



УНИВЕРЗИТЕТ У НОВОМ САДУ  
ФАКУЛТЕТ ТЕХНИЧКИХ НАУКА У  
НОВОМ САДУ



Бојан Кнежевић

**ПОБОЉШАЊЕ УПРАВЉАЧКИХ И  
ЕНЕРГЕТСКИХ КАРАКТЕРИСТИКА  
ПОГОНА МЕХАТРОНИЧКОГ СИСТЕМА  
ЛИФТА**

ДОКТОРСКА ДИСЕРТАЦИЈА

Нови Сад, 2017



## КЉУЧНА ДОКУМЕНТАЦИЈСКА ИНФОРМАЦИЈА

Редни број, <b>РБР</b> :		
Идентификациони број, <b>ИБР</b> :		
Тип документације, <b>ТД</b> :	Монографска документација	
Тип записа, <b>ТЗ</b> :	Текстуални штампани материјал	
Врста рада, <b>ВР</b> :	Докторска дисертација	
Аутор, <b>АУ</b> :	Бојан Кнежевић	
Ментор, <b>МН</b> :	Проф. др Дарко Марчетић	
Наслов рада, <b>НР</b> :	Побољшање управљачких и енергетских карактеристика мехатроничког система лифта	
Језик публикације, <b>ЈП</b> :	српски	
Језик извода, <b>ЈИ</b> :	српски/енглески	
Земља публиковања, <b>ЗП</b> :	Република Србија	
Уже географско подручје, <b>УГП</b> :	АП Војводина	
Година, <b>ГО</b> :	2017	
Издавач, <b>ИЗ</b> :	Ауторски репринт	
Место и адреса, <b>МА</b> :	Факултет техничких наука, Трг Доситеја Обрадовића 6, Нови Сад	
Физички опис рада, <b>ФО</b> : (поглавља/страна/ цитата/табела/слика/графика/прилога)	11/125/124/11/73/0/0	
Научна област, <b>НО</b> :	Електротехничко и рачунарско инжењерство	
Научна дисциплина, <b>НД</b> :	Енергетска електроника, машине и погони	
Предметна одредница/Кључне речи, <b>ПО</b> :	Мехатронички системи, лифт, електромоторни погон, асинхрони мотор, резонантне вибрације, филтери, Герцелов алгоритам, Киферов алгоритам претраживања, енергетска ефикасност, контрола трзаја	
<b>УДК</b>		
Чува се, <b>ЧУ</b> :	Библиотека Факултета техничких наука, Универзитет у Новом Саду	
Важна напомена, <b>ВН</b> :	--	
Извод, <b>ИЗ</b> :	Сваки мехатронички систем лифта (МСЛ) садржи механички подсистем који је карактерисан својом резонантном фреквенцијом. У дисертацији је представљен оригинални метод за подешавање антирезонантног филтера базиран на примјени Герцеловог алгоритма и Киферовог алгоритма претраживања. Предложен је јединствени генерализовани модел референце брзине у функцији трзаја. Кроз експерименталне провјере, верификовано је да само синергијски ефекат контроле трзаја и филтрирања референтног момента може елиминисати резонантне вибрације. Предложени су поступци и развијени алгоритми за повећање енергетске ефикасности погона МСЛ. Предложени алгоритми су у интеракцији са планираном трајекторијом брзине и антирезонантном управљачком шемом. Сви предложени алгоритми су имплементирани на дигиталном сигнал процесору.	
Датум прихватања теме, <b>ДП</b> :	22.12.2016.	
Датум одбране, <b>ДО</b> :		
Чланови комисије, <b>КО</b> :	Председник: Др Владимир Катић, редовни професор	Потпис ментора
	Члан: Др Драган Шешлија, редовни професор	
	Члан: Др Веран Васић, редовни професор	
	Члан: Др Бранко Блануша, ванредни професор	
	Члан, ментор: Др Дарко Марчетић, редовни професор	



## KEY WORDS DOCUMENTATION

Accession number, <b>ANO</b> :	
Identification number, <b>INO</b> :	
Document type, <b>DT</b> :	Monographic documentation
Type of record, <b>TR</b> :	Textual printed material
Contents code, <b>CC</b> :	PhD thesis
Author, <b>AU</b> :	Bojan Knežević
Mentor, <b>MN</b> :	Prof. dr Darko Marčetić
Title, <b>TI</b> :	Improvement of the control and energy characteristics of the elevator mechatronic system power drive
Language of text, <b>LT</b> :	Serbian
Language of abstract, <b>LA</b> :	Serbian/English
Country of publication, <b>CP</b> :	Republic of Serbia
Locality of publication, <b>LP</b> :	AP of Vojvodina
Publication year, <b>PY</b> :	2017.
Publisher, <b>PB</b> :	Author's reprint
Publication place, <b>PP</b> :	Faculty of Technical Sciences, Trg Dositeja Obradovića 6, Novi Sad
Physical description, <b>PD</b> : <small>(chapters/pages/ref./tables/pictures/graphs/appendixes)</small>	11/125/124/11/73/0/0
Scientific field, <b>SF</b> :	Electrical and Computer Engineering
Scientific discipline, <b>SD</b> :	Power electronics, electrical machines and drives
Subject/Key words, <b>S/KW</b> :	Mechatronic systems, elevator, power drive, induction motor, resonant vibrations, filters, Goertzel's algorithm, Kiefer's search algorithm, energy efficiency, jerk control
<b>UC</b>	
Holding data, <b>HD</b> :	Library of the Faculty of Technical Sciences, University in Novi Sad
Note, <b>N</b> :	--
Abstract, <b>AB</b> :	Each elevator mechatronic system (EMS) contains a mechanical subsystem which is characterized by its resonant frequencies. The original method for band-stop filter tuning based on Goertzel algorithm and Kiefer search algorithm is proposed in dissertation. In order to generate the speed reference trajectory which can be defined by different shapes and amplitudes of jerk, a unique generalized model is proposed. Through experimental verifications, it has been verified that only synergistic effect of controlling jerk and filtrating the reference torque can eliminate resonant vibrations. The dissertation proposes procedures and developed algorithms for increasing the energy efficiency of the EMS power drive. The proposed algorithms are in interaction with the planned speed reference trajectory and the proposed anti-resonant control scheme. The all proposed algorithms are implemented on the digital signal processor.
Accepted by the Scientific Board on, <b>ASB</b> :	22.12.2016.
Defended on, <b>DE</b> :	
Defended Board, <b>DB</b> :	
President:	Dr Vladimir Katić, full professor
Member:	Dr Dragan Šešljija, full professor
Member:	Dr Veran Vasić, full professor
Member:	Dr Branko Blanuša, associate professor
Member, Mentor:	Dr Darko Marčetić, full professor

Menthor's sign

## САДРЖАЈ

Резиме дисертације.....	1
<i>Abstract of Dissertation</i> .....	2
1. Увод .....	3
2. Стање у области истраживања .....	9
2.1. Преглед литературе у области вибрација .....	9
2.2. Преглед литературе у области управљања трзајем.....	11
2.3. Преглед литературе у области повећања енергетске ефикасности.....	13
3. Математичко моделовање мехатроничког система лифта.....	20
3.1. Опис електричног лифта.....	20
3.2. Математички модел механичког подсистема МСЛ.....	22
3.3. Математички модел погонског подсистема МСЛ.....	24
3.4. Математички модел индиректног векторског управљања.....	26
3.5. Управљање брзином и положајем МСЛ .....	28
4. Сузбијање вибрација у мехатроничком систему лифта .....	30
4.1. Појава вибрација у МСЛ.....	30
4.2. Филтер за сузбијање вибрација у МСЛ.....	31
4.3. Предложена процедура за подешавање антирезонантног филтера.....	33
5. Трајекторија брзине са дефинисаним трзајем .....	39
5.1. Дефиниција и облици трзаја у МСЛ.....	39
5.2. Генерализовани модел референце брзине дефинисан трзајем .....	42
6. Побољшање енергетске ефикасности мехатроничког система лифта.....	52
6.1. Предложени метод за повећање енергетске ефикасности погона мехатроничког система лифта.....	57
6.1.1. Извођење израза за оптимизацију базирану на математичком моделу губитака у погону мехатроничког система лифта.....	60
6.1.2. Одређивање метода базираног на алгоритму претраживања за корекцију оптимизационог метода базираног на моделу губитака у погону мехатроничког система лифта .....	65
7. Предложене управљачке шеме.....	69
7.1. Предложена антирезонантна управљачка шема са контролом трзаја мехатроничког система лифта.....	69
7.2. Предложена антирезонантна управљачка шема са контролом трзаја и повећањем енергетске ефикасности погона мехатроничког система лифта .....	70
8. Опис експерименталне апаратуре.....	72
8.1. Управљачки ДСП подсистем мехатроничког система лифта.....	72
8.1.1. Поређење ДСП-а са аритметиком фиксне и покретне тачке .....	72
8.1.2. Дигитални сигнал процесор са окружењем.....	75
8.2. Погонски подсистем МСЛ.....	76
8.2.1. Енергетски претварач .....	76

8.2.2. Прилагодна кола.....	82
8.3. Механички подсистем МСЛ.....	84
8.4. Параметри и додатна израчунавања и умјеравања за експерименталну апаратуру.....	87
8.4.1. Параметри МСЛ.....	87
8.4.2. Мјерење брзине и параметри регулатора брзине.....	87
8.4.3. Мјерење напона једносмјерног међукола.....	88
8.4.4. Мјерење линијских и израчунавање магнетизационе и активне компоненте струје статора, $i_{sd}$ и $i_{sq}$ .....	88
8.4.5. Струјни лимити и одређивање номиналне вриједности струје магнећења, $i_{sdn}$ .....	90
9. Резултати провјера предложених рјешења.....	92
9.1. Експеримантални резултати предложених алгоритама за сузбијање вибрација у мехатроничком систему лифта.....	92
9.2. Експеримантални резултати предложене регулације брзине са контролисаним трзајем.....	98
9.3. Резултати симулационих провјера предложеног метода за повећање енергетске ефикасности погона мехатроничког система лифта.....	103
10. Закључак.....	112
11. Литература.....	117

## РЕЗИМЕ ДИСЕРТАЦИЈЕ

Модерни лифтови су комплексни мехатронички системи који морају да задовоље високе перформансе у прецизности, безбједности, удобности вожње и уштеде енергије.

Сваки мехатронички систем лифта (МСЛ) садржи механички подсистем који је карактерисан својом резонантном фреквенцијом. У функцији постизања високих перформанси укупног система, управљачки дио МСЛ неизбежно побуђује резонантна кола проузрокујући појаву вибрација.

Ова дисертација предлаже синергијско рјешење базирано на контроли трзаја и надоградњи брзинске регулације филтером непропусником опсега са циљем враћања изгубљене удобности у вожњи и регулације брзине проузроковане вибрацијама. Филтер непропусник опсега елиминисаће резонантну компоненту из спектра брзинског регулатора док контрола трзаја обезбјеђује рад брзинског регулатора у линеарном моду као и повећање удобности вожње. У дисертацији је представљен оригинални метод за подешавање антирезонантног филтера базиран на примјени Герцеловог алгоритма и Киферовог алгоритма претраживања. Да би се генерисала трајекторија референце брзине која се може дефинисати различитим облицима и амплитудама трзаја, предложен је јединствени генерализовани модел референце брзине у функцији трзаја. Кроз експерименталне провјере, верификовано је да само синергијски ефекат контроле трзаја и филтрирања референтног момента може елиминисати резонантне вибрације.

Енергетска ефикасност је важна карактеристика МСЛ. Принцип рада МСЛ са кабином и протутегом омогућава значајну уштеду енергије у режимима са средњим оптерећењима. У дисертацији су предложени поступци и развијени алгоритми за повећање енергетске ефикасности погона МСЛ. Предложени алгоритми су комбинација метода базираних на моделу мотора и алгоритмима претраживања у интеракцији са планираном трајекторијом брзине са контролисаним трзајем и антирезонантном управљачком шемом.

Сви предложени алгоритми су интегрисани у алгоритам управљања погонским мотором и имплементирани на дигиталном сигнал процесору. За верификацију предложених алгоритама пројектована је и реализована експериментална апаратура МСЛ која је описана у дисертацији.

## ***ABSTRACT OF DISSERTATION***

*Modern elevators are complex mechatronic systems which have to satisfy high performance in precision, safety, ride comfort and energy saving.*

*Each elevator mechatronic system (EMS) contains a mechanical subsystem which is characterized by its resonant frequencies. In order to achieve high performance of the whole system, the control part of the EMS inevitably excites resonant circuits causing the occurrence of vibration.*

*This dissertation proposes a synergistic solution based on the jerk control and the upgrade of the speed controller with a band-stop filter to restore lost ride comfort and speed control caused by vibration. The band-stop filter eliminates the resonant components from the speed controller spectra and jerk control provides operating of the speed controller in a linear mode as well as increased ride comfort. The original method for band-stop filter tuning based on Goertzel algorithm and Kiefer search algorithm is proposed in this dissertation. In order to generate the speed reference trajectory which can be defined by different shapes and amplitudes of jerk, a unique generalized model is proposed. Through experimental verifications, it has been verified that only synergistic effect of controlling jerk and filtering the reference torque can eliminate resonant vibrations.*

*Energy efficiency is an important characteristic of the EMS. The operating principle of the EMS with a car and counterweight allows significant energy saving at medium loads. The dissertation proposes procedures and developed algorithms for increasing the energy efficiency of the EMS power drive. The proposed algorithms are a combination of methods based on the loss model and search algorithms in interaction with the planned speed reference trajectory and the proposed anti-resonant control scheme.*

*The all proposed algorithms are integrated in the power drive control algorithm and implemented on the digital signal processor. For the verification of the proposed algorithms, a scale down prototype of the EMS that was described in the dissertation is designed and realized.*

## 1. УВОД

Мехатроника је природно стање еволуционог развоја модерног инжењерства. То је нови приступ пројектовању уређаја у свим областима људског дјеловања. Мехатроника није револуција него еволуција људског размишљања у подручју примјене природних и техничких наука. То није нова наука, него је то синергијско јединство више техничких наука, нарочито механике, електронике, аутоматике и информатике. Или најопштије, мехатроника је израз схватања да је суштина у јединству и да је јединство суштина.

Мехатроника настаје у посљедње три деценије као резултат интензивног развоја машинства, електротехнике, аутоматике и информатике, с једне стране и великог повећања животног стандарда и раста потрошње с друге стране. Све то је учинило да су захтјеви на квалитет и могућности индустријских и комерцијалних производа постајали све већи, а то је проузроковало да постају и „интелигентнији“ што је постигнуто уградњом електронских и микропроцесорских компоненти. Масовна производња таквих производа је даље учинила да они постају јефтини и доступни најширим друштвеним слојевима, што надаље додатно смањује цијену уграђених управљачких компоненти и проширује подручје њихове примјене. Та спирала сталног раста захтјева, потреба и количина са једне стране и пада цијена са друге стране довеле су до данашњег степена техничког развоја када је у пројектовању производа потребно примјењивати другу филозофију - други приступ у односу на то како је то изгледало прије три деценије. Нови приступ укључује паралелну интеграцију поменутих техничких дисциплина, те на тај начин стварање синергијског ефекта, чиме се постиже нов квалитет коначног производа.

У науци се интердисциплинарне области најслабије развијају. Док су примарне дисциплине које су јасно ограничене унутар својих научних и стручних области до најфинијих детаља истражене, научни рад који комбинује више дисциплина обећава највеће резултате у будућности. Електромоторни погони редовно су у интеракцији са различитим врстама оптерећења и саставни су дио постројења као што су механичка, хидраулична, пнеуматска, транспортна, термичка и сл. Ипак, најчешће се истраживања електричних погона врше засебно без интеграције са оптерећењем. Посматрајући оптерећење хипотетички или генерализовано не уважавају се и не искоришћавају специфичности реалних постројења чиме се губи значајан дио истраживачког потенцијала.

Овом докторском дисертацијом се жели испунити недовољно истражена научна област која се налази на додирним тачкама између машинства и електротехнике. С обзиром да између двије велике области као што су машинство и електротехника, праћене информатичким технологијама, постоји велики број додирних тачака које представљају перспективне прилике за истраживања.

Технолошки развој и развој грађевинске дјелатности омогућио је изградњу вишеспратних објеката. Урбанизација и експанзија градских средина додатно је мотивисала високоградњу повећавајући тако густину насељености и концентрацију становништва у градским језгрима. Паралелно са развојем високих грађевина развијала су се и лифтовска постројења која су омогућила потпуну функционалност грађених објеката.

Конструкција лифтова није се битно мијењала још од времена када су конструисани први комерцијални лифтови. Оно што је константно унапријеђивано јесу погонске машине, управљачке структуре, сигурносни елементи као и издржљивост погона, његова дуготрајност и економичност. Посебно интересантан елемент модерних

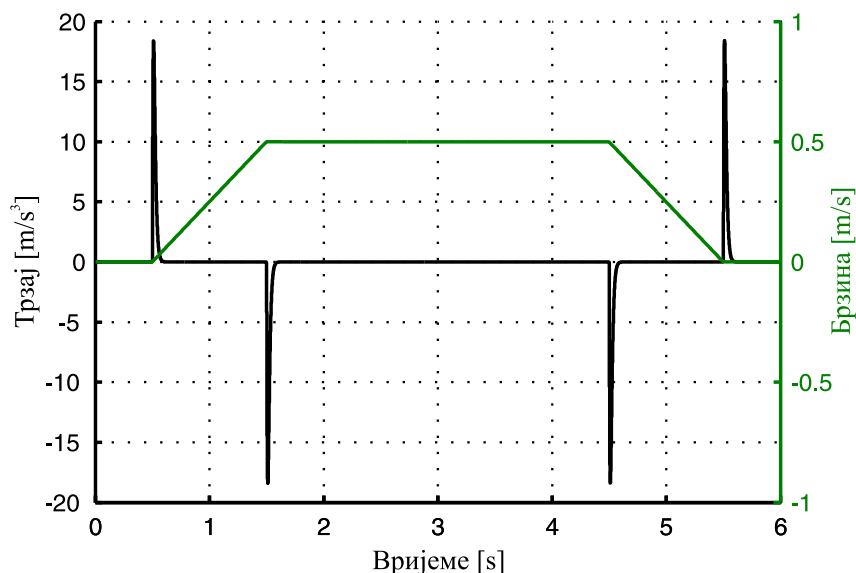


лифтова је комфор и удобност путника, а који је доведен у питање већ код брзих, а поготово код експресних лифтова.

Свјетски најдужи вертикални транспорт лифтом је 504 m и налази се у мега високом небодеру “*Burj Khalifa*”, највишој грађевини на свијету чија је висина 829.8 m. Поменути лифт је најбржи двокабински (орг. *double-deck*) лифт у свијету чија је номинална брзина 10 m/s [1]. Ова чињеница говори о достигнућима модерних лифтова, а чињенице да се у Европској Унији сваке године инсталира 125000 нових лифтова и да их је тренутно инсталирано 4.3 милиона говори о њиховом значају у данашњем друштву [2].

Номиналне брзине модерних лифтова су све веће с циљем да се повећа њихова расположивост у зградама са високом фреквенцијом саобраћаја уз захтјев за високом прецизношћу позиционирања (0.001% - 0.005% од укупне дужине вожње [3]). Код ових лифтова при поласку и заустављању јавља се по амплитуди велик трзај који има неповољан временски облик и код путника може да изазове nelaгодност па чак и да пређе вриједности које људски организам може да поднесе [4].

Контрола трзаја није битна само због путника и робе која се превози лифтовима. Неконтролисана вриједност трзаја има штетне утицаје и на електромоторни погон и механички подсистем лифта, а посебно на ужницу и ужад која се убрзано троше јер долази до појаве проклизавања. У литератури се предлаже више начина моделовања референце брзине такве да током убрзавања и успоравања трзај има жељени облик и дозвољену амплитуду. Уобичајено се предлажу квадратни, трапезни и синусни облици промјене трзаја [5], [6]. На Сл. 1 приказан је профил брзине који проузрокује неконтролисани трзај чија амплитуда је далеко већа од  $2.5 \text{ m/s}^3$  [7] колико људски организам може да поднесе.



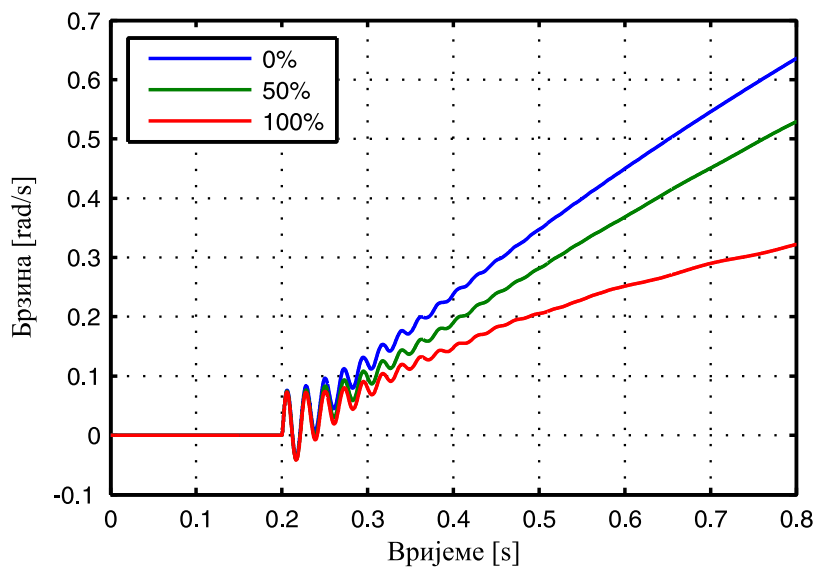
Слика 1. Неконтролисани трзај настао услед неоптимизованог трапезног облика референце брзине.

Осим тога што контрола трзаја обезбјеђује удобну вожњу и продужава радни вијек МСЛ она умањује могућност појаве вибрација [8]. Наиме, сваки механички подсистем МСЛ представља систем са двије масе повезане челичним ужетом коначне еластичности. Механички подсистем лифта карактерисан је резонантном фреквенцијом чија је учестаност, најчешће, унутар пропусног опсега регулатора брзине. Свака нагла

промјена на излазу регулатора брзине дјелује као побуда резонантног кола механичког подсистема што резултује појавом вибрација и онеспособљава функцију регулатора [9].

Регулатор брзине има задатак да без грешке прати референцу брзине која је дефинисана трзајем. То може да се оствари само ако регулатор ради у линеарном режиму рада и ако има довољно велико појачање. Линеаран режим рада може бити остварен правилним избором облика референце брзине, односно трзаја. С друге стране, велико појачање регулатора производи богат хармонијски спектар, који садржи и резонантну фреквенцију мехатроничког система лифта (МСЛ) и проузрокује резонантне вибрације.

На Сл. 2 приказан је временски одзив брзине на одскачну промјену погонског момента за три вриједности оптерећења у кабинџ лифта. Слика показује да временски одзиви брзине имају пригушене осцилације чије су фреквенције једнаке резонантној фреквенцији механичког подсистема МСЛ. Такође се види да амплитуда осцилација зависи од оптерећења, а фреквенција не зависи.



Слика 2. Временски одзив МСЛ на одскачну референцу момента са резонантним вибрацијама за различите вриједности оптерећења у кабинџ МСЛ.

Циљ дисертације је да предложи интегрално рјешење које ће ријешити проблем неконтролисаног трзаја и појаве резонантних вибрација без нарушавања динамичких особина и тачности регулатора брзине. За разлику од до сада у литератури представљених рјешења у овом раду је предложен генерализовани модел генератора референце брзине која је дефинисана жељеним обликом и амплитудом трзаја. Фактором облика могуће је бирати било који облик трзаја од квадратног до синусног. Осим тога, облик и амплитуду трзаја могуће је независно дефинисати у периодима убрзавања и успоравања. Генерализовани модел омогућава коришћење обе врсте облика трзаја, са и без средишњег нултог периода (енг. *intermediate zero period*) као и могућност коришћења у МСЛ са директним позиционирањем (енг. *direct landing*) и са позиционирањем помоћу станичних прекидача. Предложеним генератором добијена референца брзине има облик глатке криве коју регулатор брзине лако прати и коју је могуће подесити тако да буде обезбјеђен линеаран режим рада регулатора.

У предложеном рјешењу ПИД регулатор брзине има оптималне параметре за најбржи динамички одзив и праћење референце без грешке. Да би се уклонила резонантна компонента у спектру референце момента регулатор брзине је проширен

филтером непропусником опсега. На овај начин модификован регулатор брзине неутрализује вибрације, ако је резонантна фреквенција МСЛ позната, без слабљења и без фазног помака референце момента. Да би се одредила резонантна фреквенција у раду је предложен поступак за одређивање резонантне фреквенције МСЛ базиран на фреквенцијској анализи и примјени Герцеловог (орг. *Goertzel*) алгоритма и Киферовог (орг. *Kiefer*) алгоритма претраживања. Предложени поступак подешавања је софтверски поступак и не захтијева никакве додатне уређаје.

Резултат предложеног рјешења је меко стартовање и заустављање кабине МСЛ без појаве вибрација са високом прецизношћу позиционирања и минималним трајањем путовања. Сви предложени алгоритми провјерени су путем рачунарских симулација и експериментално на израђеном прототипу МСЛ.

У [2] се наводи да је у деветнаест земаља Европске Уније инсталирано 4.5 милиона лифтова. Земље са највећим бројем инсталираних лифтова су Шпанија, Италија и Њемачка. Од тога је око 2.9 милиона лифтова уграђено у стамбеним зградама, 1.4 милиона у терцијарном сектору, а у индустријском свега око 180.000 инсталираних лифтова. С обзиром на врсту лифтова безредукторски погони су највише заступљени у терцијарном сектору док је у индустрији њихова примјена занемарљива. Редукторски погони лифтова још су најзаступљенији са преко 60% у сваком подручју примјене.

Укупна потрошња електричне енергије у лифтовским постројењима деветнаест посматраних земаља процјењује се на 18.4 TWh од чега највише у терцијарном сектору 10.9 TWh. У стамбеним зградама потрошња је 6.7 TWh, а у индустријском 810 GWh. Лако је запазити да је број инсталираних лифтова у терцијарном сектору мањи него у стамбеним зградама, а потрошња је већа. Разлог томе је интензивнија употреба лифтова у терцијарном сектору.

Комбинација антирезонантног управљања и контроле трзаја са методама за уштеду енергије, односно минимизацију губитака у погону при мањим оптерећењима, даје пуну оправданост теме дисертације јер се сматра да су погони електричних лифтова у просјеку оптерећени са свега 35% номиналног оптерећења [10].

Ако се посматрају досадашња публикована рјешења у области повећања енергетске ефикасности погона са индукционим мотором увидјеће се два најзаступљенија типа алгоритама.

Први тип су методи засновани на моделу губитака машине. Спадају у најтачније јер се директно израчунава вриједност магнетизационе компоненте струје статора за коју се имају минимални губици у погону. Мана им је што је за њихово коришћење потребно познавати параметре еквивалентне шеме мотора. Параметри мотора су промјенљиви са оптерећењем, температуром, радним условима итд. Методи засновани на моделу губитака посебно су осјетљиви на варијације параметара на малим брзинама обртања [11], а што је редован случај за безредукторске погоне МСЛ. Ако се магнетизациона компонента струје израчунава на основу вриједности параметара који одступају од стварних, њена вриједност неће бити оптимална, односно губици у погону неће бити минимални.

Да би се избјегла овисност метода за минимизацију губитака о параметрима еквивалентне шеме мотора приступа се њиховој надопуни алгоритмима за естимацију параметара. Овај приступ даје резултате али је нумерички захтјеван и троши много процесорског времена.

Други тип метода за повећање енергетске ефикасности заснива се на алгоритмима претраживања. Односно, проблем минимизације губитака у погону поставља се као проблем одређивање минимума функције губитака. Вриједност магнетизационе

компоненте струје статора се мијења и истовремено се мјере, директно или индиректно, улазна и излазна снага. Разлика улазне и излазне снаге је снага губитака. Магнетизациона струја се варира са циљем да се снага губитака постави на минимум. Добра страна алгоритама претраживања је то што им није потребно познавање параметара мотора, брзи су за извршавање и процесорски врло мало захтјевни. Недостатак су пулсације момента које могу бити изазване варијацијама магнетизационе компоненте струје статора.

У дисертацији се предлаже комбиновани метод за повећање енергетске ефикасности погона МСЛ. Планирана трајекторија брзине може да се искористи за селекцију типа метода за минимизацију губитака. Метод базиран на моделу користи се у подручју стартовања и убрзавања кабине МСЛ. Тиме је загарантован довољан покретачки момент који не угрожава перформансе система уз неминован ризик да губици нису минимални ако стварни параметри мотора не одговарају номиналним. Када се заврши убрзавање и МСЛ улази у стационарно стање примјењује се алгоритам претраживања који има задатак да коригује вриједност магнетизационе компоненте струје статора евентуално погрешно израчунате на основу нетачних параметара.

Уз проблем оптимизације код МСЛ јавља се упоредо и проблем појаве резонантних вибрација. Промјена активне компоненте струје статора изазива вибрације побуђујући резонантна кола МСЛ. Примјеном оптимизационих метода и магнетизациона компонента струје статора се мијења па и она изазива резонантне вибрације. Да би се ријешило и проблем минимизације губитака и појаве вибрација истовремено у дисертацији се предлаже нова проширена управљачка шема која је провјерена рачунарским симулацијама и на експерименталној апаратури МСЛ.

Материја која је изложена у дисертацији организована је и подијељена по поглављима и потпоглављима у три нивоа. На самом почетку текста дат је кратак резиме дисертације на српском и енглеском језику, а након тога поглавље са уводним разматрањима.

Након Увода у Поглављу 2 дат је преглед досадашњих истраживања објављених у доступној литератури на теме којима се дисертација бави. Први дио посвећен је прегледу литературе која се бави појавом вибрација у лифтовским системима и предложеним методама за њихову елиминацију. Други дио поглавља даје преглед развијених метода за минимизацију губитака у погонима са индукционим мотором. Наведена рјешења класификована су и подијељена на два начина. Прва подјела је на основу принципа рада, а друга на основу подручја примјене.

Развој рјешења која су предложена у дисертацији започиње извођењем математичког модела МСЛ који је представљен у Поглављу 3. Детаљан математички модел мехатроничког система лифта рашчлањен је на математичке моделе подсистема МСЛ који су описани у засебним потпоглављима. Опис МСЛ са свим својим подсистемима и функционалним везама између њих дат је на почетку поглавља.

Детаљна анализа појаве резонантних вибрација код МСЛ са математичким моделом филтера непропусника опсега и његовом дигиталном имплементацијом дата је у Поглављу 4. Предложена процедура за подешавање антирезонантног филтера представљена је у овом поглављу као и њена математичка дефиниција и дигитална реализација.

Поглавље 5 се бави анализом различитих облика трзаја и презентује математички модел предложеног генерализованог генератора референце брзине у функцији трзаја. Развијени математички модел дат је у потпуном облику са развијеним једначинама за трзај, убрзање, брзину и положај.

Предложена рјешења чији је циљ повећање енергетске ефикасности погона мехатроничког система лифта описана су у Поглављу 6. Детаљно су приказана математичка извођења и дигиталне имплементације предложених алгоритама.

Резултат предложених рјешења која су описана у дисертацији резултовала су са двије нове управљачке шеме које су описане у Поглављу 7. Предложене управљачке шеме су надоградња стандардног векторског управљања индукционим мотором.

Предложени алгоритми провјерени су експериментално на посебно развијеној и реализованој експерименталној апаратури. Експериментална апаратура је заправо умањени модел реалног МСЛ. У Поглављу 8 описана је конструкција механичког подсистема апаратуре са машинским цртежима и свим димензијама као и електричне шеме свих електронских кола потребних интерфејса између фреквенцијског регулатора и ДСП-а. Да би се индиректно векторско управљање могло реализовати потребни су одређени прорачуни који су такође детаљно приказани.

Сви предложени алгоритми провјерени су рачунарским симулацијама и/или експерименталним провјерама. Резултати провјера детаљно су приказани и коментарисани у Поглављу 9.

Закључци настали на основу истраживања описаног у дисертацији наведени су у Поглављу 10.

Литература садржи библиографске податке о цитираним изворима коришћеним у дисертацији. Систем навођења референци у тексту и Литератури је нумерички *IEEE* систем [12].

## 2. СТАЊЕ У ОБЛАСТИ ИСТРАЖИВАЊА

Преглед стања у области истраживања базиран је на прегледу литературе и до сада објављених рјешења из три области и њихових комбинација. Преглед литературе разврстан је у сегменте који садрже проблематику вибрација, затим управљања трзајем и коначно повећања енергетске ефикасности погона са индукционим мотором.

### 2.1. Преглед литературе у области вибрација

У литератури се могу пронаћи различити приступи сузбијању вибрација у општем случају. Појава вибрација код лифтова најчешће је у вези са челичним ужадима. Отуда и истраживање које је презентовано у [4]. Аутори су конструисали умањени модел лифта са циљем истраживања понашања ужета. Теоријски су описали могућност дисипације енергије вибрација ужета посебно конструисаним додатним пригушивачем. Сву анализу су потврдили експериментално.

Проучавање вибрација ужади лифта може бити квалитетно анализирано ако је познат математички модел који описује уже и вибрације. Исти аутори су у [1] и [13] презентовали врло сложен математички модел ужета који се састоји од нелинеарних парцијалних диференцијалних једначина са промјенљивим коефицијентима. Математички модел је провјерен експериментално. Кроз истраживање је утврђено да се енергија вибрација дисипира у систему при кретању према доле али се повећава при кретању на горе. Другим ријечима, систем тежи да се стабилизује када се кабина креће ка доле али стабилност се губи ка кретању на горе.

Путем одређивања математичког модела кренули су и аутори радова [14] и [15] који су одредили нешто једноставнији математички модел у односу на моделе у [1] и [13]. Модели су једноставнији јер су занемарени пригушни елементи којима су представљена ужад. Аутори тврде да су представљени модели такође потврђени кроз експерименталне провјере.

Оно што математичким моделима ужета недостаје јесу параметри ужета. Они се најчешће одређују експерименталним путем, односно мјерењима на конкретном лифту. Метода за њихово одређивање је више, а једна од њих представљена је у [3].

Умјесто експерименталних одређивања аутори [16], [17] и [18] предлажу коришћење комплексног обсервера за одређивање параметара математичког модела. Предложена рјешења захтијевају много рачунарских ресурса.

Моделовање комплетног система лифта умјесто само ужади је свеобухватнији приступ. У [19] и [20] аутори су представили динамички модел лифта погодан за лифтове са великим номиналним брзинама и висинама вожења. Осим наведених и у [21] и [22] објављени су модели лифта и сви описују лифтове као системе са резонантном фреквенцијом која изазива вибрације. У [23] је коришћена метода коначних елемената за моделовање система уже-кабина лифта.

У [24] аутори користе управљачке технике којима на основу математичког модела индиректно детектују вибрације. Недостатак предложених управљачких техника је што захтијевају сложено подешавање бројних филтера и помјерача фазе.

Постоје и рјешења која вибрације сузбијају уградњом додатних уређаја на кабину лифта. Аутори у [25] предлажу уградњу серво мотора са повратном спрегом по убрзању на кабину лифта са циљем сузбијања вибрација, а у [26] предлажу се електромагнетни актуатори у истој функцији. Генерално, сва рјешења која подразумевају сузбијање вибрација додатним актуаторима на кабини лифта ([27], [28]) баве се побољшањем

постојећих или предлажу нова рјешења управљачких контролера антивибрационих актуатора, [29], [30].

Елиминација вибрација узрокована резонанцијама еластичног дијела система лифта у [31] је ријешена модификацијом регулације брзине. Модификација је извршена тако што је уведена и повратна веза по убрзању са сензора убрзања. У повратној петљи убрзања је пропорционално-интегрални контролер као и у брзинској петљи. Као резултат у предложеној структури нема резонантног пола који је постојао у систему са само брзинском петљом.

Слично је у [32] предложена повратна веза по убрзању која има филтар непропусник опсега. Тако филтриран сигнал убрзања додаје се као просљеђени сигнал ка напријед у брзинској петљи. Додатно се користи и једноставан естиматор оптерећења. Дати су принципи али детаљних података о начину подешавања филтера и регулатора нема.

Резонантне вибрације су карактеристичне за све погонске системе гдје је погонски мотор повезан са погоњеном машином еластичном везом. У [33] аутори представљају проблем торзионих осцилација у склопу мотор – оптерећење за системе високих перформанси код којих се резонантне фреквенције јављају у опсегу изнад 100 Hz. Рјешење је дато као модификација брзинског регулатора додавањем филтера непропусника опсега (енг. *band-stop filter*). Његово подешавање предвиђено је да се врши на основу познатих параметара механичке везе погона и машине.

Филтер непропусник опсега је примијењен и у рјешењу описаном у [34]. Аутори разматрају проблем синхроних мотора са перманентним магнетима који су механичким везама спојени са машинама као што су нумеричко контролисане машине, работи или аутоматизовани индустријски погони. Торзионе вибрације на резонантној фреквенцији се елиминишу адаптивним филтером непропусником опсега гдје се резонантна фреквенција система одређује аутоматски без додатних повратних веза са механичког дијела система. Коришћена је брза Фуријеова трансформација за анализу грешке брзине вратила мотора. Процесом тражења фреквенцијске компоненте са највећом амплитудом одређује се резонантна фреквенција филтера као једини његов параметар. Аутори наводе да је за процес тражења резонантне вибрације потребно 2s.

Сличан приступ примијењен је и у [35] на систему магнетног хард диска. Магнетни хард дискови су брзи и еластични погони са резонантним фреквенцијама које варирају и током рада услед промјена температуре али и од уређаја до уређаја због толеранција у процесу производње. За сузбијање резонантних фреквенција користи се филтер непропусник опсега. Подешавање филтера заснива се на побуђивању система генерисаним тестним сигналом.

Електромеханички системи високе динамике, попут хард дискова, карактеристични су по томе што имају више резонантних фреквенција и то високих вриједности. Због тога је аутор у [36] увео у управљачку структуру нископропусни филтер чиме је постигао да се једним филтером елиминише више резонантних фреквенција.

Математички модели филтера непропусника опсега варирају, а посебно у њиховој дигиталној имплементацији. Аутори у [37] и [38] су описали математичке моделе дигиталних изведби филтера непропусника опсега.

На основу анализираних литературе може се закључити да је сузбијање резонантних вибрација врло подесно модификацијом регулационих петљи брзине. У регулационе петље брзине додају се филтери непропусници опсега или пак неке друге врсте

филтера. Међутим, аутори у [16] тврде да коришћење филтера непропусника опсега успорава динамички одзив брзинског регулатора.

Ако су челична ужад изузетно дугачка, резонантне фреквенције се мијењају у зависности од позиције кабине лифта [39], [40]. Промјена резонантних фреквенција може да проузрокује проблеме код рјешења базираних на коришћењу филтера.

## 2.2. Преглед литературе у области управљања трзајем

Трзај као тема у литератури актуелна је још осамдесетих година [41]. Роботика, манипулатори, лифтови, погони са електричним али и са дизел моторима [42] само су неке од области у којима се трзај анализира са великом пажњом. Осим у техничким системима трзај се спомиње и у посматрању покрета људи [43] као и у асистенцији при њиховој рехабилитацији [44].

У [45] аутор је описао четврту (енг. *snap*), пету (енг. *crackle*) и шесту (енг. *pop*) деривацију положаја као и њихов утицај на кретања од тачке до тачке. Истраживао је и утицај реда извода који је ограничен на кретања између тачака. Поредио је два приступа, тачан математички облик трајекторије и филтрирање трајекторија брзине и убрзања. Закључено је да је филтрирање основних функција боље у примјени код кретања по наредби.

Неке временске зависности брзине, убрзања и трзаја кабине лифта за једну вожњу предложене су у [46], [47] и [48].

Проблем презентованих начина остваривања контроле трзаја јесте у промјенама трзаја које имају велику вриједност стрмине. Промјена са позитивне на негативну вриједност трзаја је тренутна и са оштрим ивицама што може да изазове и појаве вибрација и побуђивање резонанција у механичком подсистему.

У литератури постоје разни облици трзаја: квадратни, трапезни и синусни, као и квазитрапезни облик који је комбинација синусних и косинусних функција и константне вриједности [6]. Предност квазитрапезног облика трзаја је глатки прелаз са дијела константног нагиба на дио са константном вриједношћу. Од свих облика синусни облик трзаја је најчешће сусретан у литератури [5], [49], [50].

Аутори у [51] истичу недостатке квадратног облика трзаја и предлажу умјесто константних вриједности трзаја да се користе промјенљиве вриједности чиме се добија облик трзаја најсличнији тестерастом облику. За генерисање трајекторије описаног типа користе експоненцијалне филтере.

Средишњи нулти период је додатна разлика између различитих облика трајекторија трзаја. Неке трајекторије трзаја имају [52], а неке немају [53] средишњи нулти период. Средишњи нулти период утиче на искоришћење погона МСЛ и трајање вожње.

Синусни облик трзаја примијењен је у [54] и [55]. Погон мотора управљан је тако што је трајекторија положаја генерисана у функцији синусног облика трзаја дефинисане амплитуде, без ненулног средишњег периода. Регулација положаја остварена је робусним регулатором чиме је остварена имуност система на поремећаје. Проблем предложеног регулатора је висок ред његовог математичког модела.

Исти облик трзаја примијењен је на безредукторске погоне лифтова са индукционим мотором [56] и са синхроним мотором са перманентним магнетима [50]. Регулатори положаја су пропорционално-интегрално-диференцијални са диференцијалним дејством измјештеним у повратну грану. Индиректно векторско управљање је управљачки алгоритам за погонске моторе у оба случаја. Показано је да



погони лифтова са различитим моторима постижу исте карактеристике кретања кабине лифта.

Проблематика облика и контроле трзаја у литератури се спомиње у вези са проблемима кретања у различитим апликацијама.

Аутори у [57] предложили су алгоритам за планирање трајекторије четвртог реда. Алгоритам је намијењен погонима са једном осом кретања. Трајекторија трзаја има трапезни облик, а добијена је као интеграл функције праска (енг. *snap*) која има ограничене константне вриједности у ненултим периодима. Прасак је четврти извод положаја па је трајекторија четвртог реда. Добијени резултати су поредити са техникама управљања заснованим на просљеђивању сигнала напријед (енг. *feedforward*) и закључено је да су постигнути бољи резултати.

Значај трајекторије трзаја без тренутних промјена вриједности трзаја истакнут је у [58]. Предложена трајекторија трзаја умјесто тренутних прелазака између максималне, минималне и нулте вриједности трзаја користи нагибне функције. Једино на старту и заустављању кабине лифта трзај има тренутне промјене вриједности. Аутори износе податак да предложено управљање повећава удобност вожње и смањује вибрације за 20%.

Улога трзаја у кретању манипулатора робота препознат је у бројним радовима. У [59] аутори су развили алгоритам базиран на генетским алгоритмима који одређује трајекторију кретања тако да она обезбиједи минимални трзај. Постигнута је боља контрола кретања од тачке до тачке као и смањење вибрација манипулатора робота.

У [60] планираном трајекторијом са ограниченим трзајем остварено је управљање роботом у отвореној спреси које може да се користи алтернативно са управљањем сензорима. Планирана трајекторија кретања базирана је на лимитираном четвртом изводу положаја као и у [57]. Предложена два алгоритма верификована су у [61].

Глатка трајекторија са лимитираним трзајем за примјену у роботима са шест степени слободе описана је у [62]. Генерисана трајекторија је петог реда. Линеарни дијелови апроксимирани су параболичним функцијама. Да би се омогућио једноставнији математички апарат који је могућ за реализацију у реалном времену, за одређивање крајњих услова, односно контролних тачака трајекторије, кориштен је шаблон синусне функције. За једно кретање, трајекторија се генерише израчунавањем до највише осам контролних тачака. Слично али са кубним сплајном минимизирајући трзај такође за примјену у трајекторијама кретања робота представили су аутори у [63] и [64].

Прецизни позициони системи попут нумерички контролисаних машина могу да се унаприједи коришћењем алгоритама који минимизирају или ограничавају вриједност трзаја. Аутори у [65] оптимизирају посмак алата нумерички контролисане машине тако да добију трајекторију кретања са ограниченим трзајем и минималним трајањем. Истичу да су као резултат добили смањење прескока. Појава грешке на оштрим прелазима, односно угловима, смањена је за 50%.

Планирање трајекторије кретања алата троосне нумерички контролисане машине са контролисаним трзајем представили су аутори у [66]. Генерисана сплајн трајекторија базирана је на трзају са константном вриједношћу и средишњим нултим периодом. Вриједности трзаја током убрзавања и успоравања су различите.

С обзиром да се проблем позиционирања намеће као примарни код мехатроничког система лифта, у [67] аутори су пројектовали позициони регулатор за директно позиционирање кабине мехатроничког система лифта. Предложили су комбинацију пропорционалног и пропорционално-интегралног регулатора са просљеђивањем

сигнала напријед. Сигнали који се просљеђују напријед су брзина, убрзање и трзај. Облик трзаја који користе је константне вриједности са ненултим средишњим периодом.

Неке трајекторије брзине презентоване у литератури немају период константне брзине. Аутори у [68] су представили једно такво рјешење које је дискутабилно јер су МСЛ опремљени сигурносним уређајима као што је граничник брзине који реагује на одступања брзине кабине лифта од номиналних вриједности.

Проблематика трајекторије трзаја често је у вези са уштедом енергије [69].

Минимизација потрошње енергије мехатроничког система лифта коришћењем подесних трајекторија представљена је у [70]. Нормализоване полиномне трајекторије положаја генерисане су помоћу оптимизационе методе роја честица (енг. *Particle Swarm Optimization*) и исте методе са самоучењем. Критеријум за одређивање тачака трајекторије је минимална потрошња електричне енергије. Трзај се не ограничава али се сматра довољним што је његов облик глатка крива.

У [6] аутори дају рјешење за истовремено управљање трзајем и смањење губитака погона лифта са индукционим мотором. Облик трзаја је квазитрапезни, а уштеда енергије базирана је на моделу губитака. Рад има резултате симулације али не и експерименталне провјере.

### 2.3. Преглед литературе у области повећања енергетске ефикасности

На тему повећања енергетске ефикасности погона лифтова у постојећој литератури постоји више различитих приступа. Савремени погони лифтова користе електричне моторе на чија су вратила директно спојене погонске ужнице, безредукторски погони (енг. *direct drive*).

У [71] аутори су упоредили експерименталним путем потрошњу електричне енергије погона лифта са редуктором и погона без редуктора са ужноцом на вратилу мотора. У оба случаја погонски мотор је индукциони мотор. Показано је да је коришћењем безредукторског погона са промјенљивим бројем обртаја умјесто двобрзинског редукторског погона могуће уштедјети и до 40% енергије уз 35% нижу вриједност јачине струје. Потрошња реактивне енергије такође је смањена усљед коришћења енергетског претварача у безредукторском погону. Аутори наводе и податак да безредукторски погони фреквенцијски регулисани троше и до седам пута мање енергије од хидрауличних лифтова који су међу уређајима за вертикални транспорт највећи потрошачи.

Двобрзински погон, редукторски фреквенцијски регулисан и безредукторски фреквенцијски регулисан поредити су са аспекта енергетске ефикасности у [72]. Показано је да фреквенцијски регулисан погон са повратном везом по брзини троши три пута мање енергије од нерегулисаног редукторског погона. Скренута је пажња да је потрошња енергије већа ако је спратност мања код нерегулисаних погона. Разлог томе је већа потрошња при поласку и заустављању нерегулисаних погона.

Публиковани су и други приступи оптимизацији погона и смањењу губитака код лифтовских постројења од правилног избора енергетског претварача [73], подешавања стартовања и заустављања погона са циљем смањења губитака [74] и [75] па до пројектовања енергетски ефикаснијих мотора [76] и ужница [77] за безредукторске погоне.

На основу научних сазнања као и искустава у пракси савремени погони електричних лифтова у правилу се реализују као безредукторски са индукционим мотором векторски управљаним уз коришћење сензора положаја на вратилу мотора<sup>1</sup> [78].

Методе за минимизацију губитака у електричним погонима наизмјеничне струје могу да се подијеле у три групе:

- Методе које се заснивају на принципу регулације промјенљиве стања (енг. *Simple State Control-SSC*). Базирају се на контроли једне од промјенљивих стања која се мјери или израчунава на основу других мјерених величина у погону.
- Методе које се заснивају на моделу губитака у мотору (енг. *Loss model Control-LMC*). Користе математички модел губитака за одређивање оптималног управљања. За њихов рад неопходно је познавати параметре мотора.
- Методе које се заснивају на алгоритмима претраживања (енг. *Search control-SC*). За константну излазну снагу, мјери се улазна снага и врши се мијењање вриједности неке од величина у погону (клизања, напона статора, фреквенције или флуksа магнећења) тражећи ону вриједност за коју се има минимална потрошња (минимална измјерена улазна снага), односно најмањи губици у погону.

Осим наведених приступа минимизацији губитака у погонима постоје и њихове комбинације које представљају хибридна рјешења и чији је циљ формирање алгоритама са још бољим перформансама за специфична подручја примјене.

Код метода које се заснивају на принципу регулације промјенљиве стања једна промјенљива стања се мјери (или се израчунава на основу мјерења других величина) и користи у повратној вези кола за регулацију. Као оптимизациона промјенљива стања најчешће се користи фреквенција клизања [79] или фактор снаге [80]. При избору оптимизационе промјенљиве најчешће је пресудна чињеница које се величине у погону могу мјерити. Регулација фреквенције клизања захтијева познавање вриједности механичке брзине и, у општем случају, момента оптерећења<sup>2</sup>. Да би се вршила регулација фактора снаге потребно је познавати улазну привидну и активну снагу или фазни став између струје и напона статора. Добра страна описаних метода је једноставност јер не подразумевају сложена математичка израчунавања па су и често примјењена у једноставно регулисаним погонима (нпр. скаларно  $V/f$  управљање) [81], [82]. Преглед метода које се користе у оптимизацији скаларно управљаним индукционим моторима приказан је у [83].

Један метод минимизације снаге губитака у векторски регулисаном погону са индукционим мотором, а који се заснива на одржавању фактора снаге на номиналној вриједности описан је у [80]. У овом раду су аутори у  $dq$  координатном систему извели израз за фактор снаге мотора у функцији параметара мотора, механичке брзине и момента оптерећења. Графичком анализом добијених аналитичких резултата закључено је да се за различите моменте оптерећења добијају различите карактеристике фактора снаге у функцији магнетизационе компоненте струје статора. При томе фактор

<sup>1</sup> Евантуалне разлике међу произвођачима огледају се у избору погонског мотора. У савременим погонима заступљена су рјешења са асинхроним мотором (*Kleemann*), синхроним мотором са перманентним магнетима и то верзије са цилиндричним ротором (*Otis*) и диск ротором (*Kone*).

<sup>2</sup> У погонима код којих је момент оптерећења могуће одредити из мјерене механичке брзине (пумпе, вентилатори...) најчешће се користи фреквенција клизања као оптимизациона промјенљива.

снаге има увијек исти максимум и његова карактеристика је доста заравњена у околини максималне вриједности.

Поступци и алгоритми које се заснивају на моделу губитака у мотору и/или претварачу (енг. *LMC*) подразумијевају математичко моделовање свих губитака и на основу добијеног модела одређивање оптималног рада погона [84], [85], [86].

Типичан примјер *LMC* метода коришћен је у [84] у којем је представљен генералисани модел губитака у  $dq$  координатном систему у стационарном стању који важи за различите типове мотора (синхроне са перманентним магнетима, релуктантне, асинхроне и моторе једносмјерне струје) и поступак за одређивање магнетизационе компоненте струје статора при којој се имају минимални губици. На основу модела изведени су изрази за електромагнетни момент и губитке у бакру и гвожђу. Губици су континуалне конкавне функције са јединственим минимумом за који се одређује оптимална вриједност магнетизационе компоненте струје статора. Изведени израз за магнетизациону компоненту струје статора која даје минималне губитке осјетљив је на промјену параметара у моделу и потребно је познавати њихове тачне вриједности. И поред тога, алгоритми базирани на моделовању губитака дају најбоље резултате јер се струја којом се обезбјеђују минимални губици, рачуна директно за дати радни режим.

Добро рјешење којим се елиминише проблем са промјеном параметара мотора током рада погона, користећи алгоритам за њихову идентификацију, описано је у [85]. Аутори су дали изразе за електричне губитке и у мотору и у претварачу.

Проблем идентификације параметара у неким радовима рјешава се примјеном неуронских мрежа [86].

