



**УНИВЕРЗИТЕТ У КРАГУЈЕВЦУ
ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА У ЧАЧКУ**

мр Ненад Марковић

**МАТРИЧНИ МОДЕЛ ЕЛЕКТРОМАГНЕТСКИХ
ПРОЦЕСА АСИНХРОНЕ МАШИНЕ У УСЛОВИМА
ИЗРАЖЕНИХ НАПОНСКИХ НЕСИМЕТРИЈА**

Докторска дисертација

Ментор: др Јерослав Живанић, ред. проф.

Чачак, 2018. година

ИДЕНТИФИКАЦИОНА СТРАНИЦА ДОКТОРСКЕ ДИСЕРТАЦИЈЕ

I Аутор
Име и презиме: мр Ненад Марковић, дипл. инж. електр.
Датум и место рођења: 29.07.1974. године, Пећ
Садашње запослење: Предавач, Висока техничка школа струковних студија из Урошевца са привременим седиштем у Лепосавићу
II Докторска дисертација
Наслов: Матрични модел електромагнетских процеса асинхроне машине у условима изражених напонских несиметрија
Број страница: 120
Број слика: 63
Број библиографских података: 102
Установа и место где је рад израђен: Факултет техничких наука у Чачку, Универзитет у Крагујевцу
Научна област (УДК): (612.318/319) (043.3)
Ментор: др Јерослав Живанић, редовни професор, Факултет техничких наука у Чачку, Универзитет у Крагујевцу
III Оцена и одбрана
Датум пријаве теме: 04.03.2013. године
Број одлуке и датум прихватања теме докторске дисертације: 332/11 од 12.06.2013. године
Комисија за оцену научне заснованости теме и испуњености услова кандидата: <ol style="list-style-type: none">1. Др Јерослав Живанић, ред. проф. Факултет техничких наука у Чачку ужа научна област: Теоријска и општа електротехника2. Др Зоран Лазаревић, ред. проф. Електротехнички факултет у Београду ужа научна област: Енергетски претварачи и погони3. Др Аленка Миловановић, ванр. проф. Факултет техничких наука у Чачку ужа научна област: Теоријска и општа електротехника4. Др Милан Плазинић, доцент Факултет техничких наука у Чачку ужа научна област: Теоријска и општа електротехника5. Др Слободан Бјелић, ред. проф. Факултет техничких наука у Косовској Митровици ужа научна област: Електроенергетика

Комисија за оцену и одбрану докторске дисертације:

1. Др Зоран Лазаревић, ред. проф., председник
Електротехнички факултет у Београду, Универзитет у Београду
ужа научна област: Електричне машине
2. Др Слободан Бјелић, ред. проф., у пензији, члан
Факултет техничких наука у Косовској Митровици, Универзитет у Приштини
са привременим седиштем у Косовској Митровици
ужа научна област: Електроенергетика
3. Др Милан Плазинић, ванр. проф., члан
Факултет техничких наука у Чачку, Универзитет у Крагујевцу
ужа научна област: Теоријска и општа електротехника
4. Др Братислав Иричанин, доцент, члан
Електротехнички факултет у Београду, Универзитет у Београду
ужа научна област: Примењена математика
5. Др Јасна Радуловић, ред. проф., члан
Факултет инжењерских наука у Крагујевцу, Универзитет у Крагујевцу
ужа научна област: Аутоматика и мехатроника, Примењена информатика и
рачунарско инжењерство

Датум одбране дисертације:

РЕЗИМЕ

Докторска дисертација је настала као резултат вишегодишњег рада и мотивисаности кандидата да реализује истраживања везана за један део утицаја прилика у електричној мрежи и изабраних савремених претварачких уређаја на рад асинхроних машина.

Досадашња истраживања и анализе утицаја параметара на прелазни процес машина у референтној литератури показали су да су несиметрије и изобличења напона на крајевима намотаја чиниоци који смањују ефикасност њиховог рада. Минимално присуство несиметрија у напонима, због малих вредности импеданси инверзног редоследа, знатно повећава активне губитке. За решавање транзијентног процеса било је потребно усавршавање метода за дијагностику у реалном времену.

Уз поштовање одобреног циља истраживања кандидат се определио за матрични модел који може да обухвати већи број различитих параметара саме машине, претварача и инсталације на који је овакав склоп укључен.

Један од циљева истраживања је био усавршавање метода за дијагностику напонских несиметрија и изобличења напона у реалном времену на асинхроној машини и имплементација уређаја за њихову корекцију. Истраживања су остварена на теоријским моделима машина и реактивним елементима са пасивним параметрима за корекцију и уз примену матричних трансформација за произвољно изабране карактеристике компоненти.

Теоријски резултати добијени из модела и одговарајуће симулације које су замениле експерименталне тестове омогућили су реализацију филтара за корекцију несиметрија.

У докторској дисертацији, на основу већ добијених резултата, формулисани су матрични модели за испитивање и дијагностику услова рада и карактера напонских несиметрија код електричних машина. Реализован је заједнички матрични модел и симулациони прототип напојног система, уређаја за корекцију несиметрија и изобличења напона асинхроне машине.

Сложени електромагнетски, транзијентни процеси у асинхроним машинама догађају се и поред претпоставки о симетричној структури и линеарном карактеру параметара машине и уређаја за регулацију њеног рада. Примена претварача за регулацију рада машине врло често погоршава параметре квалитета електричне енергије а укључење претварача у чворовима мрежа или инсталација има за последицу смањење еквивалентних адмитанси чворова. На посредан начин је тако повећан утицај напона инверзног редоследа основног хармоника и створени су услови за резонантне режиме на фреквенцијама које одговарају вишим хармоницима. Анализирани су краткотрајни процеси, изазвани кратким спојевима или прекидима фаза и дуготрајни који су последица различитих вредности

параметара у претварачу или инсталацији. Симулацијом је установљено да су оба типа прелазних процеса последица непотпуних фазних режима и рада у условима несиметрија.

Теоријска истраживања и симулације су предвиђене и остварене на добијеним изведеним матричним моделима са пасивним параметрима намотаја машина, електричне инсталације и претварача. Резултати добијени помоћу метода матричних трансформација, у односу на произвољно задате облике улазних напона или струја на крајевима намотаја и претварача и тестова симулације рада изведених посредством адаптираних софтверских пакета у MATLAB Simulink-у верификују довољну математичку тачност матричних модела електромагнетских процеса.

Кључне речи: асинхрона машина, електромагнетски процеси, напонска несиметрија, математички модел, уређај за корекцију несиметрија и изобличења

SUMMARY

The doctoral dissertation was created as a result of many years of work and motivation of the candidate to carry out research related to one part of the influence of the occurrences in the electrical network and selected modern converter devices on the operation of asynchronous machines.

Past research and analysis of the influence of parameters on the transient process of machines in the reference literature have shown that the unbalances and distortions of the voltage at the winding ends are factors that reduce the efficiency of their work. The minimum presence of unbalance in voltages, due to low values of the inverse sequence impedance, significantly increases active losses. In order to solve the transient process, it was necessary to perfect methods for real-time diagnostics.

With respect to the approved research objective, the candidate has chosen a matrix model that can comprise a number of different parameters of the machine itself, the converter and the installation to which this circuit is included.

One of the aims of the research was to improve the methods for diagnostics of voltage unbalances and voltage distortion in real time on an asynchronous machine and implementation of devices for their correction. Research has been carried out on theoretical models of machines and reactive elements with passive parameters for correction and application of matrix transformations for arbitrarily selected characteristics of components.

Theoretical results obtained from the model and the corresponding simulations that replaced the experimental tests enabled the realization of the filters for the correction of the asymmetry.

In the doctoral dissertation, on the basis of the results already obtained, matrix models for the examination and diagnosis of working conditions and the character of voltage asymmetries in electrical machines were formulated. A common matrix model and a simulation prototype of the power supply system, a device for correcting the asymmetry and distortion of the voltage of the asynchronous machine was realized.

Complex electromagnetic, transient processes in asynchronous machines occur despite the assumptions about the symmetrical structure and the linear character of the parameters of the machine and devices for regulating its operation. The application of the inverter to regulate the operation of the machine very often deteriorates the parameters of the quality of electricity and the switching on of the inverters in the nodes of the networks or installations results in a reduction in the equivalent admittance of the nodes. In the indirect way, the influence of the voltage of the inverse sequence of the basic harmonic is increased, and the conditions for resonant modes at the frequencies corresponding to the higher harmonics are created. Short-term processes, caused by short-circuit or phase interruptions and long-term effects, are the result of different values of parameters in the

converter or installation. The simulation found that both types of transient processes are due to incomplete phase modes and work in conditions of asymmetry.

Theoretical research and simulations are predicted and realized on the obtained derived matrix models with passive parameters of winding of machines, electrical installations and converters. The results obtained by the matrix transformation methods, in relation to the arbitrary set of input voltages or currents at the ends of the windings and converter and work simulation tests performed by the adapted software packages in MATLAB Simulink, verify the sufficient mathematical accuracy of the matrix models of electromagnetic processes.

Key words: asynchronous machine, electromagnetic processes, voltage asymmetry, mathematical model, device for correction of asymmetry and distortion

САДРЖАЈ

ПРЕДГОВОР

1. УВОД	1
2. ПРЕГЛЕД СТАЊА ДОСАДАШЊИХ ИСТРАЖИВАЊА И УТИЦАЈ НАПОНСКИХ И СТРУЈНИХ ИЗОБЛИЧЕЊА НА РАД АСИНХРОНИХ МАШИНА	4
2.1. Преглед стања досадашњих истраживања	4
2.2. Виши хармоници у електричним мрежама и њихове последице	6
2.2.1. <i>Уважавање последица хармоника струје и напона</i>	7
2.3. Утицај напонских хармоника извора на рад трофазне асинхроне машине	10
2.3.1. <i>Анализа рада мотора при несинусоидном напону напајања</i>	10
2.3.2. <i>Виши хармоници струје и губици снаге у мотору</i>	11
2.4. Утицај струјних хармоника на рад трофазне асинхроне машине	12
2.4.1. <i>Појава резонансе и примена коректора</i>	14
2.4.2. <i>Параметри изобличења хармоника</i>	18
2.5. Нелинеарни модели асинхроних машина	21
2.5.1. <i>Модел асинхроног мотора са доминантним хармоником</i>	22
2.5.2. <i>Модел модификоване конвенционалне шеме која узима у обзир деловање хармоника у асинхроној машини са нелинеарним магнетним колом</i>	23
2.5.3. <i>Упроишћени конвенционални модел асинхроног мотора</i>	24
2.5.4. <i>Модел машине са спектром временских и просторних хармоника</i>	24

3. МАТРИЧНИ МОДЕЛ НЕСИМЕТРИЧНОГ НАПАЈАЊА АСИНХРОНОГ МОТОРА	27
3.1. Модел уређаја за корекцију несиметрија напона напајања електричних машина	27
3.1.1. Матрична једначина у (q) фазном систему уређаја која садржи матрице адмитанси	29
3.1.2. Развијени облик матричних једначина	31
3.1.3. Матрични поступак за прорачун параметара коректора	33
3.2. Избор параметара коректора несиметрија асинхроне машине према развијеном матричном методу	34
3.2.1. Корекција несиметрија фазних напона	35
3.2.2. Израчунавање релевантних параметара и адмитанси	40
4. АЛГОРИТАМ МАТРИЧНОГ МОДЕЛА СИСТЕМА КОРЕКТОР – АСИНХРОНА МАШИНА	44
4.1. Алгоритми за подршку имплементације пасивних, активних и хибридних енергетских филтара у сврху корекције несиметрија и смањења нивоа хармоника	44
4.1.1. Пасивни филтри	44
4.1.2. Активни филтри	45
4.1.3. Подела активних филтара снаге према тополошким својствима и системима напајања	47
4.1.4. Класификација активних филтара снаге заснована на називној снази	47
4.1.5. Блок шема активних филтара	50
4.1.6. Хибридни филтри	51
4.1.7. Класификација хибридних филтара	51
4.1.8. Примена хибридних филтара	54
4.1.9. Критеријуми за избор филтара	54
4.2. Побољшано решење за корекцију несиметрија у електричним мрежама	55
4.2.1. Избор параметара елемената линеарног филтра за мерење компоненти напона и струја директног и инверзног редоследа ..	55
4.2.2. Одређивање вредности параметара филтра	56
4.2.3. Анализа рада линеарног кола филтра са RLC параметрима	60
4.2.4. Алгоритам класичног начина одређивања параметара филтра .	62
5. АНАЛИЗА, СИМУЛАЦИЈА И РЕЗУЛТАТИ	67
5.1. Симулација утицаја виших хармоника на прелазни процес асинхроне машине напајане из PWM инвертора	67
5.1.1. Матрица прелаза из $0dq$ компоненти у uvw компоненте и инверзна матрица која се односи на обрнут процес прелаза из uvw у $0dq$	69

5.1.2.	<i>Симулација динамичког режима рада машине напајане правоугаоним напоном</i>	71
5.1.3.	<i>Резултати симулације</i>	74
5.2.	Транзијентне појаве у трофазном <i>АС-DC-АС</i> енергетском претварачу за напајање асинхроне машине са <i>IGBT</i> мостом	76
5.2.1.	<i>Анализа рада мостног инвертора који напаја асинхрону машину</i>	77
5.2.2.	<i>Рад инвертора изведених при омско индуктивном оптерећењу. АС-DC-АС конвертор оптерећен асинхроним мотором</i>	83
5.2.3.	<i>Резултати симулације</i>	90
6.	ЗАКЉУЧАК	103
	ЛИТЕРАТУРА	108
	СПИСАК СЛИКА	114
	СПИСАК ТАБЕЛА	118
	РЕГИСТАР ПОЈМОВА	119
	ПРИЛОЗИ	

ПРЕДГОВОР

У докторској дисертацији “Матрични модел електромагнетских процеса асинхроне машине у условима изражених напонских несиметрија” формулисани су матрични модели за испитивање и дијагностику општих услова рада и карактера сметњи типа напонских несиметрија код електричних машина.

Докторска дисертација захтевала је примену низа диферентних научних метода, и то:

- метод класичне примењене математике и теоријске електротехнике,
- метод статистичке обраде резултата мерења,
- савремени метод провере ефикасности решења задатака у реалним физичким условима на изабраном моделу система напајања и уређаја за корекцију,

док је сама симулација, са описом поступка, изведена у програму MATLAB Simulink.

Научни циљ докторске дисертације односи се на истраживање могућности за стварање уређаја за корекцију несиметрија и изобличења и елемената софтверске подршке са функцијом аутоматске дијагностике и корекције режима асинхроне машине у реалном времену. Основни циљ истраживања био је добијање бољих и једноставнијих поступака и уређаја који ће се користити за уклањање напонских апмлитуда и фазних несиметрија и временских изобличења које обликује присуство виших хармоника. Поред овог основног циља, у докторској дисертацији су постигнути и многобројни други циљеви реализовани кроз:

- истраживање неких значајнијих утицаја за рад уређаја за корекцију напонских несиметрија и изобличења електричне машине,
- успостављање нових критеријума за оцену поступка са техничко-технолошког аспекта,
- анализу могућих грешака и мерних несигурности у примени предложених поступака за корекцију напонских несиметрија при експлоатацији асинхроних машина.

Приликом израде докторске дисертације коришћен је професионални софтвер, рачунар пете генерације, као и најсавременија литература која обрађује ову проблематику.

Велику захвалност за израду докторске дисертације дугујем свом ментору проф. др Јерославу Живанићу, редовном професору на Факултету техничких наука у Чачку, који ме је током читавог поступка израде исте у потпуности подржавао својим саветима и сугестијама.

Захваљујем се и проф. др Слободану Бјелићу, чије ми је искуство много помогло у истраживачком раду.

Посебну захвалност дугујем својој породици, која је све време била уз мене, пружајући ми неизмерну подршку и снагу да истрајем у својој намери.

1. УВОД

Научни циљ докторске дисертације односи се на израду уређаја за корекцију несиметрија и изобличења (у даљем тексту: УКН) напона напајања, као и елемената софтверске подршке која ће обухватити функцију аутоматске дијагностике и корекције режима асинхроне машине у реалном времену.

Моделовање рада електричних машина у условима када је између система напајања и ње постављен УКН, намеће потребу коришћења познатих законитости из области теорије електричних машина у циљу добијања модела параметара стања претварача. За идентификацију и верификацију су коришћени мерни подаци улаза и излаза на стварном уређају који се у другом кораку пореди са одговарајућим подацима добијеним у теоријском и физичком моделу. Основне карактеристике ових поступака моделовања и идентификације су следеће:

- Модел је дефинисан на бази познатих законитости док се код поступка идентификације структура модела може претпоставити и унапред.
- Параметри модела повезани су са реалним параметрима оригинала кроз бројне вредности које не морају бити неки физички параметри или параметри реалног процеса.
- Моделовање важи за сродне процесе и различите режиме рада машине и изабраног УКН.

Решења се могу применити за добијање модела различитих процеса, а вредности параметара адмитанси елемената УКН су изабрани према следећим критеријумима:

- да одговарају адмитансама које зависе од параметара електричних машина и параметара напона из система напајања,
- да зависе само од параметара електричних машина, или
- да су зависне само од параметара напона из система напајања.

Зато је циљ истраживања у овој докторској дисертацији добијање бољих и једноставнијих поступака и уређаја који се користе за уклањање напонских амплитудних и фазних несиметрија и временских изобличења које обликује присуство виших хармоника. Модели намењени за потребе истраживања утицаја УКН на рад машине се могу знатно разликовати од модела намењених у друге сврхе, на пример за пројектовање УКН.

У овој докторској дисертацији између осталог, представљене су све реализоване симулације рада асинхроне машине, а као модел УКН је примењен активни енергетски филтар чија номинална снага одговара оптерећењу-снази асинхроног мотора. Симулиране снаге и напони за напајање асинхроних мотора су добијене из *PWM* инвертора. Алгоритам намењен за одређивање референтне струје помоћу филтарског система с прогнозираном структуром имплементиран је у УКН струје.

Ефикасност усвојеног модела активног енергетског филтра је потврђена симулацијом на шеми која обухвата асинхрони мотор и УКН и испитано је слагање резултата симулације. Усвојени активни филтар успешно поништава хармонике струје и у стационарном и у динамичком режиму рада асинхроне машине у електричној мрежи.

У **другој** глави је приказан преглед досадашњих истраживања везаних за корекцију несиметрија и редукуцију хармоника у просторном и временском домену који у принципу угрожавају нормалан рад асинхроних машина.

Истражене су енергетске карактеристике до сада примењиваних електричних шема у којима су инвертор и електрична машина, и детекција референтне струје са освртом на рад трофазног аутономног инвертора. Анализиран је и рад коректора који неутралише хармонике струје са правоугаоно-степенастим обликом.

У досадашњој анализи утицаја хармоника на струју реалног претварача углавном су разматрани:

- Поремећаји на сабирницама претварача на страни система наизменичне струје (напајање из мреже и мрежом вођени инвертор) и утицај виших хармоника на асинхрону машину.
- Мере за компензацију виших хармоника са освртом на компоненте снаге на улазу у претварач као и енергетски процеси у претварачу.

Такође, разматран је утицај напонских хармоника на улазним крајевима асинхроних машина који се огледа у стварању нежељених обртних момената које стварају хармоници који се сабирају основним обртним моментом. Исто тако разматран је и утицај струјних хармоника на рад асинхроних машина чији су извори нелинеарна оптерећења.

Трећа глава садржи матрични модел са параметрима елемената система напајања асинхроне машине и УКН. Урађен је и представљен математички модел коректора несиметрија напона напојних система електричних машина.

Формирани математички модел садржи једначине стања асинхроне машине са $d - q$ компонентама. Матрични поступак у општој теорији електричних машина подразумева формирање матричних једначина у (q) фазном систему уређаја која садржи матрице адмитанси. Из тако развијеног математичког модела се рачунају параметри УКН асинхроне машине и врши њихов избор.

У **четвртој** глави решен је претпостављени задатак везан за формирање алгоритма матричног модела асинхрона машина-коректор несиметрија. За решавање одабраних модела са асинхроним машином и коректором коришћена је *MATLAB Simulink*-софтверска подршка.

За испитивање понашања и транзијентних процеса у асинхроним машинама и изабраним коректорима несиметрија, било да се ради о класичним у коме су филтри

реализовани са пасивним елементима (отпорници, пригушнице и кондензатори) или савременим, реализовани као активни енергетски филтри дефинисан је **алгоритам-општи поступак за решавање** једног проблема (или класе проблема) који после коначног броја једнозначних корака даје решење (или показује да је проблем нерешив). Алгоритам-поступак формирања модела је дефинисан на бази познатих законитости, а параметри модела су са реалним параметрима оригинала повезани нумеричким вредностима које не морају бити физички параметри или параметри реалног процеса. Поред типизације превентивних мера, приказани су и у моделе укључени познати системи за филтрирање: пасивни, активни и хибридни.

У овом делу докторске дисертације представљени су алгоритми за одређивање значајних величина класичних коректора као и коректора са изабраном структуром у оквиру кога су исправљач, филтар и инвертор као део модерне концепције активног енергетског филтра. За симулацију су изабрани постојећи делови пакета *MATLAB Simulink* као што је на пример *psb bridges*, а за демонстрацију симулације изабрани су мотори “Север” Суботица и њихови параметри: називна снага и фактор снаге.

Алгоритам за одређивање значајних вредности имплементиран је у модул конвертора који може да оствари корекцију несиметрија и редукацију хармоника, што је кроз истраживања у докторској дисертацији приказано и у научним радовима аутора дисертације.

Приказане релације су изведене уз претпоставку да су параметри електричних елемената филтра, који су прикључени на линеарне вредности напона, независни. Могуће несиметрије углавном се одређују, мере или израчунавају, приближним методама. У случају мерења се користе струјни или напонски филтри који фазне вредности напона/струја претварају у симетричне вредности компоненти напона/струја. Све приближне методе мерења уносе велике мерне несигурности а највећи поремећај догађа се у случају отказа филтра који је обично изведен као трофазно коло.

У **петој** глави је изведена верификација истражених и предложених поступака-алгоритама који се односе на решавање корекција несиметрија и редукацију виших хармоника. Приказани су:

- Поступак за решавање процеса у исправљачком делу претварача и поступак верификације путем проверене симулације, аналитички модел енергетског кола трофазног исправљања, аналитички модел који се односи на рад мостног инвертора који напаја асинхрону машину. Применом различитих пакета у програму *MATLAB Simulink* изведени су:
- Поступак за симулацију утицаја виших хармоника на прелазни процес асинхроне машине напајане из *PWM* инвертора.
- Поступак за симулацију динамичког режима рада машине напајане правоугаоним напоном и њени резултати.

У адаптираном пакету *MATLAB Simulink* верификован је модел који се односи на транзијентне појаве у трофазном $AC - DC - AC$ енергетском претварачу за напајање асинхроне машине са *IGBT* мостом и дат је модел који приказује рад инвертора у оквиру $AC - DC - AC$ конвертора оптерећеног асинхроним мотором, као и резултати симулације. Сви резултати симулације у овом поглављу презентовани су научној и стручној јавности од стране аутора ове докторске дисертације.

2. ПРЕГЛЕД СТАЊА ДОСАДАШЊИХ ИСТРАЖИВАЊА И УТИЦАЈ НАПОНСКИХ И СТРУЈНИХ ИЗОБЛИЧЕЊА НА РАД АСИНХРОНИХ МАШИНА

2.1. Преглед стања досадашњих истраживања

Проналазак асинхроне машине крајем 1880. године употпунио је *АС* (наизменични) систем генерисања, преноса и коришћења електричне енергије. Хидроелектрана на Нијагариним водопадима била је прва у којој је у великим размерама примењен Теслин вишефазни *АС* систем. Теорија о монофазним и трофазним асинхроним машинама развијена је у првој половини двадесетог века од стране Steinmetz [1], Richter [2], Kron [3], Veinott [4], Schuisky [5], Bedefeld [6], Alger [7], Fitzgerald *et al* [8], Lyon [9] и Say [10]-што је само неколико имена од стотине инжењера и научника који су објављивали радове из ове области. Новији уџбеници и доприноси дати су од стране Match [11], Charman [12] и Fuchs и осталих [13,14].

У овим радовима анализиране су стациониране и прелазне перформансе асинхроних машина. Проблем квалитета електричне енергије у тим публикацијама је занемариван зато што у прошлом веку то питање није било од велике важности. Данас, већина трофазних асинхроних машина има снагу већу од 1 kW . Поред веће снаге асинхрони мотори, имају следеће предности у односу на синхроне:

- немају побуду па им није потребан посебан извор једносмерне струје,
- издржљиви су и релативно јефтине за одржавање,
- имају приближно сталну брзину (због мале вредности клизања од старта до пуног оптерећења),
- погодни су за експлозивна окружења,
- покретање-старт мотора је релативно лако, и
- могућност да раде у монофазним системима.

Главне мане асинхроних мотора су:

- компликована контрола брзине,
- велика вредност почетне струје уколико нема покретач, и
- мали фактор снаге при малим оптерећењима.

Класичан начин филтрирања виших хармоника које стварају нелинеарни пријемници какав је и асинхрони мотор реализује се уградњом подесивих пасивних LC филтара. Због неких недостатака пасивних LC филтара, испитују се решења са полупроводничким елементима који коригују таласне облике струја која се додају одређеним тачкама у мрежи (концепт активног филтрирања са активним енергетским филтрима). Идеју о тренутној компензацији активне снаге при стационарном оптерећењу први су објавили Erlicki и Emanuel-Eigeles 1968. године [15].

Полупроводнички елементи за компензацију реактивне снаге су почели да се користе почетком седамдесетих година XX века а регулација струје филтра помоћу повратне везе са инвертором реализована је 1976. године [7]. Развијено је неколико различитих варијанти филтра која се свде на два начина корекције таласног облика струје: корекција у временском и корекција у фреквентном домену. Код већине активних филтара с корекцијом у временском домену [5], референтна струја се одређује на основу вредности тренутне реактивне снаге.

Прво решење за корекцију је дефинисао Akagi 1984. године [16].

Друго решење произилази из приступа да се референтне струје одреде преко референтних напона мреже [17,18]. Следећи могући принцип одређивања референтне струје је да се од струје пријемника одузме основни хармоник, а то је идеја коју у свом раду први спомињу Gyugyi и Strucula 1976. године [19]. Овде се јавља проблем одређивања основног хармоника струје без кашњења јер све класичне технике филтрирања, било аналогне или дигиталне, уносе неко кашњење у филтрирани сигнал [4].

За већину поменутих примена, предности надмашују мане. У данашњим електричним мрежама са све већим бројем нелинеарних компоненти и оптерећења, трофазне асинхроне машине раде у несинусоидним условима, а анализе се не осврћу на утицај хармоника напона и/или струја на трофазне асинхроне машине. Поремећени квалитет електричне енергије има штетне ефекте на рад асинхроне машине међу којима су:

- хармоници напона и струја,
- засићење магнетних гвоздених језгара,
- статичке и динамичке ексцентричности ротора, појава механичке вибрације и динамичка нестабилност,
- појаву магнетног флукса изазваних једносмерним (DC) струјама,
- појаву нежељених флуксева у вратилу и одговарајућих струја у лежишту,
- старење изолационог материјала,
- повећање губитака у магнетном колу машине (хистерезис и вртложне струје) и застој због већих губитака који стварају претерано врела места,
- повећање губитака у бакру због присуства хармоничких компоненти,
- смањење укупне ефикасности,
- појаву обртних момената које стварају хармоници,
- појаву резонансе коју стварају хармоници...

Досадашња истраживања представљена у референтној литератури углавном се баве анализама вредности момента које у асинхроним машинама стварају доминантни-основни хармоници.

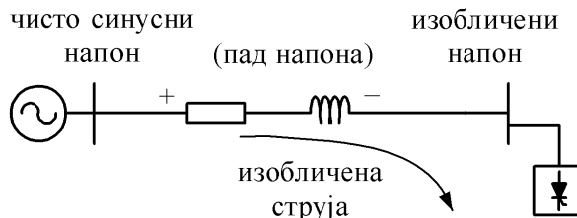
У току досадашњих истраживања у референцама у литератури разматране су и анализиране типичне вредности момента које стварају асинхроне машине,

укључујући основни хармоник и више хармонике момента и међусобни утицај просторних и временских компоненти као и утицаји напонских и струјних извора на рад *PWM* (*Pulse Width Modulation*) инвертора. Неки од примењених модела асинхроних машина у које су укључивани хармоници односили су се само на монофазне системе [20].

2.2. Виши хармоници у електричним мрежама и њихове последице

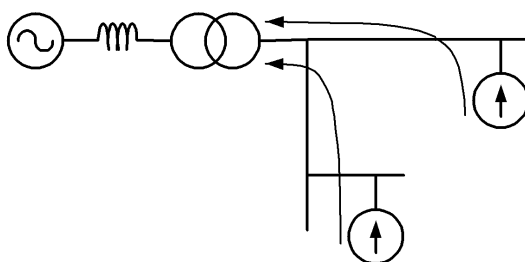
Дуги низ година хармоници се нису сматрали реалним проблемом, јер је њихов утицај на системе био занемарљив. Примена исправљача/пуњача, инвертора итд. у уређајима, учинила је да присуство хармоника има озбиљне последице у свим гранама привреде.

Изобличени облици напона и струја због присуства виших хармоника означавају поремећај у електричној мрежи и погоршавају квалитет испоручене енергије. Поред претварача и елемената енергетске електронике, извори струјних хармоника су и нелинеарна оптерећења у мрежи. При протицању хармоника кроз мрежу са неком импедансом појављују се напонски хармоници и деформише се облик напона напајања (производ импедансе мреже и струје датих хармоника), сл. 2.1. Резултат који се јавља на крају је појава хармоника напона на сабирницама или местима у којима се ињектирају струје одговарајућих хармоника. Ти напони су сразмерни вредностима струја хармоника и импеданса мрежа и детектују се мерењем [21,22].



Слика 2.1. Настанак хармоника напона и изобличеног напона у мрежи

По правилу, струје виших хармоника у радијалним дистрибутивним и индустријским мрежама, одлазе према изворима енергије (електранама), сл. 2.2, због тога што је импеданса мреже између тачке где се ињектирају струје и електрана неколико десетина пута мања од импедансе остатка мреже са потрошачима [21].



Слика 2.2. Уобичајене путање хармоника струје у радијалним мрежама

Услед протока струја виших хармоника јављају се падови напона на резистансама и реактансама елемената мреже, који се манифестују као изобличења на кривој напона. Та изобличења се детектују у мрежи и као напони виших хармоника. Како су струје и напони виших хармоника у узајамној вези, уобичајено је да се мере хармоници струје и напона или да се њихове горње дозвољене вредности прописују и лимитирају у одговарајућим националним и међународним стандардима [23-27].

Временски облици струјних хармоника који пролазе кроз мреже са нелинеарним оптерећењима се разликују од облика напона извора напајања.

Примери нелинеарних оптерећења су:

- индустријска постројења (апарати за заваривање, лучне и индукционе пећи и исправљачи),
- фреквентни претварачи асинхронних машина,
- извори непрекидног напајања,
- апарати у домаћинству (TV апарати, микроталасне пећи, луминесцентне сијалице, електронски апарати),
- неки уређаји са магнетним засићењем (трансформатори).

Последице нелинеарних оптерећења, односно присуство виших хармоника напона напајања и струје оптерећења често се у пракси наводе као:

1. Техничке последице:

- Преоптерећења у општим дистрибутивним системима мрежама због повећања ефективне вредности струје.
- Преоптерећења у неутралним (нултим) водовима где се сабирају приближно утростручене вредности струја виших хармоника (генерисане у монофазним нелинеарним оптерећењима).
- Вибрације и превремено старење свих радних елемената у електричним машинама: генератора, мотора трансформатора и веће присуство звучних феномена (повећана бука у њима).
- Преоптерећења и старење кондензатора за поправку фактора снага.
- Сметње на водовима телекомуникационих инсталација.

2. Економске последице:

- Превремено старење појединих електричних уређаја доводи до њихове замене пре планираног рока уколико у мрежама нема алтернативног извора енергије.
- Преоптерећења у мрежама стварају веће губитке што значи да је потребна већа енергија из мреже.
- Изобличење стандардне форме тренутних вредности струје изазива “лажно реаговање” аутоматских прекидача и застоје производних процеса зависних од електричне енергије.

2.2.1. Последице присуства хармоника струје и напона

Значајни хармоници које треба детектовати/измерити и елиминисати су у трофазним општим системима где се често јављају непарни хармоници. Порастом фреквенције хармоника њихове амплитуде се смањују. Хармоници реда изнад 50-ог

имају занемариве вредности амплитуда и њихово детектовање/мерење није значајно. Хармоници до реда 30-ог се доста тачно детектују. Према SRPS EN 61000-2-2:2008 [28] стандарду електродистрибутивна предузећа контролишу садржај 3, 5, 7, 11, 13 хармоника и морају да елиминишу хармонике нижег реда од 30-ог. У неким случајевима на захтев корисника енергије котролише се садржај до 25-ог реда закључно.

Ред хармоника h је однос фреквенције хармоника (f_h) и основне фреквенције (f_1) доминантног првог хармоника струје у електричној мрежи:

$$h = f_h / f_1 \quad (2.1)$$

У електричним мрежама електроенергетског система-ЕЕС Србије (као и у ЕЕС у Европи и највећем броју земаља широм света) основна фреквенција је $f = 50 \text{ Hz}$, док је фреквенција од 60 Hz заступљена у САД, Јапану, Канади и у неким другим земљама.

Изобличење појединих хармоника напона и струје, U_h и I_h , изражено у процентима је:

$$U_h \% = 100 \cdot U_h / U_1 \quad (2.2)$$

$$I_h \% = 100 \cdot I_h / I_1 \quad (2.3)$$

где су:

U_1 – величина напона основног (првог) хармоника,

I_1 – величина струје основног (првог) хармоника, [21].

У таб. 2.1 приказан је максимални ниво хармоника у електричној мрежи који не сме да буде прекорачен, стандард SRPS EN 50160:2012/A1:2015, [24].

Табела 2.1. *Норма-максимални ниво хармоника који не сме да буде прекорачен, [24]*

Непарни хармоници, не дељиви са 3				Непарни хармоници, дељиви са 3				Парни хармоници			
Ред-ранг хармоника h	НН	СН	СВН	Ред-ранг хармоника h	НН	СН	СВН	Ред-ранг хармоника h	НН	СН	СВН
5	6	6	2	3	5	2,5	1,5	2	2	1,5	1,5
7	5	5	2	9	1,5	1,5	1	4	1	1	1
11	3,5	3,5	1,5	15	0,3	0,3	0,3	6	0,5	0,5	0,5
13	3	3	1,5	21	0,2	0,2	0,2	8	0,5	0,2	0,2
17	2	2	1	> 21	0,2	0,2	0,2	10	0,5	0,2	0,2
19	1,5	1,5	1					12	0,2	0,2	0,2
23	1,5	1	0,7					> 12	0,2	0,2	0,2
25	1,5	1	0,7								

Легенда: НН-ниски напон, СН-средњи напон, СВН-средњи/високи напон

Као што је напред наглашено, поред смањења квалитета испоручене електричне енергије, присуство хармоника у електричним мрежама има и друге негативне техничке последице, а то су:

- изобличење напона напајања на “осетљивим” оптерећењима и сметње на водовима,
- изобличење стандардне форме тренутних вредности струје изазива “лажно реаговање” аутоматских прекидача и застоје производних процеса зависних од електричне енергије.

Стандарди који прописују изобличења хармоника у електричним мрежама обухватају:

- стандарде електромагнетне компатибилности дистрибутивних мрежа,
- нормативне захтеве за постројења и уређаје кроз које пролазе хармоници,
- препоруке електродистрибутивних предузећа за примену на електричним уређајима.

Постоје три главна стандарда и документ [29], усмерен на брзо слабљење утицаја хармоника и:

- стандард ЕМК (електромагнетне компатибилности), [30]: Ови стандарди успостављају неопходну електромагнетну компатибилност (усклађеност, подударност, подношљивост) дистрибутивне мреже и постројења/уређаја,
- хармоници који пролазе кроз уређаје у општим дистрибутивним системима не би требало да створе поремећаје изнад одређеног нивоа,
- сваки уређај/мрежа мора да очува радну способност када је у напојној мрежи присутан поремећај одређеног нивоа; стандард SRPS EN 61000-2-2:2008, [28] важи за нисконапонске системе напајања опште примене,
- стандард SRPS EN 61000-2-4:2008, [29] за уређаје ниског и високог напона у индустрији.

Стандард за квалитет електричне енергије у дистрибутивним мрежама обухвата:

- стандард SRPS EN 50160:2012, [31] који успоставља карактеристике електричне енергије која се испоручује електродистрибутивним предузећима опште намене (у Србији су то јавни системи снабдевања),
- стандард IEEE Std 519-2014, [32] који представља општи поступак којим фирме за снабдевање енергијом и потрошачима ограничавају утицаји нелинеарних оптерећења и кажњавање потрошача који се јављају као извори хармоника.

Стандард који прописује захтеве према електричним уређајима и постројењима обухвата:

- стандард SRPS EN 61000-3-2:2014, [25] за нисконапонске мреже и уређаје са номиналном струјом мањом од 16 А,
- стандард SRPS EN 61000-3-12:2013, [33] за нисконапонске мреже и уређаје са номиналном струјом већом од 1 А и мањом од 75 А.

2.3. Утицај напонских хармоника извора на рад трофазне асинхроне машине

Рад асинхроних машина када су на њеним изводима хармоничне-синусоидне вредности је добро истражена тема и у литератури су доступни многи модели за прелазне и стационаране режиме рада. Језгра статора и ротора асинхроне машине направљена су од феромагнетика са нелинеарним $B-H$ карактеристикама. У магнетним колима са намотајима постоје низ нелинеарности које компликују њихову анализу, а по значајности утицаја издвајају се три и то су:

- ефекат засићења,
- облик хистерезисне криве, и
- вртложне струје.

Та три феномена стварају флукс несинусоидног облика у магнетном колу и различите таласне облике напона и струја у намотајима статора и ротора, и више струјне хармонике у електричним колима.

2.3.1. Анализа рада мотора при несинусоидном напону напајања

Ради илустрације анализира се рад мотора када се он напаја из мреже изобличеним напонем правоугаоног облика, и према Фуријеовом развоју може да садржи хармонике реда $h = 1, 5, 7, 11, 13, 17, \dots, 35$ и 37 , са амплитудама вредности U_i / h . Анализира се временски талас напона разложен у низ хармоника и оцењује (израчунава) утицај сваког од њих. При развоју напона правоугаоног облика нема трећег хармоника и парних хармоника, тј.:

$$u = \frac{4U}{\pi} \cdot \left[\sin \omega t + \frac{\sin 3\omega t}{3} + \frac{\sin 5\omega t}{5} + \dots \right] \quad (2.4)$$

Сви напонски хармоници стварају сопствено магнетно поље које се обрће брзином (n_h) знатно већом у односу на брзину обртања основног хармоника (n_1) , тј.:

$$n_h = 60 \frac{f_h}{p} = 60 \frac{hf_1}{p} = hn_1 \quad (2.5)$$

где је:

f_h – фреквенција хармоника реда (h) .

У таб. 2.2, дати су основни подаци за обртна магнетна поља виших хармоника, закључно са 25. хармоником. Знак “+” означава да се смер ротације поклапа са ротацијом поља основног хармоника, знак “-” означава да је смер ротације супротан ротацији поља основног хармоника, а знак “0” да је поље тог хармоника непокретно. У моторном режиму са клизањем $s = 0,01 - 0,06$, клизање мотора у односу на ротирајућа поља виших хармоника је приближно јединици, тј. $s_h = 1 \pm 1/h \approx 1$. Тачније то одступање вредности s_h је мало, таб. 2.2 [21].

Табела 2.2. Подаци за обртна поља виших хармоника, закључно са 25. хармоником, [21]

Ред хармоника (h)	1	3	5	7	9	11	13	15	17	19	21	23	25
Амплитуда хармоника	1,000	0,333	0,200	0,143	0,111	0,091	0,077	0,066	0,052	0,059	0,047	0,043	0,040
Смер ротације	“+”	“0”	“-”	“+”	“0”	“-”	“+”	“0”	“-”	“+”	“0”	“-”	“+”
Клизање s_h (при и $s_1 = 0$)	0,00	-	1,20	0,86	-	1,09	0,92	-	1,06	0,95	-	1,04	0,96

2.3.2. Виши хармоници струје и губици снаге у мотору

Сви хармоници електромагнетног поља индукују струју у ротору, и као резултат узајамног дејства, јавља се одговарајући асинхрони моменат. Ако је смер тог момента исти као смер момента основног хармоника, онда се тај моменат назива моторни (има знак “+”, таб. 2.2), у супротном моменат тог хармоника је кочиони (знак “-”, таб. 2.2). У моторном режиму са клизањем $s = 0,01 - 0,06$, клизање мотора у односу на обртна поља виших хармоника је приближно једнако јединици, тј. $s_h = 1 \pm 1/h \approx 1$ [21].

У литератури [34-36] се наводе следећи подаци:

- да, за моторе мањих снага ($< 20 kW$), резистанса и индуктивност намотаја статора и ротора, скоро не зависе од учестаности, па се повећавају једино вредности реактанси расипања статора ($X_{sh} = hX_s$) и ротора ($X_{rh} = hX_r$),
- да се, код машина средњих снага ($\geq 30 kW$), повећава и резистанса ротора по изразу $R_{rh} \approx hR_r$ [17],
- да се, код мотора већих снага ($> 110 kW$), повећавају резистанса статора и ротора, по изразима $R_{sh} \approx hR_s$ и $R_{rh} \approx hR_r$ [35,36], док су вредности реактанси нешто мање, $X_{sh} \leq hX_s \leq X_{rv} \leq hX_r$, јер су умањене вредности индуктивности, $L_r(hf) < L_r$ и $L_s(hf) \leq L_s$,
- вредности резистансе и индуктивност статора се, практично, не мењају код свих нисконапонских мотора снага од 1-300 kW ;
- вредност жлебне резистансе ротора у режиму кратког споја (у релативним јединицама) се мало мења са снагом мотора, па се може сматрати да је $R_{r-sl,sc} \approx 0,030$ г.ј., како је показано у [37], а
- резистанса ротора на делу ван жлебова је $R_{r-e} \approx (1/3)R_r \approx (1/3)R_s$, па се за одређивање вредности резистансе мотора $R_{M,h}$, за хармонике реда $h \geq 5$ има [21]:

$$R_{Mh} = (4/3)R_s + 0,03 \cdot \sqrt{h} \quad (2.6)$$

За моторе снага од 5-400 kW, истим редом, дата су подручја вредности:

- степена искоришћења $\eta = 0,85 - 0,95\%$ фактора снаге од $\cos \varphi = 0,85 - 0,92$, тј. ($\eta \cdot \cos \varphi = 0,72 - 0,875$),
- вредности резистансе ротора (R_s), нпр. од $R_s = 0,045Z_n$ до $R_s = 0,015Z_N$,
- вредности резистанси статора $R_{s,h} = 0,045Z_N \div 0,050Z_N = const$,
- одговарајуће вредности резистанси ротора $R_{r,h} = 0,03 \cdot \sqrt{h}$,
- одговарајуће вредности резистанси мотора $R_{M,h}$,
- одговарајуће вредности реактанси мотора $X_{M,h}$,
- одговарајуће вредности импеданси мотора $Z_{M,h}$,
- струје виших хармоника $I_{M,h}$, и
- одговарајуће вредности губитака снаге услед виших хармоника, у процентима номиналне снаге мотора $P_{M,h}(\%P_N)$, и у процентима називних губитака снаге у намотајима $P_{M,h}(\%P_{CuN})$ [21].

На основу претходних претпоставки, можемо закључити да добијени резултати показују да је, и при максималном допуштеном садржају свих хармоника у напону напајања ($U_h = 5\%$, $h = 1 - 37$), проценат додатних губитака снаге, (у јединицама номиналне снаге мотора $P_{M,h}(\%P_N)$), релативно мали:

- за моторе мањих снага ($< 5 kW$), повећања губитака износе око $0,186\%P_N$, па су одговарајућа смањења степена искоришћења око $0,2\%$, што је мање у односу на податак од $0,25\%$ у [36],
- за моторе великих снага ($> 100 kW$), повећања губитака износе око $0,112\%P_N$, па су одговарајућа смањења степена искоришћења око $0,12\%$.

Процентуалне вредности губитака снаге у трофазној асинхроној машини у односу на номиналне губитке снаге у намотајима $P_{M,h}(\%P_{CuN})$ због утицаја виших хармоника напонских извора могу да буду веома значајни и може да се достигне повећање губитака око $2,109\%P_{CuN}$ за моторе мањих снага 5-10 kW и око $4,526\%P_{CuN}$ за моторе већих снага $> 100 kW$ [21].

2.4. Утицај струјних хармоника на рад трофазне асинхроне машине

У радијалним дистрибутивним и индустријским мрежама, струје виших хармоника одлазе према генераторима зато што је импеданса мреже између тачке где струје улазе у мрежу 10-100 пута мања од импедансе остатка мреже са потрошачима. Она је у ствари мања I_{SC}/I_L пута, где је I_{SC} амплитуда струје кратког споја а I_L максимална струја оптерећења. Границе у којима се крећу вредности односа I_{SC}/I_L су дате у таб. 2.3 [21].

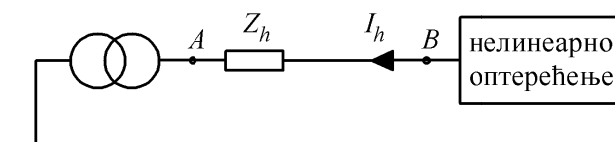
Табела 2.3. Максимална изобличења струје I_h у дистрибутивним мрежама $U \leq 69$ kV за непарне хармонице, по IEEE Std 519-1992, [23]

I_{SC} / I_L	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	THD_I
<20	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
20-50	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
50-100	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
100-1000	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
>1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20,0

Извори струјних хармоника су нелинеарна оптерећења укључена у општи дистрибутивни систем. При протицању струја кроз систем мрежа која има неку импедансу долази до појаве напонских хармоника и изобличења форме напона напајања. Хармоници који пролазе кроз мреже и системе-кроз нелинеарна оптерећења (или оптерећења) имају временске облике струја који се разликују од форме напојних напона. У уводу је већ истакнуто да су једна од важнијих нелинеарних оптерећења и фреквентни претварачи асинхронних машина. Изобличена форма струја или напона указује на присуство хармоника, али означава и присуство поремећаја и погоршање квалитета испоручене енергије.

Како је већ истакнуто, извори струјних хармоника су нелинеарна оптерећења, али истовремено струјни хармоници настали у електричним мрежама и напајају нелинеарна оптерећења.

Напонске хармонице стварају струјни хармоници из кола напајања а шема таквог кола приказана је на сл. 2.3. Вредности реактанси проводника расту са повећањем вредности фреквенција струја.

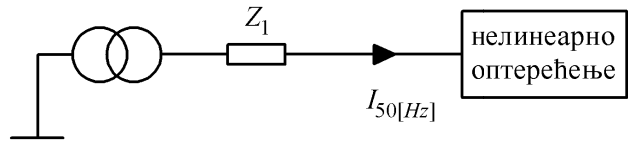


Слика 2.3. Једнополна шема кола напајања дистрибутивног система за хармоник h – ог реда

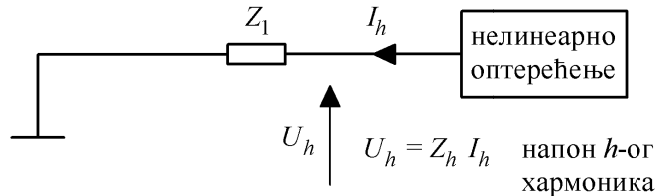
Сваком хармонику h – ог реда у колу напајања одговара нека импеданса Z_h .

Ако кроз импедансу Z_h прође хармоник h – реда, по Омовом закону он ствара напон $U_h = Z_h I_h$. Резултат је да се напон у тачки B деформише и разликује од синусног облика. У тачки B сва оптерећења добијају изобличен напон, који је за дати струјни хармоник сразмеран импеданси.

Нелинеарна оптерећења генеришу струје виших хармоника са смеровима ка изворима напајања. На сл. 2.4 и 2.5 су шеме мрежа “заражених” хармоничима. Кроз коло на шеми на сл. 2.4 тече струја доминантне фреквенције 50 Hz а на шеми на сл. 2.5 струја фреквенције h – реда. При напајању нелинеарних оптерећења настају струје са фреквенцијом 1 (1-доминантни хармоник, 3-трећи хармоник) $f = 50$ Hz (како је показано на сл. 2.4) којима се додају струјни хармоници I_h , сл. 2.5 која одговара сваком h – хармонику.

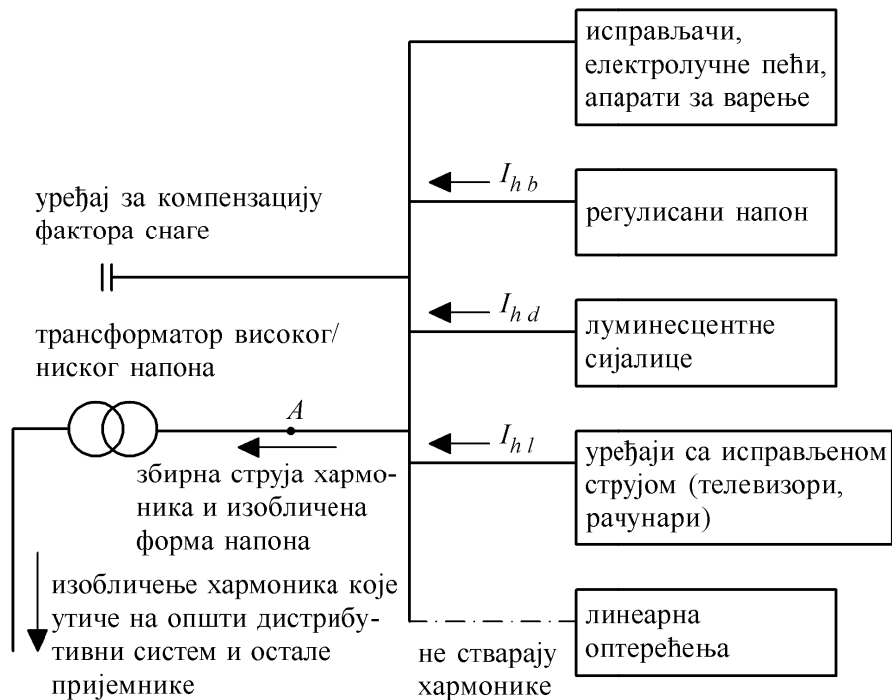


Слика 2.4. Једнополна шема мреже чији је извор електрична мрежа са основном-доминантном фреквенцијом 1 од $h = 1 \Leftrightarrow f = 50 \text{ Hz}$ која напаја нелинеарно оптерећење



Слика 2.5. Еквивалентна шема са нелинеарним оптерећењем која генерише хармонике

Оптерећења генеришу струје виших хармоника, у смеру ка извору напајања, па се може саставити шема која приказује пут хармоника струје у шеми, сл. 2.6. Одређена оптерећења на сл. 2.6 у општем дистрибутивном систему генеришу а друга апсорбују струјне хармонике.

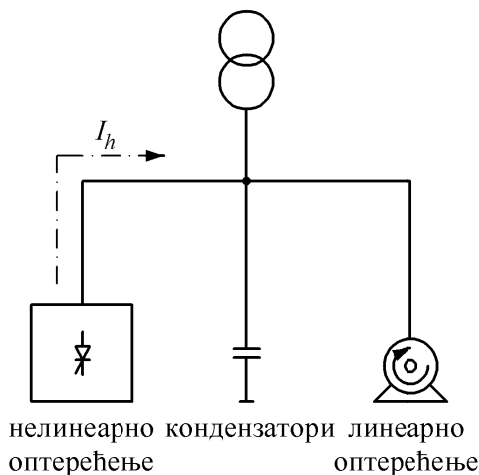


Слика 2.6. Извори струјних хармоника

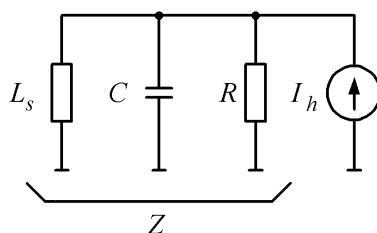
2.4.1. Појава резонансе и примена коректора

Истовремена примена капацитивних и индуктивних уређаја у мрежама ствара услове за паралелну/редну резонансу у одговарајућим импедансама еквивалентних кола.

Променом параметара импедансе (модула или аргумента) могу се променити вредности струја и напона у мрежи. На сл. 2.7 је приказана паралелна резонанса; шема за анализу је састављена од: мрежног трансформатора, линеарног оптерећења, нелинеарног оптерећења кроз кога пролазе виши хармоници струја и кондензатора за повећање фактора снага. У наставку је приказана еквивалентна шема електричне мреже за анализу хармоника, сл. 2.8.



Слика 2.7. Шема електричне мреже у којој је коректор нелинеарно оптерећење



Слика 2.8. Еквивалентна шема електричне мреже са сл. 2.7

Са сл. 2.7 произилази да је струја хармоника I_h једнака:

$$\begin{aligned}
 I_h &= I_R + I_C + I_{L_s} \\
 I_R &= \frac{U}{R}, \quad I_{L_s} = -j \frac{U}{\omega L_s}, \quad I_C = j\omega C \cdot U \\
 I_h &= \frac{U}{R} + j\omega C U - j \frac{U}{\omega L_s} = U \left[\frac{1}{R} + j\omega C - \frac{j}{\omega L_s} \right] = \frac{U}{Z} \\
 Z &= \frac{R\omega L_s}{\omega L_s + j\omega^2 R L_s C - jR} = \frac{R\omega L_s}{\omega L_s - jR(1 - \omega^2 L_s C)} = \\
 &= \frac{R^2 \omega^2 L_s^2 + jR^2(1 - \omega^2 L_s C)}{\omega^2 L_s^2 + R^2(1 - \omega^2 L_s C)^2} = Z e^{j\varphi} \\
 |Z| &= \frac{R\omega L_s}{\sqrt{\omega^2 L_s^2 + R^2(1 - \omega^2 L_s C)^2}}, \quad \arg(Z) = \varphi = \arctg \frac{1 - \omega^2 L_s C}{\omega L_s}
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

где је:

I_h – струја хармоника,

U – напон извора хармоника,

L_s – индуктивност (мрежа+трансформатор+водови),

C – капацитивност кондензатора за повећање фактора снаге,

R – отпор линеарног оптерећења.

Ако је активна отпорност $R \rightarrow \infty$ параметри импедансе се одређују по једноставним формулама:

$$Z = \frac{j\omega L_s}{1 - \omega^2 L_s C}, |Z| = \frac{\omega L_s}{1 - \omega^2 L_s C} \quad (2.8)$$

$$\arg(Z) = \arg(U) - \arg(I_h) = e^0 \mp e^{\mp j\frac{\pi}{2}} = \mp \frac{\pi}{2} = \varphi, (I_{L_s} > I_C; I_{L_s} < I_C)$$

Резонанса настаје када имениоц има вредности $Z \rightarrow 0$ тј. $[(1 - \omega^2 L_s C) \rightarrow \infty]$. Фреквенција на којој се то догађа назива се резонантном фреквенцијом кола. При тој фреквенцији импеданса кола достиже максималну вредност и настаје напонски хармоник велике вредности који знатно изобличује форму напона напајања. Изобличену форму напона прате токови струја у осцилаторном колу $L_s + C$ које, по вредности, прекорачују струје потребне оптерећењу.

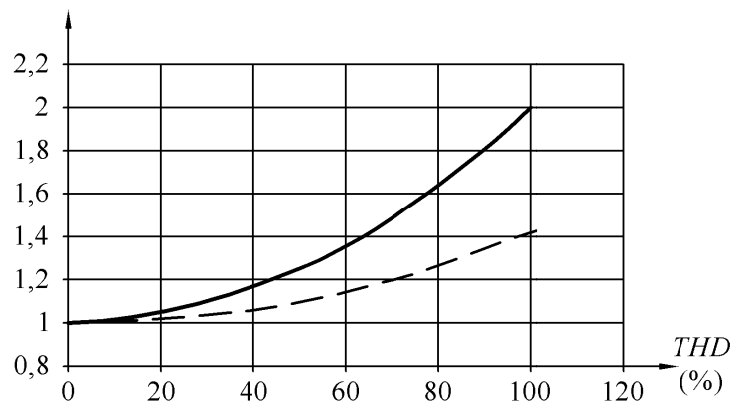
Резултат је да се дистрибутивни систем и кондензатори за повећање фактора снаге излажу дејству већих вредности струјних хармоника и преоптерећењима. За избегавање резонансе и за заштиту од хармоника на ред са кондензаторима додају се пригушнице.

Активна снага предата оптерећењу зависи од основне компоненте струје I_1 основне учестаности мреже. Када струја која је потребна оптерећењу садржи хармонике, ефективна вредност струје I_{rms} је већа од струје основног хармоника $I_{rms} > I_1$.

Укупни коефицијент хармонијског изобличења струје THD (the total harmonic distortion) је одређен релацијом [21]:

$$THD = \sqrt{\left(\frac{I_{rms}}{I_1}\right)^2 - 1} \text{ одакле је } I_{rms} = I_1 \sqrt{1 + (THD)^2} \quad (2.9)$$

На сл. 2.9 приказане су промене два параметра који зависе од укупног коефицијента хармонијског изобличења. Хармоници струја изазивају повећање Џулових губитака у свим проводницима кроз које теку, и допунско повећање температуре у трансформаторима, кабловима и осталим уређајима.



Слика 2.9. Повећање ефективне вредности и Цулових губитака зависних од укупног коефицијента (фактора) изобличења (_____ Цулови губици ----- Ефективна вредност струје) [38]

Напон хармоника h –ог реда који улази у асинхрону машину и генерише у ротору струје веће фреквенције од 50 Hz је разлог за појаву допунских губитака. Напон напајања реалног правоугаоног облика изазива пораст губитака за 20%.

Напон који садржи хармонике, $u_5 = 8\%$ (основне компоненте напона U_1), $u_7 = 5\%$, $u_{11} = 3\%$, $u_{13} = 1\%$, тј. са укупним коефицијентом изобличења $THD_u = 10\%$, доводи до допунских губитака од 6%.

Струје хармоника које теку кроз трансформаторе изазивају повећање губитака у “бакру” због Цуловог ефекта и у “гвожђу” због вихорних струја. Напонски хармоник је узрок губитака у “гвожђу” услед хистерезе. Обично се рачуна да губици у намотају расту сразмерно са квадратом THD_i , а губици у језгру сразмерно квадрату THD_u . У трансформаторима за комутацију у општим дистрибутивним системима са лимитираним растом нивоа изобличења, ниво губитака достиже 10-15%. Напон присутан на кондензатору доводи до појаве струја сразмерних фреквенцијама хармоника а струје стварају допунске губитке. Ако напон напајања садржи следеће хармонике: основну компоненту напона U_1 , $u_5 = 8\%$ (од U_1), $u_7 = 5\%$, $u_{11} = 3\%$, $u_{13} = 1\%$, тј. са укупним коефицијентом изобличења $THD_u = 10\%$, струја се повећава за 1,19 пута а Цулови губици за 1,4 пута.

Нивои номиналних карактеристика (параметара) генератора који напајају нелинеарна оптерећења морају се снижити због појаве допунских губитака створених токовима струјних хармоника.

Од нивоа смањења радних параметара генератора за 30% општег оптерећења, 10% се односи на нелинеарна оптерећења. Дакле, због тога је, неопходно користити генераторе повећане снаге.

Стандард SRPS IEC 60892:1996 [39] је увео појам за коефицијент стрмине хармоника HVF (коефицијент напонског хармоника) чија је формула и максимална вредност дата у наставку:

$$HVF = \sqrt{\sum_{h=2}^{13} \frac{U_h}{h^2}} \leq 0,02 \quad (2.10)$$

2.4.2. Параметри изобличења хармоника

За квантитативно вредновање/мерење и естимацију/оцену хармонијских изобличења струја и напона користи се неколико показатеља а најчешће су то:

- фактор снаге, амплитудни (темени) фактор, снага нелинеарног изобличења,
- (хармонијски) - спектар хармоника, величина хармонијског изобличења.

Ове параметре треба уважити при одређивању било ког уређаја за корекцију.

Фактор снаге је однос активне P и привидне снаге S . $PF = \frac{P}{S}$, и не треба га

поистоветити са фактором снаге основног хармоника $\cos \varphi = \frac{P_1}{S_1}$, где су: P_1 – активна снага и S_1 – привидна снага основне фреквенције.

Параметар $\cos \varphi = \frac{P_1}{S_1}$ се односи само на основну фреквенцију

дистрибутивног система и разликује се од фактора снаге, који узима у обзир остале хармонике садржане у привидној и активној снази.

Први знак присуства већег броја хармоника у електричној мрежи је разлика између измереног фактора снаге (power factor) PF и измерене вредности $\cos \varphi \Big|_{f=f_1=50\text{Hz}}$.

Амплитудни фактор је однос вредности амплитуде струје/напона I_m или U_m и ефективне (rms) вредности (I_{rms} или U_{rms} – root mean square-квадратни корен из средње вредности на квадрат у току полупериоде).

За синусоидалне сигнале амплитудни фактор је једнак:

$$I_m / I_{rms} = \sqrt{2}, U_m / U_{rms} = \sqrt{2} \quad (2.11)$$

За несинусоидне сигнале амплитудни фактор може да буде:

$$I_m / I_{rms} \geq \sqrt{2} \text{ или } I_m / I_{rms} \leq \sqrt{2} \quad (2.12)$$

Код струја потребних за напајање нелинеарних оптерећења вредност амплитудног фактора је много већа од $\sqrt{2}$, обично између 1,5 а у критичним случајевима може да достигне и вредност 5. Већа вредност амплитудног фактора сведочи о присуству струјних хармоника који су способни да изазову деловање заштитних уређаја. У случају 2 и 3 такве вредности фактора указују на различит облик криве напона од синусоидалног тј. да су присутна напонска/струјна изобличења.

Активна снага P сигнала са хармоницима је збир активних снага одвојених хармоника струја и напона једног истог h – реда.

Реактивна снага одређена је искључиво за основну фреквенцију $Q = U_1 I_1 \sin \varphi$.

У присуству хармоника, снага изобличења је одређена квадратним кореном:

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (2.13)$$

где је:

S – привидна снага.

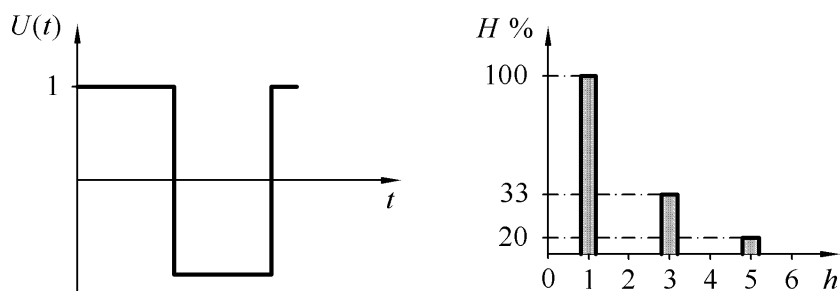
Виши хармоници струје, који потичу од нелинеарних потрошача (извора хармоника струје), по правилу теку ка изворима снаге у ЕЕС-у пошто је то путања са најмањом импедансом. Због протока струја виших хармоника кроз (импедансе) водова и трансформатора, јављају се падови напона што се манифестује појавом хармоника у кривој напона. Удео хармоника напона се повећава идући од електрана ЕЕС ка нелинеарном извору хармоника струје. Основни параметри хармоника струје и напона су ред хармоника и интензитет хармоника у апсолутним и процентним износима [23-27,40].

Било ком уређају, у ком тече хармоник, потребна је струја хармоника одређеног облика (амплитуде и фазног помераја). Оба параметра, а посебно амплитуда, су од суштинског значаја за анализу.

Изобличења која уносе посебни хармоници одређени су процентуалном вредношћу амплитуде h – ог реда у односу на вредност сигнала основне фреквенције

$$U_h(\%) = 100 \frac{U_h}{U_1} \text{ или } I_h(\%) = 100 \frac{I_h}{I_1} \quad [21].$$

Приказом амплитуде сваког хармоника као функцијом фреквенције добија се график спектра хармоника. На сл. 2.10 представљен је пример спектра правоугаоних сигнала.



Слика 2.10. Спектар хармоника правоугаоних сигнала напона $U(t)$ [38]

Ефективне вредности струја и напона могу се израчунати као функције ефективних вредности хармоника h – реда, сл. 2.10:

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} \text{ и } U_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} U_h^2} \quad (2.14)$$

Термин “сумарни фактор” хармонијског изобличења THD има широку примену за одређивање нивоа хармоника у сигнаlima променљивог (\pm) знака.

За сигнал (Y) коефицијент THD одређује се као:

$$THD = \sqrt{\frac{1}{Y_1^2} \sum_{h=1}^{\infty} Y_h^2} \quad (2.15)$$

Ово је сагласно са SRPS EN 61000-2-2:2008 стандардом [28] (треба приметити да вредност може да буде већа од 1). Сагласно стандарду параметар h – може да се

ограничи на 50. Фактор THD је један од начина приказа степена изобличења који има утицаја на струју/напон у било ком месту у мрежи.

Струја која садржи хармонике одређује се помоћу израза [21]:

$$THD_i = \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_h^2} \quad (2.16)$$

Погоднији израз за примену, за познату пуну ефективну вредност струје I_{rms} је:

$$THD_i = \sqrt{\left(\frac{I_{rms}}{I_1}\right)^2 - 1} \quad (2.17)$$

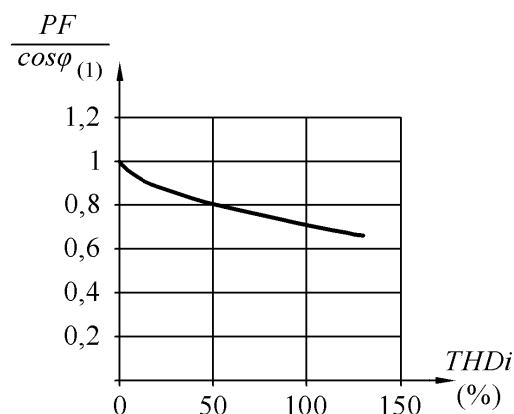
а за напон са садржајем хармоника је [21]:

$$THD_u = \frac{1}{U_1} \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} U_h^2} \quad (2.18)$$

Коефицијент THD који представља једну од вредности изобличења струја или напона је веома значајан показатељ. Спектар представља одвојене хармонике који утичу на облик сигнала (другачије се назива коефицијент изобличења синусоидалности криве напона).

На сл. 2.11 је представљен график зависности $\frac{PF}{\cos \varphi_{(1)}} = \frac{1}{\sqrt{1+(THD_i)^2}}$ од

THD_i .



Слика 2.11. Промена $\frac{PF}{\cos \varphi_{(1)}} = \frac{1}{\sqrt{1+(THD_i)^2}}$ у зависности

од THD_i за случај када је $THD_u = 0$ [38]

Вредност активне снаге је често изједначена са вредношћу снаге основног хармоника [41]:

$$P \cong P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_{(1)} \quad (2.19)$$

па се фактор снаге може рачунати из:

$$PF = \frac{P}{S} \approx \frac{U_1 I_1 \cos \varphi_{(1)}}{U_1 I_{rms}} \quad (2.20)$$

Пошто је: $\frac{I_1}{I_{rms}} = \frac{1}{\sqrt{1+(THD_i)^2}}$ тада је: $PF = \frac{\cos \varphi_{(1)}}{\sqrt{1+(THD_i)^2}}$.

Показатељи THD_u карактеришу изобличење криве напона. У наставку је наведено неколико вредности THD_u и њихови одговарајући утицаји који произилазе у електричним мрежама:

- $THD_u < 5\%$ нормална ситуација, изостанак поремећаја у раду уређаја,
- $THD_u = 5 - 8\%$ -значајно угрожавање мреже хармоницима, могући неки удари у раду постројења,
- $THD_u = 8\%$ -већи степен угрожености мреже хармоницима, могући удари у раду постројења. Потребна је детаљна анализа и инсталисање уређаја за компензацију/филтрирање и компензацију (ФКУ).

Показатељи THD_i карактеришу изобличење криве струје. У уређају који уноси хармонијске поремећаје детекована је, преко размера THD_i на улазима и излазима различитих кола, већа истрошеност на путу протицања хармоника. У наставку је наведено неколико вредности THD_i и одговарајући њихови утицаји у електричним мрежама:

- $THD_i < 10\%$ нормална ситуација, изостанак удара и поремећаја у раду уређаја,
- $10\% < THD_i < 50\%$ знатније угрожавање мреже хармоницима и опасно повишење температуре и неопходност да се пређе на избор каблова већег пресека и избор веће снаге извора напајања,
- $< 50\%$ већи степен угрожености мреже хармоницима, могући удари у раду уређаја. Потребна је детаљна анализа и инсталисање уређаја за компензацију/филтрирање и компензацију (ФКУ). Користи се да се оцени за колико се мора повећати снага извора напајања разматраног уређаја.

