УНИВЕРЗИТЕТ У БАЊОЈ ЛУЦИ
UNIVERSITY OF BANJA LUKA
МАШИНСКИ ФАКУЛТЕТ
FACULTY OF MECHANICAL ENGINEERING

Бојан З. Кнежевић

ПОБОЉШАЊЕ УПРАВЉАЧКИХ КАРАКТЕРИСТИКА ПОГОНА МЕХАТРОНИЧКИХ СИСТЕМА

Бања Лука, 2022.

УНИВЕРЗИТЕТ У БАЊОЈ ЛУЦИ
МАШИНСКИ ФАКУЛТЕТ БАЊА ЛУКА

Бојан З. Кнежевић

ПОБОЉШАЊЕ УПРАВЉАЧКИХ КАРАКТЕРИСТИКА ПОГОНА МЕХАТРОНИЧКИХ СИСТЕМА

Бања Лука, 2022.

Аутор
Доц. др Бојан З. Кнежевић

Рецезенти
Проф. др Бранко Блануша
Проф. др Дарко Марчетић

Издавач
Универзитет у Бањој Луци
Машински факултет Бања Лука

За издавача
Проф. др Александар Милашиновић, декан

Припрема за штампу
Доц. др Бојан З. Кнежевић

Графички дизајн
Доц. др Бојан З. Кнежевић

Бања Лука, 2022.

ISBN: 978-99976-11-00-0
DOI: https://doi.org/10.63356/978-99976-11-00-0

Одобрено одлуком Научно-наставног вијећа Машинског факултета Универзитета у Бањој Луци, број 16/3.1553/22 од 21.12.2022. године.

Побољшање управљачких карактеристика погона мехатроничких система © 2022, Б. З. Кнежевић. Ово дјело је лиценцирано под међународном лиценцом CC BY-NC-ND 4.0.
Копија лиценце на линку: https://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/

ПРЕДГОВОР

Научна монографија „Побољшање управљачких карактеристика погона мехатроничких система“ је систематизован и заокружен у једну цјелину дио резултата мог научно-истраживачког рада којим се бавим већ четрнаест година.

Први моји истраживачки резултати, који су се нашли у овој монографији и који су били темељ мом каснијем професионалнијем бављењу науком, датирају још из мог дипломског рада.

Од рођења сам упућен на лифтове. Највећи дио свог живота проживио сам на једанаестом спрату солитера. У тај период рачуна се и тужно ратно доба када лифтови нису радили. Тада су подсјећали на мрачне бетонске шпиље у којима су се само могли, трачком дневне свјетлости која је успијевала некако да се провуче до дубине стубишта, назирати масни и паучином обрасли дијелови металних конструкција.

Идући пјешке, монотонију полумрачних и тихих степеништа разбијао је језив призор, који се сваки пут указивао на другом мјесту али са истим страхом који се рађао у стомаку и слијевао у ноге, које су потом успоравале и тражиле најкраћи пут до сљедећег спрата. Заглављена кабина лифта, као скелет мртваца, у мраку, у неприродном положају, висила је. Подсјећала на тугу и смрт која се ширила око нас, на јаук и бол рањених, напуштених, одбачених, на вријеме које је стало. Истовремено, на неки чудан начин мамила је сажаљење. Ако је глуво доба као што је било глуво вријеме и ако се тихо шуњаш као да се кријеш, могао си да чујеш тихи вапај којим је, као на издисају, изнемоглим гласом позивала, обраћала се желећи да каже своју посљедњу жељу, остави опоруку, поздрави неког вољеног или само да замоли да је не забораве.

Тишина је на крају побјеђивала, и човјека и лифтове. Човјек се са временом навикне на све, и да је смрт дио живота, и да је туга ту јер не би знали за радост, и да може да се живи и без свјетла и са мраком. Лифтови се ипак нису дали. Они се нису помирили са судбином. Чим је звук олова који сјече ваздух надјачао смијех и када су птице вратиле небо себи за дом из којег су биле протјеране, и лифтови су се пробудили. Насукани бродови у вертикалним каналима брзо су поскочили, просвијетлили, раширили своја врата, затегли ужад, растрчали се горе – доље, као млади коњи пуштени у рано прољеће да својим снажним копитама избришу заостале трагове посљедњег снијега и својим гласним и веселим рзањем охрабре сунце да се дуже задржи на небу.

Није све било тако бајковито. Само привидно су ти весели вранци одисали спремношћу за неуморан данонoћни рад. Густа паучина прекрила је дубоке боре избраздане годинама проведеним у мраку. Први жустри покрети гриве и репа открили су истину. Лифтови су све чешће били у квару. Овај пут освијетљени јер мрак је

заувијек протјеран, али несигурни. У то вријеме, код лифтова је је било сигурно само на ком спрату си ушао, све остало је било лутрија. Та томбола је могла да се игра до банкрота живаца. Нити знаш на којем спрату ћеш изаћи, да ли ћеш изаћи, између којих спратова ћеш да се заглавиш, и хоће ли, када се заглавиш, ручица којом се врата могу отворити бити доступна. За неке који су је тражили срећа би била да никада нису осјетили њен хладни метални додир. Бројање станица током вожње на нашим солитерским ролеркостерима је било обавезно јер лако се путовање завршавало послије посљедње, а то већ није било забавно. Забавним се могло сматрати само када те лифт одлучи возати од спрата до спрата, насумично и ако имаш смисао за ту врсту хумора.

Када су још дјеца из солитера, што мог, што сусједних, открила како могу да заглаве лифт, на приземљу, елегантно потежући ручку од врата, па игранка није престајала. Несрећник који би се затекао у кабини лифта као жртва дјечачке јефтине забаве, могао је само да се моли да ће дјеци, као и свака друга играчка, и ова високотехнолошка брзо да досади. И досадила је, када смо одрасли.

Носећи у себи лифтове и као трауму и као најбоље пријатеље који те понесу таман када више немаш снаге ни да погледаш у једанаести спрат, дошло је вријеме да се дипломира. Шта изабрати као тему него аутоматизацију лифтова, болно мјесто, жива рана, једна од оних које још нису зарасле послије ратних олуја и мећава. Професорица др Србијанка Турајлић је прихватила идеју за тему али ја нисам имао идеју ни како да почнем а ни гдје да завршим. Срећом, и градска каса је почела да се опоравља и стаје на ноге, па се нашло вишка и да се ремонтују лифтови у граду. Сјајна прилика да се нешто научи и види око лифтова, а да није у мраку и под паучином.

Повезао сам се са дивним људима који су живот посветили да лифтове враћају у живот. Добри Љубиша Панчић и добри људи из Сингерице показали су ми и увели ме у свијет лифтова, открили тајне, показали што до тада видио нисам и захваљујући њима схватим да је моја тема за дипломски промашена. Не ради се аутоматизација лифта са програмабилним логичким контролерима као што сам ја мислио нити је аутоматизација лифтова нешто што бих ја први радио (а није скромно рећи да сам ја свој дипломски у том тренутку баш тако замишљао).

Благо разочаран, упитам, а заправо се пожалим, тада асистенту на Електротехничком факултету Миодрагу Симовићу. Он је радио као ревизор пројеката у Заводу за изградњу који се нажалост касније урушио као и моја идеја о аутоматизацији лифтова, па сам се надао да ће ме он некако навести да прићем лифтовима са праве стране, кроз врата на примјер, тј. кроз рачун, математику, папире, боље него кроз жице и вијке јер за то већ постоје стручњаци. Он ме је чак упознао и са неком Рајном која је имала фирму за изградњу и одржавање лифтова. Није ми то било од помоћи, жену нисам ни упамтио, али живот своје лифтове има па око десет година касније почнем радити

пројекте лифтова баш за ту Рајну, која ми је још увијек само непозната особа иза бајковитог имена.

Симовић ме упути да мало истражим трзај код лифтова. Он је то негдје прочитао, у некој збирци, има неки задатак. Ето, каже, код нас то нико не спомиње, ни у пројектима лифтова али могло би бити занимљиво. И тако почну прве трзавице, у мом дипломском раду. Трзамо се трзај и ја све до доктората, а и послије, ево све до ове монографије. И није изгледно да ћемо на овоме стати. Дипломски рад са темом „Преглед савремених електромоторних погона лифтова и контрола трзаја који се јавља при кретању кабине лифта“ одбранио сам пред комисијом коју су чинили тада асистент, а данас проф. др Петар Матић, проф. др Милорад Божић и ментор проф. др Слободан Вукосавић, који је захваљујући већ узнапредовалој технологији био у телевизору, тј. на Електротехничком факултету у Београду, а спајао нас је видео линк.

У десетој глави монографије описан је математички модел који сам извео и објавио први пут у том свом дипломском раду.

Други циклус студија био је пауза од лифтова, пријеко потребна. У монографији нема ништа што је проистекло из периода студирања на другом циклусу али не бих себи опростио када не бих на оваквом мјесту споменуо свог ментора на завршном раду другог циклуса проф. др Миленка Ђурића код којег сам ипак остао на трагу погона и одбранио тему „Заштита нисконапонских асинхроних мотора од асиметричног напајања“.

Сав преостали садржај монографије је плод рада током докторских студија. Тему трзаја сам вратио на позорницу. Објавио сам са својим колегама професорима, проф. др Михајлом Стојчићем и проф. др Бранком Бланушом, неколико радова на тему различитих облика трзаја. Касније сам генерализовао функцију кретања са дефинисаним трзајем, објавио у истакнутом међународном часопису и ставио тачку на различите математичке моделе за различите облике. Извео сам један модел који покрива све могуће облике, па изволите, све је описано у петој глави.

Докторат није мачији кашаљ, поготово када за ментора изаберете проф. др Дарка Марчетића, који је докторирао код свјетски чувеног, и већ поменутог мог ментора са дипломског, професора Вукосавића. Додатна реклама није потребна.

Нема доктората без науке, нема науке без експеримента, нема експеримента без лабораторије. Направи лифт па се са њим играј. Умањени модел реалног лифта који је и сада у Лабораторији за мехатронику и роботику као свједок, или тачније споменик минулим данима и ноћима (којима се не зна број) проведених у истраживању, је први лифт који сам пројектовао. Радне колеге и уједно другари помогли су да се експериментална апаратура направи. Колега и пријатељ проф. др Стево Боројевић, осим што је моделирао помагао ми је и да га окачим на зид. Њему је теже пало што

сам у бетону бушилицом наишао на арматуру него мени самоме, јер га је кући чекала трудна супруга Наташа, којој су минуте и сати трајали много дуже него нама, докторима наука у покушају. Експериментална апаратура описана је детаљно у седмој глави. Лично сам је лакирао, а два спаљена фреквенцијска регулатора нећу ни да спомињем, не знам ништа о томе нити куда је сав тај дим отишао.

Трзај сам апсолвирао, требало га је испробати на апаратури и ићи даље са планираним идејама за докторат али… мој лифт није радио. Реализовао сам брзинску регулацију са мојом референцом брзине са дефинисаним трзајем али лифт умјесто да је пратио референцу, само је стајао у мјесту и тресао се толико да, ако га хитно не бих искључио, конструкција би се убрзо распала. Нисам знао нити о чему је ријеч нити како да поправим то што не знам да је покварено. Након дужег размишљања нашао сам излаз на широка врата. Брзински регулатор који сам користио преузео сам, од трећи пут поменутог професора Вукосавића. Давно је он, заједно са доајеном аутоматског управљања на београдском Електротехничком факултету, проф. др Милићем Стојићем, свјетској јавности представио свој оптимални регулатор брзине. Детаљно га је описао и у својим књигама, од којих сам ја користио баш ону на енглеском јер ми је у списку литературе звучала моћније. И ето рјешења. Прогласио сам, мирне душе и усијане главе, да Вукосавићев регулатор не ради. Тако је. Тај регулатор ради само у његовим књигама. Срећа па то нисам причао на глас.

Након мало дужег размишљања од овог претходног закључио сам о чему је заиста ријеч. Лифт, усљед еластичне структуре, прије свега челичних ужади, у интеракцији са остатком конструкције коју чини и погонски мотор, има резонантну фреквенцију коју сам ја случајно погодио. Погодио сам је јер је брзински регулатор, напротив, био јако добар па му је и фреквенцијски спектар био богат. У том богатству била је и резонантна фреквенција лифта која је учинила оно што учине војници ако марширају на мосту или што је Тесла учинио на зградама око своје лабораторије, а касније и са полицајцима на плочи (свака сличност са Теслом је случајна, са полицајцима такође).

Открио сам узрок, пронашао сам и рјешење. Осмислио сам антирезонантни филтер који треба да се подеси на резонантну фреквенцију. Филтер све што брзински регулатор форсира у систем пропушта, осим фреквенције која је за систем фатална. Звучи једноставно, можда и јесте али како знати која је резонантна фреквенција лифта, сигурно није. Пролазили су дани и мјесеци, не би их сада пребројавао да ова соната не склизне у Д мол, али и томе се нашло лијека. У науци, као и у животу, увијек послије кише долази сунце и нада умире посљедња.

Пронашао сам начин како се може аутоматски одредити резонантна фреквенција и, још боље, како се може аутоматски подесити антирезонантни филтер. Све сам описао у свјетским научним часописима и у четвртој, шестој и осмој глави монографије.

Лифтове сам, као што се види, озбиљно схватио. Данас се бавим њиховим пројектовањем, са више или мање трзаја и вибрација. Од пројектовања сам зарадио нешто више него од науке, али далеко мање од неких који су се лифтовима много мање возили од мене, а још мање у њима заглављивали.

Да би прича имала заокружену цјелину и да не би математика остала гола и неушушкана теоријом препуштена оштрим вјетровима критике који научни резултат мјере метром и бројем страна, у трећој глави сам систематизовано описао лифт као мехатронички систем, показао гдје му је реп а гдје глава. Све сам добро подбочио у другој глави анализом туђих резултата у овој области тежећи да покажем како сам ја ту ипак издоминирао. Тако сам научио читајући туђе прегледе и анализе литературе, да не кажем state-of-the-art.

Ниједан човјек није окресана грана као што и иза сваког успјешног резултата стоји брдо неуспјеха али и добрих људи, пријатеља, колега, ментора. Захваљујем се свима које сам споменуо у овом предговору јер да није било њих не би било ни предговора, ни монографије, као ни резултата.

Парадокс је да они који нису споменути су и најврједнији и њима дугујем највише. То су они које сваки мој успјех радује, а неуспјехе и грешке ми са лакоћом опраштају. Много лакше него ја њима. Родитељи, сестра, супруга као и они који су нам се са временом прикључили, али и они којима још нисмо ни име дали, сви они о овоме не знају ништа. Неразумљив наслов, још неразумљивији садржај, ако ме не извуче предговор и љепушкаст дизајн корица, биће да сам залуд трошио вријеме. Али баш због тога, њима се највише захваљујем јер они ме воле и када ме не разумију.

У мом родном граду,

љета Господњег 2022.

доц. др Бојан З. Кнежевић



…Љубав никад не престаје,
док ће пророштва нестати, језици ће замукнути,
знање ће престати.
Јер дјелимично знамо, и дјелимично пророкујемо;
А када дође савршено, онда ће престати што је дјелимично…

(1 Kor. 13)

САДРЖАЈ

1. Увод 1
2. Стање у области истраживања 8
2.1. Преглед литературе у области вибрација 8
2.2. Преглед литературе у области управљања трзајем 10
3. Математичко моделовање мехатроничког система лифта 14
3.1. Опис електричног лифта 14
3.2. Математички модел механичког подсистема МСЛ-а 16
3.3. Математички модел погонског подсистема МСЛ-а 20
3.4. Математички модел индиректног векторског управљања 22
3.5. Управљање брзином и положајем МСЛ-а 24
4. Сузбијање вибрација у мехатроничком систему лифта 27
4.1. Појава вибрација у МСЛ-а 27
4.2. Филтер за сузбијање вибрација у МСЛ-а 29
4.3. Предложена процедура за подешавање антирезонантног филтера 31
5. Трајекторија брзине са дефинисаним трзајем 38
5.1. Дефиниција и облици трзаја у МСЛ-а 38
5.2. Генерализовани модел референце брзине дефинисан трзајем 42
6. Антирезонантна управљачка шема са контролом трзаја мехатроничког система лифта 56
7. Опис експерименталне апаратуре 58
7.1. Управљачки ДСП подсистем мехатроничког система лифта 58
7.1.1. Поређење ДСП-а са аритметиком фиксне и покретне тачке 58
7.1.2. Дигитални сигнал процесор са окружењем 62
7.2. Погонски подсистем МСЛ-а 63
7.2.1. Енергетски претварач 64
7.2.2. Прилагодна кола 71
7.3. Механички подсистем МСЛ-а 75
7.4. Параметри и додатна израчунавања и умјеравања за експерименталну апаратуру 78
7.4.1. Параметри МСЛ-а 78
7.4.2. Мјерење брзине и параметри регулатора брзине 79

7.4.3. Мјерење напона једносмјерног међукола 79
7.4.4. Мјерење линијских и израчунавање магнетизационе и активне компоненте струје статора, i_{sd} и i_{sq} 80
7.4.5. Струјни лимити и одређивање номиналне вриједности струје магнећења, i_{sdn} 82
8. Резултати провјера предложених рјешења 85
8.1. Експериментални резултати предложених алгоритама за сузбијање вибрација у мехатроничком систему лифта 85
8.2. Експериментални резултати предложене регулације брзине са контролисаним трзајем 94
9. Унапријеђени брзински и струјни регулатори 100
9.1. Дигитални регулатор који обезбјеђује робусно праћење трајекторије са контролисаним трзајем 100
9.2. Нови аналитички приступ за пројектовање регулатора струје и брзине 103
9.2.1. Пројектовање регулатора струје 106
9.2.2. Пројектовање регулатора брзине 108
9.2.3. Резултати симулација 110
9.2.4. Резултати експеримената 114
10. Остале методе генерисања трајекторије брзине са дефинисаним трзајем 117
10.1. Трзај константне вриједности 117
10.2. Трзај синусног облика 123
11. Закључна разматрања 127
12. Литература 133

1. УВОД

Мехатроника је типичан примјер модерног инжењерства. Може да се сматра тренутним стањем у еволуцији инжењерства. Приступ пројектовању уређаја на нов синергијски и интердисциплинарни начин. Али, треба имати на уму да мехатроника није револуција, није наметнути начин размишљања него је природни слијед еволутивног развоја инжењерства и уопштено примјењених наука у области техничких али и природних наука.

Мехатроника је синергијско јединство техничких наука и то: механике, електронике, аутоматике и информатике. Редослијед набрајања није важан али захваљујући тренутном стању развоја технике редослијед би могао и добити на значају. У почетку су мехатронички системи били заправо модернизовани механички системи са малим удјелом електронских склопова, аутоматике, а понајмање програмирања и софтвера. Како се технологија развијала тако су техничке дисциплине у области електротехнике и рачунарства постале доминантне док је механички дио остао на неком ниво у развоја са мањим напретком у технологији. Такође, ни дисциплине нису више тако уске. Због тога, ако би редослијед одређивао удио техничке дисциплине у мехатроничким системима, може се измјенити редослијед набрајања и рећи да је мехатроника синергијско јединство техничких наука и то: софтверског инжењерства, електротехнике и машинства.

Посљедње три деценије су године када настаје мехатроника. То су године интензивног развоја набројаних техничких дисциплина али и повећања животног стандарда и конзумената који имају све веће захтјеве за бољим, напреднијим и квалитетнијим производима. Да би се дао одговор купцима који желе и могу да плате овакве производе, привреда је почела да конструише и производи уређаје који су све више интелигентнији и самосталнији. Због тога је порасла употреба микроконтролерских и рачунарских компоненти као и софтвера у мехатроничким уређајима. Омасовљење и повећање обима производње омогућило је да ти производи постану све јефтинији и доступнији чак и купцима ниже куповне моћи. Већи број купаца омогућио је повећање серија у производњи што је даље за посљедицу дало појефтињење компоненти које су проширила примјену и постале доступне и за неке друге апликација за које првобитно нису биле намијењене.

Тако се створила спирала сталног пораста захтјева за квалитетом, новим могућностима и функцијама као и количинама са једне стране и пада цијена са друге стране. Створена спирала је иницирала и довела до модерног степена техничког развоја који захтјева другачији приступ развоју и пројектовању производа – махатронички приступ [1], [2].

У науци су примарне дисциплине доста омеђене унутар својих граница и развијене до изузетно високог нивоа развоја. Међутим, интердисциплинарне области се најслабије развијају. Научна истраживања која комбинују више научних дисциплина имају највеће изгледе за развој у будућности.

Ако се за примјер узму електромоторни погони који су у монографији срж, примјетиће се да се они најчешће истражују самостално и засебно од оптерећења не узимајући у обзир интеграцију са радном машином, односно остатком погона. Потпуно супротно од реалног стања у којем су електромоторни погони увијек у интеракцији са постројењима и машинама механичког, пнеуматског, хидрауличног, термичког, транспортног или неког другог типа. Ако се у истраживању оптерећење не посматра и не анализира или се посматра хипотетички са само основним његовим карактеристикама заобилазе се и игноришу реалне специфичности оптерећења чиме се губи садржајност потенцијалних научних истраживања.

Овом монографијом представљен је научни рад аутора чија је жеља да се испуни недовољно истражена научна област која се налази на додирним тачкама између електротехнике и машинства. Између ове двије области праћене додатно информационим технологијама, постоји велики број додирних тачака са великим перспективама за истраживања, што је и додатни мотив за монографију.

Изградња вишеспратних објеката омогућен је високо технолошким развојем грађевинске дјелатности и инжењерства. Високоградња је додатно мотивисана интензивном урбанизацијом и експанзијом градских средина са повећањем густине насељености и већом концентрацијом становништва у градским срединама. Неминовно је високоградња и развој изградње високих грађевина праћен развојем лифтовских постројења јер су лифтови ти који су обезбиједили пуну функционалност изграђених објеката.

Још од времена када су конструисани и у употребу пуштени први комерцијални лифтови, конструкција лифтова се није битно мијењала. Унапрјеђење лифтова кроз године огледа се у перманентном унапрјеђењу електричног погона, управљачког система, сигурносних елемената као и издржљивости, дуготрајности и економичности лифтовског погона. Комфор и удобност путника су посебно интересантна и важна карактеристика које је угрожена код брзих, а нарочито експресних лифтова.

У највишој грађевини на свијету која је висока 829.8 m, у мега високом небодеру *"Burj Khalifa"*, уграђен је најдужи вертикални транспорт лифтом који износи 504 m. Лифт у Бурџ Калифи је уједно и најбржи двокабински[1] лифт на свијету са номиналном брзином од 10 m/s [3]. Наведена чињеница илуструје достигнућа модерних лифтова. Прилог томе

[1] орг. *double-deck*

је и податак да се у Европској Унији сваке године инсталира 115000 нових лифтова и да их је 2012. године било инсталирано 4.8 милиона. Јасно је колико је значај лифтова у модерном друштву и који су захтјеви пред лифтове као системе постављени [4].

У 19 земаља ЕУ инсталирано је 4.5 милиона лифтова, како се наводи у [4]. Шпанија, Италија и Њемачка су земље са највећим бројем инсталираних лифтова. Од тога је највише лифтова инсталирано у стамбеним зградама (2.9 милиона), затим у терцијарном сектору (1.4 милиона) док је у индустријском око 180.000 инсталираних лифтова. Посматрајући врсту и тип лифтова, наводи се да су безредукторски погони заступљени највише у терцијарном сектору, а у индустрији занемарљиво. У сваком сектору редукторски погони чине преко 60%.

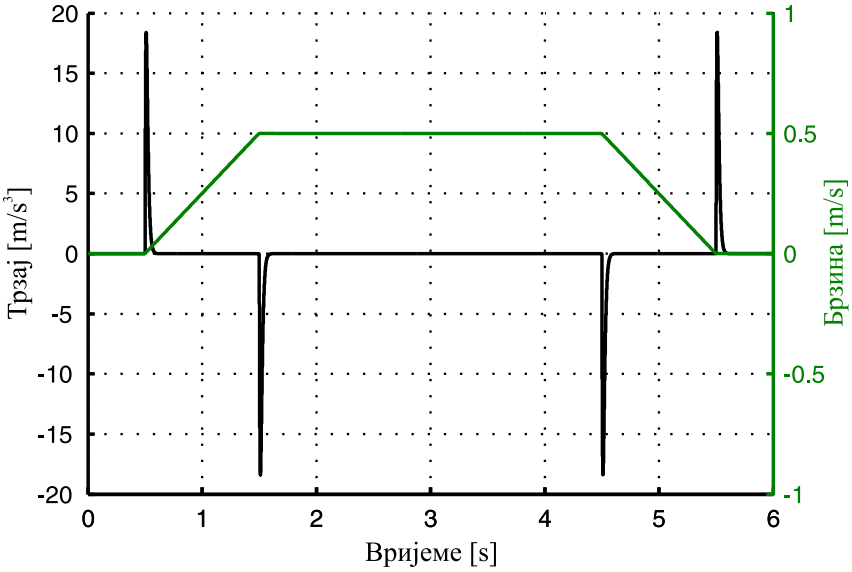
Да би се повећала расположивост модерних лифтова у зградама са великом фреквенцијом саобраћаја, номиналне брзине модерних лифтова све су веће. При томе се захтјева висок ниво прецизности позиционирања и то у опсегу од 0.001% до 0.005% од укупне дужине вожње [5]. Неминовно је да се при оваквим захтјевима код поласка и заустављања јавља трзај високе амплитуде чији је временски облик неповољан и такав да код путника изазива нелагодност па чак може и да пређе границе које организам човјека може да поднесе [6].

Нису путници и комфор једини разлози због којих је контрола трзаја важна. Неконтролисана појава трзаја има штетан утицај и на механички подсистем лифта заједно са електромоторним погоном. Такође, трзај утиче и на ужад на ужницама јер се убрзано троше усљед проклизавања изазваним неконтролисаним трзајем.

У литератури се предлаже више начина моделовања референце брзине којима се обазбјеђује да трзај током убрзавања и успоравања има жељени облик и дозвољену амплитуду. Најчешће се описују и предлажу квадратни, трапезни и синусни облици промјене трзаја [7], [8]. У [9] се наводи да је максимална амплитуда трзаја коју људски организам може да поднесе износи 2.5 m/s^3. На Сл. 1 приказан је профил промјене брзине који изазива неконтролисани трзај чија амплитуда је далеко изнад поменуте максималне вриједности.

Осим тога што контрола трзаја обезбјеђује удобну вожњу и продужава радни вијек мехатроничког система лифта (МСЛ-а) она и умањује могућност појаве вибрација [10]. Наиме, сваки механички подсистем МСЛ-а 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 [11].

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 МСЛ-а и проузрокује резонантне вибрације.

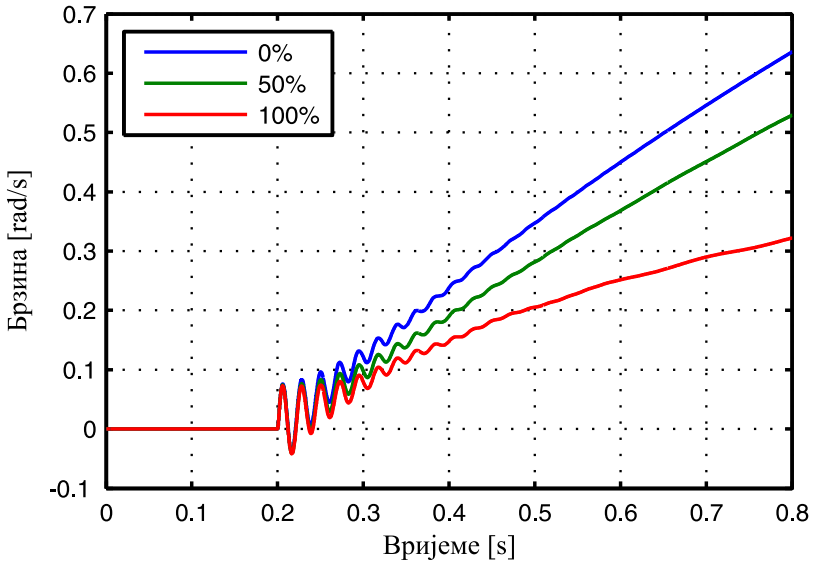


Слика 1. Неограничена амплитуда трзаја настала због неоптимизованог облика референце брзине.

На Сл. 2 приказан је временски одзив брзине на одскочну промјену погонског момента за три вриједности оптерећења у кабини лифта. Слика показује да временски одзиви брзине имају пригушене осцилације чије су фреквенције једнаке резонантној фреквенцији механичког подсистема МСЛ-а. Такође се види да амплитуда осцилација зависи од оптерећења, а фреквенција не зависи [12].

Циљ истраживања чији су резултати приказани и описани у монографији је да у коначници предложи интегрално рјешење које ће ријешити проблем неконтролисаног трзаја и појаве резонантних вибрација без нарушавања динамичких особина и тачности регулатора брзине. Обављена истраживања конвергирала су рјешењу које, за разлику од до сада у литератури представљених рјешења, представља 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-а 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 обезбијеђен линеаран режим рада регулатора [12].



Слика 2. Временски одзив МСЛ-а на одскочну референцу момента са резонантним вибрацијама за различите вриједности оптерећења у кабини МСЛ-а.

У предложеном рјешењу ПИД[2] 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-а позната, без слабљења и без фазног помака референце момента. Да би се одредила резонантна фреквенција предложен је поступак за одређивање резонантне фреквенције МСЛ-а базиран на фреквенцијској анализи и примјени Герцеловог (орг. *Goertzel*) алгоритма и Киферовог (орг. *Kiefer*)

[2] ПИД – пропорционално-интегрално-деривациони регулатор

алгоритма претраживања. Предложени поступак подешавања је софтверски поступак и не захтијева никакве додатне уређаје.

Резултат предложеног рјешења је меко стартовање и заустављање кабине МСЛ-а 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-а.

Материја која је изложена у монографији организована је и подијељена по главама, поглављима и потпоглављима у три нивоа. На самом почетку текста је глава са уводним разматрањима.

Након Увода у Глави 2 дат је преглед досадашњих истраживања објављених у доступној литератури на теме које се баве појавом вибрација у лифтовским системима и предложеним методама за њихову елиминацију.

Развој рјешења која су описана у монографији започиње извођењем математичког модела МСЛ-а који је представљен у Глави 3. Детаљан математички модел мехатроничког система лифта рашчлањен је на математичке моделе подсистема МСЛ-а који су описани у засебним поглављима. Опис МСЛ-а са свим својим подсистемима и функционалним везама између њих дат је на почетку главе.