У [87] аутори су представили специфичан приступ минимизацији губитака векторски регулисаног погона. Описани поступак примијенили су на мотор-генераторску групу која се користи за погон трактора са гусјеницама. Експерименталним путем (или путем симулације) одредили су низ радних тачака погона, односно парове брзине и момента оптерећења. За познате вриједности брзине и момента оптерећења израчунава се оптимална магнетизациона компонента струје статора, мјери се улазна и излазна снага, а на основу њих степен искоришћења. Предложени поступак садржи коефицијенте чију вриједност треба одредити при којима ће губици бити минимални. Израчунавају се на основу раније одређеног низа радних тачака. Уз минимизацију губитака аутори користе и идентификацију параметара мотора због коректнијег рада векторског управљања.

Употреба метода претраживања (енг. *Search controler*) за минимизацију губитака у погонима заснива се на смањењу улазне снаге промјеном неке од карактеристичних величина као што су фреквенција клизања, статорски напон, статорски или роторски флуks, при константној излазној снази. Предност примјене методе претраживања је њена особина да не зависи од параметара мотора, а може да се примјени за све типове управљања индукционим мотором.

Код примјене методе претраживања у скаларно регулисаним погонима у корацима се подешавају или статорски напон или учестаност клизања са циљем смањења улазне снаге при константној излазној.

Аутори у [88] описују начин на који се пулсације момента, настале коришћењем метода претраживања, одржавају у одређеним границама. Због шума у мјереном сигналу и утицаја виших хармоника аутори предлажу да се вриједност снаге једносмјерног међукола добија филтрирањем мјерених сигнала. Такође, да би се

избјегле пулсације момента при скоковитој промјени флукса магнећења, нову референцу струје магнећења треба филтрирати филтером другог реда тако да се умјесто нагле добија постепена промјена.

Градијентни метод је врста алгоритма тражења са адаптивним коракком промјене струје магнећења. Аутори су га користили у [89]. Улазна снага у функцији струје магнећења има облик параболе, конкавна је и има јединствен минимум. Поступак претраживања састоји се у томе да се у еквидистантним тренуцима мијења вриједност струје магнетизације. Између двије узастопне вриједности повлачи се правац (тетива функције) и упоређује његов нагиб са правцем из претходног корака. Ако су различитог знака утврђује се нови мањи корак и поново утврђује његов правац. Коначно, алгоритам смањује кораке струје магнећења и конвергира минимуму. Исти алгоритам примјенили су аутори у [90] али за рачунање фактора испуне прекидачких елемената претварача са циљем тражења минималне улазне снаге.

Осим два наведена алгоритма претраживања са промјенљивим коракком постоји и метод подјеле по златном пресеку који се истиче својом брзином конвергенције ка оптималној вриједности. Метод је описан у [91].

Промјенљиви корак алгоритма тражења неки аутори ријешили су коришћењем фази логике. У [92] и [93] описани су поступци минимизације губитака коришћењем фази контролера. Вриједност промјене струје магнетизације добија се из фази скупа и табеле правила кроз поступак фази закључивања и дефазификације. У почетку процеса минимизације промјена флукса врши се већим коракком и постепено се смањује са приближавањем минималној вриједности чиме је обезбјеђен минималан утрошак времена.

Аутор у [94] описује још један начин коришћења алгоритма претраживања примијењен на статорски орјентисаном векторском управљању индукционим мотором. Зависност улазне снаге, која се мјери у једносмјерном међуколу претварача, од вриједности флукса магнећења описује се полиномом другог реда. Мјере се три улазне снаге за три вриједности флукса. На основу три пара тачака интерполира се крива чији се минимум израчунава датом формулом. Добијена вриједност флукса магнећења није стварна вриједност при којој се имају минимални губици јер је добијена из функције која само приближно апроксимира стварну зависност улазне снаге од флукса магнећења. Да би се добила крива која фитује стварну зависност поступак се понавља бирајући нове три тачке које су ближе стварном минимуму. Начин избора нових вриједности флукса при којима се мјери улазна снага одређује се у раду описаном рутином.

С обзиром да је код метода за минимизацију снаге губитака који се заснивају на алгоритмима претраживања основни параметар за њихово поређење брзина конвергенције, корисно је приказати наредну анализу. Примјеном поступка описаног у [91] оптимална вриједност флукса магнећења постиже се у девет итерација, односно 1.8 s. Шест корака у 2.5 s потребно је алгоритму описаном у [92], једанаест корака у 5.5 s алгоритму из [95], а 10 s у седам корака алгоритму представљеном у [93]. Комбиновани метод [88] постиже оптималну вриједност флукса магнећења за 1.2 s у пет корака. Алгоритам претраживања презентован у [94] достиже оптималну вриједност флукса магнећења у четири итерације, односно 1.5 s.

Метод претраживања користе се и код погона са директном контролом момента [96] али и код погона са векторски управљаним синхроним мотором са перманентним магнетима [97].

До сада описане методе за минимизацију снаге губитака имају примјену у погонима код којих је излазна снага константна, односно у стационарним стањима. У пракси чешће сусрећемо погоне код којих је излазна снага промјенљива. Ако желимо високе перформансе погона флуks магнетизације одржава се на номиналној вриједности и нема могућности за примјену оптимизационих метода. Међутим, постоје машине и уређаји који раде у неколико стационарних стања која се смјењују. Трајање стационарног стања знатно дуже у односу на прелазни режим при чему прелазни режим није исувише динамички захтјеван карактеристично је за мехатроничке системе већих снага. Што је погон веће снаге то је минимизација губитака учинковитија због веће уштеде енергије.

Можемо разликовати два случаја погона мехатроничких система са промјенљивом излазном снагом и то погоне код којих су радни услови унапријед познати и погоне код којих радни услови нису унапријед познати.

Ако радни услови нису унапријед познати користе се методе које се користе за оптимизацију у стационарном стању (константна излазна снага) водећи при томе рачуна о радним условима, односно оптерећењима јер се са смањењем флуksа магнетизације смањује расположиви погонски момент. Погон који ради са ниским нивоом флуksа осјетљив је на нагле промјене момента оптерећења или референце брзине [98]. У случају скоковите промјене оптерећења, у прелазним режимима, јављају се повећани губици и одступање и осциловање излазне величине у односу на референтну вриједност [99]. У недостатку довољног погонског момента, његово надокнађивање повећањем активне компоненте струје статора није пожељно због системских ограничења по струји и напону и због повећања клизања.

Да би се смањило одступање излазне величине од референтне вриједности при скоковитим промјенама момента оптерећења могуће је адаптирати оптимизациони алгоритам тако да при малим оптерећењима задржи магнетизациони флуks на већој вриједности од оптималне и тиме створи резерву електромагнетног момента. При малим оптерећењима снага губитака неће бити на оптимуму али ће погон бити спремнији на нагле промјене оптерећења [98], [100], [101]. Код примјене, на описани начин, модификованих алгорита за минимизацију снаге губитака, поставља се питање да ли доњи лимит за магнетизациони флуks треба да буде фиксна вриједност или адаптивна у складу са примјеном и условима у мехатроничком систему.

Раније је поменуто да се у методама за оптимизацију ефикасности електричних погона базираним на алгоритмима претраживања користе и фази контролери. Аутори у [100] модификовали су примијењени фази контролер увођењем и информације о резерви активне компоненте струје статора као додатног улаза. На основу информација о улазној и излазној снази и снази губитака у претходном кораку одређују се снага губитака у текућем кораку, њена промјена и знак промјене. Паралелно са прикупљањем информација о снази губитака одређује се и резерва активне компоненте струје статора која омогућује да се из постојећег радног режима оствари максимални момент. Примјеном, на описани начин организованог оптимизационог алгоритма, постигнуто је смањење губитака и повећана стабилност излазне величине у прелазним режимима те смањена осјетљивост погона на промјене оптерећења [100].

Могуће је увести праћење резерве електромагнетног момента и код оптимизационих метода заснованих на моделу губитака. У [98], [101] аутори су описали метод за минимизацију губитака заснован на моделу губитака са идентификацијом параметара уз увођење праћења резерве електромагнетног момента. Поред дефинирања резултатима рада [100] може да се закључи да је примјена метода

базираног на моделу губитака у комбинацији са резервом момента боља од комбинације алгорита претраживања и резерве момента. Мањи су губици у прелазном режиму, одступање излазне величине од референтне је мање, а све као посљедица бржег постављања флуksа магнетизације на референтну вриједност.

У [102] аутори су кроз рачунарске симулације и спроведене експерименте показали учинковитост хибридног метода за минимизацију снаге губитака векторски управљаног асинхроног мотора. Комбинована су два алгорита. У прелазним режимима рада коришћен је метод базиран на моделу снаге губитака. С обзиром да је овај тип метода овисан о познавању параметара мотора коришћена је процедура идентификације параметара слично [85]. У стационарним режимима рада користи се алгоритам базиран на претраживању. Описаним хибридном методом постигнута је добра динамика у прелазним режимима уз неосјетљивост на промјену параметара као и свеукупност минимизације губитака у стационарним режимима.

Најновији рад у области повећања енергетске ефикасности индукционих мотора у тренутку писања дисертације објављен је 2017. године [11]. Аутори користе комбинацију метода базираних на моделу и алгорита претраживања. Свјесни осјетљивости метода базираног на моделу који су они извели, а који се појављује и раније у литератури, аутори су га искористили само као иницијалну вриједност за алгоритам претраживања. Намјера аутора је да алгоритам претраживања добије полазну вриједност што ближу оптималној. Ако одступање почетне вриједности од оптималне није велико тада ће конвергенција претраживачког алгоритма бити брза.

Да би компензовали евентуално одступање израчунате вриједности магнетизационе компоненте струје статора аутори предлажу да се израчуната вриједност увећа за од 10% до 25%. Алгоритам претраживања који је примијењен је метода симулације жарења коју су аутори додатно модификовали. Уведена су два нова параметра која треба подешавати искуствено, а чији је циљ повећање брзине конвергенције алгоритма претраживања и смањење осцилација момента.

Ако су радни услови унапријед познати позната је промјена момента оптерећења, референца брзине или положаја па је могуће обезбиједити адекватну вриједност флуksа магнетизације и прије наступања прелазног процеса. У зависности од природе мехатроничког система могуће је користити модификоване методе за минимизацију губитака у погонима са константном излазном снагом [88], [98], [100], [101] и методе засноване на динамичком програмирању за мехатроничке системе чији се радни циклус периодично понавља [88], [103].

У МСЛ са управљањем какво је предложено у овој дисертацији лако је препознати коју врсту метода за повећање енергетске ефикасности можемо да примијенимо с обзиром да нам је позната промјена референце положаја али и брзине, убрзања и трзаја као и вриједност оптерећења у кабинџ лифта, односно на вратилу мотора. Од стране аутора већ је публиковано неколико радова у којима су представљени могући алгоритми за минимизацију губитака за примјену у лифтовским постројењима са индукционим безредукторским погоном. Описани алгоритми користећи рачунарске симулације тестирани су и утврђене су њихове перформансе.

У [104] описана је метода која комбинује два алгорита за минимизацију губитака и то алгоритам базиран на моделу губитака и алгоритам претраживања. Алгоритам заснован на претраживању користи се у стационарном стању, а алгоритам који користи моделовање губитака у прелазним режимима, односно при убрзавању и успоравању

кабине лифта. Показано је да предложена метода остварује уштеду енергије, посебно у случајевима када је оптерећење у кабини лифта блиско половини носивости.

Да би се поједноставио оптимизациони алгоритам који се користи у [104], у [105] описан је метод који користи само алгоритам претраживања у стационарном стању. У прелазним режимима чији је период трајања познат, магнетизациона компонента струје статора, поставља се на номиналну вриједност. Уштеда енергије је мања него коришћењем метода из [104] али перформансе у прелазном режиму су номиналне и алгоритам је мање рачунарски захтјеван.

У [49] коришћен је један алгоритам за минимизацију снаге губитака у свим карактеристичним периодима вожње. Примјењен је оптимизациони алгоритам базиран на моделу губитака у мотору. Алгоритми који се базирају на моделовању губитака зависни су од промјене параметара мотора током рада. Да би се повећала тачност предложени алгоритам искоришћен је у комбинацији са идентификацијом параметара.



### 3. МАТЕМАТИЧКО МОДЕЛОВАЊЕ МЕХАТРОНИЧКОГ СИСТЕМА ЛИФТА

Око 99% укупно произведене електричне енергије производи се у електричним генераторима конверзијом механичке енергије у електричну. За конверзију електричне енергије у механичку посредством електричних мотора утроши се око 65% произведене електричне енергије. На то још треба додати 10% електричне енергије која се утроши у преносном систему од електране до мотора као крајњег потрошача [106].

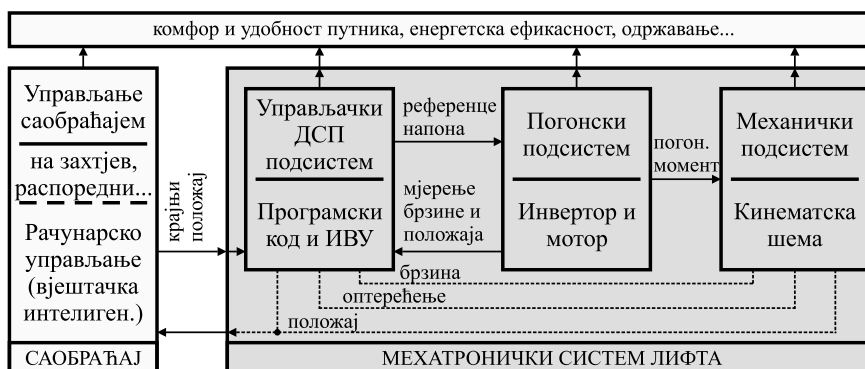
Механичка енергија у виду ротационих и транслаторних кретања незаобилазна је у индустријским апликацијама. Мехатронички системи са механичким преносом енергије су дизалице, лифтови, пужни и тракасти транспортери, роботи, системи за намотавање, ротационе пиле, механичке пресе за обраду деформисањем, вишеосни обрадни центри, нумерички контролисане машине алатке и сл. Пренос механичког кретања са вратила мотора на радну машину врши се најчешће ремењем, ужадима, зупчаницима, ланчаницима, механизмима са ексцентром, навојним вретенима и др. [107].

#### 3.1. Опис електричног лифта

Под појмом електричног лифта подразумевамо лифт који електричну енергију, посредством електричног мотора, претвара у механички рад којим се остварује вертикално кретање кабине лифта.

Структура система модерног лифта приказана је на Сл. 3. У основи, модерни лифтови састоје се од подсистема за управљање саобраћајем и мехатроничког система лифта (МСЛ). Подсистем за управљање саобраћајем код модерних лифтова је компјутерски алгоритам једног или више лифтова у групи. Управљање саобраћајем је управљање вишег нивоа које распоређује кретања кабина лифтова у складу са захтјевима путника. Једноставнији, старији системи за управљањем саобраћајем лифтова називани су „на захтјев“ и користили су се за управљање само једним лифтом. За модерне лифтове у групама развијени су модели за управљање распоредом лифтова унутар групе. Базирају се на рачунарским софтверима и врло често вјештачким интелигентним мрежама [108].

Мехатронички систем лифта је нижи ниво али фундаментални дио модерног лифта. Блок дијаграм структуре МСЛ приказан је на Сл. 3 тамно сивом бојом. Предмет дисертације је МСЛ.



Слика 3. Структура система модерног лифта: подсистем за управљање саобраћајем (свијетло сиви, лијево) и мехатронички систем лифта (тамно сиви, десно). Перформансе ова два сегмента утичу на квалитет читавог система лифта (свијетло сиви, изнад).

МСЛ се састоји од механичког подсистема, погонског подсистема, управљачког подсистема базираног на ДСП-у и софтвера.

Механички подсистем МСЛ садржи сљедеће дијелове: кабину лифта, протутег, погонску ужницу, кочницу, по потреби помоћне ужнице и челична ужад (Сл. 4а).

Кабина лифта се креће дуж чврсто уграђених челичних вођица. Она може бити од дрвених материјала или, што је чешће, од лима, а налази се у раму од челичних профила. Ужад су причвршћена на горњој страни рама, а каблови за напајање кабине и пренос управљачких сигнала причвршћени су на доњој.

Најчешће рјешење вуче терета у пракси реализује се са фриксионом везом<sup>3</sup>. Састоји се од погонске ужнице са жљебовима уз обавезно коришћење протутега. Ужница се углавном израђује од сивог лива, а облик попречног пресека погонских жљебова зависи од повећања бројне вриједности трења.

Разликују се три врсте жљебова: клинасти жљеб, доле прорезани жљеб са удубљењем за уже и полукружни жљеб без доњег прореза. Код клинастог жљеба без прореза настаје брзо хабање због чега се смањује погонска моћ вуче. Због тога се овај тип жљеба користи само код лифтова са ниским интензитетом саобраћаја и чија брзина не прелази 0,6 m/s.

Пречник ужнице зависи од брзине вожње кабине и од типа челичног ужета, а његова ширина зависи од броја и промјера ужади. Погонска ужница је чврсто везана са погонским вратилом мотора, односно редуктора, клином. Ова веза мора бити сигурна јер преноси укупан обртни момент.

Челична ужад су најчешћи елементи вуче који се користе у пракси. Осим челичних ужади у примјени се могу, премда у ријетким случајевима, срести и челични ланци са паралелним карикама (галов ланац са ваљчићима). Код савремених лифтовских постројења постоје примјене обложених челичних ужади која формирају танку гипку траку.

Механички подсистем МСЛ у који се анализира у дисертацији је безредукторски, што значи да се покретачки момент са вратила погонског мотора преноси директно на погонску ужницу без редуктора. Помоћне ужнице се користе да се ужад правилно поставе у односу на кабину и протутег (Сл. 4а).

Између мотора и погонске ужнице (или редуктора код редукторског погона) налази се механичка кочница која силу кочења остварује из енергије акумулисане у опругама, а отвара се електричним актуатором. Такав систем функционисања омогућава да кочница дјелује и по нестанку напајања [109], [46].

Погонски подсистем врши два типа конверзије енергије. Први тип конверзије подразумијева да се електрична енергија из дистрибутивне мреже, која је константне фреквенције и константног напона, конвертује у сигнал промјенљиве фреквенције и промјенљивог напона. Други тип конверзије је конверзија електричне енергије у механичку енергију. У овом раду МСЛ садржи струјно регулисани напонски инвертор<sup>4</sup> (СРНИ) који напаја трофазни индукциони мотор са кавезним ротором који има улогу електро-механичког конвертора. Управљачки алгоритам за управљање погоном који се реализује унутар струјно регулисаног напонског инвертора је индиректно векторско управљање<sup>5</sup> (ИВУ).

<sup>3</sup> Електрични лифтови у највећем броју случајева користе управо ову врсту вуче па се због тога често називају и фриксиони лифтови.

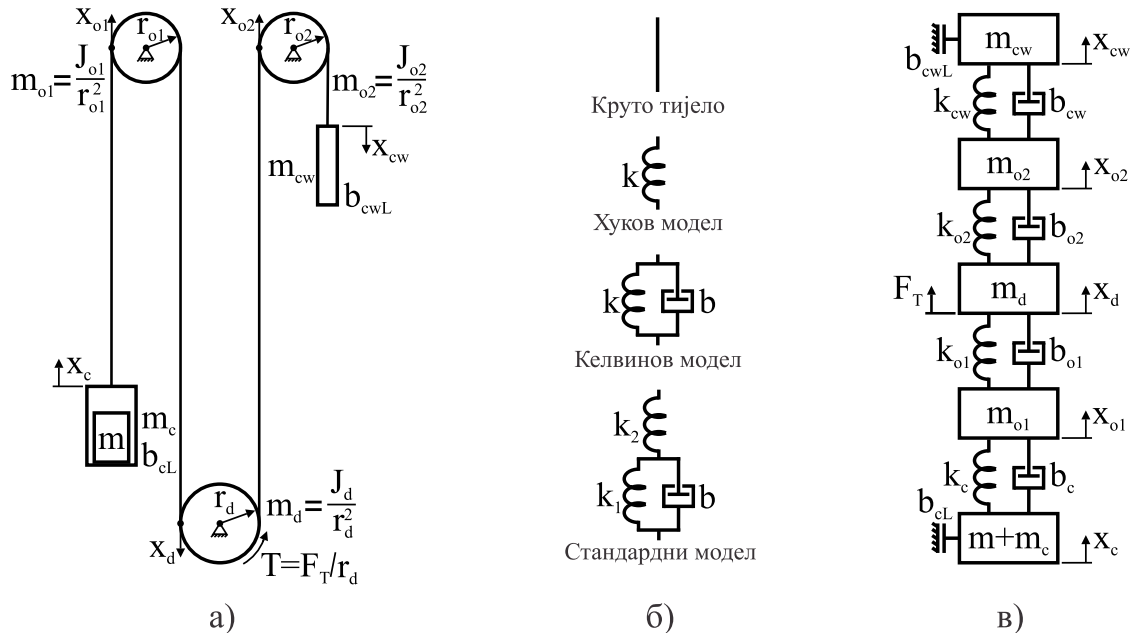
<sup>4</sup> Енг. *Current Regulated Voltage Source Inverter - CRVSI*

<sup>5</sup> Енг. *Indirect Field Oriented Control - IFOC*

Управљачки ДСП<sup>6</sup> подсистем је микропроцесорска јединица. Улази за управљачки програм су: жељена дестинација просљеђена као информација од подсистема за управљање саобраћајем и мјерене вриједности брзине, позиције, јачине електричне струје и оптерећења у кабини лифта. Управљачки програм генерише референтне напоне за погонски подсистем.

### 3.2. Математички модел механичког подсистема МСЛ

Најједноставнија веза кабине и протутега, а уједно и најзаступљенија у пракси, је веза са односом 1:1. Један крај ужета повезан је са рамом кабине, а други са противтегом. Уже је пребачено преко ужнице која је монтирана на вратилу мотора и посредством трења врши пренос механичког кретања. При томе ротационо кретање вратила мотора претвара се у линијско кретање кабине лифта. Постоји већи број других, различитих рјешења вјешања кабине и протутега па сходно томе велики број кинематских шема. Дисертација се бави типом МСЛ чија је кинематска шема приказана на Сл. 4а.



Слика 4. а) Кинематска шема МСЛ, б) Реолошки модели челичног ужета: крути, Хуков, Келвинов и стандардни модел, в) Еквивалентни механички систем кинематске шеме МСЛ.

Протутег се димензионише тако да је његова тежина једнака збиру тежине кабине и половине номиналне носивости лифта:  $m_{cw} = m_c + m_{max}/2$ , гдје је  $m_{cw}$  тежина протутега,  $m_c$  тежина празне кабине лифта и  $m_{max}$  носивост лифта. Другим ријечима, када се у кабини лифта нађе терет чија је тежина једнака половини носивости лифта, тада су кабина и протутег у равнотежи. У том случају погонски мотор треба да савлада само статичко трење при стартовању и генераторски рад при заустављању. Остатак пута мотор ради на приближно празном ходу. Највеће оптерећење погонског мотора је у случају када је у кабини терет тежине максималне носивости и када је кабина празна. При томе су могући случајеви и моторског и генераторског режима рада зависно од тога да ли је кретање према горе или према доле.

С обзиром на описани однос тежина протутега и кабине лифта, карактеристика зависности потрошње енергије у функцији терета у кабини има облик латиничног слова

<sup>6</sup> Дигитални сигнал процесор- ДСП (енг. *Digital Signal Processor*).

$V$  са изразитим минимумом на 50% носивости. Најчешће оптерећење и јесте у околини минимума па је то разумна прилика за примјену алгоритама за минимизацију губитака векторски управљаног асинхроног мотора.

Математичко моделовање челичних ужади могуће је на више начина у зависности од намјене модела. Динамички модел челичног ужета базиран је на реолошком моделу материјала. Постоји више динамичких модела челичног ужета као што су: модел ужета као крутог тијела, Хуков модел еластичног тијела, Келвинов модел и Стандардни модел (Сл. 4б) [19]. Моделовање челичног ужета као крутог тијела може да се користи код једноставних модела МСЛ који се често користе за одређивање основних релација међу компонентама механичког подсистема лифта, димензионисања погона и синтезе управљачких структура. Анализа вибрација има веома важну улогу у разумијевању и пројектовању МСЛ. Једноставни модели механичког подсистема лифта нису адекватни за анализу вибрација нити других динамичких анализа. У највећем броју случајева анализе МСЛ, Келвинов модел (Сл. 4б) челичног ужета је адекватан [110].

Кинематска шема са Сл. 4а може да се представи еквивалентним механичким системом приказаним на Сл. 4в. Механички систем са Сл. 4в састоји се од двије сконцентрисане масе (кабина лифта и протутег) и три инерцијалне масе (помоћне ужнице и погонска ужница). Челично уже које повезује масе моделовано је Келвиновим моделом (Сл. 4б). Келвинов модел представља челично уже опругом велике крутости и пригушењем. Маса челичног ужета је занемарена.

За сваку масу система са Сл. 4в може се написати по једна линеарна диференцијална једначина кретања. Сходно томе, математички модел еквивалентног механичког система лифта (Сл. 4в) је систем са пет степени слободе. Систем са пет степени слободе чини пет линеарних диференцијалних једначина и то за сваку масу по једна једначина ((1):  $m+m_c$ , (2):  $m_{o1}$ , (3):  $m_d$ , (4):  $m_{o2}$  and (5):  $m_{cw}$ ):

$$(m + m_c)\ddot{x}_c + k_c(x_c - x_{o1}) + b_c(\dot{x}_c - \dot{x}_{o1}) + b_{cL}\dot{x}_c = 0, \quad (1)$$

$$m_{o1}\ddot{x}_{o1} + k_{o1}(x_{o1} - x_d) + b_{o1}(\dot{x}_{o1} - \dot{x}_d) + k_c(x_{o1} - x_c) + b_c(\dot{x}_{o1} - \dot{x}_c) = 0, \quad (2)$$

$$m_d\ddot{x}_d + k_{o1}(x_d - x_{o1}) + b_{o1}(\dot{x}_d - \dot{x}_{o1}) + k_{o2}(x_d - x_{o2}) + b_{o2}(\dot{x}_d - \dot{x}_{o2}) = F_T, \quad (3)$$

$$m_{o2}\ddot{x}_{o2} + k_{o2}(x_{o2} - x_d) + b_{o2}(\dot{x}_{o2} - \dot{x}_d) + k_{cw}(x_{o2} - x_{cw}) + b_{cw}(\dot{x}_{o2} - \dot{x}_{cw}) = 0, \quad (4)$$

$$m_{cw}\ddot{x}_{cw} + k_{cw}(x_{cw} - x_{o2}) + b_{cw}(\dot{x}_{cw} - \dot{x}_{o2}) + b_{cwL}\dot{x}_{cw} = 0, \quad (5)$$

гдје са  $m$  означене масе, са  $x$  положаји, са  $k$  еквивалентне крутости опруга, са  $b$  коефицијенти пригушења и са  $F_T$  погонска сила. Доњи индекс  $c$  означава кабину лифта,  $cw$  протутег,  $o1$  и  $o2$  означавају помоћне ужнице, а доњи индекс  $d$  означава погонску ужницу. Доњи индекс  $L$  који се налази уз  $b$  означава треће линеарног кретања које постоји између челичних вођица и носача кабине лифта и протутега.

Све величине у једначинама (1)-(5) као и на Сл. 4в представљају величине линеарног кретања. Замјењујући величине линеарног кретања са величинама ротационог кретања за погонску ужницу, помоћне ужнице и погонски момент у једначинама (1)-(5), добија се модел у простору стања МСЛ са Сл. 4:

$$\dot{q}_m(t) = \mathbf{A}_m q_m(t) + \mathbf{B}_m u_m(t), \quad (6)$$

$$y_m(t) = \mathbf{C}_m q_m(t) + \mathbf{D}_m u_m(t), \quad (7)$$

гдје је  $q_m(t)$  вектор стања,  $u_m(t)$  улаз (погонски момент) и  $y_m(t)$  излаз (брзина). Матрице и вектори  $\mathbf{A}_m$  (матрица система),  $\mathbf{B}_m$  (вектор улаза),  $\mathbf{C}_m$  (вектор излаза) и  $\mathbf{D}_m$  (константа) система (6)-(7) гласе:

$$\mathbf{A}_m = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{-k_c}{m+m_c} & \frac{-(b_c+b_{cl})}{m+m_c} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{k_c r_{o1}}{m+m_c} & \frac{b_c r_{o1}}{m+m_c} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-k_{cw}}{m_{cw}} & \frac{-(b_{cw}+b_{cwl})}{m_{cw}} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{k_{cw} r_{o2}}{m_{cw}} & \frac{b_{cw} r_{o2}}{m_{cw}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-r_d^2(k_{o1}+k_{o2})}{J_d} & \frac{-r_d^2(b_{o1}+b_{o2})}{J_d} & \frac{k_{o1} r_d r_{o1}}{J_d} & \frac{b_{o1} r_d r_{o1}}{J_d} & \frac{k_{o2} r_d r_{o2}}{J_d} & \frac{b_{o2} r_d r_{o2}}{J_d} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{k_c r_{o1}}{J_{o1}} & \frac{b_c r_{o1}}{J_{o1}} & 0 & 0 & \frac{k_{o1} r_d r_{o1}}{J_{o1}} & \frac{b_{o1} r_d r_{o1}}{J_{o1}} & \frac{-r_{o1}^2(k_c+k_{o1})}{J_{o1}} & \frac{-r_{o1}^2(b_c+b_{o1})}{J_{o1}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \frac{k_{cw} r_{o2}}{J_{o2}} & \frac{b_{cw} r_{o2}}{J_{o2}} & \frac{k_{o2} r_d r_{o2}}{J_{o2}} & \frac{b_{o2} r_d r_{o2}}{J_{o2}} & 0 & 0 & \frac{-r_{o2}^2(k_{cw}+k_{o2})}{J_{o2}} & \frac{-r_{o2}^2(b_{cw}+b_{o2})}{J_{o2}} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_m = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{J_d} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \mathbf{C}_m = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0] \text{ и } \mathbf{D}_m = 0.$$

Момент оптерећења на вратилу мотора,  $T_{load}$ , као и момент инерције читавог механичког подсистема,  $J_{load}$ , зависи од параметара механичког подсистема и терета у кабини лифта (и гравитационе константе,  $g_n$ ):

$$T_{load} = r_d \cdot (m_c + m - m_{cw}) \cdot g_n, \quad (8)$$

$$J_{load} = J_d + J_{o1} + J_{o2} + r_d^2 \cdot (m_c + m + m_{cw}). \quad (9)$$

### 3.3. Математички модел погонског подсистема МСЛ

Како је укратко описано раније, погонски подсистем лифта састоји се од енергетског претварача и електричног мотора. Енергетски претварач (струјно регулисани напонски инвертор) има занемарив утицај на динамику МСЛ па се у овом раду моделује као идеални напонски појачивач. Односно, математички модел СРНИ-а је појачање  $V_{DC}$ .

Често коришћен мотор у МСЛ је индукциони мотор са кавезним ротором. Овај тип мотора је изузетно робустан, дуготрајан, јефтин и скоро без потребног редовног одржавања. Оригинални динамички модел индукционог мотора је трофазни модел ( $abc$  модел) сачињен од диференцијалних и алгебарских једначина. Поједностављење оригиналног динамичког модела мотора врши се Кларкином<sup>7</sup> [111] трансформацијом

<sup>7</sup> Едит Кларк (орг. *Edith Clarke*), 1883-1959, рођена у Мериленду, САД (орг. *Maryland*). Дипломирала математику и астрономију. Запослена у компанији *AT&T* до 1918. године када је напушта и уписује електротехнику на МИТ-у у Бостону. Постала је прва жена са дипломом електротехнике на том универзитету. Била је ауторитет у области рада са хиперболичним функцијама, еквивалентним колима, графичкој анализи, теорији кола и теорији стабилности. Била је прва жена која је објавила рад у *AIEE*, данашњи *IEEE*. Постала је прва жена члан *AIEE* и добитник је њихове годишње награде. Бавила се анализом и стабилношћу дугих енергетских далековаода. 1943. године објавила је књигу под називом

која трансформише оригиналне трофазне величине ( $a$ ,  $b$  и  $c$ ) у еквивалентне двофазне величине ( $\alpha$  и  $\beta$ ). Другим ријечима, координатни систем мотора са три осе замјењује се координатним системом са двије осе. Координатни систем добијен Кларкином трансформацијом је стационаран, а величине у њему се мијењају са ротацијом магнетног поља. Пројекција сваког вектора на осе стационарног координатног система се мијењају у времену што отежава математичку анализу.

Даље поједностављење модела мотора постиже се Парковом<sup>8</sup> [112] трансформацијом. Паркова трансформација пресликава стационарни координатни систем ( $\alpha\beta$ ) у синхроноротирајући чиме се постиже да све величине постану временски инваријантне.

Динамички модел индукционог мотора у  $dq$  координатном систему и за статор и за ротор је:

$$\mathbf{v}_s = R_s \cdot \mathbf{i}_s + \dot{\Psi}_s + j\omega_{dq} \Psi_s, \quad (10)$$

$$\mathbf{v}_r = R_r \cdot \mathbf{i}_r + \dot{\Psi}_r + j(\omega_{dq} - \omega_r) \Psi_r = \mathbf{0}, \quad (11)$$

$$\Psi_s = L_s \cdot \mathbf{i}_s + L_m \cdot \mathbf{i}_r, \quad (12)$$

$$\Psi_r = L_m \cdot \mathbf{i}_s + L_r \cdot \mathbf{i}_r, \quad (13)$$

гдје је  $j$  комплексни оператор, а  $\mathbf{v}$ ,  $\mathbf{i}$  и  $\Psi$  су вектори напона, струја и флуксева, респективно:

$$\mathbf{v}_s = \begin{bmatrix} v_{sd} & v_{sq} \end{bmatrix}^T, \mathbf{i}_s = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} \end{bmatrix}^T, \Psi_s = \begin{bmatrix} \Psi_{sd} & \Psi_{sq} \end{bmatrix}^T, \\ \mathbf{v}_r = \begin{bmatrix} v_{rd} & v_{rq} \end{bmatrix}^T, \mathbf{i}_r = \begin{bmatrix} i_{rd} & i_{rq} \end{bmatrix}^T, \Psi_r = \begin{bmatrix} \Psi_{rd} & \Psi_{rq} \end{bmatrix}^T.$$

Параметри мотора су отпорност статорских намотаја  $R_s$ , отпорност роторских намотаја  $R_r$ , сопствена индуктивност статора  $L_s$ , сопствена индуктивност ротора  $L_r$  и међуиндуктивност  $L_m$ . Доњи индекс  $s$  означава статорске величине, а доњи индекс  $r$  роторске величине. У моделу индукционог мотора постоје двије брзине. Са  $\omega_{dq}$  означена је синхрона брзина обртања магнетног поља и синхроноротирајућег координатног система, а са  $\omega_r$  механичка брзина којом се обрће ротор. Доњи индекс  $d$  означава магнетизационе компоненте величина (пројекције на  $d$  оси), а доњи индекс  $q$  активне компоненте величина (пројекције на  $q$  оси).

Систем (10)-(13) може бити представљен у форми простора стања, модел (14) и (15):

*Circuit Analysis of A-C Power Systems*. До 1945. године радила је *General Electric*-у, а после је тога постала је прва жена редовни професор електротехнике у Тексасу.

<sup>8</sup> Роберт Парк (орг. *Robert H. Park*), 1902-1994, рођен у Стразбургу у Њемачкој. Одрастао у Масачусетсу гдје је и дипломирао електротехнику на *Massachusetts Institute of Technology*. Завршио постдипломске студије на Краљевском техничком институту у Штолхолму. Творац "Паркових једначина" које је објавио 1929. године у *AIEE* раду. У то вријеме је био запослен *General Electric*-у. Дао је допринос у одређивању прелазних прекидачких напона и конструкцији енергетских прекидача. За вријеме Другог свјетског рата радио је на пуњењима експлозивних мина, а од 1950. до 1960. године бавио се производњом пластичних боца захваљујући иновацији којом је аутоматизовао процес производње. Основао је компанију *Fast Load Control* која се бавила брзим управљањем турбинским вентилима са циљем повећања стабилности енергетског система. Био је члан *IEEE*, добитник је Ламове медаље (*Benjamin G. Lamme* - конструктор Теслиних генератора на Нијагари) за допринос анализи АС машина и система, највећег цивилног одликовања Америчке морнарице за развој магнетних мина, а 1986. године изабран је за члана Националне инжењерске академије- *National Academy of Engineering*. Све до смрти радио је као приватни консултант.

$$\dot{q}_e(t) = \mathbf{A}_e q_e(t) + \mathbf{B}_e u_e(t), \quad (14)$$

$$y_e(t) = \mathbf{C}_e q_e(t) + \mathbf{D}_e u_e(t). \quad (15)$$

За промјенљиве стања најчешће се бирају вектори роторског флукса и струје статора. Матрице модела у простору стања (14)-(15) су дефинисане на сљедећи начин:

$$q_e(t) = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad \Psi_{rd} \quad \Psi_{rq}]^T,$$

$$u_e(t) = [v_{sd} \quad v_{sq}]^T, y_e(t) = [i_{sd} \quad i_{sq}]^T,$$

$$\mathbf{A}_e = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_\sigma} & \omega_{dq} & \frac{L_m}{L_\sigma L_r \tau_r} & \frac{L_m \omega_r}{L_\sigma L_r} \\ -\omega_{dq} & -\frac{1}{\tau_\sigma} & -\frac{L_m \omega_r}{L_\sigma L_r} & \frac{L_m}{L_\sigma L_r \tau_r} \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & \omega_{dq} - \omega_r \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} & \omega_{dq} - \omega_r & \frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_e = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T, \mathbf{C}_e = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ и } \mathbf{D}_e = 0,$$

гдје су:  $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ ,  $L_\sigma = L_s \left(1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\right)$ ,  $R_\sigma = R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2}$ ,  $\tau_\sigma = \frac{L_\sigma}{R_\sigma}$ .

Механички дио модела индукционог мотора описан је једначином:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{T_{el} - T_{load}}{J_m}, \quad (16)$$

гдје је  $J_m$  момент инерције ротора. Ако  $P$  означава број пари полова мотора,  $T_{el}$  је покретачки момент који генерише мотор и он је једнак:

$$T_{el} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{rd} i_{sq} - \Psi_{rq} i_{sd}). \quad (17)$$

### 3.4. Математички модел индиректног векторског управљања

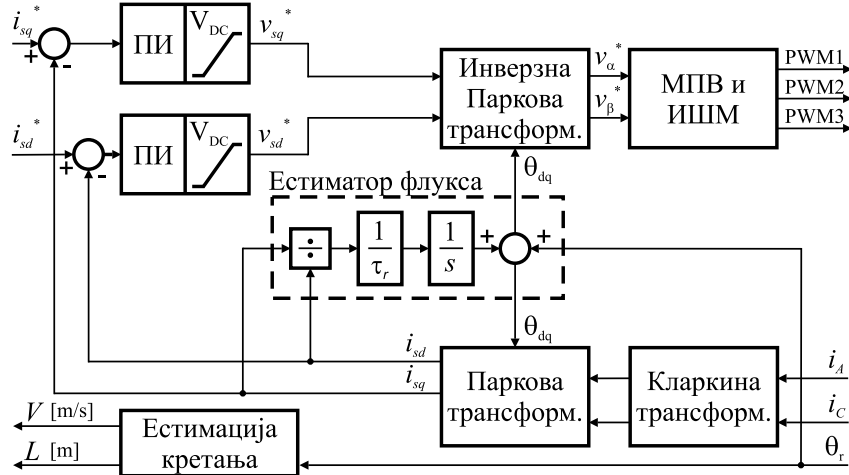
Једначина напонске равнотеже статора (10) може бити редукована користећи струјно регулисани напонски инвертор (СРНИ). СРНИ управља вектором напона статора тако да утисне референтни вектор струје статора у мотор. Ако је вектор роторског флукса познат, вектор статорске струје може бити регулисан тако да само активна ( $q$ ) компонента струје статора ствара покретачки момент. Истовремено, магнетизациона ( $d$ ) компонента струје статора дефинише вриједност флукса ротора.

Посљедица овакве врсте управљања индукционим мотором је редуковање и поједностављење модела мотора датог једначинама (10)-(17). Нови, редуковани модел индукционог мотора, а што је основни допринос векторског управљања, дат је једначинама:

$$T_{el} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd} i_{sq} = k_{Tel} i_{sq}, \quad (18)$$

$$\Psi_{rd} = \frac{L_m}{s\tau_r + 1} i_{sd}. \quad (19)$$

Блок дијаграм алгоритма индиректног векторског управљања приказан је на Сл. 5. Блок дијаграм се састоји од два основна дијела. Први дио је струјно регулисани напонски инвертор који обезбјеђује инјектирање задате вриједности струје статора. СРНИ је реализован у синхроноротирајућем координатном систему са два независна струјна регулатора. Регулатори су пропорционално-интегралног типа (ПИ регулатори). Струјни регулатори реагују на грешку струје, односно на разлику између референтне вриједности ( $i_{sd}^*$  и  $i_{sq}^*$ ) и мјерене вриједности ( $i_{sd}$  и  $i_{sq}$ ) обе компоненте струја статора. Излаз регулатора су референтне вриједности обе компоненте напона у  $dq$  координатном систему,  $v_{sd}^*$  и  $v_{sq}^*$ .



Слика 5. Распрегнуто управљање флуksom и моментом захваљујући примјени индиректног векторског управљања који је имплементиран у управљачком ДСП подсистему (Сл. 3).

Инверзном Парковом трансформацијом референтни напони се из синхроноротирајућег координатног система трансформишу у компоненте напона стационарног координатног система ( $v_{\alpha}^*$  и  $v_{\beta}^*$ ). Модулацијом просторног вектора<sup>9</sup>, на основу референтних напона, генеришу се излазни трофазни напони. Техника за добијање трофазног наизмјеничног напона је Импулсно ширинска модулација<sup>10</sup>.

Други дио блок дијаграма алгоритма индиректног векторског управљања (Сл. 5) је естиматор флукса. Естиматор флукса врши одређивање амплитуде и угла вектора роторског флукса. Базиран је на моделу индукционог мотора, посебно на једначини (11). Естиматор израчунава фреквенцију клизања чије познавање омогућава подешавање активне компоненте роторског флукса на нулту вриједност. Последица тога је (20), односно да се укупан флукс у мотору подешава магнетизационом компонентом струје статора. Једначину (20) естиматор флукса (Сл. 5) израчунава у реалном времену:

$$\theta_{dq} = \theta_r + \frac{1}{s} \left( \frac{L_m}{\tau_r} \hat{\Psi}_{rd} i_{sq} \right), \quad \hat{\Psi}_{rd} = \frac{L_m}{s\tau_r + 1} i_{sd}, \quad (20)$$

гдје је  $s$  комплексна промјенљива и знак  $\hat{\phantom{x}}$  означава естимирану вриједност.

Да би се (20) могла израчунати неопходно је познавање брзине обртања ротора. Због тога се код индиректног векторског управљања обавезно мора користити сензор брзине на вратилу мотора за мјерење брзине обртања. Линеарно управљање моментом

<sup>9</sup> Модулација просторног вектора – енг. *Space Vector Modulation*

<sup>10</sup> Импулсно ширинска модулација – енг. *Pulse Width modulation, PWM*

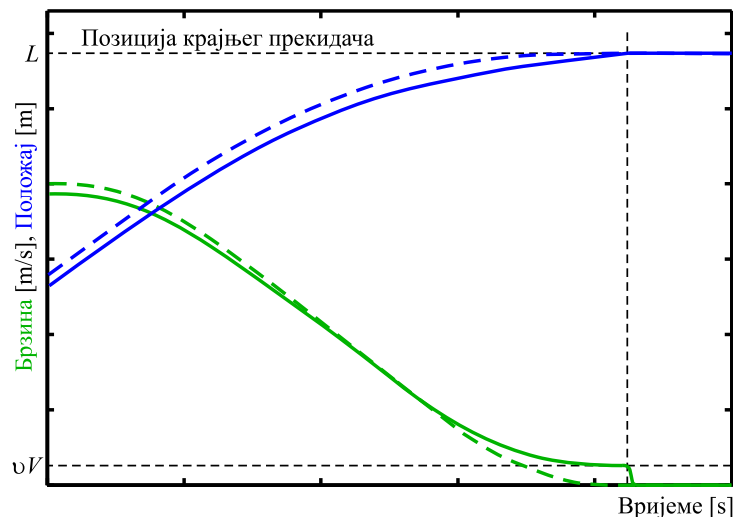


индукционог мотора, обезбијеђено коришћењем индиректног векторског управљања<sup>11</sup> [113], је основни предуслов за линеарно управљање брзином и позицијом МСЛ, а које је неопходно за тематику којом се бави овај рад.

### 3.5. Управљање брзином и положајем МСЛ

Мехатронички систем лифта је у основи позициони систем. У регулацији позиције МСЛ за референцу положаја користи трајекторију положаја чија је финална вриједност крајња позиција кабине лифта  $L$  (испрекидана линија на Сл. 6). Међутим, у пракси је МСЛ са повратном везом по позицији риједак случај. Далеко чешћа практична реализација МСЛ је са регулацијом по брзини код којег је крајња позиција кабине лифта одређена станичним прекидачима постављеним на свакој станици. Овакво специфично управљање положајем базирано је на праћењу трајекторије брзине у реалном времену.

Трајекторија брзине, положај кабине лифта и дјеловање крајњег прекидача током заустављања приказани су на Сл. 6.



Слика 6. Трајекторија брзине и положај са дјеловањем крајњег прекидача током успоравања и заустављања кабине лифта.

Улазни параметар за генерисање трајекторије брзине је, између осталог, и крајњи положај кабине лифта  $L$ . Генерисана трајекторија брзине има такав облик и вриједности да обезбјеђује достизање задатог крајњег положаја на крају вожње. Могућа грешка праћења трајекторије брзине проузрокује и грешку позиционирања која се елиминише станичним прекидачима. Прекидач (сензор) реагује на дефинисаном крајњем положају и зауставља кабину лифта (пуна линија на Сл. 6).

Код брзински регулисаног МСЛ вриједност референце брзине при заустављању није нула. Крајња вриједност брзине је мала константна вриједност коју називамо зауставна брзина и којом се улази у крајњи положај кабине лифта. Зауставна брзина

<sup>11</sup> К. Hasse (Технички универзитет Дармштат) у свом раду под називом "Zum dynamischen Verhalten der Asynchronmaschine bei Betrieb mit variabler Staenderfrequenz und Staenderspannung" (енг. On the Dynamic Behavior of Induction Machines driven by Variable Frequency and Voltage Source) објављеном у ETZ-A, Bd.89, Н.4, pp.77-81, 1968. године, односно годину касније у својој докторској дисертацији, први је предложио коришћење индиректног векторског управљања индукционим моторима. Директно векторско управљање предложио је Felix Blaschke у раду објављеном у Siemens Zeitschrift, 45, p.757, 1971. године под називом "Das Prinzip der Feldorientierung, Die Grundlage für die TRNSVEKTOR-Regelung von Asynchnmaschinen".

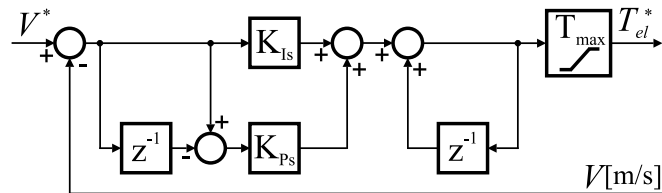
дефинисана је зауставним фактором  $v \in [0,1]$  таквим да је  $v \cdot V \cdot 100$  проценат од номиналне брзине лифта  $V$  (Сл. 6).

Главни задатак регулатора брзине јесте праћење референтне трајекторије брзине. Ако трајекторија брзине има облик глатке криве са ограниченим нагибом, таквим да обезбиједи рад регулатора унутар граница дефинисаних покретачким моментом, тада регулатор ради у линеарном режиму рада. Према томе, за обезбјеђен строго линеарни режим рада подесно је коришћење линеарног регулатора какав је ПИ регулатор.

Генерисана трајекторија референце брзине мора бити праћена без грешке. Да би се остварио задати захтјев праћења без грешке и пропорционално и интегрално дјеловање ПИ регулатора морају бити смјештени у директној грани. Структуре регулатора. Такође, захтјева се и апериодични карактер одзива брзине без прескока. Уз поменуте услове, додатно се захтјева да одзив буде што је могуће бржи. Структура ПИ регулатора који може да оствари све тражене захтјеве приказана је на Сл. 7. ПИ регулатор брзине је у инкременталној форми, процедура за његово подешавање је описана у [114].

Управљачки сигнал на излазу ПИ регулатора брзине ограничен је са позитивном и негативном максималном вриједношћу покретачког момента,  $T_{\max}$ . У линеарном режиму рада лимитер на излазу не смије бити активиран, односно максимални момент не смије бити прекорачен.

Повратни сигнал у регулатор је брзина линеарног кретања кабине лифта,  $V$  [m/s].



Слика 7. Структура ПИ регулатора брзине у инкременталној форми.

## 4. СУЗБИЈАЊЕ ВИБРАЦИЈА У МЕХАТРОНИЧКОМ СИСТЕМУ ЛИФТА

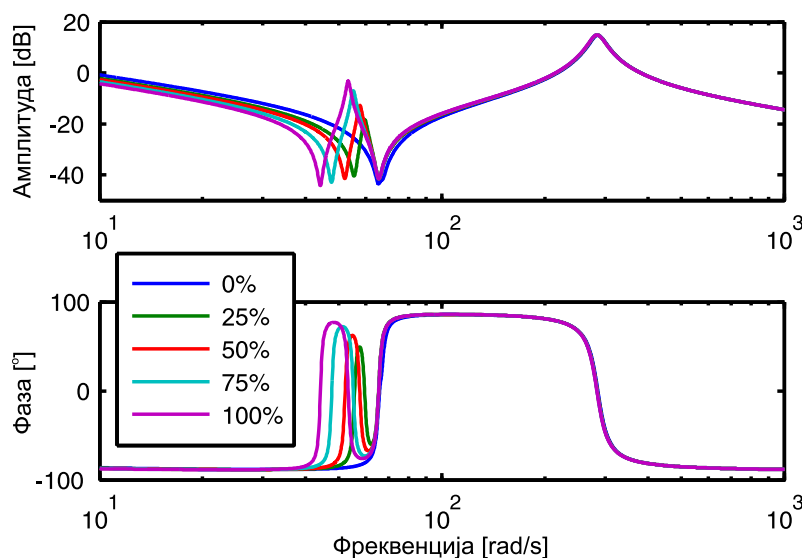
Уобичајена регулација брзине или положаја није довољна за правилан рад МСЛ. Вибрације, које су доминантно последица коначне крутости челичних ужади, су ометајући фактор у управљачким структурама брзине, односно положаја. Вибрације онемогућавају правилно управљање кретањем, нарушавају комфор путника али и проузрокују оштећења дијелова механичког подсистема МСЛ.

У овом поглављу анализира се појава и природа вибрација у МСЛ, описује рјешење за сузбијање вибрација и дефинише процедура за реализацију предложеног рјешења.

### 4.1. Појава вибрација у МСЛ

Са Сл. 2 која је приказана у Уводу јасно се види да одскачни одзив брзине има пригушене осцилације. Осцилације су последица коначне крутости челичних ужади. За фреквенцијску анализу адекватнији су Бодеови<sup>12</sup> дијаграми који пружају много више информација од дијаграма временског одзива.

Слика 8 приказује Бодеоуе дијаграме МСЛ који је тема дисертације и који је математички описан у Поглављу 3, а практична реализација у Поглављу 8. Са слике се види да МСЛ има једну резонантну фреквенцију која зависи само од конструкције МСЛ и не зависи од оптерећења у кабинџ МСЛ.



Слика 8. Фреквенцијски одзив МСЛ од погонског момента до брзине кретања кабине лифта за различите вриједности оптерећења.

Оптерећење у кабинџ лифта утиче на остатак фреквенцијске карактеристике али не проузрокује додатне резонантне фреквенције. У подручју лијево од резонантне фреквенције видљив је утицај оптерећења али само на антирезонантне фреквенције чија је вриједност испод нуле, односно у подручју слабљења. Фреквенције изнад  $10^3$  rad/s

<sup>12</sup> Хендрик Ваде Бодџ (орг. *Hendrik Wade Bode*), 1905-1982, амерички инжењер, истраживач, иноватор и научник данског поријекла.

нису од значаја за анализу јер су оне значајно изван пропусног опсега брзинског регулатора.

