Слободан Н. Вукосавић

ДИГИТАЛНО УПРАВЉАЊЕ ЕЛЕКТРИЧНИМ ПОГОНИМА



Рецезенти Проф. др Милић Сūиојић Проф. др Владан Вучковић

Корице Проф. др Расшко Ћирић

ДИГИТАЛНО УПРАВЉАЊЕ ЕЛЕКТРИЧНИМ ПОГОНИМА

Сйрукйура и йодешавање йарамейара регулайора брзине и йозиције. Проблеми у уйрављању крейањем еласйично сйрегнуйих сйрукйура. Нумерички алгорийми за ублажавање ефекайа кванйизације. Умањење броја йогонских давача и алгорийми за реконсирукцију сиања. Сйиање и йравци развоја DSP-базираних елекиричних йогона.

DIGITAL CONTROL OF ELECTRICAL DRIVES

Digital speed and position control, controller structure and parameter setting. Nonlinear position control. Control of mechanical structures with flexible coupling. Mechanical resonance and torsional oscillations, anti-resonant filters. Finite resolution problems in servo drives, quantization noise. Numerical methods for the resolution enhancement and the noise reduction. Shaft-sensorless AC drives. Single-transducer based 3-phase current reconstruction. State of the art and current trends in DSP controlled AC drives.

ИЗВОД ИЗ РЕЦЕНЗИЈЕ

Књига Дигишално уйрављање елекшричним йогонима има карактер монографије аутора др Слободана Вукосавића, професора Електротехничког факултета у Београду. Дело је посвећено актуелној проблематици структурне синтезе, аналитичког пројектовања, физичке реализације, рачунарске симулације, експерименталног тестирања и различитих аспеката примене брзински и позиционо управљаних сервопогона са различитим врстама мотора у улози извршних органа.

Уводна поглавља књиге посвећена су оцени стања и процени перспективе развоја дигитално управљаних електричних погона: њиховим предностима, економском значају и историјату. У документацији овог прегледа, процене стања и својих предвиђања даљег развоја, аутор наводи новије податке из индустрије Сједињених Америчких Држава и индустријски развијених европских земаља, који показују интензиван развој дигитално управљаних електричних погона, који ће, по суду аутора, у блиској будућности бити доминантни. Остала поглавља понаособ представљају целине које садрже решавање проблема пројектовања и примене погона у процесној индуструји, електричној вучи, уређајима широке потрошње, роботици и флексибилној аутоматизацији. Садржај уводних поглавља одговара предавањима која аутор одржава на универзитетима у нашој земљи и иностранству, док су преостала поглавља заправо проширене верзије научних радова које је аутор публиковао у реномираним међународним часописима и реферисао по позиву на научним скуповима.

Професионална делатност у подручју развоја и примене ових погона захтева дубље познавање конструкције, карактеристика и режима рада различитих типова електричних мотора, теорије и технике дигиталних система управљања, енергетских претварача, сензора и сигналних конвертора, микрорачунарског хардвера и придружених софтверских алата. Све поменуте аспекте аутор излаже зналачки са богатим инжењерским искуством и ванредним разумевањем савремених решења у теорији дигиталних система управљања, почев од структурне синтезе, пројектовања линераних, функционалних, логичких и оптимизирајућих нелинераних закона управљања, придружених функција естимације стања објекта управљања, обраде мерних сигнала, оптимизације и елемената вештачке интелигенције, које се извршавају у реалном времену. При томе аутор излаже и своје оригиналне резултате развоја и, кад је год неопходно, теоријска решења тумачи физичким процесима у систему, што представља својеврсну одлику рукописа. Употребној вредности књиге посебно доприносе приказани резултати мерења и испитивања на лабораторијским моделима и реалним погонским системима које је аутор са својим сарадницима реализовао у Лаборашорији за микройроцесорско уйрављање енергешским йрейварачима и йогонима на Електротехничком факултету у Београду.

По оцени рецензената, књига Дигишално уйрављање елекшричним йогонима представља значајно научно дело првенствено намењено истраживачима који развијају електромоторне погоне у којима се регулише брзина вратила, угаона позиција или покретачки моменат. С обзиром на ширину и различитост области примене ових погона и професионалан инжењерски стил писања, књига је корисна и инспиративна за читаоце који у својој инжењерској пракси пројектују, примењују и одржавају електричне погоне. Мада писано у виду монографије, дело ће корисно послужити и студентима редовних и постдипломских студија као штиво за полагање испита из предмета Микройроцесорко уйрављање елекшричним йогонима и Микройроцесорско уйрављање енергешским йрешварачима, које аутор предаје на Електротехничком факултету у Београду и сродним факултетима у Србији и Републици Српској.

Preface

This is a book about digital control of electrical drives, including drive design and application aspects. This book is an outcome of lectures in "Digital control of power converters and electrical drives", held by the author, and his professional activity in the field of servo drives over the past 15 years. Introductory chapters are focused on design, implementation and tuning of digital speed and position controllers using digital controlled servo drives as the torque amplifiers. Concluding chapters cover advanced applications of the servo drives in general automation, identify the performance limits and point out the state of the art, while making no claim to a complete coverage. Prerequisites expected from the reader include common notions on power electronics, electrical machines and control engineering as taught in most undergraduate courses.

Microprocessor-based speed and position controllers are the basic constituents of motion control systems driven by electric motors. A more general notation of motion control includes the use of hardware and software resources for the purpose of driving working parts, machine tools, manipulators and autonomous vehicles along predefined trajectories in multidimensional space. Traditional consumers for motion control products and solutions are the general automation, robotic and autonomous systems, CIM (Computer Integrated Manufacturing) and flexible automation.

Most frequently encountered torque actuators are asynchronous (induction) servo motors and synchronous motors with permanent magnet excitation. Variable frequency supply and the digital control enable AC drives to achieve a high bandwidth of the torque, speed and the position control loops. The fast response of AC servo drives qualifies them for the roles of torque-amplifiers or servo-amplifiers. Acting as a torque amplifier, an AC servo drive provides the moving torque, in proportion to the torque reference calculated within the motion controller, so as to achieve the desired motion along the chosen path and eliminate position or speed errors.

Analysis and design of motion control systems requires a sound grasp of control theory, sensors and measurements, mechanics and mechanical engineering, electric machines, analog electronic circuits, power electronics, digital electronics and microprocessors, digital signal processing and the real time programming. In the context of motion control, said disciplines are jointly referred to as *Mechatronics*. The main subjects discussed in this book are:

- Design and parameter setting of the digital speed and position controller,
- Nonlinear enhancement of the position controller in systems with torque and speed limits,
- Motion control of mechanical systems consisting of several parts with elastic coupling,
- Reduction of the servo loop noise originating from quantization and limited wordlength effects with the aid of real-time numerical algorithms,
- Design of shaft-sensorless and current-sensorless drives based on the state reconstruction mechanisms deriving the flux and torque feedback from the DC-link current and the PWM pattern, and
- Existing problems, the state of the art and development trends in the area of microprocessor controlled electrical drives.

Problems of AC motor current control, switching algorithms for the 3-phase inverter control, solutions for fast and accurate torque and flux control and the issues on sensorless AC drives are discussed in Part II of *Digital control of electrical drives*.

Introductory chapters in Part I outline the technical, economic and environmental importance of digital controlled drives, together with a brief overview of past developments. The principal drive applications are classified according to their rated power, the desired performance and the type of motor. The most critical problems are pointed out, along with the theoretical and technological grounds for their solution. Individual chapters deal with the servo system modeling, design of the motion controller structure and the parameter setting, the impact of the speed and torque limits on the response of a real system, the synthesis of nonlinear control laws designed to preserve the system performance in the presence of large disturbances and system limits, the motion control of the systems consisting of distributed centers of mass having finite stiffness of their coupling elements, the dual drive control problems, the aspect of the state reconstruction and a reduction of the measurements required within the system and the issues of finite wordlength and the quantization noise.

The coverage of specific issues includes analytical considerations, design guidelines and implementation procedures. To familiarize the reader with the subject, particular motion control solutions are illustrated with experimental results taken on a test bed equipped with servo amplifiers and motors used by most car manufacturers. Theoretical and practical results presented in this book came from author's engineering experience and from his involvement in establishing and teaching the courses on "Digital control of electrical drives" and "Digital control of power conversion" and setting up the corresponding Laboratory at the Electrical Engineering Department, University of Belgrade. Although the closing chapters discuss some perhaps distant goals and yet unresolved motion control problems, the remaining chapters are made sufficiently self-contained to be accessible to non-experts. The book is primarily intended for undergraduate and graduate students taking the courses related to Motion control, Mechatronics and the Applied control, as well as the engineers involved in design of motion control hardware and software for products in the areas of general automation, robotics, autonomous systems, CIM and flexible automation.

In this book the microprocessor-controlled electrical drive is analyzed as an energy conversion system where electrical and electromechanical conversions take place at the same time. The author attempted to demonstrate both theoretically and experimentally that the use of advanced digital control solutions and the adoption of the integral design concept contributes to a more efficient conversion, reduces the electromagnetic and audible noises, decreases the number of sensors and cables, condenses the drive size and cuts down the required copper and iron, while at the same time increases the performance, enables fault tolerance and condition-based maintenance, and makes the drive environmentally friendly. In other words, energy and raw materials can be saved and new levels of performance can be reached by using `more silicon' enriched with smart DSP-based control solutions.

Belgrade, 25.08.2003.

S.N.V.

VIII

Предговор

Овом књигом аутор чини покушај да читаоцу приближи проблематику пројектовања и коришћења микропроцесорски управљаних електричних погона. Анализира се микропроцесорско управљање брзином и позицијом помоћу електричног мотора који у функцији извршног органа остварује момент или силу потребну за управљање кретањем.

Дигитално управљање брзином и позицијом представља основу дигиталног управљања кретањем (MC – Motion Control). Шире схваћено, управљање кретањем подразумева коришћење система хардверских и програмских инструмената у циљу одржавања алата, предмета обраде, хватаљки индустријског робота или возила на жељеној трајекорији. Традиционалне области примене дигиталног управљања кретањем су роботика и аутономни системи, рачунарски интегрисана производња (CIM – Computer Integrated Manufacturing) и флексибилна аутоматизација. У оквиру савремених система за управљање кретањем, актуатор момента или силе је најчешће електрични мотор. Микропроцесорски управљани електрични мотори који остварују брзе промене покретачког момента/силе и тако омогућују брз одзив у регулацији брзине и позиције познати су под именом сервопогони/сервопојачавачи. Електрични погон у оквиру система за управљање кретањем има улогу извршног органа који на вратилу мотора обезбеђује покретачки момент у складу са вредношћу коју задаје надређени алгоритам за управљање координисаним кретањем. Анализа и пројектовање система за управљање кретањем захтева познавање аутоматике, сензора и мерења, машинства и механике, електронике и енергетских претварача, дигиталних сигналних процесора и програмирања у реалном времену. Наведене дисциплине и области се у контексту управљања кретањем све чешће наводе под заједничким називом мехашроника.

Основне целине дате у књизи су:

- структура и подешавање параметара регулатора брзине и позиције,
- проблеми у управљању кретањем еластично спрегнутих структура,
- нумерички алгоритми за ублажавање ефеката квантизације,
- умањење броја погонских давача и алгоритми за оцену брзине и струје,
- стање и правци развоја дигитално управљаних електричних погона.

Проблеми дигиталног управљања струјом, покретачким моментом и флуксом електричних мотора, као и алгоритми управљања погонским конвертором, биће дати у другој књизи.

Значај дигитално управљаних електричних погона, њихова основна структура, историјат и техничко-економски параметри су дати у уводном делу. Најзначајније примене су приказане према снази, перформансама и врсти мотора. Потом је указано на актуелне проблеме као и на теоријске и технолошке предуслове за налажење решења. Проблеми моделовања брзинских и позиционих сервосистема, одрећивања структуре и параметара регулатора, рада у режиму системских ограничења, синтезе нелинеарних закона управљања у циљу очувања квалитета одзива на велике поремећаје, проблеми механичке резонансе, алгоритми за реконструкцију стања код система са умањеним бројем сензора и алгоритамски приступи за смањење негативних ефеката квантизационог шума обрађени су у засебним поглављима која садрже детаљнија теоријска разматрања, поступке синтезе алгоритама и њихове примене, као и приказ практичних резултата и експеримената. Теоријски и практични резултати приказани у књизи проистичу из инжењерске праксе аутора, његове наставничке делатности у припреми и извођењу курса Микройроцесорско уйрављање елекшромошорним йогонима и рада у оквиру истоимене лабораторије при Електротехничком факултету у Београду. Књига може бити од користи полазницима поменутог курса као и слушаоцима предмета Микройроцесорско уйрављање енергейским йрейварачима.

Дигитално управљани електрични погон приказан је као систем у коме се једновремено одиграва електрично-електрична и електромеханичка конверзија. Аутор настоји да теоријски и практично покаже како се применом дигиталног управљања и концепта интегралног пројектовања може постићи ефикаснија конверзија, умањење електромагнетског, топлотног и звучног загађења као и умањење броја сензора које је потребно уградити у систем. Слободније речено, ова књига поручује да се енергија, гвожђе и бакар могу уштедети помоћу дигиталног управљања, дигиталних сигналних процесора и савремених полупроводника снаге.

У Београду, августа 2003.

C.H.B.

Х

САДРЖАЈ

страна

1. УВОД1
1.1. Предности примене електричних мотора и дигиталног
управљања2
1.2. Економски значај4
1.3. Историјат
1.4. Организација књиге13
2. СТРУКТУРА ДИГИТАЛНО УПРАВЉАНИХ ПОГОНА И
ЊИХОВА ПОДЕЛА ПРЕМА НАЗИВНОЈ СНАЗИ,
ПЕРФОРМАНСАМА И ПОЉУ ПРИМЕНЕ
3. ПРОЈЕКТОВАЊЕ МИКРОПРОЦЕСОРСКОГ РЕГУЛАТОРА БРЗИНЕ
У ОКВИРУ СИСТЕМА ЗА УПРАВЉАЊЕ КРЕТАЊЕМ
3.1. Значај, улога и очекиване карактеристике електричних
сервопогона у системима за управљање кретањем34
3.2. Одређивање структуре регулатора брзине
3.2.1. Улога диференцијалног дејства код брзинског
и позиционог регулатора40
3.2.2. Предност регулатора са пропорционалним деловањем у
локалној грани43
3.2.3. Оцена брзине обртања на основу мерене позиције вратила45
3.2.4. Функција спрегнутог преноса 47
3.2.5. Нормализована појачања регулатора и полови
функције спрегнутог преноса49
3.3. Одређивање параметара брзинског регулатора
3.3.1. Формулисање критеријумске функције54
3.3.2. Одређивање оптималних вредности параметара регулације57
3.3.3. Испитивање динамичких карактеристика брзинског
сервосистема помоћу рачунарских симулација
3.4. Рад брзинског сервомеханизма у режиму великих поремећаја
3.4.1. Инкрементална форма регулатора брзине67
3.5. Експериментално испитивање карактеристика брзински
регулисаног сервомеханизма71

4. ПРОЈЕКТОВАЊЕ ПОЗИЦИОНОГ РЕГУЛАТОРА
4.1. Одређивање оптималних појачања позиционог PD регулатора
4.2. Испитивање својстава позиционог PD регулатора помоћу
симулације на рачунару91
4.3. Рад система са PD регулатором позиције у режиму великих
поремећаја и деловања системских ограничења
4.4. Пројектовање нелинеарног закона управљања ради очувања
квалитета одзива на велике поремећаје94
4.5. Експериментална верификација карактеристика позиционог
регулатора са пропорционалним и диференцијалним дејством
5. ПРОЈЕКТОВАЊЕ РЕГУЛАТОРА ПОЗИЦИЈЕ СА НУЛТОМ ГРЕШКОМ
У СТАЦИОНАРНОМ СТАЊУ И НУЛТОМ ГРЕШКОМ ПРА ћЕЊА
ТРАЈЕКТОРИЈЕ СА КОНСТАНТНИМ НАГИБОМ
5.1. Рад дигиталног регулатора позиције проширеног интегралним
дејством у режиму малих поремећаја
5.2. Одређивање оптималних појачања дигиталног регулатора
позиције са интегралним дејством у директној грани
5.3. Испитивање карактеристика пројектованог сервосистема
помоћу рачунарских симулација115
5.4. Карактеристике позиционог сервосистема у режиму праћења
референтне трајекторије117
5.4.1 Разлике у одзиву система са пропорционалним дејством
у директној и повратној грани120
5.5. Одзив система са пројектованим регулатором на велике
улазне поремећаје123
5.6. Генерисање референтне трајекторије126
5.7. Пројектовање и примена нелинеарног закона управљања ради
постизања робусности и очувања квалитета одзива у
режиму великих поремећаја132
5.7.1 Максимална дозвољена брзина кретања сервосистема са
линеарним PID регулатором и ограниченим
покретачким моментум134
5.7.2 Увођење нелинеарних елемената у структуру регулатора
ради очувања квалитета одзива на велике поремећаје135
5.8. Испитивање одзива на велике поремећаје помоћу
рачунарске симулације138

XII

5.9. Експериментална верификација пројектованог регулатора позиције140
6 ПРИГУШЕЊЕ ТОРЗИОНИХ ОСНИЛАНИЈА И МЕХАНИЧКЕ
РЕЗОНАНСЕ У СЕРВОСИСТЕМИМА
ВИСОКИХ ПЕРФОРМАНСИ 14
61 Еластичност преносника и елемената механичке
конструкције савремених произволних аутомата 14
6.2. Резултати досалашњих истраживања у области управљања
кретањем еластично спрегнутих структура
6.3. Сервосистеми са еластичним преносником
6.3.1 Анализа брзински регулисаног сервомеханизма са
еластичном спрегом и давачем причвршћеним на
вратило мотора15
6.3.2. Анализа брзински регулисаног сервомеханизма са
еластичном спрегом и давачем који мери брзину
и позицију оптерећења155
6.4. Упоредна анализа серијског антирезонантног компензатора
са notch филтром и компензатора са FIR филтром158
6.4.1 Микропроцесорска реализација и испитивање карактеристика
антирезонантног серијског компензатора са notch филтром162
6.4.2. Реализација и испитивање карактеристика антирезонантног
серијског компензатора са FIR филтром164
6.5. Експериментална верификација антирезонантног компензатора168
7. ДИГИТАЛНО УПРАВЉАНИ ПОГОНИ СПРЕГНУТИ ЕЛЕКТРИЧНОМ
ОСОВИНОМ17:
7.1. Одређивање структуре за управљање системом са
електричном осовином178
7.2. Рад система са електричном осовином у стационарном стању
7.3. Одређивање параметара регулације
7.4. Испитивање карактеристика система са електричном осовином
симулацијом динамичког одзива на рачунару180
7.5. Електронска симулација крутости и вискозног трења
8. УПРАВЉАЊЕ ПОКРЕТАЧКИМ МОМЕНТОМ МОТОРА БЕЗ ДАВАЧА
НА ВРАТИЛУ (shaft-sensorless)19

8.1. Значај и улога електричних погона без давача на вратилу	192
8.2. Умањење броја давача струје захваљујући могућности	
реконструкције фазних струја из струје међукола	193
8.3. Поступак одређивања активне и реактивне снаге обрадом сигнала	
струје у међуколу погонског претварача	195
8.4. Одређивање тренутних вредности активне и реактивне снаге	201
8.5. Одређивање компоненти вектора статорске струје на основу	
тренутних вредности активне и реактивне снаге	206
8.6. Одређивање просторне оријентације роторског флукса	207
8.7. Подешавање параметара регулатора флукса и покретачког момента	213
8.8. Експериментална верификација карактеристика погона са давачем	
струје у међуколу и без давача на вратилу	216
8.9. Практичан значај и могућност примене електричних погона са	
асинхроним мотором без давача на вратилу	221
9. УМАЊЕЊЕ ПАРАЗИТНИХ КОМПОНЕНТИ У СПЕКТРУ НАПОНА	
КОЈИ ДАЈЕ ПОГОНСКИ КОНВЕРТОР	223
9.1. Утицај ограничене резолуције трофазног дигиталног модулатора	
на статорски напон сервомотора за наизменичну струју	224
9.2. Одступања линијског напона и векторска грешка излазног напона	228
9.3. Редукција напонске грешке поступком векторског заокруживања	232
9.4. Анализа ефеката предложеног алгоритма на векторску грешку	
и грешку линијског напона	239
9.5. Експериментална верификација	241
10. ТРЕНДОВИ У РАЗВОЈУ МИКРОПРОЦЕСОРСКИ УПРАВЉАНИХ	
ЕЛЕКТРИЧНИХ ПОГОНА	249
10.1. Развој електричних сервомотора	250
10.2. Проблем параметарске осетљивости индиректног векторског управљан	ьа
и алгоритми за оцену параметара роторског кола у току рада погона	254
10.3. Проблеми примене синхроних сервомотора са перманентном побудом	258
10.4. Проблеми управљања магнетопобудном силом статора у	
електричним погонима са моторима наизменичне струје	262
10.5. Електрични погони велике снаге и високих перформанси	270
10.6. Проблеми комуникације у области управљања кретањем	275

XIV

10.7. Карактер	истике расположивих дигиталних погонских контролера	280
10.8. Перспект	гиве развоја микропроцесорског управљања електричним	
погоним	<i>1</i> a	299
10.9. Примена	фреквенцијски регулисаних погона у уређајима	
широке	потрошње	
10.9.1.	Електрични погони са повратном спрегом по	
	струји међукола	30
10.9.2.	Погони са трофазним асинхроним мотором без давача на	
	вратилу намењени уређајима широке потрошње	30
10.9.3.	Погони са синхроним моторима без давача на вратилу	30
10.9.4.	Фреквенцијски регулисани погони намењени употреби у	
	кућним апаратима	310
10.10. Проблем	ми нестабилног рада и подржаних осцилација	
фреквен	щијски регулисаних погона при раду у области	
ниских	брзина	31
10.11. Тополог	гије конвертора у погонима опште намене	
10.12. Утицај н	напретка у технологији полупроводничких прекидача	
снаге на	а развој микропроцесорски управљаних електричних погона	31
10.13. Бука кој	ју стварају електрични погони	32
10.14. Савреме	ени мотори за наизменичну струју пројектовани за	
примену	у у фреквенцијски регулисаним погонима опште намене	32
10.15. Трендов	ви у развоју прекидачких релуктантних мотора	33
10.16. Децентр	рализација система за управљање кретањем и примена	
линеарн	их мотора	33
11. НЕРЕШЕН	НИ ПРОБЛЕМИ И ПРАВЦИ ДАЉЕГ РАЗВОЈА	34.
ЛИТЕРАТУРА	A	34
ДОДАТАК А		
ЛОЛАТАК Б.		

1. Увод

Електрични мотори утроше око две трећине произведене електричне енергије, претварајући је у механички рад потребан за производњу, обраду материјала, транспорт и друге послове који су у протеклим вековима захтевали људски рад, коришћење снаге животиња за рад и вучу, као и употребу машина које су сагоревале фосилна горива.

Потреба за увећањем брзине и прецизности обраде чини да је све већи број мотора који су електронски контролисани. Енергетска криза, потреба за увођењем алтернативних извора и уштедом електричне енергије, као и проблеми загађења животне средине, стварају простор за ширу употребу мотора чију брзину и флукс може подесити дигитални погонски контролер, увећавајући тако енергетску ефикасност.

Микропроцесорски управљан електрични погон има електрични мотор, полупроводнички претварач снаге и дигитални погонски контролер са одговарајућим програмом. Мотор обавља електромеханичку конверзију, док претварач кроз електрично-електричну конверзију прилагођава напоне и струје примарног извора (обично градске мреже) потребама мотора. Дигитални погонски контролер управља процесима електрично-електричне и електромеханичке конверзије. Излазне величине дигитално управљаног електричног погона (покретачки момент, брзина обртања вратила) треба да одговарају потребама производног, транспортног или другог процеса у који је мотор укључен.

Технолошки напредак на пољу енергетске електронике, електричних машина, сензора и дигиталних сигналних процесора у протеклој декади значајно је утицао на функционалност и форму електричних погона. Захваљујући дигиталном управљању, регулисани асинхрони и синхрони мотори су продрли и у оне индустријске, комерцијалне, војне и кућне примене где су раније коришћени пнеуматски, хидраулични актуатори или електрични мотори чија се брзина обртања не може подешавати. Веома велика брзина израчунавања дигиталних сигналних процесора (DSP – *Digital Signal Processor*) од преко 10⁹ операција у секунди омогућила је да се у функције погонског контролера укључе оптимизациони алгоритми, алгоритми адаптације, естимације и реконструкције немерљивих координата стања, обраде резултата мерења, елементи вештачке интелигенције и аспекти генерисања дискретних мериторних одлука. Дигитализација је драматично увећала перформансе, док су последичне уштеде у активном материјалу, конструкцији мотора и енергији омогућиле коришћење електронски контролисаних мотора у погонима где то раније због њихове цене није било могуће. Шире коришћење дигиталних електричних погона ограничено је настојањем корисника да се већ постојећи системи амортизују, као и потребом да се стручно и техничко особље у потребној мери оспособи за инсталацију, коришћење и одржавање дигитално управљаних система. У раним применама, поузданост електронски контролисаних мотора била је мања од поузданости пређашњих система. Сви проблеми пројектовања, производње и експлоатације дигиталних електричних погона нису још увек решени, што резултује конзервативним ставом многих потенцијалних корисника. Стога у многим индустријама, транспортним системима и уређајима широке потрошње и даље преовлађују мотори који се напајају директно из мреже и немају погонски претварач. Брзина обртања, момент и флукс се код ових мотора не могу регулисати, па су перформансе система у коме се мотор користи лошије док је енергетска ефикасност мања.

Прелаз између два миленијума обележен је заоштравањем проблема енергије и загађења средине. Јасно је артикулисана потреба да се даљи индустријски развој умери и сведе на онај вид и обим који окружење у коме живимо може поднети. Међу најзначајније мере које то могу обезбедити спадају конверзија (кондиционирање) електричне енергије пре коришћења и употреба дигиталних електричних погона где год постоји потреба за претварањем електричне енергије у механички рад. Велики број техничких, економских и еколошких фактора указује на то да ће електромеханичка конверзија, дигитално управљање и енергетска електроника за ову сврху бити интензивно развијане.

Рад у области дигиталних електричних погона је мултидисциплинаран и захтева блиску сарадњу инжењера специјализованих у различитим областима. Стручњак који ради на програмирању дигиталног погонског контролера мора познавати принципе рада и прелазне процесе у електричним машинама, док су инжењери који пројектују полупроводнички претварач, аналогна и дигитална управљачка кола упућени на блиску сарадњу са пројектантима сервомотора као и са стручњацима за термичке и механичке проблеме погона. Аутор очекује да ће књига помоћи инжењерима који раде у области дигиталних електричних погона као и студентима који се за овакав рад школују.

1.1. Предности примене електричних мотора и дигиталног управљања

У индустријским погонима и погонима опште намене електрични мотори у двадесетом веку замењују гасне турбине, пнеуматске и хидрауличне извршне органе и моторе са унутрашњим сагоревањем (СУС), у мери одређеној развојем технологије. Електрични погони су расположиви у широком дијапазону снага, брзина обртања и погонских момената. Они се лако се прилагођавају различитим условима експлоатације, међу којима је и рад у експлозивним срединама. Основне предности дигиталних електричних погона и електричних мотора су следеће:

- Електрични мотор као покретачки орган производне машине или индустријског манипулатора обезбеђује тачност позиционирања и динамички одзив какав се коришћењем другачијих актуатора не може постићи. Брзина обртања се може континуално мењати и тако прилагодити потребама радне машине.
- Дигитални електрични погон може у фазама заустављања (кочења) кинетичку енергију регенерисати у електричну, а ову под одређеним условима вратити примарном извору напајања (способност рекуперације).
- Електронски контролисани мотор је за рад спреман одмах по укључењу, његово покретање није скопчано са ударима струје и момента, док је рад у стационарном стању миран и нема пулсација момента које су карактеристичне за неелектричне и монофазно напајане моторе.
- Промена смера обртања (реверзија) обавља се електронски и не захтева комутацију механичких прекидача нити прекид у напајању. Дигитални електрични погон код једноставнијих примена ради аутономно; задата вредност момента, брзине или референтна трајекторија позиционог сервопогона може бити генерисана унутар дигиталног погонског контролера. У сложенијим применама контроле кретања, брзи протоколи серијске комуникације омогућују да дигитални електрични погон ради као један од чворова у хијерархијски организованом систему са дистрибуираним управљачким задацима.
- Дигитални електрични погон може имати висок степен поузданости и дуг животни век. Одсуство механичких преклопника и дигитализовани надзор и дијагностика чине одржавање једноставним и економичним.
- Одсуство фосилних горива и продуката сагоревања, као и низак ниво буке и емитоване топлоте, чине електронски контролисане моторе еколошки прихватљивим.
- Облик електричних мотора може се прилагодити потребама радне машине и условима монтаже. Тако је могуће начинити линеарни мотор наместо ротационог или израдити мотор чији се статор налази унутар цилиндричног, шупљег ротора. Често се димензије и тежина погона умањују тако што се уместо електричног мотора за мале брзине и велике моменте угради и путем преносника спрегне мотор малог називног момента начињен за велике брзине обртања.
- Електрични мотори обухватају широк дијапазон снага, почевши од минијатурних мотора, чија је снага свега неколико миливата па до средњенапонских мотора чија снага достиже више мегавата.

- Широк је и дијапазон брзина обртања вратила, почевши од 0,001 rad/s, што се сусреће код позиционирања телескопа, па до 6000 rad/s, што је захтевана брзина обртања вретена код савремених центара за обраду метала. Поменути дијапазон се може постићи искључиво помоћу електричног мотора.
- Дигитални електрични погон има мале губитке снаге у празном ходу, висок степен корисног дејства и способност да краткотрајно развије момент више пута већи од онога који је дозвољен у трајном раду. Захваљујући дигиталном управљању и примени статичких прекидача, погон се може прилагодити различитим радним и амбијенталним условима.

1.2. Економски значај

Електрични погони у развијеним земљама утроше од 60% до 70% произведене електричне енергије [1,2]. Значај различитих врста и примена електричних погона за привреду једне земље као и трендови њиховог развоја и употребе могу се сагледати из тржишних показатеља. Релевантне анализе показују да новчана вредност електричних погона опште намене далеко превазилази вредност погона високих перформанси. Frost & Sullivan Market Intelligence извештава да је у Енглеској од укупног броја погона уграђених у другој половини деведесетих година прошлог века било 52,4% погона са моторима наизменичне струје, 33,7% са моторима једносмерне струје, док се остатак од 13,9% односи на хидрауличне и пнеуматске извршне органе. Исти извор предвиђа увећање броја погонских јединица са моторима наизменичне струје од 3,9% годишње. Према истој агенцији, овај раст се до сада и остварио, упркос неповољним привредним кретањима. У истој земљи, у погоне са машинама наизменичне струје, намењене водопривреди, издвајано је од 14 до 18 милиона фунти стерлинга годишње.

Подаци за Сједињене Америчке Државе показују да је у последњој деценији прошлог века више од 90% произведених мотора имало називну снагу испод једне коњске снаге (FHP – *Fractional* HP *Motors*). Од тога, произвођено је 550 милиона мотора опште намене годишње, укупне вредности 6,1 милијарди долара, док је за потребе сервопогона у аутомобилима и апликацијама индустријске аутоматизације просечна годишња производња FHP мотора са придруженим редукторима имала вредност од 1,06 милијарди долара. Већа расположивост симетричног трофазног система напона у европским земљама чини да асинхрони мотор налази већу примену него што је то случај у Сједињеним Америчким Државама. Мотори за снаге до 7,5 kW представљају 40% тржишта, 31% мотори снаге од 7,5 до 75 kW, док асинхрони мотори снаге преко 75 kW представљају 29% тржишта. Продор асинхроних мотора у област кућних апарата је релативно спор јер у овој области тржиште намеће изузетно ниске цене. Регулисани погони могу бити примењени у веш машинама и усисивачима (снаге од 0,5 до 1 kW) уколико јединична производна цена буде мања од 15 долара. Према проценама агенције

4

DOE (Department of Energy), технолошки предуслови за израду оваквих погона ће се стећи почетком двадесет првог века.

Раст производње електричних погона високих перформанси условљен је општим привредним развојем и инвестицијама у нова производна постројења. Успорен привредни раст је у периоду 2000 – 2002. негативно утицао на тржиште. У овом периоду, сервопојачавачи и мотори намењени индустријској аутоматизацији доживели су пад производње у износу од 20 до 30% (подаци произвођача Vickers Electric и MOOG Inc.). Развој дигиталних електричних погона одвија се углавном у високо развијеним земљама: 25% светске производње алатних машина оствари се у Јапану, 22% у Немачкој, а око 20% у Кини. Frost & Sullivan извештава да је у последњој деценији двадесетог века просечан раст производње сервопогона у Европи био око 5%. Студија агенције Motion Tech Trends предвиђа да ће продаја електричних мотора и сервопојачавача за примене у индустријској аутоматизацији у САД на почетку двадесет првог века достићи 4,5 милијарди долара, од чега се 52,8% односи на трофазне асинхроне моторе, 4,2% на корачне моторе, 22,6% на сервомоторе за једносмерну струју, и 20,4% на синхроне сервомоторе. Стални напредак у квалитету алатних материјала и алата намењених машинској обради метала и неметала омогућује увећање брзине резања. Потребан је континуирани рад на развоју електромоторних вретена за велике брзине, као и на развоју савремених решења улежиштења и хлађења мотора за главна и помоћна кретања. Потребе за дуготрајним истраживањем и инвестирањем чине развој сервопогона споријим у односу на развој погона опште намене и фаворизују производњу у високо развијеним земљама.

Употреба дигиталних електричних погона у алатним машинама и индустријским манипулаторима увећава продуктивност и квалитет производње, па је инвеститор у могућности да своје улагање релативно брзо поврати. Ситуација је неповољнија у масовним применама електричних мотора. Према DOE [3], у Сједињеним Државама се увођењем електронски контролисаних мотора у пумпе, компресоре, кућне апарате и расхладне системе годишње може уштедети 150 милијарди kWh, што омогућује повратак инвестиција у року од пет година и сматра се недовољним стимулансом за потенцијалног инвеститора. Настојања произвођача полупроводничких компоненти [4] да интегришу полупроводнике снаге са колима управљачке електронике могу допринети бржем продору дигиталних електричних погона у област пумпи, компресора, кућних апарата и других производа широке потрошње.

1.3. Историјат

Производни потенцијал људске заједнице одређен је расположивим механичким радом који се у процесе производње и транспорта може уложити. Квалитет живота и стандард становника једне земље може се оценити на основу утрошеног механичког рада – енергије по глави становника. Индустријска револуција иницирана је стварањем могућности да се рад људи и животиња замени радом машина које су сагоревале фосилна горива. Прве примене електричних мотора забележене су у деветнаестом веку. Јакоби је 1838. начинио електрични мотор за једносмерну струју који је у Петрограду покретао чамац. У Паризу је на међународној изложби електрицитета приказано више примена електричних мотора за једносмерну струју, између осталих и први електрични трамвај напајан из контактног вода. Мање је познато да су и први комерцијални аутомобили имали електрични погон, све док их није потиснула појава бржих и робуснијих аутомобила са бензинским мотором.

Крајем деветнаестог века, електрични мотори обезбеђивали су око 5% укупно утрошеног механичког рада у индустријализованим земљама, али већ у првој половини двадесетог века овај удео расте на 70%. Предности електричних мотора, изложене у одељку 1.1, представљају основни разлог њиховог наглог развоја. Првобитни електрични погони користили су моторе за једносмерну струју. У овом периоду није постојала технологија потребна за градњу погонских претварача снаге који би напон примарног извора прилагодили потребама мотора. Подешавање напона мотора било је могуће уградњом променљивог серијски повезаног отпорника, што је било скопчано са знатним губицима снаге. Брзина обртања се у одређеним условима могла мењати и променом побудне струје код независно побуђених мотора. Теслин проналазак обртног поља, асинхроног мотора (1888.) и полифазног система чини прекретницу у развоју електричних погона. Асинхрони мотори потискују моторе за једносмерну струју у применама где се брзина обртања не мора мењати, али се све до 1960. године мотори за једносмерну струју користе када год радна машина захтева континуалну промену брзине.

Поред проблема умањене преоптеретљивости, потребе за честим заменама четкица и одржавањем колектора и нешто лошијим карактеристикама код већих брзина обртања, мотори за једносмерну струју нису се могли користити у погонима великих снага. Док се код мотора за наизменичну струју може постићи снага од више стотина мегавата у само једној јединици, мотори за једносмерну струју могу имати снагу до 10 MW, и то само у случају да њихова номинална брзина не превазилази 300 о/min. У противном, снага мотора за једносмерну струју ограничена је такозваним *P*·*n* производом и може се проценити као P_{max} [MW] = 3000/*n* [o/min]. Већ у првој половини двадесетог века овај недостатак постаје кочница развоја електричних погона па се јављају покушаји реализације електричних погона променљиве брзине са моторима за наизменичну струју.

Континуална промена брзине мотора за наизменичну струју захтевала је да се учестаност и амплитуда статорског напона континуално мењају, те се јавила потреба за електрично-електричним претварачем снаге (тј. погонским претварачем) који би напоне и струје примарног извора прилагодио потребама мотора. Контролисани прекидачи који 1934. године стоје на располагању за градњу претварача снаге су игнитрони, екситрони и тиратрони (живине усмераче са додатном електродом за иницирање електричног лука). Александерсон, инжењер

6

1 0 1	т	•
1.3.1	Астори	1ат

компаније General Electric [5], начинио је погонски претварач који је користио осамнаест тиратрона и напајао синхрони мотор снаге 375 kW напоном променљиве учестаности. Проблеми поузданости, одржавања, губитака снаге и габарита живиних усмерача учинили су да се овакви погони релативно ретко користе. Шира примена фреквенцијски регулисаних погона захтевала је развој снажних полупроводничких прекидача и брзих микроконтролера. Све до ових технолошких продора, машине за наизменичну струју, премда супериорних карактеристика, примену налазе углавном у погонима константне брзине [6].

Аутоматизација производних процеса у току шездесетих година двадесетог века доживљава нагли развој захваљујући увођењу нумеричке контроле (NC) и замени механичких сатних механизама и релеја склоповима дигиталне електронике. Расположивост првих микрорачунара (седамдесетих година двадесетог века) омогућује прелазак на флексибилније рачунарско управљање (CNC – компјутеризовано нумеричко управљање). Као извршни органи користе се хидраулички и пнеуматски уређаји (*fluid power*) док се у регулисаним електричним погонима употребљавају углавном мотори за једносмерну струју.

У току шездесетих година прошлог века појављују се и полупроводничке диоде за веће струје и напоне као и полупроводнички контролисани прекидачи (SCR – *Silicon Controlled Rectifier*), односно тиристори. Ова деценија може се узети за почетак ере енергетске електронике, јер је тада постала остварива практична градња и употреба компактних мрежом вођених исправљача, тиристорских чопера, циклоконвертора и инвертора. Створена је могућност градње погонских претварача снаге који трофазни систем напона индустријске учестаности конвертују у једносмерни напон подесиве амплитуде или трофазни систем напона континуално променљиве амплитуде и учестаности. Електрични погони са асинхроним мотором и другим моторима за наизменичну струју сада могу имати променљиву брзину обртања. Ова промена остварује се варијацијом учестаности напона на статорским намотајима (такозвана фреквенцијска регулација). Аутоматска регулација струје, брзине и момента је у управљачким колима најпре користила дискретне сигналне транзисторе, а доцније и операционе појачаваче.

Убрзани развој полупроводничке технологије резултује побољшањем карактеристика снажних прекидачких елемената, чиме трофазни инвертори променљиве учестаности и променљивог напона постају економични и поуздани. Данфос 1968. године производи легендарни VLT5, фреквенцијски регулатор тежак 54 kg, намењен регулисању брзине трофазних асинхроних мотора снаге до 4 kW (савремени еквивалент уређају VLT5 тежак је 3,5 kg [7]). Прве примене фреквенцијске регулације биле су у линијама за флаширање, а одмах потом у погонима компресора и пумпи где се захваљујући фреквенцијској регулацији елиминише механичко пригушење протока флуида и тако штеди енергија и увећава поузданост. Асинхрони мотори постају мотори променљиве брзине који постепено потискују машине једносмерне струје захваљујући већој поузданости, малој потреби за одржавањем и бољим карактеристикама. Фреквенцијском регулацијом остварена је могућност варијације брзине обртања мотора за наизменичну струју. Теоријска знања потребна за успешно управљање оваквим погонима тада су била недовољна. Нису постојали ни адекватни дигитални погонски контролери, па динамичко понашање првих фреквенцијски регулисаних погона није било адекватно постављеним захтевима. Стога мотори за једносмерну струју у току седамдесетих година прошлог века и даље суверено владају свим погонским применама где је брзину обртања потребно мењати и при томе постићи задовољавајућу динамику.

Пионирски радови које публикују Ковач [8], Хасе [9] и Блашке [10] дају основе теорије регулације машина за наизменичну струју, доцније назване векторска регулација или трансвектор. Уз претпоставку да је позната оријентација обртног поља машине за наизменичну струју, аутори показују да се контролом релативног просторног помераја вектора статорске струје може постићи динамичко понашање које достиже и превазилази перформансе електричних погона са моторима за једносмерну струју. Теоријска разматрања било је веома тешко спровести у праксу. Алгоритми векторског управљања били су нумерички интензивни, а перформансе првих микропроцесора више него скромне.

Дигитална реализација закона управљања омогућена је седамдесетих година прошлог века појавом првих компактних осмобитних микроконтролера. Дигитална техника и дигитална реализација управљачког система код првих дигиталних електричних погона доприноси стабилности, флексибилности и побољшању перформанси. Микроконтролери и наменски начињени процесни контролери уграђују се у индустријске погоне али и уређаје широке потрошње који имају електрични мотор. Пример за то су кућни апарати, где поред функција управљања погоном, микропроцесори обављају и помоћне функције надзора, сигнализације и управљања процесима као што је прање рубља или посуђа.

У првим применама погонских микроконтролера теорија заостаје за праксом. Инжењери настоје да управљачке структуре конципирају на основу искустава стечених у пројектовању аналогних управљачких кола. Дигитални контролер тада кроз хардверске и програмске ресурсе емулира функције које су раније традиционално оствариване помоћу операционих појачавача и других аналогних електронских кола. Веома брзо долази до напретка у теорији дискретних система. Између осталог, развијени су алати за анализу и синтезу дигиталних система управљања. Развијају се и користе алгоритми управљања који у пуној мери користе предности дигиталне имплементације и који се коришћењем аналогне технике не би могли применити.

Осамдесете године двадесетог века обележене су побољшањем перформанси, умањењем цена и консеквентно масовном применом микроконтролера у задацима управљања електричним моторима и енергетским претварачима. Флексибилност у измени програма и параметара омогућила је да се јединствена хардверска платформа користи за већи број разнородних примена. Увећање броја међусобно једнаких, серијски произведених јединица довело је до повећања економичности и поузданости, као и до једноставнијих поступака тестирања, инсталације, одржавања и замене. Изменом програма и параметара, један исти дигитални електрични погон може се користити за читав низ различитих примена, почевши од једноставног подешавања брзине обртања пумпе па до сложених функција позиционирања, генерисања и праћења трајекторија.

Паралелно се користе осмобитни и шеснаестобитни микроконтролери, при чему се код шеснаестобитних најчешће користе осмобитне спољашње сабирнице података како би се умањиле димензије управљачког модула и лакше отклонио нежељени утицај електромагнетског шума погонског претварача на рад дигиталног контролера. У оквиру електричних погона једносмерне струје често се користе осмобитне јединице које обављају функције фазног управљања мрежом вођеним тиристорским исправљачима, подешавања кружне струје код четвороквадрантних погона, као и функције брзинске и позиционе регулације сервомотора једносмерне струје. У оквиру фреквенцијских регулатора, шеснаестобитни микроконтролери користе се за реализацију трофазне ширинске модулације, компензације пада напона на статорском отпору (IR компензације) и компензације клизања. Сложене функције векторског управљања захтевале су развој брзих шеснаестобитних микроконтролера са придруженим периферијским уређајима потребним за управљање мотором за наизменичну струју [11,12]. Често се управљачке и комуникационе функције дигиталног електричног погона са векторским управљањем деле на два процесора. Један од процесора је специјализован за обављање управљачких функција (DSP) док је други конвенционалне архитектуре и обавља логичке и комуникационе задатке [13]. Процесори могу приступити заједничкој меморији (Dual Port RAM) и тако разменити податке о стању, параметре, команде и статус. Премда хардверски интензивнији, овакав дизајн олакшава израду, документацију и даљи развој управљачког и комуникационог софтвера у оквиру погона.

Технички проблеми који су у реализацији фреквенцијски регулисаних асинхроних мотора постојали током осамдесетих година прошлог века, данас су углавном решени, па је њихово шире коришћење сада одређено односом њихове цене и укупне цене електричног погона са мотором за једносмерну струју. У почетку је цена фреквенцијски регулисаног погона била већа, премда је сам мотор за наизменичну струју знатно јевтинији од еквивалентног мотора за једносмерну струју. Око 70% цене погона са асинхроним мотором у осамдесетим годинама односило се на конвертор снаге и електронске склопове погонског контролера (сл. 1.1), док је цена асинхроног мотора била мањи део цене погона (30%). Код погона са машинама једносмерне струје, однос је обрнут: у цени погона доминира мотор (70%) [14], чија се цена не може битно умањити и одређена је ценама бакра и гвожђа. Технолошки развој у области полупроводничких компоненти снаге и дигиталних контролера допринео је да фреквенцијски регулисани асинхрони мотор крајем осамдесетих година буде најекономичније решење за погоне опште намене. Као резултат [1], сваке године је око 15% постојећих погона са машинама за једносмерну струју замењено дигиталним електричним погонима са

1. Увод

асинхроним мотором, па су се крајем двадесетог века у погонима алатних машина, индустријских робота, преса, лифтова, ваљаоничких станова, компресора, пумпи, вентилатора, електричних возила, кранова и других примена променљиве брзине обртања употребљавали фреквенцијски регулисани асинхрони мотори. У развијеним земљама на крају миленијума више од половине произведене електричне енергије у механички рад конвертују управо асинхрони мотори.



Слика 1.1. Поређење електричних погона са моторима за једносмерну струју и погона са асинхроним моторима у погледу набавне цене мотора и погонских претварача. Дијаграм приказује тренд у промени цена у току последње две деценије двадесетог века. Ознаком AC на дијаграму је приказана укупна цена погона са асинхроним мотором, док је са DC означена цена погона са мотором једносмерне струје.

У току последње деценије двадесетог века дигитално управљани електрични мотори наизменичне струје замењују моторе за једносмерну струју и у погонима високих перформанси. Мотори једносмерне струје се више не користе у градњи нових производних машина и индустријских робота, већ раде у оквиру оних производних линија чији животни век није окончан док за њихову реконструкцију нема оправдања. Сервопогони већих снага углавном користе асинхроне моторе, док се за потребе позиционирања алата, предмета обраде или хватаљки индустријског робота користе трофазни синхрони мотори са перманентним магнетима угађеним на површину магнетског кола ротора. Сложене функције управљања електричним моторима и процесима успешно се обављају помоћу савремених уређаја енергетске електронике и компактних дигиталних контролера субмикрометарске геометрије, спремних за веома брза израчунавања. Опремљени свим потребним периферијским уређајима, компактни дигитални погонски контролери [15] у себи имају све периферијске уређаје потребне са мерење и управљање моторима наизменичне струје (сл. 1.2). Овакви дигитални погонски контролери способни су да, поред управљања мотором, обављају и друге функције

1.3. Историјат

11

управљања кретањем и процесом. Организација управљачких система стога еволуира од централизоване ка децентрализованој. Традиционално централизовано управљање подразумевало је извршавање функција управљања кретањем и процесом у централном процесном рачунару (CNC), док су електрични погони коришћени као извршни органи са задатком да обезбеде покретачки моменат који одговара задатој вредности. Децентрализацијом се функције генерисања и праћења задате трајекторије, оцене параметара и дијагностике извршавају локално, у оквиру дигиталног електричног погона, док централни процесни рачунар обавља послове синхронизације, руководи брзом дигиталном комуникацијом између чворова дистрибуираног управљачког система и користи преостале ресурсе за планирање, оптимизацију и организацију производних секвенци.

Очекиване карактеристике дигиталног електричног погона крајем миленијума укључују пропусни опсег од 1 kHz у задавању момента и 200 Hz у праћењу задате трајекторије. Периода одабирања, у оквиру које је неопходно обавити израчунавање тригонометријских функција и начинити вишеструке трансформације координата стања достиже 50-100 µs. Предуслов за остварење оваквог циља је расположивост компактних дигиталних контролера који у јединственом интегрисаном колу [16,17] садрже језгро дигиталног сигналног процесора као и периферијске уређаје за A/D конверзију и генерисање PWM импулса. Расположивост брзих дигиталних погонских контролера отворила је могућност да се у пуној мери искористи увођење теорије просторних вектора у анализу електричних машина [8], као и концепти индиректног и директног векторског управљања [9,10]. Ове концепте било је веома тешко и непрактично имплементирати коришћењем операционих појачавача и аналогне технике. Стога су прве практичне примене [18] забележене након појаве шеснаестобитних погонских контролера [19], две деценије након публиковања првих теоријских радова о векторском управљању.



Слика 1.2. Основне функције мерења и управљања у оквиру дигитално управљаног електричног погона. Мерење струја, напона, брзине обртања, као и генерисање ширински модулисаних импулса за управљање полупроводничким прекидачима снаге, остварује се у оквиру дигиталног погонског контролера.

Премда појава шеснаестобитних погонских контролера [15] означава почетак дигитализације електричних погона, динамичка својства првих векторски контролисаних погона била су релативно скромна [18,19,20] и примерена карактеристикама до тада коришћених мотора једносмерне струје. Конвенционална, Фон Нојманова архитектура контролера била је недовољна за обављање неопходних функција, међу које спадају дигитална регулација струје, брзине и позиције, оцена па- раметара и стања која се не могу мерити, као и ниже функције управљања кретањем. Појава DSP-базираних погонских контролера [16] у пуној мери уводи моторе наизменичне струје у област управљања кретањем и омогућује достизање перформанси које се са моторима за једносмерну струју нису могле имати.

Шира примена дигиталних електричних погона отвара читав низ проблема управљања које је потребно решити. Осетљивост векторски управљаних мотора за наизменичну струју на варијације параметара у току рада [21,22] захтева развој и примену алгоритама за идентификацију параметара мотора и процеса [23] и то у фази инсталације и иницијалног подешавања [24], као и доцније, у току рада погона [25]. Потреба за применом оптимизационих метода и неопходност побољшања перформанси дигиталних регулатора струје [26] доводи до реализација заснованих на транспјутерима и сигналним процесорима [16,27]. Могућност обављања већег броја паралелних функција, конкурентно извршавање алгоритама и могућност обављања више од милијарду операција у секунди [17] обезбеђују извршавање локалних контура оптимизације и адаптације, значајно побољшање карактеристика погона и омогућују нове приступе управљању [28]. Примена концепта директног дигиталног управљања резултује развојем алгоритама за директно (DTC - Direct Torque Control) и инкрементално (IncTC) управљање моментом. Развој робусних алгоритама за оцену параметара и стања као и могућност дигиталне реконструкције фазних струја из струје једносмерног међукола погонског претварача (DC link), омогућује да се умањи број неопходних сензора у погону.

У последњих десетак година велики број стручњака даје значајан допринос истраживању и развоју дигиталних електричних погона, који захваљујући томе, у време настанка ове књиге, постају препознатљиви производи са консолидованом технологијом. Дигитални електрични погони се данас производе у великим серијама. Поред техничких карактеристика све важнији фактор је и њихова цена.

У области индустријске аутоматизације и производних машина, ток еволуције аутоматских погона и машина условљен је непрекидним развојем поступака производње и обраде материјала. Поред увећања брзине и прецизности обраде, у погон је потребно уградити функције доношења одлука и елементе вештачке интелигенције, док се у погледу топологије тражи модуларност и децентрализација.

Потреба за уштедом енергије и неопходност прилагођења привреде и њеног раста могућностима животне средине фаворизује коришћење алтернативних извора енергије и увођење електронски контролисаних мотора у масовним погонским применама, као што су апарати за домаћинство. Чињеница да су

1 0	TT	
1.3.	Исто	ријат
· · · · ·		P11 011

електрични мотори највећи потрошачи електричне енергије стимулише развој алгоритама, поступака и направа за уштеду електричне енергије кроз смањење губитака и последично увећање енергетске ефикасности електричних погона. Ови трендови стварају потребу за дигиталним електричним погонима у областима где они до сада нису коришћени. Шира примена захтева умањење иницијалних трошкова и цене погона. Ово се може остварити умањењем броја сензора који се у погону користе, применом нових врста мотора и редукованих топологија погонског претварача.

Прелаз између два миленијума обележен је све већим загађењем ваздуха у великим градовима. Значајан извор загађења су издувни гасови створени сагоревањем фосилних горива у аутомобилским моторима. Међу еколошки прихватљива возила убрајају се хибридни (HEV – *Hybrid Electric Vehicle*) и електрични аутомобили (ZEV – *Zero Emission Vehicle*). За покретање HEV и ZEV возила користе се вучни мотори за наизменичну струју који су дигитално управљани.

Примена дигиталних електричних погона у наредним годинама ће зависити од технолошких и алгоритамских побољшања и увећања њихове економичности и флексибилности. Заоштравање енергетске кризе и проблема загађења животне средине стимулисаће њихову масовну употребу. Овом књигом аутор настоји да студентима приближи проблематику пројектовања и коришћења дигиталних електричних погона, као и да стручњацима који се овом облашћу професионално баве помогне у разумевању проблема и сагледавању трендова.

1.4. Организација књиге

Структура дигиталног електричног погона изложена је у другом поглављу, где је извршена и подела по снази, перформансама и области примене.

Треће поглавље се бави питањима моделовања брзинских сервосистема, одређивања структуре и параметара дигиталног регулатора брзине, као и рада у режиму системских ограничења. У оквиру овог поглавља пажња је посвећена управљању кретањем, проблемима реконструкције брзине из одбирака позиције, праћења задате промене брзине и проблемима увећања тачности и брзине одзива. У фази аналитичког пројектовања, микропроцесорски управљани електрични погон сматра се извршним органом који на вратилу мотора обезбеђује покретачки момент у складу са вредношћу коју задаје алгоритам за управљање брзином обртања. Проблеми регулације покретачког момента анализирани су у другом делу књиге. У функцији извршног органа брзинске контуре, електрични погон обавља функције управљања кретањем алата или предмета обраде у производним процесима. Изложен је основни управљачки задатак који се пред електричне погоне поставља, и дате су типичне структуре за управљање брзином обртања. Дефинисана је критеријумска функција која квантификује квалитет, робусност и брзину одзива, и предложен метод за одређивање оптималних параметара регулације. У четвртом и петом поглављу дата је анализа позиционих сервосистема, синтеза дигиталног регулатора позиције и дат метод за подешавање параметара. Приказане су фазе аналитичког пројектовања, симулације и верификације дигиталног регулатора позиције. Указано је на негативне ефекте које стварају пребачај у одскочном одзиву позиције и осцилације покретачког момента у фази смирења. Дефинисан је метод за подешавање параметара регулације који гарантује стриктно апериодичан одзив највеће могуће брзине у свим режимима рада. Разматран је проблем који ствара системско ограничење покретачког момента и брзине обртања у режиму великих поремећаја и показано је да последична нелинеарност може резултовати губитком квалитета одзива и нестабилношћу. Пројектован је нелинеарни алгоритам управљања који осигурава жељени квалитет одзива и у режиму великих поремећаја. Карактеристике реалног позиционог сервомеханизма читаоцу су предочене у виду већег броја експерименталних резултата и резултата симулације.

У **шестом** поглављу су дата теоријска разматрања потребна за разумевање проблема механичке резонансе и торзионих осцилација. Механички спрегнути елементи производних аутомата, индустријских робота, манупулатора и електричних возила представљају систем еластично спрегнутих центара масе. Деловањем силе или момента на један од елемената могу бити побуђене пригушене осцилације. Успостављањем повратне спреге по брзини или позицији појединих елемената и употребом сервомотора ради управљања кретањем, механичке осцилације могу постати подржане (*sustained*) или прећи у нестабилност. У оквиру поглавља се анализирају активне и пасивне антирезонантне мере. Поглавље садржи и кораке аналитичког пројектовања антирезонантног серијског компензатора у виду нарочито подешеног FIR-филтра (*Finite Impulse Response*). Компензатор је погодан за употребу у брзинским и позиционим сервомеханизмима који управљају кретањем механичких структура са еластично спрегнутим дистрибуираним масама. Ради илустрације, приложени су експериментални резултати и резултати симулација.

Седмо поглавље се бави пројектовањем и применом алгоритма за управљање кретањем познатог као електрична осовина. У случају да се два раздвојена дела машине покрећу независним сервомоторима, поменути начин управљања омогућује да се механичка спрега замени електронском емулацијом осовине или другог елемента за механичко спрезање. Алгоритам може бити примењен и у случају када постоји механичка спрега раздвојених делова машине али постоји потреба да се измени коефицијент крутости или коефицијент пригушења. У пракси се често сусреће потреба да се поједина кретања остваре помоћу више међусобно повезаних електричних мотора. Вратила ових мотора су најчешће круто или еластично спрегнута, али постоје и примене у којима се вратила у одсуству механичке спреге независно обрћу. Употреба више мотора може имати техничку или економску оправданост. Кретање веома дугих конвејера је равномерније а ризик проклизавања мањи уколико се примени и равномерно распореди већи број мотора мање снаге. Алгоритам електричне осовине генерише задату вредност момента за сваки од мотора на начин који резултује понашањем система које би се имало када би вратила свих мотора била механички спрегнута. Сада је могуће елиминисати велики број спрежних елемената, чиме се остварује значајна уштеда и умањење тежине радне машине. Поглавље садржи фазе аналитичког пројектовања управљачке структуре, метод за подешавање параметара симулиране механичке спреге, као и резултате верификације добијене помоћу рачунара и у лабораторији.

У осмом поглављу анализирана је могућност управљања моментом и флуксом електричног погона који користи мањи број погонских сензора и код кога се поједина стања морају реконструисати на основу расположивих мерења и познавања модела погона. Елиминацијом давача на вратилу и смањењем броја давача струје умањује се цена погона, а повезивање чини једноставнијим и рад поузданијим. Избор електричног погона је веома често зависио од његове цене па су примену најчешће налазили електрични погони који се директно прикључују на мрежу индустријске учестаности, немају погонски претварач и раде са константном брзином обртања. На прелазу између два миленијума, критеријуми за избор се постепено мењају. Енергетска криза и проблем загађења артикулишу потребу за уштедом електричне енергије и њеном конверзијом пре употребе. Електрични погони у канцеларијским, резиденцијалним и другим масовним применама утроше знатан део произведене енергије, па се применом електронске регулације могу остварити значајне уштеде. Прихватљивост дигиталних електричних погона ће и даље зависити од њихове цене, па је неопходно чинити даље кораке у развоју алгоритама управљања и топологија погонских конвертора, и пројектовању економичних, ефикасних мотора. Један од начина за градњу економичних погона је умањење броја погонских сензора. Поред уштеде на сензорима, нестаје и потреба за периферијским урећајима који повезују сензор и погонски контролер. Једновремено се умањује број проводника и производња самог погона чини једноставнијом. Сензоре струје који се у погону користе могуће је свести на један, који би мерио струју у једносмерном међуколу погонског конвертора. У поглављу су изложена теоријска разматрања која потврђују постојање могућности да се три фазне струје мотора издвоје из сигнала струје међукола. Основне карактеристике регулисаног погона са повратном спрегом по струји међукола могу се сагледати из експерименталних резултата и експлоатационих искустава садржаних у оквиру поглавља. Значајне уштеде се могу постићи уклањањем давача брзине на вратилу мотора. Поред осталих предности, осна дужина мотора је краћа за дужину давача (сензора). Одсуство проблема механичког спрезања сензора и мотора поједностављује производњу мотора. Уместо мереног сигнала, повратна спрега по брзини се може успоставити захваљујући оцени брзине обртања. Податак о брзини обртања вратила садржан је у терминалним напонима и струјама. Алгоритам за оцену брзине обртања захтева познавање параметара мотора, имплицира интеграцију терминалних напона и има осетљивост на паразитне ефекте као што је мртво време (dead-time, lockout-time) полупроводничких прекидача и офсет. Параметарска осетљивост је нарочито изражена у режиму малих брзина обртања и малих учестаности напајања, па је рад дигиталног електричног погона који ради без

давача брзине (*sensorless drive*) у пракси расположив за брзине веће од 5-10% номиналне брзине обртања мотора. У оквиру осмог поглавља дата су теоријска разматрања и аспекти имплементације алгоритама за оцену брзине обртања асинхроног мотора, који су у пракси дали добре резултате.

У деветом поглављу су анализирани ефекти ограничене резолуције дигиталног модулатора на спектар напона и струја, и предложен нумерички поступак за обраду модулационих сигнала који резултује умањењем паразитних компоненти спектра. Дигитални модулатор је периферијски уређај бројачког типа који генерише управљачке импулсе за контролу стања трофазног транзисторског инвертора. Трофазни напонски инвертор је део погонског претварача и користи се као извршни орган (актуатор) струјног регулатора, па су у поглављу најпре изложени прекидачки алгоритми за управљање инвертором. Инвертор је нелинеаран извршни орган чији фазни напони могу имати само два дискретна напонска нивоа. Управљачки захтеви подразумевају континуалну промену фазних напона, како би се обезбедило напајање мотора напоном простопериодичне промене. Техником ширинске модулације (PWM - Pulse Width Modulation) функција преноса инвертора се линеаризује па је могућа континуална промена амплитуде и учестаности основне компоненте напона. Дата су теоријска разматрања везана за space-vector модулацију и изложене специфичности њене имплементације. Потом је указано на проблеме паразитних компоненти у спектру ширински модулисаних напона. Ове компоненте се јављају услед коначне резолуције дигиталних ширинских модулатора као и због ограничења комутационе учестаности инвертора. Поглавље садржи поставке оригиналног решења за умањење паразитних спектралних компоненти напона, као и резултате мерења који илуструју могућа побољшања.

Трендови у развоју микропроцесорски управљаних електричних погона дати су у десетом поглављу. У одељку 10.1 изложени су проблеми примене и резултати развоја електричних сервопогона који се користе као актуатори у брзинским и позиционим сервосистемима. Најчешће сусретани начин управљања флуксом и моментом асинхроног сервомотора је индиректно векторско управљање, чија имплементација захтева познавање роторске временске константе самог мотора. Одељак 10.2 анализира проблем параметарске осетљивости векторски контролисаних асинхроних мотора. У оквиру одељка, пажња је посвећена ефектима промене роторског отпора које настају због варијације температуре активних делова мотора у току рада. Детаљније су приказана решења за оцену критичних параметара која у пракси дају добре резултате.

Трендови у развоју и примени синхроних сервомотора са перманентним магнетима на ротору приказани су у одељку 10.3. У ротору који има перманентне магнете, начињене од ретких земаља или ферита, нема значајнијих губитака снаге што у великој мери умањује проблем хлађења и олакшава конструкцију мотора. Мањи губици снаге и присуство перманентне побуде омогућују да се оствари већа специфична снага, тј. да се конструишу синхрони сервомотори са перманентном побудом мањих димензија и тежине од асинхроног мотора једнаке снаге. Коначан број магнетских модула монтираних на површину ротора ствара магнетско поље са сложенопериодичном расподелом. У интеракцији са ефектима ожлебљења, дискретан карактер магнетских модула ствара нежељену валовитост покретачког момента. Учестаност пулсација момента може бити изван пропусног опсега регулатора брзине, те присуство повратне спреге не може отклонити ефекте пулсација момента на праћење жељене трајекторије брзине или трајекторије позиције. У оквиру поглавља назначени су правци развоја алгоритама за предикцију валовитости момента (*cogging*) синхроних сервомотора и *feed-forward* компензацију, уведену са циљем да се умањи грешка у праћењу референтне трајекторије.

У одељку 10.4 изложено је стање у развоју дигиталних регулатора струје. Размотрени су најпре недостаци првобитних струјних регулатора, имплементираних помоћу аналогних управљачких кола. Регулатор са хистерезисом у струјним компараторима (хистерезисни регулатор), као и линеарни PI регулатор струје, користили су се у првим дигиталним електричним погонима. Ови погони су користили прве осмобитне погонске контролере ограничених могућности. Регулисање брзине и позиције вршено је помоћу дигиталног контролера, док је статорска струја регулисана аналогно, помоћу хистерезисних или линеарних PI регулатора. Регулација струје у стационарном координатном систему главни је узрок недостацима аналогних струјних регулатора. Обртна трансформација и прелазак у синхроно ротирајући координатни систем практично је остварива код дигиталне имплементације, којој је посвећено даље излагање. Дигитална регулација струје захтева да се подаци о статорским струјама прибаве у дигиталном облику, уз што мањи шум и кашњење. Размотрени су проблеми мерења и изолованог преноса, као и аналогни филтар пред одабирачем, конверзија у дигитални облик и даља обрада. Изложен је поступак подешавања параметара дигиталног регулатора струје који је имплементиран у синхроно ротирајућем координатном систему. Конвенционални РІ регулатор струје има нежељену спрегу између *d* и *q* осе. Примена IMC концепта (IMC - Internal Model Control) може отклонити паразитну спрегу између оса, што је примером и показано. Дигитални регулатор струје смештен у *da* координатни систем у спрези са директним или индиректним векторским контролером момента и флукса је управљачка структура примењена у већини савремених дигиталних електричних погона. Ова структура је каскадна, чиме су одређени и њени недостаци. Један од недостатака каскадне структуре манифестује се при раду у режиму слабљења поља. Електромоторна сила индукована у намотајима статора је тада блиска максималном расположивом напону инвертора. Напонска инсуфицијенција представља системско ограничење које онемогућује управљање статорском струјом. У каскадној спрези са регулатором флукса и момента, нефункционални регулатор струје може довести до нестабилног рада погона и подржаних осцилација. Међу недостатке каскадне структуре спада и редундантност појединих управљачких акција као и субоптимално подешавање параметара регулатора флукса, момента и струје. Поменути недостаци се могу отклонити применом структуре за управљање моментом и флуксом која неће бити каскадна.

Директно управљање машинама за наизменичну струју, познато под скраћеницом DTC (*Direct Torque Control*), елиминише недостатке каскадног приступа управљању моментом и флуксом, и налази све већу примену.

Одељак 10.5 бави се проблемима примене микропроцесорски управљаних погона велике снаге. Како ови мотори имају значајан утрошак електричне енергије, од интереса је прилагодити амплитуду флукса оптерећењу како би се процес електромеханичке конверзије обавио уз минималне губитке снаге. За одређени радни режим, губици снаге се мењају у зависности од амплитуде флукса као параболична функција са јединственим минимумом, тако да алгоритам за минимизацију губитака у току рада погона може користити метод градијентног претраживања. Недостатак метода који се заснивају на претраживању је потреба да се флукс непрекидно мења у мањим или већим корацима како би се кретање усмерило ка траженом минимуму. Алгоритми за минимизацију губитака у великим асинхроним моторима могу бити засновани и на функционалној апроксимацији губитака снаге, при чему се оптимална амплитуда флукса тада израчунава директно, одређивањем минимума функције. Скоковите промене флукса у том случају нису потребне, али је неопходно одредити функцију која на довољно прецизан начин апроксимира губитке снаге у функцији радног режима. Поменути проблеми и правци развоја изложени су у одељку 10.5.

У одељку 10.6 изложено је стање у области дигиталних уређаја и поступака који се користе у комуникацији између микропроцесорски управљаних погона, у повезивању погона са удаљеним уређајима за мерење и управљање, као и у комуникацији између погона и надређеног рачунара.

Одељак 10.7 приказује проблеме и трендове у развоју дигиталних погонских контролера. Изложени су еволуција дигиталних погонских контролера и утицај напретка у пољу микроконтролера и дигиталних сигналних процесора на развој микропроцесорски управљаних електричних погона. Указано је на основне разлике које постоје између система код којих су дигитални ресурси (DSP, RAM) и аналогни периферијски уређаји (A/D) интегрисани у јединственом колу и система код којих се аналогни и дигитални уређаји раздвајају. У оквиру дигиталног електричног погона обавља се дигитализација и обрада сигнала добијених мерењем, извршавање управљачких алгоритама и генерисање сигнала за управљање извршним органима, као што су снажни полупроводнички прекидачи у погонском претварачу. Обрада улазних и стварање излазних сигнала обавља се у оквиру периферијских уређаја међу којима је дигитални модулатор, бројачки систем за мерење ширине и броја импулса, аналогно-дигитални конвертор (A/D), ризолвер-дигитални конвертор (R/D, дигитализовани хетеродин), дигитално-аналогни конвертор (D/A) и многи други. Периферијски уређаји се могу израдити у засебном интегрисаном колу које у току рада паралелно, серијски или преко дељене меморије комуницира са дигиталним погонским контролером. Могуће је, међутим, интегрисати периферијске уређаје и погонски контролер у јединствено интегрисано коло. У поглављу су изложене и примерима илустроване предности ових

1.4. Организација књиге

приступа и указано је на њихове недостатке. Градња дигиталних електричних погона намењених уређајима широке потрошње ствара потребу за дигиталним погонским контролерима умерених перформанси и веома ниске цене. Очекује се да у серијама реда величине 10^6 њихова цена буде нижа од једног евра. Многи уређаји широке потрошње у резиденцијалном и канцеларијском сектору раде без прекида. Због тога, као и због једноставније градње помоћних напајачких степена у оквиру погона, пожељно је да потрошња дигиталног погонског контролера буде мања од 20 mW. У оквиру поглавља су приказани контролери чије су карактеристике блиске траженим. У основним цртама је приказана и проблематика пројектовања економичних погона за уређаје широке потрошње. Захтев за увећањем нумеричких могућности дигиталних погонских контролера у погонским применама високих перформанси проузрокован је пре свега потребом да се увећа брзина и тачност позиционирања, као и да се напредним мерама надзора и дијагностике увећа продуктивност и поузданост производних аутомата. Поред овога, постоји и тренд умањења броја сензора, што захтева да се до сада мерене величине и стања одређују индиректно, на основу преосталих мерења и познате динамике објекта. Примена алгоритама за оцену стања и параметара додатно оптерећује дигитални погонски контролер. Стања електричног мотора или механичког подсистема погона све чешће се оцењују на основу специфичних карактеристика спектра мерених сигнала. Ово ствара потребу да се у реалном времену врши трансформација сигнала из временског у фреквенцијски домен (FFT - Fast Fourier Transform), чиме захтевани нумерички капацитет дигиталног погонског контролера превазилази 10⁸ операција у секунди (100 MIPS). Првобитни покушаји градње брзе управљачке јединице на бази транспјутера резултовали су недовољно флексибилним структурама. Савремени дигитални погонски контролери за примене високих перформанси често имају засебне процесоре за обављање комуникационих и управљачких функција. Често се извршавање функција управљања подели између специјализованог сигналног процесора (DSP- Digital Signal Processor) и високо интегрисаног програмабилног логичког кола (FPGA – Field Programmable Gate Array). Веома брза израчунавања која се увек обављају на једнак начин тада се извршавају у FPGA колу, док се преостале управљачке функције повере сигналном процесору. Типичне FPGA-функције су дигитална филтрација, брзе трансформације из временског у фреквенцијски домен (FFT), векторско множење у оквиру израчунавања корелације или конволуције, као и компресија матрично уређених података. Перспективе развоја микропроцесорског управљања електричним погонима високих перформанси дате су у одељку 10.8.

Одељак 10.9 се бави проблематиком примене микропроцесорски управљаних електричних погона у уређајима широке потрошње. Пумпе, вентилатори, компресори, као и погони у оквиру других уређаја који се масовно производе, градиционално су покретани електричним моторима константне брзине обртања. У одсуству погонског претварача, напон на мотору одређен је условима у напојној мрежи и не може се регулисати. У оваквим погонима, најчешће се користе

19

монофазно напајани асинхрони мотори са помоћном фазом, стартним кондензатором или засењеним полом, трофазни асинхрони мотори као и колекторски мотори. У страној литератури познат под називом универзални мотор (universal motor), колекторски мотор се веома често користи у кућним апаратима. По конструкцији је сличан редном мотору за једносмерну струју, с тим што у редној вези побудног и арматурног намотаја постоји наизменична струја индустријске учестаности. Одликује се добрим полазним моментом и малом стрмином механичке карактеристике, што га чини погодним за погонске примене у кућним апаратима. Присуство колектора и четкица умањује поузданост овог мотора и ограничава његову примену на област мањих снага. Монофазни и трофазни асинхрони мотори, као и колекторски мотори, при поласку имају знатно веће струје у намотајима. Поред ове непогодности, постоји и потреба да се без могућности регулације напона оствари поуздан рад при различитим оптерећењима. Као последица, поступак пројектовања мотора је знатно отежан и изискује читав низ компромисних решења која, у крајњој линији, увећавају количину бакра и гвожђа уграђеног у мотор и знатно увећавају губитке у магнетском колу и намотајима. С друге стране, фреквенцијска регулација брзине обртања асинхроног мотора захтева уградњу погонског претварача (трофазног транзисторског инвертора) као и коришћење дигиталног погонског контролера за обављање функција мерења, управљања и заштите. Приказ стања и трендова развоја дат у одељку 10.9 указује на потребу даљег технолошког напретка како би се цена микропроцесорски управљаних електричних погона умањила у мери која би омогућила њихову ширу примену.

У одељку 10.9.1 приказани су проблеми и трендови развоја електричних погона са повратном спрегом по струји међукола. Комплексност и цена фреквенцијске регулације може бити умањена редукцијом броја погонских сензора. Један од начина да се број мерења умањи је уклањање сензора струје у фазама и њихова замена јединственим сензором који мери струју у међуколу погонског претварача. Корелацијом ширински модулисаних сигнала за управљање прекидачима инвертора са сигналом мерене струје могуће је фазне струје реконструисати и даље користити у циљу управљања моментом и флуксом мотора.

Одељак 10.9.2 приказује стање у развоју алгоритама за управљање асинхроним мотором који нема давач на вратилу. Алгоритам за реконструкцију брзине обртања ротора асинхроног мотора, који би потребну информацију обезбедио у свим радним режимима погона и при томе био прихватљиве цене и умерене сложености, још увек не постоји. Практични значај уклањања давача на вратилу и евентуалне реализације *sensorless* погона чини да велики број истраживача широм света испитује различите поступке добијања сигнала брзине из терминалних величина – статорских струја и напона. У одељку 10.9.2 анализиране су предности и недостаци најуспешнијих до сада публикованих решења, и указано је на правце даљег развоја.

Предности синхроних мотора са перманентном побудом на ротору, наведене у одељку 10.9.3, ове моторе чине погодним за покретање компресора и 1.4. Организација књиге

вентилатора у расхладним системима. Синхрони мотори са перманентном побудом немају губитака снаге у ротору. Скупљи су али и знатно ефикаснији од асинхроних мотора, па су и њихове димензије и тежина при истој снази мање. Ови мотори све чешће налазе примену у уређајима широке потрошње где су димензије и степен корисног дејства мотора од нарочитог значаја. Међу карактеристичне примене спада покретање компресора за потискивање флуида у цевоводима расхладних уређаја и система. Указано је на проблеме покретања компресорских мотора из стања мировања, као и на аспекте оцене и регулације брзине обртања. Из разлога економичности и компактности, погон са перманентно побуђеним синхроним мотором треба да функционише без давача на вратилу (sensorless). Проблеми пројектовања и експлоатације sensorless погона са синхроним мотором дискутовани су у оквиру одељка 10.9.3. Трендови у примени sensorless погона у кућним апаратима дискутовани су у одељку 10.9.4. У овим погонским применама захтева се поједностављење мотора, конвертора и што мањи број сензора како би се постигла мала цена. Поред универзалних (колекторских) мотора, користе се и фреквенцијски регулисани асинхрони мотори као и синхроних мотори са перманентним магнетима на ротору (PM – Permanent Magnet Motors). Све већу примену налазе редуковане конструкције РМ мотора, међу којима је монофазни РМ мотор и РМ мотор са помоћном фазом.

Одељак 10.10 приказује проблеме нестабилног рада и подржаних осцилација погонске групе која има два или више асинхроних мотора. Паралелним везивањем статорских намотаја више асинхроних мотора има се могућност да се овако створена група напаја из јединственог погонског претварача. Једнака статорска учестаност и синхрона брзина мотора често погодује радном механизму који се на поменути начин покреће. Амплитуда и учестаност статорског напона заједнички су свим јединицама па не постоји могућност да се појединачним моторима обезбеди локална повратна спрега. Различити поремећаји који делују у механичким подсистемима појединих мотора могу проузроковати осцилације. Како је статорски напон јединствен за све моторе, није могуће применити засебно корективностабилишуће деловање регулатора само за посматрани мотор. Проблем стабилности групе фреквенцијски регулисаних асинхроних мотора који раде без локалне повратне спреге анализиран је у оквиру одељка 10.10. Посебна пажња посвећена је утицају мртвог времена у прекидачима погонског претварача као и анализи могућности за стабилизацију вишемоторног погона.

Одељак 10.11 анализира проблеме експлоатације погонских претварача и приказује основне правце развоја њихових топологија. Конвенционални погонски претварачи имају два раздвојена степена конверзије. Исправљачки степен конвертује мрежни напон у једносмерни (AC/DC). Пасивне компоненте једносмерног међукола врше филтрацију овог напона и акумулацију енергије. Трофазни напонски инвертор конвертује једносмерни напон међукола у наизменични, променљиве амплитуде и учестаности. Алтернатива двостепеној конверзији су директни AC/AC претварачи који немају међуколо већ се у њима обавља директна конверзија наизменичног напона мрежне учестаности у излазни напон варијабилне
1. Увод

амплитуде и учестаности. Директни претварачи се у литератури помињу као direct frequency changers или матрични конвертори. Конверзија снаге у оквиру погонског претварача имплицира изузетно брзе промене напона и струја у појединим гранама (di/dt, dv/dt). Пропратна појава су губици снаге, бука и електромагнетске сметње. Губици снаге у стању провођења или у току комутације умањују степен корисног дејства претварача и увећавају топлоту коју је потребно одвести. Бука створена услед појаве магнетострикције може погон начинити неприхватљивим у просторијама где има људи, док електромагнетске сметње могу онемогућити рад других блиских електронских уређаја. У оквиру поглавља, анализиране су постојеће врсте полупроводничких прекидача и показано је како се њихове особине одражавају на карактеристике погона. Пажња је посвећена утицају који брзе промене напона (dv/dt) могу имати на електрични мотор. Брзе промене напона могу довести до оштећења лежаја мотора као и убрзаног старења изолације статорског намотаја. Резонантне топологије погонског претварача елиминишу потребу за брзим променама напона, па се отвара могућност да се њиховим развојем и применом поменути проблеми отклоне. Погонски претварачи у склопу дигиталног електричног погона треба да имају одрећену робусност у погледу нерегуларности мрежног напона. Поред овога, све чешће се јавља захтев да се енергија добијена кочењем погона врати у градску мрежу процесом рекуперације. Коначно, код примене електронски контролисаних погона великих снага (P > 300 kW) потребно је имати погонски претварач који на својим излазним прикључцима даје наизменичан напон варијабилне учестаности и амплитуде од неколико киловолти. Најзначајније топологије претварача учестаности и трендови у развоју погонских претварача дати су у оквиру одељка 10.11. Утицај напретка у технологији полупроводничких прекидача снаге на развој микропроцесорски управљаних погона дат је у одељку 10.12, док су проблеми буке коју погони стварају у току рада изложени у одељку 10.13 уз приказ досадашњих решења и праваца истраживања.

Одељак 10.14 приказује стање и трендове развоја у пројектовању савремених мотора за наизменичну струју. Поступци пројектовања трофазних асинхроних мотора су у току читавог прошлог века били усмерени ка изради мотора напајаних из трофазне градске мреже, без могућности регулисања путем промене учестаности. При покретању мрежно напајаног асинхроног мотора, ротор је заустављен док је учестаност статорских струја једнака мрежној учестаности. Ефективна вредност струје статора вишеструко превазилази номиналну, губици у ротору и статору могу превазићи номиналну снагу, док велика вредност клизања (s = 1) проузрокује релативно мали покретачки момент. При пројектовању оваквих мотора предузима се низ мера усмерених ка увећању полазног момента, свођењу полазне струје на прихватљиву меру и увећању максималног (превалног) момента који мотор може развити. Као последица ових мера, мотор не може бити оптимизиран у погледу губитака снаге у празном ходу и номиналном режиму рада. Из истог разлога, утрошак гвожђа и бакра, као и димензије мотора, нису сведени на најмању могућу меру. Напајањем асинхроног мотора из напонског извора променљиве учестаности отклањају се проблеми поласка. Учестаност статора се може

1.4. Организација књиге

прилагодити брзини обртања ротора, чиме је омогућена контрола клизања. Променом односа напона и учестаности амплитуда флукса се може прилагодити оптерећењу мотора. Захваљујући дигиталном управљању, варијације у мрежном напону немају утицаја на рад мотора. Поступак пројектовања мотора се сада може знатно изменити. Као критеријум оптималности може се узети енергетска ефикасност мотора и утрошак активног материјала при изради мотора. На крају одељка разматрају се мотори са перманентним магнетима, линеарни мотори, као и основни проблеми интеграције електричних мотора и погонских претварача у заједничко кућиште.

Трендови у развоју прекидачких релуктантних (SR – Switched Reluctance) мотора дати су у одељку 10.15. Одсуство обртног поља и импулсни карактер струја у статорском намотају разликују овај мотор од конвенционалних мотора. Асинхрони, синхрони, релуктантни мотори и мотори за једносмерну струју могу у ограниченој мери функционисати без погонског претварача и контролера; довољно је прикључити их на одговарајући извор једносмерног или наизменичног напона. SR мотор не може функционисати без нарочитог погонског претварача који ће, у зависности од положаја ротора, у статорским намотајима обезбедити импулсе струје жељеног облика. Премда познати још у деветнаестом веку, SR мотори су се изнова почели користити тек у другој половини двадесетог века. Предности и проблеми коришћења електричних погона са SR моторима, развој конверторских топологија и закона управљања SR моторима, као и перспективна поља њихове примене, предмет су анализа и излагања у одељку 10.15.

У оквиру истраживачког рада на увећању брзине и тачности система за управљање кретањем уочава се тренд децентрализације функција управљања и све већа примена линеарних мотора. Основни проблеми и резултати су укратко приказани у одељку 10.16. Проблем управљања кретањем подељен је у четири нивоа. Дате су централизоване и децентрализоване структуре и изложене су њихове основне особине. Образложен је утицај децентрализације на потискивање каскадних структура управљања и дати су захтеви који се постављају пред дигитални електрични погон. Индустријски роботи најчешће имају три до седам степени слободе кретања, па је за њихово покретање потребан исти толики или већи број независно управљаних сервомотора. Вишеосни дигитални сервопојачавачи приказани су на примеру уређаја DBM (Digital Brushless Multiaxis Servoamplifier) [13,29] чији је хардвер и софтвер начинио аутор ове књиге. Размотрени су проблеми преноса аналогних сигнала као и дигитална комуникација између сервопојачавача и централног рачунара и указано је на основне разлике које постоје у архитектури и одзиву система са централизованим и децентрализованим управљачким системом. Указано је на предности система који користе директно спрегнуте линеарне моторе, као и на проблеме њихове уградње и експлоатације.

У последњем, **једанаестом** поглављу ове књиге дати су закључци, наведени најзначајнији проблеми за које до сада није нађено адекватно решење и назначени најважнији правци даљег истраживачког рада.

Структура дигитално управљаних погона и њихова подела према називној снази, перформансама и пољу примене

Дигитални електрични погон је уређај који претвара електричну енергију, добијену из примарног извора (сл. 2.1) у механички рад. Створени механички рад се преко вратила електричног мотора предаје радној машини, чији се делови покрећу задатом брзином или прате жељену позициону трајекторију.



Слика 2.1. Структура микропроцесорски управљаног електричног погона.

Као примарни извор најчешће се има нисконапонска трофазна дистрибутивна мрежа учестаности 50 или 60 Hz, ефективне вредности линијских напона 3×230 V, 3×400 V или 3×460 V. Брзина обртања електричног мотора се у току рада континуално мења, те је потребно на исти начин мењати амплитуду и учестаност напона који се доводе на статор. Погонски претварач је уређај енергетске електронике чији је задатак да снагу примарног извора конвертује у облик који је потребно имати на статорским намотајима мотора. Најчешће се сусреће топологија приказана на слици 2.1. Ова топологија има исправљач који мрежни напон конвертује у једносмерни (AC/DC), једносмерно међуколо у коме се за акумулацију енергије користе електролитички кондензатори, као и трофазни транзисторски инвертор који напон међукола конвертује у наизменични (DC/AC), амплитуде и учестаности прилагођене потребама мотора.

Дигитални погонски контролер има специјализоване бројачке системе који генеришу сигнале за управљање стањем полупроводничких прекидача снаге у оквиру транзисторског инвертора. Управљачки сигнали се генеришу по алгоритму регуларне или *space-vector* [30] ширинске модулације, чиме је обезбеђен статорски напон променљиве амплитуде и учестаности. Струје у фазним намотајима мотора се мере и преводе у дигитални облик помоћу A/D конвертора. Мерење струја и управљање напоном предуслов су за управљање моментом и флуксом електричног мотора. Помоћу инкременталног енкодера и бројачких система за одређивање броја и ширине импулса, дигитални погонски контролер може оценити брзину обртања и положај вратила мотора. Задата вредност брзине или позиције се може интерно генерисати или добити од надређеног рачунара путем брзих дигиталних комуникационих канала. Помоћу наведених периферијских уређаја и уз адекватну алгоритамску подршку, дигитални електрични погон је оспособљен за регулисање момента, брзине и позиције, те он тако постаје извршни орган у производним машинама и многим другим применама.

Дигитални електрични погони се могу разврстати у групе по месту примене, карактеристикама, напонском нивоу, називној снази и топологији конвертора. Може се уочити пет основних група:

- 1) електрични погони високих перформанси (сервопогони),
- 2) електрични погони опште намене,
- 3) електрични погони у производима широке потрошње,
- 4) електровучни погони, и
- 5) електрични погони велике снаге, средњег напонског нивоа.

Електрични погони високих перформанси представљају примену у којој је регулација брзине неопходна. Електрични мотор се користи као извршни орган у кругу регулације силе, момента, притиска, протока, брзине и позиције. Уобичајено је да се на вратило мотора угради давач брзине и позиције. Позициони и брзински сервомеханизми користе се у процесној индустрији, код алатних машина, у роботици, код индустријских манипулатора, у ваљаоницама, намотавачима, лифтовима (сл. 2.2), крановима, у папирној и текстилној индустрији, као и другим применама где се врши управљање кретањем. У овим погонима најчешће се сусрећу асинхрони сервомотори и синхрони мотори са перманентним магнетима на ротору [20,31]. Називна снага мотора креће се у опсегу од 0,05 до 200 kW, док је очекивани пропусни опсег регулационе контуре момента, брзине и позиције 1 kHz, 200 Hz и 60 Hz респективно. Број нових инсталација условљен је развојем индустрије. Просечно годишње увећање броја сервопогона једносмерне струје је 3%, док се број сервојединица наизменичне струје увећа за 12%.



Слика 2.2. Покретање путничког лифта помоћу микропроцесорски управљаног електричног погона са трофазним асинхроним мотором.

Дигитални електрични погони опште намене су примене у којима брзина и тачност одзива нису од пресудног значаја. Цена и поузданост у обављању основне функције су приоритети у пројектовању оваквих погона. Регулација брзине је опциона; веома често се ради економисања брзина мења у ужем опсегу или се чак примењују мотори чија се брзина не може мењати. Значај регулације брзине је пре свега у уштеди енергије, умањењу трошкова одржавања и увећању поузданости. Код погона пумпи, вентилатора, компресора (ПВК) као и код примене електричних мотора у системима за грејање, вентилацију и кондиционирање ваздуха (HVAC – *Heating, Ventilation and Air Conditionning*), потребно је споро подешавати брзину уз релативно малу захтевану тачност. Предности добијене елиминацијом релејног управљања и механичког пригушења протока флуида чине да се број нових инсталација брзо увећава. Највећу примену имају нисконапонски асинхрони мотори снаге од 0,37 kW до 50 kW као и синхрони мотори са намотаним ротором за снаге веће од 100 kW. Мотори по правилу немају давач позиције нити тахогенератор на вратилу. Регулатор је у великом броју случајева заснован на директном векторском управљању. Топологија погонског конвертора и полупроводнички прекидачи снаге бирају се тако да се умањи стрмина напонског таласа (dV/dt) и ублажи проблем убрзаног старења изолације мотора.

Дигитални електрични погони у производима широке потрошње примењују се ради увећања удобности, уштеде електричне енергије и умањења укупне цене уређаја. Примарни захтев је мали утрошак и ниска цена материјала, као и могућност масовне и економичне производње. У ту сврху се развијају нове топологије претварача [32,33], нове врсте електричних мотора [34] и нови приступи управљању погоном без сензора на вратилу [35]. Као пример, регулисани погон снаге 0,5 kW у машини за прање рубља мора имати интерну цену мању од 15 америчких долара [34] како предности фреквенцијске регулације не би биле у сенци превисоке цене мотор-претварачке групе за покретање бубња. Производи широке потрошње се користе у резиденцијалним и канцеларијским просторима, те се од дигиталног електричног погона захтева минимално топлотно, звучно и електромагнетско загађење околине, док су динамика и тачност регулације од секундарног значаја. У оквиру кућних апарата још увек се користе универзални (колекторски) мотори као и монофазни асинхрони мотори. У зачетку је увођење фреквенцијски регулисаних асинхроних и коришћење синхроних мотора са перманентним магнетом на ротору. Сусрећу се називне снаге од 10 W до 5 kW. Мотори за једносмерну струју са перманентним магнетом на статору сусрећу се у серво и помоћним апликацијама код савремених аутомобила (вентилатори, покретање прозора и седишта, аутоматизовани сигурносни појас, итд.). Тренд интеграције управљачких електронских склопова и полупроводничких прекидача снаге у јединствено интегрисано коло, као и настојање да се погонски конвертор интегрише у кућиште мотора, обећавају даље умањење цене и ширу примену дигитално управљаних машина за наизменичну струју у уређајима који се масовно производе.

Електровучни погони са моторима за једносмерну и наизменичну струју опсега снага од 0,5 kW до 2 MW користе се за покретање возила градског саобраћаја, у железници, код манипулатора, електричних аутомобила, као и у оквиру система за брзи превоз путника (RTS – *Rapid Transportation Systems*). Жељене карактеристике вучних погона су способност за рад у режиму слабљења

поља (P = Const.) са што већим односом максималне и номиналне брзине ($\omega_{max}/\omega_{nom}$), способност за електрично кочење, рекуперацију, као и реализација противклизнезаштите заснована на брзом одзиву момента и опсерверима убрзања. У случају аутономних возила која користе акумулаторе, од значаја је што већи степен корисног дејства мотора и конвертора [36]. Једноставност конструкције ротора асинхроних машина омогућује реализацију напредних конструкција вучних мотора [37] као што је линеарни мотор (LIM) и асинхрони вучни мотор уграђен у саму погонску осовину. Електровучни конвертори се граде за низ различитих напонских нивоа. Код манипулатора и електричних аутомобила сусрећу се напони једносмерног међукола од 24 V до 300 V, док се код RTS система и железнице конвертори граде за напоне од 600 до 2500 V. За вучне конверторе граде се наменски полупроводнички прекидачи снаге, великих радних струја и напона.