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

Глава 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.

Рјешења описана у монографији резултовала су са новом управљачком шемом која је описана у Глави 7. Предложена управљачка шема је надоградња стандардног векторског управљања индукционим моторима.

Представљени алгоритми провјерени су експериментално на посебно развијеној и реализованој експерименталној апаратури. Експериментална апаратура је заправо умањени модел реалног МСЛ-а. У Глави 7 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 дигиталног сигнал процесора (ДСП-а). Да би се индиректно векторско управљање могло реализовати потребни су одређени прорачуни који су такође детаљно приказани.

Сви представљени алгоритми провјерени су рачунарским симулацијама и експерименталним провјерама. Резултати провјера детаљно су приказани и коментарисани у Глави 8.

Прије него што је изведен математички модел генерализованог генератора референце брзине у функцији трзаја, изведени су и публиковани математички модели генератора референци брзине и положаја са специфичним и јединственим обликом трзаја. Два математичка модела, са константним трзајем и са трзајем у облику глатке криве, изведена су и описана у Глави 10.

Закључци настали на основу истраживања описаних у монографији наведени су у Глави 11.

Литература садржи библиографске податке о цитираним изворима коришћеним у монографији. Систем навођења референци у тексту и Литератури је нумерички *IEEE* систем [13].

2. СТАЊЕ У ОБЛАСТИ ИСТРАЖИВАЊА

Преглед стања у области истраживања базиран је на прегледу литературе и до сада објављених рјешења из двије области и њихових комбинација. Преглед литературе разврстан је у сегменте који садрже проблематику вибрација и управљања трзајем.

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 [6]. 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 [3] и [14] презентовали врло сложен математички модел ужета који се састоји од нелинеарних парцијалних диференцијалних једначина са промјењивим коефицијентима. Математички модел је провјерен експериментално. Кроз истраживање је утврђено да се енергија вибрација дисипира у систему при кретању према доље али се повећава при кретању на горе. Другим ријечима, систем тежи да се стабилизује када се кабина креће ка доље али стабилност се губи ка кретању на горе.

Путем одређивања математичког модела кренули су и аутори радова [15] и [16] који су одредили нешто једноставнији математички модел у односу на моделе у [3] и [14]. 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 [5].

Умјесто експерименталних одређивања аутори [17], [18] и [19] 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 [20] и [21] аутори су представили динамички модел лифта погодан за лифтове са великим номиналним брзинама и висинама вожења. Осим наведених и у [22] и [23] објављени су модели лифта и сви описују лифтове као системе са резонантном

фреквенцијом која изазива вибрације. У [24] је коришћена метода коначних елемената за моделовање система уже-кабина лифта.

У [25] 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 [26] предлажу уградњу серво мотора са повратном спрегом по убрзању на кабину лифта са циљем сузбијања вибрација, а у [27] предлажу се електромагнетни актуатори у истој функцији. Генерално, сва рјешења која подразумијевају сузбијање вибрација додатним актуаторима на кабини лифта, као у [28], [29], баве се побољшањем постојећих или предлажу нова рјешења управљачких контролера антивибрационих актуатора, [30], [31].

Елиминација вибрација узрокована резонанцијама еластичног дијела система лифта у [32] 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 [33] предложена повратна веза по убрзању која има филтер 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 [34] 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.

Филтери су често рјешење за рјешавање проблема са управљањем или чак заштитом погона [35], [36]. Филтер непропусник опсега је примијењен и у рјешењу описаном у [37]. Аутори разматрају проблем синхроних мотора са перманентним магнетима који су механичким везама спојени са машинама као што су нумеричко контролисане машине, роботи 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 [38] на систему магнетног хард диска. Магнетни хард дискови су брзи и еластични погони са резонантним фреквенцијама које варирају и током рада усљед 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 [39] 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 [40] и [41] су описали математичке моделе дигиталних изведби филтера непропусника опсега.

На основу анализиране 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 [17] 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 [42], [43]. 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 била је актуелна још осамдесетих година [44]. Роботика, манипулатори, лифтови, погони са електричним али и са дизел моторима [45] 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 [46] као и у асистенцији при њиховој рехабилитацији [47].

У [48] 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 [49], [50] и [51].

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 [8]. 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 [7], [52], [53].

Аутори у [54] истичу недостатке квадратног облика трзаја и предлажу умјесто константних вриједности трзаја да се користе промјењиве 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 [55], а неке немају [56] средишњи нулти период. Средишњи нулти период утиче на искоришћење погона МСЛ-а и трајање вожње.

Синусни облик трзаја примијењен је у [57] и [58]. Погон мотора управљан је тако што је трајекторија положаја генерисана у функцији синусног облика трзаја дефинисане амплитуде, без ненултог 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 [59] и са синхроним мотором са перманентним магнетима [53]. 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 [60] 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 поређени са техникама управљања заснованим на прослеђивању сигнала напријед (енг. *feedforward*) и закључено је да су постигнути бољи резултати.

Значај трајекторије трзаја без тренутних промјена вриједности трзаја истакнут је у [61]. 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 [62] 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 [63] планираном трајекторијом са ограниченим трзајем остварено је управљање роботом у отвореној спрези које може да се користи алтернативно са управљањем сензорима. Планирана трајекторија кретања базирана је на лимитираном четвртом изводу положаја као и у [60]. Предложена два алгоритма верификована су у [64].

Глатка трајекторија са лимитираним трзајем за примјену у роботима са шест степени слободе описана је у [65]. 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 [66] и [67].

Прецизни позициони системи попут нумерички контролисаних машина могу да се унаприједе коришћењем алгоритама који минимизирају или ограничавају вриједност трзаја. Аутори у [68] 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 [69]. 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 [70] аутори су пројектовали позициони регулатор за директно позиционирање кабине мехатроничког система лифта. Предложили су комбинацију пропорционалног и пропорционално-интегралног регулатора са прослеђивањем сигнала напријед. Сигнали који се прослеђују 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 [71] су представили једно такво рјешење које је дискутабилно јер су МСЛ-а 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 [72], [73], [74].

Минимизација потрошње енергије мехатроничког система лифта коришћењем подесних трајекторија представљена је у [75]. 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 [8] 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.

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 [76], [77].

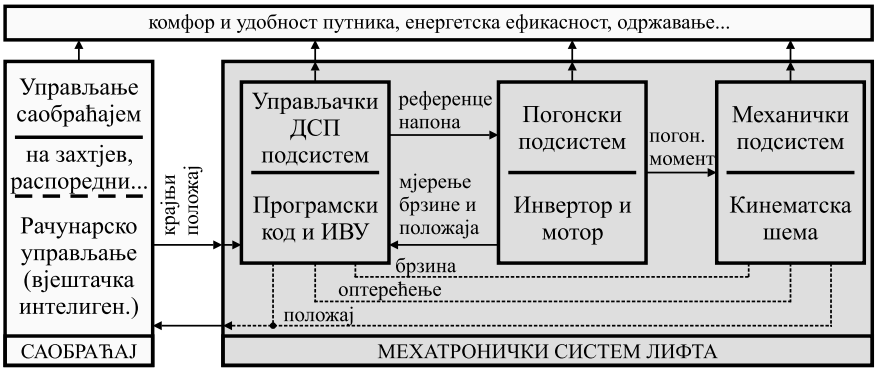
Механичка енергија у виду ротационих и транслаторних кретања незаобилазна је у индустријским апликацијама. Мехатронички системи са механичким преносом енергије су дизалице, лифтови, пужни и тракасти транспортери, роботи, системи за намотавање, ротационе пиле, механичке пресе за обраду деформисањем, вишеосни 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. [78].

3.1. Опис електричног лифта

Под појмом електричног лифта подразумијевамо 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-а). 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 [79].

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



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

Механички подсистем МСЛ-а 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 фрикционом везом[3]. Састоји се од погонске ужнице са жљебовима уз обавезно коришћење протутега. Ужница се углавном израђује од сивог лива, а облик попречног пресјека 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.

[3] Електрични лифтови у највећем броју случајева користе управо ову врсту вуче па се због тога често називају и фрикциони лифтови.

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-а који се анализира у монографији 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 [80], [49].

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 промјењиве фреквенције и промјењивог напона. Други тип конверзије је конверзија електричне енергије у механичку енергију. У монографији МСЛ садржи струјно регулисани напонски инвертор[4] (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[5] (ИВУ).

Управљачки ДСП[6] подсистем је микропроцесорска јединица. Улази за управљачки програм су: жељена дестинација прослеђена 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-а

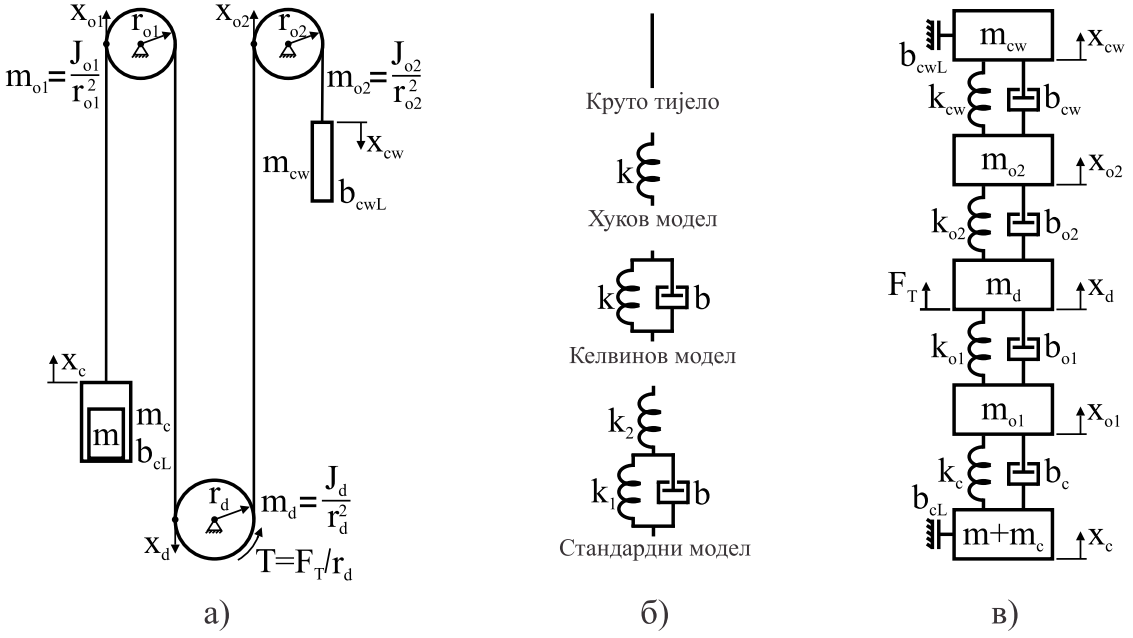
Најједноставнија веза кабине и протутега, а уједно и најзаступљенија у пракси, је веза са односом 1:1. Један крај ужета повезан је са рамом кабине, а други са противтегом. Уже је пребачено преко ужнице која је монтирана на вратилу мотора и посредством трења врши пренос механичког кретања. При томе ротационо кретање вратила мотора претвара

[4] Енг. *Current Regulated Voltage Source Inverter - CRVSI*

[5] Енг. *Indirect Field Oriented Control - IFOC*

[6] Дигитални сигнал процесор- ДСП (енг. *Digital Signal Processor*).

се у линијско кретање кабине лифта. Постоји већи број других, различитих рјешења вјешања кабине и протутега па сходно томе велики број кинематских шема. Монографија се бави типом МСЛ-а чија је кинематска шема приказана на Сл. 4а.



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

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 *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 индукционог 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) [20]. Моделовање челичног ужета као крутог тијела може да се користи код једноставних модела МСЛ-а 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-а. Једноставни модели механичког подсистема лифта нису адекватни за анализу вибрација нити других динамичких анализа. У највећем броју случајева анализе МСЛ-а, Келвинов модел (Сл. 4б) челичног ужета је адекватан [81].

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} и (5): m_{cw}):

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

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

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

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

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

гдје су 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 трење 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-а са Сл. 4:

$$\dot{q}_m(t) = \mathbf{A_m} q_m(t) + \mathbf{B_m} u_m(t)\,, \tag{6}$$

$$y_m(t) = \mathbf{C_m} q_m(t) + \mathbf{D_m} u_m(t)\,, \tag{7}$$

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:

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

$$\mathbf{B_m} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{J_d} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^{\mathbf{T}},\ \mathbf{C_m} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ и } \mathbf{D_m} = 0\,.$$

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):

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

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

3.3. Математички модел погонског подсистема МСЛ-а

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

Често коришћен мотор у МСЛ-а 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[7] [82] трансформацијом која трансформише оригиналне трофазне величине (*a*, *b* и *c*) у еквивалентне двофазне величине (α и β). 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[8] [83] трансформацијом. Паркова трансформација пресликава стационарни координатни систем ($\alpha\beta$) у синхроноротирајући чиме се постиже да све величине постану временски инваријантне.

[7] 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 далековода. 1943. године објавила је књигу под називом *Circuit Analysis of A-C Power Systems*. До 1945. године радила је *General Electric*-у, а послије тога постала је прва жена редовни професор електротехнике у Тексасу.

[8] 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 Штолкхолму. 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

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

$$\mathbf{v_s} = R_s \cdot \mathbf{i_s} + \dot{\mathbf{\Psi}}_\mathbf{s} + \mathrm{j}\omega_{dq}\mathbf{\Psi_s}\,, \tag{10}$$

$$\mathbf{v_r} = R_r \cdot \mathbf{i_r} + \dot{\mathbf{\Psi}}_\mathbf{r} + \mathrm{j}(\omega_{dq} - \omega_r)\mathbf{\Psi_r} = \mathbf{0}\,, \tag{11}$$

$$\mathbf{\Psi_s} = L_s \cdot \mathbf{i_s} + L_m \cdot \mathbf{i_r}\,, \tag{12}$$

$$\mathbf{\Psi_r} = L_m \cdot \mathbf{i_s} + L_r \cdot \mathbf{i_r}\,, \tag{13}$$

гдје је *j* комплексни оператор, а **v**, **i** и **Ψ** су вектори напона, струја и флуксева, респективно:

$$\mathbf{v_s} = \begin{bmatrix} v_{sd} & v_{sq} \end{bmatrix}^T, \mathbf{i_s} = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} \end{bmatrix}^T, \mathbf{\Psi_s} = \begin{bmatrix} \Psi_{sd} & \Psi_{sq} \end{bmatrix}^T,$$
$$\mathbf{v_r} = \begin{bmatrix} v_{rd} & v_{rq} \end{bmatrix}^T, \mathbf{i_r} = \begin{bmatrix} i_{rd} & i_{rq} \end{bmatrix}^T, \mathbf{\Psi_r} = \begin{bmatrix} \Psi_{rd} & \Psi_{rq} \end{bmatrix}^T.$$

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 ω_{dq} означена је синхрона брзина обртања магнетног поља и синхроноротирајућег координатног система, а са ω_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):

$$\dot{q}_e(t) = \mathbf{A_e} q_e(t) + \mathbf{B_e} u_e(t)\,, \tag{14}$$

$$y_e(t) = \mathbf{C_e} q_e(t) + \mathbf{D_e} u_e(t)\,. \tag{15}$$

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

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

$$u_e(t) = \begin{bmatrix} v_{sd} & v_{sq} \end{bmatrix}^T, y_e(t) = \begin{bmatrix} i_{sd} & i_{sq} \end{bmatrix}^T,$$

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.

$$\mathbf{A_e}=\begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_\sigma} & \omega_{dq} & \frac{L_m}{L_\sigma L_r \tau_r} & \frac{L_m \omega_r}{L_\sigma L_r} \\ -\omega_{dq} & -\frac{1}{\tau_\sigma} & -\frac{L_m \omega_r}{L_\sigma L_r} & \frac{L_m}{L_\sigma L_r \tau_r} \\ \frac{L_m}{\tau_r} & 0 & -\frac{1}{\tau_r} & \omega_{dq}-\omega_r \\ 0 & \frac{L_m}{\tau_r} & \omega_{dq}-\omega_r & \frac{1}{\tau_r} \end{bmatrix},\ \mathbf{B_e}=\begin{bmatrix} \frac{1}{L_\sigma} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_\sigma} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T,\mathbf{C_e}=\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ и } \mathbf{D_e}=0,$$

где 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:

$$\frac{\mathrm{d}\omega_r}{\mathrm{d}t}=\frac{T_{el}-T_{\mathrm{load}}}{J_m}, \tag{16}$$

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:

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

3.4. Математички модел индиректног векторског управљања

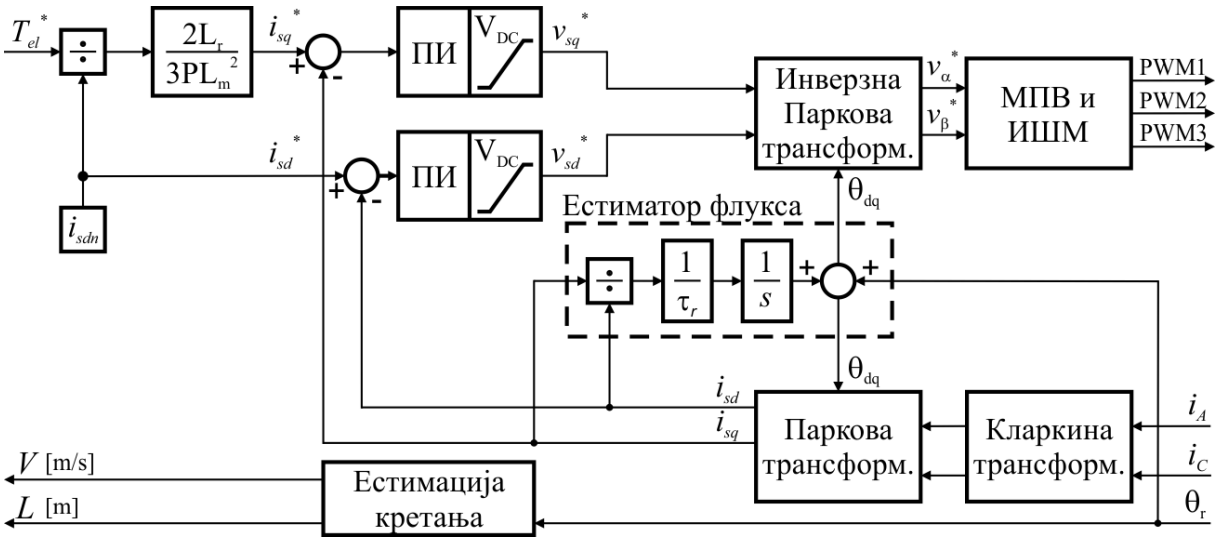
Једначина напонске равнотеже статора (10) може бити редукована користећи струјно регулисани напонски инвертор (СРНИ). СРНИ управља вектором напона статора тако да утисне референтни вектор струје статора у мотор. Ако је вектор роторског флукса познат, вектор статорске струје може бити регулисан тако да 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:

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

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

Блок дијаграм алгоритма индиректног векторског управљања (ИВУ) приказан је на Сл. 5. Блок дијаграм се састоји од два основна дијела. Први дио је генерисање управљачких сигнала за струјно регулисани напонски инвертор који обезбјеђује инјектирање задате вриједности струје статора. ИВУ 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 флуксом 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_α^* и v_β^*). Модулацијом просторног вектора[9], на основу референтних напона, генеришу се излазни трофазни напони за СРНИ. Техника за добијање трофазног наизмјеничног напона је Импулсно ширинска модулација[10].

[9] Модулација просторног вектора – енг. *Space Vector Modulation*

[10] Импулсно ширинска модулација – енг. *Pulse Width modulation, PWM*

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. Посљедица 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:

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

гдје је s комплексна промјењива и знак ˆ означава естимирану вриједност.

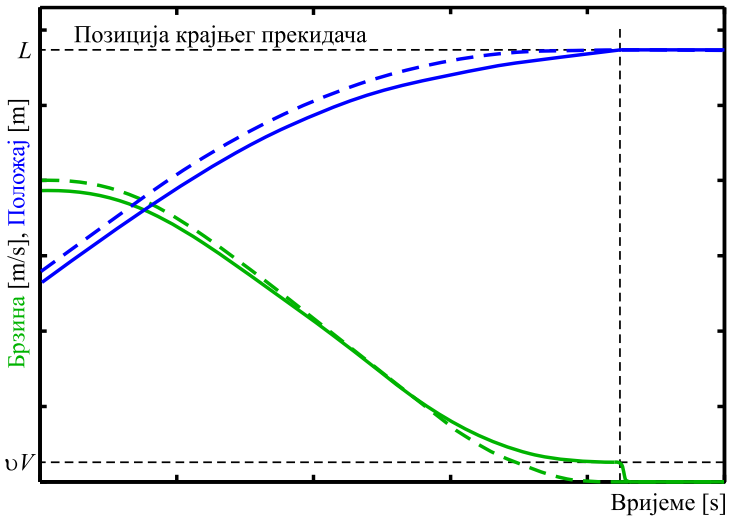
Да би се (20) могла израчунати неопходно је познавање брзине обртања ротора. Због тога се код индиректног векторског управљања обавезно мора користити сензор брзине на вратилу мотора за мјерење брзине обртања. Линеарно управљање моментом индукционог мотора, обезбијеђено коришћењем индиректног векторског управљања[11] [84], је основни предуслов за линеарно управљање брзином и позицијом МСЛ-а, а које је неопходно за тематику која је у монографији изложена.

3.5. Управљање брзином и положајем МСЛ-а

Мехатронички систем лифта је у основи позициони систем. У регулацији позиције МСЛ-а 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-а са повратном везом по позицији риједак случај. Далеко чешћа практична реализација МСЛ-а 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.

[11] K. Hasse (Технички универзитет Дармштат) у свом раду под називом "*Zum dynamischen Verahalten der Asynchronmaschine bei Betrrieb 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, H.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 Prizip der Feldorientierung , Die Grundlage fur die TRNSVEKTOR-Regelung von Asynchnmachinen*".



Слика 6. Трајекторија брзине и положаја 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-а вриједност референце брзине при заустављању није нула. Крајња вриједност брзине је мала константна вриједност коју називамо заустављна брзина и којом се улази у крајњи положај кабине лифта. Заустављна брзина дефинисана је заустављним фактором $\upsilon \in [0,1]$ таквим да је $\upsilon \cdot V \cdot 100$ проценат од номиналне брзине лифта V (Сл. 6).

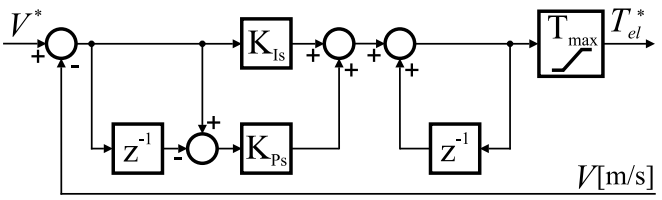
Главни задатак регулатора брзине јесте праћење референтне трајекторије брзине. Ако трајекторија брзине има облик глатке криве са ограниченим нагибом, таквим да обезбиједи рад регулатора унутар граница дефинисаних покретачким моментом, тада регулатор ради у линеарном режиму рада. Према томе, за обезбјеђен строго линерани 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, а процедура за његово подешавање је описана у [85].

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.

Комплетирана структура управљачке шеме МСЛ-а на којој су функционално међусобно повезани елементи са Сл. 5 и Сл. 7 заједно са синергијским антирезонантним дјеловањем и ограничењем трзаја приказани су у Глави 6, Сл. 16.

4. СУЗБИЈАЊЕ ВИБРАЦИЈА У МЕХАТРОНИЧКОМ СИСТЕМУ ЛИФТА

Уобичајена регулација брзине или положаја није довољна за правилан рад МСЛ-а. Вибрације, које су доминантно посљедица 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-а.

У овој глави анализира се појава и природа вибрација у МСЛ-а, описује рјешење за сузбијање вибрација и дефинише процедура за реализацију предложеног рјешења.

4.1. Појава вибрација у МСЛ-а

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

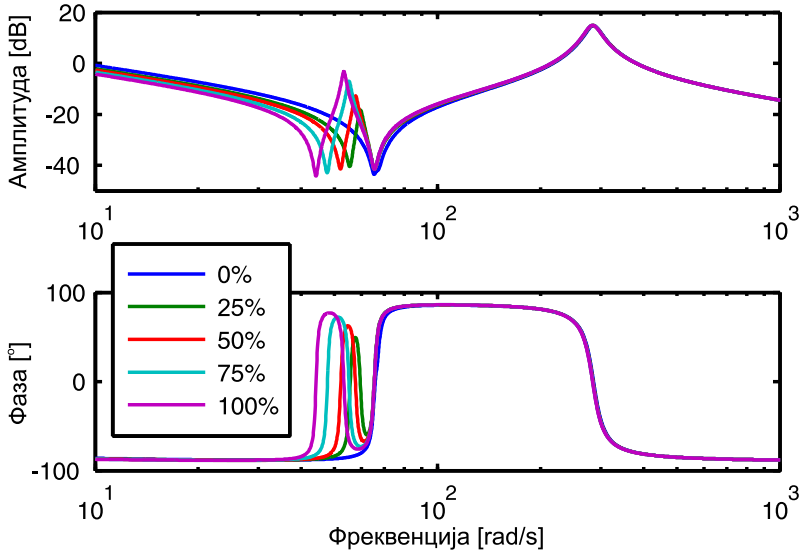
Слика 8 приказује Бодеове дијаграме МСЛ-а који је тема монографије и који је математички описан у Глави 3, а чија је практична реализација са унапријеђеним алгоритмом управљања представљена у Глави 7. Са слике се види да МСЛ-а има једну резонантну фреквенцију која зависи само од конструкције МСЛ-а и не зависи од оптерећења у кабини МСЛ-а.

Оптерећење у кабини 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 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 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

[12] Хендрик Ваде Боде (орг. *Hendrik Wade Bode*), 1905-1982, амерички инжењер, истраживач, иноватор и научник данског поријекла.

резонантна фреквенција МСЛ-а [11]. Референца покретачког момента побуђује резонантне вибрације чиме нарушава регулацију брзине и тачност позиционирања кабине лифта.



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

Филтрирање резонантне фреквенције из спектра референце управљачког момента на излазу брзинског регулатора проширује опсег примјењивих 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-а 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-а

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-а. Пар пол-нула створиће дипол који нема утицај на одзив МСЛ-а.

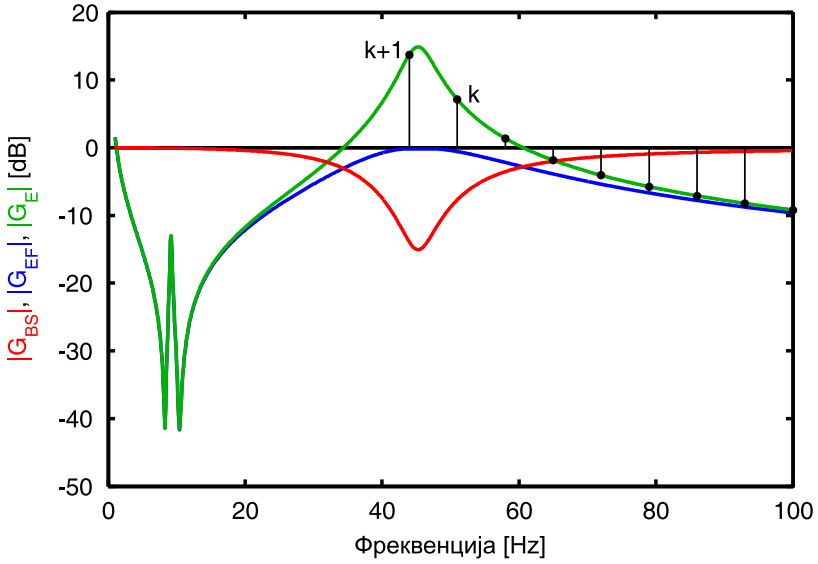
Осим коњуговано-комплексног пара нула, филтер непропусник опсега треба да има и коњуговано-комплексни пар полова који ће замијенити неутрализоване резонантне полове МСЛ-а на истој резонантној фреквенцији али много пригушенији него оригинални. С тога, преносна функција филтера непропусника опсега који одговара захтјевима неопходним за неутралисање резонантних вибрација садржи два пола и двије нуле на резонантној фреквенцији ω_0. Преносна функција филтера гласи:

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

гдје су ς_Z и ς_P фактори пригушења нула и полова, респективно.

Филтер непропусник опсега одређен је са три параметра: ω_0, ζ_Z и ζ_P. На Сл. 9 приказане су амплитудне карактеристике фреквенцијског одзива адекватно подешеног филтера непропусника опсега ($|G_{BS}|$). Иста слика приказује и амплитудне карактеристике МСЛ-а 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. 16).

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-а 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-а 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-а са и без филтера.

Филтер непропусник опсега који је описан преносном функцијом (21) мора бити реализован у управљачком ДСП подсистему МСЛ-а. 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 диференцним обликом.

Филтер непропусник опсега у дискретној форми има преносну функцију [34] која гласи:

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

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

$$\Lambda_1 = \exp[-(\varsigma_P - \varsigma_Z)\omega_0 \tau_{\text{filt}}],$$

$$\Lambda_2 = 2\cos(\omega_0 \tau_{\text{filt}} \sqrt{1-\varsigma_Z^2}) \exp(-\varsigma_P \omega_0 \tau_{\text{filt}}),$$

$$\Lambda_3 = \exp[-(\varsigma_P + \varsigma_Z)\omega_0 \tau_{\text{filt}}], \tag{23}$$

$$\Lambda_4 = 2\cos(\omega_0\tau_{\text{filt}}\sqrt{1-\varsigma_P^2})\exp(-\varsigma_P\omega_0\tau_{\text{filt}}),$$

$$\Lambda_5 = \exp(-2\varsigma_P\omega_0\tau_{\text{filt}}).$$

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

Диференцни 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 функције 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 Λ_g:

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

У општем случају, МСЛ-а може да има више резонантних фреквенција које не зависе од оптерећења него само од конструкције МСЛ-а. Описани филтер слаби, односно неутрализује само једну резонантну фреквенцију јер уноси нуле и полове на само једној резонантној фреквенцији. Међутим, ако је потребно неутрализовање више резонантних фреквенција, $N_{\omega o}$, тада се (24) и (26) понављају $N_{\omega o}$ 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-а 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-а 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-а које су уједно и централне фреквенције филтера. На амплитудским карактеристикама фреквенцијског одзива МСЛ-а максималне амплитуде налазе се на резонантним фреквенцијама па се одређивање резонантне фреквенције може свести на задатак тражења максимума амплитудне карактеристике фреквенцијског одзива МСЛ-а. Фреквенцијска карактеристика МСЛ-а 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[13] метод златног пресјека[14] [86]. Киферов метод златног пресјека (ЗП) примјењљив је на стриктно унимодалним функцијама, односно функцијама које имају само један максимум. Амплитудни спектар МСЛ-а 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-а референтним покретачким моментом (T_{el}^{*}) синусног облика. Фреквенције синусне референце покретачког момента су опадајући низ вриједности који почиње од највеће могуће фреквенције у МСЛ-а и зауставља се на фреквенцији блиској нули (Сл. 9). Највећа фреквенција која треба да се испитује и која може да утиче на рад МСЛ-а 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:

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

[13] Џек Карл Кифер (орг. *Jack Carl Kiefer*), 1924-1981, амерички статистичар.