Параметри брзинског регулатора са Сл. 7 подешавају се тако да управљање регулатора буде оптимално. Оптимално управљање које омогућава одзив система за минимално вријеме и са асимптотским праћењем без прескока, захтијева велика појачања регулатора. Велике вриједности појачања стварају на излазу регулатора брзине генеришу референцу покретачког момента  $T_{el}^*$  (Сл. 7) која је богатог фреквенцијског спектра. У фреквенцијском спектру референтног покретачког момента садржи се и резонантна фреквенција МСЛ [9]. Референца покретачког момента побуђује резонантне вибрације чиме нарушава регулацију брзине и тачност позиционирања кабине лифта.

Филтрирање резонантне фреквенције из спектра референце управљачког момента на излазу брзинског регулатора проширује опсег примјенљивих појачања регулатора чиме се омогућава оптимално управљање брзином без појаве вибрација. Адекватно рјешење за описану филтрацију референтног сигнала покретачког момента јесте коришћење филтера непропусника опсега. Филтрирање има задатак да промјени фреквенцијску карактеристику МСЛ у подручју око резонантне фреквенције.

Одабрани филтер непропусник опсега као и процедура за његово подешавање описани су у наредном поглављу.

## 4.2. Филтер за сузбијање вибрација у МСЛ

Посматрајући у комплексном домену, резонантне фреквенције проузроковане су паром коњуговано-комплексних полова. Преносна функција филтера непропусника опсега треба да поништи утицај резонантног коњуговано-комплексног пара полова. Неутрализација утицаја резонантних полова може бити извршена ако преносна функција филтера непропусника опсега посједује пар коњуговано комплексних нула истих, или врло блиских вриједности, коњуговано-комплексном пару резонантних полова МСЛ. Пар пол-нула створиће дипол који нема утицај на одзив МСЛ.

Осим коњуговано-комплексног пара нула, филтер непропусник опсега треба да има и коњуговано-комплексни пар полова који ће замијенити неутрализоване резонантне полове МСЛ на истој резонантној фреквенцији али много пригушенији него оригинални. С тога, преносна функција филтера непропусника опсега који одговара захтјевима неопходним за неутралисање резонантних вибрација садржи два пола и двије нуле на резонантној фреквенцији  $\omega_0$ . Преносна функција филтера гласи:

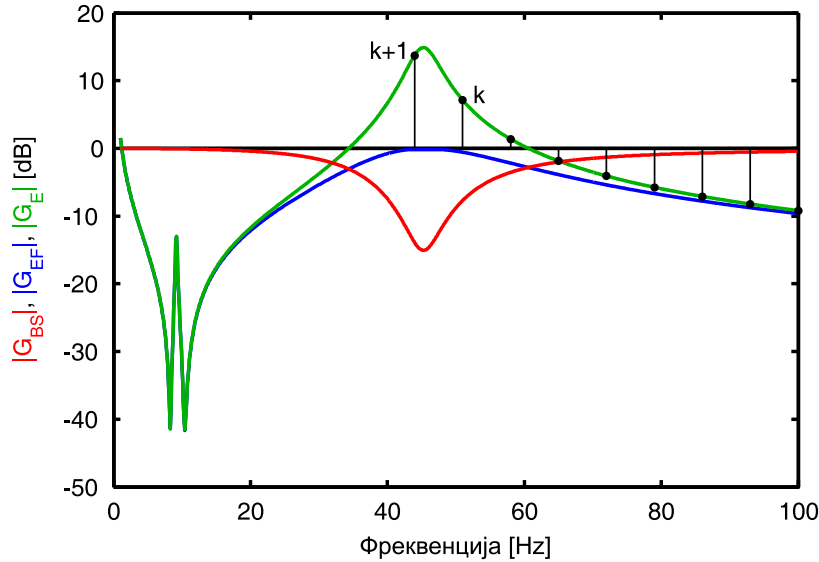
$$G_{BS}(s) = \frac{s^2 + 2\zeta_Z \omega_0 s + \omega_0^2}{s^2 + 2\zeta_P \omega_0 s + \omega_0^2}, \quad (21)$$

гдје су  $\zeta_Z$  и  $\zeta_P$  фактори пригушења нула и полова, респективно.

Филтер непропусник опсега одређен је са три параметра:  $\omega_0$ ,  $\zeta_Z$  и  $\zeta_P$ . На Сл. 9 приказане су амплитудне карактеристике фреквенцијског одзива адекватно подешеног филтера непропусника опсега ( $|G_{BS}|$ ). Иста слика приказује и амплитудне карактеристике МСЛ са адекватно подешеним филтером ( $|G_{EF}|$ ) и без филтрирања референце покретачког момента ( $|G_E|$ ). Улаз филтера непропусника опсега је излаз регулатора брзине, референца покретачког момента  $T_{el}^*$ , а излаз филтера се користи за израчунавање референце активне компоненте струје статора,  $i_{sq}^*$  (Сл. 25).

Адекватно подешавање полова и нула филтера ствара слабљење сигнала на излазу регулатора брзине на резонантној фреквенцији и у њеној околини. Тиме се мијења фреквенцијска карактеристика комплетног МСЛ на начин да се амплитуда одзива на

резонантној фреквенцији смањује на ниво нултог појачања (Сл. 9). Преносна функција филтера непропусника опсега нема утицај на остатак фреквенцијске карактеристике. Све компоненте управљачког сигнала које нису у околини резонантне фреквенције пролазе кроз управљачку структуру МСЛ без слабљења. Три параметра филтера подешавају резонантну фреквенцију филтера, максимално слабљење филтера на резонантној фреквенцији и ширину, односно облик опсега слабљења филтера (Сл. 9).



Слика 9. Амплитудна карактеристика фреквенцијског одзива адекватно подешеног филтера непропусника опсега и амплитудне карактеристике фреквенцијских одзива МСЛ са и без филтера.

Филтер непропусник опсега који је описан преносном функцијом (21) мора бити реализован у управљачком ДСП подсистему МСЛ. То значи да преносна функција (21) мора бити записана програмским кодом који ће бити извршаван у дигиталном сигнал процесору. Да би се дошло до програмског кода, преносна функција у комплексном домену мора бити представљена својим дискретним и диференцијским обликом.

Филтер непропусник опсега у дискретној форми има преносну функцију [33] која гласи:

$$G_{BS}(z) = \frac{\Lambda_1 z^2 - \Lambda_2 z + \Lambda_3}{z^2 - \Lambda_4 z + \Lambda_5}, \quad (22)$$

гдје је  $z$  дискретни оператор, а константе се израчунавају формулама (23):

$$\begin{aligned} \Lambda_1 &= \exp[-(\zeta_P - \zeta_Z)\omega_0\tau_{\text{filt}}], \\ \Lambda_2 &= 2 \cos(\omega_0\tau_{\text{filt}}\sqrt{1-\zeta_Z^2}) \exp(-\zeta_P\omega_0\tau_{\text{filt}}), \\ \Lambda_3 &= \exp[-(\zeta_P + \zeta_Z)\omega_0\tau_{\text{filt}}], \\ \Lambda_4 &= 2 \cos(\omega_0\tau_{\text{filt}}\sqrt{1-\zeta_P^2}) \exp(-\zeta_P\omega_0\tau_{\text{filt}}), \\ \Lambda_5 &= \exp(-2\zeta_P\omega_0\tau_{\text{filt}}). \end{aligned} \quad (23)$$

Временска константа  $\tau_{\text{filt}}$  у (23) је вријеме одмјеравања филтера непропусника опсега у коду дигиталног сигнал процесора.

Диференчни облик (22) може бити записан у форми за програмирање на сљедећи начин:

$$T_{elO}^*(n) = \Lambda_1 T_{el}^*(n) - \Lambda_2 T_{el}^*(n-1) + \Lambda_3 T_{el}^*(n-2) + \Lambda_4 T_{elO}^*(n-1) - \Lambda_5 T_{elO}^*(n-2), \quad (24)$$

гдје је  $T_{elO}^*$  излаз филтера непропусника опсега и  $n$  је број одмјерка.

Када се у дискретни облик преносне функцију филтера непропусника опсега (22) уврсти  $z = 1$ , добија се појачање које филтер уноси у систем. У (22) то појачање представља слабљење којим филтер слаби сигнал на свим фреквенцијама и оно гласи:

$$\Lambda_g = \frac{\Lambda_1 - \Lambda_2 + \Lambda_3}{1 - \Lambda_4 + \Lambda_5}. \quad (25)$$

Да би се слабљење референце покретачког момента неутралисало, излаз филтера мора бити појачан реципрочном вриједношћу слабљења  $\Lambda_g$ :

$$T_{elF}^*(n) = \frac{T_{elO}^*(n)}{\Lambda_g}. \quad (26)$$

У општем случају, МСЛ може да има више резонантних фреквенција које не зависе од оптерећења него само од конструкције МСЛ. Описани филтер слаби неутрализује само једну резонантну фреквенцију јер уноси нуле и полове на само једној резонантној фреквенцији. Међутим, ако је потребно неутрализовање више резонантних фреквенција,  $N_{\omega\omega}$ , тада се (24) и (26) понављају  $N_{\omega\omega}$  пута (Сл. 10). Излаз једне итерације је улаз за наредну итерацију и тако се поступак израчунавања понавља за сваку резонантну фреквенцију. У свакој итерацији (22) има другачије параметре одређене за сваку резонантну фреквенцију посебно.

### 4.3. Предложена процедура за подешавање антирезонантног филтера

Ако су сви параметри механичког подсистема МСЛ познати, параметре филтера непропусника опсега могуће је одредити на основу система (6) и (7). У пракси је риједак случај да су сви параметри механичког подсистема МСЛ познати. Резонантна фреквенција углавном зависи од карактеристика челичног ужета које је тешко одредити мјерењима или прорачунима. Стога, врло је пожељно развити метод који би подешавање филтера вршио не базирајући се на моделу механичког подсистема.

Први задатак у подешавању филтера, односно одређивању његових параметара, јесте одређивање свих резонантних фреквенција МСЛ које су уједно и централне фреквенције филтера. На амплитудским карактеристикама фреквенцијског одзива МСЛ максималне амплитуде налазе се на резонантним фреквенцијама па се одређивање резонантне фреквенције може свести на задатак тражења максимума амплитудне карактеристике фреквенцијског одзива МСЛ. Фреквенцијска карактеристика МСЛ одређује се мјерењима, а одређивање максималне амплитуде одзива може да се врши алгоритмима претраживања.

Један од најбржих алгоритама претраживања који се користе за одређивање максималне вриједности функције јесте Киферов<sup>13</sup> метод златног пресека<sup>14</sup> [115]. Киферов метод златног пресека (ЗП) примјенљив је на стриктно унимодалним функцијама, односно функцијама које имају само један максимум. Амплитудни спектар

<sup>13</sup> Цек Карл Кифер (орг. *Jack Carl Kiefer*), 1924-1981, амерички статистичар.

<sup>14</sup> Алгоритам претраживања по златном пресеку - енг. *Golden section search (GSS) algorithm*

МСЛ није унимодалан на читавом фреквенцијском опсегу за све вриједности оптерећења (погледати Сл. 8 и Сл. 10). Због тога је неопходно, прије примјене алгоритма претраживања, пронаћи фреквенцијске опсеге у околини сваке резонантне фреквенције у којем постоји само један максимум.

Поступак којим се траже фреквенцијска подручја са само једним максимумом назваћемо претпретраживачка процедура (ПП). Претпретраживачка процедура састоји се од серије узастопних побуђивања МСЛ референтним покретачким моментом ( $T_{el}^*$ ) синусног облика. Фреквенције синусне референце покретачког момента су опадајући низ вриједности који почиње од највеће могуће фреквенције у МСЛ и зауставља се на фреквенцији блиској нули (Сл. 9). Највећа фреквенција која треба да се испитује и која може да утиче на рад МСЛ и појаву вибрација одређена је пропусним опсегом регулатора брзине:  $1/\tau_{speed}$ .

Критеријум за одређивање подручја фреквенција унутар амплитудне карактеристике у којем постоји само један максимум у околини сваке резонантне фреквенције јесте предзнак извода. При сваком мјерењу на свакој фреквенцији синусне референце покретачког момента израчунава се извод, односно нагиб амплитудне карактеристике:

$$diff(k) = \frac{G_E(\omega_{k+1}) - G_E(\omega_k)}{\omega_{k+1} - \omega_k}, \quad (27)$$

гдје је  $|G_E(\omega)|$  израчунато појачање на амплитудној карактеристици, а  $k$  редни број побуде.

Праћењем предзнака извода, тј. нагиба амплитудне карактеристике утврђује се област фреквенција у којој се налази максимум. Максимум се налази између фреквенција у којима извод (27) мијења предзнак са негативног на позитиван. Двије сусједне фреквенције при којим се мијења знак извода меморишу се као почетак и крај фреквенцијског опсега у којем се налази резонантна фреквенција. На крају претпретраживачке процедуре имају се фреквенцијски опсези у форми  $[\omega_{k+1}, \omega_k]$  на које ће да се примјени претраживачки метод златног пресјека за сваку резонантну фреквенцију. Такође, претпретраживачки поступак даје и информацију колико резонантних фреквенција има МСЛ. На Сл. 9 приказана је описана претпретраживачка процедура на примјеру МСЛ са једном резонантном фреквенцијом.

Када се претпретраживачким поступком изврше мјерења и утврди број и опсег у којем се налазе резонантне фреквенције, тада се у сваком фреквентном опсегу примјењује алгоритам претраживања по златном пресјеку. За дати фреквентни опсег који садржи једну резонантну фреквенцију израчунавају се двије нове фреквенције са (28) и (29):

$$\omega_\alpha = \omega_k - \varphi(\omega_k - \omega_{k+1}), \quad (28)$$

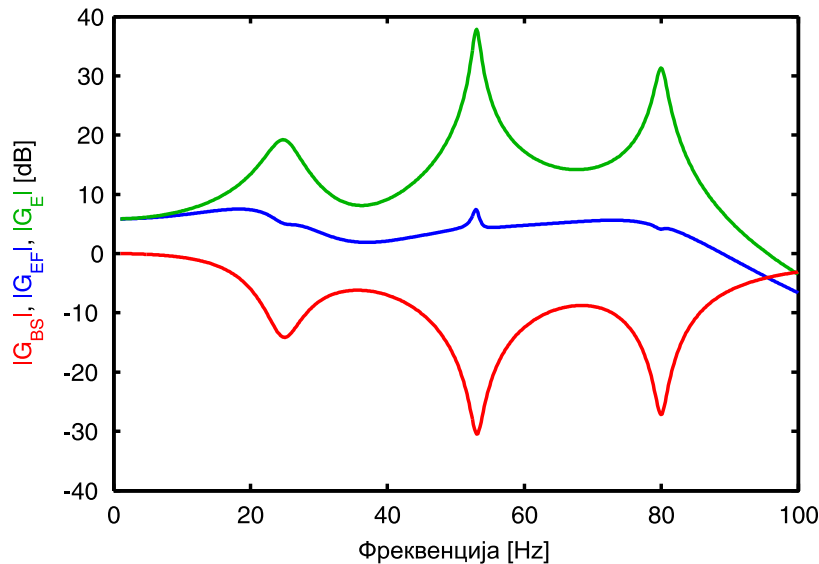
$$\omega_\beta = \omega_{k+1} + \varphi(\omega_k - \omega_{k+1}), \quad (29)$$

гдје је  $\varphi = (1 + \sqrt{5}) / 2$  златни однос [115].

Побуђивање МСЛ на фреквенцијама  $\omega_\alpha$  и  $\omega_\beta$  даје нови ужи опсег у којем се налази резонантна фреквенција. Ако је  $|G_E(\omega_\alpha)| > |G_E(\omega_\beta)|$  тада је резонантна фреквенција у новом опсегу фреквенција:  $[\omega_{k+1}, \omega_\beta]$ . У супротном, ако је  $|G_E(\omega_\alpha)| < |G_E(\omega_\beta)|$  нови опсег фреквенција у којем се налази резонантна фреквенција је:  $[\omega_\alpha, \omega_k]$ . Сљедећа итерација користи (28) и (29) за одређивање новог ужег опсега и тако даље. Ако је разлика између двије сусједне фреквенције мања од унапријед дефинисане толеранције грешке  $\epsilon$ ,

алгоритам претраживања по златном пресеку се зауставља и процедура одређивања резонантне фреквенције је завршена. Описани поступак понавља се за сваки опсег око резонантних фреквенција који су одређени претпретраживачком процедуром.

На Сл. 10 приказане су амплитудне карактеристике у фреквенцијском домену адекватно подешеног филтера непропусника опсега ( $|G_{BS}|$ ) у случају МСЛ са три резонантне фреквенције. Карактеристике су добијене рачунарским симулацијама. На истој слици приказане су и амплитудне карактеристике МСЛ без филтрирања ( $|G_E|$ ) као и ефекат адекватно подешеног филтера на МСЛ ( $|G_{EF}|$ ).



Слика 10. Амплитудна карактеристика фреквенцијског одзива адекватно подешеног филтера непропусника опсега и амплитудне карактеристике фреквенцијских одзива МСЛ са и без филтера за случај МСЛ са три резонантне фреквенције.

Претпретраживачка процедура и алгоритам претраживања по златном пресеку требају мјерење амплитуде брзине  $|G_E(\omega)|$ . То је максимална вриједност синусног сигнала брзине који је исте фреквенције као и синусна референца погонског момента  $T_{el}^*$ . У овом раду, за одређивање максималне вриједности одзива брзине предложено је коришћење Герцеловог<sup>15</sup> алгоритма.

Герцелов алгоритам је рекурзивна шема за израчунавање дискретне Фуријеове<sup>16</sup> трансформације [116]. Герцелов алгоритам је много ефикаснији у односу на стандардну дискретну Фуријеову трансформацију (ДФТ), а у односу на остале ефикасније поступке за рјешавање дискретне Фуријеове трансформације у случајевима када се не користи велики број тачака. Герцелов алгоритам је приближно два пута ефикаснији од директног метода ДФТ-е, односно потребно је дупло мање ресурса за његово израчунавање [117].

Основна рекурзивна шема за израчунавање ДФТ-е Герцеловим алгоритмом гласи:

$$v_k(n) = \omega_m(n) + 2 \cos\left(\frac{2\pi k}{N}\right)v_k(n-1) - v_k(n-2). \quad (30)$$

Основни Герцелов алгоритам (30) врши израчунавања комплексних бројева. Модификовани Герцелов алгоритам који оперише само са реалним бројевима далеко је

<sup>15</sup> Џералд Герцел (орг. *Gerald Goertzel*), 1919-2002, амерички теоретичар физике.

<sup>16</sup> Жозеф Фурије (орг. *Joseph Fourier*), 1768-1830, француски математичар и физичар.



подеснији за реализацију на дигиталним сигнал процесорима. За рад модификованог алгоритма са реалним бројевима, што је случај у овом раду, захтјева се  $N+1$  реалних множења и  $2N$  реалних сабирања. Модификовани Герцелов алгоритам даје за резултат квадрат амплитуде брзине након  $N$  итерација (30):

$$|G_E(\kappa)|^2 = v_\kappa^2(N) + v_\kappa^2(N-1) - 2 \cos\left(\frac{2\pi\kappa}{N}\right) v_\kappa(N) v_\kappa(N-1). \quad (31)$$

У (30) и (31)  $N$  је величина Герцеловог блока,  $0 \leq n \leq N$ ,  $v_\kappa(n)$  је промјенљива стања и  $\omega_m$  је механичка угаона брзина ротора погонског мотора. Величина Герцеловог блока  $N$  је фреквенцијска резолуција алгоритма и  $\kappa$  је цијели број који селекује одређену фреквенцију.

Нека је са  $f$  означена фреквенција референце погонског момента генерисана претпретраживачком процедуром или алгоритмом претраживања по златном пресеку, а са  $f_{\text{Goertzel}}$  означена фреквенција одмјеравања модификованог Герцеловог алгоритма. Да би се одредила амплитуда на жељеној фреквенцији користећи (31) величина Герцеловог блока,  $N$ , треба да се подешава у складу са жељеном фреквенцијом користећи једначину (32):

$$N = \kappa \cdot \frac{f_{\text{Goertzel}}}{f}. \quad (32)$$

Суштински проблем резултата Герцеловог алгоритма јесте у томе што (31) не израчунава стварну амплитуду сигнала већ заправо његову енергију. Стога, финални резултат зависи од дужине, односно трајања мјереног сигнала. Да би се добила тачна вриједност амплитуде која неће зависити од трајања мјерења, у дисертацији је изведен корекциони фактор којим се енергија сигнала претвара у његову апсолутну вриједност амплитуде. Коначно, квадратна вриједност стварне амплитуде израчунава се формулом:

$$|G_E(f)|_{\text{abs}}^2 = |G_E(\kappa)|^2 \left( \frac{2}{f_{\text{Goertzel}} \cdot \tau_d} \right)^2, \quad (33)$$

гдје је  $\tau_d$  [s] трајање мјереног сигнала.

Претпретраживачка процедура и алгоритам претраживања по златном пресеку одређују резонантне фреквенције МСЛ као и њихове амплитуде. За подешавање филтера непропусника опсега неопходно је одредити осим  $\omega_0$  и коефицијенте пригушења  $\zeta_Z$  и  $\zeta_P$ .

Ако се преносна функција филтера (21) из комплексног домена премјести у фреквенцијски домен смјеном  $s = j\omega$ , када се раздвоји реални и имагинарни дио добија се:

$$\text{Re}\{G_{BS}\} = \frac{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + 4\omega_0^2 \omega^2 \zeta_P \zeta_Z}{2\omega_0^2 \omega^2 (2\zeta_P^2 - 1) + \omega_0^4 + \omega^4}, \quad (34)$$

$$\text{Im}\{G_{BS}\} = \frac{-2\omega_0 \omega (\omega_0^2 - \omega^2) (\zeta_P - \zeta_Z)}{2\omega_0^2 \omega^2 (2\zeta_P^2 - 1) + \omega_0^4 + \omega^4}. \quad (35)$$

На основу (34) и (35) одређује се модуо  $|G_{BS}(j\omega)|$  и аргумент  $\phi$ :

$$|G_{BS}| = \sqrt{1 - \frac{4\omega_0^2\omega^2(\zeta_P^2 - \zeta_Z^2)}{2\omega_0^2\omega^2(2\zeta_P^2 - 1) + \omega_0^4 + \omega^4}}, \quad (36)$$

$$\varphi = \arctg \left( -\frac{2\omega_0\omega(\omega_0^2 - \omega^2)(\zeta_P - \zeta_Z)}{(\omega_0^2 - \omega^2) + 4\omega_0^2\omega^2\zeta_P\zeta_Z} \right). \quad (37)$$

На резонантној фреквенцији,  $\omega = \omega_0$  уврштено у (36) и (37), добија се да је карактеристика филтера реална, односно аргумент је једнак нули, а однос коефицијената пригушења:

$$|G_{BS}(\omega_0)| = \frac{\zeta_Z}{\zeta_P}. \quad (38)$$

Адекватно подешавање филтера значи да амплитудна карактеристика филтера треба да буде истог облика и вриједности али супротног знака од амплитудне карактеристике МСЛ у околини резонантних фреквенција, Сл. 9 и Сл. 10. Услов под којим ће бити задовољен поменути захтјев добија се из дефиниције амплитудне карактеристике и правила за логаритме:

$$20 \log |G_E| = -20 \log |G_{BS}| \Rightarrow \log (|G_E| \cdot |G_{BS}|)^{20} \Rightarrow |G_{BS}| = \frac{1}{|G_E|}. \quad (39)$$

Коначно, ако се из (36) изрази  $\zeta_Z(\omega, \omega_0, |G_{BS}(\omega)|, \zeta_P)$  и у добијени израз уврсти (38) добијају се изрази:

$$\zeta_Z = \frac{|G_{BS}(\omega_0)|(\omega_0^2 - \omega^2)^2 \sqrt{(1 - |G_{BS}(\omega)|^2)(|G_{BS}(\omega)|^2 - |G_{BS}(\omega_0)|^2)}}{2\omega_0\omega(|G_{BS}(\omega)|^2 - |G_{BS}(\omega_0)|^2)}, \quad \forall \omega \neq \omega_0, \quad (40)$$

$$\zeta_P = \frac{\zeta_Z}{|G_{BS}(\omega_0)|}. \quad (41)$$

Да би се добили изрази за факторе пригушења у које се директно уврштавају измјерене вриједности амплитудне карактеристике МСЛ у (40) треба уврстити однос (39) који вриједи за све фреквенције укључујући и резонантну:

$$\zeta_Z = \frac{\omega_0^2 - \omega^2}{2\omega_0\omega} \sqrt{\frac{|G_E|^2 - 1}{|G_{E0}|^2 - |G_E|^2}}, \quad (42)$$

$$\zeta_P = \zeta_Z \cdot |G_{E0}|. \quad (43)$$

У (42) и (43) коришћена је краћа нотација за ознаке из којих је изостављена функција од  $\omega$ . Величине које су функција од  $\omega_0$  означене су доњим индексом 0.

Добијени изрази вриједу ако референца погонског момента, која је синусног облика, има амплитуду 1 Nm. Ако се жели користити референца погонског момента било које амплитуде мање или једнаке номиналној као и да се умјесто кружних учестаности користи фреквенција, изведене су сљедеће формуле за факторе пригушења:

$$\zeta_Z = \frac{f_0^2 - f_a^2}{2f_0f_a} \sqrt{\frac{|G_{Ea}|^2 - T_{el}^{*2}}{|G_{E0}|^2 - |G_{Ea}|^2}}, \quad (44)$$

$$\zeta_P = \zeta_Z \cdot \frac{|G_{E0}|}{T_{el}^*}. \quad (45)$$

За комплетно подешавање антирезонантног филтера датог са (24), односно израчунавање његових параметара са (23), (44) и (45), потребни су:

- резонантна фреквенција  $f_0$  [Hz],
- амплитуда угаоне брзине ротора мотора при резонантној фреквенцији  $|G_{E0}|$  [rad/s],
- било која додатна фреквенција  $f_a$  [Hz] у околини резонантне фреквенције и
- амплитуда угаоне брзине ротора мотора при додатној фреквенцији  $|G_{Ea}|$  [rad/s].

## 5. ТРАЈЕКТОРИЈА БРЗИНЕ СА ДЕФИНИСаниМ ТРЗАЈЕМ

Рад брзинског регулатора у линеарном режиму током читаве вожње круцијалан је предуслов за брзинску регулацију МСЛ. Линеаран режим рада може бити постигнут користећи референтни сигнал у облику глатке криве много лакше него ако је референтни сигнал одскочна или нагибна функција [9]. Мјера глаткости референце брзине јесте облик и амплитуда трзаја.

Улога контролисаног трзаја није само у обезбјеђењу линеарног режима рада брзинског регулатора. Наиме, данас постоје лифтови чије номиналне брзине достижу и 18 m/s с циљем да се повећа њихова расположивост у високим пословним зградама са високом фреквенцијом саобраћаја. Код таквих лифтова при поласку и заустављању јавља се по амплитуди јак трзај који има неповољан временски облик и код путника може да изазове нелагодност па чак и да пређе вриједности које људски организам може да поднесе. Препоручљиво је да убрзање не прелази вриједност од 1.5 m/s<sup>2</sup>, а максимална вриједност трзаја 2 m/s<sup>3</sup> [47].

Контрола трзаја није битна само због путника и робе која се превози лифтовима. Неконтролисана вриједност трзаја има штетне утицаје и на електромоторни погон и механички систем погона, а посебно на ужницу и ужад која се убрзано троше јер долази до појаве проклизавања. О значају трзаја говори и чињеница да је његово мјерење дефинисано и међународним стандардом [118].

Постоји још предности дефинисања трајекторије брзине у функцији трзаја. Ако дефинишемо облик и амплитуду трзаја унапријед тада и облик трајекторије брзине за сваку појединачну вожњу може бити познат и прије поласка лифта. Ако познајемо трајекторију брзине онда знамо и облик промјене покретачког момента. Познавање промјене покретачког момента у сваком тренутку једне вожње и то унапријед уз познавање оптерећења у кабини лифта, даје одличну могућност за примјену алгоритама за минимизацију снаге губитака у погону МСЛ.

Такође, референца брзине у облику глатке криве, која има мале и контролисане промјене у сваком тренутку, има мању могућност за побуђивање резонантних фреквенција МСЛ и изазивања вибрација.

### 5.1. Дефиниција и облици трзаја у МСЛ

Трзај, физички, представља брзину промјене убрзања. Односно, математички, први извод убрзања по времену:

$$\frac{d\alpha(t)}{dt} = j(t). \quad (46)$$

У (46) са  $j$  је означен трзај изражен у [rad/s<sup>3</sup>], а са  $\alpha$  угаоно убрзање у [rad/s<sup>2</sup>].

Између величина које карактеришу кретање лифта постоје поред (46) и зависности (47) које одређују начин и могућности регулације трзајем непосредно регулишући неку другу величину:

$$\frac{d\theta(t)}{dt} = \omega(t), \quad \frac{d\omega(t)}{dt} = \alpha(t), \quad (47)$$

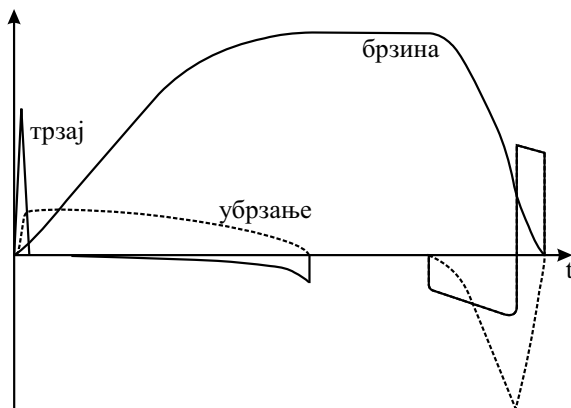
гдје је  $\theta$  [rad] угао, односно положај, а  $\omega$  [rad/s] угаона брзина.

Пошто се код лифтова често оперише са линијским<sup>17</sup> величинама, а не са величинама ротационог кретања дата је веза између ових величина:

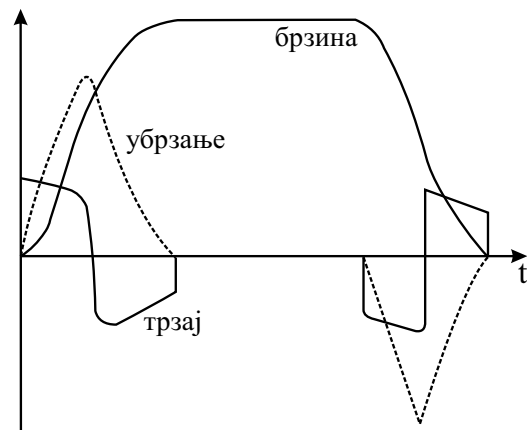
$$\begin{bmatrix} \text{величина} \\ \text{линијског} \\ \text{кретања} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{полупречник} \\ \text{погонске} \\ \text{ужнице} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \text{величина} \\ \text{ротационог} \\ \text{кретања} \end{bmatrix}. \quad (48)$$

Код модерних лифтова очекује се мирно кретање, са неосјетним појавама трзаја при поласку и заустављању, а да при томе вријеме убрзања и успорења буде кратко. Оба ова захтјева су испуњена ако се брзина кабине убрзава и успорава константним промјенама, односно константним трзајем [46]. Из услова да је трзај константан произилази да се са повећањем брзине лифта све више може повећавати величина убрзања, а да при томе не наступи осјећај наглог поласка.

На овако дефинисан захтјев, који се поставља погону лифта, свакако не може да одговори погон са директно напајаним индукционим мотором са кавезним ротором. Код мотора директно прикљученог на мрежу дејствује полазни момент који при укључењу има високу вриједност да би за кратко вријеме дошло до повећања убрзања до максималне вриједности (Сл. 11). Дакле, настаје јак трзај који се последице достизања максималног убрзања смањује на малу вриједност.



Слика 11. Карактеристика брзине лифта са нерегулисаним АМ [46].



Слика 12. Карактеристика брзине лифта са Вард-Леонардовом групом [46].

У зависности од полазног момента мотора, трзај само у малој мјери одступа од приказаних карактеристика али се овим управљањем не постиже жељена полазна карактеристика лифта. Ово се образлаже немогућношћу да се карактеристике полазног момента кавезног мотора прилагоде потребној кривој убрзања као и тиме што су код овог погона убрзања и успорења у великој мјери зависна од терета у кабинџи, а чији се утицај не може искључити.

Код старијих рјешења са индукционим мотором са кавезним ротором тврди ползак се пригушује укључивањем статорских отпорника или уградњом додатне замајне масе. То значи да се или смањује момент убрзавања или се повећавају масе које

<sup>17</sup> Код лифта се величине као што су пређени пут (положај), брзина, убрзање и трзај односе на кабину која има линијско кретање па се и поменуте величине односе на линеарно кретање и изражавају се у [m], [m/s], [m/s<sup>2</sup>] и [m/s<sup>3</sup>], респективно.

треба убрзавати. У сваком случају смањује се трзајни врх али се зато продужава вријеме поласка па ова рјешења нису погодна за брзе лифтове.

Меки полазак без додавања замајних маса постиже се код мотора са намотаним ротором са отпорним упуштачем. Користи се вишестепено упуштање којим се врши прилагођавање момента поласка па лифт при свим оптерећењима меко полази. Али ни у овом случају не могу се постићи идеалне околности при поласку и заустављању.

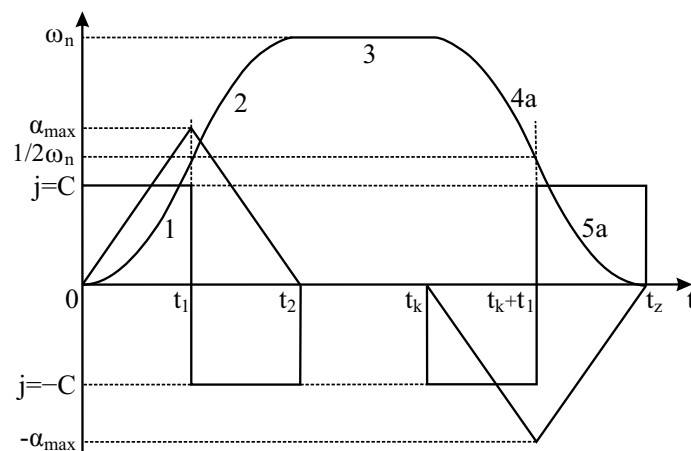
Код погона са Вард-Леонардовом групом постиже се полазак који је приближан идеалном (Сл. 12). Убрзање се стално мијења и у току залетања дозвољени трзај пада на нулу па је вријеме убрзања врло кратко што резултује да се при свим брзинама постиже најбржи полазак.

Посебан проблем је што се сви ови погони различито понашају при различитим оптерећењима, односно, њихова карактеристика се "спушта" са порастом оптерећења.

Додавањем обртних (замајних) маса онемогућује се искоришћавање пуне брзине мотора односно лифта, јер са растућим временом убрзања и кочења снижава се средња брзина, а тиме се и вријеме вожње повећава. Ово се одражава још неповољније уколико имамо већи број вожњи на час.

Из овог прегледа и поставке жељеног управљања закључује се да ниједно рјешење, без напредног векторског система управљања, не задовољава жељену карактеристику кретања лифта. Погон МСЛ како је описан у дисертацији може да задовољи тражене захтјеве за управљање брзином и трзајем. Поставља се питање какав тачно облик трајекторије брзине, односно трзаја, желимо.

На Сл. 13 приказане су жељене временске зависности брзине, убрзања и трзаја кабине лифта за једну вожњу као се предлаже у [46], [47], [48].

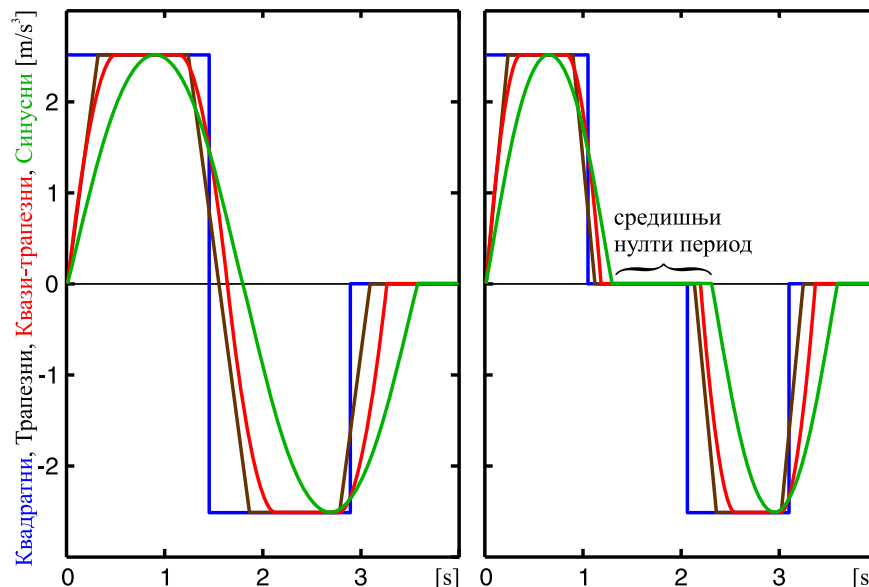


Слика 13. Карактеристика брзине, убрзања и трзаја [46].

Као што се види, трзај је константан и поприма двије вриједности једнаке по апсолутном износу. Проблем презентованог начина остваривања контроле трзаја јесте у промјенама трзаја које имају велику вриједност стрмине. Промјена са позитивне на негативну вриједност трзаја је тренутна и са оштрим ивицама што може да изазове и појаве вибрација и побуђивање резонанција у механичком подсистему.

У литератури постоје разни облици трзаја. Слика 14 приказује најчешће коришћене облике трзаја: квадратни (као на Сл. 13), трапезни и синусни, као и квазитрапезни облик који је комбинација синусних и косинусних функција и константне вриједности [6]. Предност квазитрапезног облика трзаја је глатки прелаз са дијела константног нагиба на дио са константном вриједношћу. Од свих облика синусни облик трзаја је најчешће сусретан у литератури [5], [49], [50].

Средишњи нулти период је додатна разлика између различитих облика трајекторија трзаја. Неке трајекторије трзаја имају [52], а неке немају [53] средишњи нулти период. Средишњи нулти период утиче на искоришћење погона МСЛ и трајање вожње.



Слика 14. Квадратни, трапезни, квазитрапезни и синусни облик трзаја без и са средишњим нултим периодом.

## 5.2. Генерализовани модел референце брзине дефинисан трзајем

Да би се могло реализовати управљање МСЛ како је описано у претходном поглављу, у управљачком ДСП подсистему мора се реализовати генерисање трајекторије референтне брзине коју одређује унапријед задати облик и амплитуда трзаја. То може да се оствари ако се референтна трајекторија брзине представи математичким моделом.

Математичка функција трајекторије брзине или положаја базирана на контролисаном трзају често је врло компликована и захтијева много времена за њено извођење и практичну реализацију. Пројектовање МСЛ подразумева тестирања са различитим облицима трајекторије трзаја. Један генерализовани математички модел трајекторије брзине дефинисан за све типове облика промјене трзаја би био значајно убрзање процеса пројектовања и тестирања МСЛ.

Генерализовани модел трајекторије брзине дефинисане обликом трзаја изведен је и описан у овом поглављу. Предложени генерализовани модел је флексибилно рјешење за тестирање и пројектовање погонског подсистема МСЛ у интеракцији са механичким подсистемом као и за синтезу управљачких петљи.

Стартна тачка за извођење генерализованог модела трајекторије трзаја је квазитрапезни облик са средишњим нултим периодом. Синусни и квадратни облик трзаја су специјални случајеви квазитрапезног облика. Математичка дефиниција квазитрапезне трајекторије трзаја састоји се од синусних и косинусних функција и константне вриједности раздвојених у стриктно дефинисаним временским периодима (Сл. 15):

Табела 1. Математичка дефиниција квазитрапезне трајекторије трзаја.

$$t \in [0, t_a):$$

$$j_1(t) = j_a \sin\left(\frac{\pi}{2t_a} t\right),$$

$$t \in [t_a, t_2):$$

$$j_2(t) = j_a,$$

$$t \in [t_2, t_2 + t_a):$$

$$j_3(t) = j_a \cos\left(\frac{\pi}{2t_a} (t - t_2)\right),$$

$$t \in [t_2 + t_a, t_4):$$

$$j_4(t) = 0,$$

$$t \in [t_4, t_4 + t_a):$$

$$j_5(t) = -j_a \sin\left(\frac{\pi}{2t_a} (t - t_4)\right),$$

$$t \in [t_4 + t_a, t_4 + t_2):$$

$$j_6(t) = -j_a,$$

$$t \in [t_4 + t_2, t_4 + t_2 + t_a):$$

$$j_7(t) = -j_a \cos\left(\frac{\pi}{2t_a} (t - t_2 - t_4)\right),$$

$$t \in [t_4 + t_2 + t_a, t_8):$$

$$j_8(t) = 0,$$

$$t \in [t_8, t_8 + t_b):$$

$$j_9(t) = -j_b \sin\left(\frac{\pi}{2t_b} (t - t_8)\right),$$

$$t \in [t_8 + t_b, t_{10}):$$

$$j_{10}(t) = -j_b,$$

$$t \in [t_{10}, t_{10} + t_b):$$

$$j_{11}(t) = -j_b \cos\left(\frac{\pi}{2t_b} (t - t_{10})\right),$$

$$t \in [t_{10} + t_b, t_{12}):$$

$$j_{12}(t) = 0,$$

$$t \in [t_{12}, t_{12} + t_b):$$



$$j_{13}(t) = j_b \sin\left(\frac{\pi}{2t_b}(t-t_{12})\right),$$

$$t \in [t_{12} + t_b, t_{12} + t_{10} - t_8]:$$

$$j_{14}(t) = j_b,$$

$$t \in [t_{12} + t_{10} - t_8, t_{final}]:$$

$$j_{15}(t) = j_b \cos\left(\frac{\pi}{2t_b}(t-t_{12}-t_{10}+t_8)\right),$$

$$t \geq t_{final}:$$

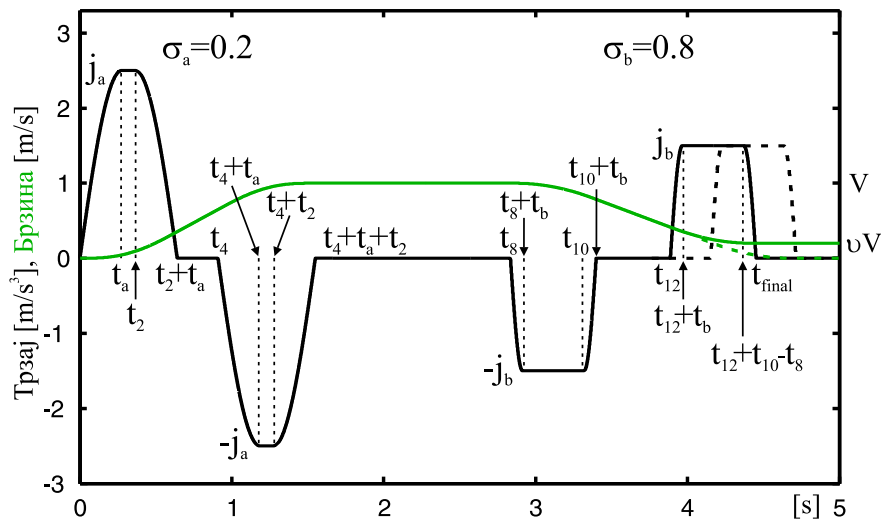
$$j_{16}(t) = 0.$$

У систему једначина датог у Таб. 1  $j_{13}(t)$ -  $j_{16}(t)$  трзаји су у функцији времена који су одређени параметрима које дефинише корисник:  $j_a$  – вриједност амплитуде трзаја током убрзавања и  $j_b$  – вриједност амплитуде трзаја током успоравања. Осим кориснички дефинисаних параметара у  $j_{13}(t)$ -  $j_{16}(t)$  егзистирају и времена:  $t_a$ ,  $t_2$ ,  $t_4$ ,  $t_8$ ,  $t_b$ ,  $t_{10}$ ,  $t_{12}$  и  $t_{final}$  која су дефинисана математички (Сл. 15). Времена  $t_a$  и  $t_b$  одређују се на основу дефиниције трзаја и израчунавају се наредним формулама:

$$t_a = \sigma_a \frac{\pi A_a}{4j_a}, \quad (49)$$

$$t_b = \sigma_b \frac{\pi A_b}{4j_b}, \quad (50)$$

гдје су  $A_a$  и  $A_b$  жељене вриједности амплитуде трзаја током убрзавања и успоравања, респективно. Коэффициент  $\sigma_a \in [0,1]$  је фактор облика у периоду убрзавања, а  $\sigma_b \in [0,1]$  је фактор облика у периоду успоравања. Фактор облика дефинише облик трајекторије трзаја и то на следећи начин: за  $\sigma = 0$  трзај је квадратног облика, за  $\sigma = 1$  трзај је синусног облика, а за сваку другу вриједност између 0 и 1,  $\sigma \in (0,1)$ , трзај је квазитрапезног облика са подесивим нагибом и закривљеношћу.



Слика 15. Предложена трајекторија брзине базирана са генерализованим обликом трзаја са средишњим нултим периодом.

Користећи везу између трзаја и убрзања:  $a(t)=\int j(t)dt$ , могу се извести једначине убрзања у функцији трзаја. Једначине убрзања за стриктне временске периоде који кореспондирају временским периодима дефинисаног трзаја дате су у Таб. 2.

*Табела 2. Једначине убрзања у функцији трзаја.*

$$t \in [0, t_a):$$

$$a(t) = \frac{2j_a t_a}{\pi} \left( 1 - \cos \left( \frac{\pi}{2t_a} t \right) \right),$$

$$t \in [t_a, t_2):$$

$$a(t) = j_a (t - t_a) + \frac{2j_a t_a}{\pi},$$

$$t \in [t_2, t_2 + t_a):$$

$$a(t) = A_a + \frac{2j_a t_a}{\pi} \left( \sin \left( \frac{\pi(t - t_2)}{2t_a} \right) - 1 \right),$$

$$t \in [t_2 + t_a, t_4):$$

$$a(t) = A_a,$$

$$t \in [t_4, t_4 + t_a):$$

$$a(t) = A_a + \frac{2j_a t_a}{\pi} \left( \cos \left( \frac{\pi(t - t_4)}{2t_a} \right) - 1 \right),$$

$$t \in [t_4 + t_a, t_4 + t_2):$$

$$a(t) = A_a - \frac{2j_a t_a}{\pi} + j_a (t_4 + t_a - t),$$

$$t \in [t_4 + t_2, t_4 + t_2 + t_a):$$

$$a(t) = A_a + \frac{2j_a t_a}{\pi} \left( \sin \left( \frac{\pi(t_2 + t_4 - t)}{2t_a} \right) - 1 \right) - j_a (t_2 - t_a),$$

$$t \in [t_4 + t_2 + t_a, t_8):$$

$$a(t) = 0,$$

$$t \in [t_8, t_8 + t_b):$$

$$a(t) = \frac{2j_b t_b}{\pi} \left( \cos \left( \frac{\pi(t - t_8)}{2t_b} \right) - 1 \right),$$

$$t \in [t_8 + t_b, t_{10}):$$

$$a(t) = j_b (t_8 + t_b - t) - \frac{2j_b t_b}{\pi},$$

$$t \in [t_{10}, t_{10} + t_b):$$

$$a(t) = j_b (t_8 - t_{10} + t_b) - \frac{2j_b t_b}{\pi} \left( \sin \left( \frac{\pi(t - t_{10})}{2t_b} \right) + 1 \right),$$

$$t \in [t_{10} + t_b, t_{12}):$$

$$a(t) = -A_b,$$

$$t \in [t_{12}, t_{12} + t_b):$$

$$a(t) = -A_b + \frac{2j_b t_b}{\pi} \left( 1 - \cos \left( \frac{\pi(t - t_{12})}{2t_b} \right) \right),$$

$$t \in [t_{12} + t_b, t_{12} + t_{10} - t_8):$$

$$a(t) = -A_b + \frac{2j_b t_b}{\pi} + j_b (t_{12} + t_b + t),$$

$$t \in [t_{12} + t_{10} - t_8, t_{final}):$$

$$a(t) = \frac{2j_b t_b}{\pi} \left( \sin \left( \frac{\pi(t + t_8 - t_{10} - t_{12})}{2t_b} \right) - 1 \right),$$

$$t \geq t_{final} :$$

$$a(t) = 0.$$

Послије извођења једначина за убрзање уз коришћење почетних услова за сваки временски период, могу се одредити времена  $t_2$  и  $t_{10}$  (Сл. 15) и она гласе:

$$t_2 = \frac{A_a}{j_a} - \frac{4}{\pi} t_a + t_a, \quad (51)$$

$$t_{10} = \frac{A_b}{j_b} - \frac{4}{\pi} t_b + t_b + t_8. \quad (52)$$

Веза између убрзања и брзине  $v(t) = \int a(t) dt$  даје математички облик трајекторије брзине који је приказан у Таб. 3. Номинална брзина кабине лифта ( $V$ ) је један од главних параметара сваког МСЛ. Неке трајекторије брзине презентоване у литератури немају период константне брзине [68]. Оваква рјешења су дискутабилна јер су МСЛ опремљени сигурносним уређајима као што је граничник брзине који реагује на одступања брзине кабине лифта од номиналних вриједности.

Времена  $t_4$  и  $t_{12}$  функција су номиналне брзине МСЛ ( $V$ ) и амплитуде убрзања током убрзања и успорења:

$$t_4 = V / A_a, \quad (53)$$

$$t_{12} = (1 - \nu) V / A_b + t_8. \quad (54)$$

Генерализовани модел облика трзаја подесан је за регулацију кретања кабине лифта и по брзини и по положају. Двостраност примјене предложеног модела омогућена је зауставним фактором  $\nu$  (Сл. 6).

Израчунавање времена  $t_4$  и  $t_{12}$  на основу (53) и (54) даје облик трзаја са средишњим нултим периодом. Ако се жели генерисање трајекторије брзине код које трзај нема средишњи нулти период, времена  $t_4$  и  $t_{12}$  рачунају се формулама:

$$t_4 = t_2 + t_a, \quad (55)$$

$$t_{12} = t_{10} + t_b. \quad (56)$$

Израз за вријеме  $t_8$  може бити одређен само након извођења израза за положај на основу везе између брзине и положаја  $d(t) = \int v(t)dt$ :

$$t_8 = t_a + t_2 + t_4 + \left(\frac{2}{\pi} - 1\right)t_b - \frac{V}{2A_b} - \frac{A_b}{2j_b} + \frac{L}{V} + \frac{j_a t_a^2 t_4 - j_a t_2^2 t_4 - A_a t_4^2}{2V} - \frac{2j_a t_a t_4 (t_2 + t_a)}{\pi V}. \quad (57)$$

Изрази за положај дати су у Таб. 4 и могу да се користе када се МСЛ управља по положају. Изведени модел генерализоване трајекторије брзине дефинисан у Таб. 3 и са (49) - (57) мора бити проширен критеријумом за максимално дозвољене вриједности убрзања и успорења:

$$A_{a\_max} = \sqrt{\frac{2j_a V}{\sigma_a (\pi - 2) + 2}}, \quad (58)$$

$$A_{b\_max} = \sqrt{\frac{2(1-\nu)j_b V}{\sigma_b (\pi - 2) + 2}}. \quad (59)$$

Сви параметри у моделу у Таб. 3 и са (49) - (57) дефинисани су пројектом МСЛ и константни су за сваку вожњу осим коначног положаја  $L$ . Вријеме потребно да се достигне задани крајњи положај је  $t_{final} = t_{12} + t_{10} - t_8 + t_b$ .

За генерисање трајекторије брзине у функцији трзаја дефинисаног моделом у Таб. 3 и са (49) - (57) потребно је извести математичке једначине за израчунавање референце брзине у сваком тренутку времена. У Таб. 3 дате су све једначине које дефинишу референцу брзине. У управљачком ДСП подсистему прво се израчунавају времена (49) – (57) а затим на основу њих генерише референца брзине једначинама из Таб. 3.