На прелазу између два миленијума, значајно је увећан број примена фреквенцијски регулисаних погона у електричним возилима. Све веће загађење ваздуха створено сагоревањем фосилних горива фаворизује употребу електричних и хибридних аутомобила који су еколошки прихватљиви. За покретање HEV и ZEV возила користе се вучни мотори за наизменичну струју који су дигитално управљани.

Уређаји за помоћна кретања и сигурносне функције у аутомобилима и другим возилима се пројектују и остварују помоћу дигиталних електричних погона. Концепт пројектовања електричних уређаја и система на возилу познат под називом *x-by wire* подразумева дигитални пренос команди и стања, најчешће уз помоћ брзе двожичне серијске везе (CAN – Controller Area Network) развијене за примене у возилима, доцније прихваћене и у индустријској аутоматизацији. Различити уређаји и агрегати, почевши од сигнализационих светлосних извора па до система за кочење, имају локалну интелигенцију у виду минијатурног дигиталног контролера који може да комуницира путем CAN-bus мреже као и да управља полупроводничким прекидачима снаге како би се успоставила струја у одређеној сијалици, контролисала брзина обртања неког од помоћних мотора или активирао систем за кочење. Многи од помоћних уређаја на аутомобилу имају електричне машине, те стога x-by wire концепт ствара потребу за већом употребом дигиталних електричних погона прилагођених потребама аутомобилске индустрије. У примени овог концепта, међу европским произвођачима опреме за аутомобиле најактивнија је фабрика Magneti Marelli.

Присуство локалног контролера омогућава дијагностику и рану детекцију отказа. Ипак, релативно споро прихватање *x-by wire* концепта у електричним и хибридним возилима условљено је разлозима сигурности. Стручњаци агенција које прописују сигурносне норме сматрају да направе чије неисправно функционисање може угрозити живот не могу бити базиране на полупроводничким прекидачима снаге већ морају имати механичке прекидаче. Инверзно поларизован *pn* спој сматра се недовољно поузданим прекидом везе, док се транзистор у проводном стању сматра непоузданом везом. Из сличних разлога, микроконтролер и његов програм се сматрају непоузданим начином за доношење виталних одлука. па је више година трајао отпор примени x-by-wire концепта у реализацији управљачког механизма аутомобила (тј. везе волана и предњих точкова). Управљање аутомобилом преко дигиталног преноса команде и уз коришћење дигиталних електричних погона и данас се препоручује само у градској вожњи (Fiat Punto). Једнак проблем сусреће се и у области индустријских погона, где се често захтева да мотори и дигитални електрични погони буду раздвојени механичким прекидачима када год оператер уђе у домет хватаљки индустријског робота. Сигурносни аспекти за сада отежавају и поскупљују примену дигиталних електричних погона, захтевајући редундантне хардверске ресурсе и програмске мере као и уградњу наизглед непотребних механичких растављача. Сигурносне норме се већ прилагођавају новонасталој 'дигитализованој' ситуацији. Велики број прописа настао је у времену када дигитални микроконтролери нису били расположиви, па је сада те прописе потребно изменити. Ради достизања потребног степена сигурности, мењају се и поступци пројектовања хардвера и софтвера самих дигиталних електричних погона. Проблеми сигурности представљају поље теоријског и практичног рада као и интензивне патентне активности.

Дигитални електрични погони снаге веће од 500 kW израђују се за средњенапонске нивое. Сусрећу се стандардне вредности називних напона од 2300, 4160 и 6600 V. Области у којима се средњенапонски мотори сусрећу су ваљаонички станови [38], млинови, пумпе и компресори. Највећу примену имају асинхрони мотори, док се код изразито великих снага и потребе за компензацијом реактивне снаге примењују синхрони мотори снаге до 10 MW. Спороходни мотори се напајају из мрежом вођених циклоконвертора, синхрони мотори се напајају из струјних инвертора, док се напајање асинхроних мотора врши из инвертора са већим бројем расположивих дискретних вредности излазног напона (сл. 2.3) [39,40]. Употребом електричних погона код компресора и пумпи велике снаге у нафтној индустрији трошкови одржавања се умање са 40 USD/kW годишње, колико се има за погоне са гасном или парном турбином, на свега 10 USD/kW годишње. Даља експанзија дигиталних електричних погона велике снаге одређена је поглавито економским и еколошким чиниоцима. Топологија конвертора снаге и алгоритми управљања овим погонима нису консолидовани и представљају поље у коме је могуће дати нове и оригиналне научне и техничке доприносе.

Микропроцесорско управљање има кључну улогу у свакој од поменутих области примене електричних погона. У оквиру књиге разматрају се проблеми моделовања, синтезе и имплементације закона управљања, као и пројектовања и градње хардверских ресурса неопходних за управљање моментом, брзином и позицијом електричних мотора. Стање и перспективе развоја сваке од поменутих пет група микропроцесорски управљаних електричних погона изложене су у оквиру десетог поглавља. Размотрена је еволуција техника управљања погонима, анализиран утицај појаве наменских брзих процесора за управљање електромеханичком конверзијом и кретањем, развој напредних полупроводничких прекидача снаге и њихов утицај на топологију погонских конвертора, као и развој нових врста електричних мотора и сензора. Уочљива су настојања [41,42] да кроз примену савремених приступа управљању електрични погони стекну способност прилагођавања и доношења дискретних одлука на начин који умањује потребу за присуством техничког особља у фази инсталације и трајног рада погона. Анализирана су могућа решења проблема електромагнетске компатибилности, перспективе развоја дигиталне комуникације између регулисаних погона и процесних рачунара, помаци ка децентрализованом управљању и дистрибуираној интелигенцији, трендови модуларног извођења и општи тренд увећања економичности путем хардверске и програмске интеграције. Проучени су захтеви које позиционим сервомеханизмима намеђу савремени центри за машинску обраду и технологије резања воденим и ласерским млазом, и назначени основни правци даљег истраживања и развоја у пољу погона високих перформанси и погона опште намене.



Слика 2.3. Изглед савременог погонског конвертора чија је називна снага 500 kW.

3. Пројектовање микропроцесорског регулатора брзине у оквиру система за управљање кретањем

Управљање кретањем у области индустријске роботике и флексибилне аутоматизације данас се заснива на електричним погонима високих перформанси, познатих под именом сервомотори. Кретање алата, предмета обраде, аутономног возила или робота одвија се према жељеним, унапред одређеним трајекторијама. За сваки поједини степен слободе који има механички подсистем, трајекторије се одређују тако да њихово једновремено праћење обезбеђује складно, координисано кретање структуре. Појединачни вид слободе обртног или транслаторног кретања у литератури се често назива оса, тако да троосна машина подразумева механичку структуру са три степена слободе. Кретање у свакој од оса најчешће обезбеђује један електрични сервомотор.

У току кретања постоје реактивне силе и моменти које ствара радна машина, силе трења као и силе спреге које се јављају услед кретања у другим осама. Ове силе имају тенденцију да брзину и позицију посматране осе изведу ван жељене трајекторије. Задатак алгоритма за управљање кретањем је да генерише сигнале за контролу сервомотора на начин који ће омогућити праћење задате трајекторије уз што мању грешку и што већи пропусни опсег. Управљање кретањем једне осе илустровано је сликом 3.1. Структура система за управљање кретањем има:

а) Унутрашњу регулациону контуру чији је задатак да покретачки момент који сервомотор ствара одржи на жељеној вредности. Ово се постиже генерисањем адекватних управљачких сигнала за контролу рада погонског претварача који одређује напон напајања мотора. Брзина одзива која се може постићи у регулацији момента знатно је већа од брзине прелазних појава у контурама за регулацију угаоне брзине и позиције. Захваљујући томе, сервопогон са унутрашњом регулационом контуром може бити моделован као блок са статичким појачањем K_M , што је на слици 3.1 и приказано.

б) Спољашњу контуру која регулише убрзање, брзину и позицију делова механичког подсистема. Функције управљања брзином и позицијом користе сервомотор као извршни орган који на вратилу даје жељени покретачки момент.

Контура за управљање моментом (унутрашња контура) одређена је врстом мотора и погонског претварача док спољашња контура зависи од врсте радне машине и начина кретања које помоћу ње треба остварити. У оквиру овог и наредна два поглавља изложени су проблеми управљања брзином и позицијом. После уводних разматрања, изложени су најзначајнији проблеми који се сусрећу у реализацији контроле кретања, резултати примене досадашњих истраживања као и трендови развоја. У спроведеним разматрањима сервомотор се сматра идеалним извршним органом. Проблеми управљања моментом су разматрани у другој књизи (Дигитално управљање електричним погонима II).





3.1. Значај, улога и очекиване карактеристике електричних сервопогона у системима за управљање кретањем

Модернизација процеса производње и увођење аутоматизованих производних машина променили су навике људи и свет око њих. Напредак у пољу индустријске аутоматизације нагло се убрзава у току седамдесетих година прошлог века, када електрични погони променљиве брзине замењују хидрауличне и пнеуматске извршне органе (сл. 3.2), док се на задацима синхронизације и управљања производњом пређашњи механички сатни механизми замењују дигиталним рачунарима. Алатне машине и индустријски роботи покретани сервомоторима за наизменичну струју доприносе повећању продуктивности и квалитета обраде у аутомобилској индустрији, ваљаоницама, текстилној индустрији и индустрији папира, код прераде и паковања хране и многим другим апликацијама (сл. 3.3). На сталну експанзију центара за машинску обраду указује чињеница да њихова производња у Немачкој у последњој деценији прошлог века достиже обим од 100 милијарди евра и има просечан годишњи раст од 7%, што указује и на темпо развоја и примене електричних сервопогона у системима за контролу кретања.



Слика 3.2. Поступак аутоматизованог резања и перфорације металних трака захтева координисано управљање брзином обртања три сервомотора и синхронизовано покретање маказа за резање.

Захтеви за увећањем брзине обраде и увећањем тачности позиционирања јављају се као резултат настојања да се једновремено увећа продуктивност и квалитет обраде. Ради увећања броја обрађених комада у јединици времена потребно је скратити циклус обраде и увећати брзину, док се квалитет постиже прецизнијом контролом кретања. Ови захтеви су противречни, те њихово задовољавање представља изазов за све техничке дисциплине укључене у градњу система за контролу кретања производних машина. Задатак позиционих и брзинских сервомеханизама је остварење што бржег и прецизнијег кретања алата, комада који се обрађује или неког другог предмета по унапред одређеној трајекторији, временски и просторно спрегнутој са кретањем преосталих оса машине. Одступања од жељеног понашања проузрокована су валовитошћу електромагнетског момента услед несавршености мотора, шумом и квантизацијом код мерења позиције, нелинеарним отпорима кретању, кочећим моментом импулсног карактера који се ствара услед отпора материјала резању и сечењу као и отпором лежајева мотора. Грешке у праћењу трајекторије нарушавају квалитет обраде па се захтева да пропусни опсег регулационих контура буде што већи. Захтеви у погледу перформанси брзинских и позиционих сервосистема биће илустровани са неколико примера.





Савремене машине за резање воденим или ласерским млазом захтевају да пропусни опсег брзинског сервомеханизма буде већи од 200 Hz. Машинска обрада материјала најчешће укључује један електрични погон велике брзине обртања који покреће вретено (главни погон) и већи број помоћних сервопогона за покретање алата и предмета обраде. Развој нових алатних материјала омогућује увећање брзине обраде [43], па се у употребу уводе погони вретена за брзине до 50000 o/min и снаге од 11 до 22 kW [44]. Задатак помоћних погона је вршење брзих помака при измени и одлагању комада и алата (преко 100 m/min), као и веома прецизно праћење трајекторије у току процеса обраде. Код обраде комада, више помоћних погона синхронизовано прати сложене трајекторије. При праћењу трајекторија захтева се тачност од 0,2 μ m. Специјалне примене могу захтевати и већу тачност (до 10 nm) и тада се примењују пиезоелектрични актуатори.

Помоћни погон мора задржати алат на жељеној трајекторији и у присуству отпора и сила проузрокованих процесом резања материјала [45]. Потребно је обезбедити крутост од 5 до 50 kN/m. У случају резања изузетно тврдих материјала (обрада индустријског дијаманта у процесу израде алата) тражи се коефицијент крутости већи од 100 kN/m. Поред поменутих захтева, од помоћних погона се очекује и способност брзог реаговања на команде надређеног рачунара (CNC)

37

као и напредна решења сигнализације, заштите и надзора. Достизање поменутих карактеристика захтева увођење савремених приступа решавања проблема управљања кретањем [46,47]. Нешто умеренији захтеви сусрећу се код машина за аутоматизовану монтажу штампаних кола (*pick-and-place*) које имају оптичку инспекцију квалитета и прецизности асемблирања, брзине рада до 2,5 m/s, прецизност у стационарном стању од 1 µm као и брзину одзива такву да се позициона грешка у времену од 10 ms до 30 ms сведе на вредност мању од 5 µm.

Позициони сервопогони умерених перформанси користе се широко у машинама за дозирање и паковање (сл. 3.4), које су знатно бројније од алатних машина. Флексибилност обезбеђена применом дигиталних сервопогона и нумеричког управљања омогућује велике брзине рада и кратко време преласка са паковања једне на другу врсту производа.



Слика 3.4. Пример употребе брзински регулисаних сервопогона у процесу израде картонске амбалаже. Покретање ваљака, ножа и додавача, као и обављање помоћних кретања остварује се помоћу микропроцесорски контролисаних електричних погона.

Индустријски роботи у погледу брзине реаговања и тачности пред електричне сервопогоне постављају нешто умереније захтеве. Просторне грешке праћења од 2 до 3 µm се сматрају прихватљивим, али се тражи способност цикличног понављања трајекторије без кумулативних одступања већих од 5 µm. Поред тога, тражи се и велика поузданост која се огледа у дугим статистички очекиваним интервалима између два сукцесивна квара (MTBF – *Mean Time Between Failures*). Механичка презентација модула робота и поступак параметризације треба да буду такви да се код евентуалних кварова и испада има што краће време отклањања квара (*down-time*). Код робота-манипулатора за прихватање, пренос и одлагање предмета потребно је применити хибридне сервоструктуре са позиционом контуром и секундарном контуром за регулацију контактне силе (притиска хватаљки), која се активира у фази прихватања и држања предмета [48,49]. Проблем регулације силе је нарочито критичан код прихватања крутих и крхких предмета као што су кристалне чаше [13]. Решавање овог проблема може захтевати уградњу нарочитих сензора силе и убрзања у механичку структуру манипулатора [50] као и примену нестандардних давача брзине и позиције. Развој давача позиције је поље интензивног рада великог броја истраживача, док њихова производња 1995. у САД достиже 1,7 милијарди долара. Поред потенциометара, сензора за детекцију транслаторних помераја (Linear Displacement to Analog Out), ризолвера [51], тахометара и оптичких енкодера, развијају се и интерферометријски позициони давачи засновани на He-Ne ласеру. Ови давачи омогућују постизање резолуције од 5 nm, тачности од 500 nm и користе се углавном код машина за обраду ласерским млазом. Премда дају довољну прецизност и поновљивост, оптички енкодери [52] се користе једино у апликацијама где радна температура не прелази 125°С, па је отежана њихова монтажа на вратило електромотора. Карактеристике поменутих сензора адекватно илуструју очекиване перформансе дигиталних регулатора брзине и позиције који се примењују у индустријским роботима.

3.2. Одређивање структуре регулатора брзине

Регулација брзине обртања електричних сервомотора је све до појаве адекватних дигиталних погонских контролера имплементирана коришћењем аналогних управљачких кола са операционим појачавачима. Задатак аналогних регулатора брзине, грађених током шездесетих и седамдесетих година прошлог века, био је да упореде напон пропорционалан задатој брзини са напоном добијеним са тахогенератора уграђеног на вратило мотора, те да на основу утврђене грешке у брзини обртања генеришу сигнал управљања, најчешће у форми стандардног напонског сигнала који се мења у опсегу од -10 V до +10 V. Погонски претварач је имао улогу појачавача добијеног сигнала, са задатком да на вратилу створи покретачки момент пропорционалан управљачком сигналу. Најчешће су се користили сервомотори једносмерне струје напајани из транзисторског погонског претварача са ширинском модулацијом, те је управљачки сигнал који генерише аналогни регулатор брзине деловао на арматурни напон и струју мотора. Поменути сервосистеми имали су боље перформансе од хидрауличких и пнеуматских еквивалената, али су њихове карактеристике у многим аспектима ограничене аналогном имплементацијом регулатора брзине:

 Рад у области веома малих брзина отежан је због присутног офсета коришћених операционих појачавача. Компензација офсета помоћу нарочитих потенциометара даје ограничене резултате услед температурних варијација.

- Сигнал добијен из тахогенератора има шум који је повезан са клизањем четкица преко колекторских кришки. При великим брзинама обртања, шум је изван пропусног опсега регулатора брзине. Код малих брзина, доминантне учестаности шума су такође мале и представљају проблем који ограничава применљива појачања и пропусни опсег регулатора.
- Параметри регулатора зависе од пасивних компоненти (отпорника и кондензатора) који су подложни процесу старења у току кога мењају своје отпорности, односно капацитивности. Параметри регулације се мењају и код промене температуре амбијента због температурне зависности отпорности и капацитивности појединих компоненти.
- Аналогна имплементација регулатора онемогућује практичну примену филтра са коначним временом трајања импулсног одзива (FIR) и филтра са веома великим степеном слабљења појединих учестаности (*notch*), за којима се јавља потреба код сервосистема чија механичка структура има еластично спрегнуте масе, док се у преноснику има празан ход.
- Аналогна имплементација отежава промену параметара регулације у функцији радног режима, што је у брзинским сервосистемима често потребно.

Дигитална имплементација регулатора брзине омогућена је развојем и применом дигиталних погонских контролера као и дигитализацијом сензора на вратилу мотора. Сигнал брзине и позиције, добијен од инкременталног енкодера или електромагнетског ризолвера, задовољавајућег је квалитета и при малим брзинама обртања јер нема шум карактеристичан за тахогенератор. Нумерички капацитет дигиталних погонских контролера омогућује имплементацију нелинеарних компензатора, прилагођење параметара регулације и коришћење филтара који се у аналогној имплементацији нису могли применити. Могућност за обављање великог броја операција у јединици времена и одговарајући алгоритми за управљање моментом електричних мотора (описани у четвртом поглављу) омогућују да се покретачки момент задаје са пропусним опсегом већим од 1 kHz. Дигитални погонски контролер је, наиме, спреман да генерише управљачке сигнале за контролу стања погонског претварача и тако делује на терминалне величине мотора да се на вратилу добија момент који жељену вредност достиже за 100 до 200 µs. Захваљујући томе, одзив покретачког момента је за два реда величине бржи од прелазних појава у механичком подсистему и одговарајућих временских константи, тако да се у фази пројектовања регулатора брзине дигитално управљани погон може третирати као пропорционални извршни орган са занемаривим кашњењем. Могућност директног управљања моментом олакшава синтезу регулатора брзине, јер се функција преноса објекта своди на функцију преноса механичког подсистема. У разматрањима која следе изложен је поступак синтезе

дигиталног регулатора брзине за случај у коме механички систем има сконцентрисане масе док је преносник идеално крут и нема мртвог хода. Проблеми еластичне спреге и механичке резонансе обрађени су у шестом поглављу.

3.2.1. Улога диференцијалног дејства код брзинског и позиционог регулатора

Регулатор, извршни орган и процес приказани су у виду блок дијаграма на слици 3.5а. Приликом одређивања структуре регулатора брзине треба уочити да постоји једна управљачка варијабла, а то је задата вредност покретачког момента, као и један мерени излаз система – брзина обртања вратила. Имајући у виду претпоставку о крутој спрези мотора и радне машине, ова брзина одговара брзини обртања радне машине. Због присуства једног улаза и једног излаза, може се очекивати да сам регулатор буде начињен као серијски компензатор, лоциран у директној грани, са детектованом грешком у брзини на улазу и командом за покретачки момент на излазу. Премда читалац већ очекује да регулатор има пропорционално и интегрално дејство, у следећем пасусу дата је кратка дискусија која образлаже структуру брзинског и позиционог регулатора и даје одговор на питање зашто се диференцијално дејство код регулатора брзине не примењује.



Слика 3.5а. Пропорционално-интегрални регулатор брзине W_{REG} се налази у директној грани, има сигнал грешке $\Delta \omega$ на улазу и генерише задату вредност момента M_{em}^{dig} на излазу. Покретачки момент који сервопогон може развити ограничен је струјним капацитетом погонског претварача на вредност M_{max} .

Серијски компензатор у директној грани система који управља објектом са једним улазом (управљачка променљива) и једним излазом, може имати интегрално, пропорционално и диференцијално дејство, као и дејства пропорционална изводима вишег реда. У дефинисању потребних дејстава треба анализирати функцију преноса објекта. Број полова у овој функцији зависи од броја променљивих стања које се у оквиру објекта уочавају. Под променљивим стања подразумевају се варијабле као што су брзина или струја, које представљају меру за кинетичку енергију залетелих маса или енергију магнетског поља, као и величине међу којима је позиција или наелектрисање, које мере потенцијалну енергију механичког подсистема или енергију електричног поља унутар кондензатора. Из уоченог скупа треба елиминисати оне варијабле које се могу изразити као линеарна комбинација или функција преосталих променљивих стања.

У пракси се често сусрећемо са тврдњама како поједини објекти имају једну променљиву стања, те их називамо објектима првог реда. Треба узети у обзир да је објекат управљања који би доиста био првог реда у пракси веома тешко наћи. Из тврдње да је посматрани објекат првог реда не треба, дакле, закључити да је у његовим оквирима немогуће уочити више од једне променљиве стања. Ради се, наиме, о томе да су релевантни аспекти динамичког понашања објекта такви да се он може сасвим успешно моделовати као објекат првог реда.

У фази синтезе серијског компензатора потребно је поменута квалитативна разматрања квантификовати и дати одговор на питање ког реда је модел који на задовољавајући начин представља објекат.

Пре свега, потребно је имати практичну инжењерску оцену о томе коју је брзину реаговања потребно и могуће остварити. Брзина реаговања се често представља учестаношћу пропусног опсега. За систем пропусног опсега од f_{BW} сматрамо да може са успехом остварити оне задате вредности излаза чија је динамика окарактерисана учестаностима мањим од f_{BW} , и да може компензовати деловање оних поремећаја чија је спектрална снага у зони испод учестаности f_{BW} . Ограничења која постоје у извршном органу и самом објекту спречавају да регулатор делује на динамичко понашање система при учестаностима знатно већим од f_{BW} .

Као пример може се узети електрични сервомотор спрегнут са радном машином релативно кратком и крутом осовином. Прелиминарна анализа оваквог система резултовала би закључком да је овакав систем трећег реда, те да има пол у координатном почетку и пар слабо пригушених конјуговано комплексних полова. Уочени комплексни полови одређују учестаност механичке резонансе и/или торзионих осцилација система. Узрок овоме је чињеница да осовина има коначну крутост те да она еластично спреже две покретне масе: ротор сервомотора и обртну масу радне машине. Веома детаљна анализа резултовала би закључком да се ни сам ротор мотора не може посматрати као круто тело, већ је и он у одређеној мери подложан торзији, па се мора моделовати као систем еластично спрегнутих маса. Ближим увидом у проблем закључило би се да се свако од појединих тела мора моделовати као систем са расподељеним параметрима, што би веома отежало даљи рад на синтези регулатора.

Узмемо ли међутим у обзир чињеницу да постојећа системска ограничења не дају могућност да се делује на динамичко понашање система при учестаностима знатно већим од f_{BW} , можемо горе поменути механички подсистем знатно упростити. Уколико је осовина која спреже мотор и радну машину релативно кратка, њена крутост је таква да је учестаност механичке резонансе (тј. учестаност поменутих конјуговано комплексних полова) у опсегу од 5 до 50 kHz. Дакле, при хипотетичком удару момента чија би стрмина била јако велика и тако представљала побуду за поменуту резонансу, могао би се чути звук сличан ономе који даје наковањ након удара чекићем. У пракси, управљачки момент који електрични погон ствара нема побуду за поменуте динамичке процесе. Поред осталог, на прелазне појаве у зонама учестаности изнад 5 kHz није могуће деловати, нити се поремећаји на овим учестаностима могу компензовати. Стога је практично да се код одређивања модела објекта занемаре они аспекти динамичког понашања који су далеко изнад физички остваривог пропусног опсега. У литератури [53], поменути аспекти су познати под именом немоделована динамика. Примењујући речено на систем који има сервомотор и радну машину спрегнуте кратком осовином, добија се модел објекта који је првог реда и има једну променљиву стања (брзину обртања мотора која се, услед велике крутости осовине, сматра једнаком брзини обртања радне машине).

Након одређивања практичног модела и реда објекта, може се дефинисати структура серијског компензатора. Може се показати да је стабилан одзив са задовољавајућим степеном пригушења могуће постићи само у случају када постоји (барем имплицитно) повратна спрега по сваком од релевантних стања објекта. Како се разматра синтеза серијског компензатора са једним улазом и једним излазом, поставља се питање да ли је овакву повратну спрегу могуће остварити. Ако као пример узмемо позициони сервосистем са идеализованим механичким подсистемом чији је момент инерције *J*, имаћемо објекат другог реда (сл. 3.56). Разлика покретачког момента и момента оптерећења и функција преноса $1/(J \cdot s)$ одредиће брзину обртања ω , док ће излаз из система, позиција θ , бити одређена брзином обртања и функцијом преноса 1/s. Променљиве стања објекта су ω и θ , при чему је последња уједно и излаз система. Повратна спрега по излазу θ , појачања *P*, резултоваће карактеристичним полиномом

$$f(s) = s^2 + \frac{P}{J} \quad ,$$

чије нуле леже на имагинарној оси. Када би било могуће успоставити повратну спрегу по брзини, унутрашњој променљивој стања која се експлицитно не мери, добио би се задовољавајући степен пригушења. Оваква повратна спрега се може добити и без мерења брзине увођењем диференцијалног деловања *D* по мереној позицији. Сада карактеристични полином узима облик

$$f(s) = s^{2} + s\frac{D}{J} + \frac{P}{J} = s^{2} + 2\xi\omega_{n}s + \omega_{n}^{2}$$

па се усвајањем довољно великог диференцијалног појачања D може постићи жељени степен пригушења импулсног одзива $\xi = 0.5 D (JP)^{-0.5}$.

На сличан начин, може се закључити да је за објекат првог реда, чија је функција преноса $W_O(s) = 1/(J \cdot s)$, довољно имати пропорционално дејство и да

диференцијално деловање није потребно. Такође се закључује да је за објекат са функцијом преноса $W_O(s) = 1/s^3$ потребан серијски компензатор који има управљачке акције пропорционалне излазу, његовом првом и другом изводу.



Слика 3.56. Серијски компензатор у директној грани на основу грешке излаза генерише управљачки сигнал. У случају када је објекат управљања другог реда (тј. 1/(*J*·s²)) компензатор мора имати пропорционално и диференцијално дејство. Ова дејства представљају имплицитну повратну спрегу по стању *ω* и стању *θ* објекта управљања.

3.2.2. Предност регулатора са пропорционалним деловањем у локалној грани

Блок дијаграм дигиталног регулатора брзине на слици 3.5а има пропорционално дејство. Један од захтева које треба испунити је и тај да грешка између остварене и задате брзине у стационарном стању буде нула, што се коришћењем регулатора који има само пропорционално деловање не може остварити. Поремећај у виду момента оптерећења код пропорционалног регулатора проузроковао би постојање грешке у стационарној брзини обртања, пропорционалне моменту који је потребно остварити. Стога се серијском компензатору додаје и интегрално дејство, потребно ради постизања нулте грешке стационарног стања, те коначан облик дигиталног регулатора брзине има пропорционално и интегрално деловање. У даљим разматрањима (сл. 3.9) се предлаже дислокација пропорционалног дејства у локалну грану, док је интегрално дејство остало у директној грани. Овом интервенцијом мењају се коначне нуле у функцији спрегнутог преноса, али не и њени полови.

Разлог за дислокацију (сл. 3.9) пропорционалног деловања [54] је избегавање наглог скока управљачке променљиве (момента) у тренутку деловања поремећаја на улазу. У обзир треба узети и околност да је расположиви покретачки момент ограничен струјним капацитетом погонског претварача, тако да блок дијаграм на слици 3.5а садржи лимитер. Функција преноса H(s) на истој слици одређена је начином мерења брзине, док је функција преноса објекта означена са $W_O(s)$. Уколико би радна машина имала реактивни момент који је пропорционалан брзини обртања, као и у случају када постоји велики момент трења и отпор ваздуха, оптерећење се може моделовати функцијом $M_{OPT} = K_F \omega$, док се механички подсистем може представити функцијом преноса

$$W_O(s) = \frac{1}{K_F + sJ}$$

У пракси је, међутим, трење за два реда величина мање од вршних вредности момента које сервомотор може остварити, док је момент оптерећења најчешће спољашњи поремећај који није функција брзине обртања. Стога се функција преноса механичког подсистема може узети као $W_O(s) = 1/(J \cdot s)$.

Промена брзине обртања ω дата је једначином (3.1), где су M_{em} и M_{OPT} покретачки момент и момент оптерећења, респективно. Усвојена је претпоставка да су паразитне компоненте момента као што је трење у лежајевима, пулсациона компонента момента проузрокована интеракцијом жлебова статора и ротора у магнетском пољу као и компоненте момента створене услед несавршености преносника, знатно мање од покретачког момента M_{em} . Сходно томе сви ови спољашњи поремећаји нису условљени динамиком објекта па се могу придружити моменту оптерећења M_{OPT} .

$$J\frac{\mathrm{d}\omega}{\mathrm{d}t} = M_{em} - M_{OPT} \,. \tag{3.1}$$

Електромагнетски момент се у оквиру сваке периоде одабирања може сматрати константним. Оправданост ове претпоставке произилази из природе извршног органа. Задата вредност момента добија се као резултат израчунавања спроведених у оквиру дигиталног регулатора брзине, што се догађа у свакој од периода одабирања *T*, непосредно након пристизања новог одбирка сигнала повратне спреге. Једном израчуната вредност момента се саопштава извршном органу и до следеће периоде се не мења. Једначина (3.2) повезује вредност $\omega_{n+1} = \omega(nT + T)$, коју има одбирак брзине обртања вратила у наредној (*n*+1) периоди одабирања, са вредностима одбирка $\omega_n = \omega(nT)$ из претходне периоде, покретачког момента $M_{em(n)}$ и момента оптерећења $M_{OPT}(t)$:

$$\omega_{n+1} = \omega_n + \frac{1}{J} \cdot \int_{nT}^{nT+T} (M_{em(n)} - M_{OPT}) dt = \omega_n + \frac{T}{J} M_{em(n)} - \frac{1}{J} \cdot \int_{nT}^{nT+T} (M_{OPT}(t)) dt.$$
(3.2)

За разлику од покретачког момента $M_{em(n)}$, који се у интервалу [nT, (n+1)T) не мења, момент оптерећења је спољашњи поремећај за који претпоставка о непроменљивости у току једне периоде одабирања не важи. Једначином (3.3) исказана је средња вредност $M_{OPT(n)}$ момента оптерећења у току n-те периоде одабирања. Заменом у (3.2), нову вредност брзине обртања ω_{n+1} добијамо као линеарну комбинацију $M_{OPT(n)}$, $M_{em(n)}$ и ω_n (3.4).

$$M_{OPT(n)} = \frac{1}{T} \cdot \int_{nT}^{nT+T} M_{OPT}(t) \mathrm{d}t$$
(3.3)

$$\omega_{n+1} = \omega_n + \frac{T}{J}M_{em(n)} - \frac{T}{J}M_{OPT(n)}$$
(3.4)

Једначина (3.4) описује механички подсистем чију је излазну величину, брзину обртања потребно регулисати помоћу регулатора са пропорционалним и интегралним деловањем (сл. 3.5а). У овој једначини $M_{em(n)}$ је задата вредност момента коју дигитални регулатор израчунава у тренутку nT и коју извршни орган (електрични погон) остварује у трајању једне периоде одабирања, до тренутка (n+1)T, када ће бити израчуната и примењена нова вредност момента $M_{em(n+1)}$. У истој једначини, ω_n означава брзину обртања вратила мотора у тренутку nT. Функција преноса $W_O(z)$ која повезује комплексни лик актуелне брзине обртања $\omega(z)$ са комплексним ликом поворке одбирака покретачког момента $M_{em}(z)$, дата је једначином (3.5):

$$W_{o}(z) = \frac{\omega(z)}{M_{em}(z)} = \frac{T}{J} \frac{1}{(z-1)}.$$
(3.5)

3.2.3. Оцена брзине обртања на основу мерене позиције вратила

Потребно је уочити да брзину обртања вратила ω није могуће директно мерити. Давачи на вратилу сервомотора су најчешће оптички енкодери и електромагнетски ризолвери који омогућују мерење позиције вратила θ . Након обраде сигнала у R/D конвертору или адекватном бројачком систему, као сигнал повратне спреге је у свакој периоди одабирања расположив одбирак позиције. У тренутку *nT* на располагању стоји одбирак $\theta_n = \theta(nT)$, у тренутку (n+1)T одбирак $\theta_{n+1} = \theta((n+1)T)$, и тако даље. Како је брзина обртања једнака првом изводу позиције, то се поступак оцене брзине ω у основи заснива на дигиталном диференцирању позиције. У тренутку *nT*, оцена брзине обртања $\hat{\omega}_n$ може се добити из последња два одбирка позиције (3.6). Према једначини (3.7), на овакав начин се као сигнал повратне спреге $\hat{\omega}_n$ узима средња вредност брзине обртања у току претходне периоде одабирања.

$$\hat{\omega}_n = \frac{\theta_n - \theta_{n-1}}{T} \tag{3.6}$$

$$\theta_n = \theta_{n-1} + \int_{(n-1)T}^{nT} \omega dt \qquad \Rightarrow \qquad \hat{\omega}_n = \frac{1}{T} \int_{(n-1)T}^{nT} \omega dt \qquad (3.7)$$

Покретачки момент M_{em} се у интервалу [(n-1)T, nT) не мења, па ће промена брзине обртања у одсуству момента оптерећења ($M_{OPT} \equiv 0$) бити линеарна, као што је показано на слици 3.6. Претпоставка о нултој вредности поремећаја нема утицаја на функцију преноса нити на карактеристични полином који ће се

45

оваквом анализом добити. Сада се сигнал $\hat{\omega}_n$ може изразити као средња вредност брзине обртања у тренуцима nT и (n-1)T (једначина 3.8).



Слика 3.6. Промена брзине обртања између два суседна тренутка одабирања је линеарна захваљујући околности да се покретачки момент до окончања текућег периода одабирања не мења. Инкремент позиције пропорционалан је средњој вредности брзине у току протеклог периода, што одговара површини трапеза приказаног на слици.

$$\hat{\omega}_n = \frac{\omega_n + \omega_{n-1}}{2} \tag{3.8}$$

$$W_{MER}(z) = \frac{\hat{\omega}(z)}{\omega(z)} = \frac{z+1}{2z}$$
(3.9)

Једначина (3.8) је заснована на претпоставци да је покретачки момент у интервалу [(n-1)T, nT) константан, па се промена брзине у истом интервалу може сматрати линеарном. Линеарна промена брзине задржава се и у случају када је присутан и момент оптерећења M_{OPT} под условом да је и он у посматраном интервалу константан. Код значајнијих промена момента оптерећења у оквиру периоде одабирања T, брзина обртања се не би мењала линеарно па једначина (3.8) у том случају не би коректно одражавала сигнал мерене брзине. Треба имати у виду да су практичне вредности периоде одабирања брзинског регулатора од 50 µs до 200 µs. У овако кратким интервалима, промене момента оптерећења које се у пракси сусрећу су такве да не могу нарушити линеарност промене брзине обртања.

Периода одабирања се одређује на основу жељене брзине и квалитета одзива као и карактера момента оптерећења – поремећаја који делује на систем. Хипотетичке пулсације момента оптерећења M_{OPT} у оквиру периоде одабирања Tпретпостављале би постојање хармонијских компоненти чија учестаност превазилази једну половину учестаности одабирања $f_{SH} = 1/(2T)$. Према Шеноновој теореми, интегритет сигнала који се одабира могуће је очувати једино уз услов да његов спектар нема хармонијске компоненте на учестаностима већим од f_{SH} . Дигитални регулатор брзине не може мерити, па самим тим ни компензовати поремећаје чија је учестаност поредива са f_{SH} . Периода одабирања се одређује [54] тако да учестаности свих релевантних поремећаја које треба компензовати буду значајно мање од граничне f_{SH} . У пракси се сусрећу сигнали и реални поремећаји чији спектар има хармонијске компоненте изнад граничне учестаности, али је њихова амплитуда веома мала. Сматра се да је присуство спектралних компоненти одабираног сигнала у зони изнад граничне учестаности f_{SH} могуће толерисати уколико амплитуда сигнала резултујућег шума високе учестаности не мења вредност дигитализованог сигнала за више од 1 LSB (*Least Significant Bit*, најмање значајни бит у дигиталној речи), што значи да амплитуда реченог шума не сме бити већа од једног кванта A/D конвертора или другог уређаја за дигитализацију аналогних сигнала.

3.2.4. Функција спрегнутог преноса

Полазећи од израза (3.8), за функцију преноса $\hat{\omega}(z)/\omega(z)$ добија се израз $W_{MER}(z)$, дат једначином (3.9). Узимајући сада сигнал мерене брзине $\hat{\omega}(z)$ за излаз система чији је улазни сигнал покретачки момент M_{em} , за функцију преноса оваквог система добијамо $W_{OM}(z)$, што је дато једначином (3.10), и илустровано дијаграмима 3.7 и 3.8.

$$W_{OM}(z) = \frac{\hat{\omega}(z)}{M_{em}(z)} = \frac{T}{2J} \frac{z+1}{z(z-1)}$$
(3.10)



Слика 3.7. Блок дијаграм брзински регулисаног сервомеханизма са назначеним дискриминатором грешке, објектом и дискретним функцијама преноса регулатора (*W_{REG}*) и блока за одређивање сигнала повратне спреге (*W_{MER}*).



Слика 3.8. Упрошћен блок дијаграм брзински регулисаног сервомеханизма, погодан за одређивање функције спрегнутог преноса и функције преноса поремећаја.

Према начињеним разматрањима, дигитални регулатор брзине мора имати пропорционално и интегрално деловање. Задатак дигиталног регулатора је да након узимања одбирка $\hat{\omega}_n$ сигнала повратне спреге у тренутку t = nT и одређивања грешке $\Delta \omega$ израчуна покретачки момент M_n^{em} , који је потребно имати да би се грешка умањила и коначно свела на нулу. Израчунавања која треба обавити дата су једначином (3.11).

$$M_n^{em} = K_P\left(\omega_n^* - \hat{\omega}_n\right) + K_I \sum_{j=0}^{j=n} \left(\omega_j^* - \hat{\omega}_j\right) = K_P \Delta \omega_n + K_I \sum_{j=0}^{j=n} \Delta \omega_n \quad (3.11)$$

У овој једначини, коефицијенти K_P и K_I представљају појачања пропорционалног и интегралног дејства регулатора. Ова појачања одређују карактер и трајање одзива брзинског сервосистема. Коришћењем особина *z*-трансформације, временско предњачење од једне периоде одабирања *T* може се представити множењем променљиве (у посматраном случају M_n) са оператором *z*, док множење са z^{-1} представља кашњење за исти временски период. Вредност одбирка M_{n+1} можемо записати као (zM_n) , што је коришћено у једначини (3.12). Једначина успоставља везу између комплексних ликова сигнала грешке $\Delta \omega(z)$ и покретачког момента $M_{em}(z)$ на скраћени начин који је лакше меморисати. Резултујућа функција преноса $W_{REG}(z)$ дата је једначином (3.13).

$$M_{n+1}^{em} - M_n^{em} = K_P (\Delta \omega_{n+1} - \Delta \omega_n) + K_I \Delta \omega_{n+1} \Longrightarrow$$
$$\Rightarrow M_{em}(z)(z-1) = [K_P (z-1) + K_I z] \Delta \omega(z)$$
(3.12)

$$W_{REG}(z) = \frac{M_{em}(z)}{\Delta\omega(z)} = K_P + K_I \frac{z}{z-1} = K_P + K_I \frac{1}{1-z^{-1}}$$
(3.13)

На слици 3.7 приказан је брзински сервосистем са назначеним дискриминатором грешке, који одређује одступање $\Delta \omega$ између задате вредности брзине и оцене брзине обртања $\hat{\omega}_n$, добијене на излазу из блока $W_{MER}(z)$. Регулатор, чија је функција преноса $W_{REG}(z)$, израчунава задату вредност покретачког момента M_n^{em} , коју треба остварити на вратилу у интервалу [nT, (n+1)T) (тј. до следећег тренутка одабирања и нових прорачуна који ће се извести у оквиру регулатора). Блок означен са КZ на слици 3.7 представља коло са задршком. Ово коло илуструје описани начин задавања покретачког момента. Поред момента M_{em} , на механички подсистем, приказан блоком MP, делује и момент оптерећења M_{OPT} . Актуелну брзину обртања вратила ω није могуће директно мерити, већ се она одређује према једначини (3.8), што је на слици приказано блоком W_{MER} .

Уводећи средњу вредност $M_{OPT(n)}$ момента оптерећења у току *n*-те периоде одабирања на начин описан у једначини (3.3), дефинишући нови подсистем W_{OM} чији је излаз сигнал мерене брзине $\hat{\omega}(z)$ а улазни сигнал покретачки момент M_{em} , и коначно, уврштавајући функцију преноса $W_{OM}(z)$ дату једначином (3.10), добијамо блок дијаграм сервосистема у форми приказаној на слици 3.8. Функцију спрегнутог преноса $W_{SS}(z) = \hat{\omega}(z)/\omega^*(z)$ можемо одредити на следећи начин:

$$W_{SS}(z) = \frac{\hat{\omega}(z)}{\hat{\omega}^{*}(z)} = \frac{W_{REG}W_{OM}}{1 + W_{REG}W_{OM}} = \frac{\left\lfloor \frac{T}{2J} \frac{z+1}{z(z-1)} \right\rfloor \left[K_{P} + K_{I} \frac{z}{(z-1)} \right]}{1 + \left[\frac{T}{2J} \frac{z+1}{z(z-1)} \right] \left[K_{P} + K_{I} \frac{z}{(z-1)} \right]}.$$

3.2.5. Нормализована појачања регулатора и полови функције спрегнутог преноса

Уводећи појам нормализованих (релативних) појачања регулатора, где је нормализована вредност пропорционалног појачања $p = K_P \cdot (T/2J)$ док је нормализована вредност интегралног дејства $i = K_I \cdot (T/2J)$, израз за функцију спрегнутог преноса може се начинити прегледнијим:

$$W_{SS}(z) = \frac{(z+1)[p(z-1)+iz]}{z(z-1)^2 + (z+1)[p(z-1)+iz]} = \frac{(p+i)z^2 + iz - p}{z^3 - (2-p-i)z^2 + (i+1)z - p}.$$
(3.14)

Карактеристични полином f(z) дат је једначином (3.15). Нуле овог полинома σ_1 , σ_2 и σ_3 представљају полове функције спрегнутог преноса и одређују карактер одзива система. Одзив система и полови функције спрегнутог преноса зависиће од избора параметара p и i. Однос параметра регулације и нула карактеристичног полинома f(z) дат је једначином (3.16).

$$f(z) = z^{3} - (2 - p - i)z^{2} + (i + 1)z - p = (z - \sigma_{1})(z - \sigma_{2})(z - \sigma_{3})$$
(3.15)
$$\sigma_{1} + \sigma_{2} + \sigma_{3} = 2 - p - i$$

$$\sigma_{1}\sigma_{2} + \sigma_{2}\sigma_{3} + \sigma_{3}\sigma_{1} = i + 1$$
(3.16)
$$\sigma_{1}\sigma_{2}\sigma_{3} = p$$

Поред нула карактеристичног полинома, на одзив система утичу и коначне нуле у функцији спрегнутог преноса. У бројиоцу функције преноса $W_{SS}(z)$, дате једначином (3.14) постоји полином

$$b(z) = (p+i) z^2 + iz - p.$$

Полином b(z) има две нуле, z_1 и z_2 , које представљају коначне нуле функције спрегнутог преноса. Производ ових нула је негативан број $z_1z_2 = -p/(p+i)$ док им је збир i/(p+i) позитиван, па се закључује да функција преноса $W_{SS}(z)$ има једну позитивну и једну негативну реалну нулу. Постојање оваквих нула је неповољно; њихово по природи диференцијално дејство проузрокује ударе управљачке променљиве (тј. покретачког момента сервосистема) при свакој промени улаза. Скоковите промене момента резултују додатним напрезањем и хабањем преносног механизма. У случају када се механички подсистем погона састоји од еластично спрегнутих маса, скоковите промене момента и силе могу проузроковати торзионе осцилације и проблеме механичке резонансе. Потребно је, дакле, начинити регулатор брзине тако да се у што већој мери избегну нежељени удари момента, задржавајући при томе карактеристични полином (3.15) и жељени спектар полова (3.16).

Посматрајући блок дијаграм на слици 3.8, уочавамо да се промене улаза (ω^*) , увећане захваљујући појачавачким дејствима регулатора W_{REG} , преносе на улаз блока W_{OM} стварајући тако ударе управљачке променљиве. Интегрално деловање регулатора је по природи спорије, те је за појачање улазног поремећаја у посматраном случају пре свега одговорно пропорционално деловање. Функцију преноса регулатора $W_{REG}(z)$ можемо представити као збир функција преноса за пропорционално (W_{KP}) и интегрално (W_{KI}) деловање:

$$W_{KP}(z)=K_P, \quad W_{KI}(z)=K_I\frac{z}{z-1}.$$

Пропорционално деловање можемо дислоцирати (сл. 3.9) из директне у локалну грану, тако да појачање W_{KP} више не делује на сигнал грешке $\Delta \omega$ већ појачава сигнал повратне спреге $\hat{\omega}$. На описани начин, скоковити поремећај улаза ω^* на систем делује простирући се кроз блок са интегралним деловањем (W_{KI}), те су његови негативни ефекти знатно мањи.



Слика 3.9. Блок дијаграм брзински регулисаног сервомеханизма са пропорционалним дејством регулатора измештеним у локалну грану.

Практична имплементација регулатора брзине са дислоцираним пропорционалним дејством дата је једначином (3.17). Упоређењем са једначином (3.11), уочава се да је једина разлика у томе што коефицијент K_P сада множи сигнал повратне спреге $(0 - \hat{\omega}_n)$ уместо сигнала грешке $\Delta \omega$. У анализи која следи биће показано да учињена измена нема утицаја на полове функције спрегнутог преноса (тј. нуле карактеристичног полинома f(z)), али зато утиче на њене коначне нуле (тј. нуле полинома у бројиоцу). Тачност наведених тврдњи биће очигледна након извођења функције спрегнутог преноса $W_{SD}(z)$ система са дислоцираним пропорционалним деловањем. Корисно је, пре тога, упоредити системе на сликама 3.8 и 3.9 за случај у коме је улазни сигнал ω^* једнак нули (случај аутономног рада). Може се уочити да тада међу њима не постоји разлика. Уочава се и чињеница да посматрани системи имају исто кружно појачање

$$W_{K} = 1 + W_{OM} (W_{KP} + W_{KI}),$$

те ће сходно томе имати исти карактеристични полином и исти спектар полова.

$$M_{n}^{em} = K_{P} \left(0 - \hat{\omega}_{n} \right) + K_{I} \sum_{j=0}^{j=n} \left(\omega_{j}^{*} - \hat{\omega}_{j} \right) = K_{P} \left(0 - \hat{\omega}_{n} \right) + K_{I} \sum_{j=0}^{j=n} \Delta \omega_{n}$$
$$\Delta M_{n+1}^{em} = M_{n+1}^{em} - M_{n}^{em} = K_{P} \left(\hat{\omega}_{n} - \hat{\omega}_{n+1} \right) + K_{I} \Delta \omega_{n+1}.$$
(3.17)

Функција спрегнутог преноса $W_{SD}(z)$ се може добити полазећи од израза који покретачки момент исказује у функцији улазног и излазног сигнала система на слици 3.9:

$$M_n^{em} = \frac{\hat{\omega}(z)}{W_{OM}(z)} = W_{KI}(z)[\omega^*(z) - \hat{\omega}(z)] - W_{KP}\hat{\omega}(z),$$

из чега следи једнакост:

$$\hat{\omega}(z)[1+W_{OM}(z)W_{KI}(z)+W_{OM}(z)W_{KP}(z)] = W_{OM}(z)W_{KI}(z)\omega^{*}(z),$$

тако да се за функцију спрегнутог преноса $W_{SD}(z)$ за систем са дислоцираним пропорционалним деловањем добија:

$$W_{SD}(z) = \frac{W_{KI}W_{OM}}{1 + (W_{KP} + W_{KI})W_{OM}} = \frac{\left[\frac{T}{2J}\frac{z+1}{z(z-1)}\right]K_{I}\frac{z}{z-1}}{1 + \left[\frac{T}{2J}\frac{z+1}{z(z-1)}\right]K_{P} + K_{I}\frac{z}{z-1}}.$$
 (3.18)

Уводећи у израз (3.18) релативна појачања $p = K_P \cdot (T/2J)$ и $i = K_I \cdot (T/2J)$, израз за спрегнуту функцију узима облик дат једначином (3.19). Уочава се да дислокација пропорционалног деловања није утицала на полове функције спрегнутог преноса, али да је зато умањен број њених коначних нула, чиме је умањено диференцијално деловање и стварање удара покретачког момента код скоковитих промена улаза.

$$W_{SD}(z) = \frac{i z^2 + i z}{z^3 - (2 - p - i)z^2 + (i + 1)z - p}$$
(3.19)

3.3. Одређивање параметара брзинског регулатора

У погледу карактера одзива брзинског сервосистема, пожељно је код скоковите промене улаза имати одзив без пребачаја. Пребачај у одзиву би проузроковао нежељене последице у појединим режимима рада. Код заустављања погона који се обртао у позитивном смеру, брзина обртања вратила би начинила пребачај циљне вредности $\omega^* = 0$ и након достизања стања $\omega = 0$ на кратко променила смер (тј. вратило мотора би се пре коначног смиривања обртало у негативном смеру). С друге стране, у случају убрзавања погона према циљној брзини $\omega^* = \omega_{max}$, вратило би се, услед пребачаја у одзиву, једно време обртало брзином већом од максимално дозвољене ω_{max} . Из поменутих практичних разлога, погодно је параметре регулације *р* и *i* подесити тако да одзив брзине обртања вратила на скоковиту промену улаза буде без пребачаја (апериодичан).

У настојању да се оствари одзив без пребачаја, параметри регулатора се често одређују тако да функција спрегнутог преноса има искључиво реалне полове. Треба, међутим, приметити да се одзив без пребачаја може остварити и у случају када постоје конјуговано комплексни полови, под условом да је природна учестаност ових полова велика и да постоје доминантни реални полови на нижим учестаностима који одређују карактер одзива система. Оваква ситуација би постојала у случају када су нуле σ_1 и σ_2 карактеристичног полинома f(z) конјуговано комплексни бројеви, блиски центру јединичног круга у *z*-равни, док би нула σ_3 била позитиван реалан број близак јединици ($\sigma_3 < 1$). Пресликавањем у s-домен, у функцији спрегнутог преноса имала би се два конјуговано комплексна пола високе природне учестаности, и један доминантан пол на негативном делу реалне осе који би одређивао карактер одзива система. Ако начинимо мисаони експеримент у коме се сервосистем са назначеним спектром полова одазива на скоковиту промену улаза, уочићемо да излазни сигнал (брзина) не мора неизоставно имати пребачај. Наиме, иницијалне осцилације проузроковане постојањем једног пара конјуговано комплексних полова могу се смирити (пригушити) пре него што излазна величина (брзина обртања вратила) приће залатој врелности. Потребно је, међутим, уочити да ће у посматраном случају покретачки момент у самом почетку прелазног процеса имати осцилације на учестаности конјуговано комплексних полова. Ове осцилације могу бити тако велике амплитуде да проузрокују вишеструке промене знака (тј. смера у коме покретачки момент делује).

Осцилаторни карактер покретачког момента је у сервосистемима непожељан из више разлога. Механички подсистем погона често има преноснике који садрже зупчанике те се у преносу има празан ход $\Delta \theta_{max}$. Грешка у позицији извршног органа, зупчасто спрегнутог са сервомотором, може се моделовати као:

$$\Delta \theta (M_{em}) = \frac{\Delta \theta_{\max}}{2} \frac{M_{em}}{|M_{em}|}.$$

Дакле, код сваке промене знака покретачког момента, вратило мотора мора начинити празан ход од $\Delta \theta_{max}$ како би зупчаници преносника изнова ступили у додир на начин који омогућује преношење момента у измењеном смеру. Консеквентна позициона грешка представља проблем у позиционирању извршног органа, а под одређеним условима може проузроковати подржане осцилације сервосистема. Поред проблема који осцилације покретачког момента стварају у интеракцији са празним ходом преносника, у пракси се често сусрећу и нежељени ефекти осцилаторног карактера момента у системима са еластичним преносом. Наиме, еластично спрегнути систем крутих тела може ступити у механичку резонансу и/или исказати подржане торзионе осцилације уколико учестаност покретачког момента или силе коинцидира са слабо пригушеним половима механичког подсистема. Из поменутих разлога треба тежити да се параметри регулације одреде тако да у покретачком моменту код прелазних појава нема пригушених осцилација већ да је његов карактер апериодичан. Апериодичан карактер одзива свих променљивих стања сервосистема захтева да нуле карактеристичног полинома f(z) буду позитивни реални бројеви на одсечку реалне осе [0, 1] унутар јединичног круга. Овакав одзив се назива стриктно апериодичним. Дакле,

$$Im(\sigma_{1}) = 0, Im(\sigma_{2}) = 0, Im(\sigma_{3}) = 0, 0 < Re(\sigma_{1}) < 1, 0 < Re(\sigma_{2}) < 1, 0 < Re(\sigma_{3}) < 1.$$
(3.20)

Поред захтева за стриктно апериодичним одзивом, треба настојати да се постигне што већа брзина реаговања и што већа учестаност пропусног опсега. Широк пропусни опсег регулатора брзине омогућиће потискивање флуктуација брзине услед пулсација момента оптерећења и умањити ефекте скоковитих промена терета на регулисану брзину. За унапред задату периоду одабирања *T*, пропусни опсег брзинског регулатора одређен је вредношћу полова система у *z*-домену (σ_1 , σ_2 и σ_3). Полови функције спрегнутог преноса (3.14) једнаки су нулама карактеристичног полинома (3.15). Како је веза нуле σ_m карактеристичног полинома f(z) и одговарајућег пола s_m у *s*-домену дата изразом $\sigma_m = \exp(s_m T)$, закључујемо да ће учестаност полова s_1 , s_2 и s_3 као и пропусни опсег система бити већи уколико су нуле σ_1 , σ_2 и σ_3 ближе координатном почетку.

3.3.1. Формулисање критеријумске функције

У циљу одређивања оптималних појачања брзинског регулатора, потребно је квантификовати исказана квалитативна разматрања. Дакле, неопходно је формулисати критеријум који ће квантификовати брзину одзива и пропусни опсег система, а потом параметре регулације одредити тако да уз услов (3.20) дају екстремум овако добијене критеријумске функције.

Слика 3.10 приказује хипотетички стриктно апериодичан одзив брзине обртања вратила ω у случају када постоји скоковита промена улазног сигнала (тј. сигнала задате брзине). Грешка $e_n = \omega^* - \omega_n$ која постоји у тренутку t = nT биће услед стриктне апериодичности одзива строго позитивна. Као критеријум перформансе можемо усвојити површину која је на слици 3.10 шрафирана и која се налази између кривих $\omega^*(t)$ и $\omega(t)$. Брзина одзива и учестаност пропусног опсега система су у обрнутој сразмери са назначеном површином. Имајући у виду дискретни карактер регулатора, као критеријум перформансе можемо наместо површине *S*, дате једначином (3.21), узети суму одбирака грешке од тренутка када поремећај настаје (t = 0) до коначног смирења прелазних процеса. Ова сума је исказана једначином (3.22).

$$S = \int_{0}^{+\infty} e(t)dt$$
(3.21)



Слика 3.10. Стриктно апериодичан одскочни одзив брзине обртања и сигнала грешке. У току одзива на позитиван скок улаза, грешка у брзини обртања не узима негативне вредности.

Критеријум Q потребно је изразити у функцији параметара регулације. У ту сврху дефинишимо поворку одбирака $Q_n = Q(nT)$ и њен комплексни лик Q(z) на начин исказан једначином (3.23):

$$Q_n = Q(nT) = \sum_{k=0}^n e(kT), \quad Q(z) = \sum_{k=0}^\infty Q(kT) \, z^{-k}.$$
(3.23)

На основу познатих особина *z*-трансформације [54], крајњу вредност оригинала Q(nT) (тј. вредност којој одбирци Q(nT) теже онда када *n* тежи бесконачности) можемо наћи према изразу:

$$\lim_{n\to\infty} Q(nT) = \lim_{z\to 1} (1-z^{-1})Q(z).$$

Полазећи од чињенице да сваки одбирак Q(nT) представља суму одбирака грешке e(kT) од тренутка t = 0 до тренутка t = nT (једначина 3.23), комплексни лик Q(z) можемо повезати са ликом брзинске грешке

$$E(z) = \omega^*(z) - \omega(z),$$

и коначно изразити у функцији улазног поремећаја $\omega^*(z)$ и параметара система:

$$Q(z) = \frac{1}{1-z^{-1}} E(z) = \frac{1}{1-z^{-1}} \left(\omega^*(z) - \omega(z) \right) = \frac{\omega^*(z)}{1-z^{-1}} \left(1 - W_{SD}(z) \right).$$

55

(3.22)

За случај у коме задата брзина мења вредност у тренутку t = 0 са $\omega^* = 0$ на $\omega^* = \omega_m$, њен комплексни лик једнак је

$$\omega^*(z) = \frac{\omega_m}{1-z^{-1}}.$$

Полазећи од једначине (3.19), за функцију $1 - W_{SD}(z)$ добијамо:

$$1 - W_{SD}(z) = \frac{z(z-1)^2 + p(z-1)(z+1)}{z^3 - (2-p-i)z^2 + (i+1)z - p}$$

тако да је сада могуће комплексни лик Q(z) експлицитно изразити у функцији параметара p, i и амплитуде улазног поремећаја ω_m :

$$Q(z) = \frac{\omega_M}{(1-z^{-1})^2} \frac{z(z-1)^2 + p(z-1)(z+1)}{z^3 - (2-p-i)z^2 + (i+1)z - p} = \frac{\omega_M}{[z^3(z-1) + pz^2(z+1)]} = \frac{\omega_M}{[z^3 - (2-p-i)z^2 + (i+1)z - p](z-1)}.$$

Критеријум Q, дефинисан једначином (3.22), могуће је одредити као крајњу вредност којој теже чланови низа $Q_n = Q(nT)$ (једначина 3.23) кад n тежи бесконачности. Користећи израз за крајњу вредност оригинала чији је комплексни лик у *z*-домену Q(z) познат и дат претходном једначином, критеријум Q одређујемо као:

$$Q = \lim_{n \to \infty} Q(nT) = \lim_{z \to 1} (1 - z^{-1})Q(z),$$

$$Q = \lim_{z \to 1} \left\{ \frac{z - 1}{z} \frac{\omega_M \left[z^3(z - 1) + pz^2(z + 1) \right]}{\left[z^3 - (2 - p - i)z^2 + (i + 1)z - p \right](z - 1)} \right\} = \omega_M \frac{p}{i}.$$
(3.24)

Имајући у виду дефиницију критеријума Q (сл. 3.10), могуће је закључити да ће дигитални регулатор брзине са интегралним дејством у директној грани, пропорционалним у локалној грани и стриктно апериодичаним одзивом (услов 3.20) имати највећу брзину реаговања у случају када је однос параметара p и i (p/i) има најмању могућу вредност. Критеријум Q који треба минимизирати једнак је производу улазног поремећаја ω_m и количника p/i. Оптимални параметри регулације имаће се када је однос p/i уз услов (3.20) минималан, односно када критеријум $Q_1 = i/p = 1/Q$ има највећу вредност (3.26). У даљем тексту, овај закључак биће коришћен у одређивању оптималних вредности параметра.

3.3.2. Одређивање оптималних вредности параметара регулације

Веза која постоји између нула σ_1 , σ_2 и σ_3 карактеристичног полинома f(z) и параметара регулације дата је изразом (3.16). Сабирањем три једнакости које у овом изразу постоје добија се:

$$(\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_3) + (\sigma_1 \sigma_2 + \sigma_2 \sigma_3 + \sigma_3 \sigma_1) + (\sigma_1 \sigma_2 \sigma_3) = 3.$$
(3.25)

Користећи исту везу (3.16), критеријум Q_1 могуће је изразити у функцији нула карактеристичног полинома:

$$Q_1 = \frac{i}{p} = \frac{\sigma_1 \sigma_2 + \sigma_2 \sigma_3 + \sigma_3 \sigma_1 - 1}{\sigma_1 \sigma_2 \sigma_3}.$$
(3.26)

Следећи корак у одређивању оптималних параметара регулације је увођење смене $x = 1/\sigma_1$, $y = 1/\sigma_2$ и $v = 1/\sigma_3$. На основу захтева за стабилним одзивом стриктно апериодичног карактера закључује се да су нуле f(z) позитивни бројеви мањи од један, па за уведене променљиве важи x>1, y>1 и v>1. Израз (3.25) након смене мења облик у:

$$xy + yv + vx + x + y + v + 1 = 3xyv$$
,

одакле се променљива *v* може изразити у функцији *x* и *y* као:

$$v(x, y) = \frac{xy + x + y + 1}{3xy - x - y - 1},$$
(3.27)

док критеријум Q_1 узима облик:

$$Q_1 = \frac{i}{p} = x + y + v(x, y) - xyv(x, y) = x + y + (1 - xy)\frac{xy + x + y + 1}{3xy - x - y - 1}.$$
 (3.28)

Потребно је наћи позитивне вредности *x* и *y* веће од један које резултују максималном могућом вредношћу критеријумске функције Q_1 . Оправдано је начинити претпоставку да оптималне вредности променљивих *x* и *y* неће бити једнаке један, јер би у том случају сугерисане нуле карактеристичног полинома биле на јединичном кругу у *z*-домену, нити ће тежити бесконачности, јер би у том случају полови $\sigma_1 = 1/x$ и $\sigma_2 = 1/y$ били у координатном почетку, док би трећи реални пол $\sigma_3 = 3$ (видети једначину 3.25) био изван јединичног круга. На основу изложеног, може се закључити да ће парцијални изводи критеријумске функције у оптималној тачки *x-y* равни бити једнаки нули:

$$f_1(x,y) = \frac{\partial Q_1(x,y)}{\partial x} = 0, \quad f_2(x,y) = \frac{\partial Q_1(x,y)}{\partial y} = 0.$$

Парцијалним диференцирањем се за функције $f_1(x, y)$ и $f_2(x, y)$ добија:

$$f_1(x, y) = \frac{(y-1)^2 \left(2xy - 3yx^2 + y + x^2 + 2x + 1\right)}{(3xy - x - y - 1)^2},$$

$$f_2(x, y) = \frac{(x-1)^2 \left(2yx - 3xy^2 + x + y^2 + 2y + 1\right)}{(3xy - x - y - 1)^2}.$$

Како су решења x = 1 и y = 1 унапред одбачена, потребно је наћи вредности x и y које следеће изразе изједначавају са нулом:

$$2xy - 3yx^{2} + y + x^{2} + 2x + 1 = 0, \quad 2yx - 3xy^{2} + x + y^{2} + 2y + 1 = 0.$$

Из првог израза, варијабла у се може изразити у функцији х:

$$y(x) = \frac{x^2 + 2x + 1}{3x^2 - 2x - 1},$$
(3.29)

док се увођењем смене y = y(x) у други израз добија једначина:

$$4x \frac{-1 - 4x - 6x^2 + 3x^4}{(3x^2 - 2x - 1)^2} = 0$$

Посматрани израз је једнак нули за x = 0, што представља једно од унапред одбачених решења које би резултовало нестабилним нулама карактеристичног полинома f(z). Преостала решења се могу наћи као корени једначине:

$$H(x) = 3x^4 - 6x^2 - 4x - 1 = 0$$

Како је коефицијент уз x^3 једнак нули, нуле h_1 , h_2 , h_3 и h_4 полинома H(x) лако се израчунавају:

$$h_1 = 1,7024; h_{2/3} = -0,3512 \pm j 0,2692; h_4 = -1$$

Имајући у виду релацију $\sigma_1 = 1/x$, може се закључити да једино нула h_1 одговара захтеву за постизањем стабилног, стриктно апериодичног одзива. Заменом x = 1,7024 у једначине (3.27) и (3.29), добија се:

$$x = y = v = 1,7024$$
.

За случај стриктно апериодичног одзива са највећом могућом брзином реаговања карактеристични полином f(z) треба да има облик:

$$f(z) = (z - \sigma_1)(z - \sigma_2)(z - \sigma_3) = (z - \sigma)^3.$$
(3.30)

Оптималне вредности нула σ_1 , σ_2 и σ_3 карактеристичног полинома f(z) и параметара регулације p_{OPT} и i_{OPT} дате су изразом (3.31):
$$\sigma_{1} = \sigma_{2} = \sigma_{3} = \sigma = 0,587;$$

$$p_{OPT} = \sigma^{3} = 0,2027;$$

$$i_{OPT} = 3\sigma^{2} - 1 = 0,03512.$$
(3.31)

Релативне вредности параметара регулације p и i одређене су према изразима $p = K_P (T/2J)$ и $i = K_I (T/2J)$. Оптималне вредности пропорционалног и интегралног дејства, које у конкретном случају треба применити у једначинама (3.11) и (3.12), зависе од периоде одабирања T и еквивалентног момента инерције сервосистема J:

$$K_{POPT} = 0,2027 \frac{2J}{T}; K_{IOPT} = 0,03512 \frac{2J}{T}.$$
 (3.32)

Коефицијенти K_P и K_I регулатора мењаће своју вредност код измена параметара T и J сервосистема. Релативне вредности оптималних параметара не мењају вредност и заједничке су за све сервосистеме, без обзира на разлике у периоди одабирања и разлике у величини еквивалентног момента инерције J. У случају да се еквивалентни момент инерције система мења у току рада, прилагођење параметара регулације K_P и K_I може се извршити на једноставан начин, применом једначине (3.32).

Имајући у виду начин на који је дигитални регулатор брзине дефинисан на слици 3.7, може се закључити да су његови улазни сигнали задата вредност брзине обртања вратила и сигнал повратне спреге. Улазни сигнали су изражени у радијанима у секунди [rad/s]. На истој слици, претпостављено је да регулатор генерише задату вредност момента M_{em}^* изражену у [Nm]. Као последица, јединице у којима су исказани параметри K_P и K_I , одређени једначином (3.32), јесу [Nm/(rad/s)], односно [Nm s/rad].

У пракси су, међутим, параметри регулатора бездимензиони бројеви. Сигнали задате брзине, повратне спреге ($\hat{\omega}_{dig}$ на слици 3.11) и задатог момента (M_{em}^{dig}) у меморији погонског контролера постоје најчешће као шеснаестобитни бездимензиони бројеви. Интерпретација дигитално записаних величина је ствар одлуке коју доноси програмер, одређујући број који одговара покретачком моменту од 1 Nm и одлучујући како се приказује брзина обртања од 1 rad/s. Претпоставимо (сл. 3.11) да је однос момента M_{em} [Nm] који се остварује на вратилу мотора и његовог дигиталног записа одређен коефицијентом сразмерности K_M . Овај коефицијент заправо представља еквивалентно појачање електричног погона који се у сервосистему користи као актуатор момента. На сличан начин и на истој слици дефинисан је и коефицијент K_{FB} . Наиме, однос између актуелне брзине обртања ω [rad/s] и дигиталног записа сигнала повратне спреге ω_{dig} , лоцираног у RAM меморији погонског контролера, зависи од карактеристика давача на вратилу (на пример броја импулса који има инкрементални енкодер), карактеристика прихватног периферијског уређаја и начина на који се врши дигитална обрада добијених сигнала у циљу оцене брзине обртања вратила. У општем случају, однос дигиталног записа сигнала повратне спреге и актуелне брзине обртања изражене у [rad/s] може се означити са K_{FB} . За реалан систем, приказан на слици 3.11, и дефинисане коефицијенте K_M и K_{FB} , практичне вредности пропорционалног и интегралног појачања одређују се по угледу на једначину (3.33).



Слика 3.11. Брзински регулисан сервомеханизам у линеарном режиму рада. Карактеристике сервопојачавача, механичког подсистема и мерног система дефинисани су коефицијентима *K_M*, *J* и *K_{FB}*.

$$K_{POPT} = 0,2027 \frac{2J}{T} \frac{1}{K_M K_{FB}}, \ K_{IOPT} = 0,03512 \frac{2J}{T} \frac{1}{K_M K_{FB}}.$$
 (3.33)

3.3.3. Испитивање динамичких карактеристика брзинског сервосистема помоћу рачунарских симулација

За случај брзинског сервосистема чији је момент инерције $J = 0,11 \text{ kgm}^2$ и периода одабирања T = 0,001 s усвојена је претпоставка да су коефицијенти K_M и K_{FB} једнаки један, те су параметри регулације K_P и K_I подешени на начин исказан једначином (3.32). Динамичке карактеристике овако дефинисаног система испитане су помоћу рачунарских симулација. Слика 3.12 приказује задату и остварену вредност брзине обртања у два доња трага, док се остварени покретачки момент и момент којим је систем оптерећен приказују на два горња трага. Размера на хоризонталној (временској) оси дијаграма је таква да ширина слике 3.12 износи тачно 50 периода одабирања (тј. 50 ms). На истом дијаграму је најпре приказан одзив система на скоковиту промену задате вредности брзине, а потом и одзив на скоковиту промену момента оптерећења. Амплитуда поремећаја је таква да је потребни покретачки момент мањи од граничних (максималних) вредности које електрични сервопогон може остварити. У току посматраних прелазних појава, не достижу се системска ограничења као што је максимална дозвољена брзина обртања или максимални оствариви момент, те систем ради у линеарном режиму, у сагласности са представом на слици 3.11.

У одзиву на скок задате брзине, време успона траје приближно седам периода одабирања. На основу трајања одскочног одзива могуће је одредити учестаност одабирања $f_{SPL} = 1/T$, односно периоду одабирања T. Уколико је познат пропусни опсег f_{BW} који се у регулацији брзине жели постићи, периода одабирања се може израчунати према изразу $T = (1/7) (2 \pi f_{BW})^{-1}$. Као пример, код система чији су параметри одређени према једначини (3.32), пресечној учестаности од $f_{BW} = 100$ Hz одговара периода одабирања од $T \approx 220$ µs. Одзив на слици 3.12 је стриктно апериодичан и не показује промене знака покретачког момента у току прелазног процеса успостављања задате вредности брзине.



Слика 3.12. Одзив брзински регулисаног сервомеханизма на скоковиту промену задате вредности брзине и скоковиту промену момента оптерећења. Параметри регулације су подешени тако да се добије стриктно апериодичан одзив. Приказани резултати су добијени рачунарском симулацијом.

У одзиву на скок момента оптерећења (десна страна дијаграма 3.12) може се уочити да покретачки момент пре смирења прелазних процеса на кратко превазилази своју коначну вредност, једнаку примењеном моменту оптерећења. Увећана вредност момента је неопходна како би се елиминисао пропад брзине обртања вратила створен наглим скоком момента оптерећења. Превазилазећи момент оптерећења, покретачки момент ствара позитивно убрзање које створену грешку у брзини постепено своди на нулу. Ова појава не представља пребачај у одзиву система и није у контрадикцији са захтевом за стриктно апериодичним понашањем.

Максимална вредност пропада брзине у одзиву на скок момента оптерећења обрнуто је пропорционална појачањима дигиталног регулатора. У току рада сервосистема, потребно је брзину обртања одржати на задатој трајекторији. Присуство момента оптерећења импулсног карактера проузрокује одступања брзине од жељене вредности. Способност сервосистема да брзину одржи на задатој вредности пропорционална је кружном појачању и може се квантификовати као количник амплитуде примењеног момента оптерећења и величине последичног пропада брзине. Овако дефинисан количник познат је под називом крутост сервосистема. Може се показати да предложено оптимално подешење параметара система (3.31) поред увећања учестаности пропусног опсега увећава и крутост сервосистема. Даље увећања крутости и умањење грешке у праћењу задатих трајекторија захтева примену мањих вредности периоде одабирања и имплицира употребу дигиталних погонских контролера већег нумеричког капацитета.

Рад брзинског сервомеханизма у режиму великих поремећаја

Амплитуда покретачког момента у одзиву на скок улаза (леви део дијаграма 3.12) пропорционална је скоковитој промени задате вредности брзине. Уколико би поменути експеримент поновили увећавајући при томе скок задате брзине, амплитуда момента у току прелазног процеса би се пропорционално увећала. Под условом да систем ради у линеарном режиму, изван системских ограничења, увећање амплитуде поремећаја не утиче на квалитет и трајање прелазних појава. При одређеној амплитуди поремећаја, захтевани покретачки момент ће превазићи максималну оствариву вредност па ће се карактер одзива променити, а трајање прелазних процеса увећати.

Максимални покретачки момент M_{max} расположив на вратилу сервомотора зависи од карактеристика мотора и погонског претварача. Најчешће коришћени асинхрони и синхрони сервомотори напајају се из трофазних транзисторских инвертора. Највећа расположива струја у статорском намотају сервомотора одређена је карактеристикама полупроводничких прекидача. Покретачки момент се ствара захваљујући интеракцији статорске струје са флуксом који постоји у магнетском колу сервомотора. Вршна вредност момента коју сервомотор може створити зависи од производа флукса и вршне вредности струје (тј. струјног капацитета погонског претварача). Поменуту вршну вредност је могуће имати само краткотрајно јер би њено дуже трајање довело до превеликог загревања полупроводничких прекидача и намотаја мотора. Однос максималне расположиве вредности момента који се може остварити у краћим интервалима и момента који је дозвољен у трајном раду познат је под називом преоптеретљивост погона. Електрични погони опште намене могу бити краткотрајно оптерећени моментом који за 20 до 50% превазилази трајно дозвољену вредност. Код сервопогона пројектована преоптеретљивост је знатно већа и може превазићи вредност од десет, што значи да краткотрајно расположиви момент може бити до десет пута већи од момента који се може имати у трајном раду. Висока преоптеретљивост сервопогона произилази из природе механичког оптерећења са којим су спрегнути. Наиме, индустријски роботи, флексибилне производне линије и друге машине које се користе у области индустријске аутоматизације најчешће морају брзо помицати радни комад или алат, при чему се морају развити велике вредности убрзања и покретачког момента. Након обављеног кретања, веома често следе релативно дуги интервали у којима је покретачки момент мали јер он тада компензује деловање релативно малих сила фрикције и сведених гравитационих сила.

Премда је преоптеретљивост сервомотора редовно велика, ограничење покретачког момента мора се узети у обзир као једно од важних системских ограничења. Начин на који ограничење момента делује на систем илустрован је блок дијаграмом на слици 3.13.



Слика 3.13. Ограничење покретачког момента (*M_{max}*) одређено је карактеристикама сервомотора и погонског појачавача.

Слика 3.14 приказује резултат симулације одзива сервосистема на скок задате вредности брзине. Предмет разматрања је сервосистем са ограниченим покретачким моментом и случај у коме је скоковита промена улаза тако велика да потреба за моментом превазилази могућности система који тада ради у режиму ограничења. Након настанка улазног поремећаја (леви део сл. 3.14) покретачки момент скоковито расте и достиже граничну вредност M_{max} . Достизање задате брзине у 7-10 периода одабирања, по угледу на линеарни одзив који је дат на слици 3.12, захтевало би веома велике вредности момента које се у пракси не могу постићи. Стога је момент ограничен на M_{max} те се увећање брзине одвија уз константно убрзање. На слици 3.14 се може уочити да покретачки момент задржава максималну позитивну вредност и по достизању циљне брзине. Брзина обртања вратила наставља да се увећава па се у одзиву има пребачај. У току смирења прелазних појава, покретачки момент осцилује између позитивне и негативне граничне вредности док брзина обртања осцилује око задате вредности имајући при томе троугаони облик. Амплитуда и период осцилација брзине се постепено смањују све до смирења прелазних процеса.



Слика 3.14. Одзив брзински регулисаног сервосистема, приказаног на слици 3.13, на велики улазни поремећај. Скоковита промена задате вредности брзине је тако велика да покретачки момент достиже системско ограничење (M_{max}). Због уласка у нелинеарни режим рада, мења се карактер одзива. Приказани резултати су добијени рачунарском симулацијом.

Осцилаторни облик одзива на слици 3.14 није проузрокован неповољним вредностима нула карактеристичног полинома f(z). Нестабилни или слабо пригушени полови функције спрегнутог преноса (тј. нуле полинома f(z)) проузроковали би осцилације константне учестаности, док се учестаност осцилација брзине обртања вратила у одзиву на сл. 3.14 мења. Нуле карактеристичног полинома f(z) одређују карактер одзива система који ради у линеарном режиму. Систем чији је дијаграм дат на слици 3.13 има нелинеарност у виду серијски повезаног ограничавачког блока (лимитера) у директној грани. Осцилације у одзиву на велики поремећај улаза, приказане на слици 3.14, јављају се услед интеракције интегратора у оквиру дигиталног регулатора брзине и ограничавачког блока који покретачки момент одржава у границама од $-M_{max}$ до $+M_{max}$.

Ради бољег разумевања осцилација у одзиву на велике поремећаје, слика 3.15 приказује одзиве брзине и покретачког момента скупа са сигналом мереним на излазу интегратора који постоји у оквиру дигиталног регулатора брзине.



Слика 3.15. Промена брзине обртања, покретачког момента и садржаја интегратора који у оквиру дигиталног регулатора акумулира одбирке брзинске грешке. Приказани сигнали одговарају одзиву датом на слици 3.14.

Излаз интегратора представља збир одбирака грешке у брзини обртања. Како је задата брзина знатно већа од иницијалне брзине, излаз интегратора се у почетку прелазног процеса увећава. Потребно је уочити да се садржај интегратора увећава и након тренутка означеног са t_1 , када сигнал задате вредности момента достиже граничну вредност $+M_{max}$, коју не може превазићи (уочити ограничавач на сл. 3.13). Треба напоменути да се у почетку прелазног процеса види разлика између садржаја интегратора и сигнала задате вредности момента. Задата вредност момента је у почетку већа од садржаја интегратора услед постојања пропорционалног деловања регулатора, које на слици није приказано због боље прегледности.

Увећање садржаја интегратора за време у коме је покретачки момент ограничен на вредност M_{max} назива се 'навијањем' интегратора (wind-up). Ова појава се, како ће се одмах показати, негативно одражава на динамичка својства система. У тренутку означеном са t_2 , брзина обртања вратила достиже задату вредност. У истом тренутку грешка брзине опада на нулу и постаје негативна. Садржај интегратора сада престаје да расте и почиње да опада. Са становишта управљања, сада би било потребно да се покретачки момент сведе на нулу; наиме, циљна брзина је достигнута и даље убрзавање је стога непожељно. Покретачки момент, међутим, остаје једнак позитивној вредности граничног момента и након достизања циљне брзине (тренутак t_2), те систем наставља да убрзава чиме се ствара пребачај у одзиву. Услед пребачаја, грешка у брзини је негативна па се садржај интегратора прогресивно умањује. Сигнал задатог покретачког момента почиње да опада тек у тренутку t_3 , када се садржај интегратора умањи до вредности M_{max} . Непосредно након t_3 , садржај интегратора је сведен на нулу али се равнотежно стање и даље не може успоставити услед створеног пребачаја у одзиву брзине. Сада је потребно генерисати негативан момент који ће брзину умањити и свести на залату врелност. Смирење прелазне појаве може се одвијати (сл. 3.14) кроз неколико сукцесивних осцилација. Трајање прелазне појаве, у току које актуелна брзина обртања осцилује око задате вредности, зависи од амплитуде улазног поремећаја и коефицијента преоптеретљивости погона (M_{max}/M_{nom}). Ради исправног сагледавања насталог проблема, потребно је на дијаграму 3.15 посматрати промену садржаја интегратора, задатог момента и брзине, имајући при томе у виду да је, према блок дијаграму 3.9, сигнал задатог момента једнак збиру пропорционалног и интегралног деловања регулатора. У највећем броју случајева, овакво понашање погона није прихватљиво те се морају предвидети мере за превенцију навијања интегратора – AWU (Anti-Wind-Up).

Начин на који је дигитални регулатор брзине имплементиран и приказан на слици 3.9 претпоставља засебно израчунавање пропорционалног и интегралног деловања регулатора, њихово збрајање и ограничавање добијене вредности на опсег $\pm M_{max}$. Уобичајена мера превенције навијања интегратора (AWUM – *Anti-Wind-Up Mechanism*) садржи следеће кораке:

- у свакој периоди одабирања саберу се пропорционално и интегрално деловање регулатора;
- 2) добијени збир се упореди са системским ограничењем $\pm M_{max}$;
- уколико постоји премашај граничних вредности, тада се садржај интегратора насилно измени уписом садржаја који ће у збиру са пропорционалним деловањем дати задати момент једнак системском ограничењу *M_{max}* одговарајућег знака.

Описана процедура је релативно сложена и има низ недостатака који се манифестују у одређеним режимима рада. Код система који су у већој мери изложени деловању шума и ефектима ограничене резолуције у мерењу сигнала повратне спреге, пропорционално деловање има спорадичне, краткотрајне импулсе чија амплитуда може активирати описани AWU механизам. Периодична активација поменутог механизма имплицира насилан упис новог садржаја у интегратор у оквиру дигиталног регулатора брзине. На овај начин, нарушена је основна функција интегратора – обезбеђивање нулте грешке у стационарном стању. Услед спорадичних измена садржаја интегратора, више се не може гарантовати да је интеграл сигнала грешке коначан број, па се може догодити да одступања између задате и актуелне брзине постоје чак и у стационарном стању.

АWU механизам може довести и до умањења средње вредности покретачког момента који систем може остварити. Као пример, може се посматрати режим у коме је момент оптерећења близак системском ограничењу M_{max} , док сигнал задатог момента простопериодично осцилује око ове вредности услед шума присутног у сигналу повратне спреге и појачаног дејствима регулатора. Позитивне полупериоде осцилација чине да сигнал задатог момента превазиђе ниво M_{max} , што доводи до активације AWU механизма и примене ограничења. Присуство негативних периода осцилаторног шума учиниће да резултујућа средња вредност момента буде мања од M_{max} . Поменути недостаци регулатора брзине са AWU механизмом не могу се отклонити у свим случајевима и свим радним режимима. Нарочиту осетљивост у том погледу исказују сервосистеми са веома великом енергијом шума у сигналу мерене брзине. Могуће је, међутим, применом инкременталне уместо позиционе форме регулатора његову имплементацију начинити знатно једноставнијом, одређене проблеме створене међудејством шума и нелинеарности отклонити, а друге начинити мање акутним.

3.4.1. Инкрементална форма регулатора брзине

Начин на који је у претходном одељку имплементиран дигитални регулатор брзине у референтној литератури [54] се назива позиционом формом. Алтернатива позиционој форми је инкрементална форма, код које се у свакој периоди одабирања прорачунавају инкременти (промене) дејстава регулатора у односу на њихове вредности у претходној периоди одабирања. У конкретном случају, инкременти пропорционалног и интегралног деловања дигиталног регулатора брзине се одређују на начин исказан једначином (3.33). Потребно је уочити да ова једначина претпоставља структуру регулатора са пропорционалним деловањем у локалној грани и интегралним дејством у директној грани.

$$\Delta M_{n+1}^{dig} = M_{n+1}^{dig} - M_n^{dig} = K_P (\hat{\omega}_n^{dig} - \hat{\omega}_{n+1}^{dig}) + K_I \Delta \omega_{n+1}$$

$$M_{n+1}^{dig} = \sum_{k=0}^{n+1} \Delta M_k^{dig}$$
(3.33)

Сигнали задатог момента (M^{dig}) и повратне спреге (ω^{dig}) у једначини (3.33) носе ознаку *dig* како би се нагласило да се ради о бездимензионим бројевима представљеним шеснаестобитним или тридесетдвобитним дигиталним речима у меморији дигиталног контролера. Инкремент (увећање) интегралног дејства у односу на претходну периоду једнак је производу одговарајућег појачања и сигнала грешке, док инкремент пропорционалног деловања зависи од параметра K_P и промене која постоји у сигналу повратне спреге. Сабирањем инкремената добија се прираштај управљачке променљиве

$$\Delta M^{dig} = M^{dig}_{n+1} - M^{dig}_n.$$

Сигнал задате вредности момента сада је могуће добити додавањем инкремента ΔM^{dig} на вредност M_n^{dig} , добијену у претходној периоди одабирања.

Начин на који се дигитални регулатор брзине може имплементирати у инкременталној форми илустрован је блок дијаграмом на слици 3.16. Инкременти пропорционалног и интегралног деловања стичу се у суматору S₁. Блок означен са D₁ представља кашњење сигнала повратне спреге за једну периоду одабирања, тако да ће се у периоди (n+1) на излазу из овог блока имати сигнал повратне спреге из претходне периоде одабирања (n). Суматор обележен са S₃ одређује прираштај сигнала повратне спреге у односу на претходну периоду. Помножен са пропорционалним појачањем, овај прираштај даје инкремент пропорционалног деловања.

Резултујући инкремент (прираштај $\Delta M^{dig} = M_{n+1}^{dig} - M_n^{dig}$) задатог покретачког момента има се на излазу из суматора S₁. Суматор S₂ сабира добијени инкремент са задатим моментом M_n^{dig} који је постојао у претходној периоди. Податак о претходној вредности M_n^{dig} расположив је у виду сигнала на излазу блока D₂. Потребно је уочити да је вредност коју блок D₂ меморише узета са излаза ограничавача (лимитера) тако да се ради о броју чија је вредност у опсегу $\pm M_{max}^{dig}$. Параметар M_{max}^{dig} дефинише дозвољени опсег промене излазног сигнала M_{em}^{dig} и он представља дигитални запис системског ограничења M_{max} ($M_{max}^{dig} = M_{max}/K_M$). Излаз из суматора S₂ може превазићи дозвољене границе, али ће у том случају деловати ограничавач и свести сигнал задатог момента у опсег системског ограничења $\pm M_{max}$.

Уколико за тренутак занемаримо ограничавач и његову функцију, сматрајући да се на његовом месту у дијаграму налази блок са јединичним појачањем, уочава се да овакав блок у спрези са елементом за кашњење (D_2) представља дигитално имплементиран интегратор. Управо овај интегратор сабира (интегрише) инкременте задатог момента дајући тако његову коначну вредност. У оквиру посматране структуре не постоји засебан интегратор који би имплементирао интегрално деловање регулатора већ је оно имплицитно садржано у интегратору који чине ограничавач и блок D_2 . Може се показати да је на поменути начин инхерентно решен проблем навијања интегратора те није потребно у том погледу предузимати додатне мере.



Слика 3.16. Дигитални регулатор брзине са пропорционалним и интегралним дејством имплементираним у инкременталној форми. Блок ограничења момента (M_{max}) и дискретни интегратор D₂ творе интелигентни (Крикелисов) интегратор који предупређује појаву навијања интегратора (*wind-up*).

Проблем навијања интегратора у оквиру дигиталног регулатора који је имплементиран у позиционој форми илустрован је временским дијаграмима приказаним на слици 3.15. У одзиву на велики поремећај улаза, садржај интегратора се увећава и након уласка у режим ограничења момента. Као последица, ствара се пребачај у одзиву брзине услед потребе да се увећана вредност интегратора сведе на вредност мању од ограничења M_{max} .

Посматрајмо сада начин на који се дигитални регулатор са инкременталном имплементацијом (сл. 3.16) понаша у истом режиму. Уз претпоставку да се ради о веома великом скоку улаза, сигнал задатог момента M_{n+1}^{dig} , који постоји на излазу из регулатора (тј. излазу из ограничавача на слици 3.16), веома брзо ће достићи граничну вредност M_{max}^{dig} , што ће проузроковати развијање највећег могућег покретачког момента M_{max} . У даљем току прелазне појаве, све док актуелна брзина обртања вратила не достигне циљну вредност (тренутак t_2 на сл. 3.15), грешка у брзини обртања биће велика и позитивна, па ће регулатор генерисати позитивне вредности инкремента ΔM (излаз суматора S₁ на сл. 3.16) у настојању да се циљна брзина што пре достигне. Услед деловања ограничавача, вредности меморисане у интегратору (излаз из блока D₂) биће ограничене на вредност M_{max}^{dig} и неће се даље увећавати. Може се показати да одсуство навијања интегратора омогућује да се и при великим поремећајима добије одзив брзине вратила без премашења циљне вредности.

Претпоставимо да се у фази увећавања брзине обртања вратила под дејством максималног расположивог покретачког момента M_{max} има угаоно убрзање $a = d\omega/dt$. У раду са константном акцелерацијом a, брзина обртања вратила се у току сваке периоде одабирања T увећа за износ aT. Инкремент момента ΔM који постоји на излазу суматора S₁ (сл. 3.16) постаће негативан пре него што се достигне циљна брзина. Посматрајући једначину (3.33), може се закључити да ће инкремент ΔM променити знак и постати негативан у тренутку када се преостала брзинска грешка по вредности изједначи са $\Delta \omega = (K_P/K_I) \cdot aT$. Од тог тренутка, садржај интегратора (излаз блока D₂) се умањује захваљујући негативним вредностима инкремента ΔM . Код достизања циљне брзине, вредност задатог момента меморисана у блоку D₂ је већ изједначена са нулом, због чега систем може ући у стационарно стање без пребачаја у одзиву.



Слика 3.17. Одзив брзине и покретачког момента сервосистема за случај када делује велики улазни поремећај. Регулатор брзине приказан на слици 3.16 омогућује да се карактер одзива очува и у случају када делује системско ограничење момента (M_{max}). Приказани резултати су добијени рачунарском симулацијом.

Резултати симулације дигитално управљаног сервосистема са регулатором који је начињен по угледу на дијаграм 3.16 приказани су на слици 3.17. Симулиран је случај у коме постоји велики скок улаза праћен интервалом у коме систем ради са константном циљном брзином. Потом се задата брзина скоковито мења на иницијалну вредност док систем успорава до заустављања. Горњи траг представља остварени покретачки момент док се на доњем трагу виде задата брзина и брзина обртања вратила. Може се уочити да у одзиву нема пребачаја те да он задржава својства стриктне апериодичности и у режиму великих поремећаја. Овим је потврђена раније изнета тврдња да је код дигиталног регулатора брзине имплементираног у инкременталној форми појава навијања интегратора (*wind-up*) инхерентно спречена, те да никакве додатне *Anti-Wind-Up* мере или механизми нису потребни.