[14] Алгоритам претраживања по златном пресјеку - енг. *Golden section search* (*GSS*) *algorithm*

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-а. На Сл. 9 приказана је описана претпретраживачка процедура на примјеру МСЛ-а 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 фреквенцијском опсегу примјењује алгоритам претраживања по златном пресјеку. За дати фреквенцијски опсег који садржи једну резонантну фреквенцију израчунавају се двије нове фреквенције са (28) и (29):

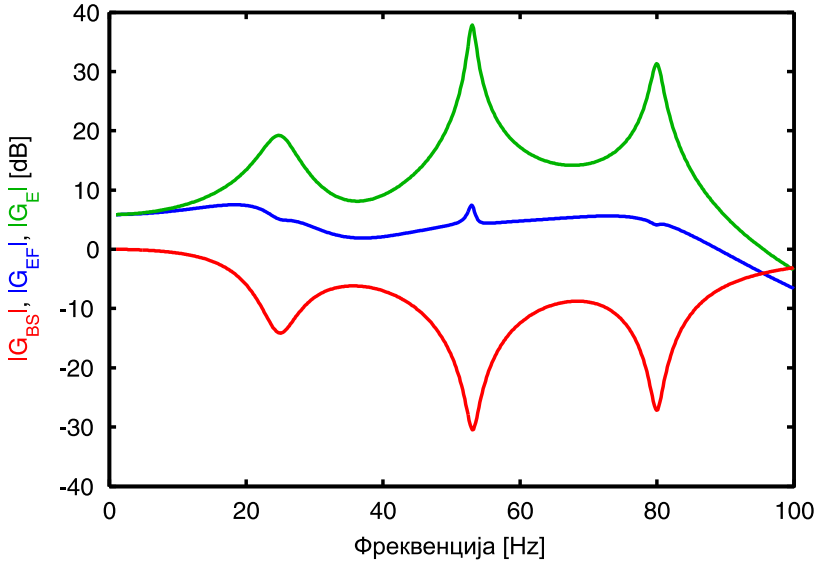
$$\omega_\alpha = \omega_k - \varphi(\omega_k - \omega_{k+1}), \tag{28}$$

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

гдје је $\varphi = (1+\sqrt{5})/2$ златни однос [86].

Побуђивање МСЛ-а на фреквенцијама ω_α и ω_β 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 ε, алгоритам претраживања по златном пресјеку 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-а са три резонантне фреквенције. Карактеристике су добијене рачунарским симулацијама. На истој слици приказане су и амплитудне карактеристике МСЛ-а без филтрирања ($|G_E|$) као и ефекат адекватно подешеног филтера на МСЛ-а ($|G_{EF}|$).



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

Претпретраживачка процедура и алгоритам претраживања по златном пресјеку 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[15] алгоритма.

Герцелов алгоритам је рекурзивна шема за израчунавање дискретне Фуријеове[16] трансформације [87]. 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 [88].

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

$$v_\kappa(n) = \omega_m(n) + 2\cos(\frac{2\pi\kappa}{N})v_\kappa(n-1) - v_\kappa(n-2)\,. \tag{30}$$

[15] Џералд Герцел (орг. *Gerald Goertzel*), 1919-2002, амерички теоретичар физике.

[16] Жозеф Фуријe (орг. *Joseph Fourier*), 1768-1830, француски математичар и физичар.

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

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

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

Нека је са f означена фреквенција референце погонског момента генерисана претпретраживачком процедуром или алгоритмом претраживања по златном пресјеку, а са f_{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):

$$N = \kappa \cdot \frac{f_{\text{Goertzel}}}{f}\,. \tag{32}$$

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, изведен је корекциони фактор којим се енергија сигнала претвара у његову апсолутну вриједност амплитуде. Коначно, квадратна вриједност стварне амплитуде израчунава се формулом:

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

гдје је τ_d [s] трајање мјереног сигнала.

Претпретраживачка процедура и алгоритам претраживања по златном пресјеку одређују резонантне фреквенције МСЛ-а као и њихове амплитуде. За подешавање филтера непропусника опсега неопходно је одредити осим ω_0 и коефицијенте пригушења ζ_Z и ζ_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:

$$\mathrm{Re}\{G_{BS}\} = \frac{\left(\omega_0^2 - \omega^2\right)^2 + 4\omega_0^2\omega^2\zeta_P\zeta_Z}{2\omega_0^2\omega^2\left(2\zeta_P^2 - 1\right) + \omega_0^4 + \omega^4}, \tag{34}$$

$$\mathrm{Im}\{G_{BS}\} = \frac{-2\omega_0\omega\left(\omega_0^2 - \omega^2\right)\left(\zeta_P - \zeta_Z\right)}{2\omega_0^2\omega^2\left(2\zeta_P^2 - 1\right) + \omega_0^4 + \omega^4}. \tag{35}$$

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

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

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

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

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

Адекватно подешавање филтера значи да амплитудна карактеристика филтера треба да буде истог облика и вриједности али супротног знака од амплитудне карактеристике МСЛ-а 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:

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

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:

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

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

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

$$\zeta_Z = \left|\frac{\omega_0^2-\omega^2}{2\omega_0\omega}\sqrt{\frac{\left|G_E\right|^2-1}{\left|G_{E0}\right|^2-\left|G_E\right|^2}}\right|, \tag{42}$$

$$\zeta_P = \zeta_Z\cdot\left|G_{E0}\right|. \tag{43}$$

У (42) и (43) коришћена је краћа нотација за ознаке из којих је изостављена функција од ω. Величине које су функција од ω_0 означене су доњим индексом 0.

Добијени изрази вриједе 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:

$$\zeta_Z = \left|\frac{f_0^2-f_a^2}{2f_0f_a}\sqrt{\frac{\left|G_{Ea}\right|^2-T_{el}^{*2}}{\left|G_{E0}\right|^2-\left|G_{Ea}\right|^2}}\right|, \tag{44}$$

$$\zeta_P = \zeta_Z\cdot\frac{\left|G_{E0}\right|}{T_{el}^*}. \tag{45}$$

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-а. Линеаран режим рада може бити постигнут користећи референтни сигнал у облику глатке криве много лакше него ако је референтни сигнал одскочна или нагибна функција [11]. 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^2, а максимална вриједност трзаја 2 m/s^3 [50].

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 [89].

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-а.

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

5.1. Дефиниција и облици трзаја у МСЛ-а

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

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

У (46) са *j* је означен трзај изражен у $\left[\text{rad}/\text{s}^3\right]$, а са α угаоно убрзање у $\left[\text{rad}/\text{s}^2\right]$.

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

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

гдје је $\theta\,[\text{rad}]$ угао, односно положај, а $\omega\ \left[\text{rad}/s\right]$ угаона брзина.

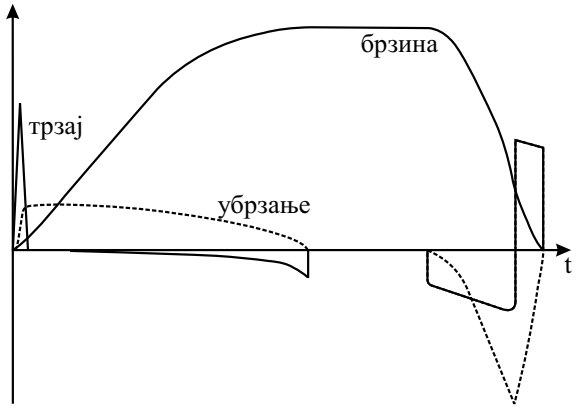
Пошто се код лифтова често оперише са линијским[17] величинама, а не са величинама ротационог кретања дата је веза између ових величина:

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

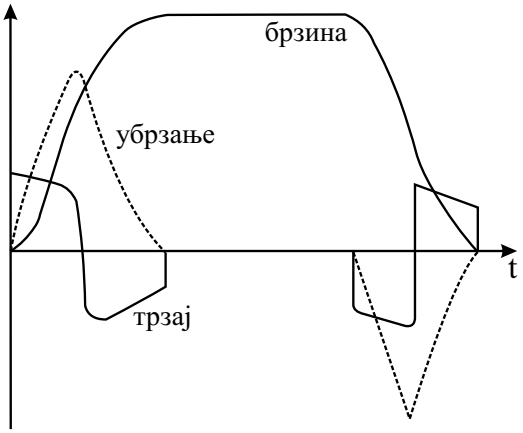
Код модерних лифтова очекује се мирно кретање, са неосјетним појавама трзаја при поласку и заустављању, а да при томе вријеме убрзања и успорења буде кратко. Оба ова захтјева су испуњена ако се брзина кабине убрзава и успорава константним промјенама, односно константним трзајем [49]. Из услова да је 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 послије достизања максималног убрзања смањује на малу вриједност.

[17] 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^2] и [m/s^3], респективно.



Слика 11. Карактеристика брзине лифта са нерегулисаним индукционим мотором [49].



Слика 12. Карактеристика брзине лифта са Вард-Леонардовом групом [49].

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 кабини, а чији се утицај не може искључити.

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

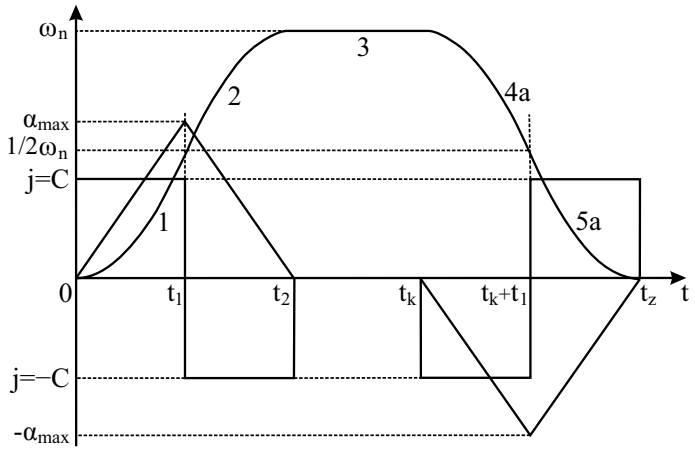
Код погона са Вард-Леонардовом групом постиже се полазак који је приближан идеалном (Сл. 12). Убрзање се стално мијења и у току залијетања дозвољени трзај пада на нулу па је вријеме убрзања врло кратко што резултује да се при свим брзинама постиже најбржи полазак.

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-а како је описан у монографији 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 [49], [50], [51].

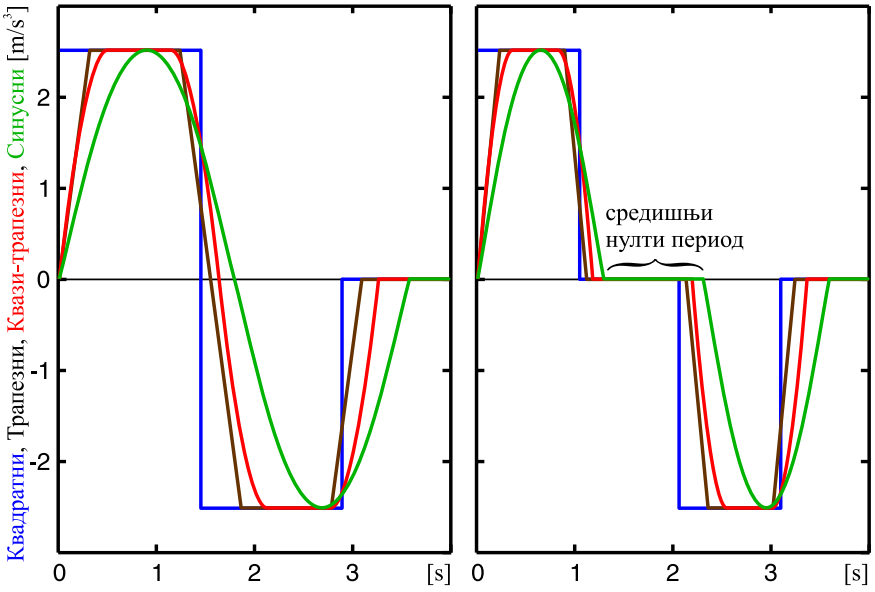


Слика 13. Карактеристика брзине, убрзања и трзаја [49].

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 [8]. 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 [7], [52], [53].

Средишњи нулти период је додатна разлика између различитих облика трајекторија трзаја. Неке трајекторије трзаја имају [55], а неке немају [56] средишњи нулти период. Средишњи нулти период утиче на искоришћење погона МСЛ-а 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-а 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-а подразумијева 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-а.

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-а 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.

$t \in [0, t_a)$:

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

$t \in [t_a, t_2)$:

$$j_2(t) = j_a,$$

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

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

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

$$j_4(t) = 0,$$

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

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

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

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

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

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

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

$j_8(t) = 0,$

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

$t \geq t_{final}$:

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

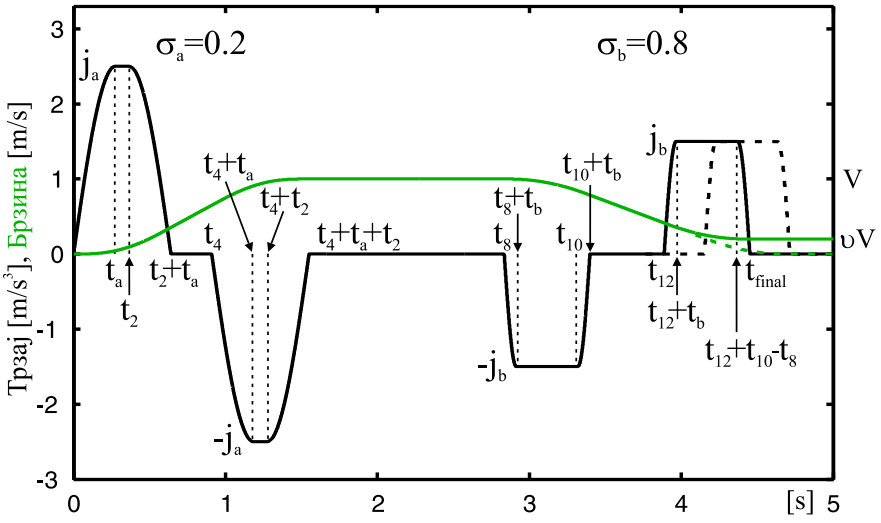
У систему једначина датог у Таб. 1 $j_1(t)$- $j_{16}(t)$ трзаји су у функцији времена који су одређени параметрима које дефинише корисник: j_a – вриједност амплитуде трзаја током

убрзавања и j_b – вриједност амплитуде трзаја током успоравања. Осим кориснички дефинисаних параметара у $j_1(t)$- $j_{16}(t)$ 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:

$$t_a = \sigma_a \frac{\pi A_a}{4 j_a}, \tag{49}$$

$$t_b = \sigma_b \frac{\pi A_b}{4 j_b}, \tag{50}$$

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

$t \in [0, t_a)$:

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

$t \in [t_a, t_2)$:

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

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

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

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

$$a(t) = A_a,$$

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

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

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

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

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

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

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

$$a(t) = 0,$$

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

$t\geq t_{final}$:

$$a(t)=0.$$

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:

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

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

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-а. Неке трајекторије брзине презентоване у литератури немају период константне брзине [71]. Оваква рјешења су дискутабилна јер су МСЛ-а 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-а (V) и амплитуде убрзања током убрзања и успорења:

$$t_4 = V / A_a , \tag{53}$$

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

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 υ (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:

$$t_4 = t_2 + t_a , \tag{55}$$

$$t_{12} = t_{10} + t_b . \tag{56}$$

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

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

Изрази за положај дати су у Таб. 4 и могу да се користе када се МСЛ-а 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:

$$A_{a_\max} = \sqrt{\frac{2 j_a V}{\sigma_a (\pi - 2) + 2}} , \tag{58}$$

$$A_{b_\max} = \sqrt{\frac{2(1-\upsilon) j_b V}{\sigma_b(\pi-2)+2}}\,. \tag{59}$$

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

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.

$t \in [0, t_a)$:

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

$t \in [t_a, t_2)$:

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

$v(t)=V,$

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

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

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

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

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

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

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

$$v(t)=A_b\left(t_{10}-t_8+t_{12}-t\right)+\upsilon V-\frac{j_b}{2}\left(t_8{}^2+t_{10}{}^2+t_b{}^2\right)+j_b\left(t_8t_{10}-t_8t_b+t_{10}t_b\right)+\frac{2j_bt_b}{\pi}\left(t_8-t_{10}+t_b\right),$$

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

$$v(t)=A_b\left(t_{10}-t_8+t_{12}-t\right)+\upsilon V-\frac{j_b}{2}\left(t_8{}^2+t_{10}{}^2+t_b{}^2\right)+j_b\left(t_8t_{10}-t_8t_b+t_{10}t_b\right)+$$
$$+\frac{2j_bt_b}{\pi}\left(t+t_8-t_{10}-t_{12}+t_b-\frac{2t_b}{\pi}\sin\left(\frac{\pi\left(t-t_{12}\right)}{2t_b}\right)\right),$$

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

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

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

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

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

$t\geq t_{final}$:

$$v(t)=\upsilon V.$$

Табела 4. Једначине трајекторије положаја у функцији трзаја.

$t\in[0, t_a)$:

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

$t\in[t_a, t_2)$:

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

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

$$d(t)=\frac{A_a}{2}\left(t^2-t_2^2-2t_2t\right)+\frac{j_at\left(t_a^2-t_2^2\right)^2+j_at_at_2^2}{2}-\frac{j_a\left(t_a^3+2t_2^3\right)}{6}-\frac{j_at_a\left(t^2-4t_2t+2t_2^2\right)}{\pi}+\frac{4j_at_a{}^2}{\pi^2}\left(t_a-t_2\right)-$$

$$-\frac{8j_at_a{}^3}{\pi^3}\sin\left(\frac{\pi(t-t_2)}{2t_a}+1\right),$$

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

$$d(t)=\frac{A_a t_4^2}{2}+V_n\left(t_8-t_4-t_2-t_a+\upsilon t-\upsilon t_8\right)+\frac{j_a t_4}{2}\left(t_2^2-t_a^2\right)+A_b\left(t_8-t_{12}+t_b\right)\left(t_8-t\right)+\frac{8 j_b t_b^3}{\pi^3}+\frac{4 j_b t_b^2}{\pi^2}\left(t-t_b-t_8\right)$$
$$-j_b\left(\frac{1}{6}\left(t^3+t_8^3+t_b^3\right)+\frac{1}{2}\left(\left(t^2+3t_8 t_b\right)\left(t_8+t_b\right)+t\left(t_8^2-3tt_b^3\right)\right)-2tt_8 t_b+t_{10}t_b\left(t-t_8\right)\right)+$$
$$+\frac{j_b t_b}{\pi}\left(t\left(2t_8-t+4t_b\right)-t_8\left(4t_b+t_8\right)\right)+\frac{2j_a t_4 t_a}{\pi}\left(t_a+t_2\right),$$

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

$$d(t)=\frac{A_a t_4^2}{2}+V_n\left(t_8-t_4-t_2-t_a+\upsilon t-\upsilon t_8\right)+\frac{j_a t_4}{2}\left(t_2^2-t_a^2\right)+A_b\left(t_8-t_{12}+t_b\right)\left(t_8-t\right)+\frac{4 j_b t_b^2}{\pi^2}\left(t_{10}-t_b-t_8\right)+$$
$$+j_b\left(\frac{1}{6}\left(t_8^3-t_{10}^3+t_b^3\right)+\frac{1}{2}\left(\left(t^2+3t_8 t_b\right)\left(t_8+t_b\right)+t\left(t_8^2+t_{10}^2-tt_{10}-3t_b^2\right)\right)-2tt_8 t_b+t_{10}t_b\left(t-t_8\right)\right)+$$
$$+\frac{8 j_b t_b^3}{\pi^3}\left(\sin\left(\frac{\pi\left(t-t_{10}\right)}{2t_b}\right)+1\right)+\frac{j_b t_b}{\pi}\left(t\left(2t_8-t+4t_b\right)-t_8\left(4t_b+t_8\right)\right)+\frac{2j_a t_4 t_a}{\pi}\left(t_a+t_2\right),$$

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

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

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

$$d(t)=\frac{A_a t_4^2}{2}+V_n\left(t_8-t_4-t_2-t_a+\upsilon t-\upsilon t_8\right)+\frac{j_a t_4}{2}\left(t_2^2-t_a^2\right)+\frac{4j_b t_b^2}{\pi^2}\left(t_8-t_{10}+t_b\right)+\frac{2j_a t_4 t_a}{\pi}\left(t_a+t_2\right)+$$
$$+A_b\left(t_8\left(t_8-t_{12}+t_b\right)-\frac{t_{10}^2}{2}-t_{10}t_b-\frac{t_b^2}{2}-\frac{t}{2}\left(t+2t_8-2t_{10}-2t_{12}\right)\right)+\frac{8j_b t_b^3}{\pi^3}\left(\cos\left(\frac{\pi\left(t-t_{12}\right)}{2t_b}\right)+1\right)+$$
$$+j_b\left(\frac{t_8^3}{6}+\frac{t_{10}^3}{3}-\frac{t_b^3}{3}+\frac{1}{2}\left(t_8t_{10}\left(2t-t_{10}-4t_b\right)+t_8t_b\left(3t_8+2t_b-2t\right)+t_{10}t_b\left(t_{10}-t_b+2t\right)-t\left(t_8^2+t_{10}^2+t_b^2\right)\right)\right)+$$
$$+\frac{j_b t_b}{\pi}\left(t_b\left(t_b-4t_8+2t_{10}\right)-t_8^2+t_{10}^2+t_{12}^2+t\left(t+2t_8-2t_{10}-2t_{12}+2t_b\right)\right),$$

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

$$d(t)=\frac{A_a t_4^2}{2}+V_n\left(t_8-t_4-t_2-t_a+\upsilon t-\upsilon t_8\right)+\frac{j_a t_4}{2}\left(t_2^2-t_a^2\right)+\frac{4j_b t_b^2}{\pi^2}\left(t_{10}-t_8+t_{12}-t\right)+\frac{2j_a t_4 t_a}{\pi}\left(t_a+t_2\right)+$$
$$+A_b\left(t_8\left(t_8-t_{12}+t_b\right)-\frac{t_{10}^2}{2}-t_{10}t_b-\frac{t_b^2}{2}-\frac{t}{2}\left(t+2t_8-2t_{10}-2t_{12}\right)\right)+\frac{j_b t}{2}\left(t_{10}-t_8+t_{12}\right)\left(t_8-t_{10}+t_{12}+2t_b\right)+$$
$$+j_b\left(\frac{t^3}{6}+\frac{t_8^3}{6}+\frac{t_{10}^3}{3}-\frac{t_{12}^3}{3}+\frac{1}{2}\left(t_8t_b\left(3t_8+2t_b\right)-t_8t_{10}\left(t_{10}+4t_b\right)+t_{10}t_b\left(t_{10}-t_b\right)-t_{12}t_b\left(t_{12}+t_b\right)-t_b^3\right)\right)+$$
$$+\frac{j_b t_b}{\pi}\left(t_b\left(t_b-4t_8+2t_{10}\right)-t_8^2+t_{10}^2+t_{12}^2+t\left(2t_8-2t_{10}-2t_{12}+2t_b\right)\right)-\frac{j_b t}{2\pi}\left(\pi t_{12}+t_b\left(\pi-2\right)\right)+\frac{8j_b t_b^3}{\pi^3},$$

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

$$d(t)=\frac{A_a t_4^2}{2}+V_n\left(t_8-t_4-t_2-t_a+\upsilon t-\upsilon t_8\right)+\frac{j_a t_4}{2}\left(t_2^2-t_a^2\right)+\frac{2j_a t_4 t_a}{\pi}\left(t_a+t_2\right)+j_b t_8 t_{10}\left(t_{12}-t_8\right)+$$
$$+A_b\left(t_8\left(\frac{3}{2}t_8-2t_{12}+t_b-t_{10}\right)+\frac{t_{12}^2}{2}-\frac{t_b^2}{2}+t_{10}\left(t_{12}-t_b\right)\right)+\frac{8j_b t_b^3}{\pi^3}\left(1-\sin\left(\frac{\pi\left(t+t_8-t_{10}-t_{12}\right)}{2t_b}\right)\right)+$$
$$+\frac{j_b}{2}\left(t_8\left(t_8^2+t_{10}^2\right)-t_{12}\left(t_b^2+t_{10}^2+t_8^2\right)-t_b^2\left(t_{10}+t_b\right)\right)+j_b t_b\left(t_8\left(t_b+2t_8-3t_{10}-t_{12}\right)+t_{10}\left(t_{10}+t_{12}\right)\right)+$$
$$+\frac{j_b t_b}{\pi}\left(t_b\left(t_b-4t_8+2t_{10}\right)-3t_8^2-t_{10}^2-t_{12}^2+t\left(2t_{10}-2t_8-t+2t_{12}+2t_b\right)+4\left(t_8t_{10}+t_8t_{12}-t_{10}t_{12}\right)\right),$$

$t\geq t_{final}$:

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

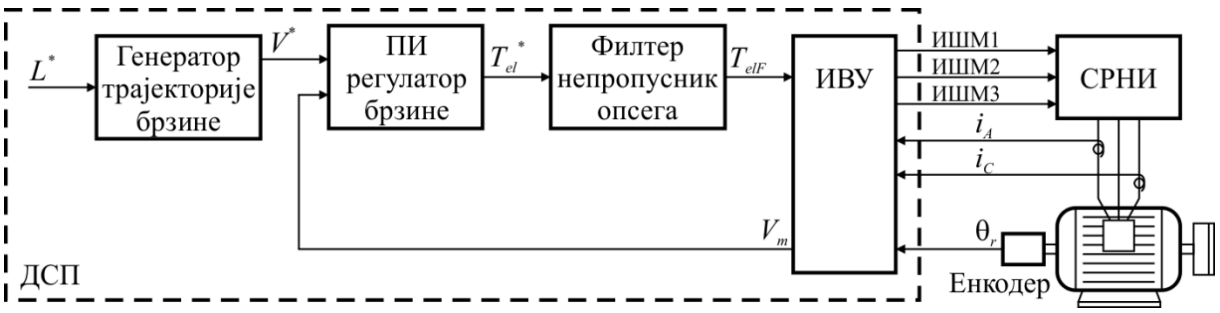
6. АНТИРЕЗОНАНТНА УПРАВЉАЧКА ШЕМА СА КОНТРОЛОМ ТРЗАЈА МЕХАТРОНИЧКОГ СИСТЕМА ЛИФТА

У Глави 4 и у Глави 5 описана су нова рјешења за сузбијање вибрација и контроле трзаја, респективно. Када се генерисање трајекторије у функцији трзаја и предложена рјешења за антирезонантно дјеловање интегришу у управљачку структуру претварача индукционог мотора, добија се нова управљачка шема.

Како је објашњено у Поглављу 3.4, индиректно векторско управљање индукционим мотором обезбјеђује линеарно управљање моментом у МСЛ-а, а тиме и линеарно управљање брзином кретања кабине лифта. Глава 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-а (Глава 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 (Поглавље 3.5).

Као резултат свих наведених, а раније описаних рјешења, добијена је структура управљачке шеме МСЛ-а са синергијским антирезонантним дјеловањем и ограничењем трзаја, Сл. 16, [12].



Слика 16. Антирезонантна управљачка шема са контролом трзаја мехатроничког система лифта.

Улаз управљачке структуре је жељени крајњи положај кабине лифта, L^*. Генератор трајекторије брзине (Поглавље 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. 16).

Референца погонског момента (T_{el}^*) филтрира се филтером непропусником опсега (Поглавље 4.2). Улазни параметар за израчунавање активне компоненте струје статора i_{sq}^* унутар ИВУ (Сл. 5) јесте филтрирана референца погонског момента T_{elF} (Сл. 16). Референтна вриједност магнетизационе компоненте струје статора (i_{sd}^*) постављена је на номиналну вриједност, i_{sdn} (Сл. 5) јер погон МСЛ-а ради у подручју константне снаге (без слабљења поља).

Крајњи излаз свих алгоритама реализованих у дигиталном сигнал процесору су три референтна ИШМ[18] сигнала који се воде на струјно регулисани напонски инвертор (СРНИ), Сл. 16. СРНИ напаја трофазни индукциони мотор са погонском ужницом директно монтираном на вратило.

Мјерени сигнали који се користе као повратне информације у МСЛ-а су линијске струје (i_A и i_C) као и позиција ротора мјерена ротационим инкременталним енкодером (Сл. 16).

[18] ИШМ – импулсно-ширинска модулација, енг. *Pulse-Width Modulation, PWM*

7. ОПИС ЕКСПЕРИМЕНТАЛНЕ АПАРАТУРЕ

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

7.1. Управљачки ДСП подсистем мехатроничког система лифта

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

7.1.1. 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.

[19] Процесори са аритметиком фиксне тачке или краће са фиксном тачком (енг. *Fixed point*).

[20] Процесори са аритметиком покретне тачке или краће са покретном тачком (енг. *Floating point*).

Када је прецизност у питању, поређења ради, можемо навести да ДСП произвођача ТИ[21] 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 [90].

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 алгоритма. Такве примјене су најчешће истраживања, развој прототипова, коришћење у сегментима војне индустрије као што су радари, 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

[21] ТИ - Тексас Инструментс (енг. *Texas Instruments, USA*).

омогућава да у истом паковању и по истој цијени имамо "систем на чипу"[22] 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 алгоритама 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.

Посљедњи 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.