*Табела 3. Једначине трајекторије брзине у функцији трзаја.*

$$t \in [0, t_a):$$

$$v(t) = \frac{2j_a t_a}{\pi^2} \left( \pi t - 2t_a \sin\left(\frac{\pi}{2t_a} t\right) \right),$$

$$t \in [t_a, t_2):$$

$$v(t) = \frac{j_a}{2} (t - t_a)^2 - \frac{2j_a t_a}{\pi^2} (2t_a - \pi t),$$

$$t \in [t_2, t_2 + t_a):$$

$$v(t) = A_a (t - t_2) + \frac{j_a t_a^2 + j_a t_2 (t_2 - 2t_a)}{2} + \frac{2j_a t_a (2t_2 - t)}{\pi} - \frac{4j_a t_a^2}{\pi^2} \cos\left(\frac{\pi(t - t_2)}{2t_a}\right),$$

$$t \in [t_2 + t_a, t_4):$$

$$v(t) = A_a (t - t_2) + \frac{j_a}{2} (t_2^2 + t_a^2 - t_2 t_a) + \frac{2j_a t_a}{\pi} (t_2 - t_a),$$

$$t \in [t_4, t_4 + t_a):$$

$$v(t) = A_a(t - t_2 - t_a) + \frac{j_a}{2}(t_2^2 - t_a^2) + \frac{2j_a t_a}{\pi} \left( t_2 + t_4 + t_a - t + \frac{2t_a}{\pi} \sin \left( \frac{\pi(t - t_4)}{2t_a} \right) \right),$$

$$t \in [t_4 + t_a, t_4 + t_2):$$

$$v(t) = A_a(t - t_2 - t_a) + \frac{2j_a t_a}{\pi^2} (2t_a + \pi(t_2 + t_4 + t_a - t)) + \frac{j_a}{2}(t_2^2 - t_4^2 - t^2) - j_a((t_a - t_4)t_a + (t_a + t_4)t),$$

$$t \in [t_4 + t_2, t_4 + t_2 + t_a):$$

$$v(t) = A_a(t - t_2 - t_a) + j_a(t_2^2 - t_a^2 + (t_2 - t_a)t_4 - (t_2 + t_a)t) + \frac{2j_a t_a}{\pi} \left( t_2 + t_4 + t_a - t + \frac{2t_a}{\pi} \cos \left( \frac{\pi(t_2 - t + t_4)}{2t_a} \right) \right),$$

$$t \in [t_4 + t_2 + t_a, t_8):$$

$$v(t) = V,$$

$$t \in [t_8, t_8 + t_b):$$

$$v(t) = A_b(t_{12} - t_8 - t_b) + \nu V + j_b t_b(t_{10} - t_b - t_8) + \frac{2j_b t_b}{\pi} \left( 2t_b + t_8 - t + \frac{2t_b}{\pi} \sin \left( \frac{\pi(t - t_8)}{2t_b} \right) \right),$$

$$t \in [t_8 + t_b, t_{10}):$$

$$v(t) = A_b(t_{12} - t_8 - t_b) + \nu V + \frac{2j_b t_b}{\pi^2} (2t_b + \pi(t_8 + 2t_b)) - j_b \left( \frac{(t_8 + t_b - t)^2}{2} + \frac{2t_b}{\pi} t - t_b(t_{10} - t_8 - t_b) \right),$$

$$t \in [t_{10}, t_{10} + t_b):$$

$$v(t) = A_b(t_{12} - t_8 - t_b) + \nu V + \frac{j_b}{2}(t_{10}^2 - t_8^2 - 3t_b^2) + j_b((t_8 - t_{10} + t_b)t - (2t_8 - t_{10})t_b) + \frac{2j_b t_b}{\pi} \left( t_8 + 2t_b - t + \frac{2t_b}{\pi} \cos \left( \frac{\pi(t - t_{10})}{2t_b} \right) \right),$$

$$t \in [t_{10} + t_b, t_{12}):$$

$$v(t) = A_b(t_{10} - t_8 + t_{12} - t) + \nu V - \frac{j_b}{2}(t_8^2 + t_{10}^2 + t_b^2) + j_b(t_8 t_{10} - t_8 t_b + t_{10} t_b) + \frac{2j_b t_b}{\pi}(t_8 - t_{10} + t_b),$$

$$t \in [t_{12}, t_{12} + t_b):$$

$$v(t) = A_b(t_{10} - t_8 + t_{12} - t) + \nu V - \frac{j_b}{2}(t_8^2 + t_{10}^2 + t_b^2) + j_b(t_8 t_{10} - t_8 t_b + t_{10} t_b) + \frac{2j_b t_b}{\pi} \left( t + t_8 - t_{10} - t_{12} + t_b - \frac{2t_b}{\pi} \sin \left( \frac{\pi(t - t_{12})}{2t_b} \right) \right),$$

$$t \in [t_{12} + t_b, t_{12} + t_{10} - t_8):$$

$$v(t) = A_b(t_{10} - t_8 + t_{12} - t) + \nu V + \frac{2j_b t_b}{\pi} \left( \left( 1 - \frac{2}{\pi} \right) t_b - t_{10} + t_8 - t_{12} + t \right) + \frac{j_b}{2}((t_{10} - t_8 + t_{12})(t_8 - t_{10} + t_{12} + 2t_b) - (2t_{12} + 2t_b - t)),$$

$$t \in [t_{12} + t_{10} - t_8, t_{final}):$$

$$v(t) = vV + \frac{2j_b t_b}{\pi} \left( t_{10} - t_8 + t_{12} + t_b - t - \frac{2t_b}{\pi} \cos \left( \frac{\pi(t + t_8 - t_{10} - t_{12})}{2t_b} \right) \right),$$

$$t \geq t_{final}:$$

$$v(t) = vV.$$

Табела 4. Једначине трајекторије положаја у функцији трзаја.

$$t \in [0, t_a):$$

$$d(t) = \frac{j_a t_a}{\pi^3} \left( \pi^2 t^2 - 16t_a^2 \sin \left( \frac{\pi}{4t_a} t \right)^2 \right),$$

$$t \in [t_a, t_2):$$

$$d(t) = \frac{j_a}{6} (t - t_a)^3 + \frac{j_a t_a}{\pi^3} (4\pi t_a^2 - 8t_a^2 + \pi^2 t^2 - 4\pi t_a t),$$

$$t \in [t_2, t_2 + t_a):$$

$$d(t) = \frac{A_a}{2} (t^2 - t_2^2 - 2t_2 t) + \frac{j_a t (t_a^2 - t_2^2)^2 + j_a t_a t_2^2}{2} - \frac{j_a (t_a^3 + 2t_2^3)}{6} - \frac{j_a t_a (t^2 - 4t_2 t + 2t_2^2)}{\pi} + \frac{4j_a t_a^2}{\pi^2} (t_a - t_2) - \frac{8j_a t_a^3}{\pi^3} \sin \left( \frac{\pi(t - t_2)}{2t_a} + 1 \right),$$

$$t \in [t_2 + t_a, t_4):$$

$$d(t) = \frac{t}{2} (j_a t_2^2 - 2j_a t_2 t_a - 2A_a t_2 + j_a t_a^2 + A_a t) + \frac{A_a t_2^2}{2} - \frac{j_a}{6} (2t_2^3 + t_a^3 - 3t_2^2 t_a) - \frac{16j_a t_a^3}{\pi^3} - \frac{4j_a t_a^2}{\pi^2} (t_2 - t_a) + \frac{j_a t_a}{\pi} (t_a^2 + 2t_a t_2 - t_2^2 + 2t(t_2 - t_a)),$$

$$t \in [t_4, t_4 + t_a):$$

$$d(t) = \frac{A_a t_2^2}{2} - \frac{j_a t_2^3}{3} - \frac{j_a t_a^3}{6} - \frac{t}{2} (2A_a (t_a + t_2) + j_a (t_a^2 - t_2^2) - A_a t) + \frac{j_a t_a}{2} (t_2^2 + 2t_2 t_a) + t_a t_4 (A_a - j_a t_2) - \frac{8j_a t_a^3}{\pi^3} \left( \cos \left( \frac{\pi(t - t_4)}{2t_a} \right) + 1 \right) - \frac{4j_a t_a^2 (t_2 - t_a)}{\pi^2} + \frac{j_a t_a}{\pi} (t(2(t_2 + t_4 + t_a) - t) - t_2^2 + 2t_2 t_2 - t_4^2 - 4t_a t_4 + t_a^2),$$

$$t \in [t_4 + t_a, t_4 + t_2):$$

$$d(t) = \frac{1}{\pi^2} (4j_a t_a^2 t + \pi t (2j_a t_a^2 - j_a t_a t + 2j_a t_a t_2 + 2j_a t_a t_4)) - \frac{t}{6} (j_a t (t - 3(t_a + t_4)) + 6A_a (t_a + t_2) + 6j_a t_a (t_a + t_4) - 3A_a j_a t_2^2 t_3 - 3j_a t_4^2) - \frac{1}{\pi^3} (8j_a t_a^3 + 4\pi j_a t_a^2 (t_2 + t_4) + \pi^2 j_a (t_a^3 + 2t_2^2 t_2 - t_a t_2^2 + t_a t_4^2)) - \frac{1}{6} (3A_a (t_2^2 + t_a^2 - 2t_a t_2) + j_a (2t_2^3 - t_4^3 - 3t_a^3 - 3t_a^2 t_2 + 3t_a t_2^2 - 3t_a^2 t_4 - 3t_a t_4^2)),$$

$t \in [t_4 + t_2, t_4 + t_2 + t_a)$ :

$$d(t) = \frac{A_a}{2} (t^2 + t_2^2 + t_a^2) - A_a (t_2 t - t_a t + t_a t_2) - \frac{j_a t_a}{\pi} (t(t - 2(t_a + t_2 + t_4)) + t_2^2 + 2t_a t_2 + t_a^2 + t_4^2) - \frac{8j_a t_a^3}{\pi^3} \left( \sin \left( \frac{\pi(t_2 - t + t_4)}{2t_a} \right) + 1 \right) + \frac{j_a}{2} (t_a^3 - t_2^3 + 2t(t_2^2 - t_a^2 + t_2 t_4 - t_a t_4) + (t_a - t_2)(t^2 + t_4^2) - t_2^2(t_a + t_4) + t_a^2(t_2 + t_4)),$$

$t \in [t_4 + t_2 + t_a, t_8)$ :

$$d(t) = V_n (t - t_2 - t_4 - t_a) + \frac{A_a t_a^2}{2} + \frac{j_a t_a}{2} (t_2^2 - t_a^2) + \frac{2j_a t_a t_a}{\pi} (t_2 + t_a),$$

$t \in [t_8, t_8 + t_b)$ :

$$d(t) = \frac{A_a t_a^2}{2} + V_n (t_8 - t_4 - t_2 - t_a + \nu t - \nu t_8) + \frac{j_a t_a}{2} (t_2^2 - t_a^2) + A_b (t_8 - t_{12} + t_b)(t_8 - t) + j_b t_b (t_b + t_8 - t_{10})(t_8 - t) + \frac{16j_b t_b^3}{\pi^3} \sin \left( \frac{\pi(t - t_8)}{4t_b} \right) - \frac{1}{\pi} (j_b t_8 t_b (t_8 + 4t_b) + j_b t t_b (2t_8 - t + 4t_b) + 2j_a t_a t_a (t_a + t_2)),$$

$t \in [t_8 + t_b, t_{10})$ :

$$d(t) = \frac{A_a t_a^2}{2} + V_n (t_8 - t_4 - t_2 - t_a + \nu t - \nu t_8) + \frac{j_a t_a}{2} (t_2^2 - t_a^2) + A_b (t_8 - t_{12} + t_b)(t_8 - t) + \frac{8j_b t_b^3}{\pi^3} + \frac{4j_b t_b^2}{\pi^2} (t - t_b - t_8) - j_b \left( \frac{1}{6} (t^3 + t_8^3 + t_b^3) + \frac{1}{2} ((t^2 + 3t_8 t_b)(t_8 + t_b) + t(t_8^2 - 3t_b^2)) - 2t t_8 t_b + t_{10} t_b (t - t_8) \right) + \frac{j_b t_b}{\pi} (t(2t_8 - t + 4t_b) - t_8(4t_b + t_8)) + \frac{2j_a t_a t_a}{\pi} (t_a + t_2),$$

$t \in [t_{10}, t_{10} + t_b)$ :

$$d(t) = \frac{A_a t_a^2}{2} + V_n (t_8 - t_4 - t_2 - t_a + \nu t - \nu t_8) + \frac{j_a t_a}{2} (t_2^2 - t_a^2) + A_b (t_8 - t_{12} + t_b)(t_8 - t) + \frac{4j_b t_b^2}{\pi^2} (t_{10} - t_b - t_8) + j_b \left( \frac{1}{6} (t_8^3 - t_{10}^3 + t_b^3) + \frac{1}{2} ((t^2 + 3t_8 t_b)(t_8 + t_b) + t(t_8^2 + t_{10}^2 - t t_{10} - 3t_b^2)) - 2t t_8 t_b + t_{10} t_b (t - t_8) \right) + \frac{8j_b t_b^3}{\pi^3} \left( \sin \left( \frac{\pi(t - t_{10})}{2t_b} \right) + 1 \right) + \frac{j_b t_b}{\pi} (t(2t_8 - t + 4t_b) - t_8(4t_b + t_8)) + \frac{2j_a t_a t_a}{\pi} (t_a + t_2),$$

$t \in [t_{10} + t_b, t_{12})$ :

$$d(t) = \frac{A_a t_a^2}{2} + V_n (t_8 - t_4 - t_2 - t_a + \nu t - \nu t_8) + \frac{j_a t_a}{2} (t_2^2 - t_a^2) + \frac{4j_b t_b^2}{\pi^2} (t_8 - t_{10} + t_b) + \frac{16j_b t_b^3}{\pi^3} + A_b \left( t_8 (t_8 - t_{12} + t_b) - \frac{t_{10}^2}{2} - t_{10} t_b - \frac{t_b^2}{2} - \frac{t}{2} (t + 2t_8 - 2t_{10} - 2t_{12}) \right) + j_b \left( \frac{t_8^3}{6} + \frac{t_{10}^3}{3} - \frac{t_b^3}{3} + \frac{1}{2} (t_8 t_{10} (2t - t_{10} - 4t_b) + t_8 t_b (3t_8 + 2t_b - 2t) + t_{10} t_b (t_{10} - t_b + 2t) - t(t_8^2 + t_{10}^2 + t_b^2)) \right) + \frac{j_b t_b}{\pi} (t_b^2 - 4t_8 t_b - t_8^2 + 2t_{10} t_b + t_{10}^2 + 2t(t_8 - t_{10} + t_b)) + \frac{2j_a t_a t_a}{\pi} (t_a + t_2),$$

$t \in [t_{12}, t_{12} + t_b)$ :

$$\begin{aligned}
 d(t) = & \frac{A_a t_a^2}{2} + V_n (t_8 - t_4 - t_2 - t_a + \nu t - \nu t_8) + \frac{j_a t_a}{2} (t_2^2 - t_a^2) + \frac{4 j_b t_b^2}{\pi^2} (t_8 - t_{10} + t_b) + \frac{2 j_a t_a t_a}{\pi} (t_a + t_2) + \\
 & + A_b \left( t_8 (t_8 - t_{12} + t_b) - \frac{t_{10}^2}{2} - t_{10} t_b - \frac{t_b^2}{2} - \frac{t}{2} (t + 2 t_8 - 2 t_{10} - 2 t_{12}) \right) + \frac{8 j_b t_b^3}{\pi^3} \left( \cos \left( \frac{\pi (t - t_{12})}{2 t_b} \right) + 1 \right) + \\
 & + j_b \left( \frac{t_8^3}{6} + \frac{t_{10}^3}{3} - \frac{t_b^3}{3} + \frac{1}{2} (t_8 t_{10} (2 t - t_{10} - 4 t_b) + t_8 t_b (3 t_8 + 2 t_b - 2 t) + t_{10} t_b (t_{10} - t_b + 2 t) - t (t_8^2 + t_{10}^2 + t_b^2)) \right) + \\
 & + \frac{j_b t_b}{\pi} (t_b (t_b - 4 t_8 + 2 t_{10}) - t_8^2 + t_{10}^2 + t_{12}^2 + t (t + 2 t_8 - 2 t_{10} - 2 t_{12} + 2 t_b)),
 \end{aligned}$$

$t \in [t_{12} + t_b, t_{12} + t_{10} - t_8)$ :

$$\begin{aligned}
 d(t) = & \frac{A_a t_a^2}{2} + V_n (t_8 - t_4 - t_2 - t_a + \nu t - \nu t_8) + \frac{j_a t_a}{2} (t_2^2 - t_a^2) + \frac{4 j_b t_b^2}{\pi^2} (t_{10} - t_8 + t_{12} - t) + \frac{2 j_a t_a t_a}{\pi} (t_a + t_2) + \\
 & + A_b \left( t_8 (t_8 - t_{12} + t_b) - \frac{t_{10}^2}{2} - t_{10} t_b - \frac{t_b^2}{2} - \frac{t}{2} (t + 2 t_8 - 2 t_{10} - 2 t_{12}) \right) + \frac{j_b t}{2} (t_{10} - t_8 + t_{12}) (t_8 - t_{10} + t_{12} + 2 t_b) + \\
 & + j_b \left( \frac{t}{6} + \frac{t_8^3}{6} + \frac{t_{10}^3}{3} - \frac{t_{12}^3}{3} + \frac{1}{2} (t_8 t_b (3 t_8 + 2 t_b) - t_8 t_{10} (t_{10} + 4 t_b) + t_{10} t_b (t_{10} - t_b) - t_{12} t_b (t_{12} + t_b) - t_b^3) \right) + \\
 & + \frac{j_b t_b}{\pi} (t_b (t_b - 4 t_8 + 2 t_{10}) - t_8^2 + t_{10}^2 + t_{12}^2 + t (2 t_8 - 2 t_{10} - 2 t_{12} + 2 t_b)) - \frac{j_b t}{2 \pi} (\pi t_{12} + t_b (\pi - 2)) + \frac{8 j_b t_b^3}{\pi^3},
 \end{aligned}$$

$t \in [t_{12} + t_{10} - t_8, t_{final})$ :

$$\begin{aligned}
 d(t) = & \frac{A_a t_a^2}{2} + V_n (t_8 - t_4 - t_2 - t_a + \nu t - \nu t_8) + \frac{j_a t_a}{2} (t_2^2 - t_a^2) + \frac{2 j_a t_a t_a}{\pi} (t_a + t_2) + j_b t_8 t_{10} (t_{12} - t_8) + \\
 & + A_b \left( t_8 \left( \frac{3}{2} t_8 - 2 t_{12} + t_b - t_{10} \right) + \frac{t_{12}^2}{2} - \frac{t_b^2}{2} + t_{10} (t_{12} - t_b) \right) + \frac{8 j_b t_b^3}{\pi^3} \left( 1 - \sin \left( \frac{\pi (t + t_8 - t_{10} - t_{12})}{2 t_b} \right) \right) + \\
 & + \frac{j_b}{2} (t_8 (t_8^2 + t_{10}^2) - t_{12} (t_b^2 + t_{10}^2 + t_8^2) - t_b^2 (t_{10} + t_b)) + j_b t_b (t_8 (t_b + 2 t_8 - 3 t_{10} - t_{12}) + t_{10} (t_{10} + t_{12})) + \\
 & + \frac{j_b t_b}{\pi} (t_b (t_b - 4 t_8 + 2 t_{10}) - 3 t_8^2 - t_{10}^2 - t_{12}^2 + t (2 t_{10} - 2 t_8 - t + 2 t_{12} + 2 t_b) + 4 (t_8 t_{10} + t_8 t_{12} - t_{10} t_{12})),
 \end{aligned}$$

$t \geq t_{final}$ :

$$\begin{aligned}
 d(t) = & \frac{A_a t_a^2}{2} + V_n (t_8 - t_4 - t_2 - t_a + \nu t - \nu t_8) + \frac{j_a t_a}{2} (t_2^2 - t_a^2) + \frac{2 j_a t_a t_a}{\pi} (t_a + t_2) + j_b t_8 t_{10} (t_{12} - t_8 - 3 t_b) + \\
 & + A_b \left( t_8 \left( \frac{3}{2} t_8 - 2 t_{12} + t_b - t_{10} \right) + \frac{t_{12}^2}{2} - \frac{t_b^2}{2} + t_{10} (t_{12} - t_b) \right) + \frac{2 j_b t_b^3}{\pi} + \\
 & + \frac{j_b}{2} (t_8 (t_8^2 + t_{10}^2) - t_{12} (t_b^2 + t_{10}^2 + t_8^2) - t_b^2 (t_{10} + t_b)) + j_b t_b (t_8 (2 t_8 + t_{10} - t_{12}) + t_{10} (t_{10} + t_{12})) + \\
 & + \frac{j_b t_b}{\pi} (t_b (2 t_{12} - 6 t_8 + 4 t_{10}) + 2 t_8 (2 t_{10} - t_8 + 2 t_{12}) - 2 t_{10} t_{12}).
 \end{aligned}$$



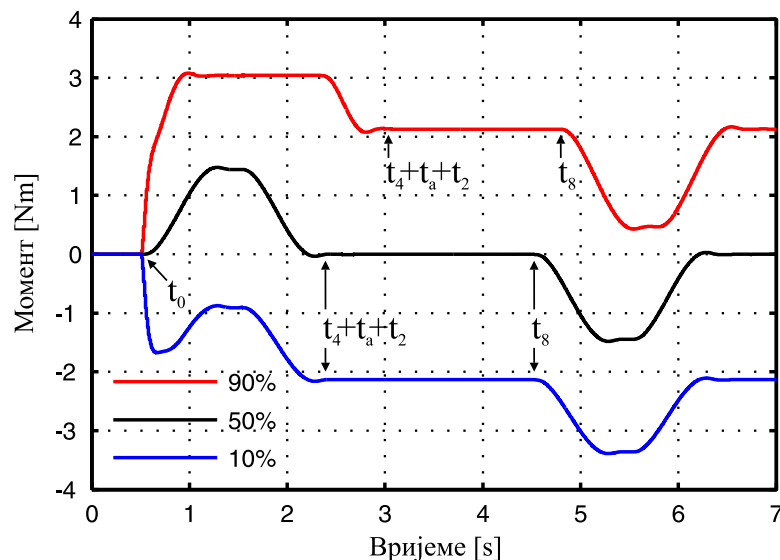
## 6. ПОБОЉШАЊЕ ЕНЕРГЕТСКЕ ЕФИКАСНОСТИ МЕХАТРОНИЧКОГ СИСТЕМА ЛИФТА

У Поглављу 2 описано је стање у области повећања енергетске ефикасности погона са индукционим мотором у општем случају као и погона мехатроничког система лифта. Кроз преглед постојеће литературе јасно се разликују два приступа повећању енергетске ефикасности индукционог мотора. Први су методе минимизације снаге губитака базиране на моделу губитака индукционог мотора. Други тип су методе засноване на алгоритмима претраживања које не захтијевају познавање параметара мотора али су спорије и могу да изазову осцилације погонског момента.

Мехатронички систем лифта је позициони или брзински систем са константним оптерећењем за једну возњу. У овој дисертацији се предлаже управљање брзином кретања кабине лифта на основу генерисане трајекторије брзине. Трајекторија брзине генерише се, како је у Поглављу 5 предложено, као функција крајњег положаја и дефинисаног облика и вриједности трзаја. Захваљујући генерисању трајекторије, профилу убрзања и константног гравитационог оптерећења, могуће је познавати профил промјене покретачког момента на вратилу мотора.

Ако посматрамо генерисани профил брзине који је приказан на Сл. 15 примјетићемо три карактеристична периода. Први период је период убрзавања који траје од тренутка  $t=t_0$  до тренутка  $t_4+t_a+t_2$ . Други карактеристичан период је период константне номиналне брзине који траје од тренутка  $t_4+t_a+t_2$  до тренутка  $t_8$ . Посљедњи, трећи период је период успоравања до заустављања који траје од тренутка  $t_8$  до тренутка  $t_{final}$ , односно до заустављања кабине станичним прекидачем (Сл. 15).

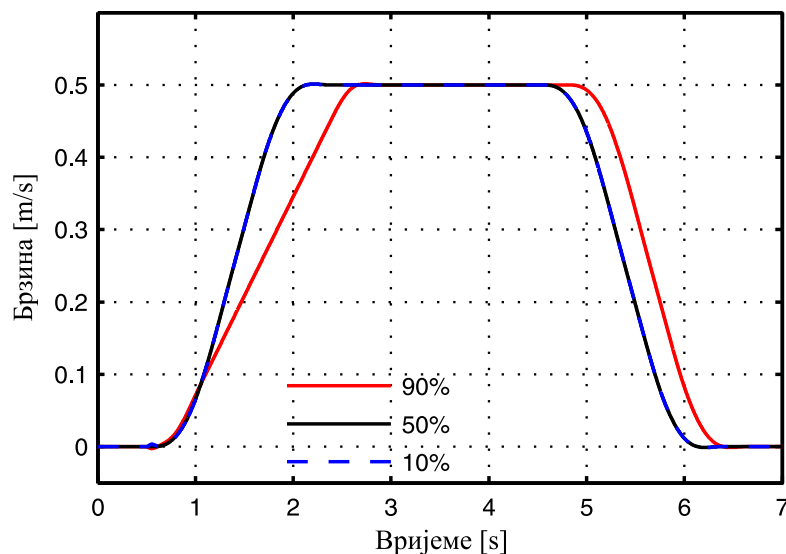
Карактеристични периоди су карактеристични по потребном покретачком моменту на вратилу мотора, а самим тим и енергији која се троши током тих периода. У сваком од карактеристичних периода потрошња енергије зависи и од оптерећења у кабинџ лифта, односно на вратилу погонског мотора. На Сл. 16 приказана је промјена погонског момента мотора за три карактеристична оптерећења и то: 10% носивости, 50% носивости и 90% носивости.



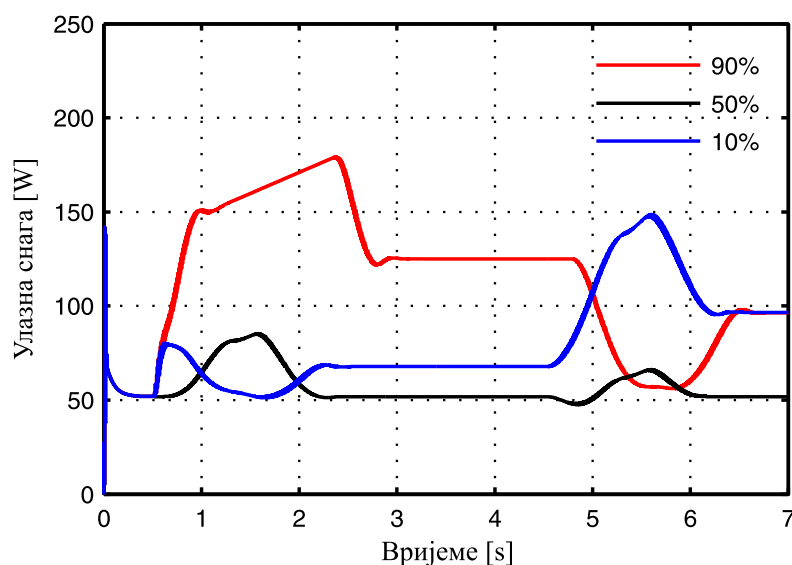
Слика 16. Промјена покретачког момента погонског мотора мехатроничког система лифта за три карактеристична оптерећења у кабинџ при номиналном флуksу.

Три анализирана оптерећења су заправо примјери генераторског режима рада, празног хода и моторног режима рада погонског мотора, респективно. Карактеристични временски периоди који су препознати на Сл. 15 и на Сл. 16 се јасно уочавају.

Период убрзавања у моторном режиму рада при оптерећењу од 90% носивости траје нешто дуже него при оптерећењима мањим од 50%, Сл. 16. Разлог томе је корекција максималне вриједности убрзања са циљем да се задржи рад брзинског регулатора у линеарном режиму рада, односно да се не активира лимитер активне компоненте струје статора. Због смањеног максималног убрзања, тј. момента период убрзања траје дуже. Профили промјене брзине при истим оптерећењима као и на Сл. 16 приказани су на Сл. 17, а потрошња електричне енергије погонског индукционог мотора на Сл 18.



Слика 17. Брзине кретања кабинe мехатроничког система лифта за три карактеристична оптерећења у кабини при номиналном флуксу.



Слика 18. Потрошња електричне енергије погонског мотора мехатроничког система лифта за три карактеристична оптерећења у кабини при номиналном флуксу.

Са слика је видљиво да је генерисани момент у области око празног хода као и генераторског режима рада мали или негативан. Сљедствено томе и потрошња енергије је мала у тим режимима рада. Потреба за номиналним флуksom је изражена само при номиналним оптерећењима у моторном режиму рада као и током убрзавања и успоравања у свим режимима. Период номиналне брзине, који најдуже и траје током једне вожње, пружа могућност значајне уштеде енергије, а посебно у ниско оптерећеним режимима рада.

Најтачнији и најбржи алгоритам за управљање флуksom мотора који би могао да се примјени у погону мехатроничког система лифта је неки од метода базираних на моделу губитака индукционог мотора. Проблем са овом врстом алгоритама за повећање енергетске ефикасности јесте у њиховој овисности о познавању параметара мотора. Параметри мотора се током рада мијењају, а највише са промјеном температуре.

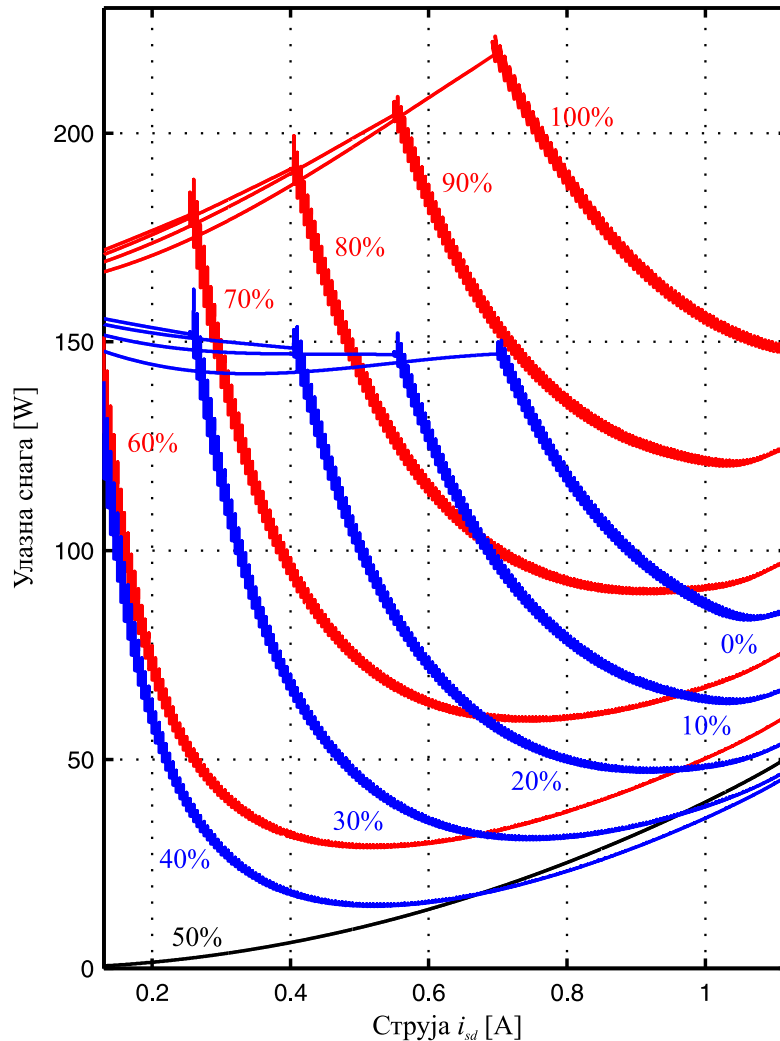
Ако параметри одступају од номиналних који се користе у моделу и на основу којих се израчунава магнетизациона компонента струје статора, могуће је добити како већу тако и мању вриједност магнетног поља у мотору. Већа вриједност флуksа од оптималне вриједности ствара веће губитке него што је неопходно, односно мотор троши више енергије него што би трошио са тачно израчунатим параметрима.

Међутим, већи проблем је када израчуната вриједност магнетизационе компоненте струје статора ствара мање магнетно поље него што је неопходно за тренутне радне услове. У том случају проблем није у оптимизацији него у нарушеним радним карактеристикама погона. Погонски мотор мехатроничког система лифта који нема довољно магнетно поље не може да развије потребни покретачки момент. Кабина лифта ће, зависно од оптерећења, пропадати испод задатог положаја или ће неконтролисано убрзавати усљед недостатка кочионог момента.

Да би погон био неовисан о параметрима мотора користе се алгоритми засновани на поступцима за тражење минимума претраживањем. Принцип је да се вриједност магнетизационе струје статора варира и истовремено мјери улазна снага. Тражење оптималне вриједности магнетизационе струје статора се завршава када се достигне минимална улазна снага. Зависно од карактеристика погона користе се различити типови алгоритама претраживања.

Проблем са минимизацијом губитака у погонима са претраживачким алгоритмима било којег типа је честа појава осцилација момента који генерише мотор. Осим тога, нису подесни у нестационарним стањима, односно за случајеве када се покретачки момент мијења. Код мехатроничког система лифта то су периоди убрзавања и успоравања. Брзина конвергенције ка оптималној вриједности је још један проблем. У стационарним режимима рада су примјенљиви али ако стационарно стање траје довољно дуго.

Да ли је уопште могуће наћи минималну потрошњу енергије и за коју вриједност магнетизационе компоненте струје, може се сазнати на основу Сл. 19. На Сл. 19 приказани су резултати симулација које су реализоване са моделом мехатроничког система лифта без моделованих вибрација. Улазна електрична снага погонског мотора, односно његова потрошња енергије приказана је у функцији магнетизационе компоненте струје статора. Струја је варирана од номиналне вриједности па до вриједности блиске нули. Оптерећење у кабини лифта је мијењано за сваку симулацију од 0% до 100% номиналне носивости у корацима од по 10%. На тај начин добијена је фамилија карактеристика потрошње погонског мотора како у моторном (>50%) тако и у генераторском (<50%) режиму рада. Брзина за вријеме симулације је константна и једнака номиналној брзини кабине лифта, односно сви резултати који су приказани односе се на стационарно стање са константном брзином и константним оптерећењем.



Слика 19. Потрошња електричне енергије погонског мотора мехатроничког система лифта за различита оптерећења у кабинџи при промјени магнетизационе компоненте струје.

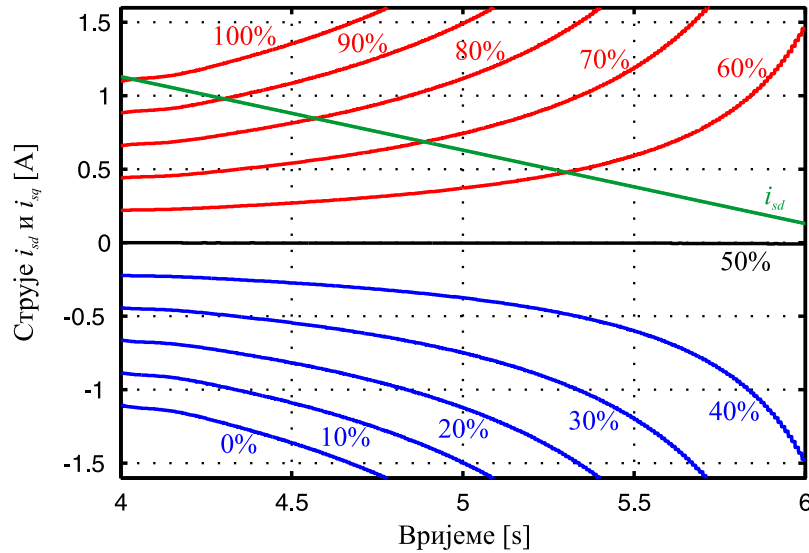
На Сл. 19 се јасно може уочити да потрошња електричне енергије за одређену вриједност магнетизационе компоненте струје има минимум. Што је оптерећење мање то је и магнетизациона компонента струје статора за коју се има минимална потрошња нижа. При највећим оптерећењима оптимална вриједност магнетизационе компоненте струје приближна је или једнака номиналној вриједности. Наведени закључак је очекиван јер је мотор најслабије оптерећен када се у кабинџи налази терет вриједности која је у околини 50% носивости.

Момент векторски управљаног индукционог мотора зависи од магнетизационе и активне компоненте струје статора. Када се примјењују алгоритми за минимизацију снаге губитака магнетизациона компонента струје статора се мијења па се и при константном оптерећењу активна компонента струје статора такође мијења. Лимит активне компоненте струје статора има свој лимит као и магнетизациона компонента. Када се лимит достигне није могуће остварити даље повећање момента.

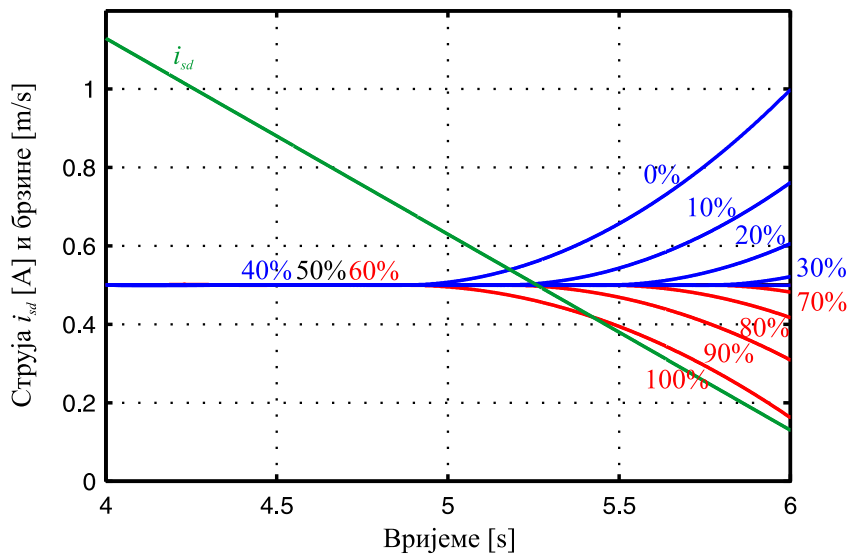
На Сл. 19 је приказано како се потрошња мотора мијења у функцији магнетизационе компоненте струје статора. На Сл. 20 приказано је како се активна

компонента струје статора мијења у времену док се истовремено магнетизациона компонента струје линеарно мијења. Оптерећење је константно, брзина кабине лифта номинална, односно стационарни је режим рада.

При истим условима при којима су снимљени дијаграми на Сл. 20 снимљени су и дијаграми и на Сл. 21 која приказује промјене брзине кретања кабине лифта за различита оптерећења у кабинџ лифта при линеарној промјени магнетизационе компоненте струје статора.



Слика 20. Промјене активне компоненте струје статора за различита оптерећења у кабинџ лифта при линеарној промјени магнетизационе компоненте струје статора.



Слика 21. Промјене брзине кретања кабине лифта за различита оптерећења у кабинџ лифта при линеарној промјени магнетизационе компоненте струје статора.

Посматрајући обе слике, јасно могу да се увиде доње границе вриједности магнетизационе компоненте струје статора. Када се магнетизациона компонента струје статора смањује, да би се одржао тражени момент, активна компонента струје статора се повећава (Сл. 20). Када активна компонента струје статора достигне свој максимум,

генерисани момент мотора више није једнак моменту оптерећења и кабина лифта почиње да мијења своју брзину (Сл. 21).

Промјена брзине зависи од оптерећења у кабини лифта и смјера кретања кабине. Дијаграми на Сл. 20 и Сл. 21 снимљени су за вожњу ка горе. Када је терет у кабини мали тада је протутег тежи од кабине са теретом и погонски мотор је у генераторском режиму рада. Усљед недостатка кочионог момента због струјних лимита кабина почиње да убрзава (Сл. 21). Ако је терет у кабини већи од половине носивости тада је кабина са теретом тежа од протутега, мотор је у моторном режиму рада и брзина усљед струјних лимита почиње да опада (Сл. 21).

На основу представљене анализе и закључака изведених на основу Сл. 20 и Сл. 21 јасно је да магнетизациона компонента струје статора има минималну вриједност испод које не смије да буде подешена без обзира који метод оптимизације да је коришћен. Јасно је да је минимална дозвољена вриједност магнетизационе компоненте струје директно у вези са оптерећењем. Што је оптерећење мање, то је минимум нижи.

## **6.1. Предложени метод за повећање енергетске ефикасности погона мехатроничког система лифта**

Као што је већ представљено, најтачнији и најбржи начин за повећање енергетске ефикасности погона са индуктивним мотором јесте коришћење модела губитака мотора. На основу модела губитака добијају се изрази за израчунавање оптималне вриједности магнетизационе компоненте струје статора. Међутим, овај начин минимизације губитака није идеалан јер је овисан о параметрима мотора који одступају од номиналних вриједности са промјеном температуре и других ефеката у мотору. Због тога се користе методе засноване на претраживању или методе идентификације којима се одређују одступања параметара.

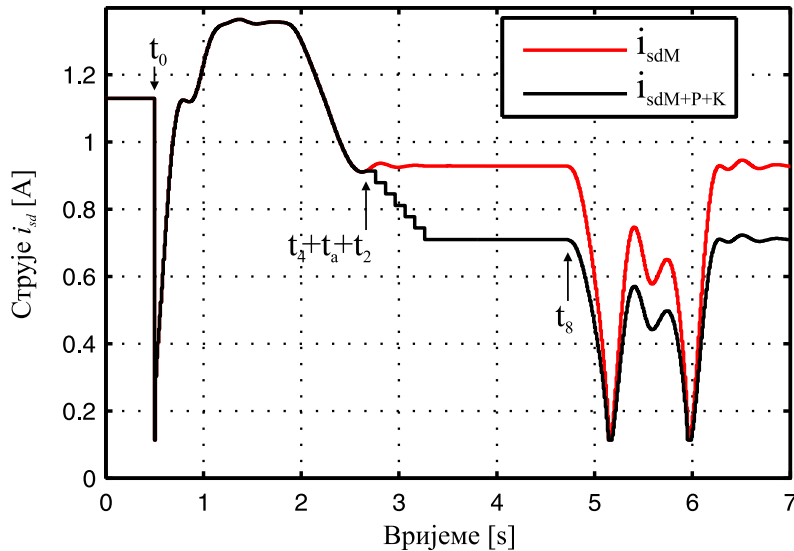
За мехатронички систем лифта у овој дисертацији предлаже се комбинована метода за повећање енергетске ефикасности погона лифта. Предложена метода комбинује оптимизацију базирану на моделу губитака са оптимизационим поступцима базираним на алгоритмима претраживања. Циљ је креирати метод који ће бити брз у прелазним периодима и неовисан о промјени параметара мотора у највећем дијелу времена трајања вожње. При томе оптимизациони метод не смије угрозити удобност и перформансе мехатроничког система лифта нити изазвати вибрације, односно нарушити резултате постигнуте предложеним антирезонантним алгоритмима.

Временски периоди назначени на Сл. 15 основа су за развој предложеног оптимизационог метода. Профил магнетизационе компоненте струје статора какав се жели остварити предложеним методом приказан је на Сл. 22.

Период до тренутка  $t_0$  је период нулте брзине, односно референца брзине је једнака нули. Кабина лифта мирује, а оптерећење на вратилу мотора је једнако нули јер кабину лифта у мирујућем положају држи механичка кочница. У тренутку  $t_0$  погонски мотор добија команду за повећање брзине, кочница се отвара и препушта оптерећење мехатроничког система лифта на вратило мотора. Референца брзине је у овом тренутку још увијек мала и блиска нули, а момент оптерећења комплетан на вратилу мотора. Ако би флуks у погонском мотору био мали, односно ако би магнетизациона компонента струје статора била недовољна да се развије довољан кочиони момент, дошло би до промјене положаја кабине лифта. Мотор и брзинска регулација не би били довољно брзи да положјај кабине задрже непромијењеним.

Ако је терет у кабини лифта мањи од 50% носивости, кабина је лакша од протутега и при отварању кочнице кабина ће кренути према горе док се не развије довољан

кочиони момент мотора способан да кабину врати у почетни положај. Другим ријечима, брзина кретања кабине лифта у околини тренутка  $t_0$  ће имати пребачај. У супротном случају, када оптерећење у кабини лифта буде веће од 50% носивости, кабина ће бити тежа и кренуће ка доље када се механичка кочница отвори. Брзина у овом случају имаће подбачај јер нема довољног покретачког момента погонског мотора који би био у стању да је задржи у истом положају.



Слика 22. Желјени профил магнетизационе компоненте струје статора при примјени предложеног метода за повећање енергетске ефикасности погона мехатроничког система лифта.

Нагле промјене положаја кабине лифта из мировања осим што нарушавају квалитет и перформансе мехатроничког система лифта до мјере да су недопустиве, оне изазивају и појаву вибрација. Вибрације не трају дуго јер их антирезонантни филтери сузбијају али сама њихова појава нарушава стечене управљачке карактеристике.

Динамика успоставе флукса ротора одређена је временском константом ротора:

$$\Psi_{rd} = \frac{L_m}{s\tau_r + 1} i_{sd}, \quad \tau_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad (60)$$

и представља систем првог реда са апериодичним одзивом на одскочну промјену магнетизационе компоненте струје статора. Када се вриједност магнетизационе компоненте струје статора постави на желјену вриједност, флукс у мотору неће бити успостављен тренутно већ за вријеме пропорционално временској константи ротора,  $\tau_r$ .

Да би погонски мотор био спреман за преузимање било које вриједности оптерећења од механичке кочнице у тренутку  $t_0$  флукс у мотору мора бити номиналан. Због динамике одзива флукса ротора на промјену струје  $i_{sd}$  струја мора бити постављена на номиналну вриједност прије тренутка  $t_0$  и то за вријеме веће од временске константе ротора  $\tau_r$ , Сл. 22.

Период убрзавања почиње у тренутку  $t_0$  и траје до тренутка  $t_4+t_a+t_2$ . То је прелазни период у којем погонски момент мотора мора бити довољан да савлада инерције, трења и оптерећење у кабини мехатроничког система лифта. У овом периоду из мотора се извлачи максимум перформанси посебно ако је дозвољено велико убрзање, односно трзај. Активна компонента струје статора прати облик момента. С обзиром да момент мотора током убрзања достиже своју максималну вриједност при већим оптерећењима,

флукс који је потребан такође је на номиналним вриједностима. Међутим, за мања оптерећења или генераторски режим рада мотора, без обзира на веће потребе за моментом, простор за уштеду енергије постоји и у овом периоду.

Током прелазних процеса или промјена оптерећења, односно генерисаног момента не могу да се користе методе за повећање енергетске ефикасности базиране на алгоритмима претраживања. Током убрзавања погона мехатроничког система лифта могу да се користе само методе базиране на моделу губитака. Алгоритми који се користе за управљање флуksom мотора на основу израза изведених из модела губитака, брзи су и задовољавајуће тачни. Тачност алгоритма зависи од модела губитака који је коришћен као и од одступања параметара мотора који се користе за израчунавање. У сваком кораку струјне петље израчунава се нова вриједност магнетизационе компоненте струје статора па је праћење промјене момента потпуно.

Проблем који се увијек везује уз методе базиране на моделу губитака јесте њихова нетачност услед одступања параметара мотора од номиналних вриједности. До одступања долази услед промјене температуре, засићења магнетног кола итд. Више је приступа рјешавању проблема оvisности о промјени параметара и сви су презентовани у Поглављу 2.

Нетачност израчунате вриједности оптималне магнетизационе компоненте струје статора могућа је у два смјера. Ако је израчуната вриједност већа од оптималне то је мањи проблем и условно речено, пожељнија грешка. Наиме, у том случају погон ће исправно радити, а перформансе мехатроничког система лифта биће очуване. Једино ће потрошња енергије бити већа него што би могла да буде али ипак уз уштеду у односу на неоптимизовано управљање.

Ако је израчуната вриједност магнетизационе компоненте струје статора мања од оптималне тада ће флукс ротора мотора бити мањи од минимално дозвољеног за дати радни режим. Недовољна вриједност флуksа ротора проузроковаће недовољан покретачки момент, трајно или само за неко вријеме док се момент не повећа повећањем активне компоненте струје статора, а што зависи од радних услова и вриједности флуksа ротора. Недостатак довољног момента мотора проузрокује неконтролисану промјену брзине током вожње, односно одступања од референтне вриједности.

Ако је дошло до одступања параметара мотора грешка је неминовна. У том случају је боља опција да израчуната вриједност магнетизационе компоненте струје статора буде већа од оптималне у сваком случају. То се може постићи тако што ће се увећати свака израчуната вриједност магнетизационе компоненте струје статора тако да се обезбиједи да вриједност флуksа ротора никада није мања од минималне дозвољене за дати радни режим. Губици у мотору неће бити минимални могући али ће перформансе мехатроничког система лифта бити засигурно очуване током периода убрзавања, што је императив.

У прелазним периодима једини могући метод за минимизацију губитака јесте метод базиран на моделу губитака. Након тренутка  $t_4+t_a+t_2$  па све до тренутка  $t_8$  траје стационарно стање у којем су и брзина и момент оптерећења константни. У стационарном стању могуће је користити метод минимизације губитака базиран на алгоритмима претраживања. Када параметри мотора не би одступали од номиналних алгоритам претраживања у стационарном стању не би био потребан. Одређивање у свим периодима вожње било би вршено израчунавањем базираним на моделу.

Алгоритам претраживања треба да се активира по завршетку прелазног процеса у тренутку  $t_4+t_a+t_2$ . Његов задатак је да коригује израчунату вриједност магнетизационе компоненте струје статора. Алгоритам претраживања треба да генерише различите



вриједности магнетизационе компоненте струје статора и да за сваку од њих мјери снагу губитака. Генерисане вриједности струје  $i_{sd}$  бирају се тако да снага губитака конвергира ка минималној вриједности. Поступак и начин избора генерисаних вриједности зависи од изабраног типа алгоритма претраживања.

Умјесто израчунавања снаге губитака, алгоритам претраживања може да користи измјерену вриједност улазне снаге. Снага губитака је разлика између улазне електричне снаге коју погонски мотор преузима из претварача и излазне механичке снаге коју предаје механичком подсистему мехатроничког система лифта. С обзиром да је у стационарном стању механичка снага константна (константан момент оптерећења при константној брзини) снага губитака пропорционална је улазној снази. Тражење минимума улазне снаге исто је што и тражење минимума снаге губитака али једноставније.

Зависно од типа, алгоритми претраживања захтијевају иницијалну вриједност од које започиње претраживање и/или познат опсег у којем се налази минимум. Почетна вриједност за алгоритам претраживања у тренутку  $t_4+t_a+t_2$  је вриједност магнетизационе струје статора добијене израчунавањем базираном на моделу.

Када алгоритам претраживања одреди вриједност магнетизационе компоненте струје статора која не зависи од параметара мотора могуће је одредити грешку модела губитака коришћеног током прелазног периода. Разлика, ако она постоји, између почетне вриједности магнетизационе компоненте струје статора и њене вриједности на крају претраживачког алгоритма јесте грешка модела губитака.

По завршетку претраживачког алгоритма позната је грешка коју прави метод базиран на моделу губитака. У наставку, могуће је користити поново исти метод базиран на моделу губитака који ће израчунавати вриједност магнетизационе струје у реалном времену и тако добијеним вриједностима додавати или одузимати грешку утврђену коришћењем алгоритма претраживања. С обзиром да вожња лифта не траје дуже од неколико минута, може се сматрати да утврђена грешка неће мијењати своју вриједност до краја вожње.

Коначно, поступак за повећање енергетске ефикасности погона мехатроничког система лифта може да се резимира на сљедећи начин. У стању мировања, прије поласка кабине лифта и док кочница држи сво оптерећење, магнетизациона компонента струје статора поставља се на номиналну вриједност. По отварању кочнице и кретања кабине лифта користи се метод за минимизацију губитака базиран на моделу губитака и увећан за одређену вриједност да би се компензовала евентуална нетачност. По завршетку убрзавања укључује се алгоритам претраживања који има задатак да утврди грешку метода базираног на моделу губитака. Када се грешка утврди поново се прелази на израчунавање на основу модела губитака али коригован са утврђеном грешком. На овај начин референца магнетизационе компоненте струје статора израчунава се све до завршетка вожње. У сљедећој вожњи поступак се понавља.

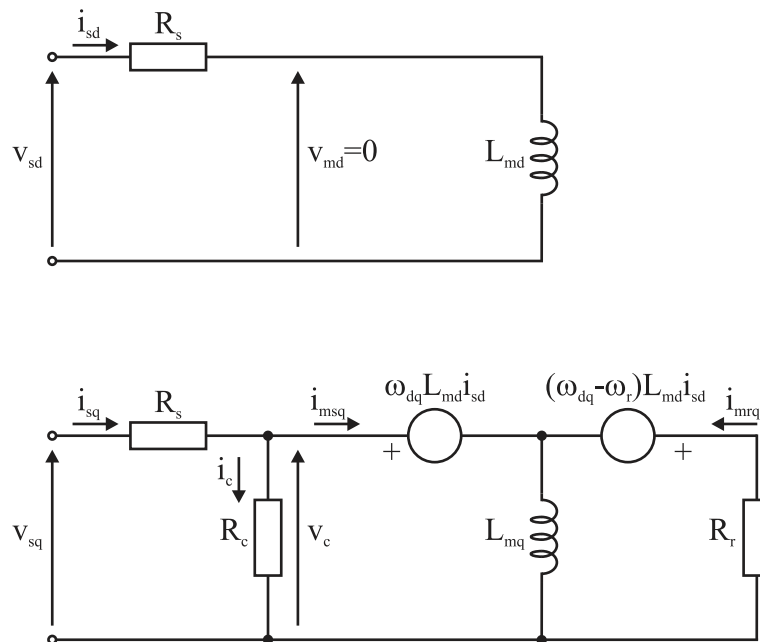
### **6.1.1. Извођење израза за оптимизацију базирану на математичком моделу губитака у погону мехатроничког система лифта**

За анализу губитака у индукционом мотору могуће је користити различите математичке моделе развијене и описане у литератури. Сви модели су развијени из еквивалентне шеме индукционог мотора. Разлике у моделима су у полазном математичком моделу за извођење модела губитака, што је неважно за крајњи резултат и у занемарењима појединих ефеката у индукционом мотору, а што се бира на основу примјене модела.