3.5. Експериментално испитивање карактеристика брзински регулисаног сервомеханизма

Описана структура и начин подешавања параметара дигиталног регулатора брзине су експериментално верификовани на радној станици Векшра, намењеној вежбању студената у Лабораторији за микропроцесорско управљање електромоторним погонима Електротехничког факултета у Београду [55]. Регулатор је записан у програмском језику С. Изворни код регулатора се под називом 'Vektor.c' може наћи у оквиру датотека [56] намењених студентима-полазницима курса Микройроиесорско уйрављање електиричним йогонима. Релевантни модули програма 'Vektor.c' су дати у додатку Б на крају књиге. Експериментална поставка Вектора садржи векторски контролисани асинхрони мотор снаге 0,75 kW који се користи као извршни орган регулатора брзине. У току изведених испитивања, асинхрони мотор је механички спрегнут са монофазним синхроним генератором који је коришћен као контролисано оптерећење. Периода одабирања брзинског регулатора износи T = 10 ms, номинална брзина обртања мотора једнака је $\omega_{nom} = 145$ rad/s, еквивалентни момент инерције обртних маса J = 0.032 kgm², док се за мерење брзине користи инкрементални оптички енкодер који има 1250 импулса по обртају. Највећа остварива вредност покретачког момента одређена је струјним капацитетом транзисторског инвертора и једнака је 13,6 Nm.

На слици 3.18 приказана је промена детектоване брзине обртања (горњи траг) и задатог покретачког момента (доњи траг). Покретачки момент асинхроног мотора представљен је променом активне компоненте струје i_q векторски контролисаног асинхроног мотора. Задата брзина се најпре скоковито мења са иницијалне вредности од -300 o/min (обртаја у минуту) на вредност од +300 o/min, а потом такође скоковито враћа на почетну вредност. Исти експеримент је поновљен за случај када се задата брзина обртања мења са -600 o/min на +600 o/min (сл. 3.19) и коначно, за промене задате брзине обртања са -1000 o/min на +1000 o/min

(сл. 3.20). Може се уочити да је одзив брзине обртања у свим случајевима апериодичан. По изласку из режима ограничења момента, прелазне појаве се смирују за 70-80 ms, што је у складу са аналитичким разматрањима и претходно начињеним симулацијама (сл. 3.12).



Слика 3.18. Одзив брзине (горњи траг) и покретачког момента (доњи траг) брзински регулисаног сервомеханизма са асинхроним сервомотором снаге 0,75 kW. Приказан је оглед промене смера при брзини од 300 o/min.

Одзив покретачког момента на слици 3.19 садржи осцилације чија је периода једнака 8-9 периода одабирања. У посматраном режиму, механички подсистем ствара пулсациони момент чија је учестаност у оквиру пропусног опсега регулатора. Дигитални регулатор детектује промене брзине обртања које настају услед деловања поменутих пулсација и генерише корективно дејство са циљем да спречи утицај пулсација на управљану величину – брзину обртања вратила. Одзив покретачког момента, приказан на слици 3.20, садржи осцилације чија је амплитуда мања. Брзина обртања вратила је у посматраном случају већа (1000 o/min), па је и учестаност пулсација момента оптерећења већа. Ова учестаност сада превазилази пропусни опсег регулатора брзине који више не може генерисати адекватно корективно дејство па се ефекти пулсација момента оптерећења не могу отклонити. Услед повишене учестаности пулсационог момента и нископропусног карактера објекта, у одзиву брзине обртања вратила на слици 3.20 не могу се уочити значајније осцилације.



Слика 3.19. Одзив брзине (горњи траг) и покретачког момента (доњи траг) брзински регулисаног сервомеханизма са асинхроним сервомотором снаге 0,75 kW. Приказан је оглед промене смера при брзини од 600 o/min.



Слика 3.20. Одзив брзине (горњи траг) и покретачког момента (доњи траг) брзински регулисаног сервомеханизма са асинхроним сервомотором снаге 0,75 kW. Приказан је оглед промене смера при брзини од 1000 o/min.

4. Пројектовање позиционог регулатора

Управљање кретањем у оквиру индустријске аутоматизације подразумева коришћење покретачког момента или силе електричног сервомотора како би се остварило транслаторно, обртно или сложено кретање алата или предмета обраде по унапред одређеној трајекторији. У оквиру једне производне ћелије или радног места алатне машине постоји већи број различитих видова кретања па је потребно контролисати већи број сервомотора чије се кретање мора ускладити у простору и времену. Квалитет обраде зависи од прецизности са којом положај алата или предмета обраде може пратити задату трајекторију. С друге стране, продуктивност ће бити већа уколико се предвиђени циклус кретања може обавити у краћем временском интервалу. Стога се од савремених позиционих сервосистема захтева велика тачност и велика брзина у достизању циљне позиције.

Карактер одзива позиционог сервосистема треба да буде такав да се у достизању циљне позиције не дешава пребачај. У многим применама би постојање премашаја циљне позиције довело до лома алата или деформације радног комада. Жељени одзив покретачког момента је у току прелазног процеса и при достизању циљне позиције такође апериодичан. У противном би осцилаторни карактер покретачког момента био у спрези са мртвим ходом и еластицитетом преносника те би могао проузроковати увећање позиционе грешке и појаву подржаних осцилација. Структуру и начин подешавања параметара дигиталног регулатора позиције треба одредити тако да се обезбеди одзив максималне брзине и стриктно апериодичног карактера. Разлози за одабир стриктно апериодичног одзива детаљније су описани у оквиру претходног поглавља.

Задатак дигиталног регулатора позиције је да у свакој периоди одабирања одреди одступање мерене позиције од задате вредности те да зада и преко сервомотора оствари покретачки момент који ће довести до тога да се детектована вредност грешке на стабилан начин и у коначном времену сведе на нулу. Блок дијаграм објекта управљања дат је на слици 4.1.

Циљ управљања је обезбедити да позиција вратила θ_R , која се код крутог преноса једнозначно пресликава на положај алата или предмета обраде, буде једнака задатој вредности, односно да прати задату трајекторију у простору. Позиција θ_R се најчешће мери помоћу оптичког енкодера или електромагнетског ризолвера.



Слика 4.1. Механички подсистем, чији је излаз регулисана позиција, и сервопогон који се користи као актуатор момента. Микропроцесорски регулатор позиције очитава излазну позицију у дигиталној форми, одређује одступање од жељене вредности и формулише корективно дејство у виду задате вредности покретачког момента који се као дигитални запис саопштава сервопогону.

Сигнали са давача уграђеног на вратило мотора конвертују се у дигитални облик (θ^{dig} на сл. 4.1) помоћу потребних периферијских уређаја, као што су бројачки системи или ризолверски конвертор (R/D – *Resolver-to-Digital*), и припадајућих програмских модула за обраду сигнала повратне спреге. Претпостављено је да коефицијент мерног система $K_{FB} = \theta^{dig}/\theta_R$ одређује промену добијеног сигнала $\Delta \theta^{dig}$ при померају ротора $\Delta \theta_R$ од једног радијана. Задатак регулатора је да детектује грешку у излазној позицији и генерише управљачки сигнал M_{em}^{dig} на начин који ће детектовану грешку у што краћем времену свести на нулу. Регулатор ће свој задатак обављати у сукцесивним еквидистантним тренуцима који се понављају са периодом *T* (периода одабирања регулатора позиције). Коло задршке K₁ моделује начин на који се задати момент саопштава механичком подсистему (МПС на сл. 4.1). Наиме, задата вредност покретачког момента, израчуната непосредно након узимања одбирка позиције у тренутку *nT* деловаће преко извршног органа (тј. сервомотора) на механички подсистем све до истека текуће периоде одабирања и узимања следећег одбирка у тренутку (*n*+1)*T*.

Блок K_M на слици 4.1 представља модел сервомотора са припадајућим погонским претварачем, дигиталним погонским контролером и програмским модулима за управљање флуксом и моментом сервомотора. У позиционим сервомеханизмима су се традиционално користили мотори за једносмерну струју са перманентним магнетима уграђеним на статор. Савремене производне машине користе сервомоторе за наизменичну струју, и то најчешће синхроне сервомоторе са перманентним магнетима на ротору или асинхроне сервомоторе. Код свих поменутих сервомотора развијени момент је производ побудног флукса и струје која постоји у статорском или арматурном намотају. Пропусни опсег који се може остварити у задавању момента зависи од карактеристика дигиталног регулатора струје. Расположиви дигитални погонски контролери [16] имају нумерички капацитет и периферијске уређаје који омогућавају достизање пропусног опсега у регулацији струје од 1,5 до 2 kHz. Имајући у виду да савремени позициони сервомеханизми треба да остваре пропусни опсег у опсегу од 50 до 200 Hz, може се закључити да ће сервомотор задату вредност момента постићи у времену које је за ред величине краће од периоде одабирања T, тако да се у поступку синтезе позиционог регулатора кашњење у успостављању покретачког момента може занемарити. Из наведених разлога блок K_M нема инерционе елементе. Статичко појачање K_M дефинише однос између актуелне вредности момента M_{em} која се остварује на вратилу, изражене у [Nm], и задате вредности покретачког момента исказане у дигиталној форми (M_{em}^{dig}).

Максимални момент M_{max} који се може остварити зависи од струјног капацитета погонског конвертора и карактеристика самог мотора. Услед постојања оваквог системског ограничења, блок K_M је приказан као лимитер (ограничавач) који обезбеђује да покретачки момент по апсолутној вредности не превазиђе M_{max} . Поред ограничења покретачког момента, у пракси је често потребно уважити још једно системско ограничење које на слици 4.1 није приказано. Наиме, брзина обртања вратила мотора као и брзина транслаторног кретања радног комада или алата не сме превазићи максималну дозвољену вредност. Превазилажење ове брзине може довести у питање интегритет несавршено центрираног ротора, лежајева мотора, интегритет преносног механизма као и саме механичке структуре производне машине, пројектоване тако да може поуздано да ради само у случају када брзине кретања не превазилазе граничну вредност. Алгоритам управљања као и програмски модул за генерисање жељене трајекторије морају бити начињени тако да се у току рада сервосистема обезбеди да брзина обртања вратила не превазиђе граничну брзину.

Присуство системског ограничења по моменту и брзини уводи нелинеарност у модел објекта. Доцније ће бити показано да се стабилан и робустан одзив у режиму великих поремећаја улаза може постићи једино у случају да и сам регулатор има нарочито пројектоване нелинеарности. Имајући, међутим, у виду да се поменута системска ограничења манифестују у режиму великих поремећаја, поступак синтезе регулатора, који треба да обезбеди квалитет и брзину одзива код малих промена улаза, може се обавити процедуром у којој се ограничења занемарују и систем сматра линеарним. Измене потребне за остварење задовољавајућег одзива у случају великих поремећаја биће разматране доцније.

Претпостављајући да је познат еквивалентни момент инерције J механичког подсистема као и момент оптерећења M_{OPT} који у улози поремећаја делује на систем, динамичко понашање објекта може се описати једначином (4.1):

$$J\frac{\mathrm{d}^{2}\theta_{r}}{\mathrm{d}t^{2}} = J\frac{\mathrm{d}\omega_{R}}{\mathrm{d}t} = M_{em}(t) - M_{OPT}(t).$$

$$(4.1)$$

Код моделовања механичког подсистема погона, на десној страни Њутнове једначине често се записује члан $K_{TR} \omega_R$ којим се жели приближно представити момент трења који се супротставља кретању покретних делова механичког подсистема. Овакав модел трења даје добре резултате за поједине механичке структуре и преносне механизме, али се у општем случају не може применити јер поједине компоненте трења опадају са брзином док статичко трење постоји једино при самом поласку из стања мировања. У оквиру једначине (4.1), трење није засебно моделовано већ се сматра да оно представља један део поремећаја Морт. Оправданост овакве претпоставке произилази из природе самог позиционог сервомеханизма. Наиме, дигиталном регулацијом позиције жели се постићи што бржи одзив, кратко време достизања циљне позиције и брзо смирење прелазних процеса. Овакво понашање имплицира велике вршне вредности убрзања и захтева импулсе покретачког момента велике амплитуде. Вршне вредности покретачког момента могу бити за ред величине веће од трајно дозвољеног (номиналног) момента погона, па се може закључити да ће момент трења бити барем за два реда величине мањи од M_{max}. На основу тога може се закључити да се придруживањем момента трења поремећају M_{OPT} чини незнатна грешка. Овако моделован механички подсистем приказан је блоком МПС на слици 4.1.

Присуство кола задршке чини да се покретачки момент $M_{em(n)}$, израчунат непосредно по узимању одбирка θ_n^{dig} , не мења све до истека текуће периоде одабирања и узимања новог одбирка θ_{n+1}^{dig} у тренутку (n+1)T. Означимо ли са ω угаону брзину обртања вратила изражену у [rad/s] и са θ позицију вратила исказану у радијанима, понашање механичког подсистема у интервалу [nT, (n+1)T) биће дефинисано следећим једначинама:

$$\omega_{n+1} = \omega_n + \frac{T}{J} M_{em(n)} - \frac{1}{J} \int_{nT}^{nT+T} M_{OPT}(t) dt , \qquad (4.2)$$

$$\theta_{n+1} = \theta_n + \int_{nT}^{nT+T} \omega \,\mathrm{d}t \,. \tag{4.3}$$

Момент оптерећења представља поремећај који делује на систем и доводи до одступања регулисане позиције од задате вредности. Уколико је брзина реаговања регулатора позиције довољно велика, грешке проузроковане променом оптерећења биће благовремено детектоване и кориговане управљачким дејствима регулатора. Да би се ово постигло, периода одабирања дигиталног регулатора треба да буде одабрана тако да резултујући пропусни опсег буде довољан за ефикасну компензацију момента оптерећења M_{OPT} покретачким моментом M_{em} . Наведени разлози као и дискусија дата у оквиру одељка 3.2.2 (образложење апроксимације исказане једначином 3.3) чине оправданом претпоставку да је промена момента оптерећења $M_{OPT}(t)$ у току једне периоде одабирања T мала, те да се његово деловање на систем може еквивалентирати ефектима које би имао момент чија бројчана вредност $M_{OPT(n)}$ одговара средњој вредности $M_{OPT}(t)$ у интервалу [nT, (n+1)T) и који је у току назначеног интервала непроменљив:

$$M_{OPT(n)} = \frac{1}{T} \int_{nT}^{nT+T} M_{OPT}(t) \mathrm{d}t.$$

Израз за промену брзине обртања вратила у *n*-тој периоди одабирања узима облик:

$$\omega_{n+1} = \omega_n + \frac{T}{J}M_{em(n)} - \frac{T}{J}M_{OPT(n)}.$$
(4.4)

Имајући у виду да су у току интервала [nT, (n+1)T) чланови $M_{OPT(n)}$ и $M_{em(n)}$ непроменљиви, може се закључити да ће промена брзине обртања $\omega(t)$ у истом интервалу бити линеарна, са почетном вредношћу ω_n и крајњом ω_{n+1} , као што је приказано на слици 3.6. Промена позиције у току *n*-те периоде одабирања (једначина 4.3) може се исказати као:

$$\theta_{n+1} = \theta_n + \int_{nT}^{(n+1)T} \omega dt = \theta_n + \frac{\omega_{n+1} + \omega_n}{2} T.$$
(4.5)

Обележавајући са $\theta(z)$, $\omega(z)$, $M_{OPT}(z)$ и $M_{em}(z)$ комплексне ликове који поворке одбирака θ_n , ω_n , $M_{OPT(n)}$ и $M_{em(n)}$ имају у *z*-домену, из израза (4.4) и (4.5) могу се добити једначине (4.6) и (4.7). Коришћењем особина *z*-трансформације, временско предњачење од једне периоде одабирања *T* може се представити множењем променљиве (у посматраном случају ω_n) са оператором *z*, тако да се одбирак ω_{n+1} може записати као $z\omega_n$.

$$\omega(z) = \frac{T}{J} \frac{1}{z-1} M_{em}(z) - \frac{T}{J} \frac{1}{z-1} M_{OPT}(z)$$
(4.6)

$$\theta(z) = T \, \frac{z+1}{2(z-1)} \, \omega(z) \tag{4.7}$$

Задата вредност покретачког момента M_{em}^{dig} и сама представља поворку одбирака који се могу представити комплексним ликом $M_{em}^{dig}(z)$. Према слици 4.1, однос оствареног момента $M_{em}(z)$ и задате вредности $M_{em}^{dig}(z)$ у линеарном режиму дефинисан је коефицијентом K_M . Комплексни лик позиције вратила сада се може изразити у функцији лика задате вредности момента и комплексног лика поремећаја $M_{OPT}(z)$. Релевантне функције преноса (једначина 4.8) означене су са $W_{OU}(z)$ (управљачка променљива – излаз) и $W_{OP}(z)$ (поремећај – излаз).

Добијене функције преноса користиће се у поступку синтезе и одређивања параметара дигиталног регулатора позиције. У поступку њиховог извођења детаљно је изложен ток сигнала и дискутована природа поремећаја.

$$\theta(z) = \frac{K_M T^2(z+1)}{2J(z-1)^2} M_{em}^{dig}(z) - \frac{T^2(z+1)}{2J(z-1)^2} M_{OPT}(z),$$

$$\theta(z) = W_{OU}(z) M_{em}^{dig}(z) - W_{OP}(z) M_{OPT}(z)$$
(4.8)

Исте функције могуће је, уз начињене претпоставке и апроксимације, добити директном применом *z*-трансформације. Полазећи од тока сигнала приказаних на дијаграму 4.1, добија се:

$$W_{OU}(z) = Z\left(\frac{1 - e^{-sT}}{s}K_M \frac{1}{Js^2}\right) = \frac{K_M T^2(z+1)}{2J(z-1)^2},$$
$$W_{OP}(z) = Z\left(\frac{1 - e^{-sT}}{s} \frac{1}{Js^2}\right) = \frac{T^2(z+1)}{2J(z-1)^2}.$$

У оквиру система, регулатор позиције се може повезати као серијски компензатор. Он врши дискриминацију позиционе грешке и користи добијену вредност као улаз, генеришући при томе задату вредност момента као излаз. У дефинисању потребних дејстава која регулатор треба да има, потребно је на слици 3.56 уочити објекат моделован као двоструки интегратор са појачањем 1/*J*, као и место у оквиру блок дијаграма на коме се налази регулатор. На истој слици регулатор је представљен тако да има пропорционално и диференцијално дејство. Потребно је уочити да је диференцијално дејство неопходно ради постизања стабилног одзива. У складу са дискусијом изведеном у трећем поглављу, у коме се разматрају проблеми регулације брзине, стабилан одзив система са једним улазом и једним излазом захтева да у оквиру серијског компензатора постоји имплицитна повратна спрега по стању. Диференцијално дејство по позицији представља имплицитну повратну спрегу по брзини обртања вратила, што је у складу са наведеним разматрањем. Карактеристични полином идеализованог система на слици 3.56 је сада

$$f(s) = s^2 + s\frac{D}{J} + \frac{P}{J},$$

па се може закључити да усвајање довољно великог коефицијента диференцијалног појачања *D* резултује постизањем жељеног степена пригушења импулсног одзива.

Чинећи мисаони експеримент у коме се на улаз идеализованог позиционог сервосистема са пропорционалним и диференцијалним деловањем (PD регулатор, сл. 3.56) доводи жељена вредност позиције док је поремећај у виду момента оптерећења једнак нули, можемо закључити да ће по смирењу прелазног процеса постојати нулта грешка стационарног стања. Наиме, у одсуству убрзања и при нултој вредности момента оптерећења, захтевани покретачки момент једнак је нули. Имајући у виду да је у стационарном стању овај момент једнак производу пропорционалног деловања регулатора и позиционе грешке, закључује се да неће бити разлике између задате и остварене позиције. Потребно је уочити да ће грешка у стационарном стању постојати када год момент оптерећења који делује на систем има вредност различиту од нуле. Грешка коју ће у стационарном стању исказивати позициони сервомеханизам са PD регулатором биће једнака количнику између момента оптерећења и пропорционалног појачања регулатора ($\Delta \theta = M_{OPT}/K_P$). Увећањем појачања грешка се може смањити, али при томе треба имати у виду да су вредности појачања K_P које се у пракси могу применити ограничене присутним шумом и појавом слабо пригушеног или нестабилног одскочног одзива код употребе превеликих вредности кружног појачања. Уколико се захтева да грешка у стационарном стању и присуству константног момента оптерећења буде једнака нули, неопходно је увести интегрално дејство регулатора. Тада би у његовој структури постојала три дејства: пропорционално, интегрално и диференцијално (PID).

У пракси се могу сусрести PID и PD регулатори позиције. Регулатори без интегралног деловања користе се у сервосистемима код којих је момент оптерећења у стационарном стању предвидив па се може унапред компензовати (*feed-forward*) додавањем адекватног сигнала излазу регулатора (M_{em}^{dig}). У оквиру разматрања која следе, најпре ће бити изложен поступак синтезе и подешавања параметара регулације за PD, а потом и за PID регулатор позиције.

Блок дијаграм дигиталног PD регулатора позиције приказан је на слици 4.2. Однос мерене и актуелне позиције одређен је карактеристикама давача који постоји на вратилу сервомотора. Овај однос је означен коефицијентом K_{FB} . Пропорционално дејство регулатора лоцирано је у директној грани. Коефицијент пропорционалног појачања K_P множи позициону грешку дајући тако пропорционално дејство регулатора:

$$y_1 = K_{FR} K_P \Delta \theta$$
,

док је диференцијално дејство лоцирано у локалног грани. Диференцијално деловање регулатора *у*₂ зависи од производа појачања *K*_D и промене позиције:

$$y_{2(n+1)} = K_{FB} K_D (\theta_{(n+1)} - \theta_{(n)}).$$

Ово дејство се одузима од пропорционалног дејства дајући тако задату вредност момента M_{em}^{dig} .

Диференцијално дејство регулатора је потребно из разлога стабилности и квалитета одзива. Ово дејство би се могло применити у директној грани, где се на слици 4.2 налази блок пропорционалног појачања. У том случају би диференцијално дејство било одређено изводом позиционе грешке $\Delta \theta$. У тренутку (n+1)Tдиференцијално дејство регулатора имало би вредност $K_{FB}K_D (\Delta \theta_{(n+1)} - \Delta \theta_{(n)})$. Решење предложено на слици 4.2 предвиђа да диференцијално дејство постоји у локалној (повратној) грани регулатора, тако да се вредност сигнал y_2 у наредној периоди одабирања одређује према изразу $y_{2(n+1)} = K_{FB}K_D(\theta_{(n+1)} - \theta_{(n)})$.



Слика 4.2. Блок дијаграм микропроцесорског регулатора позиције са пропорционалним деловањем у директној грани и диференцијалним дејством у локалној грани.

Оваквим решењем добија се карактеристични полином једнак ономе који би се имао са диференцијалним дејством у директној грани, па ће и полови функције спрегнутог преноса бити једнаки. Ова тврдња се може лако проверити; довољно је уочити да у случају када је задата вредност позиције једнака нули ($\theta_{ref} = 0$, аутономан рад), између два разматрана решења нема никакве разлике. Дакле, померањем диференцијалног деловања из директне гране у повратну грану не мења се спектар полова нити карактер одзива система.

Разлог за премештање диференцијалног деловања је елиминација утицаја које скоковите промене или шум у сигналу θ_{ref} могу имати на сигнал покретачког момента. Наиме, код система са диференцијалним дејством у директној грани, свака скоковита промена задате вредности позиције резултовала би достизањем граничне вредности момента M_{max} . Поред овога, диференцирањем улазног шума добиле би се нежељене пулсације покретачког момента.

Од интереса је сагледати да се у оквиру блок дијаграма на слици 4.2 може уочити брзински сервомеханизам као подсистем чији је улаз сигнал y_1 , док сигнал y_2 представља сигнал повратне спреге. Уколико би са слике уклонили дискриминатор позиционе грешке и блок са пропорционалним појачањем, преостала би повратна спрега по изводу (инкременту) позиције. Како је сигнал y_2 пропорционалан промени позиције у оквиру једне периоде одабирања, вредност му је сразмерна брзини обртања вратила $\omega = d\theta/dt$. Сматрамо ли да се брзина ω у току једне периоде одабирања знатније не мења, сигнал повратне спреге можемо изразити као:

$$y_2 = K_{FB} K_D \omega T$$
.

Овим је потврђено да је диференцијално дејство по позицији еквивалентно пропорционалном дејству по брзини обртања вратила. Успостављањем овакве врсте повратне спреге, посматрани подсистем функционише као брзински регулисани сервомеханизам са пропорционалним дејством регулатора. Претпоставимо ли при томе да је појачање $K_{FB}K_DT$ довољно велико, може се закључити да ће разлика између сигнала y_1 и y_2 бити мала. Сигнал y_1 тада узима улогу задате вредности брзине. Брзина обртања вратила биће приближно једнака

$$\omega = \frac{y_1}{K_{FB} K_D T}$$

Посматран на описани начин, систем на слици 4.2 садржи пропорционални регулатор позиције K_P , чији излаз y_1 представља сигнал задате брзине који се доводи на улаз локалног пропорционално регулисаног брзинског сервомеханизма. Овакав начин сагледавања биће од користи код формулисања нелинеарних закона управљања, чији је циљ да обезбеде очување квалитета одзива на поремећаје који резултују достизањем системских ограничења.

Вредност покретачког момента $M_{em(n+1)}$ који дигитални PD регулатор позиције (сл. 4.2) задаје на основу одбирка позиције узетог у тренутку (n+1)T дат је следећом једначином:

$$M_{em(n+1)} = K_P K_{FB} K_M (\theta_{ref(n+1)} - \theta_{(n+1)}) + K_D K_{FB} K_M (\theta_{(n)} - \theta_{(n+1)}).$$
(4.9)

Комплексни лик покретачког момента у *z*-домену дат је једначином (4.10):

$$M_{em}(z) = K_{P} K_{FB} K_{M} (\theta_{ref}(z) - \theta(z)) - K_{D} K_{FB} K_{M} \theta(z) (1 - z^{-1}).$$
(4.10)

Функција преноса $W_{OP}(z)$, дефинисана једначином (4.8) даје зависност излаза (тј. одбирака позиције θ) од разлике која постоји између одбирака покретачког момента и момента оптерећења. При овоме се под одбирком момента оптерећења подразумева његова средња вредност у току текуће периоде одабирања (једначина 3.3). Увођењем $W_{PR} = K_P K_{FB} K_M$ и $W_{DF}(z) = K_D K_{FB} K_M (1 - z^{-1})$, динамичко понашање које у линеарном режиму рада показује позициони сервомеханизам са PD регулатором може се приказати дијаграмом датим на слици 4.3. Ознака θ_{ref} која на овој слици стоји на десној страни одабирача T односи се на одбирке задате вредности позиције док ознака θ на излазу система представља поворку одбирака позиције вратила. Симбол M^*_{OPT} представља раније дефинисане одбирке момента оптерећења. За посматрани систем, једначина (4.11) даје функцију спрегнутог преноса са улаза на излаз, док је једначином (4.12) дефинисан одзив излаза на поремећај. За случај када је $\theta_{ref} = 0$, једначина (4.12) даје $W_{OO}(z) = \theta(z)/M^*_{OPT}(z)$.

Израз за функцију спрегнутог преноса може се начинити прегледнијим уколико се уведе појам релативних појачања PD регулатора. Релативна вредност пропорционалног појачања може се дефинисати као $p = K_P K_{FB} K_M \cdot (T^2/2J)$ док се

за релативну вредност појачања диференцијалног дејства на исти начин може добити $d = K_D K_{FB} K_M \cdot (T^2/2J)$.



Слика 4.3. Упрошћен блок дијаграм позиционог сервомеханизма погодан за одређивање функције спрегнутог преноса и функције преноса поремећаја.

$$W_{SS}(z) = \frac{\theta(z)}{\theta_{ref}(z)} = \frac{W_{PR}W_{OP}}{1 + W_{OP}(W_{PR} + W_{DF})}$$

$$W_{SS}(z) = \frac{\left[\frac{T^{2}(z+1)}{2J(z-1)^{2}}\right]K_{P}K_{FB}K_{M}}{1 + \left[\frac{T^{2}(z+1)}{2J(z-1)^{2}}\right]K_{FB}K_{M}\left[K_{D}\left(\frac{z-1}{z}\right) + K_{P}\right]}$$
(4.11)

$$W_{OO}(z) = \frac{\theta(z)}{M_{OPT}^{*}(z)} = \frac{-W_{OP}}{1 + W_{OP}(W_{PR} + W_{DF})} - \left[\frac{T^{2}(z+1)}{2J(z-1)^{2}}\right]$$

$$W_{OO}(z) = \frac{-\left[\frac{T^{2}(z+1)}{2J(z-1)^{2}}\right]}{1 + \left[\frac{T^{2}(z+1)}{2J(z-1)^{2}}\right]K_{FB}K_{M}\left[K_{D}\left(\frac{z-1}{z}\right) + K_{P}\right]}$$
(4.12)

Поред упрошћавања једначина, увођење релативних појачања p и d чини једноставнијом процедуру подешавања параметара регулатора. У даљој анализи биће показано да су оптималне вредности релативних појачања једнозначне те да нису функција параметара објекта. Одређивање оптималних појачања K_P и K_D сада се своди на множење p_{OPT} и d_{OPT} са коефицијентом $2J/(K_{FB} K_M T^2)$.

Увођењем претходно дефинисаних релативних појачања у једначине (4.11) и (4.12) добија се:

$$W_{SS}(z) = \frac{z(z+1)p}{z(z-1)^2 + [d(z-1)+pz](z+1)} = \frac{pz^2 + pz}{z^3 - (2-p-d)z^2 + (1+p)z - d},$$
(4.13)

$$W_{OO}(z) = -\frac{1}{K_P K_{FB} K_M} \frac{p z^2 + p z}{z^3 - (2 - p - d) z^2 + (1 + p) z - d},$$

$$W_{OO}(z) = -\frac{T^2}{2J} \frac{z^2 + z}{z^3 - (2 - p - d) z^2 + (1 + p) z - d} = -\frac{T^2}{2J} \frac{z^2 + z}{f_{PD}(z)}.$$
(4.14)

Полином $f_{PD}(z) = z^3 - (2-p-d) z^2 + (1+p) z - d = (z-\sigma_1) (z-\sigma_2) (z-\sigma_3) у имени$ $оцу израза (4.14) представља карактеристични полином чије нуле <math>\sigma_1$, σ_2 и σ_3 одређују брзину и карактер одзива система на скоковите промене улаза и промене момента оптерећења.

Уколико је систем на слици 4.3 стабилан, могуће је утврдити вредност коју ће у стационарном стању и присуству константног улаза и поремећаја имати излазна позиција. Претпоставимо да је задата вредност позиције дефинисана изразом $\theta_{ref}(t) = \Theta_{REF} h(t)$ док се момент оптерећења може представити као $M_{OPT}(t) = M_K h(t)$, где h(t) представља Хевисајдову функцију. Комплексни лик улаза је тада $\theta_{ref}(z) = \Theta_{REF} / (1-z^{-1})$ док се комплексни лик поремећаја добија као $M_{OPT}^*(z) = M_K / (1-z^{-1})$.

На основу једначина (4.13) и (4.14) као и принципа суперпозиције који важи у линеарном режиму рада, за комплексни лик излазне позиције добија се:

$$\theta(z) = W_{OO}(z) M_{OPT}^*(z) + W_{SS}(z) \theta_{ref}(z),$$

након чега је могуће одредити стационарну вредност позиције $\theta(\infty)$ која постоји на излазу система након смирења прелазних процеса:

$$\theta(\infty) = \lim_{z \to 1} \left[\left(1 - z^{-1} \right) \theta(z) \right] = \Theta_{REF} - \frac{T^2}{2J} \frac{1}{p} M_K.$$
(4.15)

У стационарном стању имаће се грешка $\Delta \theta(\infty) = \Theta_{REF} - \theta(\infty)$ пропорционална моменту оптерећења. Грешка је обрнуто пропорционална релативној вредности пропорционалног појачања *p* и директно пропорционална квадрату периоде одабирања *T*. Усвајањем већих вредности појачања *p*, грешка у стационарном стању ће се умањити. Треба, међутим, приметити да је избор релативне вредности пропорционалног и диференцијалног појачања везан за квалитет импулсног одзива.

У оквиру анализе која следи, биће показано да за позиционе сервомеханизме постоје оптималне вредности релативних појачања које се не мењају код промена параметара објекта управљања. Као последица, параметар p се не може слободно мењати па самим тим ни додатно увећавати ради смањења грешке у стационарном стању.

Квадратна зависност грешке од периоде одабирања (4.15) наводи на закључак да се статичка грешка код PD позиционог регулатора може ефикасно смањити применом мање периоде одабирања. Увећање учестаности одабирања је код позиционог сервосистема ограничено пре свега присуством квантизационог шума проузрокованог коначном резолуцијом давача на вратилу, а потом и комутационим шумом везаним за процес ширинске модулације у оквиру погонског претварача из кога се сервомотор напаја. Дискусија о проблемима и ограничењима у избору периоде одабирања позиционог регулатора дата је у наредном пасусу.

Учестаност комутација у погонском претварачу из кога се сервомотор напаја одређује валовитост (ripple) струје статора као и последичну валовитост (пулсације) покретачког момента. Валовитост момента и струје на комутационој учестаности је последица импулсног, ширински модулисаног облика напона на прикључцима претварача те стога није могуће ове појаве кориговати управљачком акцијом регулатора. Практичне вредности прекидачке учестаности (тј. учестаности комутација) погонског претварача крећу се од 5 kHz до 20 kHz што чини учестаност пулсација момента тако великом да се, захваљујући нископропусном карактеру објекта, последичне пулсације позиције могу занемарити. Треба међутим уочити да ће угаона брзина обртања (тј. извод позиције), као и преостали сигнали пропорционални брзини и моменту, имати одређену валовитост и шум на прекидачкој учестаности. Овакве појаве су познате под називом немоделована динамика [54], наглашавајући тако да се ради о феноменима који не одсликавају фундаментално понашање система те се у фази синтезе закона управљања занемарују, док се код прибирања и обраде (филтрације) сигнала повратне спреге овакви сигнали потискују у највећој могућој мери. Поред валовитости на учестаности прекидања, у класу немоделоване динамике спада и валовитост покретачког момента створена услед коначног броја жлебова у магнетском колу сервомотора. Периода одабирања позиционог сервомеханизма треба да буде довољно велика како би се могло остварити потребно потискивање поменутих шумова. Може се закључити да периода одабирања треба да обухвати већи број (три до десет) периода комутација прекидача у погонском претварачу.

Поред комутационог шума, сигнали који постоје у дигиталном регулатору позиције имају шум квантизације, проузрокован коначном резолуцијом давача на вратилу, најчешће инкременталног оптичког енкодера који има N импулса по обртају ($2^8 < N < 2^{14}$). Начин обраде импулса које ствара енкодер је такав да се њихов број учетворостручава [57] тако да је најмања промена (квант) позиције која се може измерити једнака $\Delta \theta = \pi/(2N)$. Да би се стекао увид у ефекте које оваква квантизација може имати на рад система, потребно је анализирати квалитет сигнала повратне спреге по изводу позиције (тј. диференцијално дејство). Овај сигнал је пропорционалан инкременту у позицији коју вратило има у две сукцесивне периоде одабирања, односно угаоној брзини обртања вратила. Претпостављајући да је на вратило сервомотора уграђен енкодер са 256 импулса по обртају те да је учестаност одабирања T = 1 ms, може се закључити да ће брзина обртања од 1000 обртаја у минуту дати промену позиције од 17 квантних нивоа у свакој периоди одабирања. Статичка грешка, изражена једначином (4.15), може се смањити даљим умањењем периоде одабирања. Треба, међутим, уочити да би се у посматраном примеру умањење T на 100 µs негативно одразило на квантизациони шум. При брзини обртања од 1000 обртаја у минуту промена позиције у оквиру периоде би износила 1,7 квантних нивоа. Може се закључити да би тада промена сигнала y_2 (сл. 4.2) у износу од једног бита најнижег разреда (1 LSB – *Least Significant Bit*) одговарала промени брзине од 588 о/min. У случају тако лоше резолуције са којом се представља сигнал повратне спреге по брзини, шум услед квантизације био би неприхватљиво велики.



Слика 4.4. Утицај учестаности одабирања на шум услед квантизације. Приказан је одскочни одзив покретачког момента добијен рачунарском симулацијом за периоде одабирања од 1 ms, 3 ms и 10 ms.

Утицај периоде одабирања *T* на шум квантизације илустрован је резултатима симулације одзива позиционог сервомеханизма са PD регулатором на скоковито умањење референтне вредности θ_{ref} . На слици 4.4 приказан је одзив покретачког момента за T = 10 ms, T = 3 ms и T = 1 ms. Симулиран је систем са слике 4.3, при чему су параметри регулације подешени тако да се у сваком од случајева добија једнако трајање и карактер одзива. У току симулације је сматрано да се позиција вратила мери инкременталним енкодером који има 2500 импулса по обртају. Из добијених резултата може се закључити да се умањењем периоде одабирања у систем уноси неприхватљиво велики квантизациони шум. Периоду T било би могуће умањити под условом да се једновремено увећа резолуција давача на вратилу. У посматраном случају, то би захтевало уградњу инкременталног енкодера са већим бројем импулса по обртају.

4.1. Одређивање оптималних појачања позиционог PD регулатора

Избор пропорционалног и диференцијалног појачања дигиталног регулатора позиције (сл. 4.2) треба начинити тако да се увећа брзина одзива и умањи грешка коју овакав систем исказује у стационарном стању. Према једначини (4.15), потребно је усвојити највећу могућу вредност пропорционалног појачања *р*. С друге стране, карактер одзива позиционог сервосистема треба да буде такав да се у достизању циљне позиције не остварује пребачај. У оквиру уводних разматрања у овом поглављу образложена је потреба да одзив буде стриктно апериодичан, како осцилације не би постојале ни у сигналу покретачког момента.

Захтев за стриктно апериодичним одзивом налаже да нуле σ_1 , σ_2 и σ_3 карактеристичног полинома $f_{PD}(z) = z^3 - (2-p-d)z^2 + (1+p)z - d = (z-\sigma_1)(z-\sigma_2)(z-\sigma_3)$ буду позитивни бројеви који леже у *z*-равни, на позитивном делу реалне осе унутар јединичног круга. Поред тога, потребно је максимизовати брзину одзива и умањити статичку грешку. Ради одређивања оптималних вредности параметара регулације *p* и *i*, потребно је формулисати критеријумску функцију која квантификује брзину одзива и при томе зависи од параметара регулације. Даљи поступак је у великој мери сличан поступку одређивања оптималних параметара брзинског регулатора па су пратећа образложења у доброј мери скраћена.

Изглед апериодичног одзива позиције на скоковиту промену улазног сигнала дат је на слици 4.5. Одступање $e_k = \theta_{ref} - \theta_k$, које постоји у тренутку t = kT, у току одзива не мења знак због стриктно апериодичног карактера одзива. Код позитивне промене улаза θ_{ref} грешка e_k је строго позитивна. Као меру брзине одзива позиционог сервосистема, можемо усвојити критеријумску функцију Q која је дата једначином (4.16) и која представља збир свих одбирака грешке у позицији $e_k = \theta_{ref} - \theta_k$ од настанка поремећаја до смирења прелазног процеса. Овако дефинисана критеријумска функција пропорционална је површини која је на слици 4.5 шрафирана. У поступку одређивања параметара, критеријумску функцију Q треба минимизирати како би се постигао одзив максималне брзине. Имајући у виду да је комплексни лик задате позиције за случај скоковите промене дефинисан изразом $\theta_{ref}(z) = \Theta_{REF} / (1-z^{-1})$, док је функција спрегнутог преноса система дата једначином (4.13), израчунат је и једначином (4.17) приказан комплексни лик e(z) поворке одбирака грешке e_k .



Слика 4.5. Стриктно апериодичан одскочни одзив излазне позиције и сигнала позиционе грешке. У току одзива на позитиван скок задате вредности, грешка може имати само позитивне вредности.

$$e(z) = (1 - W_{SS}(z))\Theta_{ref}(z) = \frac{z(z-1)^2 + d(z-1)(z+1)}{z^3 - (2-d-p)z^2 + (p+1)z - d} \frac{\Theta_{REF}}{1 - z^{-1}} = \frac{z^2(z-1) + d(z+1)z}{z^3 - (2-d-p)z^2 + (p+1)z - d} \Theta_{REF}$$
(4.17)

Имајући у виду дефиницију комплексног лика који у *z*-домену има поворка одбирака e_k , исказану једначином (4.18) и детаљније објашњену у уџбенику [54], могуће је наћи везу између критеријумске функције Q, једнаке збиру одбирака грешке e_k , и комплексног лика e(z) поворке истих одбирака.

$$e(z) = \sum_{z=0}^{\infty} e_k \, z^{-k} \tag{4.18}$$

$$e(z)|_{z=1} = e(1) = \sum_{z=0}^{\infty} e_k = Q$$
 (4.19)

Према једначини (4.19), критеријумска функција једнака је нумеричкој вредности коју комплексни лик e(z) има за вредност аргумента z = 1. Детаљније образложење овакве везе садржано је у претходном поглављу, у оквиру извођења које резултује једначинама (3.23) и (3.24).

$$Q = e(1) = \frac{d(1+1)}{1-2+d+p+p+1-d} \Theta_{REF} = \frac{d}{p} \Theta_{REF} \quad . \quad (4.20)$$

Резултат добијен у једначини (4.20) повезује критеријумску функцију Q са односом d/p релативних појачања регулатора. Сума одбирака грешке Q биће мања а одзив бржи уколико је количник диференцијалног и пропорционалног појачања регулатора мањи. Како је појачање p у имениоцу израза (4.20), минимизација критеријума ће уједно резултовати избором највеће вредности p при којој систем још увек задржава стриктно апериодичан одзив. Максимизовањем коефицијента p постиже се да статичка грешка система са PD регулатором (једначина 4.15) буде на најмањој могућој вредности.

Нуле карактеристичног полинома

$$f_{PD}(z) = z^3 - (2-p-d) z^2 + (1+p) z - d = (z-\sigma_1) (z-\sigma_2) (z-\sigma_3)$$

према задатим условима морају бити реални позитивни бројеви мањи од јединице. Њихова веза са параметрима регулације дата је следећим изразима:

$$\sigma_1 \sigma_2 \sigma_3 = d ,$$

$$\sigma_1 \sigma_2 + \sigma_2 \sigma_3 + \sigma_3 \sigma_1 = 1 + p ,$$

$$\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_3 = 2 - p - d ,$$

чијим се сабирањем добија услов:

$$(\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_3) + (\sigma_1\sigma_2 + \sigma_2\sigma_3 + \sigma_3\sigma_1) + (\sigma_1\sigma_2\sigma_3) = 3$$

Поступак одређивања параметара p и d који задовољавају постављене услове и при томе дају минималан однос d/p је у свему једнак поступку који је у претходном поглављу спроведен кроз једначине (3.26-3.28) и смену (3.29) како би се нашли параметри p и i дигиталног регулатора брзине, који резултују стриктно апериодичним одзивом минималног односа p/i (3.31). Аналогија која постоји између d и p појачања дигиталног PD регулатора позиције и појачања p и i дигиталног PI регулатора брзине је разлог да поступак одређивања оптималних параметара овде буде дат у скраћеном облику. Доказ тврдњи исказаних једначинама (4.21) и (4.22) биће изостављен. Читалац исказане тврдње може доказати по аналогији са поступком спроведеним у оквиру претходног поглавља (једначине 3.26-3.31).

Облик који треба да има карактеристични полином да би се добио стриктно апериодичан одзив максималне брзине реаговања и минималне статичке грешке дат је једначином (4.21), док су оптималне вредности нула полинома и релативних појачања дате изразима (4.22):

$$f(z) = (z - \sigma_1)(z - \sigma_2)(z - \sigma_3) = (z - \sigma)^3;$$
(4.21)

$$\sigma_{1} = \sigma_{2} = \sigma_{3} = \sigma = 0,587;$$

$$d_{OPT} = \sigma^{3} = 0,2027;$$

$$p_{OPT} = 3\sigma^{2} - 1 = 0,03512.$$
(4.22)

Код подешавања параметара конкретног система, потребно је познавати обртни момент инерције J [kg m²], појачање K_{FB} давача на вратилу, коефицијент појачања K_M сервопојачавача и време одабирања T. Оптималне вредности појачања K_D и K_P која треба применити тада се могу одредити као:

$$K_{DOPT} = 0,2027 \frac{2J}{K_{FB}K_{M}T^{2}}, \ K_{POPT} = 0,03512 \frac{2J}{K_{FB}K_{M}T^{2}}.$$
 (4.23)

4.2. Испитивање својстава позиционог PD регулатора помоћу симулације на рачунару

Динамичке карактеристике позиционог сервомеханизма са дигиталним PD регулатором и појачањима подешеним тако да се оствари максимално брз стриктно апериодичан одзив, испитане су помоћу рачунарских симулација. Усвојен је момент инерције $J = 0,11 \text{ kg m}^2$ и периода одабирања T = 0,001 s, док је за појачања давача K_{FB} и сервопојачавача K_M претпостављено да су једнака јединици. По угледу на ограничавач који је на слици 4.2 означен са K_M , у оквиру симулација покретачки момент је ограничен на двоструку вредност момента коју систем може остварити у трајном раду. Потом су параметри регулације K_D и K_P подешени на начин исказан једначином (4.23) те је одзив тако подешеног система симулиран на рачунару за различите вредности улазног поремећаја.

На слици 4.6 дат је одзив система на скоковиту промену задате вредности позиције. Задата позиција (траг у дну слике) је најпре скоковито увећана а потом враћена на почетну вредност. Одзив позиције вратила је приказан заједно са задатом вредношћу. Одзив брзине обртања вратила дат је средњим трагом на истој слици, док је промена покретачког момента приказана у горњем делу слике. Амплитуда улазног поремећаја (тј. задате вредности позиције) подешена је тако да у фази убрзања покретачки момент на кратко достиже системско ограничење. После изласка покретачког момента из ограничења, систем се враћа у линеарни режим рада који траје око 11-12 периода одабирања, након чега се прелазне појаве смирују док излаз коначно достиже задату вредност. Потребно је уочити да је промена брзине, позиције и покретачког момента апериодична. Покретачки момент не исказује осцилације те се његов знак мења само при преласку из фазе убрзања у фазу успорења (кочења). Добијени резултати потврђују стриктну апериодичност одзива. Време смирења прелазних појава (11-12 T) је сада за око 50% дуже него што је то био случај код дигиталног регулатора брзине. Разлог овоме је чињеница да објекат којим управља регулатор брзине има једну променљиву стања и функцију преноса $1/(J \cdot s)$ док се код регулације позиције има објекат чија је функција преноса $1/(J \cdot s^2)$ и који има две променљиве стања, брзину обртања ω и позицију вратила θ . Увећање реда система чини да прелазне појаве у линеарном режиму рада трају већи број периода одабирања.



Слика 4.6. Одзив сервосистема са позиционим PD регулатором на скоковиту промену задате позиције. Задата позиција се најпре скоковито увећава а потом враћа на почетну вредност. Поред позиције, приказана је симулацијом добијена промена брзине обртања и покретачког момента.

4.3. Рад система са PD регулатором позиције у режиму великих поремећаја и деловања системских ограничења

Позициони сервосистем има два системска ограничења. Покретачки момент не може превазићи максималну вредност M_{max} коју одређују карактеристике сервомотора и погонског претварача. Ограничена је и максимална брзина обртања вратила мотора као и брзина транслаторног кретања радног комада или алата. Прекорачење максималне дозвољене брзине може довести у питање интегритет мотора, преносног механизма, као и саме механичке структуре производне машине. Уколико би се симулације сличне оној која је приказана на слици 4.6 поновиле са мањом вредношћу улазног поремећаја, уочило би се пропорционално смањење вршних вредности брзине и момента који се у одзиву јављају. У линеарном режиму рада, варијације свих променљивих стања су пропорционалне поремећају који их иницира. Из овога се може закључити да ће присуство системских ограничења момента и брзине утицати на рад система код већих вредности поремећаја па је даље испитивање путем рачунарских симулација у овом смеру и настављено.

На слици 4.7 приказан је одзив на велики скок у задатој вредности позиције. Као и на претходној слици, покретачки момент је дат у горњем делу, промена брзине обртања у средини, док су задата и остварена позиција приказане у дну слике. На хоризонталној оси приказано је трајање од укупно 700 периода одабирања. Улазни поремећај је тако велики да одмах по његовом настанку покретачки момент достиже граничну вредност + *M_{max}* и на њој се неко време задржава. Убрзање $a = d\omega/dt$ је тада константно па брзина обртања линеарно расте. Линеарној промени брзине одговара параболично увећање позиције ($\theta = at^2$). У тренутку t_1 (сл. 4.7), позиција вратила достиже задату вредност. Грешка $e_k = \theta_{ref} - \theta_k$ тада постаје негативна, што доводи до промене у знаку покретачког момента. Како је циљна позиција достигнута, у њој би се требало и задржати. Ово, међутим, није могуће остварити јер тада (t_1) постоји значајна позитивна вредност брзине обртања која се најпре мора свести на нулу. Након тренутка који је на слици означен са t₁, систем улази у фазу кочења, у којој се примењује негативан, кочећи момент у највећем расположивом износу (-*M_{max}*). Умањење брзине захтева одређено време, па се у одзиву позиције након $t = t_1$ дешава велики пребачај.



Слика 4.7. Одзив позиционог сервосистема са PD регулатором на велики поремећај улаза. Покретачки момент достиже граничну вредност при чему систем улази у нелинеарни режим рада. Стационарно стање се достиже након неколико осцилација позиционе грешке, брзине обртања и покретачког момента. Периода осцилација које се имају у фази смирења прелазних појава није константна већ је повезана са њиховом амплитудом.

У тренутку t_2 брзина обртања вратила изједначава се са нулом, али ни тада не постоје услови за успостављање равнотежног стања јер је позиција вратила услед пребачаја видно различита од задате позиције. Присуство негативне позиционе грешке чини да се интервал у коме се примењује негативан покретачки момент продужава до тренутка t₃ (сл. 4.7). Након изједначавања са нулом (t₂), брзина мења смер па се сада одступање позиције од задате вредности умањује. У тренутку t3, грешка позиције се поново изједначава са нулом, али се систем ни сада не може увести у равнотежно стање јер је брзина обртања различита од нуле и негативног смера. Смирење прелазних процеса остварује се тако што позиција начини неколико осцилација око задате вредности. Овакво понашање се може упоредити са проблемима који постоје у регулацији брзине обртања (сл. 3.14). Наиме, РІ регулатор брзине, примењен у систему са ограниченим покретачким моментом, код великих промена улаза исказује проблем навијања интегратора (wind-up), детаљније објашњен сликом 3.15. Појава навијања интегратора и осцилације настале у одзиву позиције на слици 4.7 су истоветне, с тим што је у првом случају интегатор подложан навијању садржан у самом регулатору (интегрално деловање регулатора брзине), док је у случају PD регулатора позиције интегратор који се навија садржан у самом објекту; наиме, позиција вратила је једнака интегралу брзине обртања. Аналогија се уочава упоређењем одзива позиције на слици 4.7 и трага који на слици 3.15 представља излаз из интегратора.

У случају регулатора брзине, пребачај у одзиву на велики поремећај улаза елиминише се његовом модификацијом (*Anti-Wind-Up* механизам) или применом регулатора у инкременталној форми (сл. 3.16). Сличан приступ се не може применити на систем са PD регулатором позиције. Наиме, док је у случају брзинског сервосистема разлог за постојање пребачаја био начин на који се обрађују сигнали у оквиру регулатора, код регулатора позиције до пребачаја долази стога што у тренутку изједначавања грешке позиције са нулом брзина обртања вратила није једнака нули.

4.4. Пројектовање нелинеарног закона управљања ради очувања квалитета одзива на велике поремећаје

Анализом одзива приказаних на слици 4.7 уочава се да је основни узрок пребачаја недостатак кочећег момента. Наиме, код приближавања циљној позицији, не постоји довољно велики кочећи момент па се брзина обртања не може свести на нулу у тренутку када се достигне циљна позиција. Да би се проблем решио и отклонио пребачај у одзиву на велике промене улаза, потребно је ограничити брзину којом се систем приближава циљној позицији. Код приближавања циљној позицији, апсолутна вредност позиционе грешке представља преостали пут који треба прећи, кочећи при томе највећим остваривим моментом M_{max} и заустављајући се тако да у самом циљу брзина и позициона грешка једновремено постају једнаке нули. Да би се обезбедило овакво понашање, ограничење брзине мора бити функција преосталог пута: $\omega_{MK} = fp(|\Delta \theta|)$.

Једначина (4.24) исказује кинетичку енергију садржану у залетелим масама система који треба зауставити. Претпоставимо ли да је преостали пут у посматраном тренутку једнак $\Delta\theta$ као и да се дуж преосталог пута примењује максимални расположиви кочећи момент, кинетичка енергија која се при томе може узети из механичког подсистема дата је једначином (4.25). При кочењу, кинетичка енергија се кроз процес електромеханичке конверзије у сервомотору претвара у електричну а потом враћа примарном извору или дисипира на отпорницима за кочење.

$$W_{KIN}(\omega) = \frac{1}{2}J\omega^2, \qquad (4.24)$$

$$W_{K}(\Delta\theta) = M_{max}\,\Delta\theta\,. \tag{4.25}$$

Да би се заустављање обавило без пребачаја циљне позиције, кинетичка енергија при достизању циља мора бити једнака нули, што значи да вредности израза (4.24) и (4.25) морају бити једнаке. Њиховим изједначавањем добија се:

$$\left|\omega_{MK}\right| = fp\left(\left|\Delta\theta\right|\right) = \sqrt{\frac{2M_{max}\left|\Delta\theta\right|}{J}}.$$
(4.26)

Пребачај у одзиву позиционог сервосистема на велики поремећај улаза може се избећи уколико се обезбеди да брзина обртања никада не буде већа од вредности дате изразом (4.26). Да би се ово постигло, потребно је начинити измену у структури регулатора. У ту сврху, од користи је уочити да блок дијаграм на слици 4.2 има у себи локални регулатор брзине чији је улаз сигнал y_1 док сигнал y_2 представља сигнал повратне спреге. Повратна спрега y_2 је пропорционална промени позиције у оквиру једне периоде одабирања па самим тим и брзини обртања вратила $\omega = d\theta/dt$. Уколико је појачање регулатора довољно велико, разлика између сигнала y_1 и y_2 постаје релативно мала па ће тада брзина обртања вратила бити приближно једнака $\omega = y_1 / (K_{FB} K_D T)$.

Коначно, може се закључити да се функционално ограничење брзине обртања може остварити деловањем на сигнал *y*₁ регулатора (сл. 4.2).

Слика 4.8 приказује зависност максималне дозвољене брзине $|\omega_M|$ којом се систем може кретати, од пута $|\Delta\theta|$ који преостаје до достизања циљне позиције. Функционално ограничење (4.26) приказано је кривом $fp(|\Delta\theta|)$. Максимална дозвољена брзина обртања приказана је хоризонталном линијом $fm(|\Delta\theta|) = \omega_{max}$. На истом дијаграму приказана је и права линија $fl(|\Delta\theta|)$. Ова линија представља пропорционално деловање регулатора. У линеарном режиму рада, регулатор израчунава сигнал y_1 , па самим тим и брзину обртања $\omega = y_1/(K_{FB} K_D T)$ пропорционално детектованој грешци излазне позиције $\Delta\theta$. У оквиру система приказаног
на слици 4.2, сигнал y_1 једнак је $K_{FB}K_P\Delta\theta$, док је на дијаграму 4.8 он подељен са $K_{FB}K_DT$ како би одговарао ординати која приказује брзину обртања ω у [rad/s].



Слика 4.8. Зависност највеће дозвољене брзине приближавања циљној позицији од преосталог пута. Функција *fl* представља линеарну зависност брзине обртања и позиционе грешке дефинисану пропорционалним и диференцијалним појачањем регулатора, функција *fm* приказује системско ограничење брзине, док корена крива *fp* представља везу између брзине обртања и пута који би се прешао при свођењу ове брзине на нулу уз примену највећег расположивог момента кочења.

Дијаграм 4.8 представља основу за формулацију нелинеарног закона управљања који треба да омогући стабилан одзив без пребачаја у условима када систем ради у режиму ограничења брзине или момента. Како су на апсциси и ординати дате позиција и брзина, дијаграм представља фазну раван механичког подсистема погона. Дијаграм приказује везу апсолутних вредности брзине и позиције тако да има само први квадрант. Крива $fp(|\Delta \theta|)$ представља границу до које се може кретати радна тачка а да се при томе не појављује пребачај услед недовољног кочећег момента у фази заустављања. Ово ограничење је, дакле, повезано са системским ограничењем покретачког момента. С друге стране, системско ограничење брзине приказано је кривом $fm(|\Delta \theta|)$. Зона у којој треба задржати радну тачку је на слици 4.8 осенчена. Да би се ово постигло, потребно је PD регулатор позиције модификовати на начин какав је приказан сликом 4.9. Блок пропорционалног појачања је замењен функцијом $fx(|\Delta \theta|)$ која даје жељену вредност сигнала у1. Ова функција исказана је једначином (4.27). Поступак одређивања вредности fx одвија се тако што се најпре нађе минимум између три позитивне функције (fl, fm, fp) са дијаграма 4.8, а потом се добијеној вредности додели знак грешке $\Delta \theta$.

$$fx(\Delta\theta) = \min\left\{\frac{K_{P}|\Delta\theta|}{K_{D}T}, \omega_{max}, \sqrt{\frac{2M_{max}|\Delta\theta|}{J}}\right\} (K_{FB}K_{D}T)\operatorname{sgn}(\Delta\theta) \quad (4.27)$$

Код малих вредности позиционе грешке, стање система је представљено тачком на дужи која повезује координатни почетак и тачку А. У овим условима систем ради у линеарном режиму јер је сигнал y_1 по апсолутној вредности мањи од кореног ограничења *fp* као и од ограничења брзине *fm*. Треба уочити да се одзив система са дијаграма 4.9 тада неће разликовати од одзива који се добија без нелинеарности у директној грани (сл. 4.6) све док величина поремећаја не учини да позициона грешка превазиђе границу означену тачком A (сл. 4.8).



Слика 4.9. Измена у структури пропорционално-диференцијалног регулатора омогућује да се апериодичан одзив без пребачаја очува и у случају када на систем делују поремећаји велике амплитуде. У директној грани је блок са пропорционалним појачањем замењен функцијом *fx*, одређеном тако да брзину приближавања циљној позицији ограничи у зависности од преосталог пута. Сигнал *y*₁ представља задату вредност брзине за локални брзински регулатор, који се може уочити у десном делу дијаграма, уважавајући при томе околност да је диференцијална повратна спрега по позицији (сигнал *y*₂) еквивалентна пропорционалној повратној спрези по брзини.

Увећањем позиционе грешке, вредност функције fl превазилази корено ограничење fp, па се у даљем раду зависност $|y_1(\Delta \theta)| = fx(|\Delta \theta|)$ одређује према одсечку корене криве (4.26) означеном границама А и В (сл. 4.8). У оваквом режиму, сигнал y_1 има својство задате вредности брзине за подсистем на десној страни дијаграма 4.9. Кореним ограничењем задате брзине у функцији преосталог пута према једначини (4.26) обезбеђује се заустављање система без пребачаја циљне позиције.

Улазни поремећај може бити тако велики да иницијална грешка превазилази вредност која је на слици 4.8 означена тачком В. Вредност корене функције $fp(|\Delta\theta|)$ тада је већа од максималне дозвољене брзине за посматрани систем $(fm(|\Delta\theta|) = \omega_{max})$. У оваквим условима, апсолутна вредност сигнала y_1 ограничена је на $(K_{FB}K_DT)\omega_{max}$. Систем се сада креће ка циљној позицији највећом дозвољеном брзином. Овакав рад траје све док се преостали пут $|\Delta\theta|$ не умањи испод вредности означене тачком В. Разматрајући начин на који се систем понаша у току даљег умањења грешке у позицији, може се закључити да ће се рад одвијати у режиму кореног ограничења $fp(|\Delta\theta|)$, при чему се кретање тачке представнице система у фазној равни (сл. 4.8) одвија дуж сегмента АВ ове криве. По достизању тачке А, систем улази у линеарни режим при чему се прелазне појаве смирују на начин одређен половима функције спрегнутог преноса (једначина 4.22), илустрован резултатима рачунарских симулација на слици 4.6.

Одзив дигиталног PD регулатора позиције са нелинеарношћу (4.27) у директној грани симулиран је на рачунару за случај када је улазни поремећај тако велики да се циљна позиција достиже тек за 2500 периода одабирања. Резултати симулације су дати на слици 4.10. Горњи траг приказује промену покретачког момента, средњи брзине обртања, а доњи задату позицију и промену позиције вратила у току смирења прелазних процеса.



Слика 4.10. Резултати симулације одзива модификованог PD регулатора на велику скоковиту промену улаза. Дијаграм приказује промену покретачког момента, брзине обртања и позиције вратила у случају када систем ради у режиму ограничења момента и брзине. У фази смирења прелазних процеса, очуван је апериодичан карактер промене момента, брзине и позиције.

Може се уочити да је брзина обртања ограничена, па се приближавање циљној позицији у току већег дела времена одвија константном брзином. У тренутку означеном са t_x , грешка у позицији је и даље позитивна. Линеарни регулатор (сл. 4.2) би у овим условима и даље стварао позитиван покретачки момент, што би коначно довело до премашења циљне позиције. Захваљујући уграђеној нелинеарности $|y_1(\Delta \theta)| = f_x(|\Delta \theta|)$, у тренутку t_x долази до појаве негативног (кочећег) момента. У посматраном тренутку актуелна брзина обртања постаје већа од брзине која се према једначини (4.26) и у функцији преосталог пута $|\Delta \theta|$ може дозволити. Као последица, сигнал y_1 постаје мањи од сигнала повратне спреге y_2 , што доводи до стварања кочећег момента на вратилу сервомотора. Прелазне појаве се смирују преласком у линеарни режим рада, при чему је одзив брзине и позиције стриктно апериодичан док покретачки момент не мења знак. Непосредно пре преласка у линеарни режим рада (тренутак обележен са t_v) уочава се да је импулс покретачког момента различит од облика који је постојао у фази убрзања. Правоугаони облик кочећег момента изостаје стога што кретање система у фазној равни (сл. 4.8) од тачке А према координатном почетку не прати корено ограничење fp, већ линеарну зависност fl ($fx = \min(fl, fm, fp)$). Промена момента у фази кочења (тренутак t_v) може бити обликована тако што се функција fx, добијена према изразу (4.27), накнадно измени на начин који даје континуалну промену првог извода fx на преласку из зоне у којој је fx=fp у зону где је fx=fl (тачка A на сл. 4.8).

Посматрајући одзив добијен на слици 4.10 може се уочити да је циљна позиција достигнута за најкраће могуће време. Наиме, уз уважавање системских ограничења покретачког момента и максималне брзине обртања, није могуће остварити бржи одзив. Прелазне појаве започињу тако што се систем убрзава применом највећег расположивог момента. По достизању максималне дозвољене брзине, ова брзина се одржава у току даљег кретања ка циљу. Кочење при достизању циља се врши свим расположивим моментом, и оно започиње у тренутку t_x одређеном тако да се код достизања циљне позиције брзина обртања и грешка позиције једновремено своде на нулу.

4.5. Експериментална верификација карактеристика позиционог регулатора са пропорционалним и диференцијалним дејством

Структура, начин подешавања параметара и пројектоване нелинеарне управљачке акције дигиталног PD регулатора позиције експериментално су верификоване на радној станици *Векшра* [55]. Експериментална поставка садржи трофазни асинхрони мотор снаге 0,75 kW који се користи као извршни орган позиционог сервосистема. Захваљујући векторском управљању, постиже се одзив покретачког момента који је довољно брз да се у поређењу са очекиваним променама брзине и позиције може сматрати тренутним. Асинхрони мотор је механички спрегнут са монофазним синхроним генератором који је коришћен као инерционо оптерећење. Периода одабирања брзинског регулатора износи T = 10 ms, номинална брзина обртања система је $\omega_{nom} = 145$ rad/s, еквивалентни момент инерције обртних маса J = 0,032 kg m² док се за мерење брзине користи инкрементални оптички енкодер који има 1250 импулса по обртају. Покретачки момент коришћен у експериментима ограничен је на 13,6 Nm. Релевантни модули управљачког програма су дати у додатку Б ове књиге.



Слика 4.11. Одзив покретачког момента и позиције на скок задате вредности за 0,033 обртаја. Приказани резултати су добијени мерењем на прототипу позиционог сервомеханизма са асинхроним сервомотором снаге 0,75 kW. Релативно мали улазни поремећај не доводи до достизања граничних вредности момента тако да систем ради у линеарном режиму.

Слика 4.11 приказује одзив на скок задате позиције за 0,033 обртаја. Може се уочити смирење прелазних појава за приближно 100 ms, што одговара 10 периода одабирања позиционог регулатора (10 *T*). Овакав одзив је у складу са временом смирења добијеним симулацијом на рачунару (сл. 4.6). Одзив система је линеаран јер променљиве стања у току прелазног процеса не достижу системска ограничења. Вршна вредност покретачког момента, потребног да се оствари помак за 0,033 обртаја, износи 6,25 Nm, што је двоструко мање од максималног расположивог момента. Када се амплитуда улазног поремећаја увећа и задата позиција начини скок за 0,05 обртаја (сл. 4.12), одзив покретачког момента достиже системско ограничење па се циљна позиција достиже нешто спорије него у претходном експерименту. На слици 4.13 приказан је одзив система на скоковиту промену улаза од 1/10 обртаја (тј. 36°). По настанку поремећаја, покретачки момент се у току првих 20 ms задржава на максималној вредности од $M_{max} = 13,6$ Nm. Ограничење момента доводи до мање вредности брзине којом се систем креће према циљној позицији па се циљна позиција достиже тек за 200 до 250 ms. Потребно је уочити да у фази заустављања постоји кочећи момент од 6 до 7 Nm. Дакле, у фази кочења не долази до ограничења момента. Захваљујући овој околности, у одзиву датом на слици 4.13 нема премашења и осцилација при заустављању, какве поседује одзив приказан на слици 4.7. Након изласка из режима ограничења момента, одзив система је линеаран и стриктно апериодичан.



Слика 4.12. Одзив покретачког момента и позиције на скок задате вредности од 0,05 обртаја. Покретачки момент у фази убрзања достиже системско ограничење од 13,6 Nm. По окончању убрзања, рад се наставља у линеарном режиму, при чему је смирење прелазних процеса без пребачаја, стриктно апериодичног карактера.

Слика 4.14 приказује одзив линеарног PD регулатора позиције на скоковиту промену улаза од 12 обртаја ($\theta_{ref}(t) = \Theta_{REF} h(t) = 24\pi h(t)$). Размера је на апсциси подешена тако да се приказује укупно 5 секунди одзива. Након настанка поремећаја, систем убрзава уз примену максималног расположивог момента. Убрзање траје приближно једну секунду, након чега се достиже циљна позиција. Једновремено постоји и релативно велика брзина обртања вратила па се систем не може зауставити, већ наставља кретање што за последицу има велико премашење циљне позиције. Прелазни процеси се смирују након неколико периода осцилација покретачког момента, брзине и позиције, што је слично одзиву који је добијен рачунарском симулацијом и приказан на слици 4.7. Разлог оваквом понашању је ограничење момента у фази кочења. Одзив на велике поремећаје улаза може бити без премашења под условом да се у фази кретања према циљној позицији благовремено примени негативан момент и тако започне кочење (тј. умањење брзине), како би се брзина и позициона грешка једновремено свеле на нулу. У противном, брзина кретања система је у тренутку достизања циљне позиције већа од нуле, па се пребачај не може избећи.



Слика 4.13. Одскочни одзив покретачког момента и позиције вратила у случају када се задата вредност промени за 0,1 обртај. У фази убрзања достиже се системско ограничење покретачког момента. Услед уласка у нелинеарни режим рада, трајање одзива зависи од амплитуде поремећаја и може се уочити да је смирење прелазних процеса нешто дуже него што је то случај на сликама 4.11 и 4.12.



Слика 4.14. Одзив позиционог сервомеханизма са линеарним пропорционалнодиференцијалним регулатором на скоковиту промену улаза у износу од 12 обртаја. Нелинеарност у виду системског ограничења покретачког момента и брзине обртања резултује осцилаторним одзивом.

Слика 4.15 приказује одзив на скоковиту промену улаза од 80 обртаја. Хоризонтална оса дијаграма показује време у размери од 1 секунде по подеоку. У односу на претходни експеримент, уочава се знатно увећање премашења циљне позиције, већи број осцилација и дуже трајање смирења прелазних појава. Као и код претходних експеримената, коришћен је линеарни PD регулатор позиције начињен и кодиран према дијаграму 4.2. Преостали експерименти урађени су са регулатором који има нелинеарност начињену тако да обезбеђује очување квалитета одзива на велике поремећаје улаза.

Нелинеарност у директној грани регулатора (сл. 4.9) кодирана је и уграђена у управљачки програм на начин исказан једначином (4.27). Резултати експеримената са овако подешеним регулатором приказани су на сликама 4.16-4.18.

Одзив система на скок задате позиције од 12 обртаја приказан је на слици 4.16. Горњи траг представља позицију вратила док се на доњем трагу има промена покретачког момента. Задата позиција најпре начини скок на +12 обртаја, а потом се врати на почетну вредност. Нелинеарни алгоритам у директној грани (израз 4.27) у свакој периоди одабирања израчунава зависност дозвољене брзине од преосталог пута (једначина 4.26). Захваљујући томе, примена негативног момента и фаза кочења започињу знатно пре достизања циљне позиције, тако да преостаје довољно времена за умањење брзине обртања вратила и улазак у циљ са нултом брзином обртања. У одзиву на скок задате позиције од 12 обртаја, систем достиже ограничење покретачког момента, али не и ограничење брзине обртања вратила.

Експеримент са скоком задате позиције од 80 обртаја дао је резултате приказане на слици 4.17. Као и у претходном случају (сл. 4.16), коришћен је регулатор позиције са нелинеарношћу у директној грани (сл. 4.9). Након позитивног импулса покретачког момента који траје приближно 1 s, достиже се максимална дозвољена брзина обртања. У даљем раду, систем се креће према циљној позицији максималном дозвољеном брзином. У овој фази одзива је убрзање једнако нули, тако да покретачки момент треба да савлада релативно мале отпоре кретању. Као последица, покретачки момент је у фази кретања константном, максималном брзином видно мањи од ограничења M_{max} . Једновремено, промена позиције је линеарна све до почетка кочења. Фаза кочења започиње нешто пре достизања задате позиције, како би се циљ достигао са нултом брзином и без премашења. Може се уочити да се циљна позиција од 80 обртаја достиже у најкраћем могућем времену, уз уважавање системских ограничења брзине и покретачког момента.

Пројектовани нелинеарни закон управљања захтева познавање момента инерције система Ј. У оквиру експеримента који је приказан на слици 4.18 промењена је вредност параметра J који се у изразу (4.26) користи за одређивање кореног ограничења брзине. Усвојена вредност Ј је за 25% мања од актуелног момента инерције механичког подсистема сервопогона. Осцилоскопски снимак (сл. 4.18) приказује одзив система са овако подешеним регулатором. Као последица погрешног податка о инерцији Ј, кочење система при достизању циља није благовремено па се у одзиву уочава мали пребачај у износу од 7% циљне позиције. Уколико би параметар Ј био већи од еквивалентног момента инерције система, кочење би започело прерано. Тада би постојао одзив без премашења циљне позиције, али би његово трајање било нешто дуже услед прераног уласка у фазу кочења и мање средње вредности брзине са којом се систем приближава циљу. Код позиционих сервосистема са брзим изменама инерције у току рада, параметар J, који постоји у изразу (4.26), одређује се према највећој очекиваној вредности еквивалентне инерције система. Тада се у случајевима када је инерција мања не добија одзив највеће могуће брзине, али је зато у свим радним режимима у потпуности онемогућена појава пребачаја. У пракси се све чешће користе алгоритми за оцену еквивалентног момента инерције који се извршавају у реалном времену, конкурентно са алгоритмом за управљање. Тачан податак о параметру J је потребан ради коректног подешавања нелинеарних управљачких акција у директној грани, али и због одређивања појачања регулатора према изразу (4.23), како би се очувао жељени спектар полова и карактер линеарног одзива.



Слика 4.15. Одзив позиционог сервомеханизма са линеарним регулатором на скоковиту промену улаза од 80 обртаја. Услед присуства нелинеарности у виду системских ограничења, одзив је осцилаторан а његово трајање зависно од амплитуде поремећаја.



Слика 4.16. Одзив позиционог сервомеханизма са регулатором модификованим на начин приказан сликом 4.9. Пропорционално појачање у директној грани замењено је функцијом *fx*, одређеном тако да брзину приближавања циљној позицији ограничи у зависности од преосталог пута. На слици је приказан одзив покретачког момента и позиције вратила. И поред деловања системских ограничења, квалитет одзива је очуван. Смирење прелазних процеса има апериодичан карактер, док се циљна позиција достиже без пребачаја.



Слика 4.17. Одзив позиционог сервомеханизма са модификованим регулатором на скоковиту промену задате позиције од 80 обртаја. Захваљујући начину на који је уведено корено ограничење брзине *fx*, (слика 4.9) добијен је најбржи одзив који је могуће постићи при задатом ограничењу момента и брзине.



Слика 4.18. Осцилоскопски снимак одзива покретачког момента и позиције вратила сервосистема са модификованим PD регулатором за случај када постоји грешка у оцени еквивалентног момента инерције *J*. У одређивању кореног ограничења брзине *fx* коришћена је вредност коефицијента *J* за 25% мања од реалне вредности. Као последица, у одзиву позиције вратила уочава се пребачај у износу од 7% задате вредности.

5. Пројектовање регулатора позиције са нултом грешком у стационарном стању и нултом грешком праћења трајекторије са константним нагибом

Дигитални регулатор позиције са пропорционалним и диференцијалним деловањем пројектован је у оквиру претходног поглавља. Уколико је момент оптерећења једнак нули, PD регулатор омогућује да се излазна позиција доведе на задату вредност и на њој одржава без грешке у стационарном стању. У присуству момента оптерећења јавља се статичка грешка. Према једначини (4.15) из претходног поглавља, грешка излазне позиције пропорционална је моменту оптерећења M_K и обрнуто пропорционална појачању p регулатора. Практичне вредности појачања ограничене су из разлога стабилности и шума, па се код примене PD регулатора има коначна крутост сервосистема и позициона грешка која је у многим применама неприхватљива.

Елиминација позиционе грешке у стационарном стању захтева проширење дигиталног регулатора интегралним дејством. Поред компоненти створених пропорционалним и диференцијалним деловањем регулатора, покретачки момент мора имати и компоненту зависну од интеграла позиционе грешке. Имајући у виду дигитални начин имплементације, интегрално деловање треба да буде једнако производу коефицијента интегралног појачања и збира свих одбирака грешке у интервалу [0, nT]. Дигитални регулатор позиције који има пропорционално, интегрално и диференцијално дејство регулатора (PID) приказан је на слици 5.1.

Механички подсистем, модел сервопогона и давача позиције вратила у свему су једнаки одговарајућим елементима позиционог система са PD регулатором (сл. 4.2). Интегрално дејство регулатора лоцирано је у директној грани. Одговарајуће појачање K_I множи позициону грешку, чиме се добија инкремент интегралног дејства. Пропорционално и диференцијално дејство налазе се у повратној грани и зависе од сигнала мерене позиције али не и од задате вредности θ_{ref} . На овај начин се умањује утицај скоковитих промена улаза на покретачки момент. Пропорционално дејство је имплементирано тако што се најпре израчунава његов инкремент (сигнал y_3 на сл. 5.1) који се потом сабира са инкрементом интегралног дејства. Добијени збир Δy_1 представља промену (инкремент) Р и I деловања регулатора у току једне периоде одабирања. Интегратор (блок INT на сл. 5.1) сабира инкременте Δy_1 и генерише сигнал y_1 . Диференцијално дејство регулатора y_2 добија се множењем инкремента мерене позиције са коефицијентом диференцијалног појачања K_D . Израчунавањем разлике $y_1 - y_2$ добија се дигитални запис задатог момента M_{em}^{dig} (једначина 5.1).



Слика 5.1. Блок дијаграм позиционог сервомеханизма са дигиталним регулатором позиције који има интегрално дејство у директној грани, док се пропорционално и диференцијално дејство налазе у локалној грани.

$$M_{em(n+1)}^{dig} = K_{FB} \left[K_I \sum_{j=0}^{j=n+1} (\theta_{ref(j)} - \theta_{(j)}) - K_P (\theta_{(n+1)}) + K_D (\theta_{(n)} - \theta_{(n+1)}) \right]$$
(5.1)

Излазна позиција θ_R мери се помоћу давача уграђеног на вратило мотора или покретни део радне машине. Сигнали давача се прихватају помоћу периферијских уређаја погонског контролера (бројачи, R/D конвертор) и конвертују се у дигитални облик (θ^{dig}). Коефицијент појачања мерног система θ^{dig}/θ_R означен је са *К_{FB}*. Дигитални PID регулатор позиције у свакој периоди одабирања израчунава управљање *M_{em}^{dig}* које се саопштава сервопогону. Задата вредност покретачког момента, израчуната непосредно након узимања одбирка позиције у тренутку nT, деловаће на механички подсистем све до истека текуће периоде одабирања и узимања следећег одбирка у тренутку (n+1)T. Блок K_M на слици 5.1 представља модел сервомотора са припадајућим погонским претварачем, дигиталним погонским контролером и програмским модулима за управљање струјом, флуксом и моментом сервомотора. Захваљујући савременим алгоритмима управљања и DSP-базираним погонским контролерима, покретачки момент се на вратилу мотора може успоставити за 50 до 100 µs. Имајући у виду очекивану брзину одзива позиционих сервосистема, овакав одзив се може сматрати тренутним. Максимални момент M_{max} који се може остварити зависи од струјног капацитета погонског конвертора и карактеристика самог мотора. Стога је блок К_М (сл. 5.1) приказан као лимитер

(ограничавач) који обезбеђује да покретачки момент по апсолутној вредности не пређе системско ограничење M_{max} .

5.1. Рад дигиталног регулатора позиције проширеног интегралним дејством у режиму малих поремећаја

Позициони сервосистем приказан на слици 5.1 има два системска ограничења. Поред ограничења покретачког момента, приказаног блоком K_M , ограничена је и максимална брзина обртања која се може допустити. Алгоритам управљања позицијом у себи мора садржати заштитне механизме који обезбеђују интегритет система тако што спречавају да граничне вредности момента и брзине буду превазиђене. Ограничење момента и брзине обртања чини да позициони сервомеханизам као систем буде нелинеаран. Нелинеарна природа система се манифестује у одзиву на велики поремећај улаза. Уколико је промена задате вредности позиције довољно мала, одзив брзине и момента биће такав да не досеже системска ограничења. У току даљег излагања, пажња је најпре усмерена подешавању линеарног одзива који постоји при малим улазним поремећајима.

Модел механичког подсистема погона је анализиран у оквиру претходног поглавља, где је исказан једначинама (4.1-4.5). Одређивање функције дискретаног преноса објекта у *z*-домену је стога дато у скраћеној форми и уз ослањање на претходна разматрања. Зависност брзине обртања и позиције вратила у тренутку одабирања (n+1)T од покретачког момента, момента оптерећења и претходног стања (nT) је дата у оквиру претходног поглавља, једначинама (4.4) и (4.5):

$$\omega_{n+1} = \omega_n + \frac{T}{J}M_{em(n)} - \frac{T}{J}M_{OPT(n)},$$
$$\theta_{n+1} = \theta_n + \int_{nT}^{(n+1)T} \omega dt = \theta_n + \frac{\omega_{n+1} + \omega_n}{2}T$$

у којима је са $M_{em(n)}$ означен покретачки момент који регулатор израчунава на основу одбирака узетих у тренутку t = nT, док се ознаком $M_{OPT(n)}$ обележава средња вредност момента оптерећења у интервалу [nT, (n+1)T) (једначина 4.2). Поворка одбирака покретачког момента може се представити комплексним ликом $M_{em}^{dig}(z)$, док комплексни лик поремећаја $M_{OPT}(z)$ одговара поворци одбирака $M_{OPT(n)}$. Комплексни лик излазне позиције се може изразити као:

$$\theta(z) = W_{OU}(z) M_{em}^{dig}(z) - W_{OP}(z) M_{OPT}(z),$$

где су $W_{OU}(z)$ и $W_{OP}(z)$ функције дискретног преноса везане за ток сигнала приказан на дијаграму 4.1. Трансформацијом из *s*-домена у *z*-домен добијамо:

$$W_{OU}(z) = \frac{\theta(z)}{M_{em}^{dig}(z)} = Z\left(\frac{1 - e^{-sT}}{s}K_M \frac{1}{Js^2}\right) = \frac{K_M T^2(z+1)}{2J(z-1)^2},$$
$$W_{OP}(z) = \frac{\theta(z)}{M_{OPT}(z)} = Z\left(\frac{1 - e^{-sT}}{s} \frac{1}{Js^2}\right) = \frac{T^2(z+1)}{2J(z-1)^2}.$$

Рад дигиталног PID регулатора описан је једначином (5.1). Полазећи од те једначине, комплексни лик задатог момента $M_{em}^{dig}(z)$ може се изразити следећим изразом:

$$M_{em}^{dig}(z) = K_{I} K_{FB} \frac{z}{z-1} (\theta_{ref}(z) - \theta(z)) - K_{P} K_{FB} \theta(z) - K_{D} K_{FB} \theta(z) \frac{z-1}{z} = M_{em}^{dig}(z) = K_{I} K_{FB} \frac{z}{z-1} (\theta_{ref}(z) - \theta(z)) - K_{P} K_{FB} \theta(z) - K_{D} K_{FB} \theta(z) \frac{z-1}{z} = W_{I}(z) (\theta_{ref}(z) - \theta(z)) - W_{P}(z) \theta(z) - W_{D}(z) \theta(z).$$
(5.2)

Помоћу функција преноса $W_I(z)$, $W_P(z)$ и $W_D(z)$, дефинисаних у оквиру једначине (5.2), функција спрегнутог преноса $W_{SS}(z) = \theta(z)/\theta_{ref}(z)$ се може изразити на следећи начин:

$$W_{SS}(z) = \frac{\theta(z)}{\theta_{ref}(z)} = \frac{W_{OU}W_{I}}{1 + W_{OU}(W_{I} + W_{P} + W_{D})} = \frac{\left[\frac{K_{M}T^{2}(z+1)}{2J(z-1)^{2}}\right]K_{I}K_{FB}\frac{z}{z-1}}{1 + \left[\frac{K_{M}T^{2}(z+1)}{2J(z-1)^{2}}\right]\left[K_{I}K_{FB}\frac{z}{z-1} + K_{P}K_{FB} + K_{D}K_{FB}\frac{z-1}{z}\right]}.$$
 (5.3)

Израз за функцију дискретног спрегнутог преноса може бити прегледнији уколико се уведе појам релативних појачања PID регулатора. Релативна вредност интегралног појачања се може дефинисати као $i = K_I K_{FB} K_M(T^2/2J)$, релативна вредност пропорционалног појачања као $p = K_P K_{FB} K_M(T^2/2J)$, док се релативна вредност диференцијалног појачања *d* на истоветан начин може дефинисати као $d = K_D K_{FB} K_M(T^2/2J)$. У имениоцу функције $W_{SS}(z)$ стоји карактеристични полином $f_{PID}(z)$ чије нуле σ_1 , σ_2 , σ_3 и σ_4 представљају полове функције спрегнутог преноса и одређују карактер одзива.

$$W_{SS}(z) = \frac{\theta(z)}{\theta_{ref}(z)} = \frac{(z+1)iz^2}{z(z-1)^3 + (z+1)[iz^2 + pz(z-1) + d(z-1)^2]} = \frac{(z+1)iz^2}{f_{PID}(z)}$$
(5.4)

110

5.1. Рад дигиталног регулатора позиције проширеног интегралним дејством... 111

$$f_{PID}(z) = z^{4} - (3 - p - i - d)z^{3} + (3 - d + i)z^{2} - (1 + p + d)z + d$$

$$f_{PID}(z) = (z - \sigma_{1})(z - \sigma_{2})(z - \sigma_{3})(z - \sigma_{4})$$
(5.5)

Одзив излазне позиције на промену момента оптерећења дефинисан је функцијом преноса $W_{OO}(z) = \theta(z)/M_{OPT}(z)$. Ова функција је дата следећом једначином:

$$W_{OO}(z) = \frac{\theta(z)}{M_{OPT}(z)} = \frac{W_{OP}}{1 + W_{OU}(W_I + W_P + W_D)} = \left[\frac{T^2(z+1)}{2J(z-1)^2}\right]$$
$$= \frac{\left[\frac{K_M T^2(z+1)}{2J(z-1)^2}\right]}{1 + \left[\frac{K_M T^2(z+1)}{2J(z-1)^2}\right]\left[K_I K_{FB} \frac{z}{z-1} + K_P K_{FB} + K_D K_{FB} \frac{z-1}{z}\right]} = (5.6)$$
$$= \frac{T^2}{2J} \frac{(z^2 - 1)z}{f_{PID}(z)}.$$

На основу добијених функција преноса $W_{SS}(z)$ и $W_{OO}(z)$ могуће је утврдити вредност коју излазна позиција има у стационарном стању и присуству константног поремећаја M_O и константног улаза θ_{ref} . Уз претпоставку да се улаз $\theta_{ref}(t)$ и поремећај успостављају у тренутку t = 0, њихови комплексни ликови једнаки су $M_O/(1-z^{-1})$ и $\theta_{ref}/(1-z^{-1})$. По смирењу прелазних процеса, имаће се коначна вредност оригинала $\theta(\infty)$ коју је могуће израчунати [54] из комплексног лика $\theta(z)$, одређивањем граничне вредности према следећем изразу:

$$\theta(\infty) = \lim_{z \to 1} \left\{ \left(1 - z^{-1} \right) \left[W_{SS}(z) \frac{\theta_{ref}}{1 - z^{-1}} - W_{OO}(z) \frac{M_O}{1 - z^{-1}} \right] \right\} = \theta_{ref} .$$
(5.7)

Према горњем изразу, излазна позиција у стационарном стању и у присуству константног поремећаја M_O биће једнака задатој вредности, под условом да захтевани момент не превазилази капацитет M_{max} сервопогона. Грешка коју је у стационарном стању имао PD регулатор овде је елиминисана увођењем интегралног дејства регулатора испред тачке деловања момента оптерећења. Овакво проширење дигиталног регулатора позиције увећава ред система јер сам излаз интегратора представља нову променљиву стања. У даљем разматрању показаће се да је због овога брзина одзива позиционог сервомеханизма са PID регулатором нешто спорија него у случају када регулатор има само пропорционално и диференцијално дејство.

5.2. Одређивање оптималних појачања дигиталног регулатора позиције са интегралним дејством у директној грани

Карактер одзива система на мале улазне поремећаје, при којима се рад одвија у линеарном режиму зависи од нула карактеристичног полинома $f_{PID}(z)$. Нуле σ_1 , σ_2 , σ_3 и σ_4 зависе од релативних вредности појачања пропорционалног, диференцијалног и интегралног деловања регулатора (p, d и i). Околност да четири пола функције спрегнутог преноса зависе од три подесива параметра указује на то да полове није могуће независно подесити већ међу њима постоји веза. Полазећи од израза (5.5), релацију која постоји између релативних појачања и корена карактеристичне једначине $f_{PID}(z) = 0$ могуће је исказати везама (5.8):

$$\sigma_{1} + \sigma_{2} + \sigma_{3} + \sigma_{4} = 3 - p - i - d,$$

$$\sigma_{1}\sigma_{2} + \sigma_{1}\sigma_{3} + \sigma_{1}\sigma_{4} + \sigma_{2}\sigma_{3} + \sigma_{2}\sigma_{4} + \sigma_{3}\sigma_{4} = 3 + i - d,$$

$$\sigma_{1}\sigma_{2}\sigma_{3} + \sigma_{1}\sigma_{2}\sigma_{4} + \sigma_{1}\sigma_{3}\sigma_{4} + \sigma_{2}\sigma_{3}\sigma_{4} = 1 + p + d,$$

$$\sigma_{1}\sigma_{2}\sigma_{3}\sigma_{4} = d.$$
(5.8)

Сумирањем горњих израза добија се веза која постоји међу нулама карактеристичног полинома σ_1 , σ_2 , σ_3 и σ_4 :

$$\sigma_1 + \sigma_2 + \sigma_3 + \sigma_4 + \sigma_1 \sigma_2 + \sigma_1 \sigma_3 + \sigma_1 \sigma_4 + \sigma_2 \sigma_3 + \sigma_2 \sigma_4 + \sigma_3 \sigma_4 + \sigma_1 \sigma_2 \sigma_3 + \sigma_1 \sigma_2 \sigma_4 + \sigma_1 \sigma_3 \sigma_4 + \sigma_2 \sigma_3 \sigma_4 + \sigma_1 \sigma_2 \sigma_3 \sigma_4 = 7.$$
(5.9)

Имајући у виду релацију (5.9), закључује се да у посматраном случају не постоји могућност независног подешавања полова функције спрегнутог преноса. У континуалним, линеарним системима без кашњења и са потпуном повратном спрегом по стању, могуће је [53] независно подесити све полове у функцији спрегнутог преноса. Структура регулатора позиције, приказаног на слици 5.1, обезбеђује имплицитну повратну спрегу по свим стањима објекта, али се полови σ_1 , σ_2 , σ_3 и σ_4 не могу независно подешавати због присуства транспортног кашњења. Разлози за постојање везе (5.9) детаљније су размотрени у следећем пасусу.

Дискусија о структури серијског компензатора, дата у оквиру трећег поглавља (сл. 3.6(а)), констатује да је из разлога стабилности неопходно да постоји имплицитна повратна спрега по свим стањима објекта. Диференцијално деловање код позиционог регулатора уведено је управо из тог разлога. Наиме, брзина обртања вратила је 'унутрашње' стање објекта које се не може директно мерити. Успостављање повратне спреге по овом стању (брзини обртања) захтева да управљање садржи компоненту пропорционалну изводу позиције. Садејством пропорционалног и диференцијалног дејства остварује се повратна спрега по свим стањима која постоје у оквиру механичког подсистема (тј. ω и θ), чиме се, наизглед стварају услови за независно подешавање појединих полова функције спрегнутог преноса. Потребно је, међутим, уочити да у систему постоји транспортно кашњење проузроковано начином на који ради дигитални регулатор позиције. Одбирци који се стичу у тренутку t = nT делују на вредност покретачког момента која се одржава све до истека периоде одабирања T и тренутка t = (n+1)T. У оквиру система постоје три променљиве стања (позиција θ , брзина ω и вредност на излазу интегратора позиционе грешке), што доводи до очекивања да и карактеристични полином $f_{PID}(z)$ буде трећег степена. Транспортно кашњење увећава степен карактеристичног полинома и тако чини да систем има четири пола, повезана релацијом (5.9). Полове је потребно одредити тако да буде задовољен услов (5.9) као и да буде постигнут жељени карактер одзива система на мале поремећаје улаза.