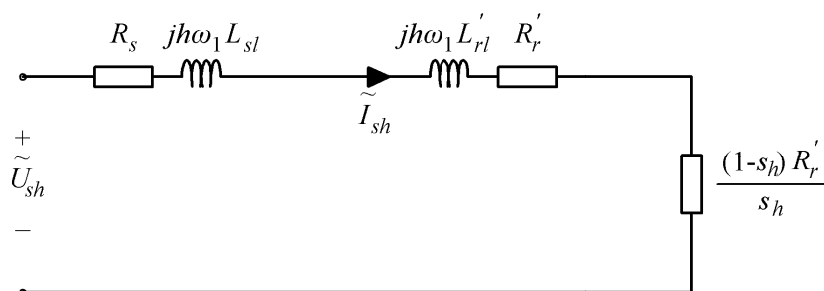
Амплитудни фактор се користи за оцену способности машине (или извора непрекидног напајања) да обезбеди веће тренутне вредности струја. На пример рачунарским уређајима је потребна јако изобличена таласна форма струје за коју амплитудни фактор може да достигне и вредност 3,5.

2.5. Нелинеарни модели асинхроних машина

Иако синусоидно моделовање асинхроних машина није доминантна тема истраживања, на следећим сликама су приказани релативно једноставни и тачни линеарни модели који садрже основну фреквенцију која се може проширити на моделе хармоника.

2.5.1. Модел асинхроног мотора са доминантним хармоником

На сл. 2.12 је представљено основно еквивалентно струјно коло трофазног асинхроног мотора, који се користи за анализу стационарних стања. Параметри ротора представљени су еквивалентном роторском импедансом. За решавање стационарног стања користе се методе суперпозиције. За уобичајене вредности погонског броја обртаја, основно клизање је веома мало и, с тога, и утицај хармоника клизања s_h је незнатан.



Слика 2.12. Еквивалентно струјно коло асинхроне машине за хармоник реда h добијено помоћу Тевененове теореме. Претпоставка је да су параметри отпорности и индуктивности у струјном колу независни од h

Аналогно дефиницији клизања за основни хармоник ($h = 1$), дефинисано је клизање у односу на произвољни хармоник (h) које износи:

$$s_h = \frac{n_{sh} - n_m}{n_{sh}} \quad (2.21)$$

где је:

n_{sh} – вредност брзине обртања произвољне хармоничне компоненте,

n_m – механичка брзина.

Ако се пође од адаптиране шеме струјног кола добијеног уз помоћ Тевененове теореме, на сл. 2.12 се добија струја статора (s) h – тог хармоника:

$$\tilde{I}_{sh} = \frac{\tilde{U}_{sh}}{\left(R_s + \frac{R_r'}{s_h} \right) + jh\omega_1(L_{sl} + L_{rl})} \quad (2.22)$$

где су:

1 – индекс 1 означава основну фреквенцију, тј. први хармоник ($h = 1$),

ω_1 – основна кружна учестаност (или брзина),

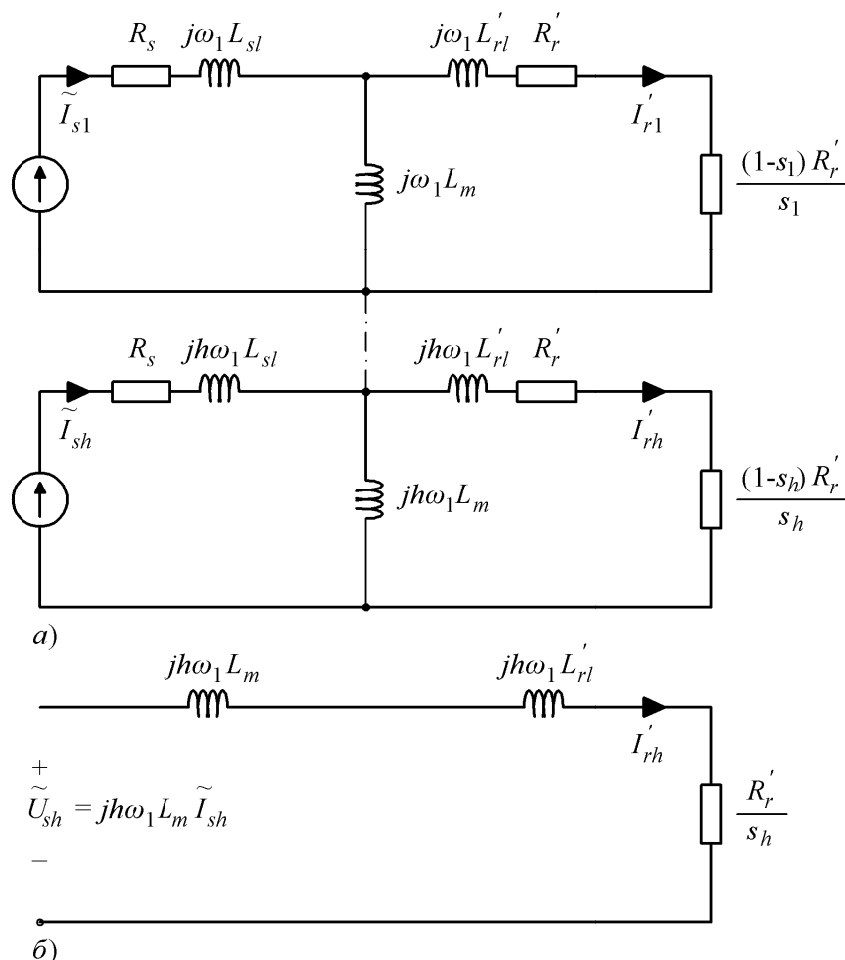
R_s, R_r' – отпори статора и ротора (сведени на статор),

L_{sl}, L_{rl}' – индуктивности расипања.

2.5.2. Модел модификоване конвенционалне шеме која узима у обзир деловање хармоника у асинхроној машини са нелинеарним магнетним колом

Губици у паразитним оптерећењима у асинхроним машинама сматрају се важним због расипања када се асинхроне машине напајају из несинусоидног напонског или струјног извора.

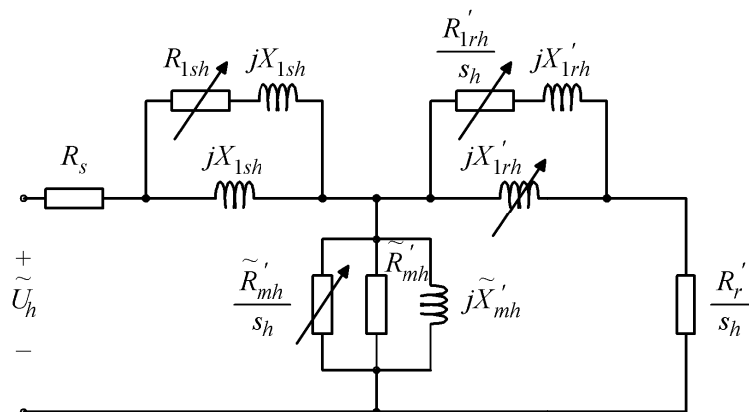
Губици у језгру ротора. Скоро у свим референцама губици у роторском језгру су занемарени због мале фреквенције (фреквенција клизања) магнетног поља у лимовима ротора. Да би узели у обзир губитке у гвожђу ротора који су зависни од клизања R'_{1rh} додаје се паралелна грана као на сл. 2.13. На сл. 2.13.a приказано је еквивалентно струјно коло по фази трофазне асинхроне машине за основни ($h = 1$) и h -ти хармоник који се напаја из струјног извора, а на сл. 2.13.b еквивалентно струјно коло трофазне асинхроне машине које узима у обзир грану магнетнења за h -ти хармоник.



Слика 2.13. Еквивалентно струјно коло трофазне асинхроне машине

Губици у гвожђу зависе од флукса расипања (паразитни губици настали због појаве хармоника). Паралелно повезане активне отпорности (R_{1sh} , R'_{1rh}) са примарним и секундарним индуктансама расипања у еквивалентном колу на сл. 2.14

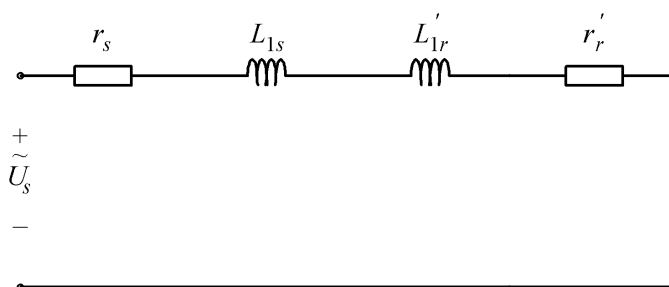
представљају губитке због појаве хармоника. На сл. 2.14 приказан је модификовани модел због утицаја губитака услед појаве хармоника у асинхронном мотору укључујући губитке у роторском и статорском језгру, као и утицај вртложних струја насталих услед флуксева расипања. Паразитни губици настају и због хистерезиса и вртложних струја јер су и они зависни од фреквенције.



Слика 2.14. Модификовани модел еквивалентног струјног кола трофазне асинхроне машине [42]

2.5.3. Упрошћени конвенционални модел асинхроног мотора

Отпорност $(1-s_h)R_r'/s_h$ је мала у моделу хармоника са сл. 2.12, и еквивалентно струјно коло које се односи на хармонике може се свести на коло на сл. 2.15. Отпорности намотаја и индуктансе расипања су узете у обзир, а гране магнетнења су игнорисане пошто су напони хармоника релативно мали јер су фреквенције хармоника магнетне индукције језгра мале у поређењу са магнетном густином основног хармоника. Треба нагласити да су отпорности намотаја и индуктансе расипања зависне од фреквенције.



Слика 2.15. Модел упрошћеног конвенционалног хармоника асинхроног мотора [42]

2.5.4. Модел машине са спектром временских и просторних хармоника

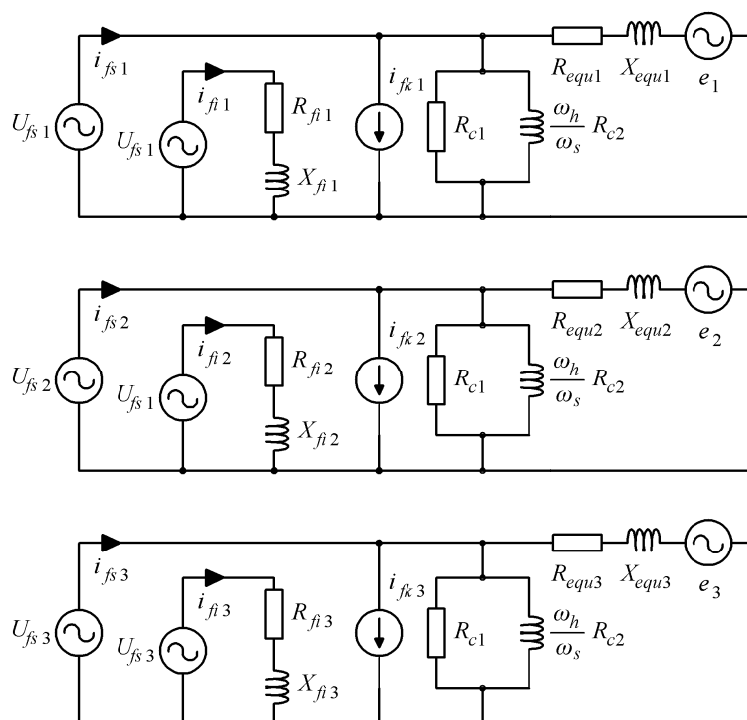
На сл. 2.16 је приказана еквивалентна шема машине у коме делују временски и просторни хармоници [43]. Три намотаја могу а и не морају да буду у равнотежи,

свака од фаза има свој отпор R_{equj} , реактансу X_{equj} и комплексну електромоторну силу e_j зависну од брзине (где је $j = 1,2,3$ број фазе).

Губици у језгру, у свакој фази представљени су са два паралелно додата отпора: R_{c1} за губитке зависне само од фазних напона и $(\omega_h / \omega_s)R_{c2}$ за губитке зависне од фреквенције и напона статора (ω_h је номинална фреквенција статора док је ω_s стварна фреквенција статора) [44].

Техника моделовања спектра хармоника се користи за објашњење ефеката просторних хармоника. Концепт комбинује ефекте временских хармоника (из улазног напајања енергијом) и одзива-временских хармоника (струје из намотаја машине и магнетног кола). По оваквом приступу не постоје симетричне компоненте.

Еквивалентно коло са сл. 2.16 има неколико грана, а свака грана сваке од фаза се односи на један хармоник напајања електричном енергијом (једна импеданса) и једну фреквенцију и просторну расподелу (струјни извор). Да би одредили различите параметре, ради се спектрална анализа како временских статорских напона (u_1, u_2, u_3) тако и струја (i_1, i_2, i_3). Тестови конвенционалног укоченог ротора, празног хода и оптерећеног вратила могу се извести при основној фреквенцији да би се одредиле фазне отпорности R_{equj} , реактансе X_{equj} , сложене EMS e_j , R_{c1} и R_{c2} .



Слика 2.16. Еквивалентна шема асинхроног мотора са спектром просторних хармоника, временских хармоника и губицима у магнетном колу [43]

Статорски напон (U_{fij}) и струја (i_{fij}) хармоника са њиховим магнитудима и фазним угловима морају се измерити како би се одредиле импедансе хармоника (нпр., $R_{fij} + jX_{fij}$ је однос два фазора).

Морају се разликовати хармоници који долазе из система напајања и просторни хармоници. Одређивање ефеката временских хармоника могуће је

употребом принципа суперпозиције у стационарном стању при брзини чија је вредност различита од нуле.

У моделу на сл. 2.16:

- обухваћени су ефекти и временских и просторних хармоника,
- $R_{fij} + jX_{fij} = U_{fij} / i_{fij}$ потиче од фазног напона временског хармоника (f_i је i -ти хармоник),
- i_{fkj} је струја просторних хармоника, f_k се користи за просторне хармонике,
- површински ефекат је занемарен, али се може врло лако обухватити, и
- губици у језгру који се односе на хармонике напајања електричном енергијом осим основног, обухваћени су у струјном колу хармоника.

Струјни извори са ознаком фазора i_{fkj} су употребљени да би се увели просторни хармоници у модел, а односе се на оптерећења и на брзину ротора. У већини случајева, фреквенција просторних хармоника f_k је такође вишеструко већа од фреквенције напајања f_i . Јасно је да ће просторни хармоници утицати на израчунавање електромагнетског момента.

Тај утицај хармоника на момент, због обимности није овде анализиран, али је поступак израчунавања електромагнетског момента доступан у референци [43].

3. МАТРИЧНИ МОДЕЛ НЕСИМЕТРИЧНОГ НАПАЈАЊА АСИНХРОНОГ МОТОРА

Последњих година проблеми побољшања квалитета електричне енергије постају све актуелнији [45,46].

Проблем примене асинхроне машине у електроенергетској мрежи није нов а углавном се своди на добијање довољне вредности реактивне енергије.

У овом поглављу је формулисан математички модел који садржи једначине стања асинхроне машине са $d-q$ компонентама. Из опште теорије електричних машина је познато да се за нумеричко решавање диференцијалних једначина стања користе опште матрице трансформације из електричног трофазног система компоненти у општи систем u, v, w компонената. Општа матрица трансформације садржи у себи све претходно познате матрице трансформације.

У наставку је дефинисан прелаз из електричног трофазног система у $0dq$ систем односно у општу матрицу трансформације система u, v, w компонената и обрнуто. Најчешће се при формирању математичког модела машине полази од претпоставке да у конструктивном смислу она има и електричну и магнетну симетрију, а за формирање овог модела усвојен је физички модел са кавезним ротором за кога се идеализацијом једначина Парка-Горева [47] може написати основни матрични облик.

Режими изобличења електричних величина на електричној опреми (пријемници са несиметричним, нелинеарним и променљивим оптерећењима) изазивају хаваријске токове активних и реактивних снага, нове губитке снаге и повећано загревање [48-50]. Аналитичким поступком могу се одредити услови несиметрије и неуједначености и оценити допунски губици m -фазног изобличеног пријемника који су настали од основног и виших хармоника симетричних компоненти напона и струја.

Постоје два теоријска модела за разматрање процеса у електричној машини: електрични и термички у које се углавном уносе следеће физичке величине: напон, струја, магнетни флуks, механички моменат, брзина, снага. Према овим вредностима дефинишу се следеће карактеристике: механичка карактеристика, електрична карактеристика, експлоатациона-погонска карактеристика и карактеристика електричних и механичких губитака које се манифестују кроз повећање термичких губитака и карактеристика прелазног процеса (транзијентна).

У транзијентном процесу настају јако изражене несиметрије и изобличења електричних струја и напона машине и деформише се њена погонска карактеристика која је истовремено зависна и од параметара термичких губитака машине.

3.1. Модел уређаја за корекцију несиметрија напона напајања електричних машина

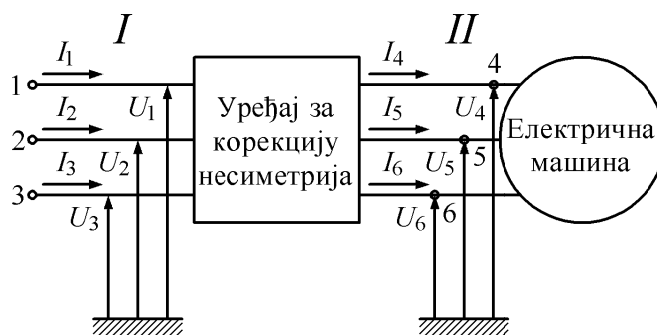
Пораст несиметричних оптерећења и примена пријемника са нелинеарним радним карактеристикама које се уз то брзо мењају у току времена изазивају прогресивно погоршање различитих параметара квалитета електричне енергије и суштински утицај на расподелу снага у електроенергетским мрежама.

У првом реду умањење параметара квалитета електричних машина доводи до повећања пада напона, повећања губитака снаге и смањења пропусне способности, али се са друге стране нарушава нормалан рад и смањује време коришћења електроенергетских постројења што доводи до повећања економских губитака [51,52].

Када се на несиметрични систем напона у мрежи укључи симетрични трофазни пријемник, поред компоненте струје директног редоследа настају и струје инверзног, (а понекад) и струје нултог редоследа [52,53].

У циљу поузданог и сигурног рада електричних машина, мора се извршити побољшање несиметричног напона напајања. У техничкој пракси користе се УКН, који се смештају између напојне мреже и електричне машине.

УКН трофазних напонских система у општем случају представљају два система и то: систем (I) са 3 улаза, тј. систем мреже из кога се напаја оптерећење и систем (II) са 3 излаза где је прикључено оптерећење, као на сл. 3.1, чији математички модел садржи шест једначина које повезују струје и напоне на његовим крајевима [54,55].



Слика 3.1. УКН трофазног напона

Из математичког модела УКН добијају се изрази који се односе на опште аналитичке услове помоћу којих се могу тестирати могуће конструкције УКН при напајању трофазне електричне машине из несиметричних система трофазних напона мрежа. Овде се разматра модел са три улазна и три излазна краја укључен између симетричне електричне машине и несиметричног трофазног извора електричне енергије.

Претпоставка је да је, произвољно електрично оптерећење, у овом случају електрична машина, са произвољном унутрашњом шемом, укључено у трофазни систем (без нултог проводника) [55,56].

3.1.1. Матрична једначина у (q) фазном систему уређаја која садржи матрице адмитанси

Матрична електрична веза између фазних вредности струја и напона може се успоставити посредством матрица имитанси-у облику матрица импеданси или матрица адмитанси [48,57].

За разгранате мреже са великим бројем грана и већим бројем електричних вредности погодније је решавати системе матричних једначина у које су укључене матрице адмитанси.

У општем случају за (q) фазни систем мора да се успостави q – фазна структура УКН, а ако се ради о систему без нултог проводника тада се најчешће ради о 2 система [58,59].

За систем (I) добијамо, сл. 3.1:

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{32} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Y_{14} & Y_{15} & Y_{16} \\ Y_{24} & Y_{25} & Y_{26} \\ Y_{34} & Y_{35} & Y_{36} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_4 \\ U_5 \\ U_6 \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

а за систем (II) где је прикључено оптерећење је:

$$\begin{pmatrix} I_4 \\ I_5 \\ I_6 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Y_{41} & Y_{42} & Y_{43} \\ Y_{51} & Y_{52} & Y_{53} \\ Y_{61} & Y_{62} & Y_{63} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} Y_{44} & Y_{45} & Y_{46} \\ Y_{54} & Y_{55} & Y_{56} \\ Y_{64} & Y_{65} & Y_{66} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} U_4 \\ U_5 \\ U_6 \end{pmatrix} \quad (3.2)$$

где је:

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \\ U_3 \end{pmatrix} - \text{матрица улазних струја и напона,}$$

$$\begin{pmatrix} I_4 \\ I_5 \\ I_6 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} U_4 \\ U_5 \\ U_6 \end{pmatrix} - \text{матрица излазних струја и напона.}$$

Матрица адмитанси УКН је:

$$\|Y\| = \begin{pmatrix} Y_{11} & Y_{21} & Y_{31} & Y_{41} & Y_{51} & Y_{61} \\ Y_{12} & Y_{22} & Y_{32} & Y_{42} & Y_{52} & Y_{62} \\ Y_{13} & Y_{23} & Y_{33} & Y_{43} & Y_{53} & Y_{63} \\ Y_{14} & Y_{24} & Y_{34} & Y_{44} & Y_{54} & Y_{64} \\ Y_{15} & Y_{25} & Y_{35} & Y_{45} & Y_{55} & Y_{65} \\ Y_{16} & Y_{26} & Y_{36} & Y_{46} & Y_{56} & Y_{66} \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

Прелаз на модел са симетричним компонентама остварује се применом матрица $\|S\|$, $\|S\|^{-1}$ и оператора $a = e^{j2\pi/3}$:

$$\|S\| = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{vmatrix}, \quad \|S\|^{-1} = \frac{1}{3} \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{vmatrix} \quad (3.4)$$

Односи фазних и симетричних компоненти у матричном облику су:

$$\|I\| = \|S\| \cdot \|I^S\| = \begin{vmatrix} I^0 + I^d + I^i \\ I^0 + a^2 I^d + a I^i \\ I^0 + a I^d + a^2 I^i \end{vmatrix} \quad (3.5)$$

где је:

$d, i, 0$ – компонента директног, инверзног и нултог редоследа,

I^S – симетрична компонента струје.

Заменом релације (3.5) у релације (3.1) и (3.2) добија се:

За систем (I) коме одговара систем електричне мреже из кога се напаја УКН, симетричне компоненте струја су описане матричном једначином:

$$\|I_I^S\| = \|S\|^{-1} \cdot \|Y_{II}\| \cdot \|U_I\| + \|S\|^{-1} \cdot \|Y_{IH}\| \cdot \|U_{II}\| \quad (3.6)$$

а за систем (II) који одговара месту на коме је прикључена електрична машина иза УКН, симетричне компоненте струја су описане матричном једначином:

$$\|I_{II}^S\| = \|S\|^{-1} \cdot \|Y_{II}\| \cdot \|U_I\| + \|S\|^{-1} \cdot \|Y_{IH}\| \cdot \|U_{II}\| \quad (3.7)$$

У општем случају несиметрични напони представљају линеарну комбинацију симетричних компонената тј.:

$$\|U\| = \|S\| \cdot \|U^S\| \quad (3.8)$$

где је:

U^S – симетрична компонента напона.

Ако се релације (3.6) и (3.7) уврсте у релацију (3.8) за систем (I) се добија:

$$\|I_I^S\| = \|S\|^{-1} \cdot \|Y_{II}\| \cdot \|S\| \cdot \|U_I^S\| + \|S\|^{-1} \cdot \|Y_{IH}\| \cdot \|S\| \cdot \|U_{II}^S\| \quad (3.9)$$

а за систем (II):

$$\|I_{II}^S\| = \|S\|^{-1} \cdot \|Y_{II}\| \cdot \|S\| \cdot \|U_I^S\| + \|S\|^{-1} \cdot \|Y_{IH}\| \cdot \|S\| \cdot \|U_{II}^S\| \quad (3.10)$$

3.1.2. Развијени облик матричних једначина

Релације (3.9) и (3.10) се могу написати у развијеном облику помоћу нових параметара k , n , m односно p , d , h које се могу сматрати фиктивним-рачунским адмитансама са којима је поступак прорачуна поједностављен, а за d , q , 0 систем је [46,60]:

$$\begin{aligned} I_I^0 &= k_1 U_I^0 + k_2 U_I^d + k_3 U_I^i + k_4 U_{II}^0 + k_5 U_{II}^d + k_6 U_{II}^i \\ I_I^d &= n_1 U_I^0 + n_2 U_I^d + n_3 U_I^i + n_4 U_{II}^0 + n_5 U_{II}^d + n_6 U_{II}^i \\ I_I^i &= m_1 U_I^0 + m_2 U_I^d + m_3 U_I^i + m_4 U_{II}^0 + m_5 U_{II}^d + m_6 U_{II}^i \end{aligned} \quad (3.11)$$

$$\begin{aligned} I_{II}^0 &= p_1 U_I^0 + p_2 U_I^d + p_3 U_I^i + p_4 U_{II}^0 + p_5 U_{II}^d + p_6 U_{II}^i \\ I_{II}^d &= d_1 U_I^0 + d_2 U_I^d + d_3 U_I^i + d_4 U_{II}^0 + d_5 U_{II}^d + d_6 U_{II}^i \\ I_{II}^i &= h_1 U_I^0 + h_2 U_I^d + h_3 U_I^i + h_4 U_{II}^0 + h_5 U_{II}^d + h_6 U_{II}^i \end{aligned} \quad (3.12)$$

У овим изразима вредности параметара су:

$$\begin{aligned} k_1 &= \frac{1}{3} [Y_{11} + Y_{22} + Y_{33} + 2(Y_{21} + Y_{31} + Y_{32})] \\ k_2 &= \frac{1}{3} [Y_{11} + a^2 Y_{22} + a Y_{33} - a Y_{21} - a^2 Y_{31} + Y_{32}] \\ k_3 &= \frac{1}{3} [Y_{11} + a Y_{22} + a^2 Y_{33} - a^2 Y_{21} - a Y_{31} + Y_{32}] \\ k_4 &= \frac{1}{3} [Y_{11} + Y_{24} + Y_{34} + Y_{15} + Y_{25} + Y_{35} + Y_{16} + Y_{26} + Y_{36}] \\ k_5 &= \frac{1}{3} [Y_{14} + Y_{24} + Y_{34} + a^2(Y_{15} + Y_{25} + Y_{35}) + a(Y_{16} + Y_{26} + Y_{36})] \\ k_6 &= \frac{1}{3} [Y_{14} + Y_{24} + Y_{34} + a(Y_{15} + Y_{25} + Y_{35}) + a^2(Y_{16} + Y_{26} + Y_{36})] \\ n_1 &= \frac{1}{3} [Y_{11} + a Y_{22} + a^2 Y_{23} - a^2 Y_{21} - a Y_{31} - Y_{32}] \\ n_2 &= m_3 = \frac{1}{3} [Y_{11} + Y_{22} + Y_{33} - Y_{21} - Y_{31} - Y_{32}] \\ n_3 &= \frac{1}{3} [Y_{11} + a^2 Y_{22} + a Y_{33} + 2(a Y_{21} + a^2 Y_{31} + Y_{32})] \\ n_4 &= \frac{1}{3} [Y_{14} + a Y_{24} + a^2 Y_{34} + Y_{15} + a Y_{25} + a^2 Y_{35} + Y_{16} + a Y_{26} + a^2 Y_{36}] \\ n_5 &= h_3 = \frac{1}{3} [Y_{14} + a Y_{24} + a^2 Y_{34} + a^2 Y_{15} + Y_{25} + a Y_{35} + a Y_{16} + a^2 Y_{26} + Y_{36}] \\ n_6 &= d_3 = \frac{1}{3} [Y_{14} + a Y_{24} + a^2 Y_{34} + a Y_{15} + a^2 Y_{25} + Y_{35} + a^2 Y_{16} + Y_{26} + a Y_{36}] \end{aligned} \quad (3.14)$$

$$\begin{aligned}
m_1 &= \frac{1}{3} [Y_{11} + a^2 Y_{22} + a Y_{33} + 2(a^2 Y_{21} + a Y_{31} + Y_{32})] \\
m_2 &= \frac{1}{3} [Y_{11} + a^2 Y_{22} + a Y_{33} - a Y_{22} - a^2 Y_{31} - Y_{32}] \\
m_4 &= \frac{1}{3} [Y_{14} + a^2 Y_{24} + a Y_{34} + Y_{15} + a^2 Y_{25} + a Y_{35} + Y_{16} + a^2 Y_{26} + a Y_{36}] \\
m_5 = h_2 &= \frac{1}{3} [Y_{14} + a^2 Y_{24} + a Y_{34} + a^2 Y_{15} + a Y_{25} + Y_{35} + a Y_{16} + Y_{26} + a^2 Y_{36}] \\
m_6 = d_2 &= \frac{1}{3} [Y_{14} + a^2 Y_{24} + a Y_{34} + a Y_{15} + Y_{25} + a^2 Y_{35} + a^2 Y_{16} + a Y_{26} + Y_{36}]
\end{aligned} \tag{3.15}$$

$$\begin{aligned}
p_1 &= \frac{1}{3} [Y_{41} + Y_{51} + Y_{61} + Y_{42} + Y_{52} + Y_{62} + Y_{53} + Y_{63} + Y_{43}] \\
p_2 &= \frac{1}{3} [Y_{41} + Y_{51} + Y_{61} + a^2 (Y_{42} + Y_{52} + Y_{62}) + a (Y_{53} + Y_{63} + Y_{43})] \\
p_3 &= \frac{1}{3} [Y_{41} + Y_{51} + Y_{61} + a (Y_{42} + Y_{52} + Y_{62}) + a^2 (Y_{43} + Y_{63} + Y_{63})] \\
p_4 &= \frac{1}{3} [Y_{44} + Y_{55} + Y_{66} + 2(Y_{45} + Y_{56} + Y_{64})] \\
p_5 = h_4 &= \frac{1}{3} [Y_{44} + a^2 Y_{55} + a Y_{66} - a Y_{45} - a^2 Y_{46} - Y_{56}] \\
p_6 &= \frac{1}{3} [Y_{44} + a Y_{55} + a^2 Y_{66} - a^2 Y_{45} - a Y_{46} - Y_{56}]
\end{aligned} \tag{3.16}$$

$$\begin{aligned}
d_1 &= \frac{1}{3} [Y_{41} + a Y_{51} + a^2 Y_{61} + Y_{42} + a Y_{22} + a^2 Y_{62} + Y_{43} + a Y_{53} + a^2 Y_{63}] \\
d_4 &= \frac{1}{3} [Y_{44} + a Y_{55} + a^2 Y_{66} - a^2 Y_{45} - a Y_{46} - Y_{56}] \\
d_5 = h_6 &= \frac{1}{3} [Y_{44} + Y_{55} + Y_{66} - Y_{45} - Y_{46} - Y_{56}] \\
d_6 &= \frac{1}{3} [Y_{44} + a^2 Y_{55} + a Y_{66} + 2(a Y_{45} + a^2 Y_{64} + Y_{56})]
\end{aligned} \tag{3.17}$$

$$\begin{aligned}
h_1 &= \frac{1}{3} [Y_{41} + a^2 Y_{51} + a Y_{61} + Y_{42} + a^2 Y_{52} + a Y_{62} + Y_{43} + a^2 Y_{53} + a Y_{63}] \\
h_5 &= \frac{1}{3} [Y_{44} + a Y_{55} + a^2 Y_{66} + 2(a^2 Y_{45} + a Y_{46} + Y_{56})]
\end{aligned} \tag{3.18}$$

Из наведених релација се види да вредности параметара зависе само од адмитанси мотора (машине).

3.1.3. Матрични поступак за прорачун параметара коректора

Симетрично оптерећење (II), тј. електрична трофазна асинхрона машина укључена је на електричну трофазну мрежу.

Симетричне компоненте напона и струја рачунају се из посебних израза према релацијама (3.19), у кога су укључене адмитансе одговарајућег директног и инверзног редоследа.

Вредности напона и струја одговарајућег редоследа се рачунају помоћу:

$$U_{II}^d = -\frac{I_{II}^d}{Y_{II}^d}, \quad U_{II}^i = -\frac{I_{II}^i}{Y_{II}^i} \quad (3.19)$$

где су:

$Y_{II}^d = Y_{em}^d$, $Y_{II}^i = Y_{em}^i$ – сложене адмитансе директног и инверзног редоследа електричних машина.

Заменом релације (3.10) у релацију (3.11) добија се:

$$\begin{aligned} p_4 U_{II}^0 + p_5 U_{II}^d + p_6 U_{II}^i &= c_0 \\ d_4 U_{II}^0 + (d_5 + Y_{em}^d) U_{II}^d + d_6 U_{II}^i &= c_1 \\ h_4 U_{II}^0 + h_5 U_{II}^d + (h_6 + Y_{em}^i) U_{II}^i &= c_2 \end{aligned} \quad (3.20)$$

где су:

C_0, C_1, C_2 – струјни параметри.

Са десне стране релације израза (3.20) су вредности које се односе на систем (I) из кога се асинхрони мотор напаја електричном енергијом, односно:

$$\begin{aligned} c_0 &= -[p_1 U_I^0 + p_2 U_I^d + p_3 U_I^i] \\ c_1 &= -[d_1 U_I^0 + d_2 U_I^d + d_3 U_I^i] \\ c_2 &= -[h_1 U_I^0 + h_2 U_I^d + h_3 U_I^i] \end{aligned} \quad (3.21)$$

Из система једначина релације (3.20), одреде се вредности за:

$$U_{II}^0 = \frac{\Delta_0}{\Delta}; \quad U_{II}^d = \frac{\Delta_1}{\Delta}; \quad U_{II}^i = \frac{\Delta_2}{\Delta} \quad (3.22)$$

где су:

$$\begin{aligned} \Delta_0 &= \begin{vmatrix} c_0 & p_5 & p_6 \\ c_1 & d_5 + Y_{em}^d & d_6 \\ c_2 & h_5 & h_6 + Y_{em}^i \end{vmatrix} & \Delta_1 &= \begin{vmatrix} p_4 & c_0 & p_6 \\ d_4 & c_1 & d_6 \\ h_4 & c_2 & h_6 + Y_{em}^d \end{vmatrix} \\ \Delta_2 &= \begin{vmatrix} p_4 & p_5 & c_0 \\ d_4 & d_5 + Y_{em}^d & c_1 \\ h_4 & h_5 & c_2 \end{vmatrix} & \Delta &= \begin{vmatrix} p_4 & p_5 & p_6 \\ d_4 & d_5 + Y_{em}^d & d_6 \\ h_4 & h_5 & h_6 + Y_{em}^i \end{vmatrix} \end{aligned} \quad (3.23)$$

У сва три случаја услови за реализацију пуне симетрије напона на излазу УКН добијају облик, ако је испуњен услов $\Delta_2 = 0$.

Из овог услова уважавајући вредност $Y_{II}^d = Y_{em}^d$, добијају се све вредности матричних параметара p, d, h :

$$\begin{aligned}
 & \begin{vmatrix} p_1 & p_5 & p_4 \\ d_1 & d_5 + Y_{em}^d & d_4 \\ h_1 & h_5 & h_4 \end{vmatrix} = 0 \\
 & \begin{vmatrix} p_2 & p_5 & p_4 \\ d_2 & d_5 + d_{em}^d & d_4 \\ h_2 & h_5 & h_4 \end{vmatrix} = 0 \\
 & \begin{vmatrix} p_3 & p_5 & p_4 \\ d_3 & d_5 + Y_{em}^d & d_4 \\ h_3 & h_3 & h_4 \end{vmatrix} = 0 \\
 & \begin{vmatrix} p_4 & c_0 \\ h_4 & c_2 \end{vmatrix} = 0 \\
 & \begin{vmatrix} p_5 & c_0 & p_4 \\ d_5 & c_1 & d_4 \\ h_5 & c_2 & h_4 \end{vmatrix} = 0
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

Општи услови за корекцију су решења релација (3.23) и (3.24):

$$\begin{aligned}
 & c_2 [p_4 (d_5 + Y_{em}^d) - d_4 p_5] + c_1 (h_4 p_5 - p_4 h_5) + \\
 & + c_0 [d_4 h_5 - h_4 (d_6 + Y_{em}^d)] = 0
 \end{aligned} \tag{3.25}$$

Параметри елемената уређаја, односно параметри претварачког УКН могу се изабрати по следећим критеријумима:

- да вредности адмитанси одговарају адмитансама које зависе од параметара електричних машина и параметара улазног напона из система напајања,
- да вредности адмитанси зависе само од параметара електричних машина,
- да вредности параметара адмитанси зависе само од параметара улазног напона.

3.2. Избор параметара коректора несиметрија асинхроне машине према развијеном матричном методу

Несиметрични режим рада вишефазног система је стање у коме услови рада појединих фаза нису исти, а најекстремнији случај је онај у коме у трофазном систему напајања две фазе буду прекинуте [61].

Због филтарских могућности асинхроне машине (пропуштање струја инверзног редоследа) погодним избором параметара адмитанси у УКН могу се

вредности струја у асинхроној машини довести на ниво који омогућава рад у оваквим екстремним условима [62,63].

У референтној литератури још увек недостаје довољно тачан и научно заснован метод избора структуре универзалног УКН [50,64].

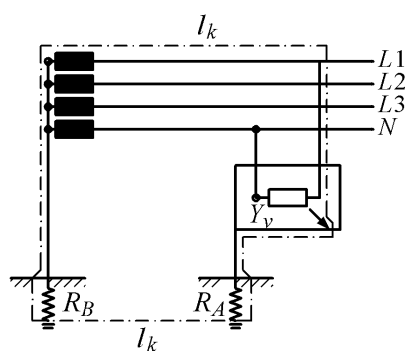
Пројектовање УКН напона у електричним мрежама је значајни чинилац повећања квалитета електричне енергије али се у остварењу симетрије напона није пуно одмакло јер у области синтезе уређаја и развоја метода пројектовања има још много дилема [54,62].

За компензовање попречних несиметрија које су последица укључења пријемника са несиметричним оптерећењем потребно је на мрежу прикључити допунске елементе. Општи метод за синтезу УКН не постоји и зато је овде представљен један од могућих поступака за избор шема погодних за остварење симетрије [57,65].

3.2.1. Корекција несиметрија фазних напона

Један од значајнијих показатеља квалитета енергије је и степен несиметрије напона. Испитивања су показала да су у електричним мрежама фазни напони у суштини несиметрични, а да одступања напона знатно превазилазе вредности $\pm (10 \div 15)\%$ номиналног напона [48,66].

За добијање параметара за корекцију несиметрија фазних напона могу се користити матрични метод, графоаналитички метод и метод тензорског рачуна који омогућавају да се анализира уређај са конфигурацијом произвољног степена сложености [61]. За примену поступка изабрана је једноставна шема једног од система напајања TT или TN , сл. 3.2 у којој се може одредити расподела струја нултог редоследа у мрежи а елементима уређаја реактивног типа (L) и (C) извршити корекција симетрије фазних напона.

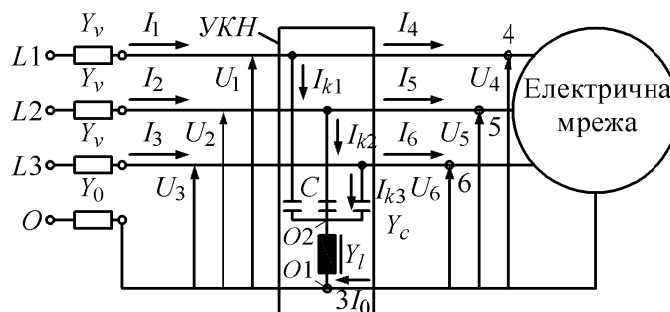


Слика 3.2. TT систем

Анализира се екстремни пример у раду асинхроне машине у коме је потребна корекција, када машина пређе са трофазног на монофазни систем напајања. Да би анализа била могућа претходно се мора размотрити улога неутралног проводника у TT систему, сл. 3.2 кога чини извор електричне енергије (L_1, L_2, L_3) са системом адмитанси водова Y_V .

Најпростији облик УКН који је састављен од реактивних елемената компензационих кондензатора (C) и пригушнице (са адмитансом Y_i) у TT систему напајања приказан је на сл. 3.3 [51,67].

Претпостављени нелинеарни карактер несиметричног оптерећења мреже условљен је неистовременим укључењем монофазних пријемника и у TT систему, што доводи до појаве симетричних компоненти струје нултог редоследа (I^0), напона нултог редоследа (U^0) и изобличења симетрије фазних напона.



Слика 3.3. Корекција несиметрија у TT систему напајања-улога неутралног проводника

где су:

Y_v, Y_0 – адмитансе фазних и нултог проводника,

$УКН$ – уређај за корекцију несиметрија и изобличења кога чини кондензаторска батерија са спрегом у звезду и са фазним адмитансама,

Y_c – пригушница са адмитансом Y_l .

Једна од мера за смањење несиметрија одступања напона изазваних појавом струја нултог редоследа је смањење импедансе нултог редоследа трансформатора (на страни извора ($L1, L2, L3$)) што се може извести применом спреге $Yz0$, уместо $Yy0$. Импеданса мреже за струје нултог редоследа и тада остаје довољно велика и надаље има велики утицај на симетрију фазних напона, сл. 3.3.

У овом примеру претпостављено је несиметрично оптерећење асинхроне машине произвољног карактера.

Разматра се рад $УКН$ у режиму у коме асинхрона машина представља симетрично и несиметрично оптерећење [61,62]:

а) Асинхрона машина као симетрично оптерећење

У овом случају струје нултог редоследа не постоје и тачке $O, O1, O2$ су на истом потенцијалу, сл. 3.3 а кондензаторске батерије коригују фактор снаге у мрежи.

б) Асинхрона машина као несиметрично оптерећење

Ако машина има по карактеру несиметрично оптерећење, кроз пригушницу теку струје нултог редоследа I_0^l а систем фазних напона на кондензаторима се деформише и настаје несиметрија што је описано изразима [68]:

$$\begin{aligned}
U_{10} &= U_{101} - \frac{I_l^0}{Y_l} \\
U_{20} &= U_{201} - \frac{I_l^0}{Y_l} \\
U_{30} &= U_{301} - \frac{I_l^0}{Y_l}
\end{aligned} \tag{3.26}$$

Ако се струјама које стварају кондензаторске батерије уврсте релације (3.26) тада се оне могу изразити једначином:

$$I_k = I_{k1} + I_{k2} + I_{k3} = (U_{10} + U_{20} + U_{30})Y_c - 3I_l^0 \cdot \frac{Y_c}{Y_l} \tag{3.27}$$

Када су обезбеђени услови за компензацију, следи:

$$I_k = -3I_l^0 \cdot \frac{Y_c}{Y_l} = -3I^0 \tag{3.28}$$

Из релације (3.28) следи да код услова:

$$Y_l = 3Y_c \tag{3.29}$$

струје нултог редоследа коју ствара несиметрично оптерећена машина не улазе у мрежу него се затварају у колу “асинхрона машина-УКН”.

Треба такође размотрити и утицај УКН на линијске струје у систему напајања. Ако УКН не постоји, струје директног, инверзног и нултог редоследа се рачунају [68]:

$$\begin{aligned}
I_1^d &= U_{10} \frac{1}{3} \cdot \frac{Y^0 \sum_{i=1,2,3} Y_i + Y_1 Y_2 + Y_2 Y_3 + Y_1 Y_3}{\sum_{i=1,2,3} Y_i + Y^0} \\
I_1^i &= U_{10} \frac{1}{3} \cdot \frac{Y^0 \sum_{i=1,2,3} (Y_{li} + aY_2 + a^2Y_3) - a^2Y_1Y_2 + Y_2Y_3 + aY_1Y_3}{\sum_{i=1,2,3} Y_i + Y^0} \\
I_1^0 &= U_{10} \frac{1}{3} \cdot \frac{Y^0 \sum_{i=1,2,3} (Y_1 + Y_2 + Y_3)}{\sum_{i=1,2,3} Y_i + Y^0}
\end{aligned} \tag{3.30}$$

при чему су:

Y_1, Y_2, Y_3 – фазне адмитансе електричне машине као оптерећења,

Y^0 – адмитанса нултог редоследа,

a – комплексни оператор.

Под претпоставком да је $Y_0 \gg Y_1, Y_2, Y_3$ релације (3.30) се могу упростити:

$$I_1^d = U_{10} \cdot \frac{\sum_{i=1,2,3} Y_i}{3}$$

$$I_1^i = U_{10} \cdot \frac{(Y_1 + aY_2 + a^2Y_3)}{3} \quad (3.31)$$

$$I_1^0 = U_{10} \cdot \frac{(Y_1 + a^2Y_2 + aY_3)}{3}$$

При укључењу УКН струје нултог редоследа су једнаке нули а струје директног и инверзног редоследа су:

$$I_1^d = \frac{1}{3} U_1^0 \left(\sum_{i=1,2,3} Y_i - 3Y_l \right) \quad (3.32)$$

$$I_1^i = \frac{1}{3} U_1^0 (Y_1 + aY_2 + a^2Y_3)$$

Упоређујући релације (3.31) и (3.32) може се закључити да укључење УКН не утиче на вредност струје инверзног редоследа, пошто је Y_c много веће од Y_l и да врло мало утиче на повећање вредности струје директног редоследа.

Када је потребно израчунати параметре УКН треба поћи од услова ограничења максималне вредности напона на крајевима кондензаторске батерије [69,70].

Уколико је кондензаторска батерија изабрана према називној вредности напона U_{ne} при израчунатој вредности струје у неутралном проводнику $3I^0$, параметри УКН морају да одговарају вредностима:

$$C = \frac{I^0}{\omega(U_{ne} - U_n)} \quad (3.33)$$

$$L = \frac{I^0(U_{ne} - U_n)}{3\omega I^0} \quad (3.34)$$

где су:

U_n – називна фазна вредност напона,

U_{ne} – називна вредност напона при израчунатој вредности струје $3I^0$ неутралног проводника,

ω – фреквенција у мрежи.

Поништењем струје нултог редоследа може се поправити симетрија фазних вредности напона, а прикључењем УКН смањити и губици снаге и фактор снаге мреже [53]. На тај начин се знатно повећава ефикасност у кориговању несиметрија. У извесним случајевима, као што је појава струје у неутралном проводнику је и те како пожељна, што показује анализа у наредном примеру [49,52].

ц) Пример трофазне асинхроне машине напајане монофазно

Савремени УКН електричних величина у трофазним системима напајања омогућили су да трофазни пријемници могу да раде и у случају монофазног напајања [59,71]. У анализи се могу добити параметарски услови који показују да машина може да ради уз помоћ УКН са погодно изабраним параметрима и у случају монофазног напајања [55].

Полазећи од једначине које повезују струје и напоне у систему: трофазна мрежа као извор електричне енергије, УКН и асинхрона машина као пријемник, могу се дефинисати општи услови пуне симетрије на излазу УКН мрежа:

$$\begin{aligned} \Delta_2 = 0 \\ \begin{bmatrix} p_1 & p_5 & p_4 \\ d_1 & d_5 + Y_p^d & d_4 \\ h_1 & h_5 & h_4 \end{bmatrix} = 0, \begin{bmatrix} p_2 & p_5 & p_4 \\ d_2 & d_5 + Y_p^i & d_4 \\ h_2 & h_3 & h_1 \end{bmatrix} = 0 \\ \begin{bmatrix} p_3 & p_5 & p_4 \\ d_3 & d_5 + Y_p^d & d_4 \\ h_3 & h_5 & h_4 \end{bmatrix} = 0, \begin{bmatrix} p_5 & C_0 & p_4 \\ d_5 & C_1 & d_4 \\ h_5 & C_2 & h_4 \end{bmatrix} = 0 \\ \begin{bmatrix} p_4 & C_0 \\ h_4 & C_2 \end{bmatrix} = 0 \end{aligned} \quad (3.35)$$

Несиметрије углавном настају када се претварач користи за претварање система монофазних у систем трофазних струја, када су потребни посебни УКН.

За решење проблема и квалитетну корекцију несиметрија предложен је побољшани аналитички поступак изведен из метода матричног рачуна који се ослања на резултате у референци [72] а примењен је за анализу УКН који се може састојати из два, три и четири елемента дефинисаних адмитансама Y_1, Y_2, Y_3, Y_4 .

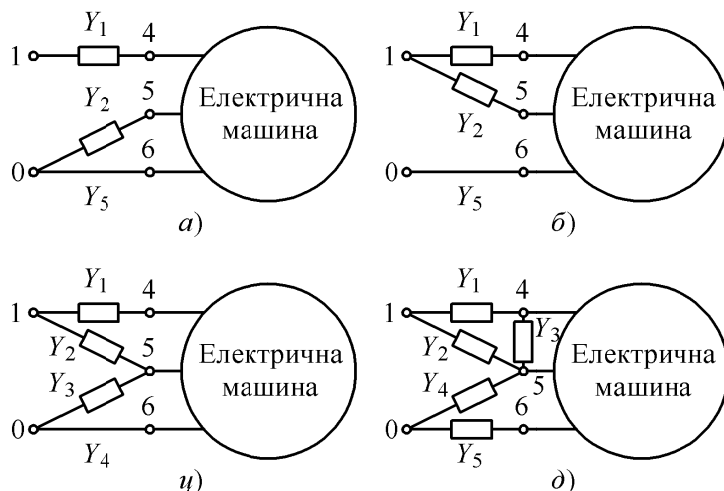
Деловање УКН напона у случају трофазне машине када је напајана монофазно је:

$$\begin{aligned} Y_{42} = Y_{52} = Y_{62} = Y_{43} = Y_{53} = Y_{63} = 0 \\ U_I^d = U_I^i = U_I \end{aligned} \quad (3.36)$$

$$\begin{aligned} p_1 = p_2 = p_3 = \frac{1}{3}(Y_{41} + Y_{51} + Y_{61}) \\ d_1 = d_2 = d_3 = \frac{1}{3}(Y_{41} + aY_{51} + a^2Y_{61}) \\ h_1 = h_2 = h_3 = \frac{1}{3}(Y_{41} + a^2Y_{51} + aY_{61}) \end{aligned} \quad (3.37)$$

$$\begin{aligned} c_0 = -\frac{1}{3}(Y_{41} + Y_{51} + Y_{61})U_I \\ c_1 = -\frac{1}{3}(Y_{41} + aY_{51} + a^2Y_{61})U_I \\ c_2 = -\frac{1}{3}(Y_{41} + a^2Y_{51} + aY_{61})U_I \end{aligned} \quad (3.38)$$

УКН се може конструисати према шемама које су дате на сл. 3.4.а, б, ц, д, а разматран је случај прекида фазних проводника (2, 3) када су активни фазни проводник (1) и неутрални проводник (0).



Слика 3.4. Еквивалентне шеме могућих конфигурација УКН

Услов за корекцију несиметрија одређен је релацијом (3.38). После замене у релацију (3.39) добија се:

$$c_2 [p_4 (d_5 + Y_{em}^d) - d_4 p_5] + c_1 (h_4 p_5 - p_4 h_5) + c_0 [d_4 h_5 - h_4 (d_5 + Y_{em}^d)] = 0 \quad (3.39)$$

$$(Y_{41} + Y_{51} + Y_{61}) [p_4 (d_5 + Y_{em}^d) - d_4 p_5] + (Y_{41} + aY_{51} + a^2 Y_{61}) [h_4 p_5 - p_4 h_5] + (Y_{41} + a^2 Y_{51} + aY_{61}) [d_4 h_5 - h_4 (d_5 + Y_{em}^d)] = 0 \quad (3.40)$$

За илустрацију је разматрано неколико могућности и шема са сл. 3.4.а, б, ц, д.

3.2.2. Израчунавање релевантних параметара и адмитанси

Слика 3.4 одговара условима у којима симетрија напона на излазу зависи од параметара система електричне машине-коректора, за задати тип електричне машине.

На сл. 3.4.а представљена је једноставна варијанта за коју важи:

$$Y_{11} = Y_1, Y_{44} = Y_1, Y_{14} = -Y_1, Y_{55} = Y_2, Y_{66} = Y_3$$

$$d_5 = p_4 = \frac{1}{3} (Y_1 + Y_2 + Y_3)$$

$$d_4 = h_5 = \frac{1}{3} (Y_1 + aY_2 + a^2 Y_3) \quad (3.41)$$

$$h_4 = p_5 = \frac{1}{3} (Y_1 + a^2 Y_2 + aY_3)$$

$$c_0 = c_1 = c_2 = \frac{1}{3} Y_1$$

Ако се релације (3.41) замене у релације (3.40) може се закључити да је корекција струја електричне машине могућа само када је задовољен однос:

$$Y_2 = \frac{Y_{em}^d}{3(a^2 - 1)} \quad (3.42)$$

На сл. 3.4.б и ц) представљене су шеме Калантарова и Цејтлина [47,73]. За шему на сл. 3.4.б важи:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= Y_1, Y_{14} = -Y_1, Y_{44} = Y_1 \\ Y_{55} &= Y_2, Y_{66} = Y_3, Y_{51} = -Y_2 \\ p_4 = d_5 &= \frac{1}{3}(Y_1 + Y_2 + Y_3), p_5 = h_4 = \frac{1}{3}(Y_1 + a^2 Y_2 + a Y_3) \\ d_4 = h_5 &= \frac{1}{3}(Y_1 + a Y_2 + a^2 Y_3) \\ c_0 &= \frac{1}{3}(Y_1 + Y_2) \\ c_1 &= \frac{1}{3}(Y_1 + a Y_2) \\ c_2 &= \frac{1}{3}(Y_1 + a^2 Y_2) \end{aligned} \quad (3.43)$$

Ако се поједине вредности параметара и адмитанси из релације (3.43) замене у релацију (3.40) добијају се вредности параметара и адмитанси за корекцију несиметрија:

$$\begin{aligned} &(2 - a - a^2)(Y_1 + a^2 Y_1)(Y_1 + Y_2) + \\ &+ (Y_1 + a Y_2)[Y_1(2a - 1 - a^2) + Y_2 \cdot (2 - a^2 - a)] + \\ &+ (Y_1 + Y_2)[Y_1(2a^2 - 1 - a) + Y_2(2 - a^2 - a)] = \\ &= -Y_{em} [Y_1(1 - a) + Y_2(a^2 - a)] \end{aligned} \quad (3.44)$$

који може бити задовољен у два случаја, тј. када је:

$$Y_2 = -Y_1 = -\frac{Y_{em}^d}{3(a^2 - a)} \text{ и } Y_2 = Y_1 = -\frac{Y_{em}^d}{3} \quad (3.45)$$

За шему на сл. 3.4.ц добија се:

$$\begin{aligned} Y_{14} &= -Y_1, Y_{44} = -Y_1, Y_{55} = Y_2 + Y_3, Y_{51} = -Y_2, Y_{66} = Y_4 \\ p_4 = d_5 &= \frac{1}{3}(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4), p_5 = h_3 = \frac{1}{3}[Y_1 + a^2(Y_2 + Y_3) + a Y_4] \\ d_4 = h_3 &= \frac{1}{3}[Y_1 + a(Y_2 + Y_3) + a^2 Y_4] \\ c_0 &= \frac{1}{3}(Y_1 + Y_2), c_1 = \frac{1}{3}(Y_1 + a Y_2), c_2 = \frac{1}{3}(Y_1 + a^2 Y_2) \end{aligned} \quad (3.46)$$

Заменом релација (3.46) у релацију (3.40) добија се:

$$\frac{3}{Y_{em}^d} (a-1)(Y_2 - a^2 Y_3) - 1 = 0 \quad (3.47)$$

Корекција струја оптерећења има смисла само ако вредности Y_2 и Y_3 задовоље релације (3.47). Ако се шема реализује са реактивним елементима, тј. $Y_2 = y_2 e^{j\pi/2}$ и $Y_3 = y_3 e^{j\pi/2}$ услов релације (3.47) добија облик:

$$(y_2 + y_3) e^{-j60^\circ} = \frac{Y_{em}}{3\sqrt{3}} e^{-j\varphi_{em}} \quad (3.48)$$

одакле је:

$$\varphi_{em} = 60^\circ, \quad y_2 + y_3 = \frac{Y_{em}}{3\sqrt{3}} \quad (3.49)$$

Ако је такође $Y_2 = y_2 e^{j\pi/2}$, $Y_3 = y_3 e^{-j\pi/2}$ тада је:

$$\varphi_{em} = 60^\circ \Rightarrow y_2 - y_3 = \frac{Y_{em}}{3\sqrt{3}} \quad (3.50)$$

где је:

y_2, y_3 – модуо,

y_{em} – аргумент.

Када се жели универзална корекција-симетрија струја у симетричној електричној машини независно од параметара мора се испунити услов релације (3.51), према:

$$\begin{vmatrix} c_0 & p_4 & p_5 \\ c_1 & d_4 & d_5 \\ c_2 & h_4 & h_5 \end{vmatrix} = 0, \quad c_2 p_4 - c_0 h_4 = 0 \quad (3.51)$$

Шема на сл. 3.4.д највише одговара енергетским полупроводничким претварачима што ће се видети из наредне анализе:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= Y_1 & Y_{44} &= Y_1 + Y_3 & Y_{41} &= -Z_1 \\ Y_{45} &= -Y_3 & Y_{55} &= Y_4 + Y_3 & Y_{66} &= Z_2 + Y_5 \\ Y_{61} &= -Y_2 & Y_{63} &= -Y_5 & Y_{53} &= -Y_4 \\ c_0 &= \frac{1}{3}(Y_1 + Y_2) & c_1 &= \frac{1}{3}(Y_1 + a^2 Y_2) & c_2 &= \frac{1}{3}(Y_1 + a Y_2) \end{aligned} \quad (3.52)$$

Ако се вредности параметара и адмитанси из (3.52) замене у (3.51) добија се:

$$\frac{1}{3}(Y_1 + a^2 Y_2) \left[(Y_1 + a^2 Y_4 + a Y_2 + a Y_5)^2 - (Y_1 + Y_2 + Y_4 + Y_5) \cdot \right. \\ \left. \cdot (Y_1 + a^2 Y_2 + a Y_4 + a^2 Y_5 - 3a^2 Y_3) \right] - \frac{1}{3}(Y_1 + a Y_2)(Y_1 + a Y_4 + a^2 Y_2 + a^2 Y_5). \quad (3.53)$$

$$\cdot (Y_1 + a^2 Y_4 + a Y_2 + a Y_5) + \frac{1}{3}(Y_1 + Y_2) \cdot (Y_1 + a Y_4 + a^2 Y_2 + a^2 Y_5) \cdot \\ \cdot (Y_1 + a^2 Y_2 + a Y_4 + a^2 Y_5 - 3a^2 Y_3) = 0 \\ \frac{1}{3}(Y_1 + a^2 Y_2)(Y_1 + Y_2 + Y_4 + Y_5) - \\ - \frac{1}{3}(Y_1 + Y_2)(Y_1 + a^2 Y_4 + a Y_2 + a Y_5) = 0 \quad (3.54)$$

Релације (3.53 и 3.54) претпостављају универзалне параметарске услове независног поступка корекције симетрије напона(струја) на излазу у зависности од параметара електричне машине.

Резултати теоријске анализе функционалних могућности у приказаним примерима и шемама показују да ове шеме могу да обезбеде услове побољшања симетрије електроенергетске мреже при напајању чак и у условима екстремних режима, на пример када трофазна електрична асинхрона машина пређе из трофазног у монофазни систем напајања из мреже. Показује се да је то теоријски могуће.

У примеру на сл. 3.4.4 показано је да се параметри УКН могу изабрати само по једном критеријуму тј. у односу на параметре адмитанси електричних машина.

Овде су испитиване могућности смањења несиметрије фазних напона помоћу паралелно прикључених елемената у облику адмитанси између одређених напојних тачака испред машине.

Размотрен је екстремни могући пример када се због нестанка напона у два фазна проводника у тропроводном систему трофазна асинхрона машина практично напаја монофазно.

Теоријски су показане четири могућности постизања корекција несиметрије и у том екстремном случају према одговарајућим изразима који одговарају еквивалентним шемама.

У приказаној анализи показано је да се кроз одређивање расподела струја директног, инверзног и нултог редоследа могу установити могућности за корекцију несиметрија помоћу једноставних шема са CL комбинацијама односно посредством елемената капацитивног и индуктивног карактера.

4. АЛГОРИТАМ МАТРИЧНОГ МОДЕЛА СИСТЕМА КОРЕКТОР – АСИНХРОНА МАШИНА

4.1. Алгоритми за подршку имплементације пасивних, активних и хибридних енергетских филтара у сврху корекције несиметрија и смањења нивоа хармоника

Решења алгоритма се могу применити за добијање модела различитих процеса уз основни критеријум да се параметри коректора изаберу према параметрима машине и система за напајање.

Класичне технике за корекцију несиметрија у електричним мрежама односе се на начин да се у секундарним колима електроенергетских мрежа примене филтри са две, три или више грана. При одређивању вредности и подешавању параметара филтра, филтри се углавном третирају као независна електрична кола јер се вредности импеданси извора сматрају много мањим у односу на импедансе елемента филтра.

Ако се покаже да превентивне мере за филтрирање нису довољне, електричне мреже се морају опремити системима за филтрирање. Примењују се три типа филтра:

- пасивни,
- активни, и
- хибридни.

4.1.1. Пасивни филтри

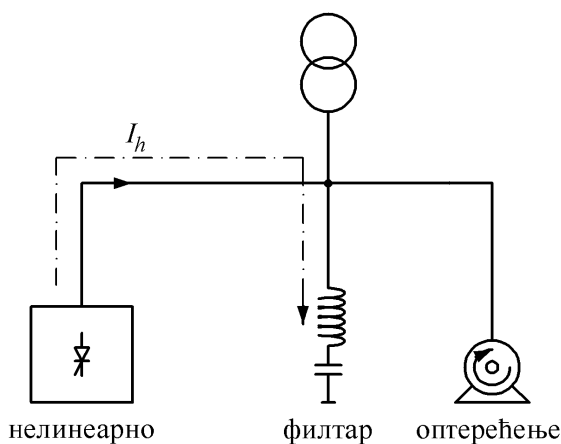
Пасивни филтри се примењују у:

- индустријским мрежама са комплетом нелинеарних оптерећења већих од 250 kVA (регулисаних погона, извора непрекидног напајања, исправљача итд.) и мрежама у којима је неопходна компензација реактивне енергије (фактора снаге),
- мрежама у којима се морају смањити напонска изобличења али да се не створе поремећаји на осетљивим оптерећењима и за мреже за које је неопходно снизити струјна изобличења и избегну преоптерећења [74].

Принцип деловања пасивних филтара:

Паралелно нелинеарном оптерећењу поставља се LC коло, подешено на фреквенцију коју треба поништити, сл. 4.1. Коло упија хармоник и спречава да он оде у мрежу.

Пасивни филтри се састоје од индуктивно-капацитивних LC кола подешених на фреквенцију хармоника кога је потребно поништити. Ако се поништава више хармоника користи се више спојених филтара. За одстрањење низа хармоника систем се може састојати од неколико филтара.



Слика 4.1. *Принцип деловања пасивног филтра*

За трофазне напоне 400 V максималне дозвољене вредности могу да достигну:

- $265\text{ kVA}/470\text{ A}$ за 5-ти хармоник,
- $145\text{ kVA}/225\text{ A}$ за 7-и хармоник,
- $105\text{ kVA}/145\text{ A}$ за 11-ти хармоник.

Пасивни филтри могу да буду направљени за све нивое напона и струја.

4.1.2. Активни филтри

Активни филтри су развијени као алтернатива пасивним филтрима. Примењују се тамо где је променљива системска конфигурација и/или спектра хармоника нелинеарног оптерећења (тј. ред, вредност, фазни угао); активни елементи морају се користити као замена пасивних компоненти да би се остварила динамичка компензација [74].

Активни филтри се имплементирају када је ред и број струјних хармоника променљив. То може да зависи од природе нелинеарних оптерећења која ињектирају спектре хармоника у мрежу (као што су промена брзине у електромоторним погонима или је узрокована променама конфигурације система). Структура активних филтара мора да има редну или паралелну архитектуру.

Погодна структура за имплементацију зависи од типа или извора хармоника у електричној мрежи и разноликости могућности филтра које су последица укупних карактеристика система. Активни филтри су ослоњени на услове компензовања са струјама хармоника које се морају додавати у пропорцијама које ће поништити изобличене струјне таласе из нелинеарних оптерећења. То се изводи генерисањем

компоненти хармоника који су по амплитуди једнаки али са супротним фазним угловима; ињектиране компоненте хармоника поништавају сличне компоненте произведене у нелинеарним оптерећењима.

Важна предност активних филтара према пасивним је боље реаговање при променама оптерећења и изменама хармоника. Такође, монофазни активни филтар може да компензује више од једног хармоника и поправља или ублажава проблем квалитета као што је треперење напона. Важан недостатак активних филтара је што је њихова снага понекад ограничена (на 80% у типичним апликацијама) због чега постају скупе опције за поправку квалитета енергије у многим ситуацијама. Монофазни активни филтар не би могао сам да припреми комплет могућности у свим апликацијама који се односе на присуство проблема квалитета напона и струја. У таквим случајевима је врло компликовано пројектовање филтра који се састоји од два или три пасивна и/или активна филтра и боље је применити хибридни филтар (хибридни филтар је приказан у наставку).

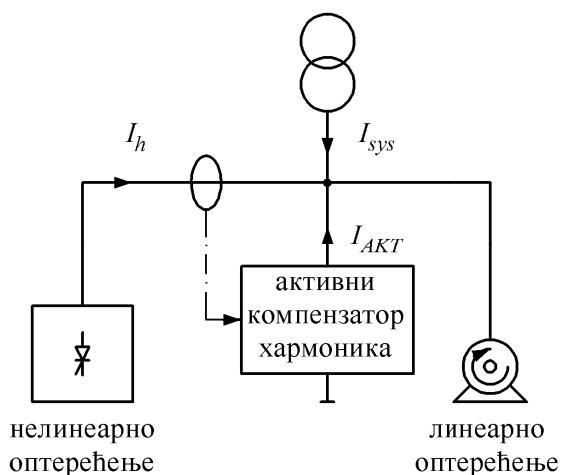
Активни филтри се примењују у:

- мрежама са комплетом нелинеарних оптерећења снаге мање од 200 kVA (регулисани погони, извори непрекидног напајања, канцеларијска опрема итд.), и
- мрежама у којима се смањују изобличења струје ради избегавања преоптерећења.

Принцип деловања активних филтара:

Активни филтри као системи енергетске електронике постављају се редно или паралелно са оптерећењем и компензују хармонике струје или напона, које троше ова оптерећења. На сл. 4.2 је приказан активни компензатор хармоника укључен паралелно са оптерећењем за хармоник $I_h = I_{AKT}$.

Активни компензатор генерише у мрежу хармонике, које конзумира одговарајуће оптерећење али са фазним ставом супротног знака. Резултат тог дејства струја у мрежи I_{sys} остаје синусоидална.



Слика 4.2. *Принцип деловања активног филтра*

Активни филтри-активни компензатори хармоника погодни су за трофазне напоне 400 V , за струје од $20\text{--}120\text{ A}$; и компензују све хармонике од 2-ог до 25-ог. Компензација може да буде потпуна или за поједине хармонике.

Према [21], примена активних филтара је најбољи метод за слабљење нивоа изобличења при номиналној снази деформације THD_i .

Активни филтри су веома погодни за смањење утицаја хармоника, а његове могуће извршне функције су корекција фактора снаге, компензација хармоника нултог редоследа, систем дијагностике и техничког сервисирања итд.