Коначно, трећа дужина ријечи карактеристична је за међурезултате итеративних операција множења са акумулацијом[23]. Операција множења два 16 битна податка даје 32 битну ријеч, а множење два 24 битна податка даје 48 битну ријеч[24] што значи да *MAC* 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

[22] Интеграција процесора са периферијама и меморијом у једном интегрисаном колу енг. *SOC*, *system on a chip.*

[23] Операција множења са акумулацијом, енг. *multiply-accumulate operations, MAC.*

[24] Експоненти се не посматрају у овој анализи јер се они при рачунању третирају засебно.

(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-и 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 апликације које користе аритметику са покретном тачком јер захтијевају широк динамички опсег који не може да се дефинише унапријед као и дијељење 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 роботици. 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 његову 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.

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 захтјева могу бити засноване на процесорима са фиксном тачком.

7.1.2. 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[25] операције са покретном тачком једноструке прецизности [91], [92]. Црпи најбоље карактеристике дигиталне обраде сигнала, архитектуре микроконтролера и скупова алата и користи мањи сет рачунарских инструкција (*RISC*[26]). 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 *pipeline*а. 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. 17). Формат карте прилагођен је коришћењу са конекторима *DIMM100*[27] преко којих је омогућен приступ свим периферним прикључцима процесора.

Коришћени модел поменуте плоче има назив *Delfino F28335 controlCARD*^{TM} и намијењена за брзи развој апликација и карактерише је мала осјетљивост на шумове и лака монтажа (енг. *plug in*) [93]. Врло је погодна за јединствене или мале серије уређаја. Напајање карте је јединствено на напонском нивоу 5VDC. Аналогни улази 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 [94].

Развојна плоча на коју се прикључује карта са процесором омогућава лак приступ улазно-излазним и комуникационим терминалима (Сл. 18). Комерцијални назив развојне плоче је *TMS320C2000*^{TM} *Experimenter Kit*.

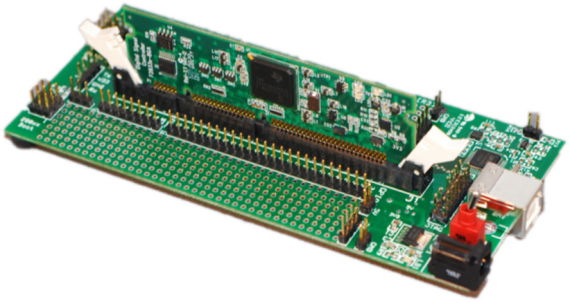
[25] ИЕЕЕ, енг. *IEEE, Institute of Electrical and Electronics Engineers*

[26] енг. *Reduced instruction set computing*, *RISC*, стратегија реализације централне процесорске јединице која подразумјева 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*.

[27] *DIMM*-енг. *Dual In Line Memory Module 100 pins.*



Слика 17. F28335 controlCARD™.



Слика 18. Развојна плоча TMS320C2000™ 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 селектује 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 очитавање 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.

7.2. Погонски подсистем МСЛ-а

Приликом развоја експерименталне апаратуре тежило се развоју погонског система МСЛ-а 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.

7.2.1. 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.

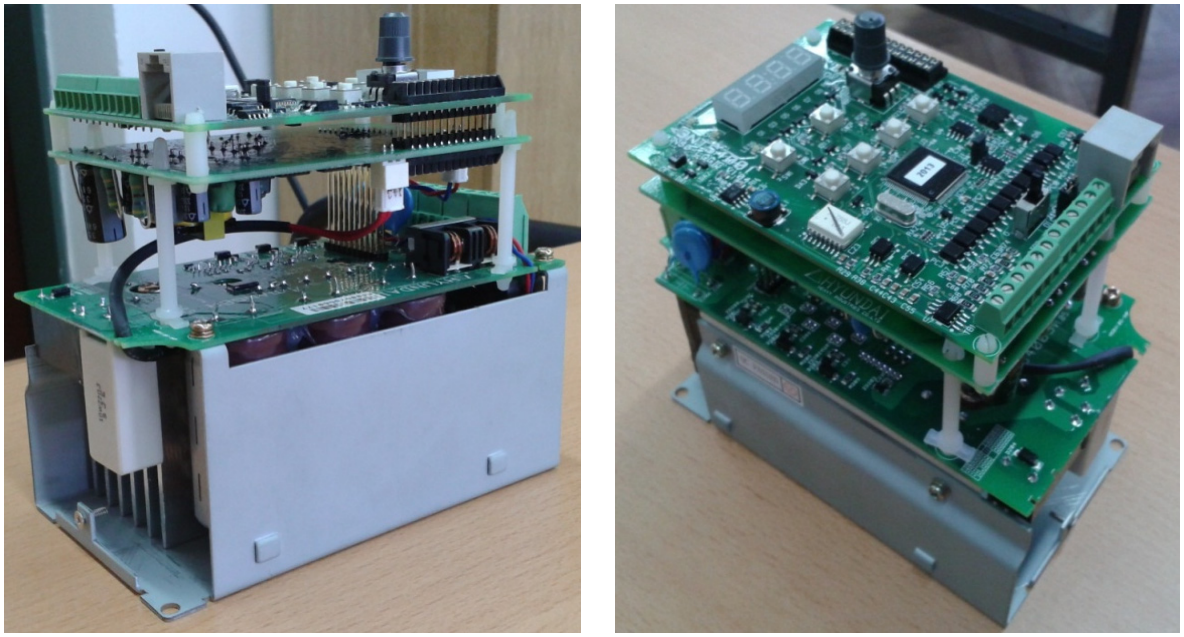
Модерни фреквенцијски регулатори који се могу наћи на тржишту примјењују модуларни начин реализације хардвера. Разлог томе је оптимизација производње. На примјер, исто управљање са истим управљачким алгоритмом које се користи за генерисање управљачких сигнала не зависи од снаге фреквенцијског регулатора 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 19 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[28] диодни исправљач и транзистор за укључење отпорника за кочење монтирани су на алуминијумски хладњак са вентилатором.



Слика 19. 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. 20 приказан је трофазни претварач истог произвођача далеко веће снаге, 22kW. 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.

[28] Лео Грец (орг. *Leo Graetz*), 1856-1941, њемачки физичар.



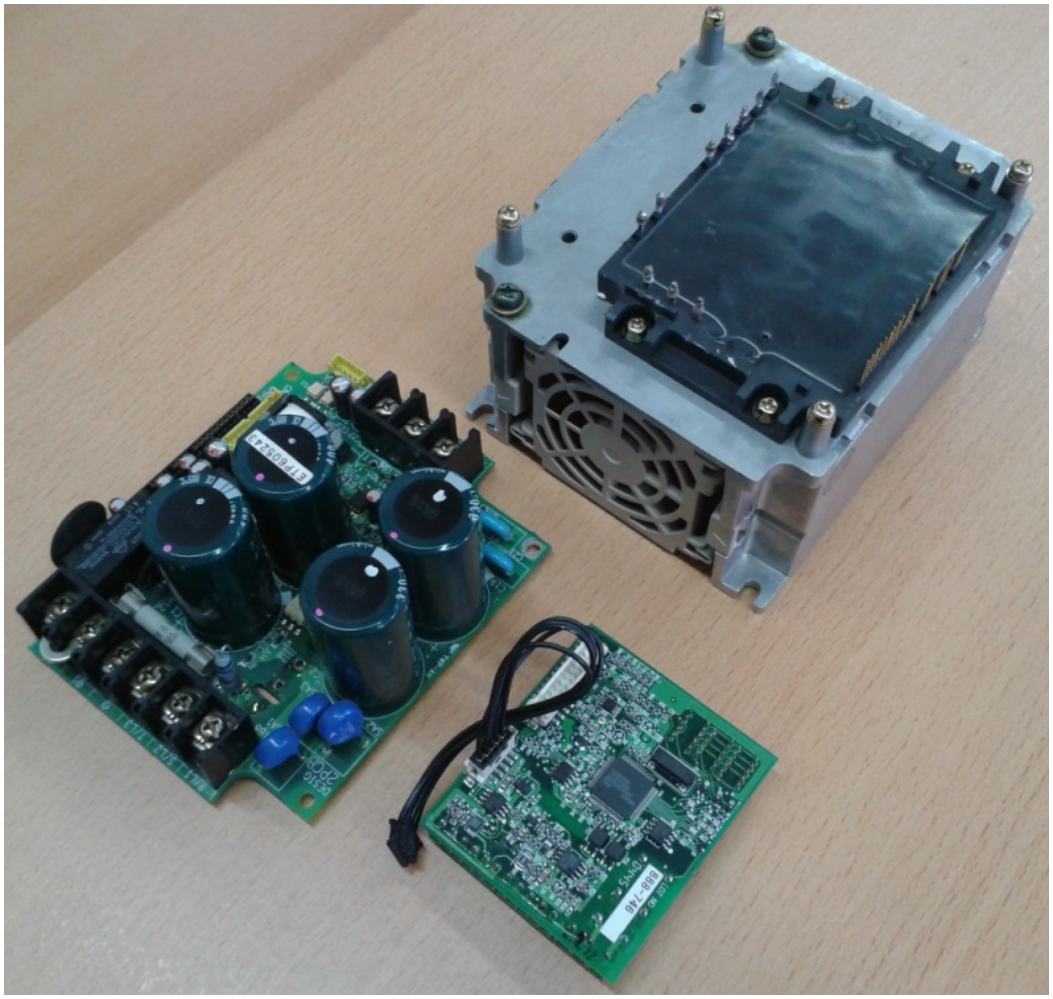
Слика 20. Фреквенцијски регулатор Hyundai, N700E-220HF, 22kW.

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.

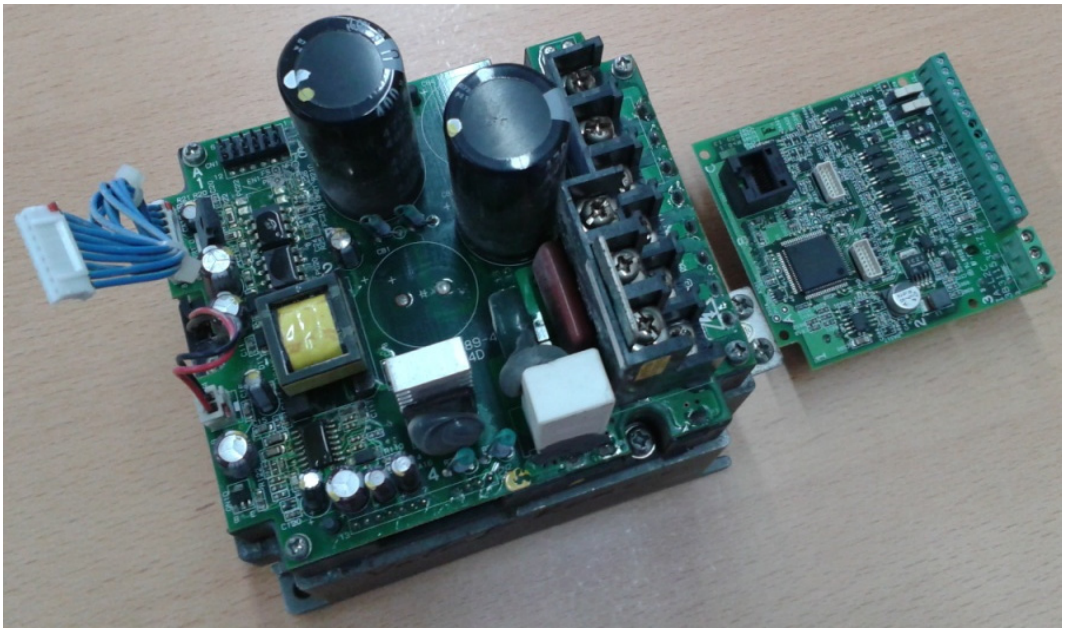
На Сл. 21 приказан је фреквенцијски регулатор произвођача *Yaskawa*, модел *CIMR-J7AZ42P2*, снаге 2.2 kW. Чине га двије плоче. Горња плоча је управљачка са процесором и везом са операторским панелом, прикључцима за дигиталне улазе и излазе, конектором за серијску комуникацију итд. Управљачка плоча је 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. 23. 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.

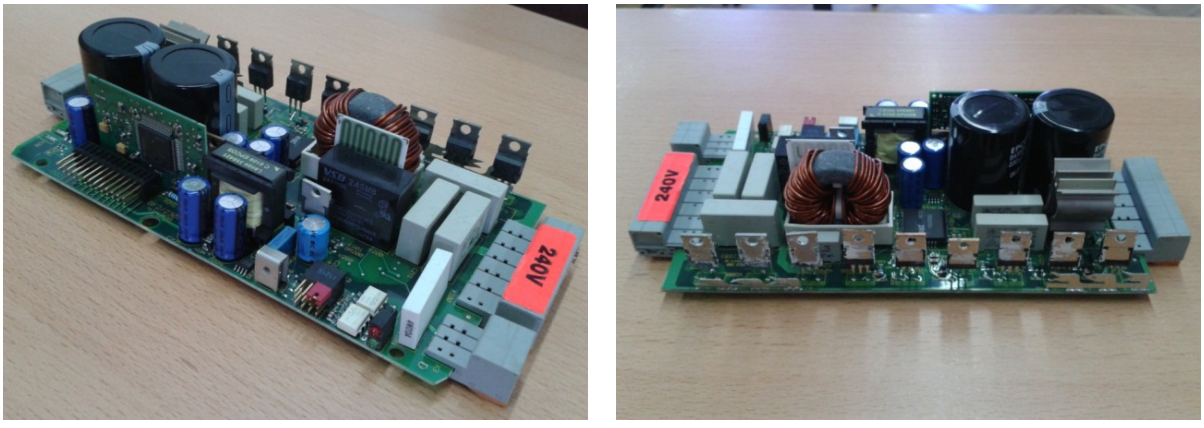
Сличну конструкцију има и фреквенцијски регулатор произвођача *Moeller*, модел *DF51-340-1K5*, снаге 1,5 kW који је приказан на Сл 22.



Слика 21. Фреквенцијски регулатор Yaskawa, CIMR-J7AZ42P2.



Слика 22. Фреквенцијски регулатор Moeller, DF51-340-1K5.



Слика 23. 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. 24). 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. 25.

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.

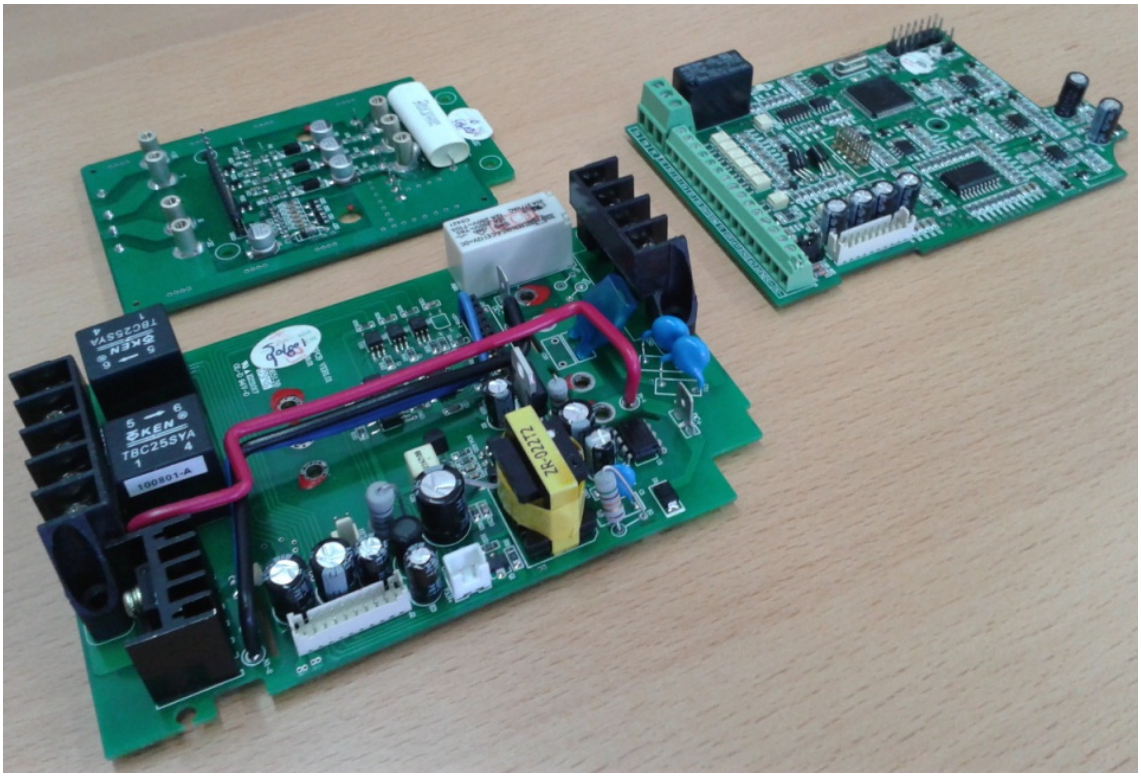


Слика 24. Фреквенцијски регулатор BigM, ZVF11-M0022S2, 2.2kW.

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 ±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 са 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[29] окидна кола.

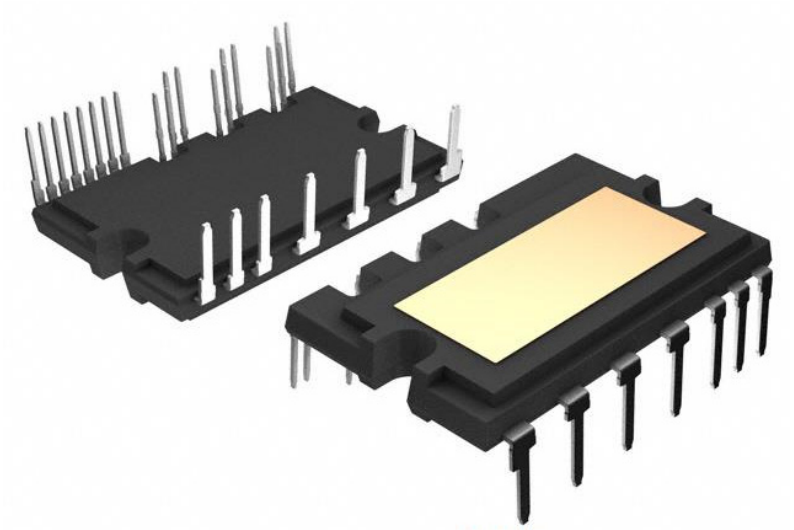


Слика 25. Управљачка плоча, плоча електронике ниског напона и плоча енергетске електронике коришћеног претварача.

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 ±20mA. Кондензатори једносмјерног међукола смјештени су у кућишту претварача поред хладњака и жичаним везама спојени на плочу електронике ниског напона.

[29] Ото Херберт Шмит (орг. *Otto Herbert Schmitt*), 1913-1998, амерички проналазач, инжењер и биофизичар.

Инвертор је интегрисан са драјверским колима *Smart Power Module* произвођача *Fairchild Semiconductor* (Сл. 26) 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.



Слика 26. Инвертор са интегрисаним управљачким и заштитним колима.

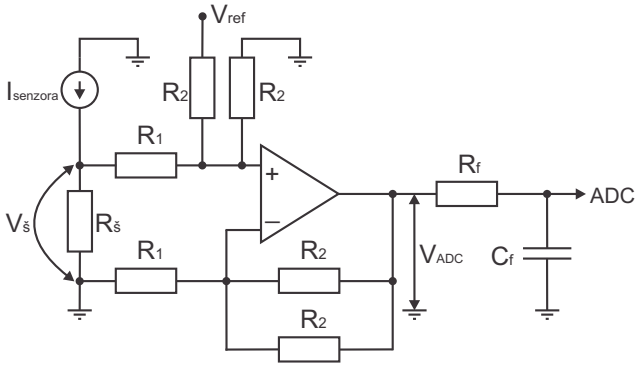
7.2.2. Прилагодна кола

Да би процесор који се користи и који је описан у Потпоглављу 7.1.2 могао бити прикључен на одабрани фреквенцијски претварач неопходно је пројектовати и израдити 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. 27.

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 израдити 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. 28. На улазу у процесор струјни сигнали филтрирају се *RC* филтерима.

1	GND-референтна тачка за напоне +5V и ±15V		20	+5V, GND
2	-15V, GND		19	+15V, GND
3	Струјни сигнал са сензора струје у грани A, GND		18	Напон једносмјерног међукола, GND
4	Струјни сигнал са сензора струје у грани C, 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 27. Распоред сигнала на конектору претварача.



Слика 28. Шема диференцијалног појачивача за један мјерени струјни сигнал.

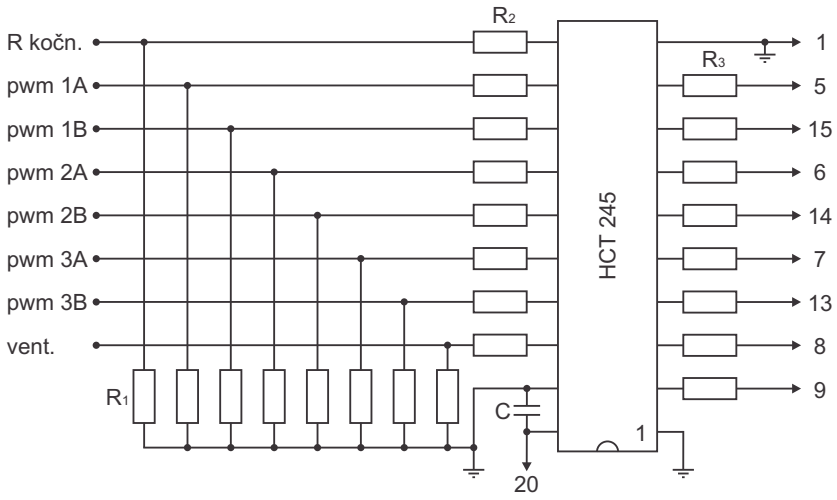
Израз за напон на улазу аналогно-дигиталног конвертора процесора добија се анализом кола са Сл. 28 и он гласи:

$$V_{ADC} = \frac{1}{2}\left(\frac{R_3}{R_1} V_{š} + V_{ref} \right). \tag{60}$$

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

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. 29 приказана је шема дијела интерфејса који просљеђује управљачке сигнале са процесора ка претварачу.

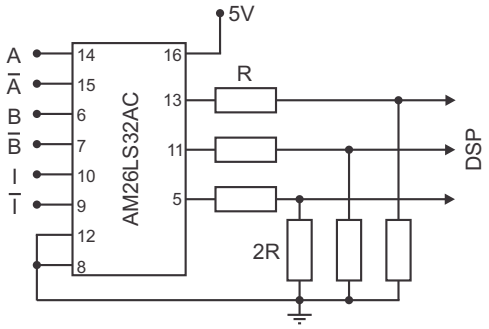


Слика 29. Шема кола за обраду дигиталних управљачких сигнала.

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

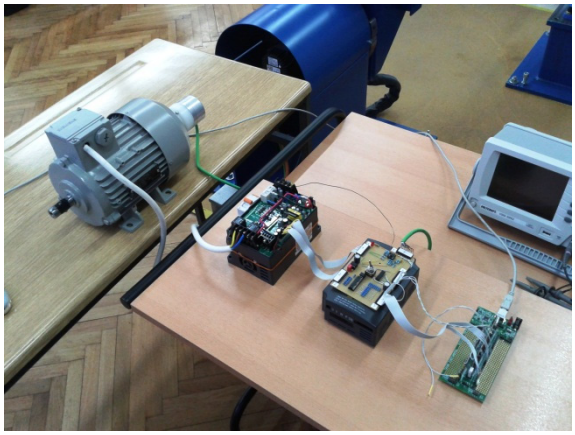
енкодера процесорским улазима. На Сл. 30 приказана је шема кола које диференцијалне излазе енкодера претвара у једноструке и прилагођава их по напонском нивоу.



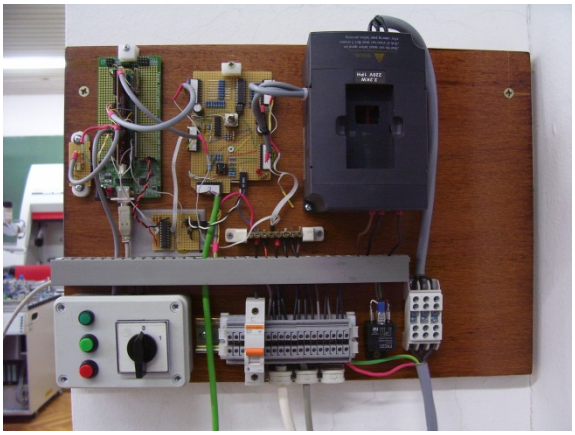
Слика 30. Шема кола за обраду сигнала инкременталног енкодера.

Наиме, енкодер се напаја са једносмјерним напоном од 15V. Претварачко коло напаја се напоном 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. 31 приказан је функционално повезан погонски подсистем у почетној фази развоја и на Сл. 32 његова финална верзија [95].



Слика 31. Функционално повезани мотор, енергетски претварач, интерфејс и ДСП у почетној фази истраживања.

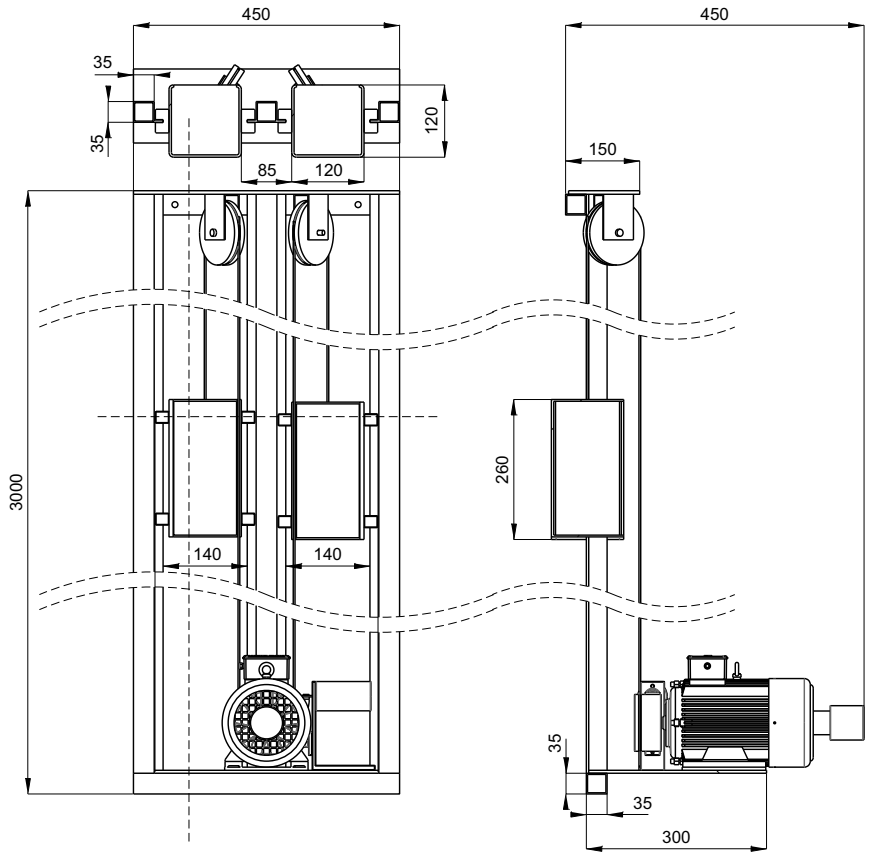


Слика 32. Финална верзија погонског подсистема МСЛ-а.

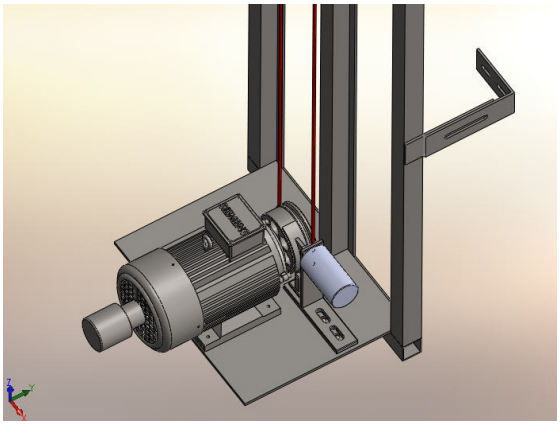
7.3. Механички подсистем МСЛ-а

Механички дио експерименталне апаратуре пројектован је у програмском пакету Солид Воркс (орг. *SolidWorks*) намијењеном за пројектовање, развој, верификацију и израду техничке документације у машинству [96], детаљ на Сл. 34. 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. 34).



Слика 33. Димензије механичког подсистема МСЛ-а.



Слика 34. Детаљ доњег дијела МСЛ-а из програмског пакета SolidWorks, мотор са ужницом, енкодером и кочницом.



Слика 35. Горњи дио лифта са вођицама и помоћним ужницама.

На Сл. 37 приказана је комплетна експериментална апаратура за тестирање предложених алгоритама описаних у монографији.

Мотор је снаге 0.55 kW, 1395 o/min. Ужница је пречника ∅ 96 mm са радијално распоређеним отворима ради смањења масе, односно момента инерције. Жљеб за челично уже клинастог је облика са углом од 35° што омогућава оптималну фрикцију без заглављивања ужета у жљебу. Помоћне ужнице које се налазе на врху лифта (Сл. 35) израђени су од пластике са полуокруглим жљебовима и клизним месинганим лежиштима. Челично уже ∅ 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. 36). Клизачи који служе за вођење кабине и протутега израђени су од пластике и у комбинацији са подмазивањем обезбјеђују 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. 34).



Слика 36. Конструкција лифта причвршћена на зид: вођице, горња и доња монтажна плоча.



Слика 37. Комплетирана апаратура: МСЛ-а, рачунар и исправљач.

7.4. Параметри и додатна израчунавања и умјеравања за експерименталну апаратуру

7.4.1. Параметри МСЛ-а

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

Табела 5. Параметри управљачког ДСП подсистема МСЛ-а.

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

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

Табела 6. Параметри погонског подсистема МСЛ-а.

Параметар	Јединица	Вриједност
R_s, R_r	Ω	20, 9.3
L_s, L_r, L_m	H	0.7870212, 0.7388291, 0.7246325
J_m	kgm^2	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-а приказане су на Сл. 33.

Табела 7. Параметри механичког подсистема МСЛ-а.