Одскочни одзив позиционог сервосистема треба да буде такав да се циљна позиција достиже без премашења. У оквиру разматрања датих у трећем и четвртом поглављу образложена је потреба да одзив буде стриктно апериодичан, како осцилације не би постојале ни у сигналу покретачког момента. Захтев за стриктно апериодичним одзивом налаже да нуле карактеристичног полинома $f_{PID}(z)$ буду позитивни реални бројеви унутар јединичног круга. Једновремено, потребно је максимизовати брзину реаговања система. У сврху оптимизације, потребно је формулисати критеријумску функцију која оцењује брзину реаговања система и која зависи од параметара регулације. Даљи поступак је у великој мери сличан поступку одређивања оптималних параметара брзинског регулатора (треће поглавље) и параметара PD регулатора позиције (четврто поглавље), па су пратећа образложења у доброј мери скраћена. Жељени апериодични одзив позиције на скоковиту промену улазног сигнала дат је у претходном поглављу на слици 4.5. Код позитивне промене улаза θ_{ref} , грешка e_k не узима негативне вредности. Као мера брзине одзива позиционог сервосистема може се усвојити критеријумска функција Q, дата једначином (5.10). Ова функција представља збир свих одбирака грешке у позицији $e_k = \theta_{ref} - \theta_k$ од настанка поремећаја до смирења прелазног процеса.

$$Q = \sum_{k=0}^{\infty} e(kT)$$
(5.10)

Критеријумску функцију Q треба свести на минимум како би се постигао одзив максималне брзине. Комплексни лик задате позиције за случај њене скоковите промене дефинисан је изразом $\theta_{ref}(z) = \Theta_{REF}/(1-z^{-1})$ док је функција спрегнутог преноса система $W_{SS}(z)$ дата једначином (5.4), на основу чега се комплексни лик e(z) поворке одбирака грешке e_k може израчунати на следећи начин:

$$\begin{split} e(z) &= \sum_{z=0}^{\infty} e_k \, z^{-k} = \, \theta_{ref}(z) - \theta(z) = \, \left[1 - W_{SS}(z)\right] \theta_{ref}(z) = \left[1 - W_{SS}(z)\right] \frac{\Theta_{REF}}{1 - z^{-1}} = \\ &= \frac{\left[z^4 - (3 - p - i - d)z^3 + (3 - d + i)z^2 - (1 + p + d)z + d\right] - (z + 1)i\,z^2}{z^4 - (3 - p - i - d)z^3 + (3 - d + i)z^2 - (1 + p + d)z + d} \, \frac{z}{z - 1} \Theta_{REF}, \end{split}$$

$$e(z) = \frac{z[z^3 - (2 - p - d)z^2 + (1 + p)z - d]}{f_{PID}(z)} \Theta_{REF}.$$
 (5.11)

Вредност коју узима комплексни лик грешке e(z) за аргумент z = 1 једнака је

$$e(z)|_{z=1} = e(1) = \sum_{z=0}^{\infty} e_k = Q$$
,

на основу чега се критеријум Q може изразити у функцији параметара регулације:

$$Q = e(1) = \frac{p}{i} \Theta_{REF} .$$
 (5.12)

Сума одбирака грешке Q биће мања а одзив бржи уколико је количник пропорционалног и интегралног појачања мањи. Потребно је, дакле, наћи такав сет параметара p, d и i који резултује позитивним, реалним нулама $f_{PID}(z)$ мањим од јединице, обезбеђујући једновремено да однос p/i буде што мањи.

Увођењем смене $x = 1/\sigma_1$, $y = 1/\sigma_2$, $v = 1/\sigma_3$ и $w = 1/\sigma_4$ критеријумска функција се може изразити у зависности од варијабли *x*, *y*, *v* и *w*. Имајући у виду околност да су нуле полинома $f_{PID}(z)$ позитивни реални бројеви мањи од један, може се закључити да важе неједнакости x>1, y>1, v>1 и w>1. Уводећи смену у једначину (5.9), варијабла *w* се може изразити у функцији преостале три варијабле:

$$w(x, y, v) = \frac{1 + x + y + v + xy + xv + yv + xyv}{7xyv - xy - xv - yv - x - y - v - 1}$$

Користећи добијену релацију и једначину (5.8), критеријумска функција *Q* се може изразити у функцији променљивих *x*, *y* и *v*:

$$Q(x, y, v) =$$

= $\frac{x + y + v + w(x, y, v) - xyvw(x, y, v) - 1}{1 + xy + yv + vw(x, y, v) + xv + yw(x, y, v) + xw(x, y, v) - 3xyvw(x, y, v)} \Theta_{REF}$

У области x>1, y>1 и y>1 могуће је наћи минимум функције Q(x, y, v). Поступак налажења оптимума је аналоган поступку који је спроведен у оквиру трећег поглавља (једначине 3.23-3.30) у циљу одређивања оптималних вредности појачања за дигитални регулатор брзине. Минимум критеријумске функције Q(x, y, v) добија се за x = y = v = 1,4667. Овим вредностима одговара w(x, y, v) = 1,4667. Сада је могуће закључити да се стриктно апериодични одзив највеће могуће брзине добија у случају када су нуле карактеристичног полинома међусобно једнаке. Облик који треба да има карактеристични полином дат је изразом (5.13), док су оптималне вредности нула полинома и релативних појачања дате изразима (5.14):

$$f_{PID}(z) = (z - \sigma_1)(z - \sigma_2)(z - \sigma_3)(z - \sigma_4) = (z - \sigma)^4; \qquad (5.13)$$

$$\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_3 = \sigma_3 = \sigma = \frac{1}{1,4667} = 0,6818; \qquad d_{OPT} = \sigma^4 = 0,216; \qquad (5.14)$$

$$p_{OPT} = 4\sigma^3 - \sigma^4 - 1 = 0,0516; \qquad (5.14)$$

$$i_{OPT} = 6\sigma^2 + \sigma^4 - 3 = 0,005127.$$

Практични кораци у подешавању појачања K_P , K_I и K_D дигиталног регулатора позиције укључују одређивање инерције *J*, периоде одабирања *T*, коефицијента појачања сервопогона K_M као и давача K_{FB} , након чега је појачања регулатора могуће израчунати из израза $K_I = (2J i_{OPT})/(K_{FB} K_M T^2)$, $K_P = (2J p_{OPT})/(K_{FB} K_M T^2)$, и $K_D = (2J d_{OPT})/(K_{FB} K_M T^2)$. У случају да се инерција *J* промени у току рада сервопогона, појачања K_P , K_I и K_D се према приложеним формулама могу се прилагодити тако да буде очуван карактер одзива. Добијени резултати указују на то да минималној вредности критеријумске функције *Q* одговарају полови функције спрегнутог преноса који су међусобно једнаки и леже на позитивном одсечку реалне осе у тачки $\sigma = 0,6818$. Веза између периоде одабирања *T* и учестаности пропусног опсега f_{BW} позиционог сервомеханизма са PID регулатором може се приближно оценити из релације $\sigma = 0,6818 = \exp(-2\pi f_{BW}T)$. За периоде одабирања од 0,5 ms, 2 ms и 10 ms имаће се учестаност пропусног опсега f_{BW} од 120 Hz, 30 Hz и 6 Hz, респективно.

5.3. Испитивање карактеристика пројектованог сервосистема помоћу рачунарских симулација

Карактеристике које има позициони сервомеханизам са дигиталним PID регулатором, чија су појачања подешена према изразу (5.14) како би се остварио максимално брз, стриктно апериодичан одзив, испитане су помоћу рачунарских симулација. Параметри симулираног сервосистема одабрани су тако да је момент инерције једнак $J = 0,11 \text{ kgm}^2$, периода одабирања T = 0,001 s, док је за појачања давача K_{FB} и сервопојачавача K_M у оквиру симулација претпостављено да су једнака јединици. Покретачки момент је ограничен на двоструку вредност момента коју систем може остварити у трајном раду. Одзив овако подешеног система симулиран је на рачунару за различите вредности улазног поремећаја и промене момента оптерећења.





На слици 5.2 дат је одзив система на скоковиту промену задате вредности позиције (део одзива на левој страни дијаграма) а потом и одзив на скоковиту промену момента оптерећења. Доња два трага представљају задату и остварену позицију вратила, док горњи пар трагова представља промену покретачког момента и поремећаја који у виду момента оптерећења делује на систем. Након скоковите промене задате вредности, позиција вратила достиже циљну вредност апериодично, без пребачаја. Апериодичан карактер има и одзив покретачког момента, који мења смер у преласку из фазе убрзања у фазу кочења, док се потом апериодично своди на нулу. Ради поређења, на слици 5.3 дат је одзив који се у истим условима има са PD регулатором позиције. Прелазне појаве у одзиву на скоковиту промену улаза у случају PID регулатора смирују се за приближно 18 периода одабирања, што је за 50% спорије него код примене PD регулатора, код кога смирење прелазних процеса траје приближно 12 *T*. Разлог овоме лежи у околности да је четвороструки пол система са PID регулатором (5.14) удаљенији од координатног почетка *z*-равни него троструки пол система са PD регулатором (једначина 4.21).

У десном делу слике 5.2 дат је одзив система са PID регулатором на скок момента оптерећења. Непосредно након поремећаја јавља се пропад позиције

вратила. Захваљујући интегралном дејству регулатора, убрзо се (након 4-5 периода одабирања) ствара покретачки момент који компензује поремећај и након 15 до 20 *Т* враћа позицију вратила на задату вредност тако да у стационарном стању не постоји позициона грешка. У случају када се користи PD регулатор (сл. 5.3), код деловања константног момента оптерећења постоји позициона грешка која је пропорционална величини поремећаја.



Слика 5.3. Одзив покретачког момента и позиције вратила за сервосистем са PD регулатором позиције пројектованим у оквиру поглавља 4. Улазни поремећај, оптерећење и параметри објекта су исти као у случају који је приказан на слици 5.2.

5.4. Карактеристике позиционог сервосистема у режиму праћења референтне трајекторије

Одзив приказан на слици 5.2 добијен је коришћењем дигиталног PID регулатора чије се пропорционално дејство налази у повратној грани. Измештање пропорционалног дејства из директне гране не делује на полове функције спрегнутог преноса, али мења број и вредност њених коначних нула (тј. нула полинома у бројиоцу ове функције). У новим околностима, коефицијент K_P појачава сигнал повратне спреге, али не и задату вредност позиције, па се сада скоковите промене или шум улазног сигнала на покретачки момент преносе у много мањој мери. Анализом тока сигнала у оквиру блок дијаграма система са појачањем K_P у повратној грани (сл. 5.1) може се закључити да поремећаји улаза на покретачки момент делују захваљујући интегралном дејству, у мери одређеној појачањем *K*₁.

У наредном кораку, коришћењем рачунарских симулација је испитан ефекат који измештање пропорционалног дејства у повратну грану има на одскочни одзив и понашање система у релевантним радним режимима. На слици 5.4 је дат одзив који има систем са измештеним Р дејством у случају када се задата вредност мења са константном брзином (тј. константним нагибом или рампом). За време док траје нагиб задате позиције, систем се креће константном брзином која одговара нагибу референце. У фази праћења постоји релативно велика позициона грешка. Исти систем је симулиран у случају када је брзина промене задате позиције удвостручена. Резултати су приказани на слици 5.5. У фази праћења задате позиције сада је грешка двоструко већа.

Може се закључити да је систем са измештеним Р дејством способан да елиминише грешку у присуству константног момента оптерећења или константног улазног поремећаја (ово потврђују једначина (5.7) и одзив на слици 5.2), али зато у режиму праћења задате позиције која се креће константном брзином има грешку праћења пропорционалну брзини кретања.



Слика 5.4. Одзив позиционог сервосистема са интегралним дејством у директној грани и пропорционалним дејством у повратној грани у случају када се задата позиција мења са константним нагибом. Приказани резултати су добијени симулацијом на рачунару.



Слика 5.5. Одзив покретачког момента и позиције вратила у случају да је нагиб задате позиције (тј. нагиб трајекторије) двоструко већи него у случају који је приказан на претходној слици (5.4).

Постојање грешке у праћењу задате позиције са константним првим изводом је последица измештања појачања у повратну грану. Суматор који у оквиру блок дијаграма 5.1 сабира инкременте пропорционалног и интегралног дејства израчунава сигнал Δy_1 као разлику између величина $K_{FB}K_I\Delta\theta$ и $K_{FB}K_P(\theta_{R(n)}-\theta_{R(n-1)})$, где $\Delta \theta$ представља позициону грешку а $\theta_{R(n)}$ одбирак позиције вратила. Посматрајући случај приказан на слици 5.5, у коме систем прати задату позицију константног нагиба, крећући се при томе константном брзином која је једнака нагибу референце, може се закључити да ће сигнал $y_3 = K_{FB}K_P(\theta_{R(n)} - \theta_{R(n-1)})$ при томе имати константну вредност различиту од нуле, пропорционалну брзини кретања. Имајући у виду да се у посматраном режиму задата вредност момента не мења (зона С на сл. 5.4), закључује се да тада и вредност сигнала y_1 на излазу интегратора INT (сл. 5.1) мора бити константна, тако да је у истом режиму инкремент Δy_1 једнак нули. Из једнакости $K_{FB}K_{I}\Delta\theta = K_{FB}K_{P}(\theta_{R(n)} - \theta_{R(n-1)})$, која произилази из претпоставке да је $\Delta y_1 = 0$, закључује се да у фази праћења референце са константним нагибом регулатор са измештеним Р дејством има грешку праћења пропорционалну брзини кретања система.

5.4.1. Разлике у одзиву система са пропорционалним дејством у директној и повратној грани

Дигитални PID регулатор са Р дејством у директној грани може пратити задату позицију константног нагиба без позиционе грешке, што ће показати анализа спроведена у овом одељку. Лоцирано у директној грани, пропорционално дејство регулатора износи $K_{FB}K_P\Delta\theta$. Блок дијаграм регулатора са Р дејством у директној грани може се добити полазећи од дијаграма приказаног на слици 5.1. Измена коју је потребно унети односи се на начин израчунавања сигнала y_3 , који представља инкремент пропорционалног дејства. У случају када је пропорционално деловање регулатора у повратној грани, инкремент y_3 се израчунава на основу промене позиције вратила и износи $y_3 = -K_{FB}K_P(\theta_{R(n)} - \theta_{R(n-1)})$. Уколико се жели Р дејство регулатора у директној грани, инкремент уз зависи од промене позиционе грешке и треба га израчунати према изразу $y_3 = K_{FB} K_P (\Delta \theta_{(n)} - \Delta \theta_{(n-1)})$. Применом описане измене на дијаграм 5.1 добија се дигитални PID регулатор позиције са инкременталном имплементацијом Р и I дејства и пропорционалним дејством у директној грани. Посматрајући сада случај у коме овако начињен регулатор прати позицију константног нагиба (зона С на сл. 5.4), развијајући при томе константан покретачки момент, може се закључити да инкремент Δy_1 мора бити једнак нули (као и у претходном случају) како би се у режиму праћења константног нагиба сигнал у1 одржавао константним. Пропорционално дејство је сада у директној грани па важи једнакост:

$$\Delta y_1 = K_{FB}K_I \Delta \theta - y_3 = K_{FB}[K_I \Delta \theta + K_P(\Delta \theta_{(n)} - \Delta \theta_{(n-1)})] = 0.$$

Претпоставимо ли да у режиму праћења референце са константним нагибом постоји позициона грешка $\Delta \theta$, могуће је уочити да се таква грешка неће мењати по уласку у устаљени режим праћења (зона С на сл. 5.4). У посматраном режиму је $\Delta \theta_{(n-1)} = \Delta \theta_{(n)}$ па се из услова $\Delta y_1 = 0$ може закључити да је и $\Delta \theta = 0$. Способност регулатора са Р дејством у директној грани да оствари праћење референце константног нагиба са нултом позиционом грешком потврђена је и рачунарским симулацијама чији су резултати приказани на слици 5.6. Грешка у праћењу постоји у првих 10 до 15 периода одабирања након чега позиција вратила достиже референтну вредност и на њој се задржава све до достизања циља.

Предност регулатора са Р дејством у директној грани је способност праћења трајекторије са константним нагибом без грешке у оствареној позицији. Постоје, међутим, и негативне последице које носи присуство Р дејства у директној грани. У фази достизања циља (зона D на дијаграму 5.6), позиција вратила достиже задату вредност крећући се константном брзином. По достизању циљне вредности видљив је пребачај након чега се прелазни процеси апериодично смирују и систем улази у равнотежно стање. Постојање пребачаја је неприхватљиво за већину позиционих сервосистема, па је потребно анализирати узроке који доводе до премашења циљне позиције у одзиву на слици 5.6.



Слика 5.6. Одзив сервосистема са дигиталним регулатором позиције код кога су интегрално и пропорционално деловање у директној грани док је диференцијално дејство лоцирано у повратној грани. Систем прати задату трајекторију константног нагиба. Приказани резултати су добијени симулацијом на рачунару.

У ту сврху је начињена симулација чији су резултати дати на слици 5.7. Слика приказује промену покретачког момента и позиције вратила за случај скоковите промене задате позиције. Симулиран је систем који има PID регулатор са Р дејством у директној грани, у свему једнак систему чији је одзив приказан на претходној слици (сл. 5.6). Релативно мала амплитуда улазног поремећаја је одабрана тако да ни брзина нити покретачки момент не достижу системска ограничења, тако да систем ради у линеарном режиму. Параметри регулације су подешени према једначини (5.14), тако да су полови функције спрегнутог преноса реални бројеви који гарантују стриктно апериодичан одзив.

Одсуство конјуговано комплексних полова и нелинеарности је на први поглед у контрадикцији са чињеницом да се у одзиву на слици 5.7 уочава велико премашење циљне позиције. Треба, међутим, уочити да карактер одзива није једнозначно одређен половима функције спрегнутог преноса већ у великој мери зависи од њених коначних нула. Могуће је имати функцију преноса чији су полови реални, но чији одзив услед постојања неповољних нула има пребачај. Као пример, читалац може узети функцију $W(s) = (s+1)/(0,3s+1)^2$ која има два реална пола и једну реалну коначну нулу и која ће на скоковити улазни поремећај дати одзив апериодичног карактера, који пре коначног смирења прелазних појава има видан пребачај. Потребно је подсетити да предложена структура регулатора (сл. 5.1) има пропорционално и диференцијално деловање у повратној грани управо из разлога уклањања нежељених коначних нула у функцији спрегнутог преноса и елиминације пребачаја у одзиву на скоковиту промену улаза.



Слика 5.7. Одскочни одзив сервосистема са интегралним и пропорционалним деловањем у директној грани и диференцијалним дејством у повратној грани. Премда су сви полови функције спрегнутог преноса реални, присуство пропорционалног дејства у директној грани проузрокује пребачај у одскочном одзиву.

Пребачај у одзиву система са Р дејством у директној грани може бити умањен одступањем од оптималног подешења параметара регулације и њиховим значајним умањењем. У пракси се ово ретко чини стога што умањење кружног појачања доводи до смањења пропусног опсега, брзине реаговања система и његове способности да умањи утицај који промене момента оптерећења имају на позицију вратила.

У области управљања кретањем сусрећу се обе варијанте дигиталног PID регулатора. Пребачај који постоји у одзиву система са Р дејством у директној грани је обрнуто пропорционалан примењеним појачањима регулатора. У системима који имају крут механички подсистем и малу периоду одабирања могуће је остварити велике вредности појачања. Уколико при томе природа радне машине дозвољава присуство релативно малог пребачаја у одзиву, тада је могуће применити позициони регулатор са Р дејством у директној грани.

Несавршеност преносника, еластичност у механичком подсистему, ефекат дистрибуираних маса, шум и ограничена резолуција сензора могу бити разлог који ограничава учестаност одабирања и опсег применљивих појачања. Уколико је при томе конструкција радне машине таква да евентуални пребачај може довести до лома алата или радног комада, примену налазе дигитални позициони регулатори са Р дејством у повратној грани. Грешка у праћењу трајекторије константног нагиба се најчешће елиминише такозваном *feed-forward* компензацијом, која се састоји у томе да се суматору који у блок дијаграму 5.1 генерише сигнал Δy_1 додаје компонента пропорционална брзини промене референтне вредности позиције.

5.5. Одзив система са пројектованим регулатором на велике улазне поремећаје

Увећањем амплитуде улазног поремећаја, повећавају се промене покретачког момента и промене брзине обртања вратила које постоје у одзиву на поремећај и у фази смирења прелазних процеса. Код поремећаја довољно велике амплитуде достижу се системска ограничења покретачког момента M_{max} и брзине обртања ω_{max} . Наредна група рачунарских симулација има за циљ да испита понашање пројектованог PID регулатора позиције у случају када се достижу системска ограничења и када систем улази у нелинеарни режим рада.

Линеарни PID регулатор позиције, приказан на слици 5.1 одређује задату вредност момента тако што сумира инкременте пропорционалног и интегралног дејства у интегратору INT. Овакву имплементацију регулатора називамо инкременталном. Одзив који постоји код великих поремећаја улаза је приказан на слици 5.8. Видан је пребачај који се јавља након достизања циљне позиције, као и слабо пригушене осцилације аналогне одзиву система са линеарним PD регулатором (сл. 4.7). Осцилације се јављају услед ограниченог момента кочења у фази достизања циљне позиције. При свођењу позиционе грешке на нулу, недостатак кочећег момента доводи до околности да се у тренутку достизања циљне позиције (тренутак који је на слици означен са t_x) има знатна брзина обртања вратила, што доводи до пребачаја и консеквентних осцилација. Премда сигнал брзине на дијаграму није приказан, брзину је могуће оценити на основу стрмине промене позиције вратила. Осцилаторан одзив приказан на дијаграму 5.8 јавља се у случају када је улазни поремећај тако велики да покретачки момент и брзина обртања досежу системска ограничења. Од користи је начинити упоређење са одзивом који у аналогним условима има брзински сервомеханизам са дигиталним PI регулатором (сл. 3.14), као и позициони сервомеханизам са PD регулатором (сл. 4.7).



Слика 5.8. Одзив позиције вратила и покретачког момента на велики поремећај улаза за случај примене линеарног позиционог регулатора у инкременталној форми. Примењени регулатор има интегрално дејство у директној грани и пропорционално у повратној грани.

Ради утврђивања утицаја који на одзив има начин имплементације, поред система са регулатором у инкременталној форми (сл. 5.8) симулиран је у истоветном режиму и дигитални PID регулатор у позиционој форми, тј. регулатор код кога се управљање синтетизује према релацији:

$$M_{em(n+1)}^{dig} = K_{FB} \left[K_I \sum_{j=0}^{j=n+1} (\theta_{ref(j)} - \theta_{(j)}) + K_P (\theta_{ref(n+1)} - \theta_{(n+1)}) + K_D (\theta_{(n)} - \theta_{(n+1)}) \right],$$

тако да је пропорционално дејство лоцирано у директној грани. У овом регулатору не постоји прорачун инкремената Р и I дејства нити њихова интеграција, већ се интегрално дејство остварује захваљујући засебном интегратору који сабира одбирке позиционе грешке $\Delta \theta$ и добијени збир множи са коефицијентом интегралног појачања K_I . На слици 5.9 приказан је одзив који описани регулатор даје у истим условима у којима је спроведен претходни експеримент (сл. 5.8). Сада је одзив система нестабилан; осцилације позиције вратила око задате вредности се прогресивно увећавају, при чему њихова периода постаје све већа. Овакво понашање је карактеристично за системе код којих је промена појединих управљачких променљивих или променљивих стања сведена на опсег између доње и горње граничне вредности. Граничне вредности могу бити одређене карактеристикама објекта или присуством нарочитих блокова за ограничење (лимитера) у оквиру регулатора. Интеракција лимитера и интегратора, садржаних у објекту управљања и/или регулатору, може довести до осцилација или нестабилног одзива. Овај ефекат, познат као навијање интегратора (*wind-up*), анализиран је и објашњен у оквиру трећег и четвртог поглавља. Упоређењем одзива приказаних на сликама 5.8 и 5.9, може се закључити да инкрементална имплементација и померање пропорционалног деловања у повратну грану ублажава проблем осцилација у одзиву на велике поремећаје, али га не може у потпуности отклонити.



Слика 5.9. Одзив позиције вратила и покретачког момента на велики поремећај улаза за случај примене линеарног позиционог регулатора у инкременталној форми. Примењени регулатор има интегрално и пропорционално дејство у директној грани.

Квалитет одзива се може очувати уколико се ограничи брзина промене (тј. нагиб) задате позиције. На сликама 5.4, 5.5 и 5.6 приказани су резултати симулације позиционог сервомеханизма у условима када постоји велика разлика између почетне и циљне позиције, али је стрмина промене задате позиције ограничена. У оваквим условима систем прати задату позицију или трајекторију која се мења са константним нагибом. Одзив покретачког момента нема осцилације које на слици 5.8 достижу граничну вредност M_{max} , док позиција вратила прати нагиб задате вредности уз одређену позициону грешку. Може се закључити да је један од начина за очување квалитета одзива позиционог сервосистема замена скоковите промене референце трајекторијом $\theta_{ref}(t)$ чији је нагиб ограничен и која у одређеном временском интервалу достиже жељену вредност циљне позиције.

5.6. Генерисање референтне трајекторије

У оквиру система за управљање кретањем који има више једноосних позиционих сервомеханизама потребно је координисати кретање већег броја сервомотора (тј. већег броја оса). Задата вредност позиције једног сервомотора (тј. једне осе) веома се ретко мења у скоковима. Она је најчешће резултат прорачуна у оквиру генератора трајекторије, који генерише међусобно синхронизоване профиле задатих позиција свих сервомотора како би се њиховим координисаним кретањем у простору начинио жељени покрет радне машине. У оквиру алгоритма за генерисање референтних трајекторија $\theta_{ref}(t)$, настоји се да изводи задате вредности позиције имају коначну вредност, односно да ред извода *n*, за који је вредност израза $|d^n \theta_{ref}(dt^n)|$ ограничена, буде што је год могуће већи. Ограничени изводи функције $\theta_{ref}(t)$ омогућују да се избегну проблеми осцилација у одзиву (сл. 5.8), умање удари покретачког момента и редукује грешка у праћењу задате трајекторије. Ови наводи биће потврђени аналитички и помоћу рачунарских симулација.

У случају када се задата позиција мења са константним нагибом, трајекторија $\theta_{ref}(t)$ има коначан први извод. Пре поласка и након достизања циљне позиције, први извод трајекторије једнак је нули. Док траје кретање, први извод трајекторије има константну вредност ($d\theta_{ref}/dt = \omega_{ref}$). Други извод задате позиције $\theta_{ref}(t)$ у тренутку поласка и тренутку достизања циља није ограничен. Уз претпоставку да је момент оптерећења једнак нули, покретачки момент $M_{em} = J d^2 \theta_{ref}/dt^2$ обезбеђује праћење референтне трајекторије уз нулту вредност позиционе грешке ($\Delta \theta = 0$). Имајући у виду да други извод трајекторије на ивицама интервала узима бесконачну вредност, може се закључити да у реалним условима није могуће остварити праћење трајекторије са константним нагибом те је неминовно присуство позиционе грешке на почетку и крају циклуса.

Динамичка грешка која се јавља при праћењу задате трајекторије може бити прихватљива у случају да алат или радни комад имају само један степен слободе. Разлика $\Delta \theta = \theta_{ref} - \theta_R$ у том случају не доводи до одступања од планираног праволинијског или кружног кретања, већ резултује нешто каснијим достизањем појединих тачака у оквиру трајекторије. Пример такозваног једноосног позиционирања са обртним кретањем је позиционирање главе вретена (spindle) у фази када је потребно одложити претходно коришћени и у чељуст прихватити нови алат из алатног магацина. У обављању описаног задатка, перформансе зависе од времена заузимања командованог угла (позиције) и тачности са којом се једном достигнута позиција може одржавати. Одређена динамичка грешка која постоји у фази праћења задате трајекторије и достизања циљне позиције не утиче на прецизност одлагања алата па се може толерисати. Други пример једноосног позиционирања је довођење (feed-drive) радних комада или материјала у зону захвата алата и одлагање готових комада помоћу конвејера или обртног стола након сваког циклуса обраде. У овом примеру кретање може бити транслаторно (конвејер) или ротационо (кружни сто). Као и у претходном случају, квалитет одзива се мери

брзином заузимања и прецизношћу одржавања циљне позиције, док се извесна грешка у праћењу путање може занемарити.

Уколико се захтева да алат или радни комад у простору захвата радне машине обавља сложена кретања, потребно је остварити координисано кретање већег броја сервомотора. Вођење алата по унапред дефинисаној путањи која лежи у равни захтева примену два позициона сервомеханизма за управљање кретањем, као и генерисање спрегнутих трајекторија [x(t), y(t)] или $[r(t), \theta(t)]$ које дефинишу жељену путању. У случају кретања тела у тродимензионалном простору, број спрегнутих (синхронизованих) трајекторија је већи за један. Поред управљања положајем који предмет заузима у простору, веома често је потребно подесити и његову оријентацију. У случају када се управља кретањем хватаљке или чељусти, потребно је остварити и помоћна кретања у циљу прихватања или одлагања алата или радног комада. У сложенијим манипулаторима, број позиционих сервомеханизама може бити од шест до осам. Уколико постоји грешка у праћењу или синхронизацији трајекторија спрегнутих оса, сложено кретање ће скренути са жељене путање што за последицу има компромитован квалитет обраде, лом алата или оштећење радног комада.

Ефекти које има грешка у праћењу референтне трајекторије на понашање вишеосних система може бити илустрована на примеру кретања у равни дефинисаној осама *X* и *Y*:



Слика 5.10. У случају двоосног позиционирања резног алата, одступање једне осе од задате трајекторије или одсуство координације може довести алат у нежељени положај. На слици је приказан случај у коме долази до оштећења предмета обраде.

На слици 5.10 је пуним линијама приказано тело правоугаоног облика које алат у свом кретању треба да заобиђе, крећући се поред његовог горњег десног угла. Претпоставимо да кретање започиње из доњег десног угла, дуж осе означене са X. У току кретања дуж X осе, координата Y се одржава константном. По доласку у тачку B, потребно је зауставити кретање дуж X осе и започети кретање дуж У осе. Уколико постоји грешка у праћењу трајекторије $x_{REF}(t)$, актуелна позиција x(t) се може наћи у тачки А у моменту када референтна вредност x_{REF} достигне тачку В. У том тренутку започиње кретање по оси *Y*, тако да се алат сада покреће на горе и у лево, према трајекторији која повезује тачке А и С. Овакво кретање доводи до непредвиђеног задирања алата у предмет обраде и могућег лома алата. У случају када алат у току описаног кретања сече материјал у настојању да створи комад правоугаоног облика приказан на слици 5.10, добијеном производу недостајаће горњи десни угао који је на слици означен шрафуром. Предупређење оваквих последица захтева да позициони сервомеханизми и генератори трајекторија, намењени координисаном вишеосном кретању буду начињени тако да обезбеђују што мању грешку праћења задатих трајекторија.

Уколико би се генерисала трајекторија чији је други извод коначан, тада би био коначан (тј. остварив) и покретачки момент, који је позиционом сервосистему потребан да би овакву трајекторију пратио. Покретачки момент, потребан за савлађивање инерционих отпора кретању, пропорционалан је другом изводу позиције ($M_{em} = J d^2 \theta_{ref} / dt^2$), односно убрзању $a = d^2 \theta_{ref} / dt^2$. Претпоставимо да у фази поласка трајекторија $\theta_{ref}(t)$ има константно убрзање a у трајању t_a , након чега се наставља кретање константном брзином $\omega_{ref} = a t_a$. Покретачки момент ће у фази поласка имати облик импулса константне амплитуде J a и трајања t_a . Импулсни облик момента подразумева скоковиту промену момента при поласку (t = 0). Момент тада мења вредност са $M_{em}(0^-) = 0$ на $M_{em}(0^+) = aJ$. Скоковита промена момента је повезана са околношћу да трећи извод трајекторије $(d^3 \theta_{ref}/dt^3)$ није ограничен, што проузрокује скоковите промене другог извода те самим тим и покретачког момента потребног да би се остварило праћење трајекторије $\theta_{ref}(t)$ без позиционе грешке $\Delta \theta_{ref}$. Скоковита промена покретачког момента се може лако остварити захваљујући великом пропусном опсегу ($f_{BW} > 2 \text{ kHz}$) који имају савремени дигитални регулатори струје и момента сервомотора за наизменичну струју. Генератори трајекторије се ипак пројектују на начин који умањује потребу за скоковитим променама покретачког момента, јер оне могу проузроковати торзионе осцилације или појаву механичке резонансе покретних делова машине.

Механички подсистем се најчешће моделује као скуп круто спрегнутих тела са идеалним преносницима без празног хода. Оваква представа је често задовољавајућа, нарочито у случајевима када није нужно остварити велику брзину реаговања. Имајући у виду околност да су сви покретни и непокретни делови радне машине еластична тела коначног коефицијента крутости, као и чињеницу да спрежни елементи редовно имају одређену еластичност, може се закључити да механички подсистем треба моделовати као систем еластично спрегнутих маса. Електрични пандан (дуал) овако представљеном механичком подсистему састојао би се од већег броја оточно везаних кондензатора који су међусобно спојени редно повезаним индуктивностима. Одзив механичког подсистема на скоковиту промену силе или момента је сличан одзиву који постоји код довођења напонског импулса на улазне прикључке електричног кола са редно везаним индуктивностима и оточним кондензатором. Пригушење у одзив електричног кола уносе термогене отпорности. У случају механичког подсистема, пригушење постоји захваљујући механичким губицима и унутрашњем трењу у материјалу од кога су начињени еластични спрежни елементи. Коефицијент пригушења механичке резонансе и торзионих осцилација је најчешће веома мали, што се у пракси може лако верификовати експериментом. Скоковиту промену силе је могуће симулирати веома лаганим ударцем металног чекића у један од челичних делова машине, што ће створити звук константне учестаности који се постепено утишава. Учестаност слабо пригушених механичких осцилација које ће се јавити зависи од димензија машине, њеног облика, масе и крутости спреге. Резонантна учестаност је у највећем броју случајева у чујном опсегу (изузетак представљају ваљаонички станови), па ју је могуће детектовати и проценити њен степен пригушења без нарочите опреме.



Слика 5.11. Начин генерисања трајекторије $\theta_{ref}(t)$ са коначним трећим изводом. Облик који има приказани профил брзине познат је под именом S-крива (S-*curve*).

Структуре савремених производних машина имају резонантне појаве у опсегу од 100 Hz до 5 kHz. Нежељене осцилације се могу знатно умањити применом покретачког момента који нема нагле скоковите промене. Да би се ово остварило, потребно је генерисати референтну трајекторију чији је трећи извод коначан, како би покретачки момент, пропорционалан $d^2 \theta_{ref}/dt^2$, имао коначну

стрмину и тако представљао мању побуду резонантних модова механичког подсистема. Пример трајекторије са коначним трећим изводом дат је на слици 5.11. Доњи траг на овој слици представља први извод убрзања а, у литератури познат под називом *jerk*. Овај сигнал ($da/dt = d^3 \theta_{ref}/dt^3$) има импулсни облик коначне амплитуде, што резултује коначном стрмином промене убрзања па самим тим и коначаним нагибом промене покретачког момента. Интеграцијом сигнала a(t) добија се брзина $\omega_{ref}(t)$, чији интеграл даје референтну трајекторију $\theta_{ref}(t)$. Брзина ω_{ref} којом се систем мора кретати како би референтну трајекторију пратио без грешке у позицији има успонску ивицу која подсећа на латинично слово S. Трајекторија на слици 5.11 веома често се користи и у релевантној литератури помиње под именом S-крива или S-curve. Одзив позиционог сервосистема који прати трајекторију у облику S-криве има мање ударе момента и мању грешку праћења. Ради верификације поменутих очекивања, извршено је упоређење одзива позиционог сервомеханизма који прати референтну трајекторију у облику рампе са константним нагибом и одзива који постоји у случају када се прати трајекторија са коначном вредношћу трећег извода, приказана на слици 5.11.



Слика 5.12. Референтна трајекторија, грешка праћења и промена покретачког момента у случају када трајекторија θ_{ref} има константан нагиб $\omega_{ref} = d\theta_{ref}/dt$.

На слици 5.12 је приказана промена позиционе грешке, референтне трајекторије и покретачког момента у случају када трајекторија θ_{ref} има константан, коначан нагиб $\omega_{ref} = d\theta_{ref}/dt$ док њен други извод $d^2\theta_{ref}/dt^2$ није ограничен.

130

Слика 5.13 приказује исте величине у случају када трајекторија θ_{ref} има облик S-криве са другим изводом $d^2 \theta_{ref}/dt^2$ ограниченог нагиба и коначним вредностима трећег извода. Уочава се да је грешка у праћењу трајекторије у облику S-криве двоструко мања. Видно је мања амплитуда покретачког момента као и стрмина његове промене. Може се закључити да се код праћења референтне трајекторије са коначним вредностима виших извода има мања динамичка грешка, при чему се циљна позиција достиже у једнаком временском интервалу. Редукована вршна вредност и стрмина промене покретачког момента представља мању побуду за резонантне појаве у механичком подсистему и повољно се одражава на елементе преноса. Поред примера трајекторије у облику S-криве (сл. 5.11) у пракси се користе трајекторије са ограниченим вредностима свих извода закључно са седмим, трајекторије сачињене од фрагмената функције sin(*t*), у литератури познате као циклоидалне, као и трајекторије састављене из делова добијених полиномијалном апроксимацијом (*spline*).



Слика 5.13. Референтна трајекторија, грешка праћења и промена покретачког момента у случају када трајекторија θ_{ref} има облик S-криве (S-*curve*).
5.7. Пројектовање и примена нелинеарног закона управљања ради постизања робусности и очувања квалитета одзива у режиму великих поремећаја

У претходном одељку је описан значај и поступак генерисања референтне трајекторије. Квалитет одзива позиционог сервосистема на велике промене улаза може бити очуван заменом скоковите промене референце трајекторијом $\theta_{ref}(t)$ чији је нагиб ограничен и која у одређеном временском интервалу достиже жељену вредност циљне позиције. Уколико позиција вратила успешно прати трајекторију ограниченог нагиба, грешка у позицији неће достићи вредности које систем доводе у нелинеарни режим рада и које за последицу имају осцилаторан (сл. 5.8) или нестабилан (сл. 5.9) одзив.

Успех у праћењу референтне трајекторије у пракси не може бити гарантован. Нежељена одступања позиције вратила од задате трајекторије могу бити проузрокована увећањем отпора кретања у мери која чини да момент оптерећења накратко превазиђе вредност M_{max} . До великог одступања позиције вратила од задате вредности може доћи и у случају да се одустане (*abort*) од праћења претходне трајекторије и пређе на алтернативну трајекторију. Коначно, задата позиција промениће се скоковито у инцидентним ситуацијама, када је из разлога сигурности потребно напустити планирану путању и што пре заузети унапред дефинисану сигурносну позицију. У свим описаним ситуацијама дигитални регулатор позиције мора обезбедити стабилан, апериодичан одзив у присуству велике иницијалне грешке. Робустан одзив у режиму великих поремећаја, који проузрокују достизање системских ограничења покретачког момента и брзине обртања, захтева модификацију дигиталног PID регулатора и пројектовање нелинеарних елемената у оквиру његове структуре.

Основни узрок појаве осцилација у одзиву на велики улазни поремећај (сл. 5.8) је недостатак кочећег момента у фази достизања циљне позиције. Због недостатка момента, брзину обртања није могуће умањити тако да у тренутку достизања циља она буде једнака нули. Позитивна вредност брзине на самом циљу доводи до тога да се кретање не зауставља, услед чега се јавља пребачај праћен слабо пригушеним осцилацијама позиције вратила око задате вредности. Описани ефекат је детаљније анализиран у претходним поглављима, у оквиру образложења везаних за слику 4.7. Решење проблема се састоји у ограничењу брзине којом се систем приближава циљној позицији. Брзину приласка треба ограничити у функцији пута који преостаје до стизања на циљ. Функционално ограничење $\omega_{MK} = fp(|\Delta\theta|)$ је у претходном поглављу одређено (једначина 4.26) изједначавањем кинетичке енергије коју систем има у фази успорења (једначина 4.24) и рада (енергије) који сервопогон узима из механичког подсистема у току кретања преосталим делом путање, дужине $\Delta\theta$ (једначина 4.25), развијајући притом максимални кочећи момент M_{max} .

До истог закључка (једначина 4.26) може се доћи на начин који ће укратко бити изложен. Претпоставимо да у тренутку t_x систем успорава, приближавајући се циљу те да је брзина обртања тада једнака $\omega(t_x) = \omega_x$, док преостали пут (тј. позициона грешка) у истом тренутку износи $\Delta \theta_x = \theta_{ref} - \theta(t_x)$. Претпоставимо такође да ће у фази заустављања сервопогон развијати максимални расположиви кочећи момент M_{max} . Сматрајући при томе да отпори кретању у незнатној мери потпомажу успоравање, закључује се да је даља промена брзине одређена следећим изразом:

$$\omega(t) = \omega_x - \frac{M_{max}}{J}(t - t_x).$$
(5.15)

Брзина ће се свести на нулу у тренутку $t_{STOP} = t_x + J\omega_x / M_{max}$. Промена позиције вратила од тренутка t_x до заустављања, тј. пређени пут при кочењу, може се одредити према следећем изразу:

$$\theta(t_{STOP}) - \theta(t_x) = \int_{t_x}^{t_{STOP}} \omega(t) dt = \frac{M_{max}}{2J} (t_{STOP} - t_x)^2.$$
(5.16)

Ради остварења одзива без пребачаја, потребно је да позициона грешка $\Delta \theta_{STOP} = \theta_{ref} - \theta(t_{STOP})$ у тренутку t_{STOP} , када се систем зауставља, буде једнака нули, што значи да израз (5.16) мора имати вредност $\Delta \theta_x$. Из једначина (5.15) и (5.16) добија се веза између брзине ω_x и преосталог пута $\Delta \theta_x$:

$$\Delta \theta_x = \frac{J\omega_x^2}{2M_{max}}.$$
(5.17)

Претходни израз сугерише да у одзиву позиционог сервосистема који се креће брзином ω_x неће бити пребачаја уколико је пут који преостаје до достизања циљне позиције већи или једнак добијеној вредности $\Delta \theta_x$. У наведеном примеру се за брзину обртања и преостали пут узимају позитивне вредности. Код кретања у супротном смеру, грешка у позицији и брзина обртања узимају негативне вредности. Израз (5.17) се може и у том случају применити, с тим што добијену позитивну вредност $\Delta \theta_x$ треба посматрати као најмању апсолутну вредност преосталог пута. Функционално ограничење $\omega_{MK} = fp(|\Delta \theta|)$, дато једначином (5.18), дефинише највећу апсолутну вредност брзине обртања која се може допустити у зависности од преосталог пута $|\Delta \theta|$. Једначина (5.18), добијена на основу резултата (5.17), одговара претходно добијеном изразу (4.26).

$$\omega_{MK} = fp(|\Delta\theta|) = \sqrt{\frac{2M_{max}|\Delta\theta|}{J}}$$
(5.18)

Поред функционалног ограничења $fp(|\Delta \theta|)$, потребно је обезбедити да у току кретања брзина обртања вратила не пређе максималну дозвољену брзину ω_{max} . Познато је [53] да су промене стања у одзиву линеарног система

пропорционалне амплитуди поремећаја. У случају када постоји улазни поремећај довољно велике амплитуде, брзина обртања позиционог сервомеханизма са линеарним PID регулатором може превазићи максималну дозвољену вредност ω_{MK} , дату изразом (5.18). Да би поменута ограничења брзине била респектовала, потребно је унети измене у структуру PID регулатора (сл. 5.1).

5.7.1. Максимална дозвољена брзина кретања сервосистема са линеарним PID регулатором и ограниченим покретачким моментом

Одзив позиционог сервомеханизма приказан на слици 5.2 даје промену позиције вратила и покретачког момента на мали скок задате позиције. Добијени одзив показује да линеарни PID регулатор може гарантовати стриктно апериодични одзив без пребачаја под условом да је поремећај довољно мали. Од интереса је утврдити највећу амплитуду поремећаја $\Delta \theta_{(max)}$ и одговарајућу брзину кретања $\omega_{R(max)}$ при којој линеарни PID регулатор још увек гарантује одзив без пребачаја. Једначина (5.18) одређује максималну дозвољену брзину у функцији преосталног пута и представља критеријум на основу кога се могу оценити вредности $\Delta \theta_{(max)}$ и $\omega_{R(max)}$. Сигнал Δy_1 у оквиру блок дијаграма линеарног регулатора (сл. 5.1) представља збир инкремената пропорционалног и интегралног деловања:

$$\Delta y_{1(n+1)} = K_I K_{FB} \Delta \theta - K_P K_{FB} \left(\theta_{R(n+1)} - \theta_{R(n)} \right) \,.$$

Промена позиције вратила у току једне периоде одабирања интегралног деловања блиска је вредности која је дата следећим изразом:

$$\left(\theta_{R(n+1)}-\theta_{R(n)}\right)\approx\omega_{R(n+1)}T$$
.

Инкремент Δy_1 се сада може изразити као:

$$\Delta y_{1(n+1)} \approx K_I K_{FB} \Delta \theta - K_P K_{FB} \omega_{R(n+1)} T$$

Посматрајући део одзива у коме брзина кретања достиже највећу вредност, може се уочити кратак интервал у току кога су промене брзине мале а промена позиције вратила линеарна (сл. 5.2). Промена сигнала y_1 је у овој фази одзива мала, па је оправдана претпоставка да је у истом интервалу инкремент Δy_1 близак нули, из чега следи да је тада:

$$\omega_{R(n+1)} \approx \frac{K_I \Delta \theta}{K_P T}.$$
(5.19)

Имајући у виду да је максимална дозвољена брзина кретања корена функција апсолутне вредности позиционе грешке (једначина 5.18), може се закључити да ће израз (5.19) при довољно великим износима грешке $\Delta\theta$ имати вредност која нарушава услов (5.18). Вредност $\Delta\theta_{(max)}$ при којој се ово догађа може се добити изједначавањем израза (5.18) и (5.19), у пресеку праве линије и параболе којима су ови изрази представљени у $\Delta \theta$ - ω фазној равни:

$$\frac{K_{I}\Delta\theta}{K_{P}T} = \sqrt{\frac{2M_{max}|\Delta\theta|}{J}} \implies \frac{2M_{max}|\Delta\theta|}{J} = \left(\frac{K_{I}}{K_{P}T}\right)^{2} (\Delta\theta)^{2} ,$$

$$\Delta\theta_{(max)} = \frac{2M_{max}}{J} \left(\frac{K_{P}T}{K_{I}}\right)^{2} .$$
(5.20)

Имајући у виду однос појачања K_I и K_P сугерисан изразом (5.14), може се оценити да је грешка у позицији $\Delta \theta_{(max)}$, која још увек не нарушава квалитет одзива система са линеарним PID регулатором, еквивалентна померају који ће систем начинити уколико пође из стања мировања и креће се у току наредних 20 периода одабирања под дејством покретачког момента M_{max} . Ради се, дакле, о померају који позициони сервомеханизам може да начини у току кретања које траје од 5 до 10 ms. Максимална брзина $\omega_{R(max)}$ којом се систем са линеарним PID регулатором може кретати добија се увођењем смене (5.20) у релацију (5.18):

$$\omega_{R(max)} = \frac{2M_{max}}{J} \left(\frac{K_P T}{K_I}\right).$$
(5.21)

Брзина $\omega_{R(max)}$ добијена у претходном изразу одговара оној брзини коју систем може достићи након истека 20 периода одабирања (5 до 10 ms) у току којих делује највеће расположиво убрзање M_{max}/J . Добијене вредности $\Delta \theta_{(max)}$ и $\omega_{R(max)}$ су релативно мале. Према изразу (5.20), линеарни PID регулатор даје одзив без пребачаја и осцилација само уз услов да је захтевани померај веома мали. Настојање да се брзина кретања ограничи на вредност добијену изразом (5.21) резултовало би значајним увећањем времена које је систему потребно да оствари поједина кретања, што у највећем броју случајева није прихватљиво. Потребно је, дакле, модификовати регулатор позиције на начин који гарантује очување квалитета одзива у случају великих поремећаја, при којима брзина кретања ω_{R} и одступање позиције $\Delta \theta$ вишеструко премашују ограничења (5.20) и (5.21). Очекује се, такође, да се достизање удаљених циљева оствари у што краћем времену, у границама које одређују системска ограничења момента и брзине.

5.7.2. Увођење нелинеарних елемената у структуру регулатора ради очувања квалитета одзива на велике поремећаје

Линеарни PID регулатор се може модификовати увођењем нелинеарног блока који обезбеђује да ограничења ω_{max} и $fp(|\Delta\theta|)$ буду респектована. За случај линеарног PD регулатора (сл. 4.2), уочено је да сигнал y_1 представља задату брзину а сигнал y_2 повратну спрегу локалног P регулатора брзине који постоји захваљујући диференцијалном дејству регулатора позиције. На исти начин могу бити интерпретирани сигнали y_1 и y_2 у оквиру блок дијаграма на слици 5.1. Диференцијално дејство PID регулатора y_2 пропорционално је промени позиције у оквиру једне периоде одабирања па тако и брзини обртања вратила. Сматрамо ли да је појачање K_D довољно велико, разлика $\Delta y = y_1 - y_2$ постаје занемарива па је брзина обртања ω блиска $y_1/(K_{FB}K_DT)$. Потреба за функционалним ограничењем брзине обртања (израз 5.18) сада може бити задовољена деловањем на сигнал y_1 PID регулатора (сл. 4.2). Сигнал y_1 постоји на излазу интегратора (INT на сл. 5.1) који сабира инкременте пропорционалног и интегралног дејства регулатора (Δy_1). Ограничење сигнала y_1 мора бити праћено једновременом изменом садржаја интегратора INT, како спрега интегратор-ограничавач не би резултовала нежељеним ефектом навијања интегратора, детаљније објашњеним у претходним поглављима. Овакав начин реализације интегратора се назива 'интелигентни' или Крикелисов интегратор [58]. Начин на који Крикелисов интегратор, проширен кореним ограничењем (израз 5.18), треба увести у структуру дигиталног PID регулатора позиције приказан је на слици 5.14.



Слика 5.14. Блок дијаграм позиционог сервомеханизма са дигиталним регулатором позиције, модификованим тако да се апериодичан карактер одзива очува и у режиму великих поремећаја. Инкременти пропорционалног и диференцијалног дејства сабирају се у Крикелисовом интегратору, који је проширен кореним ограничењем (5.18). Сврха уведеног проширења је ограничавање брзине приближавања циљној позицији у зависности од преосталог пута. Сигнал *y*₁ представља референтну вредност брзине за локални брзински регулатор са пропорционалним дејством и сигналом *y*₂ у улози повратне спреге.

На слици 5.15 приказана је зависност $fp(|\Delta\theta|)$ максималне дозвољене брзине обртања од преосталог пута (тј. разлике $\Delta\theta$ између задате и циљне позиције). Сигнал y_1 има улогу референтне вредности за локални регулатор брзине, па се на истом дијаграму може приказати и зависност максималне дозвољене вредности сигнала $y_{1(max)}$ од позиционе грешке $\Delta\theta(|y_1| < |y_{1(max)}| = K_{FB}K_DT fp(|\Delta\theta|)$. Системско

136

ограничење брзине обртања је на слици 5.15 приказано хоризонталном линијом. Ова граница (ω_{max}) се не сме прећи ни у једном радном режиму. Рад је дозвољен само у зони која се налази испод линије $\omega = \omega_{max}$ и испод криве $fp(|\Delta\theta|)$. Планирана измена структуре регулатора (сл. 5.14) треба да делује на сигнал y_1 тако да кретање система у фазној $\Delta\theta$ - y_1 равни буде ограничено на област означену као 'дозвољена зона' (сл. 5.15).



Слика 5.15. Зависност максималне брзине $fp(|\Delta \theta|)$ којом се систем може приближавати циљу од преосталог пута $\Delta \theta$. Хоризонтална линија означена са ω_{max} приказује максималну дозвољену брзину кретања сервосистема.

Слика 5.16 приказује имплементацију пројектованог ограничења брзине и структуру интелигентног интегратора, проширеног функционалним ограничењем брзине (сл. 5.15). Суматор S₁ сабира инкремент Δy_1 са вредношћу сигнала y_1 која је постојала у претходној периоди одабирања ($y_{1(n-1)}$). Овако добијени сигнал y^* би у линеарном режиму рада представљао нову вредност сигнала $y_{1(n)}$ који би се спровео до суматора S₂ као и до меморијског елемента МЕМ, где би се његова вредност сачувала за наредни циклус.

Функционално ограничење сигнала y_1 у нелинеарном режиму рада, у коме на систем делују велики поремећаји, остварује се тако што се најпре одреде вредности три сигнала x_1 , x_2 и x_3 који се јављају на улазу блока означеног са MIN. Сигнал x_1 једнак је апсолутној вредности сигнала y^* . Сигнал x_2 одговара нелинеарном ограничењу брзине са кореном функцијом $fp(|\Delta \theta|)$, са којом је повезан релацијом $x_2 = K_{FB}K_DT fp(|\Delta \theta|)$, док сигнал x_3 представља системско ограничење брзине обртања вратила ($x_2 = K_{FB}K_DT \omega_{max}$).



Слика 5.16. Практична имплементација интелигентног (Крикелисовог) интегратора проширеног кореним ограничењем (5.18) и ограничењем максималне брзине.

Блок MIN на свом излазу даје сигнал једнак најмањем међу улазним сигналима x_1, x_2 и x_3 . На овај начин добија се апсолутна вредност сигнала y_1 која једновремено респектује ограничење брзине приближавања циљу $fp(|\Delta \theta|)$ као и системско ограничење максималне брзине. Множењем ове вредности и знака sgn (y^*) добија се сигнал $y_{1(n)}$. Овај сигнал се меморише (елемент МЕМ дијаграма) и доводи на суматор S₂, где узима улогу задате вредности локалног регулатора брзине на начин који је претходно објашњен.

5.8. Испитивање одзива на велике поремећаје помоћу рачунарских симулација

Карактеристике дигиталног PID регулатора позиције проширеног нелинеарним елементима, пројектованим у одељку 5.7.2 (сл. 5.16), испитане су помоћу рачунарских симулација рада у режиму великих поремећаја. Разматрани су случајеви у којима је улазни поремећај тако велики да се у одзиву достижу оба системска ограничења (тј. ограничење брзине и покретачког момента). Резултати симулације су дати на слици 5.17. Горња два трага представљају задату позицију и промену позиције вратила, док се на доњем трагу приказује промена покретачког момента. Брзина обртања је ограничена, па се приближавање циљној позицији у току средишњег дела одзива одвија константном брзином која је једнака граничној ω_{max} . Ово се може закључити по томе што је промена позиције у истом интервалу линеарна. Линеарна промена позиције завршава се у тренутку t_x , када започиње фаза кочења. У тренутку t_x грешка у позицији још увек је позитивна. Линеарни регулатор би у овим условима и даље стварао позитиван покретачки момент, што би коначно довело до премашења циљне позиције. Захваљујући уграђеном интелигентном интегратору и кореном ограничењу, у овом тренутку актуелна брзина обртања постаје већа од брзине коју сугерише корено ограничење. Као последица, сигнал y_1 постаје мањи од сигнала повратне спреге y_2 , што доводи до стварања кочећег момента на вратилу сервомотора и благовременог умањења брзине кретања. Када брзина постане мања од $\omega_{R(max)}$ (израз 5.21), прелази се у линеарни режим рада, у коме за сигнале y^* и $y_{1(n)}$ дијаграма 5.16 важи једнакост $y^* = y_{1(n)}$. Прелазне појаве се коначно смирују на начин који је одређен половима функције спрегнутог преноса. Одзив брзине и позиције је стриктно апериодичан док покретачки момент у фази смирења прелазних процеса не мења знак.

За одзив добијен на слици 5.17 може се тврдити да је остварен у најкраћем могућем времену. Другим речима, за систем са датим ограничењем покретачког момента и максималне брзине обртања, бржи одзив није могуће остварити. Увидом у резултате симулације уочава се да прелазне појаве започињу тако што се систем убрзава применом највећег расположивог момента. Након достизања максималне дозвољене брзине, ова брзина се одржава у току даљег кретања ка циљу. У овој фази, промена позиције вратила је линеарна јер је брзина константна. Кочење се при достизању циља врши свим расположивим моментом, и оно започиње у тренутку t_x одређеном тако да се код достизања циљне позиције брзина обртања и грешка позиције једновремено своде на нулу.

У тренутку који је обележен са t_{ν} , непосредно пре повратка у линеарни режим рада уочава се да покретачки момент на кратко одступа од системског ограничења *M_{max}*, тако да облик момента у фази кочења нема правоугаону форму каква се може уочити у фази убрзања. Разлог овоме је околност да систем ради у режиму кореног ограничења (5.18) све док апсолутна вредност брзине не постане мања од $\omega_{R(max)}$ (израз 5.21), када се прелази у линеарни режим рада. Све док су брзина обртања и преостали пут $\Delta \theta$ везани релацијом (5.18), покретачки момент је једнак $-M_{max}$. Уколико би брзина ω_R и грешка $\Delta \theta$ биле везане релацијом $\omega = fp(|\Delta \theta|)$ све до заустављања, импулс кочећег момента би био правилног правоугаоног облика тако да деформација у тренутку t_v не би постојала. При преласку у линеарни режим ($\omega < \omega_{R(max)}$) одступа се од зависности (5.18) стога што у линеарном режиму рада важи једнакост $y^* = y_{1(n)}$. Кочећи момент тада ће незнатно одступити од правилног импулсног облика док ће фаза заустављања на слици 5.17 бити нешто дужа од фазе залетања. Одзив се смирује тако што позиција вратила достиже циљну позицију без пребачаја, док се покретачки момент апериодично смирује.





5.9. Експериментална верификација пројектованог регулатора позиције

Ради верификације структуре, параметара и нелинеарних механизама дигиталног регулатора који је пројектован у претходном поглављу, начињен је низ експеримената. У оквиру експерименталне поставке, коришћен је трофазни асинхрони сервомотор чији су момент и флукс контролисани применом алгоритма индиректног векторског управљања [55,57]. Мотор је напајан из трофазног транзисторског инвертора. Укључење и искључење појединих прекидача инвертора контролисано је од стране ширинског модулатора (PWM – *Pulse Width Modulation*). Локална повратна спрега по струји (CRPWM – *Current Regulated* PWM) омогућује да се струја статора и добијени момент контролишу са великом брзином и тачношћу. Брзина реаговања струје и момента одговара пропусном опсегу од 1 kHz. Остварива промена покретачког момента M_{em} је за ред величине бржа од жељених промена брзине и позиције. Векторски контролисани асинхрони мотор се стога може сматрати извршним органом са тренутним дејством и појачањем K_M , што је уједно и приступ усвојен у фази анализе и синтезе спроведене у овом поглављу (сл. 5.1).



Слика 5.18. Одзив покретачког момента (горњи траг) и позиције вратила (доњи траг) на скоковит пораст момента оптерећења. Приказани резултати су добијени мерењем на прототипу позиционог сервомеханизма са асинхроним сервомотором снаге 1 kW и микропроцесорски имплементираним регулатором чија је структура приказана на слици 5.14. Регулатор има интегрално дејство у директној грани, док се пропорционално и диференцијално дејство налазе у локалној (повратној) грани регулатора.

Параметри асинхроног мотора коришћеног у експериментима су $U_{nom} = 3 \times 380$ V, $f_{nom} = 50$ Hz, $P_{nom} = 1$ kW, док је номинална брзина обртања вратила $n_{nom} = 1410$ o/min. Овај мотор је спрегнут са независно побуђеном машином за једносмерну струју чија је номинална снага $P_{nom} = 1,5$ kW. Еквивалентни момент инерције који има спрега две машине износи J = 0,0459 kgm². На вратило асинхроног мотора уграђен је инкрементални енкодер са 2500 импулса по обртају. Дигитални погонски контролер је детаљније описан у оквиру упутства за лабораторијску вежбу *Векшра* [55] која стоји на располагању студентима Електротехничког факултета у Београду. Алгоритам управљања је кодиран у програмском језику С (додатак Б ове књиге) и извршава се на адекватно припремљеном персоналном рачунару. Величине од значаја, међу којима су позиција вратила, брзина

обртања и покретачки момент, преносе се у периферијски уређај са D/A конверторима како би се могле посматрати на осцилоскопу у току трајања прелазних процеса. Периода одабирања регулатора позиције износи T = 10 ms, тако да параметри система задовољавају релацију $K_{FB}K_MT^2/(2J) = 0,005$.

На слици 5.18 приказан је одзив покретачког момента и позиције вратила на скоковит пораст момента оптерећења система са PID регулатором. Оптерећење се скоковито увећава са 0 на 6,8 Nm, што проузрокује одступање позиције од задате вредности. Након приближно 15 периода одабирања, регулатор компензује поремећај враћајући позицију вратила на задату вредност. Одзив покретачког момента и позиције је стриктно апериодичан, у складу са половима функције спрегнутог преноса. Слика 5.19 приказује одзив који у истим условима даје PD регулатор. Одсуство интегралног дејства доводи до статичке грешке која је пропорционална моменту оптерећења. Наиме, након пораста оптерећења, PD регулатор ствара покретачки момент од 6,8 Nm, потребан за одржавање система у стању мировања, али се позиција вратила након смирења прелазних појава не враћа на задату вредност. Однос настале позиционе грешке и момента оптерећења (у посматраном случају 0,15 rad / 6,8 Nm) одређен је једначином (4.15).



Слика 5.19. Одзив покретачког момента и позиције вратила на скоковит пораст момента оптерећења за случај када је примењен пропорционално-диференцијални регулатор позиције, пројектован у оквиру четвртог поглавља. Поремећај момента оптерећења, параметри објекта и остали услови у којима је експеримент изведен исти су као у случају који је приказан на претходној слици (5.18.).

Одзив покретачког момента и позиције вратила на мали улазни поремећај система са PID регулатором позиције дат је на слици 5.20. Задата позиција се скоковито мења за 0,1 обртај, што проузрокује стварање покретачког момента и кретања које у времену од приближно 15 периода одабирања доводи до достизања циљне позиције и апериодичног смирења прелазних појава. У току приказаног одзива, брзина кретања система и покретачки момент не достижу системска ограничења M_{max} и ω_{max} . Претходно добијене једначине (5.20) и (5.21) дефинишу вредности позиционе грешке $\Delta \theta_{(max)}$ и брзине кретања $\omega_{R(max)}$, које представљају границу између линеарног режима рада и нелинеарног одзива који се јавља по достизању системских ограничења. Према спроведеној анализи, граничне вредности $\Delta \theta_{(max)}$ и *w_{R(max)}* достижу се након приближно 20 периода одабирања. Трајање прелазних појава, приказаних на слици 5.20, од приближно 15 периода указује да систем још увек ради у линеарном режиму, што се може закључити и по промени покретачког момента који не досеже системско ограничење M_{max}. Максимална вредност момента који развија експериментална поставка покретачког износи $M_{max} = 13,6$ Nm.



Слика 5.20. Одзив покретачког момента и позиције вратила на мали улазни поремећај. Задата вредност позиције се скоковито мења за 0,1 обртај. Примењен је регулатор са интегралним дејством у директној грани (сл. 5.14). Параметри објекта и остали услови у којима је експеримент изведен исти су као у случају који је приказан на слици 5.18.

Одзив покретачког момента и позиције вратила на велики поремећај улаза приказан је на слици 5.21. Коришћен је регулатор позиције са нелинеарношћу пројектованом у одељку 5.7.2. Структура регулатора је приказана на слици 5.14 док су његова нелинеарна својства објашњена сликом 5.16. Скок задате позиције износи 500 радијана. Након позитивног импулса покретачког момента достиже се максимална дозвољена брзина обртања. Даље се систем креће према циљној позицији максималном дозвољеном брзином ω_{max} . Убрзање је тада једнако нули, па је у овој фази покретачки момент релативно мали и одговара трењу и другим отпорима кретања. Промена позиције је линеарна све до почетка кочења. Као последица активације пројектованог кореног ограничења, кочење започиње нешто пре достизања циљне позиције, како би се при доласку на циљ имала нулта брзина и избегао пребачај.



Слика 5.21. Одзив покретачког момента и позиције вратила на велики поремећај улаза при коме се достижу системска ограничења брзине и момента. Примењени регулатор, параметри објекта и остали услови у којима је експеримент изведен исти су као у експериментима приказаним на сликама 5.18 и 5.20.

Добијени одзив је у складу са резултатима симулација, приказаним на слици 5.17. Мање разлике, које постоје између резултата симулација и експеримента, огледају се у томе што у експериментално добијеном одзиву (сл. 5.21) постоји нешто ужи импулс кочећег момента. Наиме, увидом у резултате симулације (сл. 5.17) може се закључити да је трајање позитивног импулса момента, који постоји у фази убрзања, једнако трајању негативног импулса у фази кочења. Одзив реалног система је нешто другачији (сл. 5.21) јер је кочење потпомогнуто трењем, које у симулацијама није узето у обзир.

Одзиви покретачког момента и позиције вратила (сл. 5.21) показују да су у циљу достизања задате позиције у потпуности искоришћени системски ресурси. Убрзање се одвија под дејством максималног расположивог момента. По достизању максималне дозвољене брзине кретања ка циљу, ова брзина се одржава све до фазе кочења. Фаза заустављања се одвија уз примену максималног кочећег момента и она започиње у тренутку одабраном тако да систем у циљну позицију стиже уз једновремено свођење брзине и позиционе грешке на нулу.

Пригушење торзионих осцилација и механичке резонансе у сервосистемима високих перформанси

У оквиру овог поглавља спроведена је анализа ефеката механичке резонансе на карактеристике сервосистема. Реалан механички подсистем се не састоји од круто спрегнутих центара масе, као што је у претходним поглављима претпостављано. Спрега појединих делова механичког подсистема у многим случајевима може бити довољно крута да оправда дефинисање еквивалентне, сконцентрисане инерције, на чему је базирана синтеза дигиталних алгоритама управљања у претходним поглављима. У оквиру позиционих сервомеханизама са веома високим пропусним опсегом као и код система специфичне геометрије, ефекти еластичне спреге дистрибуираних маса резултују резонантним учестаностима које су блиске пропусном опсегу система те се њихов утицај не може занемарити. Ово поглавље третира проблем механичке резонансе у савременим сервопогонима са учестаношћу пропусног опсега изнад 100 Hz. Поред анализе ефеката механичке резонансе, пројектована је и једноставна модификација сервоконтролера како би се омогућило проширење пропусног опсега у присуству еластичне спреге, постигло побољшање перформанси система и како би се регулатор прилагодио механичким структурама у којима постоји проблем торзионих осцилација.

6.1. Еластичност преносника и елемената механичке конструкције савремених производних аутомата

Пропусни опсег сервоуређаја који захтевају нумерички контролисане алатне машине (NC), машине за сечење материјала водом и машине за ласерско резање превазилази 100 до 200 Hz. Еластична спрега између мотора и извршних делова машине значајно деградира перформансе погона, док еластичност система за пренос у комбинацији са великим појачањем у регулационој петљи доводи до појаве торзионих осцилација.

Сервомотори су у типичном индустријском окружењу повезани са извршним елементима помоћу преносних механизама са коначном крутошћу. Еластична спрега две масе (мотора и оптерећења) уноси пар коначних нула и пар конјуговано комплексних полова у функцију преноса механичког подсистема. Као последица, успостављањем повратне спреге стварају се услови за појаву подржаних (*sustained*) осцилација на учестаностима од 100 Hz до 5 kHz. Осцилације радне машине стварају нежељену грешку у праћењу трајекторије, буку, додатно 148

загревање мотора услед увећања ефективне вредности момента и хабање спрежних елемената механичког подсистема. Ова појава је нарочито изражена у сервосистемима код којих се позициона повратна спрега реализује помоћу сензора прикључених на страни оптерећења, тј. на извршним деловима машина. Тада посматрана сервоконтура обухвата и немоделовани торзиони осцилатор. Проблем торзионих осцилација постоји и у системима код којих је позициони сензор прикључен на вратило мотора. Чак и када би адекватним управљањем подржане осцилације вратила мотора биле отклоњене, еластично спрегнути алат би и даље могао осциловати у односу на круто контролисано вратило мотора. Подржане осцилације везане за резонантне модове механичког подсистема могу се отклонити умањењем кружног појачања сервопетље. У том случају, долази до озбиљног ограничења пропусног опсега сервопогона а самим тим и његових перформанси. Поред тога, скоковита промена момента може и у случају малих појачања довести до слабо пригушених осцилација еластично спрегнути маса.

Синхрони сервомотор са перманентним магнетима на ротору је веома често коришћен у системима са великом брзином одзива. Типичан мотор снаге 1 до 2 kW [59] има инерцију ротора и крутост осовине такву да у спрези са оптерећењем бесконачно велике инерције даје резонантну учестаност од 1 до 3 kHz. Ретко коришћени у директној спрези, мотори су са оптерећењем најчешће повезани путем редуктора, чиме се омогућује коришћење мотора велике брзине обртања, малог називног момента, малих димензија и тежине. Еластичност преносника и редуктора је нарочито приметна у случају спреге преко ремена, дугачких осовина, зупчастих летви и бесконачног завртња. Коефицијент крутости у оваквим структурама може имати веома ниске вредности, тако да до механичке резонансе може доћи чак и у случају када мотор има малу инерцију. Учестаност подржаних осцилација које се у овом случају јављају креће се од 30 Hz до 300 Hz. Често занемарене у фази пројектовања, торзионе осцилације и механичка резонанса могу коинцидирати са пропусним опсегом сервопетље и тиме проузроковати непрекидне осцилације механичких спрега и појединих делова машине. Оваква стања су често препознатљива по карактеристичном брујању система проузрокованом осциловањем његових делова на учестаностима у опсегу од 100 до 300 Нг. Брујање је праћено превеликим осцилацијама момента, односно силе, што може довести до хабања и оштећења спрежних елемената и делова машине. Поред тога, паразитне осцилације доводе до замора материјала и остављају траг на радном комаду. У случају алатних машина, машина за обраду дрвета и пластике као и машина за резање воденим или ласерским млазом, подржане осцилације се не могу толерисати јер доводе до трајног оштећења радног комада.

У пројектовању еластично спрегнутих сервосистема, избор кружног појачања мора бити резултат компромиса. Како би се смањила грешка у праћењу брзих и одскочних трајекторија потребно је да сервопетља има што веће појачање. Са друге стране, појачање се не може произвољно повећавати због присуства серијски повезаних резонантних модова механичке структуре. Механичка резонанса се у оквиру сервопогона често настоји третирати као немоделована динамика објекта управљања. У пракси, ово је могуће учинити једино код система скромних перформанси који имају релативно мала кружна појачања. У оквиру овог поглавља, анализиран је проблем који резонантни модови представљају у фази пројектовања. Дато је решење помоћу кога се увећава робусност постојећих сервоконтролера у односу на торзионе осцилације и значајно повећава опсег кружних појачања која дају стабилан рад.

6.2. Резултати досадашњих истраживања у области управљања кретањем еластично спрегнутих структура

У индустријским погонима, проблем торзионих осцилација најпре је уочен у ваљаоницама [60,61,62,71,72]. Дуге осовине и велики момент инерције сачињавају слабо пригушен механички резонатор са резонантном учестаношћу блиском 10 Hz до 20 Hz. Вибрације проузроковане наглим променама оптерећења и одскочним променама улаза могу да доведу до оштећења механичке структуре и погоршавају квалитет производа (ваљаног лима). Већина оваквих система има један давач за успостављање повратне спреге, монтиран на самом мотору или на другом крају осовине, тако да није могуће мерити сва стања резонантног механичког подсистема. Из наведених разлога, проблем потискивања механичких вибрација је привлачио пажњу многих истраживача током протеклих деценија. До сада предложена решења овог проблема могу се поделити у три групе:

- управљање системом засновано на директном мерењу променљивих стања на страни мотора и на страни оптерећења [74,79,81],
- управљање системом засновано на мерењу променљивих стања на страни мотора и оцени преосталих стања помоћу опсервера [61,63,67,69,71,72], и
- потискивање вибрација засновано на серијском компензатору у виду филтра који потискује узак опсег учестаности (notch) [63,75,76,80].

Проширење области стабилног рада може се постићи посредством фазне компензације или употребом *notch* филтра са централном учестаношћу постављеном на границу резонантног опсега [80]. Жељено пригушење осцилација система се може постићи кроз увећање покретачког момента у износу пропорционалном првом изводу момента оптерећења [60,63,75]. Са друге стране, Ohmae [60] предлаже употребу хардверски имплементираног опсервера момента оптерећења. Компензација фазне разлике са софтверски имплементираним опсервером је решење које предлаже Sugiura [63]. Проблем механичких осцилација се може ублажити применом концепта референтног модела чији одзив управљани систем треба да прати [64,65,66,78]. Побуђивање резонантних појава се може редуковати и увођењем управљачког дејства пропорционалног убрзању алата или предмета обраде [66,78]. Да би се то остварило, неопходно је детектовати и контролисати убрзање на страни оптерећења. Спречавање наглих скокова електромагнетског момента, тј. ограничавање погонског убрзања, значајно умањује могућност побуде резонантних појава од стране мотора. У том случају, механички резонатор може бити побуђен само од стране оптерећења. Премда ефикасно, успоравање референтног улаза озбиљно ограничава укупне перформансе сервопогона.

Жељено пригушење механичких осцилација се може постићи генерисањем управљачке величине на основу брзинске разлике, што захтева мерење како брзине мотора тако и брзине оптерећења. Примена система са два сензора није практична у индустријским условима, због чега многи аутори предлажу да се момент на вратилу и брзина оптерећења добијају помоћу опсервера [61,62,71,72].

Успостављање повратне спреге по стању омогућило би арбитрарно подешавање полова функције спрегнутог преноса, па самим тим и компензацију резонантних модова. На овај начин, постојали би и услови да се параметри регулатора подесе по LQR методи [53]. Да би се ово остварило, потребно је директно мерити или оценити сва стања осцилаторног механичког подсистема са довољном тачношћу, без шума и кашњења, што је у пракси тешко остварити услед ограниченог броја сензора и њихове коначне резолуције. У раду [69] предложен је Калманов естиматор како би се побољшала естимација стања, при чему се претпоставља да се поремећаји и несавршености сензора могу моделовати као бели шум, што олакшава синтезу али не одговара природи реалних сигнала.

Типична алатна машина садржи синхроне сервомоторе са једним сензором у свакој оси (тј. степену слободе кретања) најчешће интегрисаним у само кућиште мотора. Као сензор на вратилу обично се користи електромагнетски ризолвер са припадајућим R/D (*Resolver-to-Digital*) конвертором, или се уграђује инкрементални оптички енкодер. Перформансе опсервера стања, који треба да оцени величине које нису директно мерљиве (тј. брзину и позицију на другом крају осовине), веома зависе од резолуције која постоји у мерењу позиције вратила. У фреквентном опсегу који је од интереса (тј. за учестаности веће од 100 Hz) адекватан квалитет оцене сигнала је могућ тек код мерења позиције вратила са резолуцијом бољом од 14 бита, што у пракси није увек могуће и остварити.

Поред коначне резолуције, квалитет оцене је угрожен и присуством паразитних ефеката као што је ефекат ожлебљења електромагнетског ризолвера, несавршености његових полова и процепа, као и грешке коју уноси сам R/D конвертор [51,77,215]. R/D конвертор се може третирати као хардверски имплементиран опсервер реализован у виду система са затвореном повратном спрегом пропусног опсега 1 kHz [215] и карактеристичним транспортним кашњењем од 500 µs. Детектујући грешку праћења на принципу хетеродина, R/D конвертор садржи пондерисану отпорничку мрежу која имплементира функцију $\arcsin(x)$. Израда и ласерско тримовање ове отпорничке мреже ограничава тачност на 10 до 20 угаоних минута, што додатно отежава градњу структура за оцену стања, које би се у свом раду ослањале на сигнал из овако начињеног R/D конвертора. Примењени у индустријским условима, угаони давачи (оптички енкодери или електромагнетски резолвери) имају ограничен пропусни опсег и релативно ниску резолуцију. Шум који прати сигнале са ових сензора по особинама није Гаусов. Доминантну компоненту шума стварају комутације у погонском претварачу (шум импулсно ширинске модулације) као и компоненте променљиве учестаности, везане за брзину обртања и створене ефектима ожлебљења мотора и ризолвера. Једна од компоненти шума везана је и за учестаност побуде самог ризолвера. Из наведеног следи да у реконструкцији стања механичког подсистема на бази сигнала са давача на вратилу треба очекивати ограничен пропусни опсег и релативно велико транспортно кашњење. Овако добијене информације нису благовремене нити довољне да би се управљачком акцијом потиснуле нежељене механичке осцилације на учестаностима изнад 100 Нz.

Сврха анализе и дискусије спроведене у овом поглављу је осветљавање проблема резонантних модова у сервосистемима и пројектовање серијског компензатора који ће анализирани проблем ублажити без потребе за градњом опсервера оних стања која се не могу мерити. Фаза аналитичког пројектовања садржи и основне информације о програмској имплементацији добијеног решења, као и основне карактеристике пројектованог сервосистема, које су добијене симулацијом на рачунару и експерименталном верификацијом.

6.3. Сервосистеми са еластичним преносником

На слици 6.1 је приказан блок дијаграм механичког подсистема са два еластично спрегнута елемента. У практичним применама сервопогона, алат или предмет обраде представља један, а ротор сервомотора други центар масе, међу којима постоји еластична спрега у виду преносника са коначном крутошћу.



Слика 6.1. Модел механичког подсистема који има два еластично спрегнута крута тела.

152

Покретачки момент M_{em} који делује на механички подсистем одређен је сигналом задате вредности момента, добијеним на излазу брзинског или позиционог регулатора. Мотор чији ротор има инерцију J_m спрегнут је преко осовине или другог преносника коначне крутости K_s са оптерећењем чији је момент инерције J_l . Присуство еластичне спреге увећава број променљивих стања у механичком подсистему. Брзина обртања вратила мотора ω_m и његова позиција θ_m се разликују од брзине и позиције на страни оптерећења (ω_l и θ_l). Систем еластично спрегнутих маса $J_m - K_s - J_l$ пригушен је силом вискозног трења $K_v \Delta \omega$ у спрежној осовини и губицима снаге у преноснику. Коефицијент трења K_v најчешће има веома мале вредности што ствара услове за појаву слабо пригушених осцилација брзине и позиције оптерећења. Торзиони момент M_o се дефинише као момент који се противи кретању ротора и поспешује кретање терета. Овај момент је једнак моменту оптерећења само у устаљеном стању. Током прелазног процеса, брзине обртања мотора и оптерећења се разликују, док је торзиони момент M_o једнак:

$$M_{\rho} = K_{s} \Delta \theta + K_{v} \Delta \omega \,. \tag{6.1}$$

Функција преноса $W(s) = \omega_{out}(s)/M_{em}(s)$ оваквог механичког подсистема се разликује од једноставног облика $1/(J \cdot s)$ који би се добио у случају круте спреге. За случај када је давач брзине и позиције причвршћен на страни мотора, излаз система (ω_{out}) једнак је ω_m , па функција $W_m(s)$ има следећи облик:

$$W_{m}(s) = \frac{1}{(J_{m}+J_{l})s} \frac{1 + \frac{K_{v}}{K_{s}}s + \frac{J_{l}}{K_{s}}s^{2}}{1 + \frac{K_{v}}{K_{s}}s + \frac{J_{l}J_{m}}{K_{s}(J_{m}+J_{l})}s^{2}} = \frac{1}{(J_{m}+J_{l})s} \frac{1 + \frac{2\zeta_{z}}{\omega_{z}}s + \frac{1}{\omega_{z}^{2}}s^{2}}{1 + \frac{2\zeta_{p}}{\omega_{p}}s + \frac{1}{\omega_{p}^{2}}s^{2}}$$
(6.2)

У системима код којих је давач уграђен на страни оптерећења где мери променљиве ω_l и θ_l , функција преноса механичког подсистема $W_l(s)$ једнака је:

$$W_{l}(s) = \frac{1}{(J_{m}+J_{l})s} \frac{1 + \frac{K_{v}}{K_{s}}s}{1 + \frac{K_{v}}{K_{s}}s + \frac{J_{l}J_{m}}{K_{s}(J_{m}+J_{l})}s^{2}} = \frac{1}{(J_{m}+J_{l})s} \frac{1 + \frac{2\zeta_{z}}{\omega_{z}}s}{1 + \frac{2\zeta_{p}}{\omega_{p}}s + \frac{1}{\omega_{p}^{2}}s^{2}}$$
(6.3)

Природна учестаност полова (ω_p) и нула (ω_z) у функцијама преноса $W_m(s)$ (6.2) и $W_l(s)$ (6.3), као и релевантни коефицијенти пригушења (ζ_p , ζ_z) дати су следећим изразима:

$$\omega_p = \sqrt{\frac{K_s(J_m + J_l)}{J_m J_l}}, \quad \omega_z = \sqrt{\frac{K_s}{J_l}}, \quad \zeta_p = \sqrt{\frac{K_v^2(J_m + J_l)}{4K_s J_m J_l}}, \quad \zeta_z = \sqrt{\frac{K_v^2}{4K_s J_l}}. \quad (6.4)$$

Утицај несавршености спрежних елемената на перформансе погона са затвореном повратном спрегом изразито зависи од места уградње давача брзине и позиције. Да би се стекао бољи увид, на слици 6.2 приказан је блок дијаграм једноставног пропорционалног брзинског контролера који управља радом мотора са торзионим оптерећењем.



Слика 6.2. Пример упрошћеног брзински регулисаног сервомеханизма са механичким подсистемом који има слабо пригушене резонантне модове. Блок дијаграм садржи брзински регулатор са пропорционалним дејством и антирезонантни компензатор који обрађује сигнал задате вредности момента.

Блок дијаграм даје могућност успостављања повратне спреге помоћу сензора уграђеног на страни мотора или на страни оптерећења. У систем је уграђен серијски компензатор који одсеца или усредњава нежељене осцилације, карактеристичне за погоне чији механички подсистем има еластично спрегнуте дистрибуиране масе. Анализа структуре приказане на слици 6.2 спроведена је у оквиру наредних одељака. Она је заснована на претпоставци да се сви секундарни ефекти и паразитни феномени осим транспортног кашњења и несавршености спреге могу занемарити. Уважено је кашњење услед прорачуна у оквиру брзинског регулатора, кашњење услед коначног времена обраде сигнала у улазним и излазним периферијским уређајима, као и кашњење проузроковано коначним временом одзива коришћених регулатора струје и момента.

6.3.1. Анализа брзински регулисаног сервомеханизма са еластичном спрегом и давачем причвршћеним на вратило мотора

Слабо пригушени полови и нуле (ω_p и ω_2) функције преноса (6.2) могу се посматрати као резонантна и антирезонантна учестаност [63], а њихов количник као резонантни однос:

$$R_r = \frac{\omega_p}{\omega_z} = \sqrt{1 + \frac{J_l}{J_m}} .$$
(6.5)

Пошто је давач причвршћен тако да мери позицију ротора, еластичност спреге нема утицаја на тачност мерења брзине и позиције самог мотора. Механички резонатор у овом случају није обухваћен повратном спрегом. Посматрајмо сада упрошћени систем са затвореном повратном спрегом (сл. 6.2) који се састоји од регулатора брзине са пропорционалним деловањем, торзионог механичког подсистема и давача причвршћеног на вратило мотора. Утицај еластичне спреге на карактеристике оваквог система може се сагледати на основу полова функције спрегнутог преноса. Као пример, можемо усвојити да је резонантна учестаност $\omega_p = 1000$ rad/s, резонантни однос $R_r = 1,41$ и фактор пригушења $\zeta_p = 0,5$. Увидом у геометријско место корена приказано на слици 6.3(а) може се закључити да еластична спрега ограничава опсег појачања која се могу применити а да при томе не проузрокују прелазак полова у десну полураван и нестабилан одзив.

Уколико би резонантни однос био мали, осцилаторни карактер механичког подсистема би имао мањи утицај на динамичке карактеристике сервосистема. Мали резонантни однос постоји у случају да је $J_m >> J_l$, када осцилације момента торзије бивају филтриране релативно великом инерцијом мотора J_m , тако да њихов утицај на регулацију брзине мотора постаје мање изражен. У случају да је резонантни однос R_r ближи јединици, комплексни полови и нуле са слици 6.3(а) се скоро преклапају, а до њиховог потпуног међусобног скраћивања долази ако је $R_r = 1$, када је понашање система у свему једнако понашању које би имао сервосистем са круто спрегнутим механичким подсистемом.

У истом случају (тј. $J_m >> J_l$ и $R_r = 1$) се могу имати изразито велике потешкоће у регулацији брзине и положаја алата (тј. оптерећења). Перформансе које се у овом случају могу постићи у регулацији променљивих стања на страни оптерећења су веома лоше. Велика инерција мотора $(J_m >> J_l)$ спречава да информација о евентуалним осцилацијама на страни оптерећења у већој мери продре до давача који је причвшћен на ротор. Последица је да оцена стања и индиректно одређивање (естимација) резонантних осцилација на страни терета у пракси није могућа. Детектовани сигнали (θ_m и ω_m) не могу бити ефикасно коришћени за оцену стања на страни оптерећења тако да су брзина и позиција терета (θ_l и ω_l) у пракси недоступне. Узрок томе је околност да брзина мотора ω_m садржи информацију о удаљеним стањима (θ_l и ω_l) у пропорцији одређеној односом J_l/J_m . У посматраном случају $(J_m >> J_l)$ амплитуда сигнала који са собом носе корисне информације о жељеним стањима је мала. Стога секундарни ефекти (шум и несавршености сензора) онемогућују издвајање корисног сигнала и тако искључују могућност примене опсервера променљивих стања (θ_l и ω_l) на страни оптерећења. Због наведеног, брзина и позиција на стани оптерећења могу исказати слабо пригушене осцилације које се не могу детектовати нити компензовати. У посматраном случају, евентуално увећање тачности и брзине одзива у регулацији променљивих на страни мотора (θ_m и ω_m) не решава поменути проблем нити доводи до побољшања. Наиме, пригушење осцилација променљивих θ_m и ω_m је пожељно, али већина апликација захтева брзу и прецизну контролу кретања извршних делова машине, односно одговарајућих променљивих θ_i и ω_i на страни оптерећења.

Активна компензација механичке резонансе може се извршити успостављањем повратне спреге по стању [68-73]. Резонантне појаве се тада потискују методом подешавања полова (*pole placement*) или применом LQR метода. На тај начин, природна учестаност критичних полова остаје неизмењена док се њихов коефицијент релативног пригушења повећава применом појачања која новонастале полове померају према реалној оси. Повратна спрега по стању даје могућност постизања произвољне динамике, али је њена примена компликована јер захтева познавање удаљених стања (θ_l и ω_l). Аквизиција и обрада ових сигнала морала би тада бити начињена са малим кашњењем и са довољно великом резолуцијом и тачношћу. Потребно је проценити у којој мери је прибављање информације о удаљеним стањима оствариво. Торзиони момент може бити одређен помоћу естиматора [63], под претпоставком да је познат момент инерције ротора J_m , и да се момент трења и момент кочења услед губитака у мотору могу занемарити:

$$M_o = M_{em} - J_m \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t} \omega_m = M_{em} - J_m \frac{\mathrm{d}^2}{\mathrm{d}t^2} \theta_m.$$
(6.6)

Увођењем нове погонске силе у виду члана пропорционалног првом изводу торзионог момента M_o могу се стабилизовати механички подсистеми са две и три масе [63]. Због шума присутног у сигналима угаоног давача, Sugiura [63] предлаже 'омекшавање' диференцијатора (нпр. диференцијатор комбинован са нископропусним филтром) у естиматору момента M_o који је један од елемената серијског компензатора за потискивање вибрација (антирезонантни компензатор).

Естимација момента преко диференцирања брзине мотора тешко се може са успехом применити у сервопогонима који имају високу учестаност пропусног опсега. Шум квантизације [51,77], поновљиве и стохастичке грешке давача [77,215] као и интерна динамика R/D конвертора [215] у великој мери контаминирају детектовани сигнал θ_m у зони учестаности изнад 100 Hz. Имајући у виду да поступак компензације заснован на изразу (6.6) подразумева троструко диференцирање детектоване позиције (тј. $d^3 \theta_m/dt^3$), постаје очигледно да се увећани ниво шума може потиснути само применом нископропусног филтра са веома ниском пресечном учестаношћу. Овакви филтри фазну карактеристику чине неповољном, уносе велико групно кашњење и ометају основну функцију компензатора, тј. потискивање механичких вибрација. Захтевани пропусни опсег у регулацији брзине и позиције у савременим машинским центрима постаје близак фреквенцији механичке резонансе и торзионих осцилација, једновремено коинцидирајући са опсегом учестаности у коме се налази већина случајних и детерминистичких шумова. Естимација торзионог момента под горе поменутим условима је тешко изводива, недовољно тачна и спора.

Уместо употребе естиматора заснованог на вишеструкој диференцијацији, недоступна стања и торзиони момент се могу извести из стања опсервера. Каква год била структура и избор појачања опсервера, његов пропусни опсег мора бити такав да укључује учестаности немоделованих резонантних модова. Корективно деловање опсервера, подешено тако да задовољава овако дефинисане услове, мора имати високопропусни, диференцијални карактер. Према томе, појачање корективног дејства опсервера ће увећати и шум у целокупном опсегу учестаности који је од интереса. Сходно томе, обрада удаљених стања (θ_l и ω_l), заснована на примени опсервера постаје проблематична из истих разлога као и у случају естиматора (једначина 6.6).

Резултати спроведених разматрања показују да се активна антирезонантна компензација у пракси не може спровести у случају када је учестаност резонантних модова механичког подсистема велика. Активна компензација није остварива ни у случају када је резонантна учестаност блиска учестаности жељеног пропусног опсега система, па је у наредним разматрањима анализирана могућност примене пасивних метода антирезонантне компензације. Антирезонантни серијски компензатор у форми филтра који потискује један опсег учестаности (*notch*) често се користи у структурама за управљање кретањем и најчешће је повезан тако да филтрира сигнал задатог момента који се добија на излазу из регулатора брзине и позиције. Применом каскадног (серијског) компензатора са *notch* филтром [80] увећава се коефицијент релативног пригушења критичних полова (сл. 6.3). Пар нула *notch* филтра (једначина 6.7) треба да компензује критичне, слабо пригушења комплексних полова система, док полови филтра постају нови пар конјуговано комплексних полова система чији је коефицијент релативног пригушења увећан ($\zeta_p >> \zeta_z$):

$$W_{notch} = \frac{s^2 + 2\zeta_z \,\omega_{NF} \, s + \omega_{NF}^2}{s^2 + 2\zeta_p \,\omega_{NF} \, s + \omega_{NF}^2}.$$
(6.7)

Проблем који постоји у употреби *notch* филтра лежи у околности да његова исправна имплементација захтева познавање коефицијента пригушења и природне учестаности резонантног мода механичког система који се жели компензовати. Током рада долази до промене еквивалентне инерције због узимања или одлагања радних комада или алата, док се коефицијент трења може мењати са променом брзине као и због хабања машине. Дакле, тачна локација критичних полова није извесна па је самим тим и њихова директна компензација заснована на примени *notch* филтра под знаком питања. Резонантни полови и нуле *notch* филтра се у случају флуктуације параметара не поклапају тако да долази до појаве дипола у спектру полова. На слици 6.3(б) дат је приказ геометријског места корена (ГМК) за систем са слике 6.2, који је компензован помоћу редног *notch* филтра. При конструкцији ГМК на слици 6.2 усвојено је да пригушења нула *notch* филтра и резонантних полова нису међусобно усаглашена. Може се приметити да *notch* компензација и поред одступања у коефицијенту пригушења значајно повећава опсег стабилних појачања.