4.1.3. Подела активних филтара снаге према тополошким особинама и системима напајања

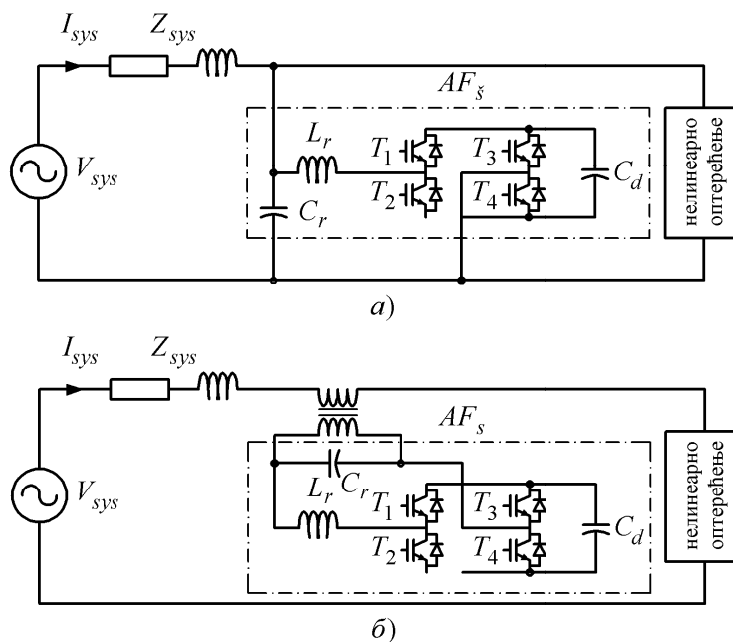
Активни филтри су технолошки развијени за компензовање хармоника и реактивне снаге у монофазним и трофазним AC електроенергетским мрежама у којима је велики продор нелинеарних оптерећења.

У овом поглављу су активни филтри класификовани према напојним системима који одговарају њиховој топологији (паралелни или редни). Шест типова редних спојева активних филтара за монофазне двојичне, трофазне тројичне и трофазне четворојичне AC мреже приказани су на сл. 4.3, сл. 4.4 и сл. 4.5, респективно.

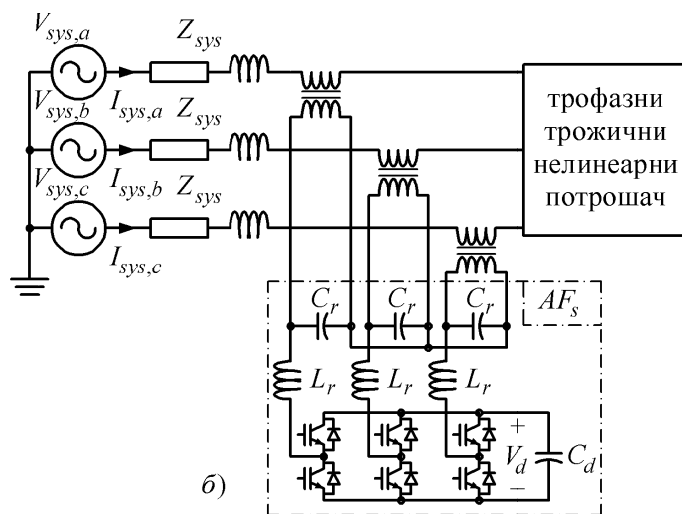
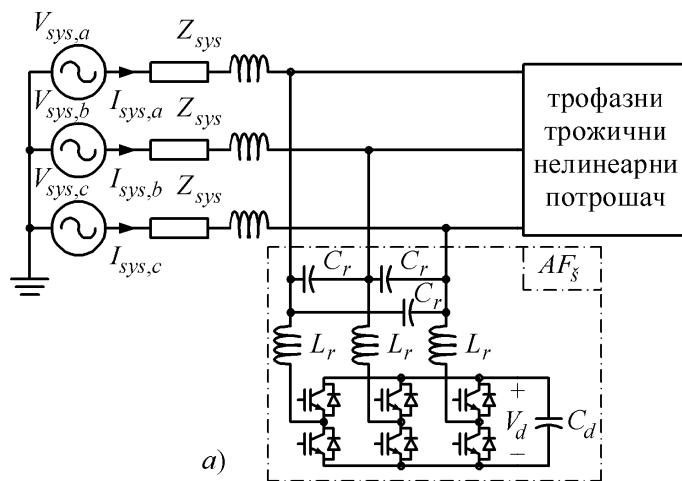
Комплексни филтри који су састављени од два или више активна филтра су реализовани као хибридни филтри.

4.1.4. Класификација активних филтара снаге заснована на називној снази

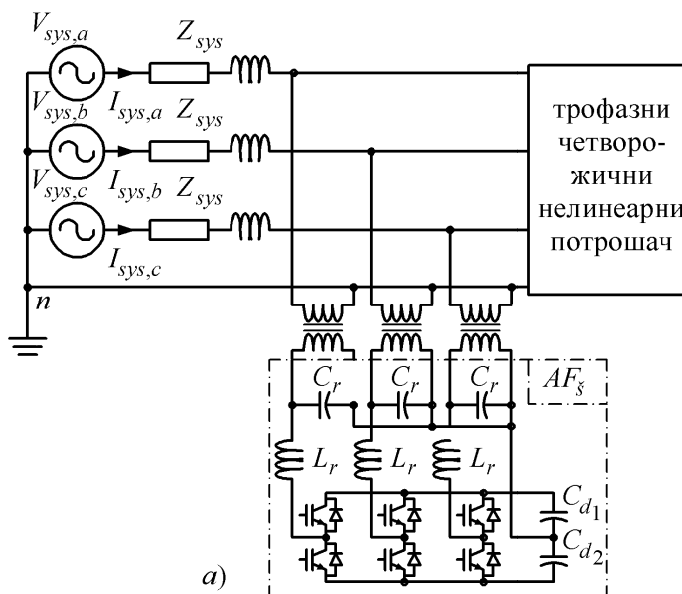
Активни филтри се могу поделити сагласно називној снази и брзини реаговања према захтевима који се односе на примену у компензованим системима [75].

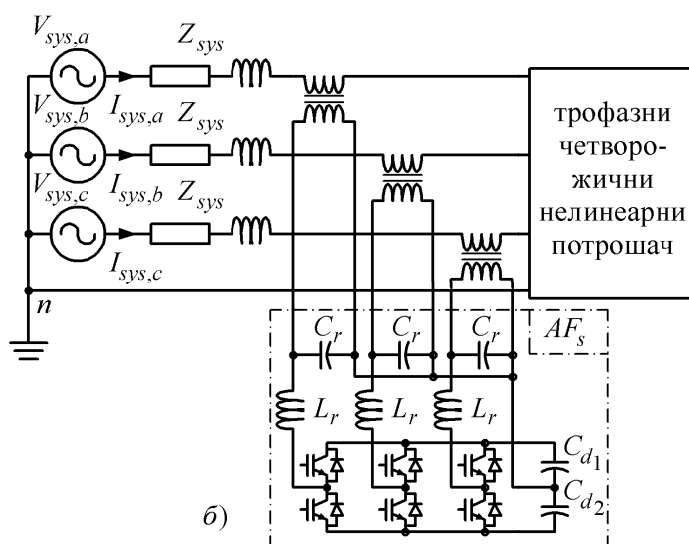


Слика 4.3. Монофазни активни филтар:
а) са паралелним спојем, б) са редним спојем [75]



Слика 4.4. Трофазни, тројични активни филтар:
 а) паралелна конфигурација, б) редна веза [75]





Слика 4.5. Трофазни четворожични активни филтар:
 а) паралелна конфигурација, б) редна веза [75]

Активни филтар мале снаге (снаге око 100 kVA и временским одзивом око $10\ \mu\text{s}$ до 10 ms) се углавном користе у стамбеним квартовима, малим срединама, за електричне погоне, у комерцијалним објектима и болницама. Ове апликације имају софистициране захтеве у погледу динамике технике филтрирања а обухватају монофазне и трофазне системе.

За уравнотежење се користе трофазне апликације мање снаге са трофазним филтрима. Међутим, за корекцију несиметричних струја оптерећења или несиметричних напона напајања, посебно у трофазним четворожичним дистрибутивним мрежама, морају се користити три монофазна филтра или хибридни филтар.

Активни филтри средње снаге (вредности од око $0,1\text{--}10\text{ MVA}$ временског одзива од 100 ms до 1 s) углавном прате средње и високе напоне електричних мрежа и системе високог напона и велике снаге где је ефекат фазне неравнотеже занемарљив. Овде треба узети у обзир економске чиниоце и проблеме које прате високонапонске системе (изолатори, редне или паралелне везе прекидача, итд.).

Филтри су пројектовани тако да при коришћењу изврше поништење хармоника, компензацију реактивне снаге **али нису укључени у алгоритме управљања.**

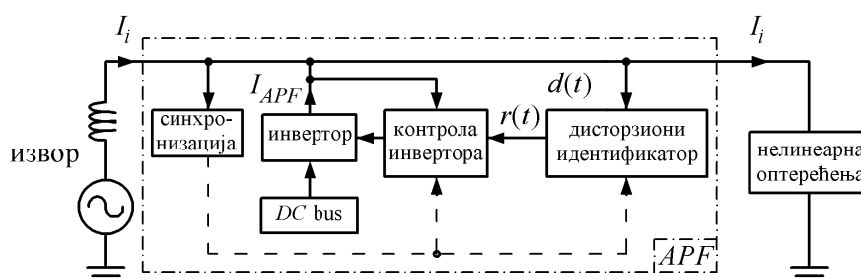
На високим напонима треба узети у обзир и остале поступке за компензацију реактивне снаге као што су: статички кондензатори, синхрони кондензатори, управљани LC филтри, регулисани LC филтри, линијски комутирани тиристорски претварачи и статички VAr компензатори.

Активни филтри велике снаге (са називним снагама око 10 MVA и одговарајућим временом од неколико десетина секунди) су углавном повезани са преносним мрежама и ултрависоким снагама DC погона. Осим предности која се односи на укључивање HF/VF опреме (високофреквентна опрема са високим напонима и великим називним снагама) овакви филтри немају нарочиту ефикасност. Могућа варијанта за коришћење је редно/паралелна комбинација за укључење мале снаге, међутим, за њену имплементацију потребна је висока цена.

4.1.5. Блок шема активних филтара

Уопштена блок шема са паралелним спојем активног филтра је представљена на сл. 4.6. Састоји се од следећих основних елемената [76]:

- *Сензора и мерних претварача* (нису приказани); користе се за мерење таласних облика и ињектираних сигнала за компензацију. Несинусоидални таласи напона и струја се читавају преко напонских (PTs), и струјних (CTs) трансформатора, сензора Халовог-ефекта и изолационих појачавача (тј. *optocouplera*). Спојеви трансформатора, паралелни и редни се користе за ињектирање струје намењене за компензацију струјом (I_{APF}), сл. 4.6 и напонем (V_{APF}), респективно (AFs – активни филтар снаге).
- *Показатељ изобличења* је функција процесирања која обухвата мерење изобличења таласних облика $d(t)$ (тј. линијска струја или фазни напон) и генерисане референтне таласне облике $r(t)$ ради редукције изобличења.
- *Инвертор* је енергетски претварач (са прикладном спрегом индуктансе и трансформатора) који репродукује таласне облике са одговарајућим амплитудама за паралелно (I_{APF}) и/или редно (V_{APF}) активно филтрирање.
- *Инвертер регулатор/контролер* је обично PWM са локалном петљом за управљање струјом ради обезбеђења I_{APF} (и/или V_{APF}) стазе за $r(t)$.
- *Синхронизер (синхрон петља)* је сигнал-процесни блок, заснован на техници фазне блокаде петље, за обезбеђење компензација таласних облика струјом (струјом I_{APF} и/или напонем V_{APF}) који су коректно синхронизовани са напонем електричне мреже. Неким методама управљања није потребан овај блок.
- *DC bus* је уређај за чување енергије непосредно напајан снагом из инвертора. Bus је група водова за размену бинарних електричних сигнала или снаге између више паралелних уређаја.



Слика 4.6. Шема управљања паралелног споја активног филтра снаге [76]

За редни спој активног филтра, сл. 4.6 инвертор ињектује редни напон V_{APF} преко редног споја са трансформатором. За хибридни филтар користе се два инвертора који истовремено ињектују и струју I_{APF} и напон V_{APF} .

Шема управљања активним филтром са редним спојем је идентична као она на сл. 4.6; дакле инвертор ињектује (утискује напон из редног кола) напон V_{APF} преко редно повезаног трансформатора. За имплементацију хибридног филтра управљачка шема на сл. 4.6 мора да буде проширена кроз укључење обе

компензације на паралелну са I_{APF} и редну V_{APF} . Инвертор блок је било који од осталих инвертора као напонски извор (*VSI Voltage Source Inverter*) или струјни извор (*Current Source Inverter CSI*). *VSI* конфигурација обухвата *AC* индуктор/пригушницу L_r уз по избору (необавезни) мали *AC* кондензатор C_r због пулзације филтра (елиминисање укључења пулсирања и побољшање облика/профила напона и као сопствена подршка *DC bus*-у са кондензатором C_d). *CSI arrangement/CSI* склоп користи индуктивну енергију ускладиштену на *DC* линк-у за управљање струјом и паралелни *AC* коректор као филтарски елемент. *VSI* структура има већу примену (умањене губитке, смањене димензије, снижене сметње) и зато се обично препоручује. Зависно од система напајања инвертори треба да буду монофазни са двоструким мостовима и трофазни са троструким мостовима или са средњом тачком три монофазна моста (за четворожичне системе).

Инвертори се могу укључити директно-редно у једну фазу електричне мреже (због мање цене) или преко трансформатора (уз коришћење већег броја инвертора) који делује тако да велика активна вредност импедансе блокира струјне хармонике, док за основни хармоник струје импеданса представља малу вредност. У неким случајевима инвертори могу да буду укључени паралелно у електричну мрежу: или директно у електричну мрежу или преко трансформатора за снижење напона када делују као регулисани **трансдуктор (извор)** струјних хармоника.

Стандардни уређај за укључење/(комутацију) је *MOSFET* за малу снагу, *IGBT* за средњу и *GTO (Gate Turn-off)* тиристор за врло велику називну снагу. Прекидачки уређаји се производе у модуларном облику (са одабраним, заштићеним и међусобно спојеним елементима) да би се умањиле укупне размере, цена и тежина. Битна компонента активног филтра је микропроцесор јер обухвата управљање склоповима. Напонски и струјни сигнали се читавају преко напонских (*Potential Transformers PTs*), и струјних (*Current Transformers CTs*) сензора са Хал-ефектом и изолационих појачавача. Поступак управљања се изводи on-line (непосредно-директно) или са микропроцесором после пријема улазних сигнала кроз *A/D* канале конвертора (*Analog to Digital Converter Channels*), фазне блокаде петље (*PLL Phase Lock Loop*) и синхронизације сигнала.

4.1.6. Хибридни филтри

Главни недостатак активних филтара јесте њихова висока називна вредност (понекад у практичним апликацијама и до 80% од нелинеарног оптерећења). Такође у монофазним филтрима нису дате све могућности за истовремену компензацију оба поремећаја (напонски и струјни поремећај). Велике називне вредности и цена ограничавају прихватљивост примене активних филтара.

Као одговор на ове факторе развијене су различите структуре хибридних филтара које имају ефективније могућности за компензацију нелинеарних оптерећења и редукацију хармоника. Хибридни филтри су засновани на ефективнијој, допуњено комплетнијој компензацији припремљеној за различита нелинеарна оптерећења.

4.1.7. Класификација хибридних филтара

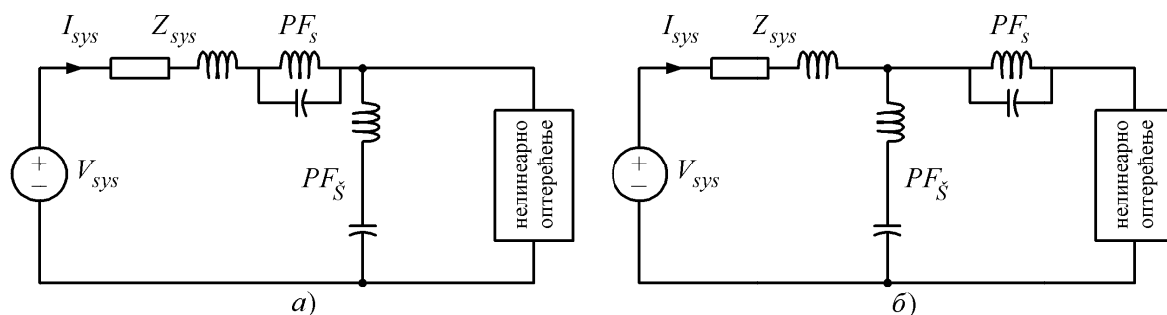
Хибридни филтри су комбинација одређеног броја пасивних и/или активних филтара а њихове структуре имају редну или паралелну топологију или комбинацију

обе структуре. Постављају се у монофазним, трофазним тројичним и трофазним четворожичним поремећеним мрежама.

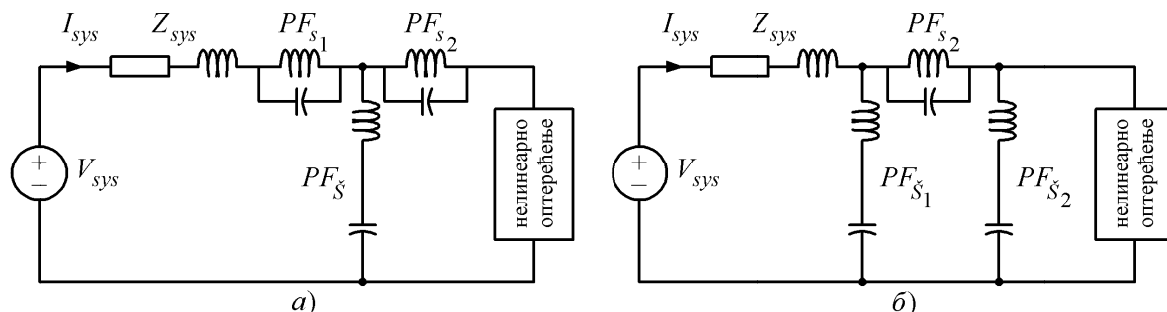
Пасивна кола у филтру изводе основно филтрирање у односу на доминантни хармоник (тј. пети или седми) док активни елементи остварују тачну контролу и ублажавају деловање виших хармоника. Активни филтри ефикасније редукују укупни опсег.

У литератури постоје различите класификације активних и хибридни филтара које су засноване на вредностима називних снага, системима напајања (бројности жица и фаза), топологији, (тј. паралелних и/или редних спојева), броја (пасивних и/или активних) елемената, брзине одзива, снаге конфигурационог електричног кола, системског (их) параметар (а) који ће бити компензовани, начина управљања, и референтне технике за естимацију (процену) сигнала. Овде смо класификацију хибридни филтара засновали на врсти напојног система са топологијом-накнадном (допунском) субкласификацијом. Максимално три (пасивна и активна) филтра су у свакој фази, дакле одговарајући број типова хибридни филтара који су намењени за монофазне двојичне системе, трофазне-тројичне и четворожичне системе АС мрежа.

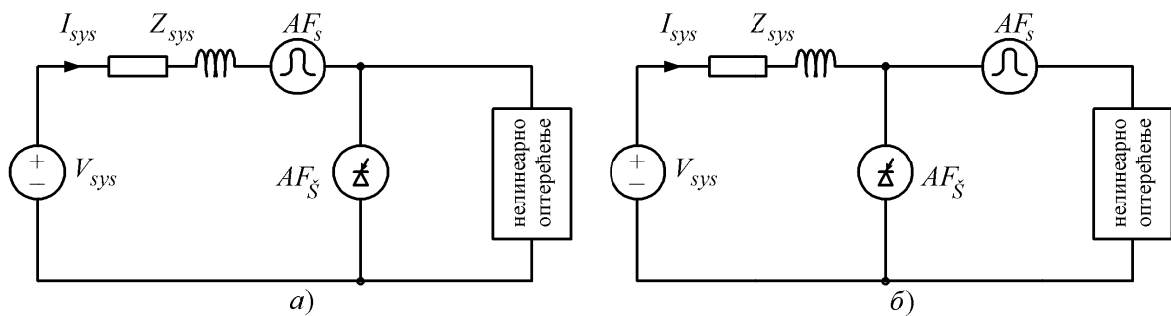
На сл. 4.7-4.10 представљене су топологије типова хибридни филтра за монофазне двојичне системе. Ове топологије се лако могу проширити за илустрацију осталих типова хибридни филтара трофазних система. Слика 4.7 и сл. 4.8 описују хибридни филтар састављен од 2 и 3 пасивна филтра, респективно; сл. 4.9 и сл. 4.10 представљају једноставну конфигурацију од 2 и 3 активна филтра.



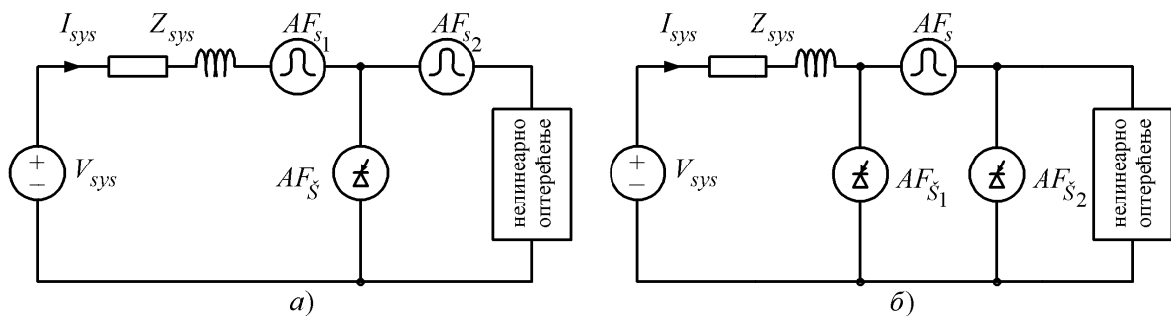
Слика 4.7. Монофазни хибридни филтар (обухвата два пасивна филтра) као комбинација: а) пасивног-редног и пасивног паралелног филтра, б) пасивног-паралелног и пасивног-редног филтра [75]



Слика 4.8. Монофазни хибридни филтар (обухвата три пасивна филтра) као комбинација: а) пасивног-редног и пасивног-паралелног филтра, б) пасивног-паралелног, пасивног-редног и пасивног-паралелног филтра [75]



Слика 4.9. Монофазни хибридни филтар (обухвата два активна филтра) као комбинација: а) активног-редног и активног паралелног филтра, б) активног-паралелног и активног редног филтра [75]



Слика 4.10. Монофазни хибридни филтар (са три активна филтра) као комбинација: а) активног-редног и активног паралелног филтра, б) активног-паралелног, активног редног и активног-паралелног филтра [75]

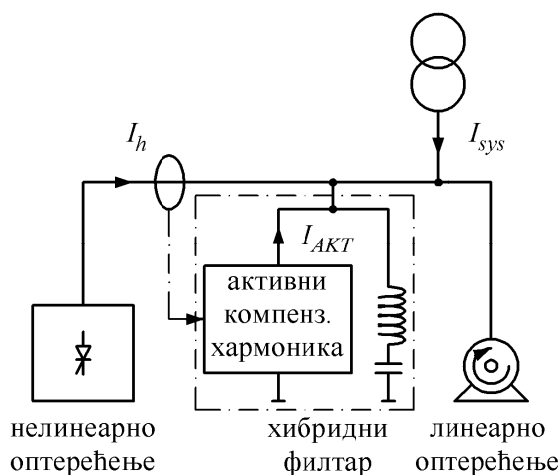
Ова редукција је скупа и у многим случајевима ствара лоше компензације када се користе било који од пасивних или активних филтара појединачно. Зато је много ефикасније користити комбинацију паралелног и редног споја активног филтра када се остварују обе компензације: струјна и напонска. Овакав (активно-активни) хибридни филтар је познат под називом обједињени кондиционер квалитета енергије (*Unified Power Quality Conditioner UPQC*) или универзални активни филтар, сл. 4.9. Развој технологије хибридних филтара је започео аранжманом од (2 или 3) пасивна филтра, сл. 4.7 и сл. 4.8 и напредовао до ефективнијих комбинација са бројнијим паралелним и/или редним активним филтрима, сл. 4.9 и сл. 4.10 које су издашније, имају ефективније могућности и комплетнију компензацију.

Хибридни филтри се користе за одговарајуће ефикасније опције побољшања квалитета енергије, компензацију енергије слабог квалитета чије су ефекте изазвала нелинеарна оптерећења или да створе *АС* напајање за осетљиве пријемнике. Постоји велики број нелинеарних оптерећења мале снаге у монофазним системима: *ТА* пећи, уређаји за климатизацију, *ФС* сијалице, *ТВ* апарати, рачунари, извори енергије (нпр. хемијски), штампачи, уређаји за копирање (факсови), пуњачи батерија-акумулатора итд. Компензовање тих најнижих хармоника постојећих нелинеарних оптерећења постиже се применом филтара, сл. 4.7 и сл. 4.8. Трофазне тројичне системе напаја већи број нелинеарних оптерећења средњих нивоа снаге као што су погони са променљивим брзинама и највиших нивоа снага какви су *HVDC* преносни системи (*High Voltage DC Transmission Systems*). Ова оптерећења се могу компензовати применом било ког из групе пасивних филтара (тј. пасивни филтар на сл. 4.10.а) или комбиновањем активног и пасивног филтра различитих конфигурација које су зависне од својстава *АС* система.

4.1.8. Примена хибридних филтара

Хибридни филтар је комбинација пасивних и активних филтара, сл. 4.11 има предности оба типа филтара и зато је погодан за примену у ширем опсегу снага и режима електричних мрежа, за:

- индустријске електричне мреже са комплетом нелинеарних оптерећења снаге веће од 200 kVA (фреквентни претварачи, извори непрекидног напајања, канцеларијски уређаји),
- електричне мреже са компензацијом реактивне снаге и мреже у којима је потребно смањити напонска изобличења али да се не створе поремећаји на осетљивим електричним пријемницима,
- електричне мреже где треба смањити изобличења струја и избећи преоптерећења, и
- мреже у којима треба јако ограничити продор хармоника ка мрежи.



Слика 4.11. Принцип дејства хибридног филтара

4.1.9. Критеријуми за избор филтара

Пасивни филтар обезбеђује компензацију реактивне снаге и ефикасно филтрирање струјних хармоника. Пасивни филтри снижавају ниво напонских хармоника у електричним мрежама у којима се облик напона разликује од синусоидалног. Ако је реактивна снага коју генерише филтар велика, препоручује се искључење постављеног пасивног филтара у периодима када је фактор снаге врло низак. Претходно испитивање могућности примене филтара мора да узме у обзир могуће присуство батерија кондензатора за компензацију фактора снаге, која се може и одстранити.

Активни компензатори хармоника обезбеђују пригушење хармоника у већем опсегу фреквенција и раде са било којим типом оптерећења. Недостатак је да су вредности снага тих уређаја веома мале.

Хибридни филтри интегришу све предности активних и пасивних филтара.

Методи за слабљење подразумевају избор најбољег решења по техничким и економским критеријумима који су засновани на резултатима детаљних анализа.

Предлажу се следеће могућности:

- анализа шема електричних мрежа у колима,
- примена система за мерење и контролу у колима,
- примена уређаја за филтрирање.

Ако се користе услуге експерата гарантује се да ће предложено решење дати ефикасне резултате (тј. тачна вредност максималног збирног коефицијента хармонијског изобличења THD_u) [21] а етапе су:

- мерења изобличења кривих струја и линијског и фазног напона, која су настала због присуства нелинеарног оптерећења у општем дистрибутивном систему (мрежи),
- рачунарско моделовање утицаја у мрежи ради објашњења разлога и избора најбољег решења.

Пуни извештаји резултата приказују:

- текуће нивое поремећаја,
- максимално дозвољене нивое поремећаја у складу са SRPS EN 61000-2-2:2008 стандардом [28],
- предложени метод садржи решење са гарантованим нивоом функционисања мреже,
- реализацију изабраног решења са коришћењем неопходних средстава и ресурса.

У овом поглављу написани су и имплементирани неки важнији алгоритми пасивних и активних енергетских филтара за корекцију несиметрија и смањења нивоа хармоника. Предложено је побољшано решење за корекцију несиметрија у електричним мрежама и извршен избор параметара елемената линеарног филтра за мерење компоненти напона и струја директног и инверзног редоследа [77]. Дат је преглед регулационих функција линеарних филтара симетричних компоненти, у системима за мерење симетричних компоненти напона и струја у електричним мрежама, састављених од импеданси са пасивним R , L , C параметрима.

Такође су истакнуте особености поступака за одређивање параметара елемената филтра који су засновани на математичком моделу еквивалентног кола трофазног филтра. Изложени су и резултати о понашању мерног система са линеарним филтром добијени у анализи помоћу *MATLAB* симулације.

4.2. Побољшано решење за корекцију несиметрија у електричним мрежама

4.2.1. Избор параметара елемената линеарног филтра за мерење компоненти напона и струја директног и инверзног редоследа

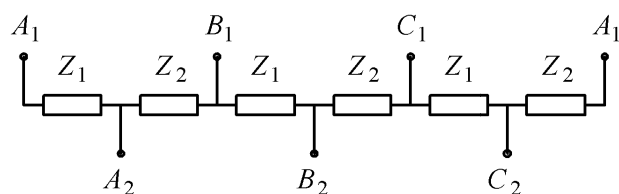
У секундарним колима електроенергетских мрежа користе се филтри са две, три или више грана. При одређивању вредности и подешавању параметара филтра, филтри се углавном третирају као независна електрична кола јер се вредности

импеданси извора сматрају много мањим у односу на импедансе елемената филтра [65,78-80].

Са том претпоставком да су параметри елемената електричних грана филтра прикључених на одговарајуће линеарне вредности напона независни, извршени су прорачуни.

Могуће несиметрије углавном се одређују, мере или израчунавају, приближним методама [65,75,79]. У случају мерења се користе струјни или напонски филтри који фазне вредности напона/струја претварају у симетричне вредности компоненти напона/струја. Све приближне методе мерења уносе велике мерне несигурности а највећи поремећај догађа се у случају отказа филтра који је обично изведен као трофазно коло.

Најчешће коришћени трофазни филтар симетричних компоненти директног и инверзног редоследа састоји се од три електричне гране и представљен је на сл. 4.12 [65,78].



Слика 4.12. Трофазни филтар симетричних компоненти директног и инверзног редоследа

Распад филтра доводи до одступања вредности импеданси од називних вредности. То се може догодити како због грешки при изради елемената филтра, тако и због промене вредности импеданси услед промене фреквенције, напона или температуре.

Промена фреквенције доводи до промена вредности реактанси пошто су индуктивне реактансе директно, а капацитивне реактансе обрнуто сразмерне фреквенцији.

Одступања напона од називних вредности изазивају промене индуктивности калемова са феромагнетним лимовима у магнетном колу. Промене температуре повлаче за собом промене активних отпорности и капацитивности [55,81].

4.2.2. Одређивање вредности параметара филтра

Промене вредности импеданси елемената филтра изазвана су одступањем вредности параметара R , f , L и C од називних вредности. Неједнакост вредности импеданси са номиналним утиче како на активни тако и на реактивни део импедансе филтра. Промењена вредност импедансе може се математички дефинисати изразом:

$$Z_h = Z_n + \Delta Z \quad (4.1)$$

где је:

Z_n – номинална импеданса филтра, а промена вредности импедансе обухваћена је увођењем коефицијената h_* :

$$Z_n = R_n + jX_n, \Delta Z = R_n \cdot h_{*R} + jX_n \cdot h_{*X} \quad (4.2)$$

Коефицијенти h_{*R} и h_{*X} који врше корекцију активног и реактивног дела импедансе, одређују се за сваки филтар посебно у зависности од његове конструкције. Најчешће се промени фреквенција под претпоставком да се она промени за вредност Δf у односу на називну вредност f_n , $f = f_n + \Delta f$. Тада се промени и вредност комплексне импедансе омско-индуктивног RL карактера за:

$$Z_h = R_n + j2\pi(f_n + \Delta f)L = Z_n + jX_n \cdot h_{*X} \quad (4.3)$$

У случају промене фреквенције, вредност коефицијента h_* за RL коло је:

$$h_{*X} = \Delta f / f_n \quad (4.4)$$

Вредност импедансе омско-капацитивног RC карактера је:

$$Z_h = R_n - j \frac{1}{2\pi(f_n + \Delta f)C} = Z_n + jX_n \cdot h_{*X} \quad (4.5)$$

У случају промене фреквенције у RC колу вредност коефицијента h_* је:

$$h_{*X} = \Delta f / (f_n + \Delta f) \quad (4.6)$$

При променама вредности индуктивности за ΔL у односу на називну вредност користи се релација (4.3), $h_{*X} = \frac{\Delta L}{L_n}$, а при одступању вредности капацитивности за ΔC од номиналне вредности релација (4.5), $h_{*X} = \frac{\Delta C}{C_n + \Delta C}$.

Када се вредност активне компоненте промени за ΔR у односу на назначену вредност:

$$Z_n = R_n + \Delta R + jX_n = Z_n + R_n \cdot h_{*R}, \quad h_{*R} = \frac{\Delta R}{R_n},$$

трофазно симетрично коло произвољно изабраног филтра може се еквивалентирати монофазном шемом симетричне мреже са два приступа (два улаза и два излаза) чија је једначина, [65]:

$$U_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2, \quad U_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \quad (4.7)$$

Изрази који повезују параметре монофазне еквивалентне шеме $Z_{11}^F = Z_{22}^F$ са вредностима импеданси Z_1 и Z_2 на сл. 4.12, су дати у наставку [65].

При напајању филтра чија је шема дата на сл. 4.12, из система напона директног редоследа једначине које повезују вредности тих импеданси су:

$$Z_{11}^F = Z_{22}^F = \frac{Z_1 + Z_2}{3}, \quad Z_{12}^F = \frac{Z_1 + a^2 Z_2}{3}, \quad Z_{21}^F = \frac{Z_2 + a^2 Z_1}{3} \quad (4.8)$$

У случају напајања филтра са шемом на сл. 4.12 из система напона инверзног редоследа добија се:

$$\begin{aligned}
Z_{11}^{(F)} = Z_{22}^{(F)} &= \frac{Z_1 + Z_2}{3} \\
Z_{12}^{(F)} &= \frac{Z_2 + a^2 Z_1}{3} \\
Z_{21}^{(F)} &= \frac{Z_2 + a Z_1}{3}
\end{aligned} \tag{4.9}$$

Комплексни оператори a и a^2 имају вредности $a = e^{j120}$, $a^2 = e^{-j120}$.

Тада, за филтре напајане из система напона директног редоследа по релацијама (4.1) и (4.8) при симетричном одступању вредности импеданси од номиналних, важе релације:

$$Z_{11h}^{(F)} = Z_{22h}^{(F)} = \frac{Z_{1h} + Z_{2h}}{3} = Z_{11n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1}{3} + \frac{\Delta Z_2}{3} \tag{4.10}$$

$$Z_{12h}^{(F)} = \frac{Z_{2h} + a Z_{1h}}{3} = Z_{12n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a \Delta Z_1}{3} \tag{4.11}$$

$$Z_{21h}^{(F)} = \frac{Z_{2h} + a^2 Z_{1h}}{3} = Z_{21n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a^2 \Delta Z_1}{3} \tag{4.12}$$

За филтре напајане системом напона инверзног редоследа из релације (4.1) и (4.9) је:

$$Z_{11h}^{(F)} = Z_{22h}^{(F)} = \frac{Z_{1h} + Z_{2h}}{3} = Z_{11n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1}{3} + \frac{\Delta Z_2}{3} \tag{4.13}$$

$$Z_{12h}^{(F)} = \frac{Z_{2h} + a^2 Z_{1h}}{3} = Z_{12n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1}{3} + \frac{a^2 \Delta Z_2}{3} \tag{4.14}$$

$$Z_{21h}^{(F)} = \frac{Z_{2h} + a Z_{1h}}{3} = Z_{21n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a \Delta Z_1}{3} \tag{4.15}$$

а вредности ΔZ_1 и ΔZ_2 су одређене релацијом (4.2).

Као електрична кола линеарних филтара симетричних компоненти директног и инверзног редоследа могу се користити еквивалентне T шеме. Релацији (4.7) одговарају две еквивалентне T шеме на сл. 4.13.а и сл. 4.13.б.

При напајању из система напона директног редоследа, према сл. 4.13.а, из релација (4.10)-(4.12) се добија:

$$Z_{1h}^{(F)} = Z_{2h}^{(F)} = Z_{11h}^{(F)} - Z_{12h}^{(F)} = Z_{1n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(1-a)}{3} \tag{4.16}$$

$$Z_{2vh}^{(F)} = Z_{21h}^{(F)} - Z_{12h}^{(F)} = Z_{vn}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(a^2 - a^3)}{3} \tag{4.17}$$

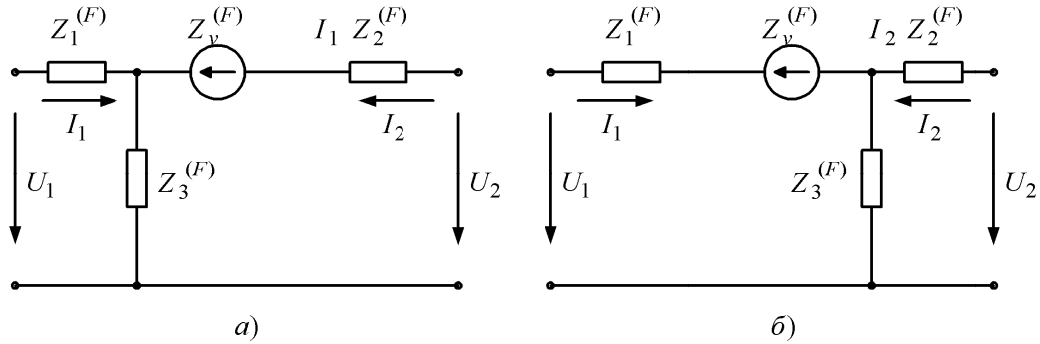
$$Z_{3h}^{(F)} = Z_{12h}^{(F)} = Z_{12v}^{(F)} + \frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a \Delta Z_1}{a} \tag{4.18}$$

Ако се шема напаја из система напона инверзног редоследа према шеми на сл. 4.13.а, из релација (4.13)-(4.15) добија се:

$$Z_{1h}^{(F)} = Z_{2h}^{(F)} = Z_{11h}^{(F)} - Z_{12h}^{(F)} = Z_{1n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(1-a^2)}{3} \quad (4.19)$$

$$Z_{2vh}^{(F)} = Z_{21h}^{(F)} - Z_{12h}^{(F)} = Z_{vn}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(a-a^2)}{3} \quad (4.20)$$

$$Z_{3h}^{(F)} = Z_{12h}^{(F)} = Z_{12n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a^2 \Delta Z_1}{a} \quad (4.21)$$



Слика 4.13. Еквивалентне шеме филтра симетричних компоненти са пасивним елементима

Аналогним поступком и за шему на сл. 4.13.б, могу се добити релације сличне групи релација (4.16)-(4.21).

Карактеристике филтара симетричних компоненти директног и инверзног редоследа зависне су од типа филтра, тј. од тога да ли се ради о филтру директног *FDR* или инверзног редоследа *FIR*, а такође и од тога да ли се шема напаја из система напона директног редоследа U^d или система напона инверзног редоследа U^i и на крају и од тога да ли су вредности $Z_{12n}^{(F)} = 0$ или $Z_{21n}^{(F)} = 0$.

Како би коначни изрази имали што једноставнији облик, у случају $Z_{12n}^{(F)} = 0$, могу се користити параметри еквивалентне шеме на сл. 4.13.а, а када је $Z_{21n}^{(F)} = 0$ треба користити параметре еквивалентне шеме на сл. 4.13.б.

Вредности одређене према овом поступку за филтар напајан са улазне стране дати су у таб. 4.1. Слични изрази могу се добити ако се филтар напаја и са излазне стране. Ако се за било које импедансе филтра могу одредити одступања од номиналних вредности, право питање је да ли се регулацијом параметара других елемената на неки други начин може постићи већа тачност, односно да ли је могуће подешавање филтра.

Повећање тачности се може остварити једноставно ако се уведе услов да је $Z_{3h}^{(F)} = 0$, сл. 4.13.

За филтар директног редоследа се тада добија:

$$Z_{3h}^{(F)} = \frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a \Delta Z_1}{3} = 0 \quad (4.22)$$

а за филтар инверзног редоследа:

$$Z_{3h}^{(F)} = \frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a^2 \Delta Z_1}{3} = 0 \quad (4.23)$$

Табела 4.1. Карактеристичне вредности параметра филтра симетричне мреже са два улаза и два излаза напајаног са улазне стране

Тип филтра	Редослед фаза напона напајања	Еквивалентна шема на сл. 4.13	$Z_{1h}^{(F)} = Z_{2h}^{(F)}$	$Z_{3h}^{(F)}$	$Z_{vh}^{(F)}$
FDR	U^d	a	$Z_{11n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(1-a)}{3}$	$\frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a\Delta Z_1}{3}$	$Z_{21n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(a^2-a)}{3}$
	U^i	a	$Z_{11n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(1-a)}{3}$	$\frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a\Delta Z_1}{3}$	$Z_{12n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(a^2-a)}{3}$
FIR	U^d	b	$Z_{11n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(1-a^2)}{3}$	$\frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a^2\Delta Z_1}{3}$	$Z_{12n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(a-a^2)}{3}$
	U^i	b	$Z_{11n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(1-a^2)}{3}$	$\frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a^2\Delta Z_1}{3}$	$Z_{21n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(a-a^2)}{3}$

где је: $\Delta Z_1 = R_{n1}h_{*R1} + jX_{n1}h_{*X1}$, $\Delta Z_2 = R_{n2}h_{*R2} + jX_{n2}h_{*X2}$

Леви делови релација (4.22) и (4.23) садрже комплексне вредности па се свака од тих једначина разлаже на две једначине. У једној од њих је реална вредност једнака нули а у другој имагинарна. Ако се узму у обзир релације (4.2) за филтар директног редоследа се добија услов за тачност подешавања филтра у облику:

$$R_{n2}h_{*R2} - \frac{R_{n1}h_{*R1}}{2} - \frac{\sqrt{3}X_{n1}h_{*X1}}{2} = 0 \quad (4.24)$$

$$\frac{\sqrt{3}R_{n1}h_{*R1}}{2} + X_{n2}h_{*X2} - \frac{X_{n1}h_{*X1}}{2} = 0$$

а за филтар инверзног редоследа:

$$R_{n2}h_{*R2} - \frac{R_{n1}h_{*R1}}{2} + \frac{\sqrt{3}X_{n1}h_{*X1}}{2} = 0 \quad (4.25)$$

$$-\frac{\sqrt{3}R_{n1}h_{*R1}}{3} + X_{n2}h_{*X2} - \frac{X_{n1}h_{*X1}}{2} = 0$$

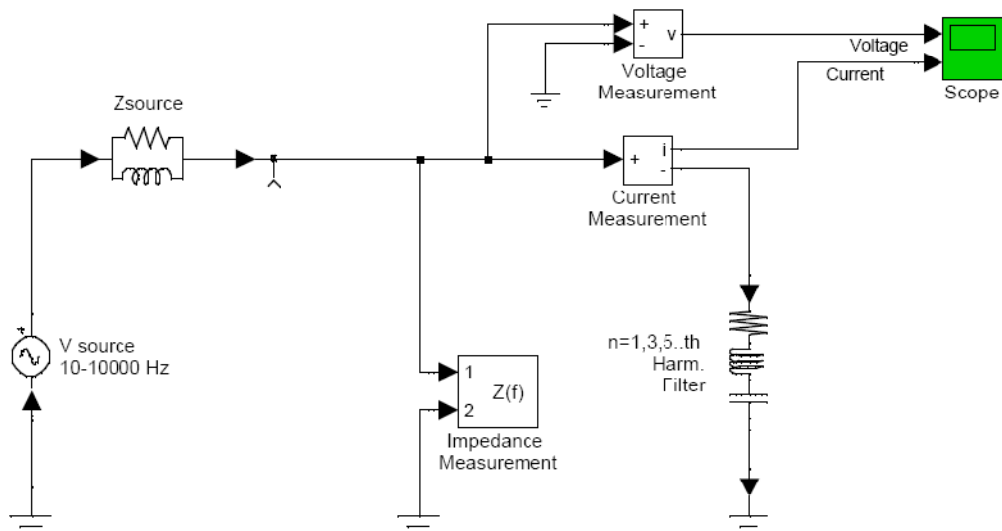
4.2.3. Анализа рада линеарног кола филтра са RLC параметрима

Шема симулације мерења симетричних компоненти напона и струја и утицаја промена импеданси линеарног филтра услед промена учестаности добијена је из релација (4.2):

$$|\hat{Z}(f)| \Leftrightarrow Z(s) = \frac{V(s)}{I_z(s)} \quad (4.26)$$

Импеданса филтра у Лапласовом домену је:

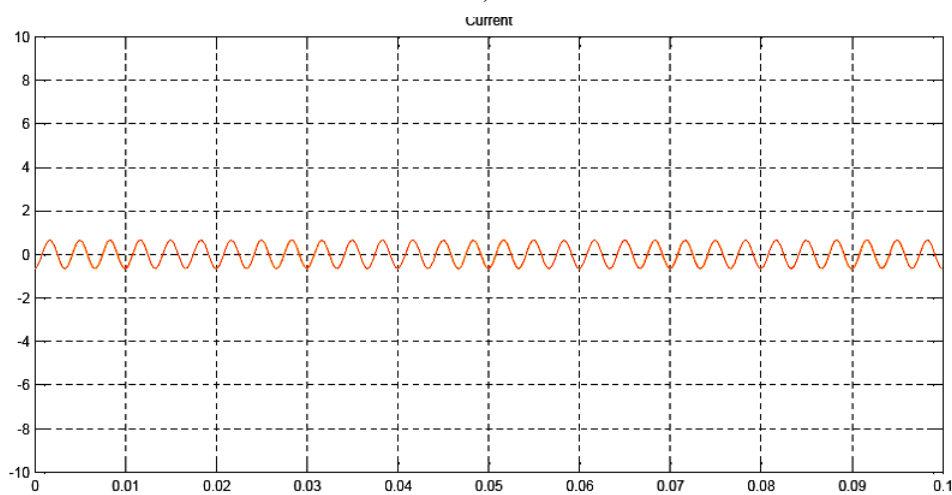
$$Z(s) = \frac{V(s)}{I(s)} = \frac{LCs^2 + RCs + 1}{Cs} \quad (4.27)$$



Слика 4.14. Шема симулације мерења симетричних компоненти напона и струја



a)



б)

Слика 4.15. Дијаграми напона и струја, добијени према шеми на сл. 4.14

Симулација шеме за мерење симетричних компоненти која је заснована на теоријском моделу у који су укључене претходне једначине је изведена у програму *MATLAB* (Simulink-Power System, psb3phasesignseq) [82].

Мерна шема са којом је изведена демонстрација модела је дата на сл. 4.14.

Вредности параметара елемената су дате у наставку:

- идеални синусоидални AC напон, амплитуда $100V$,
- фазни став $(0): 0$,
- фреквенција $(Hz): 10 \div 10^4$,
- почетно време: 0 ; импеданса извора Z_{source} ,
- паралелна веза $R \parallel L$, $R(\Omega) = 10$; $L(H) = 10e - 03$;
- RLC – филтар параметара: отпорност $R(\Omega) = 1$; индуктивност $L(H) = 1e - 03$, капацитивност $C(F) = 1e - 06$.

Из дијаграма напона и струја на сл. 4.15, може се видети да са погодном изабраним RLC параметрима линеарног филтра, у овом случају на вредност мерене компоненте директног редоследа 7. хармоника у току једне периоде доминантног хармоника од $0,02s$ у смислу његовог пригушења, нема неког значајнијег утицаја.

4.2.4. Алгоритам класичног начина одређивања параметара филтра

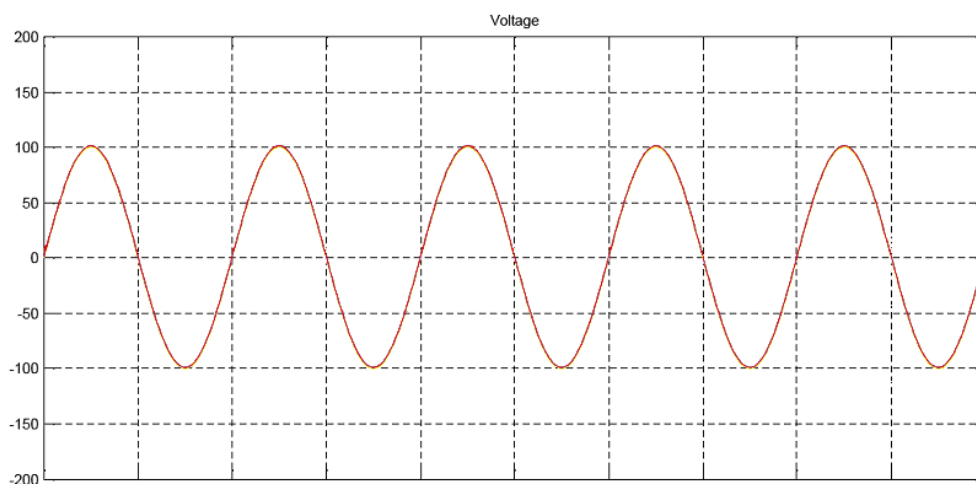
Уколико се из шеме са сл. 4.14 изоставе отпорност, индуктивност или капацитивност, вредности морају да буду алтернативне $0, 0, infinity (\infty)$. У наставку су приказане све три варијанте мерења основног хармоника напона и струје: а) пуна RLC , б) редна RL , в) редна RC импеданса.

- а) Мерење основног хармоника напона и струје уз примену линеарног филтра са RLC импедансом.

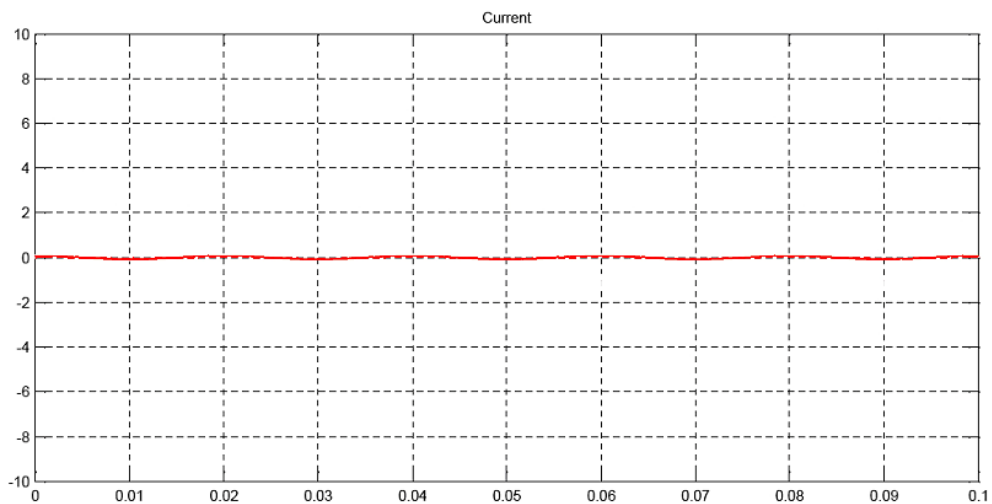
Вредности параметара елемената су:

- $R(\Omega) = 1$; $L(H) = 100e - 03$; $C(F) = 10e - 06$,
- шема и дијаграми: ордината напона $\pm 200V$, ордината струје $\pm 10A$, $f = 50 Hz$.

Користи се шема за симулацију мерења на сл. 4.14 помоћу које су добијени дијаграми у наставку.



а)



б)

Слика 4.16. Основни хармоник напона и струје измерен помоћу линеарног филтра са редном RLC импедансом

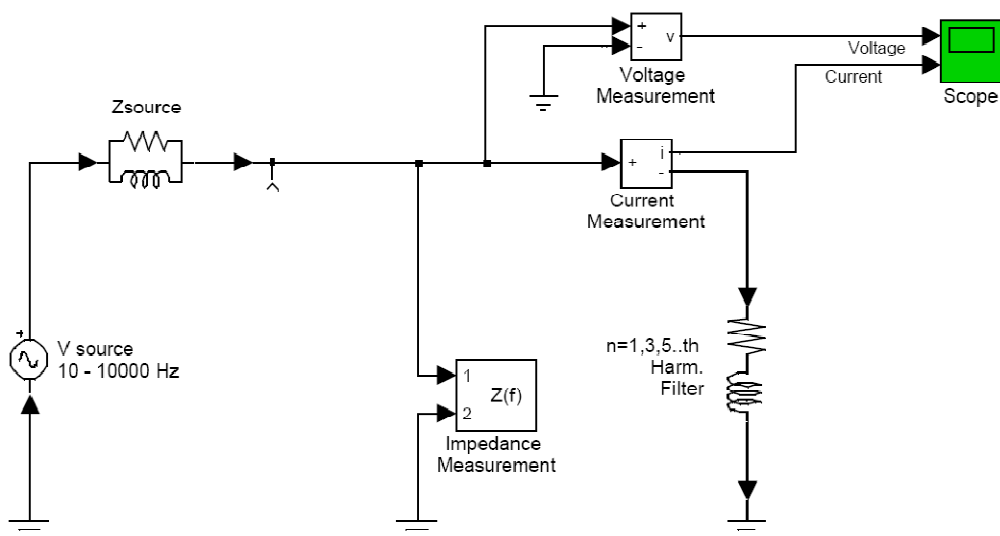
Са дијаграма на сл. 4.16 јасно се види да шема на сл. 4.14 није погодна за мерење струјних хармоника иако се може користити за детекцију напонских хармоника.

б) Мерење основног хармоника напона и струје помоћу линеарног филтра са редном RL импедансом.

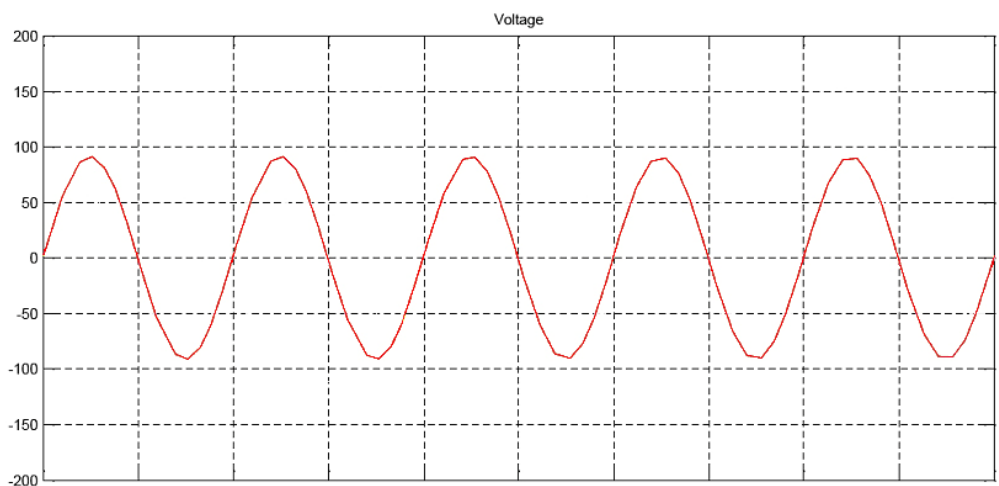
Вредности параметара елемената су:

- $R(\Omega) = 1$; $L(H) = 100e - 03$,
- шема и дијаграми: ордината напона $\pm 200V$, ордината струје $\pm 10A$, $f = 50 Hz$.

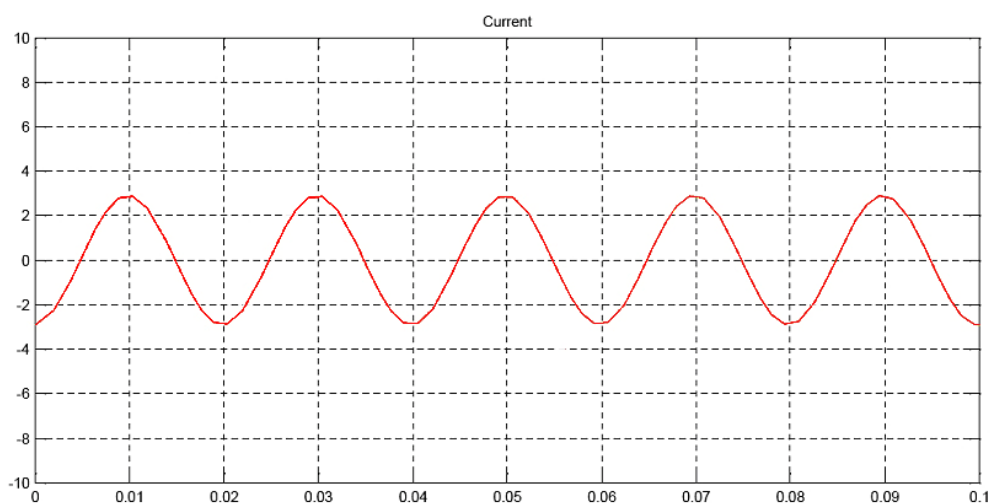
Користи се коригована шема на сл. 4.14 са изостављеном капацитивношћу C [82].



Слика 4.17. Шема симулације мерења симетричних компоненти напона и струја са RL импедансом



a)



б)

Слика 4.18. Основни хармоник напона и струје измерен помоћу линеарног филтра са редном RL импедансом

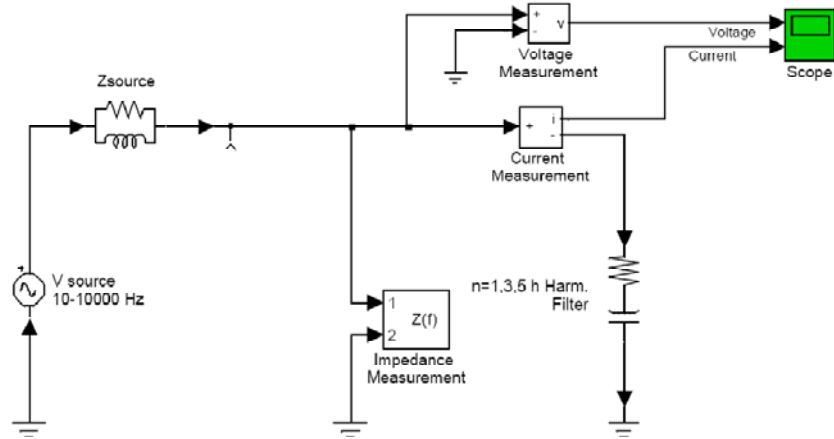
Облик дијаграма на сл. 4.18 јасно показује да шема на сл. 4.17 у којој је изостављена капацитивност C може да се користи за мерење струјних хармоника и за детекцију напонских хармоника.

в) Мерење основних хармоника напона и струје помоћу линеарног филтра са редном RC импедансом.

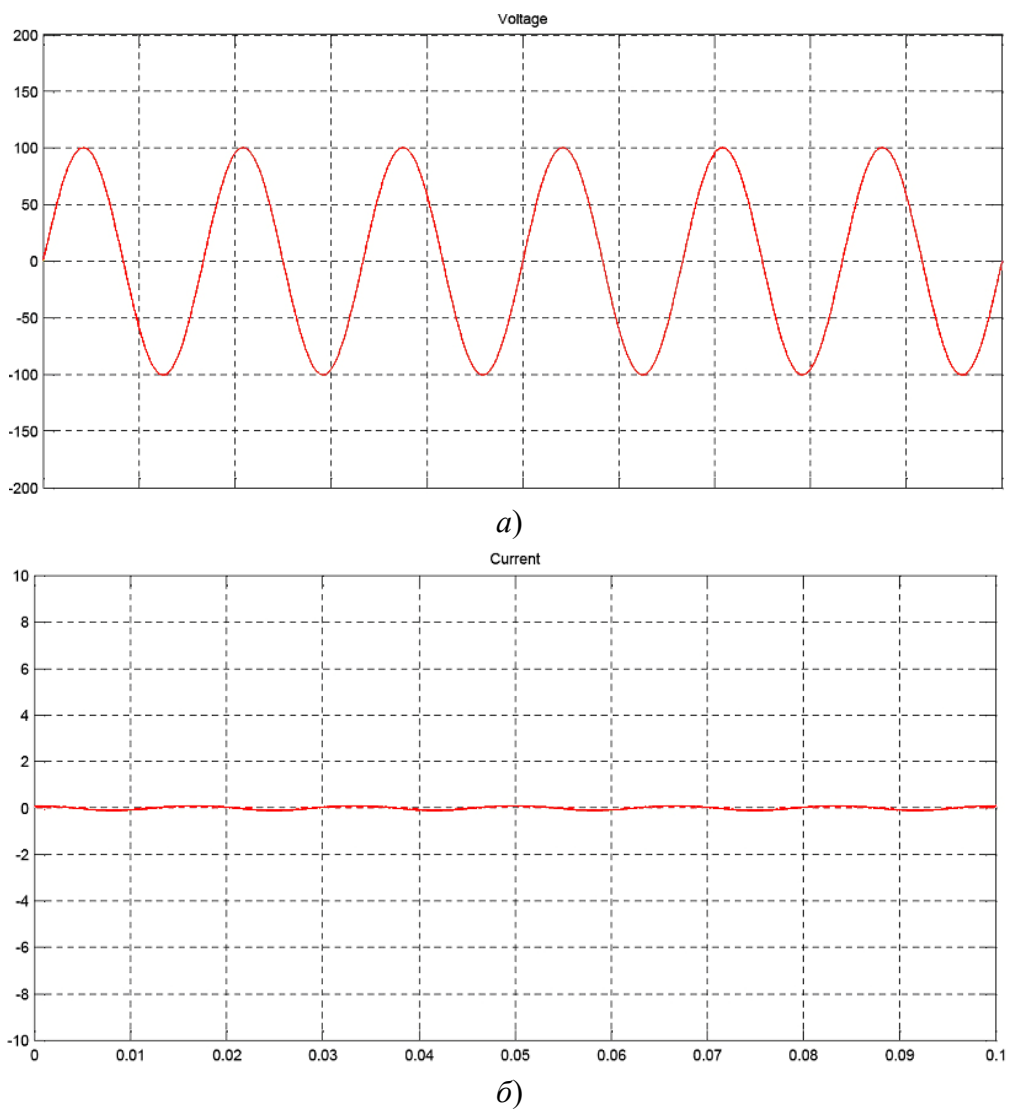
Вредности параметара елемената су:

- $R(\Omega) = 1$; $C(F) = 10e - 06$,
- шема и дијаграми: ордината напона $\pm 200V$, ордината струје $\pm 10A$, $f = 50 Hz$.

Примењена је кориговна шема са сл. 4.14 са искључењем индуктивности L [82].



Слика 4.19. Шема симулације мерења симетричних компоненти напона и струја са RC импедансом



Слика 4.20. Основни хармоник напона и струје измерен помоћу линеарног филтра са редном RC импедансом

Облик дијаграма на сл. 4.20 потврђује да се шема за симулацију или мерење на сл. 4.19 у којој је изостављена индуктивност L може користити за детекцију напонских хармоника али не и за мерење струјних хармоника.

Како се види из релација (4.24) и (4.25) за подешавање тачности филтра морају се имати два елемента а одговарајућа подешеност филтра је могућа само у случају ако добијена одступања од назначених вредности нису присутна у више од два до четири независна параметра филтра. Из добијених дијаграма у тестовима, на сл. 4.15, 4.16, 4.18 и 4.20 види се да основни хармоник струје при мерењу импедансе прати основни хармоник напона. Потврђује се и податак да вредности модула и аргумента Z зависе од развијених хармоника и да је то потребно узети у обзир при пројектовању филтара кроз конструктивну корекцију вредности параметара елемената које су дате у таб. 4.1.

После приказаног метода мерења компоненти напона и струја директног и инверзног редоследа приступило се одређивању вредности параметара филтра и анализи рада линеарног кола филтра са RLC параметрима. У посебним деловима приказан је алгоритам класичног начина одређивања параметара филтра који је искоришћен за пројектовање два класична уређаја са симетричним компонентама за смањење несиметрије фазних напона у електричним мрежама (први представља уређај са минималном вредношћу импедансе нултог редоследа а други је уређај са минималним модулом импедансе).

У наставку је приказан побољшани поступак за смањење несиметрије фазних напона у коме је први корак формирање алгоритма за подршку имплементацији активних енергетских филтара у сврху корекције несиметрија и редукције хармоника који су класификовани према тополошким својствима, системима напајања, називној снази.

5. АНАЛИЗА, СИМУЛАЦИЈА И РЕЗУЛТАТИ

5.1. Симулација утицаја виших хармоника на прелазни процес асинхроне машине напајане из PWM инвертора

У овом делу докторске дисертације приказан је математички модел (алгоритам) за одређивање стања асинхроне машине као и поступак симулације мерења појединих вредности у програму *MATLAB*. На излазним листама приказана је шема мерног система и резултати примене симулације. На тај начин се мерни систем постепено развија и усавршава као комбинација информација и резултата претходних корака у моделовању са новим елементима значајним за развој дијагностичког система [83].

У реалним вишефазним и вишенамотајним асинхроним машинама, у ваздушном зазору поред основних хармоника настају истовремено и хармоници ниже и више фреквенције од основне-мрежне. Карактерише их временска и просторна расподела у машини [36,84]. Временски зависни хармоници у зазор статора и ротора машине долазе са извода машине (прикључака ка електричној мрежи, са механичког прикључка као што је вратило и са топлотних извода) а просторно зависни хармоници настају због конструктивних особености и нелинеарности параметара у самој машини и ова претпоставка важи и за модел двополне асинхроне машине ($n = 1$) [77,85].

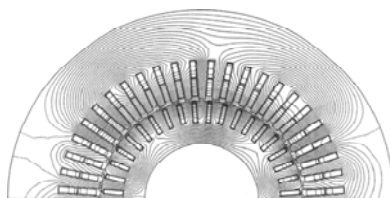
Основни извор виших временских хармоника у стационарном режиму је несинусоидални напон на изводима машине. Ако се идеализованој асинхроној машини доведу и симетрични и несинусоидални напони вредност магнетне индукције у ваздушном процепу имаће облик доведеног напона али ће заједно са основним садржати и више хармонике. Познавањем доведеног облика напона на изводима машине могуће је вредновати (израчунати, измерити или симулирати)-спектрални састав поља у зазору.

Други извор виших временских хармоника у ваздушном зазору је вратило мотора-механички извод машине. При нелинеарној промени момента оптерећења (load) M_{op} или промени брзине обртања n (фреквенције) у ваздушном зазору настају виши хармоници. На страни механичког извода виши хармоници у ваздушном зазору могу да се појаве и при нелинеарној промени брзине обртања n (фреквенције) а такође и при истовременој нелинеарној промени момента M_{op} и брзине обртања n (фреквенције) [86].

Временски зависни виши хармоници у ваздушни процеп могу доспети и преко топлотних извода-из средина која окружују проводне делове машине. У случају нелинеарне промене температуре средине која окружује машину појаве се виши временски зависни хармоници и облик магнетног поља се деформише. Највеће вредности амплитуда виших хармоника се јављују при топлотним ударима [85,87].

Просторно зависни хармоници настају и због специфичности конструкције и имају велики утицај на процес трансформације енергије у машини. Важни просторни хармоници машине су: основни хармоник магнетопобудне силе (MPS) и MPS зубаца, и хармоници настали услед нелинеарности параметара електричне машине, и технолошки хармоници настали због примене комбинованих фреквенција (код савремених машина). Знатан утицај на спектар просторних хармоника има ексцентричност оса статора и ротора, конусност или елипсоидни облик ротора и деформације у позиционирању намотаја статора и ротора [84,86].

У ваздушном процепу постоји спектар поља који се може поделити на скупове хармоника а поделу треба извршити према временском и просторном пореклу. Претходно наглашена подела виших хармоника на временски зависне и просторно зависне се може сматрати само условном јер су сви хармоници повезани са енергијом поља у процепу и могу се разматрати само заједно у простору и времену, сл. 5.1.



Слика 5.1. Шема и расподела поља двополне трофазне машине асинхроног мотора 3,4 MW . Једна линија флукса представља јединичну вредност 0,005 Wb / m [86]

Једначине које описују процесе у асинхроним машинама представљају математички модел (алгоритам уопштене, теоријски идеализоване), а анализа магнетног поља у зазору између ротора и статора и вредновање (рачунање, мерење/симулација) спектра хармоника напона и струја асинхроне машине које дају слику о њеном стању.

Све савремене нумеричке методе које инжењери данас користе за израчунавање расподеле магнетних поља у зазору полазе од методе коначних разлика или методе коначних елемената и дефинисаних почетних услова и своде се на рачунање индуктивности и реактанси као индуктивних параметара машине.

У овом делу је извршен поступак симулације мерења појединих вредности на моделу трофазне идеалне двополне машине са глатким ротором и ваздушним зазором; сви параметри су линеарни а напон на изводима је правоугаони са PWM инвертором [82,88]. Машина има 3 намотаја на статору са бројем навојака N_A N_B N_C и 3 намотаја на ротору са бројем навојака N_a N_b N_c .