Параметар	Јединица	Вриједност
m_c, m_{cw}, m_{max}	kg	9.173, 15.151, 11.941
J_d, J_{o1}, J_{o2}	kgm^2	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

7.4.2. Мјерење брзине и параметри регулатора брзине

Параметри ПИ регулатора који обезбјеђују брз и апериодичан одзив изведени су у [85]. Оригинални поступак израчунавања параметара ПИ регулатора прилагођен је за оптимално управљање брзином МСЛ-а и он гласи:

$$K_{Ps} = 0.4054 \frac{J_m + J_{\text{load}}}{r_d \cdot \tau_{\text{speed}}}, \tag{61}$$

$$K_{Is} = 0.07024 \frac{J_m + J_{\text{load}}}{r_d \cdot \tau_{\text{speed}}}, \tag{62}$$

гдје је τ_{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:

$$\omega(k) = K_1\left(\theta(k) - \theta(k-1)\right), \tag{63}$$

гдје је $K_1 = 1/(f_b \cdot \tau_{IFOC})$ деривациона константа, f_b базна фреквенција, а τ_{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 филтер првог реда. Континуални модел коришћеног филтера дат је једначином:

$$\frac{d\hat{\omega}}{dt} = \frac{1}{\tau_c}\left(\omega - \hat{\omega}\right), \tag{64}$$

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:

$$\hat{\omega}(k) = K_2\hat{\omega}(k-1) + K_3\omega(k). \tag{65}$$

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.

7.4.3. 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 очитавана 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:

$$V_{DC}\left[V\right]=\frac{V_{ADC}}{2^{12}}\cdot 467.58\text{-}4.1778\,. \tag{66}$$

7.4.4. 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, *1A* и *1B*. 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 очитавана 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:

$$I\left[A\right]=\frac{\mathrm{I}_{ADC}}{2^{12}}\cdot 30.408\text{-}16.018\,. \tag{67}$$

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:

$$I\left[A\right]=\frac{\mathrm{I}_{ADC}}{2^{12}}\cdot 30.349\text{-}16.012\,. \tag{68}$$

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

$$IB=-IA-IC\,. \tag{69}$$

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° 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 -π/6 коришћењем једначина (70) и (71):

$$i_{\alpha,park}+ji_{\beta,park}=\left(i_\alpha+ji_\beta\right)\cdot e^{-j\frac{\pi}{6}}\Rightarrow$$

$$\Rightarrow\left(i_\alpha+ji_\beta\right)\cdot\left(\cos\left(-\frac{\pi}{6}\right)+j\sin\left(-\frac{\pi}{6}\right)\right)=\left(i_\alpha+ji_\beta\right)\cdot\left(\frac{\sqrt{3}}{2}-j\frac{1}{2}\right)\Rightarrow$$

$$i_{\alpha,park}=\frac{\sqrt{3}}{2}i_\alpha+\frac{1}{2}i_\beta\,, \tag{70}$$

$$i_{\beta,park}=-\frac{1}{2}i_\alpha+\frac{\sqrt{3}}{2}i_\beta\,. \tag{71}$$

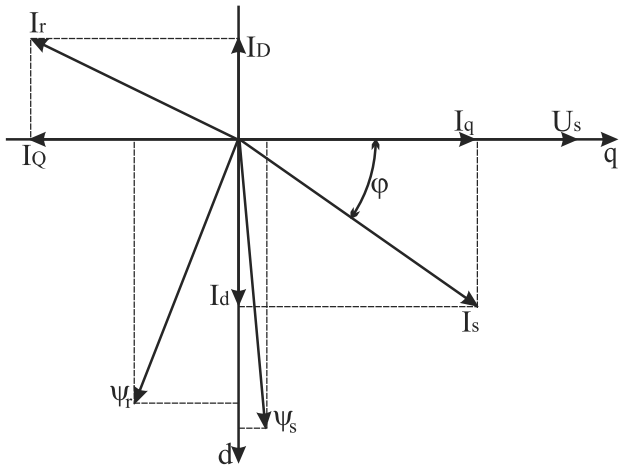
7.4.5. Струјни лимити и одређивање номиналне вриједности струје магнећења, i_{sdn}

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 синхроноротирајућем координатном систему. Њена вриједност рачуна се на основу израза:

$$i_{sq,\max}\left[A\right]=\sqrt{\left(\sqrt{2}\cdot i_{Snom}\right)^2-i_{sd}^2}\,, \tag{72}$$

гдје су i_{Snom} номинална ефективна вриједност фазне струје статора мотора, а i_{sd} актуелна вриједност магнетизационе компоненте струје статора у синхроноротирајућем координатном систему. Израз (72) 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. 38. Треба напоменути да ово није векторско управљање јер флукс ротора није по *d* оси али је његов модуо остао непромијењен.



Слика 38. Фазорски дијаīрам.

Из дијаграма слиједи:

$$\mathrm{u_d} = 0,$$

$$\mathrm{u_q} = U_{nom,\max} = 230\sqrt{2} = 325.23V,$$

$$\mathrm{i_q} = 1.44\sqrt{2}\cos\varphi_{nom} = 1.65A,$$

$$\mathrm{i_d} = 1.44\sqrt{2}\sin(arc\cos\varphi_{nom}) = 1.194A.$$

Из једначина напонске равнотеже:

$$\mathrm{u_q} = R_s i_q + \omega_s \psi_d \Rightarrow \psi_d = \frac{\mathrm{u_q} - R_s i_q}{\omega_s}, \tag{73}$$

$$\psi_d = 0.93Wb,$$

$$\mathrm{u_d} = R_s i_d - \omega_s \psi_q \Rightarrow \psi_q = \frac{\mathrm{u_d} - R_s i_d}{-\omega_s}, \tag{74}$$

$$\psi_q = 0.076Wb.$$

Из формула за флукс статора уважавајући да је:

$$L_s^* = L_s + L_m = 0.78699H, \tag{75}$$

добија се:

$$\psi_q = L_s^* i_q + L_m i_Q \Rightarrow i_Q = \frac{\psi_q - L_s^* i_q}{L_m} = -1.687A \text{ и} \tag{76}$$

$$\psi_d = L_s^* i_d + L_m i_D \Rightarrow i_D = \frac{\psi_d - L_s^* i_d}{L_m} = -0.0133A. \tag{77}$$

Из формула за флукс ротора уважавајући да је:

$$L_r^* = L_r + L_m = 0.73879H, \tag{78}$$

добија се:

$$\psi_Q = L_r^* i_Q + L_m i_q \Rightarrow \psi_Q = -0.05088Wb \text{ и} \tag{79}$$

$$\psi_D = L_r^* i_D + L_m i_d \Rightarrow \psi_D = 0.855317 Wb\,. \tag{80}$$

По начелу векторског управљања флукс ротора поставља се по d-оси па је:

$$\psi_Q = 0 \Rightarrow \psi_D = \psi_r = \sqrt{\psi_Q^2 + \psi_D^2} \Rightarrow \psi_D = 0.8538 Wb\,. \tag{81}$$

Из модела векторски управљаног мотора добија се вриједност магнетизационе компоненте струје статора која обезбјеђује номинални флукс у машини:

$$\psi_D = L_m i_d \Rightarrow i_d = \frac{\psi_D}{L_m} \Rightarrow i_{dn} = 1.178 A\,. \tag{82}$$

8. РЕЗУЛТАТИ ПРОВЈЕРА ПРЕДЛОЖЕНИХ РЈЕШЕЊА

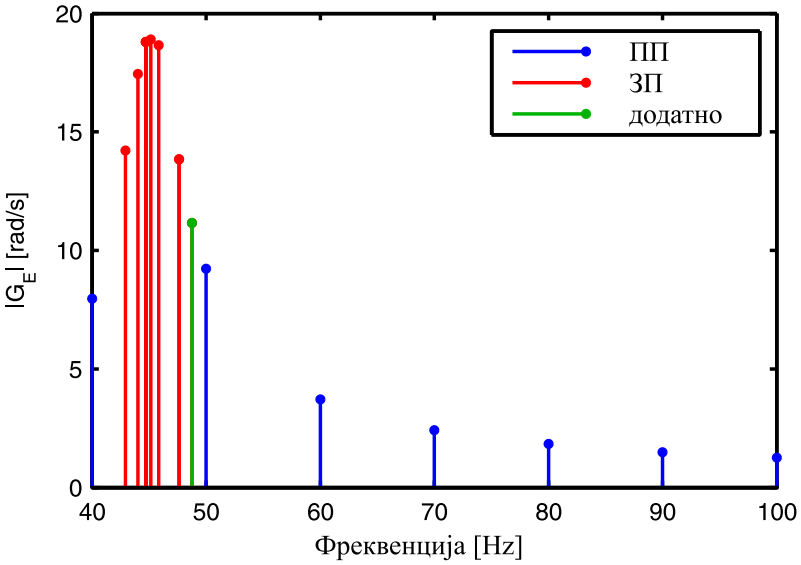
Сви предложени алгоритми и рјешења описана у монографији провјерена су рачунарским симулацијама и кроз серију експеримената. У овој глави приказаће се резултати експерименталних провјера предложених рјешења за сузбијање вибрација у мехатроничком систему лифта описаних у Глави 4. Генерализовани модел трзаја описан у Глави 5 тестиран је у експериментима кроз тестирања предложених рјешења за сузбијање вибрација МСЛ-а.

8.1. Експериментални резултати предложених алгоритама за сузбијање вибрација у мехатроничком систему лифта

Како је објашњено у Поглављу 3.4, индиректно векторско управљање индукционим мотором обезбјеђује линеарно управљање моментом у МСЛ-а, а тиме и линеарно управљање брзином кретања кабине лифта. Глава 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 (Глава 5). Захваљујући томе, линеарни ПИ контролер у могућности је да обезбиједи праћење трајекторије брзине без грешке праћења (Поглавље 3.5).

Предложена претпретраживачка процедура (ПП) и алгоритам претраживања по златном пресјеку (ЗП) извршавани су током обављених експеримената на експерименталној апаратури описаној у Глави 7, са циљем подешавања антирезонантног филтера. Графички приказ једнократног поступка подешавања антирезонантног филтера приказан је на Сл. 39.



Слика 39. 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. 39 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. 39) резонантна фреквенција се одређује коришћењем алгоритма претраживања по златном пресјеку (Поглавље 4.3). Вриједности добијене алгоритмом претраживања по златном пресјеку на Сл. 39 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. 39 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 пресјеку.

Током свих експеримената вријеме одмјеравања Герцеловог алгоритма подешено је на вриједност $f_{\text{Goertzel}} = 1/\tau_{\text{IFOC}}$ (Таб. 5), а вријеме трајања мјереног сигнала τ_d=0.3 s (погледати (33)).

Претпретраживачки поступак и алгоритам претраживања по златном пресјеку проналазе резонантну фреквенцију у 14 корака и то (Сл. 39): 7 мјерења током претпретраживачког поступка и 7 мјерења унутар одређеног опсега у којем се налази резонантна фреквенција коришћењем алгоритма претраживања по златном пресјеку. Додатна фреквенција је већ урачуната у оквиру алгоритма претраживања.

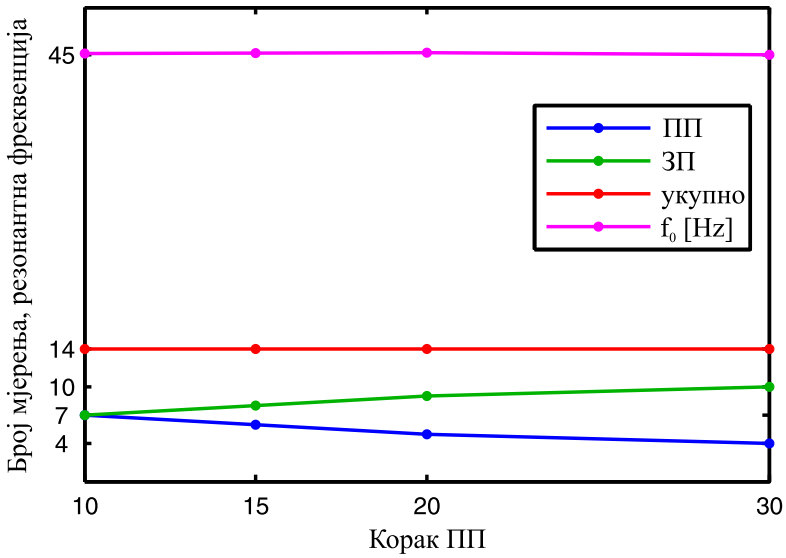
Током истраживања постављено је питање да ли и у којој мјери корак претпретраживачког поступка има утицај на укупан број мјерења. Да би се дао одговор на постављено питање извршена је серија експеримената са различитим бројем корака претпретраживачког поступка тако да сви остали услови нису измјењени у односу на експеримент чији је резултат приказан на Сл. 39. У експерименту са Сл. 39 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. 40 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 ε=2.

ПП корак		10	15	20	30
број мјерења	ПП	7	6	5	4
	ЗП	7	8	9	10
	укупно	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.

За све вриједности корака претпретраживачког поступка укупан број мјерења једнак је 14 (Сл. 40). Повећање корака смањује број мјерења током претпретраживачког поступка али добијени опсег фреквенција у којем се налази резонантна фреквенција је шири. Алгоритам претраживања по златном пресјеку 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.



Слика 40. Број мјерења претраживачких алгоритама и одређена резонантна фреквенција у функцији вриједности корака претпретраживачког поступка са дозвољеном грешком ε=2.

Табела 8 и Сл. 40 такође приказују и вриједност одређене резонантне фреквенције. Примјећује се да корак претпретраживачког поступка нема значајнијег утицаја ни на коначан резултат претраживачких алгоритама.

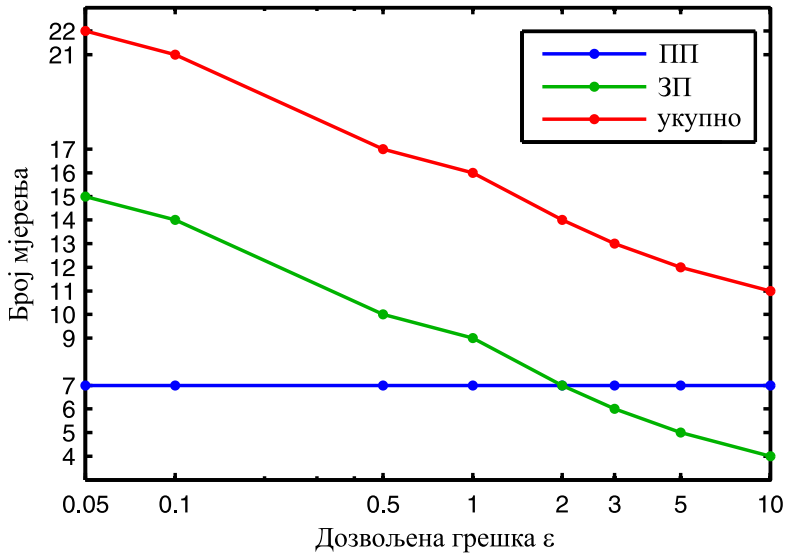
Критеријум за заустављање алгоритма претраживања по златном пресјеку јесте дозвољена грешка добијеног резултата коју означавамо са ε. Дозвољена грешка ε је разлика у вриједности два узастопна мјерења. Ако је разлика између два узастопна мјерења мања од дозвољене грешке тада се претраживање зауставља. Задата дозвољена грешка директно утиче на број мјерења за алгоритам претраживања по златном пресјеку, 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 алгоритма претраживања по златном пресјеку за различите вриједности задате дозвољене грешке. Корак претпретраживачког поступка је 10 Hz.

Табела 9. Број мјерења претраживачких алгоритама за различите вриједности дозвољене грешке ε и корак претпретраживачког поступка 10 Hz.

	ε:	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. 41. Видљиво је да се са повећањем дозвољене грешке смањује број мјерења алгоритма претраживања по златном пресјеку. С обзиром да је број мјерења претпретраживачког поступка константан јер је корак ПП увијек исти, смањењем броја мјерења алгоритма претраживања по златном пресјеку смањује се и укупан број мјерења потребних за одређивање резонантне фреквенције и амплитуде одзива на резонантној фреквенцији.



Слика 41. Број мјерења претраживачких алгоритама за различите вриједности дозвољене грешке ε и корак претпретраживачког поступка 10 Hz.

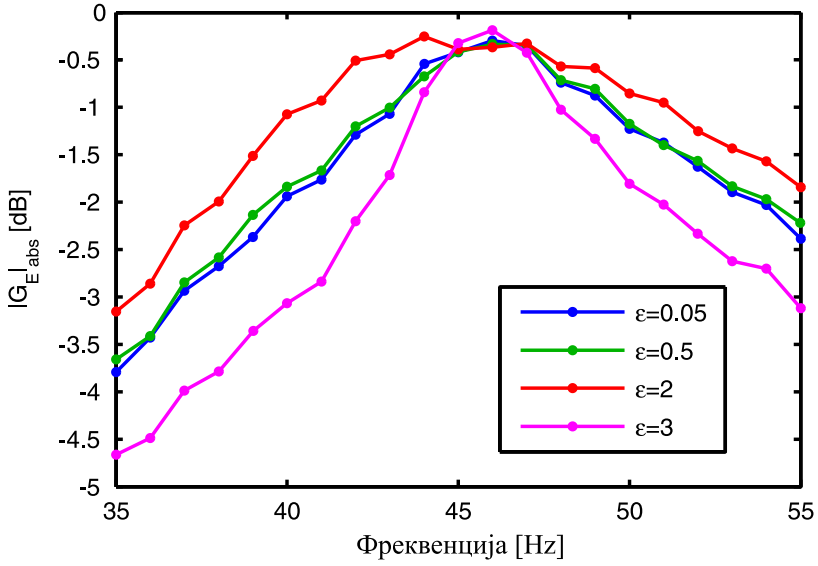
Са друге стране, повећање дозвољене грешке утиче неповољно на тачност одређених параметара филтера непропусника опсега. У Таб. 10 дате су вриједности израчунатих

параметара антирезонантног филтера за различите вриједности дозвољене грешке и то: 0.05, 0.1, 0.5, 1, 2, 3, 5 и 10.

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. 42 приказане су експериментално одређене амплитудне карактеристике мехатроничког система лифта са антирезонантним филтером подешеним са вриједности параметара из Таб. 10.

Табела 10. Параметри антирезонантног филтера (f_0, ς_Z и ς_P) за различите вриједности дозвољене грешке ε.

Параметар	ε=0.05, 0.1	ε=0.5, 1	ε=2	ε=3, 5, 10
f_0	44.96	44.98	45.15	44.72
ς_Z	0.063	0.062	0.056	0.074
ς_P	0.426	0.421	0.393	0.481



Слика 42. Експериментално одређене амплитудне карактеристике мехатроничког система лифта у околини резонантне фреквенције са антирезонантним филтером подешеним са различитим вриједностима параметара датим у Таб. 10 који су функција дозвољене грешке.

Карактеристике на Сл. 42 су приказане у подручју из околине резонантне фреквенције. У зависности од дозвољене грешке облик амплитудне карактеристике МСЛ-а је другачији али амплитуда на резонантној фреквенцији ни у једном случају не прелази нулту вриједност. На основу Сл. 42 може се закључити да је алгоритам одређивања параметара антирезонантног филтера задовољавајуће робустан.

Резултати експеримената који представљени у Таб. 8, Таб. 9 и Таб. 10, односно графички на Сл. 39, Сл. 40, Сл. 41 и Сл. 42 добијени су експериментима извршеним на експерименталној апаратури МСЛ-а при 50% носивости. То значи да би погонски мотор МСЛ-а током експеримената у стационарном стању био у празном ходу. Предложени поступци за подешавање антирезонантног филтера МСЛ-а не би смјели бити овисни о оптерећењу. Ако оптерећење МСЛ-а 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-а. 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 Nm, дозвољена грешка ε=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, ς_Z и ς_P) за различите вриједности оптерећења МСЛ-а.

Параметар	0%	25%	50%	75%	100%
f_0	45.41	45.14	45.14	45.14	44.72
ς_Z	0.0566	0.0605	0.0563	0.0536	0.0655
ς_P	0.2906	0.3134	0.2928	0.2790	0.3411

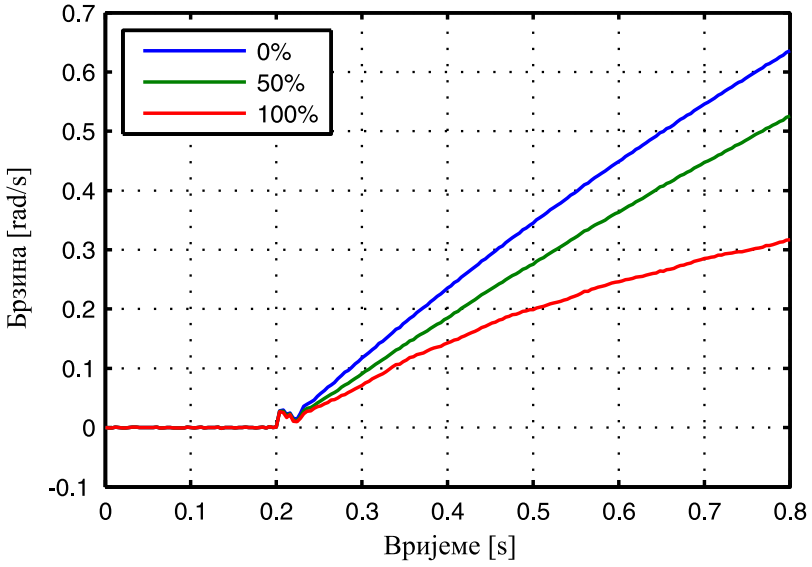
Из Таб. 11 се види да добијени резултати минимално варирају и може се закључити да су непромијењени за све вриједности оптерећења.

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.

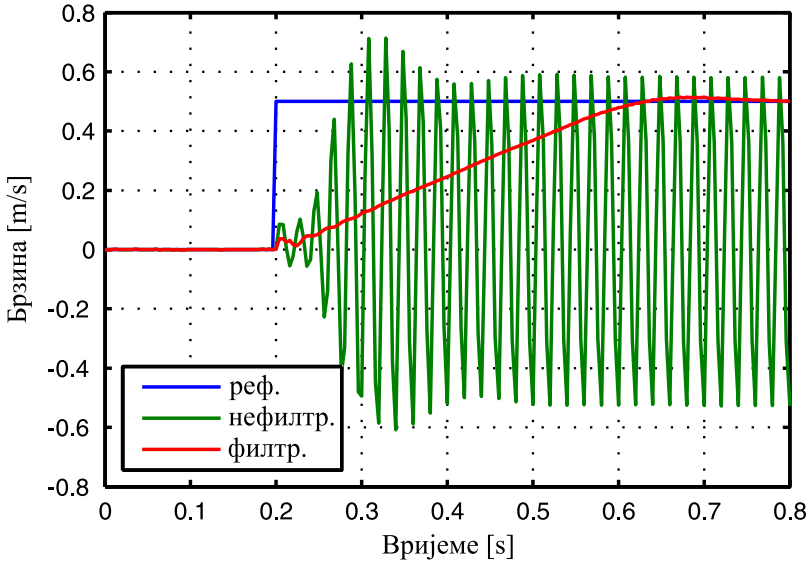
Сликовити приказ резултата обављених експеримената дат је на сликама у фреквенцијском домену. За практичан и реалан осјећај учинковитости антирезонантног филтера подешеног предложеним рјешењем најподеснији је временски домен. На Сл. 43 приказан је временски одзив брзине вратила мотора на одскочну референцу момента. Вршена су три мјерења за три карактеристичне вриједности оптерећења МСЛ-а. С обзиром да је референца момент, не постоји брзинска регулација па ни позитиван утицај подесиве трајекторије брзине са контролисаним трзајем.

Поредећи Сл. 43 са Сл. 2 види се учинковитост предложене антирезонантне управљачке шеме (Сл. 16) 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.



Слика 43. Временски одзив брзине МСЛ-а са предложеном антирезонантном управљачком шемом на скоковиту промјену референтног момента за три карактеристичне вриједности оптерећења.

Закључак о квалитету предложених рјешења још је очигледнији на Сл. 44. Референтни сигнал је одскочна функција момента. Одзив МСЛ-а без антирезонантног филтера је осцилаторни сигнал фреквенције једнаке резонантној фреквенцији МСЛ-а. Систем је потпуно неуправљив и брзински регулатор није могуће подесити да врши функцију. Када се у МСЛ-а имплементира предложена антирезонантна управљачка шема са филтером непропусником опсега подешеним предложеним процедурама МСЛ-а има управљив одзив који је могуће лако регулисати.



Слика 44. Временски одзив брзине МСЛ-а са и без предложене антирезонантне управљачке шеме на скоковиту промјену референтног момента.

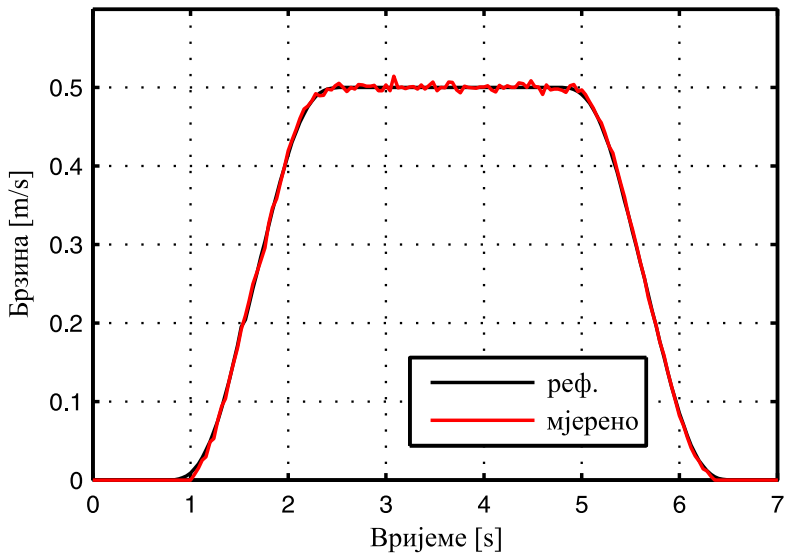
На основу извршених експеримената и тако добијених резултата презентованих у овом поглављу може се закључити да развијена антирезонантна шема са процедурама за подешавање филтера непропусника опсега не зависи од оптерећења и примјењива је без познавања параметара МСЛ-а и без мјерења оптерећења у кабини лифта (Таб. 11). Мале девијације фактора пригушења филтера непропусника опсега не утичу на перформансе укупног МСЛ-а. 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. 42) 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 пресјеку и обрнуто (Таб. 8). Укупан број мјерења једнак је за сваки број корака претпретраживачког поступка. У свим комбинацијама описаним у овом поглављу МСЛ-а имао је ефикасно сузбијање вибрација.

8.2. Експериментални резултати предложене регулације брзине са контролисаним трзајем

У Глави 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-а управља по положају или по брзини (Сл. 6) референтни сигнал базиран на дефинисаном облику трзаја је положај или брзина, респективно.

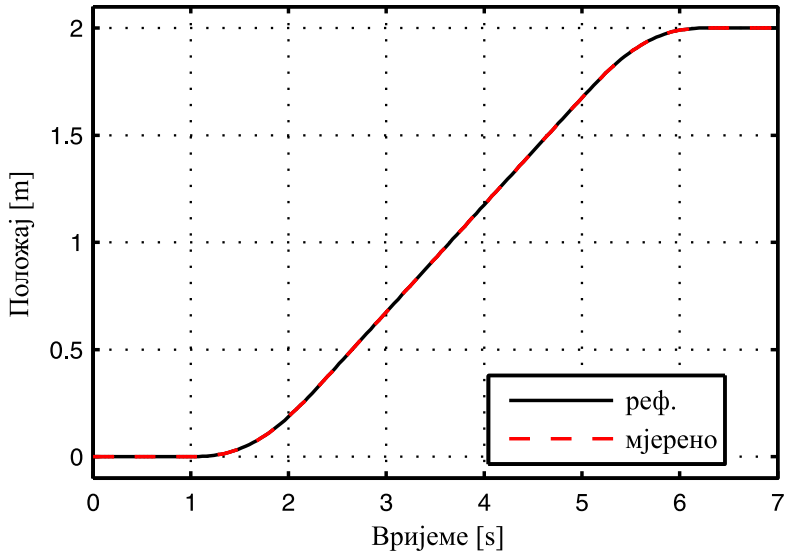
На Сл. 45 приказана је референтна и мјерена брзина кретања кабине лифта за једну вожњу. Мехатронички систем лифта управљан је по брзини са управљањем које је предложено у монографији и приказано на управљачкој шеми на Сл. 16. Брзински регулатор (Сл. 7) подешен је по процедури описаној у Потпоглављу 7.4.2. За подешавање антирезонантног филтера примијењени су раније описани алгоритми (Поглавље 4.3).



Слика 45. Промјена брзине кретања кабине МСЛ-а са контролисаним трзајем и примијењеном антирезонантном управљачком шемом.

Слика 45 јасно показује да синергијско дјеловање контролисаног трзаја и добро подешеног антирезонантног филтера у предложеној антирезонантној управљачкој шеми сузбија вибрације МСЛ-а 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).

На Сл. 46 приказана је референтна трајекторија положаја, која би била праћена да је систем управљан по положају, и мјерени положај кабине лифта. Промјена положаја са Сл. 46 снимљена је у истом експерименту као и промјена брзине са Сл. 45.



Слика 46. Промјена положаја кабине МСЛ-а са контролисаним трзајем и примијењеном антирезонантном управљачком шемом.