Ако примјена модела губитака омогућава, могу да се користе једноставнији модели који губе на тачности али добијају на брзини. Код сложенијих модела нема много занемарења, блиски су реалном опису али су сложени за израчунавање или захтијевају познавање већег броја параметара мотора.

На Сл. 23 приказана је поједностављена еквивалентна шема векторски управљаног индукционог мотора у синхроноротирајућем,  $dq$ , координатном систему. У односу на оригиналну еквивалентну шему, представљена еквивалентна шема формирана је уз одређена поједностављења. С обзиром да је флуks расипања статора и ротора далеко мањи у поређењу са флуksом магнећења, индуктивности расипања статора и ротора сматрају се занемарљивим. Губици у гвожђу ротора се сматрају занемарљивим јер је њихова вриједност мала услед мале фреквенције струја ротора. При малим брзинама обртања, као што је случај код безредукторског погона лифта, ово занемарење је још оправданије. Сви параметри модела сматрају се константним и игноришу се све њихове промјене услед промјене температуре, магнетног засићења и сл.

Представљена еквивалентна шема вриједи за векторски управљан индукциони мотор у којем се све струје сматрају константним. То је у пракси реална претпоставка јер је брзинска петља далеко спорија од струјне петље. Када се поставља нова вриједност брзине, или неке друге механичке величине, струја је већ постављена на задату вриједност, прелазни процес је завршен и струја има константну вриједност. Када је струја константна тада су падови напона на индуктивностима једнаки нули па је то још један разлог због којег се индуктивности расипања статора и ротора могу занемарити.



Слика 23. Еквивалентна шема стационарног стања векторски управљаног индукционог мотора у  $dq$  координатном систему.

На основу еквивалентне шеме на Сл. 23, описаних занемарења и апроксимација као и на основу познатих услова векторског управљања, долази се до сљедећих законитости:

$$\Psi_{rq} = 0 = L_{mq} (i_{msq} + i_{mrqs}) = \Psi_{sq} \Rightarrow i_{msq} = -i_{mrqs} \text{ и} \quad (61)$$

$$\Psi_{sd} = \Psi_{rd} = L_{md} i_{sd}. \quad (62)$$

Све ознаке у (61) и (62) као и у наставку поглавља, ако нису објашњене онда имају исто значење као у Поглављу 3. Са Сл. 23 се види да су у  $d$ -оси губици у гвожђу једнаки нули, односно да су губици у гвожђу концентрисани у  $q$ -оси.

Посматрајући роторско коло  $q$ -осе и користећи (61) може се написати израз:

$$(\omega_{dq} - \omega_r) L_{md} i_{sd} + R_r i_{mrq} = 0 \Rightarrow (\omega_{dq} - \omega_r) L_{md} i_{sd} = R_r i_{msq}. \quad (63)$$

Из статорског кола  $q$ -осе одређује се израз за струју  $i_{msq}$ :

$$i_{msq} = i_{sq} - i_c = i_{sq} - \frac{v_c}{R_c}. \quad (64)$$

Израз за напон на отпорности која репрезентује губитке у гвожђу статора  $R_c$  је једнак:

$$v_c = \omega_{dq} L_{md} i_{sd} - (\omega_{dq} - \omega_r) L_{md} i_{sd} + R_r i_{msq} = \omega_r L_{md} i_{sd} + R_r i_{msq}. \quad (65)$$

Уврштавајући (65) у (64) добија се израз за струју  $i_{msq}$  у функцији магнетизационе (директне) и активне (квадратурне) компоненте струје статора:

$$\begin{aligned} i_{msq} &= i_{sq} - \omega_r \frac{L_{md} i_{sd}}{R_c} - R_r \frac{i_{msq}}{R_c} \Rightarrow \\ \Rightarrow i_{msq} &= \frac{R_c}{R_c + R_r} i_{sq} - \frac{L_{md}}{R_c + R_r} \omega_r i_{sd}. \end{aligned} \quad (66)$$

На основу шеме са Сл. 23 укупни губици једнаки су суми губитака у бакру и гвожђу статора и губици у бакру ротора:

$$P_\gamma = P_{Cus} + P_{Fes} + P_{Cur}. \quad (67)$$

Губици у бакру статора једнаки су Џуловим губицима које на статорској отпорности стварају обе компоненте струје статора:

$$P_{Cus} = \frac{3}{2} R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2). \quad (68)$$

Губици у гвожђу статора једнаки су Џуловим губицима развијеним на отпорности  $R_c$ , Сл. 23:

$$P_{Fes} = \frac{3}{2} R_c i_c^2 = \frac{3}{2} R_c (i_{sq} - i_{msq})^2. \quad (69)$$

Уврштавајући (66) у (69) добија се израз за губитке у гвожђу статора у функцији компоненти статорске струје:

$$\begin{aligned} P_{Fes} &= \frac{3}{2} \left( i_{sq} - \frac{R_c}{R_c + R_r} i_{sq} + \frac{L_{md}}{R_c + R_r} \omega_r i_{sd} \right)^2 \Rightarrow \\ \Rightarrow P_{Fes} &= \frac{3}{2} \frac{R_c}{(R_c + R_r)^2} (R_r^2 i_{sq}^2 + L_{md}^2 \omega_r^2 i_{sd}^2 + 2 R_r L_{md} \omega_r i_{sd} i_{sq}). \end{aligned} \quad (70)$$

Губици у бакру<sup>18</sup> ротора су Џулови губици на отпорности намотаја ротора. Користећи (61) и (66) за губитке у бакру ротора добија се израз:

<sup>18</sup> Намотаји ротора индукционог мотора најчешће нису израђени од бакра већ од алуминијума али је уобичајено да се губици у намотајима ротора називају губицима у бакру ротора.

$$P_{Cur} = \frac{3}{2} R_r i_{mrq}^2 \Rightarrow P_{Cur} = \frac{3}{2} \frac{R_r}{(R_c + R_r)^2} (R_c^2 i_{sq}^2 + L_{md}^2 \omega_r^2 i_{sd}^2 - 2R_c L_{md} \omega_r i_{sd} i_{sq}). \quad (71)$$

Изрази за снаге губитака имају фактор  $3/2$  који се користи јер је модел индукционог мотора описан у Поглављу 3 изведен да буде инваријантан по амплитуди. Инваријантност по амплитуди повлачи неопходну корекцију свих снага у моделу.

Уврштавајући (68), (70) и (71) у (67) добија се коначан израз за укупне губитке векторски управљаног индукционог мотора:

$$P_\gamma = R_q i_{sq}^2 + R_d(\omega_r) i_{sd}^2, \quad (72)$$

гдје су:

$$R_q = \frac{3}{2} \left( R_s + \frac{R_c R_r}{R_c + R_r} \right) \text{ и} \quad (73)$$

$$R_d(\omega_r) = \frac{3}{2} \left( R_s + \frac{L_{md}^2 \omega_r^2}{R_c + R_r} \right). \quad (74)$$

Крајњи циљ повећања енергетске ефикасности је да се одреди вриједност магнетизационе компоненте струје статора за коју укупни губици имају минималну вриједност. То се постиже минимизацијом функције снаге губитака, односно изједначавањем са нулом деривације функције губитака по магнетизационој компоненти струје статора. Да би се могла одредити оптимална вриједност магнетизационе компоненте струје статора, неопходно је из (67) елиминисати активну компоненту струје статора. У ту сврху користи се израз за момент који генерише векторски управљани индукциони мотор (18):

$$T_{el} = \frac{3}{2} P \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} = k_T i_{sd} i_{sq} \Rightarrow i_{sq} = \frac{T_{el}}{k_T i_{sd}}. \quad (75)$$

Ако се у (72) уврсти израз за активну компоненту струје статора у функцији момента (75) добија се израз који се диференцира по струји  $i_{sd}$  и изједначава са нулом:

$$\frac{dP_\gamma}{di_{sd}} = -2R_q \frac{T_{el}^2}{k_T^2 i_{sd}^3} + 2R_d(\omega_r) i_{sd} = 0, \quad (76)$$

након чијег сређивања се добија израз за оптималну вриједност магнетизационе компоненте струје статора:

$$i_{sdM}^{opt} = \sqrt{\frac{|T_{el}|}{k_T}} \sqrt{\frac{R_q}{R_d(\omega_r)}} = \sqrt{\frac{k_{opt}(\omega_r)}{k_T}} |T_{el}|. \quad (77)$$

Из (77) се на основу (75), (73) и (74) добија израз за оптималан однос магнетизационе и активне компоненте струје статора при којој се имају минимални губици у мотору:

$$\frac{i_{sdM}^{opt}}{|i_{sq}|} = k_{opt}(\omega_r) = \sqrt{\frac{R_s(R_c + R_r) + R_c R_r}{R_s(R_c + R_r) + L_{md}^2 \omega_r^2}}. \quad (78)$$

Оптимална вриједност магнетизационе компоненте струје статора дата са (77) или (78) функција је апсолутне вриједности момента, односно активне компоненте струје

статора. У оба случаја улазни параметар за израчунавање оптималне вриједности  $i_{sd}$  је излаз регулатора брзине.

Оптимизациона константа,  $k_{opt}(\omega_r)$ , функција је брзине ротора која се мјери на погону па се због ње израчунавање оптималне вриједности  $i_{sd}$  у потпуности мора вршити у реалном времену у сваком новом израчунавању референце струје.

При одређивању оптималне вриједности магнетизационе компоненте струје статора користећи (77) или (78) наилази се на проблем познавања параметара мотора. Отпорности статора ( $R_s$ ) и ротора ( $R_r$ ) као и међуиндуктивност ( $L_m$ ) су познате и користе се у векторском управљању. Њихове вриједности даје произвођач мотора. Међутим, отпорност која репрезентује губитке у гвожђу статора ( $R_c$ ) није позната него мора да се одређује идентификацијом, односно експерименталним путем. Како је тенденција докторске дисертације да предложи рјешења која нису овисна о моделу, односно да није потребно одређивање додатних параметара за њихову реализацију, било би пожељно елиминисати  $R_c$  из поступка за одређивање оптималне вриједности струје  $i_{sd}$ .

Реализовати одређивање оптималне вриједности магнетизационе компоненте струје статора на основу познатих параметара мотора значи занемарење губитака у гвожђу статора. У општем случају оваква апроксимација би представљала губу грешку. Осим што се занемарују губици који реално постоје и тиме чини грешка у резултату, остварена грешка није константна. Наиме, губици у гвожђу статора су директно пропорционални брзини или тачније фреквенцији статорске струје. На малим брзинама губици су мањи али на већим брзинама обртања мотора губицу у гвожђу статора су све значајнији.

Тип мехатроничког система лифта који се разматра у дисертацији има безредукторски погон. Ужница је директно монтирана на вратило мотора. Захваљујући томе, број обртаја мотора при номиналној брзини кретања кабине лифта износи свега десет посто од номиналне вриједности броја обртаја. Сљедствено томе, максимална вриједност фреквенције статорских струја је реда 5 Hz. Губици у гвожђу статора су минимални при овим фреквенцијама те њихово занемарење неће бити утицајно.

Ако занемаримо губитке у гвожђу остају само губици у бакру у структури губитака мотора:

$$P_\gamma = P_{Cus} + P_{Cur} = \frac{3}{2} R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \frac{3}{2} R_r i_{rq}^2. \quad (79)$$

Израз (79) треба минимизирати по струји  $i_{sd}$  као у претходном поступку. У ту сврху (79) мора да се представи у функцији само струје  $i_{sd}$ .

Код векторски управљаног индукционог мотора вриједи веза између струја статора и ротора у  $q$ -оси:

$$i_{sq} = -\frac{L_r}{L_m} i_{rq}. \quad (80)$$

Користећи (80) и израз за момент (75) добија се израз за струју  $i_{rq}$  у функцији струје  $i_{sd}$  и момента:

$$i_{rq} = -\frac{T_{el}}{k_T i_{sd}} \frac{L_m}{L_r}. \quad (81)$$

Изрази (75) и (81) уврштавају се у (79) који се диференцира и изједначи са нулом са циљем тражења минимума:

$$\frac{dP_r}{di_{sd}} = -\frac{3}{2}2R_s \frac{T_{el}^2}{k_r^2 i_{sd}^3} + \frac{3}{2}2R_s i_{sd} - \frac{3}{2}2R_r \frac{T_{el}^2}{k_r^2 i_{sd}^3} \frac{L_m^2}{L_r^2} = 0, \quad (82)$$

и чијим рјешавањем добијају се изрази који су поједностављене верзије (77) и (78):

$$i_{sdM}^{opt} = \sqrt{\frac{|T_{el}|}{k_r} \sqrt{\frac{R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r}{R_s}}} = \sqrt{\frac{k_{opt}}{k_r} |T_{el}|}, \quad (83)$$

$$\frac{i_{sdM}^{opt}}{|i_{sq}|} = k_{opt} = \sqrt{\frac{R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r}{R_s}}. \quad (84)$$

Изразима (83) и (84) постигнут је циљ да се израчунавање оптималне вриједности магнетизационе компоненте струје статора остварује на основу познатих параметара. Осим тога, израчунавање је једноставно јер се комплетни изрази могу израчунати унапријед и сачувати у меморији. У реалном времену потребно је само корјеновање референтног момента на излазу регулатора брзине и једно множење.

Колика је разлика између израза (78) и (84) биће илустровано нумерички на примјеру мехатроничког система лифта који је коришћен у експерименталним провјерама (Поглавље 8). При номиналној брзини кретања кабине лифта  $k_{opt}(\omega_r)=1.12$ , а  $k_{opt}=1.2$ . Види се да грешка није значајна, а позитивно је и то што једноставнији начин рачунања даје већу вриједност оптималне магнетизационе компоненте струје статора. Већа израчуната струја неће изазвати евентуални пад брзине услед недовољног флукса у мотору ако су параметри мотора одступили од номиналних. Још значајнија је чињеница да већа вриједност више одговара алгоритму претраживања за који је израчуната оптимална струја  $i_{sd}$  полазна тачка претраживања.

### 6.1.2. Одређивање метода базираног на алгоритму претраживања за корекцију оптимизационог метода базираног на моделу губитака у погону мехатроничког система лифта

Када наступи стационарно стање, у тренутку  $t_4+t_a+t_2$ , брзина кабине мехатроничког система лифта достиже номиналну и константну вриједност, а момент оптерећења на вратилу погонског мотора је константан као и током цијеле вожње. Испуњени су сви услови који су потребни да се примјени неки од алгоритама претраживања.

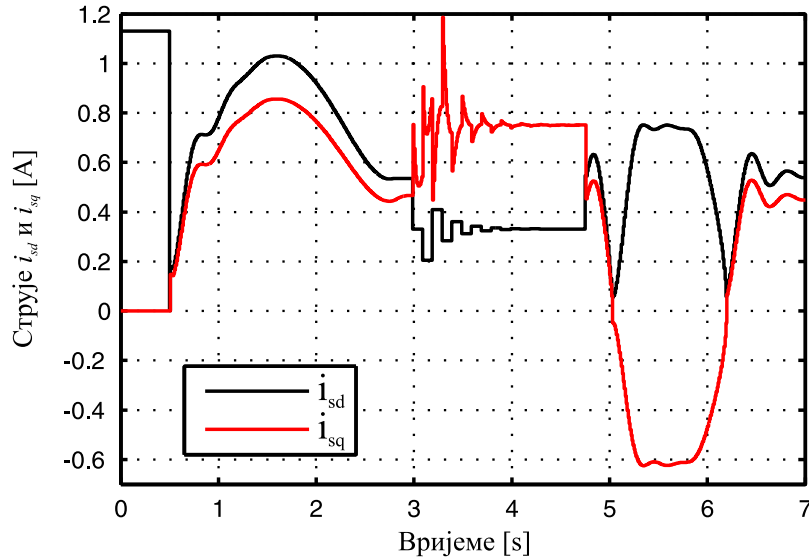
Алгоритам претраживања има задатак да на основу мјерења улазне снаге одреди вриједност магнетизационе компоненте струје статора за коју се имају минимални губици у погонском мотору. У случају да вриједност магнетизационе компоненте струје статора која је израчуната претходно није оптимална услед одступања параметара мотора алгоритам претраживања ће извршити њену корекцију.

У дисертацији је већ коришћен један тип алгоритма претраживања. У предложеном рјешењу за сузбијање вибрација описаном у Потпоглављу 4.3 коришћен је Киферов алгоритам претраживања по златном пресеку. За Киферов алгоритам потребно је знати опсег у којем се налази минимум. У случају оптимизације енергетске ефикасности опсег магнетизационе компоненте струје статора ограничен је њеном максималном и минималном вриједношћу које су карактеристичне за стационарно стање.

Максимална вриједност одређена је почетном вриједношћу добијеном коришћењем (83). С обзиром да је вриједност добијена на бази модела увећана она је уједно и највећа могућа. Другим ријечима, вриједност оптималне магнетизационе

компоненте струје статора која треба бити одређена алгоритмом претраживања биће сигурно мања од израчунате. Доња граница почетног опсега магнетизационе компоненте струје статора одређена је радним режимом, Сл. 21.

Ако се примјени Киферов алгоритам претраживања на почетку стационарног стања са почетком у тренутку  $t_4+t_a+t_2$ , добија се резултат приказан на Сл. 24.



Слика 24. Промјена магнетизационе компоненте струје статора при примјени метода базираног на моделу током убрзавања и Киферовог алгоритма претраживања по завршетку убрзавања без компензације грешке модела.

Са Сл. 24 је јасно видљив принцип рада Киферовог алгоритма претраживања по златном пресеку. Испитивање крајњих опсега магнетизационе компоненте струје са циљем сужавања опсега који конвергира ка минималној вриједности карактеристичан је за Киферов алгоритам. Ако је почетни опсег у којем се налази минимум широк, Киферовим алгоритмом се он брзо сужава и малом броју корака проналази се минимална вриједност. Код предложеног рјешења за одређивање резонантне фреквенције (Потпоглавље 4.3) описани приступ је адекватан.

Међутим, код одређивања оптималне вриједности магнетизационе компоненте струје статора Киферов алгоритам претраживања по златном пресеку није прихватљив. Испитивање крајњих граница значи постављање магнетизационе компоненте струје статора и на вриједности које су мање од оптималне за дати радни режим. Сувише мала вриједност магнетизационе компоненте струје статора проузрокује повећање активне компоненте струје статора да би се генерисао потребан покретачки момент мотора (Сл. 24).

Осим што долази до наизмјеничних промјена и магнетизационе и активне компоненте струје статора, оне су и скоковите са великом стрмином промјене. Скоковите промјене изазивају пулсације момента у стационарном стању када је најмања вјероватноћа за њихову појаву. Нагле промјене покретачког момента побуђују резонантна кола механичког подсистема мехатроничког система лифта и изазивају појаву вибрација.

У дисертацији се предлаже да се израчуната вриједност магнетизационе компоненте струје статора током прелазног процеса увећа са циљем да се избјегне могућност да се због одступања параметара добије флуks ротора мањи од дозвољеног за дате радне услове. Таквој стратегији у прилог иде и израчуната вриједност струје на основу (83)

која даје већу вриједност од вриједности добијене са (77) на основу тачнијег модела губитака.

С обзиром да је вриједност магнетизационе компоненте струје статора израчуната са (83) сигурно већа од оптималне вриједности, алгоритам претраживања који се примјењује на почетку стационарног стања може бити стриктно једносмјеран. Смјер приближавања оптималној вриједности је увијек опадајући. Осим тога, пошто оптимална вриједност није много мања од израчунате алгоритам претраживања ће имати мали број корака. Мали број корака не изискује алгоритме претраживања са промјенљивим кораком који се користе ради брже конвергенције ка минималној вриједности. За потребе корекције резултата израчунатог на бази модела губитака довољне ће бити карактеристике алгоритма претраживања са константним кораком.

Алгоритам претраживања који се предлаже у дисертацији и који је саставни дио метода за повећање енергетске ефикасности погона мехатроничког система лифта, ради временом одмјеравања далеко већим од основног времена одмјеравања струјне петље. Алгоритам се укључује на крају прелазног процеса у тренутку  $t_4+t_a+t_2$ . Магнетизациона компонента струје статора се умањује за фиксну вриједност,  $i_{sd,step}$ . У сљедећем кораку мјери се улазна електрична снага потрошње погонског мотора, која је због константне излазне снаге у стационарном стању пропорционална снази губитака:

$$P_{in} = \frac{3}{2} (v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq}). \quad (85)$$

Док улазна снага опада са смањењем магнетизационе компоненте струје поступак се понавља. Када се за смањење вриједности магнетизационе компоненте струје статора улазна снага повећа, претраживање се зауставља. Критеријум за наставак претраживања је:

$$\text{sgn}(P_{in}(k) - P_{in}(k-1)) = -1, \quad (86)$$

односно, вриједност улазне снаге у прошлом кораку већа од актуелне измјерене снаге.

Када улазна снага почне да се повећава при смањењу магнетизационе компоненте струје статора, тада се процес претраживања зауставља и коначан резултат израчунава са циљем смањења грешке претраживања која је последица фиксног корака:

$$i_{sdP}^{opt} = \frac{i_{sd}(k) + i_{sd}(k-1)}{2}. \quad (87)$$

Коначан резултат је заправо средња вриједност посљедње двије референце магнетизационе компоненте струје статора.

Након неколико корака претраживачког алгоритма добијена је оптимална вриједност магнетизационе компоненте струје статора,  $i_{sdP}^{opt}$ . Добијена вриједност мања је од вриједности добијене на крају прелазног процеса, а која је израчуната на основу модела,  $i_{sdM}^{opt}$ . Како је у опису предложеног метода за повећање енергетске ефикасности описано (Потпоглавље 6.1), вриједност струје одређена на основу алгоритма претраживања треба да се искористи за кориговање резултата добијеног током прелазног периода базираног на (83). Када се израчуна корекција тада се са алгоритма претраживања прелази на кориговани метод базиран на моделу губитака све до краја вожње.

Кориговање је неопходно због нетачности модела и због евентуалног одступања параметра мотора од номиналних вриједности. Члан  $k_{opt}/k_T$  одговоран је за нетачност резултата и може бити коригован на основу алгоритма претраживања.



На крају алгоритма претраживања, за вријеме стационарног стања, потребно је да су вриједности магнетизационе компоненте струје статора добијене на основу модела,  $i_{sdM}^{opt}$  и на основу претраживања,  $i_{sdP}^{opt}$  једнаке:

$$i_{sdP}^{opt} = i_{sdM}^{opt} . \quad (88)$$

То значи да се (83) трансформише у:

$$i_{sdP}^{opt} = \sqrt{\frac{k_{opt}}{k_T} |T_{el}|} . \quad (89)$$

У (89) познат је покретачки момент мотора и вриједност магнетизационе компоненте струје статора на основу којих може да се израчуна кориговани члан  $k_{opt}/k_T$ :

$$\left( \frac{k_{opt}}{k_T} \right)_K = \frac{i_{sdP}^{opt2}}{|T_{el}|} . \quad (90)$$

Од тренутка када је израчунат кориговани члан  $k_{opt}/k_T$ , а то је завршетак алгоритма претраживања, могуће је користити метод базиран на моделу са коригованим резултатом:

$$i_{sdK}^{opt} = \sqrt{\left( \frac{k_{opt}}{k_T} \right)_K |T_{el}|} . \quad (91)$$

Коригована вриједност магнетизационе компоненте струје статора  $i_{sdK}^{opt}$  која се израчунава са (91) користи се до краја вожње, односно остатак стационарног стања и период успоравања (Сл. 22).

У сљедећој вожњи поступак се понавља идентично.

## 7. ПРЕДЛОЖЕНЕ УПРАВЉАЧКЕ ШЕМЕ

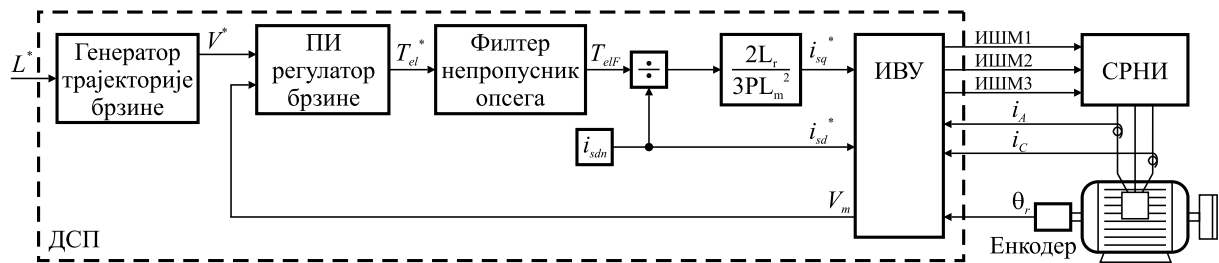
У Поглављу 4 и у Поглављу 6 као и у Поглављу 5 описана су нова рјешења за сузбијање вибрација, повећање енергетске ефикасности и контроле трзаја, респективно. Када се генерисање трајекторије у функцији трзаја и предложена рјешења за антирезонантно дјеловање и повећање енергетске ефикасности интегришу у управљачку структуру претварача индукционог мотора, добијају се нове управљачке шеме које су представљене у овом Поглављу.

### 7.1. Предложена антирезонантна управљачка шема са контролом трзаја мехатроничког система лифта

Како је објашњено у Потпоглављу 3.4, индиректно векторско управљање индукционим мотором обезбјеђује линеарно управљање моментом у МСЛ, а тиме и линеарно управљање брзином кретања кабине лифта. Поглавље 4 описује узроке и природу феномена осцилација као и приједлоге рјешења за њихово елиминисање коришћењем филтера непропусника опсега.

Контрола трзаја повећава удобност путника и штити дијелове механичког подсистема МСЛ (Поглавље 5). Осим тога, контрола трзаја круцијални је фактор у регулацији брзине јер обезбјеђује линеарни режим рада регулатора брзине. Захваљујући томе, линеарни ПИ контролер у могућности је да обезбиједи праћење трајекторије брзине без грешке праћења (Потпоглавље 3.5).

Као резултат свих наведених, а раније описаних рјешења, добијена је структура управљачке шеме МСЛ са синергијским антирезонантним дјеловањем и ограничењем трзаја, Сл. 25.



Слика 25. Предложена антирезонантна управљачка шема са контролом трзаја мехатроничког система лифта.

Улаз управљачке структуре је жељени крајњи положај кабине лифта,  $L^*$ . Генератор трајекторије брзине (Потпоглавље 5.2) генерише референтну трајекторију брзине ( $V^*$ ) са дефинисаним обликом и амплитудом трзаја у реалном времену. ПИ регулатор брзине (Сл. 7) израчунава разлику између референтне ( $V^*$ ) и мјерене ( $V_m$ ) брзине и на свом излазу даје команду момента  $T_{el}^*$  (Сл. 25).

Референца погонског момента ( $T_{el}^*$ ) филтрира се филтером непропусником опсега (Потпоглавље 4.2). Улазни параметар за израчунавање активне компоненте струје статора  $i_{sq}^*$ , јесте филтрирана референца погонског момента  $T_{elF}$  (Сл. 25). Референтна вриједност магнетизационе компоненте струје статора ( $i_{sd}^*$ ) постављена је на номиналну вриједност ( $i_{sdn}$ ) јер погон МСЛ ради у подручју константне снаге (без слабљења поља).

Референце обе компоненте статорске струје су улази за алгоритам индиректног векторског управљања (ИВУ) представљеног на Сл. 5. Крајњи излаз свих алгоритама

реализованих у дигиталном сигнал процесору су три референтна ИШМ сигнала који се воде на струјно регулисани напонски инвертор, СРНИ, Сл. 25. СРНИ напаја трофазни индукциони мотор са погонском ужницом директно монтираном на вратило.

Мјерени сигнали који се користе као повратне информације у МСЛ су линијске струје ( $i_A$  и  $i_C$ ) као и позиција ротора мјерена ротационим инкременталним енкодером (Сл. 25).

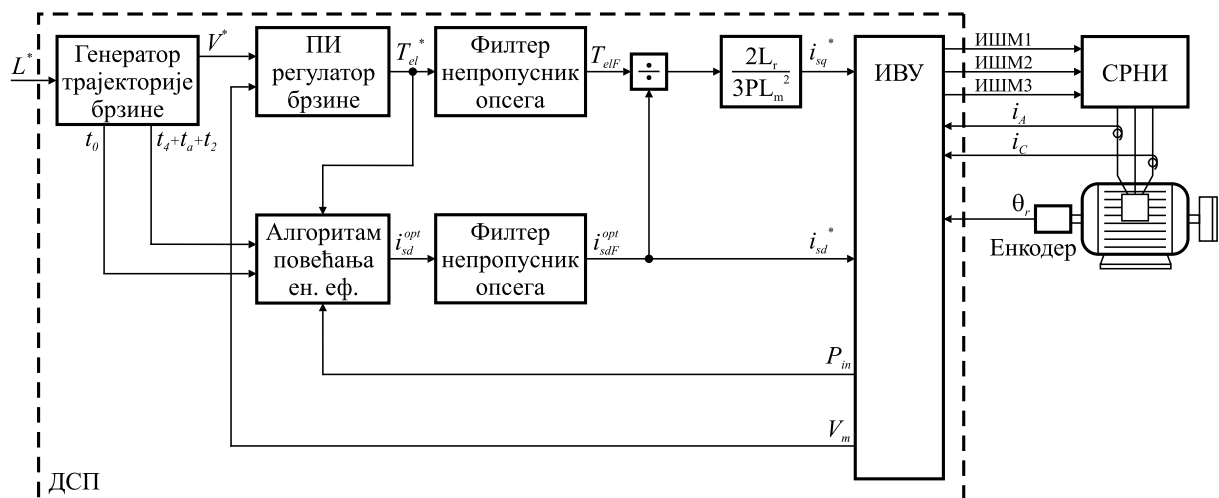
## 7.2. Предложена антирезонантна управљачка шема са контролом трзаја и повећањем енергетске ефикасности погона мехатроничког система лифта

У Поглављу 6 описане су могућности и предложена рјешења за повећање енергетске ефикасности погона мехатроничког система лифта. Имплементацијом алгоритма за повећање енергетске ефикасности у управљачку шему приказану на Сл. 25 добија се управљачка шема која интегрише сва рјешења која су у дисертацији предложена.

У Поглављу 4 објашњено је да мехатронички систем лифта посједује резонантна кола која се побуђују из управљачке структуре. Закључено је да активна компонента струје статора мора да се филтрира филтером непропусником опсега да би се елиминисала резонантна фреквенција из спектра активне компоненте струје статора (Сл. 25).

Магнетизациона компонента струје статора у Поглављу 4 и на управљачкој шеми на Сл. 25 није спомињана нити је предложено њено филтрирање. Разлог томе је што је магнетизациона компонента струје статора имала константну и номиналну вриједност. Погон мехатроничког система лифта који има уграђен алгоритам за повећање енергетске ефикасности подразумијева промјену магнетизационе компоненте струје статора. Због тога ће њен хармонијски спектар бити богат као и спектар активне компоненте струје статора. Да резонантна кола механичког подсистема мехатроничког система лифта не би била побуђена и да се не би појавиле резонантне вибрације неопходно је филтрирати обе компоненте струје статора.

Комплетна управљачка шема управљачког подсистема мехатроничког система лифта са антирезонантним филтерима, контролом трзаја и алгоритмом за повећање енергетске ефикасности приказана је на Сл. 26.



Слика 26. Предложена антирезонантна управљачка шема са контролом трзаја и алгоритмом за повећање енергетске ефикасности погона мехатроничког система лифта.

Улаз управљачке структуре је жељени крајњи положај кабине лифта,  $L^*$ . Генератор трајекторије брзине (Потпоглавље 5.2) генерише референтну трајекторију брзине ( $V^*$ ) са дефинисаним обликом и амплитудом трзаја у реалном времену. За потребе алгоритма за повећање енергетске ефикасности погона мехатроничког система лифта даје информације о старту кабине лифта (тренутак  $t_0$ ) и о завршетку убрзавања и уласка у стационарно стање (тренутак  $t_4+t_a+t_2$ ). ПИ регулатор брзине (Сл. 7) израчунава разлику између референтне ( $V^*$ ) и мјерене ( $V_m$ ) брзине и на свом излазу даје команду момента  $T_{el}^*$  (Сл. 26). Алгоритам за повећање енергетске ефикасности за израчунавање оптималне вриједности магнетизационе компоненте струје статора користи податак о погонском моменту. Најпогодније мјесто са којег податак о моменту може да се узме јесте излаз ПИ регулатора брзине.

Референца погонског момента ( $T_{el}^*$ ) филтрира се филтером непропусником опсега (Потпоглавље 4.2). Улазни параметар за израчунавање активне компоненте струје статора  $i_{sq}^*$ , јесте филтрирана референца погонског момента  $T_{elF}$  (Сл. 26). Референтна вриједност магнетизационе компоненте струје статора ( $i_{sd}^*$ ) добија се тако што се њена израчуната вриједност ( $i_{sd}^{opt}$ ) филтрира филтером непропусником опсега ( $i_{sdF}^{opt}$ ). Филтер непропусник опсега је исти и за активну и за магнетизациону компоненту струје статора и са истим параметрима.

Израчуната оптимална вриједност магнетизационе компоненте струје статора ( $i_{sd}^{opt}$ ) добија се као резултат предложеног алгоритма за повећање енергетске ефикасности погона мехатроничког система лифта (Потпоглавље 6.1). Метод базиран на моделу губитака унутар алгоритма за повећање енергетске ефикасности изискује податак о погонском моменту ( $T_{el}^*$ ), а метод базиран на алгоритму претраживања мјерену вриједност улазне снаге ( $P_{in}$ ). Податак о вриједности улазне снаге добија се из алгоритма индиректног векторског управљања, ИВУ.

Референце обе компоненте статорске струје су улази за алгоритам индиректног векторског управљања (ИВУ) представљеног на Сл. 5. Крајњи излаз свих алгоритама реализованих у дигиталном сигнал процесору су три референтна ИШМ сигнала који се воде на струјно регулисани напонски инвертор, СРНИ, Сл. 26. СРНИ напаја трофазни индукциони мотор са погонском ужницом директно монтираном на вратило. Мјерени сигнали који се користе као повратне информације у МСЛ су линијске струје ( $i_A$  и  $i_C$ ) као и позиција ротора мјерена ротационим инкременталним енкодером (Сл. 26).

## 8. ОПИС ЕКСПЕРИМЕНТАЛНЕ АПАРАТУРЕ

За потребе истраживања која су предмет дисертације и потврде предложених рјешења кроз практичну реализацију, развијена је експериментална апаратура. Експериментална апаратура представља умањени модел лифта чији је математички модел представљен у Поглављу 3. Апаратура је конфигурисана у потпуности у складу са структуром МСЛ са Сл. 3. Највећим дијелом развијена експериментална апаратура реализована је коришћењем стандардних компоненти које се могу наћи на тржишту.

### 8.1. Управљачки ДСП подсистем мехатроничког система лифта

У микропроцесорским електричним погонима потпуно је уобичајено да се користе дигитални сигнал процесори са аритметиком фиксне<sup>19</sup> тачке. У управљачком ДСП подсистему експерименталне апаратуре која је развијена за потребе дисертације коришћен је дигитални сигнал процесор са аритметиком покретне<sup>20</sup> тачке. У наредном потпоглављу биће описане основне разлике између процесора са различитим аритметикама и мотиви за коришћење ДСП-а са покретном тачком.

#### 8.1.1. Поређење ДСП-а са аритметиком фиксне и покретне тачке

Инжењерима и истраживачима, а посебно онима који се по први пут сусрећу са дигиталним сигнал процесорима, врло често није јасно коју врсту аритметике треба да посједује процесор који ће да користе у својим апликацијама. Обе врсте процесора и са аритметиком фиксне и са аритметиком покретне тачке дизајнирани су да врше математичка израчунавања са великим брзинама неопходним за рад у реалном времену. У прошлости су основни критеријуми за одабир процесора били противрјечни, са једне стране цијена, а са друге једноставност коришћења. Данас је критеријум само један, које су додатне рачунске могућности потребне за дату примјену омогућене у процесорима са аритметиком покретне тачке.

Основна разлика између појмова покретна и фиксна тачка је у начину представљања нумеричких података са којим процесор ради. Док процесори са фиксном тачком врше израчунавања искључиво са цјелобројним вриједностима, процесори који подржавају аритметику покретне тачке могу да врше прорачуне и са цјелобројним али и са реалним бројевима.

Када је прецизност у питању, поређења ради, можемо навести да ДСП произвођача ТИ<sup>21</sup> са фиксном тачком серије С2000 представља нумеричке цјелобројне податке са јединственим 16 битним ријечима. Процесор са покретном тачком истог произвођача користи за представљање бројева 32 бита од којих се 24 користе за репрезентацију мантисе цијелог броја или као база реалног броја, а преосталих 8 бита за експонент. Представљањем броја са 24 бита плус 8 за експонент у поређењу са 16 бита код процесора фиксне тачке значајно проширује опсег динамичке прецизности. Процесори са покретном тачком могу да раде и са дуплом прецизношћу са 64 бита (53+11) за сваки број што значајно увећава прецизност али на уштрб брзине рада јер свака операција захтјева већи број процесорских циклуса.

<sup>19</sup> Процесори са аритметиком фиксне тачке или краће са фиксном тачком (енг. *Fixed point*).

<sup>20</sup> Процесори са аритметиком покретне тачке или краће са покретном тачком (енг. *Floating point*).

<sup>21</sup> ТИ- Тексас Инструментс (енг. *Texas Instruments, USA*).

Много већа рачунска моћ процесора са аритметиком покретне тачке је пресудна предност у односу на процесоре са аритметиком фиксне тачке. Међутим, на почетку развоја процесора са покретном тачком, раних деведесетих година када је ТИ развио први процесор са покретном тачком, друге доминантне карактеристике умањивале су главне предности овог типа аритметике. Функције покретне тачке захтијевају већу хардверску сложеност процесора са додатним рачунским јединицама. Подаци представљени са 32 бита захтијевају двоструко више линија него исти код процесора фиксне тачке (16 битни). Поменути фактори поред којих се још могу поменути и већи број пинова, дупло веће магистрале података па самим тим и већа кућишта процесора, проузроковале су значајно већу цијену процесора са покретном тачком у односу на тадашње процесоре са фиксном тачком. Цијена процесора била је пресудан фактор за коришћење јефтинијих процесора у масовним апликацијама.

Са друге стране, процесори са покретном тачком нудили су једноставност у примјени. Први процесори који су могли да се програмирају директно у *C* програмском језику били су процесори са покретном тачком док су процесори са фиксном тачком још увијек захтијевали програмирање у асемблеру. Осим тога, рад са реалним бројевима омогућен је директно у програмском коду док су код процесора фиксне тачке операције са реалним бројевима обављане индиректно кроз додатне програмске наредбе продужавајући вријеме потребно за програмирање. Из поменутих разлога прве примјене процесора са фиксном тачком биле су у апликацијама које нису биле масовне и гдје самим тим производна цијена није била пресудна али јесте вријеме и трошкови развоја реализованог алгорита. Такве примјене су најчешће истраживања, развој прототипова, коришћење у сегментима војне индустрије као што су радар, препознавање слике, тродимензионални графички акцелератори за радне станице и слично.

Почетне значајне разлике међу процесорима покретне и фиксне тачке које су одређивале и примјену истих данас су сведене на минимум. Данашњи ниво интеграције омогућава да у истом паковању и по истој цијени имамо "систем на чипу"<sup>22</sup> сложеније покретне тачке и фиксне тачке. Иако су процесори са фиксном тачком и даље најзаступљенији у уређајима масовне производње, процесори са покретном тачком све их више сустижу у обиму примјене. С друге стране, једноставност у коришћењу и брзини развоја алгорита више није предност система са покретном тачком јер развојем напредних компајлера и програмских математичких алата рад са процесорима фиксне тачке постао је подједнако једноставан.

Када се одлучујемо коју врсту процесора ћемо да користимо потребно је да дамо одговор на два питања: колики је степен прецизности који захтијева дата апликација и колико су предвидиве вриједности у скупу података са којима радимо. Аритметика са покретном тачком има већу прецизност у односу на фиксну тачку и то захваљујући три кључна фактора. Први, већу прецизност обезбјеђује већи број бита који се користи за представљање нумеричких података (24 бита у односу на 16 бита). Други, коришћење експонената повећава прецизност значајним проширењем динамичког опсега доступног за апликацију. Ова особина посебно долази до изражаја код података чији је опсег доста широк и њихове бројне вриједности тешко предвидиве. Трећи, интерно представљање података у процесорима са покретном тачком далеко је егзактније него у процесорима са фиксном тачком обезбјеђујући већу прецизност крајњег резултата.

<sup>22</sup> Интеграција процесора са периферијама и меморијом у једном интегрисаном колу енг. *SOC, system on a chip*.

Последњи фактор ћемо детаљније објаснити. Постоје за три врсте података три дужине ријечи којима су представљени ти подаци. Улазно излазни подаци који се представљају са 24 бита (16 код фиксне тачке) су први тип са карактеристичном дужином ријечи. Коефицијенти које се користе при множењима представљају се као и улазно излазни подаци са 16 бита код фиксне тачке, а код покретне са 24 или 53 бита зависно да ли се користи једнострука или двострука прецизност. Прецизност може бити повећана са додатним битима у неким случајевима када експонент може да представља значајне нуле у коефицијенту.

Конечно, трећа дужина ријечи карактеристична је за међурезултате итеративних операција множења са акумулацијом<sup>23</sup>. Операција множења два 16 битна податка даје 32 битну ријеч, а множење два 24 битна податка даје 48 битну ријеч<sup>24</sup> што значи да МАС операција захтијева додатне бите за прекорачење. Код процесора фиксне тачке резервисано је 8 бита за прекорачење при множењу тако да је комплетна ријеч међурезултата дужине 40 бита (16 за сигнал + 16 за коефицијент + 8 за прекорачење). Код процесора са покретном тачком пратећи исте пропорције дужина ријечи је 64 бита (24 за сигнал + 24 за коефицијент + 16 за прекорачење) што превазилази потребе за прецизношћу у највећем броју апликација. Користећи експоненцирање задржава се 48 најзначајнијих бита за међурезултате чиме се одржава функционалност хардвера уз и даље већу прецизност у односу на процесоре са фиксном тачком (40 бита за међурезултате).

ДСП процесори са покретном тачком, генерално, користе се у свим апликацијама које захтијевају већу рачунарску прецизност и већу флексибилност. Као примјер можемо да наведемо поступак препознавања и обраде слике у медицини. Више нивоа улазних сигнала који потичу од свјетла, икс зрака, ултразвука и сличних морају бити дефинисани и обрађени да би омогућили реализацију дијагностичке слике са већим нивоом дефиниције и лакшег препознавања детаља за крајњег корисника.

Радари за навигацију и навођење традиционално су апликација које користе аритметику са покретном тачком јер захтијевају широк динамички опсег који не може да се дефинише унапријед као и дијелење оператора и инвертовање матрица. Радарски систем може да врши праћење у опсегу од нула до бесконачно али мора да користи само мали подскуп опсега за аквизицију и индентификацију циља. Подскуп мора бити одређен у реалном времену за вријеме рада система што са архитектуром процесора са фиксном тачком није могуће реализовати с обзиром на његов узак динамички опсег и ефекат квантизације.

Широк динамички опсег значајан је и у роботници. Роботске функције налазе се у одређеном опсегу и могле би да буду реализоване процесорима са фиксном тачком. Међутим, у примјени у роботским ћелијама или монтажним линијама могу да се десе непредвиђене ситуације. На примјер, могуће је да се робот завари за позицију коју заварује или да нешто ограничи његов предвиђену путању кретања. У оваквим случајевима сигнал повратне везе излази ван предвиђеног опсега што код управљачких роботских јединица базираних на аритметици фиксне тачке може да представља проблем и да онемогући програмера да ефикасно рјешава проблеме изазване непредвиђеним околностима. С друге стране, процесори са покретном тачком омогућавају да роботско управљање одговори на непредвиђене околности на предвиђени начин.

<sup>23</sup> Операција множења са акумулацијом, енг. *multiply-accumulate operations*, МАС.

<sup>24</sup> Експоненти се не посматрају у овој анализи јер се они при рачунању третирају засебно.

Данас готово да нема разлике у цијени и једноставности коришћења између процесора са фиксном и покретном тачком. Главни критеријум међу пројектантима је све више математичка флексибилност и прецизност коју нуде процесори са покретном тачком. Све апликације које захтијевају рад са стварним вриједностима уз већу прецизност и шири динамички опсег представљају логичну примјену процесора са покретном тачком. Остале апликације које немају ни један од ових захтијева могу бити засноване на процесорима са фиксном тачком.

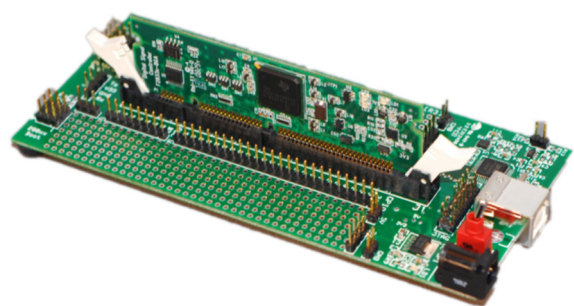
### 8.1.2. Дигитални сигнал процесор са окружењем

У реализованој апаратури управљачки ДСП подсистем базиран је на процесору са покретном тачком TMS320C28335 произвођача ТИ. Коришћени процесор базиран је на процесорима са фиксном тачком из групе C28x чије су могућности проширене додатним регистрима и инструкцијама које подржавају ИЕЕЕ<sup>25</sup> операције са покретном тачком једноструке прецизности [119], [120]. Црпи најбоље карактеристике дигиталне обраде сигнала, архитектуре микроконтролера и скупова алата и користи мањи сет рачунарских инструкција (*RISC*<sup>26</sup>). Карактеристике укључују и модификовану Харвард архитектуру (могућност коришћења у Вон Нојман моду), циркуларно адресирање, извршавање наредби у једном циклусу те операције међу регистрима. Модификована Харвард архитектура омогућава да се инструкције и преузимање података извршава паралелно. Централна процесорска јединица (*CPU*) може да чита инструкције и податке док истовремено уписује податке одржавајући принцип извршења инструкције у једном циклусу током *pipelinea*. Описана процедура извршава се преко шест засебних магистрала адреса, односно података.

Сам процесор монтиран је на електронску плочицу заједно са пратећим елементима неопходним за самостално функционисање као и заштиту улаза и излаза (Сл. 27). Формат карте прилагођен је коришћењу са конекторима *DIMM100*<sup>27</sup> преко којих је омогућен приступ свим периферним прикључцима процесора.



Слика 27. F28335 controlCARD™.



Слика 28. Развојна плоча TMS320C2000™ Experimenter Kit.

Коришћени модел поменуте плоче има назив *Delfino F28335 controlCARD™* и намијењена за брзи развој апликација и карактерише је мала осјетљивост на шумове и лака монтажа (енг. *plug in*) [121]. Врло је погодна за јединствене или мале серије уређаја. Напајање карте је јединствено на напонском нивоу 5VDC. Аналогни улази

<sup>25</sup> ИЕЕЕ, енгл. *IEEE, Institute of Electrical and Electronics Engineers*

<sup>26</sup> енгл. *Reduced instruction set computing, RISC*, стратегија реализације централне процесорске јединице која подразумева коришћење једноставнијих инструкција које се брже извршавају чиме се повећавају перформансе цијелог система. Рачунар базиран на овој стратегији назива се рачунар са редукованим сетом инструкција, такође *RISC*.

<sup>27</sup> *DIMM*-енгл. *Dual In Line Memory Module 100 pins*.



напонски су заштићени диодама, а шум је потиснут антиалијасинг филтерима. Два дигитална излаза повезана су са двије *LED* диоде, а трећа је индикатор напајања. За кориснике је још битно напоменути да постоје двије секције микро прекидача којима се подешавају тип комуникације са окружењем и начин бутовања процесора [122].

Развојна плоча на коју се прикључује карта са процесором омогућава лак приступ улазно-излазним и комуникационим терминалима (Сл. 28). Комерцијални назив развојне плоче је *TMS320C2000<sup>TM</sup> Experimenter Kit*.

Осим лако приступачних терминала на развојној плочи налазе се и подручја погодна за формирање прототипских електричних кола. Напајање је могуће преко *USB* порта или из екстерног напајања што може да се селекује уграђеним преклопником. Два напонска нивоа су доступна за употребу у екстерним колима, 5V и 3.3V.

Софтверско развојно окружење које се користи за писање програмског кода, компајлирање, трансфер кода у процесорску меморију и мијењање и читавање појединих величина током извршења програма назива се *Code Composer Studio- CCS*. Коришћена верзија је v.5.3.0. Програмски језик за писање кода је *C*.

Комуникација персоналног рачунара на којем је инсталиран *CCS* и развојне плоче са процесором реализује се преко *USB* комуникационог протокола. Развојна плоча *USB* комуникацију са персоналним рачунаром остварује преко уграђеног *USB JTAG* емулатора и то *Texas Instruments XDS100v1 USB Emulator*. За поменути емулатор развојно окружење *Code Composer Studio- CCS* је потпуно бесплатан и може да се преузме са званичне интернет презентације произвођача.

## 8.2. Погонски подсистем МСЛ

Приликом развоја експерименталне апаратуре тежило се развоју погонског система МСЛ базираног на индустријском фреквенцијском претварачу који би могао бити репрограмиран. У овом поглављу описана је анализа индустријских фреквенцијских претварача и на основу ње предложено рјешење којим се индустријски фреквенцијски претварач опште намјене прилагоди за експерименталну употребу.

### 8.2.1. Енергетски претварач

Жеља да се комплетан погон заснива на компонентама које се лако могу наћи на тржишту и да је при томе изградња и пројектовање додатног хардвера сведена на минимум у највећем дијелу односи се на избор енергетског претварача.

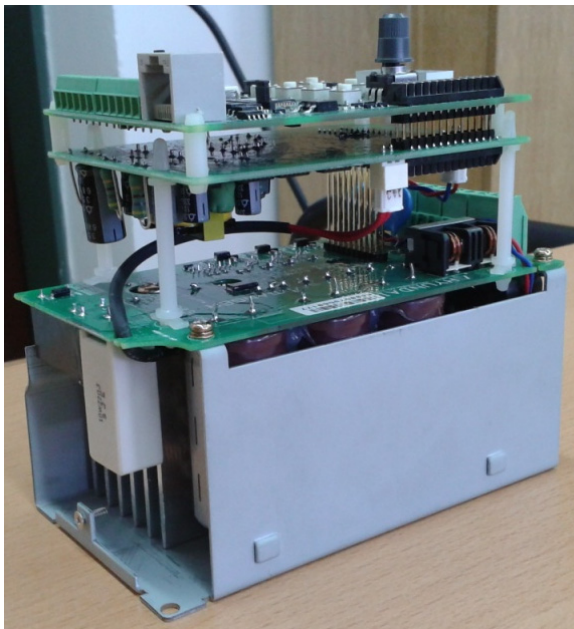
Модерни фреквенцијски регулатори који се могу наћи на тржишту примјењују модуларни начин реализације хардвера. Разлог томе је оптимизација производње. На примјер, исто управљање са истим управљачким алгоритмом које се користи за генерисање управљачких сигнала не зависи од снаге фреквенцијског регулатора у који се уграђује. Стога се управљачка плоча са процесором и њему потребним интерфејсом израђује засебно на посебној штампаној плочи која се уграђује у више серија претварача. Унутар претварача она се повезује кабловским конектором са плочом на којој су електронска кола ниског напона.