За трофазну машину у просторном систему фазних координата A , B , C , a , b , c диференцијалне једначине за контуре у којима су фазни напони су:

$$u_A = R_A i_A + \frac{d\psi_A}{dt}, u_B = R_B i_B + \frac{d\psi_B}{dt}, u_C = R_C i_C + \frac{d\psi_C}{dt} \quad (5.1)$$

$$u_a = R_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt}, u_b = R_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt}, u_c = R_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \quad (5.2)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p}{J}(T_e - F\omega_m - T_m) \Rightarrow J \frac{d\omega_r}{dt} = J \frac{2\pi \Delta n}{60 \Delta t} = p(T_e - F\omega_m - T_m) \quad (5.3)$$

где су:

u_i – напони ($i = A, B, C, a, b, c$),

i_i – струје ротора i_r и статора i_s ,

R_s, R_r – активне отпорности статора и ротора,

ψ_i – резултантни магнетни флуксеви.

Резултантни флукс у фази A се одређује из релације:

$$\psi_A = L_A i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C + M_{Aa} i_a + M_{Ab} i_b + M_{Ac} i_c \quad (5.4)$$

$$\psi_a = L_a i_a + M_{aB} i_B + M_{aC} i_C + M_{aA} i_A + M_{ab} i_b + M_{ac} i_c \quad (5.5)$$

На сличан начин се пишу релације за резултантне флуксе осталих 5 контура које се односе на фазе B, C, a, b, c . У стварним координатама индуктивности и међусобне индуктивности у релацијама за флуксе су коефицијенти са периодичним вредностима које се мењају као хармонијске функције при обртању ротора машине [77].

Ако се изрази за флуксе (5.4) и (5.5) уврсте у релације (5.1) и (5.2) добијају се решења са по неколико десетина чланова и периодички променљивим коефицијентима. Да би се ови периодички коефицијенти избегли неопходан је математички прелаз-трансформација у неки други погодни систем координата у коме је у ваздушном зазору поље обртно и може се представити резултантним вектором обртног поља B_{ob} . Пројектовањем резултантног вектора струја ротора, напона и флукса на неке осе, (овде на $d, q, 0$ осе статора), могу се одредити изрази који одговарају матрицама прелазних вредности [65].

5.1.1. Матрица прелаза из $0dq$ компоненти у uvw компоненте и инверзна матрица која се односи на обрнут процес прелаза из uvw у $0dq$

Матрица система $0dq$ (Паркова матрица трансформације) највише одговара конструкцији машина јер узима у обзир неједнакост импеданси по подужној и попречној осе и зато се користи у анализи прелазних процеса у електричним машинама.

Матрица прелаза из $0dq$ компоненти у uvw компоненте и инверзна матрица која се односи на обрнут процес прелаза из uvw у $0dq$ су дефинисане релацијама (5.6) и (5.7).

$$\begin{aligned}
[T_{0dq \rightarrow uvw}] &= [T_{uvw}] [T_{0dq}]^{-1} = \\
&= \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \frac{3}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ 0 & u_1 \cos \omega t + v_1 \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + w_1 \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & -u_1 \sin \omega t - v_1 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - w_1 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & u_2 \cos \omega t + v_2 \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + w_2 \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & -u_2 \sin \omega t - v_2 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - w_2 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (5.6)
\end{aligned}$$

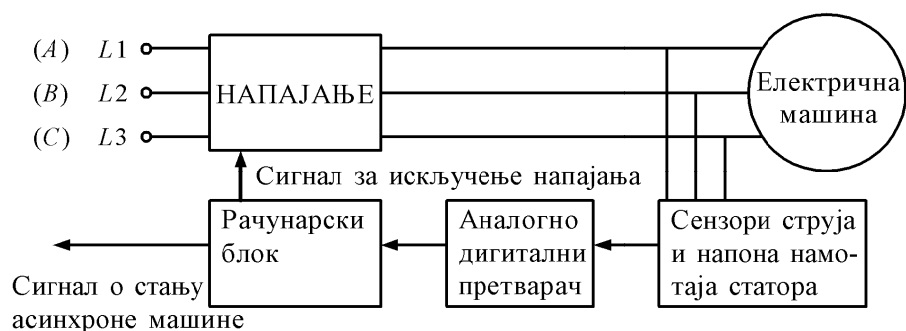
$$\begin{aligned}
[T_{uvw \rightarrow 0dq}] &= [T_{0dq \rightarrow uvw}]^T = \\
&= \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \frac{3}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ 0 & u_1 \cos \omega t + v_1 \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + w_1 \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & -u_1 \sin \omega t - v_1 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - w_1 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 0 & -u_1 \sin \omega t - v_1 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - w_1 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & -u_2 \sin \omega t - v_2 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - w_2 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (5.7)
\end{aligned}$$

Мерни систем дијагностике техничког стања машине на основу анализе просторно и временски зависних хармоника магнетног поља мора да садржи сензоре за претварање параметара просторних и временских хармоника у јединствени електрични сигнал [71,79,89,90]. Уз помоћ аналогно дигиталних претварања добијена информација води се у рачунар на даљу обраду [70,91]. Данас се за даљу обраду користи углавном *PC* а врло ретко посебни контролер са одговарајућом софтверском подршком.

Могућа шема са подршком рачунара је дата на сл. 5.2, а може се извести на два начина:

1. кроз једноставну анализу-вредновање, мерење и снимање виших хармоника напона и струја статора,
2. кроз израчунавање коефицијената математичког модела (поступак је применљив само за основне хармонике [65,92]).

Према начину 1. задатак се своди на писање програма или коришћење неког од програма за симулацију *Asynchronous machine in an open-loop speed control on a 3 HP, 220 V industrial motor [MATLAB/Simulink, Mathematica Wolfram итд.]* [86].



Слика 5.2. Основна шема система дијагностике

У меморији програм мора да задржи састав хармоника при нормалном стању машине и да при раду мотора периодички сними резултате и упореди састав хармоника у односу на нормално стање мотора. Програму се мора дати налог за сигнализацију при повишеним вибрацијама или за искључење мотора из погона при већим поремећајима.

Реализација првог начина са писањем неког програма није тешка, али поступак има извесне пропусте. У првом реду потребно је да се успостави корелација између неисправности механичких делова (нпр. кугличних лежаја) са параметрима који одређују хармонике, као и да захтева обимно рачунање када се велики број хармоника треба сачувати [93], што такође изискује много времена и средстава. С друге стране овај поступак не омогућава да се идентификују поремећаји.

Други начин нам показује да су за израчунавање коефицијената математичког модела потребни сложени програми пошто се коефицијенти рачунају у реалном времену а затим се морају упоредити са вредностима које су добијене у процесу рада асинхроног мотора. Приближни поступци прорачуна приказани су у радовима [77,87].

Како је у раду [93] оцењено, сложеност овог поступка огледа се у писању математичког модела који садржи диференцијалне једначине за сваки хармоник посебно и тако се добија гломазни систем једначина врло тежак за решавање.

Независно од примењеног поступка 1 или 2, у оба случаја је потребан програм који врши анализу виших хармоника напона и струја статора и ротора. Програм који се односи на спектралну анализу мора се ослонити на сигнале добијене из сензора који садрже параметре компоненти хармоника а подаци о њима ће се користити у даљој анализи математичког модела.

5.1.2. Симулација динамичког режима рада машине напајане правоугаоним напонем

Блок асинхроне машине оперативан је у било ком стању: као генератор или као мотор. Оперативно стање диктира механички моменат (позитиван је за моторе, негативан за генераторе). Електрични део машине је представљен као симетрична мрежа са два улаза и два излаза а механички део мотора као систем другог реда. Електричне променљиве су сведене на статор. То је назначено ознаком (‘) у једначинама у наставку. Све величине статора и ротора су трансформисане на двоосни (dq) систем. Користиће се следећи индекси, сл. 5.3:

Дефиниције индекса су:

d – вредности по оси d ,

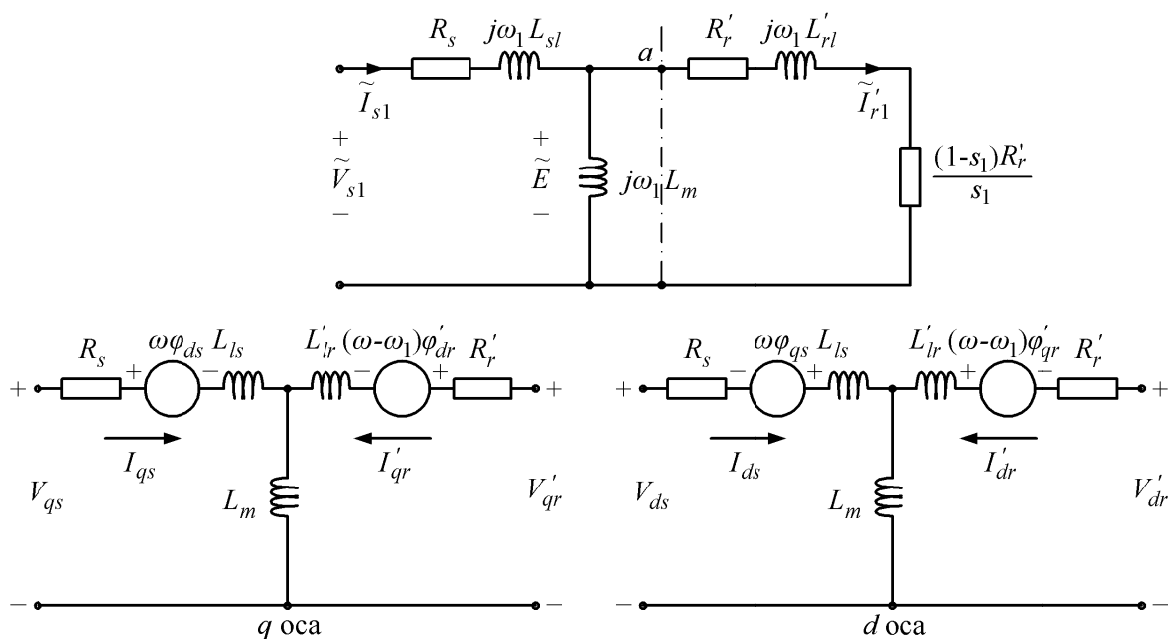
q – вредности по оси q ,

r – вредности ротора,

s – вредности статора,

L – индуктивност (индуктанса) расипања,

m – индуктивност (индуктанса) магнећења.



Слика 5.3. Еквивалентне електричне шеме и развој по d – оси и q – оси

Коришћењем релација (5.1)-(5.7) добија се:

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega \varphi_{ds}, \quad \varphi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \quad (5.8)$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega \varphi_{qs}, \quad \varphi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \quad (5.9)$$

$$V_{qr} = R'_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega - \omega_r) \varphi_{dr}, \quad \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \quad (5.10)$$

$$V_{dr} = R'_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} + (\omega - \omega_r) \varphi_{qr}, \quad \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \quad (5.11)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}), \quad L_s = L_{ls} + L_m, \quad L_r = L_{lr} + L_m \quad (5.12)$$

Механички систем величина је:

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{2H} (T_e - F \omega_m - T_m) \quad (5.13)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_m = \omega_m \quad (5.14)$$

Параметри Asynchronous Machine block су дефинисани редом а све величине сведене су на статор.

Дефиниције параметара су:

R_s, L_{ls} – отпорност и индуктивност расипања статора,

R_r', L_{lr}' – отпорност и индуктивност расипања ротора,

L_m – индуктивност магнећења,

R_s, L_r' – укупне индуктивности статора и ротора,

V_{qs}, i_{qs} – напони и струје статора по q – оси,

V_{qr}', i_{qr}' – напони и струје ротора по q – оси,

V_{ds}, i_{ds} – напони и струје статора по d – оси,

V_{dr}', i_{dr}' – напони и струје ротора по d – оси,

$\varphi_{qs}, \varphi_{ds}$ – флуксеви статора по q и d – оси,

$\varphi_{qr}', \varphi_{dr}'$ – флуксеви ротора по q и d – оси,

ω_m – угаона брзина ротора,

θ_m – угаона позиција ротора,

n – број пари полова машине,

ω_r – електрична угаона брзина ротора ($\omega_r \times n$),

θ_r – електрична угаона позиција ротора ($\theta_m \times n$),

T_e – електромагнетски момент машине,

T_m – механички момент машине на вратилу,

J – комбиновани коефицијент момента инерције ротора и оптерећења,

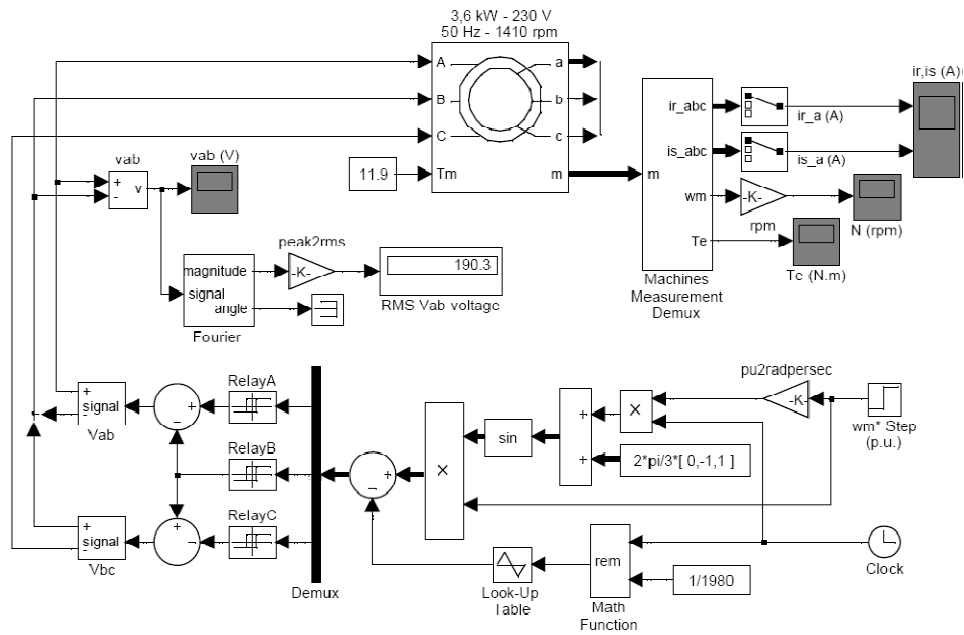
H – комбинована константа инерције ротора и оптерећења,

F – комбиновани вискозни коефицијент трења ротора и оптерећења.

Power System Blockset аутоматски конвертује параметре на улазу у параметре јединичног система. Simulink model block асинхроне машине користи само јединичне вредности.

За симулацију математичког модела асинхроне машине коришћен је систем аутоматског математичког прорачуна, [82], *MATLAB Simulink*, Power System model, сл. 5.4. Понашање трофазне асинхроне машине, као оптерећења у динамичком режиму рада проверено је при залету трофазног асинхроног мотора, номиналне снаге 3 kW напајаног из инвертора који даје правоугаони облик напона [20,55,56,94]. Код залета мотора напајаног из инверторског претварача карактеристично је да се спектар хармоника струје мотора мења континуално у току целог интервала залета [17,59].

Карактеристике нисконапонског трофазног асинхроног мотора су: $3,6\text{ kW}$ “Север” Суботица, ЈУС ИСО 9001 (извор: www.sever.co.rs), Број обртаја $n = 1410\text{ min}^{-1}$, Механичка заштита $IP54$, Напон 230 V , Фреквенција $f = 50\text{ Hz}$.



Слика 5.4. Асинхрона машина напајана преко *PWM* инвертора (са импулсно ширинском модулацијом-модулацијом опсега импулса)

За добијање што вернијих одзива на излазу (струје статора и ротора, брзине обртања и моменат) изабрани су следећи параметри:

Параметри асинхроне машине: Тип ротора: Намотани

Референтна оса: Стационарна

Номинална снага, $L - L$, напон и фреквенција:

$$[P_n = 3 \cdot 1200 \text{ VA}, V_n = 230 \text{ V}, f_n = 50 \text{ Hz}]$$

$$\text{Статор: } [R_s = 0,435 \Omega, L_{is} = 2 \cdot 2,0e - 03 \text{ H}]$$

$$\text{Ротор } [R_r' = 0,816 \Omega, L_{ir}' = 2,0e - 03 \text{ H}] - \text{ сведене вредности на статор}$$

$$\text{Индуктивност } L_m = 69,31e - 03 \text{ H} - \text{ међусобна индуктивност}$$

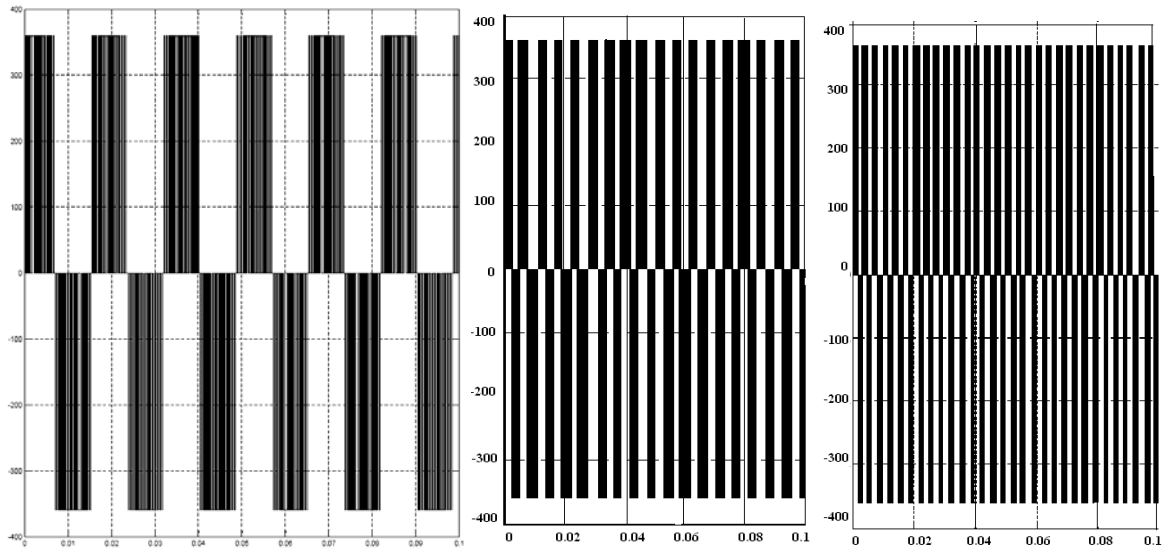
Комбиновани коефицијент момента инерције и комбиновани вискозни коефицијент трења ротора и оптерећења је $[J = 0,089 \text{ kgm}^2, F = 0 \text{ N}, p = 2]$.

5.1.3. Резултати симулације

Временски облици хармоника напона V_{ab} (првог, трећег, и петог) (правоугаоних импулса исте амплитуде, који у исто време представљају вредности магнетне индукције у зазору статора и ротора) приказани су на сл. 5.5, а одговарајући спектар хармоника струје за ротор и статор приказан је на сл. 5.6. На сл. 5.7 приказан је временски облик брзине обртања у току залета машине и одговарајући спектар хармоника момента.

За први основни, трећи и пети хармоник добијени су исти временски облици струја, брзина обртања и момента. Поређењем временског облика спектра хармоника напона на улазу машине добијеног из *PWM* инвертора и струја ротора и статора види се да машина показује извесну неосетљивост на вишихармонијске чланове. Та неосетљивост може да буде последица несавршености модела за симулацију или математичког поступка у вези са двојном трансформацијом-процеса прелаза из *uvw*

(у овом случају фазних a , b , c) у $0dq$ компоненте или последица рада инвертора. Одступање временског облика струје од синусног облика уочава се у току интервала залета.

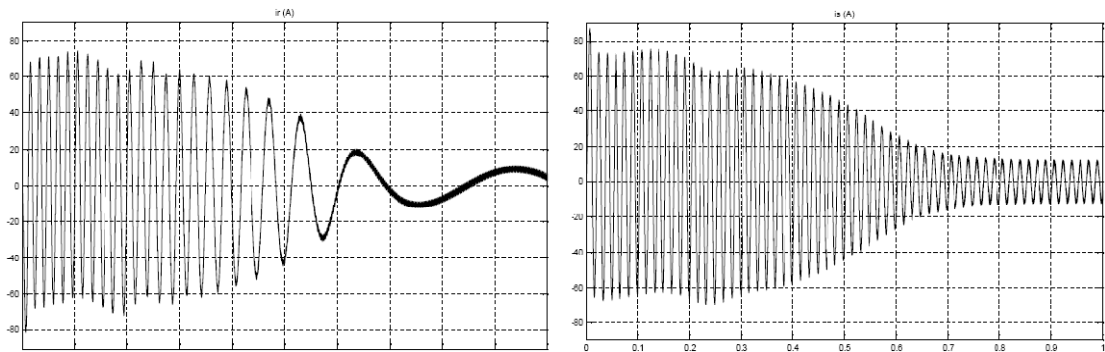


а) први основни хармоник

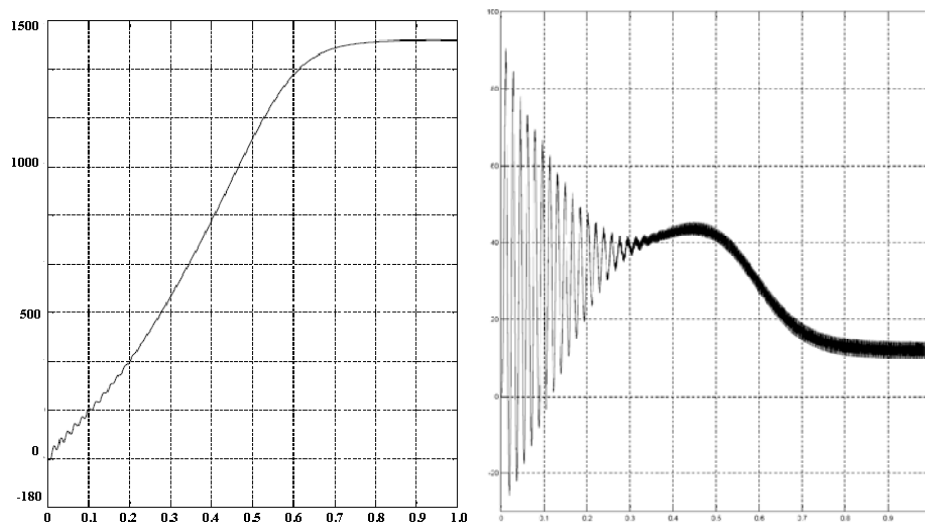
б) трећи хармоник

ц) пети хармоник

Слика 5.5. Међуфазни правоугаони напон V_{ab} из PWM инвертора на улазу машине



Слика 5.6. Хармонијски спектар струја ротора и статора асинхроне машине



Слика 5.7. Хармонијски спектар брзине обртања и хармонијски спектар момента

У циљу представљања резултата тестирања развијен је модел за симулацију трофазног активног филтра са референтном струјом са динамичким моделом трофазне асинхроне машине.

Симулирано је напајање асинхроне машине са правоугаоним обликом првог, трећег и петог хармоника напона и регистроване су одрживе електричне и механичке временски променљиве величине: струја статора и ротора, брзина обртања и електромагнетски момент у односу на основни момент и више хармонике.

У симулацији залета мотора напајаног из инверторског претварача спектар хармоника струје мотора (ротора/статора) у току интервала залета од $\{0 \div 0,1\}$ мењао се континуално и стекао се утисак да су оне неосетљиве на хармонике тј. да машина не детектује хармонике на улазу машине.

Са сл. 5.5 можемо закључити да су вредности амплитуде напона исте за све хармонике напона ($V_{ab} \approx 365 V$) а вредност магнетне индукције B у ваздушном зазору има облик доведеног напона. Детектовани облици струја ротора и статора асинхроне машине, сл. 5.6, брзине обртања и спектар момента, сл. 5.7, имају исти хармонијски спектар у случају напајања првим, трећим и петим хармоником; тј. само су правоугаони облици напона различити али у складу са ширинском модулацијом.

Симулација и анализа временских облика-дијаграма напона, струја статора и ротора, брзине обртања и електромагнетског момента (T) сигурно не ствара комплетну спектралну слику јер изостаје симулација просторних хармоника магнетног поља и индукције дуж обима статора. Међутим, дијагностика заснована само на разматрању расподеле у временском домену ствара почетне услове за корекцију несиметрија и виших хармоника.

Паралелни активни уређај за корекцију хармоника детектује непожељне компоненте струје генерисане у нелинеарном оптерећењу каква је и асинхрона машина и да у тачки где је уређај за корекцију, ињектује (утисне) сличну струју (облик струје).

5.2. Транзијентне појаве у трофазном *AC-DC-AC* енергетском претварачу за напајање асинхроне машине са *IGBT* мостом

У овој симулацији је приказан математички модел прелазних стања трофазног мостног конвертора чије је активно индуктивно оптерећење асинхрона машина и анализирани су различити услови рада асинхроне машине у којима су мењани параметри оптерећања итд. За верификацију модела је коришћена адаптирана симулација у постојећем софтверском пакету *MATLAB* psb-bridges, *AC – DC – AC PWM Converter* [95].

PWM конвертори се данас користе за регулацију активних снага и фактора снаге у колима наизменичне струје, али је у многим радовима наглашена могућност њиховог коришћења као активних енергетских филтра за корекцију несиметрија и редукацију нежељених виших хармоника. Прелазна стања и понашање модела универзалног моста у оквиру *AC – DC – AC PWM* конвертора у напајању асинхроне машине могу се анализирати у моделу електромагнетског процеса у колу које садржи инвертор *IGBT*-диодни мост и активно индуктивно оптерећење. Према одабраним вредностима параметара у склопу диоде и инвертора и са изабраним параметрима асинхроне машине, могу се кроз симулације у програму *MATLAB* и на

основу добијених резултата у облику дијаграма или табела, извршити верификације модела прелазних стања у раду мотора са оваквим системом напајања.

Анализа стационарних процеса у инвертору при раду са активно индуктивним оптерећењем може се остварити помоћу различитих метода. Међутим, за анализу прелазних стања потребно је саставити диференцијалне једначине и имплементирати граничне услове за сваки временски интервал рада. Ако је познат облик фазног напона који делује у електричном колу, тешкоће се могу избећи коришћењем инверзне Лапласове трансформације.

Применом метода могу се одредити тренутне вредности струја за сваки део напона посебно, независно од неког другог дела у току задатог временског интервала, при чему замена почетних услова у добијеним релацијама није потребна. Коришћење тиристора који блокирају проhodност у електричном колу инвертора напона може да поједностави његову топологију пошто нема потребе за додавањем капацитивности, индуктивности и помоћних тиристорских елемената за комутацију [96].

Асинхроне машине раде преко инверторских претварача, јер изолација намотаја стандардних асинхроних мотора може да поднесе одређено напонско преоптерећење. Мотори прикључени на претварач имају код виших брзина обртања (виших фреквенција) виши ниво буке и додатне губитке [92,97,98], што утиче на излазни момент мотора зависно од опсега регулације брзине обртања и корекцију фактора снаге [20,55,90,94,99]. Асинхроне машине се могу уључити на претвараче и због елиминисања несиметрија и редукције хармоника у електричним мрежама [56,65].

5.2.1. Анализа рада мостног инвертора који напаја асинхрону машину

Рад трофазног мостног инвертора са активно индуктивним оптерећењем у задатом временском интервалу и укључења активних вентила описан је у [93,96] али у раду није прецизиран тип пријемника електричне енергије каква је на пример асинхрона машина.

За разлику од зависних инвертора вођених електричном мрежом аутономни инвертори немају други извор енергије на страни наизменичне струје; изостављање извора у напојној мрежи аутономних инвертора не дозвољава природну комутацију вентила (тиристора или *IGBT*) уз помоћ *EMS* мреже наизменичне струје. Код аутономних инвертора мора се применити пуно управљање вентила чиме се остварује функција прекидача и редоследно укључење фазних оптерећења у колу наизменичне струје на позитиван и негативан пол извора једносмерне струје. Ако се користе једнооперациони тиристорски, мора се водити рачуна о принудној комутацији (затварању) тиристора. Суштина принудне комутације је у томе, да се на рачун пропуштања инверзне струје кроз проводни тиристор његова директна струја умањи до нуле, тачније до вредности струје одржања, а затим тиристор доведе негативни анодни напон у току времена које је довољно за успостављање његових блокирајућих особина. У зависности од карактера прелазних електромагнетских процеса изводе се као струјни, напонски и резонантни аутономни инвертори.

За струјне инверторе је карактеристично то да се као резултат комутације инвертора на оптерећење обликује излазна струја а да облик и фаза излазног напона зависе од параметара оптерећења. Облик излазног напона инвертора v_{iz} је резултат комутације тиристора (укључења/блокаде) на оптерећењу а облик и фазни став

струје зависе од параметара оптерећења. Инвертор се понаша као генератор напона и може да ради у празном ходу а његова радна способност у режимима блиским кратком споју зависи од комутационих особина управљивог вентила или усвојеног начина комутације и параметара елемената комутације обичних тиристора. Инвертори имају релативно стабилне излазне напоне у широком опсегу промена излазне фреквенције. Комутациони процеси у њима мало утичу на облик излазног напона а инсталисана снага комутационих елемената је мала.

Струјни и напонски инвертори углавном раде у режимима блиским режимима испрекиданих интервала (интермитирано) а користе се за стабилизацију излазних параметара фреквентних претварача, као секундарни извори напајања наизменичном струјом и за фреквентну регулацију електромоторних погона.

У резонантним инверторима оптерећења, по правилу, имају велику индуктивност која са реактивним елементима у колу инвертора образују осцилаторно коло. За разлику од струјних инвертора у резонантним инверторима струја управљаног вентила осцилује у току читавог времена провођења. Тиристор се укључује после сваке полупериоде због учесталог пада ове струје на нулту вредност. Сопствена фреквенција инвертора мора да буде већа или једнака радној а кондензатори у осцилаторном колу могу се са оптерећењем спојити редно, паралелно или редно-паралелно. Пригушнице се укључују у коло улазне струје, у анодно коло вентила или на ред са оптерећењем. Резонантни инвертори стварају на оптерећењу струје и напоне са облицима блиским синусоидама а користе се и за повећање фреквенције излазног напона (до реда килохерца).

Монофазни напонски мостни инвертор. Шема монофазног мостног инвертора напона, сл. 5.8.д карактеристична је по томе што сваки пут укључује два супротно оријентисана и паралелна вентила. То је неопходно зато да инвертор напона, кроз оптерећење које садржи реактивну компоненту, сваки пут пропусти обе струје, сл. 5.8.е. Ако су у првој полупериоди ($0 \leq v \leq v_2$) вентили $V1$ и $V2$ отворени оптерећење је прикључено на извор напајања.

У моменту времена $v = v_2$ вентили $V1$, $V2$ и $V3$, $V4$ се преспајају. За омско индуктивно оптерећење у првом моменту после комутације ($v_2 \leq v \leq v_3$), уз помоћ EMS самоиндукције струја кроз оптерећење задржава свој смер а струја извора напајања мења знак. После проласка кроз оптерећење енергија се враћа у извор напајања. Вентили $V1-V4$ морају бити апсолутно управљани у свим временским интервалима да би се добио напон V_d . Вентили $V'1-V'4$ могу бити неуправљиви (диоде). У интервалу $v_2 \leq v \leq v_3$ струја оптерећења (испрекидана линија на сл. 5.8.д) протиче кроз инверзне диоде $V'3$ и $V'4$.

За повећање квалитета напојног извора исправљача на улаз инвертора се мора додати кондензатор довољно велике капацитивности (испрекидана линија), иначе не би могао да врати енергију са излазног кола инвертора у временском интервалу када инверзна диода пропушта струју. Код омско капацитивног оптерећења управљачки вентили $V1$ и $V2$ пропуштају струју на почетку прве полупериоде, а диоде $V'1$ и $V'2$ ступају у рад на крају, када струја у тиристор падне на нулту вредност [75].

У току интервала проводности диоде на управљаним вентилима одржавају мали негативан напон, једнак паду директног напона на диодама. При укључењу следећег пара вентила $V3$ и $V4$ напон извора долази на диоде $V'1$ и $V'2$ у обрнутом смеру, а резултат тога је искључење диода. Истовремено са искључењем диода појављује се директни напон на вентилима $V1$ и $V2$. Дакле, при омско капацитивном карактеру оптерећења у инвертору напона могу, у принципу, да се

примене делимично управљиви вентили-тиристори уз услов, да је време, када су напони на њима негативни, довољно за блокаду [79,100].

Струја оптерећења i_{load} се при омско индуктивном оптерећењу одређује као реакција кола оптерећења на периодични напон u_{load} парцијално правоугаоног облика, сл. 5.8.е:

$$i_{load} = I_0 \left[1 - 2e^{-k\theta} / (1 + a^3) \right] (0 \leq \theta \leq \pi) \quad (5.15)$$

где су:

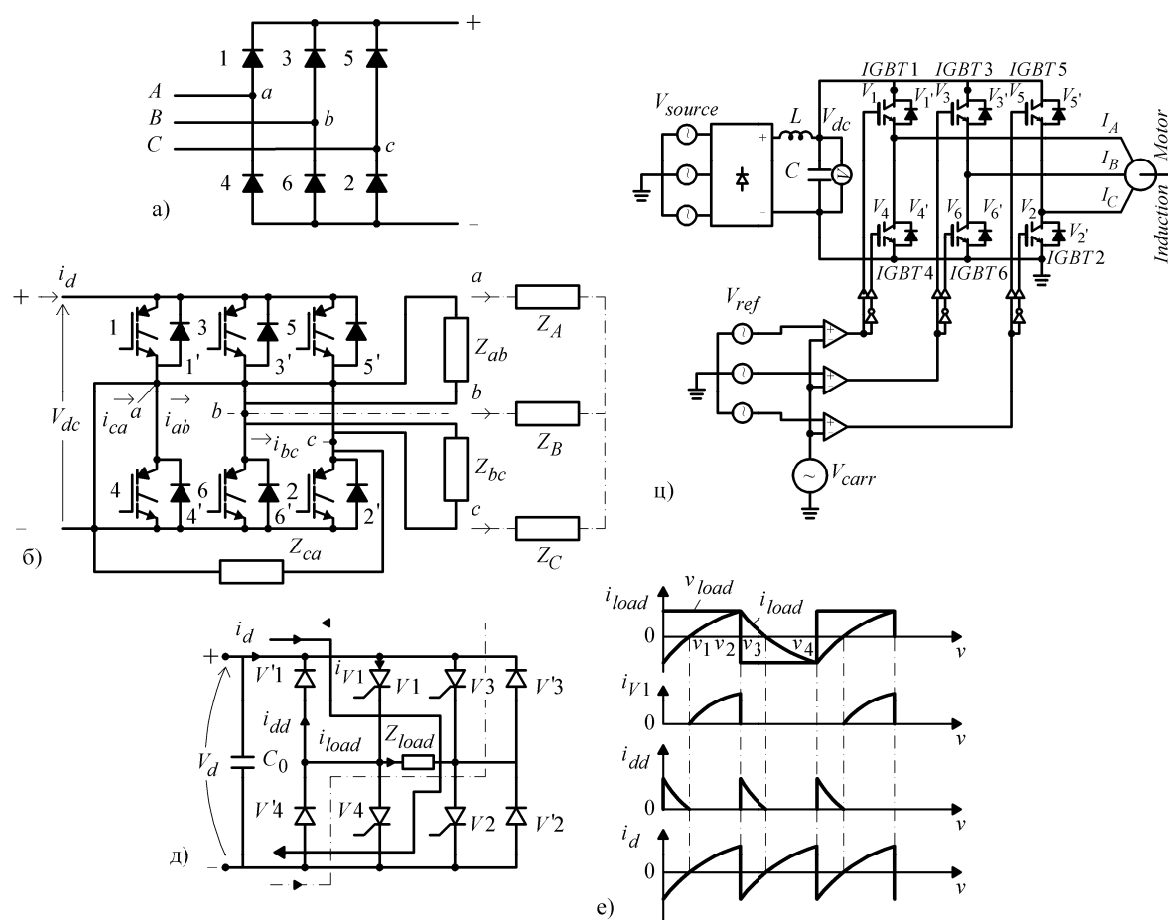
$$I_0 = \frac{V_d}{R_{load}} - \text{базна вредност струје,}$$

$$k = \frac{R_{load}}{\omega L_{load}} - \text{параметар оптерећења (за вишефазне шеме),}$$

R_{load} и L_{load} – отпорност и индуктивност једне фазе,

$\theta = \omega t$ – независно променљива временског угла,

$a = e^{-k\pi/3}$ – општи коефицијент.



Слика 5.8. AC – DC – AC конвертор: а) диодни исправљач, б) IGBT /диодни инвертор, IGBT инвертор, ц) монофазни мостни напонски инвертор, д) пуна трофазна мостна шема конвертора, е) временски дијаграми струја и напона

Основне карактеристике кола оптерећења, извора и опреме коју садржи инвертор одређују се према вредностима параметра кола оптерећења k . Ефективна вредност напона на оптерећењу је $V_{load} = V_d$ а ефективна вредност струје оптерећења је:

$$I = I_0 \sqrt{1 + \left\{ 2(a^3 - 1) / [k\pi(a^3 + 1)] \right\}} \quad (5.16)$$

Максимална вредност струје оптерећења је:

$$I_m = I_0 (1 - a^3) / (1 + a^3) \quad (5.17)$$

Тренутак проласка струје оптерећења кроз нулу (на сл. 5.8.e тачка $v_1 = \sigma$) је:

$$\sigma = (1/k) \ln \left[2 / (1 + a^3) \right] \quad (5.18)$$

Средња и ефективна вредност струје инверзних диода у интервалу $0 \leq v \leq \sigma$ је:

$$I_{V'sr} = \frac{I_0}{2\pi} \left[\frac{1 - a^3}{k(1 + a^3)} - \sigma \right] \quad (5.19)$$

$$I_{V'} = I_0 \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\frac{1 + 2a^3 - 3a^6}{2k(1 + a^3)^2} - \sigma \right]} \quad (5.20)$$

Средња и ефективна вредност струја тиристора у интервалу $\sigma \leq v \leq \pi$ је:

$$I_{Vsr} = \frac{I_0}{2\pi} \left[\pi - \sigma - \frac{1 - a^3}{k(1 + a^3)} \right] \quad (5.21)$$

$$I_V = I_0 \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\pi - \sigma - \frac{3 - 2a^3 - a^6}{2k(1 + a^3)} \right]} \quad (5.22)$$

Средња вредност струје извора напајања је:

$$I_d = I_0 \left[1 + \frac{2(a^3 - 1)}{k\pi(1 + a^3)} \right] \quad (5.23)$$

Угао у току кога тиристор проводи је:

$$\lambda = \omega\pi / \omega_0 = \pi / \sqrt{(1/F) - (B^2/4)} \quad (5.24)$$

где је:

$B = 1/(\omega CR)$ – коефицијент оптерећења,

$F = \omega^2 LL_d C / (L_d + L)$ – коефицијент фреквенције.

Укљученом оптерећењу у улазно коло модула, позитивна полупериода струје оптерећења одговара укључењу произвољног пара тиристора нижег модула, а

негативна полупериода-укључењу произвољног пара тиристора вишег модула. Временском интервалу између момената укључења оба пара једног истог модула одговара једна периода струје оптерећења i_{load} и половина периоде струје комутације кондензатора i_c . Излазна фреквенција је два пута већа од фреквенција модула: $\omega = 2\omega_c$.

Ако је број модула n инвертора и оптерећење укључено без двоструке фреквенције, тада је излазна фреквенција:

$$\omega = n\omega_c / q \quad (5.25)$$

где је:

q – количина истовремено отворених модула.

Када су параметри на шеми одабрани тако, да негативан напон тиристора не достиже нулту вредност у интервалу провођења вентила другог модула, угао затварања (блокаде) је:

$$\beta_b = \pi(n/q - 1) + \beta_n + \beta_c \quad (5.26)$$

где је:

$\beta_n = \pi - \lambda$, β_c – сопствени угао (блокаде).

При повећању броја елемената, угао β_b изведен на било који начин може да се повећа и тако створе услови за стабилан рад инвертора на вишим фреквенцијама. Фреквентне особине се поправљају а тиристора слабе зато што се смањује време проводног стања на мали део периоде.

Индекс модулације је дефинисан са:

$$m_{index} = \frac{V_{abc}(p.u.)}{V_{d-ref}(p.u.)} \quad (5.27)$$

Активна снага оптерећења износи:

$$P = V_d I_d = V_d I_0 \left[1 + \frac{2(a^3 - 1)}{k\pi(1 + a^3)} \right] \quad (5.28)$$

Пуна (привидна) снага оптерећења је:

$$S = V_{load} I = V_d I_0 \sqrt{1 + \frac{2(a^3 - 1)}{k\pi(1 + a^3)}} \quad (5.29)$$

Фактор снаге оптерећења је:

$$\cos \varphi_{load} = \frac{P}{S} = \sqrt{1 + \frac{2(a^3 - 1)}{k\pi(1 + a^3)}} \quad (5.30)$$

Напон и струја оптерећења, изражени су у виду математичких функција:

$$v_{load}(v) = \frac{2V_d}{\pi} \sum_{q=1}^{\infty} \frac{\sin qv}{q} [1 - (-1)^q] \quad (5.31)$$

$$i_{load}(v) = \frac{2V_d}{\pi} \sum_{q=1}^{\infty} \frac{\sin(qv - \varphi_q)}{q \sqrt{R_{load}^2 + (q\omega L_{load})^2}} [1 - (-1)^q] \quad (5.32)$$

где је:

$$\varphi_q = \arctg \left(q \frac{\omega L_{load}}{R_{load}} \right).$$

За мале промене напона на улазу кондензатора (обично се усваја да је $\Delta V_c \leq 0,1V_d$) и ако се занемари промена струја оптерећења због промене напона на кондензатору, тренутна вредност струје кондензатора једнака је тренутној вредности струје оптерећења:

$$i_c(t) = C_0 \frac{du_c}{dt} = i_{load}(t) = \frac{V_d}{R_{load}} \left(1 - \frac{2e^{-R_{load}t/L_{load}}}{1 + e^{-R_{load}T/(2L_{load})}} \right) \quad (5.33)$$

док се капацитивност C_0 одређује узимањем у обзир време пуњења кондензатора:

$$C_0 = \frac{V_d \tau}{R_{load} \Delta V_c} \left(\frac{1 - e^{-T/(2\tau)}}{1 + e^{-T/(2\tau)}} - \ln \frac{2}{1 + e^{-T/(2\tau)}} \right) \quad (5.34)$$

где је:

$u_c(t)$ – напон на кондензатору,

$\tau = \frac{L_{load}}{R_{load}}$ – временска константа кола оптерећења.

Капацитивност кондензатора при задатим величинама V_d , R_{load} , τ и ΔV_c зависи од фреквенције наизменичне струје. Са смањењем фреквенције капацитивност кондензатора се повећава.

У техници се највише користе трофазни аутономни инвертори са мостним шемама (Шеме Ларионова и шеме са три монофазна моста). Електромагнетски процеси у трофазним инверторима зависе од карактеристика оптерећења, начина спрезања намотаја трансформатора, способности управљања инвертором, типа извора напајања и шеме инвертора [71,93]. Оптерећење инвертора (са три монофазна инвертора) може се прикључити кроз три одвојена трансформатора или непосредно (када свих шест крајева оптерећења морају да буду одвојени).

5.2.2. Рад инвертора изведених при омско индуктивном оптерећењу. AC-DC-AC конвертор оптерећен асинхроним мотором

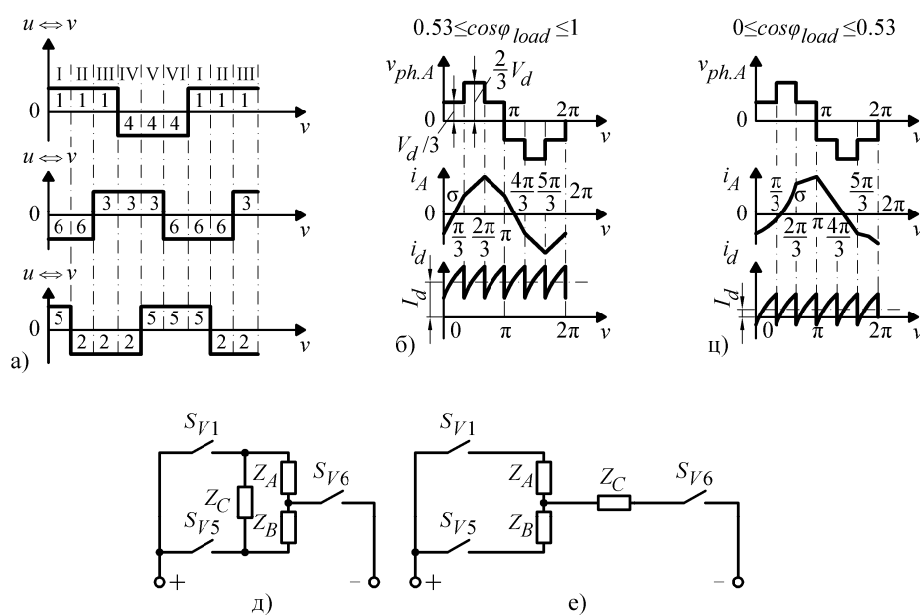
На сл. 5.9.ц је приказан претварач који се састоји из два дела. Први део је трофазни неуправљиви исправљач у мостном споју са LC филтром, сл. 5.9.а који исправља наизменични напон V_{izvora} сталне фреквенције у једносмерни напон V_{dc} . Други део је трофазни аутономни извор који користи PWM модулацију а користи се и за регулацију брзина обртања асинхроних мотора [75,91].

У претварачу се може подесити жељена фреквенција фазних струја електромотора, а тиме и број обртаја подешавањем фреквенције управљачког сигнала. Ако се уместо неуправљивог исправљача користи управљиви, може се подесити напон V_{dc} , а тиме и амплитуде излазних струја мотора I_A , I_B и I_C које директно утичу на момент што омогућава управљање моментом асинхроних мотора.

Ако трајање отварања тиристора одговара полупериоди $\lambda = 180^\circ$ (на сл. 5.9.а бројевима је означено остварено стање одговарајућих активних тиристора), онда су могућа шест независна сигнала стања отварања и затварања. При томе су истовремено отворена три активна тиристора. У пракси угао од $\lambda = 180^\circ$ није могућ. Постоји гранични угао инвертовања који се не сме прећи јер би претварач могао нагло да пређе из инверторског у исправљачки режим рада када и постоји опасност да тиристор буде уништен [59,71].

Ако су оптерећења спојена у звезду свака фаза укључена је: или паралелно са другом фазом и на ред са трећом, или на ред са другим двема фазама (те две фазе су спојене паралелно).

Свака фаза долази под напон $\frac{V_d}{3}$ или $\frac{2V_d}{3}$ а фазни напон на оптерећењу има двостепену форму.



Слика 5.9. а) дијаграми рада вентила, б, ц) временски дијаграми струја и напона трофазног инвертора спрегнутог у звезду и $\lambda = 180^\circ$, д, е) еквивалентне шеме оптерећења спрегнутих у троугао и звезду

Спрега у звезду (сл. 5.8.б испрекидана линија). Ефективна вредност фазног напона је:

$$V_{ph} = \sqrt{2}V_d / 3 \quad (5.35)$$

Тренутна вредност фазне струје у одвојеним интервалима, сл. 5.9.б,у је:

$$i_A(v) = \frac{V_d}{3R} \left[1 - \frac{(1+a)(2-a)}{1+a^3} e^{-kv} \right] \left(0 \leq v \leq \frac{\pi}{3} \right) \quad (5.36)$$

$$i_A(v) = \frac{V_d}{3R} \left[2 - \frac{(1+a)^2}{1+a^3} e^{-kv} \right] \left(\frac{\pi}{3} \leq v \leq \frac{2\pi}{3} \right) \quad (5.37)$$

$$i_A(v) = \frac{V_d}{3R} \left[1 + \frac{(1+a)(1-2a)}{1+a^3} e^{-kv} \right] \left(\frac{2\pi}{3} \leq v \leq \pi \right) \quad (5.38)$$

Ефективна вредност струје оптерећења је:

$$I_d = I_{line} = \frac{\sqrt{2}}{3} I_0 A \quad (5.39)$$

где је:

$$A = \sqrt{1 - [3 / (2k\pi)] \left[(1-a^2) / (1-a+a^2) \right]}$$

Пошто је у току сваког интервала $\pi/3$ одговарајућа фаза прикључена на ред са извором напајања, тренутна вредност струје извора напајања дата је изразима у релацијама (5.36)-(5.38).

Средња вредност струје извора напајања је:

$$I_d = \frac{2}{3} I_0 A^2 \quad (5.40)$$

Активна снага оптерећења је:

$$P = V_d I_d = \frac{2}{3} V_d I_0 A^2 \quad (5.41)$$

Пуна (привидна снага) оптерећења је:

$$S = 3V_{ph} I_{ph} = \frac{2}{3} V_d I_0 A \quad (5.42)$$

Фактор снаге оптерећења је:

$$\cos \varphi_{load} = \frac{P}{S} = A \quad (5.43)$$

У првом моменту после преспајања, на пример момент укључења вентила V_4 и укључења вентила V_1 , сл. 5.8.б, струја i_A подржана EMS самоиндукције те фазе задржава свој претходни смер и тече кроз вентиле V_1 , V_5 и фазу C .

Реактивна струја фазе A постаје део струје фазе C а из извора узима струју умањену за вредност ове реактивне струје. Ако је при томе реактивна струја преспојене фазе A (струја i_A) већа од струје фазе C (струја i_C), онда у моменту комутације струја извора напајања мења знак. Ако се инвертор напаја из исправљача, на његов улаз се постави кондензатор C_0 , који прима реактивну енергију оптерећења и смањује могуће пренапоне. Струја у извору напајања не мења смер ако је испуњен услов:

$$|i_A(v=0)| \leq |i_C(v=0)| \quad (5.44)$$

који одговара границама оптерећења $0,53 \leq \cos \varphi_{load} \leq 1,0$.

За вредности параметара оптерећења који одговарају релацији (5.44), реактивна струја оптерећења се у потпуности затвара по контури која обухвата фазе. Када је $0 \leq \cos \varphi_{load} \leq 0,53$ струја извора напајања мења смер и при том само део реактивне струје преспојене фазе се грана у другу фазу, а остали део пролази кроз извор напајања.

Вредност струје кроз кондензатор капацитивности C_0 прикљученог на улаз инвертора може да се добије из претходних формула, сагласно релацији (5.33) и заменом уместо $i_{load}(t)$ вредности $i_A(t)$:

$$i_c(t) = C_0 \frac{du_c}{dt} = i_{load}(t) = \frac{V_d}{R_{load}} \left(1 - \frac{2e^{-Rt/Ll}}{1 + e^{-RlT/(2Ll)}} \right) \quad (5.45)$$

$$i_c(t) = i_A(t) = \frac{V_d}{R_{load}} \left(1 - \frac{2e^{-Rt/Ll}}{1 + e^{-RlT/(2Ll)}} \right)$$

Максимална вредност струје кроз радне вентиле за $0,53 \leq \cos \varphi_{load} \leq 1,0$ је:

$$I_m = \frac{V_d}{3R_{load}} \left[(2-a)(1-a^2)/(1+a^3) \right] \quad (5.46)$$

а за $0 \leq \cos \varphi_{load} \leq 0,53$ је:

$$I_m = \frac{V_d}{3R_{load}} \left[(1+a)(1-a^2)/(1+a^3) \right] \quad (5.47)$$

Линијска струја мења знак у тачки σ , сл. 5.9.б,у. За $\cos \varphi_{load} \geq 0,53$ је $\sigma(1/k) \ln \left[(2+a-a^2)/(1+a^3) \right]$ а за $\cos \varphi_{load} \leq 0,53$ је $\sigma = (1/k) \ln \left[(1+2a+a^2)/(1+a^3) \right]$.

Расподела струја између активних вентила и инверзних диода зависи од величине $\cos \varphi_{load}$. Струја кроз инверзне диоде тече у интервалу $\sigma \leq v \leq \pi$ а кроз активне вентиле у интервалу $\sigma \leq v \leq \pi$. Интеграцијом струја у одговарајућим интервалима могуће је добити I_{Vsr} , I_V , $I_{sr,d}$, I_d за различите вредности $\cos \varphi_{load}$.

Спрега у троугао (сл. 5.8.б пуна линија). Ефективна вредност напона на оптерећењу је:

$$V_{ph} = V_{line} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_d \quad (5.48)$$

Тренутна вредност фазних струја је:

$$i_{ab}(v) = \frac{V_d}{R_{load}} \left(1 - \frac{1+a}{1+a^3} e^{-kv} \right) \text{ за } \left(0 \leq v \leq \frac{2\pi}{3} \right) \quad (5.49)$$

$$i_{ab}(v) = \frac{V_d}{R_{load}} \left(\frac{1-a^2}{1+a^3} e^{-kv} \right) \text{ за } \left(\frac{2\pi}{3} \leq v \leq \pi \right) \quad (5.50)$$

Фазне струје $i_{ca}(t)$ и $i_{bc}(t)$ одређене су углом $v = \frac{2\pi}{3}$ а линијске струје оптерећења спрегнутих у троугао и звезду одговарају релацији: $\frac{1}{3} i_{A\Delta}(v) = i_{AY}(v)$.

Оптерећења трофазних инвертора су, по правилу, асинхроне машине. За анализу степена погоршања његових карактеристика при напајању несинусоидалним напонима испитивана функција се развија у хармонијски низ и одређује утицај сваког хармоника посебно [71,90]. Анализе показују, да се при напајању асинхроних машина напоном без хармоника множених мултиплом 3, радне карактеристике мењају незнатно. Ако је инвертор отворен у току $\lambda = 120^\circ$ на трофазном мостном инвертору су истовремено отворена само два радна вентила, сл. 5.9.а. Могуће су шест различите комбинације стања отварања и блокаде тиристора.

Анализа шема, сл. 5.9.ц,д показује да ће при споју омског оптерећења у звезду, сл. 5.9.ц ако је једна фаза искључена а друге две спојене редно, фазни напон имати правоугаони облик $V_d / 2$ а $\lambda = 180^\circ$.

У споју омског оптерећења у троугао, сл. 5.9.д свака фаза је прикључена на напон V_d и $V_d / 2$, пошто се на једну фазу укључују остале две (те две су спојене паралелно). Фазни напон има двостепени облик, као за $\lambda = 180^\circ$ и за спрегу оптерећења у звезду.

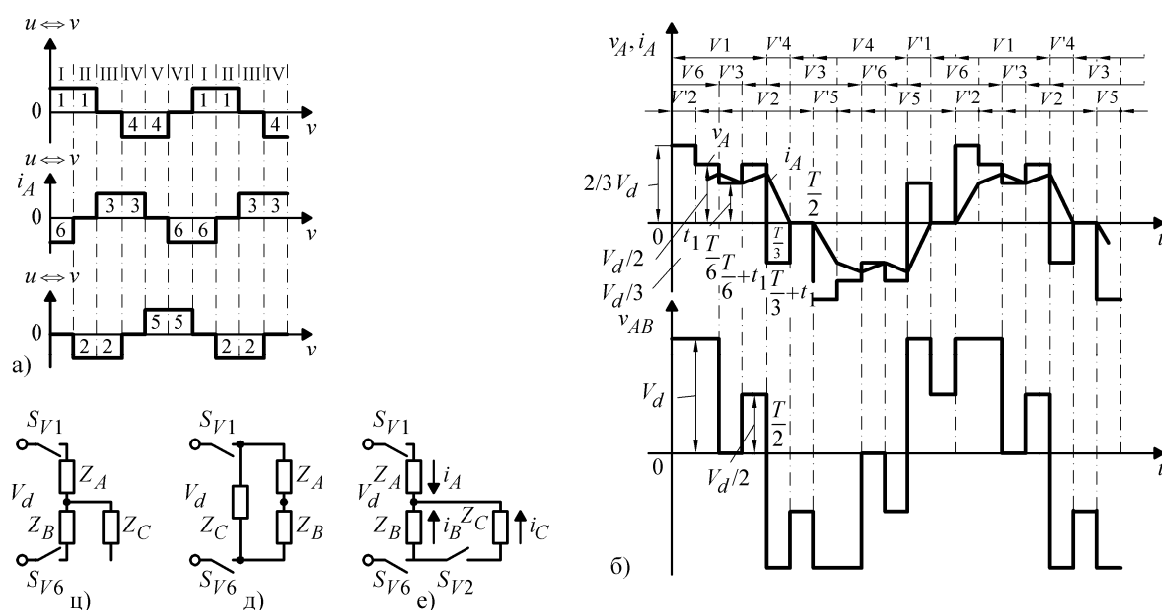
У случају рада инвертора и асинхроне машине (омско индуктивног оптерећења) облик фазног напона се мења зависно од карактера оптерећења. При споју у звезду струја i_C , подржана EMS индукције, наставља да тече у истом смеру све до укључења вентила $V5$, а затвара се кроз инверзну диоду $V'2$ и фазу C укључује паралелно са фазом B , сл. 5.9.е. Ако се енергија, конвертована у индуктивности фазе оптерећења потроши за време $t_1 < T / 6$, онда после тога струја спада на нулу у друге две фазе, сл. 5.9.ц. Променом параметара оптерећења мења се облик напона. Временски дијаграм представљен је на сл. 5.9.б.

Ако је $\cos \varphi_{load}$ и $0,53 \leq \cos \varphi_H \leq 1$, остварен је услов $t_1 < T / 6$. За $\cos \varphi_{load} < 0,53$ облик фазног напона је исти као код стања трајно укључених активних вентила са углом $\lambda = 180^\circ$. Струје по фазама оптерећења у том случају одговарају изразима из релација (5.36)-(5.38). Ако се за $\lambda = 120^\circ$ време проласка струје кроз инверзне диоде означи са Δt , ефективна вредност фазног напона је:

$$V_{ph} = \sqrt{\frac{\pi + \Delta}{6\pi}} V_d, \quad V_{line} = \sqrt{\frac{\pi + \Delta}{2\pi}} V_d \quad (5.51)$$

Промена времена протикања струје кроз инверзну диоду доводи до промене фазног и линијског напона док се при $\lambda = 180^\circ$ ови напони не мењају.

При раду трофазног инвертора са асинхроним мотором (омско индуктивно оптерећење) и $\lambda = 180^\circ$ облик напона и заменска шема у интервалима комутације (инермитираном) не зависи од фактора снаге оптерећења, али у случају $\lambda = 120^\circ$ облик напона зависи од фактора снаге и за $0,53 \leq \cos \varphi_{load} \leq 1,0$ заменска шема мења своју структуру, сл. 5.10 са ζ у δ .



Слика 5.10. а) дијаграм рада вентила, б) временски дијаграм струја и напона трофазног инвертора при $\lambda = 120^\circ$, ζ - e) еквивалентне шеме за различите спреге отворених и затворених вентила

У споју инвертора и синхроног мотора у звезду (симетрично распоређено омско капацитивно оптерећење), за $\lambda = 180^\circ$ независно од величине оптерећења, увек су отворена три активна вентила. Еквивалентна шема инвертора приказана је на сл. 5.11.а, а облик фазног напона је такав, да као и за омско индуктивно оптерећење, сл. 5.9.б, ζ не зависи од параметара R_{load} и C .

Тренутне вредности фазних струја у интервалу времена $0 \leq t \leq T/6$ су:

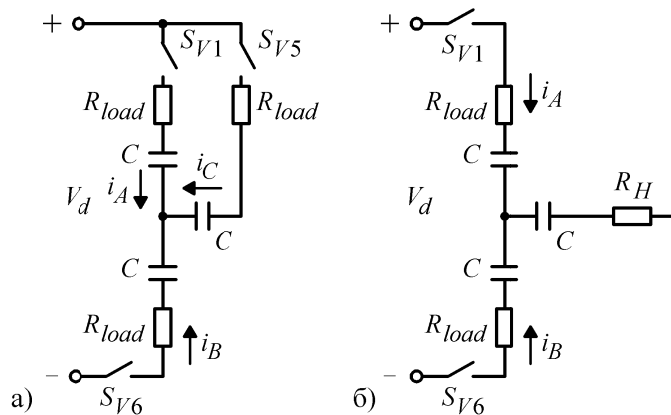
$$i_A = \frac{V_d}{3R_{load}} \frac{2-b}{1-b+b^2} e^{-\delta t} \quad (5.52)$$

$$i_B = -\frac{V_d}{3R_{load}} \frac{1+b}{1-b+b^2} e^{-\delta t} \quad (5.53)$$

$$i_C = -\frac{V_d}{3R_{load}} \frac{1-2b}{1-b+b^2} e^{-\delta t} \quad (5.54)$$

где је:

$$\delta = \frac{1}{R_H C}, \quad b = e^{-\frac{\pi}{3} \omega R_{load} C}.$$

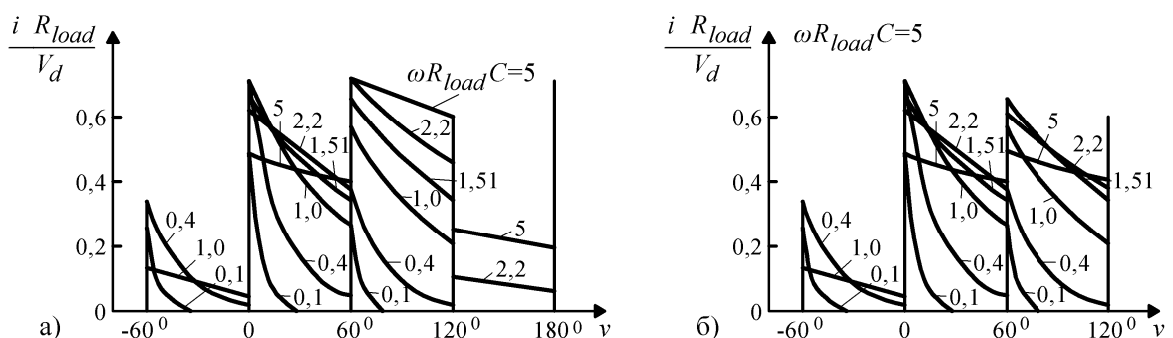


Слика 5.11. Еквивалентне шеме трофазног инвертора при раду са омско капацитивним оптерећењем

За $\lambda = 120^\circ$ и $\omega R_{load} C \geq 1,51$ шема инвертора је иста као за $\lambda = 180^\circ$, сл. 5.11.а, али је уместо $V5$ отворена диода $V'5$. Струја је одређена релацијама (5.52)-(5.54). Облик фазног напона мења се при промени вредности $\omega R_{load} C$. За $\lambda = 120^\circ$ и $\omega R_H C \geq 1,51$ еквивалентна шема инвертора приказана је на сл. 5.11.б где је струја:

$$i_A = -i_B = \frac{V_d}{R_{load}(1+b)} e^{-\delta t}, \quad i_C = 0 \quad (5.55)$$

Облици струје оптерећења при $\lambda = 180^\circ$ и $\lambda = 120^\circ$ приказани су на сл. 5.12.а,б. У интервалу $0 \leq v \leq 180^\circ$, на сл. 5.12.а и интервалу $0 \leq v \leq 120^\circ$ на сл. 5.12.б струја протиче кроз радне тиристоре (двооперационе) а у интервалу $-60^\circ \leq v \leq 0$ кроз инверзне диоде.

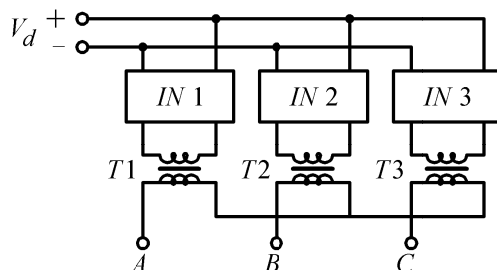


Слика 5.12. Облик струје на оптерећењу при:

а) $\lambda = 180^\circ$ и $\lambda = 120^\circ$, б) $\varphi_{load} < 0$

У трофазном инвертору (спој три монофазна инвертора који има широку примену), сл. 5.13 вентили су управљани углом од 120° . Активна и привидна снага

трофазног инвертора као и средња вредност струје извора напајања су три пута веће него код монофазног инвертора. Секундарни крајеви трансформатора оваквог инвертора спајају се у звезду, а кроз спој у троугао могу да теку утרוштрчене струје хармоника, што доводи до повећања снаге трансформатора и допунских губитака у намотајима. Оптерећење може да буде спојено у звезду и троугао или преко трансформатора са раздвојеним фазама или без тог трансформатора, сл. 5.13.



Слика 5.13. Трофазни инвертор, састављен из три монофазна инвертора

При анализи електромагнетских процеса код трофазних инвертора рачуна се да је систем напона симетричан, излазни трансформатор идеалан (занемарени губици расипања и струје магнетноћа), преносни однос $n = \frac{N_2}{N_1} = 1$. Претпоставке практично не утичу на тачност добијених израза али их чине једноставним.

Софтверски пакет The psbbridges.mdl demo илуструје примену двојног Блока Универзалног Моста у $AC - DC - AC$ конвертору који обухвата исправљач за напајање $IGBT$ инвертора преко DC линка (споја). PWM инвертор производи трофазни синусоидални систем променљивог напона и променљиве фреквенције за напајање оптерећења.

Провера ефикасности модела који садржи асинхрони мотор напајан из инвертора изведена је за карактеристичне снаге и факторе снага мотора у стационарном режиму рада. Комбинован је трофазни диодни мост и инвертор којим се напаја асинхрони мотор (активно индуктивно оптерећење). Понашање инвертора са изабраним параметрима оптерећења и верификација теоријског модела изведена је за 3 типа асинхроних мотора “Север” Суботица, таб. 5.1 при чему су намотаји мотора спрегнути у троугао $\Delta = D$ и са факторима снаге $\cos \varphi = 0,53; 0,8; 1$. Када су снаге оптерећења мање од 10% снаге конвертора, или су фактори снаге ниски (0,53), у симулацији су евидентирана знатна изобличења на свим величинама склопа. Склоп конвертор-асинхрона машина се у односу на мрежу из које се напаја понаша као генератор виших хармоника а смањена је и ефикасност у корекцији несиметрија према оптерећењу.

Предности $MATLAB$ -а су велики број могућих симулација, а резултати тих симулација, облици и карактеристичне вредности добијених таласних дијаграма једносмерних и наизменичних величина и индекса модулације верификују предложени метод за анализу стационарних електромагнетских процеса у инвертору који напаја асинхронну машину. Добијени резултати указују на могућност да се поступак примени за корекцију несиметрија и елиминацију хармоника.

5.2.3. Резултати симулације

За симулацију и верификацију предложеног модела користи се поступак познат у литератури [75,101]. Панел са шемом за симулацију у циљу верификације математичког модела је представљен на сл. 5.14. У шеми трофазни инвертор ради са фреквенцијом 2000 Hz и фреквенцијом модулације 50 Hz [102].

Тестиране вредности фактора снаге 2-полног асинхроног мотора су:

$$\cos \varphi = 0,53; 0,8; 1, \Delta - \text{спој}, 400 \text{ V}$$

Опис блокова: Блок универзалног моста је имплементиран у универзални трофазни претварач снаге и обухвата 6 прекидача снаге повезаних у мост. Тип прекидача снаге и структура претварача бирају се из пакета Dialog box.

Сложени IGBT -Диодни мост: Dialog Box и параметри канала конфигурације. Група ABC као улазни изводи спајају A, B и C фазе моста на улазне канале један, два и три блока универзалног моста.

DC +and/i-терминали (изводи) су спојени на излазе један и два. Скуп ABC излазних извода повезује A, B и C фазе моста на излазне канале један, два и три блока универзалног моста.

Исправљач: Број мостова: 3, Пригушна отпорност $R_s = 100 \Omega$, Пригушна капацитивност $C_s = 0,1 \cdot 10e - 06 \text{ F}$.

Ако се постави да је параметар отпорности $R_s = \text{inf}(\infty)$ елиминисано је пригушење из модела.

Ако се постави да је параметар капацитивности $C_s = 0$ елиминисано је пригушење из модела или $C_s = \text{inf}(\infty)$ добија се активно пригушење.

Уређај енергетске електронике: Изабере се тип уређаја енергетске електронике који ће се користити у мосту.

Унутрашња отпорност изабраног уређаја (у омима), $R_{on} = 1 \cdot e - 03 \Omega$.

Унутрашња индуктивност, у хенрима $L_{on} = 0 \text{ H}$ за диоде, тиристоре, или MOSFET уређаје.

Време опадања и крај сигнала у секундама [T_f у s T_t у s].

Време опадања сигнала $T_f = 1 \cdot 10e - 06 \text{ s}$ и време краја сигнала $T_t = 2 \cdot 10e - 06 \text{ s}$ за GTO или IGBT уређаје.

Мерења. Изабрани уређаји за мерење напона повезују се са 6 извода енергетске електронике. Изабрани уређаји за мерење струје, мере струје које теку кроз 6 уређаја енергетске електронике. Ако су пригушни уређаји дефинисани, мерења струје су иста за све појединачне струје које теку кроз уређаје енергетске електронике. Селекцијом напона U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} , U_{DC} мере се напони на напонским изводима (AC и DC) блока универзалног моста.