Слика 6.3. Геометријско место корена (ГМК) у *s*-домену приказује ограничење кружног појачања система услед присуства еластичне спреге мотора и оптерећења. (а) Случај брзинског сервомеханизма са давачем на вратилу мотора, без антирезонантног компензатора (*G_{max}* = 6,48). (б) ГМК за брзински сервомеханизам са антирезонантним компензатором у виду *notch* филтра чији пар комплексних нула треба да компензује слабо пригушене полове система. Претпостављено је да компензација није потпуна и да се аргумент комплексних нула филтра разликује од аргумента комплексних полова механичког подсистема за 0,14 радијана. Двоструки пол на учестаности од 2000 гаd/s моделује укупно транспортно кашњење струјног контролера и R/D конвертора(*G_{max}* = 10,82).

6.3.2. Анализа брзински регулисаног сервомеханизма са еластичном спрегом и давачем који мери брзину и позицију на страни оптерећења

Функција преноса механичког подсистема (сл. 6.1) са давачем који је причвршћен за оптерећење (алат), дата је изразом (6.3). Резонантне појаве су сада обухваћене петљом пошто се повратна спрега успоставља по позицији θ_l извршног дела машине или алата. Функција преноса (6.3) разликује се од функције $W_m(s)$; уместо пара коначних комплексних нула, функција $W_l(s)$ има само једну реалну нулу на учестаности $z = -K_s/K_v$. Премештање повратне спреге са мотора на оптерећење доводи до смањења применљивог кружног појачања више од четири пута. С друге стране, узимање сигнала повратне спреге са оптерећења обезбеђује информацију о позицији извршног дела машине. Еластичност осовине и присуство шума сада не угрожава аквизицију сигнала брзине и позиције алата (радног комада) јер се они сада директно мере. Ако су услови стабилности испуњени, алат ће пратити задату трајекторију без обзира на торзију $\Delta \theta$ еластичне спреге.

Као и у претходном случају, појава механичке резонансе на учестаности већој од 100 Hz тешко се може потиснути методом активне компензације. Због присуства диференцијалног деловања у естиматору (једначина 6.6), као и у оквиру евентуалног опсервера стања, шум који потиче од несавршености давача превладава над корисном информацијом о стањима (M_o , ω_m , θ_m) која се морају оценити да би активна компензација била ефикасна. Специфично, спектар случајних и детерминистичких паразитних сигнала који потичу од давача [51,77,215] се делимично или у потпуности поклапа са опсегом учестаности механичких осцилација, тако да је у практичном случају тешко остварити ефикасну повратну спрегу по стању. У следећем одељку се разматрају особине серијског компензатора са *notch* филтром помоћу рачунарске симулације система са слике 6.2. Поред тога, предложен је и тестиран једноставан антирезонантни FIR компензатор, који са успехом отклања механичког подсистема.

6.4. Упоредна анализа серијског антирезонантног компензатора са *notch* филтром и компензатора са FIR филтром

У овом одељку разматра се динамичко понашање система са еластичним преносником и повратном спрегом изведеном на два различита начина (давач на страни мотора или давач причвршћен за оптерећење). У току анализе, усвојени су параметри који одговарају експерименталној поставци на којој су доцније вршена и мерења. Као актуатор користи се FAST1M6030 синхрони сервомотор са сталним магнетима на ротору, простопериодичном електромоторном силом и ризолвером причвршћеним на вратило [59]. Посматра се систем који садржи два идентична мотора спрегнута помоћу еластичне спојнице. Мотори су независно контролисани; један се користи као актуатор сервосистема док други има улогу електронски контролисаног оптерећења (сл. 6.1). Присуство електромагнетског ризолвера на вратилима оба мотора (тј. на оба краја еластичне спојнице) омогућава увид у сва стања и успостављање повратне спреге по позицији мотора као и повратне спреге по позицији оптерећења. Основне карактеристике мотора дате су следећом листом:

Номинални момент мотора:	$T_{nom} = 5,7 \text{ Nm}$
Максимални момент:	$T_{max} = 24 \text{ Nm}$
Номинална брзина обртања	$\omega_{nom} = 3000 \text{ o/min}$
Номинална снага:	$P_{nom} = 1,49 \text{ kW}$
Број парова полова:	<i>p</i> = 3
Момент инерције једног мотора:	$J = 0,000620 \text{ kgm}^2$
Учестаност механичке резонансе	
ротора спрегнутог са бесконачно	
великом инерцијом:	$f_{res} = 1,45 \text{ kHz}$

Параметри еластичне спојнице, коришћене у симулацијама и експериментима су $J_{sh} = 0,000220 \text{ kgm}^2$ (инерција спојнице и спреге), $K_s = 350 \text{ Nm/rad}$ (коефицијент крутости спојнице) и $K_v = 0,004 \text{ Nms/rad}$ (коефицијент вискозног трења). Управљање моментом мотора који има улогу актуатора дигиталног регулатора брзине, као и управљање моментом другог мотора који има улогу програмабилног оптерећења, вршено је у току извођења експеримената помоћу вишеосног сервопојачавача DBM03 [82].

Испитивање ефеката механичке резонансе помоћу рачунарских симулација засновано је на моделу сервосистема који укључује транспортна кашњења, ефекте квантизације, несавршености сензора и коначне дужине речи дигиталног контролера који извршава алгоритме. Детаљи везани за израду модела система у програму *Simulink* као и сам модел детаљно су описани и дати у литератури [83]. У даљем тексту, дискутују се резултати симулације добијени са оваквим моделом.

На слици 6.4(а) приказан је одскочни одзив система са давачем на вратилу мотора и регулатором брзине без антирезонантног компензатора. Симулиран је одзив на скоковиту промену задате брзине (одзив на левој страни дијаграма) и скоковиту промену момента оптерећења (део на десној страни слике). Оба поремећаја доводе до појаве слабо пригушених осцилација видљивих на временском дијаграму на коме је приказана разлика стварних брзина мотора и оптерећења.









Слика 6.4. Промена покретачког момента, брзине обртања сервомотора и брзине оптерећења у одзиву на скоковиту промену задате брзине (лево) и поремећаја (десно) брзински регулисаног сервосистема са еластичном спрегом. Примењен је регулатор брзине без антирезонантног компензатора и са кружним појачањем *G* = 1,45. (а) Систем са давачем брзине и позиције на страни мотора. (б) Систем са давачем на страни терета.

Исти тест је поновљен за случај система са давачем причвршћеним за оптерећење. Резултати су приказани на слици 6.4(б). Приметно је да осцилације имају незнатно већу амплитуду и да брже опадају. Симулације одзива сервосистема без антирезонантног компензатора су у оба случаја (6.4a и 6.4б) начињене

160

тако да је кружно појачање *G* постављено на највећу вредност која још увек не ствара подржане осцилације брзине обртања и покретачког момента.

На слици 6.5, приказан је одзив који се добија применом серијског антирезонантног компензатора са *notch* филтром. Познато је да би идеално подешени компензатор у потпуности уклонио негативне ефекте слабо пригушених полова које уноси резонанса у механичком подсистему. Ови полови би тада били замењени паром конјуговано комплексних полова *notch* филтра који се пројектују тако да имају довољно велико пригушење. Да би се утврдила осетљивост система са *notch* филтром на промену параметара, код симулације приказане на слици 6.5 је претпостављено да је коефицијент пригушења нула у функцији преноса филтра подешен тако да за 25% одступа од коефицијента пригушења полова резонантног мода механичког подсистема.



Слика 6.5. Промена покретачког момента, брзине обртања сервомотора и брзине оптерећења у одзиву на скоковиту промену задате брзине (лево) и поремећаја (десно) брзински регулисаног сервосистема са еластичном спрегом. Примењен је регулатор брзине са антирезонантним компензатором у виду *notch* филтра. Пригушење нула филтра одступа за 25% од жељене вредности. Релативна вредност кружног појачања система износи *G* = 1,45.

Непригушена природна учестаност и коефицијент релативног пригушења комплексних полова у функцијама преноса $W_l(s)$ и $W_m(s)$ (једначине 6.2 и 6.3) су $\omega_p = 992$ rad/s и $\zeta_p = 0,005$. Компензатор са *notch* филтром је начињен у сагласности са функцијом преноса исказаном једначином 6.7. Параметри и начин имплементације филтра у дискретном домену су објашњени у одељку 6.4.1. У оквиру симулација, у обзир је узет дискретно имплементиран *notch* филтар, који је повезан на ред са регулатором брзине, са циљем да се потисну подржане осцилације механичког подсистема, и да се тако прошири опсег стабилних појачања. Детаљи везани за имплементацију дати су у наредном одељку.

6.4.1. Микропроцесорска реализација и испитивање карактеристика антирезонантног серијског компензатора са *notch* филтром

У оквиру дигиталног регулатора брзине коришћен је, између осталог, и серијски компензатор у виду *notch* филтра. Дигитална секција Vickers DBM03 сервопојачавача, коришћеног у оквиру експерименталне поставке заснована је на шеснаестобитном дигиталном сигналном процесору TMS320C14 (*fixed point* DSP). *Notch* филтар је кодиран у асемблеру и повезан са постојећим кодом сервопојачавача DBM03. Филтар је начињен према дискретној функцији преноса (6.8):

$$W_{NF}(z) = \frac{K_3 z^2 - K_4 z + K_5}{z^2 - K_1 z + K_2},$$
(6.8)

са коефицијентима K_1 , K_2 , K_3 , K_4 , K_5 дефинисаним помоћу једначине (6.9), где ω_p , ζ_p и ζ_z представљају респективно централну учестаност *notch* филтра и коефицијенте пригушења његових полова и нула. Детаљнији увид у поступак превођења функције преноса *notch* филтра из *s*-домена у *z*-домен може се наћи у литератури [54]. Ширина зоне учестаности у којој филтар потискује нежељене компоненте спектра одређена је параметром ζ_p , док дубина (износ слабљења) може бити контролисана помоћу односа коефицијената пригушења полова и нула ζ_p/ζ_z . Поменути параметри су одабрани сагласно резонантној учестаности и коефицијенту вискозног трења механичке структуре у експерименталној поставци:

$$K_{1} = 2 \exp\left(-\zeta_{p}\omega_{p}T\right)\cos\left(\omega_{p}T\sqrt{1-\zeta_{p}^{2}}\right),$$

$$K_{2} = \exp\left(-2\zeta_{p}\omega_{p}T\right),$$

$$K_{3} = \exp\left[-(\zeta_{p}-\zeta_{z})\omega_{p}T\right],$$

$$K_{4} = 2 \exp\left(-\zeta_{p}\omega_{p}T\right)\cos\left(\omega_{p}T\sqrt{1-\zeta_{z}^{2}}\right),$$

$$K_{5} = \exp\left[-(\zeta_{p}+\zeta_{z})\omega_{p}T\right].$$
(6.9)

Потпрограм начињен у асемблеру је дат након овог одељка. Израчунавање релација *notch* филтра у оквиру дигиталног сигнал процесора TMS320C14 траје веома кратко. У току сваке периоде одабирања, имплементација *notch* филтра захтева 17 инструкцијских циклуса DSP-а, што износи приближно 2,6 µs у систему чији системски сат има учестаност 25,6 MHz. Променљиве су представљене означеним шеснаестобитним бројевима. Дигитални регулатор брзине, чији код овде није приказан, генерише шеснаестобитну означену варијаблу *Reg Output*

163

која представља сигнал задатог момента. Овај сигнал је пре употребе потребно филтрирати помоћу серијског антирезонантног компензатора у виду *notch* филтра.

Променљиве X_{nplus1} , $X_{nminus1}$, X_n , $Y_{nminus1}$, и Y_n су унутрашње променљиве филтра које су такође представљене означеним шеснаестобитним бројевима. Излаз *notch* филтра се под именом *Zadati_Moment* чува у RAM меморији и користи као задата вредност покретачког момента. Променљиве филтра и коефицијенти K_1 - K_5 записани су у Q12 формату. Ово значи да се ради о означеним шеснаестобитним бројевима са непокретним зарезом код којих запис 1000h (2¹²) представља вредност једнаку јединици (1,00). Овакав избор омогућује да се након множења променљивих са појединим коефицијентима филтра у тридесетдвобитном акумулатору добија резултат чија је вредност једнака жељеном производу поможеном са 2²⁴. Када се потом помоћу операције 'SACH *, 4' изврши померање акумулатора за четири разреда улево а потом у меморијску локацију адресирану садржајем помоћног AR регистра похрани горњих 16 бита акумулатора (ACCH), вредност производа остаје записана у RAM меморији система у коректном (Q12) формату.

Функција преноса, дата изразом (6.8), примењена је на начин дат диференцном једначином (6.10). У табели 6.1 дат је програм који имплементира *notch* филтар користећи инструкције (мнемонике) TMS320C14 дигиталног сигналног процесора. Потребно је приметити да једначина (6.10) садржи укупно пет производа од којих први, трећи и пети треба додати а други и четврти одузети од коначне суме. Имплементација је знатно једноставнија а време извршавања краће уколико се у ланцу помножи-сабери сви добијени производи сабирају. Да би се ово могло остварити, коефицијенти K_2 и K_4 су у RAM меморији припремљени са негативним предзнаком. Резултати експерименталне верификације антирезонантног компензатора са *notch* филтром приказани су на сликама 6.9 и 6.11.

$$Y_{n+1} = K_1 Y_n - K_2 Y_{n-1} + K_3 X_{n+1} - K_4 X_n + K_5 X_{n-1}.$$
 (6.10)

Табела 6.1: Програм који имплементира *notch* филтар користећи инструкције (мнемонике) TMS320C14 дигиталног сигналног процесора

LAC	Reg_output	; <i>Reg_output</i> = izlaz brzinskog PI kontrolera
LDPK	1	; Promenljive <i>notch</i> filtra X(n+1), X(n), X(n-1), Y(n+1),
SACL	Xnplus1	; Y(n), i Y(n-1) su locirane na strani 1 internog RAM-a DSP
ZAC		
LT	Xnminus1	
MPY	K5	; Notch filtar je implementiran saglasno formuli
LTD	Xn	
MPY	K4	; $Y(n+1) = K1 * Y(n)^{} K2 * Y(n-1) +$
LTD	Xnplus1	; + K3 * X(n+1) - K4 * X(n) + K5 * X(n-1)

6. Пригушење торзионих осцилација и механичке резонансе..

MPY	K3	
LTA	Ynminus1	
MPY	K2	
LTD	Yn	
MPY	K1	
APAC		; u akumulatoru je sadrzan izlaz filtra, dalje se on skalira i cuva
SACH	Yn,4	; u Yn i koristi kao referenca momenta. Yn+1 ce u sledecoj periodi
LDPK	0	; postati Yn
SACH	Zadati Moment.	, 4

6.4.2. Реализација и испитивање карактеристика антирезонантног серијског компензатора са FIR филтром

Ефикасна компензација механичке резонансе помоћу notch филтра захтева познавање резонантне учестаности и фактора пригушења (тј. коефицијента вискозног трења) резонантних модова механичког подсистема. Поред тога, потребно је одредити коефицијент пригушења полова notch филтра који у функцији преноса треба да замене слабо пригушене полове механичког резонатора. Ова три параметра су потребна како би се одредили коефицијенти филтра (видети једначину 6.9). Осетљивост notch компензације на промену параметара система испитана је помоћу рачунарске симулације чији су резултати приказани на слици 6.5. Симулација је рађена уз претпоставку да се коефицијенти пригушења нула компензатора и коефицијенти пригушења одговарајућих полова система разликују за 25%. У пракси се резонантна учестаност може добити или измерити без већих потешкоћа, али је коефицијент вискозног трења најчешће непознат и може се значајно мењати у функцији позиције, радног режима и степена похабаности радне машине. Ова околност може представљати велику потешкоћу код подешавања коефицијената *notch* компензатора. Дакле, раздешеност параметара филтра K_1 -К₅ генерално умањује позитивне ефекте компензатора.

Из наведених разлога у наредном одељку је предложено решење серијског компензатора, чија је структура знатно једноставнија, које захтева подешавање само једног параметра и које је знатно мање осетљиво на варијације параметара механичког подсистема. Предложена структура припада пасивним методама потискивања подржаних торзионих осцилација и уграђује се на место *notch* филтра у систем чија је структура дата на слици 6.2. Принцип рада предложеног антирезонантног серијског компензатора заснива се на филтрирању командног сигнала момента дигиталним фитром са коначним временом трајања импулсног одзива (FIR – *Finite Impulse Response*).

164

Серијски антирезонантни компензатор би у идеалном случају требало да све спектралне компоненте у сигналу момента остави неизмењеним изузев компоненте која се по учестаности поклапа са резонантном учестаношћу механичког подсистема. Ову компоненту треба у потпуности уклонити. Према томе, жељени пасивни серијски компензатор по природи представља филтар непропусник опсега. Принцип пасивне компензације састоји се у томе да се спречи доток енергије механичком резонатору на резонантној учестаности. Све док погонски момент не садржи спектралне компоненте на резонантној учестаности, не постоји улагање енергије у механички резонатор. У таквом случају, иницијалне осцилације ће у коначном временском интервалу бити пригушене, док се нове неће појавити јер за њихово иницирање не постоји побуда. Уз наведене претпоставке, могуће је применити и већа кружна појачања регулатора брзине. Повећање кружног појачања сада не увећава доток енергије механичком резонатору. Захваљујући примени већег појачања, могуће је увећати пропусни опсег и брзину реаговања дигиталног регулатора брзине.

Слабљење сигнала које *notch* филтар остварује на централној учестаности дефинисано је односом коефицијената пригушења полова и нула самог филтра (ζ_p/ζ_z) . Мале вредности коефицијента пригушења нула значајно увећавају осетљивост система на ефекте квантизације и варијације параметара тако да је у пракси вредност количника ζ_p/ζ_z коју је могуће остварити ограничена. Дакле, применом *notch* филтра побуђивање резонантних осцилација може се умањити али не и потпуно елиминисати. Принцип једноставног решења серијског антирезонантног компензатора за потпуну елиминацију побуде резонантних осцилација приказан је на слици 6.6.



Слика 6.6. Поделом скоковите промене улаза у два једнака корака, временски раздвојена за једну полупериоду осцилације резонатора, могуће је остварити пригушен одскочни одзив. Предложена обрада улазног сигнала еквивалентна је примени серијског FIR компензатора чија је функција преноса једнака (0,5 + 0,5 · z⁻ⁿ).

Сваки инкремент задате вредности покретачког момента потребно је поделити у два једнака корака (полукорака) која су временски раздвојена за половину периоде осцилација механичког резонатора. Доњи траг на слици 6.6 представља побуду, тј. улазну величину која се саопштава резонантном систему другог реда. Одскочна побуда доведена на улаз оваквог система довела би до непригушених осцилација које се могу описати функцијом $1 - \cos(\omega t)$. На слици 6.6 је доњим трагом приказана подела сваког инкремента на два полукорака. Уколико је временско кашњење између полукорака једнако полупериоди осцилација, осцилације у одзиву на први и други полукорак биће у противфази, па ће самим тим доћи до њиховог потирања, тако да је резултујући одзив (траг у горњем делу сл. 6.6) прихватљив јер у њему нема осцилација.

Инкрементална форма дигиталног PI регулатора брзине приказана је на слици 6.7. Дискретни интегратор на десној страни слике треба да акумулира прираштаје ($\Delta M_{em} = K_P \Delta(\Delta \omega) + K_I \Delta \omega$) пропорционалног и интегралног дејства регулатора брзине и тако генерише сигнал задате вредности покретачког момента M_{em} .

Третирајући сваки појединачни инкремент ΔM_{em} као одскочни сигнал на слици 6.6, инкременти момента се могу поделити у полукораке. У том случају, прекида се доток енергије механичком резонатору. Механичка резонанса је избегнута простим раздвајањем инкремента ΔM_{em} у два корака, временски померена за једну полупериоду осцилација $T_{osc}/2$ механичког резонатора. Серијски компензатор на слици 6.7 је по структури дигитални FIR филтар непропусник опсега. Теоријска вредност фактора потискивања на учестаности $\omega_{osc} = 1/T_{osc}$ је бесконачно велика. У пракси она зависи од тачности са којом се познаје полупериода осцилација $T_{osc}/2$. Могуће је достићи износ потискивања централне учестаности далеко већи од коначног фактора потискивања *notch* филтра (ζ_p/ζ_z). Поред осталих предности, FIR филтар захтева познавање и подешавање само једног параметра система (време кашњења $T_{osc}/2$).



Слика 6.7. Примена FIR антирезонантног компензатора у случају да је брзински контролер имплементиран у инкременталној форми.

Испитивање динамичког понашања брзинског сервосистема са флексибилном спрегом и FIR компензатором је изведено најпре помоћу рачунарских симулација а потом и експериментално. На основу резултата симулације приказаних на слици 6.8, уочава се видно боље понашање предложеног серијског компензатора у поређењу са перформансама добијеним применом *notch* антирезонантног компензатора (сл. 6.5).



Слика 6.8. Промена покретачког момента, брзине обртања сервомотора и брзине оптерећења у одзиву на скоковиту промену задате брзине и поремећаја брзински регулисаног сервосистема са еластичном спрегом. Примењен је регулатор брзине са FIR антирезонантним компензатором чији је параметар *n* подешен са грешком од 25%. Релативна вредност кружног појачања система износи *G* = 1,45.

Дијаграми на слици 6.8 илуструју случај у коме се кашњење $T_{osc}/2$, коришћено у оквиру компензатора и стварна полупериода механичких осцилација разликују за 25%. Отпорност система на варијације параметара знатно је увећана у односу на систем са *notch* компензатором (сл. 6.5). Систем са FIR компензатором чији параметар T_{osc} није коректно подешен показује незнатно премашење у одзиву на улазни поремећај (сл. 6.8 лево), док одскочна промена оптерећења доводи до пригушених осцилација (сл. 6.8 десно).

Резултати приказани на слици 6.8 показују да предложени антирезонантни компензатор веома успешно потискује торзионе осцилације чак и у случају да критични параметар T_{osc} /2 значајно одступа од идеалне вредности. Примећује се, међутим, да поремећај у виду скока момента оптерећења проузрокује знатно веће осцилације које се споро смирују. Разлог овоме лежи у околности да се код скока момента оптерећења енергија несметано преноси механичком резонатору и тако побуђује слабо пригушене осцилације. Преко импулса покретачког момента који ствара сервомотор, овакав пренос енергије није могуће остварити због деловања серијски везаног антирезонантног компензатора који предупређује било какав доток енергије на резонантној учестаности. За разлику од одзива који се добија коришћењем предложеног антирезонантног компензатора са FIR филтром (сл. 6.8), *notch* компензатор у истим условима исказује озбиљно погоршање одзива (сл. 6.5). Даље испитивање предложеног антирезонантног компензатора изведено је експериментално.

6.5. Експериментална верификација антирезонантног компензатора

У већини практичних примена сервосистема са еластичном спрегом, опсег применљивих појачања је ограничен услед појаве механичке резонансе и торзионих осцилација. Код прекомерних појачања, јављају се подржане осцилације момента, брзине и позиције. Учестаност подржаних осцилација најчешће лежи у опсегу од 100 Hz до 1 kHz. Амплитуда осцилација се одржава на стабилној вредности услед нелинеарне природе система. У интеракцији слабо пригушених полова механичког резонатора и релативно великог кружног појачања серворегулатора настају нестабилни полови функције спрегнутог преноса. Као последица, могло би се очекивати да ће се амплитуда осцилација у овако насталом нестабилном систему прогресивно увећавати. Код увећања осцилација, нелинеарности и секундарни ефекти у механичком подсистему доводе до увећања степена пригушења, па се успоставља равнотежно стање и стварају подржане осцилације (тј. осцилације константне амплитуде). Треба уочити да се осцилације у посматраном случају не могу смирити. Ако би се из неког разлога њихова амплитуда умањила, систем би се вратио у режим када су губици у механичком подсистему и коефицијент пригушења мањи што би за последицу имало повратак амплитуде осцилација на иницијалну вредност.

Амплитуда подржаних осцилација расте са увећањем кружног појачања. Бука, хабање елемената механичког подсистема и одступања позиције од задате трајекторије код одређеног нивоа појачања постају неприхватљиви. Ниво прихватљивих појачања зависи од врсте и истрошености преносника и спрежних елемената, температуре, пропусног опсега сервоконтуре, офсета у регулацији статорских струја сервомотора, броја полова и жлебова мотора, карактеристика давача и других параметара. Већина горе поменутих секундарних ефеката није моделована у оквиру претходно начињених симулација. Због наведених разлога и ради експерименталне провере предложеног решења изведен је сет мерења на експерименталној поставци.

Опрема је повезана према блок дијаграму приказаном на слици 6.1 и састоји се од два синхрона мотора са перманентним магнетима који су међусобно повезани помоћу еластичне спојнице. Најзначајније карактеристике коришћених мотора и подаци о сервосистему дати су у претходном одељку. Торзионе осцилације проузроковане скоковитим променама оптерећења јављају се на учестаности од 156 Hz, а затим опадају до нуле са временском константом пригушења
од 200 ms. Оба мотора су напајана и контролисана помоћу дигиталног сервопојачавача способног да врши контролу момента и брзине (сл. 6.13). Регулисана је брзина обртања мотора M1, који развија момент M_{em} (сл. 6.1) и момент мотора M2, који је коришћен као програмабилно оптерећење (M_l на сл. 6.1). Мотори су опремљени електромагнетским ризолверима. Сигнали са ризолвера се обрађују у оквиру дигиталног погонског контролера DBM03, који има R/D (*Resolver-to-Digital*) конвертор (сл. 6.13). На основу сигнала са ризолвера у реалном времену се добијају сигнали позиције мотора и оптерећења (θ_m и θ_l , сл. 6.1). Пропусни опсег R/D конвертора је 1 kHz а резолуција 12 бита. Пошто постоје два давача позиције (на сваком крају еластичне спреге по један), могуће је вршити експерименте са повратном спрегом на страни оптерећења и са повратном спрегом на страни мотора, мерећи при томе и разлику у брзини обртања мотора и терета ($\omega_m - \omega_l$).

Да би се у току извођења експеримената раздвојили ефекти механичке резонансе од осцилација брзине и позиције проузрокованих валовитошћу момента (*cogging torque*) мотора са перманентним магнетом, вратила два идентична мотора су спрегнута тако да се паразитне компоненте момента спрегнутих мотора у што већој мери потиру. Из истог разлога, експерименти су вршени при малим брзинама, при којима паразитне компоненте момента имају малу учестаност па се лако дају компензовати или раздвојити од торзионих осцилација. Понашање система при малим брзинама је од нарочитог интереса када је у питању механичка резонанса, јер је тада проблем механичких осцилација и нестабилности нарочито изражен, посебно при брзинама које су блиске нули.

Изведен је низ експеримената са различитим вредностима појачања. Одабрано је неколико карактеристичних резултата који илуструју ефикасност предложеног решења. У експериментима је испитиван одзив три различите контролне структуре засноване на конвенционалном пропорционално-интегралном (PI) регулатору брзине. Прва од структура не садржи никакав антирезонантни компензатор, док друга и трећа структура садрже серијски *notch* компензатор и предложени FIR компензатор, респективно. Интегрално дејство регулатора брзине је подешено на најмању вредност при којој систем још увек задржава способност праћења задатог улаза. У таквим условима посматран је утицај увећања пропорционалног појачања на појаву механичке резонансе. Ради лакшег поређења добијених резултата са резултатима симулација, потребно је уочити да појачање G = 100 код сервопојачавача DBM03 [59] одговара релативном износу појачања $G_{max} = 1,45$ (сл. 6.2).

На свим приказаним дијаграмима, референтни сигнал момента се добија унутар сервопојачавача, на излазу из регулатора брзине. Унутрашњи сигнал момента је доступан на излазу D/A конвертора уграђеног у уређај DBM03 и намењеног приказивању унутрашњих променљивих погона. Поред тога, сервопојачавач обезбеђује и сигнал пропорционалан брзини обртања. У ту сврху, унутрашњи сигнал брзине са 2S82 [215] R/D конвертора је филтриран и изведен на излазне прикључке уређаја DBM03. Да би се умањио утицај комутационог шума на посматране сигнале, извршено је филтрирање свих излазних сигнала сервопојачавача помоћу троструког пасивног RC филтра са пресечном учестаношћу од 720 Hz.



(б)

Слика 6.9. Резултати експеримента начињеног на сервосистему који има серијски *notch* антирезонантни компензатор. Приказан је одзив разлике брзина (горњи траг, 10 rad/s по подеоку), задате вредности покретачког момента (10 Nm по подеоку), брзине којом се обрће терет и брзине мотора (најнижи траг, 10 rad/s по подеоку). Резултати су дати за случај када је давач брзине уграђен на страни мотора (а), као и за случај када се брзина мери на страни оптерећења (б).

На слици 6.9 приказан је одзив момента, брзине мотора и брзине оптерећења добијен као резултат експеримента са системом компензованим помоћу серијског антирезонантног компензатора са *notch* филтром. У току свих обављених мерења (слике 6.9-6.12) траг при врху дијаграма представља разлику између брзине обртања мотора и брзине алата. Разлика је добијена одузимањем сигнала добијених из R/D конвертора повезаних са ризолвером мотора M1 и ризолвером мотора M2. Гледано одозго на доле, следе траг покретачког момента а потом трагови брзине обртања мотора и алата (оптерећења). На почетку сваког мерења, мотори се налазе у стању мировања. Потом се на улаз регулатора брзине обртања доводи мали скок задате брзине (100 o/min). Коначно се примењује скок момента оптерећења од 4 Nm, што се постиже довођењем негативне вредности задатог момента погону M2, који се налази у режиму управљања моментом.

Под истим околностима тестиран је и систем који је компензован редним дигиталним FIR филтром. Резултати испитивања дати су на слици 6.10а (случај када је давач брзине уграђен на страни мотора) и слици 6.10б (случај када је давач уграђен на страни оптерећења).



Слика 6.10.(а). Резултати експеримента начињеног на сервосистему који има серијски FIR антирезонантни компензатор. Размере приказаних одзива су исте као на слици 6.9. Резултати су дати за случај када је давач брзине уграђен на страни мотора.



Слика 6.10.(б). Резултати експеримента начињеног на сервосистему који има серијски FIR антирезонантни компензатор. Размере приказаних одзива су исте као на слици 6.9. Резултати су дати за случај када се брзина мери на страни оптерећења.

Робусност у односу на промену параметара је за систем са серијским *notch* компензатором илустрована експериментално добијеним резултатима приказаним на слици 6.11. Ради увида у осетљивост коју исказује систем са FIR серијским компензатором у погледу варијације параметара, централна учестаност компензатора је померена за 25%, и тако добијени експериментални резултати приказани су на слици 6.12. Дијаграми са слика 6.11 и 6.12 одговарају раније добијеним резултатима симулација, датим у претходном одељку. Експериментални резултати доказују робусност предложеног FIR редног компензатора који захтева подешавање само једног параметра, што га самим тим чини веома погодним за употребу у индустријском окружењу.



Слика 6.11. Резултати експеримента начињеног на сервосистему који има серијски *notch* антирезонантни компензатор и давач брзине уграђен на страни мотора. Централна учестаност антирезонантног компензатора је подешена са грешком од 25%. Редослед и размере приказаних одзива су исти као на сликама 6.9 и 6.10.



Слика 6.12. Резултати експеримента начињеног на сервосистему који има серијски FIR антирезонантни компензатор и давач брзине уграђен на страни мотора. Параметар *n* антирезонантног компензатора је подешен са грешком од 25%. Редослед и размере приказаних одзива су исти као на сликама 6.9-6.11.



Слика 6.13. Структура дигиталног погонског контролера у оквиру уређаја DBM03 [82] који је коришћен као хардверско-програмска основа за обављање експеримената чији су резултати приказани на сликама 6.9-6.12.

*

У овом поглављу приказана су основна аналитичка разматрања заједно са кратким прегледом метода за потискивање торзионих осцилација и механичке резонансе у сервопогонима високих перформанси, који у оквиру механичког подсистема имају еластичне преноснике и спрежне елементе са коначном крутошћу. Антирезонантни серијски повезани notch филтар је један од често коришћених пасивних начина за потискивање торзионих осцилација и побољшање перформанси конвенционалних регулатора брзине и позиције. У оквиру поглавља изложена су аналитичка разматрања и објашњен начин примене једноставног дигиталног FIR антирезонантног филтра са само једним подесивим параметром. Предложени компензатор, намењен елиминацији подржаних осцилација механичког резонатора најпре је синтетисан и верификован помоћу рачунарских симулација. Дата су и практична упутства за подешавање предложеног компензатора у конкретном случају. Да би се извело подешавање, не морају бити познати сви параметри механичког система већ је сасвим довољно познавати вредност полупериоде резонантне учестаности. Коначно, дат је кратак опис експерименталне поставке на којој су верификована предложена решења. Резултати мерења су добијени на експерименталној поставци која се састоји од еластично спрегнутих синхроних сервомотора са перманентним магнетима на ротору, номиналног момента 7 Nm и резонантне учестаности механичког подсистема од 160 Hz. Тестови доказују значајно увећање пропусног опсега сервосистема и приметан пораст применљивог кружног појачања. Резултати експеримената се слажу са симулацијама и у потпуности потврђују исправност и ефикасност предложених решења.

7. Дигитално управљани погони спрегнути електричном осовином

Управљање кретањем радног комада, алата или неког другог дела механичке конструкције који је релативно великих димензија, веома често захтева да се за покретање користе два или више сервомотора за сваки степен слободе кретања. Када је предмет који треба покренути великих димензија и велике тежине, спрега која постоји између његових удаљених делова има коначну крутост. Еластичност спреге мора се узети у обзир чак и у случају када је предмет хомоген, начињен у једном комаду од једног те истог материјала. Типични примери предмета великих димензија су портали, врата, дугачке осовине и конструкције у облику рама са хватаљкама за прихватање и одлагање веома великих предмета обраде, као што су велики комади лима, каросерије аутобуса и камиона, као и дрвене, неметалне и металне плоче у индустрији намештаја.

Примена само једног сервомотора подразумева да на посматраном телу постоји само једна нападна тачка у којој делује сила која настоји да га убрза или успори. Када се ради о телу великих димензија, деловање силе у једној тачки доводи до еластичне деформације самог тела. У зависности од природе силе и кретања, може доћи до деформације чије размере нису прихватљиве. Деформација може представљати проблем у погледу способности система да обезбеди потребну тачност у позиционирању удаљених делова савитљивог предмета чије је кретање потребно контролисати. У екстремним случајевима када предмет има веома велике димензије, еластична деформација може бити тако велика да доводи до нарушавања интегритета или заглављивања целокупне механичке структуре.

Као пример може се узети проблем управљања попречним носачем у GANTRY (*Gate Entry*) манипулаторима (сл. 7.1). Крајеви попречног носача дугачког од три до седам метара крећу се у нарочитим вођицама. На слици 7.1, крајеви носача су означени са B1 и B2. Пар паралелних вођица је постављен под углом од 90 степени у односу на носач, на растојању које је једнако дужини самог носача. Кретање носача у вођицама не наилази на већи отпор све док се угао између носача и вођица одржава на вредности од типично $90\pm0,2^{\circ}$. Уколико одступање угла од жељених 90° превазиђе износ од $0,2^{\circ}$, попречни носач се може заглавити (искошење) тако да га више није могуће покренути деловањем сервомотора.

Попречни носач (B1-B2 на сл. 7.1) је могуће покренути деловањем једног сервомотора у једном од крајева носача (B1). У току кретања, други крај (B2) тада заостаје услед еластичне деформације (кривљења). Код већих дужина носача,

веома лако долази до искошења па се носач може заглавити. Да се ово не би догодило, у пракси се редовно користе два сервомотора који делују једнаком силом на крајеве носача. На овај начин, обезбеђено је транслаторно кретање носача без увијања. Два сервомотора чијим се деловањем стварају покретачке силе у нападним тачкама B1 и B2 (сл. 7.1), у идеалном случају стварају исти покретачки момент. У пракси може постојати асиметрија вођица и различити отпори кретању. Поред тога, алат (обележен са С на сл. 7.1) може бити ближи једном од крајева (В1 или В2) и проузроковати разлике у покретачком моменту који мотори причвршћени на крајеве попречног носача треба да развију. Стога се у оквиру алгоритма за управљање кретањем носача користе два механизма, од којих први има задатак да оствари кретање тежишта носача по унапред задатој трајекторији, док други мери разлику у положају тачака В1 и В2, оцењује настало закошење носача и ствара разлику у задатим вредностима момента мотора како би се настала деформација умањила. У основи, потребно је обезбедити да два просторно раздвојена мотора прате исту трајекторију са што мањом грешком. У посматраном случају, између управљаних мотора постоји и механичка спрега али њена крутост није довољна за постизање жељене тачности у процесу паралелног кретања тачака В1 и В2 (сл. 7.1). Жељена тачност у контроли позиције крајева попречног носача постиже се применом два независно управљана сервомотора и адекватним управљачким деловањем регулатора.



Слика 7.1. Картезијански робот који се користи за покретање предмета великих димензија и/или тежине. Приказана структура је позната под називом GANTRY (*Gate Entry*).
Попречни носач (B1-B2) може бити дугачак до 7 метара. Његову позицију контролише сервомотор у оси А. Сервомотор у оси В обавља кретање хватаљке/алата дуж носача. Висину на којој се хватаљка налази контролише сервомотор С.
Због велике дужине попречног носача, кретање у оси А се најчешће реализује помоћу два идентична сервомотора уграђена на крајевима носача.

Потреба за паралелним, синхронизованим кретањем удаљених оса може се јавити и у случајевима када не постоји механичка спрега између покретних делова који треба да прате исту трајекторију. У флексибилним системима, роботици, управљању возилима по задатој путањи и сличним применама сусрећу се међусобно удаљени брзински и позициони сервомеханизми који треба да обављају синхронизовано кретање, чинећи при томе једнаке покрете. Конвенционално решење синхронизације два дислоцирана погона састоји се у њиховом механичком спрезању. Дакле, покретне делове је потребно спрегнути помоћу осовине или другачијег преносника. Механичка спрега омогућује једнакост брзина кретања дислоцираних елемената. Позиције могу бити различите услед коначне крутости спреге. У случају коришћења спрежне осовине, позиције удаљених елемената се могу разликовати услед торзије (увијања). Код великих растојања, угао торзије може достићи неприхватљиво велику вредност. Ефекат торзије се може умањити уколико се примени осовина већег попречног пресека. У бројним примерима овакво решење није погодно јер повећава укупну тежину покретних делова машине и самим тим величину инсталисане снаге погона. У практичним случајевима са великим растојањем измећу погона, механичка спрега се не може применити, јер се са повећањем дужине смањује крутост спреге и угрожавају перформансе машине. Стога се код већих растојања између погона уместо механичке везе примењује електрична спрега чију функционалност не зависи од растојања. Потребно је применити два независно управљана сервомотора на удаљеним крајевима машине и начинити управљање које ће по машину имати исти ефекат који би имала хипотетичка спрега веома крутом осовином. Дакле, потребно је управљачким алгоритмом обезбедити да уграђени мотори у свему симулирају понашање реалне осовине. Оваква спрега, позната под називом електрична осовина, омогућава истовремено управљање погонима тако да разлике њихових брзина и угаоних позиција буду сведене на нулу управљачком акцијом нарочито начињеног регулатора.

За решавање поменутих задатака, предложене су различите управљачке структуре од којих се већина заснива на идеји такозваног унакрсног спрезања контура за управљање брзином или позицијом две независне осе. Идеја је најпре примењена у алатним машинама са CNC управљањем код којих најчешће постоје хардверско-програмски модули за независно управљање појединачним осама. У раду [84] предлаже се решење за синхронизовано управљање двоосним системом са унакрсном спрегом грешака праћења детектованих у појединим осама. Аутори дају алгоритам унакрсно спрегнутог управљања и пореде квалитет таквог система са конвенционалним решењем у коме се појединим осама управља независно. Показано је да се тачност система са унакрсно спрегнутим управљањем повећава на рачун брзине реаговања коју има свака од оса понаособ. У раду [85] се предлаже унакрсно спрегнуто управљање сервомеханизмима за праћење задатих контура у обради различитих профила на двоосним алатним машинама. Показано је да се параметри регулатора у предложеном решењу морају прилагођавати тренутним вредностима полупречника кривине обрађиваног профила. Отуда је анализа стабилности добијеног нестационарног двоосног система у раду [85] дата само

приближно. Тачност рада у стационарном стању и квалитет динамичког понашања у току прелазних процеса испитивани су експериментално и упоређени са конвенционалним решењем у коме је управљање појединим осама сасвим независно.

Примена технике унакрсно спрегнутог управљања већим бројем оса сусреће се и у решавању проблема аутоматског кретања возила по унапред задатој путањи [86]. Код управљања мобилним роботима [87], уведен је појам најважнијег (главног) сигнала грешке. Регулатор са унакрсно спрегнутим управљањем минимизира ову грешку тако што остварује спрегу релевантних величина у регулаторима брзине обртања погонских точкова робота. Овакав регулатор је врло ефикасан у отклањању утицаја спољашњег поремећаја на кретање робота по задатој путањи. Отуда, у условима када робот није оптерећен симетрично, када има релативно велико трење у преноснику, као и када прати изразито криву путању, овакав регулатор има видне предности над класичним решењима заснованим на распрегнутом управљању.

У овом поглављу дате су теоријске основе и изложена су практична разматрања везана за спрегнуто управљање брзином обртања два дислоцирана електрична сервопогона. У структури се користи посебан вид унакрсног спрезања управљачких контура првог и другог погона. Компоненте унакрсног управљања аналогне су ефектима вискозног трења (фрикције) и торзионе еластичности (крутости), који би постојали за случај да су прикључна вратила коришћених мотора механички спрегнута довољно дугачком реалном осовином. Симулација реалне осовине изводи се програмски (електрично), па се отуда предложена спрега колоквијално назива електричном осовином. У оквиру поглавља, анализира се понашање предложеног система у стационарном стању и предлаже поступак постизања жељеног квалитета понашања система у току прелазних процеса.

7.1. Одређивање структуре за управљање системом са електричном осовином

Структура за управљање кретањем система са два сервомотора спрегнута електричном осовином приказана је на слици 7.2. Потребно је контролисати брзине обртања $\omega_1(t)$ и $\omega_2(t)$ и/или позиције $\theta_1(t)$ и $\theta_2(t)$ вратила два дислоцирана електрична погона. Потребно је да ове брзине у стационарном стању буду међусобно једнаке те да одговарају задатој вредности ω_{ref} . Поред скоковите промене задате вредности $\omega_{ref}(t) = \Omega_{ref} h(t)$, на систем могу деловати и други поремећаји. Један он њих је поремећај типа почетних услова у виду иницијалне неусаглашености угаоних позиција $\Delta \theta(0) = \theta_1(0) - \theta_2(0)$. Поред тога, присутан је и поремећај у виду момента оптерећења. На вратило мотора M₁ може деловати терет $T_{L1}(t)$, различит од терета $T_{L2}(t)$ који делује на вратило мотора M₂, што представља један од разлога за неусаглашено кретање два погона.



Слика 7.2. Блок дијаграм електричне осовине. Приказни серворегулатор генерише задате вредности момента за два сервомотора на начин који њихов одзив чини једнаким ономе који би постојао да су вратила мотора механички спрегнута. Крутост и фрикција симулиране спреге одређени су параметрима K_K и K_F .

Управљачка структура садржи заједнички РІ дигитални регулатор чији је задатак одржавање средње вредности брзине мотора M_1 и M_2 на задатој вредности. У оквиру управљачке структуре на слици 7.2, регулатор брзине пореди сигнал задате вредности брзине са средњом вредношћу $\omega_1(kT)$ и $\omega_2(kT)$ и тако долази до брзинске грешке система који има два електрично (тј. електронски) спрегнута мотора. Функција преноса регулатора средње вредности брзине на дијаграму је означена са $G_{Pl}(z)$. Регулатор брзине генерише сигнал средње вредности задатог момента. У случају да постоји идеална симетрија, покретачки момент оба мотора био би одређен сигналом M_{SR} , добијеним на излазу регулатора брзине.

Сигнал диференцијалног момента ΔM (сл. 7.2) додаје се на задату вредност момента другог мотора и одузима од задате вредности момента првог мотора. Ова компонента момента уведена је ради електронске симулације осовине. На описани начин добијају се сигнали задате вредности момента за моторе M_1 и M_2 , на слици 7.2 обележени са EM_1 и EM_2 , респективно.

У оквиру блок дијаграма система постоје јединице обележене ознакама SP_1 и SP_2 . Ови блокови представљају сервопојачаваче чији је задатак да обезбеде напоне и струје статорских намотаја сервомотора на начин који ће осигурати стварање покретачког момента пропорционалног задатој вредности. Однос створеног момента и задате вредности представља појачање сервопојачавача. Како се у систему користе два једнака сервомотора, потребно је применити и два једнака сервопојачавача те је $K_{P1} = K_{P2}$.

Задатак сервопојачавача је да добијени сигнал задате вредности момента претвори у реалан покретачки момент којим вратило сервомотора делује на систем и нагони га на кретање. Сваки од сервопојачавача има транзисторски трофазни инвертор са IGBT транзисторима, програмско-хардверску опрему за мерење струје статора и позиције вратила, дигитални модулатор који кроз процес ширинске модулације врши линеаризацију извршног органа (инвертора), дигитални регулатор струје статора и дигитално имплементирани алгоритам за управљање моментом и флуксом сервомотора за наизменичну струју. Најчешће се ради о векторском управљању асинхроним сервомотором или синхроним мотором са перманентним магнетима на ротору. Брзина одзива која се може постићи у регулацији момента је знатно већа (за 1-2 реда величине) од жељене динамике у регулацији брзине и позиције па се стога одзив момента може сматрати тренутним. У даљој анализи, спрега сервопојачавача и мотора ће бити третирана као блок без инерционих (меморијских) елемената који на вратилу мотора ствара покретачки момент пропорционалан задатој вредности (EM_1 или EM_2), без било каквог кашњења.

Начинимо ли мисаони експеримент у коме се излазна вратила удаљених сервомотора спрежу веома дугачком и крутом осовином, момент торзије који би се у оваквој осовини јавио био би функција разлике у позицији и брзини спрегнутих мотора. Диференцијални момент (сл. 7.2) треба да буде једнак моменту торзије који би се јавио у описаном мисаоном експерименту. У ту сврху, потребно је програмски дочарати (емулирати) ефекте вискозног трења и торзионе еластичности симулиране осовине. Коефицијенти фрикције и крутости замишљене спреге означени су са K_F и K_K . Симулатор осовине (сл. 7.2) одређује поменуте компоненте торзионог момента у функцији детектоване разлике у брзини и разлике у позицији мотора M_1 и M_2 .

7.2. Рад система са електричном осовином у стационарном стању

Уз претпоставку да је систем стабилан, од интереса је анализирати његово понашање у стационарном стању и утврдити грешке $e_{o}(\infty) = \omega_{1}(\infty) - \omega_{2}(\infty)$ и $e_{d}(\infty) = \theta_{1}(\infty) - \theta_{2}(\infty)$ које настају након смирења прелазних појава проузрокованих скоковитом променом референтног сигнала $\omega_{ref}(t) = \Omega_{ref}h(t)$ и поремећаја у моменту оптерећења $T_{L1}(t)$ и $T_{L2}(t)$. Ради једноставније анализе, претпоставимо да су промене момента оптерећења довољно споре тако да се промене вредности поремећаја у току једне периоде одабирања могу занемарити. Сада се $T_{L1}(t)$ и $T_{L2}(t)$ могу апроксимирати одбирцима који се добијају у свакој периоди одабирања ($T_{L1}^{*}(t) = T_{L1}(kT)$ и $T_{L2}^{*}(t) = T_{L2}(kT)$). Угаоне позиције $\theta_{1}(0)$ и $\theta_{2}(0)$ и њихова разлика представљају поремећај типа почетних услова. У стабилном систему, утицај таквих поремећаја ишчезава у току времена те они не утичу на грешку која постоји у стационарном стању. На основу дијаграма приказаног у оквиру слике 7.2, комплексни лик грешака $e_{\alpha}(t)$ и $e_{\alpha}(t)$ може се одредити једначинама (7.1) и (7.2):

$$E_{\omega}(z) = G_{PI}(z) \frac{G_{1}(z) - G_{2}(z)}{F(z)} \omega_{ref}(z) + \frac{G_{1}(z) \left[1 + \frac{1}{2} G_{PI}(z) G_{2}(z) + K_{K} G_{4}(z)\right]}{F(z)} T_{L1}^{*}(z) - \frac{G_{2}(z) \left[1 + \frac{1}{2} G_{PI}(z) G_{1}(z) + K_{K} G_{3}(z)\right]}{F(z)} T_{L2}^{*}(z), \quad (7.1)$$

$$E_{\theta}(z) = G_{PI}(z) \frac{G_{3}(z) - G_{4}(z)}{F(z)} \omega_{ref}(z) + \frac{G_{3}(z) \left[1 + \frac{1}{2} G_{PI}(z) G_{2}(z)\right]}{F(z)} T_{L1}^{*}(z) - \frac{G_{4}(z) \left[1 + \frac{1}{2} G_{PI}(z) G_{1}(z)\right]}{F(z)} T_{L2}^{*}(z), \qquad (7.2)$$

у којима је $\omega_{ref}(z)$ комплексни лик сигнала задате брзине, док су $T_{L1}^{*}(z)$ и $T_{L2}^{*}(z)$ комплексни ликови оптерећења која делују на вратила погона M_1 и M_2 . У имениоцу се има карактеристични полином F(z), дат изразом (7.3):

$$F(z) = 1 + \frac{1}{2}G_{PI}(z)[G_1(z) + G_2(z)] + K_F[G_1(z) + G_2(z)] + K_K[G_3(z) + G_4(z)] + G_{PI}(z)[K_FG_1(z)G_2(z) + K_KG_2(z)G_3(z) + K_KG_1(z)G_4(z)].$$
(7.3)

Поједине функције преноса које фигуришу у једначинама (7.1)-(7.3) дате су следећим изразима:

$$G_{PI}(z) = K_P + \frac{K_I z}{z - 1},$$
 (7.4)

$$G_1(z) = Z \left[\frac{1 - e^{-T_s}}{s} \frac{K_{P1} K_{M1}}{T_{M1} s + 1} \right] = \frac{K_1(1 - A)}{z - A} , \qquad (7.5)$$

$$G_{3}(z) = Z \left[\frac{1 - e^{-T_{s}}}{s} \frac{K_{P1} K_{M1}}{s(T_{M1}s + 1)} \right] = K_{1} \frac{\left[T - (1 - A)T_{M1} \right] z - TA + (1 - A)T_{M1}}{(z - 1)(z - A)}, \quad (7.6)$$

где су коефицијенти K_1 и A одређени као $K_1 = K_{P1}K_{M1}$ и $A = \exp(-T/T_{M1})$. Значење коефицијената који фигуришу у наведеним изразима дефинисано је у оквиру дијаграма на слици 7.2. На сличан начин се добијају функције преноса $G_2(z)$ и $G_3(z)$:

$$G_{2}(z) = Z \left[\frac{1 - e^{-T_{s}}}{s} \frac{K_{P2} K_{M2}}{T_{M2} s + 1} \right] = \frac{K_{2}(1 - B)}{z - B} , \qquad (7.7)$$

$$G_{3}(z) = Z \left[\frac{1 - e^{-T_{s}}}{s} \frac{K_{P2} K_{M2}}{s(T_{M2} s + 1)} \right] = K_{2} \frac{\left[T - (1 - B)T_{M2} \right] z - TB + (1 - B)T_{M2}}{(z - 1)(z - B)} , \qquad (7.8)$$

где су коефицијенти K_2 и B дефинисани као $K_2 = K_{P2}K_{M2}$ и $B = \exp(-T/T_{M1})$. Коефицијенти K_{P2} , K_{M2} и T_{M2} су означени на слици 7.2.

Почевши од тренутка t = 0, на систем делују константан улаз (задата вредност брзине) и константни поремећаји T_{L10} и T_{L20} . Комплексни ликови улаза и поремећаја једнаки су

$$\omega_{ref}(z) = \frac{\Omega_{ref}}{1-z^{-1}}, \ T_{L1}^*(z) = \frac{T_{L10}}{1-z^{-1}} \ \text{ M } \ T_{L2}^*(z) = \frac{T_{L20}}{1-z^{-1}}.$$

У стационарном стању, разлика e_{ω} у брзини обртања израчунава се као:

$$e_{\omega}(\infty) = \lim_{k \to \infty} e_{\omega}(kT) = \lim_{z \to 1} (1 - z^{-1}) E_{\omega}(z) = 0.$$
 (7.9)

Дакле, брзине обртања мотора M_1 и M_2 у стационарном стању биће једнаке ($\omega_1 = \omega_2$) на исти начин као што би биле када би мотори доиста били спрегнути реалном осовином. На основу израза (7.3-7.8) може се одредити и вредност коју ће по смирењу прелазних појава имати одступање позиција два мотора $e_d(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t)$. Коначна вредност грешке се може добити одређивањем граничне вредности функције комплексног лика, помоћу граничне теореме, на начин показан једначином (7.9). Добијени резултат приказан је изразом (7.10). Присутне су две компоненте грешке од којих је прва зависна од брзине обртања и разлике која постоји у реципрочним вредностима коефицијената K_1 и K_2 . Ова компонента је најчешће једнака нули јер се системи пројектују тако да поменути коефицијенти буду једнаки. Друга компонента грешке је пропорционална разлици момената оптерећења и обрнуто пропорционална коефицијенту K_K симулиране осовине.

$$e_{\theta}(\infty) = \left(\frac{1}{K_2} - \frac{1}{K_1}\right) \frac{\Omega_{ref}}{2K_K} + \frac{1}{2K_K} \left(T_{L10} - T_{L20}\right)$$
(7.10)

Може се закључити да ће у стационарном стању брзине обртања бити једнаке, док ће разлика у позицији бити зависна од статичких појачања сервопојачавача и разлике у моментима оптерећења појединих мотора.

7.3. Одређивање параметара регулације

Систем на слици 7.2 има две контуре регулације. Једна од њих, дигитални регулатор брзине обртања, за задатак има одржавање средње вредности брзине обртања система на задатој вредности. Симулатор осовине (сл. 7.2) представља други регулатор чија појачања K_K и K_F одређују крутост и фрикцију симулиране спреге. На свом излазу симулатор осовине генерише сигнал диференцијалног момента. Уколико је разлика у брзини обртања мотора M₁ и M₂ једнака $\Delta \omega$, док је разлика њихових позиција једнака $\Delta \theta$, створени диференцијални момент биће одређен изразом $\Delta M = K_K \Delta \theta + K_F \Delta \omega$.

Одступање у позицији $\Delta \theta$ једнако је интегралу разлике у брзини $\Delta \omega(t) = \omega_1(t) - \omega_2(t)$. Увођењем смене $\Delta \theta(s) = \Delta \omega(s)/s$, израз за диференцијални момент узима облик $\Delta M(s) = K_K \Delta \omega(s)/s + K_F \Delta \omega(s)$. Симулатор осовине сада можемо посматрати као PI регулатор са пропорционалним појачањем K_F , појачањем интегралног дејства K_K , са сигналом $\Delta \omega$ на улазу и сигналом диференцијалног момента на излазу.

Сумирајући горе наведена разматрања може се закључити да систем има два PI регулатора. Први међу њима регулише збир брзина обртања ($\omega_1 + \omega_2$) и има параметре K_P и K_I . Други PI регулатор у оквиру посматране структуре регулише разлику брзина обртања ($\omega_1 - \omega_2$) и има параметре регулације K_K и K_F . Уз претпоставку да су параметри K_{M1} и T_{M1} оптерећења прикљученог на вратило мотора M_1 једнаки параметрима K_{M2} и T_{M2} оптерећења мотора M_2 , може се показати да између уочених контура регулације нема спреге.

Промена средње вредности брзине $(\omega_1 + \omega_2)/2$ не утиче на разлику $(\omega_1 - \omega_2)$, као што једновремено увећање ω_1 за $\delta \omega$ и умањење ω_2 за исти износ не мења збир $(\omega_1 + \omega_2)$. С друге стране, увећање диференцијалног момента ΔM ће умањити (сл. 7.2) задати момент првог мотора EM_1 за исти износ за који се EM_2 увећава, те ће збир свих покретачких момената који на систем делују остати исти. Може се, дакле, закључити да флуктуације диференцијалног момента ΔM не утичу на кретање средње вредности брзине $(\omega_1 + \omega_2)/2$.

183

На исти начин се може анализирати ефекат који увећање средње вредности момента има на торзију електронски симулиране спреге, тј. на разлику брзина $(\omega_1 - \omega_2)$ и позиција $(\theta_1 - \theta_2)$ два мотора. Средња вредност момента се јавља као реакција првог регулатора на промену средње вредности брзине обртања $(\omega_1 + \omega_2)/2$. Увећање задатих вредности EM_1 и EM_2 (сл. 7.2) за исти износ не мења вредност диференцијалног момента ΔM па самим тим не утиче ни на промену сигнала $(\omega_1 - \omega_2)$ и $(\theta_1 - \theta_2)$. Могуће је, дакле, закључити да не постоји спрега између прелазних процеса које регулишу посматрана два PI регулатора. Самим тим, подешавање параметара регулације ових распрегнутих контура може бити спроведено тако што се у току анализе свака од контура подешава засебно.

Најпре ће бити одређена појачања K_P и K_I регулатора брзине. При томе ће се сматрати да је диференцијални момент ΔM једнак нули те да су појачања K_K и K_F такође једнака нули. Карактеристични полином система F(z) тада узима следећи облик:

$$F(z) = 1 + G_{PI}(z)[G_1(z) + G_2(z)].$$
(7.11)

Заменом одговарајућих функција преноса, датих једначинама (7.4), (7.5) и (7.7), карактеристични полином се може свести на следећи облик:

$$F(z) = z^{3} + A_{2}z^{2} + A_{1}z + A_{0}, \qquad (7.12)$$

у коме су коефицијенти A_0, A_1 и A_2 одређени следећим изразима:

$$A_{0} = \frac{1}{2} [K_{1}B(1-A) + K_{2}A(1-B)]K_{P} - AB, \qquad (7.13)$$

$$A_{1} = -\frac{1}{2} [K_{1}(1-A)(1+B) + K_{2}(1-B)(1+A)]K_{P} - \frac{1}{2} [K_{1}(1-A)B + K_{2}(1-B)A]K_{I} + A + B + AB, \qquad (7.14)$$

$$A_{2} = \frac{1}{2} [K_{1}(1-A) + K_{2}(1-B)]K_{P} + \frac{1}{2} [K_{1}(1-A) + K_{2}(1-B)]K_{P} - (A+B+1). \qquad (7.15)$$

Уколико се ради о систему који није симетричан и код кога параметри K_{M1} и T_{M1} оптерећења прикљученог на вратило мотора M_1 нису једнаки параметрима K_{M2} и T_{M2} оптерећења мотора M_2 , подешавање параметара регулације може бити заметно. Стога је у наредном одељку предложен један релативно једноставан приступ подешавању параметара регулације електричне осовине. Начињени предлог је илустрован и верификован симулацијом на рачунару.

Имајући у виду разлике у параметрима механичких подсистема мотора M_1 и M_2 , природна учестаност доминантних полова, који ће одредити карактер одзива система са затвореном повратном спрегом, може се одредити у зависности од веће временске константе механичког подсистема, била то константа T_{M1} или T_{M2} . Уз претпоставку да је $T_{M1} < T_{M2}$ и уз опредељење да доминантни пар полова буде на учестаности која је двоструко већа од реципрочне вредности веће временске константе, добија се да је:

$$\omega_n = \frac{2}{T_{M2}}, \quad (T_{M2} > T_{M1}).$$
 (7.16)

Периоду одабирања *T* треба одабрати тако да је $T < T_{max} = 1/(2\omega_n)$. Фактор пригушења доминантних полова одређује квалитет одзива и величину пребачаја. Потребно је постићи вредност што ближу јединици. Предложена процедура подешавања параметара полази од претпоставке да је минимална вредност фактора пригушења једнака $\zeta = 0,6$. Имајући у виду да је карактеристични полином трећег степена и да има три нуле, закључује се да систем, поред дискутованог пара доминантних полова мора имати и трећи, реалан пол. Вредност овог пола у *s*-домену биће обележена са σ , док се исти пол у *z*-домену налази у тачки $\sigma_z = \exp(\sigma T)$. Исправно подешен, овај пол додатно пригушује прелазне појаве. Са паром доминантних полова и реалним полом $\sigma_z = \exp(\sigma T)$ карактеристична једначина система поприма следећи облик:

$$z^{3} - \left[2e^{-\zeta\omega_{n}T}\cos\left(\omega_{n}T\sqrt{1-\zeta^{2}}\right) + \sigma_{z}\right]z^{2} + \left[2e^{-\zeta\omega_{n}T}\cos\left(\omega_{n}T\sqrt{1-\zeta^{2}}\right)\sigma_{z} + e^{-2\zeta\omega_{n}T}\right]z - e^{-2\zeta\omega_{n}T} = 0.$$
(7.17)

Изједначавањем одговарајућих коефицијената у изразима (7.12) и (7.17) добијају се три линеарне једначине са три непознате (K_P, K_I і σ_z). Дакле, појачања регулатора и вредност реалног пола биће израчунати у функцији одабране учестаности и фактора пригушења жељених доминантних полова. Три линеарне једначине могу се записати у прегледној матричној форми:

$$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & 1 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} \\ a_{31} & 0 & a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_P \\ K_I \\ \sigma_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{bmatrix}$$
(7.18)

где су коефицијенти матрице и вектора $[b_1 b_2 b_3]^T$ дефинисани следећим изразима:

$$a_{11} = a_{12} = \frac{1}{2} [K_1(1-A) + K_2(1-B)],$$

$$a_{21} = -\frac{1}{2} [K_1(1-A)(1+B) + K_2(1-B)(1+A)],$$

$$a_{22} = -\frac{1}{2} [K_1(1-A)B + K_2(1-B)A],$$

$$a_{23} = -2e^{-\zeta \omega_n T} \cos \left(\omega_n T \sqrt{1-\zeta^2}\right),$$

$$a_{31} = \frac{1}{2} [K_1 B(1-A) + K_2 A(1-B)], a_{33} = e^{-2\zeta \omega_n T}$$

$$b_1 = A + B + 1 - 2e^{-\zeta \omega_n T} \cos \left(\omega_n T \sqrt{1-\zeta^2}\right),$$

$$b_2 = -A - B - AB + e^{-2\zeta \omega_n T}, b_3 = AB.$$

За познате параметре погона и задати квалитет одзива на скоковиту промену улаза, решењем једначине (7.18) добијају се потребне вредности параметара регулације K_P i K_I као и вредност трећег реалног пола $\sigma_z = \exp(\sigma T)$. Након обављеног прорачуна потребно је проверити да ли је вредности добијеног пола (σ) прихватљива. Ако то није случај, потребно је кориговати иницијалне захтеве и поставити нешто скромније услове у погледу брзине и квалитета одзива.

7.4. Испитивање карактеристика система са електричном осовином помоћу симулације динамичког одзива на рачунару

Ради верификације предложеног метода за подешавање параметара регулације електричне осовине, усвојено је да су статичка појачања у функцијама преноса (7.5) и (7.7) међусобно различита ($K_1 = K_{P1}K_{M1} = 4$, $K_2 = K_{P2}K_{M2} = 8$), као и временске константе у механичком подсистему погона ($T_{M1} = 0.2$ s, $T_{M2} = 0.4$ s). Као задатак, усвојено је да треба остварити систем са функцијом спрегнутог преноса која има пар доминантних полова учестаности $\omega_n = 5$ rad/s и коефицијента пригушења $\zeta = 0.6$. Периода одабирања је подешена на вредност T = 0.1 s. Као резултат, коефицијенти A и B узимају вредности $A = \exp(-T/T_{M1}) = 0.606$ и $B = \exp(-T/T_{M2}) = 0.778$. Сменом претходних вредности у једначину (7.18) и њеним решавањем добија се да је $K_P = 0.095$, $K_I = 0.119$ і $\sigma_z = 0.659$. Реалном полу σ_z у *z*-равни одговара пол $\sigma = (\ln \sigma_z)/T = -4.165$ у левој полуравни *s*-домена. Поредећи добијени реални пол са реалним делом доминантних полова $-\zeta\omega_n = -3$ закључује се да ће дејство трећег пола имати позитивне ефекте на квалитет одзива јер ће његовим присуством бити загарантовано додатно пригушење прелазних појава.

186

187



Слика 7.3. Одскочни одзив брзине обртања мотора M₁ и M₂ за случај у коме алгоритам електричне осовине није активан ($K_K = K_F = 0$). Различита статичка појачања погона и одсуство спреге резултује великом разликом у брзини обртања два мотора.

Систем са два сервомотора спрегнута електричном осовином и параметрима подешеним на управо описани начин симулиран је на рачунару. На слици 7.3 је приказан одзив добијен уз претпоставку да алгоритам електричне осовине није активиран ($K_F = K_K = 0$). Слика 7.3 приказује промену брзине мотора M_1 и M_2 као и промену задатог момента који се добија на излазу из првог PI регулатора (регулатора средње вредности брзине обртања два мотора). Одзиви на слици 7.3 се у задовољавајућој мери слажу са очекивањима. Као последица различитих статичких појачања погона и одсуства корекционог дејства путем електронске спреге ($K_F = K_K = 0$), устаљене вредности брзине обртања мотора M_1 и M_2 нису једнаке. Њихова средња вредност након смирења прелазних процеса достиже задату вредност Ω_{ref} . Задата вредност момента (доњи траг на слици 7.3) нема нагле промене нити осцилације, што олакшава градњу система јер су вршне вредности момента које треба остварити утолико мање.

7.5. Електронска симулација крутости и вискозног трења

Код спреге два мотора реалном осовином коефицијенти крутости и вискозног трења одређени су димензијама осовине и особинама материјала од ког је осовина начињена. Корисник у том случају нема избора у погледу крутости и коефицијента пригушења торзионих осцилација (коефицијента вискозног трења). Пригушење је код реалне осовине веома често недовољно тако да се у пракси јављају слабо пригушене, а у неким случајевима и подржане торзионе осцилације. Феномен подржаних торзионих осцилација и проблем механичке резонансе описани су детаљније у претходном поглављу.

Код електронске симулације, корисник подешава у складу са потребама конкретне примене параметар K_F , који одређује фрикцију и параметар K_K , који дефинише крутост симулиране осовине и уноси вредности подешених параметара у меморију погонског контролера. За одређену крутост, може се подесити коефицијент *K_F* тако да торзионе осцилације буду у довољној мери пригушене. Теоријски, не постоје границе у избору коефицијената фрикције и крутости. Треба, међутим, уочити да ови коефицијенти представљају пропорционално и интегрално појачање другог PI регулатора који у оквиру посматране структуре регулише разлику брзина обртања ($\omega_1 - \omega_2$). Збирни ефекат коначне периоде одабирања, шума квантизације и транспортног кашњења доводи до тога да се појачања морају ограничити да би се полови функције спрегнутог преноса у *z*-домену задржали у оквиру јединичног круга и да би био очуван неопходни степен пригушења одзива. Анализа стабилности дискретног PI регулатора брзине спроведена у трећем поглављу даје користан увид у опсег појачања која се у конкретном случају могу применити. Уз претпоставку да циљна појачања K_F и K_K не досежу поменуте граничне вредности, њихов коначан избор остаје у рукама корисника и његових потреба у погледу крутости и пригушења симулиране осовине.

У посматраном случају, задовољавајући резултати се добијају већ за вредности коефицијента фрикције од $K_F = 0,2$ Nm·s/rad и коефицијента крутости од $K_K = 2 \text{ Nm/rad}$. Усвајањем ових вредности добијени су одзиви приказани на слици 7.4. Поређењем одговарајућих одзива на сликама 7.3 и 7.4 може се закључити да спрезање погона електричном осовином није променило карактер одзива на скоковиту промену задате брзине. Међутим, активацијом алгоритма електричне осовине постигнуто је да стационарне вредности брзина обртања буду исте упркос разликама у статичком појачању (K_{M1} и K_{M2} на слици 7.2). У току експерименталног рада и подешавања параметара фрикције и крутости уочено је да одзив средње брзине система веома мало зависи од ових параметара све док вредности K_F и K_K не досегну граничне вредности изнад којих рад постаје нестабилан. Ради увида у понашање система на слици 7.2 након дејства поремећаја у виду момента оптерећења, начињена је симулација у којој се најпре има позитиван импулс момента који оптерећује мотор $M_1 (T_{L1}(t) = 10 h(t-4) [Nm])$ а потом наступа негативан импулс момента оптерећења који делује на вратило мотора М2 $(T_{L2}(t) = -20 \text{ h}(t-7) \text{ [Nm]}).$



Слика 7.4. Одскочни одзив брзине обртања мотора М₁ и М₂ за случај у коме је алгоритам електричне осовине активиран (*K_K*, *K_F* > 0). Разлике у параметрима механичког подсистема два погона доводе до мањег одступања у брзини обртања у току прелазног процеса. У стационарном стању су брзине обртања једнаке.

Добијени одзиви су приказани на слици 7.5. Уочава се да су стационарне вредности брзина једнаке и у присуству поремећаја, као и да су времена смирења прелазних процеса након дејства улазног поремећаја и поремећаја у моменту оптерећења приближно иста.

Под истим условима као и у претходном случају меморисана је разлика у позицији коју заузимају вратила два мотора ($e_d(t) = \theta_1(t) - \theta_2(t)$). Премда су брзине једнаке, слика 7.6 показује да се у позицијама појављује разлика која се задржава и у стационарним стањима. Од интереса је уверити се да вредност одступања позиција два мотора одговара оној коју предвиђа једначина (7.10). Разлика у позицији је проузрокована потребом да у току рада постоји торзија симулиране осовине како би она обављала исту функцију као и реална осовина која би била уграђена између мотора M_1 и M_2 . У случајевима када не постоји потпуна симетрија свих параметара и поремећаја, симулирана осовина треба да створи диференцијални момент који ће компензовати ефекте несиметричног оптерећења и разлика у параметрима, и тако уједначити брзине обртања два мотора. Услед коначне крутости, пренос момента изискује одређену торзију осовине и последичну разлику у позицији мотора M_1 и M_2 . У пракси се показује да се применом концепта електричне осовине може достићи крутост K_K електронске спреге два мотора каква би била недостижна у покушају спрезања реалном осовином.



Слика 7.5. Одзив система са електричном осовином на скоковите промене момента оптерећења. Најпре је симулирана промена оптерећења на вратилу мотора M₁, а потом и скок терета на вратилу мотора M₂. Улазни поремећај, параметри система и размера у којој је приказана брзина су исти као у случају приказаном на слици 7.4.



Слика 7.6. Промена разлике у позицији вратила мотора M_1 и мотора M_2 у току прелазних појава проузрокованих скоковитом променом момента оптерећења. Приказани резултат је добијен симулацијом на рачунару, једновремено са резултатима приказаним на слици 7.5.

8. Управљање покретачким моментом мотора без давача на вратилу (*shaft-sensorless*)

У оквиру производне аутоматизације, постоје многобројне примене електричних мотора у којима је потребно управљати брзином кретања или покретачком силом (моментом), при чему положај вратила није од значаја. У поменутим применама, не захтева се регулисање позиције нити дуготрајан рад у области малих брзина. Брзински регулисани погони сусрећу се код покретања мешалица, вретена у алатним машинама, пумпи, вентилатора, компресора, аутономних возила, робота, итд. Из разлога економичности и поузданости, у оквиру поменутих примена често се користе асинхрони мотори чији је покретачки момент или брзину обртања потребно регулисати без давача на вратилу мотора. У циљу распрегнутог управљања покретачким моментом и флуксом мотора потребно је имати информацију о брзини обртања ротора. У одсуству давача, брзину је потребно одредити индиректно, на основу мерења терминалних напона и струја. У овом поглављу изложен је проблем управљања асинхроним мотором у условима када је број сензора који се у погону користе ограничен и сведен на само један струјни сензор који мери струју једносмерног међукола погонског претварача. Алгоритам управљања је заснован на реконструкцији активне и реактивне снаге из сигнала струје међукола и ширински модулисаних импулса који се користе за управљање прекидачима снаге. При томе није потребно да постоји давач на вратилу мотора, већ је поменута струја међукола једини мерени сигнал и једина повратна спрега која у погону постоји. Алгоритам за оцену покретачког момента и флукса у ваздушном зазору користи податке о активној и реактивној снази. Тренутне вредности активне и реактивне снаге се добијају обрадом сигнала струје у међуколу и његовом корелацијом са ширински модулисаним сигналима за управљање транзисторским прекидачима у погонском претварачу. На основу оцене момента и флукса могуће је начинити регулацију поменутих величина на начин који је компатибилан са потребама брзински регулисаних погона умерених перформанси. Најпре су изложена аналитичка разматрања и опис управљачке структуре, потом прегледно упутство о начину на који би се у практичној примени подесили параметри, док се на самом крају поглавља налазе резултати добијени експериментисањем на прототипу батеријски напајаног вучног погона са асинхроним мотором снаге 7,5 kW.

8.1. Значај и улога електричних погона без давача на вратилу

Трофазни напонски инвертор са такозваним тврдим комутацијама (hardswitched), најчешће је коришћена топологија погонског претварача за напајање сервомотора за наизменичну струју. Овакав инвертор има шест полупроводничких прекидача снаге, напаја се једносмерним напоном и на излазним прикључцима ствара три фазна напона импулсног облика. Промену средње вредности напона у свакој комутационој периоди могуће је остварити путем варијације ширине напонских импулса. Овај начин управљања инвертором познат је под називом ширинска модулација. Он омогућује да се инвертор, као извршни орган, линеаризује и тако оспособи за генерисање трофазног симетричног система напона континуално променљиве амплитуде и фазе. У инвертору се најчешће користе IGBT транзистори и то у применама као што су статички уређаји за компензацију реактивне снаге, електрични погони и системи за непрекидно напајање [88,297]. Расположивост трофазног система напона подесиве амплитуде и учестаности била је кључни фактор за развој погона променљиве брзине [89,90,222]. Управљиви електрични погони променљиве брзине обртања деле се на сервопогоне високих перформанси и погоне опште намене. Код првих је неопходно имати давач позиције на вратилу мотора јер се кретање ротора (осе) мора одржати на задатој трајекторији помоћу дигиталног регулатора позиције. Погони високих перформанси морају непрекидно увећавати пропусни опсег у регулацији брзине и позиције. Ови захтеви проистичу из потребе да се континуално побољшава квалитет обраде али и продуктивност у центрима за машинску обраду и производним ћелијама флексибилних линија. Може се закључити да приоритет у пројектовању погона високих перформанси није пре свега цена, већ и постизање високе тачности и брзине одзива. За разлику од сервопогона, од погона опште намене очекује се да могу управљати покретачким моментом или брзином обртања уз релативно малу брзину реаговања. Приоритет у пројектовању погона опште намене представља њихова цена, док се перформансе налазе у другом плану. Ефектан начин градње компактних погонских јединица мале цене је усвајање мањег броја давача који се у погону користе за мерење релевантних величина, надзор и заштиту. Највећи број погона променљиве брзине користи се за покретање пумпи, вентилатора, компресора као и за покретање аутономних возила. У свим поменутим применама потребно је регулисати брзину и покретачки момент имајући при томе умерене перформансе али и ниску цену погона. Од нарочитог је значаја могућност једноставне инсталације и подешавања, једноставно повезивање, мали број проводника, каблова и давача. Коришћењем мањег броја сензора (давача) у погону отклања се потреба за периферијским уређајима намењеним обради сигнала са давача и тако добија компактнија и јевтинија управљачка јединица. Присуство мањег броја температурно и механички осетљивих направа и каблова значајно увећава робусност

и поузданост погона. Умањење броја мерења у погону засновано је на примени савремених DSP-базираних алгоритама (*Motion Control* DSP, [16,17,215]) за оцену стања која се не могу мерити. Примена савремених DSP-базираних погонских контролера не утиче значајно на цену погона, јер се савремени DSP-контролери производе у веома великим серијама па се могу лако набавити.

Из свега поменутог се може уочити потреба да се погони опште намене граде са само једним давачем који мери струју у међуколу погонског претварача. Савремени дигитални погонски контролери су сасвим адекватни за обављање послова оцене оних стања погона која се не могу директно мерити. Може се закључити да у ланцу појединачних технолошких и научних доприноса усмерених ка градњи компактних и економичних погона недостаје карика у виду одговарајућег закона управљања. Управљачка структура треба да има механизам за реконструкцију стања и алгоритам за управљање покретачким моментом и флуксом асинхроног мотора у условима када не постоји давач на вратилу и када је једина мерена струја она која постоји у међуколу погонског претварача.

8.2. Умањење броја давача струје захваљујући могућности реконструкције фазних струја из струје међукола

Захваљујући топологији коју има трофазни напонски инвертор, могуће је реконструисати фазне струје из сигнала струје у једносмерном међуколу. Грин (Green) [89,216] је међу првима предложио да се број сензора струје у погону умањи и сведе на један сензор у међуколу. Он предлаже коришћење нарочитих поступака за одабирање и филтрирање струје међукола које назива *sample-and-hold* (S/H) и *filter-and-hold* (F/H). Поступци обраде сигнала које Грин предлаже састоје се у томе да се меморишу подаци о струји међукола у тренуцима када је она једнака једној од фазних струја и да се оваква информација користи као сигнал повратне спреге по појединим фазним струјама све док се не стекну услови за добијање нових информација.

Векторска модулација (SVM – Space Vector Modulation [218]) са оптимално одабраном секвенцом напонских вектора омогућује да се у свакој комутационој периоди добију одбирци две фазне струје. Како је збир фазних струја у статорском намотају повезаном у звезду једнак нули, на основу поменуте две струје може се реконструисати трећа струја. Поједини радни режими, у које спада и случај када је модулациони индекс мали или је референтни напонски вектор по аргументу (просторној оријентацији) близак $n\pi/3$, резултују напонским импулсима који су тако узани да је жељени одбирак струје немогуће прибавити. Поред овога, у случају настанка засићења ширинске модулације, када се комутације прекидају и примењује само један од напонских вектора у току дужег временског интервала, није могуће реконструисати све три фазне струје. Услови за реконструкцију

тренутних вредности фазних струја даље се погоршавају уколико су каблови који повезују мотор и инвертор дугачки, те имају знатну паразитну капацитивност. Тада се кроз интеракцију серијске индуктивности, оточне капацитивности кабла и велике стрмине у промени струја и напона, јављају рефлексије и слабо пригушене осцилације које угрожавају интегритет сигнала и проузрокују знатне грешке у процесу одабирања струје. Да би се поменути проблеми превазишли, Habetler [188] предлаже дискретну модулациону технику која користи искључиво ненулте напонске векторе. Овакав приступ ефектно побољшава услове за реконструкцију струја, али зато знатно увећава валовитост струје и губитке услед комутација. Хие [298] предлаже елиминацију узаних импулса из ширински модулисане поворке и њихово померање у следећи комутациони циклус где ће наредни напонски импулс бити компензован за износ изгубљен укидањем узаног импулса у претходном циклусу. Овај приступ је компатибилан са потребама реконструкције фазних струја јер рад са ширим напонским импулсима знатно олакшава прибављање одбирка струје по S/H или F/H методу [89,216]. С друге стране, кашњења која проистичу из поменутог приступа чине регулацију струје и управљање мотором комплекснијим. Процес одабирања струје може довести до тога да се у спектру поворке добијених одбирака појаве лажни ликови (alias) што драматично погоршава резултујуће карактеристике погона. Појава лажних ликова је проузрокована присуством релативно велике енергије спектра мерених сигнала у зони комутационе учестаности, као и околношћу да је учестаност комутација у највећем броју случајева једнака учестаности одабирања. Моупіћап [90] предлаже да се сигнал струје међукола одабира у центру сваког напонског импулса како би се ефекти валовитости струје и комутациони шум избегли колико год је то могуће. За случај када су напонски импулси узани, он предлаже да се алгоритам ширинске модулације модификује на бази наизменичне употребе комплементарних напонских вектора. Riese [220] решава проблем узаних напонских импулса увођењем наизменичног сигнала грешке у задавању ширине импулса код сукцесивних периода комутације. Напонски импулси су кориговани на начин који проширује фрагменте фазне струје рефлектоване у струји међукола. Blaabjerg [217] предлаже начин уградње струјног сензора и метод мерења који омогућује реконструкцију фазних струја али и остварење функција заштите од кратког споја и земљоспоја са само једним струјним сензором. Репд и Fukao [92] указују на могућност да се деривацијом сигнала тренутне вредности реактивне снаге и његовим коришћењем у структури за управљање мотором може постићи значајно побољшање перформанси погона. Њихово решење захтева директно мерење свих фазних струја, што је у супротности са захтевима постављеним у овом поглављу, али су поменута достигнућа од значаја за аналитичка разматрања и синтезу која следи.

Управљање асинхроним мотором које се ослања на дигиталну регулацију статорских струја захтева висок пропусни опсег и велику тачност у мерењу струје појединих фаза статорског намотаја. Хардверски и програмски ресурси морају бити спремни за брзо процесирање сигнала, робусно у односу на присутну валовитост струје и комутациони шум. Прибављање сигнала засновано на реконструкцији из струје међукола не функционише на задовољавајући начин у случају када су напонски импулси сувише узани. Перформансе у реконструкцији фазних струја из струје међукола се додатно погоршавају у случају када капацитивност дугих каблова проузрокује спорадичне осцилације у сигналу струје међукола. Ови проблеми се могу избећи усредњавањем сигнала или пропуштањем сигнала кроз нископропусни филтар, како би се струје, флукс и момент оцењивали прецизно и без нежељених секундарних ефеката. На овим основама је засновано решење изложено у наредном одељку. Оцена флукса и момента заснована је на одређивању сигнала тренутних вредности активне и реактивне снаге мотора. Поменути сигнали се добијају из струје међукола корелацијом са ширински модулисаном поворком импулса. Под тренутним вредностима активне и реактивне снаге се у даљем тексту подразумева њихова средња вредност у току једне периоде комутације. Уколико посматрамо погон који ради у стационарном стању, посматране величине постају једнаке вредностима активне и реактивне снаге, дефинисаним на конвенционалан начин. Усредњавање фрагмената струје међукола и њихова корелација са поворком ширински модулисаних импулса омогућују да се тренутне вредности активне (P) и реактивне (O) снаге добију са веома малом валовитошћу и без утицаја паразитних ефеката међу којима су капацитивност моторног кабла и мртво време у погонском претварачу. Аналитичка разматрања су праћена увидом у експериментално добијене сигнале. Предложена управљачка структура заснована је на самосинхронизацији dq координатног система. Полазећи од сигнала о тренутној вредности Р и О, контролер оцењује вредност актуелног флукса и момента и на основу детектованих одступања одређује потребне компоненте напона у dq координатном систему. Предложена структура је примерена погонима опште намене, погонима вретена и електричним погонима за покретање аутономних возила где је основни управљачки задатак одржавање покретачког момента или силе на жељеној вредности. На крају поглавља се налазе инструкције потребне за практичну примену предложеног алгоритма, као и резултати мерења начињених на експерименталној поставци са трофазним асинхроним мотором снаге 7,5 kW.

8.3. Поступак одређивања активне и реактивне снаге обрадом сигнала струје у међуколу погонског претварача

Трофазни напонски инвертор са IGBT или MOSFET транзисторима је најчешће коришћени претварач снаге у електричним погонима опште намене са моторима за наизменичну струју [26]. Излазни напон се у појединим фазама не може континуално мењати већ има дискретну природу. Након укључења горњег прекидача у посматраној фази, излазни напон је одређен потенцијалом на позитивној електроди кондензатора уграђеног у једносмерно међуколо инвертора (тј. потенцијалом позитивних сабирница међукола). Укључењем доњег прекидача у истој фази, на излазу постоји напон који је дефинисан потенцијалом негативних сабирница. Како инвертор има три фазе (тј. три пара прекидача), укупан број међусобно различитих прекидачких стања је $2^3 = 8$.



Слика 8.1. Амплитуда и оријентација сваког од осам напонских вектора који се могу добити на излазу трофазног напонског инвертора. Положај вектора је приказан у стационарном αβ координатном систему.

Напони u_a , u_b и u_c , који постоје на излазним прикључцима инвертора, одређују вектор статорског напона који се може представити својим пројекцијама u_{α} и u_{β} на осе правоуглог стационарног $\alpha\beta$ координатног система (сл. 8.1). Због дискретне природе фазних напона, вектор излазног напона инвертора може бити једнак нули или узети једну од шест расположивих вредности различитих од нуле. Сваком од осам прекидачких стања одговара по један напонски вектор. Прекидачка стања 000 и 111, при којима су укључени сви доњи (000) или сви горњи (111) прекидачи, генеришу напонске векторе $V_0 = V_7$ чије су амплитуде једнаке нули и који се налазе у координатном почетку (сл. 8.1). Прекидачка стања одређују начин на који се фазне струје пресликавају у струју међукола. Код примене једног од активних вектора ($V_1 - V_6$), струја међукола је једнака једној од фазних (излазних) струја. Вредности које струја међукола може имати код примене активних вектора су $+i_a$, $-i_a$, $+i_b$, $-i_c$. У случају када се генеришу нулти вектори (стања 000 и 111) струја у међуколу је једнака нули. Вредности које узима струја међукола i_{DC} у различитим прекидачким стањима дате су у табели 8.1. Имајући у виду околност да је збир фазних струја једнак нули, може се закључити да је реконструкција фазних струја из струје међукола могућа под условом да се у сваком комутационом интервалу прибављају одбирци барем за две фазне струје. Дакле, у сваком интервалу се мора имати циклус прекидачких стања који има бар два различита активна вектора одабрана тако да се у струји међукола рефлектују (табела 8.1) две различите фазне струје.

Табела 8.1. Вредности струје једносмерног међукола за 8 прекидачких стања напонског инвертора. Код прекидачког стања (ABC) састоји се од 3 бита који показују да је укључен горњи (1) или доњи (0) прекидач једне од три фазе инвертора:

$V_0 = 000 \implies i_{DC} = 0$	$V_4 = 011 \implies i_{DC} = -i_a$
$V_1 = 100 \implies i_{DC} = +i_a$	$V_5 = 001 \implies i_{DC} = + i_c$
$V_2 = 110 \implies i_{DC} = -i_c$	$V_6 = 101 \implies i_{DC} = -i_b$
$V_3 = 010 \implies i_{DC} = +i_b$	$V_7 = 111 \implies i_{DC} = 0$

У стационарном αβ координатном систему, активни (ненулти) напонски вектори формирају шестоугао. Сектори шестоугла су на слици 8.1 обележени бројевима од 1 до 6. Уобичајене технике модулације претпостављају апроксимацију вектора референтног напона, који се налази унутар једног од шест сегмената шестоугла, секвенцом од три вектора који се циклично смењују у току комутационог периода [95]. Најчешће се користи секвенца која садржи један нулти и два активна вектора чија је просторна оријентација најближа оријентацији (углу) референтног напонског вектора и који дефинишу сектор у коме се референтни вектор налази. У даљем разматрању, претпоставимо да је оса фазног намотаја А мотора за наизменичну струју постављена у правцу осе α стационарног координатног система те да исти правац има и вектор $V_1 = 100$ (табела 8.1). Редослед одабраних вектора у оквиру секвенце не утиче на резултујућу средњу вредност напона, али делује на прекидачке губитке и валовитост струје. Редослед вектора се може оптимизирати тако да задовољава неки од унапред задатих критеријума. У посматраној секвенци од три вектора сваки од њих одговара једном прекидачком стању инвертора. У току нултог вектора, струја међукола једнака је нули (табела 8.1). Присуство два различита активна вектора омогућује прикупљање одбирака две фазне струје, док се негативна вредност треће добија као збир прве две.

Претпостављајући да се вектор задатог напона налази у првом сектору шестоугла ($0 < \theta_u < \pi/3$), секвенца напонских вектора укључиваће, како је показано на слици 8.1, векторе који су у табели 8.1 означени са V_1 , V_2 и V_0 . Временски интервали T_1 , T_2 и T_3 у току којих се примењују вектори V_1 , V_2 и V_3 могу се израчунати на основу амплитуде и просторне оријентације референтног вектора [26,95]. Према табели 8.1, струја у међуколу једнака је позитивној вредности фазне струје i_a у току интервала T_1 , негативној вредности струје у фази С ($-i_c$) у току интервала T_2 , док се код примене нултог вектора има струја међукола која је једнака нули. Временски дијаграми приказани на слици 8.2 добијени су за случај када се референтни вектор налази унутар првог сектора шестоугла, али се слични дијаграми могу лако добити и за преостале секторе.



Слика 8.2. Изглед струје у међуколу погонског претварача за случај да је аргумент средње вредности напона у интервалу од 0 до π/3. Горњи траг илуструје одабрану секвенцу напонских вектора и њихово трајање. Приказан је и облик струје у фазама A и B, као и струје у једносмерном међуколу (траг који је приказан на дну слике).

Показаћемо да је могуће одредити тренутну вредност активне и реактивне снаге обрадом сигнала струје у међуколу и ширински модулисаних импулса за управљање прекидачима инвертора. Уочимо да се фрагмент струје $+i_a$ добија у току интервала када је примењен вектор V_1 , активни вектор који у односу на вектор задатог напона стоји у смеру казаљке на часовнику (CW – *Clockwise*). Слично томе фрагмент $-i_c$ добијамо код примене вектора V_2 , активног вектора лоцираног у смеру супротном (ССW – *Counter Clockwise*) од смера кретања казаљке на часовнику. Показаћемо да се сигнали *P* и *Q* могу добити на основу суме и разлике СW и ССW фрагмената струје међукола. Претпоставимо да је тренутна вредност реактивне снаге (па самим тим и реактивна снага у стационарном стању) коју узима асинхрони мотор позитивна, па је позитиван и угао φ за који референтни напон фазно предњачи магнетопобудној сили (тј. вектору статорске струје). Обележимо ли амплитуду вектора струје са *I*, при чему је $i_{\alpha}^{2} + i_{\beta}^{2} = I^{2}$, уз занемарење валовитости струје добијамо да је:

$$i_{a}(t) = I \cos(\theta_{u} - \varphi),$$

$$i_{b}(t) = I \cos\left(\theta_{u} - \frac{2\pi}{3} - \varphi\right),$$

$$i_{c}(t) = I \cos\left(\theta_{u} - \frac{4\pi}{3} - \varphi\right).$$

(8.1)

У стационарном стању је $\theta_u = \omega t$, па су фазне струје простопериодичне и чине симетричан трофазни систем. У току прелазних појава амплитуда струје *I*, фаза φ и угао референтног напона θ_u варирају. У оваквом режиму, из напонског вектора и компоненте струје која је колинеарна са вектором задатог напона $(i_P = I \cos(\varphi))$, и компоненте која је на њега нормална $(i_Q = I \sin(\varphi))$, могуће је добити средњу вредност активне и реактивне снаге у току једне периоде $T_o = 2\pi/\omega$ учестаности напајања:

$$P = K U i_P, \qquad (8.2)$$

$$Q = K U i_Q. \tag{8.3}$$

Коефицијент *K* у једначинама (8.2) и (8.3) зависи од начина на који је примењена Кларкова двофазно-трофазна трансформација која фазне величине (*a*, *b*, *c*) трансформише у правоугли стационарни $\alpha\beta$ координатни систем (сл. 8.1). Најчешће се користи трансформација са водећим коефицијентом $K_T = 2/3$ која даје векторе у $\alpha\beta$ координатном систему чија је амплитуда једнака вршним вредностима оригиналних фазних величина. У овом случају, коефицијент *K* у једначинама (8.2) и (8.3) узима вредност K = 3/2. У горњој једначини је са *U* означена амплитуда напонског вектора ($u_{\alpha}^2 + u_{\beta}^2 = U^2$), бројно једнака вршној вредности напона који постоји на једном фазном намотају.