Плоча са електронским колима ниског напона садржи, између осталог, сљедеће цјелине: претварач једносмјерне струје са галванским раздвајањем који напон једносмјерног међукола претвара у напоне вриједности +5V, ±15V, 24V и служи за напајање електронских компоненти унутар претварача; мјерење и скалирање линијских струја и напона једносмјерног међукола које се преко кабловског конектора просљеђују управљачкој плочи; прекидачи за укључење отпорника за ограничење струје пуњења кондензатора и укључење отпорника за кочење (релеји или транзистори); галванско

раздвајање процесорских управљачких сигнала од драјверских кола инвертора и слично. За разлику од управљачких плоча, плоче са електроником ниског напона могу да се уграђују у фреквенцијске регулаторе приближних снага. То углавном зависи од типа инвертора и његових драјверских кола.

Трећи сегмент фреквенцијских регулатора су кола енергетске електронике која се састоје од инвертора и драјверских и заштитних кола. Код претварача мањих снага (до 2.2kW) инвертор и његова драјверска и заштитна кола су интегрисани у једно кућиште па осим њега плоча енергетске електронике садржи само мали број додатних пасивних компоненти.

Слика 29 приказује фреквенцијски регулатор произвођача *Hyundai*, модел N50-007SF, снаге 0.75 kW. Чине га три плоче. Горња плоча је управљачка са процесором, операторским панелом, прикључцима за дигиталне улазе и излазе, конектором за серијску комуникацију итд. Управљачка плоча је 26-пинским конектором повезана са плочом на којој је електроника ниског напона. На њој се налази претварач једносмјерне струје са колима за обраду мјерених струја и напона. Доња плоча је плоча са енергетском електроником. На њој се налазе сензори двије линијске струје и оптокаплери за галванско раздвајање управљачких сигнала са процесора ка инвертору. Инвертор је у интегрисаном колу произвођача *Fairchild*. С обзиром да је инвертор интегрисан заједно са драјверима на самој плочи је потребан само мали број екстерних пасивних компоненти. Кондензатори за филтрирање једносмјерног напона, исправљач који је у овом случају монофазни, транзистор за укључење отпорника за кочење, сензор за мјерење линијских струја, отпорник за ограничење струје пуњења кондензатора као и релеј за његово укључење налазе се на плочи енергетске електронике. Инвертор, Грецов<sup>28</sup> диодни исправљач и транзистор за укључење отпорника за кочење монтирани су на алуминијумски хладњак са вентилатором.



Слика 29. Фреквенцијски регулатор *Hyundai*, N50-007SF, 0.75kW

Принцип да се управљачка плоча фреквенцијског претварача замјени процесором који можемо да програмирамо и пратимо његов рад не зависи од снаге претварача. На Сл. 30 приказан је трофазни претварач истог произвођача далеко веће снаге, 22kW.

<sup>28</sup> Лео Грец (орг. *Leo Graetz*), 1856-1941, њемачки физичар.

Може се примијетити да је управљачка плоча и у овом случају одвојена и са остатком претварача повезана кабловским конектором. Процесор и интерфејс који развијемо за претварач мале снаге можемо уз минималне измјене да примијенимо на претварачима великих снага без ограничења.



Слика 30. Фреквенцијски регулатор Hyundai, N700E-220HF, 22kW.

Могуће је да плоча са колима енергетске електронике и електронике ниског напона буду изведене као једна али и у том случају управљачка плоча је увијек одвојена и спојена неком врстом конектора. Ова погодност омогућава да прикључимо процесор по нашем избору на остатак хардвера помоћу конектора и евентуално додатног интерфејса ако је он неопходан.

На Сл. 31 приказан је фреквенцијски регулатор произвођача *Yaskawa*, модел *CIMR-J7AZ42P2*, снаге 2.2 kW. Чине га двије плоче. Горња плоча је управљачка са процесором и везом са операторским панелом, прикључцима за дигиталне улазе и излазе, конектором за серијску комуникацију итд. Управљачка плоча је 22-пинским конектором и каблом повезана са плочом на којој је електроника ниског напона и енергетска електроника. На њој се налази све што се код претходно описаног претварача смјештено на двије плоче. Инвертор са драјверима и исправљачем који је у овом случају трофазни је у интегрисаном колу произвођача *Mitsubishi Semiconductor*. Интегрисани блок монтиран је на хладњак, а на њега је постављена плоча са електроником.

Постоје и примјери фреквенцијских регулатора код којих није могуће извршити једноставне преправке са циљем управљања претварачем из жељеног процесора. Један такав примјер приказан је на Сл. 33. Ради се о фреквенцијском регулатору произвођача *Lenze*, модел *8200 vector*, снаге 0.75kW. Комплетан претварач реализован је на једној плочи. Процесор је на одвојеној плочици и уметнут је у слот који се налази на главној плочи што онемогућава прикључење управљачких сигнала другог процесора умјесто оригиналне процесорске картице.

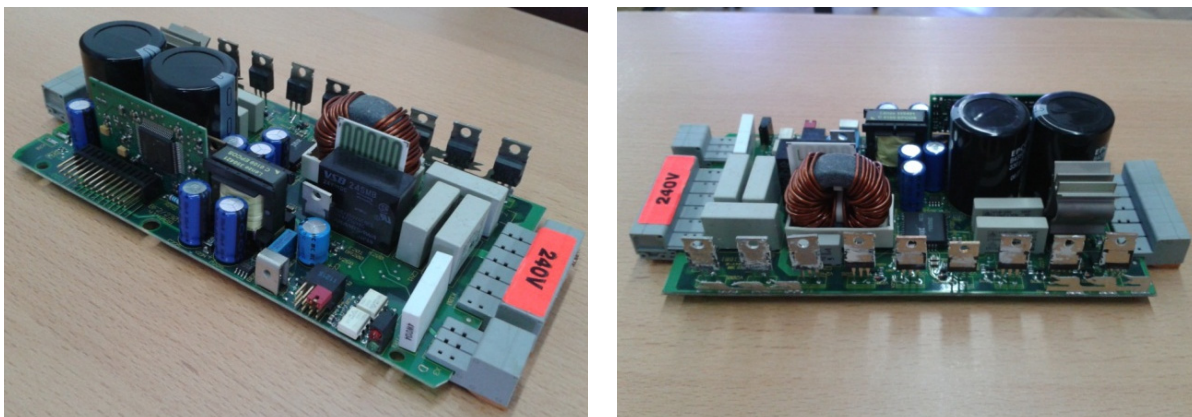
Сличну конструкцију има и фреквенцијски регулатор произвођача *Moeller*, модел *DF51-340-1K5*, снаге 1,5 kW који је приказан на Сл 32.



Слика 31. Фреквенцијски регулатор *Yaskawa*, *CIMR-J7AZ42P2*.



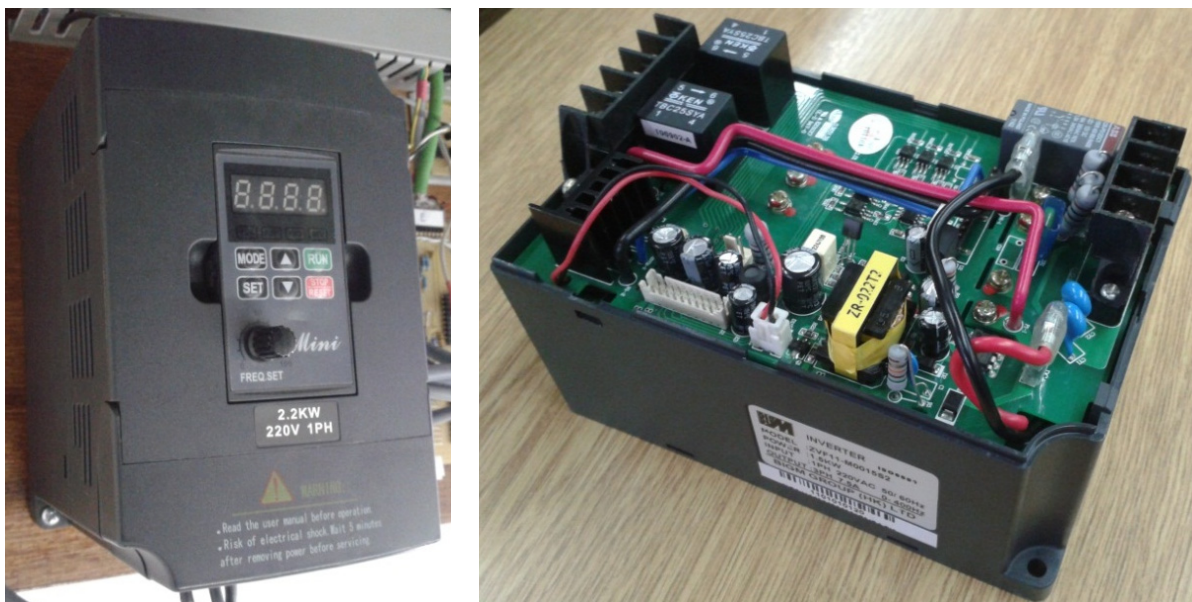
Слика 32. Фреквенцијски регулатор *Moeller*, *DF51-340-1K5*.



Слика 33. Фреквенцијски регулатор *Lenze, 8200 vector*.

Фреквенцијски регулатор који је искоришћен у нашем случају називне је снаге 2.2kW, 10A произвођача *BigM, Hong Kong*, модел *ZVF11-M0022S2* (Сл. 34). Напајање је монофазно па је и излазни напон максимално 220V ефективно. Састоји се из управљачке плоче, плоче са електроником ниског напона и плоче енергетске електронике. Појединачно су приказане на Сл. 35.

Управљачка плоча, као и у досадашњим приказаним примјерима, садржи процесор (дигитални сигнал процесор са аритметиком фиксне тачке, *TMS320F28015, Texas Instruments*), терминале за дигиталне улазе и излазе и серијску комуникацију. Операторски панел конектором је повезан са управљачком плочом и чини засебну цјелину. Укључење одкочног уређаја мотора реализован је електромагнетним релејом, а сви улази и излази галвански су раздвојени оптокаплерима.

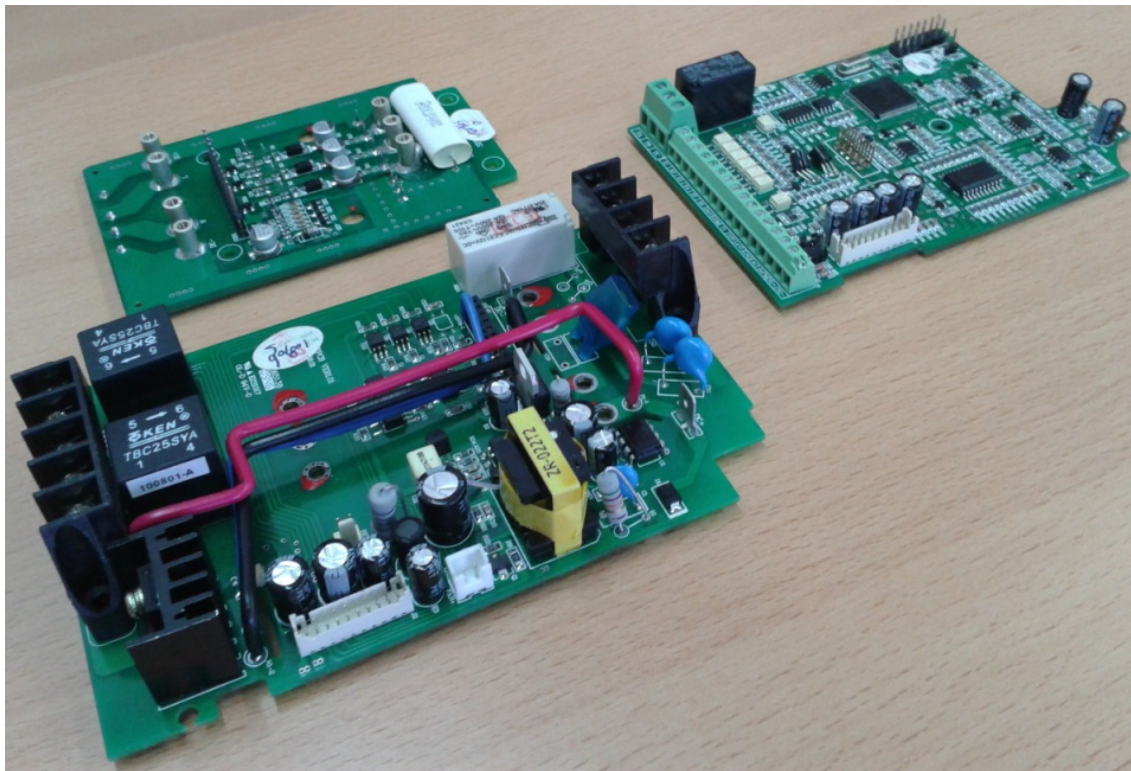


Слика 34. Фреквенцијски регулатор *BigM, ZVF11-M0022S2, 2.2kW*.

Двадесет пински конектор служи за повезивање управљачке плоче са плочом електронике ниског напона. Кабловском везом преко двадесет линија управљачка плоча шаље шест управљачких сигнала за шест транзистора инвертора и сигнале за укључење отпорника за кочење и вентилатора на алуминијумском хладњаку. С друге стране, прима вриједности мјерених струја и напона, напоне напајања +5V и  $\pm 15V$  у

односу на једну референтну тачку и 24V у односу на другу референтну тачку. Сви мјерни сигнали су у односу на масу напона 5V којим се напаја и процесор.

Претварач једносмјерне струје који генерише наведене напонске нивое налази се на плочи електронике ниског напона на коју се повезује други крај кабловског конектора. Управљачки сигнали инверторских транзистора галвански се раздвајају оптокаплерима и пропуштају кроз Шмитова<sup>29</sup> окидна кола.

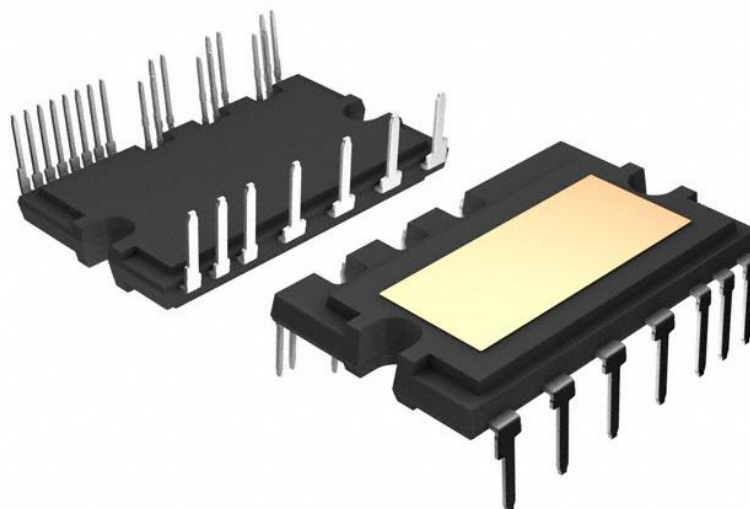


Слика 35. Управљачка плоча, плоча електронике ниског напона и плоча енергетске електронике коришћеног претварача.

Струја пуњења кондензатора у једносмјерном међуколу ограничава се отпорницима који се преспајају електромагнетним релејом који није управљан процесором. Транзистор за укључење отпорника за кочење има галвански раздвојено управљање и монтиран је на засебан хладњак. Мјерење струја реализовано је са двије ЛЕМ сонде које врше галванско одвајање, имају преносни однос 1:1250 и дају на излазу струјни сигнал до  $\pm 20\text{mA}$ . Кондензатори једносмјерног међукола смјештени су у кућишту претварача поред хладњака и жичаним везама спојени на плочу електронике ниског напона.

Инвертор је интегрисан са драјверским колима *Smart Power Module* произвођача *Fairchild Semiconductor* (Сл. 36) тако да је плоча енергетске електронике мала са неколико пасивних компонената које дефинишу прекострујне заштите и елиминишу сметње. Монофазни исправљач такође је на овој плочи и заједно са инвертором монтиран је на алуминијумски хладњак.

<sup>29</sup> Ото Херберт Шмит (орг. *Otto Herbert Schmitt*), 1913-1998, амерички проналазач, инжењер и биофизичар.



Слика 36. Инвертор са интегрисаним управљачким и заштитним колима.

### 8.2.2. Прилагодна кола

Да би процесор који се користи и који је описан у Поглављу 8.1.2 могао бити прикључен на одабрани фреквенцијски претварач неопходно је пројектовати и изградити минимална прилагодна кола (интерфејс). Потреба за интерфејсом огледа се углавном у прилагођавању напонских нивоа претварача и процесора. Распоред и опис сигнала на конектору претварача преко којег ће процесор бити прикључен приказан је на Сл. 37.

1	GND-референтна тачка за напоне +5V и $\pm 15V$	20	+5V, GND
2	-15V, GND	19	+15V, GND
3	Струјни сигнал са сензора струје у грани А, GND	18	Напон једносмјерног међукола, GND
4	Струјни сигнал са сензора струје у грани С, GND	17	Предвиђено за сензор температуре- неискоришћен
5	Сигнал за укључење отпорника за кочење, GND	16	Сигнал грешке са инвертора- неискоришћен
6	PWM 1A, GND	15	PWM 1B, GND
7	PWM 2A, GND	14	PWM 2B, GND
8	PWM 3A, GND	13	PWM 3B, GND
9	Укључење вентилатора +24V, COM	12	+24V, COM
10	COM-референтна тачка за напон +24V	11	+24V, COM

Слика 37. Распоред сигнала на конектору претварача.

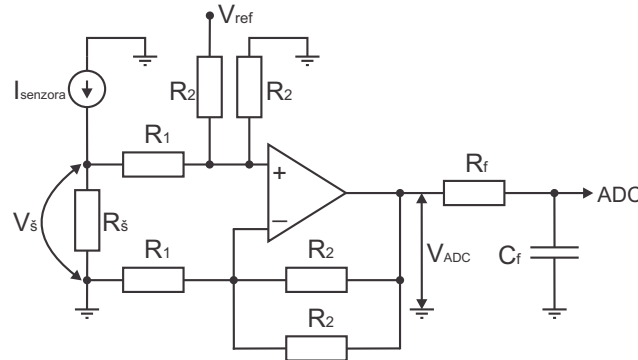
Процесорски аналогно-дигитални конвертори могу да врше аквизицију само позитивних напонских сигнала до 3V. Струјне сонде претварача дају биполарни струјни сигнал реда величине неколико *mA*. Да би се помириле наведене разлике неопходно је изградити додатно коло у облику диференцијалног појачивача са операционим појачивачем за обе струје. Струјни сигнал сонди претвара се отпорником

у напонски, а потом му се додаје 1.5V и све заједно се појачава (скалира) у опсег од 0 до 3V. Шема диференцијалног појачивача за један мјерени струјни сигнал приказана је на Сл. 38. На улазу у процесор струјни сигнали филтрирају се RC филтерима.

Израз за напон на улазу аналогно-дигиталног конвертора процесора добија се анализом кола са Сл. 38 и он гласи:

$$V_{ADC} = \frac{1}{2} \left( \frac{R_3}{R_1} V_s + V_{ref} \right). \quad (92)$$

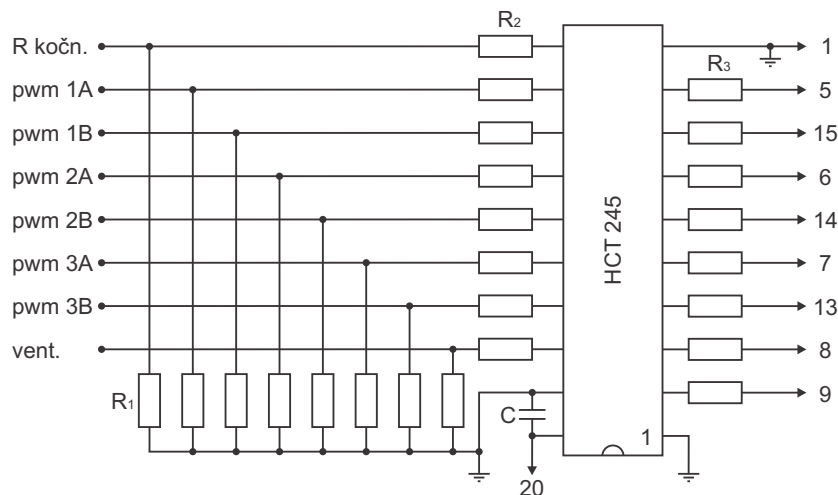
гдје је  $V_{ADC}$  напон на излазу појачивача,  $V_s$  напон на шант отпорнику, а  $V_{ref}$  стабилисани референтни напон који у нашем случају износи 3V.



Слика 38. Шема диференцијалног појачивача за један мјерени струјни сигнал.

Напон једносмјерног међукола скалиран је у претварачу на напон до 5V. Напонским раздјелником ова вриједност умањена је три пута и доведена на аналогни улаз процесора.

Управљачки сигнали за инвертор у претварачу су галвански раздвојени оптокаплерима. Сваки транзистор у инвертору има посебан управљачки сигнал. Због смањења могућности појаве сметњи али и због повећања напона на потребних 5V, сви дигитални сигнали са процесора ка претварачу просљеђују се преко Шмитових окидних кола. Дигитални сигнали су управљачки сигнали транзистора инвертора (шест PWM сигнала) и сигнали за укључења вентилатора и отпорника за кочење. На Сл. 39 приказана је шема дијела интерфејса који просљеђује управљачке сигнале са процесора ка претварачу.

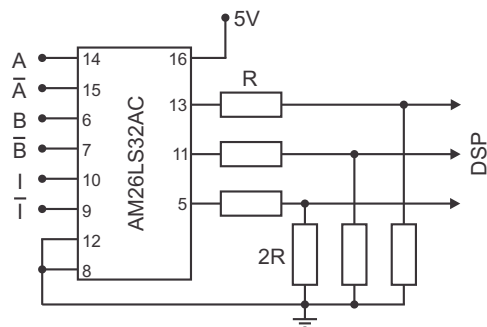


Слика 39. Шема кола за обраду дигиталних управљачких сигнала.



За укључење вентилатора уграђен је механички прекидач и паралелно њему оптокаплер којим се управља процесором. На тај начин остављена је могућност да се вентилатор може укључивати ручно по потреби али и програмски.

Коришћени инкрементални енкодер резолуције 3600 импулса по обртају генерише диференцијалне сигнале двију фаза и индекса. Процесор има предвиђене улазе за енкодер али они не могу бити диференцијални. С тога се врши прилагођење сигнала енкодера процесорским улазима. На Сл. 40 приказана је шема кола које диференцијалне излазе енкодера претвара у једноструке и прилагођава их по напонском нивоу.



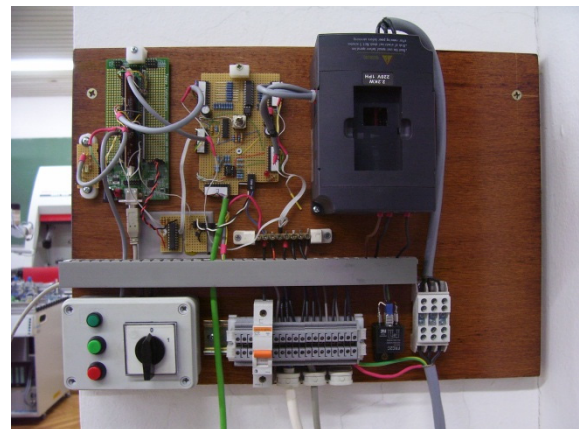
Слика 40. Шема кола за обраду сигнала инкременталног енкодера.

Наиме, енкодер се напаја са једносмјерним напонем од 15V. Претварачко коло напаја се напонем од 5V па су излазни сигнали исте те вриједности. Напонским раздјелницима њихова вриједност смањује се у опсег до 3V. Софтверски се региструје и узлазна и силазна ивица импулса са оба канала енкодера и тиме повећава резолуција мјерења положаја на 14400 импулса по обртају.

На Сл. 41 приказан је функционално повезан погонски подсистем у почетној фази истраживања и на Сл. 42 његова финална верзија [123].



Слика 41. Функционално повезани мотор, енергетски претварач, интерфејс и ДСП у почетној фази истраживања.



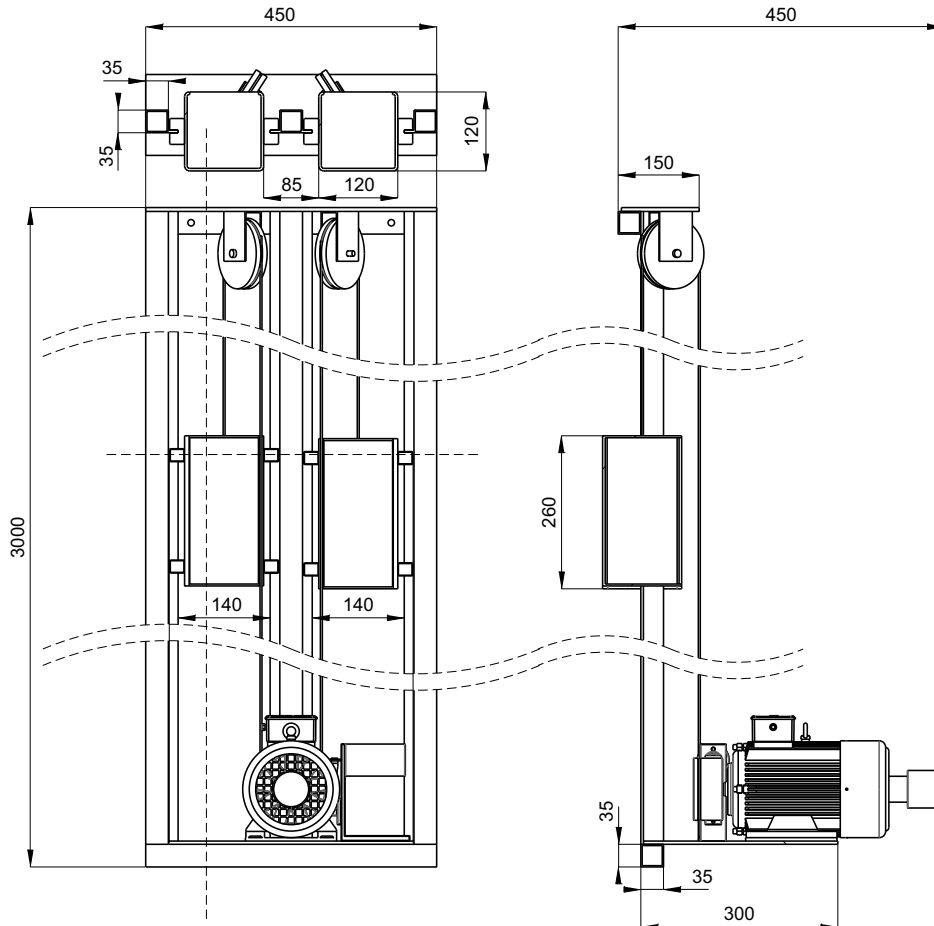
Слика 42. Финална верзија погонског подсистема МСЛ.

### 8.3. Механички подсистем МСЛ

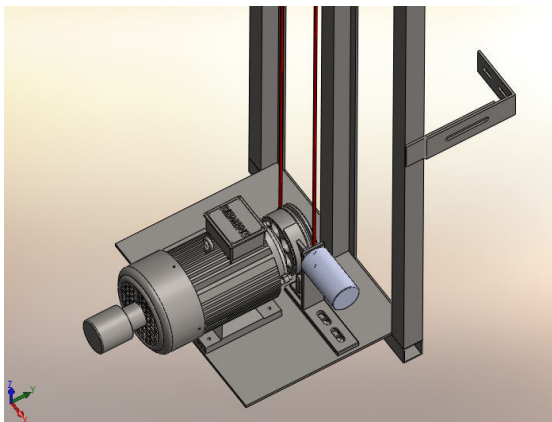
Механички дио експерименталне апаратуре пројектован је у програмском пакету Солид Воркс (орг. *SolidWorks*) намијењеном за пројектовање, развој, верификацију и израду техничке документације у машинству [124], детаљ на Сл. 44. Чине га кабина и протутег који се крећу вертикално дуж крутих металних вођица. Погонски мотор

постављен је у доњи положај. Ужница је монтирана директно на вратилу мотора и преко челичног ужета и двије помоћне ужнице преноси кретање на кабину и протутег. Када је лифт искључен задржавање положаја кабине омогућава електромеханичка кочница монтирана на ужницу. Користан ход кабине лифта (висина дизања) је 2500 mm, а номинална брзина 0.5 m/s.

Погонски мотор са инкременталним енкодером са једне и ужницом са друге стране вратила постављен је на носећу плочу заједно са електромагнетном кочницом (Сл. 44).



Слика 43. Димензије механичког подсистема МСЛ.



Слика 44. Детаљ доњег дијела МСЛ из програмског пакета SolidWorks, мотор са ужницом, енкодером и кочницом.



Слика 45. Горњи дио лифта са вођицама и помоћним ужницама.

На Сл. 47 приказана је комплетна експериментална апаратура за тестирање предложених алгоритама за побољшање управљачких и енергетских карактеристика мехатроничког система лифта.

Мотор је снаге 0.55 kW, 1395 o/min. Ужница је пречника  $\varnothing 96$  mm са радијално распоређеним отворима ради смањења масе, односно момента инерције. Жљеб за челично уже клинастог је облика са углом од  $35^\circ$  што омогућава оптималну фрикцију без заглављивања ужета у жљебу. Помоћне ужнице које се налазе на врху лифта (Сл. 45) израђени су од пластике са полуокруглим жљебовима и клизним месинганим лежиштима. Челично уже  $\varnothing 4$  mm обавија погонску ужницу, обе помоћне ужнице и крајевима је причвршћено за кабину и протутег.

Вођице су израђене од челичних  $P$  и  $T$  профилних цијеви (Сл. 46). Клизачи који служе за вођење кабине и протутега израђени су од пластике и у комбинацији са подмазивањем обезбијеђују минимално трење. Тежина протутега је фиксна, а тежина терета у кабини може да се подешава покретним теговима. Носивост лифта је 11.9 kg (117 N) са могућношћу проширења до 16 kg. При томе тежина протутега износи 15.2 kg (149 N), а празне кабине 9.2 kg (90 N). Тежина кабине је прорачуната тако да се и при празној кабини остварује довољна фрикциона веза ужета и ужнице, односно вуча лифта.

Електромагнетна кочница активира се током кретања лифта електромагнетом. Напон електромагнета је 12 V једносмјерне струје који је обезбјеђен из намјенски израђеног исправљача. Укључење електромагнета врши се релејом чији командни сигнал долази из ДСП-а управљан софтверски. Када се лифт не креће електромагнет није под напоном и кочење се реализује дејством уграђене опруге (Сл. 44).



Слика 46. Конструкција лифта причвршћена на зид: вођице, горња и доња монтажна плоча.



Слика 47. Комплетирана апаратура: МСЛ, рачунар и исправљач.

## 8.4. Параметри и додатна израчунавања и умјеравања за експерименталну апаратуру

### 8.4.1. Параметри МСЛ

Вриједности параметара који дефинишу управљачки ДСП подсистем МСЛ дати су у Таб. 5.

Табела 5. Параметри управљачког ДСП подсистема МСЛ.

Параметар	Јединица	Вриједност
$K_{Pi}, K_{Ii}$		183, 0.054
$T_{max}$	Nm	4
$\tau_{speed}$	ms	10
$\tau_{IFOC}$	ms	0.1
$f_b$	Hz	50
$f_c$	Hz	5

Вриједности параметара који дефинишу погонски подсистем МСЛ (модел дат са (14) и (15)) дате су у Таб. 6.

Табела 6. Параметри погонског подсистема МСЛ.

Параметар	Јединица	Вриједност
$R_s, R_r$	$\Omega$	20, 9.3
$L_s, L_r, L_m$	H	0.7870212, 0.7388291, 0.7246325
$J_m$	kgm <sup>2</sup>	0.0014
$P$		2
$V_{DC}$	V	325

Параметри механичког подсистема (модел дат са (6) и (7)) дати су у Таб. 7. Масе и полупречници су мјерени, инерције су израчунате, а параметри челичних ужади су одређени идентификацијом. Остале димензије механичког подсистема МСЛ приказане су на Сл. 43.

Табела 7. Параметри механичког подсистема МСЛ.

Параметар	Јединица	Вриједност
$m_c, m_{cw}, m_{max}$	kg	9.173, 15.151, 11.941
$J_d, J_{o1}, J_{o2}$	kgm <sup>2</sup>	0.001435, 0.000133, 0.000133
$r_d, r_{o1}, r_{o2}$	m	0.0455, 0.052, 0.052
$k_c, k_{cw}, k_{o1}, k_{o2}$	N/m	97357, 950590, 72261, 72261
$b_c, b_{cw}, b_{o1}, b_{o2}$	Ns/m	21.4, 21.3, 29.7, 29.7
$b_{cL}, b_{cwL}$	Ns/m	8.3, 8.3

### 8.4.2. Мјерење брзине и параметри регулатора брзине

Параметри ПИ регулатора који обезбјеђују брз и апериодичан одзив изведени су у [114]. Оригинални поступак израчунавања параметара ПИ регулатора прилагођен је за оптимално управљање брзином МСЛ и он гласи:

$$K_{Ps} = 0.4054 \frac{J_m + J_{load}}{r_d \cdot \tau_{speed}}, \quad (93)$$

$$K_{Is} = 0.07024 \frac{J_m + J_{load}}{r_d \cdot \tau_{speed}}, \quad (94)$$

гдје је  $\tau_{\text{speed}}$  вријеме одмјеравања брзинског регулатора.

Мјерење брзине инкременталним енкодером омогућено је коришћењем уграђених драјвера. Вриједност брзине ротора добија се диференцирањем положаја мјереног сензором положаја по формули:

$$\omega(k) = K_1(\theta(k) - \theta(k-1)), \quad (95)$$

гдје је  $K_1 = 1/(f_b \cdot \tau_{IFOC})$  деривациона константа,  $f_b$  базна фреквенција, а  $\tau_{IFOC}$  периода одмјеравања. На овај начин добијену вриједност брзине потребно је филтрирати НФ филтром ради елиминисања шума узрокованог коришћењем чистог диференцијатора. За ту намјену користи се једноставан ниско-пропусни филтар првог реда. Континуални модел коришћеног филтера дат је једначином:

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{1}{\tau_c}(\omega - \hat{\omega}), \quad (96)$$

гдје је  $\tau_c = 1/(2\pi f_c)$  временска константа филтера, а  $f_c$  гранична фреквенција. Користећи трансформацију уназад претходна једначина добија свој дискретизовани облик који гласи:

$$\hat{\omega}(k) = K_2\hat{\omega}(k-1) + K_3\omega(k). \quad (97)$$

Константе  $K_1$ ,  $K_2 = \tau_c/(\tau_c + \tau_{IFOC})$  и  $K_3 = \tau_{IFOC}/(\tau_c + \tau_{IFOC})$  у програму се рачунају током иницијализације модула за рачунање брзине.

#### 8.4.3. Мјерење напона једносмјерног међукола

Мјерени напон једносмјерног међукола може да се користи за процјену фазних напона или детектовање генераторског режима рада. Умјеравање је вршено мијењањем напона напајања претварача регулационим трансформатором у опсегу од 250 V до 350 V. Мјерена је вриједност напона једносмјерног међукола и читавана његова вриједност у CCS-у. Добијени резултати уписани су у *MATLAB* и извршено је фитовање добијеног правца.

$$V_{dc} = [250.7; 261.2; 270.7; 281.1; 290.2; 300.8; 310.3; 321.5; 331.1; 330.6; 341.7; 350.6];$$

$$V_{ccs} = [0.545; 0.568; 0.588; 0.610; 0.629; 0.653; 0.672; 0.696; 0.717; 0.716; 0.740; 0.759];$$

Добијена једначина служи за израчунавање напона једносмјерног међукола и гласи:

$$V_{DC} [V] = \frac{V_{ADC}}{2^{12}} \cdot 467.58 - 4.1778. \quad (98)$$

#### 8.4.4. Мјерење линијских и израчунавање магнетизационе и активне компоненте струје статора, $i_{sd}$ и $i_{sq}$

Мјерење двије линијске струје статора врши се довођењем њихових умањених и филтрираних вриједности којима је додата једносмјерна компонента на улазе аналогно-дигиталних конвертора процесора, *IA* и *IB*. Двије струје доводе се на различите канале *A* и *B*, што омогућава њихово истовремено одмјеравање. Да би мјерење струја било што тачније извршено је умјеравање. Кроз сензоре струје (*LEM* сонде) пропуштана је једносмјерна струја познате вриједности, а у *CCS* окружењу истовремено је читавана вриједност измјерене струје. Извршено је 41-но мјерење. Пола мјерења је урађено са позитивним, а пола са негативним вриједностима струје (оба смјера):

$$I_{mj} * 100 [mA] = [-691; -652; -614; -587; -549; -509; -481; -455; -415; -391; -355; -306; -286; \\ -261; -224; -175; -113; -82; -50; 27; 14; 44; 70; 101; 144; 177; 208; 252; \\ 290; 310; 346; 384; 421; 454; 483; 514; 552; 585; 620; 653; 687];$$

$$I_{ccs} = [0.3007505; 0.3144523; 0.3273917; 0.3361808; 0.3481436; 0.3608391; 0.3710928; \\ 0.380126; 0.392333; 0.4003896; 0.4125966; 0.427245; 0.4345692; 0.4433582; \\ 0.455077; 0.470946; 0.489989; 0.500487; 0.5104967; 0.5185534; \\ 0.5310045; 0.5407701; 0.5498033; 0.5605454; 0.57202; 0.5834946; 0.5944809; \\ 0.608641; 0.6218246; 0.6281722; 0.6398909; 0.6518538; 0.6645491; 0.6755354; \\ 0.6848127; 0.6948224; 0.708006; 0.718504; 0.7304669; 0.7414532; 0.7529278];$$

Добијени резултати уписани су у *MATLAB* и извршено је фитовање добијеног правца. Крајњи ефекат умјеравања је добијање једначине праве по којој ће бити израчунавана стварна вриједност статорских струја:

$$I[A] = \frac{I_{ADC}}{2^{12}} \cdot 30.408 - 16.018. \quad (99)$$

Унутар добијене једначине праве уважене су све грешке које уноси хардвер и елиминисана додана једносмјерна компонента.

За другу струју проведен је исти поступак и добијена је једначина за рачунање линијске струје статора:

$$I[A] = \frac{I_{ADC}}{2^{12}} \cdot 30.349 - 16.012. \quad (100)$$

Измјерене струје су линијске струје и има их двије. Потребно је израчунати трећу линијску струју:

$$IB = -IA - IC. \quad (101)$$

Мотор је у спрези троугла па на основу добијених линијских рачунају се фазне струје које су неопходне јер се остатак математичког модела односи на фазне величине.

Израчунате фазне струје се затим просљеђују блоку који извршава Кларкину трансформацију и израчунава компоненте фазних статорских струја у  $\alpha\beta$  стационарном координатном систему.

Фазне струје у односу на линијске су мање амплитуде и фазно помјерене за  $30^\circ$  што и јесте очекивано и тачно. Проблем је што сада постоји фазни помак између генерисаних референци у  $\alpha\beta$  стационарном координатном систему које предвиђају да су линијске струје уједно и фазне (спрега звијезда), односно референца струје и мјерена струја нису упоредиве јер имају различите вриједности у сваком тренутку времена због међусобног угаоног помјераја.

Да би се елиминисао фазни помјерај настао израчунавањем фазних струја не мијењајући амплитуде врши се помјерање за угао од  $-\pi/6$  коришћењем једначина (102) и (103):

$$i_{\alpha, park} + j i_{\beta, park} = (i_{\alpha} + j i_{\beta}) \cdot e^{-j \frac{\pi}{6}} \Rightarrow \\ \Rightarrow (i_{\alpha} + j i_{\beta}) \cdot \left( \cos\left(-\frac{\pi}{6}\right) + j \sin\left(-\frac{\pi}{6}\right) \right) = (i_{\alpha} + j i_{\beta}) \cdot \left( \frac{\sqrt{3}}{2} - j \frac{1}{2} \right) \Rightarrow$$

$$i_{\alpha, park} = \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\alpha} + \frac{1}{2}i_{\beta}, \quad (102)$$

$$i_{\beta, park} = -\frac{1}{2}i_{\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{\beta}. \quad (103)$$

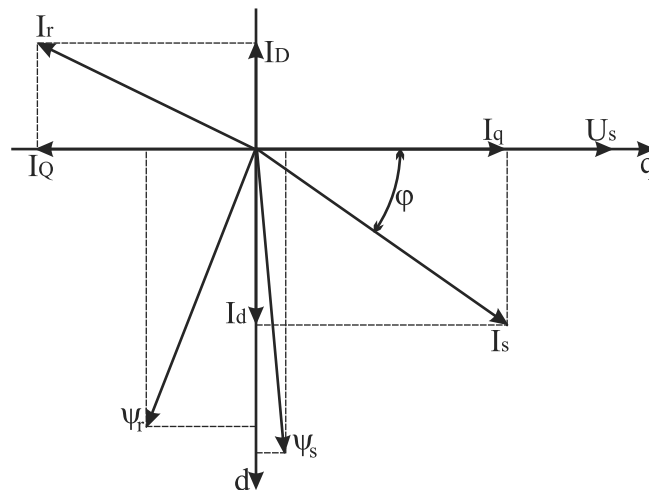
#### 8.4.5. Струјни лимити и одређивање номиналне вриједности струје магнетезања, $i_{sdn}$

Границе излаза брзинског регулатора одређене су номиналном вриједношћу струје статора, која за мотор који се користи износи 1.44 А. Излаз регулатора брзине референца је активне компоненте струје статора у синхронотирајућем координатном систему. Њена вриједност рачуна се на основу израза:

$$i_{sq, max} [A] = \sqrt{(\sqrt{2} \cdot i_{Snom})^2 - i_{sd}^2}, \quad (104)$$

гдје су  $i_{Snom}$  номинална ефективна вриједност фазне струје статора мотора, а  $i_{sd}$  актуелна вриједност магнетизационе компоненте струје статора у синхронотирајућем координатном систему. Израз (104) практично значи да струја  $i_{sq}$  може да има вриједност која допуњује од струје  $i_{sd}$  до номиналне струје мотора. Другим ријечима, за момент може да се користи онај дио струје који није утрошен за стварање поља, а у границама номиналне вриједности струје.

Референца струје  $i_{sq}$  је излаз брзинског регулатора. Референца струје  $i_{sd}$  је константа и има вриједност номиналне струје  $i_{sd}$  за коју се у мотору има номинална вриједност поља односно флукса. Да би се одредила номинална вриједност магнетизационе компоненте струје статора мора се одредити номинална вриједност флукса ротора. Флукс ротора ће се израчунати тако што ће се у  $d-q$  координатном систему максимална вриједност напона поставити у  $q$  осу, односно добиће се ситуација као на Сл. 48. Треба напоменути да ово није векторско управљање јер флукс ротора није по  $d$  оси али је његов модуо остаје непромијењен.



Слика 48. Фазорски дијаграм.

Из дијаграма слиједи:

$$u_d = 0,$$

$$u_q = U_{nom, max} = 230\sqrt{2} = 325.23V,$$

$$i_q = 1.44\sqrt{2} \cos \varphi_{nom} = 1.65 A,$$

$$i_d = 1.44\sqrt{2} \sin(\arccos \varphi_{nom}) = 1.194 A.$$

Из једначина напонске равнотеже:

$$u_q = R_s i_q + \omega_s \psi_d \Rightarrow \psi_d = \frac{u_q - R_s i_q}{\omega_s}, \quad (105)$$

$$\psi_d = 0.93 Wb,$$

$$u_d = R_s i_d - \omega_s \psi_q \Rightarrow \psi_q = \frac{u_d - R_s i_d}{-\omega_s}, \quad (106)$$

$$\psi_q = 0.076 Wb.$$

Из формула за флукс статора уважавајући да је:

$$L_s^* = L_s + L_m = 0.78699 H, \quad (107)$$

добија се:

$$\psi_q = L_s^* i_q + L_m i_Q \Rightarrow i_Q = \frac{\psi_q - L_s^* i_q}{L_m} = -1.687 A \text{ и} \quad (108)$$

$$\psi_d = L_s^* i_d + L_m i_D \Rightarrow i_D = \frac{\psi_d - L_s^* i_d}{L_m} = -0.0133 A. \quad (109)$$

Из формула за флукс ротора уважавајући да је:

$$L_r^* = L_r + L_m = 0.73879 H, \quad (110)$$

добија се:

$$\psi_Q = L_r^* i_Q + L_m i_q \Rightarrow \psi_Q = -0.05088 Wb \text{ и} \quad (111)$$

$$\psi_D = L_r^* i_D + L_m i_d \Rightarrow \psi_D = 0.855317 Wb. \quad (112)$$

По начелу векторског управљања флукс ротора поставља се по d-оси па је:

$$\psi_Q = 0 \Rightarrow \psi_D = \psi_r = \sqrt{\psi_Q^2 + \psi_D^2} \Rightarrow \psi_D = 0.8538 Wb. \quad (113)$$

Из модела векторски управљаног мотора добија се вриједност магнетизационе компоненте струје статора која обезбјеђује номинални флукс у машини:

$$\psi_D = L_m i_d \Rightarrow i_d = \frac{\psi_D}{L_m} \Rightarrow i_{dn} = 1.178 A. \quad (114)$$



## 9. РЕЗУЛТАТИ ПРОВЈЕРА ПРЕДЛОЖЕНИХ РЈЕШЕЊА

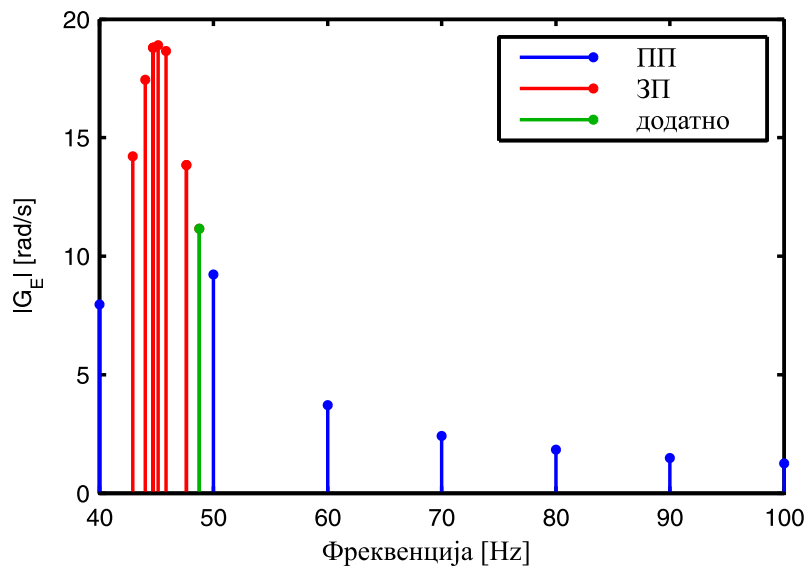
Сви предложени алгоритми и рјешења дата у раду провјерена су рачунарским симулацијама и кроз серију експеримената. У овом поглављу приказаће се резултати експерименталних провјера предложених рјешења за сузбијање вибрација у мехатроничком систему лифта описаних у Поглављу 4. Затим, резултати експерименталних тестирања алгоритама за побољшање енергетске ефикасности предложених у Поглављу 6. Генерализовани модел трзаја описан у Поглављу 5 тестиран је у експериментима кроз тестирања предложених рјешења за сузбијање вибрација и побољшање енергетске ефикасности МСЛ.

### 9.1. Експериментални резултати предложених алгоритама за сузбијање вибрација у мехатроничком систему лифта

Како је објашњено у Потпоглављу 3.4, индиректно векторско управљање индукционим мотором обезбјеђује линеарно управљање моментом у МСЛ, а тиме и линеарно управљање брзином кретања кабине лифта. Поглавље 4 описује узроке и природу феномена осцилација као и приједлоге рјешења за њихово елиминисање коришћењем филтера непропусника опсега.

Контрола трзаја круцијални је фактор у регулацији брзине јер обезбјеђује линеарни режим рада регулатора брзине (Поглавље 5). Захваљујући томе, линеарни ПИ контролер у могућности је да обезбиједи праћење трајекторије брзине без грешке праћења (Потпоглавље 3.5).

Предложена претпретраживачка процедура (ПП) и алгоритам претраживања по златном пресеку (ЗП) извршавани су током обављених експеримената на експерименталној апаратури описаној у Поглављу 8, са циљем подешавања антирезонантног филтера. Графички приказ једнократног поступка подешавања антирезонантног филтера приказан је на Сл. 49.



Слика 49. Примјењена процедура подешавања филтера непропусника опсега за оптерећење од 50% носивости.

Процес подешавања филтера непропусника опсега започиње одређивањем резонантне фреквенције и амплитуде одзива на резонантној фреквенцији. Вриједности добијене претпретраживачком процедуром на Сл. 49 приказане су плавим стубићима. По завршеној претпретраживачкој процедури, која се зауставља критеријумом базираном на (27), познат је опсег у којем се сигурно налази максимум одзива, односно резонантна фреквенција.

Унутар одређеног опсега који садржи резонантну фреквенцију (40 Hz и 50 Hz на Сл. 49) резонантна фреквенција се одређује коришћењем алгоритма претраживања по златном пресеку (Потпоглавље 4.3). Вриједности добијене алгоритмом претраживања по златном пресеку на Сл. 49 приказане су црвеним стубићима.

За потпуно подешавање антирезонантног филтера (погледати (44)) неопходно је осим резонантне фреквенције и амплитуде одзива на резонантној фреквенцији, одредити још једну додатну фреквенцију у околини резонантне као и вриједност амплитуде одзива за исту фреквенцију. На Сл. 49 додатна фреквенција означена је зеленом бојом, бира се на вриједности приближно 10% већој од резонантне фреквенције. Да се не би радило додатно мјерење, додатна фреквенција се бира као једна од већ мјерених током извршавања алгоритма претраживања по златном пресеку.

Током свих експеримената вријеме одмјеравања Герцеловог алгоритма подешено је на вриједност  $f_{Goertzel} = 1/\pi f_{OC}$  (Таб. 5), а вријеме трајања мјереног сигнала  $\tau_d=0.3$  s (погледати (33)).

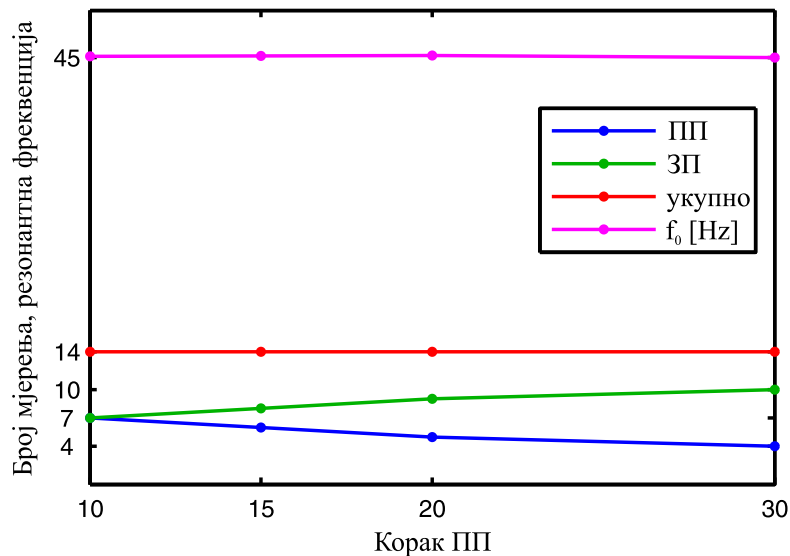
Претпретраживачки поступак и алгоритам претраживања по златном пресеку проналазе резонантну фреквенцију у 14 корака и то (Сл. 49): 7 мјерења током претпретраживачког поступка и 7 мјерења унутар одређеног опсега у којем се налази резонантна фреквенција коришћењем алгоритма претраживања по златном пресеку. Додатна фреквенција је већ урачуната у оквиру алгоритма претраживања.

Током истраживања постављено је питање да ли и у којој мјери корак претпретраживачког поступка има утицај на укупан број мјерења. Да би се дао одговор на постављено питање извршена је серија експеримената са различитим бројем корака претпретраживачког поступка тако да сви остали услови нису измјењени у односу на експеримент чији је резултат приказан на Сл. 49. У експерименту са Сл. 49 коришћен је корак од 10 Hz, а у наредним експериментима корак претпретраживачког поступка повећан је редом на 15, 20 и 30 Hz. У Таб. 8 приказани су резултати обављених експеримената са различитим кораком претпретраживачког поступка, а на Сл. 50 приказани су резултати из Таб. 8 графички.

Табела 8. Број мјерења претраживачких алгоритама и одређене резонантне фреквенције за различите вриједности корака претпретраживачког поступка и дозвољена грешка  $\varepsilon=2$ .