Селекција свих напона и струја за мерење: сви напони и струје су дефинисани у блоку универзалног моста.

Стављањем блока Multimeter у модел визуелно се представљају мерења у току симулације. У приступачним мерењима листа пакета блока мерења препознаје се према ознаци у следећем блоку-именику:

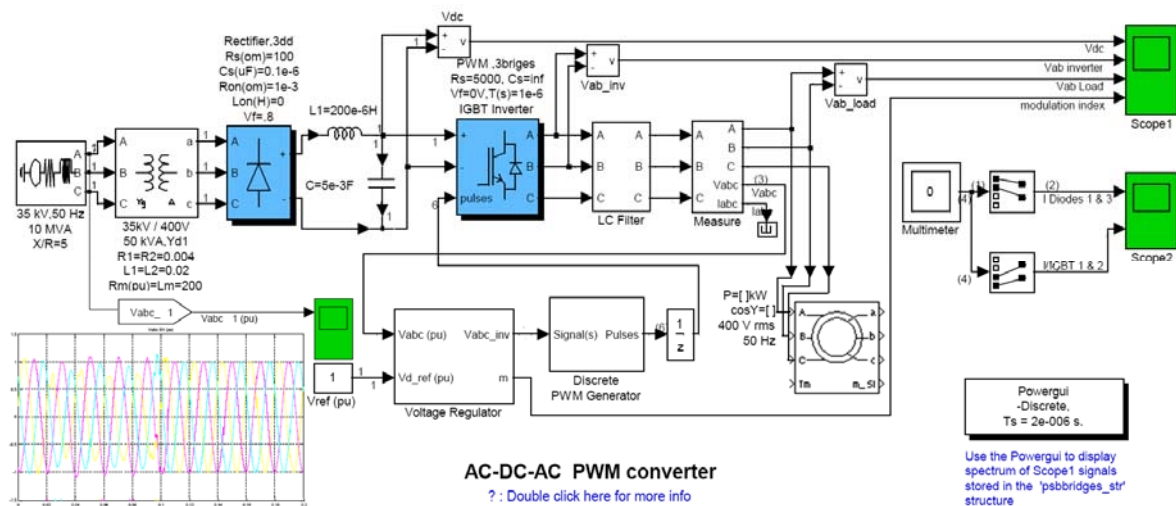
- (мерење) (ознака),
- напонски уређај U_{sw1} , U_{sw2} , U_{sw3} , U_{sw4} , U_{sw5} , U_{sw6} ,
- струјна грана I_{sw1} , I_{sw2} , I_{sw3} , I_{sw4} , I_{sw5} , I_{sw6} , струјна грана (*у електричном колу),
- напонски изводи U_{ab} , U_{bc} , U_{ca} , U_{dc} , напонски изводи (*крајеви).

Симулација. После прелазног периода од приближно 70 ms , систем постиже стационарно стање. Снимају се таласни облици DC споја, излаза инвертора и петљи у Score1, сл. 5.14. Хармоници генерисани у инвертору око реда 2 kHz филтрирају се на LC филтру. Очекивана амплитуда напона на оптерећењу је 537 V (380 V ефективне вредности). У стационарном режиму просечна вредност индекса модулације је $m = 0,77$, док је средња вредност DC напона 780 V .

Основну компоненту напона (50 Hz) ствара инвертор комутацијом, дакле $V_{ab} = 780\text{ V} \cdot 0,641 \cdot 0,80 = 382\text{ V}$. Посматране диодне струје на траси 1 Score2, показују комутацију из диоде 1 у диоду 3. Дакле, у траси 2 су приказане струје у прекидачу 1 и 2 $IGBT$ /диодног моста (виши и нижи прекидач укључују фазу A). Те две струје су комплементарне; позитивна струја показује да струја тече кроз $IGBT$, док негативна струја показује да струја тече кроз антипанелну диоду.

Табела 5.1. Подаци о нисконапонским трофазним затвореним моторима са кавезним ротором, www.sever.co.rs

Mehanička zaštita: IP 54											Napon: 400 V, 50 Hz		
Tip motora	P_N kW	n_N min ⁻¹	η %	$\cos \varphi$	I_N A	M_N Nm	I_1/I_N	M_1/M_N	M_b/M_N	KR	J kgm ²	Masa kg	
2.ZK 100 Ld-4	3	1410	76,0	0,80	7,1	20	5,7	2,4	2,7	16	0,0071	22,6	
2.ZK 112 M-4	4	1420	81,0	0,82	8,6	27	6,5	2,9	3,0	16	0,013	28,4	
1.ZK 132 S-4	5,5	1450	85,0	0,82	11,4	36	6,5	2,5	3,1	16	0,019	53	
1.ZK 132 M-4	7,5	1450	86,0	0,80	15,7	49	6,5	2,4	3,2	16	0,025	64	
1.ZK 160 M-4	11	1440	88,0	0,83	22	73	6,5	2,8	3,0	16	0,055	89	
1.ZK 160 L-4	15	1440	88,0	0,82	30	99,5	6,8	3,0	3,0	16	0,073	118	
1.ZK 225 S-4	37	1470	92,0	0,83	70	240	6,2	2,3	2,3	16	0,362	280	
1.ZK 225 M-4	45	1470	92,0	0,82	83	292	6,2	2,3	2,5	16	0,442	320	



Слика 5.14. Шема модела за симулацију рада асинхроног мотора снага напајаног из PWM инвертора (параметри активних и пасивних елемента за симулацију уписани су поред елемената шеме)

У адаптираном пакету *MATLAB* програма за симулацију *psbbridges.mdl* demo променом фактора снаге и називне снаге оптерећења изведена је верификација модела транзијентног стања у кога су имплементирани поменути параметри склопа код задатог система напона напајања који долази из електричне мреже.

За одређивање таласних облика исправљеног напона:

- на диодама V_{dc} ,
- на *IGBT* делу инвертора V_{ab} ,
- на оптерећењу (асинхронном мотору) V_{load} ,
- на струјама диоде и *IGBT* дела у инвертору,

послужио је програм *MATLAB*, односно део пакета *psbbridges.mdl*.

Сви таласни облици приказани су на сл. 5.15 до сл. 5.23. У свим примерима симулације асинхронни мотор је имао лимитирану снагу инвертора $P = 50 \text{ kW}$ која је била довољна за тестирање с' обзиром на то да је највећа снага мотора била $P_{asinhrona \text{ mašine}} = 37,5 \text{ kW} < P_{inverter} = 50 \text{ kW}$. Облици временских зависности тј. дијаграми напона и струја показују да постоји знатан утицај снага и фактора снага асинхроног мотора на рад инвертора.

На овај начин потврђена је исправност изведене релације (5.44) за вредности струја у границама фактора снага асинхронних мотора $0,53 \leq \cos \varphi \leq 1,0$. Такође је потврђена и исправност и применљивост свих изведених релација од (5.45) до релације (5.51) које су по облику веома једноставне.

Метод који се ослања на постављеним диференцијалним једначинама и унетим граничним условима за сваки временски интервал рада одговара истраживањима везаним за анализу прелазних стања у асинхроним машинама којима се у напајању додају коректори напона. За познати облик фазног напона у колу, примењена је инверзна Лапласова трансформација.

Кроз дијаграме на сл. 5.15 до сл. 5.23 је верификован нови поступак заснован на добијеном алгоритму израчунавања прелазног процеса асинхроне машине. Промена времена протицања струје кроз инверзну диоду доводи до промене фазног

и линијског напона. Фазни и линијски напони се не мењају само ако је $\lambda = 180^0$. Као што можемо видети, уколико трофазни инвертор напаја асинхрони мотор (омско-индуктивно оптерећење) и ако је $\lambda = 180^0$, облик напона и заменска шема у интервалима комутације не зависе од фактора снаге оптерећења. Међутим, ако је $\lambda = 120^0$ облик напона зависи од фактора снаге и за $0,53 \leq \cos \varphi \leq 1,0$, јер заменска шема приказана на сл. 5.9.ц,д мења своју структуру. На овај начин је верификован и математички модел прелазних стања трофазног мостног конвертора чије је активно-индуктивно оптерећење асинхрона машина и анализирани су различити услови рада асинхроне машине у којима су мењани параметри оптерећења тј. фактор снаге са вредностима 0,53; 0,8 и 1.

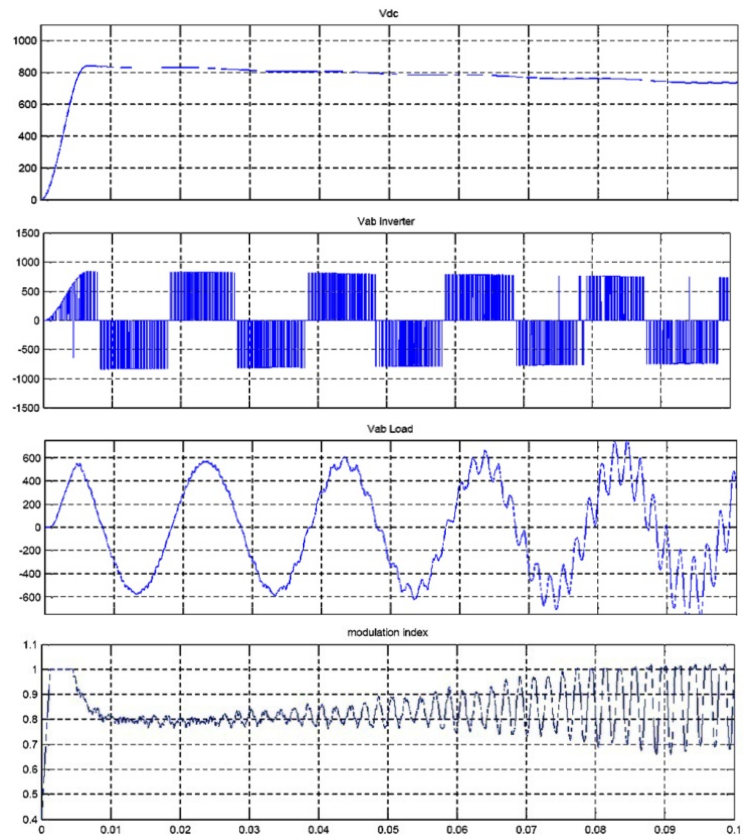
Резултати остварени у поступку симулације показују да је могуће реализовати идеју да се асинхрони мотор представи као активно индуктивно оптерећење у математичком моделу система трофазни мостни инвертор-трофазни асинхрони мотор.

За верификацију је коришћен у литератури познат део пакета The psbbridges.mdl demo који илуструје примену двојног Блока Универзалног Моста у $AC - DC - AC$ конвертору који обухвата исправљач за напајање $IGBT$ инвертора преко DC линка (споја). PWM конвертор даје трофазни синусоидални систем напона и променљиве фреквенције за напајање оптерећења.

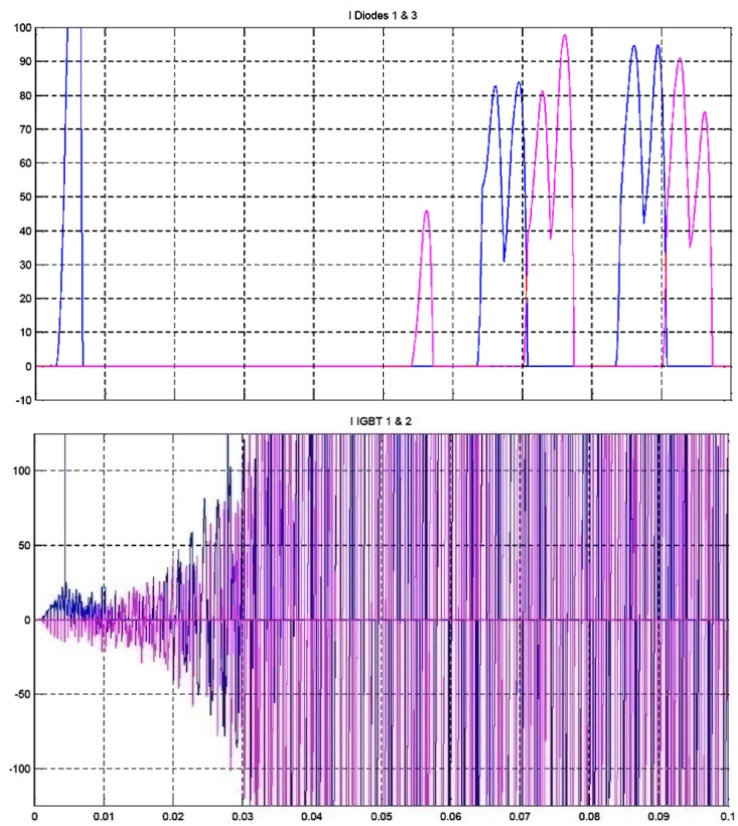
За проверу модела тестирани су асинхрони мотори различитих снага и фактора снага. Понашање инвертора са изабраним параметрима оптерећења и верификација теоријског модела изведена је за 3 типа 2-полног асинхроног мотора “Север” Суботица, са спрегом мотора у троугао $\Delta = D$ и са факторима снаге $\cos \varphi = 0,53; 0,8; 1$.

Мерене су вредности напона једносмерног кола, међуфазни напони, индекси модулације, струје диоде и $IGBT$ инвертора. Добијени резултати указују на могућност примене конвертора за корекцију несиметрија и елиминацију хармоника.

Дијаграми напона и струја показују да постоји знатан утицај снага и фактора снага асинхроног мотора на рад инвертора. На овај начин потврђена је исправност формула које се односе на електричне величине асинхроног мотора и инвертора, а узимају у обзир ограничења у вези са факторима снага асинхроних мотора.

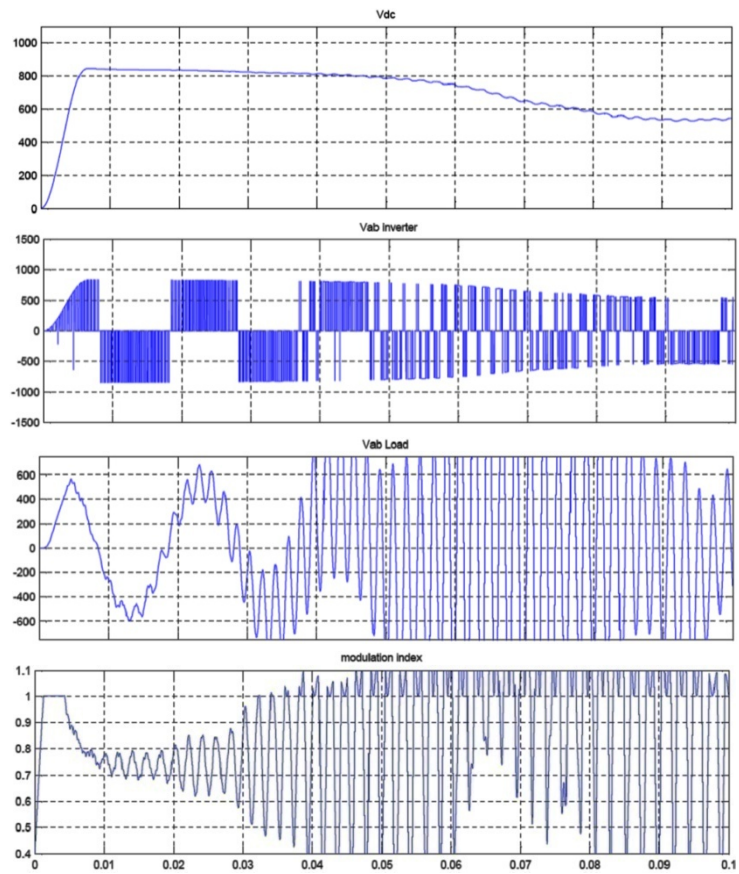


а) дијаграм напона

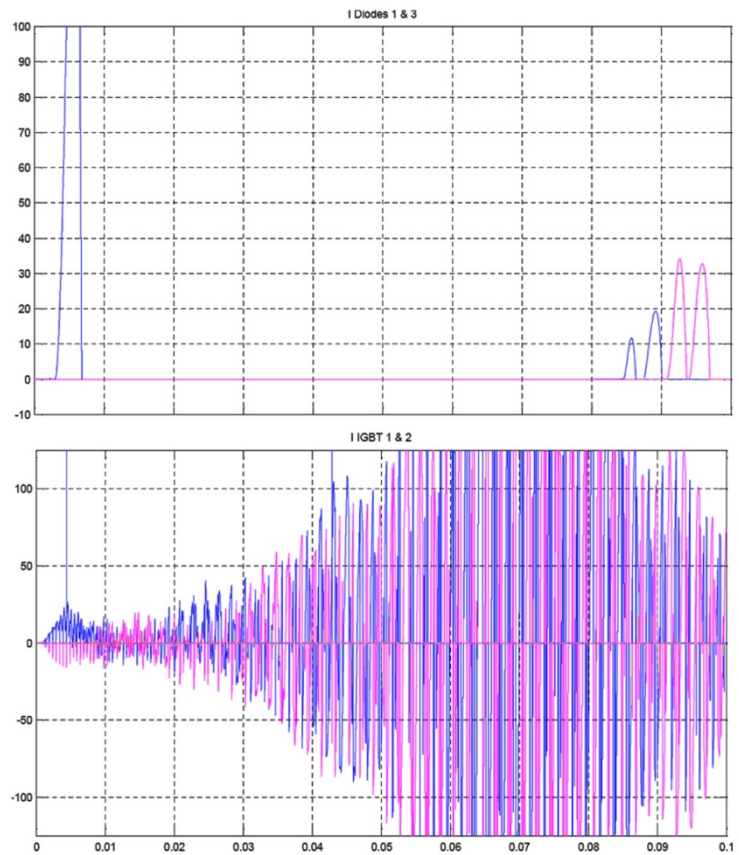


б) струје диоде

Слика 5.15. Асинхрона машина снаге $P = 4 \text{ kW}$
и фактора снаге $\cos \varphi = 0,53$

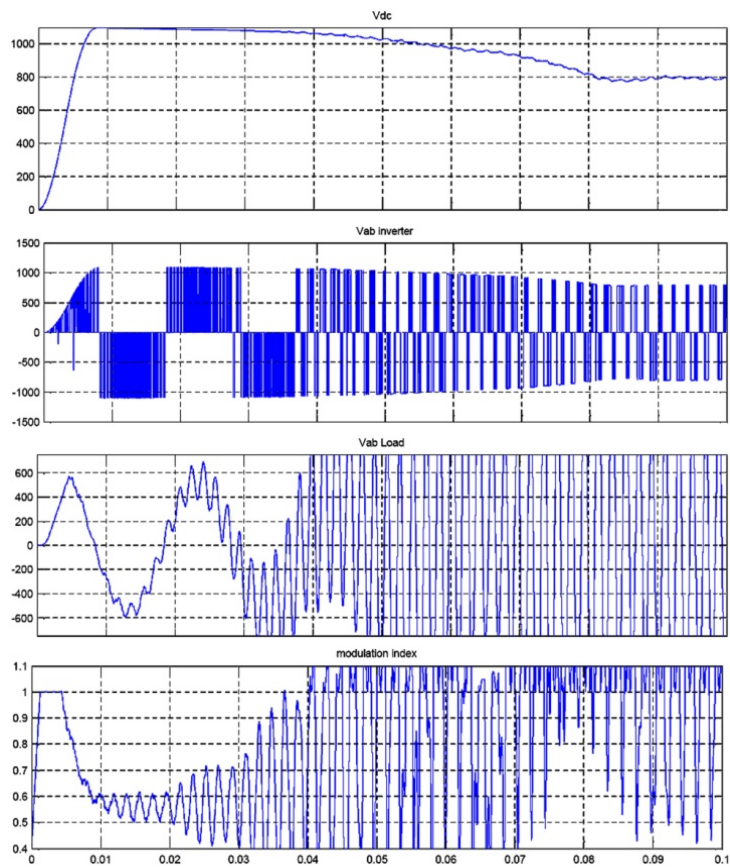


а) дијаграм напона

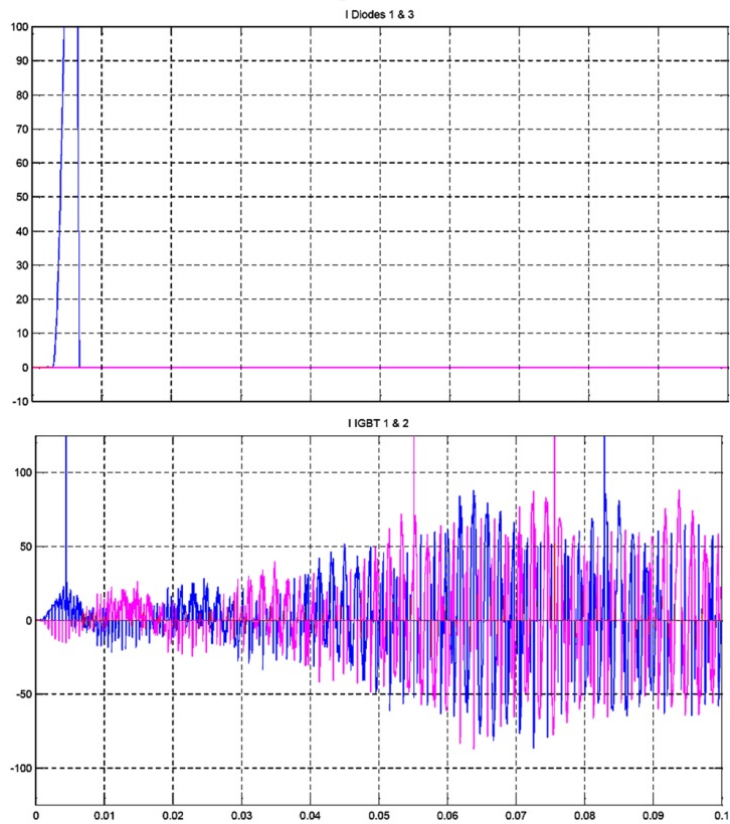


б) струје диоде

Слика 5.16. Асинхрона машина снаге $P = 4 \text{ kW}$
и фактора снаге $\cos \varphi = 0,8$

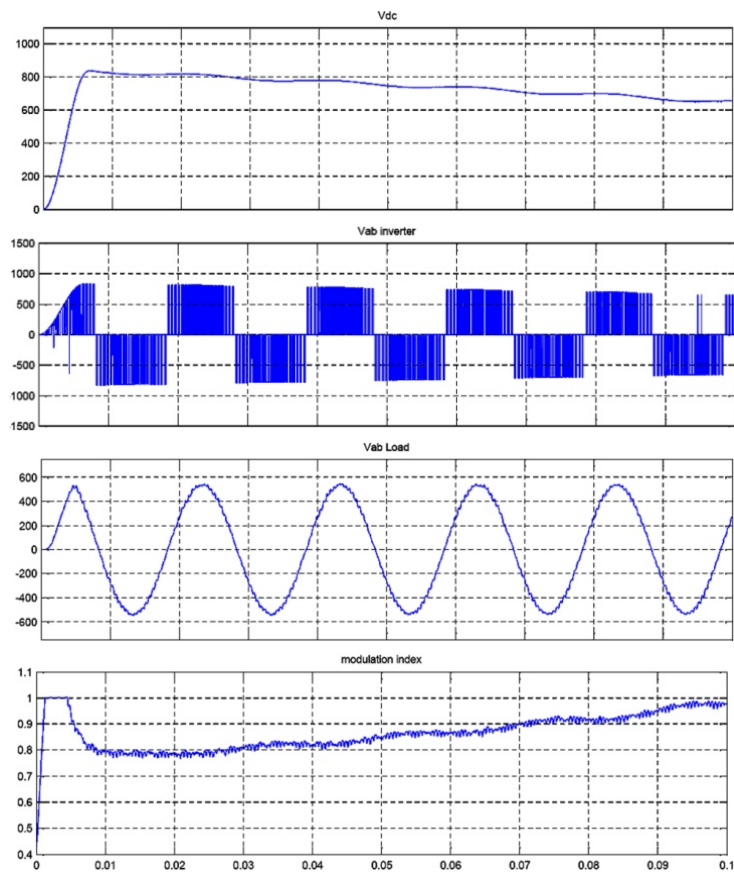


а) дијаграм напона

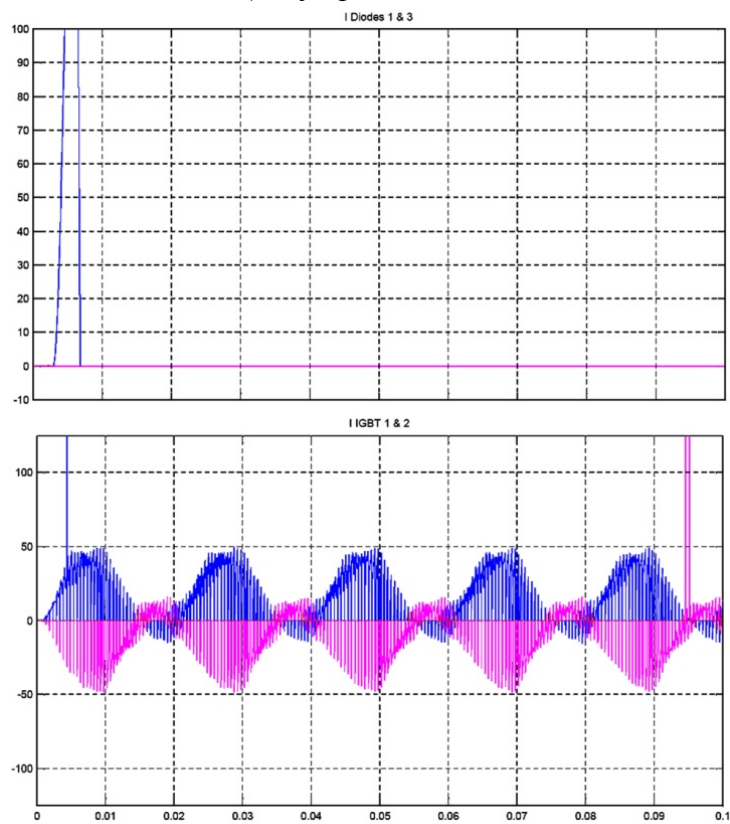


б) струје диоде

Слика 5.17. Асинхрона машина снаге $P = 4 \text{ kW}$ и фактора снаге $\cos \varphi = 1$

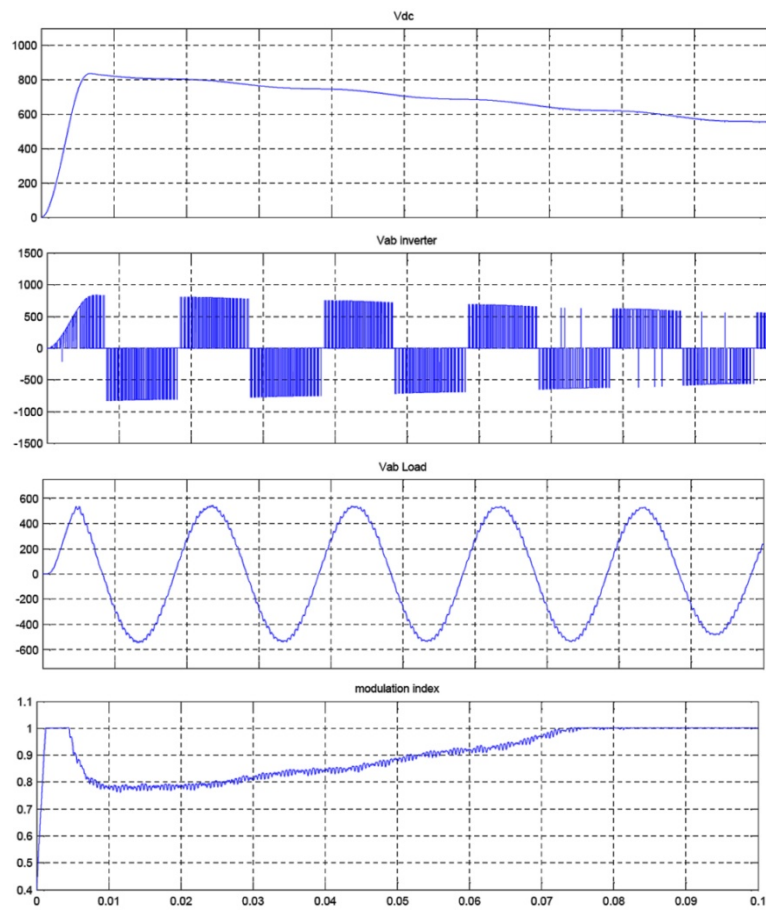


а) дијаграм напона

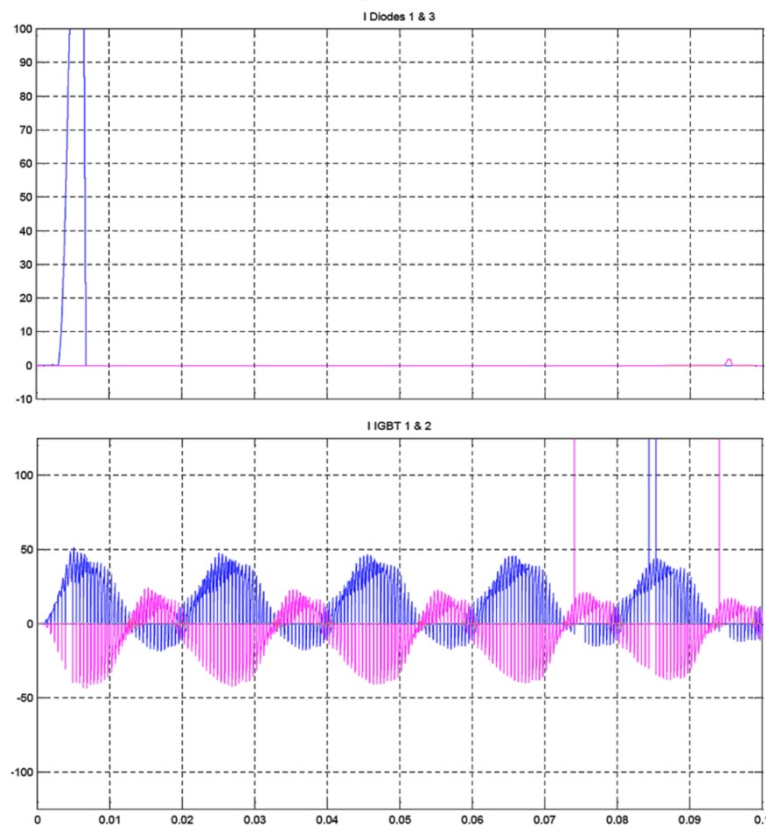


б) струје диоде

Слика 5.18. Асинхрона машина снаге $P = 15 \text{ kW}$ и фактора снаге $\cos \varphi = 0,53$

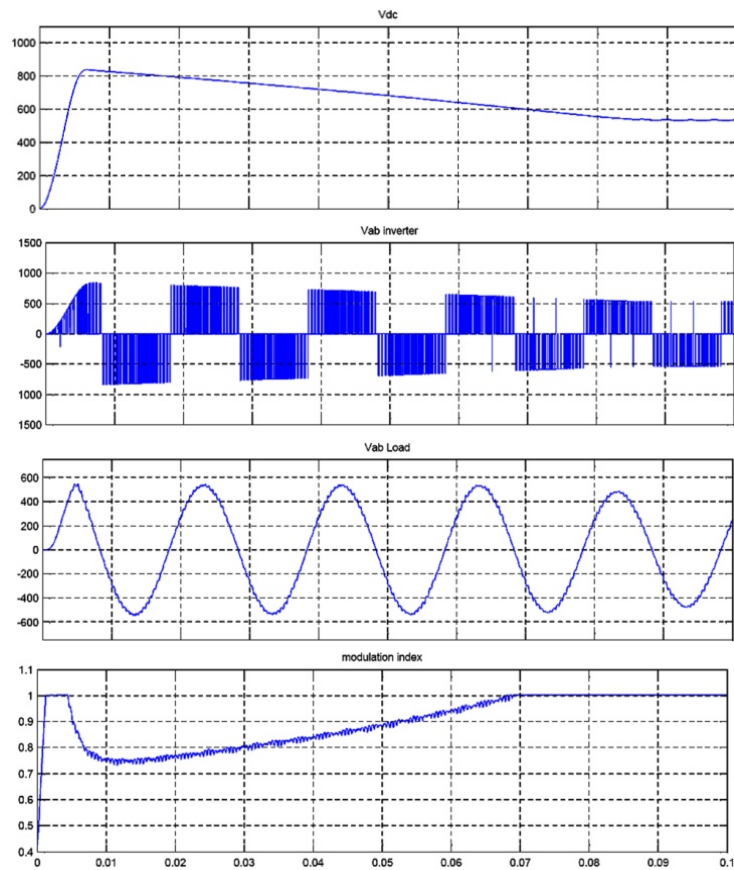


а) дијаграм напона

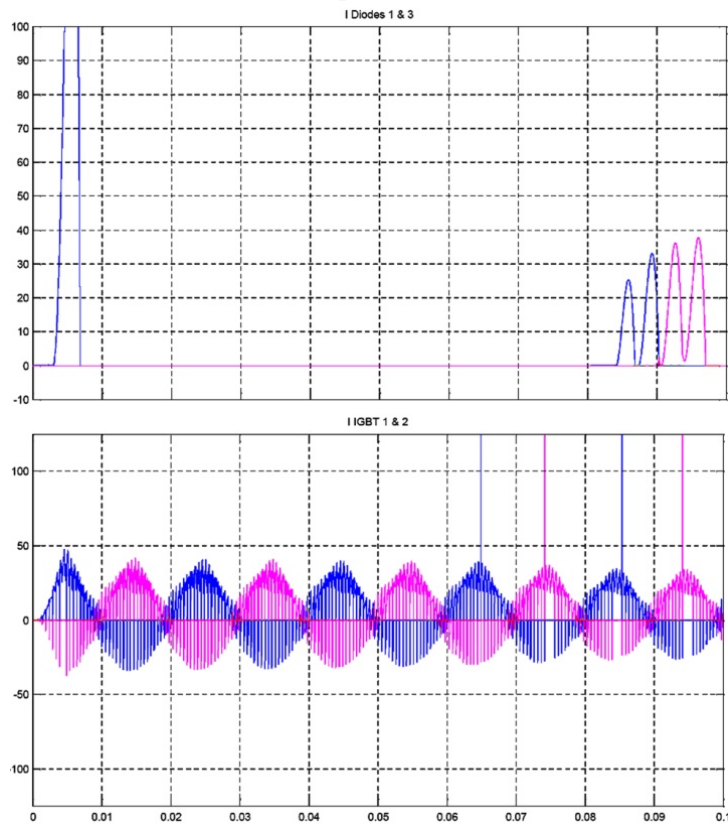


б) струје диоде

Слика 5.19. Асинхрона машина снаге $P = 15 \text{ kW}$ и фактора снаге $\cos \varphi = 0,8$

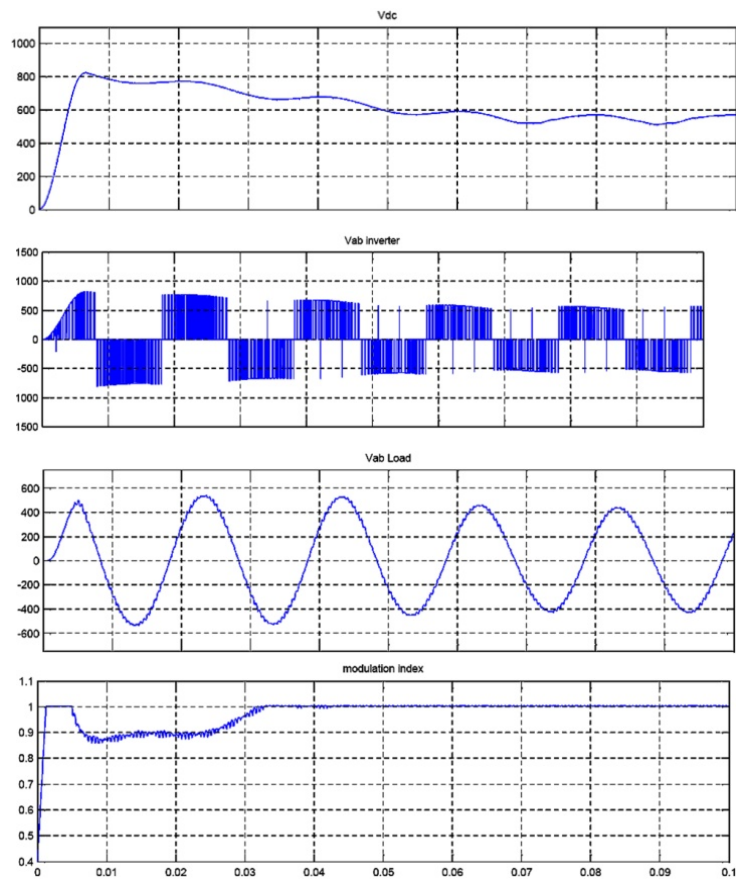


а) дијаграм напона

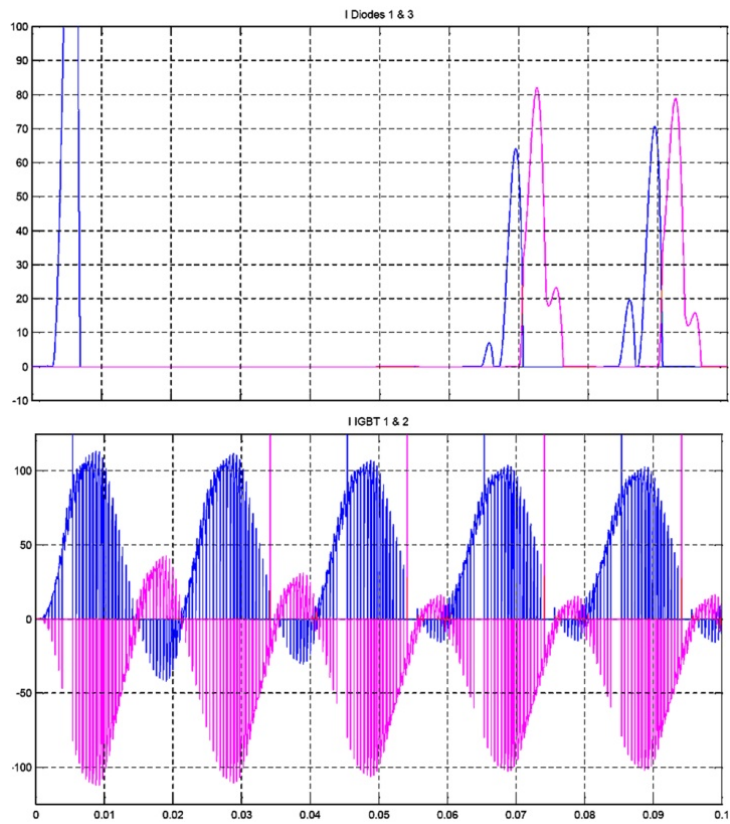


б) струје диоде

Слика 5.20. Асинхрона машина снаге $P = 15 \text{ kW}$ и фактора снаге $\cos \varphi = 1$

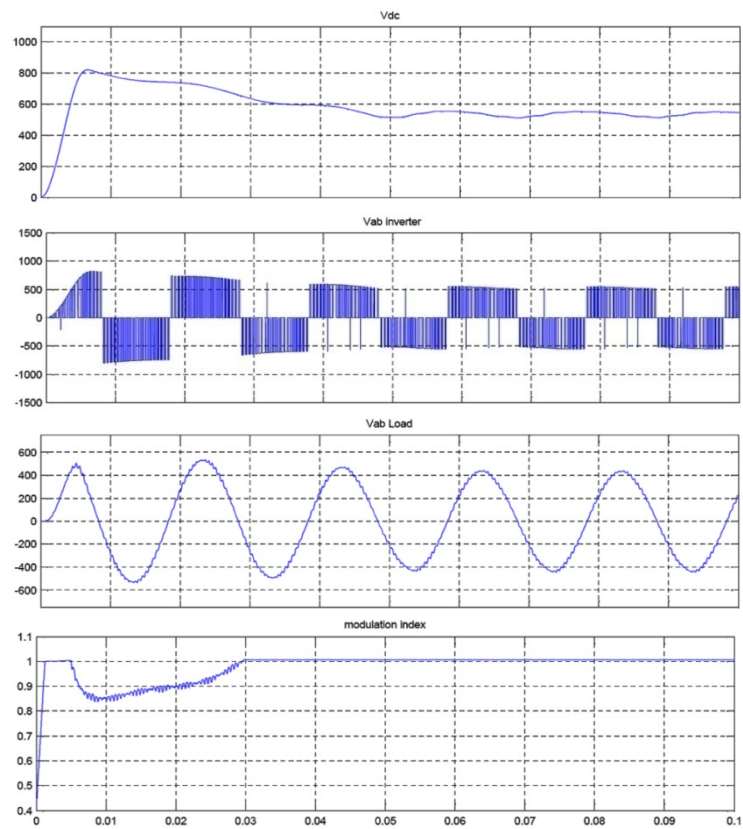


а) дијаграм напона

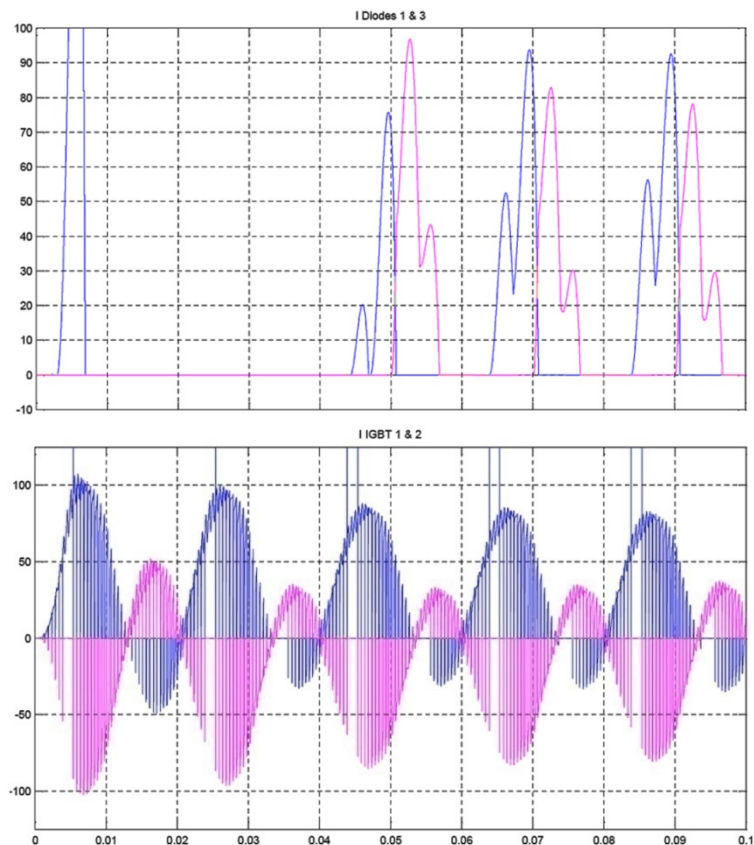


б) струје диоде

Слика 5.21. Асинхрона машина снаге $P = 37 \text{ kW}$ и фактора снаге $\cos \varphi = 0,53$

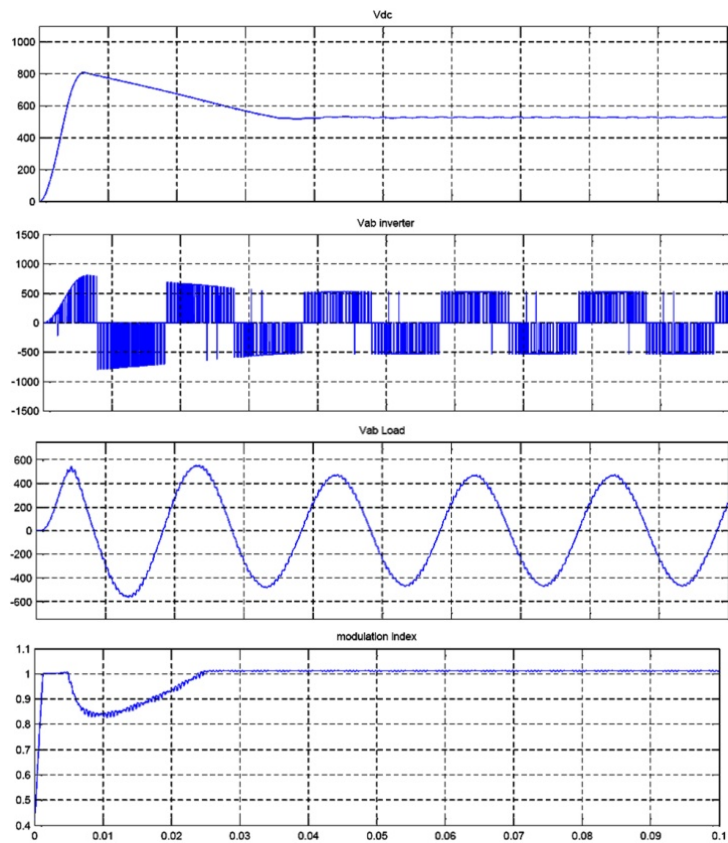


а) дијаграм напона

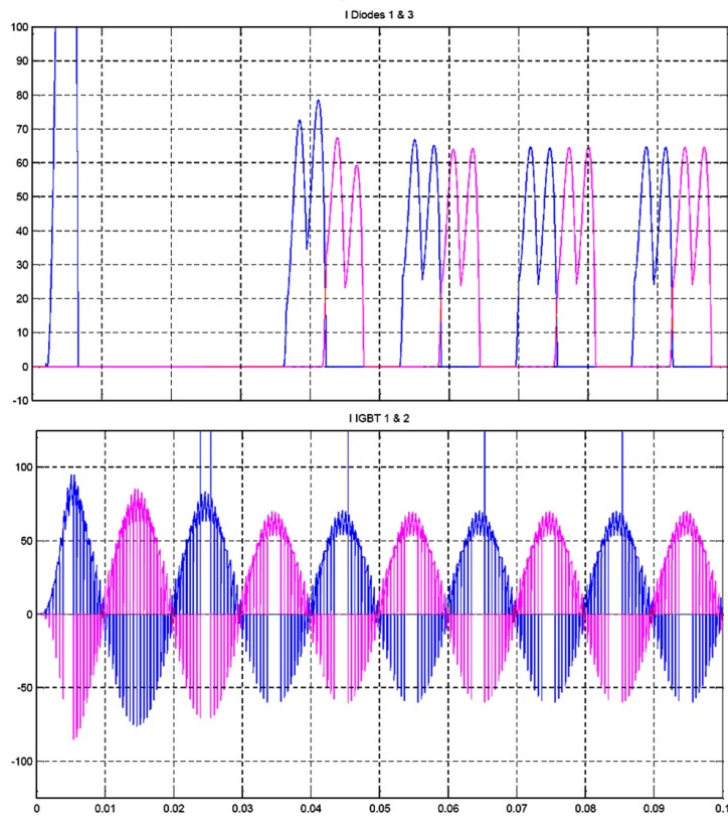


б) струје диоде

Слика 5.22. Асинхрона машина снаге $P = 37 \text{ kW}$ и фактора снаге $\cos \varphi = 0,8$



а) дијаграм напона



б) струје диоде

Слика 5.23. Асинхрона машина снаге $P = 37 \text{ kW}$ и фактора снаге $\cos \varphi = 1$

6. ЗАКЉУЧАК

У докторској дисертацији је примењен компаративни приступ у коме су упоређивани класични поступци за корекцију несиметрија напона/струја и редукцију виших хармоника у асинхроној машини уз помоћ филтара образованих од елемената са пасивним RLC параметрима и нови методи развијени из формираних алгоритама који садрже математичке моделе са имплементираним параметрима активних и хибридних филтара.

Резонантни филтар-коректор несиметрије или филтар хармоника је састављен из редно везаних пасивних елемената (углавном индуктивности, капацитивности) или активних елемената, чије су вредности тако изабране да је при фреквенцији филтрираног хармоника испуњен услов $\omega_v^2 LC = 1$. За дати хармоник, филтар представља кратак спој и напон овог хармоника у тачки укључења филтра једнак је нули. Ефекат филтрације може бити добијен при различитим односима индуктивности и капацитивности што је приказано у глави **два** и **четири**.

На рад филтара виших хармоника имају утицај и други фактори. У процесу експлоатације машина параметри филтра се могу променити, а резултат тога је промена његове резонантне фреквенције. Ово се догађа, на пример и због промене капацитивности кондензатора под дејством температуре. Да би се у овим условима обезбедило сигурно филтрирање, неопходно је да се оствари аутоматско подешавање параметара филтра. Пасивни филтри виших хармоника знатно повећавају цену претварача и постижу и 15÷20% пуне цене асинхроне машине.

Физичка суштина реактивне снаге и снаге деформације односе се на процес размене енергије између елемената система претварач-филтар виших хармоника-извор напајања. У електричним колима чији је рад описан синусоидалним величинама, појам о реактивној енергији повезан је са разменом енергије која се може акумулирати у електричним или магнетним пољима. У електричним колима наизменичне струје овакви елементи су: индуктивности и капацитивности.

Код преноса једносмерном струјом, енергетски процеси имају сложенији карактер. Реактивна снага и снага деформације могу бити измерени само на улазу у претварач јер је реч о реактивној снази одређеној само првим хармоником. У исто време, у воду једносмерне струје реактивне снаге нема пошто су и јачина магнетног и електричног поља на воду константне вредности. То значи да кроз вод тече само активна снага. Реактивна снага и снага деформације, повезани су само са радом претварача. У претварачу нема елемената који би били способни да акумулирају енергију у медијуму својих поља, вентили су, у суштини, кључеви, који овакву способност немају. Зато се питања енергетских токова кроз претварач посебно разматрају.

Филтри виших хармоника укључени су на сабирнице које претварач повезује са мрежом. Прва претпоставка је да је на сабирнице укључен идеални филтар, који у потпуности апсорбује све хармонике. На тај начин претварачу треба само први хармоник из мреже. Струја једне фазе мреже обухвата струју претварача и збир струја виших хармоника које апсорбује филтар. У наставку је анализирана енергетска равнотежа система: мрежа-претварачи-филтар у одвојеним временским интервалима и продужецима интервала понављања.

Приликом анализе енергетских процеса у реалним претварачима узете су у обзир отпорности контуре комутације. Угао комутације доводи до промене облика струје фазе и допунског фазног става струје првог хармоника према мрежном напону. Као резултат реактивна снага која је потребна претварачу се повећава. Карактер процеса се при томе усложњава.

Из математичког модела УКН, у глави **три** добијени су изрази који приказују опште аналитичке услове за тестирање УКН при напајању трофазне електричне машине из несиметричних система трофазних напона. Разматран је модел коректора са три улаза и три излаза укључен на трофазни тропроводни систем (без нултог проводника) између електричне машине и несиметричног трофазног извора електричне енергије.

Параметри претварачког УКН изабрани су по следећим критеријумима:

- да вредности адмитанси одговарају адмитансама које зависе од параметара електричних машина и параметара улазног напона из система напајања,
- да вредности адмитанси зависе само од параметара електричних машина,
- да вредности параметара адмитанси зависе само од параметара улазног напона.

Резултати теоријске анализе функционалних могућности у приказаним примерима и шемама показују да ове шеме могу да обезбеде услове побољшања симетрије при напајању машина чак и у условима када трофазна електрична асинхрона машина пређе из трофазног у монофазни систем напајања из мреже. Показано је да је то теоријски могуће.

У једном примеру је показано да се параметри УКН могу изабрати само по једном критеријуму тј. у односу на параметре адмитанси електричних машина. Овде су испитиване могућности смањења несиметрије фазних напона помоћу паралелно прикључених елемената у облику адмитанси између одређених напојних тачака испред машине. Размотрен је екстремни могући пример када се због нестанка напона у два фазна проводника у тропроводном систему трофазна асинхрона машина практично напаја монофазно. Теоријски су показане четири могућности постизања корекција несиметрије и у том екстремном случају према одговарајућим изразима који одговарају еквивалентним шемама.

У мрежи са 4 проводника $L1$, $L2$, $L3$, 0 показано је да неуједначеност напона знатно превазилази несиметрију напона при чему су основни фактори који утичу на померање неутралне тачке напона и појаву допунских губитака одговарајуће импедансе и струја нултог редоследа. Померање неутралне тачке, може изазвати напонске несиметрије до 4% и смањити век трајања асинхроне машине за два пута. Уколико се напонска несиметрија коригује повећањем нивоа вредности напона директног редоследа за 4%, расположива снага асинхроне машине се смањи за 50÷60% па у предлогу остаје једина могућност: да се искористе филтарска својства асинхроне машине и ограниче вредности напона инверзног редоследа у мрежи на

1%. При анализи губитака снаге и њиховог утицаја на смањење века коришћења асинхроне машине прва претпоставка у анализи рада асинхроне машине уз присуство несиметрија је да је систем напона у мрежи симетричан систем директног редоследа. Друга претпоставка која олакшава просто излагање поступка је да су несиметрије напона и струја виших хармоника занемариво мале вредности тј. да се у општем случају може разматрати само утицај основног хармоника на несиметрије и неуједначености.

По релацијама (4.26 и 4.27), у глави **четири**, за подешавање тачности филтра потребна су два елемента а одговарајућа подешеност филтра је могућа само у случају ако добијена одступања од назначених вредности нису присутна у више од два од четири независна параметра филтра. Из добијених дијаграма у тестовима, на сл. 4.15, 4.16, 4.18 и 4.20 види се да основни хармоник струје при мерењу импедансе прати основни хармоник напона. Дијаграми на сл. 4.15.а и 4.15.б потврђују да вредности модула и аргумента зависе од хармоника и да је то потребно узети у обзир при пројектовању филтара кроз конструктивну корекцију вредности параметара елемената које су дате у таб. 4.1.

Пројектовање и конструисање уређаја за побољшање симетрије напона у електричним мрежама је значајни чинилац повећања квалитета електричне енергије али се у остварењу симетрије напона није пуно одмакло јер у области синтезе уређаја и развоја метода пројектовања има још много дилема. За компензовање попречних несиметрија које су последица укључења пријемника са несиметричним оптерећењем потребно је на мрежу прикључити допунске елементе. Пошто општи метод за синтезу уређаја не постоји у глави четири су представљени неки од поступака који би олакшали препознавање могућих шема погодних за остварење симетрије. То су графоаналитички методи, методи матричног и тензорског рачуна који омогућавају да се анализира уређај са конфигурацијом произвољног степена сложености.

Један од значајнијих показатеља квалитета енергије је и степен несиметрије напона. Испитивањем је показано да су у електричним мрежама фазни напони у суштини несиметрични а да одступања напона знатно превазилазе вредности $\pm(10\div 15)\%$ номиналног напона. Повећање пресека проводника и увећање снага трансформатора који снижавају напоне не доводе до жељених резултата и нису економски оправдани. Анализом је показано да и кад би пресек нултог проводника био бесконачно велика вредност, то не би имало утицаја на смањење несиметрије напона и губитака снаге.

Примена побољшаног комбинованог-тополошког метода, који предлаже аутор је ефикасна у случају познатог типа коришћених елемената кад геометријска структура има познат карактер и ограничени број тополошких варијанти. Једноставна структура уређаја има три улаза а њен граф обично представља троугао иако се могу користити и знатно сложенији уређаји за остварење симетрије напона са веома специфичним тополошким својствима елемената. У докторској дисертацији је показано да је пројектовање филтра који се састоји од два или три пасивна и/или активна филтра компликовано и да је боље применити хибридни филтар.

У глави **пет** је приказан математички модел (алгоритам) за одређивање стања асинхроне машине као и поступак симулације мерења појединих вредности у програму *MATLAB*. На излазним листама приказана је шема мерног система и резултати примене симулације. На тај начин се мерни систем постепено развија и усавршава као комбинација информација и резултата претходних корака у моделовању са новим елементима значајним за развој дијагностичког система када

се асинхрона машина напаја помоћу *PWM* инвертора. За симулацију математичког модела асинхроне машине коришћен је систем аутоматског математичког прорачуна, *MATLAB Simulink*, Power System model, сл. 5.4. Понашање трофазне асинхроне машине, као оптерећења у динамичком режиму рада проверено је при залету трофазног асинхроног мотора, номиналне снаге 3 kW напајаног из инвертора који даје правоугаони облик напона. Код залета мотора напајаног из инверторског претварача карактеристично је да се спектар хармоника струје мотора мења континуално у току целог интервала залета. Коришћен је модел трофазног асинхроног мотора: $3,6\text{ kW}$ “Север” Суботица, ЈУС ИСО 9001 (извор: www.sever.co.rs), Број обртаја $n = 1410\text{ min}^{-1}$, Механичка заштита *IP54*, Напон 230 V , Фреквенција $f = 50\text{ Hz}$.

У циљу представљања резултата тестирања развијен је и модел за симулацију трофазног активног филтра са референтном струјом са динамичким моделом трофазне асинхроне машине. Симулирано је напајање асинхроне машине са правоугаоним обликом хармоника напона и креиране су одрживе електричне и механичке временски променљиве величине: струја статора и ротора, брзина обртања и електромагнетски момент.

Симулација и анализа временских облика-дијаграма напона, струја статора и ротора, брзина обртања и момента сигурно не ствара комплетну спектралну слику јер изостаје симулација просторних хармоника магнетног поља дуж обима статора. У симулацији залета мотора напајаног из инверторског претварача спектар хармоника струје мотора (ротора/статора) у току интервала залета од $\{0 - 0,1\}$ мењао се континуално и стекао се утисак да су оне неосетљиве на хармонике тј. да машина не детектује хармонике на улазу машине. Међутим, дијагностика заснована само на разматрању расподеле у временском домену ствара почетне услове за корекцију несиметрија и виших хармоника. Паралелни активни УКН хармоника детектују нежељене компоненте струје произведене у нелинеарном оптерећењу као што је асинхрона машина и да у систем, у тачки где је УКН, ињектује (утисне) сличну струју (облик струје).

Резултати симулације, према стандардној процедури показују да аналитички метод има довољну тачност и да се добијени изрази могу користити за израчунавање једносмерне компоненте и пулсирајући хармоници преко параметра несиметрије ε . У литератури је и до сада доста пажње поклоњено раду исправљача којима се управља у несиметричним режимима. Међутим, преглед референци из ове проблематике указује да се разматра само амплитудна несиметрија и то углавном само једне фазе, а не узимају се у обзир промене угла проводности α . При несиметричном напајању, несиметрије су оцењиване по приближним формулама које су ослоњене на великим вредностима а анализе су углавном усмерене на једносмерне компоненте. Изведене формуле у овом делу се односе на широк спектар карактеристика несиметрија и хармоника и могу се сматрати напреднијим (савршенијим јер скоро сви појавни облици несиметрија који утичу на рад оптерећења су анализирани) што је показано на изабраним примерима симулације за конкретне вредности угла управљања и коефицијената несиметрије.

Софтверски пакет *The psbbridges.mdl demo* илуструје примену двојног Блока Универзалног Моста у *AC – DC – AC* конвертору који обухвата исправљач за напајање *IGBT* инвертора преко *DC* линка (споја). *PWM* инвертор производи трофазни синусоидални систем променљивог напона и променљиве фреквенције за напајање оптерећења.

Предности *MATLAB*-а су велики број могућих симулација, а резултати тих симулација, облици и карактеристичне вредности добијених таласних дијаграма једносмерних и наизменичних величина и индекса модулације верификују

предложени метод за анализу стационарних електромагнетских процеса у инвертору који напаја асинхрону машину. Добијени резултати указују на могућност да се поступак примени за корекцију несиметрија и елиминацију хармоника.

Сва истраживања која су претходила овој коначној верзији докторске дисертације представљена су научној и стручној јавности од стране аутора докторске дисертације и публикована су у 3 рада у часописима на SCI листи (Thomson Reuters SCI list), као и у стручним међународним часописима.

Први корак будућих истраживања у овој области је анализа инверзних утицаја статичких претварача и негативне последице које се огледају у сметњама у раду и кваровима на пријемницима који су прикључени на исту мрежу паралелно са статичким претварачима.

Други корак је детаљна анализа настанка изобличења напона мреже, виших хармоника струје и детаљна анализа узрока погоршања фактора снаге.

Последњи у низу корака је поштовање донетих IEC стандарда и израда националних препорука за избор адекватних решења и принципи димензионисања опреме у зависности од препорука и прописа који дефинишу дозвољене нивое вредности сметњи.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Steinmetz, C.P.*: “General Lectures on Electrical Engineering”, edited by Joseph Le Roy Hayden, Robson&Adee, 1908.
- [2] *Richter, R.*: “Elektrische Maschinen”, Verlag von Julius Springer, Berlin, Vol. 1, 1924.
- [3] *Kron, G.*: “The generalized theory of electrical machinery”, AIEE Transactions, Vol. 49, April 1930, pp. 666-683.
- [4] *Veinott, C.G.*: “Performance calculation of induction motors”, AIEE Transactions, 1932, pp. 743-755.
- [5] *Schuisky, W.*: “Berechnung elektrischer Maschinen”, Springer-Verlag, Wien, 1960.
- [6] *Bedefeld, T., Sequenz, H.*: “Elektrische Maschinen”, Springer-Verlag, Wien, 1962.
- [7] *Alger, P.L.*: “The Nature of Polyphase Induction Machines”, John Wily&Sons, Inc., New York, 1951.
- [8] *Fitzgerald, A.E., Kingsley, C., Umans, S.D.*: “Electric Machinery”, Fifth Edition, McGraw-Hill Publishing Company, New York, 1990.
- [9] *Lyon, W.V.*: “Transient Analysis of Alternating Current Machinery”, John Wiley&Sons, Inc., New York, 1954.
- [10] *Say, M.G.*: “Alternating Current Machines”, John Wiley&Sons, New York, 1983.
- [11] *Match, L.W., Morgan, J.D.*: “Electromagnetic and Electromechanical Machines”, Third Edition, Harper&Row Publishers, New York, 1986.
- [12] *Chapman, S.J.*: “Electric Machinery Fundamentals”, Third Edition, McGraw Hill Boston, 1999.
- [13] *Fuchs, E.F., Appelbaum, J., Khan, I.A., Frank, U.V.*: “Optimization of Induction Motor Efficiency”, Vol. 1: Three-Phase Induction Motors, Electric Power Research Institute, EPRI EL-4152, 1985.
- [14] *Fuchs, E.F., Huang, H., Vandenput, A.J., Appelbaum, J., Zak, Z., Erlicki, M.S.*: “Optimization of Induction Motor Efficiency”, Vol. 2: Single-Phase Induction Motors, Electric Power Research Institute, EPRI EL-4152, 1987.
- [15] *Erlicki, M., Emanuel-Eigeles, A.*: “New Aspects of Power Factor Improvement: Theoretical Basis”, IEEE Trans. on Ind. and Gen. Appl., Vol. IGA-4(4), July/August 1968.
- [16] *Akagi, H., Kanazawa, Y., Nabae, A.*: “Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components”, IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA 20, No. 3, May/June 1984, pp. 625-630.

- [17] *Vonina, D., Nastran, J.*: “Active Power Filter Compensating Harmonic Distortion and Unbalanced Non-Linear Loads”, *Automatika*, No. 3-4, 1998, pp. 111-118.
- [18] *Singh, B., Al-Haddad, K., Chandra, A.*: “Harmonic Elimination, Reactive Power Compensation and Load Balancing in Three-phase”, *Four-wire Electric Distribution Systems Supplying Nonlinear Loads*, *Electric Power Systems Research*, Vol. 44, No. 2, Feb. 1998, pp. 93-100.
- [19] *Gyugyi, E.C., Strycula*: *Active AC Power Filters*, In *IEEE/IAS Ann. Meeting*, pp. 529-535, 1976.
- [20] *Akagi, H., Nabae, N., Atoh S.*: “Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltage Source PWM Converters”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 22, May/June 1986, pp. 460-465.
- [21] *Kocmuħ, M.*: “Компензација реактивне енергије и виши хармоници у електричним мрежама”, *Институт Никола Тесла, Универзитет у Београду, Београд, 2014.*
- [22] *Fitzgerald, A.E., Kingsley, C.*: “Електричне машине за наизменичну и једносмерну струју”, *Научна књига, Београд, 1962.*
- [23] *ANSI/IEEE Std 519-1992: IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*,
https://edisciplins.usp.br/pluginfile.php/2587623/mod_resource/content/2/IEEE-519-1992.pdf
- [24] *SRPS EN 50160:2012/A1:2015*,
http://www.iss.rs/la/standard/?natstandard_document_id=53644
- [25] *SRPS EN 61000-3-2:2014*,
http://www.iss.rs/standard/?natstandard_document_id=47695
- [26] *IEC/TR 61000-3-6 Ed.2.0*, “Electromagnetic compatibility (EMC)-Part 3-6: Limits-Assessment of emission limits for the connection of distorting installations to MV, HV and EHV power systems”, February 2008.
- [27] *CIGRE Working Group 36-05 (Disturbing Loads) (1981)*, “Harmonics, Characteristic Parameters, Methods of Study, Estimating of Existing Values in the Network”, *Electra (77)*, 35-54.
- [28] *SRPS EN 61000-2-2:2008*,
http://www.iss.rs/la/standard/?natstandard_document_id=19036
- [29] *SRPS EN 61000-2-4:2008*,
http://www.iss.rs/standard/?natstandard_document_id=19037
- [30] *Списак српских стандарда из области електромагнетске компатибилности*,
http://www.dmdm.rs/PDF/Podzakoni/SPISAK_SRPSKIH_STANDARDA_IZ_OBLASTI_ELEKTROMAGNETSKE_KOMPATIBILNOSTI.pdf
- [31] *SRPS EN 50160:2012*, http://www.iss.rs/standard/?natstandard_document_id=40455
- [32] *IEEE Std 519-2014 - IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*, <http://ieeexplore.ieee.org/document/6826459/>
- [33] *SRPS EN 61000-3-12:2013*,
http://www.iss.rs/standard/?natstandard_document_id=45681
- [34] *Ivanov-Smolensky, A.*: “Electrical Machines”, Vol. 2, *Mir Publishers*, 1982, pp. 464.
- [35] *Boldea, I., Nasar, S.A.*: “The Induction Machine Handbbook”, 20-02 by *CRC Press LLC*.
- [36] *Radin, V.I., Bruskin, D.E., Zorohovič, A.E.*: “Električeskie mašine: Asinhronie mašini”, *Moskva, Visšaja škola*, 1989, str. 328 (Na ruskom jeziku).

- [37] *Костућ, М.*: “Параметри еквивалентне шеме засићених асинхроних мотора са краткоспојеним ротором у режиму кратког споја”, Техника, сепарат Електротехника 5/2010, стр. 7Е-13Е.
- [38] <http://ru.electrical-installation.org/ruwiki/>
- [39] SRPS IEC 60892:1996, повучен, 26.10.2012
http://www.iss.rs/standard/?natstandard_document_id=14905
- [40] “Compensation D’energie Reactive”, EDF Industrie Electricite de France, 1988, pp. 62.
- [41] *Arillaga, J., Bradley, D.A., Bodger, P.S.*: “Power Systems Harmonics”, John Wiley&Sons, 1985.
- [42] *Kral, C., Habetler, T.G., Harley, R.G.*: “Detection of mechanical imbalances of induction machines without spectral analysis of time-domain signals”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, No. 4, July-Aug. 2004, pp. 1101-1106.
- [43] *Guardado, J.L., Cornick, K.J.*: “The effects of coil parameters on the distribution of steep-fronted surges in machine windings”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 7, No. 3, September 1992, pp. 552-556.
- [44] *Boldea, I., Tutelea, L.*: “ELECTRIC MACHINES Steady State, Transients, and Design with MATLAB”, CRC Press, Taylor%Francis Group, 2010.
- [45] *Марковић, Н.*: “Анализа нисконапонске мреже градског подручја”, магистарска теза, Технички факултет Чачак, Универзитет у Крагујевцу, стр. 110-123, 2009.
- [46] *Bjelić, S. and author’s*: “Estimation of currents flow, loss of power and voltage fall down in distribution network by using PDM КМр.қ”, 19 International Conference of Electrical Distribution, Paper 0907, Block 3.2, Method and tools, Cired, Wien, 2007.
- [47] “National Electrical Safety Code 1990”, (ANSI C2-1990), IEEE, 345 E. 47th St., New York, NY, 10017-2394, 1989.
- [48] *Марковић, Н., Бјелић, С.*: “Смањење несиметрије фазних напона”, 15th International Telecommunication Forum Telfor 2007 Session 7 (Applied-EE) IEEE Work 7.11, Proceedings ISBN 978-86-7466-301-1, November 2007, pp. 473-475.
- [49] *Богићевућ, З., Бјелић, С.*: “Виши хармоници као последица нелинеарности предспојних пригушница код светлосних извора”, 15th International Telecommunication Forum Telfor 2007., Session 7 (Applied-EE) IEEE Work 7.10. Proceedings, ISBN 978-86-7466-301-1, pp. 470-472.
- [50] *Seiph, G.*: “Electrical Installations Handbok”, Part 2, Siemens, John Wiley&Sons, 2nd enlarged edition, pp. 786-807, 1987.
- [51] *Бјелић, С., Богићевућ, З.*: “Одређивање оптималне вредности напона на излазу стабилизатора у електричној мрежи јавне расвете”, 15th International Telecommunication Forum Telfor 2007, Session 7 (Applied-EE) Applied electromagnetics and electronics, IEEE Work 7.9., Proceedings ISBN 978-86-7466-301-1, November 2007, pp. 467-469.
- [52] *Mladenović, V., Bjelić, S.*: “Digital filter for obtaining of inverse component from the prototype allpass filter”, 15th International Telecommunication Forum Telfor 2007, Session 5, SP (Signal pccessing) IEEE, Work 5.6, Proceedings 978-86-7466-301-1, November 2007, pp. 318-321.
- [53] “The IAEI Soares Book on Grounding”, 4th Edition, International Association of Electrical Inspectors, 930 Busse Highway, Park Ridge, Illinois, 60068, 1991. *Jerry C. Whitaker*, “AC Power Systems Handbook”, CRC Press, 2000 Corporate Blvd., Boca Raton, Florida, 33431, 1991.