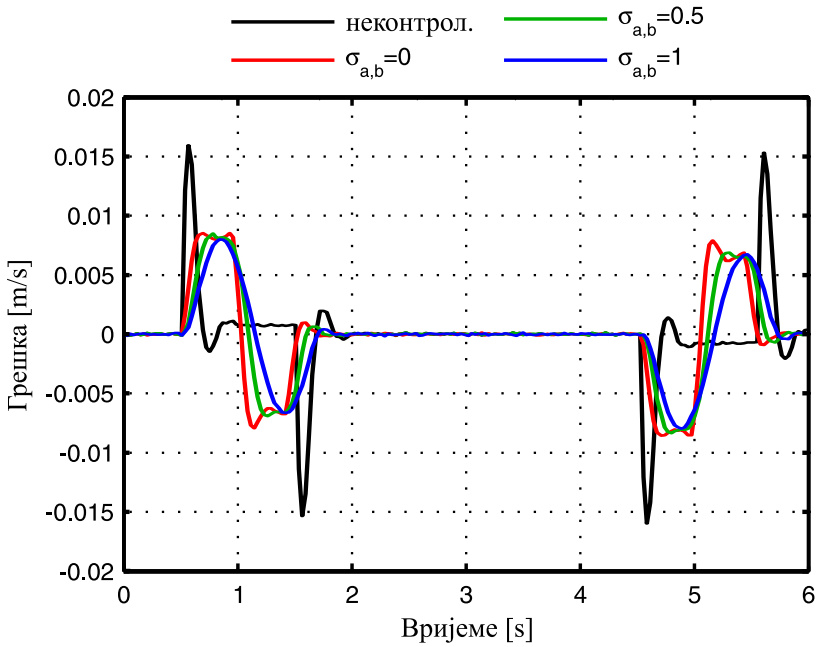
Видљиво је да нема грешке праћења као ни коначне грешке позиционирања кабине лифта иако је МСЛ-а брзински регулисан. Такође, и на овој слици се потврђује да нема појаве вибрација.

Генерализовани модел референтне трајекторије брзине дефинисан трзајем изведен је и описан у Поглављу 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-а. Осим антирезонантне улоге контролисаног трзаја извршени су и експерименти са циљем утврђивања утицаја облика трзаја на карактеристике кретања кабине МСЛ-а.

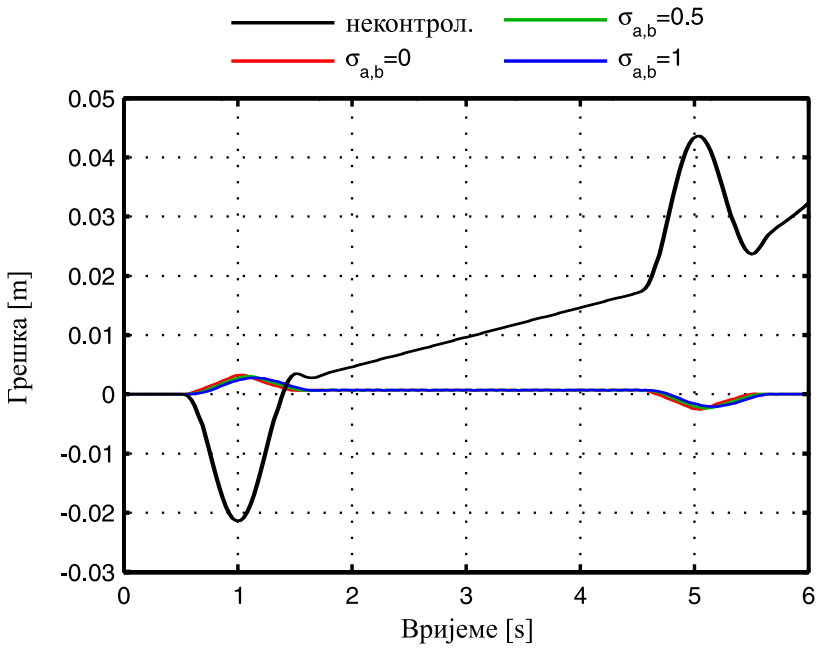
Тестиране су трајекторије брзине базиране на три карактеристична облика трзаја: синусни облик (σ =1), квазитрапезни облик (σ =0.5) и квадратни облик (σ =0). Додатно је тестиран и четврти случај који је базиран на сличном облику трајекторије брзине (исти нагиб и трајање убрзања) али без контролисаног 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. 47 и Сл. 48, МСЛ-а је оптерећен са 50% носивости, а задати крајњи положај кабине МСЛ-а је 2 m. Грешке праћења референтне трајекторије брзине кабине МСЛ-а за случајеве три облика трзаја и додатно неконтролисани трзај приказане су на Сл. 47. Примјетно је да грешка праћења трајекторије брзине постоји само за вријеме у којем је брзина промјењљива, 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 47. Грешка праћења референтне трајекторије брзине кабине МСЛ-а за различите облике трзаја и за неконтролисан трзај.

До истог закључка се долази посматрајући и Сл. 48 на којој су приказане грешке праћења положаја кабине МСЛ-а. Грешка праћења положаја постоји само у подручју ненултог убрзања. Другим ријечима, грешка праћења положаја пропорционална је другом изводу положаја. То значи да се код брзински регулисаног МСЛ-а и грешка праћења положаја може дефинисати избором облика и амплитуде трзаја.



Слика 48. Грешка праћења трајекторије положаја кабине МСЛ-а за различите облике трзаја и за неконтролисан трзај.

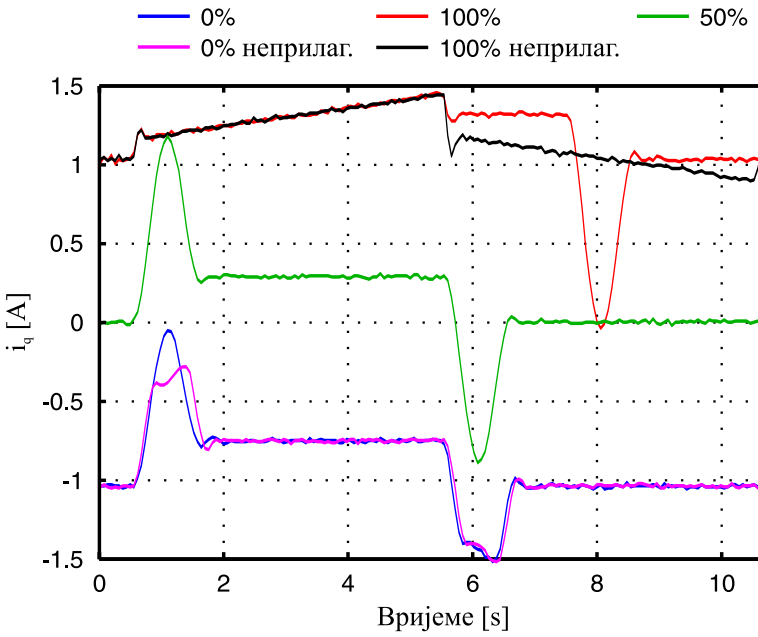
Са друге стране, трајекторија брзине код које није дефинисан облик трзаја има нагле и по амплитуди високе промјене другог извода тј. грешке праћења (Сл. 47). Код праћења положаја неконтролисан трзај проузрокује, осим грешке праћења дуж читавог кретања, и грешку крајњег положаја, Сл. 48.

Разлог одступању реализоване трајекторије положаја од задате јесте непостојање повратне везе по положају већ само по брзини. Тиме, резултат на Сл. 48 намеће још један закључак. Регулација положаја индиректно преко регулације брзине, како је у монографији 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-а 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. 49 и Сл. 50.

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 кабини МСЛ-а и то за 0%, 50% и 100% носивости.

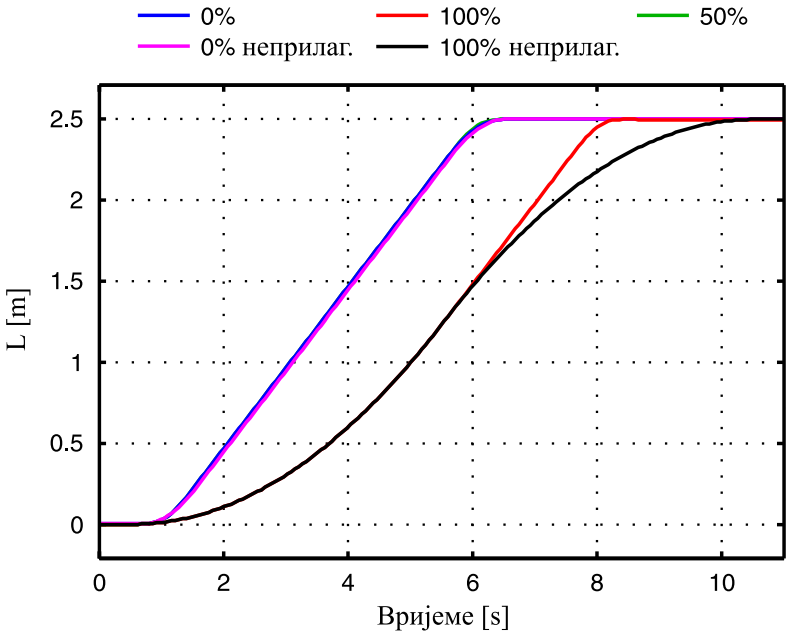


Слика 49. Активна компонента струје статора за различите вриједности оптерећења и синусни облик трзаја.

С обзиром да су сви експерименти вршени са номиналним магнетним пољем погонског мотора МСЛ-а, тј. да је магнетизациона компонента струје статора константна и једнака номиналној вриједности, покретачки момент мотора директно је пропорционалан активној компоненти струје статора, i_{sq}. На Сл. 49 приказана је промјена активне компоненте струје статора за различите вриједности оптерећења.

Сви експерименти чији су резултати на Сл. 49 и Сл. 50 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. 49 и Сл. 50 је видљиво да прилагођење убрзања утиче на вријеме трајања вожње, а посебно при већим оптерећењима.



Слика 50. Трајекторије положаја кабине МСЛ-а за различите вриједности оптерећења и синусни облик трзаја.

9. УНАПРИЈЕЂЕНИ БРЗИНСКИ И СТРУЈНИ РЕГУЛАТОРИ

У претходним главама описани су резултати који су базирани на релативно једноставној конфигурацији регулатора, како брзине тако и струја у антирезонантној управљачкој шеми са контролом трзаја. Кроз истраживачки процес развијени су додатни регулатори са којима се експериментисало са циљем побољшања управљачких особина и/или поједностављењу процедура подешавања самих регулатора.

У овој глави приказана су нека од тих рјешења.

9.1. Дигитални регулатор који обезбјеђује робусно праћење трајекторије са контролисаним трзајем

У овом поглављу посматра се пројектовање дигиталног регулатора који ће за познати линеарни објекат управљања обезбиједити асимптотско праћење задате трајекторије. Трајекторија настаје из услова да се трзај у фази убрзавања и успоравања објекта мијења по унапријед одређеној функцији. Пројектовани регулатор је дат и у облику рекурентних диференцних једначина, чиме је обезбјеђења његова лака имплементација на дигиталном сигнал процесору.

За анализу и извођење преносне функције регулатора, ради општости, објекат управљања дефинисан је преносном функцијом другог реда, без нула:

$$G_o(s)=\frac{P(s)}{Q(s)}=\frac{p_2s^2+p_1s+p_0}{q_2s^2+q_1s+q_0}=\frac{K_o}{s(T_os+1)}. \tag{115}$$

У (115) објекат је представљен преносном функцијом у комплексном домену. У случају када је објекат континуалан, пројектовање регулатора може бити реализовано кроз два приступа. У првом се пројектује континуални регулатор који задовољава постављене захтјеве који се дискретизацијом преводи у дигиталну форму. Код другог приступа, дискретизацијом се континуални модел објекта преведе у дигитални облик па се комплетан поступак пројектовања регулатора врши у дискретном домену. Први приступ се чешће користи, јер је једноставнији и нумерички стабилнији, те је стога и овдје коришћен.

Циљ је пројектовати регулатор преносне функције облика:

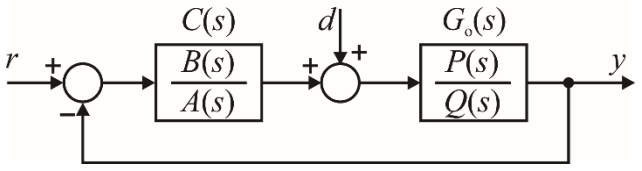
$$C(s)=\frac{B(s)}{A(s)}, \tag{116}$$

који ће обезбједити асимптотски праћење референце, при чему је та референца положај.

На Сл. 61 приказана је претпостављена конфигурација система са јединичном повратном везом. Укупна преносна функција приказаног система, од референце *r* до излаза *y* је:

$$G_{yr}(s)=\frac{Y(s)}{R(s)}=\frac{G_{ok}(s)}{1+G_{ok}(s)}=\frac{P(s)B(s)}{Q(s)A(s)+P(s)B(s)}=\frac{N(s)}{D(s)}, \tag{117}$$

гдје је $G_{ok}(s)=C(s)\cdot G_o(s)$ означена преносна функција отвореног кола.



Слика 61. Блок дијаīрам објекта уīрављања и реīулатора.

Ред регулатора бира се на основу реда облика референце. Математички модели референци положаја са контролисаним трзајем који могу да се сретну у литератури, а који нису генерализовани, врло често су другог реда по времену. С обзиром да је објекат управљања такође другог реда, преносна функција регулатора треба да буде трећег реда да би се остварило асимптотско праћење референце [57].

Према томе, преносна функција регулатора је облика:

$$C(s)=\frac{B(s)}{A(s)}=\frac{b_3s^3+b_2s^2+b_1s+b_0}{a_3s^3+a_2s^2+a_1s+a_0}. \tag{118}$$

Непознати коефицијенти у (118) a_i и b_i, i=0,1,2,3 одређују се као рјешења Диофантијеве једначине:

$$A(s)Q(s)+B(s)P(s)=D(s), \tag{119}$$

при чему се ред полинома $D(s)$ рачуна као $D(s) = m + n = 5$.

Полином $D(s)$ садржи све полове s_i, i=0,1,2…5 затвореног система, који се одређују на основу жељеног динамичког понашања и има облик:

$$D(s)=\Pi_{i=1}^{5}(s-s_i)=d_5s^5+d_4s^4+d_3s^3+d_2s^2+d_1s+d_0. \tag{120}$$

На основу (119) и (120) добија се матрична Диофантијева једначина [97]. Ова једначина има осам непознатих коефицијената a_i и b_i при чему је њен ранг највише шест, односно, постоји шест једначина са осам непознатих. С обзиром да је више непознатих него једначина, два рјешења морају унапријед да се усвоје. На основу [97] и [57] може да

се усвоји да је $a_0 = a_1 = 0$, након чега се полазна матрична једначина редукује и у развијеном облику гласи:

$$\begin{pmatrix} p_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ p_1 & p_0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ p_2 & p_1 & q_0 & p_0 & 0 & 0 \\ 0 & p_2 & q_1 & p_1 & q_0 & p_0 \\ 0 & 0 & q_2 & p_2 & q_1 & p_1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q_2 & p_2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} b_0 \\ b_1 \\ a_2 \\ b_2 \\ a_3 \\ b_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \\ d_5 \end{pmatrix}. \tag{121}$$

Рјешења (121) су преостали непознати коефицијенти a_2, a_3, b_0, b_1, b_2 и b_3 који када се уврсте у (118) дају тражену преносну функцију регулатора.

Да би се доказала робусност укупног система (117) довољно је доказати да систем у исто вријеме:

- асимптотски прати референцу r,
- неутралише дејство ванјских поремећаја w до облика $w = \alpha t$ чиме су истовремено укључени поремећаји нижег реда, тј. одскочног облика и
- да је систем отпоран на промјену параметара објекта управљања.

Да би се доказало да систем асимптотски прати квадратну референцу посматра се преносна функција отвореног кола $G_{ok}(s)=C(s)\cdot G_o(s)$. Квадратна константа K_a и стационарна грешка e_a^s на квадратну референцу се дефинише као:

$$K_a = \lim_{s\to 0} s^2 G_{ok}(s), \quad e_a^s = \frac{1}{K_a}. \tag{122}$$

У случају система (117) са регулатором чији поступак пројектовања је описан у овом поглављу доказано је асимптотско праћење квадратне референце јер вриједи да је:

$$K_a = \lim_{s\to 0} s^2 G_{ok}(s) = \infty \quad \Rightarrow \quad e_a^s = 0. \tag{123}$$

Доказ да пројектовани систем неутралише утицај поремећаја $w = \alpha t$ базира се на преносној функцији затвореног система од поремећаја w до излаза y. За овако дефинисану функцију преноса, $G_{yw}(s)$ вриједи:

$$G_{yw}(s) = \frac{G_o(s)}{1+C(s)G_o(s)} = \frac{A(s)P(s)}{D(s)} \Rightarrow Y^w(s) = \frac{A(s)P(s)}{D(s)} W(s) \Rightarrow y^w(\infty) = \lim_{s\to 0} s \frac{A(s)P(s)}{D(s)} W(s), \tag{124}$$

гдје су $Y^w(s)$ излаз усљед поремећаја, а $W(s) = \alpha/s^2$ поремећај у комплексном домену.

Лако је показати да за пројектовани контролер вриједи да је:

$$y^{w}(\infty) = 0\,, \tag{125}$$

чиме је доказано да је систем имун на поремећаје.

Преостаје још доказ да је систем са пројектованим регулатором отпоран и на промјену параметара објекта. Ако се претпостави да су се полиноми објекта управљања $P(s)$ и $Q(s)$ промијенили и постали:

$$P(s) = K_M\left(1 + p(s)\right) \text{ и}$$

$$Q(s) = s\left[\left(T_o s + 1\right) + q(s)\right],$$

гдје су са $p(s)$ и $q(s)$ означене одговарајуће промјене.

Смјеном нових вриједности полинома у (124), сличним поступком као у претходном доказу, добија се да је одзив такође нула. Тако је доказано да је систем са пројектованим регулатором имун и на промјене параметара објекта управљања.

Резултати анализа и симулација са практичним једначинама за реализацију на дигиталном сигнал процесору детаљно су објављени у [57].

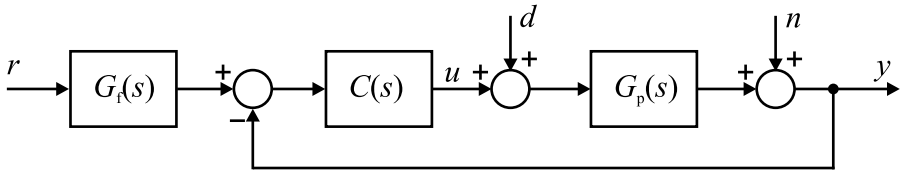
9.2. Нови аналитички приступ за пројектовање регулатора струје и брзине

У овом поглављу је приказан аналитички поступак пројектовања регулатора струје и брзине за робусно управљање електромоторним погонима са добрим индексом перформанси. Поступак пројектовања са практичном имплементацијом регулатора брзине и струје реализован је за примјену у погону лифта са индукционим мотором управљаним индиректним векторским управљањем [98].

Показано је да су оба регулатора истовремено подешена са једним слободним параметром који омогућава кориснику да подешава систем тако да се постигне жељена робусност односно, перформансе. Предложена процедура пројектовања регулатора је верификована и нумеричким симулацијама и експериментално.

Савремени захтјеви у пројектовању регулатора углавном се односе на специфичне критеријуме оптималности са унапријед дефинисаним ограничењима. Дакле, систем аутоматског управљања (САУ) има задатак да истовремено реализује ефикасно сузбијање утицаја промјене оптерећења, односно поремећаја и ефикасно праћење жељене референце. Неповољном ситуацијом се може сматрати то што поменута два циља у пројектовању регулатора обично имају и два рјешења у погледу управљачких сигнала. При томе, остварење датих циљева се не може реализовати нити разматрати раздвојено и независно јер су дио једног система.

Рјешење може да се пронађе у употреби такве управљачке структуре која би омогућила независно пројектовање регулатора за компензацију поремећаја од регулатора за праћење референце. Формално, оба ова подсистема се могу свести на једноставан систем аутоматског управљања који се може представити са блок дијаграмом који је приказан на Сл. 62, [98].



Слика 62. Поједностављени блок дијаграм система аутоматског управљања.

На Сл. 62 ознаке имају сљедеће значење: $G_p(s)$ је функција преноса процеса, односно објекта управљања, $C(s)$ је функција преноса регулатора, $G_f(s)$ је филтер улазне референце, r је референтни сигнал, y је излазни сигнал система аутоматског управљања, d је поремећај, а n је шум мјерења. Поремећај је моделован као улаз система.

У пројектовању регулатора, одређени захтјеви су најчешће дефинисани кроз четири главне функције осјетљивости [99], [100], [101]:

- осјетљивост: $S(s)=\dfrac{1}{1+C(s)G_p(s)}$,
- комплементарна осјетљивост: $T(s)=1-S(s)$,
- осјетљивост на поремећај: $S_d(s)=\dfrac{G_p(s)}{1+C(s)G_p(s)}$ и
- осјетљивости на шум мјерења: $S_d(s)=\dfrac{C(s)}{1+C(s)G_p(s)}$.

Мјера робусности система може се изразити функцијама $S(s)$ и $T(s)$, дефинишући параметре:

$$M_s=\max_{\omega}\left|S(i\omega)\right| \text{ и}$$

$$M_p=\max_{\omega}\left|T(i\omega)\right|.$$

који за стабилне системе аутоматског управљања требају бити у опсегу $1{,}2 \le M_c \le 2$, док M_p треба да буде што је могуће нижи (робусност система треба да буде што је могуће већа).

Осјетљивост на поремећај $S_d(s)$, као један од индикатора перформанси система, обично је дефинисана интегралним критеријумом, интегрална апсолутна грешка[30], [102]. Временски одзив функције осјетљивости на поремећаје $S_d(s)$ у односу на поремећај d треба бити минимизиран.

Типични облици сигнала поремећаја на које се тестира осјетљивост на поремећаје јесу јединична одскочна функција, Хевисајдова функција, и јединична нагибна функција, односно рампа. Иначе, значајна промјена управљачког сигнала може да генерише велики шум мјерења и да изазове одређена оштећења актуатора, тако да је $M_n = \max_{\omega} \left| S_n\left(i\omega\right) \right|$ дефинисано и требало би да има прихватљиве вриједности [101].

Током истраживања које је спроведено, изведене су аналитичке формуле за регулаторе брзине и струје, са претходно дефинисаним ограничењима у функцијама осјетљивости у погледу робусности и перформанси. Аналитички поступак је приказан у овом поглављу и заснива се на моделу објекта управљања описаном његовом преносном функцијом и у номиналном радном режиму. Структура оба контролера је слична и они се истовремено подешавају једним параметром омогућавајући кориснику да постигне жељену робусност и перформансе.

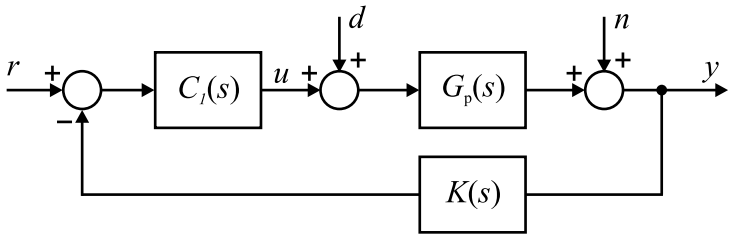
Главна идеја аналитичких метода пројектовања регулатора потиче од Зиглера и Николса [103] који су први понудили аналитичке формуле за подешавање ПИ / ПИД регулатора. Послије њих су развијене многе друге методе за подешавање ПИ / ПИД регулатора [104]. Недостатак метода нумеричког пројектовања регулатора су непознате почетне вриједности од којих зависи коначни резултат. Савремени дизајн регулатора захтијева ефикасне аналитичке формуле за подешавање ПИ / ПИД регулатора због њихове велике индустријске примјене, која прелази 93%, у поређењу са свим осталим регулаторима, према истраживањима у [105].

Према Шинскијевом критеријуму [102], [106], регулатор треба да буде подешен тако да потискује поремећај d колико год је то могуће под унапријед дефинисаним ограничењима (робустност, лимити, осјетљивост мјерења на шумове, вриједност прескока и сл.). Да би се захтјев остварио, анализира се одзив система на поремећај приказан на Сл. 63 при $r = 0$:

$$Y_d\left(s\right) = \frac{1}{1 + C_1(s)K(s)} G_p(s) = (1 - T(s))G_p(s)\,, \tag{126}$$

У стационарном стању $Y_d(0) = 0$ јер је $T(0) = 1$.

[30] енг. *Integral Absolute Error*, IAE



Слика 63. Управљачка структура са објектом управљања.

Ако се још претпостави адекватан облик $T(s)$, могуће је утицати и на динамичку грешку, тј. перформансе управљачке структуре, као што су бржи одзив система и краће вријеме смирења. На основу наведеног, развијене су процедуре за аналитичко пројектовање регулатора струје и брзине.

9.2.1. Пројектовање регулатора струје

Преносна функција регулатора струје може бити дефинисана као:

$$G_{pI}(s)=\frac{1/R_s}{T_{ss}s+1}, \tag{127}$$

гдје је T_{ss} временска константа струје, а R_s је отпорност статора у номиналном радном режиму мотора.

Жељена комплементарна функција осјетљивости:

$$T_p(s)=\frac{(\eta_I s+1)}{(\lambda_I s+1)^2}, \tag{128}$$

дефинисана је као у [107]:

$$\frac{Y_d(s)}{D(s)}=\left(\frac{(\lambda_I s+1)^2-(\eta_I s+1)}{(\lambda_I s+1)^2}\right)\frac{1/R_s}{T_{ss}s+1}. \tag{129}$$

Параметар η_I у (129) треба изабрати тако да се пократи пол s_p=-1/T_{ss}, односно да је:

$$\left[(\lambda_I s+1)^2-(\eta_I s+1)\right]\Big|_{s=-1/T_{ss}}=0. \tag{130}$$

Из (130) слиједи да је:

$$\eta_I=(2T_{ss}-\lambda_I)\frac{\lambda_I}{T_{ss}},$$

које када се уврсти у (129) даје:

$$\frac{Y_d(s)}{D(s)}=\frac{\lambda_I}{R_sT_{ss}}\frac{\lambda_I s}{(\lambda_I s+1)^2}. \tag{131}$$

Посматрајући преносну функцију од улаза поремећаја до излаза система (131) види се да је могуће, подешавајући само један параметар, λ_I, сузбити поремећај адекватно без утицаја на остала ограничења.

С обзиром да је преносна функција контролера:

$$C(s)=\frac{T_p(s)}{1-T_p(s)}\frac{1}{G_{pI}(s)}=\frac{R_sT_{ss}}{\lambda_I}\frac{(\eta_I s+1)}{\lambda_I s}, \tag{132}$$

слиједи да је преносна функција од референце до излаза:

$$\frac{Y_r(s)}{R(s)}=\frac{C_I(s)G_{pI}(s)}{1+C(s)G_{pI}(s)},\quad C(s)=C_I(s)K_I(s). \tag{133}$$

Ако је захтјев да одзив на одскочну Хевисајдову функцију буде апериодичан (без прескока), односно да је:

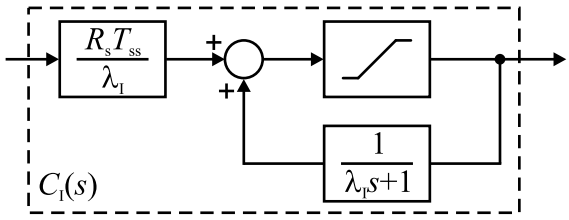
$$\frac{Y_r(s)}{R(s)}=\frac{1}{\lambda_I s+1}, \tag{134}$$

слиједи да је:

$$C_I(s)=\frac{R_sT_{ss}}{\lambda_I}\frac{\lambda_I s+1}{\lambda_I s}\ \text{и} \tag{135}$$

$$K_I(s)=\frac{\eta_I s+1}{\lambda_I s+1}. \tag{136}$$

Реализација регулатора $C_I(s)$ која одговара ПИ контролеру са заштитом од навијања интегратора[31] приказана је блок дијаграмом на Сл. 64 [108]:



Слика 64. Пропорционално-интегрални регулатор са заштитом од навијања интегратора.

[31] енг. integral anti-windup protection

За дигитализацију континуалног система може да се искористи Тустинова апроксимација са T као периодом одмјеравања:

$$s \approx \frac{2}{T}\frac{z-1}{z+1}. \tag{137}$$

С тога, дигитализација комплетне регулационе структуре са Сл. 63 своди се на дигитализацију преносних функција контролера $C_{\mathrm{I}}(s)$ и компензатора $K_{\mathrm{I}}(s)$.

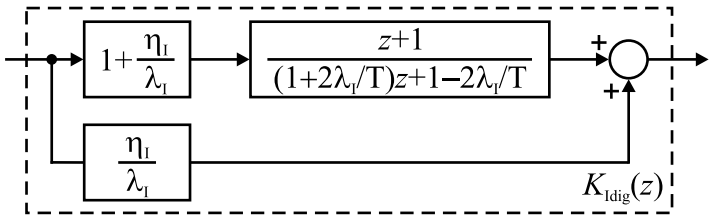
Регулатор $C_{\mathrm{I}}(s)$ са Сл. 64 се дигитализује увођењем смјене (137) у преносну функцију која је у континуалној форми и која потом гласи:

$$\frac{1}{\lambda_I s+1} \approx \frac{z+1}{\left(1+2\lambda_I/T\right)z+1-2\lambda_I/T}. \tag{138}$$

Дигитализација компензатора $K_{\mathrm{I}}(s)$ врши се такође, увођењем (137) у (136) која потом добија своју дигиталну форму која гласи:

$$K_I(s)=\frac{\eta_I s+1}{\lambda_I s+1} \approx K_{Idig}(z)=\left(1-\frac{\eta_I}{\lambda_I}\right)\frac{z+1}{\left(1+\frac{2\lambda_I}{T}\right)z+1-\frac{2\lambda_I}{T}}+\frac{\eta_I}{\lambda_I}, \tag{139}$$

и која је приказана блок дијаграмом на Сл. 65.



Слика 65. Реализација дигиталног компензатора.

9.2.2. Пројектовање регулатора брзине

Преносна функција објекта управљања у управљачкој петљи брзине може да се представи у облику:

$$G_{p\omega}(s)=\frac{K_m}{T_m s}, \tag{140}$$

гдје је T_{m} временска константа механичког подсистема, а K_{m} одговарајућа константа која је дефинисана за номинални радни режим.

Жељена комплементарна функција осјетљивости:

$$T_\omega(s)=\frac{(\eta_\omega s+1)}{(\lambda_\omega s+1)^2}, \tag{141}$$

дефинисана је као у [107]:

$$\frac{Y_d(s)}{D(s)}=\left(\frac{(\lambda_\omega s+1)^2-(\eta_\omega s+1)}{(\lambda_\omega s+1)^2}\right)\frac{K_m}{T_m s}. \tag{142}$$

Параметар η_ω у (142) треба изабрати тако да се пократи пол $s_P=0$, односно да је:

$$\left.\frac{d\left((\lambda_\omega s+1)^2-(\eta_\omega s+1)\right)}{ds}\right|_{s=0}=0. \tag{143}$$

Из (143) слиједи да је:

$$\eta_\omega=2\lambda_\omega,$$

које када се уврсти у (142) даје:

$$\frac{Y_d(s)}{D(s)}=\frac{K_m\lambda_\omega}{T_m}\frac{\lambda_\omega s}{(\lambda_\omega s+1)^2}. \tag{144}$$

Посматрајући преносну функцију од улаза поремећаја до излаза система (131) види се да је могуће, подешавајући само један параметар, λ_ω, сузбити поремећај адекватно без утицаја на остала ограничења.