ПП корак		10	15	20	30
број мјерења	ПП	7	6	5	4
	ЗП	7	8	9	10
	Мјукупно	14	14	14	14
	Hz $f_0$	45.15	45.21	45.24	45.02

На основу обављених експеримената, односно података наведених у Таб. 8 долази се до закључка да корак претпретраживачког поступка нема утицај на коначан број неопходних мјерења да би се одредила резонантна фреквенција са дозвољеном грешком.



Слика 50. Број мјерења претраживачких алгоритама и одређена резонантна фреквенција у функцији вриједности корака претпретраживачког поступка са дозвољеном грешком  $\varepsilon=2$ .

За све вриједности корака претпретраживачког поступка укупан број мјерења једнак је 14 (Сл. 50). Повећање корака смањује број мјерења током претпретраживачког поступка али добијени опсег фреквенција у којем се налази резонантна фреквенција је шири. Алгоритам претраживања по златном пресеку у ширем почетном опсегу изискује већи број мјерења и то, како експерименти показују (Таб. 8), управо за онај број за колико је претпретраживачки поступак умањен.

Табела 8 и Сл. 50 такође приказују и вриједност одређене резонантне фреквенције. Примјећује се да корак претпретраживачког поступка нема значајнијег утицаја ни на коначан резултат претраживачких алгоритама.

Критеријум за заустављање алгорита претраживања по златном пресеку јесте дозвољена грешка добијеног резултата коју означавамо са  $\varepsilon$ . Дозвољена грешка  $\varepsilon$  је разлика у вриједности два узастопна мјерења. Ако је разлика између два узастопна мјерења мања од дозвољене грешке тада се претраживање зауставља. Задата дозвољена грешка директно утиче на број мјерења за алгоритам претраживања по златном пресеку, а самим тим и на вријеме које је потребно за подешавање антирезонантног филтера. Такође, вриједност дозвољене грешке одређује и тачност подешавања параметара антирезонантног филтера.

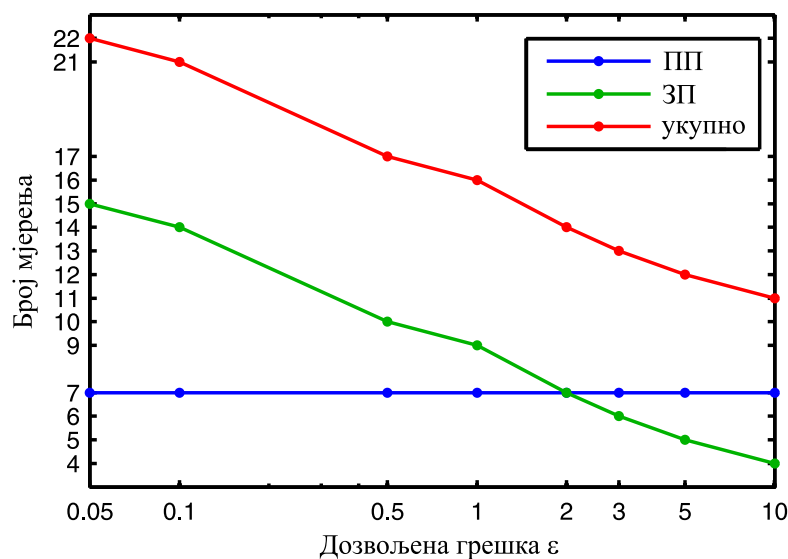
Да би се утврдио утицај вриједности дозвољене грешке на број мјерења, односно трајање одређивања параметара антирезонантног филтера, извршена је серија експеримената код којих је задржан исти корак претпретраживачког поступка, а мијењана је задата вриједност дозвољене грешке. У Таб. 9 приказан је број мјерења током алгорита претраживања по златном пресеку за различите вриједности задате дозвољене грешке. Корак претпретраживачког поступка је 10 Hz.

Табела 9. Број мјерења претраживачких алгоритама за различите вриједности дозвољене грешке  $\varepsilon$  и корак претпретраживачког поступка 10 Hz.

		$\varepsilon$ : 0.05	0.1	0.5	1	2	3	5	10
број мјерења	ПП				7				
	ЗП	15	14	10	9	7	6	5	4
	укупно	22	21	17	16	14	13	12	11

Резултати дати у Таб. 9 приказани су графички на Сл. 51. Видљиво је да се са повећањем дозвољене грешке смањује број мјерења алгоритма претраживања по златном пресеку. С обзиром да је број мјерења претпретраживачког поступка константан јер је корак ПП увијек исти, смањењем броја мјерења алгоритма претраживања по златном пресеку смањује се и укупан број мјерења потребних за одређивање резонантне фреквенције и амплитуде одзива на резонантној фреквенцији.

Са друге стране, повећање дозвољене грешке утиче неповољно на тачност одређених параметара филтера непропусника опсега. У Таб. 10 дате су вриједности израчунатих параметара антирезонантног филтера за различите вриједности дозвољене грешке и то: 0.05, 0.1, 0.5, 1, 2, 3, 5 и 10.



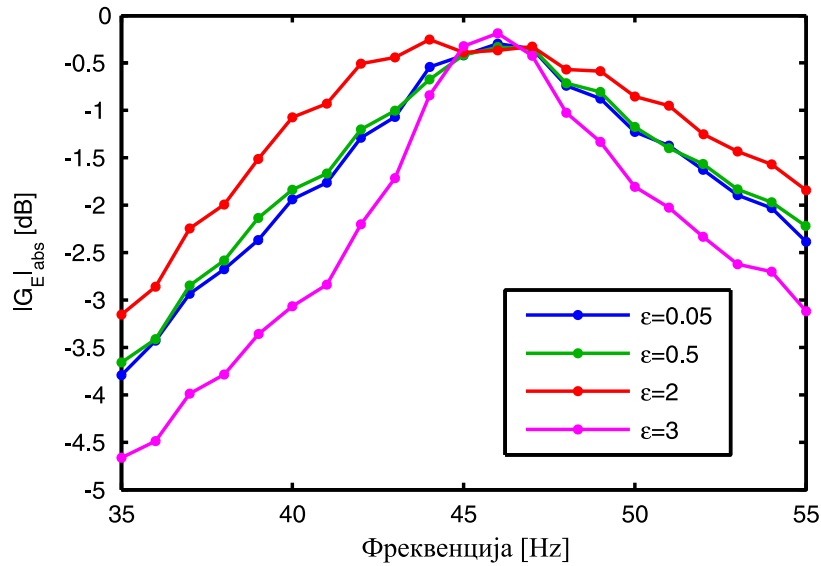
Слика 51. Број мјерења претраживачких алгоритама за различите вриједности дозвољене грешке  $\varepsilon$  и корак претпретраживачког поступка 10 Hz.

Утицај дозвољене грешке на сузбијање резонанција много јасније се види ако се параметри који су дати у Таб. 10 примјене на антирезонантни филтер. На Сл. 52 приказане су експериментално одређене амплитудне карактеристике мехатроничког система лифта са антирезонантним филтером подешеним са вриједности параметара из Таб. 10.

Карактеристике на Сл. 52 су приказане у подручју из околине резонантне фреквенције. У зависности од дозвољене грешке облик амплитудне карактеристике МСЛ је другачији али амплитуда на резонантној фреквенцији ни у једном случају не прелази нулту вриједност. На основу Сл. 52 може се закључити да је алгоритам одређивања параметара антирезонантног филтера задовољавајуће робустан.

Табела 10. Параметри антирезонантног филтера ( $f_0$ ,  $\zeta_z$  и  $\zeta_p$ ) за различите вриједности дозвољене грешке  $\varepsilon$ .

Параметар	$\varepsilon=0.05, 0.1$	$\varepsilon=0.5, 1$	$\varepsilon=2$	$\varepsilon=3, 5, 10$
$f_0$	44.96	44.98	45.15	44.72
$\zeta_z$	0.063	0.062	0.056	0.074
$\zeta_p$	0.426	0.421	0.393	0.481



Слика 52. Експериментално одређене амплитудне карактеристике мехатроничког система лифта у околини резонантне фреквенције са антирезонантним филтером подешеним са различитим вредностима параметара датим у Таб. 10 који су функција дозвољене грешке.

Резултати експеримената који представљени у Таб. 8, Таб. 9 и Таб. 10, односно графички на Сл. 49, Сл. 50, Сл. 51 и Сл. 52 добијени су експериментима извршеним на експерименталној апаратури МСЛ при 50% носивости. То значи да би погонски мотор МСЛ током експеримената у стационарном стању био у празном ходу. Предложени поступци за подешавање антирезонантног филтера МСЛ не би смјели бити овисни о оптерећењу. Ако оптерећење МСЛ не утиче на добијене резултате то значи да се поступак подешавања филтера може извршити у било ком радном режиму без појаве грешке или евентуалне потребе за корекцијом резултата.

Да би смо утврдили осјетљивост предложених процедура за подешавање антирезонантног филтера на оптерећење у кабини лифта извели смо пет експеримената са оптерећењима: 0%, 25%, 50%, 75% и 100% носивости МСЛ. Параметри за подешавање антирезонантног филтера израчунати су на основу експеримената у којима је само оптерећење варирано, а остали параметри су били константни: амплитуда референтног момента  $T_{el}^*=4 \text{ Nm}$ , дозвољена грешка  $\varepsilon=2$  и корак претпретраживачког процеса једнак 10 Hz. Параметри антирезонантног филтера одређени описаним експериментима дати су у Таб. 11.

Табела 11. Параметри антирезонантног филтера ( $f_0$ ,  $\zeta_z$  и  $\zeta_p$ ) за различите вредности оптерећења МСЛ.

Параметар	0%	25%	50%	75%	100%
$f_0$	45.41	45.14	45.14	45.14	44.72
$\zeta_z$	0.0566	0.0605	0.0563	0.0536	0.0655
$\zeta_p$	0.2906	0.3134	0.2928	0.2790	0.3411

Из Таб. 11 се види да добијени резултати минимално варирају и може се закључити да су непромијењени за све вредности оптерећења.

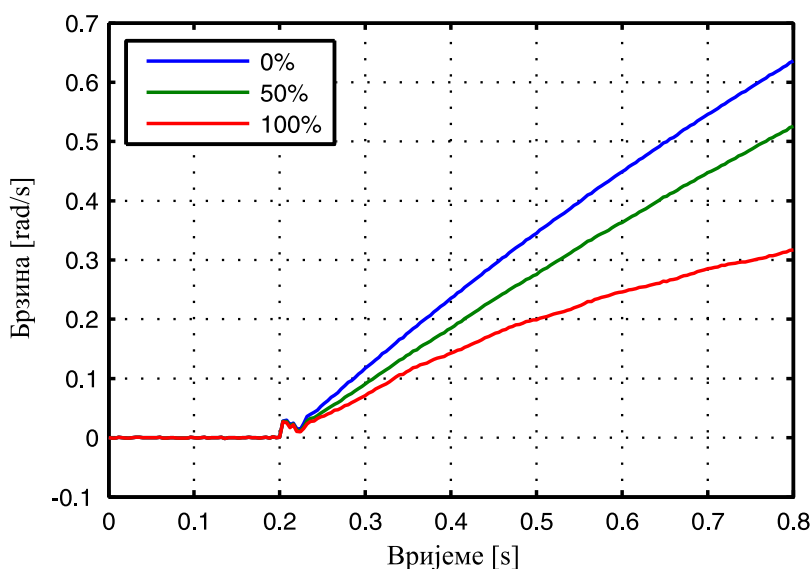
Добијени резултат није изненађујући с обзиром да је погонски мотор током процедуре одређивања параметара антирезонантног филтера побуђен синусним сигналом референтног момента. С обзиром на синусни облик референце, а самим тим и генерисаног момента, погонски мотор током мјерења не улази у стационарно стање. Једина разлика која ће да се појави јесте кретање кабине лифта с обзиром на износ

оптерећења. Код 50% носивости средње кретање лифта око почетне позиције биће нула. При оптерећењима у износу од 0% и 100% носивости кабина лифта ће имати крајње одступање од почетне позиције горе или доље. Међутим, и ова анализа је само теоријска јер су кретања око средњег положаја минимална и у практичној реализацији непримјетна. Кретање вратила погонског мотора које је мјерљиво компензује се на еластичности челичног ужета тако да кабина лифта, са својом инерцијом и трењем, остаје у мировању.

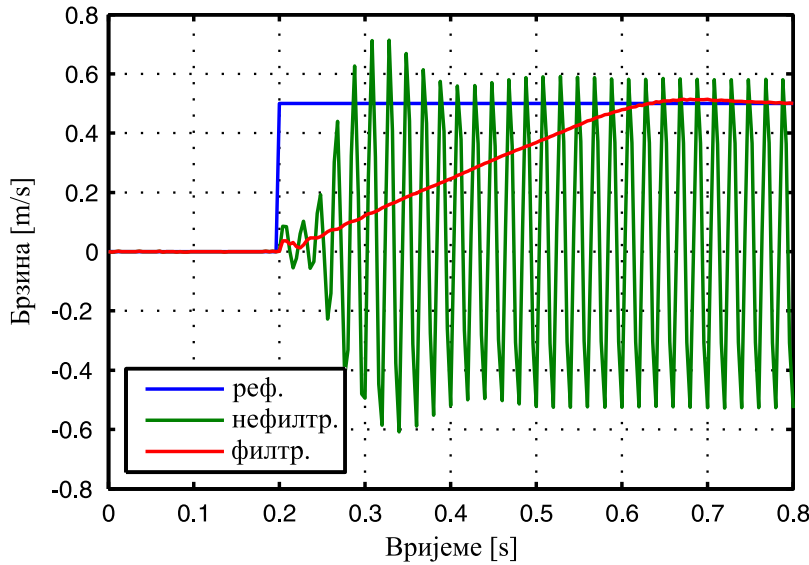
Сликовити приказ резултата обављених експеримената дат је на сликама у фреквентном домену. За практичан и реалан осјећај учинковитости антирезонантног филтера подешеног предложеним рјешењем најподеснији је временски домен. На Сл. 53 приказан је временски одзив брзине вратила мотора на одскочну референцу момента. Вршена су три мјерења за три карактеристичне вриједности оптерећења МСЛ. С обзиром да је референца момент, не постоји брзинска регулација па ни позитиван утицај подесиве трајекторије брзине са контролисаним трзајем.

Поређећи Сл. 53 са Сл. 2 види се учинковитост предложене антирезонантне управљачке шеме (Сл. 25) и предложених поступака за подешавање антирезонантног филтера. Такође, видљиво је да промјена оптерећења нема утицаја на одзив и да параметри антирезонантног филтера не зависе од оптерећења.

Закључак о квалитету предложених рјешења још је очигледнији на Сл. 54. Референтни сигнал је одскочна функција момента. Одзив МСЛ без антирезонантног филтера је осцилаторни сигнал фреквенције једнаке резонантној фреквенцији МСЛ. Систем је потпуно неуправљив и брзински регулатор није могуће подесити да врши функцију. Када се у МСЛ имплементира предложена антирезонантна управљачка шема са филтером непропусником опсега подешеним предложеним процедурама МСЛ има управљив одзив који је могуће лако регулисати.



Слика 53. Временски одзив брзине МСЛ са предложеном антирезонантном управљачком шемом на скоковиту промјену референтног момента за три карактеристичне вриједности оптерећења.



Слика 54. Временски одзив брзине МСЛ са и без предложене антирезонантне управљачке шеме на скоковиту промјену референтног момента.

На основу извршених експеримената и тако добијених резултата презентованих у овом потпоглављу може се закључити да развијена антирезонантна шема са процедурама за подешавање филтера непропусника опсега не зависи од оптерећења и примјенљива је без познавања параметара МСЛ и без мјерења оптерећења у кабинџ лифта (Таб. 11). Мале девијације фактора пригушења филтера непропусника опсега не утичу на перформансе укупног МСЛ. Дозвољена грешка утиче на укупан број мјерења као и на тачност. Дозвољена грешка већа од 3 и мања од 1 нема утицаја на тачност (Таб. 10 и Сл. 52) али има утицаја на број мјерења (Таб. 9). Дозвољена грешка у опсегу вриједности од 1 до 3 је оптимална са аспекта тачности и времена потребног за подешавање антирезонантног филтера. Избор корака претпретраживачког поступка није круцијалан за брзину подешавања антирезонантног филтера. Већи корак претпретраживачког поступка значи већи број мјерења али зато мањи број мјерења током алгоритма претраживања по златном пресеку и обрнуто (Таб. 8). Укупан број мјерења једнак је за сваки број корака претпретраживачког поступка. У свим комбинацијама описаним у овом потпоглављу МСЛ имао је ефикасно сузбијање вибрација.

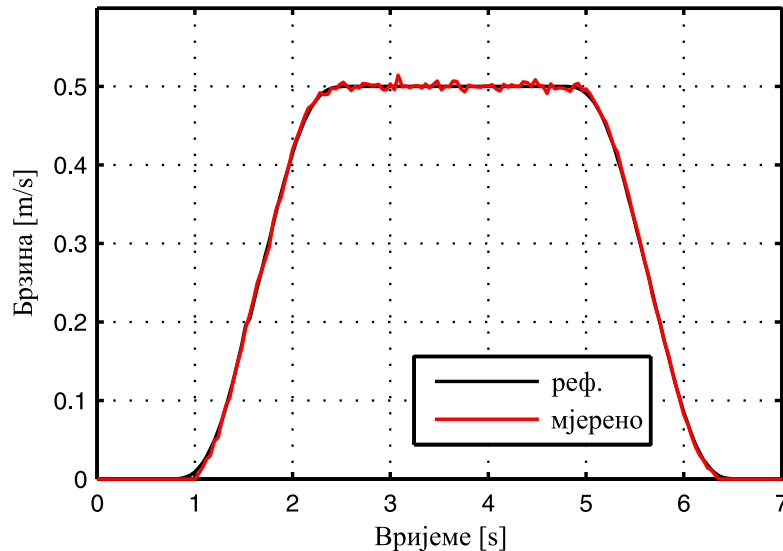
## 9.2. Експеримантални резултати предложене регулације брзине са контролисаним трзајем

У Поглављу 5 анализирана је проблематика ограничења трзаја код позиционих система какав је мехатронички систем лифта. Из анализе је видљиво да постоји више типова облика промјене трзаја из којих се изводе трајекторије убрзања, брзине и коначно положаја. У зависности да ли се МСЛ управља по положају или по брзини (Сл. 6) референтни сигнал базиран на дефинисаном облику трзаја је положај или брзина, респективно.

На Сл. 55 приказана је референтна и мјерена брзина кретања кабине лифта за једну вожњу. Мехатронички систем лифта управљан је по брзини са управљањем које је предложено у овом раду и приказано на управљачкој шеми на Сл. 25. Брзински регулатор (Сл. 7) подешен је по процедури описаној у Потпоглављу 8.4.2. За

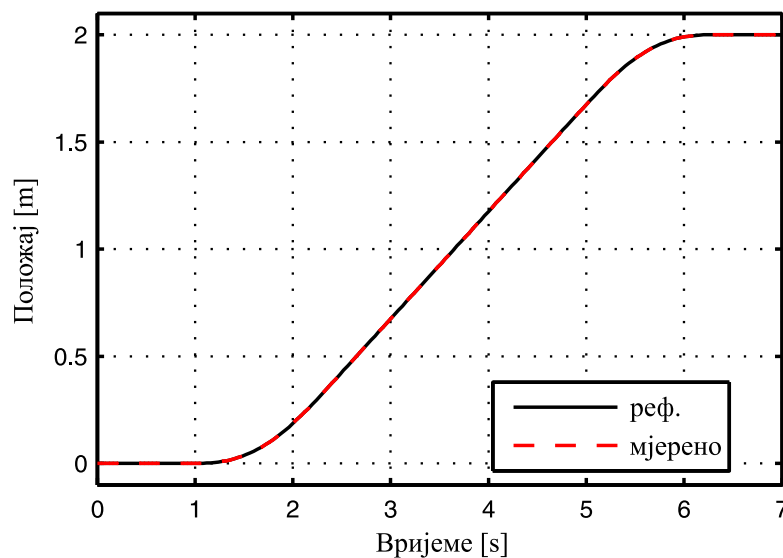
подешавање антирезонантног филтера примијењени су у овом раду предложени алгоритми (Потпоглавље 4.3).

Слика 55 јасно показује да синергијско дјеловање контролисаног трзаја и добро подешеног антирезонантног филтера у предложеној антирезонантној управљачкој шеми сузбија вибрације МСЛ и омогућава квалитетно праћење задате трајекторије брзине. Адекватно праћење трајекторије брзине омогућава и тачно позиционирање кабине лифта без или са минималном потребом за реаговањем спратног прекидача (Сл. 6).



Слика 55. Промјена брзине кретања кабине МСЛ са контролисаним трзајем и примијењеном антирезонантном управљачком шемом.

На Сл. 56 приказана је референтна трајекторија положаја, која би била праћена да је систем управљан по положају, и мјерени положај кабине лифта. Промјена положаја са Сл. 56 снимљена је у истом експерименту као и промјена брзине са Сл. 55.



Слика 56. Промјена положаја кабине МСЛ са контролисаним трзајем и примијењеном антирезонантном управљачком шемом.

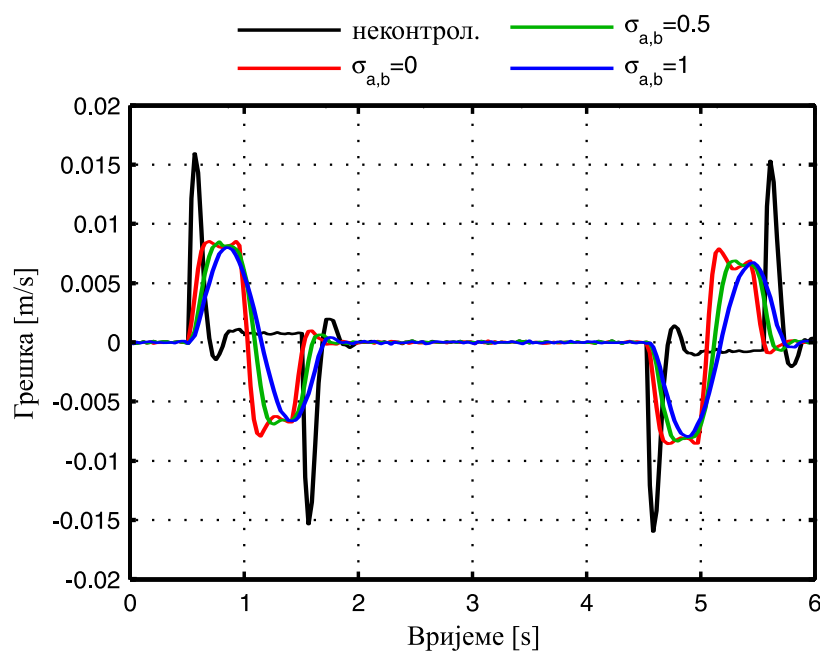


Видљиво је да нема грешке праћења као ни коначне грешке позиционирања кабине лифта иако је МСЛ брзински регулисан. Такође, и на овој слици се потврђује да нема појаве вибрација.

Генерализовани модел референтне трајекторије брзине дефинисан трзајем изведен је и описан у Потпоглављу 5.2. Помоћу њега могуће је генерисати референтне трајекторије брзине али и положаја ако је потребно, базиране на било којем облику трзаја.

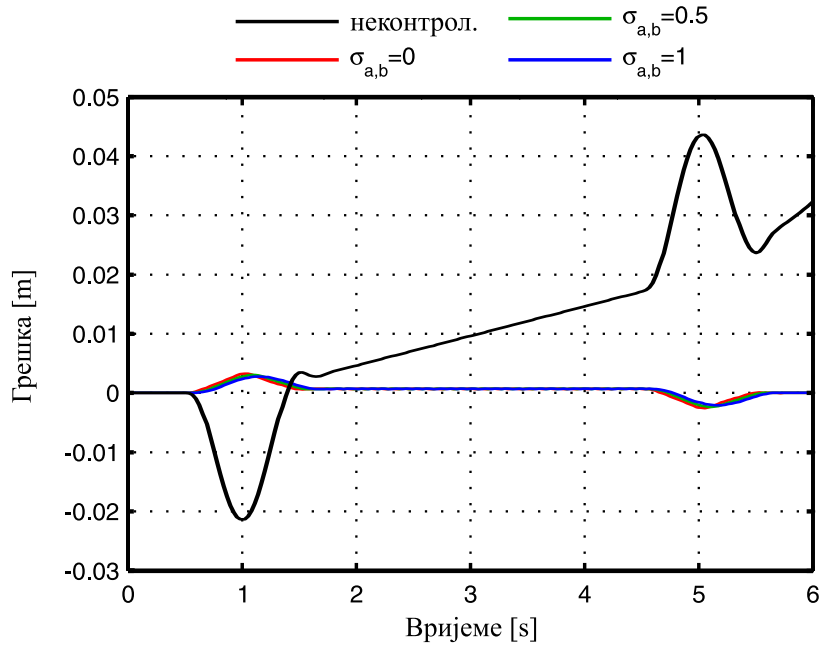
На основу већ описаних резултата извршених експеримената доказана је неопходност коришћења трајекторија брзине са контролисаним трзајем у циљу сузбијања вибрација у МСЛ. Осим антирезонантне улоге контролисаног трзаја извршени су и експерименти са циљем утврђивања утицаја облика трзаја на карактеристике кретања кабине МСЛ. Тестиране су трајекторије брзине базиране на три карактеристична облика трзаја: синусни облик ( $\sigma = 1$ ), квазитрапезни облик ( $\sigma = 0.5$ ) и квадратни облик ( $\sigma = 0$ ). Додатно је тестиран и четврти случај који је базиран на сличном облику трајекторије брзине (исти нагиб и трајање убрзања) али без контролисаног облика и амплитуде трзаја. Сви облици трзаја са којима су вршени експерименти су без средишњег нултог периода (Сл. 14).

У експерименту током којег су снимљени графици приказани на Сл. 57 и Сл. 58 МСЛ је оптерећен са 50% носивости, а задати крајњи положај кабине МСЛ је 2 m. Грешке праћења референтне трајекторије брзине кабине МСЛ за случајеве три облика трзаја и додатно неконтролисани трзај приказане су на Сл. 57. Примјетно је да грешка праћења трајекторије брзине постоји само за вријеме у којем је брзина промјенљива, односно током убрзавања и успоравања. За вријеме константне брзине грешка праћења је једнака нули. Тачније речено, грешка праћења је пропорционална другом изводу регулисане величине, тј. трзају и постоји само када је трзај различит од нуле. Такође, грешка је ограничена јер је трзај ограничен и дефинисаног облика. Мијењањем облика и амплитуде трзаја можемо директно да утичемо на вриједност грешке праћења референце.



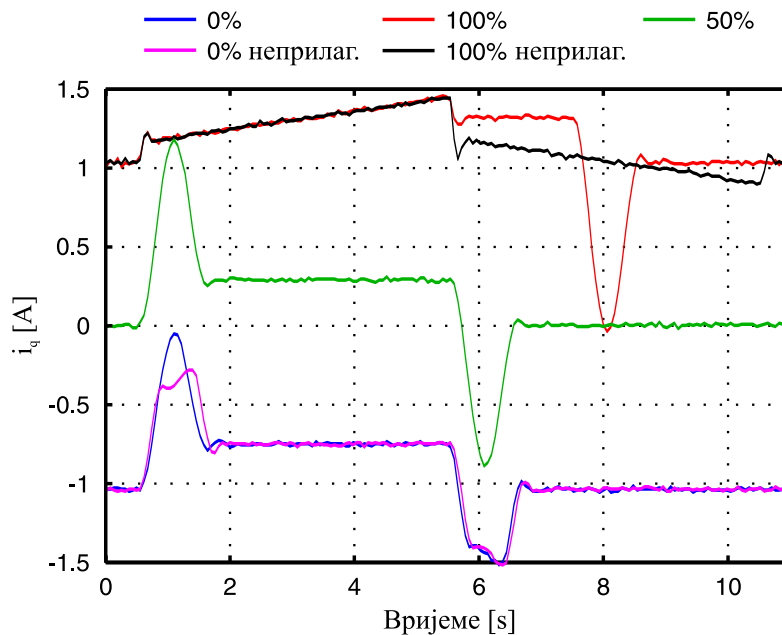
Слика 57. Грешка праћења референтне трајекторије брзине кабине МСЛ за различите облике трзаја и за неконтролисани трзај.

До истог закључка се долази посматрајући и Сл. 58 на којој су приказане грешке праћења положаја кабине МСЛ. Грешка праћења положаја постоји само у подручју ненултотг убрзања. Другим ријечима, грешка праћења положаја пропорционална је другом изводу положаја. То значи да се код брзински регулисаног МСЛ и грешка праћења положаја може дефинисати избором облика и амплитуде трзаја.



Слика 58. Грешка праћења трајекторије положаја кабине МСЛ за различите облике трзаја и за неконтролисан трзај.

Са друге стране, трајекторија брзине код које није дефинисан облик трзаја има нагле и по амплитуди високе промјене другог извода тј. грешке праћења (Сл. 57). Код праћења положаја неконтролисан трзај проузрокује, осим грешке праћења дуж читавог кретања, и грешку крајњег положаја, Сл. 58.



Слика 59. Активна компонента струје статора за различите вриједности оптерећења и синусни облик трзаја.

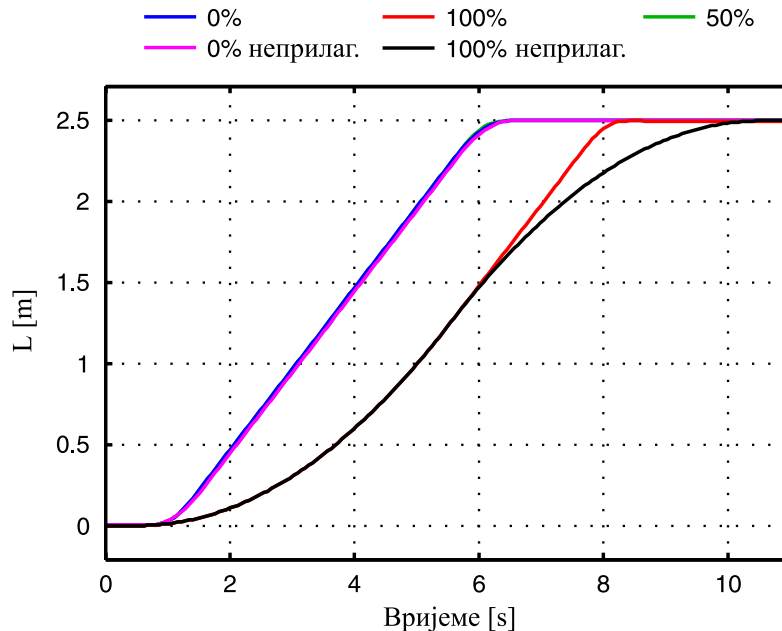
Разлог одступању реализоване трајекторије положаја од задате јесте непостојање повратне везе по положају већ само по брзини. Тиме, резултат на Сл. 58 намеће још један закључак. Регулација положаја индиректно преко регулације брзине, како је у овом раду предложено и реализовано, није могућа без референце трајекторије брзине дефинисане трзајем.

Код случајева са контролисаним трзајем сам облик трзаја нема значајнијег утицаја на вриједност грешке праћења. Значајнији утицај има амплитуда трзаја.

Погон МСЛ карактеристичан је по три режима рада: моторни режим, празан ход и генераторски режим рада. Да би се испитало и описало понашање мехатроничког система лифта у свим режимима рада извршени су експерименти чији резултати су дати на Сл. 59 и Сл. 60. Да би се елиминисали други утицаји на добијене резултате, трајекторија брзине у свим случајевима дефинисана је истим, синусним, обликом трзаја. Карактеристични режими рада за које су експерименти вршени су дефинисани оптерећењима у кабинџи МСЛ и то за 0%, 50% и 100% носивости.

С обзиром да су сви експерименти вршени са номиналним магнетним пољем погонског мотора МСЛ, тј. да је магнетизационе компонента струје статора константна и једнака номиналној вриједности, покретачки момент мотора директно је пропорционалан активној компоненти струје статора,  $i_{sq}$ . На Сл. 59 приказана је промјена активне компоненте струје статора за различите вриједности оптерећења.

Сви експерименти чији су резултати на Сл. 59 и Сл. 60 вршени су са прилагођеним и неприлагођеним убрзавањем и успоравањем. Прилагођено убрзање и успорење подразумијева уважавање, односно неуважавање (58) и (59). Прилагођење убрзања има за циљ боље искоришћење погонског мотора и одржавање брзинског регулатора у линеарном моду рада. Са Сл. 59 и Сл. 60 је видљиво да прилагођење убрзања утиче на вријеме трајања вожње, а посебно при већим оптерећењима.



Слика 60. Трајекторије положаја кабинџи МСЛ за различите вриједности оптерећења и синусни облик трзаја.

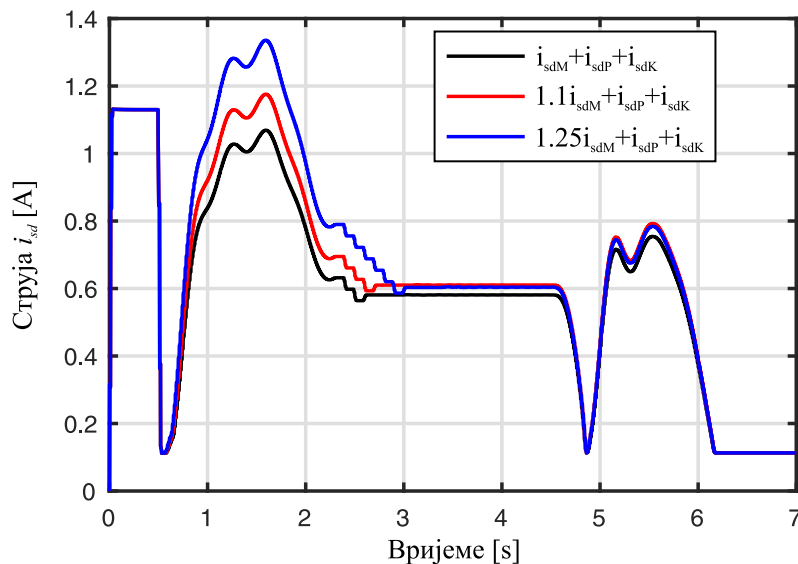
### 9.3. Резултати симулационих провјера предложеног метода за повећање енергетске ефикасности погона мехатроничког система лифта

У Поглављу 6 анализирана је могућност примјене метода за повећање енергетске ефикасности погона мехатроничког система лифта. У Потпоглављу 6.1 описан је метод који се предлаже у дисертацији за коришћење у мехатроничким системима лифтова за повећање енергетске ефикасности погона.

Тестирање и верификација предложеног метода извршена је рачунарским симулацијама. Управљачка шема са Сл. 26 моделована је математичким моделима мехатроничког система лифта описаним у Поглављу 3. Антирезонантни филтери за обе компоненте статорске струје моделовани су и подешени како је описано у Поглављу 4. Рачунарске симулације вршене су у програмском пакету Матлаб и његовом дијелу за динамичке симулације Симулинк. Коришћени математички модел опонаша експерименталну апаратуру описану у Поглављу 8.

Предложени метод за повећање енергетске ефикасности подразумијева коришћење израза изведеног на основу модела губитака индукционог мотора у периоду убрзавања. Вриједност магнетизационе компоненте струје статора на почетку стационарног стања је полазна вриједност за алгоритам претраживања. Да би се смањио утицај одступања параметара мотора од номиналних вриједности и обезбиједио опадајући смјер алгоритма претраживања предложено је да се израчуната вриједност увећа за одређени износ.

На Сл. 61 приказана су тестирања предложеног алгоритма за различите вриједности појачања резултата добијених са (83). Израчунате вриједности током периода убрзавања увећане су за 10% и 25% и поредите са вриједностима без појачања.



Слика 61. Магнетизациона компонента струје статора за различита појачања вриједности базираних на моделу губитака током убрзавања.

На Сл. 61 се види да магнетизациона компонента струје статора конвергира ка оптималној вриједности и без појачања. Осигуран је опадајући смјер претраживачког алгоритма и ако се не користи појачање. Разлог томе лежи у чињеници да (83) даје већу вриједност него приближнији модел који се рачуна са (77).

Посматрајући Сл. 61 може се уочити разлика у стационарном стању која упућује на нетачност и појаву грешке код различитих појачања. Међутим, разлог нису појачања него дефинисани корак претраживачког алгоритма. Сл. 61 је снимљена са дефинисаним кораком  $0.03i_{sdn}$ , временом одмјеравања 1000 пута већим од основног времена одмјеравања, оптерећењем у кабини лифта 50% носивости и номиналним параметрима мотора. Разлика у стационарном стању износи управо  $0.03i_{sdn}$ .

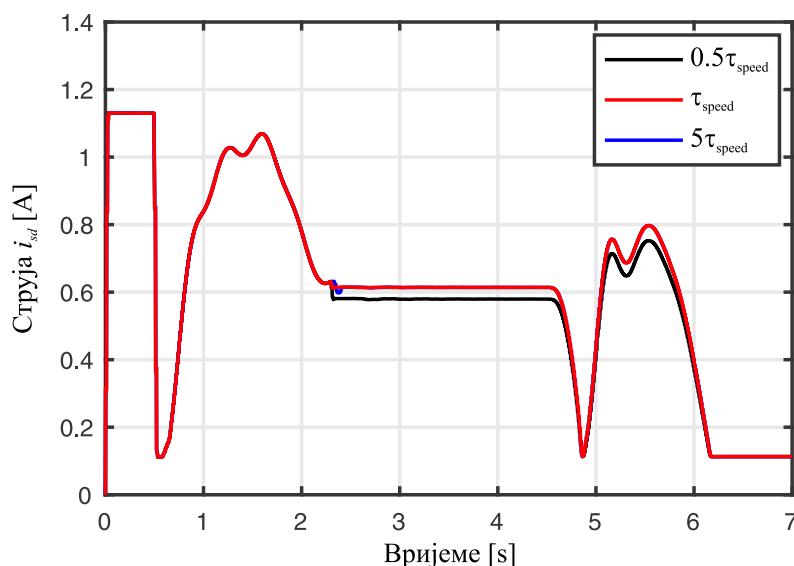
У свим симулацијама постављена је минимална вриједност магнетизационе компоненте струје статора на вриједност  $0.1i_{sdn}$ . Разлог томе је што ниже вриједности стварају сувише малу вриједност флукса ротора. У таквим условима регулатор активне компоненте струје реагује уз колебања која стварају пулсације момента и краткотрајну појаву вибрација. Минимум у износу од 10% номиналне магнетизационе компоненте струје статора обезбјеђује стабилан рад у свим режимима.

С обзиром да ја утврђено да појачања израчунатих вриједности у периоду убрзавања не треба појачавати, у свим осталим симулацијама коришћена је (83) без појачавања.

Алгоритам претраживања карактерисан је са два параметра која треба одабрати тако да се добију најбоље перформансе предложеног метода за минимизацију губитака. На Сл. 62 приказан је тест утицаја времена одмјеравања, а на Сл. 63 тест корака претраживачког алгоритма.

Вријеме одмјеравања представља периодичност постављања нове вриједности магнетизационе компоненте струје статора и мјерења улазне снаге. Вријеме одмјеравања не смије бити сувише мало јер прелазни процеси неће бити завршени, а већ се врши ново мјерење. Такође, ни исувише дуго вријеме одмјеравања није пожељно јер успорава конвергенцију метода.

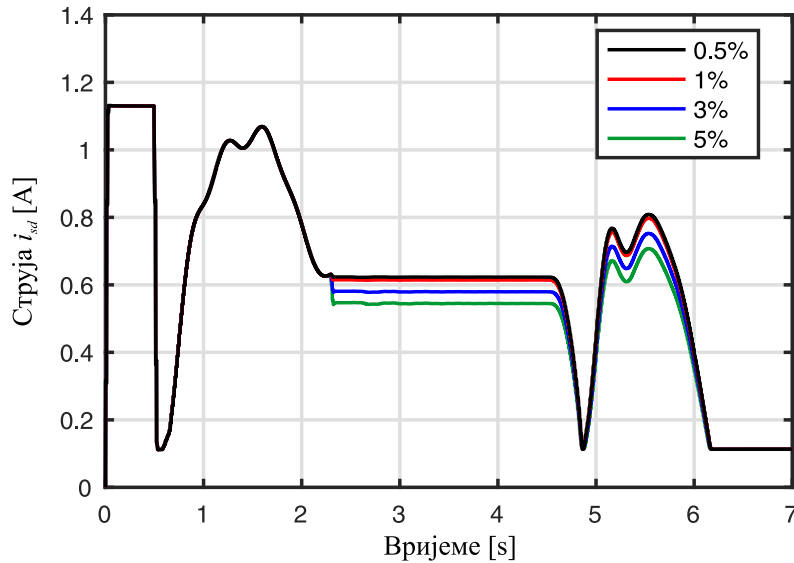
На Сл. 62 приказани су резултати тестирања за три вриједности времена одмјеравања и то: половину времена брзинске петље, једнако брзини брзинске петље и пет пута већем времену одмјеравања од времена одмјеравања брзинске петље.



Слика 62. Магнетизациона компонента струје статора за различита времена одмјеравања претраживачког алгоритма.

Из приказаних резултата тестирања закључује се да вријеме одмјеравања од  $0.5\tau_{speed}$  даје најбоље резултате. Мања времена одмјеравања стварају нестабилност и пулсацију момента, а већа од 50% времена одмјеравања брзинске петље трају

непотребно дуго. С обзиром на закључено, у свим наредним тестирањима користиће се вријеме одмјеравања  $0.5\tau_{speed}$ .



Слика 63. Магнетизациона компонента струје статора за различите кораке претраживачког алгоритма.

Разлика у стационарном стању на Сл. 62 узрокована је дефинисаним кораком као и на Сл. 61. Корак претраживачког алгоритма дефинише се вриједност за коју ће се смањивати магнетизациона компонента струје статора током претраживања. Тестирања су извршена за четири различите вриједности и то у износу од 0.5%, 1%, 3% и 5% од номиналне вриједности магнетизационе компоненте струје статора.

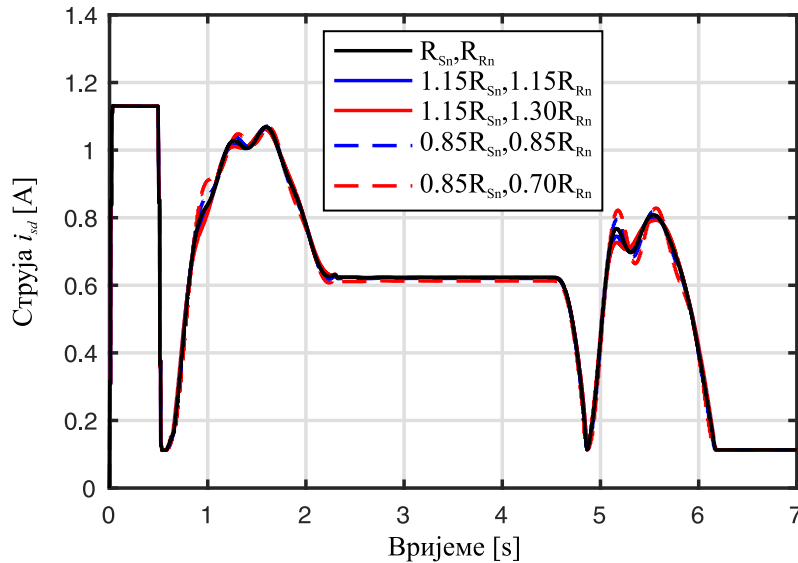
Што су вриједности корака мање то је тачност крајњег резултата већа али по цијену времена јер је са мањим кораком потребно више корака да се достигне одређена вриједност. Са друге стране, већи корак постиже већу брзину конвергенције али повећава грешку. Тестирањем је утврђено да најмањи корак од  $0.005i_{sdn}$  даје најмању грешку без утицаја на брзину конвергенције. Брзина конвергенције предложеног метода је велика јер је разлика између израчунате вриједности базиране на моделу и оптималне мала.

Најмањи корак од  $0.005i_{sdn}$  и вријеме одмјеравања од  $0.5\tau_{speed}$  дају најмању потрошњу енергије што је још један критеријум за њихов избор. У свим наредним симулацијама биће коришћен корак од  $0.005i_{sdn}$ .

Изрази који се користе за израчунавање магнетизационе компоненте струје статора током убрзавања изведени су на моделу губитака. Модел губитака базиран је на параметрима мотора који се, у општем случају, мијењају током рада погона. Изрази базирани на моделу користе се, према предложеној методи, и у периоду успоравања са коригованом вриједношћу. Потребно је испитати утицај промјене параметара мотора на добијене резултате и предложени метод за повећање енергетске ефикасности генерално.

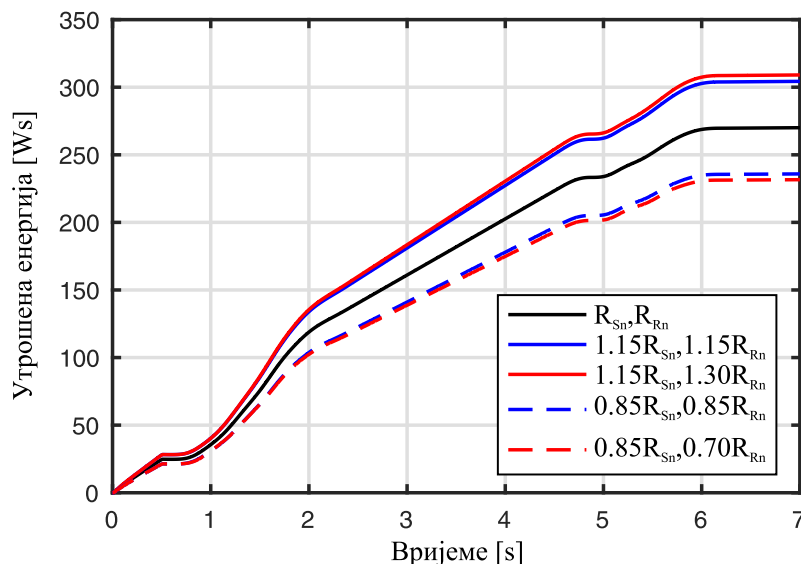
Параметри као што су отпорности статора и ротора фигуришу у (83) а имају значајну зависност од промјене температуре. На Сл. 64 приказана је промјена магнетизационе компоненте струје статора при промјени отпорности статора ( $R_s$ ) и ротора ( $R_r$ ). Отпорност статора и ротора у моделу мехатроничког система лифта вариране су за 15% и 30% у односу на номиналне вриједности. У методу за повећање енергетске ефикасности задржане су номиналне вриједности. Са Сл. 64 се види да је

утицај промјене параметара највећу у прелазним процесима јер се тада (83) и користи. Може се примијетити такође, да утицај промјене параметара није велики.



Слика 64. Магнетизациона компонента струје статора при одступању отпорности статора и ротора од номиналних вриједности.

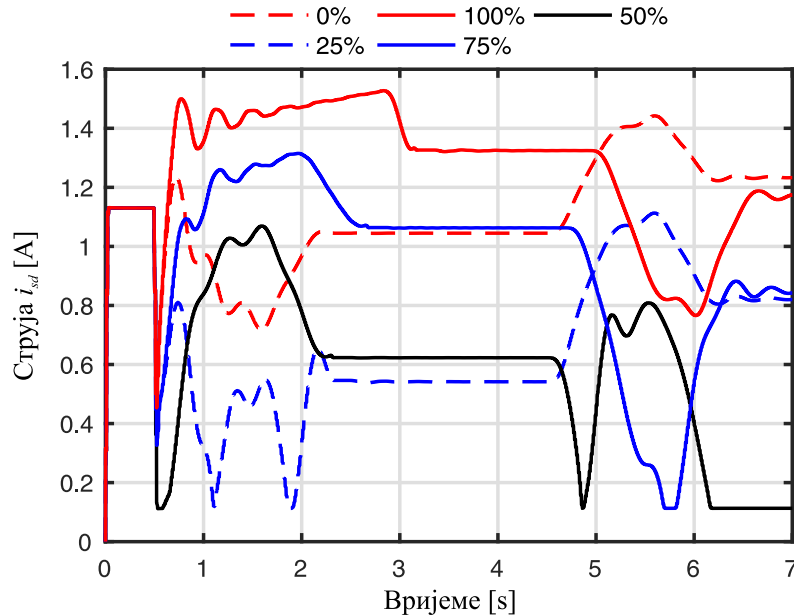
Да би се лакше увидио утицај промјене параметара мотора умјесто облика магнетизационе компоненте струје статора може се посматрати утрошена енергија за једну возњу, Сл. 65. Утицај отпорности статора значајно је већи од утицаја промјене отпорности ротора. Ако се повећавају отпорности, а што је у пракси чешћи случај јер се повећава температура мотора током рада, повећава се и утрошена енергија. Већа потрошња енергије значи да је уштеда мања него што би била за тачне параметре у (83) али перформансе погона мехатроничког система лифта нису угрожене.



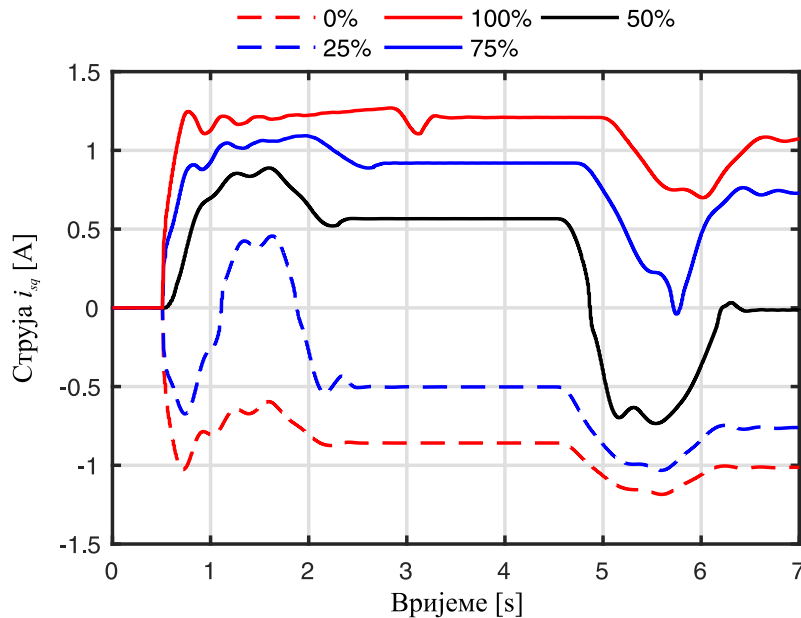
Слика 65. Утрошена енергија при одступању отпорности статора и ротора од номиналних вриједности.

Утицај оптерећења у кабини мехатроничког система лифта приказан је на Сл. 66 до Сл. 72. Оптерећења су варирана за пет различитих вриједности: 0%, 25%, 50%, 75% и 100% износа носивости. Промјена магнетизационе компоненте струје статора за

оптерећењем приказана је на Сл. 66, а промјена активне компоненте струје статора на Сл. 67. Поредећи Сл. 66 и Сл. 67 види се да активна компонента прати облик магнетизационе компоненте струје статора. Томе је узрок њихова директна везаност која се види из (84). Главна разлика у прелазним периодима је у томе што магнетизациона компонента струје статора има увијек позитивну вриједност.



Слика 66. Магнетизациона компонента струје статора за различита оптерећења у кабинџу махатроничког система лифта.



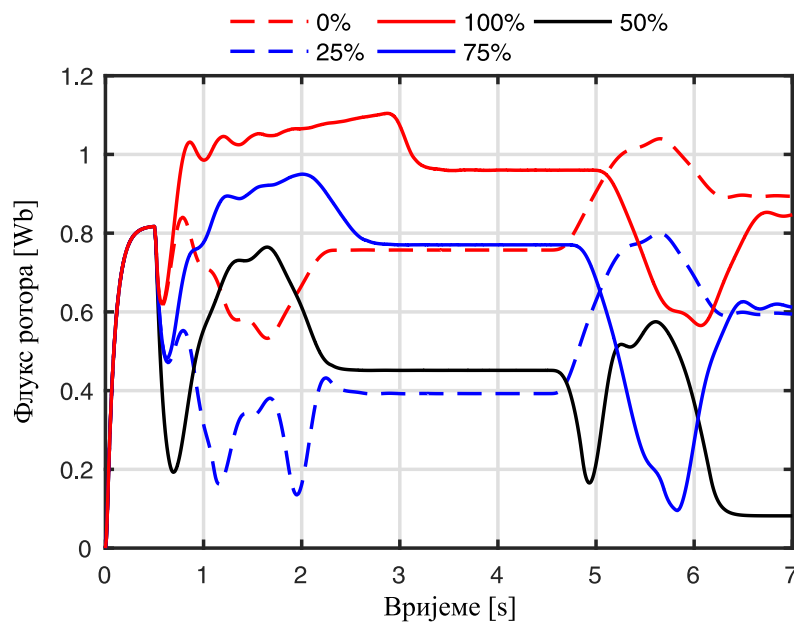
Слика 67. Активна компонента струје статора за различита оптерећења у кабинџу махатроничког система лифта.