У оквиру управљачког хардвера начињеног за потребе управљања експерименталним погоном, за сепарацију СW сегмената струје међукола од CCW сегмената користе се ширински модулисани импулси. У случају да се вектор задатог напона налази у првом сектору шестоугла, CW сегмент струје се добија за време док траје прекидачко стање које резултује активним вектором V_1 , када је струја међукола једнака $+i_a$. На исти начин, CCW сегмент струје међукола се добија као фрагмент фазне струје $-i_c$, док је његово трајање условљено применом вектора V_2 .

За сепарацију сегмената струје коришћени су аналогни прекидачи и F/H (*Filter-and-Hold*) кола. при раздвајању СW и CCW сегмената, декодовање је олакшано чињеницом да у коду напонских вектора V_1 , V_3 и V_5 (100, 010, 001) постоје две нуле и једна јединица, док се у коду вектора V_2 , V_4 и V_6 (110, 011, 101) имају две јединице и једна нула. Захваљујући поменутом, једноставнија је имплементација логичке функције на основу које се управља аналогним прекидачима.

Средња вредност СW и ССW сегмената струје може се израчунати за сваки од шест сегмената шестоугла. Потребно је познавати трајање *T* периоде комутација као и напон E_{DC} који постоји у једносмерном међуколу. Израчунавање средње вредности CW и CCW сегмената захтева познавање индекса модулације 0 < m < 1 који је једнак односу амплитуде референтног напона и максималне вредности напона која се може добити на излазу из инвертора. Ако се при томе претпостави да је брзина ротације вектора задатог напона у посматраном интервалу времена константна, те да се он налази у првом сектору шестоугла, за средње вредности CW и CCW струјних сегмената добијамо следеће изразе:

$$I_{CW}^{AV} = \frac{1}{\pi/3} \int_{0}^{\pi/3} i_{a}(\theta) \frac{t_{1}(\theta)}{T} d\theta = mI \left[\frac{1}{2} \cos(\varphi) - \frac{1}{2\sqrt{3}} \sin(\varphi) + \frac{3}{2\pi} \sin(\varphi) \right],$$

$$I_{CCW}^{AV} = \frac{-1}{\pi/3} \int_{0}^{\pi/3} i_{c}(\theta) \frac{t_{2}(\theta)}{T} d\theta = mI \left[\frac{1}{2} \cos(\varphi) + \frac{1}{2\sqrt{3}} \sin(\varphi) - \frac{3}{2\pi} \sin(\varphi) \right]$$
(8.4)

Из ових израза можемо одредити средњу вредност активне и реактивне снаге које постоје у току једне периоде основне компоненте (фундаментала) излазног напона:

$$I_{CW}^{AV} + I_{CCW}^{AV} = mI \ \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\varphi) = \frac{P^{AV}}{E_{DC}} = \frac{P^{AV}}{\sqrt{3}U_{max}} = K_U P^{AV},$$

$$I_{CW}^{AV} - I_{CCW}^{AV} = mI \ \frac{\sqrt{3}}{3} \left[\frac{3}{\pi} - \frac{1}{\sqrt{3}} \right] \sin(\varphi) = K_X \frac{Q^{AV}}{E_{DC}} = K_X \frac{Q^{AV}}{\sqrt{3}U_{max}} = K_X K_U Q^{AV}$$
(8.5)

где је U_{max} највећа остварива амплитуда напонског вектора у $\alpha\beta$ координатном систему, $K_X = 0,377$ константа, док је K_U коефицијент пропорционалан напону у међуколу E_{DC} . Овако добијени сигнали могу се користити у сврху надзора и оцене променљивих стања погона са асинхроним мотором који ради у квазистационарном стању. При овоме се под квазистационарним стањем подразумева режим у коме је трајање прелазних појава за ред величине веће од једне периоде учестаности напајања ($2\pi/\omega$). Сигнали активне и реактивне снаге добијени према једначини (8.5) не могу бити коришћени као сигнали повратне спреге у систему за регулацију флукса и момента, осим у ретким случајевима када би захтевани одзив момента и флукса асинхроног мотора био за ред величине спорији од временских константи електричног подсистема погона. Очекивана брзина одзива савремених

погона са асинхроним мотором је таква да се већ код погона средњих перформанси тражи да време смирења прелазних појава у регулацији момента буде мерено милисекундама. Потребно је, дакле, наћи начин да се из сигнала струје међукола издвоји информација о активној и реактивној снази (једначине 8.2 и 8.3) на начин који би имао знатно већи пропусни опсег него што га има приступ исказан једначином (8.5). Да би се ово постигло, мора се изменити начин обраде сигнала. Сегменти струје међукола су претходно усредњавани у току једне периоде излазног напона, чиме је добијан сигнал средње вредности активне и реактивне снаге у једној периоди фундаментала. Ради постизања већег пропусног опсега и самим тим веће брзине реаговања, потребно је начинити покушај да се обезбеде сигнали пропорционални активној и реактивној снази у много краћем временском интервалу. Најкраћи интервал у коме се поменути подаци могу добити је једна периода комутација. Потребно је, дакле, усредњавати сегменте струје међукола у току сваког комутационог интервала. Имајући у виду да је у свим практичним применама комутациона учестаност већа од 1 kHz, закључује се да су сигнали P и Q, усредњени у току једне периоде комутација, за потребе управљања моментом и флуксом асинхроног мотора једнако добри као и тренутне вредности истих величина. Потврду исправности оваквог разматрања даје рад [96] у коме се сигнали повратне спреге по статорској струји усредњавају у току комутационе периоде и при томе добија задовољавајући пропусни опсег у регулацији струје.

8.4. Одређивање тренутних вредности активне и реактивне снаге

Полазећи од слике 8.1, средње вредности струјних сегмената I_{CW} и I_{CCW} у току једне периоде комутације T могу се добити као:

$$I_{CW}^{MED} = \frac{1}{T} \int_{nT}^{(n+1)T} I_{CW}(t) dt = \frac{1}{T} \int_{nT}^{nT+t_1} i_a(t) dt = m I \cos(\theta - \varphi) \sin(\pi/3 - \theta),$$

$$I_{CCW}^{MED} = \frac{1}{T} \int_{nT}^{(n+1)T} I_{CCW}(t) dt = \frac{1}{T} \int_{nT+t_1}^{nT+t_1+t_2} (-i_c(t)) dt = m I \cos(\theta - \varphi - \pi/3) \sin(\theta). \quad (8.6)$$

У овој једначини, θ је угаони померај вектора референтног напона у односу на активни напонски вектор у CW смеру. Као пример, потребно је узети сектор 1 у коме улогу CW активног вектора има V_1 па је $\theta = \theta_u - \arg(V_1) = \theta_u$. На сличан начин се померај θ може одредити за свих шест сектора шестоугла. За средњу вредност суме и разлике струјних сегмената I_{CW} и I_{CCW} добијамо:

$$C = T(I_{CW}^{MED} + I_{CCW}^{MED}) = mTI \frac{\sqrt{3}}{2} \cos(\varphi),$$

$$D = T(I_{CW}^{MED} - I_{CCW}^{MED}) = mTI(-\frac{1}{2} + \cos(\delta)) \sin(\varphi) + mTI \sin(\delta) \cos(\varphi)$$
(8.7)

где је $\delta = \pi/3 - 2\theta$. Сигнале *C* и *D* добијене у једначинама (8.7) можемо директно користити у израчунавању тренутних вредности активне и реактивне снаге. Начин на који се *P* и *Q* могу одредити уз минималан садржај шума, дат је на слици 8.3.

Филтрирани одбирци сигнала *C* и *D* се преко A/D конвертора преводе у дигиталну форму и смештају у меморију дигиталног погонског контролера. Обрада сигнала приказана сликом 8.3 програмски се имплементира и захтева познавање $\delta = \pi/3 - 2\theta$ као једног од улазних сигнала.

Ширински модулисани импулси за контролу инверторских прекидача генерисани су у периферијском уређају (дигиталном модулатору) захваљујући познатој амплитуди U и углу θ_u референтног напона [297]. Једновремено са генерисањем ширински модулисаних импулса [26,95] стварају се и управљачки сигнали за контролисање стања аналогних прекидача СW и ССW датих на слици 8.3. Додатне информације о експерименталној поставци дате су у одељку који приказује резултате начињеног експеримента.



Слика 8.3. Поступак одређивања тренутних вредности активне и реактивне снаге на основу сигнала струје у међуколу претварача. Прекидачи обележени са CW и CCW се укључују и искључују у функцији прекидачког стања трофазног инвертора. У оквиру блока који генерише сигнал Q_x , дељење се не врши уколико је $|\delta| = \pi/3$, већ се тада задржава претходно добијена вредност Q_x .

202

Присуство неопходног мртвог времена у управљању прекидачима инвертора доводи до тога да се добијени излазни напон у реалном случају разликује од задате вредности. Под мртвим временом се подразумева пауза од две до три микросекунде која постоји од тренутка када искључимо један од транзистора у једној фази инвертора (нпр. доњи) до тренутка када доведемо сигнал за укључење на управљачку електроду њему комплементарног (горњег) транзисторског прекидача. Ова пауза је потребна да би се у искљученом транзистору снаге рекомбиновали мањински носиоци и завршили други прелазни процеси чијим окончањем је транзистор доведен у стање у коме може успешно блокирати напон директне поларизације, какав ће се неминовно успоставити када се коначно укључи њему комплементаран транзистор. У току мртвог времена, струја постоји у једној од повратних (free-wheeling) диода. Излазни напон тада није дефинисан управљачким сигналима већ он зависи од смера струје у фазном намотају мотора. У зависности од смера струје, излазни напон одступа од задате вредности при улазној или силазној ивици напонског импулса. Тренутна вредност активне снаге Р добијена према једначинама (8.5) и (8.7) зависи од средње вредности укупне струје међукола у току периоде комутације па самим тим не зависи од поменутог мртвог времена. Међутим, мртво време може утицати на оцену реактивне снаге. Комутација аналогних прекидача СW и ССW на слици 8.3 одговара транзицији између активног вектора V_1 и вектора V_2 на слици 8.2. Измена стања аналогних прекидача мора се догодити у истом тренутку када и комутација у посматраној фази инвертора. Ово се постиже тако што се за управљање прекидачима СШ и ССШ (сл. 8.3) користе ширински модулисани сигнали, које генерише дигитални модулатор и који одређују прекидачко стање инверторских прекидача. Присуство мртвог времена може довести до кашњења комутације инвертора у односу на управљачки сигнал, због чега се може појавити грешка у оцени реактивне снаге. Потребно је приметити (сл. 8.2) да тренутак када се обавља транзиција V_1/V_2 зависи од знака струје у фази В. За случај $i_b > 0$ поменута транзиција касни у односу на управљачке сигнале за мртво време Δt_{lock} . У случају када је $i_b < 0$, мртво време не проузрокује никакво кашњење јер је тада актуелна комутација инверторских прекидача временски усклађена са ширински модулисаним импулсима. Разлог овоме је што се у случају $i_h < 0$ непосредно пре посматране комутације има струја у транзистору (а не у диоди) доњег прекидача инверторске фазе В. Вредност излазног напона се мења одмах након укидања управљачког сигнала на доњем транзистору. Посматрани транзистор се веома брзо искључује и његову струју преузима диода везана паралелно транзистору у горњем прекидачу фазе В. У току посматране комутације, струја i_b биће негативна уколико је фазно кашњење статорске струје у односу на статорски напон веће од $\varphi = \pi/6$. У том случају мртво време не утиче на добијену вредност тренутне реактивне снаге па није потребно чинити никакве додатне мере у циљу компензације мртвог времена.

Уколико је фазно заостајање $\varphi = \operatorname{arctg}(Q/P)$ мање од $\pi/6$, потребно је компензовати ефекте мртвог времена како би се добила коректна оцена реактивне снаге Q. Компензација ефеката мртвог времена подразумева померање сигнала за управљање аналогним прекидачима CW и CCW (сл. 8.3), како би CW/CCW комутација аналогних прекидача одговарала тренутку када се догађа комутација у инвертору. Угао $\varphi = \operatorname{arctg}(Q/P)$ може се одредити на основу сигнала активне и реактивне снаге из претходне периоде комутација. Уочимо да се током две сукцесивне периоде има релативно мала промена $\Delta \varphi = \varphi_{(n+1)} - \varphi_{(n)}$, па се предикцијом CW/CCW комутације на основу сигнала P и Q добијених из претходне комутационе периоде чини веома мала грешка. За случај у коме је $\phi < \pi/6$, компензација ефеката мртвог времена може бити начињена програмски. Транзицију CW/CCW (сл. 8.3) треба начинити са кашњењем Δt_{lock} у односу на тренутак $nT + t_1$. Аналогни прекидач ССW треба отворити са кашњењем од Δt_{lock} без обзира на знак струје у статорским намотајима. Овакав начин управљања ССШ прекидачем не доводи до грешке у оцени Р и Q. У секвенци напонских вектора који се користе у посматраној периоди комутације, пар активних напонских вектора V_1 и V_2 праћен је нултим вектором V_0 или V_7 у току којих је струја међукола једнака нули, тако да кашњење у отварању аналогног прекидача CCW (сл. 8.3) не утиче на вредност релевантних сигнала, датих једначинама (8.6) и (8.7).

Слика 8.4 приказује експериментално добијене сигнале C и D. У току извођења експеримента, погон је радио у отвореној петљи (без повратне спреге). Учестаност напајања је скоковито промењена са 16 Hz на 25 Hz при чему је однос U/f одржан константним. Асинхрони мотор је спрегнут са фрикционом кочницом подешеном тако да се при учестаности од 16 Hz на вратилу мотора развија номинални момент. Фрагменти СW и ССW импулса струје међукола обрађени су у предфилтру и одабирачу (сл. 8.3), и тако су добијени сигнали C и D. Пресечна учестаност филтра је постављена на 150 Hz али се у оба трага још увек види значајан комутациони шум.

Горњи траг C (сл. 8.4) одговара активној снази и у њему нема нискофреквентних флуктуација. У сигналу реактивне снаге (траг D) уочава се валовитост на учестаности шест пута већој од основне што је у складу са једначином (8.7) и дефиницијом угла δ на слици 8.3. Да би се добио сигнал тренутне вредности реактивне снаге који нема поменуте пулсације, потребно је обрадити добијене сигнале на начин приказан у десном делу слике 8.3. Сигнали C и D се интегришу (усредњавају) у току периоде комутација T и доводе на A/D конвертор, који дигитализује њихову средњу вредност добијену на крају сваке од периода. Након узимања одбирака, интегратори се ресетују (празне) помоћу засебног пара аналогних прекидача. Аналогни прекидачи су повезани паралелно са кондензаторима који се користе за интеграцију аналогних сигнала C и D. Одмах по ресету, кондензатори су приправни за процес усредњавања сигнала у наредној периоди. Осим поменуте аналогне интеграције, познате под називом *filter-and-hold*, све остале поступке обраде сигнала (сл. 8.3) и управљачке акције извршава микропроцесор.


Слика 8.4. Резултати мерења сигнала *C* и *D* добијених поступком који је приказан на слици 8.3. Сигнали *C* и *D* су добијени у току рада експерименталног погона у отвореној петљи. Оба посматрана сигнала су филтрирана помоћу нископропусног филтра првог реда са функцијом преноса $(1 + s \tau)^{-1}$ и временском константом $\tau = 1$ ms.

Сигнали активне и реактивне снаге, добијени помоћу предложеног алгоритма за обраду сигнала струје у међуколу (сл. 8.3), проверени су мерењем на експерименталној поставци. Услови у којима је експеримент начињен били су исти као и у претходном случају (сл. 8.4). Експериментално добијена промена сигнала P_x и Q_x приказана је на слици 8.5. Ови сигнали су пропорционални тренутним вредностима i_P и i_Q компоненти статорске струје (једначине 8.2 и 8.3). Уочити (сл. 8.3) да је прорачун реактивне снаге суспендован у тренуцима када се за аргумент θ_u вектора напона има целобројни умножак $\pi/3$. Ово се догађа изузетно ретко па се на поменути начин активна и реактивна снага могу одређивати практично у свим случајевима, осим у оном хипотетичком случају када је брзина ротације напонског вектора једнака нули, док је аргумент заустављен на вредности $n\pi/3$. 206



Слика 8.5. Резултати мерења тренутних вредности активне и реактивне снаге на експерименталном погону. Сигнали *P_x* и *Q_x* су добијени поступком за обраду сигнала који је приказан на слици 8.3. У току извођења експеримента, статорска учестаност је скоковито промењена са 16 Hz на 25 Hz.

8.5. Одређивање компоненти вектора статорске струје на основу тренутних вредности активне и реактивне снаге

Тренутне вредности активне и реактивне снаге, реконструисане на основу податка о струји међукола и ширински модулисаних импулса, могу послужити за одређивање компоненти вектора статорске струје у произвољном координатном систему. Различити приступи управљању флуксом и моментом асинхроног мотора могу захтевати познавање пројекција статорске струје на осе стационарног координатног система (i_{α} и i_{β}) или расположивост података о компонентама i_d и i_q статорске струје у синхроно ротирајућем координатном систему. Ове компоненте се могу одредити на основу активне и реактивне снаге P и Q (сл. 8.3) и податка о вектору статорског напона.

Амплитуда U и просторна оријентација θ_u вектора статорског напона једнозначно одређују његове компоненте у синхроном (dq) и стационарном ($\alpha\beta$) координатном систему [26]. У односу на напон, вектор статорске струје заостаје за угао φ . У стационарним и квазистационарним стањима промене угла φ одређују активну ($i_P = I\cos\varphi$) и ортогоналну ($i_Q = I\sin\varphi$) компоненту струје. Могуће је дефинисати *ху* координатни систем тако да су пројекције вектора напона на његове осе $U_Y = U$ и $U_X = 0$, из чега се закључује да ће пројекције вектора статорске струје на осе *ху* координатног система бити $i_Y = i_P$ и $i_X = i_Q$. Тренутне вредности активне и реактивне снаге се могу изразити у функцији пројекција вектора напона и струје на осе *ху*, $\alpha\beta$ или *dq* координатног система:

$$P = KUi_{P} = KU_{Y}i_{Y} = K(U_{\alpha}i_{\alpha} + U_{\beta}i_{\beta}) = K(U_{d}i_{d} + U_{q}i_{q}),$$

$$Q = KUi_{Q} = KU_{Y}i_{X} = K(U_{\beta}i_{\alpha} - U_{\alpha}i_{\beta}) = K(U_{q}i_{d} - U_{d}i_{q}).$$
(8.8)

Уколико су ефекти мртвог времена компензовани, тада се компоненте напонског вектора у xy координатном систему могу добити на основу података о задатој ширини напонских импулса. Овакви подаци су присутни у меморији погонског контролера. На основу сигнала P и Q добијених на излазу предложене структуре за обраду сигнала (сл. 8.3), могуће је одредити компоненте вектора струје:

$$i_{\alpha} = \frac{1}{K} \frac{Pu_{\alpha} + Qu_{\beta}}{u_{\alpha}^{2} + u_{\beta}^{2}} = \frac{1}{K} \frac{Pu_{\alpha} + Qu_{\beta}}{U^{2}}, \quad i_{\beta} = \frac{1}{K} \frac{Pu_{\beta} - Qu_{\alpha}}{u_{\alpha}^{2} + u_{\beta}^{2}} = \frac{1}{K} \frac{Pu_{\beta} - Qu_{\alpha}}{U^{2}},$$
$$i_{d} = \frac{1}{K} \frac{Pu_{d} + Qu_{q}}{u_{\alpha}^{2} + u_{\beta}^{2}} = \frac{1}{K} \frac{Pu_{d} + Qu_{q}}{U^{2}}, \quad i_{q} = \frac{1}{K} \frac{Pu_{q} - Qu_{d}}{u_{\alpha}^{2} + u_{q}^{2}} = \frac{1}{K} \frac{Pu_{q} - Qu_{d}}{U^{2}}. \quad (8.9)$$

Компоненте статорске струје i_{α} и i_{β} биће коришћене у формулисању закона управљања флуксом и моментом асинхроног мотора без сензора на вратилу, приказаног у наредном одељку.

8.6. Одређивање просторне оријентације роторског флукса

Распрегнуто управљање моментом и флуксом асинхроног мотора захтева познавање просторне оријентације флукса статора, ротора или флукса у ваздушном зазору. Уколико се синхроно ротирајући dq координатни систем постави тако да је његова оса d колинеарна са вектором роторског флукса, тада је распрегнуто управљање омогућено тиме што појаве у q оси одређују промену покретачког момента док појаве у d оси одређују амплитуду флукса. Највећи број управљачких структура које раде без давача на вратилу (*sensorless*) заснивају се на директном векторском управљању имплементираном у dq координатном систему. Разлике између појединих приступа огледају се у начину на који се одређује просторна оријентација dq система, тј. просторна оријентација роторског флукса. Брзина ω_{dq} и позиција θ_{dq} синхроно ротирајућег координатног система могу се добити из α и β компоненти флукса статора, ротора или флукса у ваздушном зазору. Флукс асинхроног мотора се може оценити на основу података о терминалним напонима и струјама, коришћењем структура као што су естиматори или опсервери флукса. У основи, оцена флукса се ослања на интеграцију детектоване електромоторне силе. Неки аутори препоручују самосинхронизацију dq координатног система на бази фазно спрегнуте петље (PLL – *Phase Locked Loop*) где се брзина ω_{da} добија као сигнал на излазу из контролисаног осцилатора у оквиру PLL структуре. Овако добијена брзина указује на координатни систем у коме је реконструисани вектор флукса нормалан на q осу. Други аутори [299] одређују брзину ротације dq система у зависности од струјне грешке у q оси (Δi_q) што резултује структуром која је слична фазно спрегнутој петљи. Самосинхронизација dq координатног система захтева познавање тренутних вредности струја i_{α} и i_{β} . Премда се ови сигнали могу добити из величина Р и Q, оваква информација није еквивалентна оној која би се добила директним мерењем. Поред шума који је присутан у Р и О сигналима (слике 8.4 и 8.5), реконструкција статорске струје из сигнала Р и Q дели недостатке заједничке за све приступе реконструкцији статорских струја из струје међукола. Недостаци укључују непоуздану оцену струје у случају када су напонски импулси изузетно узани. Овај ефекат је нарочито изражен у случајевима када је угао између напонског вектора и осе фазног намотаја А близак целобројном умношку $\pi/3$. Из поменутих разлога, овде се предлаже самосинхронизација dq координатног система која за улазне податке има амплитуду напона (U) и тренутне вредности активне и реактивне снаге (P, Q). Овакав приступ искључује потребу за директним мерењем статорских струја.

У једначинама (8.10) и (8.11) напонски баланс у d и q оси изражен је у функцији компонената статорске струје и флукса у dq координатном систему, који ротира брзином ω_{dq} . Претпостављајући да је флукс константан (што је и циљ регулације), изводи флукса у једначинама (8.10) и (8.11) постају једнаки нули. Уз наведену претпоставку добија се једначина (8.12) која статорски напон U израчунава у функцији струја, флуксних обухвата, брзине ω_{dq} и параметара мотора.

$$u_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{\mathrm{d}\psi_{ds}}{\mathrm{d}t} - \omega_{dq}\psi_{qs}, \qquad (8.10)$$

$$u_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{\mathrm{d}\psi_{qs}}{\mathrm{d}t} + \omega_{dq}\psi_{ds} , \qquad (8.11)$$

$$U^{2} = u_{ds}^{2} + u_{qs}^{2} =$$
$$= R_{s}^{2} \left(i_{ds}^{2} + i_{qs}^{2} \right) + \omega_{dq}^{2} \left(\psi_{ds}^{2} + \psi_{qs}^{2} \right) + 2R_{s} \omega_{dq} \left(\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds} \right).$$
(8.12)

Једначина (8.12) повезује угаону брзину обртања ω_{dq} са амплитудама напона, струје и флукса. Амплитуде струје и флукса сада се могу изразити као:

$$i_s^2 = i_{ds}^2 + i_{as}^2 , \qquad (8.13)$$

$$\psi_s^2 = \psi_{ds}^2 + \psi_{qs}^2. \tag{8.14}$$

Уз претпоставку да се губици у магнетском колу могу занемарити, што је сасвим оправдано при малим брзинама обртања, улазну снагу можемо изразити као:

$$P_{in} = R_s i_s^2 + \omega_{dq} (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}).$$
(8.15)

Уводећи изразе (8.13) и (8.15) у једначину (8.12) можемо амплитуду напона изразити у функцији амплитуде флукса, тренутне вредности активне и реактивне снаге, угаоне брзине ω_{dq} и статорског отпора R_s :

$$U^{2} = -R_{s}^{2}i_{s}^{2} + \omega_{dq}^{2}\psi_{s}^{2} + 2R_{s}P_{in} = \omega_{dq}^{2}\psi_{s}^{2} + 2R_{s}P - \frac{R_{s}^{2}}{K^{2}U^{2}}(P^{2} + Q^{2}).$$
(8.16)

Под условом да су познате величине U, ψ_s, P, Q и параметар R_s , угаона брзина обртања dq координатног система може се одредити према изразу:

$$\left|\omega_{dq}\right| = \sqrt{\frac{U^2 + \frac{R_s^2}{K^2 U^2} (P^2 + Q^2) - 2R_s P}{\psi_s^2}} .$$
(8.17)

У једначини (8.17), брзина ω_{dq} се израчунава у зависности од тренутних вредности активне и реактивне снаге. У току извршених експеримената, оцена статорског флукса ψ_s је добијена коришћењем естиматора приказаног на слици 8.6. Добијена оцена флукса ψ_s је лимитирана и филтрирана пре увођења у израз (8.17). Потребно је уочити да предложени алгоритам самосинхронизације не захтева познавање статорских струја, електромоторних сила, нити познавање просторне оријентације роторског флукса. Довољно је познавати амплитуду напона, амплитуду флукса и тренутне вредности активне и реактивне снаге добијене поступком приказаним на слици 8.3.

Једначина (8.17) даје апсолутну вредност брзине ω_{dq} али не даје податак о смеру обртања. Поред овога, због могућих одступања у параметру R_s , оцена брзине дата изразом (8.17) може бити непоуздана уколико учестаност напајања ω_{dq} постане мања од односа $R_s I_{nom}/U_{nom}$, сматрајући при томе да су све променљиве и параметри овакве неједнакости изражене у релативним јединицама. Из поменутих разлога, предложени погонски регулатор, приказан на слици 8.7, користи оцену брзине обртања dq координатног система, добијену према једначини (8.17), само у случају када је релативна вредност учестаности напајања мотора већа од релативне вредности пада напона на статорском отпору ($R_s I_{nom}$).



Слика 8.6. Алгоритам за оцену покретачког момента и флукса на бази тренутних вредности активне и реактивне снаге и задатих вредности статорског напона.

Блок дијаграм предложеног регулатора (сл. 8.7) има два прекидача, означена са SW₁ и SW₂. Овим прекидачима се бира начин на који се оцењује брзина обртања *dq* координатног система ω_{dq} . Уколико је брзина обртања вратила, па самим тим и учестаност напајања довољно велика, укључен је прекидач SW₁. Тада се брзина обртања ω_{dq} добија према једначини (8.17). Уколико се при раду погона брзина обртања вратила сведе на вредност блиску нули, учестаност напајања статорског намотаја може постати тако мала да оцена брзине ω_{dq} добијена из израза (8.17) постане неупотребљива. Тада је потребно отворити прекидач SW₁ и затворити SW₂. Оцена брзине обртања *dq* координатног система је у новонасталој ситуацији (SW₂ = ON) пропорционална покретачком моменту. Сматра се да је брзина обртања учестаности клизања ($\omega_r = 0 \implies \omega_{dq} = \omega_{slip} + \omega_r = \omega_{slip}$). Ова претпоставка заснована је на чињеници да ће режим SW₂ = ON постојати искључиво у случају да релативна вредност брзине постане мања од релативне вредности отпора статорског намотаја или релативне вредности номиналног клизања.

У току експеримената, уочено је да предложени алгоритам самосинхронизације (SW₁ = ON на сл. 8.7) даје задовољавајуће резултате и при малим брзинама обртања вратила, па чак и у случају када је ротор заустављен, под условом да се смер обртања магнетског поља не мења. Код покретања електричних возила, електрични погон може бити управљан у режиму SW₁ = ON и при томе убрзати из заустављеног стања имајући притом потпуну контролу над моментом и флуксом. Возило, међутим, не би било могуће зауставити на контролисан начин ако се не би активирао и режим SW₂ = ON (SW₁ = OFF). Наиме, у фази кочења постоји негативни момент па је тада и клизање негативно. Како је $\omega_{dq} = \omega_{slip} + \omega_r$, присуство негативног клизања ће захтевати да се при заустављању (тј. достизању нулте брзине) накратко промени смер обртања поља. Стабилан начин заустављања се

210

може остварити само у случају да се при достизању веома малих учестаности пређе у режим SW₂ = ON. Блок SG на слици 8.7 множи задату вредност момента појачањем R_r/ψ_s^2 и тако се добија сигнал ω_{slip} који се доводи на селекторски прекидач SW₂. Уколико је ротор заустављен или је брзина обртања вратила блиска нули (SW₂ = ON), брзина обртања *dq* координатног система је бројно једнака прорачунатом клизању, које при кочењу узима негативне вредности.

Посматрајући случај у коме се предложени алгоритам користи за управљање асинхроним мотором у погону електричног возила, може се закључити да ће у току циклуса који садржи фазу покретања, залетања, вожње константном брзином и заустављања до стања мировања, структура на слици 8.7 изменити режиме $SW_2 = ON$, потом $SW_1 = ON$, и коначно $SW_2 = ON$ при самом заустављању. Уколико се при заустављању има режим $SW_1 = ON$ и при томе оцена брзине обртања ротора $\omega_r = \omega_{da} - \omega_{slip}$ опадне испод вредности номиналног клизања, потребно је комутовати прекидаче на слици 8.7 (SW₁ = OFF, SW₂ = ON). У новој конфигурацији излаз из блока SG дефинисаће брзину обртања dq система при чему ће се понашање погона свести на случај када је ротор блокиран и примењен алгоритам индиректног векторског управљања (Blaschke [236]). На овај начин остварује се рад без давача на вратилу и потпуна контрола над моментом и флуксом при заустављању. У типичној вучној (тракционој) апликацији, овакав радни режим се догађа при сваком поласку и заустављању возила. У току убрзања, прекидач SW_1 се поново укључује, апсолутна вредност учестаности се израчунава према једначини (8.17), док се за њен знак узима вредност меморисана у тренутку комутације SW_1/SW_2 (вредност означена са CW/CCW на сл. 8.7).



Слика 8.7. Алгоритам за управљање покретачким моментом и флуксом асинхроног мотора који ради без давача на вратилу. У оквиру погонског претварача постоји само један давач струје и он мери струју међукола. Оцена покретачког момента, амплитуде и оријентације флукса је заснована на одређивању сигнала тренутних вредности активне и реактивне снаге.

У случајевима када се захтевају учестале реверзије или тражи трајан рад при изузетно малим брзинама обртања потребно је обезбедити да прелазак између два мода рада (SW₁/SW₂) буде стабилан и без трзаја. Прекидачка акција сугерисана на слици 8.7 подразумева скоковиту реконфигурацију регулатора. У тренутку комутације прекидача SW₁/SW₂, нагло се мења начин одређивања повратне спреге ω_{dq} . Овакав скок може проузроковати ударе момента и струје за случај да су различити подаци о ω_{dq} који пристижу путем прекидача SW₁ и SW₂. Да би се постигао континуалан прелаз и избегли удари струје и момента, у оквиру експерименталне поставке коришћена је структура приказана на слици 8.8.



Слика 8.8. Поступак за постепени прелазак на индиректно векторско управљање (IFOC – *Indirect Field Oriented Control*) у случају да статорска учестаност постане мања од номиналне учестаности клизања мотора. Алгоритам приказан на слици 8.7 не даје задовољавајуће резултате при екстремно малим учестаностима. Карактеристике погона се могу побољшати тако што ће се при раду са статорским учестаностима блиским нули оријентација флукса одређивати на основу сигнала $\omega_{dq(IFOC)}$.

Брзина ω_{dq} , одређена на основу струје i_q (тј. задате вредности момента) и уз претпоставку да је $\omega_r = 0$, једнака је клизању ω_{slip} , које би давао калкулатор клизања у оквиру индиректног векторског контролера (IFOC – *Indirect Field Oriented Controller*), па је сходно томе на слици 8.8 означена са $\omega_{dq(IFOC)}$. Према једначини (8.17), апсолутна вредност брзине се израчунава на основу терминалних напона и струја, како се поступа и у случају коришћења директног векторског контролера (DFOC – Direct Field Oriented Controller), због чега је овако добијена брзина на слици 8.8 означена са $\omega_{dq(DFOC)}$. Како једначина (8.17) одређује само апсолутну вредност, знак брзине $\omega_{dq(DFOC)}$ је одређен меморисањем вредности која постоји у тренутку комутације SW₂ = ON \rightarrow SW₁ = ON.

Скоковит прелазак између два режима рада избегнут је тако што се за учестаност напајања и синхронизацију dq координатног система узима линеарна комбинација $\omega_{dq(IFOC)}$ и $\omega_{dq(DFOC)}$. Тежински коефицијенти K_{IFOC} и K_{DFOC} (сл. 8.8) своју вредност мењају у функцији учестаности напајања и то на континуалан начин. Када год релативна вредност учестаности напајања опадне испод релативне вредности номиналног клизања, погон у потпуности пређе у режим $SW_2 = ON$ (IFOC-режим) док се самосинхронизација (DFOC-режим) која је у потпуности ослоњена на једначину (8.17) има уколико је учестаност напајања двоструко већа од номиналног клизања (2snom). У случају да је вредност учестаности напајања између два прага (тј. већа од учестаности номиналног клизања мотора али мања од њене двоструке вредности), брзина обртања dq координатног система добија се као линеарна комбинација $\omega_{dq(IFOC)}$ и $\omega_{dq(DFOC)}$ са варијабилним тежинским коефицијентима који су на слици 8.8 означени са K_{IFOC} и K_{DFOC} . Експериментално добијени одзиви брзине и момента при поласку и промени смера обртања показују да је сада прелазак између два поменута режима без трзаја, чиме је потврђена ефикасност структуре дате на слици 8.8.

8.7. Подешавање параметара регулатора флукса и покретачког момента

Предложени концепт управљања подразумева примену само једног погонског сензора, и то онога који мери струју у једносмерном међуколу претварача. За израчунавање брзине обртања dq координатног система потребна је и информација о статорском напону (једначина 8.17) али се напон у пракси не мора директно мерити. Уколико су ефекти мртвог времена коректно компензовани, терминални напони биће одређени вредностима дигиталних речи уписаних у дигитални ширински модулатор. Структура приказана на слици 8.3 обрађује сигнал струје једносмерног међукола и ширински модулисане импулсе, и тако даје тренутне вредности активне и реактивне снаге. Ови подаци се користе за добијање компоненти вектора статорске струје $i_{\alpha\beta}$ и вектора електромоторне силе $E_{\alpha\beta}$ у стационарном $\alpha\beta$ координатном систему, на начин приказан сликом 8.6. Компоненте статорског флукса добијају се интеграцијом (сл. 8.6) електромоторне силе $E_{\alpha\beta}$. Премда се интеграција обавља програмски, може се догодити да несавршености у виду промена у паду напона на полупроводничким прекидачима снаге или разлика у кашњењу и начину обраде сигнала за управљање прекидачима, проузрокују једносмерну компоненту (офсет) која отежава рад дигиталног интегратора у области ниских учестаности излазног напона. Излаз интегратора може имати грешку или ући у засићење и тако угрозити оцену флукса. Стога су интегратори на слици 8.6 начињени тако да буду несавршени (*leaky*). Уместо пола у координатном почетку, функција преноса несавршеног интегратора има пол који је незнатно (ε) померен у леву полураван *s*-домена. Присуство офсет-напона на улазу у несавршени интегратор сада проузрокује коначну вредност офсета на излазу, али не и кумулативно увећање напона и улазак у засићење, што би се догодило да је на месту несавршеног постављен идеални интегратор. Релевантни параметар ε је подешен на 0,04 rad/s. Оцена статорске струје и флукса користи се за реконструкцију сигнала покретачког момента и амплитуде флукса, као што је показано на слици 8.6. Добијене величине се користе за одређивање брзине обртања *dq* координатног система као и за успостављање повратне спреге по флуксу и моменту (сл. 8.7 и 8.8). Предложени алгоритам је погодан за примене које не захтевају дужи рад нити високе перформансе у области веома малих брзина.

У тракционим апликацијама је најчешће потребно управљати покретачким моментом, тј. вучном силом. Познато је да се распрегнуто управљање моментом и флуксом асинхроног мотора постиже тако што се dq координатни систем постави у положај у коме је d оса колинеарна са роторским флуксом, што омогућује да пројекција вектора статорске струје на ову осу (*d*-компонента струје, i_d) одређује амплитуду флукса док ортогонална компонента струје статора (i_a) дефинише створени покретачки момент. Оријентација dq координатног система може се одредити и према статорском флуксу. Понашање система је у том случају нешто другачије. Наиме, правци статорског и роторског флукса се разликују због коначне вредности индуктивности расипања и постојања расипног флукса. Имајући у виду да је релативна вредност сопствене индуктивности статора блиска 2, док се релативна вредност индуктивности расипања креће у опсегу од 0,1 до 0,2 може се закључити да је код већине асинхроних мотора расипни флукс знатно мањи од флукса у ваздушном зазору, па су и разлике међу векторима статорског и роторског флукса релативно мале. Из истог разлога, мала ће бити и угаона разлика у просторној оријентацији статорског и роторског флукса. Веће разлике се могу појавити у случају када асинхрони мотор развија покретачки момент који вишеструко превазилази називни, стога што су тада статорска струја и флукс расипања знатно већи. Овакав режим рада се јавља веома често код коришћења асинхроног мотора у позиционим сервомеханизмима, где је потребно да мотор при убрзавању развија момент и до десет пута већи од називног момента. Код покретања аутономних возила и других тракционих примена асинхроног мотора, захтевани покретачки момент и струја статора најчешће не превазилазе двоструку називну вредност па је оправдано претпоставити да је флукс расипања знатно мањи од укупног флукса статорског или роторског намотаја.

У случају када d оса коинцидира са правцем статорског флукса, понашање мотора биће у основи слично оном које постоји код коришћења индиректног векторског управљања, код кога d оса коинцидира са правцем роторског флукса. Разлике ће постојати у прелазним режимима где присуство расипног флукса чини да одзиви флукса и момента буду спрегнути. Дакле, транзијенти у контури за регулацију момента могу проузроковати краткотрајна одступања флукса од задате вредности, док ће промена задате вредности флукса унети мање одступање покретачког момента. Имајући у виду да динамичке карактеристике погона у тракционим апликацијама нису од кључног значаја, може се закључити да поменута несавршеност транзијентног одзива не угрожава перформансе. Стога је у разматрањима која следе претпостављено да је положај dq координатног система одређен тако да се d оса поклапа са правцем статорског флукса.

Структура регулатора флукса и момента дата је на слици 8.7. Задате вредности напона U_d и U_q генеришу се у функцији детектованих одступања флукса и момента од жељених вредности. За разлику од уобичајених имплементација векторског управљања оријентисаног према статорском флуксу, предложена шема не користи кола за распрезање јер се сматра да у конкретној примени одређени износ спреге међу контурама за регулисање момента и флукса не угрожава укупне перформансе возила. Уместо коришћења сложених структура за распрезање, ефекти нежељене спреге регулационих контура су ублажени адекватним избором параметара регулатора флукса (W_{PI}^{ψ}) и момента (W_{PI}^{M}). Опсег применљивих појачања регулатора флукса и момента је пре свега одређен величином шума који постоји у сигналима повратне спреге. Услед специфичног начина (сл. 8.3) на који се одређују тренутне вредности активне и реактивне снаге, добијени сигнали Р и Q имају шум (сл. 8.4 и 8.5), који ограничава максимална појачања регулатора. Ограничење појачања за последицу има мањи пропусни опсег и отуда умањену брзину реаговања. Може се закључити да ће карактеристике погона са предложеним регулатором дати одзив момента и флукса спорији од одзива који се добија са векторски контролисаним погоном, који има дигитални регулатор статорске струје. И поред овога, експерименти показују да је применом предложеног решења могуће добити одскочни одзив момента који се смирује за неколико милисекунди што задовољава перформансе већине погона опште намене.

За потребе експерименталне верификације, регулатори флукса $W^{\Psi}(s)$ и момента $W^{M}(s)$ су реализовани као конвенционални PI регулатори. Пропорционално дејство kp_d регулатора флукса, који се налази у d оси, подешено је тако да има релативну вредност 1. Ово значи да ће грешка флукса у номиналном износу проузроковати промену напона U_d једнаку номиналном напону статора. Релативна вредност пропорционалног појачања у q оси (регулатор момента) подешена је на 1/3, што значи да ће одступање момента у номиналном износу проузроковати промену напона U_q једнаку једној трећини номиналног напона. Појачање интегралног дејства је одређено тако да коначне нуле у функцији преноса регулатора буду $z_d = ki_d/kp_d = 10$ гаd/s за регулатор флукса, и $z_q = ki_q/kp_q = 24$ гаd/s за регулатор момента. У току експерименталног рада, уочено је да појачање kp_q има веома велики утицај на перформансе система. Његове границе су одређене шумом и електричном временском константом статорског намотаја $\tau_e = L_{pe}/R_s$. Напонске команде U_d' и U_q' (сл. 8.7) могу превазићи системско ограничење дефинисано напоном једносмерног међукола. Тада би дошло до засићења у дигиталном модулатору и до изобличења фазних напона. Да би се ова појава предупредила, напонске референце је потребно ограничити. Задате вредности напона се не ограничавају применом индивидуалних лимитера већ се ограничава амплитуда резултантног вектора. Блок ML на слици 8.7 ограничава амплитуду напонског вектора задржавајући притом неизмењену вредност његове просторне оријентације. Напонске команде су потом конвертоване у стационарни координатни систем користећи притом већ описани механизам самосинхронизације.

8.8. Експериментална верификација карактеристика погона са давачем струје у међуколу и без давача на вратилу

Предложена структура је експериментално верификована извођењем серије тестова са четворополним асинхроним мотором снаге 7,5 kW. Мотор је напајан из трофазног транзисторског инвертора са IGBT транзисторима. Напон једносмерног међукола је добијен из батерије номиналног напона 138 V. За пуњење и одржавање батерије коришћен је монофазни исправљач. Струја међукола је мерена помоћу једносмерног струјног трансформатора са Холовим елементом. Хардверски модул за обраду сигнала струје је начињен према блок дијаграму на слици 8.3 и коришћен у свим експериментима. Управљачки алгоритам је имплементиран на двопроцесорском систему са Dallas 80С320 микроконтролером и TMS320E14 сигналним процесором. У току појединих експеримената вратило мотора је спрезано са фрикционим теретом мале инерције, док је у огледима убрзања и промене смера обртања асинхрони мотор спрезан са независно побуђеном једносмерном машином. Параметри мотора и инвертора су дати у следећој табели. Ознака р.ј. се односи на релативне јединице (р.ч. – *per unit*):

Ефективна вредност номиналног линијског напона:	U_{nom}	=	90	V
Ефективна вредност номиналне струје статора:	Inom	=	58	Α
Номинална учестаност статорског напона:	f_{nom}	=	52	Hz
Еквивалентна индуктивност расипања:	L_e	=	0,16	p.j.
Отпорност једне фазе статорског намотаја:	R_s	=	0,039	p.j.
Индуктивност магнетизације:	L_m	=	1,92	p.j.
Сопствена индуктивност роторског намотаја:	L_r	=	2	p.j.
Сопствена индуктивност статорског намотаја:	L_s	=	2	p.j.

Отпорност роторског намотаја сведена на страну статора:	R_r	=	0,043	p.j.
Номинални момент који се може развити при ω_{nom} :	T_{nom1}	=	45	Nm
Полазни момент код напајања номиналним напоном:	T_{nom2}	=	35	Nm
Номинална брзина обртања:	ω_{nom}	=	1550	o/min
Еквивалентна инерција система са МЈС као теретом:	J_1	=	0,2	kgm ²
Еквивалентна инерција система са фрикционом кочницом:	J_2	=	0,09	kgm ²
Струјни капацитет трофазног инвертора:	I _{max}	=	100	А
Прекидачка учестаност:	f_{PWM}	=	2	kHz
Мртво време:	Δt_{lock}	=	5	μs

Струја једносмерног међукола је коришћена као једина повратна спрега која постоји у систему. Дигитални сигнални процесор је програмиран тако да издваја тренутне вредности активне и реактивне снаге из податка о струји међукола и ширински модулисаних импулса које генерише *Capture/Compare* периферијски уређај процесора TMS320E14.

У експерименту је коришћен систем за одређивање брзине обртања dq система приказан на слици 8.8. Мртво време је компензовано програмски, осим у случајевима када је то другачије наглашено. Компензација мртвог времена је извршена деловањем на вектор задатог напона. Задата вредност статорског напона $\vec{u}_{\alpha\beta}^{*}$ (сл. 8.8) модификована је додавањем корекционог вектора, чија је амплитуда одређена према изразу:

$$\left|\Delta \vec{u}_{\alpha\beta}\right| = k \,\Delta t_{lock} \, f_{pwm} E_{DC} \, .$$

Оријентација корекционог вектора одређена је према оријентацији вектора статорске струје:

$$\operatorname{arg}\left(\Delta \vec{u}_{\alpha\beta}\right) = \theta_u - \varphi,$$

где је θ_u оријентација референтног напона статора, док је угао φ једнак фактору снаге ($\varphi = \operatorname{arctg}(Q/P)$). При веома ниским учестаностима статорског напона ($\omega_{dq}/2\pi < 0,2 \text{ Hz}$), вектор $\Delta \vec{u}_{\alpha\beta}$ се одређује тако да је колинеаран са вектором задатог напона, јер се при тако малим учестаностима сматра да је еквивалентна импеданса мотора доминантно активна па је зато струја статора у фази са напоном.

Унутрашње променљиве као што су сигнали реконструисаног флукса и момента постоје у меморији погонског контролера и не могу се приказати на екрану осцилоскопа. Ради испитивања динамичких својстава пројектованог алгоритма управљања, унутрашње променљиве су учињене доступним преко D/A конвертора уграђених у погонски контролер. Брзина обртања вратила је мерена помоћу електромагнетског ризолвера чији су сигнали дигитално обрађени тако да је и сама брзина приказивана као аналогни сигнал на излазу једног D/A конвертора. Мерење брзине је спроведено ради испитивања статичких и динамичких карактеристика погона.

Одзив приказан на слици 8.9 добијен је тако што је погон покренут из стања мировања, потом је достигнута циљна брзина од 375 о/min, а затим промењен смер обртања. Примењен је регулатор чија је структура приказана на сликама 8.6, 8.7 и 8.8, активиран је механизам за компензацију мртвог времена, док су параметри регулације подешени тако да одговарају параметрима мотора.



Слика 8.9. Оглед залетања и реверзије погона за случај када су параметри регулације коректно подешени и када је активиран механизам за компензацију мртвог времена. Приказана је промена естимиране амплитуде статорског флукса (ψ_s^e , горњи траг), мерена брзина обртања (ω_R , траг у средини) и оцена покретачког момента (M_{em}^e , доњи траг).

Оцена момента и добијена брзина показују да је одзив погона задовољавајући и да се пролазак кроз нулу и промена структуре регулатора (IFOC/DFOC) одвија без осцилација и без удара покретачког момента. Следећи корак у испитивању био је покушај да се исти оглед понови без компензације ефеката мртвог времена. Сада је остварено убрзање у почетку веома мало (сл. 8.10) док се прихватљив одзив момента добија тек када брзина обртања вратила достигне 75 о/min. Овај резултат потврђује да је компензација ефеката мртвог времена у режиму малих брзина од суштинског значаја за погоне у којима се статорски напон не мери директно, већ се реконструише из напона међукола и ширински модулисаних импулса које генерише дигитални модулатор. Други режим рада (SW₂ = ON, IFOC) је много мање осетљив на напонске грешке услед мртвог времена па је стога и одабран као начин за обављање поласка и за рад погона у зони веома малих брзина. Управљачке шеме без давача на вратилу (sensorless) су осетљиве на варијације параметара, међу којима је и статорска отпорност. У одсуству давача на вратилу, флукс, момент и брзина се оцењују интеграцијом електромоторне силе $e = u - R_s i_s$ па је познавање тачне вредности статорског отпора од великог значаја. У зони малих брзина, електромоторна сила може постати знатно мања од серијског пада напона $R_s I_s$ па тада и мала варијација параметра R_s , проузрокована променом температуре намотаја, може проузроковати релативно велике грешке у реконструкцији флукса и проблеме у регулацији. Осетљивост предложене структуре на варијације параметра R_s испитане су тако што је параметар R_s , са којим оперише регулатор, мењан у опсегу од $\pm 20\%$, што одговара екстремним варијацијама које може проузроковати промена температуре намотаја. Познато је да се у пракси могу постићи значајна побољшања у одзиву погона ако се температурне варијације параметра R_s предвиде на основу процене температуре намотаја у термичком моделу првог реда [236], али се овај приступ у току извођења експеримената није користио.



Слика 8.10. Оглед залетања погона за случај када су параметри регулације коректно подешени али механизам за компензацију мртвог времена није активан. Приказани одзиви имају исто значење и редослед као и у случају датом на слици 8.9.

На слици 8.11 дат је одзив погона за случај када је вредност параметра R_s коришћеног у прорачунима за 20% већа од отпорности намотаја. Одзив погона за случај грешке супротног знака дат је на слици 8.12. У случају $\Delta R_s > 0$ (сл. 8.12)

добија се прихватљив одзив погона. Средња вредност добијеног момента је незнатно већа од задате вредности али је спрега контуре флукса и контуре момента знатно израженија него у случају када је параметар R_s коректно подешен (сл. 8.9). Међутим, одзив погона је видно погоршан у случају када је $\Delta R_s < 0$ (сл. 8.11). Значајна грешка у моменту постоји и у стационарном стању. Успостављање момента је осцилаторно док се у одзиву флукса уочавају значајне сметње проузроковане транзијентима у контури за регулацију момента. Обе контуре (флукса и момента) имају подржане осцилације чија се амплитуда и учестаност повећавају са повећањем брзине обртања. Код покушаја да се погон покрене са већим вредностима грешке ($\Delta R_s > 20\%$) одзив је био нестабилан и имао је подржане осцилације велике амплитуде. Може се закључити да су проблеми стабилности погона са асинхроним мотором који ради без давача на вратилу добрим делом проузроковани температурним променама параметра R_s . Ради увећавања поузданости погона и робусности у погледу варијације параметара и промена услова рада, потребно је применити један од расположивих алгоритама адаптације [91,229,236].



Слика 8.11. Оглед реверзије погона за случај када је механизам за компензацију мртвог времена активиран али параметри регулације нису коректно подешени. Параметар R_s^* , коришћен у оквиру регулатора подешен је на 120% стварне отпорности статорског намотаја. Приказани одзиви имају исто значење и редослед као и у случају приказаном на слици 8.9.



Слика 8.12. Оглед реверзије погона за случај када је параметар R_s^* , коришћен у оквиру регулатора, подешен на 80% стварне отпорности статорског намотаја. Приказани одзиви имају исто значење и редослед као и у случају приказаном на слици 8.9.

8.9. Практичан значај и могућност примене електричних погона са асинхроним мотором без давача на вратилу

У оквиру поглављу описана је управљачка структура намењена погонима са асинхроним мотором у применама као што је покретање аутономних возила, мобилних робота, мешалица, пумпи, вентилатора, вретена, компресора и погона опште намене. Структура омогућује управљање флуксом и покретачким моментом на основу повратне спреге по струји једносмерног међукола која је једини сигнал који се у оквиру погона мери. Алгоритам је заснован на прорачуну тренутне вредности активне и реактивне снаге. Имплементација је доминантно програмска и захтева само минималне измене хардверских модула који се у погонима стандардно користе. Регулатори флукса и момента су смештени у dq координатном систему чији је положај одређен специфичним поступком самосинхронизације заснованим на познавању тренутних вредности сигнала Р и О. Алгоритам је тестиран на експерименталној поставци са асинхроним мотором снаге 7,5 kW. Серијом тестова испитана је осетљивост на паразитне феномене, као што су мртво време и температурне промене статорског отпора. Добијени резултати потврђују да је могуће остварити регулисани погон са асинхроним мотором средњег нивоа перформанси са само једним погонским сензором који мери струју међукола.

9. Умањење паразитних компоненти у спектру напона који даје погонски конвертор

Електромагнетски шум који ствара трофазни транзисторски инвертор представља чест проблем у експлоатацији фреквенцијски регулисаних електричних погона. Релативно велика (50 V/ns) брзина промене напона и струје на прикључцима инвертора доводи до сметњи које се преносе зрачењем док валовитост струје проузрокује увећање губитака снаге и буку услед ефекта магнетострикције, који се јавља у појединим деловима магнетског кола. Као резултат, фреквенцијски регулисани мотори за наизменичну струју у околину емитују знатно већи износ електромагнетских сметњи и буке него што то чине мотори напајани из мреже, напоном простопериодичног облика и константне учестаности.

Трофазни транзисторски инвертор представља нелинеарни извршни орган који ствара излазне напоне дискретног карактера. Не постоји могућност за стварање излазног напона чија би се тренутна вредност континуално мењала. Стога се на излазним прикључцима стварају импулси напона који се јављају у еквидистантним интервалима. Периода напонских импулса назива се периодом комутације. Њена реципрочна вредност одређује учестаност рада полупроводничких прекидача снаге који творе инвертор и који цикличним укључивањем и искључивањем генеришу импулсе излазног напона. Варијацијом ширине импулса у свакој од фаза инвертора може се мењати средња вредност напона у свакој периоди комутације. Премда није могуће континуално мењати тренутну вредност фазног напона, могуће је помоћу континуалне промене ширине напонских импулса мењати његову средњу вредност. У саставу ширински модулисане поворке импулса (тј. поворке у којој се ширина континуално мења) може бити уочена брзопроменљива компонента на учестаности комутација, чија је средња вредност једнака нули, као и споропроменљива средња вредност напона која се мења по истом закону као и ширина импулса. Имајући у виду да мотори за наизменичну струју имају серијски повезану индуктивност, може се закључити да им је понашање слично нископропусном филтру, те да брзопроменљива компонента напона напајања неће у већој мери утицати на понашање мотора. Сада је могуће закључити да је поступком ширинске модулације (PWM – Pulse Width Modulation) извршена линеаризација трофазног транзисторског инвертора. Имплементација ширинске модулације захтева примену дигиталног ширинског модулатора који у основи представља излазни периферијски уређај бројачког типа. Ограничена резолуција у мерењу и задавању времена (тј. коначна учестаност системског сата), као и ограничен број разреда (бита) у сваком бројачу, утиче на појаву нежељених компоненти у спектру излазног напона.

У овом поглављу су анализирана одступања излазног напона трофазног транзисторског инвертора која настају услед ограничене резолуције дигиталног модулатора. На основу спроведене анализе, предложен је алгоритам за умањење офсета напона и умањење паразитних спектралних компоненти линијског напона. У основи, предложена је нумеричка процедура напредног заокруживања (*rounding*) дигиталних речи које представљају референтни напон пре њиховог уписа у регистре дигиталног модулатора. Предложена процедура уважава спрегу између фазних грешака у заокруживању тако да се у регистре дигиталног модулатора уписују бројеви који дају најмање могуће одступање вектора излазног напона од жељене вредности. Предложена процедура је експериментално верификована на прототипу трофазног транзисторског инвертора чији су прекидачи управљани према предложеном алгоритму. Спектар напона који је добијен на излазу инвертора илуструје ефикасност предложеног алгоритма у потискивању паразитних компоненти спектра, проузрокованих ефектима квантизације.

9.1. Утицај ограничене резолуције трофазног дигиталног модулатора на статорски напон сервомотора за наизменичну струју

Већина савремених индустријских погона и система за напајање приоритетних потрошача има трофазни транзисторски инвертор са ширинском модулацијом. Уз одговарајући алгоритам ширинске модулације, инвертор на прикључке оптерећења доводи напон континуално променљиве амплитуде и учестаности, који одговара напонској референци, или пак служи као напонски актуатор у оквиру система за регулацију струје. Карактеристике дигиталног модулатора зависе од учестаности системског сата дигиталног погонског контролера и дужине речи. Ширина напонских импулса се одређује као цео број периода системског сата. Резултујућа тачност је обрнуто пропорционална учестаности ширинске модулације. Због коначне резолуције дигиталног модулатора, излазни напон често садржи паразитну једносмерну компоненту, субхармонике и хармонике вишег реда. Паразитне компоненте у спектру напона могу имати нежељене ефекте какви су валовитост у оствареном моменту напајаног мотора или појава магнетског засићења у трансформатору уређаја за беспрекидно напајање.

Трофазни инвертори су најчешће коришћена конверторска топологија у погонима са машинама наизменичне струје, код синхроних исправљача са рекуперацијом, статичких активних компензатора реактивне енергије и многих других примена које захтевају конверзију трофазног система напона. Перформансе које се од дигиталног ширинског модулатора очекују укључују генерисање највећег могућег излазног напона, мале губитке снаге у конверзији и спектар у коме нема потенцијално штетних паразитних компоненти. Савремене технике модулације, као што је *space-vector* модулација [98-102], по карактеристикама превазилазе остале технике и постижу за 15% већи излазни напон уз умањен број комутација у свакој периоди ширинске модулације. Секвенца напонских вектора се може организовати тако да се при свакој транзицији има комутација само у једној од три фазе инвертора [100]. Овај приступ захтева промену секвенце у сукцесивним периодима ширинске модулације [104] и резултује симетричном поворком импулса. Осе симетрије напонских импулса у појединим фазама коинцидирају, што се позитивно одражава на резултујући спектар [97].

За сваку од одабраних секвенци, трајање појединих напонских вектора у оквиру секвенце одређено је средњом вредношћу напона коју у датој периоди ширинске модулације треба остварити. Савремене имплементације дигиталног модулатора у електричним погонима најчешће садрже један дигитални сигнални процесор са наменском периферијском јединицом бројачког типа у којој за сваки пар инверторских прекидача постоји по један шеснаестобитни бројач. Овакав периферијски уређај генерише управљачке сигнале који контролишу укључење и искључење IGBT полупроводничких прекидача снаге из којих се састоји инвертор. На овај начин ширина резултујућег напонског импулса бива директно одређена стањем програмабилних бројача у оквиру поменутог периферијског уређаја. У свакој периоди комутације дигитални сигнални процесор израчунава производ између задате амплитуде напонског вектора и тригонометријске функције $f(\theta_u) = \sin(\theta_u)$, која за аргумент θ_u има просторну оријентацију вектора задатог напона. Добијени резултат најчешће има релативно велику тачност јер је представљен означеним шеснаестобитним или тридесетдвобитном бројем. Овакав међурезултат своди се на формат који је компатибилан са програмабилним бројачима у периферијском уређају који хардверски подржава процес дигиталне ширинске модулације. Имајући у виду да се вредност напона која се задаје на почетку сваког комутационог интервала не мења све до његовог истека, може се закључити да ће број садржан у програмабилним бројачима директно одређивати ширину добијених напонских импулса, па самим тим и средњу вредност напона у текућој периоди комутације. Фундаментална компонента у спектру добијеног напона зависи од промене средње вредности у појединим периодама комутације, док су комутациони губици и резултујућа валовитост струје зависни од избора секвенце напонских вектора и избора нултих вектора (111 или 000). Сваки алгоритам ширинске модулације треба да обезбеди простопериодичне линијске напоне. Линијски напони добијени на излазу из инвертора једнаки су разлици фазних напона. Уколико се сва три фазна напона промене за једнак износ, линијски напони се неће променити, тако да у избору фазних напона постоји одређен степен слободе. Поред могућности да се фазним напонима дода или од њих одузме константан износ, могуће им је додати и простопериодичан напон који у свим фазама инвертора има једнаку амплитуду и фазни став док му је учестаност Зл пута већа од основне учестаности [100], [104]. Постојећи степен слободе може бити искоришћен за умањење комутационих губитака, валовитости струје, као и за редуковање паразитних компоненти у спектру линијских напона.

226

Резолуција модулатора је одређена учестаношћу системског сата и периодом ширинске модулације (тј. периодом комутација прекидача у трофазном транзисторском инвертору). За типичан погонски контролер какав је Intel 80х96 [15], који има учестаност системског сата од 24 MHz и у чијем се саставу налази периферијски уређај за генерисање ширински модулисаних импулса (HSO - High Speed Output), програмабилни бројачи могу задавати напонске импулсе чија се ширина може мењати у корацима од 1 µs. Ово значи да ће ширина генерисаних напонских импулса бити целобројни умножак временског кванта од 1 µs и броја који је уписан у дигитални модулатор. Претпоставимо ли да је периода комутације 256 µs, што одговара комутационој учестаности од приближно 4 kHz, имаће се осмобитна резолуција у задавању излазног напона. У оваквим случајевима постоји значајна грешка у излазном напону. Грешка је проузрокована заокруживањем шеснаестобитне вредности задатог напона на осмобитну вредност коју је потребно уписати у бројач. Напредак технологије резултује бољим карактеристикама дигиталних модулатора и способношћу да се време мери са већом резолуцијом. Једновремено се у инжењерској пракси сусрећу захтеви за већим вредностима учестаности ширинске модулације, због чега проблем ограничене резолуције дигиталног модулатора и даље остаје актуелан.

Околност да је основна (фундаментална) учестаност излазног напона континуално променљива, док је учестаност рада модулатора константна, доводи до тога да су комутације прекидача у инвертору асинхроне у односу на фундаменталну компоненту напона [98,101]. Из овог разлога не постоји периодичност у поворци импулса који се добијају на излазу из инвертора. Асинхроне комутације у спрези са кумулативним грешкама проузрокованим коначном резолуцијом стварају спектар који није дискретан већ има континуалан карактер. Дискретан спектар би захтевао да постоји временски интервал у коме се период комутације и период фундаментала садрже у целобројном износу, што је у пракси веома ретко. У случајевима када је резултујућа резолуција осмобитна или лошија, излазни напон може имати значајне субхармонијске компоненте, па чак и паразитни једносмерни напон. Поменуте несавршености могу проузроковати нискофреквентне пулсације покретачког момента сервомотора чији је статорски намотај повезан на прикључке инвертора, што се негативно одражава на укупне перформансе електричног погона или сервосистема у којима се инвертор користи. Напонске грешке и паразитне компоненте у спектру статорског напона доводе до увећања губитака снаге, оне увећавају буку и могу проузроковати неприхватљиво велике грешке у праћењу задате трајекторије или профила брзине. Субхармонијске компоненте могу проузроковати нежељене осцилације код погона са асинхроним мотором. Нискофреквентне компоненте проузрокују валовитост момента код синхроних и асинхроних мотора, што може бити узрок осцилација у механичком подсистему. Код система за беспрекидно напајање, паразитна једносмерна компонента напона увећава губитке снаге и може проузроковати засићење магнетског кола излазног трансформатора, док хармоници нижег реда могу бити узроци резонансе у излазном LC филтру.

Погони са машинама наизменичне струје најчешће имају трофазни напонски инвертор, али и дигитални регулатор струје у оквиру кога се дигитални модулатор и инвертор користе у улози извршног органа (тј. напонског актуатора). Код присуства повратне спреге по струји, знатно је мања осетљивост на напонске грешке проузроковане заокруживањем и ограниченом резолуцијом модулатора. Наиме, у том случају несавршеност дигиталног модулатора делује на карактеристике извршног органа који се налази у колу струјног регулатора са повратном спрегом и релативно великим кружним појачањем. Корекционо дејство регулатора у доброј мери отклања ефекте које несавршеност модулатора може имати на облик струје статора. Ипак, паразитне компоненте у спектру напона могу представљати нежељену побуду комплексних полова у функцији спрегнутог преноса регулатора струје и проузроковати слабо пригушене, па чак и подржане осцилације. Овај проблем може значајно умањити опсег појачања која се у струјној петљи могу применити, чиме се умањују перформансе у регулацији струје.

Ефекти ограничене резолуције су нарочито видљиви код већих учестаности ширинске модулације. Учестаност ширинске модулације (тј. учестаност комутација) увећава се ради уклањања буке, умањења величине кондензатора и индуктивности у оквиру конвертора, постизања веће брзине одзива и умањења величине и тежине уређаја, и то како за случај конвертора у оквиру електричног погона тако и кол топологија конвертора у урећају за непрекидно напајање. Све чешће се јавља потреба за применом комутационих учестаности које су далеко изнад чујног опсега и достижу 40 до 50 kHz. У применама сервопогона са синхроним моторима који на ротору имају перманентне магнете потребно је користити велике вредности учестаности комутација како би се валовитост (ripple) струје статора одржала у прихватљивом опсегу. Наиме, једна од особина оваквих мотора је и веома мала индуктивност статорског намотаја. Валовитост статорске струје је обрнуто пропорционална производу статорске индуктивности и учестаности комутација, па је учестаност комутација неопходно увећати када год се напаја мотор са веома малом индуктивношћу. Узимајући за пример случај у коме је периода комутација Т једнака 20 µs, док је периода системског сата са којим ради дигитални модулатор једнака $\Delta t = 200$ ns, може се закључити да се статорски напон мотора напајаног из стандардног трофазног транзисторског инвертора може задавати у корацима од по 5 V. Негативни ефекти мале резолуције у задавању напона могу бити ублажени променом начина на који се врши заокруживање. Референтну вредност напона, израчунату са великом тачношћу потребно је заокружити и свести на формат погодан за упис у регистре дигиталног модулатора. У поменутим применама неопходан је алгоритам за интелигентно заокруживање, који се мора користити скупа са рутинама за компензацију мртвог времена и компензацију валовитости напона у једносмерном међуколу конвертора [105].

У овом поглављу изложен је нумерички алгоритам који елиминише једносмерну компоненту и значајно умањује паразитне компоненте спектра статорског напона, које се јављају као последица ограничене резолуције трофазног дигиталног модулатора. Основни механизми које има предложени алгоритам су меморисање кумулативних грешака, корекција резидуалних грешака у сукцесивним комутационим периодама и имплементација специфичног заокруживања које гарантује минималну амплитуду вектора напонске грешке у свакој појединачној периоди. Механизам заокруживања је развијен тако да минимизује векторску грешку у $\alpha\beta$ координатном систему, користећи притом редундантност инхерентну топологији трофазног инвертора. Редундантност се огледа у чињеници да је могуће независно задати три фазна напона, док се као излазне величине јављају само две независне компоненте вектора напона (тј. његове пројекције на α и β осе стационарног координатног система).

Након аналитичких разматрања која потврђују исправност предложеног алгоритма извршена је и експериментална верификација. Резултати мерења добијени на експерименталној поставци илуструју ефикасно потискивање нежељених компоненти у спектру излазног напона.

9.2. Одступања линијског напона и векторска грешка излазног напона

Задати напон и напон на излазу трофазног инвертора могу бити представљени преко својих пројекција на осе αβ координатног система:

$$u_{\alpha} = u_{a} - \frac{u_{b}}{2} - \frac{u_{c}}{2},$$

$$u_{\beta} = \frac{\sqrt{3}}{2} (u_{b} - u_{c}).$$
(9.1)

Инвертор може генерисати шест дискретних напонских вектора V_1 - V_6 чија је амплитуда различита од нуле, као и два нулта напонска вектора V_0 и V_7 (сл. 9.1). Нулти вектор се може генерисати кроз прекидачка стања 000 или 111 [99,100]. Трајање сваког од три вектора, који се користе у секвенци на слици 9.1, треба да буде одређено тако да средња вредност резултујућег напона у току комутационог периода T одговара жељеној вредности напона, за коју се сматра да је у току истог периода константна.

У наредним разматрањима, интервал времена у току кога је укључен горњи прекидач у фази A инвертора (тј. интервал у току кога је фазни напон U_A позитиван) обележава се са $\tau_{on}(A)$, док се време преостало до истека комутационе периоде обележава са $\tau_{off}(A) = T - \tau_{on}(A)$. Средња вредност фазног напона у току једне периоде комутације износи $E \tau_{on}(A)/T$, где је E напон на сабирницама једносмерног међукола. Напон U_A је одређен у односу на негативни проводник сабирница једносмерног међукола, који се у даљим разматрањима узима за тачку референтног потенцијала (тзв. негативна шина међукола).



Слика 9.1. Расположиви активни и нулти вектори на излазу трофазног инвертора (лево) и изглед фазних напона (десно) за случај да је примењена симетрична ширинска модулација.

Линијски напони који се добијају на излазу из инвертора једнаки су разлици фазних напона. Вредност линијских напона и пројекције напонског вектора у $\alpha\beta$ координатном систему зависе од разлике у трајању интервала $\tau_{on}(A)$, $\tau_{on}(B)$ и $\tau_{on}(C)$. Може се закључити да се овим интервалима може додати или од њих одузети иста вредност, а да при томе не дође до промене у излазном линијском напону. Уочени степен слободе даје могућност да се умањи број комутација у једној периоди са 6 на 4 [104]. Ову могућност илуструје слика 9.1, у којој се вектор референтног напона налази у оквиру првог сектора шестоугла. Одузимање $\tau_{on}(C)$ од сва три ON интервала неће изменити средњу вредност излазног линијског напона. Истовремено, време провођења горњег прекидача у фази C инвертора ($\tau_{on}(C)$) своди се на нулу, па ће у истој фази непрекидно водити доњи прекидач, због чега ће фазни напон U_C бити једнак нули. Док траје овакав режим рада, прекидачи у фази С неће комутовати па ће изостати и комутациони губици. Познате су и друге стратегије [30] умањења комутационих губитака и валовитости струје. У свим поменутим алгоритмима тачност у задавању излазног напона и резултујуће перформансе суштински зависе од резолуције бројача у оквиру дигиталног модулатора.

Трајање појединих вектора у оквиру секвенце израчунава се на основу амплитуде и просторне оријентације вектора задатог напона. Ова израчунавања траже одређивање вредности тригонометријских функција (sin(x)) у реалном времену, и њихово множење са амплитудом напона. Израчунавања зависе од примењене модулационе технике и одабране секвенце напонских вектора. За пример који је дат на слици 9.1 има се:

$$t_{on}(\mathbf{A}) = \left[sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) + sin(\theta) \right] T \frac{|U_{ref}|}{E},$$

$$t_{on}(\mathbf{B}) = sin(\theta) T \frac{|U_{ref}|}{E},$$

$$t_{on}(\mathbf{C}) = 0.$$
(9.2)

Дигитални погонски контролер израчунава вредност $\tau_{on}(A)$, $\tau_{on}(B)$ и $\tau_{on}(C)$ у свакој периоди комутације. Резолуција (дужина дигиталне речи) са којом се поменута времена израчунавају ($\tau_{on}(A)$, $\tau_{on}(B)$ и $\tau_{on}(C)$) знатно је већа од резолуције коју могу имати бројачи (τ_A , τ_B и τ_C). Дакле, вредности τ_A , τ_B и τ_C , заокружене на ниво једног најмање значајног бита бројача (LSB – *Least Significant Bit*), треба да буду уписане у регистре бројачког система. Излази појединих бројача контролисаће стања прекидача у трофазном инвертору, па ће средња вредност излазног напона, која се одређује за текућу периоду комутација, одговарати задатом напону са тачношћу која је дефинисана резолуцијом бројача.

Учестаност системског сата f_{clk} и периода комутације $T = 1 / f_{pwm}$ одређују најмању промену (квант) средње вредности фазног напона која се може задати:

$$M = E_{dc} \frac{f_{pwm}}{f_{clk}}.$$
(9.3)

Пример: Уколико је напон на једносмерним сабирницама $E_{dc} = 500$ V, учестаност системског сата $f_{clk} = 1$ MHz и учестаност комутација $f_{pwm} = 10$ kHz, квант у задавању фазног напона износи M = 5 V. Дакле, актуелне вредности фазног напона могу бити мењане у корацима од по 5 V, и у општем случају су различите од задатих вредности. Треба напоменути да се под актуелним вредностима фазног напона овде подразумева њихова средња вредност у оквиру текуће периоде комутација.

Грешке у фазним напонима су проузроковане коначном резолуцијом модулатора, и за фазе A, B и C се могу изразити као:

$$\begin{aligned} x &= [\tau_{on}(\mathbf{A}) - \tau_{A}] E_{dc} f_{pwm} ,\\ y &= [\tau_{on}(\mathbf{B}) - \tau_{B}] E_{dc} f_{pwm} ,\\ z &= [\tau_{on}(\mathbf{C}) - \tau_{C}] E_{dc} f_{pwm} .\end{aligned}$$

Од интереса је утврдити однос између кванта M и максималне грешке вектора излазног напона у $\alpha\beta$ координатном систему, а потом дефинисати правила заокруживања која ће умањити напонску грешку. У наредној анализи, бројеви $\tau_{on}(A)$ и τ_A биће сведени на резолуцију бројача. Специфично, број $\tau_{on}(A)$ биће посматран као реалан број који има τ_A за целобројни део (*integer part*), док је $\tau_{on}(A) - \tau_A$ његов децимални остатак (тј. разломљени део, *fractional part*). Децимални део има вредност која се мења од нуле до вредности једног најмање значајног бита (LSB) бројача, што одговара промени излазног фазног напона за квант M.

Амплитуда напонске грешке $\Delta U_{\alpha\beta}$ се може изразити (видети једначину 9.1) у функцији напонских грешака у појединим фазама (*x*, *y* и *z*):

$$\left|\Delta U_{\alpha\beta}\right|^{2} = \left(x - \frac{1}{2}y - \frac{1}{2}z\right)^{2} + \frac{3}{4}(y - z)^{2} = x^{2} + y^{2} + z^{2} - xy - yz - zx. \quad (9.4)$$

Заокруживање се може вршити на први већи цео број, први мањи цео број, или најближу целобројну вредност. У свим овим случајевима вредности x, yи z не могу превазићи вредност кванта M. Претпоставимо да је $x \ge y \ge z$ и $x - z \le M$. Ако сада узмемо да је $y - z = m_1 \ge 0$ и $x - z = m_2 \ge m_1$, напонска грешка $\Delta U_{\alpha\beta}$ се може изразити као $|\Delta U_{\alpha\beta}|^2 = m_1^2 - m_1m_2 + m_2^2$. Како су други парцијални изводи овог израза позитивни, може се закључити да векторска грешка у интервалу $M \ge m_2 \ge m_1 \ge 0$ има минимум. Максималне вредности грешке имају се на ивицама поменутог интервала. За $m_2 = M$ и $m_1 = 0$ или M, добијамо $|\Delta U_{\alpha\beta}|^2_{max} = M^2$. Једновремено, квант M је и највећа могућа разлика која се може јавити између жељене и остварене вредности линијског напона.

Пример у коме је $x = M - \varepsilon$, $y = \varepsilon$ и $z = \varepsilon$, послужиће за илустрацију могућности да се умањи напонска грешка услед коначне резолуције модулатора. За мале вредности броја ε векторска грешка $|\Delta U_{\alpha\beta}|_{max}$ једнака је M. Ако увећамо заокружену вредност τ_A за 1 LSB бројача, остатак x биће умањен за M, те ће нове вредности грешака у фазним напонима бити $x' = -\varepsilon$, $y' = \varepsilon$, и $z' = \varepsilon$. Након учињене акције амплитуда векторске грешке постаје $|\Delta U_{\alpha\beta}| = 2\varepsilon$. Могуће је закључити да постоје ситуације у којима се изменом начина заокруживања може знатно умањити векторска грешка у оствареном напону.

Векторска грешка $|\Delta U_{\alpha\beta}|_{max} = M$ и грешка у линијском напону $|x - y|_{max} = M$, добијене процедуром стандардног заокруживања, биће упоређене са одговарајућим грешкама које се добијају применом технике заокруживања предложене у наредном одељку.

9.3. Редукција напонске грешке поступком векторског заокруживања

Ради прегледнијег излагања, векторска грешка биће изражена у функцији разлика *a*, *b* и *c* фазних грешака *x*, *y* и *z* и њихове средње вредности *g*:

$$g = \frac{x + y + z}{3},$$

 $a = x - g, \ b = y - g, \ c = z - g \implies a + b + c = 0,$
 $\left| \Delta U_{\alpha\beta} \right|^2 = x^2 + y^2 + z^2 - xy - xz - yz =$
 $= \frac{3}{2} \left(a^2 + b^2 + c^2 \right).$
(9.5)

Сматрајући да је $|a - b| = |x - y| \le M$ и a + b + c = 0, закључујемо да су апсолутне вредности a, b и c мање од 2M/3. Ако би број a био већи од 2M/3, вредност (-b - c) би такође превазилазила 2M/3, па би тада један од бројева b или cморао бити мањи од -M/3. У том случају, вредност (a - b) или вредност (a - c) би превазишла M, што је у контрадикцији са иницијалном претпоставком и дефиницијом бројева a, b и c. Дакле,

$$|a| \le \frac{2}{3}M, \ |b| \le \frac{2}{3}M, \ |c| \le \frac{2}{3}M.$$
 (9.6)

Планирана промена у начину заокруживања огледа се у инкрементирању или декрементирању дигиталних речи τ_A , τ_B и τ_C пре уписа у регистре бројача. Предложени алгоритам мења вредности τ_A , τ_B и τ_C на начин који умањује линијску и векторску грешку. У разматрању које следи биће показано да се све оне интервенције које умањују напонску грешку могу сврстати у две основне групе:

- инкрементирање вредности τ_X у једној фази и задржавање вредности у преосталим фазама;
- 2) декрементирање вредности τ_X у једној од фаза и очување вредности добијених за преостале две фазе.

Могуће је доказати да све другачије врсте интервенција не могу умањити напонску грешку. Доказ ће бити изведен из серије тврдњи које су у даљем тексту означене од P₁ до P₇. Ради јаснијег излагања, биће употребљене нарочите ознаке (+|-|0, +|-|0, +|-|0) за обележавање врсте интервенције која се обавља у фазама A, В и С након конвенционалног заокруживања. Знак *йлус* (+) означаваће инкрементирање, знак *минус* (-) декрементирање, док ће ознака *нула* (0) представљати задржавање иницијалних вредности τ_A , τ_B или τ_C . Вредности грешака у фазним напонима након интервенције означене су са x', y' и z'. P₁:

Инкрементирање или декрементирање свих вредности за по 1 LSB не проузрокује никакву промену найонске грешке.

Ова тврдња доказана је следећим разматрањима:

$$\begin{array}{ll} (+,+,+): & (-,-,-): \\ x' = x - M, \, y' = y - M, \, z' = z - M & x' = x + M, \, y' = y + M, \, z' = z + M \\ g' = g - M & g' = g + M \\ a' = x' - g = a, \, b' = b, \, c' = c & a' = x' - g' = a, \, b' = b, \, c' = c \\ |\Delta U_{\alpha\beta}'| = |\Delta U_{\alpha\beta}| & |\Delta U_{\alpha\beta}'| = |\Delta U_{\alpha\beta}| \end{array}$$

P₂:

Промена једне од вредности за више од једног LSB увећава найонску грешку у свим ситуацијама.

Доказ ове тврдње тражио би анализу шест могућих случајева (инкрементирање или декрементирање било које од три улазне величине τ_A , τ_B или τ_C). У даљем разматрању ће из разлога симетрије и ради краћег излагања бити разматран једино случај када се τ_A инкрементира за 2 LSB (код операције + +, 0, 0):

$$\begin{aligned} x' &= x - 2M, \ y' = y, \ z' = z, \ g' = g - \frac{2}{3}M, \\ a' &= x' - g' = x - 2M - g + \frac{2}{3}M = a - \frac{4}{3}M, \\ b' &= b + \frac{2}{3}M, c' = c + \frac{2}{3}M, \\ |\Delta U_{\alpha\beta}'|^2 &= \frac{3}{2}\left(a'^2 + b'^2 + c'^2\right) = \\ &= \frac{3}{2}\left(a^2 - \frac{8}{3}aM + \frac{16}{9}M^2 + b^2 + \frac{4}{3}bM + \frac{4}{9}M^2 + c^2 + \frac{4}{3}cM + \frac{4}{9}M^2\right), \\ |\Delta U_{\alpha\beta}'|^2 &= |\Delta U_{\alpha\beta}|^2 + \frac{3}{2}\left(\frac{8}{3}M^2 + \frac{12}{3}bM + \frac{12}{3}cM\right) \\ &|\Delta U_{\alpha\beta}'|^2 = |\Delta U_{\alpha\beta}|^2 + \frac{3}{2}\left(\frac{8}{3}M^2 + \frac{12}{3}bM + \frac{12}{3}cM\right) \\ &|\Delta U_{\alpha\beta}'|^2 = |\Delta U_{\alpha\beta}|^2 + M\left(4M - 6a\right), \\ &|a| \leq \frac{2}{3}M \Rightarrow M\left(4M - 6a\right) \geq 0 \Rightarrow |\Delta U_{\alpha\beta}'| \geq |\Delta U_{\alpha\beta}| \,. \end{aligned}$$

P₃:

Једновремено инкрементирање заокружене вредности у једној фази и декрементирање у другој увећава найонску грешку у свим релевантиним случајевима.

Анализира се случај када се τ_A инкрементира, а τ_B декрементира (+, -, 0):

$$\begin{aligned} x' &= x - M, \ y' &= y + M, \ z' &= z, \ g' &= g, \\ a' &= x' - g' &= x - M - g &= a - M, \\ b' &= y' - g' &= y + M - g &= b + M, \\ c' &= c. \end{aligned}$$
$$\left| \Delta U_{\alpha\beta'} \right|^2 &= \frac{3}{2} \left(a'^2 + b'^2 + c'^2 \right) = \frac{3}{2} \left(a^2 - 2aM + M^2 + b^2 + 2bM + M^2 + c^2 \right), \\ \left| \Delta U_{\alpha\beta'} \right|^2 &= \left| \Delta U_{\alpha\beta} \right|^2 + 3M \left(M - a + b \right), \end{aligned}$$

$$|a-b| \le M \Longrightarrow 3M(M-a+b) \ge 0 \Longrightarrow |\Delta U_{\alpha\beta}'| \ge |\Delta U_{\alpha\beta}|.$$

P₄:

Вишеструко инкрементирање заокружених вредности у све три фазе (n+, n+, n+) не доводи до промена у напонској грешци. Након интервенције, вредности a, b, и c остају непромењене (a' = a, b' = b, c' = c). (потребно је погледати доказ изведен за случај P_1)

-	
υ.	1
15	

Вишетруко декрементирање примењено у свим фазама (n-, n-, n-) не доводи до промена у напонској грешци, јер је a' = a, b' = b, c' = c. (потребно је погледати доказ изведен за случај P_1)

P₆:

Ефекти једновременог инкрементирања у две фазе еквиваленти су последицама декрементирања у трећој фази:

$$(+, +, 0) \Leftrightarrow (+, +, +) + (0, 0, -) \Leftrightarrow (0, 0, -)$$

P₇:

Ефекти једновременог декрементирања у две фазе еквиваленти су последицама инкрементирања у трећој фази:

$$(-, -, 0) \Leftrightarrow (-, -, -) + (0, 0, +) \Leftrightarrow (0, 0, +)$$

Разматрања Р₁ до Р₇ анализирају ефекте које на резултујућу напонску грешку има инкрементирање и/или декрементирање бројева τ_A , τ_B и τ_C . Вредности τ_A , τ_B и τ_C су добијене заокруживањем задатих вредности напона и њиховим свођењем на формат који се може уписати у регистре дигиталног модулатора. Као резултат спроведених разматрања, може се закључити да постоје две корисне интервенције које за последицу имају умањење векторске и линијске грешке у напону. Умањење грешке се може постићи тако што се пре уписа у бројачки систем:

- 1) инкрементира једна од три добијене бројне вредности, или
- 2) декрементира једна од три бројне вредности.

Преостале могуће интервенције не могу довести до умањења напонске грешке. Да би се формулисао алгоритам заокруживања, потребно је детаљније сагледати ефекте које имају две предложене интервенције.

Инкременширање једне од вредносши:

У случају када се број τ_A инкрементира за 1 LSB, (операција чији је код +, 0, 0), вредности грешака у фазним напонима, грешке у линијском напону и амплитуда векторске греше дате су једначинама 9.7.

$$x' = x - M, \quad y' = y, \quad z' = z, \quad g' = g - \frac{1}{3}M,$$

$$a' = x' - g' = x - M - g + \frac{1}{3}M = a - \frac{2}{3}M,$$

$$b' = b + \frac{1}{3}M,$$

$$c' = c + \frac{1}{3}M,$$

$$(9.7)$$

$$|\Delta U_{\alpha\beta}'|^2 = \frac{3}{2}(a'^2 + b'^2 + c'^2) = \frac{3}{2}\left(a^2 + b^2 + c^2 + \frac{2}{3}M^2 - 2aM\right),$$

$$|\Delta U_{\alpha\beta}'|^2 = |\Delta U_{\alpha\beta}|^2 + M^2 - 3aM.$$

Декременширање једне од вредносши:

Уколико се број τ_A декрементира за 1 LSB, (операција чији је код -, 0, 0), грешка у фазним и линијским напонима као и амплитуда векторске грешке дате су изразима 9.8.

$$x' = x + M, \quad y' = y, \quad z' = z, \quad g' = g + \frac{1}{3}M,$$

$$a' = x' - g' = x + M - g - \frac{1}{3}M = a + \frac{2}{3}M,$$

$$b' = b - \frac{1}{3}M,$$

$$c' = c - \frac{1}{3}M,$$

$$(9.8)$$

$$|\Delta U_{\alpha\beta'}|^2 = \frac{3}{2} \left(a'^2 + b'^2 + c'^2 \right) = \frac{3}{2} \left(a^2 + b^2 + c^2 - \frac{2}{3}M^2 + 2aM \right),$$

$$|\Delta U_{\alpha\beta'}|^2 = |\Delta U_{\alpha\beta}|^2 - M^2 + 3aM.$$

Из једначина 9.7 и 9.8 закључује се да ће напонска грешка бити умањена инкрементирањем вредности у једној од фаза уколико је растојање (а, b или c) између грешке заокруживања у тој фази (х, у или z) и средње вредности g веће од М/З. Исти закључак се може извести у погледу ефеката декрементирања. Наиме, напонска грешка се умањује при декрементирању заокружене вредности за ону фазу у којој је разлика (a, b или c) између грешке (x, y или z) и средње вредности g мања од M/3. У ситуацији у којој ни једна од вредности |a|, |b| или |c| није већа од M/3, није потребно вршити никакву интервенцију. Наиме, у том случају не би било могуће да се напонска грешка, добијена стандардним заокруживањем даље умањи. Када год једна од апсолутних вредности |a|, |b| или |c| превазиђе M/3, тада у посматраној фази треба инкрементирати или декрементирати садржај пре уписа у бројач. Треба размотрити и ситуацију у којој би две, или све три вредности |a|, |b| или |c| биле веће од M/3. Лако се може показати да величине |a|, |b| и |c| не могу једновремено бити веће од M/3. У ту сврху, потребно је подсетити се да је максимална разлика између а, b и c једнака M, као и да је њихов збир једнак нули (a + b + c = 0). Бројеви *a*, *b* и *c* не могу имати исти знак, већ међу њима постоје два која имају исти знак док је трећи супротног знака. Не нарушавајући општост закључка, може се узети да су бројеви b и c негативни и да им је апсолутна вредности већа од M/3 (тј. b < -M/3, c < -M/3). Како је тада a = -b - c > 2M/3, може се закључити да претпоставка |a| > M/3, |b| > M/3 и |c| > M/3 доводи до контрадикције a - b > M и a - c > M.

Ситуација у којој би два од три броја *a*, *b* или *c* имала апсолутну вредност већу од *M*/3 је могућа, али само у случају када ови бројеви имају различит знак. Једна од могућих ситуација је a = 0,4M, b = -0,4M и c = 0. Ако би у посматраном случају бројеви *a* и *b* имали исти знак, а њихове апсолутне вредности превазилазиле *M*/3, тада би трећи број морао имати апсолутну вредност од 2*M*/3, па би разлика међу њима била већа од M, што је у контрадикцији са почетним претпоставкама. У случају када између a, b или c имамо две вредности такве да им је знак супротан и апсолутна вредност већа од M/3, умањење векторске грешке биће веће ако се операција инкрементирања/декрементирања изврши у фази која има растојање (a, b или c) иницијалне грешке заокруживања (x, y, z) од средње вредности g по апсолутној вредности веће од растојања у другој посматраној фази (видети једначине 9.7 и 9.8). У претходним разматрањима је већ показано да једновремена интервенција у две фазе увек увећава напонску грешку (погледати доказ Р₃).

Важно је уочити и следеће: уколико је одлучено да интервенција буде начињена у првој фази, у којој је растојање a = x - g, тада ће растојања b и c у преосталим фазама имати једнак знак, супротан од знака растојања a у првој фази. Ради доказа исказане тврдње, претпоставимо да је a > M/3, |a| > |b| и |a| > |c|. Претпоставка b > 0 доводи до закључка да је c = -a - b по апсолутној вредности веће од a, што је у контрадикцији са |a| > |c|, чиме је тврдња доказана. Дакле, алгоритам који ће минимизирати векторску грешку треба да садржи следеће кораке:

<u>Корак 1:</u>

Заокруживање бројева τ_A , τ_B и τ_C на један од три поменута конвенционална начина (тј. заокруживање на први већи цео број, на први мањи или на најближи цео број).

<u>Корак 2:</u>

Одређивање остатака x, y и z.

<u>Корак 3:</u>

Одређивање средње вредности *g* остатака *x*, *y* и *z*.

<u>Корак 4:</u>

Израчунавање растојања a, b и c остатака x, y и z од њихове средње вредности g.

<u>Корак 5:</u>

Одређивање фазе у којој растојање (*a*, *b* или *c*) има највећу апсолутну вредност.

Корак 6:

За случај да је уочено растојање позитивно и веће од M/3, инкрементира се релевантна дигитална реч пре уписа у регистре бројача.

<u>Корак 7:</u>

Уколико је речено растојање негативно и мање од *-М/*3, дигитална реч се декрементира пре уписа у бројач.

Предложена процедура илустрована је блок дијаграмом на слици 9.2. Применом приказане процедуре се у свакој периоди комутације преостала векторска грешка може свести на најмању могућу вредност. Треба, међутим, уочити да

разлике које постоје између жељеног и оствареног вектора напона у сукцесивним периодама могу имати исти знак и релативно велики збир. Кумулативни ефекат напонске грешке може довести до стварања паразитне средње вредности напона, као и до појаве нестационарних субхармонијских компоненти у спектру излазног напона. Да би се ови ефекти избегли, потребно је заостале напонске грешке у протеклим комутационим интервалима меморисати и узети у обзир (тј. компензовати) у оквиру обраде сигнала која ће се спровести током наредних интервала комутације. Елиминацијом кумулативног ефекта спречава се појава паразитне једносмерне компоненте и субхармоника. Механизам за меморисање и корекцију грешака укључен је у блок дијаграм на слици 9.2.



Слика 9.2. Блок дијаграм алгоритма за векторско заокруживање дигиталних речи које одговарају задатим ширинама импулса пре њиховог уписа у регистре дигиталног модулатора. Алгоритам поседује механизам за корекцију грешке заокруживања из претходних периода (елиминација кумулативне грешке).