- [54] "Guideline on Electrical Power for ADP Installations", Federal Information Processing Standards Publication 94 (FIPS PUB 94), NTIS, US Dept. of Commerce, Springfield, Virginia, 22161.
- [55] *Aredes, M., Watanabe, E.H.*: "New Control Algorithms for Series and Shunt Three-phase Four-wire Active Power Filters," IEEE Trans. Power Deliv. Vol. 10, No. 3, 1995, pp. 1649-1656.
- [56] *Verdelho, P., Marques, G.D.*: "An Active Power Filter and Unbalanced Current Compensator", IEEE Trans. Ind. Electron. Vol. 44, No. 3, June 1997, pp. 321-328.
- [57] *Akagi, H.*: "New Trends in Active Filters for Power Conditioning", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 32, No. 6, November/December 1996, pp. 1312-1322.
- [58] *Chang, T.T., Chang, H.*: "Application of differential evolution to passive filter Shunt Harmonic Filter Planing", 8th IEEE ISHQP, Athenes Greece, 1998, pp. 149-153.
- [59] *Dixon, J., Garcia, J., Morn, L.*: "Control System for the Three-phase Active Power Filter which Simultaneously Compensates Power Factor and Unbalanced Loads", IEEE Trans. Ind. Electron. Vol. 42, 1995, pp. 636-641.
- [60] *Gunter, G.S.*: "Electrical Installations Handbok", Part 2, Siemens, John Wiley&Sons, 2nd enlarged edition 1987, pp. 786-807.
- [61] *Gill, P.*: 1. "Electric power systems-Testing". 2. "Electric power systems-Maintenance and repair I" Title, 2nd ed. 2009, ISBN 978-1-57444-656-2, 2009.
- [62] "Power Quality Assurance Magazine", Intertec International, 2472 Eastman Ave., Bldgs. 33 and 34, Ventura, California, 93003-5792.
- [63] *Schonek, J.*: "Low voltage hybrid harmonic filters, technical&economic analysis", PQ 1999.
- [64] *Arrillaga, J., Watson N.R., Chen, S.*: "Power System Quality Assessment", Chichester, John Wiley, 2000.
- [65] *Marković, N., Bjelić, S., Jakšić, U., Vujičić, M.*: "Development of new measuring systems based on symmetric components in electric networks", T120 electronics, Electronics and electrical engineering, ISSN 1392-1215 2010. No. 8(104), Elektronika ir elektrotechnika, Signal technology, Lithuania, Journal archive-2010. No. 8(104), pp. 57-62.
- [66] *Chindris, M., Sudrià-Andreu, A.*: Chapter 13. "Static converters and power quality", Angelo Baggini University of Bergamo, Italy, Copyright © 2008 John Wiley&Sons Ltd, The Atrium, Southern Gate, Chichester, West Sussex PO19 8SQ, England, pp. 466-480. *Robert, A.*: "Supply Quality Issues at the Interphase between Power System and Industrial Consumers", PQA 1998.
- [67] *Fortescue, C.L.*: "Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks", Trans. Amer. Inst. Electr. Engrs, June, 1918.
- [68] "Guide to quality of electrical supply for industrial Installations", Part 2: Voltage dips and short interruptions Working Group UIE Power Quality 1996.
- [69] *Wodrich, R.*: "Real time reactive compensation systems for welding applications", PQ 1998.
- [70] *Бјелућ, С.*: "Енергетски претварачи у мрежама и инсталацијама", СБЕН Ниш, ISBN 978-86-909183-1-7, COBISS SR-ID 134502668, 2007.
- [71] *Cardenas, V.M, Nunez, C., Vazquez, N.*: "Analysis and Evaluation of Control Techniques for Active Power Filters: Sliding Mode Control and Proportional-Integral Control", APEC '99, Forteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, USA, Vol. 1, 2000, pp. 649-654(8).

- [72] *Marković, N., Bjelić, S., Živanić, J.*: “Application of Passive CL Filters for Neutralizing of Zero Sequence Currents and Correction of Asymmetries of Phase Voltages in Electrical Networks”, *International Journal of Intelligent Systems and Applications (IJISA)*, DOI: 10.5815/ijisa, Vol. 9, No. 5, pp. 10-18, MECS Publisher 2017.
- [73] *Бјелић, С.*, “Увод у сређенапонским мрежама и нисконапонским инсталацијама”, ISBN 978-86-83561-15-5, Cobiss SR-ID 14100 0204 СБЕН Ниш, 2007.
- [74] *Collombet, C., Lupin, J.M., Schonek J.*: “Harmonic disturbances in networks, and their treatment”, *Cahier technique*, No. 152, Schneider Electric.
- [75] *Singh, B., Verma, V., Chandra, A.*: “Hybrid filters for power quality improvement”, *IEEE Proceedings-Generation, Transmission and Distribution*, Vol. 152, No. 3, 2005, pp. 365-378.
- [76] *Habrouk, M., Darwish, M.K., Mehta, P.*: “Active power filters: a review”, *IEEE Proceedings-Electric Power Application*, Vol. 147, No. 5, 2000, pp. 403-413.
- [77] *Bjelić, S., Marković, N., Jakšić, U., Živanić, J.*: “Selection of linear filter elements parameters for measuring of voltage and currents components of direct and inverse order”, *PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY*, ISSN 0033-2097, R. 89 NR 1a/2013, 2013, pp. 172-176.
- [78] *Бјелић, С., Јакшић, У., Марковић, Н.*: “Енергетски претварачи”, ВТШСС Звечан, 2010, стр. 99-104, 192-204.
- [79] *Moran, L.A., Fernandez, L., Dixon J.W.*: “A Simple and Low-Cost Strategy for Active Power Filters Connected in Cascade”, *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol. 44, No. 5, October 1997, pp. 621-629.
- [80] *Jeong S.G., Woo M.H.*: “DSP-Based Active Power Filter with Predictive Current Control”, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 44, No. 3, June 1997.
- [81] *Akagi H., Nabae N., Atoh S.*: “Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltage Source PWM Converters”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 22, May/June 1986, pp. 460-464.
- [82] MATLAB, Copyright 1984-2002 The Math Works, Version 6.4.0,180913a, June 2, 2000.
- [83] *Marković, N., Bjelić, S., Živanić, J., Jakšić, U.*: “Simulation of the Impact of Higher Harmonics on the Transient Process of Induction Machine Fed From PWM Inverters”, *Tehnički vjesnik/Technical Gazette*, DOI Number: 10.17559/TV-20150502231618, (Print: ISSN 1330-3651, Online: ISSN 1848-6339), Vol. 24/No. 1, pp. 265-271, Preliminary communication, February 2017.
- [84] *Beaty, H.*: “Motor reguir voltage limit-Elec.”, *World* 1978, No. 5, 1978, pp. 52-63.
- [85] *Montsinger, V.M., Cleam, J.E.*: “Temperature limits for shorttime overloads, for oil-isu lated neutral grunding reactors and transformers”, *Tran. AIEE*, 65, part II, 1986, pp. 966-973.
- [86] *Fuchs, E.F., Poloujadof, M., Neal, G.W.*: “Starting performance of saturable three-phase induction motors”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. EC-3, No. 3, 1988, pp. 624-635.
- [87] *Bjelić, S., Marković, N., Jakšić, U.*: “The simplified procedure for calculation of Influence of thermal losses on decrease of technical endurance of electric equipment”, 3. Conference on Industrial Energy and Environmental Protection IEEP’11, 21-25 June 2011, Book of abstracts page 28.
- [88] *Mohan, N., Undeland, T.M., Robbins, W.P.*: “Power Electronics: Converters, Applications, and Design”, John Wiley&Sons, Inc., Section 8.4.1., New York, 1995.

- [89] *Linders, J.R.*: “Electric wave distortion”, Their hidden costs and containment IEEE Trans. Ind. Appl, 15, No. 5, 1979, pp. 458-474.
- [90] *Kim, S., Enjeti, P.N.*: “Control Strategies for Active Power Filter in Three-Phase Four-Wire Systems”, Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2000, Vol. 1, Piscataway, NJ, USA, 2000, pp. 420-426.
- [91] *Бјелић, С., Јакшић, У., Марковић, Н.*: “Енергетски претварачи”, ВТШСС Звечан, 2010, стр. 41-57, 93-98.
- [92] *Jeong, S.G., Woo, M.H.*: “DSP-Based Active Power Filter with Predictive Current Control”, IEEE Trans. Ind. Electron. Vol. 44, No. 3, June 1997.
- [93] *Stanculescu, M., Maricaru, M., Stefan-Minculete, V., Marinescu, S., Hantila, I.F.*: “Analytical solution for eddy current problem, using space eigenfunctions expansion”, Rev. Roum. Sci. Techn. - Électrotechn. et Énerg., 58, 2, 2013, pp. 123-134.
- [94] *Aredes, M., Hafner, J., Heumann, K.*: “A Three-phase Four-wire Shunt Active Filter Using Six IGBTs”, EPE '95, 6th European Conference on Power Electronics and Applications, Vol. 1, Seville, Spain, September 1995, pp. 874-879.
- [95] *Marković, N., Bjelić, S., Živanić, J., Milićević, V., Milićević, Z.*: “Model of Transient Process Where Three-Phase Transducer Feeds Induction Motor Equivalented as a Variable Active-Inductive Load”, Mathematical Problems in Engineering, Volume 2016, Article ID 6740261, 14 pages, <http://dx.doi.org/10.1155/2016/6740261>, Research Article, 2016.
- [96] *Benedict, E.R., Lipo, T.A.*: “Improved PWM modulation for a permanent-split capacitor motor”, in Conf. Rec. Annu. Meeting (IEEEIAS), October 2000, pp. 2004-2010.
- [97] *Chlebis, P., Simonik P., Kabasta, M.*: “The comparison of direct and indirect matrix converters”, in Proc Int’l Conf. (PIERS), Cambridge, USA, July 2010, pp. 310-313.
- [98] *Su, H., Chen, M.Z.Q.*: “Multi-agent containment control with input saturation on switching topologies”, IET Control Theory&Applications, Vol. 9, No. 3, 2015, pp. 399-409.
- [99] *Suciu, C., Kansara, M., Holmes, P., Szabo, W.*: “Performance enhancement of an induction motor by secondary impedance control”, IEEE Trans. Energy Conversion, Vol. 17, No. 2, June 2002, pp. 211-216.
- [100] *Бјелић, С., Марковић, Н., Живанић, Ј.*: “Један аналитички метод израчунавања параметара исправљача у претварачу (конвертору) и верификација путем проверене симулације”, УДК:621.31(045)=861, ISSN 0353-2631, Иновације и развој бр. 2/2013, Институт за рударство и металургију, Бор, 2013, стр. 61-76.
- [101] *Akagi, H.*: “Active harmonic filters”, Proceedings of the IEEE, Vol. 93, No. 12, December 2005, pp. 2128-2141.
- [102] *Sunter, S., Ozdemir, M., Gumus, B.*: “Modelling and simulation of single phase induction motor with adjustable switched capacitor”, in Proc. of 9th Int’l Conf. on Power Electronic and Motion Control (EPE-PEMC 2000), Kosice, 2000, pp. 5-1-5-5.

СПИСАК СЛИКА

Редни број	Слика број	Назив слика
1.	Слика 2.1.	<i>Настанак хармоника напона и изобличеног напона у мрежи</i>
2.	Слика 2.2.	<i>Уобичајене путање хармоника струје у радијалним мрежама</i>
3.	Слика 2.3.	<i>Једнополна шема кола напајања дистрибутивног система за хармоник h – ог реда</i>
4.	Слика 2.4.	<i>Једнополна шема мреже чији је извор електрична мрежа са основном-доминантном фреквенцијом 1 од $h = 1 \Leftrightarrow f = 50 \text{ Hz}$ која напаја нелинеарно оптерећење</i>
5.	Слика 2.5.	<i>Еквивалентна шема са нелинеарним оптерећењем која генерише хармонике</i>
6.	Слика 2.6.	<i>Извори струјних хармоника</i>
7.	Слика 2.7.	<i>Шема електричне мреже у којој је коректор нелинеарно оптерећење</i>
8.	Слика 2.8.	<i>Еквивалентна шема електричне мреже са сл. 2.7</i>
9.	Слика 2.9.	<i>Повећање ефективне вредности и Цулових губитака зависних од укупног коефицијента (фактора) изобличења (_____ Цулови губици ----- Ефективна вредност струје)</i>
10.	Слика 2.10.	<i>Спектар хармоника правоугаоних сигнала напона $U(t)$</i>
11.	Слика 2.11.	<i>Промена $\frac{PF}{\cos \varphi_{(1)}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (THD_i)^2}}$ у зависности од THD_i за случај када је $THD_u = 0$</i>
12.	Слика 2.12.	<i>Еквивалентно струјно коло асинхроне машине за хармоник реда h добијено помоћу Тевененове теореме. Претпоставка је да су параметри отпорности и индуктивности у струјном колу независни од h</i>
13.	Слика 2.13.	<i>Еквивалентно струјно коло трофазне асинхроне машине</i>
14.	Слика 2.14.	<i>Модификовани модел еквивалентног струјног кола трофазне асинхроне машине</i>

15. Слика 2.15. *Модел упрошћеног конвенционалног хармоника асинхроног мотора*
16. Слика 2.16. *Еквивалентна шема асинхроног мотора са спектром просторних хармоником, временских хармоника и губицима у магнетном колу*
17. Слика 3.1. *УКН трофазног напона*
18. Слика 3.2. *ТТ систем*
19. Слика 3.3. *Корекција несиметрија у ТТ систему напајања-улога неутралног проводника*
20. Слика 3.4. *Еквивалентне шеме могућих конфигурација УКН*
21. Слика 4.1. *Принцип деловања пасивног филтра*
22. Слика 4.2. *Принцип деловања активног филтра*
23. Слика 4.3. *Монофазни активни филтар: а) са паралелним спојем, б) са редним спојем*
24. Слика 4.4. *Трофазни, тројични активни филтар: а) паралелна конфигурација, б) редна веза*
25. Слика 4.5. *Трофазни четворожични активни филтар: а) паралелна конфигурација, б) редна веза*
26. Слика 4.6. *Шема управљања паралелног споја активног филтра снаге*
27. Слика 4.7. *Монофазни хибридни филтар (обухвата два пасивна филтра) као комбинација: а) пасивног-редног и пасивног паралелног филтра, б) пасивног-паралелног и пасивног-редног филтра*
28. Слика 4.8. *Монофазни хибридни филтар (обухвата три пасивна филтра) као комбинација: а) пасивног-редног и пасивног-паралелног филтра, б) пасивног-паралелног, пасивног-редног и пасивног-паралелног филтра*
29. Слика 4.9. *Монофазни хибридни филтар (обухвата два активна филтра) као комбинација: а) активног-редног и активног паралелног филтра, б) активног-паралелног и активног редног филтра*
30. Слика 4.10. *Монофазни хибридни филтар (са три активна филтра) као комбинација: а) активног-редног и активног паралелног филтра, б) активног-паралелног, активног редног и активног-паралелног филтра*
31. Слика 4.11. *Принцип дејства хибридног филтра*
32. Слика 4.12. *Трофазни филтар симетричних компоненти директног и инверзног редоследа*
33. Слика 4.13. *Еквивалентне шеме филтра симетричних компоненти са пасивним елементима*
34. Слика 4.14. *Шема симулације мерења симетричних компоненти напона и струја*
35. Слика 4.15. *Дијаграми напона и струја, добијени према шеми на сл. 4.14*
36. Слика 4.16. *Основни хармоник напона и струје измерен помоћу линеарног филтра са редном RLC импедансом*

37. Слика 4.17. *Шема симулације мерења симетричних компоненти напона и струја са RL импедансом*
38. Слика 4.18. *Основни хармоник напона и струје измерен помоћу линеарног филтра са редном RL импедансом*
39. Слика 4.19. *Шема симулације мерења симетричних компоненти напона и струја са RC импедансом*
40. Слика 4.20. *Основни хармоник напона и струје измерен помоћу линеарног филтра са редном RC импедансом*
41. Слика 5.1. *Шема и расподела поља двополне трофазне машине асинхроног мотора $3,4 MW$. Једна линија флукса представља јединичну вредност $0,005 Wb / m$*
42. Слика 5.2. *Основна шема система дијагностике*
43. Слика 5.3. *Еквивалентне електричне шеме и развој по d – оси и q – оси*
44. Слика 5.4. *Асинхрона машина напајана преко PWM инвертора са импулсном ширинском модулацијом-модулацијом опсега импулса*
45. Слика 5.5. *Међуфазни правоугаони напон V_{ab} из PWM инвертора на улазу машине*
46. Слика 5.6. *Хармонијски спектар струја ротора и статора асинхроне машине*
47. Слика 5.7. *Хармонијски спектар брзине обртања и хармонијски спектар момента*
48. Слика 5.8. *$AC - DC - AC$ конвертор: а) диодни исправљач, б) $IGBT$ /диодни инвертор, $IGBT$ инвертор, ц) монофазни мостни напонски инвертор, д) пуна трофазна мостна шема конвертора, е) временски дијаграми струја и напона*
49. Слика 5.9. *а) дијаграми рада вентила, б, ц) временски дијаграми струја и напона трофазног инвертора спрегнутог у звезду и $\lambda = 180^0$, д, е) еквивалентне шеме оптерећења спрегнутих у троугао и звезду*
50. Слика 5.10. *а) дијаграм рада вентила, б) временски дијаграм струја и напона трофазног инвертора при $\lambda = 120^0$, ц-е) еквивалентне шеме за различите спреге отворених и затворених вентила*
51. Слика 5.11. *Еквивалентне шеме трофазног инвертора при раду са омско капацитивним оптерећењем*
52. Слика 5.12. *Облик струје на оптерећењу при: а) $\lambda = 180^0$ и $\lambda = 120^0$ б) $\varphi_{load} < 0$*
53. Слика 5.13. *Трофазни инвертор, састављен из три монофазна инвертора*
54. Слика 5.14. *Шема модела за симулацију рада асинхроног мотора снага напајаног из PWM инвертора (параметри активних и пасивних елемента за симулацију уписани су поред елемената шеме)*

55. Слика 5.15. Асинхрона машина снаге $P = 4 \text{ kW}$ и фактора снаге $\cos \varphi = 0,53$
56. Слика 5.16. Асинхрона машина снаге $P = 4 \text{ kW}$ и фактора снаге $\cos \varphi = 0,8$
57. Слика 5.17. Асинхрона машина снаге $P = 4 \text{ kW}$ и фактора снаге $\cos \varphi = 1$
58. Слика 5.18. Асинхрона машина снаге $P = 15 \text{ kW}$ и фактора снаге $\cos \varphi = 0,53$
59. Слика 5.19. Асинхрона машина снаге $P = 15 \text{ kW}$ и фактора снаге $\cos \varphi = 0,8$
60. Слика 5.20. Асинхрона машина снаге $P = 15 \text{ kW}$ и фактора снаге $\cos \varphi = 1$
61. Слика 5.21. Асинхрона машина снаге $P = 37 \text{ kW}$ и фактора снаге $\cos \varphi = 0,53$
62. Слика 5.22. Асинхрона машина снаге $P = 37 \text{ kW}$ и фактора снаге $\cos \varphi = 0,8$
63. Слика 5.23. Асинхрона машина снаге $P = 37 \text{ kW}$ и фактора снаге $\cos \varphi = 1$

СПИСАК ТАБЕЛА

Редни број	Табела број	Назив табела
1.	Табела 2.1.	<i>Норма-максимални ниво хармоника који не сме да буде прекорачен</i>
2.	Табела 2.2.	<i>Подаци за обртна поља виших хармоника, закључно са 25. хармоником</i>
3.	Табела 2.3.	<i>Максимална изобличења струје (I_h) у дистрибутивним мрежама ($U \leq 69 \text{ kV}$) за непарне хармонике, по IEEE Std 519-1992</i>
4.	Табела 4.1.	<i>Карактеристичне вредности параметра филтра симетричне мреже са два улаза и два излаза напајаног са улазне стране</i>
5.	Табела 5.1.	<i>Подаци о нисконапонским трофазним затвореним моторима са кавезним ротором, www.sever.co.rs</i>

РЕГИСТАР ПОЈМОВА

УКН – уређај за корекцију несиметрија и изобличења
PWM – *Pulse Width Modulation* (импулсно ширинска модулација)
AC – наизменична струја
DC – једносмерна струја
EEC – електроенергетски систем
EMS – електромоторна сила
IGBT – *Insulated Gate Bipolar Transistor* (биполарни транзистори)
THD – *The total harmonic distortion* (укупно изобличење хармоника)
HVF – коефицијент стрмине хармоника
PF – *Power factor* (фактор снаге)
ФКУ – уређаји за компензацију/филтрирање
TT – систем напајања
TN – систем напајања
LC – индуктивно капацитивни
VAr – статички компензатори
HF / VF – високофреквентна опрема са високим напонима и великим називним снагама
PTs – *Potential Transformers* (потенцијални трансформатори)
CTs – *Current Transformers* (струјни трансформатори)
AFs – активни филтри
VSI – *Voltage Source Inverter* (напонски блок инвертора)
CSI – *Current Source Inverter* (струјни блок инвертора)
MOSFET – *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (тродимензионални транзистор са полиетиленским полупроводником)
GTO – *Gate Turn-off* (искључење тиристора)
A / D – *Analog to Digital* (аналогно дигитални)
PLL – *Phase Lock Loop* (фазне блокаде петље)
UPQC – *Unified Power Quality Conditioner* (обједињени кондиционер квалитета енергије)
TA – термоакумулациона
FC – флуоресцентне

TV – телевизијски апарати

HVDC – *High Voltage DC Transmission Systems* (преносни системи високог напона)

RL – омско индуктивни

RC – омско капацитивни

FDR – филтар директног редоследа

FSR – филтар инверзног редоследа

MPS – магнетопобудна сила

PC – рачунар

ПРИЛОЗИ

Application of Passive CL Filters for Neutralizing of Zero Sequence Currents and Correction of Asymmetries of Phase Voltages in Electrical Networks

Nenad A. Marković

High Technical School of Professional Studies, Urosevac, in Leposavic, Serbia
E-mail: nen.mark74@yahoo.com

Slobodan N. Bjelić

Faculty of Technical Sciences, Kosovska Mitrovica, Serbia
E-mail: slobodanbjelic49@yahoo.com

Jeroslav M. Živanić

Faculty of Technical Sciences, Cacak, Serbia
E-mail: jeroslav.zivanic@ftn.kg.ac.rs

Abstract—The stochastic character of asymmetrical loads in power networks emerged due to non-simultaneous activation of phases of various single-phase and poly-phase receivers, nonlinear characteristics of transformers and other reasons have caused the occurrence of currents and voltages of zero sequence. These electrical quantities with currents and voltages of direct sequence in a negative sense affect the asymmetry of phase voltages in networks on places where loads are connected. In this paper, the presented load is induction machine with coil connection in star connected to generic distribution system TN. We analyze the possibilities of simple CL structures of filter in the role of the device for correction of asymmetries to a network, which can be entered by zero sequence current occurred for some reason in induction machine (mostly non-simultaneous switching of phase coils of induction machine).

Index Terms—Mathematical model, induction machine, correction, asymmetry, parameters, passive elements.

I. INTRODUCTION

Examinations show that in electric networks, phase voltages are essentially asymmetrical and voltage deviations significantly exceed the values of rated voltage $\pm(10-15)\%$. The matrix method, grapho-analytical method and method of tensor calculus can be used for analysis and obtaining of parameters of the device for correction of asymmetries of phase voltages with configuration of arbitrary complexity [1]. When considering the operation of the device for correction of possible asymmetries in three-phase systems we start from the condition [2,3]:

$$I^{i.inj.} = -I_{em}^i, I^{0.inj.} = -I_{em}^0. \quad (1)$$

Where $I^{i.inj.}$ is a new injected component of inverse sequence current that somehow is produced by the device for correction of asymmetry, I_{em}^i is a component of inverse sequence current occurred because of asymmetrical load (here, it is induction machine), $I^{0.inj.}$ is a new injected (added) component of zero sequence current that somehow creates the device for correction of asymmetries, I_{em}^0 is a component of zero sequence current occurred because of asymmetrical load (here, it is induction machine).

In the paper generally is considered the distribution of zero sequence current and one of the measures for reduction of currents and voltages distortions that it produces, is the reduction of zero sequence impedances of the transformer (on the side of the network $L1(A)$, $L2(B)$, $L3(C)$ and $Y0z$ transformer coupling instead, for example, $Yy0$).

In the world today active filters are generally used for the correction of asymmetries [1,4,5,6]. However, although the correction of asymmetries on load are achieved, the network impedances retain the high values and when zero sequence current is passing through, they have a great impact on the distortion of voltage symmetries in the nodes of power networks [7]. This is the main reason why in the continuation of the paper we made an effort to determine possible scheme and parameters of passive elements in the scheme switched in parallel with load [1,4]. With them the redistribution of zero sequence currents is achieved and the improvement of the phase voltages symmetry is improved. One of the

advantages of the scheme is that the change is not required, i.e. the regulation of parameters of capacitance C and inductance L of passive elements [8,9].

The paper is organized as follows: in Section 2 a scheme of the device for correction of asymmetries and the operation of the device in the regime where induction machine presents symmetrical and asymmetrical load are given. Matrix equations of m-phase device are presented in Section 3, where the emphasis is placed on two systems and calculation of symmetric components of currents in them. The expanded form of matrix equations in matrix procedure is given in Section 4. The simulation results on obtained theoretical model based on matrix equations is derived in Section 5. Finally, in Section 6 are presented some concluding observations.

II. REALIZATION OF METHODS FOR CORRECTION OF PHASE VOLTAGES – WEAKENING OF THE IMPACT OF ASYMMETRIES IN THE ELECTRICAL NETWORKS

For the illustration of the procedure the scheme of TN-C feeding system that has one directly grounded point, was used, Fig. 1.

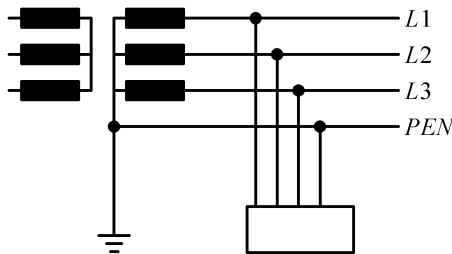
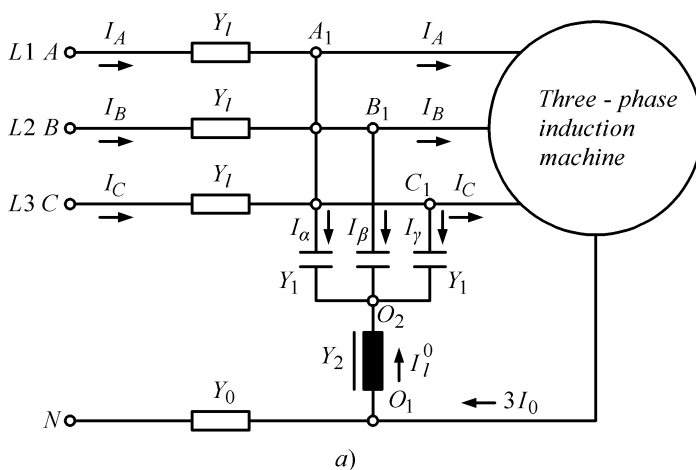


Fig.1. Generalized TN-C feeding system.

The distributions of direct, inverse and zero sequence currents in the network are determined by the matrix



method on selected load (induction machine) and through the selection of parameters of passive filter of reactive type C and L the possibility of correction of asymmetries of phase currents (voltages) is shown. Previously we discussed the role of neutral conductor in distributive TN system, Fig. 1, composed of electrical energy source ($L1 = A$, $L2 = B$, $L3 = C$) and admittances of lines $Y_l = Y_{line}$ and admittance Y_0 of neutral conductor N .

The asymmetry of electrical values of a network is conditioned by non-simultaneous switching of all phases of induction machine in TN-C system, which leads to occurrence of symmetric components of currents of inverse I_i and zero sequence I_0 , voltage of inverse V_i and zero sequence V_0 and distortions of symmetry of phase voltages [10,11]. The impedance of the network for zero sequence currents than remains large enough and has an impact on the symmetry of phase voltages, Fig. 2 (alternative value of this impedance is in this case a small value of impedance Y_0).

The simplest form of devices for correction of asymmetries that is composed of reactive elements: capacitor C (with admittance Y_1) and damper l (with admittance Y_2) in simple TN feeding system of induction machine is presented in Fig. 2. The assumed asymmetrical load is the induction machine. Admittances Y_l are equal in value with admittances of phase conductors and admittance Y_0 is equal in value to the admittance of zero conductor. The device for correction is a passive CL filter composed of three phase capacitors of connection in star, phase admittance $Y_C = Y_1$ and dampers with admittance $Y_l = Y_2$.

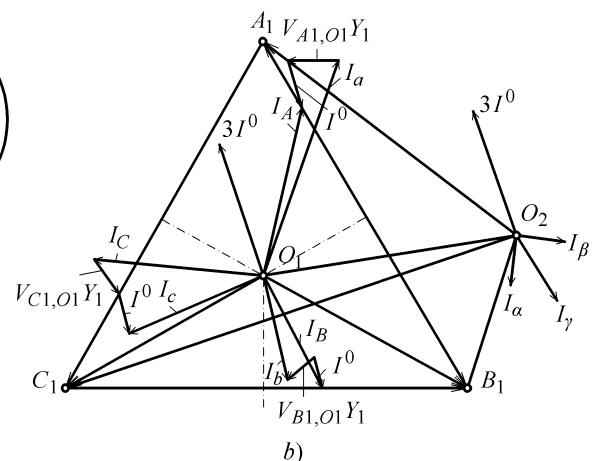


Fig.2. Correction of asymmetries in TN-C feeding system, a) TN-C scheme, b) vector diagram.

Below we discuss the operation of the device for correction of asymmetries in the regime where induction machine presents symmetrical and asymmetrical load.

A. Induction machine as symmetrical load

In this case, currents of zero sequence do not exist, and points O (fictive point that is not presented on vector diagram and refers to potential of neutral conductor) O_1 ,

O_2 have equal values of potential and capacitors only correct power factor in the network.

B. Induction machine as asymmetrical load

If the character of the load of machine is asymmetrical, the zero sequence currents I_l^0 flow through the choke, while the system of phase voltages on capacitors is asymmetrical:

$$\begin{aligned} V_{A_1, O_2} &= V_{A_1, O_1} - \frac{I_l^0}{Y_l} \\ V_{B_1, O_2} &= V_{B_1, O_1} - \frac{I_l^0}{Y_l} \\ V_{C_1, O_2} &= V_{C_1, O_1} - \frac{I_l^0}{Y_l} \end{aligned} \quad (2)$$

Expressions for unbalance phase currents of I_α , I_β and I_γ that flow through capacitors may be included in relations (2) and the total value of the required compensating current is:

$$\begin{aligned} I_k &= I_\alpha + I_\beta + I_\gamma = (V_{A_1, O_2} + V_{B_1, O_2} + V_{C_1, O_2}) Y_1 \\ I_k &= (V_{A_1, O_1} + V_{B_1, O_1} + V_{C_1, O_1}) Y_1 - 3I_l^0 \cdot \frac{Y_1}{Y_2} \end{aligned} \quad (3)$$

In order to fulfill the requirements for complete compensation of zero sequence current, the sum of phase voltages should be equal to zero, i.e., $V_{A_1, O_2} + V_{B_1, O_2} + V_{C_1, O_2} = 0$, while compensation requires total current defined by relation:

$$I_k = -3I_l^0 \cdot \frac{Y_1}{Y_2} = -3I^0. \quad (4)$$

From the expression (4) it follows that:

$$\begin{aligned} |Y_2| &= 3|Y_1| \\ -3I_l^0 \cdot \frac{Y_1}{Y_2} &= -3I_l^0 \frac{|Y_1|}{|3Y_1|} = -3I^0 \Leftrightarrow I_l^0 = 3I^0. \end{aligned} \quad (5)$$

Zero sequence currents generated by asymmetrical load of the machine are not present on the "side of the network". The contour through which current flows includes only the induction machine and device for correction of asymmetries.

From a mathematical model of the device for correction of asymmetries at load feeding the expressions relating to analytical conditions by which we can test possible constructions of the devices for correction are obtained. Electric machine, with arbitrary internal structure of the stator and rotor is included in three-phase four-conducting system (three phases and zero conductor).

III. EQUATION $\|I\| = \|Y\| \cdot \|V\|$ WITH MATRIX OF ADMITTANCES $\|Y\|$ M-PHASE DEVICE

In the general case $m = 3 + 1$ a phase asymmetrical load may be presented as multi-terminal and connection between the currents and voltages at the point in the network where the load is connected in the form of matrix as:

$$\|I_{load}\| = \|Y_{load}\| \cdot \|V\|. \quad (6)$$

or in developed matrix form with:

$$\begin{Bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \\ I_0 \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} Y_{AA} & Y_{AB} & Y_{AC} & Y_{A0} \\ Y_{BA} & Y_{BB} & Y_{BC} & Y_{B0} \\ Y_{CA} & Y_{CB} & Y_{CC} & Y_{C0} \\ Y_{0A} & Y_{0B} & Y_{0C} & Y_{00} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ V_0 \end{Bmatrix}. \quad (7)$$

By adopting the potential (voltage V_0) of neutral conductor the base rank of the matrix is reduced by one (from 4 to 3) and easily is passing to matrices of symmetrical components of voltages and currents. In equations that follow, the voltage is then $V_A = V_{AO}$ where point O in the index is reference for the potential of neutral conductor N .

The electrical connection between the phase values of currents and voltages is established through the admittances-matrices. For $m = 3$ phase system, without zero conductor, $m = 3$ phase structure of correction device is also required, which means that the six-terminal matrix must be composed. If matrix of six-terminal is split into coagulation matrices of the third order, the given values of phase currents and voltages are:

For system (I)-the network system from which the load is fed, is:

$$\begin{Bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} Y_{AA} & Y_{AB} & Y_{AC} \\ Y_{BA} & Y_{BB} & Y_{CB} \\ Y_{CA} & Y_{CB} & Y_{CC} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{Bmatrix} + \begin{Bmatrix} Y_{Aa} & Y_{Ab} & Y_{Ac} \\ Y_{Ba} & Y_{Bb} & Y_{Bc} \\ Y_{Ca} & Y_{Cb} & Y_{Cc} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{Bmatrix}. \quad (8)$$

and for the system (II), where load is connected, is:

$$\begin{Bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} Y_{aA} & Y_{aB} & Y_{aC} \\ Y_{bB} & Y_{bB} & Y_{bC} \\ Y_{cC} & Y_{cB} & Y_{cC} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{Bmatrix} + \begin{Bmatrix} Y_{aa} & Y_{ab} & Y_{ac} \\ Y_{ba} & Y_{bb} & Y_{bc} \\ Y_{ca} & Y_{cb} & Y_{cc} \end{Bmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{Bmatrix}. \quad (9)$$

where

$$\begin{pmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{pmatrix} \text{ is matrix of input currents and voltages (10)}$$

$$\begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} \text{ is matrix of output currents and voltages (11)}$$

Possible admittances matrix of correction device is:

$$\|Y\| = \begin{pmatrix} Y_{AA} & Y_{BA} & Y_{CA} & Y_{aA} & Y_{bA} & Y_{cA} \\ Y_{AB} & Y_{BB} & Y_{CB} & Y_{aB} & Y_{bB} & Y_{cB} \\ Y_{AC} & Y_{BC} & Y_{CC} & Y_{aC} & Y_{bC} & Y_{cC} \\ Y_{Aa} & Y_{Ba} & Y_{Ca} & Y_{aa} & Y_{ba} & Y_{ca} \\ Y_{Ab} & Y_{Bb} & Y_{Cb} & Y_{ab} & Y_{bb} & Y_{cb} \\ Y_{Ac} & Y_{Bc} & Y_{Cc} & Y_{ac} & Y_{bc} & Y_{cc} \end{pmatrix}. \quad (12)$$

The transition to the model with symmetrical component is achieved by application of matrices $\|S\|$, $\|S\|^{-1}$ and complex operator $a = e^{j2\pi/3}$:

$$\|S\| = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{pmatrix} \Leftrightarrow \|S\|^{-1} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{pmatrix}. \quad (13)$$

The relations of phase and symmetrical components in matrix form are:

$$\|I\| = \|S\| \cdot \|I^S\| = \begin{pmatrix} I^0 + I^d + I^i \\ I^0 + a^2 I^d + a I^i \\ I^0 + a I^d + a^2 I^i \end{pmatrix}. \quad (14)$$

where d , i , 0 are direct, inverse and zero sequence components.

The values of phase components F (current $I_{A,B,C}$ or $I_{a,b,c}$ and voltage $V_{A,B,C}$ or $V_{a,b,c}$) can be determined from (14) by dividing to coagulation factors,

$$F_A = F^0 + F^d + F^i \text{ and vice versa}$$

$$F^d = \frac{1}{3}(F_A + aF_B + a^2F_C).$$

$$F_B = F^0 + a^2F^d + aF^i \text{ and vice versa}$$

$$F^i = \frac{1}{3}(F_A + a^2F_B + aF_C). \quad (15)$$

$$F_C = F^0 + aF^d + a^2F^i \text{ and vice versa}$$

$$F^0 = \frac{1}{3}(F_A + F_B + F_C).$$

By replacing equation (14) in the equations (8) and (9) we obtain:

For the system (I) to which corresponds the system of electric network, from which the load is fed, the symmetrical components of current are described by matrix equation:

$$\|I_I^S\| = \|S\|^{-1} \cdot \|Y_{II}\| \cdot \|U_I\| + \|S\|^{-1} \cdot \|Y_{II}\| \cdot \|U_{II}\|. \quad (16)$$

and for the system (II) corresponding to the place where the load is connected behind the potentially switched correction device, the symmetrical components of the currents are described by matrix equation:

$$\|I_{II}^S\| = \|S\|^{-1} \cdot \|Y_{II}\| \cdot \|U_I\| + \|S\|^{-1} \cdot \|Y_{II}\| \cdot \|U_{II}\|. \quad (17)$$

Let in general case asymmetrical voltages represent linear combination of symmetrical components, ie.:

$$\|U\| = \|S\| \cdot \|U^S\|. \quad (18)$$

If equations (16) and (17) are included in equation (18) for the system (I) the following is obtained:

$$\|I_I^S\| = \|S\|^{-1} \cdot \|Y_{II}\| \cdot \|S\| \cdot \|U_I^S\| + \|S\|^{-1} \cdot \|Y_{II}\| \cdot \|S\| \cdot \|U_{II}^S\|. \quad (19)$$

and for the system (II) is obtained:

$$\|I_{II}^S\| = \|S\|^{-1} \cdot \|Y_{II}\| \cdot \|S\| \cdot \|U_I^S\| + \|S\|^{-1} \cdot \|Y_{II}\| \cdot \|S\| \cdot \|U_{II}^S\|. \quad (20)$$

IV. THE EXPANDED FORM OF MATRIX EQUATIONS IN MATRIX PROCEDURE

Equations (19) and (20) can be written in the expanded form by using new parameters k , n , m that is p , d , h , which can be considered as fictitious-calculation admittances that simplifies the calculation procedure:

$$\begin{aligned} I_I^0 &= k_1 U_I^0 + k_2 U_I^d + k_3 U_I^i + k_4 U_{II}^0 + k_5 U_{II}^d + k_6 U_{II}^i \\ I_I^d &= n_1 U_I^0 + n_2 U_I^d + n_3 U_I^i + n_4 U_{II}^0 + n_5 U_{II}^d + n_6 U_{II}^i \\ I_I^i &= m_1 U_I^0 + m_2 U_I^d + m_3 U_I^i + m_4 U_{II}^0 + m_5 U_{II}^d + m_6 U_{II}^i \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned}
I_{II}^0 &= p_1 U_I^0 + p_2 U_I^d + p_3 U_I^i + p_4 U_{II}^0 + p_5 U_{II}^d + p_6 U_{II}^i \\
I_{II}^d &= d_1 U_I^0 + d_2 U_I^d + d_3 U_I^i + d_4 U_{II}^0 + d_5 U_{II}^d + d_6 U_{II}^i \quad (22) \\
I_{II}^i &= h_1 U_I^0 + h_2 U_I^d + h_3 U_I^i + h_4 U_{II}^0 + h_5 U_{II}^d + h_6 U_{II}^i
\end{aligned}$$

The most important issue in the analysis is determination of the impact of the device for correction of asymmetries on the line current in the feeding system (the impact on the network [12,13]).

If the device for correction of asymmetries does not exist, the matrices of input and output currents are equal:

$$\begin{pmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} \quad (23)$$

and currents of direct, inverse and zero sequence of phase (A) can be calculated from the system of matrix equations (14) and (15) that come to following expressions:

$$I^d = I_A^d = V_{AO} \frac{1}{3} \cdot \frac{Y^0 \left(\sum_{j=A,B,C} Y_j \right) + Y_A Y_B + Y_B Y_C + Y_A Y_C}{\sum_{j=A,B,C} Y_j + Y^0}$$

$$\begin{aligned}
I^i &= I_A^i = \\
&= V_{AO} \frac{1}{3} \cdot \frac{Y^0 (Y_A + a Y_B + a^2 Y_C) + a^2 Y_A Y_B + Y_B Y_C + a Y_C Y_B}{\sum_{j=A,B,C} Y_j + Y^0} \quad (24)
\end{aligned}$$

$$I^0 = I_A^0 = V_{AO} \frac{1}{3} \cdot \frac{Y^0 (Y_A + Y_B + Y_C)}{\sum_{j=A,B,C} Y_j + Y^0}$$

where Y_A, Y_B, Y_C are phase admittances of load (in this case it is electrical machine), Y_0 zero is sequence admittance.

Assuming that $Y_0 \gg (Y_A, Y_B, Y_C)$ relations (24) can be simplified:

$$\begin{aligned}
I^d &= I_A^d \approx V_{AO} \cdot \frac{\sum_{j=A,B,C} Y_j}{3} \\
I^i &= I_A^i \approx V_{AO} \cdot \frac{(Y_A + a Y_B + a^2 Y_C)}{3} \quad (25)
\end{aligned}$$

$$I^0 = I_A^0 \approx V_{AO} \cdot \frac{(Y_A + a^2 Y_B + a Y_C)}{3}$$

When the correction device switches on, the zero sequence currents are equal to zero $I^0 = I_A^0 \approx 0$ and direct and inverse sequence currents are:

$$I^d = I_A^d = \frac{1}{3} V_{AO} \left(\sum_{j=A,B,C} Y_j - 3Y_2 \right) \quad (26)$$

$$I^i = I_A^i \approx \frac{1}{3} V_{AO} (Y_A + a Y_B + a^2 Y_C)$$

From the expressions (25) and (26) it is clear that adding the device for correction of asymmetries does not affect the value of inverse sequence current. Connection of the device for correction of asymmetries slightly affects the direct sequence currents, since $Y_2 = Y_{inductance} \approx B$ as inductive susceptance is much smaller than values Y_A, Y_B, Y_C of phase admittances of load (in this case of electrical machine).

V. SIMULATION AND VERIFICATION OF THE MODEL

Simulations on previously obtained theoretical model based on matrix equations are performed on a model with the elements from the library in the MATLAB program (Simulink-Power System, psb3phasesignalseq) [14]. Values of parameters of the elements are presented on Fig. 3.

The increase of power factor in the electric network with the different load characteristics is a very important segment in the design and exploitation of the networks system.

Positive results of reactive power compensation using the capacitors are well known in the literature and there is no need to emphasize them.

Methods for design of the device which will correct the power factor is not sufficiently accurate, and in the standards there are no concrete rules for evaluating the capacitance of the capacitors.

The increasing use of the power electronic devices in the power system networks is different, often non-linear; the character of the load complicates possible method of problem solving.

The value of capacitance for power factor correction in the network when induction machine parameters are non-linear, significantly determines the harmonic spectrum of the current.

For determination of the capacitor capacitance in the general distribution system (network) with industrial frequency containing non-linear load of arbitrary reactive (LC) characteristic the model on Fig. 4,5 are given.

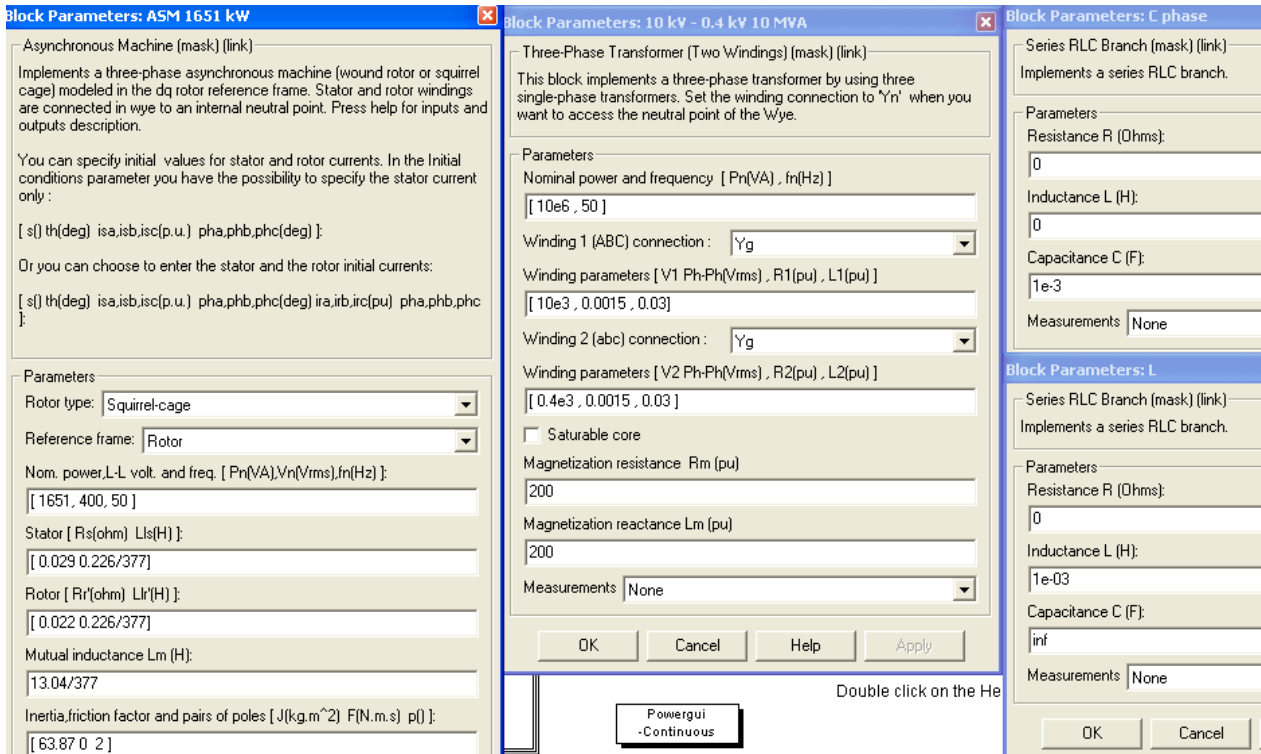


Fig.3. The values of the parameters of the elements incorporated in schemes in Fig. 4 and 5.

The simulation of the processes is presented on the selected model of the induction machine with squirrel-cage rotor for two cases:

- Fig. 4 when there is no fault-there is no zero component of the current and when corrector does not operate. In this case, breaker on the model is open.
- Fig. 5 when there is zero component “fault” and when is predicted that corrector operates.

In the analysis of the operation regime of the induction machines models for machines simulation and some of modern program packages such as MATLAB (Simulink-Power System) have been used.

Small disadvantage of simulation is that within the model of Simulink-Power System there were not possibilities for adaptation (the majority of given

parameters are used) due to which the distortions occur in measuring and control signals and there is no possibility for internal filtering of such signals. This in turn limits the speed of sampling and thus the speed of determination of the signals.

Simultaneous use of capacitive and inductive devices in the network creates conditions for parallel/voltage resonance in the respective impedances of equivalent circuits. Values of currents and voltages in the network can be changed by changing the parameters of the impedance (modules or arguments).

The significant values of currents and voltages of phases *A*, *B*, *C* are measured and presented as diagram in Fig. 6. On diagram can be noticed two characteristic periods for the voltage of phase *A* and the current of phases *B* and *C* and their subtransient and transient components.

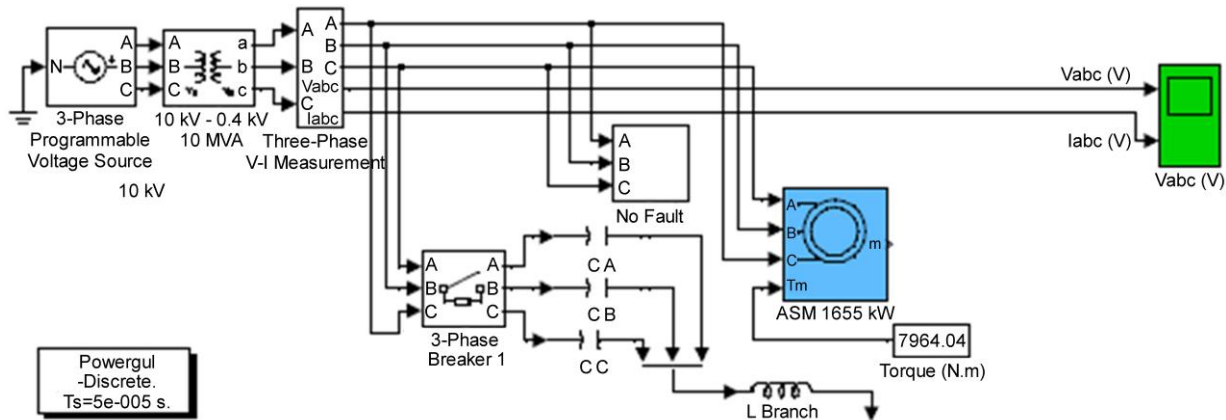


Fig.4. The scheme of the general model, there is “no fault”, corrector doesn't operate, breaker is open.

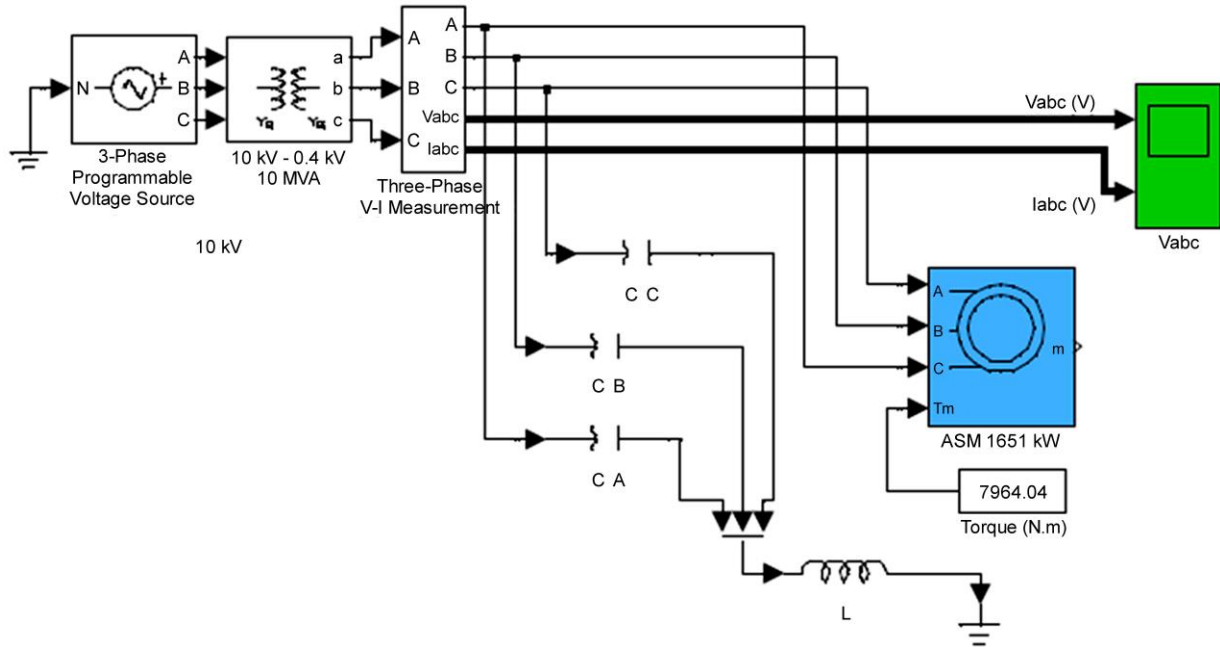


Fig.5. The scheme of the general model, there is zero component “fault”, corrector operates.

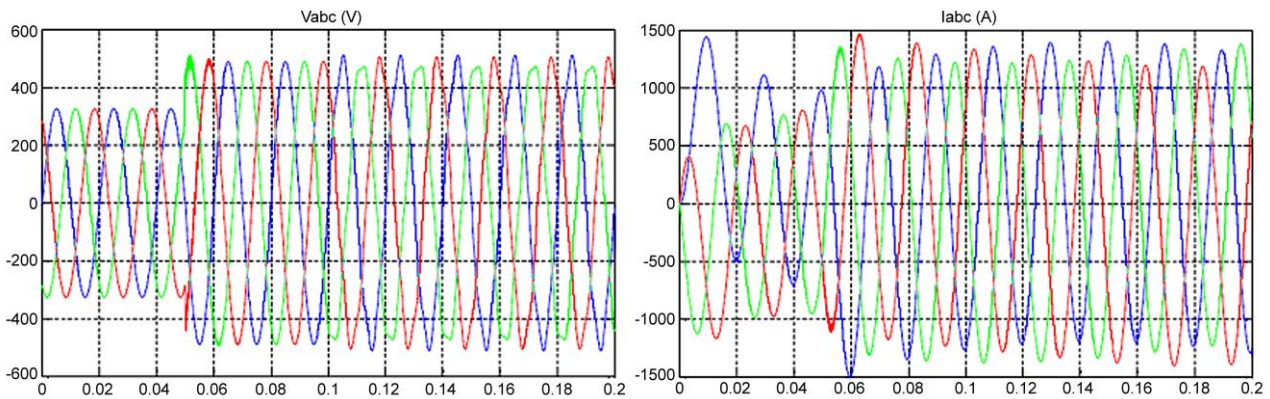


Fig.6. Diagrams of currents and voltages between the “network” and induction machine.

Obtained values of current components are significantly above the nominal and can cause uneven and increased heating of the stator and rotor windings, and voltage components affect the voltages in the network from which the machine is supplied.

In practice, when it is necessary to calculate parameters of the device for correction of asymmetries we start from the condition of limiting the maximal value of voltage at the terminals of three-phase combination of capacitors connected in star [15,16].

When the value of voltages exceeds the rated voltage for 10% of the core value of the current the currents obtain the values $I_{rms}/I_1=1,3$ and LC filters must be used with capacitor and defined nominal capacitance C and inductance L .

Information on currents in neutral conductors is obtained by considering TN-C system which consists of symmetrical three-phase feeding system and three identical single-phase loads connected between the respective phase and neutral conductor (induction machine).

If the connection of capacitors is selected according to

rated value of voltage $V_{n,eq}$ and at a certain defined value of current $3I^0$ in the neutral conductor N , the parameters of passive CL combination for correction of asymmetries are determined according to values $(jY_1 = j\omega C)$ and $(jY_2 = j/\omega L)$:

$$C = \frac{I^0}{\omega(V_{ne} - V_n)} \tag{27}$$

$$L = \frac{(V_{ne} - V_n)}{3\omega I^0} \tag{28}$$

where $V_{n,eq}$ is rated value of voltage at calculated value of current $3I^0$ of neutral line, $V_n = V_{AO}$ is rated phase value of voltage, ω is a frequency in the electric network.

The advantages of MATLAB are a large number of possible simulations, and the results of those simulations, shapes and characteristic values of obtained wave

diagrams verify the proposed method for neutralization of zero sequence currents and correction of asymmetries of phase voltages in electric networks.

MATLAB Simulink programs quite accurately simulate the asymmetrical loads, but the customized development of both models and programs has special advantages, such as detailed insight into all components of the model and program, and introduction of various changes that otherwise could not be made in the available program packages.

VI. CONCLUSION

By eliminating the components of zero sequence currents at star connection of induction machine stator windings in can be influenced not only on the power factor correction but also on the correction of asymmetries of phase voltages and power factors in the networks at the points where load is connected. This procedure also reduces power losses and voltage drops. It is clear that in presented procedure, there are no additional elements for voltage regulation except the passive CL combination, which enables the correction of voltage asymmetries and increases the reliability of the machine.

The presented method shows that through determination of distribution of direct, inverse and zero sequence currents it is possible to establish the possibilities for correction of asymmetries by using the simple schemes with CL combinations, that is, through elements of the capacitance and inductive character.

The results of theoretical analysis show that simple CL schemes can provide conditions for improvement of symmetry of power network during the feeding even under extreme regimes, for example, when three-phase electrical induction machine passes from three-phase to single-phase feeding system from the network.

REFERENCES

- [1] M. Aredes, J. Hafner, K. Heumann, "A Three-phase Four-wire Shunt Filter Using Six IGBTs", *6th European Conference on Power Electronics and Applications*, Seville, Spain, Vol. 1, pp. 874-879, EPE 1995.
- [2] N. Marković, S. Bjelić, U. Jakšić, "Development of new measuring systems based on symmetric components in electric networks", *Electronics and electrical engineering*, Journal Citation Reports (JCR), Lithuania, No. 8(104), T 120, pp. 57-62, 2010.
- [3] S. Bjelić, Z. Bogičević, "An Investigation of the Ability of Combined Zero-Sequence Cutoff Protection in Line High Voltage", *International Journal of Engineering Research and Applications*, IJERA 2014, Vol. 4, Issue 6 (Version 1), pp. 62-66, June 2014.
- [4] L.A. Moran, L. Fernandez, J.W. Dixon, R. Wallace, "A Simple and Low-Cost Strategy for Active Power Filters Connected in Cascade", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 44, No. 5, pp. 621-629, 1997.
- [5] S.G. Jeong, M.H. Woo, "DSP-Based Active Power Filter with Predictive Current Control", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 44, No. 3, pp. 329-336, 1997.
- [6] S. Kim, "Control Strategies for Active Power Filter in Three-Phase Four-Wire Systems", *Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Piscataway, NJ, USA, Vol. 1, pp. 420-426, APEC 2000.
- [7] L. Van der Sluis, W.R. Rutgers, C.G.A. Koreman, "A physical arc model for the simulation of current zero behaviour of high-voltage circuit breakers", *IEEE Transactions on Power Delivery*, pp. 1016-1022, Vol. 7, Issue 2, Apr. 1992, DOI: 10.1109/61.127112.
- [8] N. Marković, S. Bjelić, U. Jakšić, J. Živanić, "Scheme of device for voltage asymmetry correction", *Inovacije i razvoj*, Bor, Serbia, No. 2, pp. 77-86, 2011.
- [9] S. Bjelić, P. Spalević, Z. Bogičević, B. Prlinčević, "Generating Control Signals in the Electro-energy Networks Using Passive Elements", *Journal of Multidisciplinary Engineering Science and Technology*, JMESTN42350161, Vol. 1, Issue 4, pp. 248-253, November 2014.
- [10] S. Bjelić, Z. Bogičević, "Calculation of Overvoltage and Estimation of Power Transformer's Behavior When Activating the Reactors", *International Journal of Information Technology and Computer Science*, IJITCS 2014, Vol. 6, No. 12, pp. 67-73, November 2014, DOI: 10.5815/ijitcs.2014.12.09.
- [11] L. Van der Sluis, W.R. Rutgers, C.G.A. Koreman, "A physical arc model for the simulation of current zero behaviour of high-voltage circuit breakers", *IEEE Transactions on Power Delivery*, pp. 1016-1022, Vol. 7, Issue 2, Apr. 1992, DOI: 10.1109/61.127112.
- [12] E.F. Fuchs, M. Poloujadof, G.W. Neal, "Starting performance of saturable three-phase induction motors", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. EC-3, no. 3, September 1988, pp. 624-635.
- [13] N. Marković, S. Bjelić, J. Živanić, Z. Bogičević, "Analysis and Estimation of Values of Currents and Voltages at the Disturbances in Induction Machine Using Tested Matlab Simulation", *International Journal of Intelligent Systems and Applications*, IJISA 2014, Vol. 7, No. 1, pp. 1-8, December 2014, DOI: 10.5815/ijisa.2015.01.01.
- [14] MATLAB SIMULINK Sim Power System, Copyright 1984-2002 The Math Works, Version 6.5.0,180913a, June 2, 2000.
- [15] U. Jakšić, N. Marković, S. Bjelić, "Inertia (slowness) of zero order components filter", *Electronics and electrical engineering*, Journal Citation Reports (JCR), Lithuania, No. 6(94), T 170, pp. 99-105, 2009.
- [16] J. Arrillaga, C.P. Arnold, B.J. Harker, "Computer Modeling of Electrical Power Systems", *New York: John Wiley & Sons, Inc.*, 1986.

Authors' Profiles



Nenad A. Marković: Assistant Director for Education at High Technical School of Professional Studies Urosevac with temporary seat in Leposavic, and lecturer at study programs Mechanical engineering and Road Traffic in mentioned school. He is received his M.S degree from Faculty of technical Sciences in Cacak-University of

Kragujevac and is author or coauthor of many textbooks, exercises and over 90 papers published in international and Serbian journals.



Slobodan N. Bjelić: Full-time professor at Faculty of Technical Sciences in Kosovska Mitrovica, University of Pristina. He received his Ph.D. degree in 1982, field of interest: Electrical Engineering-Computer Science-Protective Relays-Electrical Installation and Illumination Engineerings-Electrical Power Converters. He is author or

coauthor of 8 textbooks and over 190 scientific and professional papers published in international and Serbian journals.



Jeroslav M. Živanić: Full-time professor at Faculty of technical Sciences in Cacak and Vice-rector for the coordination of the activities of the faculties located outside the seat of the University of Kragujevac. He received his Ph.D. from University of Nis, Faculty of Electronics. His research interests are electrotechnical and computer

engineering-electromagnetic. He published over 80 scientific and professional papers, monographs and textbooks. He participated in the realization of scientific and research projects as the leader or researcher.

How to cite this paper: Nenad A. Marković, Slobodan N. Bjelić, Jeroslav M. Živanić, "Application of Passive CL Filters for Neutralizing of Zero Sequence Currents and Correction of Asymmetries of Phase Voltages in Electrical Networks", *International Journal of Intelligent Systems and Applications(IJISA)*, Vol.9, No.5, pp.10-18, 2017. DOI: 10.5815/ijisa.2017.05.02

Selection of linear filter elements parameters for measuring of voltage and currents components of direct and inverse order

Abstract. In the paper is presented the review of control functions of linear filters of symmetric components, in the systems for measuring of symmetric components of voltages and currents in electric networks, composed of impedances with passive R, L, C parameters. The characteristics of process and procedure for determination of parameters of filters elements based on mathematical model of three-phase filter equivalent circuit have been emphasized. The results on behaviour of measuring system with linear filter behaviour obtained in the analysis with application of MATLAB simulation have also been presented.

Streszczenie. W artykule przedstawiono przegląd filtrów liniowych składowych symetrycznych, w zastosowaniu do systemów pomiarowych tych składowych prądu i napięcia sieci elektroenergetycznej, zbudowanych z elementów RLC. Opisano wynik działania pomiarów, wykonanych przez podany system, modelu symulacyjnym w programie Matlab. (Dobór parametrów filtru liniowego do pomiaru składowej zgodnej i przeciwnej napięcia i prądu w sieci elektroenergetycznej).

Keywords: measuring, parameter, filter, symmetric components.

Słowa kluczowe: pomiary, parametry, filtr, składowe symetryczne

Introduction

Economic parameters and reliability of power networks exploitation depend on quality parameters of electric energy, and one of the most important and most influential quality parameters which influences the efficiency of three-phase power network is symmetry of network voltage.

In secondary circuits of power networks (measuring, protection and control) filters with two, three or more branches have been used. In determination of values and adjustment of filter parameters, filters have been mainly treated as independent electric circuits, because the values of source impedances are considered lesser in regard to impedances of filter elements [1, 2, 3, 4].

With this assumption, the calculations in this paper have been also performed – it is considered that parameters of filter electric branches elements, connected to appropriate linear voltage values, are independent.

Possible asymmetries mainly are determined, measured or calculated by approximate methods [1, 3, 5, 6]. In the case of measuring, the current or voltage filters, which phase values of voltages/currents convert to symmetric values of components of voltages/currents, are used. All approximate measuring methods include high measuring uncertainties and the biggest disturbance appears in the case of filters failure, which is usually derived as three-phase circuit.

The most used three-phase filter of symmetric components of direct and inverse orders is composed of three electric branches and has been presented on Fig. 1 [1, 2].

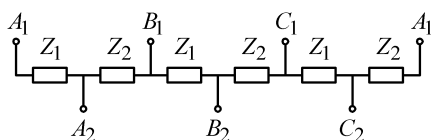


Fig.1. Three-phase filter of symmetric components of direct and inverse order

Disintegration of filter leads to impedance value discrepancy from nominal values. This can occur because errors during the manufacturing of filter elements as well as because of changes of impedances values due to changes of frequency, voltage or temperature.

Frequency change leads to changes of reactance value, since inductive reactance is directly and capacity reactance is inversely proportional to frequency.

Voltage discrepancies from nominal values cause changes of coils inductivity with ferromagnetic sheet metal in magnetic circuit. Temperature changes entail changes of active resistances and capacitances [7, 8, 9].

Determination of filter parameters values

Value changes of filter elements impedances are caused by discrepancy of parameters value R, f, L and C from nominal values. Inequality of impedances values and nominal values affects active as well as reactive part of filter impedance. Changed impedance value can be mathematically defined as a sum of nominal Z_n value and impedance change ΔZ , with expression:

$$(1) \quad Z_h = Z_n + \Delta Z$$

where: nominal filter impedance Z_n is a sum of active and reactive part, and change of impedance value is included by introduction of coefficient h^* :

$$(2) \quad Z_n = R_n + jX_n, \quad \Delta Z = R_n \cdot h^*_{*R} + jX_n \cdot h^*_{*X}$$

Coefficients h^*_{*R} and h^*_{*X} of change of active and reactive impedance part are determined for each filter respectively, depending on its construction.

Frequency changes the most often, and with the assumption that it changes for value Δf in regard to nominal value (f_n), $f = f_n + \Delta f$ the value of complex impedance of ohm-inductive (RL) character also changes:

$$(3) \quad Z_h = R_n + j2\pi(f_n + \Delta f)L = Z_n + jX_n \cdot h^*_{*X}$$

In the case of frequency change, the value of coefficient h^* for R,L circuit is:

$$(4) \quad h^*_{*X} = \Delta f / f_n$$

Value of impedance of ohm-capacitive RC character is:

$$(5) \quad Z_h = R_n - j \frac{1}{2\pi(f_n + \Delta f)C} = Z_n + jX_n \cdot h^*_{*X}$$

In the case of frequency change in the circuit RC the value of coefficient h^* is:

$$(6) \quad h^*_{*X} = \Delta f / (f_n + \Delta f)$$

In changes of values of inductivity for ΔL regarding the nominal value, the following expression has been used (3),

$\Leftrightarrow h_{*X} = \frac{\Delta L}{L_n}$, and in discrepancy of capacitance values

ΔC from nominal value, expression (5) $\Leftrightarrow h_{*X} = \frac{\Delta C}{C_n + \Delta C}$.

When the value of active component changes for ΔR regarding the given value

$$Z_n = R_n + \Delta R + jX_n = Z_n + R_n \cdot h_{*R}, \Leftrightarrow h_{*R} = \frac{\Delta R}{R_n},$$

three-phase symmetric circuit of arbitrary selected filter can be equivalent to single-phase scheme of quadripole which equation is [1]:

$$(7) \quad U_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2, \quad U_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2$$

Expressions that connect parameters of single-phase equivalent scheme $Z_{11}^F = Z_{22}^F$ to values of impedances Z_1 and Z_2 on Fig. 1, are listed hereafter [1].