На свим сликама које приказују струје доказано је функционисање претраживачког алгоритма као корекционог механизма. Без пулсација нити наглих промјена вриједности прелази се из периода убрзавања у стационарно стање. Такође, израчуната коригована вриједност константе у (83) како је предложено у Потпоглављу 6.1.2



потпуно елиминише грешку модела. Прелаз из стационарног стања у период успоравања је непримјетан.

Промјена флукса ротора за различита оптерећења приказана је на Сл. 68. Облик промјене флукса пропорционалан је промјени магнетизационе компоненте струје статора што је и очекивано. Динамика успоставе флукса која је дефинисана временском константом ротора јасно се види на почетку дијаграма када је магнетизациона компонента струје статора постављена на номиналну вриједност. У остатку вожње флукс нема кашњења и без одлагања прати референтну струју.



Слика 68. Флукс ротора за различита оптерећења у кабинџ махатроничког система лифта.

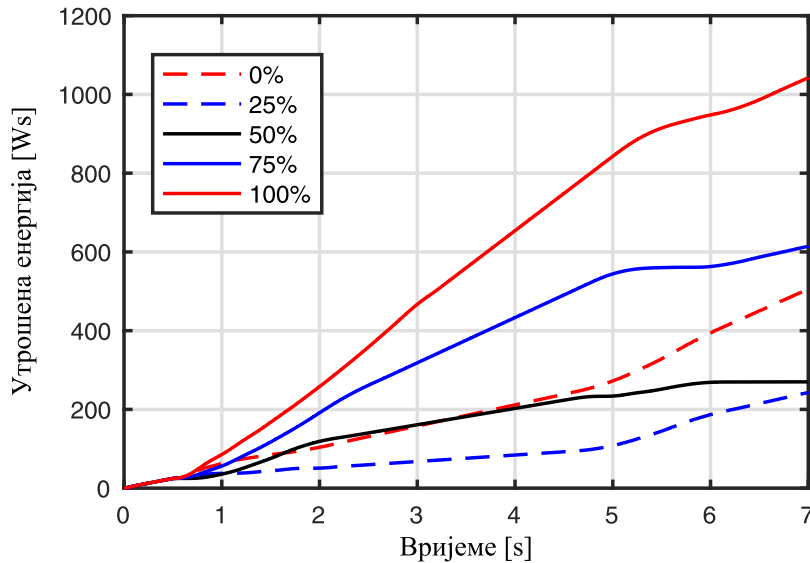
Основна карактеристика за оцјену предложеног метода за повећање енергетске ефикасности јесте уштеда енергије. На Сл. 69 приказан је профил потрошње електричне енергије погонског мотора мехатроничког система лифта када је примјењен предложени метод за повећање енергетске ефикасности. Мјерења утрошене енергије вршена су за пет различитих оптерећења као и на претходним сликама.

На Сл. 70 приказана је потрошња енергије у случају када се не примјењује предложени метод за оптимизацију већ је магнетизациона компонента струје статора постављена на номиналну вриједност. Тестирања су рађена при истим условима као и тестирања чији су резултати приказани на Сл. 69 ради упоредивости.

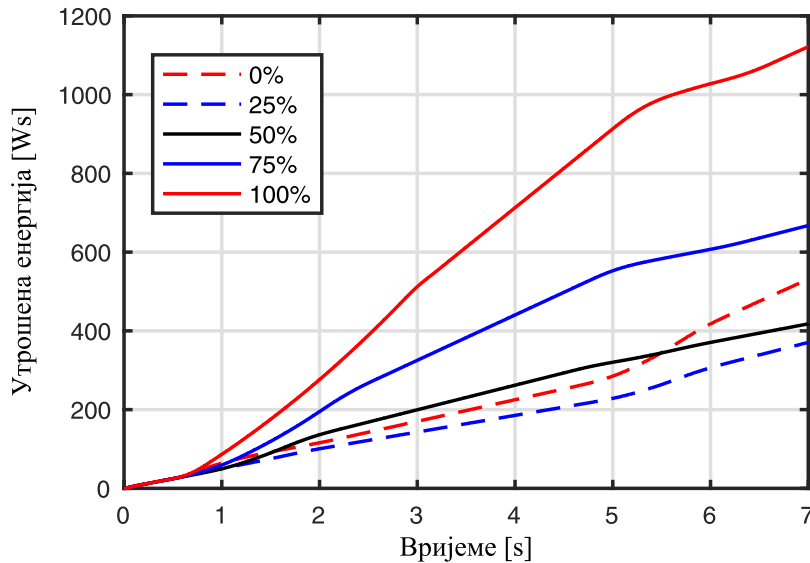
Да би се очигледније и тачније утврдила потрошња енергије у зависности од оптерећења извршено је више мјерења. Оптерећења су варирана у мањим корацима: 0%, 10%, 20%, 30%, 40%, 50%, 60%, 70%, 80%, 90% и 100% носивости. Мјерена је потрошња енергије за случајеве са и без примјене предложеног метода за повећање енергетске ефикасности погона мехатроничког система лифта. Оба дијаграма приказана су на Сл. 71.

Са Сл. 71 може да се потврди неколико карактеристика мехатроничког система лифта које су познате од раније и већ описане кроз дисертацију. Најмања потрошња мехатроничког система лифта је за оптерећења у кабинџ лифта чија је вриједност око половине носивости (Сл. 71). Узрок томе је однос тежина протутега и кабине. Као што се на Сл. 71 види минимум потрошње није тачно на 50% носивости. Узрок томе је трење које у моторном режиму рада има функцију додатног оптерећења, а у

генераторском режиму помаже у кочењу. За експерименталну апаратуру која је описана у дисертацији и чији модел је симулиран, минимум потрошње енергије се остварује при оптерећењу од 40% носивости.



Слика 69. Утрошена енергија за различита оптерећења у кабиничком систему лифта при примјени предложеног метода за повећање енергетске ефикасности.

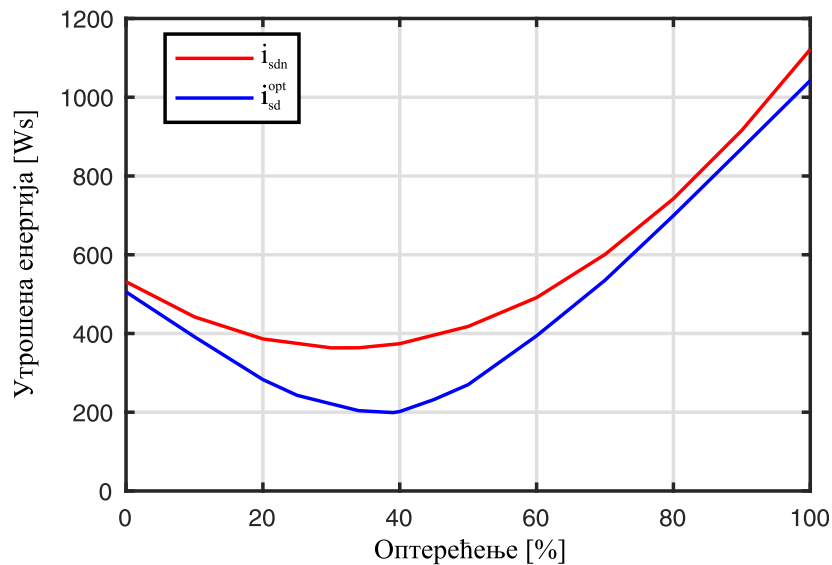


Слика 70. Утрошена енергија за различита оптерећења у кабиничком систему лифта при номиналној вриједности флукса ротора.

Када се пореди рад погонског мотора мехатроничког система лифта у односу на рад са номиналним флуksom, највећа разлика у потрошњи енергије постиже се за оптерећења у подручју око 40% носивости (Сл. 71). При оптерећењима блиским 0% и 100% носивости уштеде су мање јер је неопходан флуks ротора близак номиналном да би се развио довољан кочиони, односно покретачки момент, респективно.

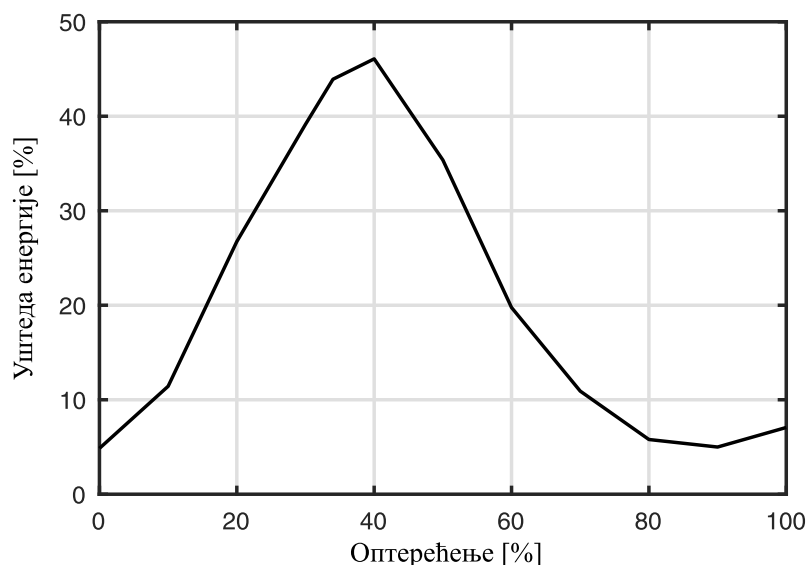
Криве на Сл. 71 немају једнаке кракове на лијевој и десној страни. Разлог томе је што је десно моторни режим рада погонског мотора када мотор више троши енергије него у генераторском режиму који се има за оптерећења са малим тежинама.

При анализи свих слика треба имати у виду важну чињеницу. Све симулације су рађене за једну вожњу и то у смјеру према горе. У смјеру према доле све је исто само се моторни и генераторски режим рада добија за супротне вриједности оптерећења. Смјер нема утицај на анализу описану у овом Потпоглављу.



Слика 71. Утрошена енергија за различита оптерећења у кабинџ мехатроничког система лифта са и без примјене предложеног метода за повећање енергетске ефикасности.

Да би се квантитативно вриједност уштеде приказала очигледније послужиће Сл. 72. Уштеда енергије коришћењем предложеног метода у односу на режим рада са номиналним флуksom ротора израчуната је и изражена је у процентима (Сл. 72). Јасно се види да су највеће уштеде при 40% оптерећења и достижу износ од 45% уштеђене енергије.

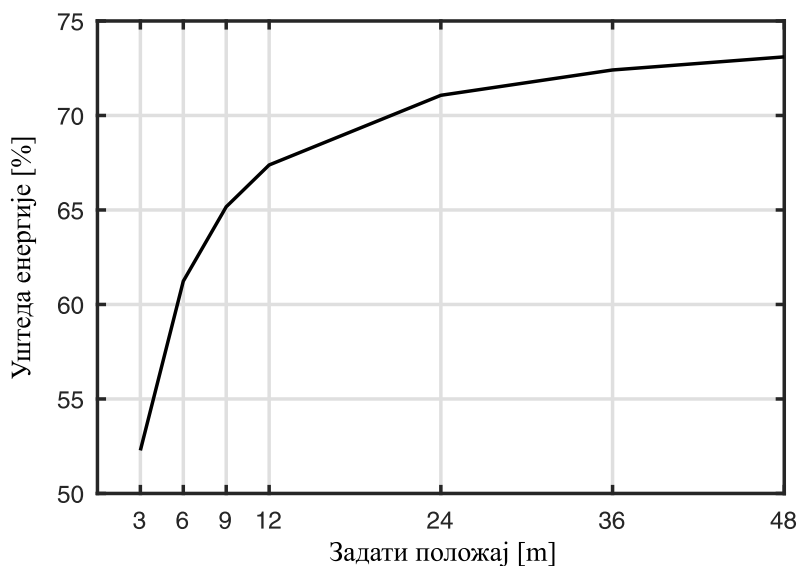


Слика 72. Уштеда енергије за различита оптерећења у кабинџ мехатроничког система лифта постигнута примјеном предложеног метода за повећање енергетске ефикасности.

Потрошња енергије за једну вожњу највећа је у прелазним периодима, убрзавање и кочење. Највеће уштеде се заправо постижу током стационарног стања. Трајање стационарног стања је директно пропорционално трајању вожње, односно пређеном

путу. Са друге стране, прелазни периоди су увијек фиксног трајања за исте унапријед подешене параметре вожње (трзај, убрзање, брзина...). То је разлог зашто је при краћим вожњама уштеда енергије мања. Сва тестирања у овом Потпоглављу су реализована за постављени крајњи положај вриједности 2 m.

Да би се утврдила веза између уштеде енергије и пређеног пута, извршене су симулације за једнаке параметре вожње, а различите задате положаје кабине мехатроничког система лифта. Оптерећење у кабини је једнако 40% носивости јер је тада уштеда највећа. Добијени резултати приказани су на Сл. 73. Веза између уштеђене енергије и дужине вожње је експоненцијална. За дуже дестинације уштеда енергије достиже и преко 70% у односу на систем без алгоритма за повећање енергетске ефикасности. То је очекиван резултат јер је удио периода убрзавања и заустављања мањи што је укупна вожња дужа.



Слика 73. Уштеда енергије постигнута примјеном предложеног метода за повећање енергетске ефикасности за различите вриједности задатог положаја кабине мехатроничког система лифта.

## 10. ЗАКЉУЧАК

Мехатронички систем лифта и унапређење његових управљачких и енергетских карактеристика теме су које су научно обрађене у дисертацији. Мехатронички, односно синергијски приступ анализи и рјешавању задатих проблема императив је цјелокупног спроведеног истраживања. Мехатронички систем лифта је систем који интегрише механички, погонски (електрични) и управљачки (програмски) подсистем. Постављени и остварени циљ дисертације је унапређење управљачких и енергетских карактеристика новим програмским рјешењима без интервенција на хардверу. При томе, квалитет свих предложених рјешења постигнут је свеобухватном и цјеловитом анализом свих механичких, електричних и програмских особености укупног система.

Дисертација се бави мехатроничким системом лифта. Као и сваки мехатронички систем и мехатронички систем лифта интеграција је различитих техничких система. Сваки технички систем, како у стручном тако и у научном погледу, карактерисан је специфичним појмовима, дефиницијама и описима. Да би се јасно разјаснили и правилно поставили како глобални тако и појединачни појмови, у дисертацији је једно потпоглавље посвећено управо опису мехатроничког система лифта и његовој улози у системима модерних лифтова.

Из наслова дисертације се види да је тема дисертације погон мехатроничког система лифта у смислу да се посредством унапређеног управљања погонским подсистемом побољшавају и унапређују управљачке и енергетске карактеристике комплетног мехатроничког система лифта. Сва предложена рјешења интегрисана су у управљачки програм погонског претварача и извршавају се заједно са алгоритмом за управљање енергетским претварачем. Коришћени алгоритам за управљање енергетским претварачем који напаја индукциони мотор јесте индиректно векторско управљање али сва предложена рјешења могу да се интегришу са било којим другим типом управљања.

У дисертацији су предложена два конкретна рјешења која се међусобно допуњају али могу бити примијењена и самостално. Метод за елиминацију резонантних вибрација побољшава управљачке особине, а метод за повећање енергетске ефикасности енергетске особине мехатроничког система лифта. Треће предложено рјешење је генерисање трајекторије брзине и положаја са контролисаним трзајем. Контролисан трзај независна је тема мехатроничких система али саставни и неодвојиви дио предложених рјешења за елиминацију вибрација и повећање енергетске ефикасности.

Свако научно истраживање започиње прегледом доступне литературе и утврђивањем тренутног стања у области истраживања. Кроз систематичну анализу доступне литературе искристалисана су три главна тока која кореспондирају областима од интереса. Пронађени и прегледани радови углавном су сконцентрисани независно на области резонантних вибрација, смањења губитака у индукционим моторима и планирања референтних трајекторија кретања. Радови који повезују двије или три набројане области и дају синергијска рјешења могу се пронаћи само спорадично.

Енергетска ефикасност индукционих мотора најиздашнија је област у постојећој литератури. Свако рјешење које је публиковано за општи случај смањења губитака унутар индукционог мотора могуће је анализирати у смислу могуће примјене код погона мехатроничког система лифта. Нека рјешења су примјенљива са мањим или већим успјехом, нека нису уопште али генерално област повећања енергетске ефикасности погона доста је истражена и публиковано је много рјешења са различитим приступима проблему.

Планирање трајекторије кретања са дефинисаним обликом и амплитудом трзаја у литератури се може пронаћи у најразличитијим примјенама. Циљ за планирање трајекторије трзаја углавном је побољшање управљачких особина система. Праћење трајекторије без грешке, без прескока крајње позиције или подбачаја при поласку основни су циљеви увођења контроле трзаја. Тек спорадично је контрола трзаја у литератури повезана са енергетском ефикасношћу или вибрацијама.

Преглед литературе у области вибрација је најнезахвалнији. Вибрације су озбиљна и увијек актуелна тема али и врло шаролика и присутна у разним областима технике. За разлику од енергетске ефикасности погона, примјена резултата из једне области није најчешће могућа у другој. Природа вибрација, њихове појаве и приступа рјешавању њихове елиминације врло су специфични са малим нивоом општости. Вибрације код мехатроничког система лифта слабо су заступљене у научним публикацијама. То би могло да наведе на погрешан закључак да је тема апсолвирана и неактуелна. Међутим, највећи број патената од три анализирани области у дисертацији је управо из области вибрација лифтовских постројења. Управо ова чињеница може да потврди закључак да су вибрације у лифтовским постројењима значајна тема у индустрији и истраживачким бироима великих компанија које се баве лифтоградњом, а они своје резултате не објављују олако.

Да би се квалитетно описали, објаснили и доказали задаци, проблеми и предложена рјешења, дисертација доноси комплетан математички модел мехатроничког система лифта. У дисертацији се, а што је риједак случај, на једном мјесту описује и дефинише математички модел сваког подсистема мехатроничког система лифта. Развијени математички модел корисно је послужио за квалитативну и квантитативну оцјену понашања мехатроничког система лифта. Појава вибрација, резонантне фреквенције и њихова природа, подробно су анализирани захваљујући изведеном математичком опису. Прелиминарне провјере предложених рјешења, њихове разраде и усавршавања реализоване су кроз рачунарске симулације које симулирају понашање реалног система на основу његовог математичког модела. Добијени резултати увелико зависе од тачности математичке представе система која се користи. Поређењем резултата добијених симулацијама и експерименталним провјерама утврђено је да је изведени математички модел мехатроничког система лифта високо поуздан и вјеран опис реалног система.

Мехатронички систем лифта сачињен је од својих подсистема. Механички подсистем је највећи и на први поглед најједноставнији за анализу. Кроз дисертацију се већ у почетку схвата да није тако и да је анализа механичког подсистема и појава које се у њему јављају најкомплекснија. Механички подсистем чине, између осталог, и флексибилни елементи. Ту је најзначајнији утицај челичних ужади која нису крути већ еластични преносник механичког кретања. Због своје еластичности апсорбују, а потом ослобађају дио енергије која се преноси са вратила погонског мотора ка кабини и протутегу. Ужад су доминантно, а ли не и искључиво, узрочници појаве вибрација у мехатроничком систему лифта.

Анализа вибрација као појаве у мехатроничком систему лифта која је спроведена и у дисертацији описана довела је до закључка да је механички подсистем лифта карактерисан својим резонантним фреквенцијама. Највећи проблем у вези са резонантним фреквенцијама је то што постоје резонантне фреквенције које су унутар пропусног опсега регулатора брзине. Управљачки сигнали регулатора брзине хармонијски су богати и садрже и компоненте на фреквенцијама једнаким резонантним фреквенцијама механичког подсистема мехатроничког система лифта. Због тога, резонантна кола механичког подсистема бивају побуђена управљањем из управљачког

подсистема кроз погонски подсистем мехатроничког система лифта. Резултат су вибрације које настају на еластичним ужадима и преносе се на све остале компоненте механичког подсистема. Вибрације које се преносе и на кабину лифта деградирају квалитет вожње до мјере да онемогућавају употребу лифта. Осим видних проблема, са вибрацијама је проблем и у томе што потпуно онемогућавају рад регулатора брзине кроз повратну везу по брзини.

Након потпуно анализираног проблема резонантних вибрација који је и математички формулисан кроз анализу резонантних полова мехатроничког система лифта дато је и рјешење за елиминацију вибрација. У дисертацији је предложено коришћење филтера непропусника опсега који има задатак да филтрира излаз регулатора брзине. На излазу регулатора брзине је референца покретачког момента из које се израчунава активна компонента струје статора. Филтрирањем референце момента елиминишу се хармонијске компоненте на резонантним фреквенцијама па управљачки сигнал не побуђује резонантна кола механичког подсистема.

Коришћење филтера непропусника опсега је само један и то мањи дио рјешења које је предложено у дисертацији за неутрализацију вибрација. Значајнији дио предложеног рјешења јесте подешавање филтера непропусника опсега. Филтер има три параметра која га потпуно одређују: основна фреквенција, ширина непропусног опсега и ниво слабљења. Предложени и потврђени метод за подешавање филтера непропусника опсега један је од основних доприноса дисертације, а састоји се у томе да се помоћу контролисаних екситација мехатроничког система лифта утврде параметри потребни за подешавање филтера. Математички је дефинисан и описан поступак подешавања филтера на основу спроведених побуда система.

Математички гледано, циљ контролисаних побуда мехатроничког система лифта јесте да се одреде резонантни полови механичког подсистема, односно њихове учестаности и фактори пригушења. Веза између мјерења одзива на контролисане побуде и параметара филтера непропусника опсега реализована је математички, изразима који су изведени у дисертацији. Да би мјерења одзива била могућа коришћен је Герцелов алгоритам као ефикаснија верзија дискретне Фуријеове трансформације. Герцелов алгоритам не даје као резултат амплитуду одзива већ енергију мјереног сигнала. Да би се добила вриједност амплитуде одзива Герцелов алгоритам је модификован, а његова модификација је још један резултат дисертације. За одређивање резонантних фреквенција унутар пропусног опсега регулатора брзине коришћен је Киферов алгоритам претраживања по златном пресеку. Киферов алгоритам је могуће користити само код унимодалних функција. С обзором да фреквенцијска карактеристика мехатроничког система лифта у општем случају није унимодална, потребно је пронаћи опсег у којем се сигурно налази само један максимум. Због тога је развијена процедура која је названа претпретраживачком процедуром која претходи примјени Киферовог алгоритма.

Кроз истраживање је показано да предложена процедура за подешавање антирезонантног филтера функционише адекватно очекивањима што је и потврђено кроз експерименталне провјере. Оно што је битан закључак јесте да сам антирезонантни филтер, без обзира на тачно подешавање, није у могућности да потпуно сузбије појаву вибрација. Уз филтрирање референце покретачког момента неопходно је коришћење и глатких референци брзине, односно положаја.

Контрола трзаја и генерисање референтних трајекторија брзине или положаја које обезбјеђују жељени облик и амплитуду трзаја има вишеструку улогу у мехатроничком систему лифта. Трзај контролисане амплитуде обезбјеђује удобност у вожњи и комфор путника, а и продужава радни вијек елемената мехатроничког система лифта. Осим

побољшања експлоатационих карактеристика контролисан трзај има важну и незаобилазну улогу у спрјечавању појаве вибрација. Глатка референца брзине и добро подешен антирезонантни филтер су истовремени и неопходни услови за ефикасно спрјечавање појаве резонантних вибрација. Истраживање је показало да само синергијско дјеловање адекватне трајекторије брзине и антирезонантног филтера могу дати жељени резултат.

У литератури су облици трзаја разноврсни и није пронађен траг њиховог поређења. Поређење утицаја облика трзаја на кретање објекта, комфор путника лифта или повећања управљачких особина система није ни једноставно јер сваки облик трзаја има свој специфичан математички модел. У дисертацији је изведен генерализовани модел трајекторије брзине који је дефинисан трзајем било којег облика и амплитуде. У изведеном моделу могуће је независно дефинисати облик трзаја и његову амплитуду током убрзавања и током успоравања. Такође, модел пружа могућност да се користи и код брзински управљаних и код управљаних по положају мехатроничких система лифта. Једном ријечју, у дисертацији изведени математички модел је јединствено флексибилно рјешење за генерисање трајекторија брзине или положаја које у доступној литератури није регистровано.

Планирана трајекторија брзине и положаја није искоришћена само у синергијском садејству са антирезонантним филтером са циљем сузбијања вибрација. Планирана трајекторија положаја искоришћена је као саставни дио метода за повећање енергетске ефикасности који је развијен током истраживања. Побољшање енергетских карактеристика погона мехатроничког система лифта базиран је на идеји да се у прелазним периодима, убрзавању и успоравању користи оптимизација изведена из модела губитака мотора. У ту сврху изведени су изрази за израчунавање оптималне вриједности магнетизационе компоненте струје статора. Проблем код изведених израза је у томе што су овисни о познавању параметара мотора. Параметри мотора су промјенљиви током рада погона па постоји могућност појаве грешке која или ствара веће губитке него што је потребно или ремети правилан рад погона. Због тога је осмишљен корективни механизам који је базиран на алгоритму претраживања и који има задатак да у стационарном стању коригује израз за израчунавање оптималне вриједности магнетизационе компоненте струје статора.

С обзиром да се при примјени метода за повећање енергетске ефикасности мијења и магнетизациона компонента струје статора, а не само активна, појава вибрација је могућа и дешава се и уз примјену предложеног рјешења за сузбијање вибрација. Разлог томе су хармонијске компоненте које долазе са референцом магнетизационе компоненте струје у управљачку структуру погона лифта. Настали проблем рјешава се уградњом филтера непропусника опсега и у грану референце магнетизационе компоненте струје статора. Сада се обе компоненте струје статора филтрирају истим филтером са истим подешавањима. Описана интервенција учинковито сузбија вибрације и у случају примјене предложеног метода за повећање енергетске ефикасности мехатроничког система лифта.

Рачунарским симулацијама детаљно је тестиран предложени алгоритам који је ново рјешење у области и представља трећи значајан допринос дисертације. Остварене су значајне уштеде енергије, и до 70% у одређеним режимима рада, без пулсација момента или овисности о параметрима мотора.

Предложена рјешења која су тестирана кроз експерименталне провјере имплементирана су на експерименталној апаратури која је развијена за потребе истраживања. Умањени модел реалног мехатроничког система лифта осмишљен је, пројектован и реализован у склопу истраживања и одговара математичком моделу



мехатроничког система лифта који је изведен у дисертацији. Експериментална апаратура базирана на дигиталном сигнал процесору са аритметиком покретне тачке детаљно је описана у дисертацији. Оно што је карактеристично за реализовану апаратуру јесте да се енергетски претварач заснива на индустријском фреквенцијском регулатору који је прилагођен тако да га је могуће репрограмирати по жељи. Сви предложени алгоритми и методи у дисертацији су реализовани у коду програмским језиком С.

На крају још треба нагласити да се сва рјешења предложена у дисертацији могу лако имплементирати у стандардне управљачке јединице мехатроничких система лифтова и могу да се користе као софтверско унапређење свих модерних лифтова. Осим код мехатроничког система лифта предложена рјешења могу да се адаптирају и користе и у другим сличним мехатроничким системима као што су све врсте транспортних уређаја у индустрији, роботима, разним индустријским машинама и сл.

## 11. ЛИТЕРАТУРА

- [1] J. Bao, P. Zhang and C. Zhu, "Modeling and control of longitudinal vibration on flexible hoisting systems with time-varying length," *Precedia Eng.*, vol. 15, pp. 4521-4526, 2011.
- [2] A. De Almeida, S. Hirzelb, C. Patraoa, J. Fonga and E. Dutschkeb, "Energy-efficient elevators and escalators in Europe: An analysis of energy efficiency potentials and policy measures.," *Energy and Build.*, no. 47, pp. 151-158, 2012.
- [3] D. Wang, D. Zhang, Z. Zhang and S. Ge, "Effect of various kinematic parameters of mine hoist on fretting parameters of hoisting rope and a new fretting fatigue test apparatus of steel wires," *Eng. Fail. Anal.*, vol. 22, pp. 92-112, 2012.
- [4] W. Zhu и Y. Chen, „Theoretical and experimental investigation of elevator cable dynamics and control,“ *Trans. of the ASME*, бр. 128, pp. 66-78, 2006.
- [5] H. Z. Li, Z. M. Gong, W. Lin and T. Lippa, "Motion profile planning for reduced jerk and vibration residuals," in *Proc. of SIMTech technical reports*, 2007.
- [6] M. P. Shreelakshmi and V. Agarwal, "Jerk and loss minimization in electric elevator systems," in *Proc. of IEEE Int. CSCITA*, 2014.
- [7] G. Barney and L. Al-Sharif, *Elevator traffic handbook, Theory and practice*, 2nd ed., New York: Routledge, 2016.
- [8] A. Maccari, „Vibration control by nonlocal feedback and jerk dynamics,“ *Nonlinear Dyn.*, бр. 63, pp. 159-169, 2011.
- [9] S. N. Vukosavić, *Digital control of electrical drives*, New York: Springer, 2007.
- [10] A. de Almeida and et al., *E4 Energy efficient elevators and escalators*, ISR-University of Coimbra, Portugal, 2010.
- [11] F. Farhani, A. Zaafour and A. Chaari, "Real Time Induction Motor Efficiency Optimization," *Journal of the Franklin Institute*, 2017. 10.1016/j.jfranklin.2017.02.012.
- [12] Приручник за навођење извора у научним и стручним радовима, Бања Лука: Универзитет у Бањој Луци, Електротехнички факултет, 2011.
- [13] J. Bao, P. Zhang and C. Zhu, "Computing simulation and dynamics modeling of flexible hoisting rope with time-varying length," *Journal of Comput. Inf. Syst*, vol. 8, no. 10, pp. 4177-4184, 2012.
- [14] H. Kiiimura, H. Ito and T. Nakagawa, "Vibration analysis of elevator rope (forced vibration of rope with time-varying length)," *Journal of environment and engineering*, vol. 2, no. 1, pp. 87-96, 2007.
- [15] H. Kimura, T. Iijima, S. Matsuo and Y. Fujita, "Vibration analysis of elevator rope (comparison between experimental results and calculated results)," *Journal of system design and dynamics*, vol. 3, no. 3, pp. 420-428, 2009.

- [16] J. Kang and S. Sul, "Vertical-vibration control of elevator using estimated car acceleration feedback compensation," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 47, no. 1, pp. 91-99, 2000.
- [17] J. K. Kang and S. K. Sul, "Application of Nonlinear Observers for Elevator Vibration Control," in *IEEE Industry Applications Society, Annual Meeting*, New Orleans, Louisiana, 1997.
- [18] A. C. Lecours, M. Otis, P. Belzile and C. Gosselin, "A time-domain vibration observer and controller for physical human-robot interaction," *Mechatronics*, vol. 36, pp. 45-53, 2016.
- [19] J. Vladić, R. Đokić, M. Kljajin and M. Karakašić, "Modeling and simulations of elevator dynamic behavior," *Technical Gazette*, vol. 18, no. 3, pp. 423-434, 2011.
- [20] J. Vladić, P. Malešev, R. Šostakov and N. Brkljač, "Dynamic Analysis of the Load Lifting Mechanisms," *Strojniški vestnik - Journal of Mechanical Engineering*, vol. 54, no. 10, pp. 655-661, 2008.
- [21] Y. M. Cho and R. Rajamani, "Identification and experimental validation of a scalable elevator vertical dynamic model," *Control Engineering Practice*, vol. 9, p. 181-187, 2001.
- [22] P. Schneider, E. Huck and P. Schwarz, "A Modeling Approach for Mechatronic Systems - Modeling and Simulation of an Elevator System," in *XI. Intern. Symposium in Theoretical Electrical Engineering*, Linz, 2001.
- [23] B. H. Emory, W. D. Zhu and S. Kaczmarczyk, "Modal Testing and Modeling of a Simplified Elevator System," in *IMAC-XXVII*, Orlando, Florida USA, 2009.
- [24] A. Omiya, H. Inaba, H. Nagase, K. Miyoshi and T. Meguro, "A control method for reducing vertical vibration in a long-stroke elevators," in *Proc. of IPEC*, 1995.
- [25] Y. Yamazaki, M. Tomisawa, K. Okada and Y. Sugiyama, "Vibration control of super-high-speed elevators," *JSME Int. Journal*, vol. 40, no. 1, pp. 74-81, 1997.
- [26] C. A. Skalski, J. K. Salmon, B. G. Traktovenko and R. L. Hollowell, "Active vibration control system for an elevator, which reduces horizontal and rotational forces acting on the car". USA Patent 5,294,757, 15 March 1994.
- [27] K. Utsunomiya, K. Okamoto and T. Yumura, "Elevator vibration reduction apparatus including a dead bend filter". USA Patent US 6,763,917 B2, 20 July 2004.
- [28] C. A. Skalski, "Control system for elevator active vibration control using spatial filtering". USA Patent 5,597,988, 28 January 1997.
- [29] J. Husmann and E. Cortona, "Elevator vibration damping apparatus and method". USA Patent US 7,401,683 B2, 22 Jul 2008.
- [30] K. Utsunomiya, "Elevator apparatus having vibration damping control". USA Patent US 8,141,685 B2, 27 March 2012.
- [31] Y. M. Lee, J. K. Kang и S. K. Sul, „Acceleration feedback control strategy for improving riding quality of elevator system,“ y *IEEE Industry Applications Conference*, Phoenix, AZ, USA, 1999.

- [32] M. Goto, K. Ogura, Y. Yoshida and M. Mori, "Elevator speed control circuit". USA Patent 5,828,014, 27 October 1998.
- [33] S. N. Vukosavić and M. R. Stojić, "Suppression of torsional oscillations in a high-performance speed servo drive," *IEEE Trans. on Industrial electronics*, vol. 45, no. 1, pp. 108-117, 1998.
- [34] D. H. Lee, J. H. Lee and J. W. Ahn, "Mechanical vibration reduction control of two-mass permanent magnet synchronous motor using adaptive notch filter with fast Fourier transform analysis," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 6, no. 7, pp. 455-461, 2012.
- [35] C. I. Kang and C. H. Kim, "An adaptive notch filter for suppressing mechanical resonance in high track density disk drives," *Microsyst. Technol.*, vol. 11, pp. 638-652, 2005.
- [36] Q. W. Jia, "Method for Attenuating Mechanical Resonances Using a Multirate Low-pass Filter," in *IEEE International Conference on Control and Automation*, Christchurch, New Zealand, 2009.
- [37] C. M. Wang and W. C. Xiao, "Second-order IIR notch filter design and implementation of digital signal processing system," in *Proc. of ISCCCA-13*, 2013.
- [38] M. Vlček and P. Zahradnik, "Fast Analytical Design Algorithms for FIR Notch Filters," *IEEE Transactions on circuits and systems*, vol. 51, no. 3, pp. 608-623, 2004.
- [39] S. Kaczmarczyk and W. Ostachowicz, "Transient vibration phenomena in deep mine hoisting cables. Part1: Mathematical model," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 262, pp. 219-244, 2003.
- [40] S. Kaczmarczyk and W. Ostachowicz, "Transient vibration phenomena in deep mine hoisting cables. Part 2: Numerical simulation of the dynamical response," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 262, pp. 245-289, 2003.
- [41] K. J. Kyriakopoulos and G. N. Saridis, "Minimum jerk path generation," in *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Philadelphia, PA, USA, 1988.
- [42] J. Baumann, D. D. Torkzadeh, A. Ramstein, U. Kiencke and T. Schlegl, "Model-based predictive anti-jerk control," *Control Engineering Practice*, vol. 14, p. 259-266, 2006.
- [43] P. Viviani and T. Flash, "Minimum-jerk, two-thirds power law, and isochrony: converging approaches to movement planning," *Journal of Experimental Psychology: Human Perception and Performance*, vol. 21, no. 1, pp. 32-53, 1995.
- [44] F. Amirabdollahian, R. Loureiro and W. Harwin, "Minimum jerk trajectory control for rehabilitation and haptic applications," in *ICRA '02. IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Washington, DC, USA, 2002.
- [45] P. M. Thompson, "Snap, crackle and pop," AIAA Info, Systems Technology, Inc, Hawthorne, California, 2011.
- [46] Б. Шелендић, Вертикални, коси и хоризонтални транспорт, Београд: Грађевинска књига, 1982.
- [47] G. C. Barney, *Elevator traffic handbook: Theory and practice*, London: Spon Press, Taylor & Francis Group, 2003.

- [48] Б. Кнежевић и Б. Блануша, „Управљање кретањем лифта у функцији вриједности трзаја,“ у *Збор. ИНФОТЕХ 2011*, Јахорина, 2011.
- [49] В. Blanuša and В. Knežević, "Optimal fluks control of elevator drive," in *Proc. of the 24th international conference on information, communication and automation technologies IEEE ICAT 2013*, Sarajevo, 2013.
- [50] В. Knežević, В. Blanuša and D. Marčetić, "Design of elevator drive with jerk control," in *Proc. of 16th International symposium on power electronics - Ee 2011*, Novi Sad, 2011.
- [51] L. Biagiotti, C. Melchiorri and L. Moriello, "Optimal trajectories for vibration reduction based on exponential filters," *IEEE Trans. on Control Syst. Technol.*, vol. 24, no. 2, pp. 609-622, 2016.
- [52] W. D. Zhu and L. J. Teppo, "Design and analysis of a scaled model of a high-rise, high-speed elevator," *J. of Sound and Vibration*, vol. 264, pp. 707-731, 2003.
- [53] M. C. Ronde, M. E. Schneiders, E. G. Kikken, M. G. van de Molengraft and M. Steinbuch, "Model-based spatial feedforward for over-actuated motion systems," *Mechatronics*, vol. 24, pp. 307-317, 2014.
- [54] М. Ј. Стојчић и Б. Кнежевић, „Пројектовање дигиталног контролера који обезбјеђује робустно праћење трајекторије са контролисаним трзајем,“ у *Збор. 37. ЈУПИТЕР*, Београд, 2011.
- [55] М. Ј. Stojčić and В. Knežević, "The controller design for tracking trajectory with controlled jerk," in *Proc. of 10th Anniversary International Conference on Accomplishments in Electrical, Mechanical Engineering and Information Technologz, DEMI 2011*, Banja Luka, 2011.
- [56] В. Knežević, В. Blanuša and D. Marčetić, "Model of elevator drive with jerk control," in *Proc. of XXIII International conference on information, communication and automation technologies IEEE ICAT 2011*, Sarajevo, 2011.
- [57] P. Lambrechts, M. Boerlage and M. Steinbuch, "Trajectory planning and feedforward design for high performance motion systems," in *American control conference*, Boston, 2004.
- [58] Y. Kwon, D. J. Marvin, S. D. Coste and R. K. Roberts, "Elevator motion profile control including non-instantaneous transition between jerk values". USA Patent US 8,459,415 B2, 11 Jun 2013.
- [59] P. Huang, Y. Xu and B. Liang, "Global Minimum-Jerk Trajectory Planning of Space Manipulator," *International Journal of Control, Automation and Systems*, vol. 4, no. 4, pp. 405-413, 2006.
- [60] T. Kroger и F. M. Wahl, „Online Trajectory Generation: Basic Concepts for Instantaneous Reactions to Unforeseen Events,“ *IEEE Transactions on robotics*, т. 26, бр. 1, pp. 94-111, 2010.
- [61] A. Gasparetto, A. Lanzutti, R. Vidoni and V. Zanutto, "Experimental validation and comparative analysis of optimal time-jerk algorithms for trajectory planning," *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing*, vol. 28, pp. 164-181, 2012.

- [62] S. Macfarlane and E. A. Croft, "Jerk-Bounded Manipulator Trajectory Planning: Design for Real-Time Applications," *IEEE Transactions on robotics and automation*, vol. 19, no. 1, pp. 42-52, 2003.
- [63] A. Piazzzi and A. Visioli, "Global Minimum-Jerk Trajectory Planning of Robot Manipulators," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 47, no. 1, pp. 140-149, 2000.
- [64] A. Piazzzi and A. Visioli, "An interval algorithm for minimum-jerk trajectory planning of robot manipulators," in *36th conference on decision & control*, San Diego, California, 1997.
- [65] J. Dong, P. M. Ferreira и J. A. Stori, „Feed-rate optimization with jerk constraints for generating minimum-time trajectories,“ *International Journal of Machine Tools & Manufacture*, т. 47, p. 1941–1955, 2007.
- [66] K. Erkorkmaz and Y. Altinas, "High speed CNC system design. Part I: jerk limited trajectory generation and quintic spline interpolation," *International Journal of Machine Tools & Manufacture*, vol. 41, p. 1323–1345, 2001.
- [67] H. M. Ryu and S. K. Sul, "Position control for direct landing of elevator using time-based position pattern generation," in *Industry Applications Conference*, Pittsburgh, PA, USA, 2002.
- [68] K. Y. Chen, M. S. Huang and R. F. Fung, "Dynamic modelling and input-energy comparison for the elevator system," *Applied Mathematical Modeling*, vol. 38, pp. 2037-2050, 2014.
- [69] T. A. Hindle and T. Singh, "Robust Minimum Power/Jerk Control of Maneuvering Structures," *Journal of guidance, control and dynamics*, vol. 24, no. 4, pp. 816-826, 2001.
- [70] K. Y. Chen, M. S. Huang and R. F. Fung, "Adaptive Minimum-Energy Tracking Control for the Mechatronic Elevator System," *IEEE Transactions on control systems technology*, vol. 25, no. 5, pp. 1790 - 1799, 2013.
- [71] V. I. Afonin, L. N. Makarov, O. V. Kruglikov and R. V. Rodionov, "Power efficiency of gearless elevator drive," *Russian Electrical Engineering*, vol. 81, no. 8, pp. 432-435, 2010.
- [72] V. I. Afonin, O. V. Kruglikov and R. V. Rodionov, "Energy consumption of elevator electric drives with different control systems," *Russian Electrical Engineering*, vol. 82, no. 3, pp. 121-125, 2011.
- [73] M. V. Andrianov, V. I. Afonin and R. V. Rodionov, "How to choose frequency converters intended for electric drives operating with constant torque," *Russian Electrical Engineering*, vol. 79, no. 5, pp. 262-267, 2008.
- [74] A. V. Volkov and A. A. Kolesnikov, "Energy-saving speed control of frequency-controlled induction motors on starting and decelerating," *Russian Electrical Engineering*, vol. 84, no. 5, pp. 237-243, 2013.
- [75] S. I. Malafeev and A. V. Zakharov, "Investigation of losses taking place in an induction motor with frequency control during transient processes," *Russian Electrical*

- Engineering*, vol. 79, no. 7, pp. 349-353, 2008.
- [76] O. V. Kruglikov, "Determination of input data for designing asynchronous electric motors of gearless elevator winches," *Russian Electrical Engineering*, vol. 83, no. 8, pp. 418-422, 2012.
- [77] O. V. Kruglikov, "Improving the drives of gearless winches with high-torque induction motors," *Russian Electrical Engineering*, vol. 84, no. 3, pp. 141-144, 2013.
- [78] M. Kostelac, Z. Herold and Z. Maljković, "Direct drive - trend in modern elevators," in *Proc. of International design conference - Design 2006*, Dubrovnik, 2006.
- [79] J. C. Moreira, T. A. Lipo and V. Blasko, "Simple efficiency maximizer for an adjustable frequency induction motor drive," *IEEE Transaction on Industry Application*, vol. 27, pp. 940-946, 1991.
- [80] S. M. Yang and F. C. Lin, "Loss-minimization control of vector-controlled induction motor drives," in *Proc. of IEEE International conference on power electronics and drive systems*, 2001.
- [81] I. Y. Braslavskii, Z. S. Ishmatov, A. V. Kostylev, Y. V. Plotnikov, V. N. Polyakov, G. Z. Erman and D. L. Antonov, "Energy efficiency of laws of scalar frequency control of induction electric drives," *Russian Electrical Engineering*, vol. 83, no. 9, pp. 508-511, 2012.
- [82] A. S. Kosmodamianskii, V. I. Vorob'ev and A. A. Pugachev, "Induction motor drives with minimal power losses," *Russian Electrical Engineering*, vol. 83, no. 12, pp. 667-671, 2012.
- [83] K. P. Mary and D. P. Subburaj, "Design optimization control of scalar controlled drives a Review," *International journal of engineering innovation & research*, vol. 2, no. 2, pp. 11-17, 2013.
- [84] F. Fernandez-Bernal, A. Garcia-Cerrada and R. Faure, "Model-Based loss minimization for DC and AC vector-controlled motors including core saturation," *IEEE Transaction on industry applications*, vol. 36, no. 3, pp. 755-763, 2000.
- [85] S. N. Vukosavić and E. Levi, "Robust DSP-based efficiency optimization of variable speed induction motor drive," *IEEE Transactions of industrial electronics*, vol. 50, no. 3, pp. 560-570, 2003.
- [86] B. Prymak, J. A. Moreno-Eguilaz and J. Peracaula, "Neural network based efficiency optimization of an induction motor drive with vector control," in *Proc. of IECON 02 Industrial Electronics Society, IEEE 2002 28th Annual Conference*, 2002.
- [87] A. B. Vinogradov, D. B. Izosimov, S. N. Florentsev and N. A. Glebov, "Method to optimize efficiency of vector control system of induction traction electric drive with parameter identifier," *Russiean Electrical Engineering*, vol. 81, no. 12, pp. 635-643, 2010.
- [88] C. Chakraborty and Y. Hori, "Fast efficiency optimization techniques for the indirect vector-controlled induction motor drives," *IEEE Transaction on industry applications*, vol. 39, no. 4, pp. 1070-1076, 2003.
- [89] C. Chakraborty, M. C. Ta, T. Uchida and Y. Hori, "Fast search controllers for efficiency

- maximization of induction motor drives based on DC link power measurement," in *Proc. of the Power conversion conference 2002*, 2002.
- [90] D. L. Logue and P. T. Krein, "Machine efficiency optimization using ripple correlation control," in *Proc. of Applied power electronics conference and exposition APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE*, 2001.
- [91] C. M. Ta and Y. Hori, "Convergence improvement of efficiency optimization control of induction motor drives," *IEEE Trans. on Industry applications*, vol. 37, no. 6, pp. 1746-1753, 2001.
- [92] G. C. Sousa, B. K. Bose and J. G. Cleland, "Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector controlled motor drive," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 2, pp. 192-198, 1995.
- [93] B. K. Bose, N. R. Patel and K. Rajashekara, "A neuro fuzzy based on-line efficiency optimization control of a stator flux oriented direct vector controlled induction motor drive," *IEEE Trans. on Industrial electronics*, vol. 44, no. 2, pp. 270-273, 1997.
- [94] M. H. Shin, "A study on fast maximum efficiency control of stator-flux-oriented induction motor drives," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 6, no. 5, pp. 626-633, 2011.
- [95] D. D. Sousa, C. P. Fliho and G. C. Sousa, "Adaptive fuzzy controller for efficiency optimization of induction motors," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 4, pp. 2157-2164, 2007.
- [96] S. Ghoszy, K. Jelassi and X. Roboam, "Energy optimization of induction motor drive," in *Proc. of International conference on industrial technology. Conference record of the 2004 IEEE*, 2004.
- [97] Z. Q. Zhu and L. M. Gong, "Improved sensorless operation of permanent magnet brushless AC motors based on online optimal efficiency control," in *Proc. of IEEE International electric machines & drives conference IEMDC*, 2011.
- [98] B. Blanusa, P. Matic, Z. Ivanovic and S. N. Vukosavic, "Algorithm for efficiency optimization of the induction motor based on loss model and torque reserve control," in *Proc. of XLII Scientific conference on information, communication and energy systems and technologies ICEST 2007*, 2007.
- [99] B. Blanusa, „www.intechopen.com,“ 2010. [Na mreži]. Available: <http://www.intechopen.com/books/new-trends-in-technologies--devices--computer--communication-and-industrial-systems/new-trends-in-efficiency-optimization-of-induction-motordrives..> [Poslednji pristup 2015].
- [100] B. Blanusa and S. N. Vukosavic, "Algorithm for power loss minimization in the inuction machine drives," in *Proc. of XI International symposium on power electronics Ee 2001*, Novi Sad, 2001.
- [101] B. Blanusa, P. Matic, Z. Ivanovic and S. N. Vukosavic, "An improved loss model based algorithm for efficiency optimization of the inuction motor drives," *Electronics*, vol. 10, no. 1, pp. 49-52, 2006.
- [102] B. Blanusa and B. Knezevic, "Simple hybrid model for efficiency optimization of



- induction motor drives with its experimental validation," *Advances in power electronics*, vol. 2013, pp. 1-8, 2013.
- [103] Б. Блануша, П. Матић и С. Н. Вукосавић, „Оптимизација ефикасности у електричним погонима са асинхроним мотором примјеном динамичког програмирања,“ у *Збор. 14. Међународни симпозијум Енергетска електроника Ее-2007*, Нови Сад, 2007.
- [104] B. Blanuša and B. Knežević, "Efficiency optimized control of elevator drive," in *Proc. of INFOTEH 2012*, Jahorina, 2012.
- [105] B. Knežević and B. Blanuša, "One solution for efficiency optimized control of elevator drive," in *Proc. of 38. JUPITER*, Belgrade, 2012.
- [106] D. Ban, D. Zharko and S. Mirchevski, "The current state and trends of increasing the efficiency of electric machines," *Russian Electrical Engineering*, vol. 83, no. 1, pp. 14-20, 2012.
- [107] Kiel, E, Drive Solutions, Mechatronics for Production and Logistics, Berlin: Springer-Verlag, 2008.
- [108] E. O. Tartan, A. Berkol and H. Erdem, "Optimization of waiting and journey time in group elevator system using genetic algorithm," in *Proc. of IEEE INISTA*, 2014.
- [109] M. Y. Bangash and T. Bangash, Lifts, Elevators, Escalators and Moving Walkways/Travelators, Leiden, Netherlands: Taylor & Francis/Balkema, 2007.
- [110] S. H. Sandilo and W. T. van Horssen, "On variable length induced vibrations of a vertical string," *Journal of Sound and Vibration*, vol. 333, pp. 2432-2449, 2014.
- [111] L. Riddle, Biographies of women mathematicians, Edith Clarke, Agnes Scott Collage, 2010.
- [112] Memorial Tributes, Volume 8, National Academy of Engineering of the United States of America, Washington, D.C.: National Academy Press, 1996.
- [113] M. Yano, A. Shigeru and O. Eiichi, "History of power electronics for motor drives in Japan," in *IEEE Conference on the History of Electronics*, 2004.
- [114] M. R. Stojić and S. N. Vukosavić, "Design of microprocessor-based system for positioning servomechanism with induction motor," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 38, no. 5, pp. 369-378, 1991.
- [115] J. Kiefer, "Sequential minimax search for a maximum," in *Proc. of the Am. Math. Soc.*, 1953.
- [116] G. Goertzel, "An algorithm for the evaluation of finite trigonometric series," *The Am. Math. Mon.*, vol. 65, no. 1, pp. 34-35, 1958.
- [117] S. K. Mitra, Digital signal processing: A computer-based approach, McGraw-Hill Science Engineering Math, 2001.
- [118] Lifts (elevators) - Measurement of lift ride quality, ISO 18738, 2003.
- [119] „TMS320C28x Floating Point Unit and Instruction Set, Reference Guide, Texas Instruments Incorporated, Dallas, Texas, USA,“ 2012. [На мрежи]. Available:

- <http://www.ti.com/lit/ug/sprueo2a/sprueo2a.pdf>. [Последњи приступ 2016].
- [120] „TMS320C28x FPU Primer, Texas Instruments Incorporated, Dallas, Texas, USA,“ 2012. [На мрежи]. Available: <http://www.ti.com/lit/an/spraan9a/spraan9a.pdf>. [Последњи приступ 2016].
- [121] „TMS320C2000™ Experimenter Kit Overview, Texas Instruments Incorporated, Dallas, Texas, USA,“ 2008. [На мрежи]. Available: <http://www.ti.com/lit/ml/sprufr5f/sprufr5f.pdf>. [Последњи приступ 2016].
- [122] Q. Cheng and L. Yuan, "Vector control of an inuction motor based on a DSP," Master of Science Thesis, Department of energy and environment, Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden, 2011.
- [123] Б. Кнежевић, Б. Блануша, П. Матић и Д. Марчетић, „Реализација индиректног векторског управљања асинхроним мотором у аритметици са покретном тачком,“ у *Збор. ИНФОТЕХ 2013*, Јахорина, 2013.
- [124] M. Lombard, SolidWorks 2013 Bible, Indianapolis, Indiana: John Wiley & Sons, 2013.