Ако је захтјев да одзив на одскочну Хевисајдову функцију буде апериодичан (без прескока), односно да је:

$$\frac{Y_r(s)}{R(s)}=\frac{1}{\lambda_\omega s+1}, \tag{145}$$

слиједи да је:

$$C_\omega(s)=\frac{T_m}{\lambda_\omega K_m}\frac{\lambda_\omega s+1}{\lambda_\omega s} \text{ и} \tag{146}$$

$$K_\omega(s)=\frac{\eta_\omega s+1}{\lambda_\omega s+1}. \tag{147}$$

гдје је регулатор са компензатором као у (133):

$$C(s)=C_\omega(s)K_\omega(s). \tag{148}$$

Регулатор $C_\omega(s)$ је ПИ регулатор са заштитом од навијања интегратора и дигитализује се истим поступком као и регулатор струје са Сл. 64.

Дигитализација компензатора $K_\omega(s)$ врши се такође увођењем (137) у (147) која потом добија своју дигиталну форму која гласи:

$$K_\omega(s)=\frac{\eta_\omega s+1}{\lambda_\omega s+1}\approx K_{\omega dig}(z)=\left(1-\frac{\eta_\omega}{\lambda_\omega}\right)\frac{z+1}{\left(1+\frac{2\lambda_\omega}{T}\right)z+1-\frac{2\lambda_\omega}{T}}+\frac{\eta_\omega}{\lambda_\omega}. \tag{149}$$

Добијени резултати доводе до занимљивог закључка са практичне тачке гледишта. Пројектовање регулатора струје и брзине је методолошки исто, а разлика је у вриједностима параметара λ_I и λ_ω. У пракси, однос између ових временских константи је обично: $\lambda_\omega=(4\div6)\,\lambda_I$, односно струјна регулациона петља је бржа четири до шест пута у односу на петљу регулације брзине. Сходно томе, од велике је практичне важности чињеница да корисник има само један параметар, λ_I који треба да подеси како би постигао добру робусност и перформансе комплетног погона.

9.2.3. Резултати симулација

Аналитички поступак пројектовања регулатора који је претходно описан провјерен је прво кроз симулације, а затим и експериментално на експерименталној апаратури умањеног модела мехатроничког система лифта. Треба напоменути да је процес пројектовања регулатора општи и да не зависи од типа електромотора (индукциони мотор, синхрони мотор са перманентним магнетима, мотор једносмјерне струје...), нити зависи од технике управљања (директно или индиректно векторско управљање, директна контрола момента…).

Пројектовање регулатора описаним аналитичким поступком укључује параметре мотора који су промјенљиви и чија вриједност може значајно да се разликује од номиналне. Међу њима су најзначајнији отпорност статора, са најдоминантнијом температурном зависношћу, и индуктивност статора, која највише зависи од степена магнетизације магнетног кола статора.

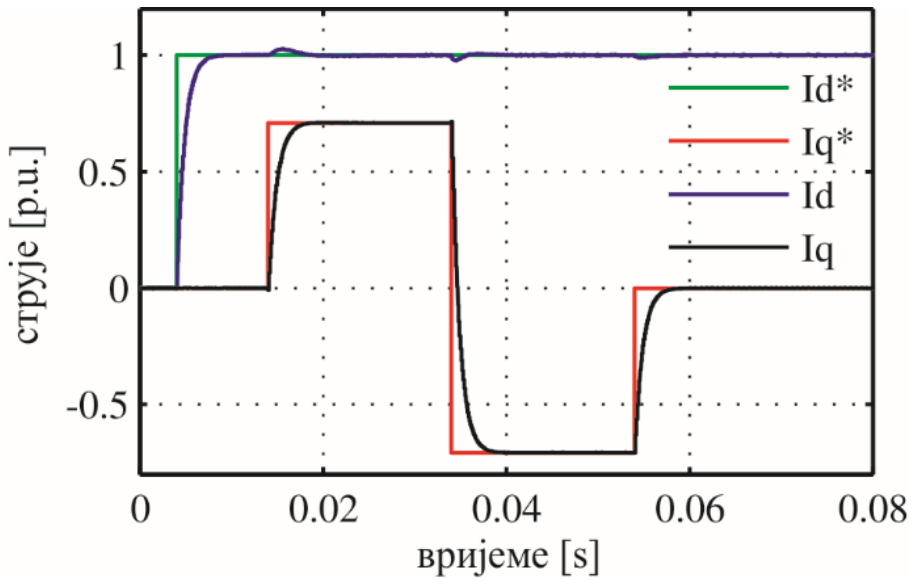
Од осамдесетих година прошлог вијека публикован је велики број научних радова који се баве идентификацијом параметара статора и ротора у индукционим моторима који су мање или више сложени и захтјевни [109]. Међутим, описани регулатори су изузетно робусни, регулација струје и брзине је у само благој зависности од промјена параметара у електричном и механичком подсистему, па не постоји потреба за уобичајеним поступцима идентификације параметара. Све наведено потврђују и резултати симулација и обављених експеримената.

За испитивање карактеристика пројектованих регулатора коришћен је софтверски пакет Матлаб. Регулатори су тестирани за различите услове рада:

- при константној брзини кретања јавља се скоковита промјена оптерећења,
- при константном оптерећењу мијења се референца брзине и
- при константном оптерећењу јавља се поремећај.

Такође, укључени су и случајеви са промјеном смјера кретања и са истовременом промјеном оптерећења и референтне брзине. Сви резултати су представљени у нормализованим мјерним јединицама, p.u.

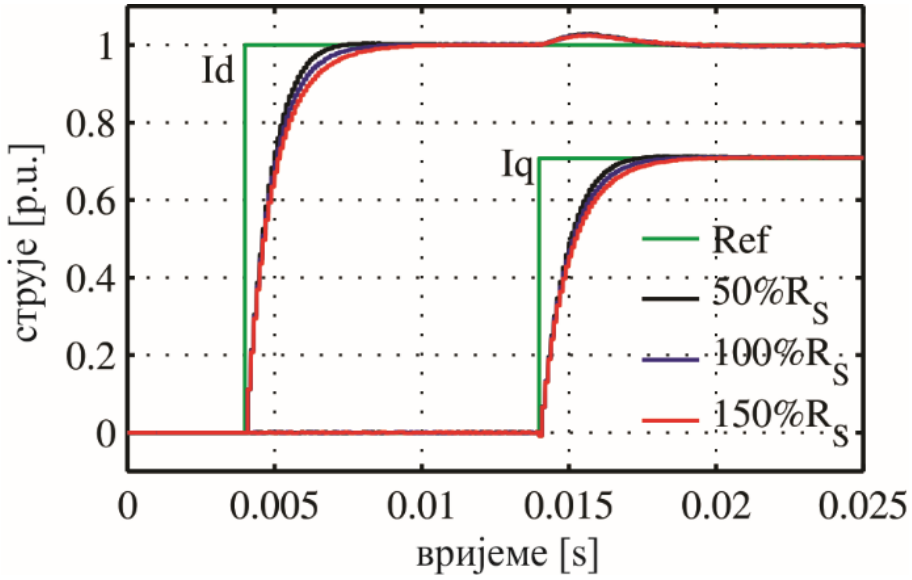
Прво се тестира рад струјног регулатора и његове перформансе (Сл. 66). У првом кораку мотор је намагнетизован, односно магнетизациона компонента струје статора id је подешена на своју номиналну вриједност како би се обезбиједиле најбоље перформансе погона. У другом кораку, прати се промјена активне компоненте струје статора i_q за скоковиту промјену оптерећења. У тренутку t_1=0.015 долази до скоковите промјене референце (од 0 до 0,7 p.u.), а затим, у тренутку t_2=0.035 долази до још једне скоковите промјене референце у негативно (од 0,7 до -0,7 p.u.) што представља прелазак са моторног на генераторски режим рада мотора. Таласни облици референци струја i_d и i_q и њихови одзиви приказани су на Сл. 66.



Слика 66. Таласни облици референци струја i_d и i_q и њихови одзиви.

Слика 66 показује да је одзив струје брз, апериодичан и без грешке у стационарном стању.

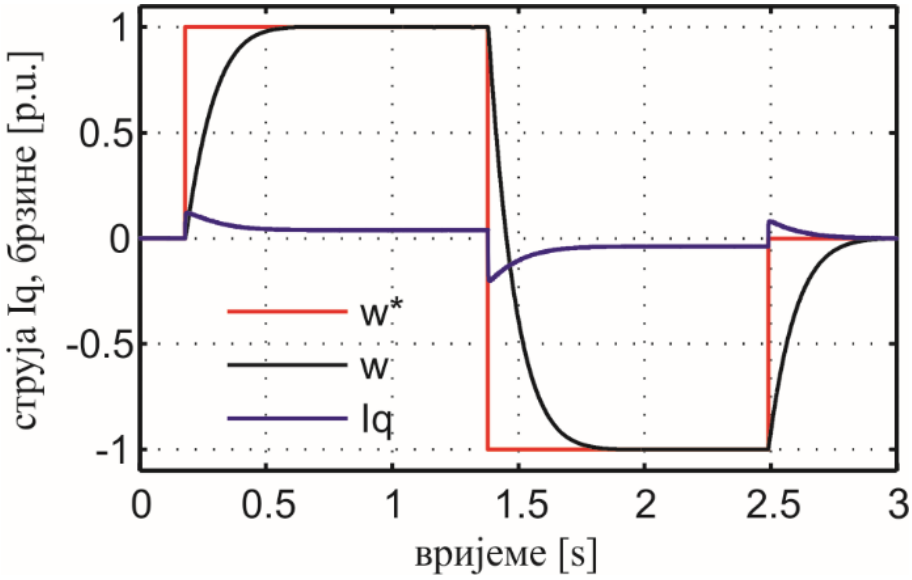
Одзив струје статора, када постоји разлика између номиналне вриједности отпорности статора која се користи у регулатору и стварне вриједности отпорности статора мотора, приказан је на Сл. 67. Приказан је случај скоковите промјене референци компоненти струје статора и њихови одзиви. Добијени резултати потврђују робусност регулатора и незнатан утицај промјене вриједности отпорности статора. Доказано је да регулатор у потпуности испуњава постављене захтјеве у погледу брзине одзива и грешке стационарног стања.



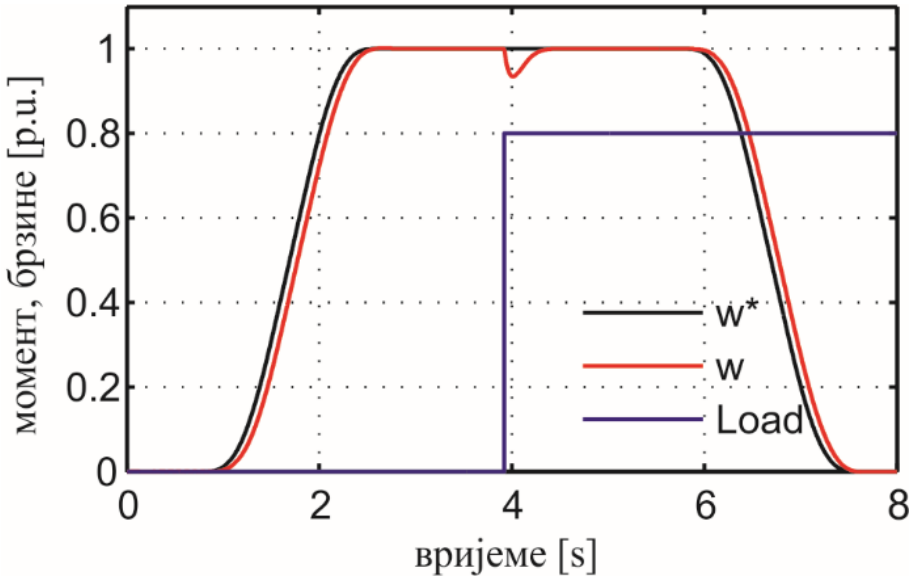
Слика 67. Референце и одзиви компоненти струја статора, i_d и i_q, у случају номиналне и повишених вриједности отпорности статора.

Резултати симулација за скоковиту промјену брзине (од 0 до 1 p.u. и од 1 до -1p.u.) и таласни облик магнетизационе компоненте струје статора i_q приказани су на Сл. 68. Оптерећење је константно. Приказани случај укључује промјену смјера. Праћење референце је апериодично, нема грешке стационарног стања, а промјена брзине је ограничена само карактеристикама механичког подсистема.

Случај промјењљиве референтне брзине и скоковите промјене оптерећења представљен је на Сл. 69. Добијени резултати такође потврђују добре перформансе регулатора брзине, одступање брзине је мало, а прелазак у стационарно стање је брзо и без прекорачења. Мања грешка у праћењу је присутна, али само у подручју убразавања и успоравања. Разлог за то је чињеница да је регулатор пројектован за скоковите промјене референце.



Слика 68. Референца и одзив брзине са одзивом магнетизационе компоненте струје статора i_q.

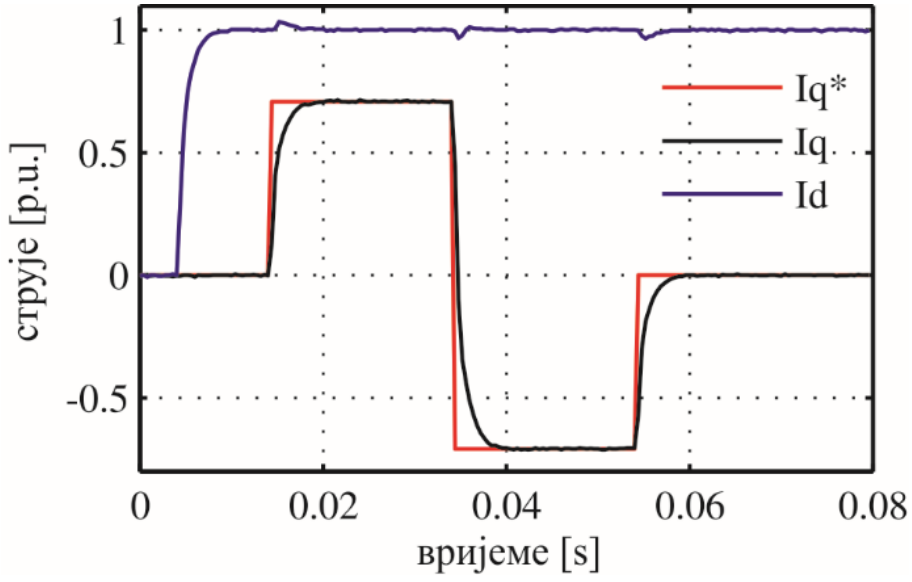


Слика 69. Референца и одзив брзине при скоковитој промјени оптерећења.

9.2.4. Резултати експеримената

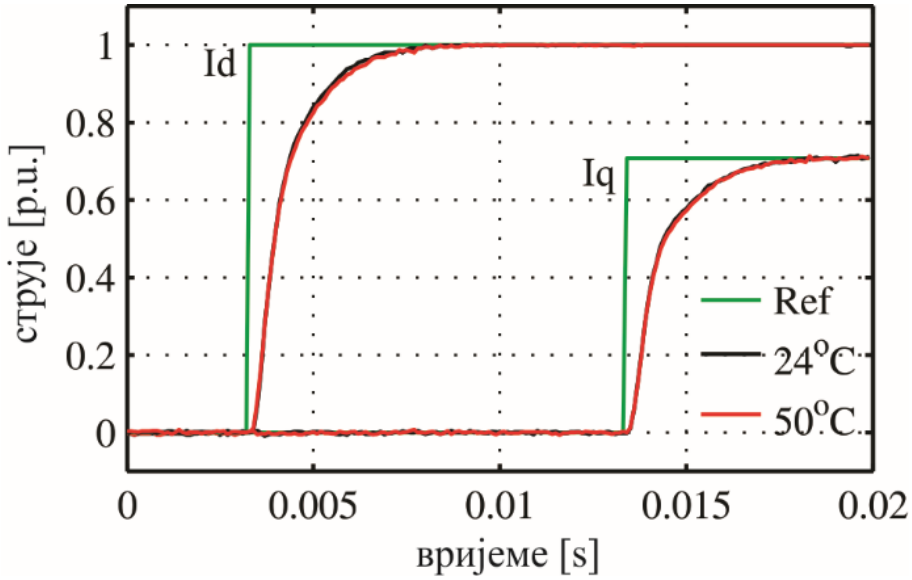
Експериментални резултати су добијени имплементацијом описаних алгоритама на експерименталној апаратури описаној у Глави 7. Експерименти су изведени под истим условима рада као и симулације. Обухваћени су случајеви са константном брзином и промјенљивим оптерећењем и они са константним оптерећењем и промјенљивом брзином, као и случајеви са промјенљивом брзином, промјенљивим оптерећењем и у случају одступања параметара.

Таласни облици компоненти струја статора за скоковите промјене референце приказани су на Сл. 70. Резултати су веома блиски онима добијеним симулацијом. Одзив на скоковиту промјену струје је брз и апериодичан.



Слика 70. Таласни облици референци струја i_d и i_q и њихови одзиви, резултати експеримента.

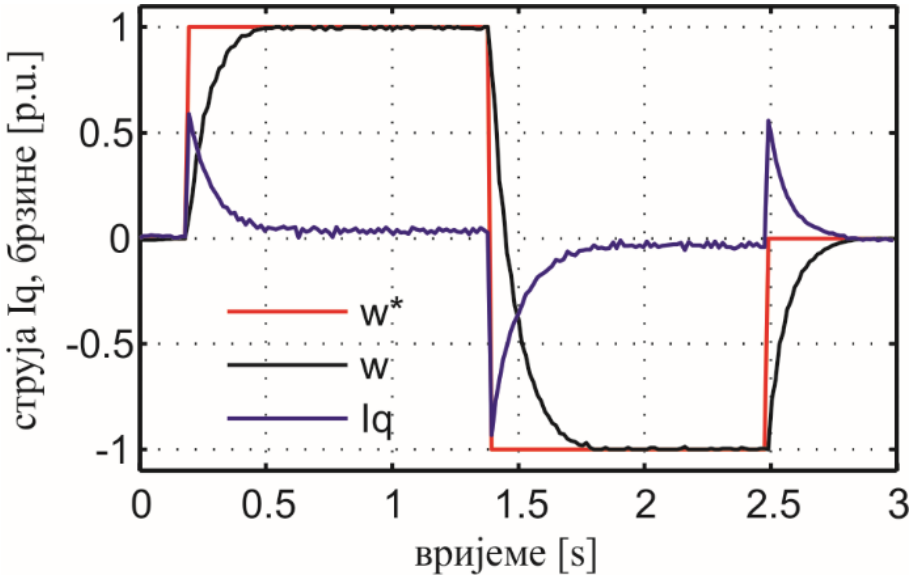
Експериментално је испитана и робусност струјног регулатора у случају када се отпорност статора мијења са температуром (Сл. 12). Прво се резултати скоковитог одзива струја снимају када је мотор хладан (на собној температури), а затим се експеримент понавља када се мотор загрије што за посљедицу има повећање вриједности отпорности статора. Подешавања регулатора остају иста као у случају номиналних параметара. Добијени експериментални резултати потврђују резултате симулације.



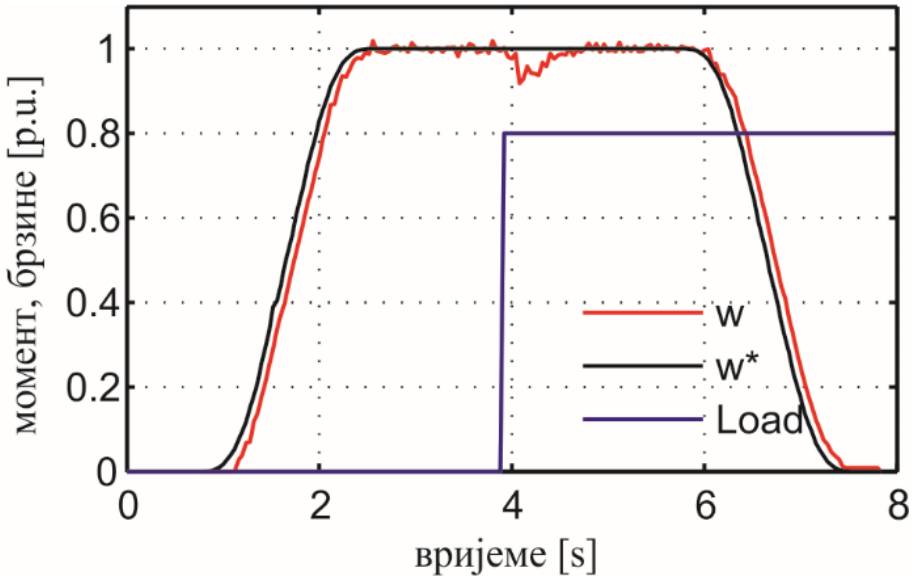
Слика 71. Референце и одзиви компоненти струја статора, i_d и i_q, у случају собне и повишених температура мотора.

Одзив брзине на скоковиту промјену референце добијен експериментално приказан је на Сл. 72 и он одговара резултатима симулације приказаним на Сл. 68. Добре перформансе регулатора брзине су потврђене и у овом случају, апериодични одзив и нулта грешка стационарног стања.

Таласни облици струје и брзине за скоковиту промјену оптерећења (0,8 p.u.) приказани су на Сл. 73. Таласни облик брзине показује мало одступање и брз повратак у стационарно стање.



Слика 72. Референца и одзив брзине са одзивом магнетизационе компоненте струје статора i_q, резултати експеримента.



Слика 73. Референца и одзив брзине при скоковитој промјени оптерећења, резултати експеримента.

10. ОСТАЛЕ МЕТОДЕ ГЕНЕРИСАЊА ТРАЈЕКТОРИЈЕ БРЗИНЕ СА ДЕФИНИСАНИМ ТРЗАЈЕМ

Претходно је представљен генерализовани модел генерисања трајекторије брзине са дефинисаним трзајем. Генерализовани модел је јединствено рјешење које покрива све могуће случајеве али је математички комплексно. Сложенији математички прорачун тражи више процесорског времена. Управљачки подсистем МСЛ-а има високе перформансе и може да врши потребна израчунавања у реалном времену али постоје случајеви мехатроничких система чији управљачки процесори нису тако високих перформанси.

Системима слабијих перформанси више би одговарало ако би се могло наћи рјешење које није генерализовано него специфично за дати систем и његове потребе али заузврат једноставније математичке сложености.

Кроз неколико публикованих радова описане су методе генерисања трајекторије брзине са дефинисаним трзајем код којих је облик трзаја специфичан и непромјенљив. Облик трзаја не може да се мијења али може да се мијења његов најважнији параметар, а то је амплитуда или максимална вриједност трзаја. Ограничење максималне вриједности трзаја најважнији је и примарни циљ генерисања трајекторија описаним функцијама и методама.

Облици трзаја који могу да се опишу као подгрупе генерализованог модела или као његови специјални случајеви описани су у глави 5. Од специјалних случајева генерализованог модела који имају једноставан математички модел могу да се издвоје два:

- трзај константне вриједности [51] и
- трзај синусног облика [52], [53], [57], [58], [59], [110].

10.1. Трзај константне вриједности

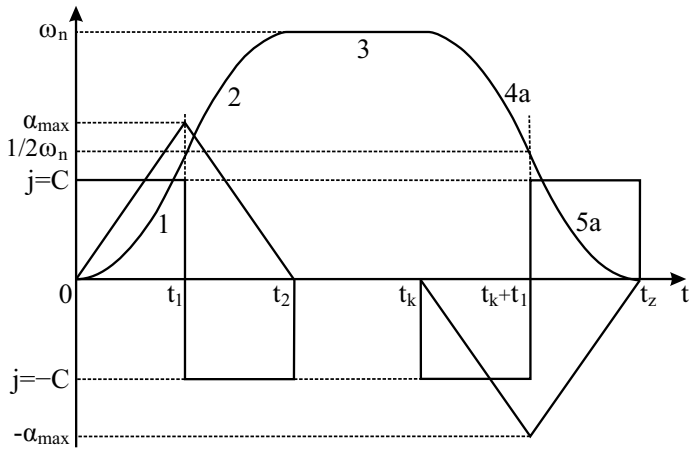
Начин управљања код којег се трзај одржава на константној задатој вриједности приказан је на Сл. 74. Дијаграм са Сл. 74 приказује временске зависности брзине, убрзања и трзаја за један циклус од стартовања до заустављања.

На посматраном дијаграму могу се уочити карактеристични временски интервали који се јављају током једног циклуса:

- убрзавање при поласку – до тренутка t_2,
- кретање константном номиналном брзином – од тренутка t_2 до тренутка кочења t_k и

- успоравање до заустављања – од тренутка t_k до тренутка заустављања t_z.

Трзај је константан и поприма двије вриједности једнаке по амплитуди.



Слика 74. Жељена карактеристика брзине, убрзања и трзаја када је трзај константан.

Генерисање референтне брзине која одговара карактеристици са Сл. 74 може се реализовати ако се дати дијаграм представи математичким моделом у којем егзистира и којег одређује задата вриједност трзаја.

На Сл. 74 може се уочити пет временских интервала:

Интервал 1

Интервал који се дефинише у временским границама од 0 до t_1. У овом временском интервалу трзај треба да има позитивну константну вриједност:

$$j=C\,. \tag{150}$$

С обзиром да трзај представља брзину промјене убрзања или математички, први извод убрзања по времену, може се писати:

$$\alpha=\int j dt=Ct+A_1\,, \tag{151}$$

гдје је A_1 интеграциона константа која се одређује из почетних услова: $t = 0 \Rightarrow \alpha = 0 \Rightarrow A_1 = 0$. Када се вриједност интеграционе константе уврсти у (151) и интеграл се ријеши добија се:

$$\alpha=Ct\,. \tag{152}$$

На основу (152) користећи везу између брзине и убрзања добија се:

$$\omega=\int \alpha dt=\frac{C}{2}t^2+B_1. \tag{153}$$

Почетни услови су исти као у претходном случају па ће коначно израз за брзину у интервалу 1 бити:

$$\omega_1=\frac{C}{2}t^2. \tag{154}$$

Из (154) се јасно види да је брзина функција времена и директно је одређена задатом вриједношћу трзаја.

Интервал 2

По истом принципу може се одредити израз за брзину у временском интервалу од t_1 до $t_2 = 2t_1$ у којем трзај поприма негативну вриједност. Користећи исти поступак као у једначинама од (150) до (153) и уз почетне услове $t = t_1 \Rightarrow \alpha = \alpha_{max}$ гдје је $\alpha_{max} = Ct_1$ и у другом дијелу $t = t_1 \Rightarrow \omega = \omega_n/2$ добија се коначан израз за брзину у интервалу 2:

$$\omega_2=-\frac{C}{2}t^2+2Ct_1t+\frac{\omega_n}{2}-\frac{3}{2}Ct_1^2. \tag{155}$$

Интервал 3

У трећем интервалу (све до тренутка t_k у којем почиње успоравање) брзина има трзај једнак нули, а брзину константну и једнаку номиналној, односно:

$$j=0\Rightarrow\omega_3=\omega_n. \tag{156}$$

Интервал 4а

Интервал од t_k до t_k+t_1 односи се на случај када са номиналне брзине почиње успоравање. Случај када треба да почне успоравање, а да није достигнута номинална брзина биће дефинисан касније. Слиједећи поступак као у претходним случајевима може се написати израз за угаону брзину у интервалу 4а:

$$\omega_{4a}=-\frac{C}{2}t^2+Ct_kt-\frac{C}{2}t_k^2+\omega_n. \tag{157}$$

Интервал 5а

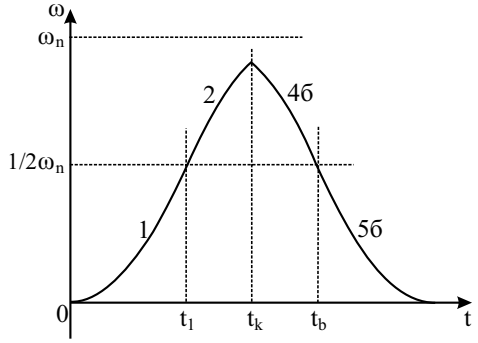
За временске границе од t_k+t_1 до t_z познатим поступком одређује се израз за брзину посљедњег интервала у циклусу:

$$\omega_{5a}=\frac{C}{2}t^2-(Ct_k+2Ct_1)t+\frac{C}{2}t_k^2+2Ct_kt_1+\frac{3C}{2}t_1^2+\frac{\omega_n}{2}. \tag{158}$$

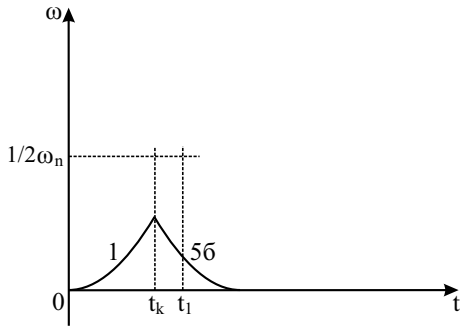
Претходно изведени изрази, вриједе у случају у којем је достигнута номинална брзина прије почетка успоравања.

Када треба да почне успоравање, а да још није постигнута номинална брзина, представља посебан случај који је сасвим реалан. У случају МСЛ-а представља ситуацију у којој кабина лифта прелази пут између двије сусједне станице. Растојање је сувише кратко да би лифт развио пуну брзину. На старијим моделима лифтова ова ситуација рјешавана је примјеном погона са три брзине. Најспорија се користи у поменутом случају, а друге двије за прелазак пута између двије и више станица [49].

Потребно је анализирати и описани случај који се заправо разлаже на могућа два приказана на Сл. 75 и Сл. 76 представљена графички, са назначеним карактеристичним тачкама. Први се односи на успоравање када је постигнута брзина при залијетању већа од половине номиналне (криве 4б и 5б), а други када је постигнута брзина мања од те вриједности (крива 5б).



Слика 75. Карактеристика брзине за случај $t_k < t_2$.