Пре уласка у процедуру заокруживања, сигнали високе резолуције $\tau_{on}(a)$, $\tau_{on}(b)$ и $\tau_{on}(c)$ сабирају се са грешкама $\Delta \tau_A$, $\Delta \tau_B$ и $\Delta \tau_C$ које су заостале из претходног периода комутације. На описани начин се добијају сигнали $\tau_{on}(A)$, $\tau_{on}(B)$ и $\tau_{on}(C)$ који се даље воде на улаз блока за заокруживање (сл. 9.2). Након окончања процедуре заокруживања и корекције заокружених вредности према назначеном алгоритму, резултујуће грешке заокруживања $\Delta \tau_{A(n-1)}$, $\Delta \tau_{B(n-1)}$ и $\Delta \tau_{C(n-1)}$ се меморишу како би се искористиле за корекцију сигнала високе резолуције $\tau_{on}(a)$, $\tau_{on}(b)$ и $\tau_{on}(c)$ у наредној периоди. Ове грешке се добијају као разлика између сигнала високе резолуције на улазу и дигиталних речи τ_A , τ_B и τ_C које се коначно уписују у бројач.

На овај начин се сума свих претходних грешака одржава на нивоу мањем од једног бита најнижег разреда (1 LSB) бројача, чиме се ефектно елиминишу паразитна једносмерна компонента и субхармоници у спектру напона.

9.4. Анализа ефеката предложеног алгоритма на векторску грешку и грешку линијског напона

Претпоставимо да је интервенција након конвенционалног заокруживања учињена у првој фази (А) те да је a = x - g > M/3 (ова претпоставка не утиче на општост закључака који ће бити изведени). Растојања a, b и c, која имамо пре интервенције могу бити изражена у функцији бројева p и q, при чему је a = p + M/3, b = -q и c = -a - b = q - p - M/3. Број p мора задовољити услов 0 јер је један од услова да се интервенција начини у првој фази <math>M/3 < a, док с друге стране, број a не може бити већи од 2M/3. Уколико је за интервенцију одабрана прва фаза у којој је према почетној претпоставци a > 0, тада је b < 0, c < 0, |b| < |a| и |c| < |a| из чега следи да број q задовољава услов 0 < q < p + M/3. Након интервенције (инкрементирања бројачке речи у фази A за 1 LSB), релевантна растојања узимају вредност:

$$a' = a - \frac{2}{3}M = p - \frac{1}{3}M,$$

$$b' = b + \frac{1}{3}M = \frac{1}{3}M - q,$$

$$c' = c + \frac{1}{3}M = q - p.$$
(9.9)

Разлике међу величинама *a*, *b* и *c* не могу бити веће од *M*, при чему се након интервенције има a' = a - 2M/3, b' = b + M/3, c' = c + M/3, тако да је растојање *a*' добијено након интервенције мање од *b*' и *c*' (a' < b' и a' < c'). Дакле, највећа линијска грешка након интервенције биће y' - x' = b' - a' или z' - x' = c' - a':

$$c'-a' = \frac{1}{3}M + q - 2p > 0$$
, или $(c'-a')_{max} = \frac{2}{3}M$, за $q = \frac{1}{3}M$ и $p = 0$
 $b'-a' = \frac{2}{3}M - q - p > 0$, или $(b'-a')_{max} = \frac{2}{3}M$, за $p = 0$ и $q = 0$.

Сада се може закључити да је највећа линијска грешка која се може имати по извршењу предложеног алгоритма 2*M*/3. Од интереса је утврдити ефекте предложеног алгоритма на векторску грешку. Уз горе изложене претпоставке, амплитуда векторске грешке се може изразити у функцији *p* и *q*:

$$\left|\Delta U_{\alpha\beta}\right|^{2} = \frac{3}{2} \left(a^{\prime 2} + b^{\prime 2} + c^{\prime 2}\right) =$$
$$= 3 \left(p^{2} + q^{2} + \frac{1}{9} - \frac{p}{3} - \frac{q}{3} - pq\right) = f(p,q).$$
(9.10)

Парцијални изводи другог реда функције f(p, q) су строго позитивни у области *p*-*q* равни одређеној неједнакостима (0) и (<math>0 < q < (p + M/3)), тако да у истој области ова функција нема максимум. Анализом вредности функције на ивицама области закључује се да она максималне вредности има у тачкама (p = 0, q = 0) и (p = 0, q = M/3). У оба случаја, вредност функције је једнака:

$$\left|\Delta U_{\alpha\beta}'\right|_{max}^2 = \frac{1}{3}M^2 \tag{9.11}$$

Коначно, максималне вредности линијске и векторске грешке пре и после примене предложеног алгоритма сумиране су у следећој табели:

Максималне грешке	$\left \Delta U_{lphaeta} ight ^2_{max}$	$\left \Delta U_{lphaeta} ight _{max}$	$\left \Delta U_{ab} ight _{max}$
Након стандардног заокруживања	M^2	M	M
Након примене предложеног алгоритма	$\frac{1}{3}M^2$	$\frac{1}{\sqrt{3}}M$	$\frac{2}{3}M$

Табела 9.1. Максимална грешка у линијском напону и највећа векторска грешка.

9.5. Експериментална верификација

Ради провере резултата анализе начињена је експериментална поставка која се састоји из трофазног инвертора са MOSFET транзисторима. У оквиру поставке је употребљен Intel 8098 микроконтролер [15] који има периферијске уређаје неопходне за вршење функција дигиталне ширинске модулације, који извршава предложени алгоритам и обавља програмске задатке дигиталног модулатора. Прототип инвертора је напајан из извора једносмерног напона од 60 V. Мртво време које постоји у колима за управљање MOSFET прекидачима подешено је на 400 пѕ. Инвертор је оптерећен симетричним трофазним RL оптерећењем, чија је временска константа $\tau = L/R = 5$ ms. Спектар излазног напона добијен је анализом сигнала линијског напона који је сведен отпорничким разделником на ниво погодан за увођење у анализатор спектра.

Дигитална space-vector модулација са симетричним импулсима [104] имплементирана је помоћу HSO (*High Speed Output*) периферијског уређаја 8098 микроконтролера. Резолуција HSO јединице износи 2 µs, док је периода ширинске модулације подешена на 256 µs. Прекидна рутина микроконтролера извршава се сваких 128 µs, тако да је могуће независно програмирати положај узлазних и силазних ивица напонских импулса у свакој фази. У оквиру сваког прекида, обавља се множење амплитуда напона и одговарајуће тригонометријске функције (једначина 9.2), након чега се извршава предложени алгоритам интелигентног заокруживања, као и корекција акумулираних грешака.

Да би се скратило време извршавања програма, заокруживање са корекцијом извршава се тако што се из нарочите табеле смештене у ROM меморију, директно очитавају потребне корекције садржаја бројача. Код извршавања прекидне рутине, на основу вредности остатака x, y и z генерише се дванаестобитни показивач за очитавање унапред припремљене табеле која садржи кодиране интервенције инкрементирања и декрементирања. Остаци x, y и z су представљени четворобитним вредностима. Сваки дванаестобитни показивач, формиран на описани начин указује на једну од локација у припремљеној табели која је лоцирана у програмској меморији (ROM) и која садржи унапред приређени код оптималне интервенције. На овај начин, операције илустроване на слици 9.2 не извршавају се у току самог прекида већ много раније, у фази када се табела припрема и записује у програмску меморију контролера (*off-line*). Прекидна рутина садржи и механизме за заштиту од прекорачења. Ови механизми нису приказани на слици 9.2. Заштита од прекорачења се обавља на следећи начин:

1) Уколико је пре извођења интервенције затечено стање $\tau_A = 0$, интервенција (-, 0, 0) се замењује интервенцијом (0, +, +).
2) Уколико се пре интервенције има стање $\tau_A = \tau_{Amax}$, интервенција (+, 0, 0) се замењује интервенцијом (0, -, -). Број τ_{Amax} на експерименталној поставци има вредност од 128.

На сличан начин се прекорачење предупрећује у фазама В и С. У складу са доказима P_6 и P_7 , описане мере не утичу на векторску грешку. Дигитални модулатор и предложени алгоритам су кодирани у асемблеру. Ради испитивања и поређења, остављена је могућност да се предложени алгоритам заокруживања искључи, као и да се независно укључи или искључи механизам за корекцију акумулиране грешке. Ради упоређења дата је и могућност примене конвенционалног заокруживања. Датотеке са изворним кодом се могу наћи у оквиру помоћних уџбеника и материјала са информацијама о предмету Микройроцесорско уйрављање електромоторним йогонима (Електротехнички факултет у Београду, [56]) као и на рачунарима намењеним лабораторијским вежбама. Поступак иницијализације и код прекидне рутине дати су у додатку А ове књиге. У оквиру првих мерења, основна учестаност излазног напона је подешена на 56 Нг, док је амплитуда напона постављена на највећу оствариву вредност. Спектар излазног линијског напона дат је на сликама 9.3-9.7. Учестаност од 56 Hz је изабрана како би се избегле нежељене сметње и грешке до којих може доћи због шума на мрежној учестаности (50 Hz) и њеним умношцима. Слика 9.3 приказује спектар који се добија када су активни предложени алгоритам заокруживања и алгоритам акумулације и корекције грешака.



Слика 9.3. Спектрални састав линијског напона основне учестаности *f* =56 Hz и индекса модулације *m* = 1. У прорачуну импулса користи се предложени нумерички поступак векторског заокруживања као и механизам за корекцију кумулативне грешке.

На слици 9.4 има се спектар линијског напона мерен при истим условима, осим што је сада алгоритам за корекцију акумулиране грешке искључен. Као последицу, на овој слици можемо уочити субхармонике у зони од 6 Hz до 20 Hz, чија је амплитуда за 12 dB увећана у поређењу са вредностима које су дате на слици 9.3. На слици 9.5 је приказан спектар који је добијен употребом конвенционалног заокруживања, без коришћења предложеног интелигентног заокруживања и без корекције акумулиране грешке. Упоређењем резултата на сликама 9.3 и 9.5 долазимо до закључка да предложени алгоритам значајно умањује паразитне компоненте у спектру линијског напона.



Слика 9.4. Спектрални састав измереног линијског напона добијен за основну учестаност од 56 Hz и индекс модулације једнак јединици. У прорачуну задате вредности ширине импулса се користи предложени нумерички поступак векторског заокруживања али не и механизам за корекцију кумулативне грешке.

Слике 9.6 и 9.7 приказују спектар линијског напона добијен при основној учестаности од 18 Hz и амплитуди подешеној на 1/3 ($|U_{ref}| = 0,33 U_{max}$). Слика 9.6 даје спектар за случај када је предложени алгоритам активиран, док се на слици 9.7 имају резултати добијени конвенционалним заокруживањем. Може се уочити да су све паразитне компоненте спектра знатно умањене. Највеће слабљење паразитних компоненти у спектру линијског напона добијено је у зони учестаности која садржи првих 20 хармоника (тј. од 18 до 360 Hz).



Слика 9.5. Спектар линијског напона добијен за исту основну учестаност и једнак индекс модулације као у случају приказаном на сликама 9.3 и 9.4. У прорачуну задате вредности ширине импулса није коришћен предложени поступак векторског заокруживања нити механизам за корекцију кумулативне грешке већ је примењено конвенционално заокруживање.

Приказани резултати су добијени помоћу дигиталног анализатора спектра, на основу меморисаних одбирака напона у току релативно малог броја периода (30-80) основне учестаности. Ради добијања прецизнијих података о ефектима предложеног алгоритма (сл. 9.8 и 9.9), вршено је и усредњавање података о спектралном саставу напона у току дужег временског интервала. Овакав поступак представља једну од стандардних функција већине лабораторијских анализатора спектра и састоји се у израчунавању пондерисане средње вредности амплитуда појединих спектралних компоненти добијених у оквиру низа сукцесивно обављених мерења. Поступак је било потребно спровести стога што спектар поворке ширински модулисаних импулса у општем случају није стационаран, што доводи до тога да се подаци о спектру, добијени у два узастопна мерења могу разликовати. Нестационарност настаје због појаве клизања основне компоненте напона у односу на тренутке када се извршава прекидна рутина микроконтролера који обавља функције дигиталног модулатора. Поменути ефекти су слични последицама клизања које би се имало између РWM носиоца и модулационог сигнала у случају да је модулатор начињен у аналогној техници.



Слика 9.6. Спектар линијског напона добијен за основну учестаност од 18 Hz. У прорачуну задате вредности ширине импулса користи се предложени нумерички поступак векторског заокруживања, као и механизам за корекцију кумулативне грешке.



Слика 9.7. Спектрални састав линијског напона добијен за основну учестаност од 18 Hz. У прорачуну задате вредности ширине импулса није коришћен предложени поступак векторског заокруживања нити механизам за корекцију кумулативне грешке.

Резултати приказани на сликама 9.3-9.7 добијени су из одбирака линијског напона прикупљених у интервалу од 1,6 секунди. У току обављања експеримената утврђено је да поновљена мерења не дају увек исте резултате већ се уочавају разлике у појединим хармоницима које могу превазићи 1-2 dB. Разлог појави оваквих одступања је одсуство синхронизма између комутација инвертора и основне учестаности излазног напона. Посматрани спектар у овом случају зависи од релативног положаја ширински модулисаних импулса у оквиру периоде основне компоненте напона. Стога су у циљу добијања прецизнијих резултата, подаци о спектру прикупљани током 512 сукцесивних мерења, након чега је обављено усредњавање. Добијене средње вредности спектра дате су на сликама 9.8 и 9.9 у логаритамској размери. Подаци о спектралном саставу, добијени у низу сукцесивних мерења, усредњени су тако што је добијени збир за сваку компоненту подељен бројем извршених мерења. Описане операције обављају се у оквиру самог анализатора спектра и представљају једну од стандардних функција овог уређаја. Слика 9.8 приказује резултате за основну учестаност од 56 Hz, максималну амплитуду излазног напона и примену механизма приказаног на слици 9.2. Слика 9.9 даје резултате добијене у истим околностима, коришћењем дигиталног модулатора са конвенционалним заокруживањем. Паразитне компоненте највеће амплитуде приказане су и упоређене у табели 9.2.

Ст	Фреквенција [Hz]:	11,2	23,7	27,5	88,7	133	234	312	426
0.8									
9.0	Амплитуда [dB]:	-96	-96	-95	-92	-95	-93	-91	-89
	Фреквенција [Hz]:	13.7	22.5	32.5	73.7	112	167	223	448
Сл.	- F	;-	,.	,-	,.				
9.9									
	Амплитуда [dB]:	-105	-107	-106	-108	-99	-99	-95	-95
	Пригушење								
ΔA	паразитних								
	компоненти [dB]:	9	11	11	16	4	6	4	6

Табела 9.2. Редукција паразитних спектралних компоненти за основну учестаност од 56 Hz.

Табела 9.2 илуструје ефикасност предложеног алгоритма у потискивању нежељених компоненти у спектру линијског напона. Паразитна једносмерна компонента у спектру потиснута је за више од 15 dB (видети сл. 9.8 и 9.9) док су субхармонијске компоненте умањене за 9 do 16 dB. Предложени алгоритам даје позитивне ефекте и у зони виших хармоника, али се ту умањење амплитуде најистакнутијих компоненти спектра креће од 4 до 6 dB.



Слика 9.8. Усредњени спектар линијског напона мерен за основну учестаност од 56 Hz и јединични индекс модулације. У прорачуну ширине импулса није коришћен предложени поступак векторског заокруживања нити механизам за корекцију кумулативне грешке.



Слика 9.9. Усредњени спектар линијског напона мерен за основну учестаност од 56 Hz и јединични индекс модулације. У прорачуну задате вредности ширине импулса користи се предложени нумерички поступак векторског заокруживања као и механизам за корекцију кумулативне грешке.

* *

У овом поглављу предложен је алгоритам за умањење једносмерне компоненте, субхармоника и паразитних компоненти у спектру напона на излазу из трофазног инвертора. Нежељене компоненте спектра добијају се у процесу ширинске модулације због ограничене резолуције дигиталног модулатора. Алгоритам који се предлаже имплицира интелигентно заокруживање, које минимизује амплитуду грешке у задавању вектора статорског напона. Једносмерна компонента и субхармоници отклањају се механизмом за акумулацију и корекцију грешака у заокруживању у сукцесивним периодима комутације. Предложени алгоритам је кодиран у асемблеру и верификован коришћењем микроконтролера Intel 8098. Серија мерења извршених на експерименталној поставци показује да се нежељене компоненте у спектру могу умањити за 9 до 16 dB.

10. Трендови у развоју микропроцесорски управљаних електричних погона

Перформансе система за управљање кретањем у великој мери зависе од способности сервопојачавача да на вратилу електричног мотора оствари покретачки момент који брзо и тачно прати задату вредност. Задата вредност момента представља излаз дигиталног регулатора брзине или позиције. Структуре и начини за подешавање параметара ових регулатора анализирани су у претходним поглављима. Дигитални регулатори брзине и позиције, чије су структуре и методе за подешавање параметара предложене, омогућавају достизање задате вредности у времену од десет до петнаест периода одабирања. Предуслов за тако брз одзив је способност да се на вратилу мотора оствари момент који задату вредност прати са пропусним опсегом од 1 до 2 kHz. Један од фактора који ограничава даље увећање перформанси система за управљање кретањем је управо пропусни опсег сервопојачавача. Тренутно стање и трендови у развоју сервомотора за наизменичну струју и сервопојачавача са придруженим регулатором момента и флукса изложени су у овом поглављу књиге. Поглавље је организовано тако да читаоцу пружи увид у текућа истраживања и очекиване продоре у области електричних сервоактуатора, као и у ефекат који ће позитивни резултати развоја актуатора имати на укупне перформансе система за управљање кретањем.

Регулација брзине и позиције се често назива спољашњом, док се управљање покретачким моментом и флуксом сматра унутрашњом или локалном контуром система за управљање кретањем. Технологија дигиталних кола за обраду сигнала и развој енергетске електронике имали су одлучујући утицај на топологију и развој закона управљања унутрашње контуре сервосистема. Консолидација је у области електричних сервоактуатора у доброј мери окончана. У највећем броју примена где су актуатори обртне машине сусрећу се векторски контролисани асинхрони мотори, као и синхрони сервомотори са перманентним магнетима на ротору.

Асинхрони мотор се у првој половини двадесетог века користио углавном у погонима са константном брзином обртања. У ретким применама брзина му је варирана уградњом спољашњег роторског отпорника, променом броја пари полова или варијацијом ефективне вредности напона. По појави тиристора, шестопулсних (*six-step*) инвертора, а потом и транзистора снаге у трофазним инверторима, асинхрони мотор се уводи у индустрију као мотор променљиве брзине. Континуална промена брзине обртања асинхроног мотора постиже се варијацијом учестаности напајања уз константан однос U/f. Алгоритми трофазне ширинске

модулације омогућују да се на излазу транзисторских напонских инвертора постигне систем сложенопериодичних напона са фундаменталном компонентом чија се амплитуда и учестаност могу континуално мењати. Варијацијом напона и учестаности уз очување њиховог односа (тј. $U/f = C^{te}$) добија се најчешће коришћен вид подешавања брзине обртања асинхроног мотора са кратко спојеним кавезом. Такозвано U/f управљање засновано је на очекивању да је учестаност клизања релативно мала, тако да ће брзина обртања ротора бити углавном одређена учестаношћу напајања. Овакав приступ подешавању брзине не захтева мерење брзине нити успостављање повратне спреге (*open-loop*). Варијација оптерећења које делује на вратило асинхроног мотора у раду без повратне спреге одражава се на промену флукса и одступање брзине обртања. Промене брзине обртања и флукса у ваздушном зазору су код open-loop решења највеће у режиму малих брзина и малих учестаности напајања. Оне се могу компензовати помоћу IR или напреднијих решења компензације (scalar-control [2]). Поменути приступи управљању асинхроним мотором не омогућују распрегнуто управљање флуксом и моментом. Одзив фреквенцијски регулисаног асинхроног мотора је релативно спор. Учестаност осцилација које се јављају у *ореп-loop* одзиву одређене су параметрима и временским константама самог мотора као и учестаношћу клизања. Фактор пригушења одскочног одзива асинхроног мотора у open-loop моду је обрнуто пропорционалан клизању и оптерећењу на вратилу, док се релевантне временске константе које одређују време смирења прелазних појава крећу у опсегу од 50 ms до 5 s. Електрични погони са тако спорим, слабо пригушеним одзивом се нису могли користити у применама управљања кретањем, где је неопходно обезбедити распрезање и брз одзив регулационих контура флукса и момента. Све до развоја електричних сервопогона са моторима за наизменичну струју, електрични актуатори су грађени углавном помоћу мотора за једносмерну струју са независном побудом или са перманентним магнетима на статору.

10.1. Развој електричних сервомотора

Примена асинхроних и синхроних мотора у индустријској аутоматизацији омогућена је појавом нових приступа управљању [9,10]. Векторско управљање асинхроним мотором [106] омогућује да се код струјно и напонски напајаних мотора [107] обезбеди распрезање контура управљања флуксом и моментом, тако да пропусни опсег у задавању покретачког момента достиже и превазилази $f_{BW} = 1$ kHz. Код управљања асинхроним мотором, момент и флукс зависе од компоненти вектора статорске струје [108], заправо од пројекција вектора магнетопобудне силе статора на вектор обртног поља. Одзив момента је једнозначно одређен квалитетом струјног регулатора [109], тако да се у погонима где струјни регулатор има пропусни опсег од 1 kHz може очекивати да остварени електромагнетски момент достигне задату вредност за 150 до 200 µs. Имајући у виду и чињеницу да карактеристике асинхроног мотора омогућују велику преоптеретљивост (краткотрајно се могу достићи моменти осам до десет пута већи од називног момента [110]) може се закључити да је асинхрони мотор са векторским управљањем најпогоднији извршни орган за већину сервосистема [57,111]. Усавршавањем концепта векторског управљања (FOC – *Field Oriented Control*) развијен је универзални векторски контролер [112], код кога се у зависности од режима рада управљање и задавање вектора жељене струје статора везује за просторну оријентацију флукса статора, ротора или флукса у ваздушном зазору. Концепт векторског управљања примењен је и на синхроне моторе са перманентним магнетима на ротору [113], који се користе у случајевима када тежина и габарит мотора морају бити што мањи, као и у применама које захтевају да у ротору мотора не постоје губици снаге. Реализација векторског управљања захтева:

- струјни регулатор високих перформанси који треба да омогући брзе измене амплитуде и просторне оријентације вектора магнетопобудне силе статора, као и
- расположивост информације о амплитуди и просторној оријентацији роторског флукса асинхроног мотора којим треба векторски управљати.

У случајевима када се управљање реализује коришћењем инвертора као напонског актуатора и када се као управљачки улази система имају компоненте статорског напона у dq координатном систему (u_d , u_q), контуре флукса и момента нису распрегнуте [114], па је неопходно применити кола за распрезање, заснована на познавању параметара мотора. Сложене и нумерички интензивне реализације векторског управљања и распрежућих кола захтевају да се у погонима почну употребљавати брзи RISC (*Reduced Instruction Set*) и сигнални процесори за обављање временски критичних функција. Једновремено, у оквиру погонског контролера је потребно извршавати и функције надзора, комуникације и подешавања параметара, што веома често превазилази могућности једног микроконтролера. Zheng предлаже реализацију погонског контролера у виду двопроцесорског система са управљачким и комуникационим функцијама јасно подељеним између два процесора [115].

У оквиру дигитално регулисаног погона са асинхроним мотором, знатни програмски и хардверски ресурси посвећени су оцени амплитуде и просторне оријентације флукса. Leonhard показује да се директно мерење положаја и амплитуде флукса за потребе векторске контроле у пракси не може реализовати [109]. Уградња нарочитих детектора магнетског поља у зазор машине захтевала би да асинхрони мотори за векторско управљање буду специфичне, нестандардне конструкције. Такође, ефекти које би на овако конципирано директно мерење и на сигнале монокристалних Hall елемената за мерење поља имали флукс расипања, локално засићење и ожлебљење, резултовали би великом грешком у процени просторне оријентације флукса. Уградња аморфних полупроводничких трака у ваздушни зазор напуштена је из сличних разлога као и настојање да се детекција положаја флукса олакша нарочитим секционисањем статорских намотаја асинхроног

252 10. Трендови у развоју микропроцесорски управљаних електричних погона

мотора [116]. Практичну примену налазе алгоритам индиректног векторског управљања (IFOC - Indirect Field Oriented Control), и директно векторско управљање (DFOC – Direct Field Oriented Control) [26,38], код којих изостаје непосредно мерење флукса. Индиректно и директно векторско управљање заснивају се на оцени амплитуде и оријентације флукса на основу сигнала и стања који су на располагању у оквиру меморије дигиталног погонског контролера. Дакле, у оба поменута случаја се оријентација одређује индиректно (тј. не врши се мерење поља) па називе индиректно (IFOC) и директно (DFOC) управљање треба схватити условно. У случају директног управљања (DFOC), компоненте вектора статорског флукса израчунавају се на основу мерења терминалних величина (струја и напона машине) и прорачуна статорских једначина напонског баланса, док се код индиректног (IFOC) приступа просторна оријентација роторског флукса одређује на основу угаоне брзине обртања ротора, статорских струја и једначина напонског баланса у роторском колу. Директно управљање не захтева примену давача на вратилу, али стога имплицира интеграцију терминалних напона што се негативно одражава на понашање погона у зони малих брзина обртања. Потреба за познавањем тачне вредности отпора статорских намотаја, проблем офсета код интеграције и несавршеност (мртво време) конвертора снаге чине директно управљање неприменљивим у случају када се захтевају веома мале брзине [117] или контролисање момента мотора чији је ротор заустављен. Поред тога, оријентацијом према пољу статора ствара се спрега између контура момента и флукса [118], па је неопходно применити нарочите, параметарски осетљиве структуре за распрезање [119]. Добре стране директне векторске контроле су робусност у односу на варијације параметара роторског кола [120] и спремност за рад без давача брзине, па се овакав начин управљања може успешно и економично применити код погона који не захтевају рад у области малих брзина.



Слика 10.1. Директно векторско управљање моментом и флуксом засновано на реконструкцији флукса из сигнала терминалних напона и струја. Реконструкција укључује интеграцију детектоване електромоторне силе, отежану при малим брзинама обртања.

Заједничка особина директног (DFOC) и индиректног (IFOC) векторског управљања је потреба за познавањем амплитуде и просторне оријентације флукса ротора, статора или флукса у ваздушном зазору. Пројекције вектора статорске струје на правац флукса ротора одређују амплитуду флукса (уздужна компонента) и електромагнетског момента (попречна компонента струје) који се развијају у машини. Непосредно након укључења погона, у магнетском колу асинхроне машине још увек није успостављен флукс. Разлагање вектора струје на магнетизациону и активну компоненту тада нема значаја јер је просторна оријентација флукса чија је амплитуда једнака нули неодређена. Бавећи се проблемима робусности и глобалне стабилности векторског контролера у транзијентним стањима, Garigan показује да се код поласка јављају неприхватљиве осцилације момента и ексцесне вредности клизања [121]. Ови нежељени ефекти се могу елиминисати применом специфичне секвенце укључења векторски контролисаног мотора у погон. У основи, потребно је задату вредност момента и унутрашњу команду клизања задржати на нули све до успостављања номиналне вредности флукса у машини [121]. По истеку временског интервала приближно једнаког роторској временској константи, векторски контролисани погон може започети нормалан рад.



Слика 10.2. Одређивање амплитуде и оријентације роторског флукса асинхроног мотора у случају индиректног векторског управљања. Приказани блок дијаграм садржи калкулатор клизања, који учестаност клизања одређује на основу активне компоненте струје, амплитуде флукса и параметара роторског кола. Ради коректне оцене амплитуде флукса потребно је моделовати засићење магнетског кола.

10.2. Проблем параметарске осетљивости индиректног векторског управљања и алгоритми за оцену параметара роторског кола у току рада погона

Индиректно векторско управљање (IFOC) захтева уградњу давача на вратилу како би се обезбедила информација о позицији ротора, потребна за одређивање просторне оријентације роторског флукса. Овај начин управљања не захтева мерење и интеграцију статорских напона, па је регулисање флукса и момента могуће и при брзинама обртања које су блиске или једнаке нули. Структура IFOC контролера је примерена позиционим и брзинским сервосистемима који редовно имају давач на вратилу и захтевају рад у области малих брзина. Поред давача на вратилу, у сврху израчунавања просторне оријентације флукса потребно је познавати и параметре роторског кола (R_r , L_r) [122] (сл. 10.2). Грешке у процени временске константе ротора $T_r = L_r/R_r$ доводе до нежељене спреге између контура флукса и момента у стационарном стању и прелазним процесима [123], па је одзив мотора осцилаторан и непогодан за примену у сервосистемима.

Утицај варијације индуктивности расипања на IFOC структуре је занемарив [124]. Промене отпорности R_r , проузроковане флуктуацијама температуре и учестаности [125] као и варијације међусобне индуктивности у области слабљења поља [126], битно утичу на карактеристике IFOC погона. У случају великих одступања, поред појаве осцилаторног одзива, увећавају се и губици снаге у мотору, умањује преоптеретљивост погона и јавља могућност нестабилног рада брзинског или позиционог регулатора. Осетљивост погона на варијације параметара роторског кола поготово је изражена код погона већих снага [127]. Нелинеарност карактеристике магнећења могуће је компензовати коришћењем унапред припремљених података јер се не очекује њена измена у току рада погона. Двопараметарска апроксимација карактеристике магнећења даје задовољавајуће резултате у већини случајева где је краткотрајно преоптерећење погона релативно мало (мање од 5*M*_{nom}) [128]. Леви и Вучковић [129,130] показују да се код великих вредности *M_{em}* и великих струја деградира квалитет одзива у *q* оси због магнетске спреге узајамно нормалних оса, проузроковане нелинеарношћу магнетског материјала (унакрсно засићење - cross saturation), па је ову појаву неопходно моделовати [131,132] и компензовати.

Утицај одступања параметара на квалитет одзива (detuning) може се ублажити прилагођењем коефицијената регулације [133], али се решења која одговарају сервосистемима постижу једино применом алгоритама за идентификацију и корекцију. Иницијално подешавање и одређивање роторских параметара мотора ван погона је неопходно обавити [134], али је од великог значаја омогућити да промене релевантних параметара буду детектоване и у току рада погона. Од суштинског је значаја пројектовање и примена алгоритма за оцену параметара мотора у току рада, као и примена механизама за аутоматску корекцију параметара регулације сервопогона [135]. Инјекција одговарајућег тест сигнала [136] омогућује да се параметри одреде у било ком радном режиму. Маtsuo предлаже утискивање инверзне компоненте обртног поља и одређивање роторског отпора из детектоване инверзне компоненте одзива мотора [137].



Слика 10.3. Алгоритам за оцену параметара роторског кола асинхроног мотора са индиректним векторским управљањем. У струју магнетизације инјектује се тест сигнал. Параметри роторског кола утичу на карактер одзива погона на тест сигнал, па је тиме омогућена њихова оцена.

Параметри се могу одредити и на основу мерења одзива система на побуду у виду споропроменљивог тест сигнала учестаности блиске 6 Hz. Додат струји у d оси (тј. магнетизационој компоненти статорске струје) [138], овако формулисан тест сигнал проузрокује споре пулсације флукса у d оси, на основу чега је кроз анализу добијеног одзива могуће оценити параметре мотора. Недостатак метода заснованих на инјекцији тест сигнала је појава нежељених осцилација момента, брзине и позиције на учестаности тест сигнала, што је код сервосистема неприхватљиво. Zai предлаже решење у коме се као тест сигнал користи увек присутни шум импулсно ширинске модулације (PWM), који настаје прекидачком акцијом у оквиру конвертора снаге [139]. На такав начин, у систем се не инјектују никакве додатне сметње већ се користи несавршеност напонског извора (трофазног транзисторског инвертора). Уколико се као тест сигнал користи комутациони шум конвертора снаге (инвертора), резултат идентификације параметара су вредности које отпорности и индуктивности мотора имају у опсегу учестаности где постоји највећи део спектралне снаге тест сигнала. Ради се о релативно великим учестаностима (1 до 20 kHz) при којима вредности релевантних параметара могу бити знатно различите од оних које постоје за учестаност клизања или учестаност напајања. Услед потискивања роторске струје из дубине жлеба ка међугвожђу (*skin*-ефекат), роторски намотај може струјама високе учестаности пружати отпор који је знатно већи од отпора пруженог струјама на уобичајеној, радној учестаности [140]. Уколико би промена релевантних параметара у функцији учестаности била позната, поступак идентификације вредности коју они имају на вишим учестаностима био би прихватљив. Наиме, тада би се, након добијања резултата, вредност конкретног параметра добијена идентификацијом могла помножити унапред познатим коефицијентом фреквенцијске зависности и тако свести на вредност коју параметар има на радној учестаности. Како је за одређивање фреквенцијске зависности $R_r(f)$ потребно познавати детаље конструкције ротора и облик жлеба, решење које је понудио Zai [139] није нашло ширу примену.

Garces предлаже да се одређивање роторске временске константе врши за време квазистационарних стања погона на основу конфронтације измерене и очекиване реактивне снаге мотора [141]. Низ аутора предлаже различите варијанте идентификације и корекције T_r у току рада погона [142-146], засноване на мерењу терминалних величина (напона и струја статорског намотаја), естимацији флукса, момента, активне или реактивне снаге, као и на порећењу са одговарајућим величинама, израчунатим у моделу роторског кола. Код погона чији је момент оптерећења линеарна функција брзине обртања [147] или је споропроменљивог карактера [148], проблем идентификације роторске временске константе се може лакше решити, нарочито у случајевима када се ради о погонима средњих и малих називних снага. Векторско управљање асинхроним моторима велике снаге отежано је околношћу да је зависност роторске временске константе и отпора ротора од учестаности клизања код таквих мотора нарочито изражена [140,149]. Релативно велике димензије роторског жлеба и проводника ротора су основни разлог значајних фреквенцијских варијација параметара роторског кола, које постоје код асинхроних мотора велике снаге. Знатна одступања параметара детектују се чак и за релативно мале роторске учестаности [140], реда величине номиналног клизања, па се skin-ефекат мора узети у обзир код идентификације по свакој од поменутих метода [150]. У екстремним случајевима (изузетно велике снаге и/или роторски жлеб велике дубине) корекција роторске временске константе не омогућава распрегнуто управљање моментом и флуксом, већ се структура векторског контролера мора модификовати тако што се роторско коло моделује као мрежа која садржи већи број спрегнутих контура [151].

Методе за корекцију одступања роторских параметара, конципиране на мерењу терминалних величина, обезбеђују информације о стању мотора кроз електромоторну силу индуковану у статорским намотајима ($e_s \approx \psi_r \omega_{dq}$). Рад у области малих брзина и малих вредности електромоторне силе отежава одређивање стања мотора. Несавршености у погонском претварачу, међу којима је мртво време и коначан пад напона на прекидачима, као и варијације параметара

статорског кола (Rs), чине да одређивање параметара и стања у области малих брзина у пракси буде тешко оствариво. Како су главне примене векторски (IFOC) контролисаних асинхроних мотора брзински и позициони сервомеханизми, који захтевају регулисање момента и флукса и код заустављеног ротора, неопходно је развити алгоритме за одређивање и корекцију роторских параметара који се неће ослањати на мерење терминалних напона. Различита решења предложена су од стране великог броја истраживача [137,146]. Разматра се и могућност идентификације заснована на одређивању стања мотора помоћу вештачке неуралне мреже [152]. Пошто је број сензора у оквиру погона потребно свести на минимум, предност имају решења која не захтевају никаква додатна мерења нити додатне информације осим оних већ присутних у структури индиректног векторског регулатора. Полазећи од податка о положају вратила и процене инерције обртних маса могуће је градити естиматор електромагнетског момента. Присуство задате и реализоване вредности момента у меморији погонског контролера отвара могућност да се у току рада одреди линеаризована функција преноса погона [127]. Анализа неких дискретних карактеристика ове функције (пре свега варијација фазе у зони учестаности клизања) даје инликацију о промени параметара роторског кола и може послужити као основ за њихову корекцију у току рада погона [153].

Kelley разматра могућност да се варијација параметара роторског кола одреди на основу фреквенцијске зависности импедансе мотора [154]. Спектар статорског напона има релативно велику снагу расподељену у области од нулте учестаности до учестаности од неколико килохерца. Специфичан облик спектра који имају терминалне величине асинхроног мотора захтева да се њихова анализа врши методом параметарске естимације [155] или применом алгоритма за анализу спектра са клизајућим носиоцем. Подаци о фреквенцијском саставу терминалних напона и струја омогућују да се израчуна промена импедансе мотора у функцији учестаности. Варијација импедансе може, под одређеним условима [154], бити основа за процену температуре ротора и компензацију температурних промена роторске временске константе.

Савремена решења за идентификацију временске константе ротора укључују паралелан рад два или више механизама, од којих сваки може успешно одредити вредност параметра T_r под одређеним околностима, у којима је радни режим погона такав да омогућује успешан рад конкретног механизма идентификације. При томе, није неопходно да сваки механизам исправно ради у свим околностима јер се код инсуфицијенције у одређеним радним режимима он може надоместити механизмом који у истим условима даје боље резултате. Конкурентно извршавање више алгоритама уз селекцију управљачких и корективних дејстава у складу са текућим радним режимом може резултовати робусном идентификацијом T_r у свим режимима који су од интереса. Ланговски предлаже паралелну структуру за одређивање флукса и параметара мотора са напонским и струјним референтним моделом [156]. Задовољавајући резултати постижу се варијацијом појачања корективних дејстава предложене структуре у функцији радног режима. Рад у области идентификације параметара асинхроних мотора у току рада и у фази инсталације није окончан. Постојећи алгоритми не обезбеђују самостално подешавање погона без учешћа оператера, не показују робусност у свим радним режимима или захтевају уградњу додатних сензора, па се очекује развој нових, ефикаснијих и поузданијих алгоритама.

10.3. Проблеми примене синхроних сервомотора са перманентном побудом

Синхрони мотори са перманентним магнетима (PM) на ротору [31] налазе широку примену у сервопогонима снаге до 10 kW. Развој нових магнетских материјала омогућује израду синхроних РМ мотора велике специфичне снаге и мале инерције. Магнети начињени од неодијума, гвожђа и бора (Nd Fe B) дају за око 30% боље карактеристике од магнета који садрже самаријум и кобалт (Sm Co). Максимална дозвољена температура магнета која још увек не доводи до деформације карактеристике магнећења (*B-H*) увећана је на 175° C, чиме је повећана и дозвољена густина струје као и снага мотора. Начин на који су магнети уграђени у магнетско коло ротора битно утиче на карактеристике мотора. Код површинске монтаже ротор је најчешће изотропан, па су индуктивности у d и q оси приближно једнаке ($L_D = L_O$). У случају уградње магнета у унутрашњост магнетског кола ротора, могућа је конфигурација са тангенцијалном и радијалном магнетизацијом. Код структуре са тангенцијалном магнетизацијом, познате и под називом структура са концентрацијом флукса (flux concentration), магнетски отпор d осе је мањи од релуктансе у q оси па је тада $L_D > L_O$, док се код конфигурације са радијалном магнетизацијом има анизотропија која даје $L_D < L_O$. Статорски намотај може бити реализован тако да индукована електромоторна сила има трапезни или простопериодичан облик. Под именом Brushless DC (BLDC) мотор подразумева се синхрони мотор са сконцентрисаним статорским намотајем просторног корака од 180°. Трапезни облик електромоторне силе омогућава одређивање положаја ротора на основу фазног става трећег хармоника [35], елиминацију давача положаја и реализацију регулисаног погона са само једним струјним сензором у међуколу погонског претварача. Прекидачи снаге у погонском конвертору који напаја brushless DC мотор, проводе у току једне трећине периоде статорског напона. У произвољно одабраном тренутку постоји струја у две фазе статорског намотаја док је струја у трећој фази једнака нули. Провођење у интервалима од по 120° у свакој полупериоди резултује нешто мањом средњом вредношћу момента, док изостанак могућности да се у довољној мери умањи побудни флукс отежава рад BLDC мотора у зони слабљења поља (константне снаге) и ограничава њихову примену на погоне константног момента. BLDC мотори се најчешће користе за покретање компресора, пумпи и вентилатора у применама где је од нарочитог значаја њихова

способност да остваре велики степен корисног дејства и да раде без давача на вратилу. Овакви мотори се веома често сусрећу у оквиру расхладних система различитих врста.



Слика 10.4. Попречни пресек магнетског кола ротора једног синхроног мотора са перманентним магнетима уграђеним на површину роторског цилиндра (*surface-mounted magnets*).

Рад у области слабљења поља је код синхроних сервомотора са тангенцијалном магнетизацијом олакшан релативно великом индуктивношћу у d оси $(L_D > L_Q)$. Примена векторског управљања омогућује распрезање контура момента и флукса на начин сличан распрезању које постоји код асинхроних мотора. Присуство релуктантног момента, проузрокованог разликама у магнетском отпору две осе $(L_D > L_O)$, код ових мотора увећава укупни расположиви момент, који је стога већи него у случају када ротор има изотропну структуру. Расположиви момент се може у пуној мери искористити применом алгоритма за директну контролу момента (DTC) [157]. Због различитог магнетског отпора у d и q оси, максимални однос добијеног момента и потребне струје (Nm/A) добија се када је угао између вектора роторског флукса и статорске магнетопобудне силе различит од π/2. Мотори са унутрашњом монтажом магнета имају мању валовитост момента и бољи рад при великим брзинама, па се користе у применама осетљивим на валовитост момента (cogging) и погонима високих перформанси и великих брзина. Компактност, мала инерција и велика специфична снага мотора са површинском монтажом магнета омогућује њихову примену у случајевима када су потребне изузетно велике вредности убрзања и рад у режиму константног момента, као што су примене управљања кретањем у индустријским манипулаторима. У применама управљања кретањем где је од нарочито великог значаја степен корисног дејства

погона, синхрони мотори са перманентним магнетима потискују асинхроне моторе и моторе једносмерне струје све до снага од 5 до 10 kW. Перманентно побуђени (PM) синхрони мотори снаге веће од 10 kW се веома ретко сусрећу јер је за њихову израду потребна веома велика количина магнета што се неповољно одражава на цену и чини PM моторе мање привлачним. У области великих снага примену налазе углавном асинхрони мотори. Степен корисног дејства асинхроних мотора се увећава са називном снагом, и за јединице од 10 до 100 kW постаје упоредив са степеном корисног дејства синхроних мотора.



Слика 10.5. Магнетско коло ротора једног синхроног мотора са перманентним магнетима уграђеним у унутрашњост роторског цилиндра (*buried magnets*).

Перформансе савремених сервосистема са синхроним РМ моторима [31,158] су умањене присуством валовитости (*ripple*, *cogging*) електромагнетског момента. Валовитост момента је сложенопериодична паразитна компонента суперпонирана на жељени/задати момент. Средња вредност ове паразитне компоненте једнака је нули, и она може бити третирана као детерминистички шум. Учестаност нежељене компоненте момента се веома често налази изван пропусног опсега система за управљање кретањем, па се њен утицај на брзину обртања и положај ротора/алата не може компензовати деловањем регулатора. У неким типичним случајевима примене синхроних РМ мотора у машинској обради материјала, мотор оставља карактеристичан 'потпис' на предмету обраде. Три основна узрока за појаву валовитости момента су дата у наредном пасусу:

1) Интеракција просторних хармоника таласа магнетопобудне силе статора (MPS(θ)) и просторних хармоника таласа магнетске индукције ($B(\theta)$) у зазору (проузроковане присуством перманентних магнета) доводи до појаве такозване електромагнетске валовитости. Електромагнетска валовитост се неће појавити уколико барем једна од две поменуте величине (магнетопобудна сила MPS(θ) или магнетска индукција у зазору $B(\theta)$) има простопериодичну расподелу, тј. да нема

просторне хармонике. Коначан број статорских жлебова онемогућује идеалну, простопериодичну расподелу густине статорских проводника по обиму машине, па је неминовно присуство виших просторних хармоника $MPS(\theta)$. Проблеми уградње магнета узрок су појави виших хармоника у расподели $B(\theta)$. Изузетак чине мотори са феритним ротором код којих се магнетизација обавља накнадно, пропуштањем импулса магнетизационе струје кроз већ уграђени, квазисинусоидално дистрибуирани статорски намотај. Учестаност паразитних компоненти момента зависи од просторних периода виших хармоника $B(\theta)$ и $MPS(\theta)$, као и од брзине обртања мотора. Најизразитија компонента има учестаност шест пута већу од (електричне) учестаности обртања ротора [159]. Електромагнетска валовитост је пропорционална амплитуди статорске струје и средњој вредности развијеног момента, тако да су њени ефекти код растерећеног мотора релативно мали.

2) Анизотропија проузрокована ожлебљењем статора и специфичним обликом магнетског кола ротора проузрокује појаву релуктантне валовитости момента. У машини чији магнетски отпор варира у зависности од релативног положаја ротора и статора, ротор тежи да заузме положај у коме ће магнетски отпор у оси побуђеног статорског намотаја бити минималан, а његова индуктивност максимална. Релуктантна валовитост момента има амплитуду пропорционалну квадрату статорске струје, док јој учестаност зависи од геометрије машине (броја жлебова) и брзине обртања ротора.



Слика 10.6. Валовитост момента код синхроних мотора са перманентним магнетима на површини ротора (*cogging*, *detent torque*). Расподела магнетског поља које стварају магнети, уграђени на површину ротора је сложенопериодична и има више просторне хармонике. Магнетски отпор (релуктанса) магнетског кола статора има просторне хармонике одређене бројем статорских жлебова. Кроз интеракцију просторних хармоника поља и магнетског отпора ствара се валовитост момента. Ротор тежи да се задржи у положају у коме су магнетски модули постављени наспрам зубаца статора.

3) Паразитни момент проузрокован интеракцијом сегмената перманентног магнета, уграђеног на површину ротора, и зубаца магнетског кола статора, познат је под именом cogging или detent torque. Ова врста валовитости не зависи од статорске струје, тако да постоји и у ситуацијама када је статорска струја једнака нули [160]. Сегменти перманентних магнета на ротору теже да се ставе у положај минималног магнетског отпора, па се јавља момент који тежи да сегменте магнета постави наспрам статорског зупца, избегавајући положај наспрам жлеба, где је магнетски отпор на путу флукса велики. Као резултат, јавља се паразитна компонента момента чија учестаност зависи од броја жлебова и димензија сегмената перманентног магнета.

Валовитост момента се може умањити захватима у конструкцији мотора, док се валовитост момента код постојећих мотора може компензовати [159] модификацијом управљачке структуре и увођењем *feed-forward* компоненте задате струје статора. На основу претходно извршених мерења одређује се учестаност, амплитуда и фаза виших хармоника које треба додати простопериодичном облику статорске струје како би нежељене осцилације момента биле умањене или елиминисане. Компензација паразитних ефеката у циљу побољшања перформанси сервопогона са синхроним РМ мотором заснована је на предикцији валовитости момента и идентификацији параметара мотора [161]. Поред валовитости момента, у обзир је потребно узети и системска кашњења, несавршеност дигиталног ширинског модулатора, као и паразитне и секундарне ефекте који су присутни у оквиру инвертора [162]. Жељено увећање брзине и квалитета одзива у условима када делују поменуте несавршености, док се параметри мотора мењају у зависности од радног режима, успешно се постиже применом алгоритама за прилагођење и компензацију, заснованих на вештачким неуралним мрежама [163].

10.4. Проблеми управљања магнетопобудном силом статора у електричним погонима са моторима наизменичне струје

Електромагнетски момент електричних машина за наизменичну струју се може одредити као векторски производ роторског флукса и статорске струје. Имајући у виду брзину промене статорске струје, варијација флукса се може окарактерисати као споропроменљива, па се може сматрати да је одзив момента електричног сервопогона једнозначно одређен способношћу остваривања брзих промена струје, тј. карактеристикама струјног регулатора. Релативно споре промене брзине обртања и флукса омогућују да се, за потребе синтезе регулатора струје, мотор моделује као трофазно индуктивно-отпорно оптерећење са серијски повезаном, споропроменљивом електромоторном силом (сл. 10.7) [164].



Слика 10.7. Редуковани модел трофазног сервомотора погодан за анализу и синтезу дигиталних регулатора статорске струје.

Мерење статорске струје се најчешће обавља уз коришћење струјног сензора са Холовим ефектом, који је у свему еквивалентан конвенционалном струјном трансформатору, али има и способност да поред наизменичне компоненте пренесе и једносмерну компоненту струје. Алтернативно, ова врста сензора се код погона мањих снага може заменити шантом. Потребно је мерити најмање две од три фазне струје чији спектар укључује знатан шум на учестаности комутације. Комутациони шум је могуће потиснути одабирањем струја у средини напонских импулса или локалним усредњавањем већег броја еквидистантних одбирака узетих у оквиру једне периоде комутација (*oversampling*) [165].

Поступак мерења и филтрације заснован на узимању средње вредности струје у току сваке периоде комутација се може лако извести у случају када се мерење обавља помоћу шанта, док се галванска изолација остварује помоћу оптокаплера (*opto-coupler*). Напон на серијском отпорнику (шанту), пропорционалан мереној струји, доводи се на улаз *U/f* конвертора који генерише поворку импулса чија је учестаност пропорционална улазном напону. Добијени импулси се помоћу оптокаплера на галвански изолован начин преносе до бројачког система микроконтролера, који збраја пристигле импулсе и тако мери средњу вредност струје у протеклој периоди одабирања.

Први покушаји да се начини дигитални регулатор статорске струје резултовали су карактеристикама инфериорним у односу на еквивалентна аналогна решења. Проблем комутационог шума, потреба за кондиционирањем сигнала пре његовог увођења у одабирачку секцију (*anti-alias filter*), коначна брзина дигитализације (A/D конверзије) и релативно мала резолуција првобитних A/D конвертора имали су за последицу релативно велико транспортно кашњење и знатан шум услед ефекта квантизације. Стога су прве примене електричних сервопогона са асинхроним и синхроним моторима реализоване тако што је регулација струје статора имплементирана помоћу аналогне технике. Дигитални погонски контролер тада израчунава жељену вредност фазне струје и саопштава је аналогном регулатору струје преко нарочитог D/A конвертора. Једноставност аналогне струјне регулације, засноване на употреби компаратора са хистерезисом, резултовала је њиховом широком применом [166,167,168]. Код ових регулатора, величина хистерезиса, индекс модулације и индуктивност расипања мотора одређују комутациону учестаност. Нежељене варијације учестаности комутације могу се уклонити модификацијом регулатора и увођењем фазно спрегнуте петље [169,170]. Каzimierkowski [171] и Tripathi [172] показују да се константна учестаност комутације може обезбедити варијацијом хистерезисног прага у зависности од индекса модулације и параметара мотора.

Добијени резултати показују да струјни регулатор са хистерезисом омогућује да се оствари брзина одзива и пропусни опсег који се не могу постићи применом других, савременијих решења дигиталне струјне регулације [172,173]. Добре особине регулатора са хистерезисом чине их нарочито погодним за случајеве када у намотаје мотора треба инјектовати струју чија промена није простопериодична, као што је то потребно код прекидачких релуктантних мотора. С друге стране, негативне особине ових регулатора, међу којима је неповољан спектар излазног напона и зависност комутационе учестаности од индуктивности расипања мотора, могле су се толерисати у електричним погонима чија је снага мања од 1 kW и који имају напон једносмерног међукола једнак или мањи од 300 V. Код погона чија је снага већа и који напон међукола добијају исправљањем трофазног напона индустријске учестаности, варијације комутационе учестаности постају зависне од дужине и паразитне капацитивности кабла за напајање мотора, због чега примена регулатора са хистерезисом постаје знатно отежана. У случају када су конвертор и мотор повезани релативно дугачким каблом знатне оточне капацитивности, еквивалентна индуктивност која оптерећује конвертор је знатно умањена и учестаност комутација код регулатора са хистерезисом може тада неконтролисано порасти и довести до трајног оштећења полупроводничких прекидача снаге. Ова појава се може елиминисати применом решења у коме се ограничење комутационе учестаности не ослања на хистерезис у струјном компаратору, већ је одређено временским кашњењем, наменски унесеним у контуру регулације [173]. Варијација комутационе учестаности може бити умањена и подешавањем величине хистерезиса у току рада погона. Nagy показује да струјни регулатор са хистерезисом има детерминистички карактер [174], али му је осетљивост на почетне услове тако велика да припада класи хаотичних система. Примена сазнања из области теорије хаоса може делимично поправити карактеристике овог струјног регулатора и елиминисати негативне особине спектра излазног напона.



Слика 10.8. Трофазни напонски инвертор са локалном повратном спрегом по струји и са аналогним регулатором струје који има компараторе са хистерезисом (CRPWM – *Current Regulated Pulse Width Modulated Inverter*).

Brod [175] и Schonnung [176] потврђују да аналогна имплементација регулатора статорске струје може имати задовољавајуће карактеристике и дискретан спектар уколико се у управљању прекидачима инвертора користи ширински модулатор са троугаоним носиоцем и модулационим сигналом добијеним на излазу PI регулатора струје. Излазни напон који се тада добија у свом спектру нема значајније хармонијске компоненте у области између фундаменталне и комутационе учестаности, док је учестаност комутација у свим режимима рада константна. Holtz показује да се кашњења у контури за регулацију струје негативно одражавају на перформансе и могу проузроковати пре свега знатну фазну грешку [177]. Одступања у фази за последицу имају погрешну просторну оријентацију вектора магнетопобудне силе статора и нежељену спрегу контура за регулацију флукса и момента код директног или индиректног векторског управљања. Ради уклањања ових ефеката, Lorenz предлаже да се, на основу информација о стањима и параметрима, изврши предикција струје и на тај начин компензују ефекти кашњења [178]. Исти аутор показује да се карактеристике струјног регулатора могу побољшати тако што се у топологију погонског претварача укључи резонантно међуколо. Захваљујући резонантним комутацијама, комутациона учестаност се тада може знатно увећати пре него што резултујући комутациони губици постану упоредиви са губицима које при нижој учестаности комутација има конвенционална топологија са 'тврдим' (hard-switched) [179] комутацијама. Увећана учестаност комутација омогућује да се употребе веће вредности кружног појачања и тако постигне већа брзина реаговања струјног регулатора.

Temple показује да се карактеристике струјно регулисаних погонских конвертора (CRPWM – *Current Regulated Pulse Width Modulation*) могу побољшати увођењем нових врста полупроводничких прекидача (MOS-контролисани тиристор) [180]. Специфичности и ограничења нових прекидача захтевају нови приступ реализацији ширинске модулације и утичу на структуру регулатора струје. Поједине врсте нових полупроводничких прекидача снаге који се користе у погонским претварачима могу захтевати да тренуци укључења и искључења прекидача буду познати 50-100 µs раније, као и да постоји ограничење минималног времена вођења или одмарања прекидача. Често се јавља потреба да позитивни или негативни напонски импулси краћи од унапред одређеног минимума $t_{on(min)}$ буду уклоњени из текуће периоде ширинске модулације, при чему је неопходно меморисати напонску грешку, која се јавља као последица уклањања импулса, како би она у наредним периодама могла бити компензована. Аналогна имплементација струјног регулатора и модулатора који би имали описане, релативно сложене функције била би скопчана са низом потешкоћа. Имплементацији поменутих управљачких акција примерена је употреба дигиталног погонског контролера.

Способност дигиталног погонског контролера да изврши сложене алгоритме управљања који се не могу имплементирати помоћу аналогне технике један је од бројних разлога да се аналогне имплементације регулатора статорске струје више не користе, већ се прелази на употребу дигиталних регулатора струје. Дигитални регулатор струје има спорији одзив и веће кашњење управљачких акција од аналогног регулатора струје који користи брзе компараторе са хистерезисом, али се дигитална регулације све чешће користи због флексибилности која код аналогних регулатора није присутна, као и због потребе да се управљачки хардвер редукује и стандардизује.

Потреба да се струјни регулатор прилагоди мотору деловањем на подесиве отпорнике, кондензаторе и потенциометре негативна је страна свих аналогних регулатора струје. Њихов недостатак је и тај што задатак управљања обављају оперишући фазним величинама у статорском непомичном координатном систему. Задате вредности струје су у стационарном стању простопериодичне, па примена PI регулатора не може осигурати да струјна грешка у стационарном стању буде једнака нули. Rowan [181] и Schauder [182] предлажу да се управљачке акције струјног регулатора формулишу у синхроном dq координатном систему, у коме су код стационарног стања задате вредности струја i_d и i_q непроменљиве, тако да је довољно да регулатор има интегрално дејство како би се обезбедила нулта грешка у стационарном стању.

Синхрони струјни регулатор подразумева дигиталну имплементацију алгоритма, што укључује и решавање проблема аквизиције сигнала повратне спреге, њихове обртне трансформације у синхрони координатни систем, као и доцније инверзне трансформације управљачких варијабли из синхроног у стационарни координатни систем, у коме је лоциран и дигитални ширински модулатор. Кашњења услед неопходне обраде сигнала могу угрозити квалитет одзива, тако да она морају бити узета у обзир у фази пројектовања структуре [183] и одређивања параметара регулације. Конвенционални PI регулатор не може у потпуности задовољити постављене захтеве. Наиме, применом конвенционалног регулатора могуће је остварити нулту грешку у стационарном стању, али се не може избећи спрега која у току прелазних процеса постоји међу варијаблама d и q осе. Ben-Brahim истражује могућности за примену dead-beat регулације са опсервером и предикцијом струје [184]. Показује се да овакав приступ нема практичног значаја због изузетно велике осетљивости на варијације параметара мотора. Промена у износу од 7% може резултовати нестабилним одзивом система са *dead-beat* регулатором. Deadbeat регулација не даје позитивне ефекте и због тога што је расположиви напон на излазним прикључцима погонског претварача ограничен и не може достићи вредности које регулатор захтева, чиме се нарушавају и претпоставке за остварење планиране регулације. Вић истражује могућности да се флексибилност неуралне мреже искористи у реализацији регулатора који би имао мању осетљивост на варијације параметара мотора [185]. Струјни регулатор заснован на примени вештачке неуралне мреже (ANN - Artificial Neural Network) развијен је у лабораторијама немачких војних школа (University of Fedral Forces). Развијено и тестирано решење има ANN струјни предиктор који израчунава очекиване вредности струје у наредна четири корака. Предикција омогућује да се унапред одреде и будуће комутације прекидача у конвертору, па је могуће умањити број комутација у јединици времена. Једновремено се постиже и умањење одступања струјног вектора од задате трајекторије, што показује да су перформансе регулатора употребом ANNпредиктора видно побољшане. Briz [164] примењује метод комплексних вектора и анализира његове предности у анализи и синтези напредних структура дигиталних струјних регулатора. Метод комплексних вектора омогућује умањење нежељене спреге која се у току прелазних процеса јавља између појава у *d* и *q* оси.

Нагпеfors примењује теорију унутрашњег модела (IMC – Internal Model Control) у синтези дигиталних струјних регулатора и постиже завидне резултате у распрезању појава у d и q оси у стационарном стању и при прелазним процесима [186]. Примена IMC концепта у одређивању структуре струјног регулатора заснива се на раздвајању функције преноса објекта (тј. електричног подсистема погона) на део који може инвертовати и део који има транспортна кашњења и коначне нуле у десној полуравни. Инверзијом другог дела функције преноса објекта добила би се нестабилна функција са елементима предикције коју у пракси није могуће реализовати, па се инвертује само први део функције. Резултат добијен инверзијом првог дела се компензује уношењем полова на високим учестаностима ради уједначавања степена полинома у бројиоцу и имениоцу. Овако уређена функција користи се као серијски компензатор унутар IMC структуре. Решење показује робусну способност распрезања прелазних процеса у d и q оси, што преостала решења нису могла обезбедити.

Код савремених дигитално управљаних погона често се избегава издвајање струјног регулатора у нарочиту, унутрашњу контуру регулације. Хијерархија унутрашњих/спољашњих контура регулације, типична за каскадну реализацију, доводи до субоптималног одзива. Поступак подешавања параметара регулације код каскадне реализације започиње тиме што се одреде параметри унутрашњих (локалних) контура. Потом се прелази на подешавање параметара најближе спољашње контуре, при чему параметри претходно подешене локалне контуре остају непромењени. Поступак је окончан тиме што се подесе параметри последње спољашње контуре, што је у систему за управљање кретањем контура за регулацију позиције. Слабост описаног поступка лежи у томе што се у фази подешавања параметара унутрашњих контура не сагледавају последице које варијација појединих параметара има на квалитет одзива спољашњих контура, које ће бити подешене доцније, док се код подешавања самих спољашњих контура параметри унутрашњих (локалних) контура више не могу мењати. Уколико се наведена ограничења отклоне применом метода подешавања спектра полова (*pole placement*) или другог сличног поступка за одређивање параметара регулације, динамичко понашање система може бити знатно побољшано.

У системима за управљање кретањем постоји потреба да се позиција одржи на унапред задатој трајекторији. Каскадно организован регулатор има спољашњу контуру са регулатором позиције. Овакав регулатор на свом излазу генерише задату брзину кретања, формулисану тако да се грешка у позицији отклони у што краћем времену. Контура за регулацију брзине је подређена (тј. унутрашња) контури за управљање позицијом. Задатак регулатора брзине у оквиру каскадне структуре је одређивање задате вредности покретачког момента на начин који омогућује да се што пре отклони детектовано одступање брзине обртања од задате вредности. Задати момент је референтни улаз за унутрашњу регулациону контуру погона, чија је улога да помоћу регулатора момента (тј. струје) и уз коришћење погонског претварача у улози појачавача, на статорски намотај сервомотора доведе напоне потребне за стварање електромагнетског момента једнаког задатој вредности.

Дигитални погонски контролер и погонски конвертор могу деловати на понашање електричног и механичког подсистема искључиво путем варијације напона на прикључцима статора. Кретање алата или предмета обраде условљено је силама које се опиру кретању, као и покретачким моментом који га поспешује. Код каскадне структуре управљања, напон на прикључцима статора одређен је захтевима струјног регулатора. Постоји само индиректна веза са основним управљачким задатком, који се састоји у одржавању позиције на жељеној трајекторији. Пре него што настане промена у условима напајања сервомотора, проузрокована детектованом грешком у праћењу трајекторије, сигнал позиционе грешке мора бити обрађен у три серијски (каскадно) повезана регулатора, што проузрокује кашњење управљачког дејства и спорији одзив.

Управљачка варијабла (напон статора) може се директно и непосредно одредити тако да задовољава захтев управљања и минимизира одступање позиције, брзине, момента или флукса од жељене трајекторије. Каскадна структура се може елиминисати тако што се једновремено одреди одступање које постоји између жељеног и оствареног кретања свих релевантних променљивих стања, након чега се управљање (тј. напон статора) израчунава у функцији свих детектованих грешака. Засебан струјни регулатор код оваквог концепта управљања није потребан. Потребно је дефинисати жељено кретање система и одредити критеријумску функцију, након чега се одреди управљање тако да у датим условима сведе одабрану критеријумску функцију на минимум. Критеријумска функција се може одредити као збир апсолутних вредности или збир квадрата одступања позиције, брзине, покретачког момента и флукса од задатих вредности. Како управљачка променљива (тј. вектор напона на излазним прикључцима конвертора) има мали број дискретних вредности (седам), потребно је одабрати један од седам расположивих вектора (сл. 9.1) тако да се критеријумска функција сведе на минимум у што краћем времену.



Слика 10.9. Блок дијаграм структуре за директно управљање моментом (DTC – Direct Torque Control). Структура нема регулатор струје, већ се управљање (тј. задата вредност напона статора) у свакој периоди одређује тако да до истека следеће периоде у највећој могућој мери умањи утврђена одступања флукса и момента од задатих вредности. Флукс и покретачки момент није могуће директно мерити већ их је неопходно реконструисати. Карактеристике опсервера/естиматора одлучујуће утичу на рад погона.

Директно управљање моментом (DTC, сл. 10.9), према извештајима већег броја истраживача [157,187,188], омогућује да одзив погона постане знатно бољи од одзива који се добија са конвенционалним структурама управљања. Shao показује да директно управљање моментом даје, у односу на каскадну структуру са издвојеним струјним регулатором, знатно мању валовитост електромагнетског момента, мирнији рад погона у области малих брзина, једноставнију компензацију мртвог времена и достизање нижих брзина у раду без давача на вратилу (*sensorless*) [189]. Структура за директно управљање моментом, у литератури позната као моментни модулатор, приказана је на слици 10.10. Развој директних приступа управљању погоном и њихова оптимизација представљају широко поље за даљи истраживачки рад.



Слика 10.10. Начин одређивања секвенце напонских вектора и њиховог трајања у оквиру моментног модулатора. У свакој периоди комутације одређује се секвенца која садржи два активна и један нулти вектор. Трајање појединих вектора се израчунава тако да се одступања момента и флукса од жељених вредности по истеку текућег интервала сведу на минимум. Секвенца приказана на слици укључује векторе V₁ (100), V₂ (110) и V₀ (000). Величине d₁ и d₂ представљају тежинске коефицијенте и једнаке су количнику између времена трајања појединих прекидачких стања (тј. напонских вектора) и периоде комутација *T*.

комутација 1.

10.5. Електрични погони велике снаге и високих перформанси

Електрични погони велике снаге у ваљаоничким становима, млиновима, снажним пумпама, компресорима и у осталим применама где инсталисана снага превазилази 10 kW, представљају значајне потрошаче електричне енергије. Поред осталих захтева, погонски регулатор треба да омогући прилагођење радног режима величини и природи оптерећења како би се умањили губици снаге у мотору и погонском конвертору, и тако побољшао енергетски биланс. Код покретања пумпи, вентилатора и компресора велике снаге није потребно остварити брз одзив момента и флукса, али је потребно искористити предности распрегнутог управљања моментом и флуксом како би се амплитуда флукса прилагодила моменту оптерећења. Поред уштеде електричне енергије, распрегнутим управљањем се постиже и умањење удара и осцилација момента, мирнији рад и олакшан надзор стања мотора и процеса. Код погона великих снага, вредност самог мотора и погонског претварача вишеструко премашује цену управљачке и мерне опреме потребне за извршавање алгоритама векторског управљања и напредних функција надзора и заштите. Стога се код таквих погона веома често користе дигитални погонски контролери веома високих перформанси, чак и у случајевима када су захтеви у погледу одзива веома скромни. Нумерички капацитет контролера тада се користи за извршавање сложених заштитних функција, израчунавање термичке слике појединих делова мотора, и за рану детекцију специфичних кварова као што су прекид једног од штапова роторског кавеза, увећани ексцентрицитет и друге нерегуларности чијом се раном детекцијом може спречити хаварија и велика материјална штета. Квалитет погона са асинхроним моторима снаге 500 kW у индустрији челика [190] се применом FOC видно побољшава уз истовремено увећање поузданости (MTBF – Mean Time Between Failures).

Реализација векторског управљања захтева робусну естимацију амплитуде и положаја флукса [191]. Погони велике снаге ретко захтевају рад у области малих брзина, па се најчешће примењује директно векторско управљање (DFOC) [192], које не захтева уградњу давача на вратило мотора, већ реконструкција флукса врши на основу терминалних напона и струја. Осетљивост алгоритма индиректног векторског управљања (тј. IFOC) на варијације параметара T_r нарочито је изражена код погона велике снаге, где имплементација овог алгоритма захтева познавање облика зубаца и моделовање ефекта дубоких жлебова [151]. Стога се IFOC приступ у погонима велике снаге користи у ретким случајевима који захтевају да се распрегнуто управљање оствари и у области веома малих брзина обртања ротора. DFOC алгоритам издваја информације о флуксу из сигнала електромоторне силе који се добија одузимањем пада напона на серијској импеданси статора од напона на статорским прикључцима. Алгоритам захтева познавање вредности статорског отпора R_s . Премда варијације овог параметра негативно утичу на карактеристике погона и угрожавају рад у области малих брзина, његове промене у погонима велике снаге са DFOC управљањем немају значајније последице. Релативна вредност статорског отпора асинхроних мотора велике снаге веома је мала (параметар r_s је мањи од 0,002), па су и ефекти промене овог параметра од малог утицаја на тачност у реконструкцији флукса и на рад погона.

Директно векторско управљање омогућује да се промена момента код погона велике снаге обликује тако да се умање његове нагле промене и удари, напрезања и трошење делова механичког подсистема, и тако увећа средње очекивано време између два сукцесивна квара (MTBF). Електромагнетски момент векторски управљаног асинхроног мотора производ је q компоненте струје и d компоненте роторског флукса, па се једна те иста задата вредност може постићи за различите вредности флукса [193,194]. Посматрајући погон који ради у стационарном стању, може се уочити да се покретачки момент и брзина обртања неће

272 10. Трендови у развоју микропроцесорски управљаних електричних погона

променити уколико се струје у d и q оси једновремено промене на начин који њихов производ задржава на претходној вредности. Присутни степен слободе се може искористити за подешавање амплитуде флукса на начин који умањује губитке снаге у погону. Као пример, у току рада са релативно малим вредностима покретачког момента могуће је умањити флукс, па самим тим и губитке у гвожђу [195,196,197]. Флукс мале амплитуде не би био погодан за рад са великим вредностима покретачког момента. Имајући у виду да се момент добија као производ флукса и струје, може се закључити да би развијање великих вредности момента при малој амплитуди флукса захтевало веома велике вредности струје. Велики губици у намотајима тада би у потпуности превазишли уштеде постигнуте умањењем губитака у гвожђу. Може се, дакле, закључити да је амплитуду флукса потребно мењати у функцији брзине обртања и момента оптерећења. На овај начин, губици у погону и претварачу могу се битно умањити у свим радним режимима, а нарочито у области слабљења поља [198]. Губици снаге су увећани код импулсног (PWM) напајања. Валовитост и изобличења статорске струје и таласног облика флукса проузрокују додатне губитке у бакру и лимовима [199], па је тешко унапред предвидети оптимални ниво флукса за задато оптерећење погона. Поред тога, засићење магнетског кола као и зависност губитака од температуре [200], онемогућују да се унапред зада оптимални радни режим. Може се, међутим, доказати да је зависност губитака снаге од амплитуде флукса конкавна функција са увек позитивним другим изводом [57], што омогућује ефектну примену градијентних on-line приступа минимизацији губитака. Kirschen предлаже минимизацију губитака у погону помоћу алгоритма који врши промене магнетизационе струје у релативно малим корацима [201]. Величина и смер варијације Δi_d зависи од оцене губитака. Роторски флукс се на скоковите промене магнетизационе струје одазива са кашњењем које је одређено роторском временском константом. Смер у коме се мења флукс зависи од ефеката које су на губитке у погону и на улазну снагу имали претходно начињени кораци. Конкаван облик функције губитака гарантује да ће описана корачна метода претраживања довести радну тачку у минимум. Овакав алгоритам умањиће амплитуду флукса растерећеног погона на минималну вредност. Уколико се оптерећење у оваквом стању нагло увећа, низак ниво флукса и коначан струјни капацитет погонског конвертора ограничиће расположиви момент. Струју магнетизације могуће је тада вратити на вредност једнаку номиналној или већу, али ће се флукс тада увећавати релативно споро, на начин одређен роторском временском константом. Ограничени струјни капацитет конвертора ће у међувремену резултовати стварањем покретачког момента који је мањи од задате вредности, па се у времену које је потребно за поновно успостављање номиналног флукса јавља пропад брзине, тј. велико негативно одступање брзине обртања од задате вредности. Величина пропада се у поменутом случају може умањити оптимизацијом динамичке расподеле струје на магнетизациону (i_d) и активну (i_a) компоненту [57].

Код електричних погона са асинхроним мотором и унапред познатим периодичним променама брзине и терета, могуће је унапред одредити промену

електромагнетског момента у току радног циклуса. Амплитуда роторског флукса се у току истог циклуса може мењати у складу са унапред одређеном функцијом и у одређеним границама, дефинисаним системским ограничењима погона. Избором амплитуде флукса условљени су активна компонента струје $i_q = M_{em}/\omega_r$ и укупни губици снаге у погону. Промена (трајекторија) флукса у току радног циклуса машине [202,203] се може одредити тако да губици снаге у мотору и конвертору буду најмањи могући за задати циклус. У применама управљања кретањем производних машина, трајекторије брзине и профили момента најчешће су унапред познати, па се релативно често јавља могућност и потреба за проналажењем оптималне трајекторије флукса која би губитке снаге у току једног циклуса радне машине свела на најмању могућу вредност.

Примена директног векторског управљања у погонима великих снага не омогућује поуздан рад при брзинама мањим од 1% називне брзине, јер тада пад напона на статорском отпору постаје већи од електромоторне силе која се у тим условима индукује у статорском намотају, што се негативно одражава на реконструкцију флукса. Уколико се овакав рад ипак захтева, неопходно је применити алгоритме за компензацију мртвог времена у конвертору снаге, поступке за оцену статорског отпора у току рада погона или модификовати структуру DFOC контролера ради постизања робусности у области малих брзина. Ragnar предлаже ефектну модификацију DFOC алгоритма коју назива природна оријентација поља (NFO - Natural Field Orientation) и која брзину референтног dq координатног система одређује на основу процењене електромоторне силе [204]. NFO алгоритам омогућује управљање моментом асинхроног мотора без сензора на вратилу чак и при брзини обртања једнакој нули. Проблем параметарске осетљивости ипак није решен јер рад NFO алгоритма и даље захтева познавање параметара статорског кола. Chouiter показује да примена Н∞ оптимизације код векторског управљања, уз елементе генетских алгоритама у појединим режимима, битно увећава робусност у области малих брзина обртања [205]. Marvali анализира могућност примене адаптивног управљања са референтним моделом код векторског управљања асинхроним моторима великих снага [206]. Он пореди карактеристике различитих структура за реконструкцију стања, међу којима и MRAS (Model Reference Adaptive System) структуру за оцену брзине и флукса ротора, као и структуру која се ослања на интеграцију електромоторне силе. Marvali уочава да ниједно од анализираних решења не задовољава захтеве у свим радним режимима погона, већ је неопходно конкурентно извршавати оба поменута алгоритма, додељујући им коефицијенте веродостојности који варирају од 0 до 1, исказујући тако способност сваког алгоритма да у датом радном режиму на поуздан начин оцени брзину и флукс ротора. Жељена стања се добијају у виду линеарне комбинације сигнала, добијених применом наведених алгоритама за оцену стања, при чему коефицијенти веродостојности имају улогу тежинских коефицијената. Овакав приступ, уз вршење унакрсне адаптације, омогућује робусност векторски управљаних погона са асинхроним мотором и у области веома малих брзина.

<u>274</u> 10. Трендови у развоју микропроцесорски управљаних електричних погона

Код погона високих перформанси чија је снага веома велика (преко 500 kW), избегава се употреба асинхроних мотора због њихове релативно велике реактивне снаге. У области великих снага примену често налазе синхрони мотори са намотаним ротором. Подешавањем побудне струје синхроног мотора може се контролисати реактивна снага на страни статора. Могуће је побудну струју поставити на вредност при којој је фактор снаге једнак јединици а реактивна снага једнака нули. Могуће је успоставити и веће вредности побудне струје при којој синхрони мотор, прикључен на мрежу индустријске учестаности, генерише реактивну снагу и ради као VAR-компензатор. Топологије конвертора за регулисане погоне велике снаге варирају од тиристорских струјних инвертора до циклоконвертора, који се примењују у спороходним електричним погонима на ледоломцима и великим млиновима. Управљање синхроним моторима велике снаге реализује се као векторско управљање. Управљачка структура је веома слична векторском контролеру момента и флукса асинхроног мотора, с тим што у случају синхроне машине са намотаним ротором функцију d компоненте статорске струје преузима побудна струја роторског електромагнета.

Погони са асинхроним моторима велике снаге, који треба да раде у узаном опсегу брзина које су блиске синхроној брзини, често се реализују тако што се статорски намотај напаја из трофазне мреже индустријске учестаности, док се роторски намотај напаја из нарочитог фреквенцијског претварача који се најчешће реализује помоћу тиристора. Описана структура је позната под називом тиристорска каскада. Напон означен са U_{nom} на слици 10.11, у пракси може варирати од 3 × 400 V до 3 × 6 kV. Роторски намотај је начињен тако да су његови крајеви доступни помоћу нарочитих клизних прстенова. Преко клизних прстенова и дирки (четкица), крајеви роторског намотаја су повезани са претварачем 1 (сл. 10.11), који електричну снагу система роторских струја и напона конвертује у снагу једносмерне струје. Једносмерно међуколо које повезује претварач 1 и претварач 2 има пригушницу *L*, која акумулира енергију и умањује пулсације проузроковане процесима AC/DC и DC/AC конверзије у претварачима 1 и 2. Једносмерно међуколо је повезано са примарним извором преко претварача 2 и трансформатора.

Систем претварача (претварач 1, претварач 2 и трофазни трансформатор на слици 10.11) омогућује двосмерну конверзију. Дакле, могуће је снагу добијену из роторског намотаја вратити примарном извору или од примарног извора преузети снагу и након двостепене конверзије пренети је ротору. Роторска снага је пропорционална клизању, па се варијације брзине обртања асинхроног мотора могу постићи тако што се ротору саопштава позитивна или негативна активна снага. Снага пренесена ротору треба да буде позитивна за брзине обртања веће од синхроне, блиска нули за брзине блиске синхроној, односно негативна уколико се ротор обрће брзином мањом од синхроне. Основна предност погона на слици 10.11 је у томе што је називна снага претварача 1 и 2 знатно мања од називне снаге мотора. У случају када брзину обртања треба одржавати у опсегу од $\pm n\%$ око синхроне брзине, потребно је применити претвараче 1 и 2 чија снага износи свега n%номиналне снаге погона. Имајући у виду да је градња погонских претварача снаге веће од 200-300 kW скопчана са низом техничких проблема, поменута особина каскаде је од великог значаја.





10.6. Проблеми комуникације у области управљања кретањем

Комуникација се у производним погонима пре 30 до 40 година вршила тако што су се људи – оператери кретали од једне производне машине до друге, надзирући фазе рада и вршећи корективне акције деловањем на прекидаче и тастере. Под аутоматима су се подразумевали сатни механизми оспособљени да у одређеним временским интервалима делују на систем прекидача повезаних са релејним актуаторима и моторима. Подешавања и поправке уређаја за аутоматизацију захтевале су углавном прецизне механичаре, а у много мањој мери електротехничаре. Позитивне стране тадашњих уређаја су брзо уочавање и лако разумевање свих мерно-управљачких склопова, али се њихов основни недостатак огледао у сложеној процедури измене структуре и параметара регулације. Недостатак потребне флексибилности захтевао је да се сатни механизми и релеји замене програмабилним електронским склоповима. Појава програмабилних логичких контролера (PLC – *Programmable Logic Controller*) и уређаја SCADA (*Supervisory Control and Data Acquisition*) омогућује знатно увећање флексибилности и поузданости код управљања производним процесима. PLC је жичаним везама спрегнут са вентилима, контакторима и давачима, при чему повезивање са сваком појединачном направом захтева најмање два засебна проводника.



Слика 10.12. Пример повезивања програмабилног логичког контролера са групом електричних погона помоћу жичаних веза (горњи део слике) и преко дигиталног комуникационог канала (доле).

У току модернизације производних процеса уводе се фреквенцијски регулисани погони са могућношћу континуалне варијације брзине обртања, измене смера и динамичког кочења. Појављује се потреба за подешавањем параметара, напредном сигнализацијом и надзором. Дигитално управљани електрични погони постају често сусретане, флексибилне направе у највећем броју производних машина. Код давача и актуатора појављују се елементи локалне интелигенције, па се јавља и потреба за напредним решењима комуникације између самих јединица, као и са централним рачунаром. Управљање кретањем помоћу дигитално контролисаних сервопогона и увођење СNC јединица у производне процесе увећава број различитих уређаја које треба комуникационим каналима повезати у функционалну целину. У савременим производним машинама сусрећу се индустријски PC рачунари, мерно управљачки модули са VMA сабирницама, енкодери, позиционери, контактори, вентили, дисплеји, тастатуре и други слични уређаји. Веза централног рачунара, актуатора и давача поприма форму мреже и захтева велику брзину и поузданост у преносу података. Повезивање елемената система неопходно је због аутоматизованог подешавања, пуштања у рад, измене параметара у току рада и других функција.

Конвенционалне топологије система за управљање кретањем код алатних машина и у роботици најчешће имају неколико сервопојачавачких модула и један CNC уређај за управљање и координацију. Регулација брзине и момента остварена је у оквиру сервопојачавача, док се генерисање трајекторија и регулација позиције врши у оквиру CNC-а за све сервомоторе (тј. за све осе система). Комуникација CNC - сервопојачавач укључује цикличну размену задатих вредности брзине, података о положају вратила појединих мотора, различитих команди, као и информација о статусу и евентуалним кваровима.

У оквиру конвенционалних структура, CNC саопштава задату вредност брзине у облику стандардног ±10 V аналогног сигнала, чија максимална вредност (10 V) одговара највећој радној брзини сервомотора (сл. 10.14). А/D конвертор резолуције од 12 до 14 бита у оквиру сервопојачавачког модула претвара добијени аналогни сигнал у дигиталну реч, погодну за даљу обраду у погонском контролеру. Податак о положају вратила мотора напајаног из сервопојачавача треба саопштити CNC уређају ради успостављања повратне спреге по позицији и одређивања грешке у праћењу задате трајекторије. Повратна спрега по положају се може успоставити уградњом додатног (другог) енкодера у свакој од оса, при чему се сигнали са првог доводе у сервопојачавач док се сигнали другог енкодера спроводе у CNC уређај. Ради уштеде, често се користи решење са једним енкодером или ризолвером у свакој од оса. Сигнали са давача на вратилу тада се воде у сервопојачавач, где се користе за успостављање повратне спреге по брзини и за имплементацију векторског управљања. Сервопојачавач обрађује прихваћене сигнале у нарочитом периферијском уређају бројачког типа, познатог под називом симулатор енкодера. Податак о позицији се трансформише у поворку импулса RS485 формата и у тој форми преноси до CNC уређаја, који има прихватни периферијски уређај бројачког типа у коме се реконструише позиција посматране осе (вратила) [7,13]. CNC емитује команде и прихвата извештај сервопојачавача о његовом статусу у облику стандардизованих логичких сигнала напонског нивоа 24 V.

Постојећа комуникација захтева велики број проводника који повезују модуле сервопојачавача и CNC уређај, брзе A/D и D/A конверторе и сложене бројачке системе за акумулацију позиционих инкремената. У пракси се достиже број од 15 до 20 проводника за сваку од оса. Проблеми квантизације, офсета, шума и кашњења суштински ограничавају перформансе у контроли кретања. Како су позициони и брзински контролер раздвојени, перформансе зависе и од периоде цикличне размене информација. Ретки су системи са циклусима краћим од 1 ms. Како брзине кретања алата достижу 2 m/s, кашњење у преносу задате вредности
брзине од 1 ms може резултовати грешком праћења од 2 mm. Да би се грешке умањиле, управљачки програм сервопојачавача се проширује модулима за унутрашњу интерполацију и предикцију тачака на трајекторији, док CNC паралелно са задатом брзином често емитује и сигнале за *feed-forward* компензацију.

Напредне структуре за управљање кретањем подразумевају да се у оквиру сервопојачавача обаве функције контроле момента, брзине, положаја и фине (унутрашње) интерполације задате вредности положаја (сл. 10.17), док се у оквиру СNС уређаја обавља генерисање трајекторије, координација кретања више оса, као и све остале функције велике сложености и малог приоритета. Примена овог напредног концепта захтева дигиталну комуникацију између модула и СNС уређаја (сл. 10.13). Циклична размена података може укључивати задату вредност положаја (4 бајта), повратну спрегу по положају (4 бајта), контролне информације и команде (2 бајта), информације о статусу (2 бајта), елементе дијагностике (2 бајта) и од 2 до 4 бајта намењена подешавању параметара.



Слика 10.13. Четвороосни систем за управљање кретањем код кога постоји дигитални комуникациони канал између централног рачунара и сервопојачавача. Постојање јединствених сабирница преко којих се обавља целокупна комуникација омогуђује да се знатно умањи број жичаних веза и поједностави инсталација.

Дигитална комуникација између CNC уређаја и сервопојачавача захтева отворену архитектуру и стандардизоване поступке размене информација. Потребно је постићи да уређаји различитих произвођача буду међу собом компатибилни, како би се комуникација могла остварити без додатних захвата. Стандардизација треба да обезбеди могућност да инсталацију модула, интеграцију система и евентуалну замену у току рада могу обавити радници који нису нарочито обучавани. Могућност да инсталацију и подешавање обави особље са нижом квалификацијом је све више цењена због све чешћег измештања производних линија у слабије развијене земље, у којима је цена рада нижа али је и ниво образовања и техничке културе знатно неповољнији. Не мање важна је и могућност да се елементи система добављају од различитих произвођача. Од дигиталног комуникационог система се очекује да обезбеди једноставан сервис, дијагностику и одржавање. Поруке и поступци треба да буду хијерархијски организовани по сложености и приоритету. Потребно је одвојити размену комплексних информација мале хитности од преноса једноставних, кратких порука великог приоритета. Поступци треба да буду унифицирани за све врсте уређаја (актуаторе, сензоре, CNC) и све врсте производних машина, како би се постигла што већа међусобна заменљивост модула и склопова. Робусна комуникација треба да буде отпорна на шум и да обезбеди редундантност, способност опоравка и наставка рада након квара или грешке, као и прихватљиве трошкове инсталације и експлоатације.

Потребна брзина преноса информација кроз канал за дигиталну комуникацију између уређаја индустријске аутоматизације може се проценити на основу саобраћаја који постоји у конвенционалним решењима, где се сигнали повратне спреге и задатих вредности преносе у виду стандардних напонских сигнала формата ± 10 V, док се логичка стања и команде размењују у облику напонских сигнала амплитуде 24 V (сл. 10.14).



Слика 10.14. Конвенционални начин размене сигнала повратне спреге и задатих вредности између централног рачунара и сервопојачавача. Позиције вратила појединих мотора саопштавају се у виду поворке енкодерских импулса, док се задате вредности момента и/или брзине преносе у виду стандардних напонских или струјних сигнала.

Потребно је повезати од 10 до 100 комуникационих чворова који су најчешће лоцирани на растојањима мањим од 100 m. Неопходно је обезбедити да циклус размене информација и време одзива буду краћи од 1 ms. Ако претпоставимо да се користе четрнаестобитни A/D конвертори који дигитализују аналогне сигнале амплитуде ± 10 V у свакој периоди одабирања T = 1 ms, количину овако добијених информација можемо еквивалентирати преносом од приближно два килобајта у секунди, па се израчунавањем долази до закључка да збирна брзина серијског преноса мора бити већа од 1 Mbaud. Технологија потребна за реализацију дигиталне серијске комуникације поменутих брзина постоји већ годинама, али још увек није усвојен хардверски и програмски ниво стандарда, већ сваки произвођач СNC уређаја и сервопојачавачких модула има специфичан хардвер и протокол који није компатибилан са уређајима других произвођача.

У највећем броју случајева се комуникација између уређаја индустријске аутоматизације обавља серијски. Велики број проводника искључује могућност паралелног повезивања комуникационих чворова. Конвенционалне серијске везе (RS232, RS485, RS422) не налазе примену због:

- 1) недостатка галванске изолованости и мале отпорности на PWM шум,
- проблема у повезивању више комуникационих чворова паралелно на исту линију,
- 3) неусаглашених протокола за размену информација,
- 4) недовољне брзине преноса, и
- 5) одсуства хардверских аутомата за корекцију грешке.

Уређаји за дигиталну размену информација између елемената рачунарског система, који управља кретањем механичке структуре са више оса, мора омогућити достизање релативно великих брзина преноса. VME (Versa Module Eurocard) и AT-Bus ограничени су на веома мала растојања и не могу се користити за повезивање просторно одвојених модула. Једноставност и ниска цена Ethernet и Cheapernet веза (повезивање учесника BNC каблом) као и релативно велике брзине преноса чине их атрактивним за примене у индустрији. На садашњем нивоу њихови протоколи не омогућују гарантовано време одзива, па се не могу употребити за управљање у реалном времену. У оквиру оперативних система за управљање у реалном времену (RTOS - Real Time Operating System) не постоје програми за подршку ethernet везе у реалном времену (тј. драјвери), који могу задовољити потребе за разменом информација карактеристичних за управљање кретањем. Конвенционални програми за размену информација путем ethernet везе предвиђају комуникацију која је структурирана и знатно сложенија од просте размене сигнала повратне спреге, референци и статуса, али се управо поменута сложеност конвенционалних поступака за размену информација (пакета) негативно одражава на очекивано време одзива. У највећем броју случајева (RTOS, Nucleus, Windriver) корисник је упућен да начини сопствени програм (драјвер) за комуникацију

који ће користити хардверске ресурсе и механизме *ethernet* везе. Поред непредвиђеног утрошка времена које ће бити потребно за израду драјвера, негативна страна оваквог приступа и начина рада је околност да ће драјвер који начини један од корисника бити различит од решења која у међувремену могу начинити остали, чиме ће бити онемогућена размена хардверских и програмских модула и нарушена компатибилност уређаја.



Слика 10.15. Преглед комуникационих захтева код вишеосних погона.

Покушај стандардизације у пољу индустријских комуникација начинила је комисија на европском нивоу – IEC65/SP50. IEC протокол је дефинисан као серијска веза више комуникационих чворова. Пренос се обавља оптичким каблом или парицама које преносе сигнале RS485 формата. Предвиђена је аутоматска (хардверска) корекција грешака у преносу, очекивано време одзива је 1 ms, док брзина преноса на даљине до 1,2 km може достићи 1 Mbit/s уз оптички пренос. IEC протокол је конципиран тако да омогућава пренос задатих вредности, сигнала повратне спреге, команди и статуса, као и да омогућава вршење функција надзора и заштите. Предвиђа се и преношење програма (кода) периферијским модулима од стране централног рачунара, као и уписивање (*download*) примљеног програма у радну меморију периферијског уређаја, чиме се у знатној мери аутоматизује и олакшава обнављање (*upgrade*) софтвера и промена параметара. Релативно скромне перформансе IEC протокола ограничиле су његову примену, тако да се поред њега користи и читав низ различитих, међусобно некомпатибилних протокола (Sercos, Profibus DP, Canbus, Interbus-S, Sinec L2 DP, MACRO, FireWire, и други).

Стандардизација претпоставља усклађивање хардверских и програмских карактеристика протокола, у литератури познатих под именом 'седам нивоа протокола' (*seven protocol layers*):

- 1) начин механичког и електричног повезивања комуникационих чворова,
- 2) хардверско решење преноса елементарних порука,
- ниво повезивања у мрежу, усмеравање, сегментација и реасемблирање блокова података,
- управљање преносом података из једног чвора у други (захтев, прихватање, потврда),
- ниво сесије организација и синхронизација преноса блокова података између чворова,
- 6) синтакса, команде *connect*, *disconnect*, и програмски модули за повезивање комуникационог софтвера са корисничком апликацијом, и
- 7) ниво корисничких апликација.

Стандардизација протокола још увек није спроведена у потпуности. Задовољавајућа усклађеност ограничена је на нивое 1, 2 и 7 чак и за протоколе који се сматрају релативно добро дефинисаним. Компатибилност и међусобна заменљивост СNС уређаја, сервопојачавача и других уређаја индустријске аутоматизације још увек је тешко остварива и скопчана са низом потешкоћа. Корисници су и даље упућени на то да целокупан систем добављају од једног произвођача како би избегли проблеме проузроковане некомпатибилношћу, што умањује флексибилност система а произвођаче ставља у монополски положај.