In feeding of the filter, which scheme is presented on Fig. 1, from the direct order voltage system, equations that connect values of those impedances are:

$$(8) \quad Z_{11}^F = Z_{22}^F = \frac{Z_1 + Z_2}{3}, \quad Z_{12}^F = \frac{Z_1 + a^2 Z_1}{3}$$

$$Z_{21}^F = \frac{Z_2 + a^2 Z_1}{3}$$

In the case of filter feeding, with scheme on Fig. 1, from the inverse order voltage system, the following is obtained:

$$(9) \quad Z_{11}^{(F)} = Z_{22}^{(F)} = \frac{Z_1 + Z_2}{3}, \quad Z_{12}^{(F)} = \frac{Z_2 + a^2 Z_1}{3}$$

$$Z_{21}^{(F)} = \frac{Z_2 + a Z_1}{3}$$

Complex operators a and a^2 have values $a = e^{j120^\circ}$, $a^2 = e^{-j120^\circ}$.

Then, for filters fed from the direct order voltage system by expressions (1) and (8) at symmetric discrepancy of impedance values from nominal, the following relations are valid:

$$(10) \quad Z_{11h}^{(F)} = Z_{22h}^{(F)} = \frac{Z_{1h} + Z_{2h}}{3} = Z_{11n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1}{3} + \frac{\Delta Z_2}{3}$$

$$(11) \quad Z_{12h}^{(F)} = \frac{Z_{2h} + a Z_{1h}}{3} = Z_{12n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a \Delta Z_1}{3}$$

$$(12) \quad Z_{21h}^{(F)} = \frac{Z_{2h} + a^2 Z_{1h}}{3} = Z_{21n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a^2 \Delta Z_1}{3}$$

For filters fed from the inverse order voltage system from (1) and (9) is:

$$(13) \quad Z_{11h}^{(F)} = Z_{22h}^{(F)} = \frac{Z_{1h} + Z_{2h}}{3} = Z_{11n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1}{3} + \frac{\Delta Z_2}{3}$$

$$(14) \quad Z_{12h}^{(F)} = \frac{Z_{2h} + a^2 Z_{1h}}{3} = Z_{12n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1}{3} + \frac{a^2 \Delta Z_2}{3}$$

$$(15) \quad Z_{21h}^{(F)} = \frac{Z_{2h} + a Z_{1h}}{3} = Z_{21n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a \Delta Z_1}{3}$$

and values ΔZ_1 and ΔZ_2 are determined by relation (2).

Equivalent T schemes can be used as electric circuits of linear filters symmetric components of direct and inverse order. Equation (7) corresponds to two equivalent T schemes on Fig. 2.a and Fig. 2.b.

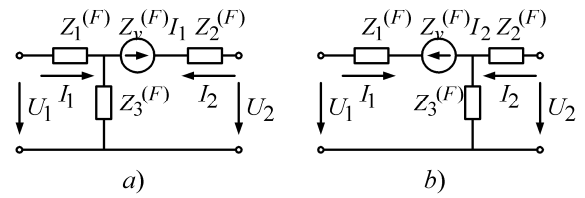


Fig.2. Equivalent schemes of symmetric components filter with passive elements

In feeding from the direct order voltage system, according to Fig. 2a, from expressions (10) – (12) is obtained:

$$(16) \quad Z_{1h}^{(F)} = Z_{2h}^{(F)} = Z_{11h}^{(F)} - Z_{12h}^{(F)} = Z_{1n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(1-a)}{3}$$

$$(17) \quad Z_{vh}^{(F)} = Z_{21h}^{(F)} - Z_{12h}^{(F)} = Z_{vn}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(a^2 - a^3)}{3}$$

$$(18) \quad Z_{3h}^{(F)} = Z_{12h}^{(F)} = Z_{12n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a \Delta Z_1}{a}$$

If scheme is fed from the inverse order voltage system, according to scheme on Fig. 2.a, from expressions (13) – (15) is obtained:

$$(19) \quad Z_{1h}^{(F)} = Z_{2h}^{(F)} = Z_{11h}^{(F)} - Z_{12h}^{(F)} = Z_{1n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(1-a^2)}{3}$$

$$(20) \quad Z_{vh}^{(F)} = Z_{21h}^{(F)} - Z_{12h}^{(F)} = Z_{vn}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(a - a^2)}{3}$$

$$(21) \quad Z_{3h}^{(F)} = Z_{12h}^{(F)} = Z_{12n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a^2 \Delta Z_1}{a}$$

With analogous procedure for scheme on Fig. 2.b can also be obtained expressions similar to group of expressions (16) – (21).

Characteristics of filters symmetric components of direct and inverse order depend on filter type, that is, on the fact whether the filter is of direct FDR or inverse order FIR , and also on the fact whether scheme is fed from the voltage system or direct order U^d or voltage system of inverse order U^i and, finally, on whether the values are $Z_{12n}^{(F)} = 0$ or $Z_{21n}^{(F)} = 0$.

In order to have final expression with simpler form, in the case of $Z_{21n}^{(F)} = 0$, the parameters of equivalent scheme on Fig. 2.a can be used, and when $Z_{21n}^{(F)} = 0$ the parameters of equivalent scheme on Fig. 2.b should be used

Values determined according to this procedure for the filter fed from the inlet side are presented in Table 1. Similar expressions can be obtained if filter is fed from the discharge side.

If it possible for any filter impedance to determine discrepancies from nominal values, the real question is whether by regulating the parameters of other elements in a different way is possible to achieve better accuracy, that is, is the filter adjustment possible.

Better accuracy can be simply achieved if the condition that $Z_{3h}^{(F)} = 0$ is introduced (which can be seen of Fig. 2).

For direct order filter than is obtained:

$$(22) \quad Z_{3h}^{(F)} = \frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a \Delta Z_1}{3} = 0$$

Table 1. Characteristic values of filter parameters of equivalent quadripole when fed from the inlet side

Filter Type	Order of phases of feeding voltage	Equivalent scheme on Fig. 2	$Z_{1h}^{(F)} = Z_{2h}^{(F)}$	$Z_{3h}^{(F)}$	$Z_{vh}^{(F)}$
FDR	U^d	a	$Z_{11n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(1-a)}{3}$	$\frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a\Delta Z_1}{3}$	$Z_{21n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(a^2 - a)}{3}$
	U^i	a	$Z_{11n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(1-a)}{3}$	$\frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a\Delta Z_1}{3}$	$Z_{12n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(a^2 - a)}{3}$
FIR	U^d	a	$Z_{11n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(1-a^2)}{3}$	$\frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a^2\Delta Z_1}{3}$	$Z_{12n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(a - a^2)}{3}$
	U^i	b	$Z_{11n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(1-a^2)}{3}$	$\frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a^2\Delta Z_1}{3}$	$Z_{21n}^{(F)} + \frac{\Delta Z_1(a - a^2)}{3}$

where: $\Delta Z_1 = R_{n1}h^*R1 + jX_{n1}h^*X1$, $\Delta Z_2 = R_{n2}h^*R2 + jX_{n2}h^*X2$

And for inverse order filter:

$$(23) \quad Z_{3h}^{(F)} = \frac{\Delta Z_2}{3} + \frac{a^2\Delta Z_1}{3} = 0$$

Left-hand parts of expressions (22) and (23) contain complex values, so each of those equations divides into two equations. In one of them is real value equal to zero, and in other imaginary.

If expressions (2) are considered, for direct order filter the condition for accuracy of filter adjustment is obtained in the form:

$$(24) \quad \begin{aligned} R_{n2}h^*R2 - \frac{R_{n1}h^*R1}{2} - \frac{\sqrt{3}X_{n1}h^*X1}{2} &= 0 \\ \frac{\sqrt{3}R_{n1}h^*R1}{2} + X_{n2}h^*X2 - \frac{X_{n1}h^*X1}{2} &= 0 \end{aligned}$$

and for inverse order filter (FIR):

$$(25) \quad \begin{aligned} R_{n2}h^*R2 - \frac{R_{n1}h^*R1}{2} + \frac{\sqrt{3}X_{n1}h^*X1}{2} &= 0 \\ -\frac{\sqrt{3}R_{n1}h^*R1}{3} + X_{n2}h^*X2 - \frac{X_{n1}h^*X1}{2} &= 0 \end{aligned}$$

Analysis of performance of filter linear circuit with RLC parameters

Simulation scheme of measurement of voltage and current symmetric components and influence of changes of linear filter impedances due to frequency changes has been obtained from the equation (2):

$$(26) \quad \hat{Z}(f) \Leftrightarrow Z(s) = \frac{V(s)}{I_z(s)}$$

Filter impedance in Laplacian domain is:

$$(27) \quad Z(s) = \frac{V(s)}{I(s)} = \frac{LCs^2 + RCs + 1}{Cs}$$

If from the scheme on Fig. 3 resistance, inductivity or capacitance is excluded, values must be alternative 0, 0, infinity (inf). Diagram for Z and argument Z (for ex.) on Fig. 4 relates to measuring values of voltage and current of elementary test for determination of Z for frequency $f=300Hz$. For obtaining of frequent characteristic of impedance it is necessary to establish (A B C D matrix) a space model of system condition. At the input is one voltage source and at the output measuring current block system. Function Z(s) can be transformed form the matrix of space condition and Bode function as follows:

```
[A,B,C,D] = power2sys('psbseriesbranch');
freq = logspace(1,4,500);
w = 2 *freq;
[Ymag,Yphase
```

```
] = bode(A,B,C,D,1,w);
% invert Y(s) to get Z(s)
Zmag = 1./Ymag;
Zphase = -Yphase;
subplot(2,1,1)
loglog(freq,Zphase)
grid
title('1,3,5 th harmonic filter')
xlabel('Frequency, Hz')
ylabel('Impedance Zmag')
subplot(2,1,2)
semilogx(freq,Zphase)
xlabel('Frequency, Hz')
ylabel('phase Z')
grid
```

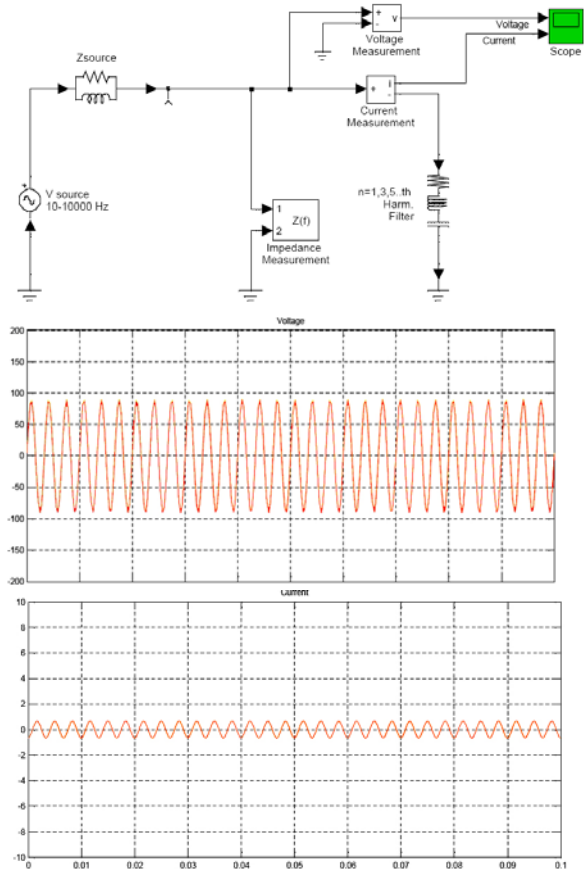


Fig.3. Measuring scheme with voltage source whose parameters are: ideal sinusoidal AC voltage, amplitude 100V; phase position (0):0; frequency (Hz):10-104; initial time-0 source impedance Zsource parallel link R1/L, R(L)=10; L(H)=10e-03, RLC - parameters filter: resistance R(O)=1; inductivity L(H)=1e-03, capacitance C(F)=1e-06

Next, the block impedance $Z(f)$ can be measured, and drawn diagram of impedance as the frequency function. Requirement of impedance measurement is to disconnect current source from the measuring scheme, Fig. 3. In addition are presented two diagrams: first with the values of impedance module: $|\hat{Z}(f)|$ and second with phase values, that is, $\arg \hat{Z}(f)$ impedance.

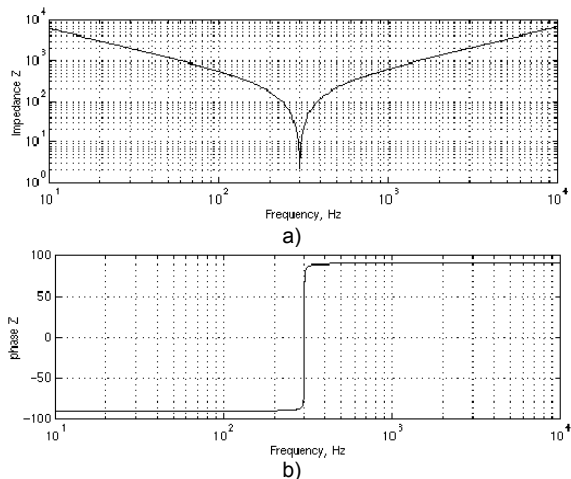


Fig.4. Diagram for: a) Z and b) argument (Z) relates to determination of parameters Z by measurement of voltage and current values

Example: Source parameters: ideal AC voltage source, amplitude $100V$, phase position (deg): 0 ; elementary frequencies (Hz): 50 ; initial time 0 ; frequency adjustment [$f = (10 - 10000) Hz$]; source impedance – parallel link RL , $R(\Omega)=10$; $L(H)=10e-03$.

Standard measuring impedance: $Z(f)$ and multiplication factor 1 . Sample parameters of liner filter RLC [resistance $R(\Omega)=1$; inductivity (H)= $100e-03$; capacitance $C(F)=10e-06$] and variants: a) full RLC , b) serial RL c) serial RC .

a) Measurement of basic harmonic of voltage and current with application of linear filter with RLC impedance [$R(\Omega)=1$; $L(H)=100e-03$; $C(F)=10e-06$], scheme and diagrams: voltage ordinate $\pm 200V$, current ordinate $\pm 10A$, $f=50Hz$.

Measuring scheme on Fig. 3, by which the following diagrams are obtained, has been used.

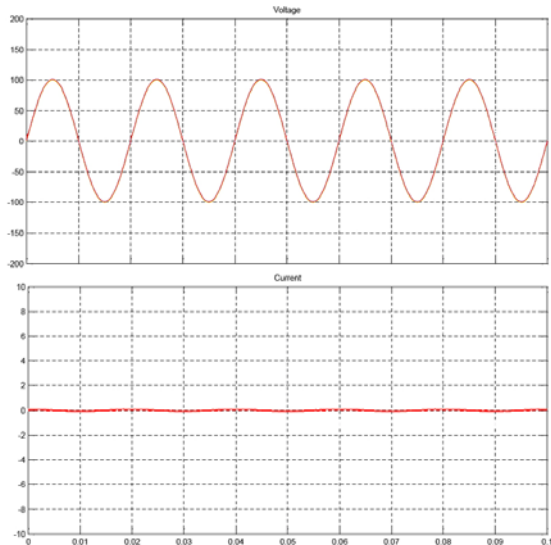


Fig.5. Time flow Diagrams of measured voltages and currents

b) Measurement of basic harmonic of voltage and current by linear filter with serial RL impedance [$R(\Omega)=1$; $L(H)=100e-03$], scheme and diagrams: voltage ordinate $\pm 200V$, current ordinate $\pm 10A$, $f=50Hz$.

Corrected scheme on Fig. 3 with excluded capacitance C [3, 7] is used.

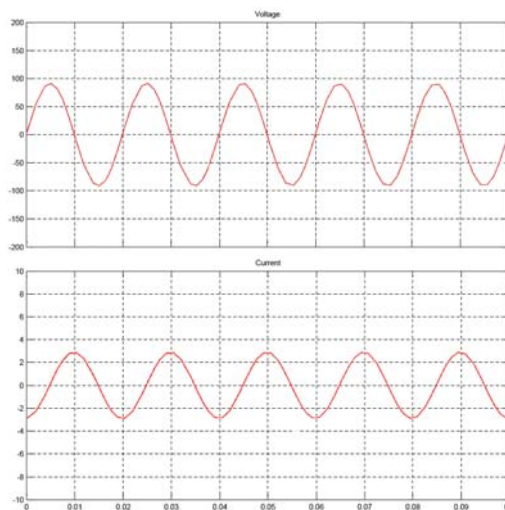


Fig.6. Basic harmonic of voltage and current measured by linear filter with serial RL impedance $R(\Omega)=1$; $L(H)=100e-03$, diagrams: voltage ordinate $\pm 200V$, current ordinate $\pm 10A$, $f=50Hz$

c) Measurement of basic harmonic of voltage and current by linear filter with serial RC impedance [$R(\Omega)=1$; $C(F)=10e-06$], scheme and diagrams: voltage ordinate $\pm 200V$, current ordinate $\pm 10A$, $f=50Hz$.

Corrected scheme on Fig. 3 with excluded inductivity L [3, 7] is used.

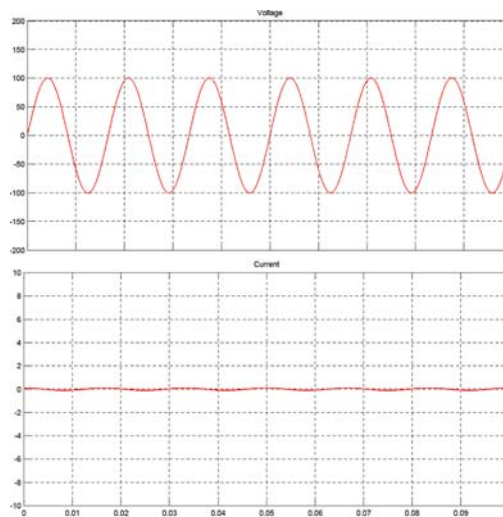


Fig.7. Basic harmonic of voltage and current measured by linear filter with serial RC impedance [$R(\Omega)=1$; $C(F)=10e-06$], ans diagrams: voltage ordinate $\pm 200V$, current ordinate $\pm 10A$, $f=50Hz$

Conclusion

As it can be seen from equations (24) and (25) for adjustment of filter accuracy there must be two elements, and appropriate filter adjustment is possible only in the case if obtained discrepancies from given values are not present in more than two or four independent filter parameters.

From obtained diagrams in tests, on Fig. 4-7, it can be seen that basic current harmonic in measurement follows

basic voltage harmonic. Diagrams on Fig. 4.a and 4.b confirm that values of module and argument Z depend on developed harmonics and that this is necessary to be taken into consideration in projection of filter through constructive correction of elements parameters values given in Table 1.

REFERENCES

- [1] Marković N., Bjelić S., Jakšić U., Development of new measuring systems based on symmetric components in electric networks, *Electronics and Electrical Engineering, The 14th Internacional Conference "Electronics'2010"*, T 120 (2010), No. 8(104), 57-62, Journal Citation Reports (JCR), <http://www.scientific.thomson.com/index.html>
<http://www.kobson.nb.rs/kobson>.
- [2] Bjelić S., Jakšić U., Marković N., Energetic converters, *Kvark Kraljevo*, (2010), 99-104, 192-204
- [3] Moran L.A., Fernandez L., Dixon J.W., Wallace R., A Simple and Low-Cost Strategy for Active Power Filters Connected in Cascade, *IEEE Trans. Ind. Elect.*, October (1997), Vol. 44, No. 5, 621-629
- [4] Jeong S.G., Woo M.H., DSP-Based Active Power Filter with Predictive Current Control, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, June (1997), Vol. 44, No. 3
- [5] Marković N., Lazarević Z., Bjelić S., Vujičić M., Selection of Parameters for Correction of Asymmetry of Asynchronous Machine according to Procedure Developed in Matrix Method, *PLENARY SESSION Proceeding Paper No 1.13, The 15th Internacional Conference on Electronics, Kaunas and Vilnius, Lithuania, Kaunas University of Technology (KTU)*, May 17-19, (2011)
- [6] Bjelić S., Marković N., Jakšić U., The simplified procedure for calculation of Influence of thermal losses on

- decrease of technical endurance of electric equipment, 3. *Regional Conference on Industrial Energy and Environmental Protection in Southeastern Europe IEEP'11*, June 21-25 (2011), Book of abstracts page 28
- [7] MATLAB, Copyright 1984-2002 *The Math Works*, Version 6.5.0,180913a, June 2, (2000)
 - [8] Akagi H., Atoh S., Control Strategy Active Power Filter Using Multiple Voltage Source PWM Converters, *IEEE Tran. Ind. Appl.*, May (1986), Vol. 22, 460-465
 - [9] Aredes M., Watanabe E.H., New Control Algorithms for Series and Shunt Three-phase Four-wire Active Power Filters *IEEE Trans. Power Deliv.*, (1995), Vol. 10, No. 3, 1649-1656

Authors: Ph.D. Slobodan Bjelić B.Sc. in Electrical Engineering, Faculty of Technical sciences Kosovska Mitrovica, University of Pristina, Street K. Miloša No. 7, 38220 Kosovska Mitrovica, Serbia, E-mail: slobodanbjelic49@yahoo.com; MSc. Nenad Marković, B.Sc. in Electrical Engineering, Polytechnic School of vocational studies Uroševac, Zvečan, Street B. Nušića No. 6, 38227 Zvečan, Serbia, E-mail: nen.mark@sezampro.rs; MSc. Uroš Jakšić, B.Sc. in Electrical Engineering, Polytechnic School of vocational studies Zvečan, Street B. Nušića No. 6, 38227 Zvečan, Serbia, E-mail: uros_jaksic@yahoo.com; Ph.D. Jeroslav Živanić B.Sc. in Electrical Engineering, Technical faculty Čačak, University of Kragujevac, Street Svetog Save No. 65, 32000 Čačak, Serbia, E-mail: jzivanic@tfc.kg.ac.rs

The correspondence address is:
nen.mark@sezampro.rs

SIMULATION OF THE IMPACT OF HIGHER HARMONICS ON THE TRANSIENT PROCESS OF INDUCTION MACHINE FED FROM PWM INVERTERS

Nenad Marković, Slobodan Bjelić, Jeroslav Živanić, Uroš Jakšić

Preliminary communication

In this paper a fundamental mathematical model (algorithm) for determination of condition of induction machine as well as the simulation procedure for measurement of certain values in program MATLAB has been presented. A scheme of measuring system and results of simulation application are presented on output lists. Thus, measuring system gradually develops and improves as combination of information and results of previous steps in modeling with new elements essential for development of researches when induction machine is fed through *PWM* inverter.

Keywords: *algorithm; induction machine; inverter; measurement; simulation*

Simuliranje utjecaja viših harmonika na prijelazni proces indukcionog stroja napajanog iz PWM invertera

Prethodno priopćenje

U radu je prikazan osnovni matematički model (algoritam) za određivanje stanja indukcionog stroja kao i postupak simulacije mjerenja pojedinih vrijednosti u programu MATLAB. Na izlaznim listama prikazana je shema mjernog sustava i rezultati primjene simulacije. Na taj način se mjerni sustav postupno razvija i usavršava kao kombinacija informacija i rezultata prethodnih koraka u modeliranju s novim elementima značajnim za razvoj dijagnostičkog sustava kada se indukciono stroj napaja pomoću *PWM* invertera.

Ključne riječi: *algoritam; dijagnostika; indukciono stroj; mjerenje; simulacija*

1 Introduction

In polyphase and multiple-winding induction machines in the air gap, beside fundamental harmonics also occur many harmonics with frequency that is lower and higher than the fundamental-network frequency, and have one name- higher harmonics. They are characterized by time and space distribution in the induction machine [1, 2]. Time-dependent harmonics reach the gap of stator and rotor of the induction machine from the machine derivatives (connections toward electric network, from mechanical connector such as shaft and from thermal derivatives) and space-dependent harmonics occur due to constructive particularities and non-linearity of the parameters in the machine; this assumption is also valid for model of double-pole induction machine ($p=1$) [3, 4].

The first source of higher time harmonics in a steady-state regime is non-sinusoidal voltage on derivatives of induction machine. If symmetric and non-sinusoidal voltages also associate to idealized induction machine the value of magnetic induction in air gap shall have the form of associated voltage, which besides the fundamental also contains the higher harmonics. By knowing the given voltage form on derivatives of induction machine it is possible to calculate and measure or simulate the spectral composition of the fields in the gap.

The second source of higher time harmonics in air gap is an engine shaft-mechanical derivative of the induction machine. During the changing of loading moment M_{op} or during the changing of speed of rotation n (frequency) the higher harmonics occur in the air gap. On the side of mechanical derivative higher harmonics in air gap can also occur during non-linear change of rotation n (frequency) and during simultaneous non-linear change of moment M_{op} and speed of rotation n (frequency) [5].

Time-dependent higher harmonics can also reach the air gap through thermal derivatives-from areas that surround conducting parts of the induction machine. In

the case of non-linear changes of the temperature in the induction machine environment higher time-dependent harmonics occur and shape of magnetic field becomes deformed. The highest values of higher harmonics amplitudes occur at thermal shocks [4, 6].

Space dependent harmonics occur due to specific construction and have big influence on energy transformation process in induction machine. Important space harmonics of an induction machine are [5]: fundamental harmonic of magnetic excitation force (*MEF*) and *MEF* teeth and harmonics occurred due to non-linearity of electric machine parameters, and technological harmonics occurred due to application of combined frequencies (in modern induction machines). Important influence on space harmonics spectra has eccentricity of rotor and stator axes, conical or ellipsoidal shape of rotor and deformities in winding positioning of stator and rotor [1, 5].

That means that in air gap exists the spectrum of field which can be divided on sets of harmonics, and division should be performed according to time and space origin.

2 Measurement of significant quantities of the induction machine

Previously mentioned division of higher harmonics on time-dependent and space-dependent can be only considered conditionally because all harmonics are connected to the energy of a field in the gap and can be considered only together in the space and time, Fig. 1.

Process equations in induction machines present mathematical model (algorithm of theoretically idealized machine) for the analysis of magnetic field in the gap between rotor and stator and calculation (measurement/simulation) of spectrum of voltages and currents harmonics of induction machine that gives the picture on its condition.

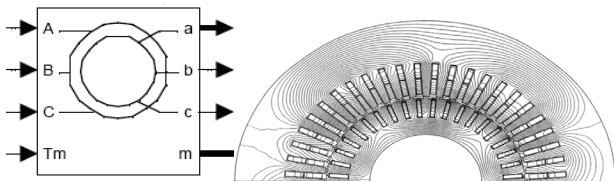


Figure 1 Scheme [7] and distribution of fields of double-pole three-phase machine of induction engine 3,4 MW. One flux line presents unit value 0,005 Wb/m [5]

All modern numerical methods presently used by engineers for calculation of distribution of magnetic fields in the gap start from the method of final differences or from method of finite elements and defined initial conditions and come to calculation of inductivity and reactance as inductive parameters of the induction machine [7].

The aim of this paper is the simulation procedure of measurement of certain values on the model of three-phase ideal double-pole induction machine with smooth rotor and air gap; all parameters are linear and voltage on derivatives is rectangular with *PWM* inverter [7, 8]. Induction machine has 3 windings on stator with number of coils $N_A N_B N_C$ and three windings on rotor with number of coils $N_a N_b N_c$.

For three-phase induction machine in space system of phase coordinates A, B, C, a, b, c differential equations for contours where phase voltages are present are as follows:

$$\begin{aligned} V_A &= R_A i_A + \frac{d\psi_A}{dt} \\ V_B &= R_B i_B + \frac{d\psi_B}{dt} \\ V_C &= R_C i_C + \frac{d\psi_C}{dt} \end{aligned} \tag{1}$$

$$\begin{aligned} V_a &= R_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \\ V_b &= R_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \\ V_c &= R_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \end{aligned} \tag{2}$$

The values of mechanical quantities are:

$$\begin{aligned} \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{p}{J} (T_e - F\omega_m - T_m) \Rightarrow \\ \Rightarrow J \frac{d\omega_r}{dt} &= J \frac{2\pi \Delta n}{60 \Delta t} = p(T_e - F\omega_m - T_m) \end{aligned} \tag{3}$$

where V voltages A, B, C, a, b, c ; i_r and stator currents i_s ; R_s, R_r active resistances of stator and rotor; ψ_i the resultant magnetic fluxes; ω_r electrical angular velocity ($\omega_r \times p$); ω_m angular velocity of the rotor; p number of poles induction machines; T_e electromagnetic torque induction machine; T_m shaft mechanical torque induction machine; F combined rotor and load viscous friction coefficient; J combined rotor and load inertia coefficient.

The resultant flux in phase A can be determined from the relation:

$$\psi_A = L_A i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C + M_{Aa} i_a + M_{Ab} i_b + M_{Ac} i_c \tag{4}$$

$$\psi_a = L_a i_a + M_{aB} i_B + M_{aC} i_C + M_{Aa} i_A + M_{ab} i_b + M_{ac} i_c \tag{5}$$

In the similar way relations for resultant fluxes of other 5 contours which relates to phases B, C, a, b, c are written. In the real inductivity coordinates and mutual inductivity in relations given for fluxes are coefficients with periodical values, which change as functions of harmonic at rotation of induction machine rotor [3, 7].

If expressions for fluxes in Eq. (4) and (5) are included in Eq. (1), (2) and (3), solutions with a few dozen elements and periodically variable coefficients will be obtained. In order to avoid these periodical coefficients, mathematical transition-transformation to another appropriate system of coordinates is necessary where in the air gap the field is rotating and can be presented by resultant vector of rotating field B_{ob} . By projecting of resultant vector of rotor currents, voltage, and flux on certain axes (here on $d, q, 0$ stator axes), expressions that correspond to matrices of transitional values can be determined [7, 9].

3 Matrix of transformation from $0dq$ components to uvw components and inverse matrix of reverse process of transformation from uvw to $0dq$

System matrix $0dq$ (Park's transformation matrix) corresponds best to induction machines construction because it takes into account inequality of impedances on longitudinal and transverse axis and therefore is used in analysis of transitional processes in electric machines [2]. Transition matrix from $0dq$ components into uvw components and inverse matrix related to inverse process of transition from uvw into $0dq$ are defined by Eq. (6) and (7) [10÷13]:

$$[T_{0dq \rightarrow uvw}] = [T_{uvw}] [T_{0dq}]^{-1} \tag{6}$$

$$[T_{uvw \rightarrow 0dq}] = [T_{0dq \rightarrow uvw}]^T \tag{7}$$

Measuring system of diagnostics of technical condition of induction machine based on the analysis of space and time dependent harmonics of magnetic field must contain sensors for conversion of parameters of space and time harmonics into unique electrical signal. With the assistance of *AD* converter obtained information is entered into computer for further processing [14, 15]. Today, PC is mostly used for additional processing and rarely special controller with appropriate software support.

Possible scheme with computer support can be performed in two ways, Fig. 2, through:

1. Simple analysis, measurement and recording of higher harmonics of voltage and stator currents.

2. Calculation of coefficients of mathematical model (this procedure is applicable only for basic harmonics [9, 16]).

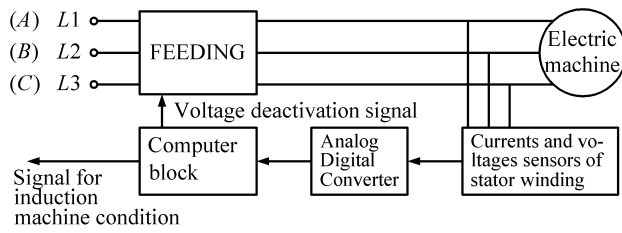


Figure 2 Basic scheme for diagnostic system

According to the first way, the task comes down to program writing or to usage of one of the programs for simulation of induction machine in an open-loop speed control on a 3,6 kW, 230 V industrial motor (MATLAB/Simulink, program Mathematica Wolfram etc.) [5].

The program memory must contain composition of harmonics at normal induction machine condition and at engine running periodically to record results and compare composition of harmonics regarding the normal engine. A command for signalling at elevated vibrations or for disconnection of the engine from the drive at higher disturbances must be given to the program.

Realization of the first way for writing of a certain program is not difficult, but procedure itself has some faults. Primarily, it is necessary to establish correlation between defects of mechanical parts with parameters that determine harmonics, and requires a huge amount of computation when a large number of harmonics should be retained. On the other hand, this procedure does not allow the identification of defects. The second way shows that calculation of coefficients of mathematical model requires the complex programs, since coefficients are calculated in the real time and must be compared with values obtained in the operating process of induction engine.

As discussed the complexity of the second way is reflected in writing of mathematical model that contains differential equations for each harmonic respectively, where massive system of equations, very difficult for solving, is obtained. Regardless of applied way, 1 or 2, in both cases a program which performs analysis of higher harmonics of stator voltages and currents is needed. Program which refers to spectral analysis must rely on signals obtained from sensors that contain parameters of harmonics components, and data about them shall be used in additional analysis of mathematical model.

4 Simulation of dynamic operation regime of the induction machine fed by rectangular voltage

The induction machine block operates in any state: as generator or engine. The operation mode is dictated by the sign of the mechanical torque (positive for engines, negative for generators). The electrical part of the induction machine is represented as the four-poles and the mechanical part as a second-order system. Electrical variables are brought to the stator. This is indicated by (·) sign in the equations given below. All stator and rotor quantities are in the arbitrary two-axis reference frame (dq frame). The subscripts used are defined as follows, Fig. 3:

Subscript definition: d : axis quantity d ; q axis quantity q ; r rotor quantity; s : stator quantity; L : leakage inductance; m magnetizing inductance.

Applying Eq. (1)-(7) the following is obtained:

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} + \omega \varphi_{ds}, \quad (8)$$

$$\varphi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i'_{qr}, \quad (9)$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - \omega \varphi_{qs}, \quad (10)$$

$$\varphi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i'_{dr}, \quad (11)$$

$$V'_{qr} = R'_r i'_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi'_{qr} + (\omega - \omega_r) \varphi'_{dr}, \quad (12)$$

$$\varphi'_{qr} = L'_r i'_{qr} + L_m i_{qs}, \quad (13)$$

$$V'_{dr} = R'_r i'_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi'_{dr} + (\omega - \omega_r) \varphi'_{qr}, \quad (14)$$

$$\varphi'_{dr} = L'_r i'_{dr} + L_m i_{ds}, \quad (15)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p (\varphi_{ds} i_{qs} - \varphi_{qs} i_{ds}), \quad (16)$$

$$L_s = L_{ls} + L_m, \quad (17)$$

$$L'_r = L'_{lr} + L_m. \quad (18)$$

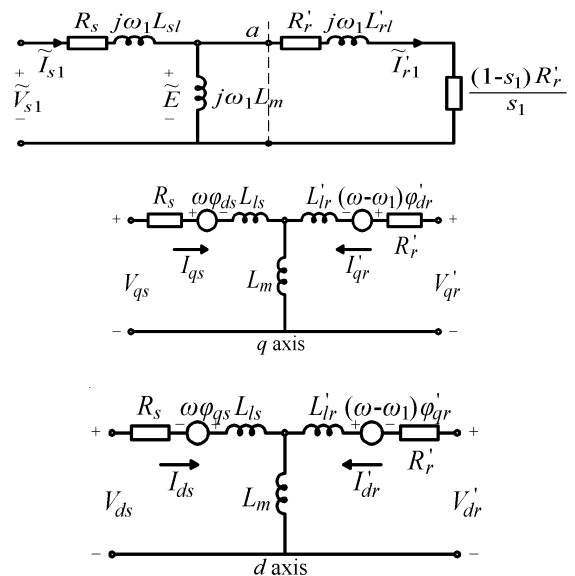


Figure 3 Equivalent electric schemes and development on d -axis and q -axis

Mechanical system of quantities is:

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{2H} (T_e - F \omega_m - T_m), \quad (19)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_m = \omega_m. \quad (20)$$

Parameters of induction machine block are defined as follows; all quantities are referred to the stator.

Definition of parameters is: R_s , L_{ls} stator resistance and leakage inductance; R'_r , L'_{lr} rotor resistance and leakage inductance; L_m magnetizing inductance; R_s , L'_r total stator and rotor inductances; V_{qs} , i_{qs} q axis stator voltage and current; V'_{qr} , i'_{qr} q axis rotor voltage and current; V_{ds} , i_{ds} d axis stator voltage and current; V'_{dr} , i'_{dr} d axis rotor voltage and current; φ_{qs} , φ_{ds} stator q and d axis; φ'_{qr} , φ'_{dr} rotor q and d axis; θ_m number of pole pairs; θ_r electrical rotor angular position ($\theta_r \times p$); H combined rotor and load inertia constant.

5 Simulation of mathematical model of operation of induction machine

The software MATLAB Simulink Power System model [7] is used for simulation of mathematical model of operation of induction machine, scheme in Fig. 4, which uses value equations. Behaviour of three-phase induction machine, as loading in dynamic operation regime has been tested at three-phase induction engine start-up, with nominal value of 3,6 kW fed by inverter that gives rectangular voltage form [17÷20]. At the engine start-up fed from inverter converter it is typical that spectrum of harmonics of engine current continuously changes during the whole start-up interval [2, 21].

For obtaining of more authentic responses at the output (stator and rotor currents, speed of rotation and moment) the following parameters of induction machine have been selected:

- Parameters induction machine:
- Rotor type: Wound
- Reference frame: Stationary
- Nom. power, *L-L*, voltage and frequency:
- [$P_n=3 \times 1200$ (VA), $V_n=230$ (Vrms), $f_n=50$ (Hz)]
- Stator: [$R_s=0,435$ (Ω), $L_{is}=2 \times 2,0e-03$ (H)]
- Rotor: [$R_r=0,816$ (Ω), $L_{ir}=2,0e-03$ (H)]-values referred to stator
- Mutual inductance: $L_m=69,31e-03$ (H)
- Inertia, friction factor, pairs of poles [$J=0,089$ (kgm^2), $F=0$ (N.m.s), $p=2$].

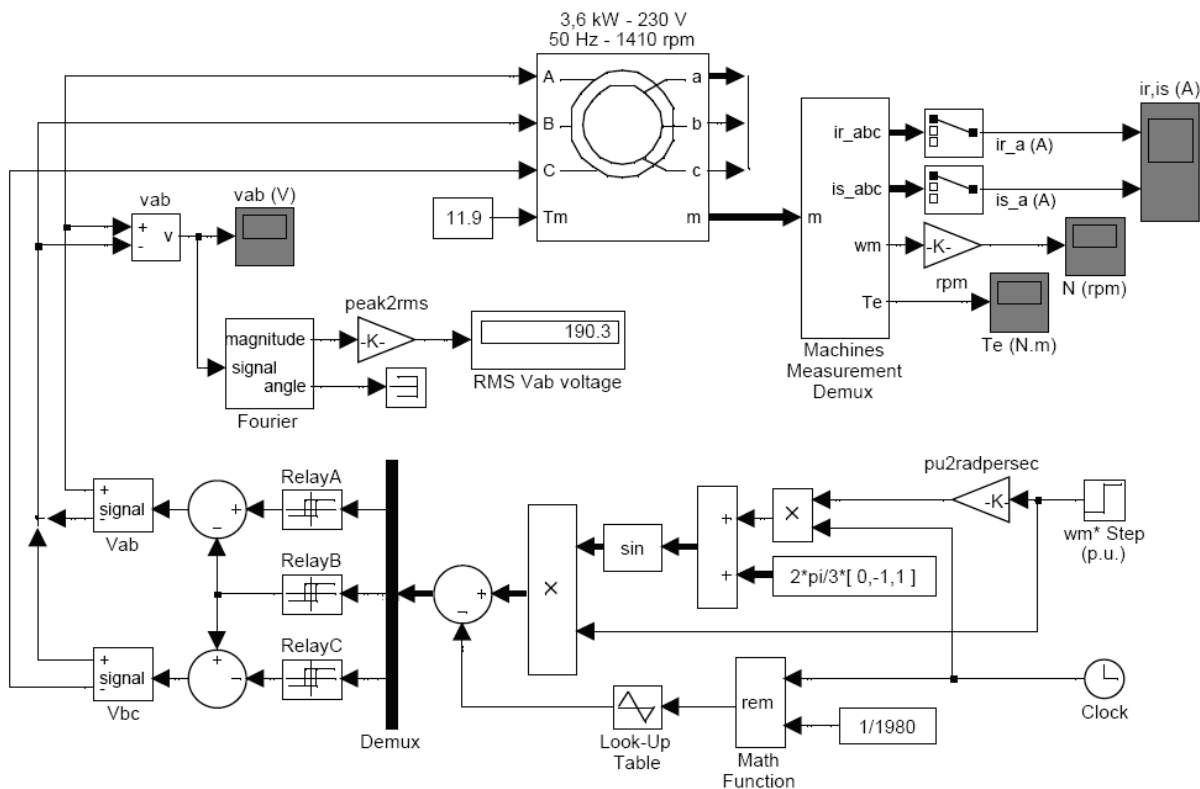


Figure 4 Induction machine fed through PWM inverter. Inverter with impulse width modulation-impulse range modulation. Low-voltage three-phase induction engine 3,6 kW "Sever"-JUS ISO 9001 (source: www.sever.rs) $n = 1410 \text{ min}^{-1}$, Protection IP 54, Voltage 230 V, $f=50$ Hz

6 Simulation results

Time forms of voltage harmonics V_{ab} (1, 3, and 5th) (rectangular impulses of same amplitude, which, at the same time, present values of magnetic induction in the gap of stator and rotor) are presented in Fig. 5.

Fig. 6 represents appropriate spectrum of current harmonics for stator and rotor of simulated 3rd and 5th harmonic.

Fig. 7 represents harmonics spectrums of stator and rotor torque during the starting of induction machine and the impacts of simulated 3rd and 5th harmonics, while Fig. 8 represents time forms of speed of rotation of stator and rotor and the impacts of the 3rd and 5th harmonic coming into inverter for feeding and operation of the machine.

For 1st basic and 3rd and 5th harmonic the same time forms of currents, rotation speed and moment are

obtained. By comparing time forms of spectrum of voltage harmonics at the induction machine input obtained from PWM inverter and currents of rotor and stator it can be seen that induction machine manifests certain insensitivity to higher harmonics elements. Such insensitivity could be due to imperfection of the model for simulation or mathematical procedure regarding dual transformation-transition process from uvw (in this case phase a, b, c) into $0dq$ components or due to inverter operation.

Deviation of current time form from sine form can be noticed during the run-up interval. According to Fig. 5 it can be concluded that values of voltage amplitude are the same for all harmonics of voltage and the value of magnetic induction V in air gap has the form of impressed voltage.

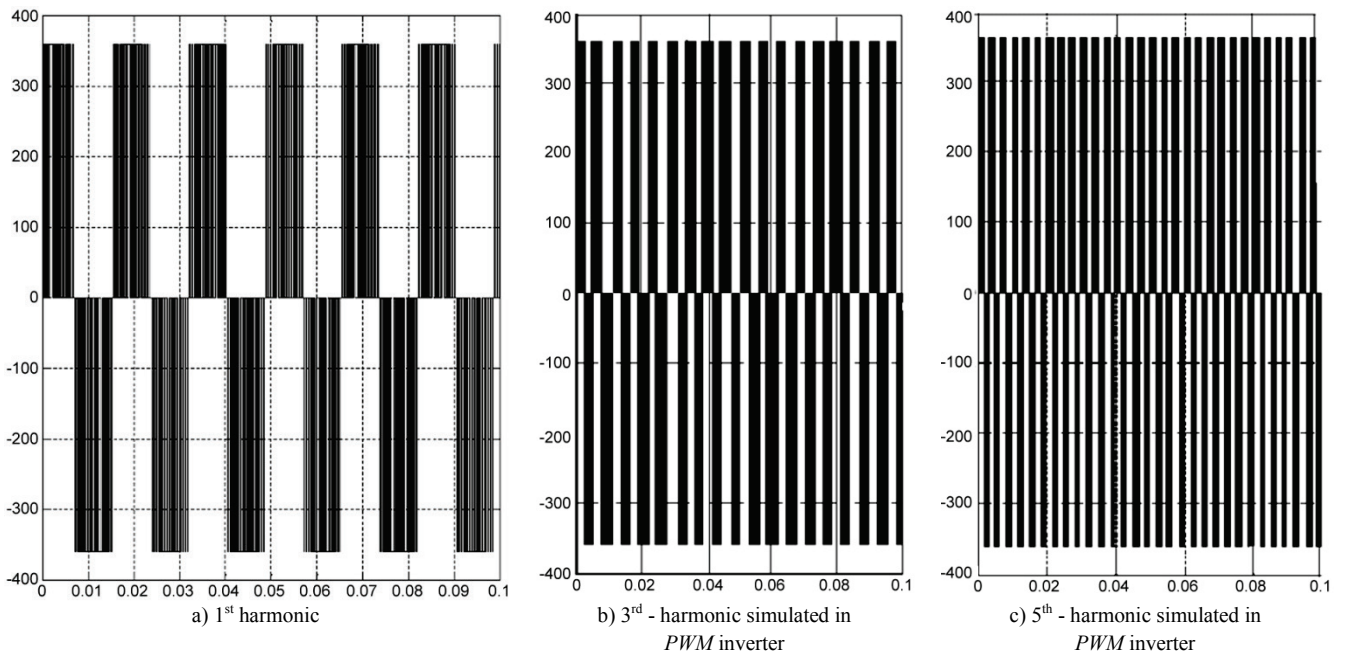


Figure 5 Interphase rectangular voltage V_{ab} from PWM inverter at the induction machine input

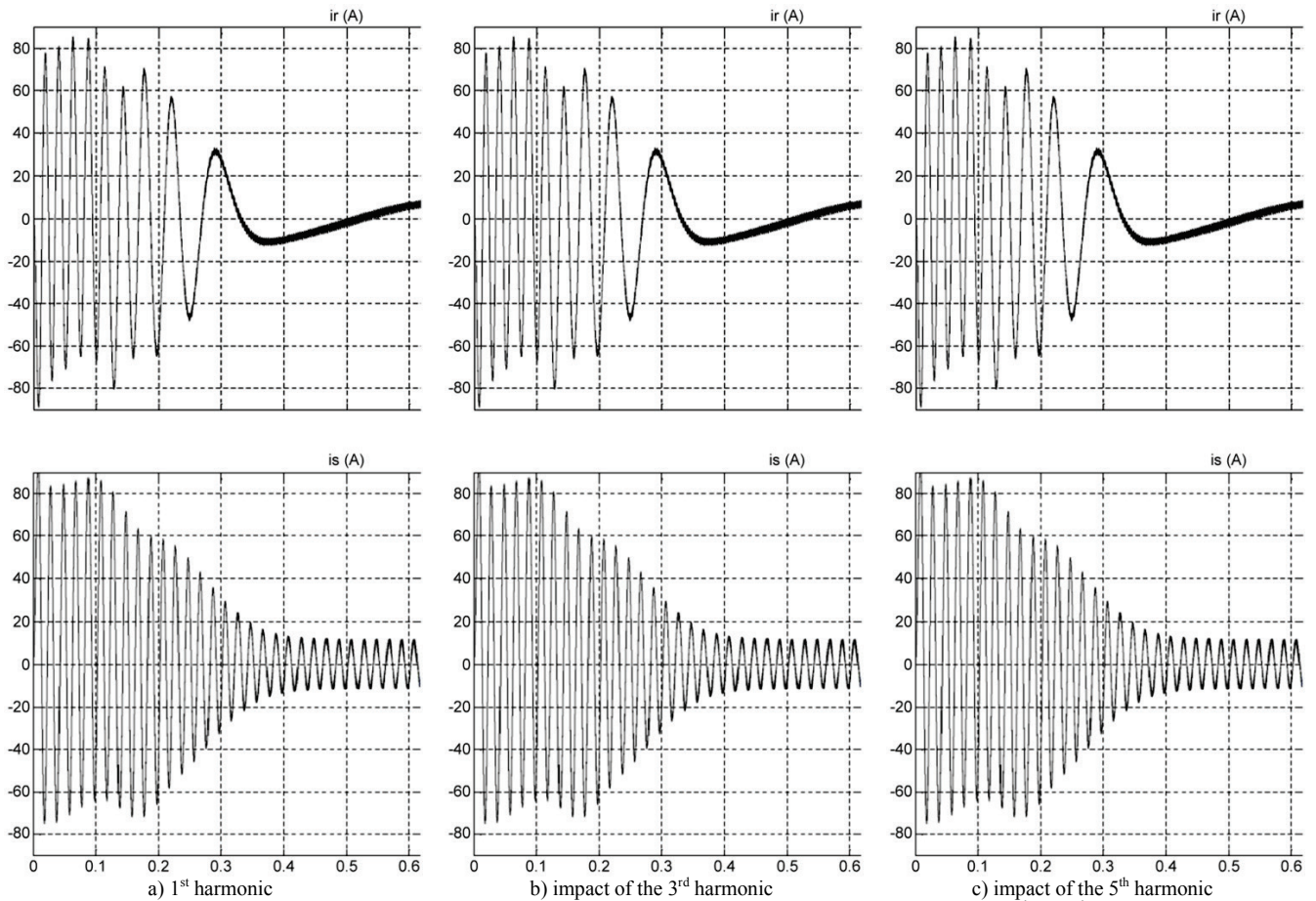


Figure 6 Harmonic spectrum of stator and rotor currents of induction machine and impacts of simulated 3rd and 5th harmonic coming to inverter for feeding and operation of the machine

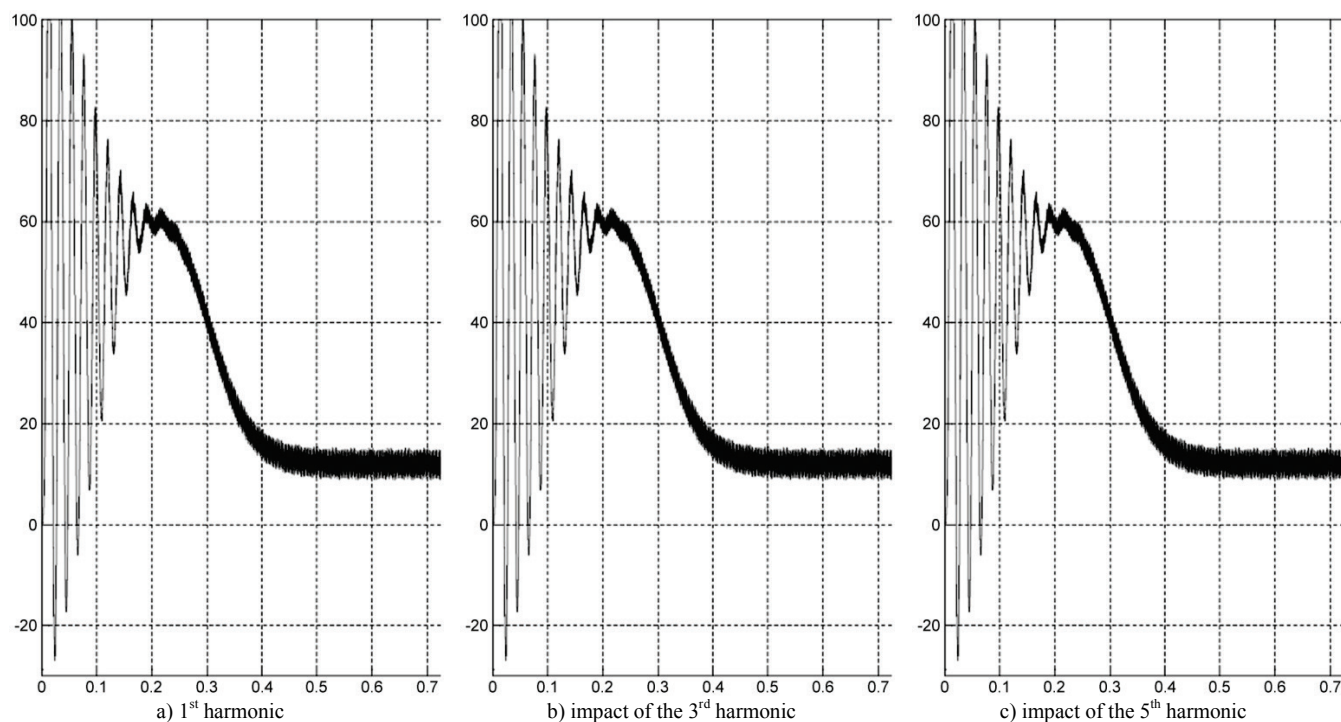


Figure 7 Harmonic spectrum of stator and rotor torque of the induction machine and the impacts of simulated 3rd and 5th harmonic coming to inverter for feeding and operation of the machine

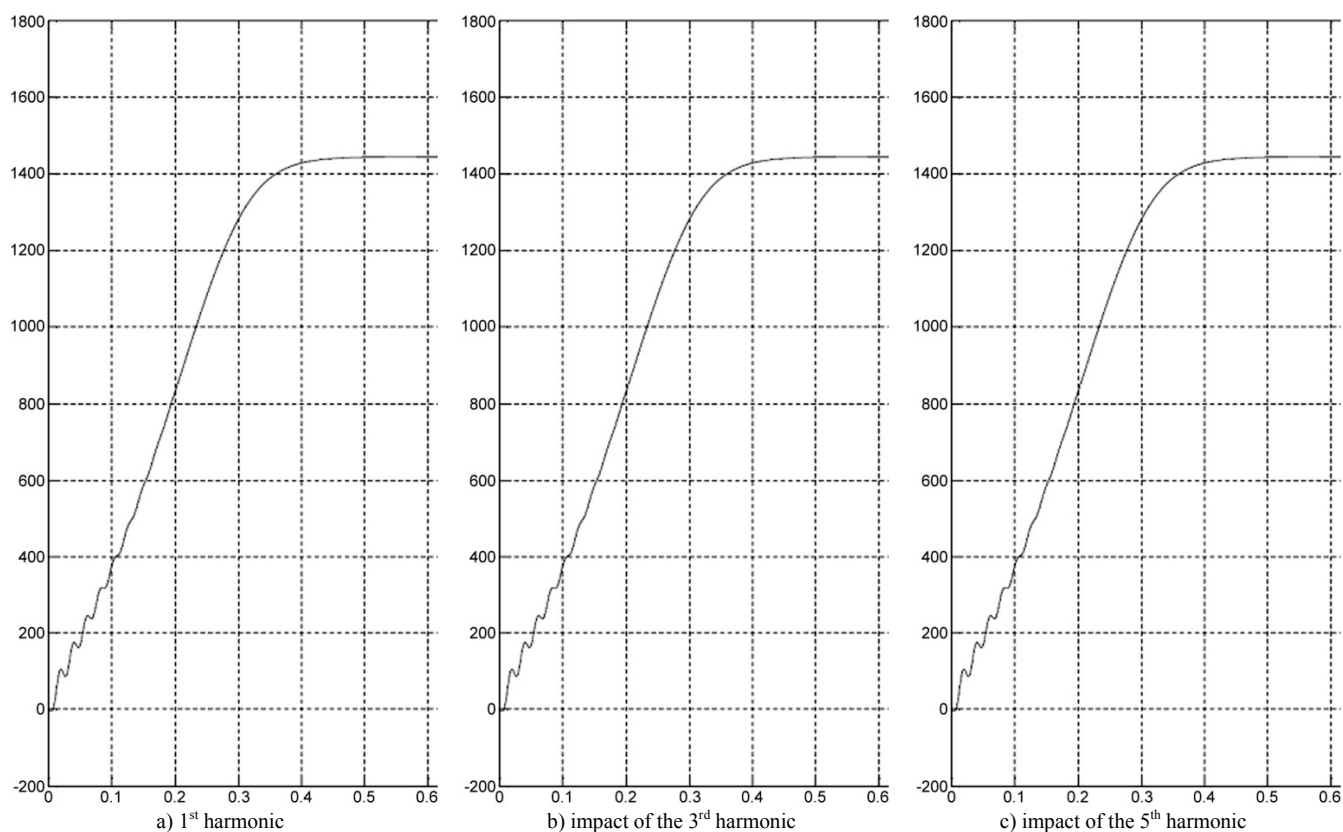


Figure 8 The number of rotations of stator and rotor of induction machine and the impacts of simulated 3rd and 5th harmonic coming to inverter for feeding and operation of the machine

7 Conclusion

For the purpose of presentation of testing results, a simulation model of three-phase active power filter with referent current with dynamic model of a three-phase induction machine.

Simulation of feeding of induction machine by rectangular voltage harmonics in all electrical and

mechanical time variable quantities is created: stator and rotor currents, rotation speed and electromagnetic moment.

Simulation and analysis of time forms-diagrams of voltages, stator and rotor currents, speed of rotation, electromagnetic moment (T) certainly does not create a complete spectral picture since simulation of space

harmonics of magnetic field along the scope of the stator is lacking.

In simulation of engine run-up from inverter converter spectrum of harmonics of engine current (rotor and stator) during the run-up interval $\{0 - 0,1\}$ has been continuously changed and there was impression that they are insensitive to harmonics, that is, induction machine does not detect harmonics at the input of the machine. However, diagnostics based only on consideration of distribution in time domain at least creates initial conditions for correction of asymmetries and higher harmonics.

On diagrams at real proportion, which are obtained by simulation, harmonics that presents 0,1 part of the basic harmonic have been analyzed, since further reduction of values of harmonic amplitudes could cause serious problems, and therefore the value 0,1 in this case presents sufficient sensitivity for analysis of spectrum of harmonics in the induction machine.

Parallel active device for correction of harmonics should detect undesirable components of current produced in nonlinear loading such as induction machine, and inject the similar current (form of current) into the point where the correction device is. Corrector of asymmetries is ideal resource whose currents correspond to unwanted spectrum of components in the network current that should be annulled with as less loss as possible.

8 References

- [1] Beaty, H. Motor require voltage limit-Elec. // World. 5, (1978), pp. 52-63.
- [2] Vonina, D.; Nastran, J. Active Power Filter Compensating Harmonic Distortion and Unbalanced Non-Linear Loads. // Automatika. 3-4, (1998), pp. 111-118.
- [3] Bjelić, S.; Marković, N.; Jakšić, U.; Živanić, J. Selection of linear filter elements parameters for measuring of voltage and currents components of direct and inverse order. // Przegľad Elektrotechniczny. R. 89 NR 1a/2013, (2013), pp. 172-176. <http://pe.org.pl/articles/2013/1a/44.pdf>
- [4] Montsinger, V. M.; Cleam, J. E. Temperature limits for short time overloads, for oil-insulated neutral grounding reactors and transformers. // Tran. AIEE. 65, part II, (1986), pp. 966-973.
- [5] Fuchs, E. F.; Poloujadof, M.; Neal, G. W. Starting performance of saturable three-phase induction motors. // IEEE Transactions on Energy Conversion. EC-3, 3, (1998), pp. 624-635.
- [6] Bjelić, S.; Marković, N.; Jakšić, U. The simplified procedure for calculation of influence of thermal losses on decrease of technical endurance of electric equipment. // 3. Conference on Industrial Energy and Environmental Protection IIEP'11, Book of abstracts page. 28, (2011), 21-25. <http://www.drustvo-termicara.com/resources/files/9981ff6.pdf>
- [7] MATLAB, Copyright 1984-2002, The Math Works, Version 6.5.0,180913a, June 2, 2000.
- [8] Mohan, N.; Undeland, T. M.; Robbins, W. P. Power Electronics: Converters, Applications, and Design. John Wiley & Sons, Inc., Section 8.4.1., NewYork, 1995.
- [9] Marković, N.; Bjelić, S.; Jakšić, U.; Vujičić, M. Development of new measuring systems based on symmetric components in electric networks. // T120 electronics, Electronics and electrical engineering, ELEKTRONIKA IR ELEKTROTEHNIKA, Signal technology, Lithuania, 8(104), (2010), pp. 57-62. <http://www.ee.ktu.lt/page.php?231>
- [10] Linders, J. R. Electric wave distortion. Their hidden costs and containment. // IEEE Trans. Ind. Appl. 15, 5(1979), pp. 458-474. DOI: 10.1109/TIA.1979.4503690
- [11] Moran, L. A.; Fernandez L.; Dixon, J. W. Simple&Low-Cost Strategy for Active Power Filters Connected in Cascade. // IEEE Trans. Ind. Elect., 44, 5(1997), pp. 621-629. DOI: 10.1109/41.633456
- [12] Cardenas, V. M.; Vazquez, N. Analysis and Evaluation of Control Techniques for Active Power Filters: Sliding Mode Control and Proportional-Integral Control. // APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference, USA. 1, (2000), pp. 649-654.
- [13] Kim, S.; Enjeti, P. N. Control Strategies for Active Power Filter in Three-Phase Four-Wire Systems. // Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference&Exposition, APEC 2000, 1, Piscataway NJ, USA, (2000), pp. 420-426. DOI: 10.1109/APEC.2000.826137
- [14] Bjelić, S. Energetic converters in networks and installations. SVEN Niš, 2007.
- [15] Bjelić, S.; Jakšić, U.; Marković, N. Energetic converters. Kvar-Kraljevo, 2010.
- [16] Jeong, S. G.; Woo, M. H. DSP-Based Active Power Filter with Predictive Current Control. // IEEE Trans. Ind. Electron. 44, 3, (1997), pp. 329-336. http://serials.unibo.it/cgi-ser/start/it/spogli/df-s.tcl?prog_art=641122&language=ITALIANO&view=articoli
- [17] Aredes, M.; Hafner, J.; Heumann, K. A. Three-phase Four-wire Shunt Active Filter Using Six IGBTs. // EPE '95, 6th European Conference on Power Electronics and Applications, 1, Seville, Spain, (1995), pp. 874-879.
- [18] Akagi, H.; Nabae, N.; Ato, S. Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltage Source PWM Converters. // IEEE Trans. Ind. Appl. 22, (1986), pp. 460-465. DOI: 10.1109/TIA.1986.4504743
- [19] Aredes, M.; Watanabe, E. H. New Control Algorithms for Series and Shunt Three-phase Four-wire Active Power Filters. // IEEE Trans. Power Deliv. 10, 3, (1995), pp. 1649-1656.
- [20] Verdelho, P.; Marques, G. D. An Active Power Filter and Unbalanced Current Compensator. // IEEE Trans. Ind. Electron. 44, 3, (1997), pp. 321-328.
- [21] Dixon J.; Garcia, J. Control System for the Three-phase Active Power Filter which Simultaneously Compensates Power Factor and Unbalanced Loads. // IEEE Trans. Ind. Electron. 42, (1995), pp. 636-641. DOI: 10.1109/41.475504

Authors' addresses

Nenad Marković, MSc

Advanced Polytechnic School of Vocational Studies Uroševac,
24. Novembar, 38218 Leposavić, Srbija
E-mail: nen.mark74@yahoo.com

Slobodan Bjelić, PhD

Faculty of Technical Sciences Kosovska Mitrovica,
University of Priština,
Kneza Miloša 7, 38220 Kosovska Mitrovica, Srbija
E-mail: slobodanbjelic49@yahoo.com

Jeroslav Živanić, PhD

Faculty of Technical Sciences Čačak,
University of Kragujevac,
Svetog Save 65, 32000 Čačak, Srbija
E-mail: jeroslav.zivanic@ftn.kg.ac.rs

Uroš Jakšić, PhD

Advanced Polytechnic School of Vocational Studies Zvečan
Nušićeva 6, 38227 Zvečan, Srbija
E-mail: uros_jaksic@yahoo.com

Research Article

Model of Transient Process Where Three-Phase Transducer Feeds Induction Motor Equivalent as a Variable Active-Inductive Load

Nenad Marković,¹ Slobodan Bjelić,² Jeroslav Živanić,³
Violeta Milićević,⁴ and Zoran Milićević⁵

¹Advanced Polytechnic School of Vocational Studies Uroševac, 24 Novembre, 38218 Leposavić, Serbia

²Faculty of Technical Sciences, University of Priština, Kneza Miloša 7, 38220 Kosovska Mitrovica, Serbia

³Faculty of Technical Sciences Čačak, University of Kragujevac, Svetog Save 65, 32000 Čačak, Serbia

⁴Business College of Vocational Studies, Kralja Petra I 70, 18420 Blace, Serbia

⁵Faculty of Economics, University of Priština, Kolašinska 156, 38220 Kosovska Mitrovica, Serbia

Correspondence should be addressed to Nenad Marković; nen.mark74@yahoo.com

Received 12 March 2016; Accepted 18 July 2016

Academic Editor: Yan-Wu Wang

Copyright © 2016 Nenad Marković et al. This is an open access article distributed under the Creative Commons Attribution License, which permits unrestricted use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

The paper presents a new approach in the analysis of a transient state in a system where the feeding source is a transducer-IGBT inverter and load is introduced through the induction motor with its $R-L$ parameters. Induction motors with different parameters of powers and power factors are tested. MATLAB simulation of the three-phase inverter that feeds the induction machine has replaced the missing lab equipment with which mathematical model of this system was verified. According to the selected parameters of the inverter and induction machine and through the simulation in the MATLAB program, the results are obtained in the form of diagrams that verify the model of a transient state of the induction machine operation when it operates as a motor which is presented as a variable $R-L$ load. The transient process of the system three-phase bridge inverter whose active-inductive load is the induction machine in the conditions of the change of the load parameters is analyzed. The model of the transient process in the system formed by the inverter in PWM (Pulse Width Modulation) converter and induction machine is developed in the time domain and phase coordinates.

1. Introduction

When there was a need for the analysis of a wave current in a system in which the three-phase induction motor was fed from a three-phase bridge inverter it appeared that there were no adequate mathematical models of such a system in available literature. The models of three-phase induction motors, mostly derived by Park's coordinate system, are quite common in the literature. However, the mathematical model which unites the processes in the system of polyphase motor-polyphase inverter in the time domain could not be found. Therefore, during the formation of the transient state model an idea emerged to present an induction machine in such system as an active-inductive (RL) load which significantly simplifies the whole process.

The analysis of stationary processes in the inverter during the operation with active-inductive (RL) load can be performed using the different methods. However, for the analysis of the transient states it is necessary to compose differential equations and to implement boundary conditions for each time interval of operation. If the form of phase voltage in the electrical circuit is known, then the inverse Laplace transform applies. By applying the different methods it is possible to determine instantaneous values of currents for each part of the voltage, respectively, independent of some other part during the given time interval, while the substitution of initial conditions in obtained relations is not necessary. The use of thyristors that block the passage in electric circuit of the voltage inverter can simplify its topology since there is no

need to add capacitance, inductance, and additional thyristor elements for commutation [1].

The induction machines are suitable for operation through the inverter transducers, because the winding insulation of standard induction motors tolerates certain voltage overload but at higher speeds of rotation, that is, higher frequencies; they have higher noise level and additional losses [2–4], which affect the motor output torque, depending on the regulation range of the speed of rotation and power factor correction [5–9]. The induction machines can be connected to transducers for the purpose of asymmetry elimination and electric networks harmonics reduction [10, 11].

The paper is organized in the following way: Section 2 describes the operation of the three-phase bridge with active-inductive RL load. Section 3 presents the analysis of the transient processes and the transducer-IGBT inverter is proposed as the feeding source. Section 4 presents the selected example of the three-phase inverter with the frequency of 2000 Hz and modulations frequency of 50 Hz. Following the presentation of analytical considerations in Section 4 presentation and verification of a model on a selected type of the induction motor are given. The optimal type of the inverter with which the desired correction can be achieved in relation to the power factor and the power of the motor is determined. Section 5 presents the concluding remarks.

2. Description of the System Transducer-Induction Motor

The operation of three-phase bridge inverter with active-inductive RL load at given time interval and activation of active valves is described in [1, 12], but the type of the receiver, such as induction machine, has not been stated.

Scheme of bridge voltage inverter (Figure 1(c)) is characterized by the fact that each time it activates two oppositely orientated and parallel valves. This is necessary for voltage inverter through load that contains reactive component each time to yield both currents (Figure 1(e)). If in the first semiperiod ($0 \leq \nu \leq \nu_2$) valves V_1 and V_2 are open, the load is connected to feeding sources.

In the time moment $\nu = \nu_2$ valves V_1 , V_2 and V_3 , V_4 are bridged. For ohm-inductive RL load in the first moment after commutation ($\nu_2 \leq \nu \leq \nu_3$), using EMF autoinduction the current retains its direction, and the current of feeding sources changes its sign. After passing through the load, energy returns to the feeding source. Valves V_1 – V_4 must be controlled in all time intervals in order to obtain V_d voltage. Valves V'_1 – V'_4 can be uncontrolled (diodes). In the interval $\nu_2 \leq \nu \leq \nu_3$ load current (broken line in Figure 1(d)) passes through inverse diodes V'_3 and V'_4 . In order to improve the quality of feeding source of the rectifier, at the input of the inverter it is necessary to add the capacitor of sufficient capacitance; otherwise it would not be able to return the energy from the output circuit of the inverter in the time interval when the inverse diode yields the current.