Слика 76. Карактеристика брзине за случај $t_k < t_1$.

Интервал 4б

Односи се на интервал од t_k до $2t_k$-t_1 (Сл. 75). Друга временска граница добија се из услова да је: $t_k - t_1 = t_b - t_k$. У овом интервалу трзај је негативан као и у случају 4а на Сл. 74 па пратећи претходне процедуре добија се израз за брзину:

$$\omega_{4b} = -\frac{C}{2}t^2 + (2Ct_k - 2Ct_1)t + 4Ct_k t_1 - \frac{3C}{2}t_1^2 - 2Ct_k^2 + \frac{\omega_n}{2}. \qquad (159)$$

Интервал 5б

Посматрају се два случаја: када кочење почиње са брзине веће од половине номиналне (са криве 4б, Сл. 75) и са брзине мање од половине номиналне (са криве 1, Сл. 76). При томе временске границе су од t_k до $2t_k$ и од $2t_k$-t_1 до $2t_k$, респективно. Трзај у овом случају је позитиван и израз за брзину је:

$$\omega_{5b} = \frac{C}{2}t^2 - 2Ct_k t + 2Ct_k^2 - \frac{C}{2}t_1^2 + \frac{\omega_n}{2}. \tag{160}$$

У до сада изведеним изразима за брзину (осим у (154)) егзистирају константе које имају димензију времена. На Сл. 74, 75 и 76 као и у границама по времену на које се односе изрази за брзину такође се појављују поменуте константе и то t_1, t_2 и t_k. Одређивање тренутка t_1 (тренутак у којем је брзина једнака половини номиналне брзине при убрзавању) може се извршити полазећи од (154) у који се уврштава $t = t_1 \Rightarrow \omega = \omega_n/2$ и добија се за t_1 да је:

$$t_1 = \sqrt{\frac{\omega_n}{C}}. \tag{161}$$

Константа t_2 представља тренутак када је постигнута номинална брзина и она је по вриједности једнака $2t_1$:

$$t_2 = 2\sqrt{\frac{\omega_n}{C}}. \tag{162}$$

Константа t_k је тренутак у ком управљачка структура лифта издаје наредбу да мотор лифта почне успоравати до самог заустављања. Овај тренутак треба одредити из података о жељеној дестинацији (положају, θ_m) који се у модел уносе као параметар (прослијеђен из управљачког подсистема). Другим ријечима, треба одредити три зависности $t_k = f(\theta_m)$ за три различита случаја која су већ класификована у претходним извођењима.

Као што је већ изведен математички опис промјене брзине тако је потребно математичким изразима представити криву која описује путању лифта. Добијени изрази ће омогућити утврђивање граница које ће имати димензију дужине. Успостављајући директну везу тако добијених граница положаја са временским границама добиће се тражене функције $t_k = f(\theta_m)$.

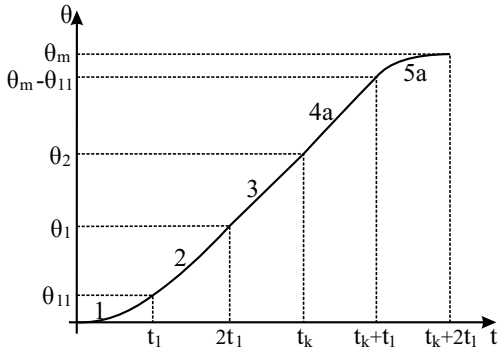
На Сл. 77 дата је зависност промјене положаја у времену за случај када је пређени пут довољно дуг да лифт достигне кретање номиналном брзином прије почетка кочења (аналогно случају са Сл. 74).

У интервалу 1 промјена положаја може се представити формулом коју добијамо интеграцијом (154), а која се односи на исти период и описује промјену брзине:

$$\theta_1 = \frac{C}{6}t^3. \tag{163}$$

Ако се у (163) за вријеме уврсти (161) добиће се вриједност положаја на граници датог периода, односно:

$$\theta_{11}=\frac{\omega_n^{3/2}}{6\sqrt{C}}. \tag{164}$$



Слика 77. Карактеристика положаја за случај $t_k>2t_1$.

Коначни изрази за положај у наредна два карактеристична интервала су:

$$\theta_2=-\frac{C}{6}t^3+\sqrt{C\omega_n}t^2-\omega_n t+\frac{\omega_n^{3/2}}{3\sqrt{C}}, \tag{165}$$

$$\theta_3=\omega_n t-\sqrt{\frac{\omega_n^3}{C}} \tag{166}$$

и израз за положај на граници интервала 2:

$$\theta_1=\sqrt{\frac{\omega_n^3}{C}}. \tag{167}$$

Финално, користећи услове да је $\theta_3=\theta_2=\theta_m-\theta_1$ и $t=t_k$ из (166) добија се тражена зависност $t_k=f(\theta_m)$ за случај у којем је $t_k>2t_1$:

$$t_k=\frac{\theta_m}{\omega_n}. \tag{168}$$

За случајеве када је $t_1<t_k<2t_1$ и $t_k<t_1$ за константу t_k добијају се изрази на исти начин као код одређивања (168) и они гласе, респективно:

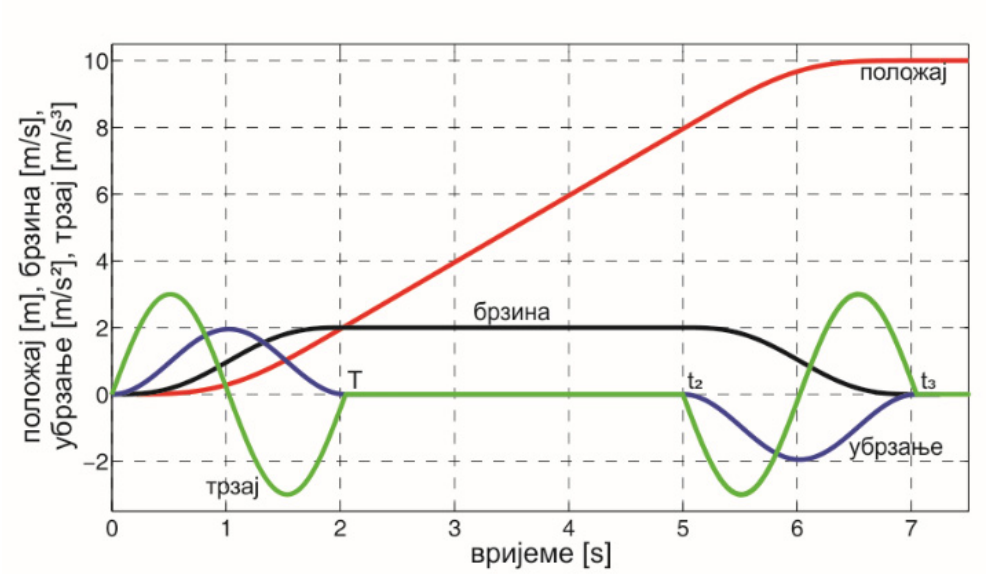
$$t_k^3-6\sqrt{\frac{\omega_n}{C}}t_k^2+6\frac{\omega_n}{C}t_k-2\left(\frac{\omega_n}{C}\right)^{3/2}+3\frac{\theta_m}{C}=0, \tag{169}$$

$$t_k=\sqrt[3]{\frac{3\theta_m}{C}}. \tag{170}$$

Од три рјешења полинома (169) бира се оно које задовољава услов $t_1<t_k<2t_1$.

10.2. Трзај синусног облика

Када се жели трзај у облику глатке криве, онда може да се бира да тај облик буде синусна функција, Сл. 78. Током периода убрзавања трзај мијења вриједности у облику синусне функције у трајању од једне пуне периоде. То значи да трзај током убрзавања достиже своју максималну позитивну, а затим и максималну негативну вриједност, а период убрзавања почиње и завршава са вриједношћу нула. Заправо, карактеристичне тачке промјене вриједности трзаја су исте као код случаја када је трзај константне вриједности само су промјене глатке и постепене, а не нагле и скоковите, Сл. 78.



Слика 78. Референце положаја, брзине, убрзања и трзаја за случај синусног облика промјене трзаја.

У случају успоравања је исто као и током убрзавања само са разликом у томе што су промјене трзаја у протуфази, односно прво наступа негативни, а послије њега позитивни максимум.

Један пуни циклус кретања може да се подијели на три периода: убрзавање, кретање номиналном константном брзином и успоравање. С тога, и сви математички изрази се појављују у три облика за три карактеристична периода. Извођење математичког модела почиње од израза за трзај:

$$j=\begin{cases} j_m \sin\dfrac{2\pi}{T}t, & t\in[0,T] \\ 0, & t\in[T,t_2] \\ -j_m \sin\dfrac{2\pi}{T}(t-t_2), & t\in[t_2,t_3] \end{cases}, \tag{171}$$

гдје је t_3 укупно вријеме трајања једног пуног циклуса кретања, T вријеме трајања убрзања (успорења), $t_2 = t_3$-T је тренутак у којем започиње успоравање кретања до заустављања у тренутку т3, а j_m максимална вриједност трзаја.

Полазећи од (171) могуће је извести изразе за убрзање, брзину и положај:

$$a=\int j dt+C_a\,, \tag{172}$$

$$v=\int a dt+C_v\,, \tag{173}$$

$$d=\int v dt+C_d\,. \tag{174}$$

Константе C_a, C_v и C_d одређују се из почетних услова слично поступку из претходног поглавља. На примјер, убрзање се на основу (171) и (172) добија у форми:

$$a=\int j_m \sin\left(\frac{2\pi}{T}t\right)dt=-\frac{j_m T}{2\pi}\cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right)+C_a\,. \tag{175}$$

Константа C_a се одређује из почетног услова да је убрзање једнако нули у тренутку t = 0:

$$a=-\frac{j_m T}{2\pi}\cos\left(\frac{2\pi}{T}\cdot 0\right)+C_a=0 \quad\Rightarrow\quad C_a=\frac{j_m T}{2\pi}\,. \tag{176}$$

Увршатавајући (176) у (175) добија се коначан израз за убрзање у периоду убрзавања:

$$a=\frac{j_m T}{2\pi}-\frac{j_m T}{2\pi}\cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right),\quad t\in[0,T]\,. \tag{177}$$

Примјењујући описани принцип, изводе се једначине за остале величине. Од интереса за управљачке структуре мехатроничких система су функције промјене брзине и положаја:

$$v=\begin{cases} j_m\dfrac{T}{2\pi}t-j_m\dfrac{T^2}{4\pi^2}\sin\left(\dfrac{2\pi}{T}t\right), & t\in[0,T] \\ j_m\dfrac{T^2}{2\pi}, & t\in[T,t_2], \\ j_m\dfrac{T}{2\pi}\left(1-\left(t-t_2\right)\right)+j_m\dfrac{T^2}{4\pi^2}\sin\left(\dfrac{2\pi}{T}(t-t_2)\right), & t\in[t_2,t_3] \end{cases} \tag{178}$$

$$d=\begin{cases} j_m\dfrac{T}{4\pi}t^2-j_m\dfrac{T^3}{8\pi^3}\left(1-\cos\left(\dfrac{2\pi}{T}t\right)\right), & t\in[0,T] \\ j_m\dfrac{T^2}{4\pi}(2t-T), & t\in[T,t_2]. \\ j_m\dfrac{T^2}{4\pi}\left[(2t-T)-\dfrac{(t-t_2)^2}{T}+\dfrac{T}{2\pi^2}\left[1-\cos\left(\dfrac{2\pi}{T}(t-t_2)\right)\right]\right], & t\in[t_2,t_3] \end{cases} \tag{179}$$

Укупни пређени пут може се израчунати из (179) ако се уврсти да је $t = t_3$:

$$d(t_3)=d_m=j_m\frac{T^2}{2\pi}t_2. \tag{180}$$

Укупни пређени пут d_m као и номинална брзина v_m су улазни параметри модела (178) или (179). С обзиром да су познати, могуће је одредити времена T и t_2:

$$T=\sqrt{\frac{2\pi\cdot v_m}{j_m}}, \tag{181}$$

$$t_2=\frac{2\pi\cdot d_m}{T^2 j_m}. \tag{182}$$

Врло често, у погонима мехатроничких система улазни параметар није максимална вриједност трзаја него убрзања. Наиме, убрзање дефинише снагу погонског мотора, односно колико брзо ће мотор моћи да покрене оптерећење до жељене брзине. При томе је убрзање у директној вези са трзајем па се математички модел конципиран у једначинама (171)-(182) може модификовати и изразити преко максималне вриједности убрзања, a_m, користећи израз:

$$j_m=\frac{\pi\cdot a_m}{T}. \tag{183}$$

Изведени математички модел вриједи у случају када је $t_3 > 2T$, односно $t_2 > T$. У противном, управљање и генерисана трајекторија морају да се коригују. Два приступа

могу да се користе, или да се смањи номинална брзина v_m на вриједност којом тражени услов бива испуњен или да се редукује трајање убрзавања, односно успоравања.

11. ЗАКЉУЧНА РАЗМАТРАЊА

Мехатронички систем лифта и унапрјеђење његових управљачких и енергетских карактеристика теме су које су научно обрађене у монографији. 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 истраживања је унапрјеђење 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.

Монографија 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 монографији је једно поглавље посвећено управо опису мехатроничког система лифта и његовој улози у системима модерних лифтова.

Из наслова монографије се види да је тема монографије погон мехатроничког система лифта у смислу да се посредством унапријеђеног управљања погонским подсистемом побољшавају и унапрјеђују управљачке 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 монографији су предложена два конкретна рјешења која се међусобно надопуњују али могу бити примијењена и самостално. И метод за елиминацију резонантних вибрација и предложено рјешење за генерисање трајекторије брзине и положаја са контролисаним трзајем побољшавају управљачке особине мехатроничког система лифта. Контролисан трзај независна је тема мехатроничких система али саставни и неодвојиви дио предложеног рјешења за елиминацију вибрација.

Свако научно истраживање започиње прегледом доступне литературе и утврђивањем тренутног стања у области истраживања. Кроз систематичну анализу доступне литературе искристалисана су два главна тока која кореспондирају областима од интереса. Пронађени и прегледани радови углавном су концентрисани независно на области резонантних вибрација и планирања референтних трајекторија кретања. Радови

који повезују двије набројане области и дају синергијска рјешења могу се пронаћи само спорадично.

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 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. 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 двије анализиране области у монографији 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, монографија доноси комплетан математички модел мехатроничког система лифта. У монографији 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 анализиране 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 истраживање се већ у почетку схвата да није тако и да је анализа механичког подсистема и појава које се у њему јављају најкопмплекснија. 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, али не и искључиво, узрочници појаве вибрација у мехатроничком систему лифта.

Анализа вибрација као појаве у мехатроничком систему лифта која је спроведена и у истраживањима и описана у монографији 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 монографији 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 монографији 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 истраживања описаног у монографији, 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 монографији. 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 монографије. За одређивање резонантних фреквенција унутар пропусног опсега регулатора брзине коришћен је Киферов алгоритам претраживања по златном пресјеку. 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 монографији 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 монографији изведени математички модел је јединствено флексибилно рјешење за генерисање трајекторија брзине или положаја које у доступној литератури није регистровано.

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 монографији. Експериментална апаратура базирана на дигиталном сигнал процесору са аритметиком покретне тачке детаљно је описана у монографији. 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 монографији су реализовани у коду програмским језиком *C*.

У монографији су описани резултати који су базирани на релативно једноставној конфигурацији регулатора, како брзине тако и струја у антирезонантној управљачкој шеми са контролом трзаја. Кроз истраживачки процес развијени су додатни регулатори са којима се експериментисало са циљем побољшања управљачких особина и/или поједностављењу процедура подешавања самих регулатора. У Глави 9 приказана су нека од тих рјешења.

Први је описан начин пројектовања регулатора који обезбјеђује асимптотско праћење квадратне референце настале из услова да се трзај мијења на унапријед прописан начин. Описани регулатор отклања утицаје настале усљед промјена параметара објекта и дјеловања вањских одскочних и нагибних поремећаја што систем у којем је имплементиран чини робусним на праћење референце. Регулатор је пројектован прво као континуални, а затим је дискретизацијом добијен његов одговарајући дискретни модел.

Други начин пројектовања регулатора базиран је на аналитичком методу пројектовања регулатора за робусно управљање електромоторним погонима, са добрим индексом перформанси. Предложена процедура аналитичког пројектовања примјењује се на регулаторе брзине и струје који се могу истовремено подешавати једним слободним параметром. На овај начин се може постићи жељена робусност и перформансе. Симулације и експерименти су показали да пројектовани регулатори имају боље карактеристике од стандардних ПИ регулатора под различитим радним условима (скоковита промјена струје, брзине, промјена смјера, истовремене промјене брзине и оптерећења итд.). Потврђена је робусност регулатора, тако да је одступање управљане величине безначајно, чак и у случају промјене параметара мотора. У свим разматраним случајевима са предложеним регулаторима добијају се брзи и апериодични одзиви без прескока и без грешке стационарног стања, што су веома важне карактеристике за случај мехатроничког система лифта.

На крају још треба нагласити да се сва рјешења предложена у монографији могу лако имплементирати у стандардне управљачке јединице мехатроничких система лифтова и

могу да се користе као софтверско унапрјеђење 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.

12. ЛИТЕРАТУРА

[1] D. Kardaš, B. Knežević, P. Gvero, R. Stockert и V. Novaković, „E-learning: Delivering knowledge in digital age,“ *Journal of International Scientific Publications,* т. 15, 2017.

[2] M. Rogić, B. Knežević и B. Ristić, „Development of the Concept of Interactive Education in Mechatronics,“ у *10th Anniversary International conference on accomplisments in Electrical and Mechanical Engineering and Information Technology DEMI 2011*, Banja Luka, 2011.

[3] J. Bao, P. Zhang and C. Zhu, "Modeling and control of longitudinal vibration on flexibile hoisting systems with time-varying lenght," *Precedia Eng.,* vol. 15, pp. 4521-4526, 2011.

[4] 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.

[5] 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.

[6] 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.

[7] 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.

[8] M. P. Shreelakshmi and V. Agarwal, "Jerk and loss minimization in electric elevator systems," in *Proc. of IEEE Int. CSCITA*, 2014.

[9] G. Barney and L. Al-Sharif, Elevator traffic handbook, Theory and practice,2nd ed., New York: Routledge, 2016.

[10] A. Maccari, „Vibration control by nonlocal feedback and jerk dynamics,“ *Nonlinear Dyn.,* бр. 63, pp. 159-169, 2011.

[11] S. N. Vukosavić, Digital control of electrical drives, New York: Springer, 2007.

[12] B. Z. Knezevic, B. Blanusa и D. P. Marcetic, „A synergistic method for vibration suppresion of an elevator mechatronic system,“ *Journal of Sound and Vibration,* т. 406, pp. 29-50, 2017.

[13] Приручник за навођење извора у научним и стручним радовима, Бања Лука: Универзитет у Бањој Луци, Електротехнички факултет, 2011.

[14] J. Bao, P. Zhang and C. Zhu, "Computing simulation and dynamics modeling of flexible hoisting rope with time-varying lenght," *Journal of Comput. Inf. Syst,* vol. 8, no. 10, pp. 4177-4184, 2012.

[15] H. Kiimura, 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.

[16] 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.

[17] 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.

[18] 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.

[19] 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.

[20] J. Vladić, R. Đokić, M. Kljajin and M. Karakašić, "Modeling and simulations of elevator dznamic behavior," *Technical Gazete,* vol. 18, no. 3, pp. 423-434, 2011.

[21] 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.

[22] 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.

[23] 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 Engeneering*, Linz, 2001.

[24] 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.

[25] 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.

[26] 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.

[27] 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.

[28] 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.

[29] C. A. Skalski, "Control system for elevator active vibration control using spatial filtering". USA Patent 5,597,988, 28 January 1997.

[30] J. Husmann and E. Cortona, "Elevator vibration damping apparatus and method". USA Patent US 7,401,683 B2, 22 Jul 2008.

[31] K. Utsunomiya, "Elevator apparatus having vibration damping control". USA Patent US 8,141,685 B2, 27 March 2012.

[32] Y. M. Lee, J. K. Kang и S. K. Sul, „Acceleration feedback control strategy for improving riding quality of elevator system,“ у *IEEE Industry Applications Conference*, Phoenix, AZ, USA, 1999.

[33] M. Goto, K. Ogura, Y. Yoshida and M. Mori, "Elevator speed control circuit". USA Patent 5,828,014, 27 October 1998.

[34] 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.

[35] Б. Кнежевић и М. Ђурић, „Филтери инверзне компоненте напона за статичке заштитне релеје,“ *Електродистрибуција,* т. 39, бр. 1, 2011.

[36] Б. Кнежевић и М. Ђурић, „Активни и пасивни филтери инверзне компоненте напона за примјену у заштитним релејима,“ у *VIII Симпозијум Индустријска електроника ИНДЕЛ 2010*, Бања Лука, 2010.

[37] 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.

[38] C. I. Kang and C. H. Kim, "An adaptive noch filter for suppressing mechanical resonance in high track density disk drives," *Microsyst. Technol.,* vol. 11, pp. 638-652, 2005.

[39] 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.

[40] 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.

[41] 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.

[42] 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.

[43] 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.

[44] K. J. Kyriakopoulos and G. N. Saridis, "Minimum jerk path generation," in *IEEE International Conference on Robotics and Automation*, Philadelphia, PA, USA, 1988.

[45] 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.

[46] 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.

[47] 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.

[48] P. M. Thompson, "Snap, crackle and pop," AIAA Info, Systems Technology, Inc, Hawthorne, California, 2011.

[49] Б. Шелендић, Вертикални, коси и хоризонтални транспорт, Београд: Грађевинска књига, 1982.

[50] G. C. Barney, Elevator traffic handbook: Theory and practice, London: Spon Press, Taylor & Francis Group, 2003.

[51] Б. Кнежевић и Б. Блануша, „Управљање кретањем лифта у функцији вриједности трзаја,“ у *Збор. ИНФОТЕХ 2011*, Јахорина, 2011.

[52] B. Blanuša and B. 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.

[53] B. Knežević, B. Blanuša and D. Marčetić, "Design of elevator drive with jerk control," in *Proc. of 16th International szmposium on power electronics - Ee 2011*, Novi Sad, 2011.

[54] 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.

[55] 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.

[56] 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.

[57] М. Ј. Стојчић и Б. Кнежевић, „Пројектовање дигиталног контролера који обезбјеђује робустно праћење трајекторије са контролисаним трзајем,“ у *Збор. 37. ЈУПИТЕР*, Београд, 2011.

[58] M. J. Stojčić and B. 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.

[59] B. Knežević, B. 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.

[60] P. Lambrechts, M. Boerlage and M. Steinbuch, "Trajectory planning and feedforward design for high performance motion systems," in *American control conference*, Boston, 2004.

[61] Y. Kwon, D. J. Marvin, S. D. Coste and R. K. Roberts, "Elevator motion profile control including non-instanteneous transition between jerk values". USA Patent US 8,459,415 B2, 11 Jun 2013.

[62] 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.

[63] T. Kroger и F. M. Wahl, „Online Trajectory Generation: Basic Concepts for Instantaneous Reactions to Unforeseen Events," *IEEE Trnansactions on robotics,* т. 26, бр. 1, pp. 94-111, 2010.

[64] A. Gasparetto, A. Lanzutti, R. Vidoni and V. Zanotto, "Experimental validation and comparative analysis of optimal time-jerk algorithms for trajectory planning," *Robotics and Computer-Integrated Manufacturing,* vol. 28, pp. 164-181, 2012.

[65] 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.

[66] A. Piazzi and A. Visioli, "Global Minimum-Jerk Trajectory Planning of Robot Manipulators," *IEEE Transactions on industrial electronics,* vol. 47, no. 1, pp. 140-149, 2000.

[67] A. Piazzi and A. Visioli, "An interval algorithm for minimum-jerk trajectory planing of robot manipulators," in *36th conference on decision & control*, San Diego, California, 1997.

[68] 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.

[69] 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.

[70] 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.

[71] 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.

[72] 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.

[73] B. Blanuša и B. Knežević, „Efficiency Optimized Control of Elevator Drive," у *XI međunarodni naučno-stručni simpozijum INFOTEH*, Jahorina, 2012.

[74] B. Knežević и B. Blanuša, „One solution for efficiencz optimized control of elevator drive," у *38. JUPITER Conference with foreign participants*, Belgrade, 2012.

[75] 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.

[76] 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.

[77] D. Kardaš, B. Knežević и M. Pupčević, „An experimental study on energy generation from photovoltaic-thermal hybrid systems," *INDUSTRY 4.0,* бр. 2, 2020.

[78] Kiel, E, Drive Solutions, Mechatronics for Production and Logistics, Berlin: Springer-Verlag, 2008.

[79] 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.

[80] M. Y. Bangash and T. Bangash, Lifts, Elevators, Escalators and Moving Walkways/Travelators, Leiden, Netherlands: Taylor & Francis/Balkema, 2007.

[81] S. H. Sandilo and W. T. van Horssen, "On variable lenght induced vibrations of a vertical string," *Journal of Sound and Vibration,* vol. 333, pp. 2432-2449, 2014.

[82] L. Riddle, Biographies of women mathematicians, Edith Clarke, Agnes Scott Collage, 2010.

[83] Memorial Tributes, Volume 8, National Academy of Engineering of the United States of America, Washington, D.C.: National Academy Press, 1996.

[84] 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.

[85] 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.

[86] J. Kiefer, "Sequential minimax search for a maximum," in *Proc. of the Am. Math. Soc.*, 1953.

[87] G. Goertzel, "An algorithm for the evaluation of finite trigonometric series," *The Am. Math. Mon.,* vol. 65, no. 1, pp. 34-35, 1958.

[88] S. K. Mitra, Digital signal processing: A computer-based approach, McGraw-Hill Science Engineering Math, 2001.

[89] Lifts (elevators) - Measurement of lift ride quality, ISO 18738, 2003.

[90] B. Blanuša и B. Knezevic, „Simple Hybrid Model for Efficiency Optimization of Induction Motor Drives with Its Experimental Validation,“ *Advances in Power Electronics,* 2013.

[91] „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].

[92] „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].

[93] „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].

[94] 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.

[95] 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.

[96] M. Lombard, SolidWorks 2013 Bible, Indianapolis, Indiana: John Wiley & Sons, 2013.

[97] C. Chen, Analog and Digital Control System Design: Transfer Function, State Space and Algebaric Methods, New York: State University of New York at Stony Brook, 1999.

[98] T. B. Sekara, B. Blanusa and B. Z. Knezevic, "A new analytical approach for design of current and speed controllers in electrical motor drives," *Electrical Engineering,* vol. 100, p. 2789–2797, 2018.

[99] K. J. Astrom and R. M. Murray, Feedback systems, An Introduction for scientists and engineers, Princeton University, 2008.

[100] K. J. Astrom and R. M. Murray, Advanced PID Control, ISA Instrumentation, Systems and Automation Society, 2006.

[101] O. Garpinger, Analysis and Design of Software-Based Optimal PID Controllers, Lund University, Department of automatic Control, Sweden, 2015.

[102] F. Shinskey, „How good are our controllers in absolute performance and robustness?,“ *Measrument and Control,* т. 23, pp. 114-121, 1990.

[103] J. Ziegler and N. B. Nichols, "Optimum settings for automatic controllers," *Trans. ASME,* vol. 64, pp. 759-68, 1942.

[104] A. O`Dwyaer, Handbook of PI and PID controller tuning rules, 3rd edition, Imperial Collage Press, 2009.

[105] L. Desbourough and R. Miller, "Increasing custumer valeu of industrial control performace monitoring - Honeywell`s experence," in *Sixth International Conference Chemical Process Control, AIChE Symposium Series Number 326*, 2002.

[106] F. Shinskey, Process Control Systems: Application, Design and Tuning, 4th yp., New York, USA: McGraw Hill Inc., 1996.

[107] T. B. Šekara, M. B. Trifunović and V. Govedarica, "Frequency domain design of a complex controller under constraints on robustness and sensitivity to measurement noise," *Electronics,* vol. 15, pp. 40-45, 2011.

[108] K. J. Astrom и T. Hagglund, PID Controllers: Theory, Design and Tuning, N. Carolina: Instrument Society of America, 1995.

[109] R. Y. Tkachuk, A. S. Glazyrin и V. I. Polichshuk, „Induction motor drive's parameters identification using genetic algorithms," у *7th International Forum on Strategic Techology IFOST*, 2012.

[110] B. Blanuša, B. Knežević, B. Erceg, Đ. Lekić и P. Mršić, „Elevator Drives, Present Trends and Perspectives," у *11-th International Conference on Electromechanical and Power Systems (SIELMEN 2017) IEEE*, Chisinau, 2017.

CIP - Каталогизација у публикацији
Народна и универзитетска библиотека
Републике Српске, Бања Лука

007.5(0.034.4)

КНЕЖЕВИЋ, Бојан З., 1982-
Побољшање управљачких карактеристика погона мехатроничких система [Електронски извор] / Бојан З. Кнежевић. - Бања Лука : Машински факултет, Универзитет у Бањој Луци, 2022 (Лакташи : Графомарк). - 1 електронски оптички диск (CD-ROM) : текст ; 12 cm

Системски захтјеви нису наведени. - Насл. са насловног екрана. - Напомене и библиографске референце уз текст. - Библиографија: стр. 133-142.

ISBN 978-99976-11-00-0

COBISS.RS-ID 137350145

О аутору



др БОЈАН З. КНЕЖЕВИЋ, дипл. инж. ел. тех., доцент (26. октобар 1982, Бања Лука). Живи и ради у Бањој Луци гдје је завршио Основну школу „Вук С. Караџић“, средњу Електротехничку школу „Никола Тесла“ и Електротехнички факултет. Радио је у предузећу Конел, Лакташи. Мастер студиј завршио је на Електротехничком факултету у Београду. Докторирао је на Факултету техничких наука у Новом Саду. На Машинском факултету у Бањој Луци биран је за асистента, вишег асистента и доцента. Шеф је Катедре за мехатронику и роботику и шеф Лабораторије за мехатронику и роботику. Објавио је више од 25 научних радова у међународним и домаћим часописима и зборницима са конференција. Члан је уређивачког одбора два иностранa научна часописа и двије домаће научне конференције. Добитник је награде Универзитета за остварене међународне резултате у научно-истраживачком раду 2017. године. Аутор је преко 100 стручних пројеката из области мехатронике, аутоматизације и лифтоградње.

ISBN 978-99976-11-00-0