At ohm-capacitance RC load the control valves V_1 and V_2 yield current at the beginning of the first semiperiod, and diodes V'_1 and V'_2 come into operation at the end when current of thyristor comes to zero value [13].

In the conductance interval diodes at controlled valves maintain small negative voltage, equal to direct voltage drop at diodes. During the activation of the following pair of valves V_3 and V_4 , the source voltage comes to diodes V'_1 and V'_2 in reverse direction, and this results in disconnection of diodes. Simultaneously with disconnection of diodes the direct voltage occurs on valves V_1 and V_2 . Therefore, at ohm-capacitance nature of the load in voltage inverter, generally, partially controllable valves-thyristors can be applied provided that the time, when the voltages on them are negative, is sufficient for blockage [14, 15].

Load current i_{load} for ohm-inductive load can be determined as reaction of load circuits on periodical partially rectangular voltage u_{load} (Figure 1(e)):

$$i_{load} = I_0 \left[1 - \frac{2e^{-k\nu}}{(1+a^3)} \right] \quad (0 \leq \nu \leq \pi), \quad (1)$$

where $I_0 = V_d/R_{load}$ is base value of the current, $k = R_{load}/\omega L_{load}$ is load parameter (for polyphase schemes), R_{load} and L_{load} are resistance and inductance of a single phase, $\nu = \omega t$ is independent variable of time angle, and $a = e^{-k\pi/3}$ is general coefficient.

The basic characteristics of load circuit, source, and equipment that inverter contains are determined according to the values of the parameters of load circuit k . The effective value of voltage on load is $V_{load} = V_d$, and effective value of load current is

$$I = I_0 \sqrt{1 + \left\{ \frac{2(a^3 - 1)}{[k\pi(a^3 + 1)]} \right\}^2}. \quad (2)$$

Maximum value of load current is

$$I_m = \frac{I_0(1 - a^3)}{(1 + a^3)}. \quad (3)$$

The passing moment of load current through zero (Figure 1(e), point $\nu_1 = \sigma$) is

$$\sigma = \left(\frac{1}{k} \right) \ln \left[\frac{2}{(1 + a^3)} \right]. \quad (4)$$

Mean and effective values of current of inverse diodes in interval $0 \leq \nu \leq \sigma$ are

$$I_{V'_{mean}} = \frac{I_0}{2\pi} \left[\frac{1 - a^3}{k(1 + a^3)} - \sigma \right], \quad (5)$$

$$I_{V'} = I_0 \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\frac{1 + 2a^3 - 3a^6}{2k(1 + a^3)^2} - \sigma \right]}.$$

Mean and effective values of current of thyristor in interval $\sigma \leq \nu \leq \pi$ are

$$I_{V_{mean}} = \frac{I_0}{2\pi} \left[\pi - \sigma - \frac{1 - a^3}{k(1 + a^3)} \right], \quad (6)$$

$$I_V = I_0 \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\pi - \sigma - \frac{3 - 2a^3 - a^6}{2k(1 + a^3)} \right]}.$$

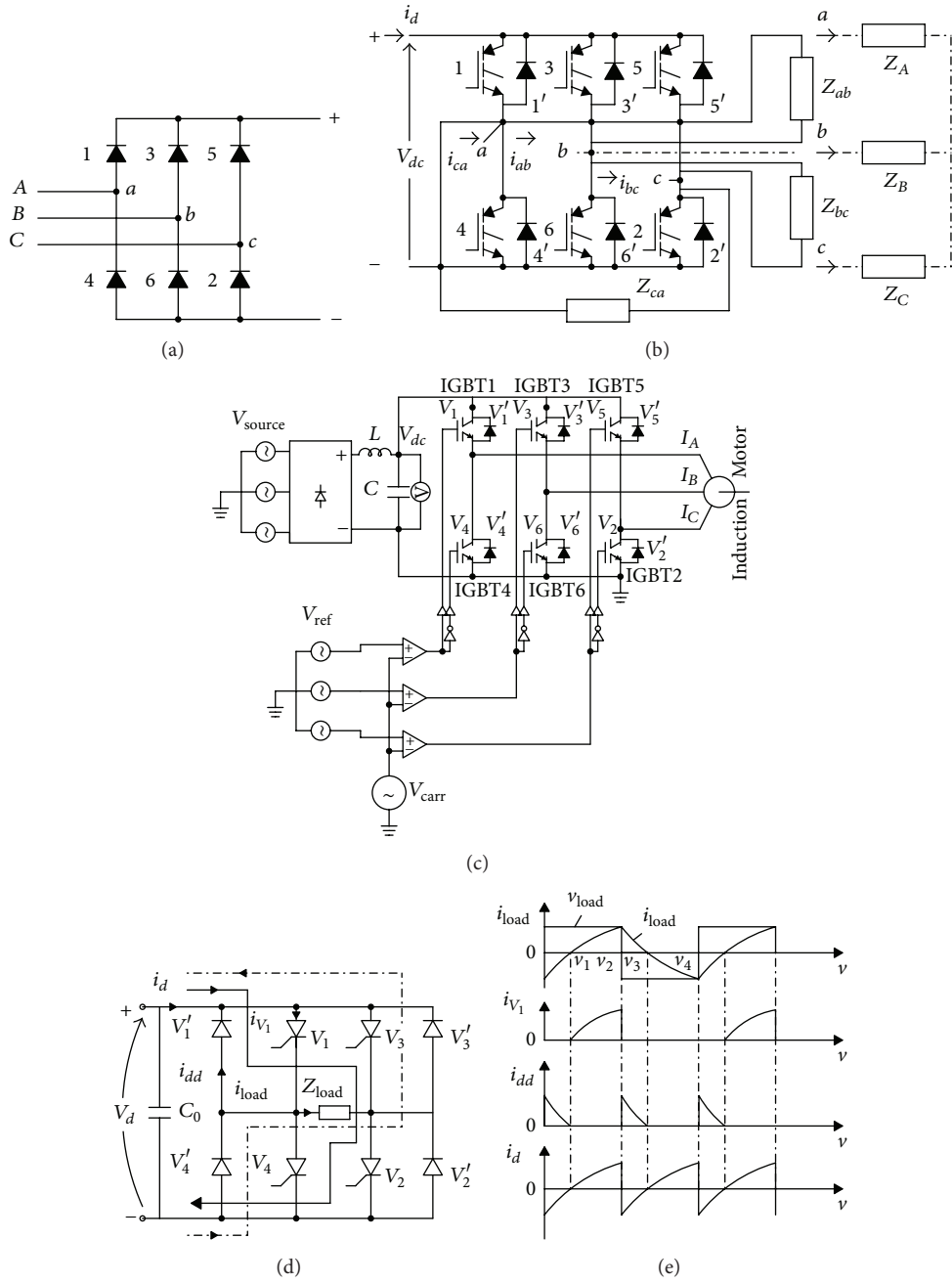


FIGURE 1: AC-DC-AC converter: (a) diode rectifier, (b) IGBT/diode inverter, IGBT inverter, (c) single phase bridge voltage inverter, (d) full three-phase bridge scheme of inverter, and (e) time diagrams of currents and voltages.

Mean value of current of feeding source is

$$I_d = I_0 \left[1 + \frac{2(a^3 - 1)}{k\pi(1 + a^3)} \right]. \quad (7)$$

Angle during which thyristor conducts is

$$\lambda = \frac{\omega\pi}{\omega_0} = \frac{\pi}{\sqrt{(1/F) - (B^2/4)}}, \quad (8)$$

where $B = 1/(\omega CR)$ is load coefficient and $F = \omega^2 LL_d C / (L_d + L)$ is frequency coefficient.

Active and apparent power of load are

$$P = V_d I_d = V_d I_0 \left[1 + \frac{2(a^3 - 1)}{k\pi(1 + a^3)} \right], \quad (9)$$

$$S = V_{load} I = V_d I_0 \sqrt{1 + \frac{2(a^3 - 1)}{k\pi(1 + a^3)}}.$$

Power factor of load is

$$\cos \varphi_{load} = \frac{P}{S} = \sqrt{1 + \frac{2(a^3 - 1)}{k\pi(1 + a^3)}}. \quad (10)$$

Voltage and current of load are mathematical functions:

$$\begin{aligned} v_{\text{load}}(v) &= \frac{2V_d}{\pi} \sum_{q=1}^{\infty} \frac{\sin qv}{q} [1 - (-1)^q], \\ i_{\text{load}}(v) &= \frac{2V_d}{\pi} \sum_{q=1}^{\infty} \frac{\sin(qv - \varphi_q)}{q\sqrt{R_{\text{load}}^2 + (q\omega L_{\text{load}})^2}} [1 - (-1)^q], \end{aligned} \quad (11)$$

where is $\varphi_q = \arctg(q\omega L_{\text{load}}/R_{\text{load}})$.

For small changes of voltage at the input of capacitor (it has been adopted that $\Delta V_c \leq 0.1V_d$) and if change of load current is neglected due to voltage changes on capacitor, the instantaneous value of capacitor current is equal to the instantaneous value of load current:

$$\begin{aligned} i_c(t) &= C_0 \frac{du_c}{dt} = i_{\text{load}}(t) \\ &= \frac{V_d}{R_{\text{load}}} \left(1 - \frac{2e^{-R_{\text{load}}t/L_{\text{load}}}}{1 + e^{-R_{\text{load}}T/(2L_{\text{load}})}} \right), \end{aligned} \quad (12)$$

whereas capacitance C_0 is determined with respect to charging time of capacitor:

$$C_0 = \frac{V_d \tau}{R_{\text{load}} \Delta V_c} \left(\frac{1 - e^{-T/(2\tau)}}{1 + e^{-T/(2\tau)}} - \ln \frac{2}{1 + e^{-T/(2\tau)}} \right), \quad (13)$$

where $u_c(t)$ is voltage on capacitor and $\tau = L_{\text{load}}/R_{\text{load}}$ time constant of load circuit.

Required capacitance of capacitor at given quantities V_d , R_{load} , τ , ΔV_c depends on alternating current frequency. The reduction of frequency requires higher capacitance of the capacitor.

3. Analysis of the Transient Process in the AC-DC-AC Converter System-Induction Motor as RL Load

The transient processes in three-phase inverters with bridge schemes depend on load characteristics, coupling way of transformer windings, ability to control the inverter, and type of feeding source and inverter scheme [12, 16]. Figure 2(c) presents the proposed model of the transducer composed of two parts. The first part is three-phase uncontrollable rectifier at bridge connection with LC filter (Figure 2(a)) which corrects alternating voltage V_{source} of fixed frequency into direct voltage V_{dc} . The second part is three-phase autonomous source which uses PWM modulation for regulation of speed of rotation of induction motors [13, 17].

The transducer can be set to desired frequency of phase currents of electromotor and thus the number of revolutions, by setting the frequency of control signal. If instead of uncontrollable rectifier the controllable one is used, the voltage V_{dc} can be also set, and time and amplitude of output currents of motor I_A , I_B , and I_C , and it is possible to control the machine torque of induction motors.

Openings of thyristor correspond to semiperiod $\lambda = 180^\circ$ and 6 independent signals of opening and closing conditions

are possible (on Figure 3(a) numbers denote accomplished state of adequate active thyristors). However, in practice, the angle $\lambda = 180^\circ$ is not possible. There is an angle of lock of inverting which must not be exceeded because transducer could promptly pass from inverter to transducer operating mode, therefore exposing thyristor to destruction [16, 18].

If loads are connected in a star each phase is switched: either parallel to second phase and in line with third or in line with other two phases (those two phases are connected in parallel).

Each phase comes under $V_d/3$ or $2V_d/3$, and phase voltage on load has a two-stage form.

Modulation index is defined with

$$m_{\text{index}} = \frac{V_{abc}(p.u.)}{V_{d,\text{ref}}(p.u.)}. \quad (14)$$

Star Coupling (Figure 1(b) Broken Line). Effective value of phase voltage is

$$V_{\text{phase}} = \frac{\sqrt{2}V_d}{3}. \quad (15)$$

The instantaneous value of phase current in separate intervals (Figures 2(b) and 2(c)) is

$$\begin{aligned} i_A(v) &= \frac{V_d}{3R} \left[1 - \frac{(1+a)(2-a)}{1+a^3} e^{-kv} \right] & (0 \leq v \leq \frac{\pi}{3}), \\ i_A(v) &= \frac{V_d}{3R} \left[2 - \frac{(1+a)^2}{1+a^3} e^{-kv} \right] & (\frac{\pi}{3} \leq v \leq \frac{2\pi}{3}), \\ i_A(v) &= \frac{V_d}{3R} \left[1 + \frac{(1+a)(1-2a)}{1+a^3} e^{-kv} \right] & (\frac{2\pi}{3} \leq v \leq \pi). \end{aligned} \quad (16)$$

Effective value of load current is

$$I_d = I_{\text{line}} = \frac{\sqrt{2}}{3} I_0 A, \quad (17)$$

where $A = \sqrt{1 - [3/(2k\pi)][(1-a^2)/(1-a+a^2)]}$.

A presents a parameter defined by the relation of phase/line current by current $I_f = I_d$ obtained in the inverter and effective value of load current (the current of induction machine) I_0 .

Since during each interval $\pi/3$ the corresponding phase is connected in line with feeding source, instantaneous value of current of feeding source is given by expressions (16). The mean value of current of feeding source is

$$I_d = \frac{2}{3} I_0 A^2. \quad (18)$$

Active and full (apparent) powers of load are

$$P = V_d I_d = \frac{2}{3} V_d I_0 A^2, \quad (19)$$

$$S = 3V_{\text{ph}} I_{\text{ph}} = \frac{2}{3} V_d I_0 A.$$

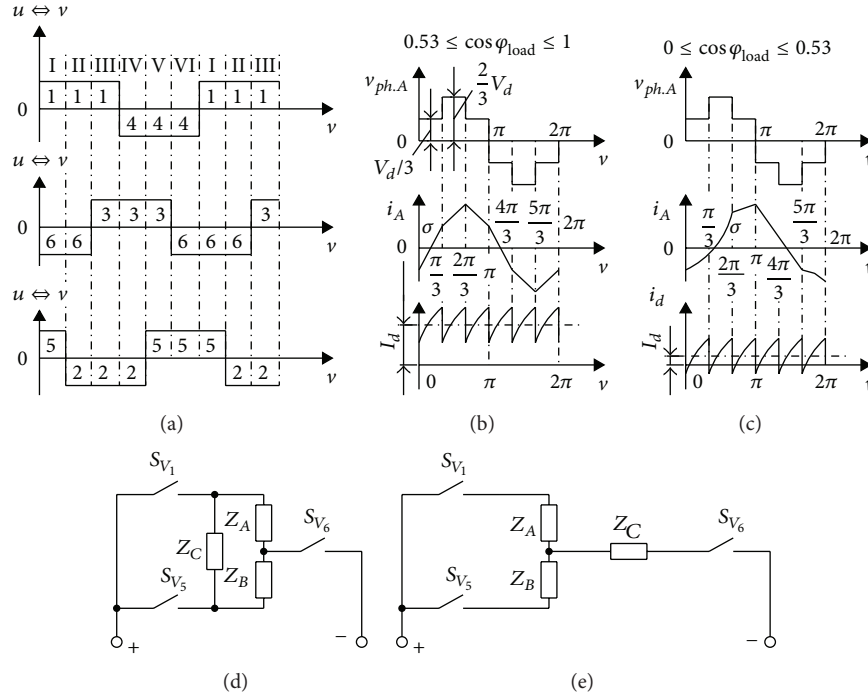


FIGURE 2: (a) Diagrams of valves operation, (b, c) time diagrams of currents and voltages of three-phase inverter coupled in star and $\lambda = 180^\circ$, and (d, e) equivalent schemes of loads coupled in delta and star.

Power factor of load is

$$\cos \varphi_{\text{load}} = \frac{P}{S} = A. \quad (20)$$

In the moment after the bridging (activation of valve V_4 and valve V_1 (Figure 1(b))), current i_A supported by EMF self-induction of that phase has previous direction and flows through valves V_1, V_5 into the phase C. Reactive current of phase A becomes a part of the current of the phase C and from the source it takes current lower for a value of that reactive current. If reactive current of bridged phase A (current i_A) is higher than current of phase C (current i_C), then in commutation torque current of feeding source changes its sign.

If the inverter is fed from rectifier, the capacitor C_0 is placed on its input and receives the reactive load energy and decreases possible overvoltages. The current in the feeding source does not change the direction if the following condition is met:

$$|i_A(v=0)| \leq |i_C(v=0)|, \quad (21)$$

which corresponds to load limits $0.53 \leq \cos \varphi_{\text{load}} \leq 1.0$.

For parameters values according to condition (21), load reactive current completely closes down along contour that encompasses phases. When $0 \leq \cos \varphi_{\text{load}} \leq 0.53$, the current of feeding source changes its direction and only a part of reactive current of bridged phase branches into second phase, and the remaining part passes through the feeding source.

Value of the current through capacitor of capacitance C_0 which is connected to the output of the inverter can be

obtained in accordance with (12) and substituting instead of $i_{\text{load}}(t)$ value $i_A(t)$:

$$\begin{aligned} i_c(t) &= C_0 \frac{du_c}{dt} = i_{\text{load}}(t) \\ &= \frac{V_d}{R_{\text{load}}} \left(1 - \frac{2e^{-Rt/L_i}}{1 + e^{-Rt/(2L_i)}} \right), \end{aligned} \quad (22)$$

$$i_c(t) = i_A(t) = \frac{V_d}{R_{\text{load}}} \left(1 - \frac{2e^{-Rt/L_i}}{1 + e^{-Rt/(2L_i)}} \right).$$

Maximum value of current through operating valves for $0.53 \leq \cos \varphi_{\text{load}} \leq 1.0$ is

$$I_m = \frac{V_d}{3R_{\text{load}}} \left[\frac{(2-a)(1-a^2)}{(1+a^3)} \right], \quad (23)$$

and for $0 \leq \cos \varphi_{\text{load}} \leq 0.53$ it is

$$I_m = \frac{V_d}{3R_{\text{load}}} \left[\frac{(1+a)(1-a^2)}{(1+a^3)} \right]. \quad (24)$$

Line current changes its sign at the point σ (Figures 2(b) and 2(c)). For $\cos \varphi_{\text{load}} \geq 0.53$ it is $\sigma = (1/k) \ln[(2+a-a^2)/(1+a^3)]$ and for $\cos \varphi_{\text{load}} \leq 0.53$ it is $\sigma = (1/k) \ln[(1+2a+a^2)/(1+a^3)]$.

Current sequencing among active valves and inverse diodes depends on a quantity $\cos \varphi_{\text{load}}$. Current flows through inverse diodes in the interval $0 \leq v \leq \sigma$ and through active valves in the interval $\sigma \leq v \leq \pi$. By integrating the currents

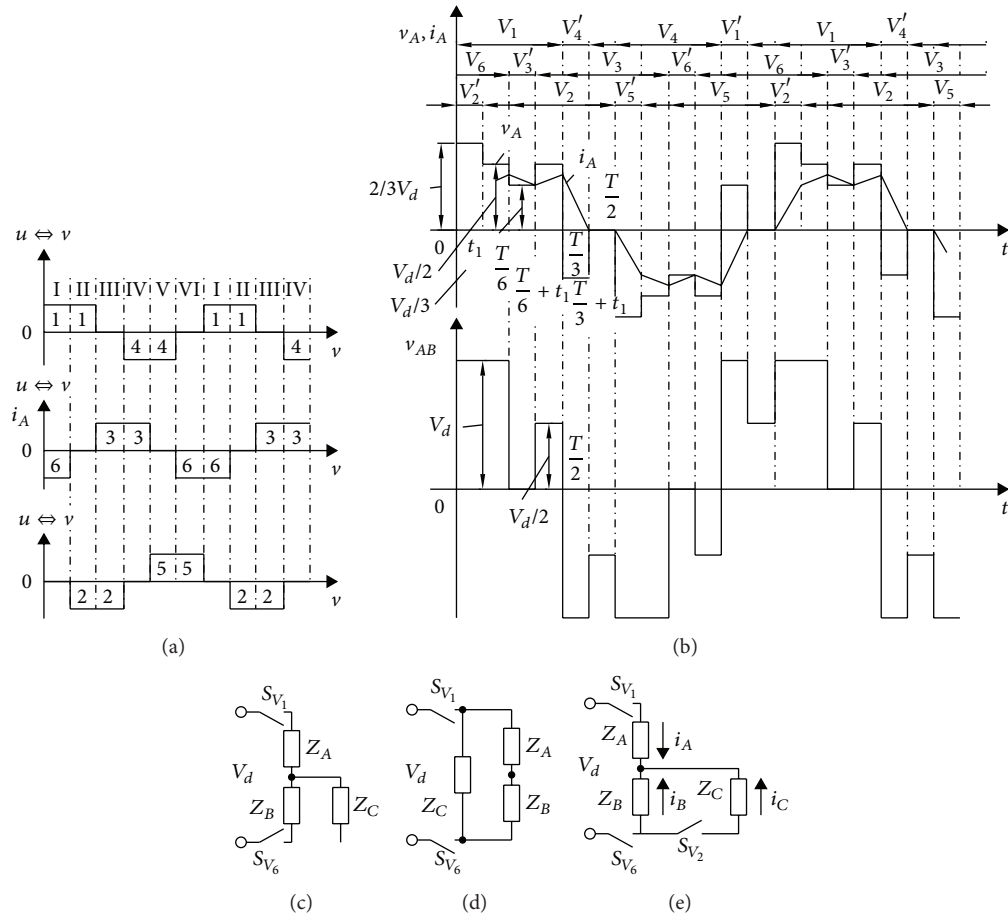


FIGURE 3: (a) Diagram of valve operation, (b) time diagram of currents and voltages of three-phase inverter at $\lambda = 120^\circ$, and (c, d, e) equivalent schemes for different coupling of opened and closed valves.

into these intervals $I_{V_{\text{mean}}}$, I_V , $I_{\text{mean-d}}$, I_d can be obtained for different values of $\cos \varphi_{\text{load}}$.

Delta Coupling (Figure 1(b) Solid Line/Link of Load). Effective value of voltage on load is

$$V_{\text{ph}} = V_{\text{line}} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_d. \quad (25)$$

Instantaneous value of phase currents is

$$i_{ab}(v) = \frac{V_d}{R_{\text{load}}} \left(1 - \frac{1+a}{1+a^3} e^{-kv} \right) \quad \text{za} \left(0 \leq v \leq \frac{2\pi}{3} \right), \quad (26)$$

$$i_{ab}(v) = \frac{V_d}{R_{\text{load}}} \left(\frac{1-a^2}{1+a^3} e^{-kv} \right) \quad \text{za} \left(\frac{2\pi}{3} \leq v \leq \pi \right).$$

Phase currents $i_{ca}(t)$ and $i_{bc}(t)$ are determined by angle $v = 2\pi/3$, and line currents of loads coupled into delta and star correspond to relation $1/3 i_{A\Delta}(v) = i_{AY}(v)$.

Loads of three-phase inverters, as a rule, are induction machines. For analysis of impairment of their characteristics

at feeding by nonsinusoidal voltages, examined function develops into harmonic series and determines the influence of each harmonic, respectively [12, 16].

If inverter is open during $\lambda = 120^\circ$ on three-phase bridge inverter only two operating valves are simultaneously open (Figure 3(a)). By changing load parameters the form of voltage also changes. The time diagram is presented on Figure 3(b).

Analysis of schemes (Figures 3(c) and 3(d)) shows that, at ohm load in star connection (Figure 3(c)), if one phase is disconnected and the other two are connected in line, the phase voltage will have rectangular form $V_d/2$ and $\lambda = 180^\circ$. At ohm load in delta connection (Figure 3(d)) single phase load is connected to voltages V_d and $V_d/2$. The phase voltage has two stage forms for $\lambda = 180^\circ$ as well as for load star coupling. When inverter feeds the induction machine (which presents ohm-inductive load), the phase voltage varies depending on the nature of the load. In the star connection the current i_C , supported by EMF induction, continues to flow in the same direction until the activation of the valve V_5 and closes through inverse diode V_2' and it activates phase C parallel with phase B (Figure 3(e)). If energy, converted in inductance of load phase, is consumed during the time $t_1 < T/6$, then current comes to zero in the other two phases (Figure 3(c)).

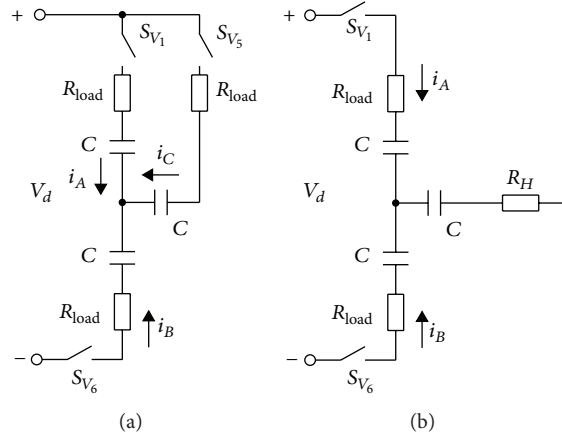


FIGURE 4: Equivalent schemes of three-phase inverter in operation with ohm-capacitive load.

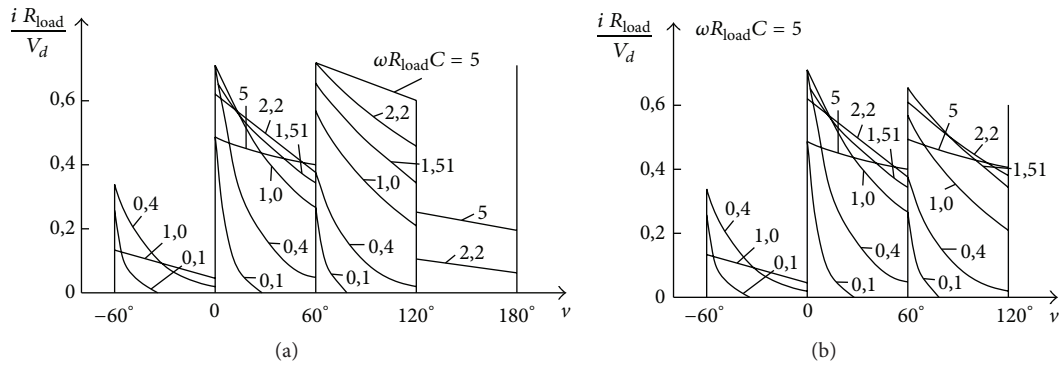


FIGURE 5: The diagrams of load current at (a) $\lambda = 180^\circ$ and (b) $\lambda = 120^\circ$.

If $\cos \varphi_{load}, 0.53 \leq \cos \varphi_H \leq 1$, then the condition $t_1 < T/6$ is achieved. For $\cos \varphi_{load} < 0.53$ the form of phase voltage is the same as in state of permanently connected active valves with angle $\lambda = 180^\circ$. Currents along load phases in that case correspond to expressions from (16).

If for $\lambda = 120^\circ$ the passing time of current through inverse diode is denoted with Δt , the effective value of phase and line voltage is

$$V_{ph} = \sqrt{\frac{\pi + \Delta}{6\pi}} V_d, \tag{27}$$

$$V_{line} = \sqrt{\frac{\pi + \Delta}{2\pi}} V.$$

Change of current time flow through inverse diode leads to change from phase to line voltage while at $\lambda = 180^\circ$ these voltages do not change.

If three-phase inverter feeds the induction motor (ohm-inductive load) and $\lambda = 180^\circ$, the form of voltage and substitution scheme in intervals of commutation (intermittent) do not depend on load power factor, but in the case $\lambda = 120^\circ$ the form of voltage depends on power factor and for $0.53 \leq \cos \varphi_{load} \leq 1.0$ substitution scheme changes its structure (Figures 3(c) and 3(d)). In connection of inverter and induction motor into star (symmetric ohm-capacitance load) for $\lambda = 180^\circ$, irrespectively of the load quantity, three valves are always open. Equivalent scheme of the inverter is

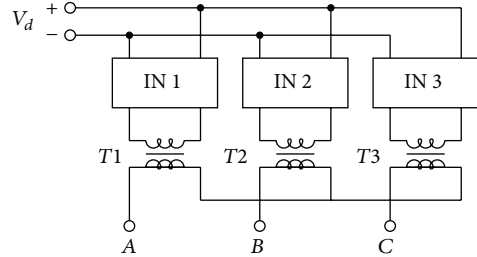


FIGURE 6: The three-phase inverter composed of three single-phase inverters.

given in Figure 4(a), and the form of phase voltage is such that, as for ohm-inductive load (Figures 2(b) and 2(c)), it does not depend on parameters R_{load} and C .

The instantaneous values of phase currents in the interval $0 \leq t \leq T/6$ are

$$i_A = \frac{V_d}{3R_{load}} \frac{2-b}{1-b+b^2} e^{-\delta t},$$

$$i_B = -\frac{V_d}{3R_{load}} \frac{1+b}{1-b+b^2} e^{-\delta t}, \tag{28}$$

$$i_C = -\frac{V_d}{3R_{load}} \frac{1-2b}{1-b+b^2} e^{-\delta t},$$

where $\delta = 1/R_H C, b = e^{-(\pi/3)(1/\omega R_{load} C)}$.

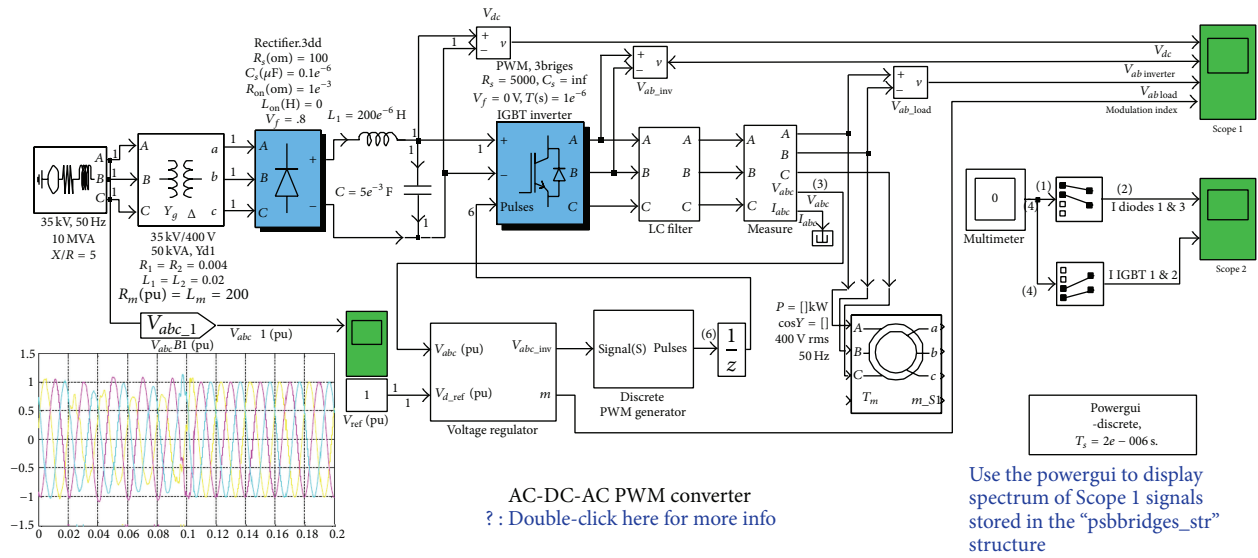


FIGURE 7: Model scheme for simulation of operation of induction motor fed from PWM converter.

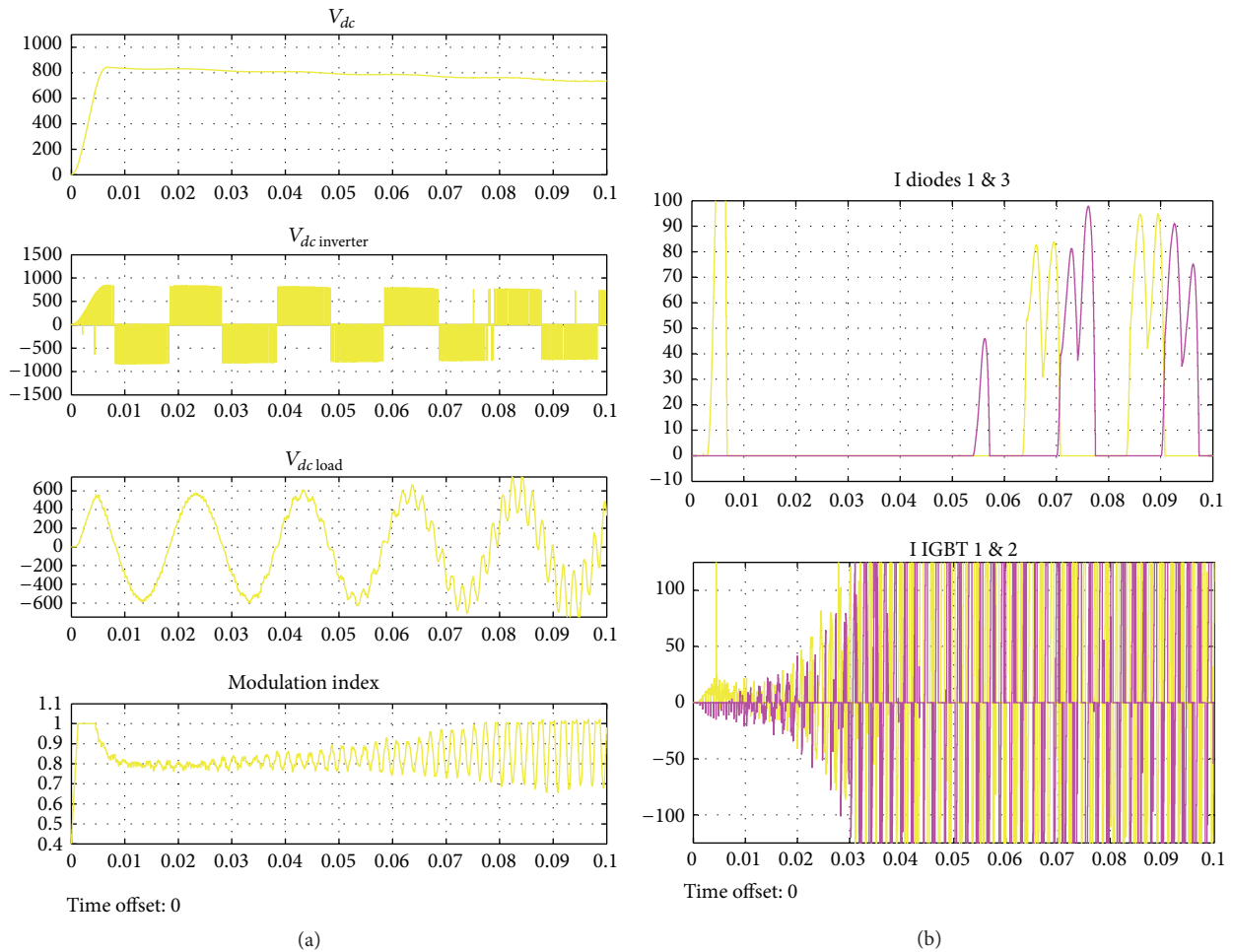
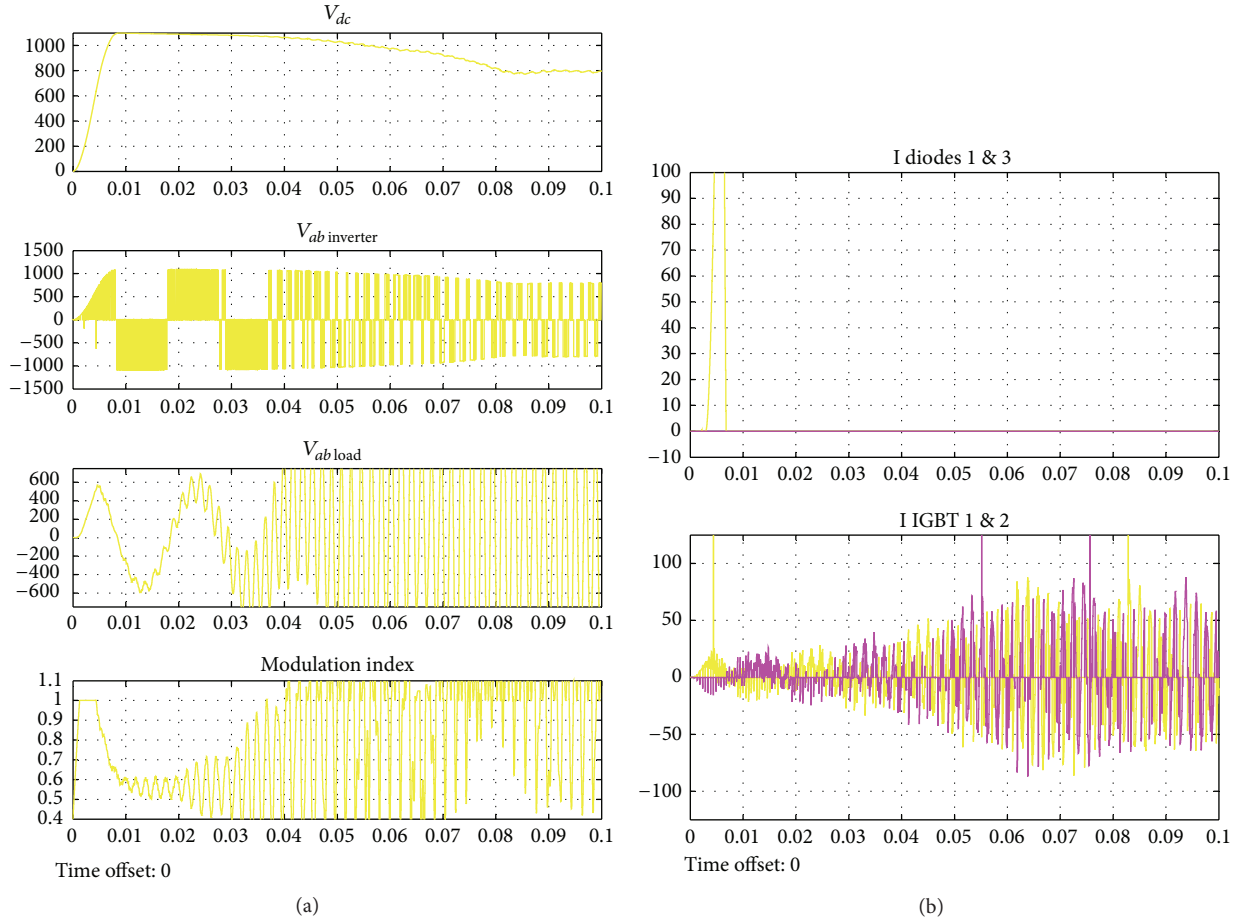


FIGURE 8: Induction machine $P = 4 \text{ kW}$, $\cos \varphi = 0.53$: (a) voltage diagram, (b) diode currents.


 FIGURE 9: Induction machine $P = 4$ kW, $\cos \varphi = 1$: (a) voltage diagram, (b) diode currents.

For $\lambda = 120^\circ$ and $\omega R_{load} C \geq 1.51$ the scheme is the same as for $\lambda = 180^\circ$ (Figure 4(a)), but instead of valve V_5 the diode V_5' is open. Current is determined by expressions (28).

The form of phase voltage changes at changing of value $\omega R_{load} C$. For $\lambda = 120^\circ$ and $\omega R_H C \geq 1.51$ inverter scheme is given in Figure 4(b) where current is

$$i_A = -i_B = \frac{V_d}{R_{load}(1+b)} e^{-\delta t}, \quad i_C = 0. \quad (29)$$

The diagrams of load current at $\lambda = 180^\circ$ and $\lambda = 120^\circ$ are given on Figures 5(a) and 5(b). In the interval $0 \leq \nu \leq 180^\circ$ in Figure 5(a) and interval $0 \leq \nu \leq 120^\circ$ in Figure 5(b) the current flows through operating thyristors (two-operational) and in the interval $-60 \leq \nu \leq 0$ through inverse diodes.

In the three-phase inverter (the coupling of three single phase inverters which is widely used) (Figure 6), the valves are controlled by the angle of 120° . The load can be star and delta connected, through the transformer with separate phases or without such a transformer.

During the analysis of electromagnetic processes in three-phase inverters it is considered that the system of voltage is symmetrical and output transformer ideal (the losses of dissipation and magnetizing currents are neglected), and transmission ratio is $n = N_2/N_1 = 1$. The assumptions

practically do not affect the accuracy of the obtained expressions but make them simple.

4. The Simulation Results

For simulation and verification of the proposed model, the procedure known in the literature [13, 19] is used. The panel with the simulation scheme for the purpose of verification of the model is presented in Figure 7. It encompasses the rectifier for feeding of IGBT inverter through the DC link. PWM converter produces three-phase sinusoidal system of variable voltage and variable frequency for the load feeding. Three-phase inverter operates at a frequency of 2000 Hz and modulation frequency of 50 Hz [20].

Description of Blocks. Bridge block is implemented into universal three-phase power transducer and contains 6 power breakers connected into the bridge, and structure of the transducer is selected from the dialog box package.

The Dialog Box and Parameters of Configuration Channel. Group ABC as input terminals connect A, B, and C phases of the bridge at the input channels 1, 2, and 3 of the Universal Bridge Block.

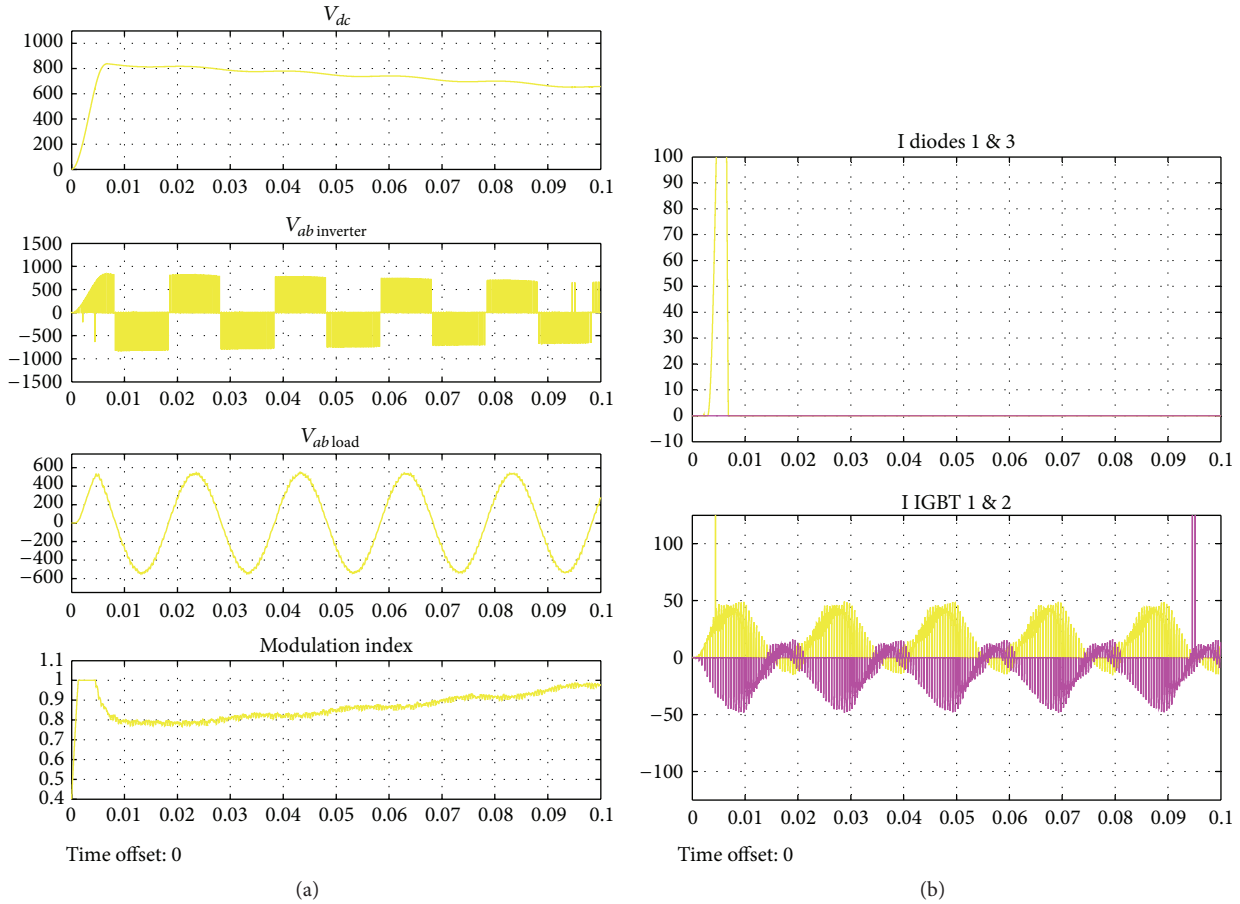


FIGURE 10: Induction machine $P = 15\text{ kW}$, $\cos \varphi = 0.53$: (a) voltage diagram, (b) diode currents.

Damped resistance is $R_s = 100\ \Omega$; damped capacitance is $C_s = 0.1e^{-6}\ \mu\text{F}$. When parameter of resistance is $R_s = \text{inf.} (\infty)$ the damping from the model is eliminated. If the capacitance parameter is $C_s = 0$ the damping from the model is eliminated, or if it is $\text{inf.} (\infty)$ the active damping is obtained. The internal resistance of the selected device is $R_{\text{on}} = 1e^{-3}\ \Omega$, and the internal inductance is $L_{\text{on}} = 0\ \text{H}$ for diodes, thyristors, or MOSFET devices. The time of signal declination is $je\ T_f = 1e^{-6}\ \text{s}$, and the time of signal end is $T_t = 2e^{-6}\ \text{s}$ both for GTO or IGBT devices.

The Device of Power Electronics. The type of the device of power electronics which shall be used in the bride is selected.

Measurements. The selected devices for measurement of the voltages are connected to 6 terminals of power electronics. The selected devices measure currents that flow through the 6 devices of power electronics. If damping devices are defined, the measurements of the current are the same for all individual currents that flow through the devices of power electronics. Selection of voltages V_{ab} , V_{bc} , U_{ca} , U_{dc} is used for measurement of voltages at the derivatives (AC and DC) of the Universal Bridge Block.

Simulation. After the transient period of approximately 70 ms, the system achieves the steady-state. The wave forms of DC connection, output of the inverter, and the loop in Scope 1 are recorded. Harmonics generated in the inverter of about 2 kHz are filtered on LC filter. The expected voltage amplitude on the load is 537 V (380 V of effective value). In the steady-state regime the average value of modulation index is $m = 0.77$, and the mean value of DC voltage is 780 V.

The inverter creates the basic component of the voltage (50 Hz) by commutation; therefore $V_{ab} = 780\ \text{V} * 0.641 * 0.80 = 382\ \text{V}$. The observed diode currents on the route 1/Scope 2 show the commutation from diode 1 to diode 3. The currents in breakers 1 and 2 of IGBT/Diode Bridge (higher and lower breaker activate the phase A) are shown in route 2/Scope 2. These two currents are complementary: positive current shows that current flows through IGBT, while negative current shows that current flows through antipanel diode. Scope 1 contains voltage on diodes V_{dc} , inverter voltage V_{ab} , load voltage V_{load} , and modulation index.

For the selected type of motor whose data are presented in Table 1 and known feeding voltage the optimal type of the inverter has been determined, with which it is possible to achieve required corrections regarding the power factor and power of the motor. Figure 7 presents the adapted scheme of

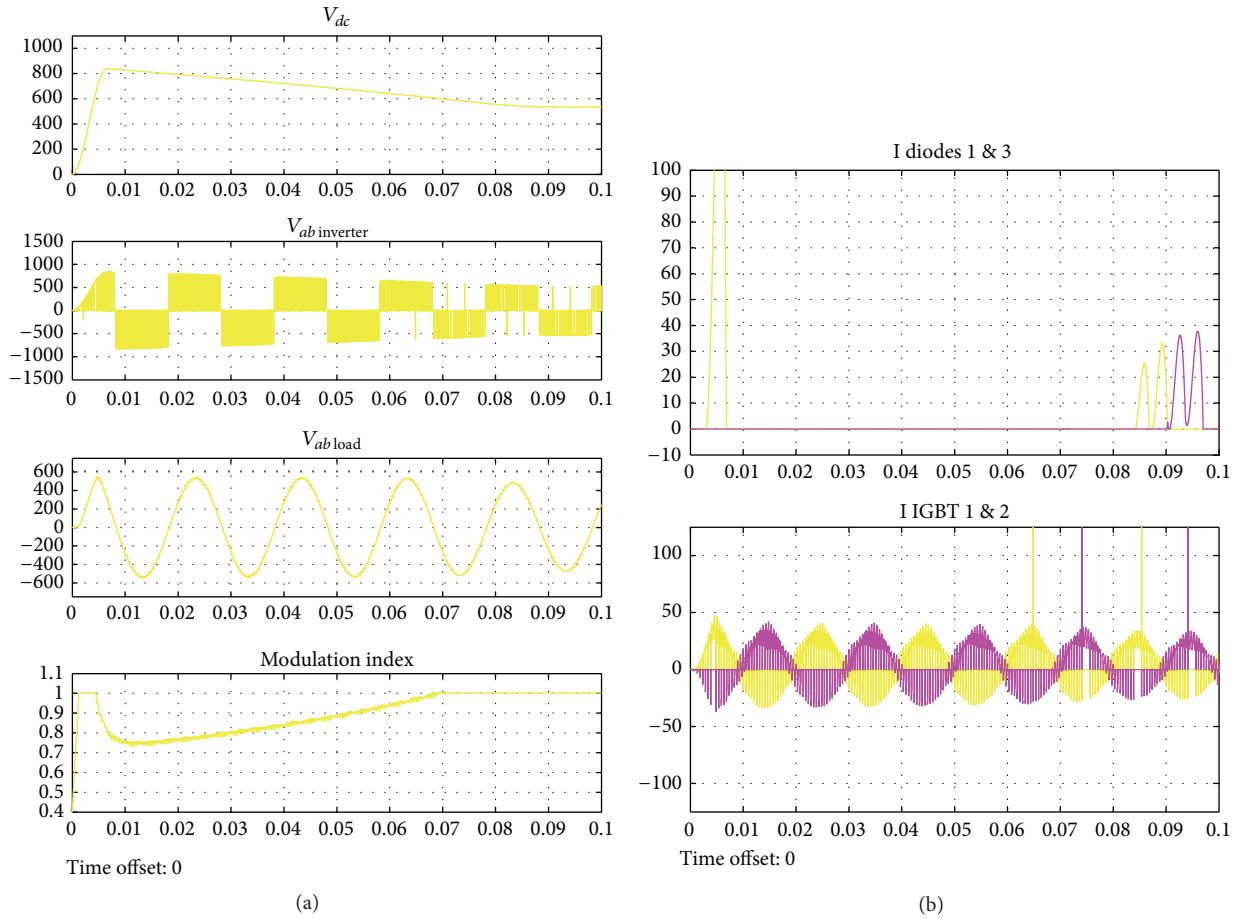

 FIGURE 11: Induction machine $P = 15 \text{ kW}$, $\cos \varphi = 1$: (a) voltage diagram, (b) diode currents.

 TABLE 1: Data on low-voltage three-phase closed motor with squirrel-cage rotor, <http://www.sever.co.rs/>.

Tag	2ZK112M-4	1ZK225S-4	1ZK225S-4
$P \text{ kW}$	4	15	37
$I_n \text{ A}$	8,6	30	70
min^{-1}	1420	1440	1470

the simulation model of the induction motor operation, with the following characteristics: Δ -coupling of stator winding, voltage $V = 400 \text{ V}$, power $P = (4, 15 \text{ and } 37) \text{ kW}$, power factor $\cos \varphi = 0.53$; 1 and appropriate speed of rotation $n = (1420, 1440, 1470) \text{ min}^{-1}$ fed by PWM converter.

In the adapted part of the MATLAB simulation program package psbbridges.mdl demo by changing the power factor and nominal load power, the transient state model was verified in which the two mentioned parameters of the assembly at given voltage system of feeding which originates from the electric network are implemented. For the simulated values of the voltage from the feeding source the required waveforms of the corrected voltage are determined:

- (i) at diodes V_{dc} ,
- (ii) at IGBT inverter V_{ab} ,

(iii) at R - L load (induction motor) V_{load} ,

(iv) at currents of diode and IGBT in inverter.

All waveforms are presented in Figures 8–13 as follows:

- (i) Figure 8: (a) voltage diagram, (b) diagram of diode current for induction motor with power $P = 4 \text{ kW}$ and power factor $\cos \varphi = 0.53$,
- (ii) Figure 9: (a) voltage diagram, (b) diagram of diode current for induction motor with power $P = 4 \text{ kW}$ and power factor $\cos \varphi = 1$,
- (iii) Figure 10: (a) voltage diagram, (b) diagram of diode current for induction motor with power $P = 15 \text{ kW}$ and power factor $\cos \varphi = 0.53$,
- (iv) Figure 11: (a) voltage diagram, (b) diagram of diode current for induction motor with power $P = 15 \text{ kW}$ and power factor $\cos \varphi = 1$,
- (v) Figure 12: (a) voltage diagram, (b) diagram of diode current for induction motor with power $P = 37 \text{ kW}$ and power factor $\cos \varphi = 0.53$,
- (vi) Figure 13: (a) voltage diagram, (b) diagram of diode current for induction motor with power $P = 37 \text{ kW}$ and power factor $\cos \varphi = 1$.

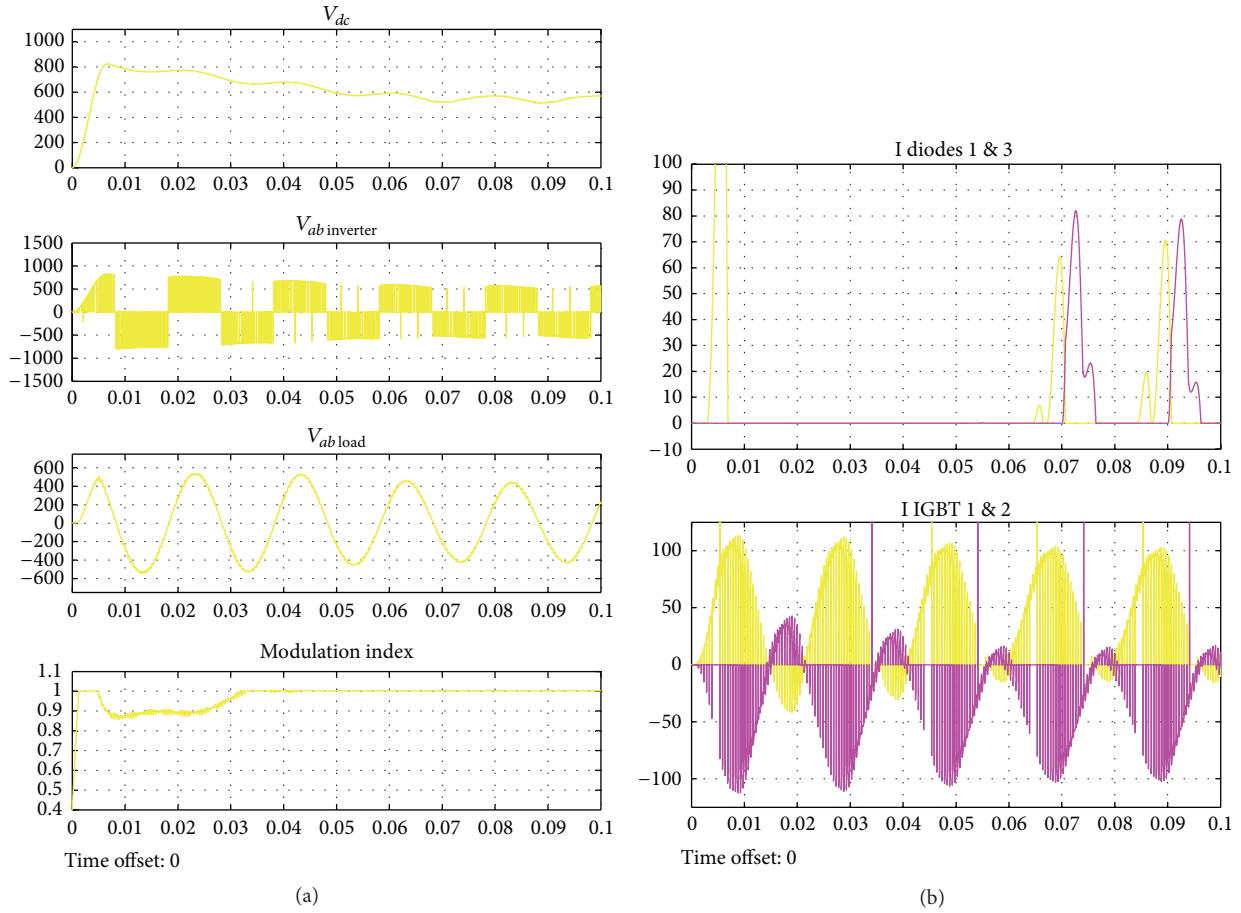


FIGURE 12: Induction machine $P = 37 \text{ kW}$, $\cos \varphi = 0.53$: (a) voltage diagram, (b) diode currents.

In all examples of the simulation, the induction motor had limited power of the inverter $P = 50 \text{ kW}$ which was sufficient for the testing since the greatest power of the motor was $P_{\text{induction machine}} = 37.5 \text{ kW} < P_{\text{inverter}} = 50 \text{ kW}$. The forms of time dependence, that is, diagrams of voltages and current, show that there is a significant impact of powers and power factors of the induction motor on the operation of the inverter.

In such a way the validity of the derived relation (21) was confirmed for the values of the current within the limits of the power factors of the induction motors $0.53 \leq \cos \varphi_{\text{load}} \leq 1.0$. The validity and applicability of all derived formulas from (22) to (27), which are simple in form, were also verified.

The method which relies on the set-up differential equations and the inserted boundary conditions for each time interval of the operation corresponds to the research related to the analysis of the transient states of the induction machines to which voltage correctors are attached during the power supply process. The inverse Laplace transform is applied to the familiar form of the phase current in a circuit.

The new procedure based on derived algorithm calculations of the induction machine transient process is verified through diagrams in Figures 8, 9, 10, 11, 12, and 13. The current flow through the inverse diode time change leads to phase and line current changes. The phase and line currents

remain unchanged only if $\lambda = 180^\circ$. As evidenced, if the three-phase inverter feeds the induction motor (ohm's law inductive load) and if $\lambda = 180^\circ$, the form of the current and the changing schema of the commutation intervals do not depend upon the load power factors. However, if $\lambda = 120^\circ$ the form of the current depends upon the power factors and for $0.53 \leq \cos \varphi_{\text{load}} \leq 1.0$, the changing schema presented in Figures 3(c) and 3(d) changes its structure. In this way, the mathematical model of the three-phase bridge converter transient state whose active-inductive load is an induction machine is verified and different conditions of the induction machine operation with the changed load parameters, that is, power factor values of 0.53 in 1, are analyzed.

5. Conclusion

The results obtained in the simulation procedure show that it is possible to accomplish the idea to present the induction motor as the active-inductive (RL) load in mathematical model of the three-phase bridge inverters system, three-phase induction motor.

A part of the software package MATLAB-psbbridges.mdl demo that illustrates the use of dual Universal Bridge Block in AC-DC-AC converter has been used for verification of the model, which includes rectifier that feeds IGBT inverter through DC link. PWM converter provides three-phase

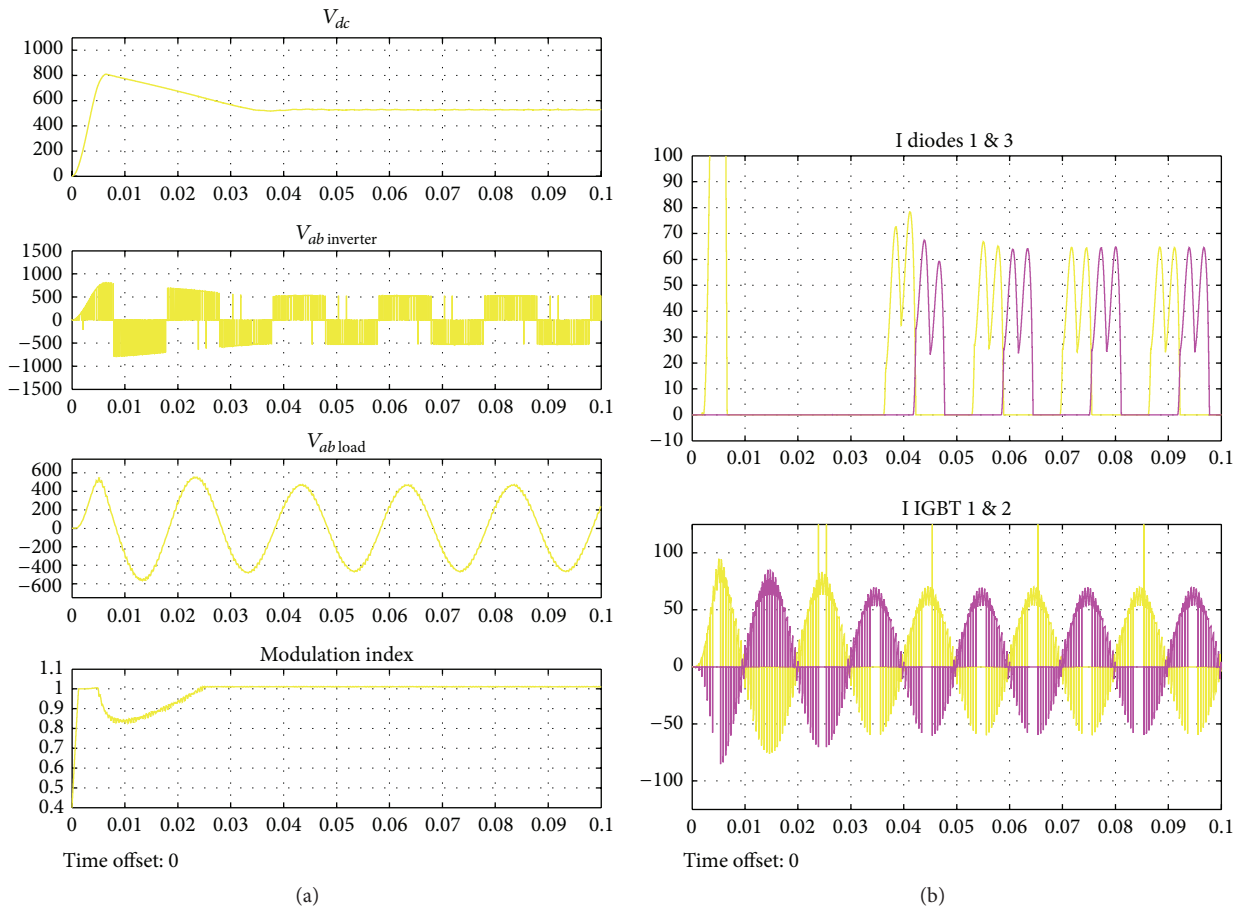


FIGURE 13: Induction machine $P = 37 \text{ kW}$, $\cos \varphi = 1$: (a) voltage diagram, (b) diode currents.

sinusoidal system of voltage and variable frequency for feeding of the load.

The induction motors of different powers and power factors are tested for the purpose of the model verification. The behavior of the inverter with the selected parameters of the load and the verification of the theoretical model is derived by 3-type 2-pole induction motor “Sever,” with motor delta coupling $\Delta = D$ and with power factor $\cos \varphi = 0.53; 1$.

Values of voltage of direct circuit, interphase voltages, modulation indices, currents of diode, and IGBT inverter have been measured. When the power loads are less than 10% of the power of the inverter or when the power factors are low (0.53), in the simulation significant distortions on all sizes of the assembly were recorded. The assembly inverter-induction machine with respect to feeding network behaves like generator of higher harmonics: efficiency of correction of asymmetry to load was also reduced.

The obtained results indicate the possibility of application of converters for correction of asymmetries and elimination of harmonics.

Diagrams of voltages and currents show that there is a significant impact of powers and power factors of the induction motor on the operation of the inverter. This confirms the validity of the formulas relating to electrical quantities of the induction motor and inverter and takes

into account the limits in regard to the power factors of the induction motors.

At the end of the paper the possibility of modelling the operation of the inverter and the induction motor was presented, where the induction motor was treated as the symmetrical-passive $R-C$ (ohm-capacitance) load, but due to the volume of the paper such simulation shall be presented in some of the following papers.

Competing Interests

The authors declare that there is no conflict of interests regarding the publication of this paper.

References

- [1] E. R. Benedict and T. A. Lipo, “Improved PWM modulation for a permanent-split capacitor motor,” in *Proceedings of the Conference Record of the IEEE Industry Applications Conference*, vol. 3, pp. 2004–2010, Rome, Italy, 2000.
- [2] S.-G. Jeong and M.-H. Woo, “DSP-based active power filter with predictive current control,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 3, pp. 329–336, 1997.
- [3] P. Chlebis, P. Simonik, and M. Kabasta, “The comparison of direct and indirect matrix converters,” in *PIERS Proceedings*, pp. 310–313, Cambridge, Mass, USA, July 2010.

- [4] H. Su and M. Z. Chen, "Multi-agent containment control with input saturation on switching topologies," *IET Control Theory & Applications*, vol. 9, no. 3, pp. 399–409, 2015.
- [5] C. Suci, M. Kansara, P. Holmes, and W. Szabo, "Performance enhancement of an induction motor by secondary impedance control," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 17, no. 2, pp. 211–216, 2002.
- [6] S. Kim and P. N. Enjeti, "Control strategies for active power filter in three-phase four-wire systems," in *Proceedings of the 15th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference & Exposition (APEC '00)*, vol. 1, pp. 420–426, Piscataway, NJ, USA, February 2000.
- [7] M. Aredes, J. Hafner, and K. Heumann, "A three-phase four-wire shunt active filter using six IGBTs," in *Proceedings of the 6th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE '95)*, vol. 1, pp. 874–879, Seville, Spain, September 1995.
- [8] H. Akagi, A. Nabae, and S. Atoh, "Control strategy of active power filters using multiple voltage-source PWM converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 22, no. 3, pp. 460–465, 1986.
- [9] M. Aredes and E. H. Watanabe, "New control algorithms for series and shunt three-phase four-wire active power filters," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 10, no. 3, pp. 1649–1656, 1995.
- [10] P. Verdelho and G. D. Marques, "An active power filter and unbalanced current compensator," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 3, pp. 321–328, 1997.
- [11] N. Marković, S. Bjelić, U. Jakšić, and M. Vujičić, "Development of new measuring systems based on symmetric components in electric networks," *Elektronika ir Elektrotehnika*, vol. 8, no. 104, pp. 57–62, 2010.
- [12] M. Stanculescu, M. Maricaru, V. Stefan-Minculete, S. Marinescu, and I. F. Hantila, "Analytical solution for eddy current problem, using space eigen functions expansion," *Revue Roumaine des Sciences Techniques—Serie Électrotechnique et Énergétique*, vol. 58, no. 2, pp. 123–134, 2013.
- [13] B. Singh, V. Verma, A. Chandra, and K. Al-Haddad, "Hybrid filters for power quality improvement," *IEEE Proceedings—Generation, Transmission and Distribution*, vol. 152, no. 3, pp. 365–378, 2005.
- [14] S. Bjelić, N. Marković, and J. Živanić, "One analytical method for calculation of converter-rectifier parameters and verification with tested simulation," <http://www.irmbor.co.rs/images/izdavastvo/casopisi/arhinovacije/inovacije2.13.pdf>.
- [15] L. A. Moran, L. Fernandez, J. W. Dixon, and R. Wallace, "A simple and low-cost control strategy for active power filters connected in cascade," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 5, pp. 621–629, 1997.
- [16] V. M. Cardenas, C. Nunez, and N. Vazquez, "Analysis and evaluation of control techniques for active power filters: sliding mode control and proportional-integral control," in *Proceedings of the 14th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC '99)*, vol. 1, pp. 649–654, Dallas, Tex, USA, March 1999.
- [17] S. Bjelić, U. Jakšić, and N. Marković, Energetski pretvarači, Quark-Kraljevo, 2010, <http://www.vbs.rs/cobiss/cobiss.sr-en.htm>.
- [18] J. Dixon, J. J. Garcia, and L. Moran, "Control system for three-phase active power filter which simultaneously compensates power factor and unbalanced loads," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 6, pp. 636–641, 1995.
- [19] H. Akagi, "Active harmonic filters," *Proceedings of the IEEE*, vol. 93, no. 12, pp. 2128–2141, 2005.
- [20] S. Sunter, M. Ozdemir, and B. Gumus, "Modelling and simulation of single phase induction motor with adjustable switched capacitor," in *Proceedings of the 9th International Conference on Power Electronics and Motion Control (EPE-PEMC '00)*, pp. 5-1–5-5, Kosice, Slovakia, 2000.



Hindawi

Submit your manuscripts at
<http://www.hindawi.com>