Пример релативно успешног националног стандарда дигиталне индустријске комуникације је Sercos (*Serial Real Time Communication System*) који је конципиран од стране VDW удружења немачких произвођача алатних машина и намењен пре свега повезивању CNC-а са дигитално управљаним електричним сервопогонима. Пренос се обавља помоћу пластичног оптичког кабла прилагођеног преносу на таласним дужинама од 640 до 675 nm. Средња вредност емисионе снаге је блиска 0,1 mW, што обезбеђује пренос брзинама до 2 Mbit/s. Спрега (конектори) се реализује према IEC 874-2 стандарду. Sercos је конципиран као прстен, како би се избегли T-спојеви оптичких каблова и дисперзија светлости на оваквим спојевима. Више Sercos прстенова може бити звездасто повезано, чиме се интегришу сви процеси у оквиру једне фабрике. Сваки комуникациони чвор у прстену има један пријемник и један предајник. Пријемник садржи нарочито GAL коло чији је задатак да из улазног сигнала издвоји синхронизационе импулсе (*clock*). Предајник може поново емитовати поруку коју је управо примио или емитовати своју сопствену поруку.

Sercos је базиран на *master-slave* приступу. Циклус комуникације је непроменљив. Пренос започиње синхронизационим телеграмом *master*-а, потом следи пренос података из адресираних *slave* чворова, а затим пренос порука *master* чвора преосталим чворовима. Трајање циклуса се не мења у току комуникације. Могуће је одабрати циклусе трајања од 64 µs до 65 ms. У оквиру телеграма преносе се задате вредности брзине и положаја, сигнали повратне спреге, параметри, извршни код процедура, статусне поруке и сигнали грешке. Сваки блок података има карактеристичан број (ID). Sercos предвиђа укупно 2¹⁶ различитих ID бројева.

Премда Sercos обезбеђује изузетно поуздан и брз пренос и једноставну инсталацију, одсуство његове шире примене проузроковано је релативно високом ценом као и настојањем VDW групе да коришћење и даљи развој Sercos технологије буду строго контролисани. Ситуација се унеколико променила појавом Sercon 410A интегрисаног кола које имплементира Sercos протокол. Коло има све потребне механизме за реализацију протокола, *dual-port* RAM величине 1024×16, DMA (*Direct Memory Access*) механизам и неопходне бројачке системе, чиме се знатно олакшава његово повезивање са дигиталним погонским контролером и Sercos протовол. Sercon 410A је развијен од стране групације IAM – Bra-unschweig, док га производи компанија SGS лоцирана у Италији. Евентуално усвајање Sercos комуникације биће условљено отклањањем постојећих недостата-ка, а пре свега умањењем трошкова његове уградње и инсталације, као и решавањем проблема лиценцних права и интелектуалне својине.

Знатно економичнији од Sercos интерфејса је Interbus-S, чија је брзина преноса мања (500 килобита у секунди) али му је ефикасност знатно већа. Interbus-S је нарочито погодан за повезивање сензора и актуатора. Уместо телеграма са више поља контролног и управљачког карактера, пренос података се обавља на упрошћен, компактан начин, all in one message. Не постоје уводни и протоколарни делови као што је број поруке (ID), адреса, командно поље и слично, па се остварују знатне уштеде у времену. Ефикасност (однос корисних података и укупно пренетих) достиже 60%, док се код осталих протокола она креће у опсегу од 4 до 25%. Као и Sercos, Interbus-S је прстенасте структуре са master-slave организацијом. Master чвор има могућност за спрезање са надређеним рачунаром или надређеном мрежом. Могуће је повезати до 64 комуникациона чвора на растојањима до 400 m. Подаци се преносе сигналима RS485 формата, брзином до 0,5 мегабита у секунди. Поред Sercos и Interbus-S интерфејса, вреди поменути EasyBus, развијен од стране швајцарског произвођача Socapel, који обезбеђује повезивање до 254 комуникациона чвора и има брзину преноса од 2,5 мегабита у секунди. У фази развоја је MACRO, интерфејс за комуникацију између CNC-а и сервопојачавача у вишеосним системима са веома великим бројем сервомотора. Развој овог интерфејса организују велики светски произвођачи опреме за управљање кретањем

(US-Delta Tau Systems, Baldor-Electric, Kollmorgen Motion Technologies, Western Servo Design). MACRO ће бити прстенасто конфигурисан и обезбедиће брзину преноса од 100 мегабита у секунди.

Дигитална веза измећу централног рачунара, мотора и сензора све више поприма структуру мреже. Текпіс Іпс. предлаже примену ТК протокола за повезивање сервопојачавача са СNС и PLC уређајима [207], сличног протоколима за размену информација у рачунарским мрежама. Поруке и команде омогућују аутоматизовано одређивање врсте мотора и сензора, мерење релативног положаја сензора у односу на мотор (*autophasing*), дигиталну компензацију офсета струјне петље, одређивање структуре и параметара серворегулатора, као и идентификацију механичког подсистема [208]. Брза измена података омогућује да се реализује РС*scope* функција (приказивање временске промене стања погона на екрану индустријског РС рачунара), која се користи у фази инсталације погона. Ова функционалност олакшава подешавање параметара регулације и одзива појединих регулационих контура, и пружа кориснику директан увид у понашање система у реалном времену. Даљи развој TR протокола предвиђа повезивање погона и CNC рачунара са фабричком рачунарском мрежом (интранет) и јавним интернетом, чиме би се олакшало сервисирање и накнадно подешавање удаљених јединица и избегла потреба да стручно особље путује до удаљених локација.

За потребе уношења параметара, структуре погонског регулатора, задатих вредности и трајекторија предвиђа се израда корисничких програма као што је GAD (Graphical Application Designer) и GMSD (Graphical Motion Software Development) [207], који омогућују да особље ниских квалификација обавља програмирање у слободној форми и дефинише функцију, структуру и параметре погона путем уношења и повезивања графичких објеката (icon). Модуларно организован управљачки програм за дигитални погонски контролер, начињен помоћу програмског алата на персоналном рачунару корисника, омогућује да се погон конфигурише за рад са асинхроним, синхроним, релуктантним мотором или мотором једносмерне струје, да се одабере врста давача на вратилу, изабере алгоритам управљања на скали од open-loop U/f регулације до универзалног векторског контролера са дигиталним регулатором струје (UFOC - Universal Field Oriented Control), као и да се конфигурише и подеси регулатор брзине или позиције. TR протокол подржава нестандардне начине комуникације помоћу додатних програмских модула и периферијских модула (картица) за хардверско проширење. У случајевима када сложеност управљачког задатка превазилази могућности дигиталног контролера који се у погон стандардно (серијски) уграђује, TR приступ предвиђа уградњу модула за проширење, базираног на тридесетдвобитном RISC микроконтролеру, и примену нарочитог Motion Control Basic програмског језика погодног за опис задатака и алгоритама управљања кретањем (сл. 10.16).



Слика 10.16. Сервопроцесор пројектован за извршавање програмског система *Motion Control Basic*. Приказани периферијски уређаји су потребни за обављање функција директног дигиталног управљања сервомоторима.

Дигитална веза електричних сервопогона и централног рачунара (индустријског РС рачунара) имаће у будућности нарочито важну улогу у фази инсталације и иницијалних подешавања система. Савремени алгоритми за идентификацију реда и параметара механичког подсистема, за одређивање резонантних учестаности механичког подсистема, мртвог хода и утврђивање модела трења, захтевају нумеричку снагу и меморијски простор који превазилазе ресурсе конвенционалног дигиталног погонског контролера [16]. Обављање задатака идентификације система у циљу спровођења иницијалних подешавања параметара регулације, скопчано је са извођењем операција сабирања, транспоновања и множења правоугаоних матрица које за елементе имају нарочито уређене одбирке улазних и излазних величина. Број колона ових матрица одређен је редом механичког подсистема, док је број врста неколико десетина пута већи. Поступак идентификације се ослања на псеудоинверзију правоугаоних матрица, при чему се као један од корака јавља инверзија квадратне матрице чије су димензије једнаке претпостављеном реду механичког подсистема. Поступак инверзије се може олакшати претходном триангулацијом. И поред усавршавања нумеричких алгоритама, сложеност израчунавања везаних за аутономно иницијално подешавање (self-commissioning) је тако велика да треба располагати рачунарским ресурсима који вишеструко превазилазе капацитет дигиталног погонског контролера.

У пракси се *self-commissioning* обавља у оквиру централног рачунара који појединим сервопојачавачима шаље побуду и од њих прикупља податке о одзиву. Дигитални комуникациони канал обезбеђује брзу размену тест вектора (*stimulus*) и одзива између централног рачунара (CNC) и погона, чиме се обезбеђује да се поступак идентификације механичког подсистема и иницијалног подешавања параметара регулације обави у релативно кратком времену. Развој хардверских ресурса за овакву врсту комуникације може бити одвојен од развоја комуникационих канала који се користе у нормалном погонском стању.



Слика 10.17. Децентрализовани систем за управљање кретањем. Размена података између сервопојачавача и централног рачунара остварује се дигиталним комуникационим каналом. Функције управљања струјом, флуксом, моментом, брзином и позицијом, као и временски критични задаци, извршавају се у оквиру сервопроцесора конкретног погона, док централни рачунар врши надзор, селекцију трајекторија и синхронизацију вишеосног система.

10.7. Карактеристике расположивих дигиталних погонских контролера

Алгоритми управљања електричним погонима захтевају обављање већег броја сложених математичких операција у свакој периоди одабирања. Алгоритми векторског управљања, управљања кретањем и поступци реконструкције недоступних стања су нумерички интензивни и захтевају примену процесора високих перформанси у оквиру дигитално управљаних погона [16]. Поред способности за обављање сложених израчунавања у реалном времену, дигитални погонски контролер мора имати и периферијске уређаје улазног и излазног типа како би се сигнали и информације у облику поворке импулса или аналогног сигнала могле размењивати са погонским претварачем, давачима и другим направама које се користе за мерење и управљање. Претходне деценије обележене су интензивним развојем дигиталних сигналних процесора и микроконтролера намењених решавању сложених проблема управљања, прикупљања и обраде сигнала. За рад у условима повећане температуре, вибрација и електромагнетског шума развијени су нарочити DSP-базирани погонски контролери познатији под именом MC-DSP (MC - Motion Control). Нихови MOS (Metal Oxide Semiconductor) транзистори имају канал дужине мање од 200 nm и способни су за рад на учестаностима преко 400 MHz. Начин градње ових јединица омогућује паралелно извршавање операција па је (теоријски) могуће достићи брзину рада од 1,6 милијарди операција у секунди [17]. Дигитална реализација и примена компактних дигиталних контролера са уграђеним периферијским уређајима данас вишеструко превазилази област електричних погона. Мерни инструменти, аудио и комуникациони уређаји, сигурносни системи, системи за управљање, надзор и сигнализацију, па чак и поједини кућни апарати, имају микроконтролер или сигнални процесор, који кроз хардверске и програмске ресурсе емулира функције које су раније традиционално оствариване аналогним електронским колима.



Слика 10.18. Основне функције управљања и аквизиције сигнала које се извршавају у оквиру дигиталног погонског контролера.

Коришћењем дигиталног погонског контролера могу се остварити и функције које није могуће имплементирати у аналогној техници. Дигиталном имплементацијом обртних трансформација у оквиру векторског контролера омогућено је распрегнуто управљање моментом и флуксом машина за наизменичну струју, као и достизање динамичког одзива који по квалитету превазилази одзив електричних погона са моторима једносмерне струје. Развој дигиталних сигналних процесора и тренд интеграције периферијских уређаја и процесора, обезбеђује обједињавање функција регулације момента, брзине и позиције у јединственом контролеру [209], чиме се превазилазе проблеми шума и сметњи типични за дистрибуиране структуре са раздвојеним CNC и PLC јединицама и засебним сервопојачавачима. Интеграција мерних и управљачких функција (сл. 10.18), уз стално увећање брзине израчунавања, иницирала је настанак нових приступа у решавању проблема управљања електричним погонима и конверторима снаге [210]. У овом одељку изложене су основне карактеристике дигиталних погонских контролера који се користе у електричним погонима, проблеми дигиталне имплементације закона управљања, као и трендови даљег развоја.

Компактна реализација дигиталног погонског контролера захтева да периферијски уређаји, потребни за обављање функција мерења и управљања у погону, буду интегрисани са дигиталним микрорачунаром, чији меморијски простор и чија способност израчунавања омогућују имплементацију релевантних алгоритама управљања. Постављени захтеви се могу сврстати у пет група:

1) Аналогно-дигитални интерфејс: Потребно је располагати A/D конвертором чији мултиплексер има 6 до 8 улаза са засебним колима за одабирање сигнала (S/H – Sample and Hold) која омогућују једновремено узимања одбирака сигнала на свим улазима. Потребна је резолуција од 12+1 бита (12-битна резолуција у приказивању амплитуде и бит знака) и брзина рада од 200 хиљада одбирака у секунди. D/A конвертори код система са директним дигиталним управљањем (DDC – Direct Digital Control) нису неопходни у вршењу основних функција мерења и управљања, али се могу користити за посматрање појединих системских променљивих у фазама испитивања и подешавања.

2) Периферијски уређај бројачког типа служи за мерење ширине и учестаности улазних импулса и генерисање излазних импулса променљиве ширине. У зависности од произвођача, познат је по називом HSO/HSI (High Speed Output and Input), EPA (Event Processor Array) или СС (Capture/Compare). Имплементација дигиталног ширинског модулатора (PWM) захтева програмабилни бројачки систем који генерише шест сигнала импулсне природе који одређују стање полупроводничких прекидача у оквиру трофазног транзисторског инвертора. Познати под именом PWM сигнали, они се састоје од низа импулса варијабилне ширине, учестаности и релативног положаја. Резолуција бројачког система који их генерише треба да буде боља од 100 ns. Мерење положаја и брзине на основу сигнала са инкременталног енкодера захтева сабирање енкодерских импулса и мерење њихове ширине, па се од флексибилног бројачког система тражи да омогући прихватање и обраду импулсних сигнала на 4 до 6 улаза. Поред поменутих задатака, бројачки систем треба да буде способан да иницира и самостално (без учешћа процесора) обави трансакције као што је иницирање А/D конверзије, похрањивање резултата конверзије у унутрашњу меморију, DMA, прихватање и слање порука серијском везом, неке улазно-излазне функције, итд. Бројачки систем типа ЕРА (Event Processor Array) може иницирати аутоматско обављање већег броја програмских задатака које треба на исти начин извршити приликом сваког прекида.

289

Аутоматизација у том случају ослобађа процесор од обављања рутинских послова и омогућује да се он боље користи у вршењу сложенијих послова мерења, управљања и комуникације.

3) Централна јединица дигиталног микроконтролера, који се користи за управљање електричним погоном треба да омогући обављање операција са тридесетдвобитним бројевима брзином од 20 до 40 милиона инструкција у секунди. Унутрашња меморија треба да има бар 32 хиљаде шеснаестобитних локација за смештај програма и од 5 до 10 хиљада шеснаестобитних локација за смештај података.

4) Дигитални микроконтролер треба да има серијски комуникациони канал за повезивање са другим рачунарима и уређајима, способан за достизање брзине преноса веће од једног мегабита у секунди.

5) Технологија израде и кућиште микроконтролера треба да обезбеди његов поуздан рад у условима јаких електромагнетских сметњи (шум, dV/dt) које емитује погонски конвертор. Потребно је избећи кућишта код којих су електрични прикључци (*pin*) превише блиски, јер је тада потребно имати прецизније и скупље поступке за израду штампане плоче као и сложеније поступке монтаже компоненти на плочу. Кућишта код којих се електрични прикључци налазе испод самог чипа (BGA – *Ball Grid Array*) захтевају да се након монтаже, када су контакти недоступни јер се налазе између чипа и штампане плоче, исправност начињених спојева проверава помоћу Х-зрака, што процедуру израде и тестирања хардвера додатно поскупљује. Хардвер електричног погона је не ретко изложен великим механичким ударима и вибрацијама, при чему може доћи до неуобичајено великог савијања и напрезања штампаних кола. Ову околност треба имати у виду код избора кућишта и начина монтаже микроконтролера.

Наведене захтеве је седамдесетих и осамдесетих година прошлог века било тешко задовољити, па су дигитално управљани погони били скупи и ретко су се примењивали. Недовољан износ меморије за смештај података и програма у самом микроконтролеру био је разлог за коришћење спољашњих меморијских јединица. Поред сложеније израде, недостатак дигиталних погонских контролера са спољашњом меморијом је и већа осетљивост на електромагнетске сметње услед потребе да се осетљиве адресне сабирнице и сабирнице података спроведу изван самог микроконтролера. Захваљујући развоју технологије за израду меморија и њеној доцнијој примени у линијама за израду микропроцесора, видно опадају цене микроконтролера са већом програмском меморијом и меморијом података у самом чипу. Према анализама предузећа Dataquest и Motorola, умањење цена је у току последње деценије прошлог века знатно увећало обим производње осмобитних и шеснаестобитних контролера (табела 10.1).

укупан годишњи обим	1988.	1994.
производње микроконтролера	[USD]	[USD]
4-битни	10 ⁹	10 ⁹
8-битни	1,7×10 ⁹	2,7×10 ⁹
16-битни	150×10 ⁶	200×10 ⁶
32-битни	-	400×10^{6}

Табела 10.1. Трендови у развоју микроконтролера током последње деценије двадесетог века.

Монолитни контролери без спољашњих сабирница и са минимумом екстерних компоненти, широко се примењују у управљању погонима променљиве брзине у индустрији, па чак и у кућним апаратима као што су веш машине. Дигитални погонски контролер је могуће конципирати на дигиталном сигналном процесору харвардске архитектуре или на конвенционалном Фон Нојмановом процесору.

Дигитални сигнални процесори (DSP) су неопходни за имплементацију нумерички интензивних, напредних алгоритама за управљање електричним погонима. Обављање операција 'помножи и сабери' (MAC – Multiply and Accumulate) у једном циклусу трајања од 10 до 100 ns чини DSP идеалним за обављање операција множења и сабирања матрица, за израчунавање тригонометријских функција и за анализу спектра. Сигнални процесор омогућује бржи рад, али зато има ограничену флексибилност и програмабилност. Адресни простор је ограничен, док мали број расположивих начина адресирања отежава кодирање сложених програмских структура и употребу виших програмских језика. Релативно мали број регистара опште намене у оквиру самог DSP отежава кодирање у програмском језику С. Простори за смештај програма и података су раздвојени, што отвара могућност за паралелно извршавање функција и видно убрзава рад. Инструкцијски сет је специјализован, па је сличност са инструкцијама конвенционалних процесора релативно мала. Осим ретких изузетака [16], сигнални процесори немају периферијске јединице па је потребно уградити релативно велики број екстерних компоненти. Постоје два различита приступа реализацији језгра сигналних процесора. Fixedpoint приступ подразумева способност за обављање операција над целим бројевима и бројевима са непомичним зарезом. Floating-point приступ подразумева језгро (СРU) које може обављати операције над бројевима са покретним зарезом, где се одвојено обрађују мантисе и експоненти. Дилема fixed-point или floating-point DSP је у последње време разрешена у корист процесора са непомичним зарезом. Резултати истраживања обављених у Институту за енергетску електронику и електричне погоне при Универзитету у Падерборну показују да напредни

генератори асемблерског кода обезбеђују примену алгоритама управљања на *fixed-point* процесорима са резултатима који су видно повољнији него код имплементације истих алгоритама на еквивалентним *floating-point* процесорима.

LAC	Filt_Int	;	ULAZ U FILTER
SACL	Xnplus1		
ZAC		;	ACC = 0
LT	Xnminus1	;	Y(n+1) =
MPY	K5	;	K1 * Y(n) +
LTD	Xn	;	K2 * Y(n-1) +
MPY	K4	;	K3 * X(n+1) +
LTD	Xnplus1	;	K4 * X(n) +
MPY	K3	;	K5 * X(n-1)
LTA	Ynminus1		
MPY	K2		
LTD	Yn		
MPY	K1		
APAC		;	ACC = Y(n+1)
SACH	FILTER_O	JU	JT

Табела 10.2. Пример кодирања *notch* филтра на TMS320C50 сигналном процесору. Израчунавања трају укупно 18 инструкцијских циклуса од 50ns (укупно 0.9 µs).

Микроконтролер Фон Нојманове архитектуре обавља математичке операције спорије од дигиталног сигналног процесора, али зато нуди знатно већу флексибилност, већи број регистара опште намене као и могућност за кодирање сложених програмских структура и извршавање кода оперативних система. У великом адресном простору могу се заједнички сместити инструкције и подаци. Мноштво различитих начина адресирања чини микроконтролер идеалним за обављање комплексних комуникационих функција и алгоритама секундарне регулације (адаптације и оптимизације). Микроконтролери се често реализују тако да су интегрисани са релативно великим бројем периферијских уређаја: микроконтролер 80С196MC [15] има бројачки систем за имплементацију трофазне ширинске модулације, интерфејс за инкрементални енкодер, генератор мртвог времена, унутрашњу RAM и ROM меморију и први је микроконтролер произведен наменски за примене дигиталног управљања електричним погонима. Недостатак овог микроконтролера је релативно споро обављање аритметичких операција (200 пs до 1 µs). Операција множења може трајати до 3 µs и њено извршавање не може бити прекинуто, па је могуће знатно успорење одзива микроконтролера на спољашњи приоритетни прекид. Управљање погоном укључује имплементацију дискретних функција преноса, множење матрица и вектора, трансформацију координата стања и многе друге операције које се дају свести на више сукцесивних множења уз акумулацију добијених производа. Извршавање оваквих операција на шеснаестобитним контролерима, као што је 80196, може трајати неприхватљиво дуго, па је пракса да се погонски контролери без сигналног процесора користе углавном у погонима скромних захтева. Табела 10.3 даје упоредне податке о брзини рада типичног микроконтролера (80196) и сигналног процесора (TMS320C25) који су се широко користили у деведесетим годинама прошлог века.

Табела 10.3. Време потребно за извршавање типичних управљачких функција. Упоредни приказ карактеристика типичног микроконтролера и сигналног процесора.

Дигитални контролер Врста операције	TMS320C25	80C196MC-20		
Множење и акумулација производа	0,5 µs	4 µs		
Мерење брзине методом одређивања ширине импулса	777 µs (*)	382 µs		
Мерење брзине методом одређивања броја импулса	2356 µs (*)	25 μs		
Матрично множење (3 × 3)	14,7 µs	225,9 μs		
РІD регулатор са филтрацијом D-дејства	0,9 µs	13,5 µs		
Функција преноса са два пола и две нуле	2,3 µs	87 μs		
(*) TMS320C25 нема периферијске уређаје за мерење броја и ширине импулса, подаци дати у табели односе се на софтверску емулацију бројача				

Обављање напредних функција управљања електричним погоном захтева примену сигналних процесора, док потреба за извршавањем комплексних функција комуникације тражи флексибилност конвенционалног микропроцесора. Из поменутих разлога, погонски контролер се често реализује као двопроцесорски систем (DSP + μ C). Примена двопроцесорског погонског контролера са сигналним и конвенционалним процесором је проблематична због потребе за међупроцесорском комуникацијом (*dual-port* RAM, SSI, SPI [16]), која поскупљује погонски контролер и чини га осетљивим на шум. У циљу превазилажења ових проблема, група европских произвођача (ABB, Bosch, Danfoss, Indramat, Lenze, Moog, Siemens и SeW) иницирала је израду монолитног VeCon-Chip дигиталног погонског контролера намењеног имплементацији алгоритама векторске контроле и вршењу функција комуникације у оквиру дигитално управљаних погона високих перформанси. VeCon је базиран на интеграцији језгра 80C165 Сименсовог микроконтролера са модификованим Моторолиним 56000 дигиталним сигналним процесором. Инструкцијски сет DSP модула је обогаћен инструкцијама за хардверско обављање Паркове трансформације, за брзо израчунавање релација PID регулатора и за већи број других сложених функција. VeCon чип је замишљен као 'европски одговор' на изазов јапанских произвођача дигиталних сервопогона (Yaskawa). Дилема 'микроконтролер, DSP или двопроцесорска структура' [211] је у доброј мери решена појавом напредних RISC микроконтролера чија се нумеричка снага приближава снази сигналних процесора, док флексибилност и отворена архитектура омогућују напредну примену сложених функција комуникације.

Могу се уочити два различита приступа пројектовању савремених дигиталних погонских контролера:

- интеграција дигиталног процесора са колима аналогно-дигиталног интерфејса у јединствену монолитну структуру, и
- 2) раздвајање функција и коришћење два засебна интегрисана кола, начињена различитим технологијама. У оквиру такозваног аналогног процесора смештени су периферијски уређаји за аквизицију података и управљање, док се у оквиру дигиталног процесора налази СРU, меморија, као и периферијски уређаји бројачког типа.

Постојећа технологија за израду интегрисаних кола омогућује обједињавање дигиталних кола велике брзине и аналогних кола високих перформанси [16,212]. Проблем паралелног обављања аналогних и дигиталних функција у јединственом чипу је постојање шума услед неизбежне спреге између аналогних и дигиталних ресурса путем паразитних капацитивности. Шум произведен комутацијом логичких кола у дигиталном делу инјектује се у аналогни део и нарушава његове карактеристике, као и интегритет релевантних сигнала. Унутрашњи шум, проузрокован брзим променама логичких стања, преноси се кроз чип на три начина [212]:

- 1.) преко линија везе које представљају директну капацитивну спрегу са аналогним делом кола,
- 2.) преко линија за напајање, и
- 3.) преко заједничког супстрата.

Простирање шума кроз линије за напајање аналогних и дигиталних кола умањује се њиховим раздвајањем. Нежељена спрега која се успоставља кроз супстрат најчешће се спречава коришћењем заштитних дифузионих прстенова, који се изводе око сваког дела чипа који је осетљив на шум. Пренос шума кроз дубинске слојеве супстрата може се умањити избором типа супстрата, односно дебљине и допираности епитаксијалног слоја који се наноси на подлогу [212,213].

Ефикасна метода за умањење нискофреквентног шума у свим слојевима супстрата је употреба операционог појачавача за филтрацију шума. Операциони појачавач се реализује унутар чипа [212,214]. Око аналогног дела интегрисаног кола формирају се два прстена у дифузији која је истог типа као и супстрат. На спољашњи прстен се повезује улаз операционог појачавача, док се излаз повезује са унутрашњим прстеном. Коло реакције изведено је у виду тродимензионалних отпорника, коришћењем паразитних отпорности супстрата, тако да је шум дигиталног дела чипа на излазу појачавача елиминисан, па не постоји ни у прстену који окружује аналогни део чипа. Недостатак решења је то што оно потискује шум само у оквиру пропусног опсега операционог појачавача, што је често недовољно.

Поред проблема шума, перформансе аналогних кола интегрисаних са дигиталним процесором умањене су и мањом тачношћу у изради монолитних отпорника и кондензатора. Толеранције и вредности пасивних елемената који се могу начинити стандардним технолошким процесима често су неприхватљиве за реализацију прецизних A/D конвертора. У том случају се дигитални део чипа реализује у стандардној технологији, а за имплементацију аналогног дела користе се специјални технолошки поступци, што неминовно увећава крајњу цену.

Пример обједињавања дигиталног процесора и А/D конвертора у јединственом интегрисаном колу дат је на слици 10.19. Периферијску јединицу са A/D конвертором имају микроконтролери 80С196МС [15], Siemens SAB80С166, и многи други. Поменути проблеми у интеграцији аналогних и дигиталних функција онемогућују да се достигну ефективне резолуције А/D конверзије боље од 10 бита. Дигитални сигнални процесор TMS320C2407 [16] пројектован је наменски за дигитално управљање електричним погонима нижих и средњих перформанси и има аналогни интерфејс са два десетобитна А/D конвертора. Сваки од А/D конвертора има аналогни мултиплексер са 8 улаза и има време конверзије краће од 1 µs. Аналогни интерфејс прихвата униполарне сигнале (опсега од 0 до 3,3 V) па се уобичајени биполарни сигнали повратне спреге морају уобличити додатним колима. Сигнални процесор С240 има и периферијске уређаје за генерисање регуларне и *space-vector* [27,40,210] ширинске модулације, као и бројачки систем за прихватање сигнала са инкременталног енкодера, што омогућује да се погонски контролер реализује са минималним бројем екстерних компоненти. Сигнални процесор нумеричке снаге 40 MIPS обавља операцију целобројног множења са тридесетдвобитним резултатом за 25 ns. Процесор располаже унутрашњом *flash* меморијом величине 2^{14} шеснаестобитних локација и има SRAM меморију величине 2^{11} шеснаестобитних регистара, па не постоји потреба за екстерним меморијским јединицама. Присуство *flash* меморије која је подељена на блокове чини могућом измену програма у току рада. Напредни SPI и SCI [16] серијски комуникациони модули високе пропусне моћи предвиђени су за потребе повезивања са надрећеним рачунаром.



Слика 10.19. Пример реализације дигиталних кола сигналног процесора и периферијског уређаја за обраду аналогних сигнала у јединственом интегрисаном колу (TMS320F240).

Раздвајање функција аквизиције сигнала од функција обраде сигнала омогућује да се у погону примене A/D конвертори знатно бољих перформанси. Апаlog Devices предлаже да се у дигитализованим електричним погонима сви периферијски уређаји потребни за аквизицију сигнала и обављање функција управљања интегришу у једном интегрисаном колу (ADMC201) [215]. Дигитални погонски контролер се тада може реализовати спрезањем дигиталног сигналног процесора опште намене са колом ADMC201 (слика 10.20). Сигнални процесори опште намене производе се у великим серијама, тако да погонски контролер на описан начин добија велику нумеричку снагу уз мале трошкове. Напредни сигнални процесори опште намене врше множење матрице димензија 4×4 и вектора одговарајућих димензија за 1,3 µs, израчунавање Тејлоровог реда са четири члана за 1 µs, обављају обртну $\alpha\beta$ -dq трансформацију за 0,5 µs, интерполацију у табели са 64 тачке за 0,6 µs, итд. Периферијски уређај ADMC201 има дванаестобитни A/D конвертор са мултиплексером и процесом одабирања који је синхронизован са дигиталним ширинским модулатором, јединицу за регуларну и *space-vector* ширинску модулацију (PWM), као и модул за прихватање и обраду сигнала са инкременталног енкодера. Поред поменутих периферијских модула, ADMC201 укључује и хардверски имплементирану директну и инверзну обртну трансформацију, чиме се растерећује DSP и знатно увећава брзина рада. Технологија у којој је израђено коло ADMC201 (LC²MOS – *Linear Compatible* CMOS) омогућује да се комбинују аналогна кола у биполарној технологији са логичким CMOS колима, чиме је омогућена интеграција бројачких јединица са операционим појачавачима и A/D конвертором. Недостатак раздвајања функција (сл. 10.20) је потреба за спољашњим адресним сабирницама и сабирницама података, што погонски контролер као целину чини осетљивијим на шум и транзијенте које генерише погонски конвертор.



Слика 10.20. Пример реализације погонског контролера у коме су дигиталне и аналогне функције раздвојене у засебна интегрисана кола [215].

Поједине управљачке функције погона високих перформанси захтевају обављање математичких операција брзином коју расположиви микроконтролери и сигнални процесори не могу достићи. Пример такве функције је реализација хардверског опсервера брзине и положаја цилиндричних машина, заснована на детекцији жлебних хармоника, као и функција мултиплицирања и конверзије импулса инкременталног енкодера. Развој програмабилних логичких кола (FPGA – *Field Programmable Gate Array*) омогућује да се један део управљачких функција и функција обраде сигнала реализује изван контролера. Могућа еволуција дигиталних погонских контролера приказана је сликом 10.21.





дигитална имплементација уз употребу програмабилних логичких кола

Слика 10.21. Еволуција дигиталних погонских контролера. Ограничене перформансе осмобитних процесора захтевале су да се део управљачких функција имплементира коришћењем аналогних кола (горњи део слике). Расположивост наменских сигналних процесора за употребу у погону омогућила је реализацију директног дигиталног управљања (слика у средини). Тренд смањења броја погонских сензора и примена алгоритама за реконструкцију стања ствара потребу да се релативно једноставни процеси обраде, које је непходно извршавати веома брзо, повере програмабилним логичким колима (FPGA – Field Programmable Gate Array).



Слика 10.22. Двопроцесорска архитектура погонског контролера која има MPC555 процесор, сигнални процесор ADMC401 и програмабилно логичко коло које омогућује размену информација између два процесора. Сигнални процесор ADMC401 је специјализован за обављање функција аквизиције и обраде сигнала (*oversampling* DSP), док процесор MPC555 даје хардверску основу за извршавање оперативног система за рад у реалном времену (Nucleus), извршавање корисничких апликативних програма, логичких и комуникационих функција.



Слика 10.23. Двопроцесорска архитектура погонског контролера са осмобитним комуникационим процесором и шеснаестобитним сигналним процесором. Размена података између два процесора омогућена је употребом RAM меморије са два приступа (DPRAM – *Dual Port* RAM).

10.8. Перспективе развоја микропроцесорског управљања електричним погонима

Сложени процеси производње и обраде захтевају уградњу већег броја електричних сервопогона у оквиру производне машине ради обављања вишеосног координисаног кретања. Случајеви управљања кретањем у само једној оси, у које спада погон додавача (*feed-drive*) се све ређе сусрећу. Од укупног броја уграђених, само 10 до 15% електричних сервопогона користи се у применама једноосног (*single-axis*) позиционирања. Присуство већег броја сервомотора, погонских конвертора и дигиталних погонских контролера у оквиру једне производне машине, рађа потребу за савременим, економичним топологијама система. Израдом модуларних конвертора снаге начињених тако да деле заједничко међуколо (DC-*link*), заједничка помоћна напајања и заједнички уређај за динамичко кочење, могуће је начинити знатне уштеде, олакшати одржавање и начинити инсталацију једноставнијом. Тренд децентрализације захтева да дигитални погонски контролер од централног рачунара преузме функције управљања кретањем и елементарне функције доношења одлука (елементе локалне интелигенције). Контролер треба да буде опремљен хардверским и програмским ресурсима (SPI, SSI) за брзу међупроцесорску комуникацију са другим погонским контролерима у оквиру исте машине, како би се обавила координација вишеосног кретања.

Хардверско решење погонског контролера треба да буде унифицирано и спремно за рад са свим врстама сервомотора (једносмерни, асинхрони, синхрони, релуктантни) и свим врстама сензора (енкодер, ризолвер, тахогенератор). Увођењем концепта универзалног сервопојачавача:

- 1) омогућила би се производња у већим серијама и умањила цена,
- 2) елиминисала би се потреба за израдом специфичних контролера који раде са само једним паром мотор-претварач,
- постигла би се међусобна заменљивост сервопојачавачких модула, олакшао сервис, скратило време потребно за поправку (down-time) и знатно умањиле неопходне залихе резервних делова, и
- 4) омогућила би се брза измена топологије без потребе за заменом модула.

Модуларност је потребно остварити и на нивоу програма управљања и комуникације. У пракси се користи релативно велики број управљачких структура, серијских компензатора и филтара. Постоји и знатан број различитих режима рада, као што је управљање моментом, брзином или положајем. Неопходно је поједине управљачке функције и блокове реализовати као модуле које корисник у фази инсталације може одабрати и повезати помоћу нарочитог графичког програмског алата за инсталацију и подешавање сервопогона. На овај начин, корисник би се активно укључио у креирање коначне структуре управљачког програма, што би дало знатно већу флексибилност него у случају подешавања путем уобичајене измене параметара.

Уочљив је тренд измештања свих процеса материјалне производње, а нарочито еколошки агресивних производних процеса, из развијених земаља у мање развијене земље. Последица овог тренда је све лошија техничка обученост особља које врши инсталацију и одржавање сервопогона појединих линија за производњу. У овим условима, потребно је обезбедити максималну аутоматизацију поступака инсталације помоћу савремених програмских алата за инсталацију и подешавање сервопогона. Програмски алат треба да у што већој мери преузме функције одређивања структуре и параметара механичког подсистема машине. Потребно је аутоматизовати израчунавање критеријума перформансе, селекцију оптималне управљачке структуре са потребним компензаторима, као и подешавања параметара регулације. У идеалном случају, учешће оператера било би потребно ради коначне провере када би он стекао увид у аутоматски генерисану структуру и њене параметре, па их потом прихватио или одбацио.

10.8. Перспективе развоја микропроцесорског управљања електричним погонима 301

Продуктивност и квалитет обраде у центрима за машинску обраду и производњу зависе од карактеристика уграђених сервосистема. Брзина реаговања и тачност електричног сервопогона суштински зависе од нумеричке снаге дигиталног погонског контролера, па постоји зависност брзине и квалитета обраде од броја инструкција које погонски контролер (сервопроцесор) може да обави у јединици времена. Нумеричка снага контролера често се мери у милионима инструкција који се могу обавити у једној секунди (MIPS). Савремени сервопогони захтевају примену сложених алгоритама за реконструкцију стања асинхроних, синхроних и релуктантних сервомотора, примену векторског управљања и распрезања контура флукса и момента, реализацију напредних структура за управљање статорском струјом, као и извршавање сервофункција са регулацијом брзине и позиције. Потреба за минимизацијом броја сензора и индиректним одређивањем стања погона, као и неопходност идентификације параметара у току рада, знатно увећавају нумеричко оптерећење процесора.

Параметри и стања се све чешће издвајају кроз анализу спектралног састава терминалних величина. Успостављање повратне спреге по стању, које се ослања на анализу спектра, захтева да се брза Фуријеова трансформација (FFT – Fast Fourier Transform), алгоритам за анализу спектра са клизајућим носиоцем (SSA) или циклус параметарске естимације спектра оконча у времену од 0,5 ms до 1 ms, па се може закључити да су даљи развој алгоритама управљања и побољшање перформанси сервопогона зависни од расположивости и цене дигиталних сигналних процесора велике брзине рада. Брзина рада дигиталних кола у MOS технологији зависи од геометрије елементарног транзистора (дужине канала). Савремене технологије израде омогућују реализацију елементарних транзистора са каналима чија је пројектована дужина од 200 до 400 nm, док је ефективна дужина канала реализованих транзистора од 150 до 250 nm. Канал није могуће скратити испод физичке границе од 100 nm, јер би већ код геометрије од 100 nm температурне осцилације елемената кристалне решетке неприхватљиво увећале шум и статистичко очекивање нежељеног провођења, док би њихова миграција резултовала малом поузданошћу и кратким животним веком компоненте. Поред тога, умањење геометрије не резултује очекиваним увећањем максималне учестаности рада. Анализе показују да се код полупроводничких направа, чији елементарни транзистори имају канал димензије 1000 nm, на међувезама има 50% укупног кашњења у простирању сигнала, док се преосталих 50% кашњења јавља због коначне брзине рада елементарних транзистора. Из изложеног би се могло закључити да у будућности не треба очекивати драматична увећања учестаности рада дигиталних контролера. Имајући у виду температурне, механичке и електромагнетске аспекте окружења у коме раде дигитални погонски контролери, може се закључити да њихова радна учестаност не може пратити тренд који постоји у области персоналних рачунара, већ се мора задржати у опсегу од 100 до 500 МНг. Нова решења сигналних процесора увећавају нумеричку снагу углавном кроз паралелно обављање функција [17], по цени која онемогућава њихову примену у дигитално управљаним погонима.

Промене у цени и потрошњи сигналних процесора у последњих десет година дате су у табели (10.4).

Табела 10.4. Трендови увећања перформанси и смањења цене сигналних процесора.

Година:	Цена:	Могућности:	Потрошња:
1992.	15 USD	40 MIPS	5 V 300 mA
2002.	1,5 USD	40 MIPS	3,3 V 40 mA

Примена фреквенцијски регулисаних погона у уређајима широке потрошње

Економична решења регулисаних електричних погона могу наћи масовну примену у индустријским процесима, где је потребно постићи уштеде енергије и увећати поузданост, као и у оквиру кућних апарата где је од значаја увећање комфора корисника и умањење цене производње и одржавања. Примери оваквих примена су погони пумпи, вентилатора, компресора, млинова, машине за прање рубља и посуђа, уређаји за грејање и климатизацију, и многи други. Брзину обртања је потребно подешавати релативно споро, са умереном тачношћу. У скоро свим поменутим случајевима потребно је, међутим, обезбедити што већи полазни момент, остварити широку област рада са константном снагом и умањити губитке снаге у мотору и претварачу, па се често примењује алгоритам векторског управљања погоном без давача на вратилу (DFOC). Поред захтева за уштедом енергије, минималним бројем сензора и малим трошковима одржавања, од погона опште намене тражи се да звучно, топлотно и електромагнетско загађење околине буде што мање. Овакви захтеви су нарочито изражени код примена у савременим кућним апаратима и погонима који раде у просторијама са сталном посадом (тј. људским присуством). Ради умањења емитованих сметњи, побољшања фактора снаге и увећања степена корисног дејства развијају се нови полупроводнички прекидачи и нове топологије претварача. У настојању да се начине што економичнији погони за масовну производњу улажу се знатни истраживачки и развојни напори у следећим правцима:

- 1) реализација нових, економичних и лако производивих мотора (SR *Switched Reluctance*),
- 2) развој нових топологија конвертора са умањеним бројем прекидача,

- развој алгоритама за оцену параметара и реконструкцију стања који омогућују елиминацију великог броја сензора, и
- 4) обједињавање секције снаге погонског конвертора са сигнално-управљачким склоповима и интеграција мотора и конвертора.

У наредном одељку је изложено стање у развоју електричних погона опште намене, анализирани су проблеми њихове примене, приказани трендови и дати правци даљег развоја.

10.9.1. Електрични погони са повратном спрегом по струји међукола

Релативно висока цена фреквенцијски регулисаних погона, штетни ефекти електромагнетских сметњи које стварају комутације конвертора, као и нерешени проблеми у експлоатацији, узрок су релативно спором ширењу њихове примене. У традиционалним индустријама се још увек избегава уградња фреквенцијски регулисаног електричног погона уколико постоје алтернативна решења. Застој у примени регулисаних погона се може превазићи развојем економичнијих и компактнијих погонских решења. Цена мотора и конвертора је нарочито важна код погона у кућним апаратима. Умањење цене је суштински повезано са значајним смањењем броја погонских сензора који се користе за мерење струје, брзине и позиције. Пре свега, неопходно је елиминисати давач, уграђен на вратило мотора и смањити број употребљених давача струје.

Продор фреквенцијски регулисаних погона са асинхроним мотором у област електричних погона променљиве брзине у применама широке потрошње, у великој мери је одређен ценом конвертора снаге и погонског контролера. Велики број уграђених давача умањује поузданост система, компликује повезивање делова система и знатно увећава цену. Зато се тежи да мерења у погону буду сведена на минимум, уз примену естиматора или опсервера за она стања која се не могу директно мерити. У оквиру регулисаног погона често се сусрећу 3 до 4 сензора за мерење струје (две фазне струје, струја међукола, струја земљоспоја) и бар један давач брзине или позиције уграђен на вратило мотора. Интензивно се ради на развоју напредних алгоритама за управљање електричним погоном са асинхроним мотором, који треба да омогуће уклањање давача на вратилу (*sensorless* AC *drive*) и свођење укупног броја сензора који се у погону користе на есенцијални минимум од једног струјног сензора у једносмерном међуколу.

Green предлаже да се мерење фазних струја изостави и да се потребна информација о њима издвоји из струје међукола погонског конвертора (DC-*link*) и поворке ширински модулисаних импулса (PWM) за управљање прекидачима снаге [216]. Blaabjerg показује да се код погона са само једним сензором струје, уграђеним у међуколо, може остварити детекција кратког споја и земљоспоја [217],

304 10. Трендови у развоју микропроцесорски управљаних електричних погона

чиме је отворена могућност да се овакви погони у пракси и примене. Реконструкција фазних струја из струје међукола захтева да се ширинска модулација реализује на специфичан начин [218]. Наbetler указује на чињеницу да је струја међукола једнака нули за време трајања нултих напонских вектора [188], па је тада реконструкција фазних струја неостварива. Он предлаже да се примени модулација која би користила искључиво активне векторе, али такав приступ резултује знатним увећањем валовитости струје и момента. Mohnigan предлаже да се конвенционална ширинска модулација модификује тако што би се елиминисали напонски импулси, који су тако узани да се реконструкција фазних струја за време њиховог трајања не може остварити [219]. Riese предлаже да се грешка у модулацији, проузрокована елиминацијом узаних импулса, компензује применом импулса двоструке ширине у наредној периоди ширинске модулације [220]. Применом овог приступа и вршењем одабирања у центру напонских импулса [219], омогућена је реконструкција фазних струја из струје међукола у свим радним режимима, као и уклањање утицаја валовитости струје на добијену поворку одбирака. Божић доказује аналитички и експериментално да се реконструисани сигнали фазних струја могу користити за успостављање повратне спреге код свих врста струјних регулатора [221]. Резултујуће карактеристике у потпуности задовољавају потребе електричних погона опште намене и потребе сервопогона умерених перформанси.



Слика 10.24. Реконструкција статорских струја из струје међукола погонског претварача. У току сваког од шест прекидачких стања која дају вектор напона различит од нуле, струја међукола једнака је струји у једној од фаза, и то са позитивним или негативним предзнаком. Ова околност представља предуслов за реконструкцију три фазне струје из сигнала добијеног од само једног давача струје, лоцираног у једносмерном међуколу.

10.9.2. Погони са трофазним асинхроним мотором без давача на вратилу намењени уређајима широке потрошње

Алгоритам за реконструкцију брзине обртања ротора асинхроног мотора који би потребну информацију обезбедио у свим радним режимима погона, и при томе био прихватљиве цене и умерене сложености, још увек не постоји. Практични значај уклањања давача на вратилу и евентуалне реализације *sensorless* погона чини да велики број истраживача широм света испитује различите поступке добијања сигнала брзине из терминалних величина – статорских струја и напона. Најчешће се предлаже естимација статорског флукса путем интеграције електромоторне силе, израчунате из терминалних величина и претпостављених вредности параметара статорског кола. Потом се из података о статорским струјама и флуксу одређују роторски флукс, момент, клизање и брзина обртања ротора [222] помоћу нелинеарних естиматора и/или опсервера, који захтевају познавање мањег или већег броја параметара мотора.

Ragnar предлаже оригиналну структуру (NFO – Natural Field Orientation) у којој се угаона брзина обртног поља одређује на основу оцене електромоторне силе индуковане у грани магнетизације [223,224]. Предложена sensorless структура омогућује регулацију момента и код заустављеног погона, али притом захтева познавање отпорности статора (R_s) и компензацију мртвог времена у конвертору снаге.

Главни проблем у реализацији sensorless погона са асинхроним мотором је одређивање електромоторне силе индуковане у статорским намотајима и њена интеграција у циљу добијања флукса. Сигнали статорског напона се одређују реконструкцијом. Напон се веома ретко мери стога што уградња додатних давача, А/D конвертора и програмских модула за обраду добијених сигнала увећава сложеност и цену погона. Статорски напон се процењује на основу поворке ширински модулисаних импулса, које сам дигитални погонски контролер генерише у сврху управљања прекидачима снаге и задавања напона. Пад напона на полупроводничким прекидачима, коначно време промене стања и неизбежно мртво време [225] проузрокују разлике између статорског напона који се мери на прикључцима мотора и његове процене, добијене из задатих вредности ширине напонских импулса [226]. Одступања су нарочито велика у области малих брзина. Проблем представља и одређивање флукса из процењене електромоторне силе. Неопходно је извршити интеграцију, па се јавља проблем офсета и грешке стационарног стања. Воѕе предлаже да се дигитална интеграција замени филтрацијом помоћу два редно повезана нископропусна филтра првог реда са променљивим параметрима [227]. Пресечну учестаност је потребно мењати у функцији радног режима тако да фазно кашњење сваког члана буде једнако π/4 за било коју статорску учестаност. Уз компензацију амплитудне карактеристике постиже се уклањање проблема офсета код интеграције и остваривање потребног фазног помераја од 90° .

306 10. Трендови у развоју микропроцесорски управљаних електричних погона

Блашко показује да грешка у реконструкцији стања sensorless погона може бити проузрокована присуством валовитости (ripple) на учестаности комутације. Сигнали који се одабирају ради реконструкције флукса, и потом конвертују (А/D) и уводе у дигитални погонски контролер ради даље обраде [165], могу имати лажне ликове (alias). Учестаност одабирања је најчешће једнака комутационој учестаности, па је неопходно применити нарочите мере и филтре (anti-alias) у процесу обраде и одабирања улазних сигнала. Одабирање у центру напонских импулса омогућава да се утицај валовитости на учестаности комутација умањи. Потребно је, међутим, имати нарочита одабирачка (S/H) кола и обезбедити њихову спрегу са ширинским модулатором. Локално усредњавање мерених сигнала у свакој периоди комутације је једноставније и омогућује потпуно уклањање шума на учестаности комутације. Описани поступак подразумева узимање већег броја (N)еквидистантних одбирака у току сваке периоде одабирања Т. Одбирци се узимају у интервалима од T/N након чега се врши њихово усредњавање. Овакав начин обраде је у литератури познат под именом oversampling. Локалним усредњавањем се у систем уноси кашњење, па се може очекивати спорији одскочни одзив него код система са одабирањем у центру напонског импулса. Очекиване учестаности пропусног опсега за један и други случај износе f_{PWM}/10 и f_{PWM}/27 [165]. У погонима опште намене брзина одзива није од пресудног значаја, па се у пракси често бирају она решења обраде сигнала која не захтевају сложена кола.

Израчунавање електромоторне силе захтева познавање отпорности статорског намотаја R_s . Sensorless погон је осетљив на варијације овог параметра нарочито у области малих брзина, када термогени пад напона постаје самерљив са електромоторном силом. Отпор статорског намотаја асинхроног мотора показује слабу зависност од учестаности [57], али зато промена услед варијације температуре (термички дрифт) може износити $\pm 25\%$ и угрозити перформансе и стабилност погона. Кегктап предлаже градњу паралелног унутрашњег модела погона, детекцију разлика између стања израчунатих у моделу и стања погона, и идентификацију статорског отпора на бази утврђених разлика [228]. Наbetler предлаже идентификацију R_s засновану на податку о амплитуди флукса, добијеном из хибридног естиматора [229]. Како су постојећа решења осетљива на варијације преосталих параметара мотора, идентификација R_s не сматра се решеном и предмет је даљег интензивног рада.

Промене статорске отпорности R_s , грешке у интеграцији електромоторне силе и одступања проузрокована мртвим временом проузрокују грешке у процени амплитуде и просторне оријентације флукса. Већина структура за управљање флуксом и моментом асинхроног мотора без давача на вратилу оперише са варијаблама у обртном dq координатном систему. Положај dq система се редовно дефинише тако да се d оса по правцу поклапа са вектором флукса. Дакле, грешке у процени просторне оријентације флукса резултују погрешним положајем референтног система. Као последица, јављају се грешке у обављању директне и инверзне обртне трансформације, нежељена спрега контура за регулацију флукса и момента, осцилаторан одзив, а у екстремним случајевима и нестабилност. Ради превазилажења описаних проблема. Окиуата предлаже примену управљачке структуре у којој се брзина dq координатног система одређује на основу детектоване грешке у i_a компоненти статорске струје. Предложена структура функционише на начин сличан фазно спрегнутој петљи, при чему одступање Δi_a има једнаку улогу као и излаз фазног детектора у оквиру фазно спрегнуте петље (PLL – Phase Locked Loop). Jung предлаже да се грешке у оријентацији dq система детектују тако што се у d осу (осу магнетизације) инјектују пулсације високе учестаности [230]. Нископропусни карактер функције преноса у d оси чини да у случају коректно одређеног положаја dq система не постоје пулсације момента и брзине обртања. Код грешке у просторној оријентацији, инјектоване пулсације се делом рефлектују и на актуелну q осу, па се јављају пулсације момента и брзине. Корелацијом детектованих пулсација са инјектованим тест-сигналом може се утврдити грешка у положају dq система. Овако добијена информација се може употребити за директно управљање или у сврху идентификације статорске отпорности. Савремени приступи управљању асинхроним мотором без сензора на вратилу, засновани на детекцији статорске електромоторне силе, не пружају задовољавајуће карактеристике у области статорских учестаности мањих од 1 Нг. Информација о стањима погона, садржана у електромоторној сили (EMF - Electro Motive Force), пропорционална је брзини обртања поља (тј. статорској учестаности). У области ниских учестаности (мањих од 1 Hz), амплитуда корисног сигнала је за 1 до 2 реда величине мања од шума и термогеног пада напона $(R_s i_s)$, тако да рад погона у пракси није могућ. Jansen предлаже да се у овим случајевима положај и брзина ротора одреде на основу детектоване варијације индуктивности расипања и њене зависности од релативног положаја статора и ротора [231]. Услед несавршености у конструкцији асинхроног мотора (коначан број статорских и роторских жлебова), магнетски отпор на путу флукса магнетизације и путу расипног флукса варира [232]. Ефекти просторно расподељених варијација магнетског отпора (анизотропија) проузрокују варијације у магнетизационој и расипној индуктивности. Одређивање импедансе мотора и утврђивање промена у индуктивностима основ је за израчунавање брзине обртања, амплитуде и положаја флукса. Jansen и Lorenz показују да засићење магнетског материјала у деловима машине који се налазе у правцу простирања флукса проузрокује ефекте засићењем изазване анизотропије (SIS – Saturation Induced Saliency) [233]. Простим мерењем зависности расипне индуктивности од угла може се утврдити правац у коме је она минимална. Утврђени правац представља просторну оријентацију вектора статорског флукса.

Варијација магнетског отпора проузрокована ожлебљењем може бити искоришћена за директно одређивање брзине обртања асинхроног мотора. Hurst показује да индуктивност расипања асинхроног мотора у току обртања бива модулисана и варира са учестаношћу која зависи од броја роторских и статорских жлебова, као и од брзине обртања ротора [234]. У спектру терминалних величина појављују се компоненте чија је учестаност умножак брзине обртања ротора. Анализом спектра терминалних величина могуће је утврдити жељену брзину обртања без познавања преосталих параметара мотора. При томе је неопходно извршити интерполацију између суседних чланова дискретног спектра или применити алгоритам параметарске естимације спектра који одговара специфичним условима примене [235].

Bose и Patel предлажу да се у реализацији погона без давача на вратилу искористи флексибилност неуралне мреже и робусност *fuzzy* структуре [236]. Воse уочава да DFOC алгоритам управљања даје задовољавајуће резултате за све статорске учестаности које су једнаке називној или веће од називне учестаности клизања. У области нижих учестаности (мањих од 1 Hz), рад погона није могућ. У истој области може се, међутим, применити алгоритам индиректне векторске контроле (IFOC). IFOC алгоритам захтева мерење брзине обртања ротора. Уколико се ротор обрће веома малом брзином, роторска учестаност се може сматрати занемариво малом, при чему је учестаност напајања блиска клизању. У описаном режиму рада није потребно мерити брзину обртања ротора већ се IFOC алгоритам може применити уз претпоставку да је ротор заустављен ($\omega_R = 0$). Овом апроксимацијом прави се релативно мала грешка. Примена IFOC алгоритма омогућује задовољавајућу контролу над моментом који погон развија у фази поласка. По увећању брзине обртања и учестаности напајања, може се активирати DFOC структура, којој се поверава управљање погоном у даљем раду. Одлука о комутацији између IFOC и DFOC управљачких структура доноси се на основу вредности нелинеарне функције чији су аргументи покретачки момент и статорска учестаност. Предложена структура [236] укључује quasy-fuzzy естиматор статорског отпора и алгоритам за минимизацију губитака заснован на неуралној мрежи. Осетљива интеграција електромоторне силе у DFOC структури реализована је помоћу вишестепених прилагодивих филтара, чију пресечну учестаност треба мењати у функцији статорске учестаности.

10.9.3. Погони са синхроним моторима без давача на вратилу

У електричним погонима опште намене, где се поред ниске цене захтева и висока ефикасност, мало загревање ротора и висока специфична снага, користе се синхрони мотори са перманентним магнетима (PM) на ротору. Примери оваквих примена су компресори и пумпе за потискивање флуида у расхладним системима, погони у системима за грејање, вентилацију и климатизацију, као и неке индустријске примене брзинских сервомеханизама. Потребно је, као и у случају погона са асинхроним мотором, развити алгоритме управљања који обезбеђују елиминацију давача на вратилу мотора. За разлику од асинхроног мотора, синхрони РМ мотор не може радити у отвореној петљи већ захтева да позиција ротора буде обезбеђена путем реконструкције или директног мерења. Уобичајени приступ управљању синхроним мотором без давача на вратилу је полазак мотора у *feed-forward* моду. Вектор статорске струје се постепено убрзава док се амплитуда одржава на вредности од 2 до 3 I_{nom} . Уколико отпори кретању, који постоје при поласку погона не превазилазе номинални момент и немају нагле промене, ротор ће пратити постепено убрзавање вектора магнетопобудне силе статора на угаоном растојању пропорционалном моменту оптерећења. Након достизања 1 до 5% називне брзине, стичу се услови за реконструкцију положаја ротора [35], па се управљање на даље врши у затвореној спрези, уз оријентисање вектора струје према детектованом положају ротора.

Вуојі показује да се положај ротора синхроног мотора може поуздано одредити уколико су перманентни магнети уграђени у унутрашњост магнетског кола ротора [237]. Перманентни магнети се у магнетско коло ротора могу уградити тако да магнетизација буде тангенцијална или радијална. У оба случаја постоји велика разлика у магнетском отпору и разика у индуктивностима d и q осе. Одређивање положаја ротора своди се на утврђивање осе у којој индуктивност статора има екстремну вредност. Сличан приступ реализацији *sensorless* погона са синхроним РМ мотором има French [238]. Он предлаже да се најпре (*off-line*) зависност индуктивности статорског намотаја од струје и положаја ротора $L(\theta, i)$ експериментално одреди и меморише. У току рада погона потребно је анализом валовитости терминалних струја и напона одређивати индуктивност статора и њену просторну расподелу. Поређењем података добијених мерењем и меморисаних вредности $L(\theta, i)$ може се одредити положај ротора.

Schmidt предлаже алгоритам за одређивање положаја који се може применити и на синхроне моторе код којих су перманентни магнети уграђени на површину ротора и код којих је роторско магнетско коло изотропно ($L_d = L_a$) [239]. Предложени алгоритам је погодан за одређивање положаја ротора при поласку погона. На крајевима појединих фазних намотаја одржава се позитиван напон све док нагло увећање стрмине промене фазне струје не укаже на појаву магнетског засићења у оном делу магнетског кола у коме је сконцентрисан флукс посматране фазе. Укупни флукс фазног намотаја садржи компоненту пропорционалну струји статора и компоненту која зависи од положаја и карактеристика перманентних магнета на ротору. Како је ниво засићења унапред познат, могуће је одредити допринос који укупном флуксном обухвату у посматраној фази даје роторска побуда. Самим тим, могуће је утврдити пројекције роторског флукса на сваку од фаза. Из овако одређених пројекција могуће је одредити иницијални положај ротора. На основу познавања почетног положаја могуће је у статорски намотај инјектовати струју адекватне амплитуде и просторне оријентације и тако омогућити покретање мотора из стања мировања. Након покретања, потребно је применити један од метода за реконструкцију положаја ротора у току рада [35,237,238].

10.9.4. Фреквенцијски регулисани погони намењени употреби у кућним апаратима

Развој електричних погона без сензора на вратилу услов је за успешну употребу регулисаних погона у кућним апаратима. У овим применама захтева се поједностављење мотора, конвертора и минималан број сензора како би се постигла мала цена. Поред асинхроних мотора, примену налазе и редуковане конструкције синхроних мотора са перманентним магнетима (монофазни РМ мотор, РМ мотор са помоћном фазом), као и добро познати универзални мотор. Умањење цене погона треба очекивати кроз еволуцију алгоритама управљања и дигиталних погонских контролера који ће омогућити реализацију компактних погона са минималним бројем прекидача снаге и малим бројем мерења. У овом правцу су већ начињени први кораци. У истраживачким лабораторијама SGS-Thompson начињен је *fuzzy* погонски контролер који омогућује веома економично решење регулатора брзине универзалног мотора у кућним апаратима, без потребе за познавањем модела погона и подешавањем параметара. На Техничком универзитету у Клују (Румунија) и Будимпешти развијају се електрични погони са прекидачким релуктантним мотором без давача брзине чије је управљање засновано на транспјутерима и fuzzy логици. Очекује се да ће употреба овог једноставног мотора без сензора на вратилу, висок степен интеграције управљачких кола и производња у великим серијама омогућити малу производну цену и широку примену оваквих погона у кућним апаратима.

10.10. Проблеми нестабилног рада и подржаних осцилација фреквенцијски регулисаних погона при раду у области ниских брзина

Фреквенцијска регулација брзине асинхроних мотора са кратко спојеним кавезом налази све већу примену у погонима пумпи, вентилатора и компресора (ПВК). Симултана варијација статорског напона и учестаности, уз константан однос U/f, задовољава у већини примена, па се ПВК погони често реализују без повратне спеге (*open-loop*). Конвертор се тада користи као контролисани извор напона чија се амплитуда и учестаност могу континуално мењати. Многобројни су и случајеви у којима један погонски конвертор напаја више паралелно повезаних асинхроних мотора. Познато је да асинхрони мотор напајан из извора варијабилне учестаности у погону без повратне спреге може постати нестабилан. Несавршеност конвертора (пад напона на прекидачима, мртво време, кашњење импулса) и прелазне појаве у међуколу и механичком подсистему [240-243], проузрокују нестабилност погона и подржане осцилације брзине и момента. Нелинеарна природа електричног и механичког подсистема погона чини да се подржане осцилације појављују у режимима код којих је одзив на мале поремећаје слабо пригушен или нестабилан. Подржаним се називају осцилације чија се амплитуда по успостављању увећава до одређене вредности на којој се трајно задржава (*sustained oscillations*). Услед нелинеарне природе система, увећање амплитуде осцилација је праћено растом фактора пригушења, тако да се по достизању одређене амплитуде њен раст зауставља. У току даљег рада, релевантне погонске величине осцилују са константном амплитудом. Премда поменути режими не укључују прогресивно увећање амплитуде осцилација, оне се негативно одражавају на квалитет, поузданост и ефикасност погона, па је пажња већег броја стручњака усмерена ка истраживању могућности за стабилизацију [225,244].

Фреквенцијски регулисани асинхрони мотори у стандардној индустријској примени могу ући у режим подржаних осцилација при брзинама мањим од половине номиналне брзине обртања [244-246]. Појава нестабилности зависи од параметара мотора и карактеристике оптерећења, као и од радног режима и карактеристика конвертора снаге. Нестабилност се не јавља у свим случајевима и чешће се сусреће код погона велике снаге. Премда се нестабилност може појавити и у случају када се мотор напаја из идеалног напонског извора, Липо показује да су основни узроци нестабилности неусклађеност параметара мотора и претварача, као и појава размене енергије између пасивних елемената међукола и обртних маса механичког подсистема [246]. Експерименти са фреквенцијски регулисаним асинхроним мотором, који ради у режиму подржаних осцилација [244], показују да је осцилације могуће елиминисати одређеним динамичким одступањем од номиналног односа U/f. Ueda показује да су у осцилаторном режиму све величине (брзина, статорске струје, струја у међуколу, активна и реактивна снага) осцилаторног карактера, чиме је олакшана детекција и евентуална стабилизација [244].

Мртво време погонског конвертора битно утиче на област нестабилног рада [225]. Интервал у коме су закочена оба прекидача у једној фази конвертора, познат као *dead-time* или *lockout-time*, уводи се код сваке комутације како би се прекидач, чије је провођење окончано, у потпуности закочио пре укључења комплементарног прекидача исте фазе. Како се код недовољних вредности мртвог времена појављује кратак спој међукола, у пракси се примењују интервали од 3 до 5 µs. Током мртвог времена напон на излазним прикључцима не зависи од управљачких сигнала већ је одређен смером струје, што доводи до изобличења и појаве нискофреквентних хармоника у терминалним напонима и струјама [245,247]. Поред изобличења, мртво време утиче и на стабилност погона [225]. Ефекти мртвог времена се могу компензовати на основу директног мерења статорског напона [248,256]. Потребно је у погон уградити напонске мерне трансформаторе, и добијене сигнале, пропорционалне тренутним вредностима фазних напона, увести у дигитални погонски контролер ради успостављања повратне спреге по напону. Алтернативно, нестабилност погона се може избећи и нарочитим избором пригушнице и кондензатора у међуколу [244,246], али овакав приступ доводи до погоршања статичких карактеристика мотора. Напредне методе стабилизације [225] не захтевају уградњу додатних сензора нити нарочит избор пасивних

елемената конвертора, већ се заснивају на повратној спрези по струји међукола. Пригушење осцилација постиже се релативно малим варијацијама задатог напона и излазне учестаности у функцији мереног сигнала $i_{DC}(t)$. За проблем стабилизације групе паралелно повезаних мотора напајаних из истог инвертора још увек није пронађено адекватно решење.



Слика 10.25. Скаларно управљање асинхроним мотором омогућује да се вредности које флукс и момент имају у стационарном стању одржавају на жељеним вредностима, као и да се пригуше осцилације које се код фреквенцијски регулисаних погона јављају у области средњих и малих брзина. За разлику од векторског, скаларно управљање као управљачку променљиву не користи оријентацију напонског вектора већ само његову амплитуду и учестаност.

10.11. Топологије конвертора у погонима опште намене

Погонски конвертори претварају енергију добијену из напојне мреже у облик потребан за напајање мотора и управљање величинама у електричном и механичком подсистему погона. У свету постоји више од двадесет различитих комбинација учестаности и ефективне вредности напона у напојној мрежи. Често се од погонског конвертора очекује да без измена и накнадних подешавања исправно ради и има пуну функционалност при било којој комбинацији учестаности и напона. У највећем броју случајева, на улазним и излазним прикључцима имају се трофазни системи напона и струја различитих учестаности. Конверзија енергије се може обавити директно, без акумулације енергије у међуколу, употребом топологије познате као директни конвертор, матрични конвертор или *frequency changer* [249,250]. Хубер и Боројевић предлажу оригинално решење проблема комутације код матричног конвертора и развијају алгоритме управљања за једновремено управљање улазним и излазним величинама. Поред управљања напоном који се доводи на електрични мотор, могуће је једновремено контролисати облик струје и фактор снаге на улазним прикључцима [251].

Проблеми примене матричних конвертора су неопходност изузетно прецизног задавања сигнала за управљање прекидачима, осетљивост на улазне транзијенте, одсуство акумулације енергије у претварачу и немогућност рада код пропада мрежног напона, релативно велики број употребљених прекидача и сложеност управљачких алгоритама. Полупроводнички прекидачи матричног конвертора су повезани тако да се евентуалним ранијим укључењем ствара кратак спој док се кашњењем управљачких импулса ствара на кратко отворена веза која резултује напонским ударом (тзв. пренапон). Премда матрични конвертор има перспективе за даље усавршавање, у савременим погонима се користе топологије конвертора са јасно раздвојеним исправљачем, међуколом и трофазним инвертором. Топологија је стандардизована до те мере да произвођачи полупроводничких компоненти израђују компактне модуле који у једном кућишту имају све полупроводничке елементе потребне за градњу исправљача, инвертора и уређаја за динамичко кочење. Истраживачки рад је усмерен ка решавању секундарних проблема [252], који су код погонских конвертора изашли у први план, а то су проблеми електромагнетске компатибилности, буке, проблеми који проистичу из заједничког рада мотора и конвертора, као и потреба за умањењем губитака снаге и увећањем ефикасности.

Важна особина индустријских погона је способност континуираног рада у условима повремених пропада напона напајања. Нерегуларност мрежног напона [253] се може манифестовати као краткотрајно умањење амплитуде, прекид једне фазе или краткотрајан прекид напајања у све три фазе. У овим режимима може се догодити отпуштање котви контактора и релејне опреме, као и отказ рачунара. Очекује се да фреквенцијски регулисани погон настави нормалан рад и да не дође до прекида у обављању функција дигиталног погонског контролера. Ова се способност (ride-through capability) обезбеђује тако што прекидачки степен за напајање помоћних и управљачких кола погона енергију црпи из међукола претварача [7,13,29]. У случају пропада мрежног напона, предузима се краткотрајно електрично кочење, чиме се део кинетичке енергије, акумулисане у механичком подсистему погона, конвертује у електричну енергију, предаје међуколу и тако омогућује нормалан рад управљачких кола. У случају дужих прекида у напајању, долази до утрошка целокупне кинетичке енергије и до заустављања погона. Енергију потребну за напајање управљачких кола тада није могуће обезбедити, па се не може остварити ни регуларно напајање погонског контролера, чији се рад прекида. По успостављању нормалног напајања, неопходно је поновити процедуру покретања система (тзв. ресет).


испад три фазе



умањење амплитуде



несиметрија

Слика 10.26. Врсте краткотрајних нерегуларности и испада мрежног напона при којима се још увек очекује исправан рад погона (*ride-through capability*).

Велика брзина промене напона и струја у конвертору и мотору (dv/dt, di/dt) чини да спектар ових величина има релативно велику снагу у области високих учестаности. Поједине фреквенцијске компоненте могу се путем зрачења или провођења пренети до других електричних уређаја и угрозити њихов рад. Нарочито осетљиви делови аутоматизованог производног процеса су дигитални комуникациони канали између CNC, PLC јединица, сензора, актуатора и фреквенцијских регулатора. Посебно критичне примене су оне у којима напон напајања превазилази 400 V, где постоји већи број (већи од пет) фреквенцијски регулисаних погона са везама дужим од 30 m, где је уземљење уређаја изведено нуловањем а отпор уземљивача зграде/постројења релативно велики.

Према испитивањима Европске комисије за електромагнетску компатибилност (EMC) из јануара 1996. године, фреквенцијски регулатори у индустријским применама западноевропских земаља емитују сметње од око 140 dB/µV у опсегу учестаности од 30 MHz до 50 MHz. Нацрти немачких стандарда VDE250 и VDE530 препоручују да стрмина статорског напона не пређе 500 V/µs како би се умањиле сметње и од нежељених напрезања поштедела изолација улазних крајева статорског намотаја. Савремени IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) транзистори снаге, међутим, проузрокују стрмине које при комутацији диода-транзистор превазилазе 5000 V/µs. Проблеми сметњи се могу у извесној мери умањити оклапањем каблова који повезују мотор и конвертор, премазивањем уређаја проводним бојама и уградњом додатних пасивних филтара [254]. Недостатак адекватних решења чини да се у процесима повећаног нивоа сигурности и поузданости фреквенцијски регулатори замењују једноставнијим уређајима за регулисани полазак и надзор асинхроног мотора [257] у свим применама где се фреквенцијска регулација брзине може избећи.

Усвајање немачког стандарда VDE0530 на европском нивоу и увођење законских норми које у Европи забрањују дистрибуцију и коришћење уређаја који не задовољавају поменути стандард, заштитило је тржиште Европе од продора супериорних фреквенцијских конвертора из земаља далеког истока. Европски произвођачи могу на своје уређаје ставити ознаку СЕ као знак да њихов производ респектује норме електромагнетске компатибилности. При овоме није неопходно имати атест регистроване лабораторије. Произвођач користи могућност аутосертификата, при чему сноси одговорност за коришћење СЕ знака и мора бити гарант карактеристика које ће његов производ показати при евентуалном испитивању и у току експлоатације. Поред тога, на територији Европске заједнице начињена су и знатна улагања у научно-истраживачки рад оријентисан ка потискивању електромагнетских сметњи [258] и развоју напредних топологија конвертора са мањом емисијом електромагнетског загађења.

Процес комутације код савремених транзистора снаге бива окончан у времену краћем од 500 пѕ. Произвођачи полупроводничких компоненти теже да ово време редукују како би се обезбедиле предности рада са повишеним комутационим учестаностима и умањили губици енергије при комутацији. У топологији типичног фреквенцијски регулисаног погона, конвертор, мотор и проводници који их повезују формирају резонантно LC коло које при комутацијама осцилује на учестаностима од 20 MHz до 30 MHz. Рефлексијом напонског таласа на прикључцима статора могу се достићи пренапони који 3 до 4 пута превазилазе називни и радни напон [259]. Напонски талас не продире у дубину статорског намотаја јер сноп проводника који чине статорски намотај има значајну капацитивност у односу на кућиште, тако да се ефекти пренапона имају пре свега на мањем броју улазних завојака. Напрезање изолације код ових завојака доводи до убрзаног старења и пробоја. Поред пробоја изолације, код фреквенцијски регулисаних погона са асинхроним мотором региструју се и честа оштећења лежајева. Код напајања из транзисторског конвертора са ширинском модулацијом, јавља се потенцијална разлика између статорског намотаја и делова магнетског кола статора и ротора. Заједничка компонента фазних напона има ненулту високофреквентну компоненту која је узрок појави струја у кућишту мотора. Паразитне струје се затварају кроз лежајеве и оштећују њихове осетљиве површине, проузрокујући коначно отказ (сл. 10.27).



Слика 10.27. Успостављање паразитних кружних струја кроз кућиште и лежајеве мотора који се напаја из инвертора. У току комутације инвертора, намотаји статора су изложени деловању напона који се мења са веома великом стрмином (dV/dt > 10 GV/s). Премда малих вредности, паразитне капацитивности (C) које постоје између намотаја, кућишта и ротора могу проузроковати знатне вредности струје ($i_C = C \ dV/dt$) које се успостављају и кроз лежајеве и тако их оштеђују.

Chen предлаже да се топологија погонског конвертора модификује увођењем резонантних комутација [260], чиме се стрмина промене напона умањује без повећавања губитака при комутацији. Перспективе за примену топологија са резонантним међуколом су увећане тиме што се недисипативним умањењем стрмине напонског таласа једновремено отклањају узроци оштећења лежајева и пробоја изолације код фреквенцијски регулисаних погона са асинхроним мотором.

Економски разлози су узрок тенденцији увођења фреквенцијске регулације у погоне велике снаге и средњег напона. Варијацијом брзине обртања код погона са асинхроним мотором називних напона од 2300 до 6600 V, могуће је постићи знатне уштеде енергије, побољшати квалитет процеса и умањити потребе за одржавањем. Традиционално примењивана топологија погонског конвертора садржи тиристорски мрежом вођени исправљач, струјно међуколо са пригушницом и струјни инвертор. Код струјног инвертора који напаја асинхрони мотор, комутација је обезбеђена је уградњом комутационих кондензатора. Код напајања великих синхроних мотора средњег напона, комутација се може обезбедити увећањем побудне струје чиме се постиже предњачење струје у односу на напон и природна комутација. Ова топологија је успешно примењивана деценијама. Алтернатива није постојала дуги низ година стога што на располагању није било брзих полупроводничких прекидача снаге са могућношћу контролисаног искључења, за напоне преко 1000 V и за струје преко 500 А, тако да није постојала могућност за градњу инвертора са принудном комутацијом и међуколом напонског типа. Градња високонапонских прекидача повезивањем више IGBT транзистора на ред [261] захтева предузимање нарочитих мера за равномерну расподелу напона

напона у стационарном стању и у току прелазних процеса, па је практична примена оваквих хибридних прекидача скопчана са потешкоћама.



Слика 10.28. Једна фаза инвертора са више нивоа који се користи за напајање мотора за наизменичну струју средњег напона и велике снаге (*P* > 200 kW).

Израда контролисаних полупроводничких прекидача за снаге конверзије од преко 1 MW [262] скоријег је датума. Високонапонски GTO (Gate Turn Off) тиристори су полупроводнички прекидачи слични конвенционалним тиристорима. Предност GTO тиристора је у томе што се њихово провођење може прекинути успостављањем релативно велике негативне струје у електроди гејта. Данас су расположиви GTO тиристори за рад са напоном од неколико хиљада волти. Захваљујући напретку у развоју non-punch-through IGBT транзистора снаге, на располагању су и транзистори чији радни напон може достићи 3 до 4 kV. Развој високонапонских полупроводничких прекидача снаге омогућује градњу напонских инвертора са напоном међукола од неколико хиљада волти. Дозвољена комутациона учестаност је код оваквих инвертора (сл. 10.28) релативно мала (мања од 1 kHz) па се ради умањења валовитости струје мотора примењују топологије са неутралном тачком и инвертори са више нивоа [263]. Излазни напон оваквог инвертора може имати три или више дискретних вредности, док напон на излазу конвенционалног инвертора има само два могућа стања. Инвертори са више нивоа захтевају развој и примену нових техника ширинске модулације. Ниска комутациона учестаност може проузроковати избијања (beat harmonics), појаву споропроменљивих хармонијских компоненти напона, струје и момента, чија је периода одређена разликом учестаности блиских компоненти у спектру напона и струје. У оваквим случајевима неопходно је модификовати алгоритам ширинске модулације тако да се умањи ризик избијања [264].

Проблем споропроменљивих хармонијских компоненти поготово је изражен код конвертора са редукованим пасивним компонентама у међуколу, где до избијања може доћи и услед интеракције исправљача (*front-end* конвертора) и инвертора. Решење проблема налази се у увећању учестаности комутације, за шта је неопходно начинити полупроводничке компоненте бољих перформанси.



Слика 10.29. Расположиви вектори напона који се могу добити на излазним прикључцима трофазног инвертора са више нивоа за моторе средњег напона. Сваки фазни напон може узети једну од три дискретне вредности (-*E*, 0, +*E*) па је укупни број прекидачких стања 27. Број међусобно различитих напонских вектора је 19. Већи број расположивих вектора омогућује да се напон потребан за напајање мотора начини уз знатно мањи број комутација него што је то случај код конвенционалног ширински модулисаног инвертора.

10.12. Утицај напретка у технологији полупроводничких прекидача снаге на развој микропроцесорски управљаних електричних погона

Пројектовање и реализација полупроводничких прекидача за велике снаге отежано је опречним захтевима који се постављају у погледу струјног капацитета, напонске изолације и термичке проводности између полупроводника и амбијента. Прекидачи за напоне веће од 1000 V и струје од 1000 A могу у номиналном режиму рада имати губитке снаге од 1 до 5 kW. Потребно је прекидач реализовати и уградити тако да термички отпор између полупроводничког споја и околине буде што мањи, како би радна температура споја била у дозвољеним границама. Потребно је обезбедити и релативно велики попречни пресек проводника који прекидач везују у коло. Због неопходне изолације, пут одвођења струје и пут за одвођење топлоте морају бити раздвојени, што знатно отежава градњу прекидача и конвертора. У области великих снага најчешћу примену имају GTO тиристори. Тиристор CSG3003-45 (ABB) начињен је за напон од 4,5 kV и струју од 3 kA и са успехом се користи у реализацији вучних конвертора велике снаге.

Ограничење шире примене GTO прекидача је релативно ниска дозвољена учестаност комутација и веома сложено коло за контролу стања прекидача. Искључење овог тиристора изискује негативну вредност струје гејта у износу од 25 до 35% анодне струје, што отежава градњу и умањује поузданост управљачких кола. MCT (MOS *Controlled Thyristor*) је нови полупроводнички прекидач који се може еквивалентирати четворослојном структуром (SCR) са два додатна MOS контролисана отпорника за укључење и искључење. MOS-конципирано управљање чини MCT прекидач напонски контролисаним, па су потребна управљачка кола једноставна и дисипирају занемариво малу снагу. Контролисани отпорник за укључење спаја аноду искљученог MC тиристора са гејтом, чиме се иницира процес кумулативног преласка у проводно стање.

Након иницијалног импулса, прелазна појава укључења у великој мери одговара укључењу конвенционалног тиристора. Када је МС тиристор у стању провођења, електрода гејта унутрашњег тиристора је на малом позитивном напону. Контролисани отпорник за искључење је заправо MOSFET (*Metal Oxide Semicoductor Field Effect Transistor*) прекидач начињен за изузетно мали пробојни напон. Познато је да је веза између отпорности канала MOS транзистора у стању провођења и пробојног напона дата изразом $R_{DS} = KU^{2.5}$, што значи да је отпорност канала MOSFET транзистора, који се користи за искључење МСТ прекидача, веома мала. Активирањем овог транзистора гејт унутрашњег тиристора се доводи у директан спој са катодом, што проузрокује успостављање велике негативне струје у гејту, довољне да брзо евакуише мањинске носиоце из средишњих области четворослојне МСТ структуре и коначно искључи МСТ прекидач. Дозвољена густина струје МСТ прекидача је при уобичајеним радним температурама блиска 30 A/mm², па су први прототипи за струје од 70 А начињени у виду веома малих чипова (*size* I) смештених у TO220 кућиште.

Релативно нов, МСТ прекидач је још увек недовољно испитан (сл. 10.30). Први резултати показују да се може очекивати веома мали пад напона у стању провођења (мањи од 1,5 V) и знатно мањи губици снаге него код досадашњих прекидача. Француска лабораторија ESIM-IMT извршила је паралелна испитивања трофазних погонских конвертора са IGBT и MCT транзисторима под истим условима, налазећи да МСТ компонента гарантује побољшање ефикасности за више од 2% у свим радним режимима. Испитивања експерименталних јединица за велики радни напон (2 kV и више) указују да је МСТ технологија знатно повољнија од IGBT технологије у погледу градње електровучних конвертора и конвертора у средњенапонским електричним погонима. Harris Semiconductor први започиње серијску израду МСТ прекидача за напоне од 1000 V и струје од 85 A, за који производи и управљачко коло HIP 2030 које TTL управљачке сигнале дигиталног погонског контролера уобличава у сигнале погодне за управљање МСТ прекидачем. Позитивни резултати добијени су са *р*-каналним МСТ прекидачем, док су се први *n*-канални узорци показали неупотребљивим. Пад напона *n*-каналног МСТ прекидача у стању провођења мањи је него код p-каналне компоненте, али је његова способност искључења знатно умањена. МСТ елемент са *n*-каналом може прекинути струју од свега 25-30% називне струје, због чега практичну примену може наћи једино у топологијама где прекидачи снаге комутују онда када је струја једнака нули (zero-current-switching).

Прекидачка својства *р*-каналне компоненте задовољавајућа су у нормалним радним режимима, али контролисано искључење може бити проблематично код хаваријских стања као што је директан кратак спој. Конвенционални прекидачи (IGBT, FET, BJT) при директном кратком споју проводе струје 5 до 10 пута веће од називних, док се напон на прекидачу услед десатурације увећава и често изједначава са напоном једносмерног међукола конвертора. Очување интегритета компоненте захтева да се трајање оваквог стања код IGBT, FET или BJT компоненте ограничи на 10 до 15 µs. У случају да се догоди кратак спој, напон на управљачкој електроди (тј. гејту) IGBT или MOSFET прекидача потребно је свести на нулу, након чега се струја кратког споја веома брзо умањује и прекидач на тај начин доводи у закочено стање. Како је МСТ прекидач четворослојна структура, по понашању слична тиристору, искључење хаваријских струја је отежано чињеницом да увећање анодне струје повећава просторни товар мањинских носилаца у средишњим слојевима структуре. Како искључење МСТ прекидача захтева евакуацију носилаца из ових слојева, прекидање струје је код кратког споја отежано, тако да у случају кратког споја или хаварије постоји ризик да покушај искључења буде неуспешан, што доводи до даљег увећања струје и разарања прекидача.

Недостатак МСТ прекидача је и тај што није могуће обликом и амплитудом управљачких сигнала утицати на динамику укључења и искључења прекидача. Код конвенционалних (IGBT) прекидача брзина укључења и искључења се може мењати избором карактеристика управљачког кола и променом отпорника у колу гејта. Како је МСТ по природи тиристор, у фази укључења активира се унутрашњи механизам позитивне повратне спреге, која прекидач кумулативно доводи у проводно стање. Управљачки импулс на гејту МСТ служи за иницирање овог процеса, али не може утицати на његову динамику која је често неодговарајуће велике брзине, што се у литератури назива *snap-on* ефекат. Брза комутација је чест узрок већих електромагнетских сметњи. МСТ прекидач се даље усавршава како би се поменути недостаци отклонили. Чине се покушаји да се профилисањем концентрације примеса у n-области и p-области утиче на динамику укључења и искључења МСТ елемента. Паралелно са овим усавршавањем, испитују се и други полупроводнички прекидачи за велике снаге. У фази прототипа су IGCT прекидачи који обједињују добре особине IGBT и МСТ компоненти [262], па се очекује да омогуће градњу погонских конвертора снаге до 5 МW.



попречни пресек *р*-каналног МСТ прекидача

Слика 10.30. Начин израде и заменска шема МСТ (MOS *Controlled Thyristor*) полупроводничког прекидача снаге.

Погонски конвертори за снаге до 300 kW и напоне међукола до 1000 V стандардно се изводе са IGBT модулима за напонски ниво од 600 V или 1200 V. Развој ових прекидача је дао четири сукцесивне генерације у протеклих десетак година. Савремени IGBT прекидачи производе се у две основне верзије. Брзи прекидачи имају *fall time* (тј. трајање комутације код преласка из проводног у

непроводно стање) од 200 ns, што омогућава рад са већим комутационим учестаностима (од 20 kHz до 50 kHz), али је зато пад напона који брзи IGBT прекидачи имају у проводном стању већи од 1,8 V. Спори прекидачи се производе за комутационе учестаности од 10 kHz до 20 kHz, имају *fall time* од 250 до 500 ns док им је напон између колектора и емитера у проводном стању мањи од 1,7 V. Годишњи раст производње IGBT прекидача је око 37% (према агенцији IMS – Intex Management Services, UK) првенствено захваљујући њиховој примени у аутомобилима и кућним апаратима. Примене полупроводничких прекидача у електричним погонима имају знатно мањи годишњи раст. Према агенцији IMS, годишњи раст производње фреквенцијски регулисаних погона биће умањен на 6%, као резултат скромнијих улагања у нове производне капацитете.

Примена конвертора у погонима опште намене, кућним апаратима и аутомобилима захтева умањење цене полупроводничких модула. Интеграција полупроводника снаге са управљачко-заштитним колима (*driver*) омогућује реализацију компактних и економичних конвертора. Mitsubishi међу првима развија IPM модул (Intelligent Power Module). У оквиру једног модула обједињен је исправљач, инвертор, уређај за кочење, као и сва сигнална и управљачка кола потребна за управљање стањем прекидача и њихову заштиту. Коришћење IPM модула и дигиталног погонског контролера са интегрисаним периферијским уређајима [16] омогућује да се погонски систем начини са веома малим бројем компоненти. Mitsubishi располаже IPM модулима за струје до 600 A и напоне до 1200 V, адекватне за реализацију веома компактних погона са асинхроним моторима снага до 150 kW. Модули су начињени за комутационе учестаности од 5 до 15 kHz, имају уграђене сензоре струје и температуре, па уградња екстерних давача није потребна. За радне температуре до 125°С, напон на прекидачима у стању провођења креће се од 1,5 до 2 V. Проблем у градњи прекидачких модула представља њихова цена. Наиме, модул са више полупроводничких прекидача садржи металну основу (base-plate) на коју се наноси слој термички проводне, електрично непроводне керамике. На овај слој се, након његове припреме, причвршћују IGBT транзистори, снажне диоде и други елементи у форми засебних полупроводничких чипова. Потом следи повезивање (bonding), пасивизација и други уобичајени производни поступци. За прекидачке модуле малих и средњих снага (P < 10 kW), цена металне основе, керамичке припреме, као и цена самих производних операција, већа је од цене самих полупроводничких елемената. Веома често се догађа да трофазни транзисторски мост који користи шест засебних IGBT прекидача уграђених у стандардна, масовно коришћена ТО220 кућишта буде знатно јевтинији од еквивалентног прекидачког модула. Очекује се да прекидачки модули добију мању цену када њихова производња и употреба буде већег обима. За сада је економски оправдано користити IPM (Intelligent Power Module) елементе који поред полупроводника снаге интегришу и део управљачких кола. Интеграцијом дела управљачких кола штеди се простор на штампаној плочи и умањује укупан број уграћених компоненти, што резултује једноставнијом монтажом и тестирањем, оправдавајући на тај начин коришћење релативно скупог IPM модула.



Слика 10.31. Пример интеграције полупроводничких прекидача снаге за велике напоне (600 V) и струје до 10 A са логичким и аналогним колима, потребним за обављање функција управљања и заштите.

Велика густина снаге (тј. релативно мале димензије IPM модула) отежавају одвођење топлоте, па су прве примене ових модула праћене честим отказима, што је успорило развој и предупредило ширу примену. ІРМ није монолитна структура већ се састоји од више међусобно повезаних полупроводничких чипова. Компоненте снаге и управљачка кола уграђени су у исти модул али су физички раздвојени. Недовољна електрична и термичка спрега се негативно одражава на перформансе, па се тежи изради управљачких кола и кола снаге у оквиру једног монолитног блока. Под називом smart-power расположиве су полупроводничке компоненте у којима један чип садржи транзисторе снаге, диоде, управљачка кола, као и неопходне логичке склопове потребне за комуникацију, заштиту и дијагностику. Једновремена израда компоненти за високи напон и логичких CMOS кола тражи модификацију постојећих процеса за израду интегрисаних кола. Развој нових процеса захтева велике инвестиције и тесну сарадњу између произвођача и корисника, па су прве примене монолитних интелигентних модула биле резервисане за велике корпорације [34] и велике серије. Данас су расположиви smart-power модули опште намене у којима се могу наћи MOSFET транзистори снаге за напоне до 700 V, стандардна CMOS логичка кола са напоном напајања од 15 V, биполарна кола и операциони појачавачи. Монолитне структуре ове врсте су у литератури познате као HVIC (High Voltage Integrated Circuit). Процес израде је заснован на 3 µт геометрији и оптимизиран тако да укључује само десет маски. Овим је цена smart-power компоненти умањена, чиме је отворен пут њиховој широј примени.

324 10. Трендови у развоју микропроцесорски управљаних електричних погона



Слика 10.32. Реализација економичног погона на бази *smart-power* модула, компактног погонског контролера и *sensorless* приступа управљању брзином, флуксом и моментом.

Увећање брзине рада савремених IGBT и MOSFET прекидача снаге омогућује достизање комутационих учестаности које су изван чујног опсега. Брзина рада савремених транзистора снаге је довољно велика тако да рад са комутационим учестаностима од 10, 20 или 30 kHz не резултује претерано великим комутационим губицима. Прекидачке карактеристике полупроводничких диода нису пратиле овај тренд. Њиховом развоју је посвећена мања пажња јер је највећи број истраживача свој рад посветио усавршавању активног елемента, транзисторског прекидача снаге. Даље увећање комутационе учестаности погонског конвертора ограничено је углавном неповољним прекидачким карактеристикама диода. У оквиру трофазног погонског конвертора, диоде проводе у интервалима када фазна струја и излазни напон имају супротан знак. Укључењем комплементарног транзистора започиње процес комутације у коме се струја диоде нагло прекида, што се у референтној литератури помиње као snap-off ефекат. Процес искључења диоде се завршава краткотрајним импулсом анодне струје негативног предзнака. Улога негативног струјног импулса је евакуација наелектрисања просторног товара који чине мањински носиоци у диоди. Присуство носилаца који се нису рекомбиновали последица је управо окончаног провођења диоде. По окончаној евакуацији струја диоде нагло пада на нулу. Веома велика стрмина (di/dt) са којом се мења струја диоде при искључењу представља један од главних извора електромагнетских сметњи које емитује конвертор. Често се укључење комплементарног IGBT транзистора успорава како би се успорило и продужило трајање евакуације мањинских носилаца диоде. На овај начин су кондукционе и зрачене сметње услед snap-off комутације диоде битно ублажене на рачун увећања комутационих губитака снаге. Произвођачи полупроводничких компоненти улажу знатне напоре у изради брзих диода за велике струје са мањом брзином промене струје при комутацији (soft-switching). Истраживачи компаније GAD Semiconductors Ltd. у Израелу, начинили су снажне диоде са PiN структуром на бази GaAs. Ове диоде подносе напоне од 1500 V, имају време опоравка $(t_{rr} - reverse \ recovery \ time)$ од 35 ns и могу исправно радити до температура од 260°С. Предност GaAs-PiN диода је и

веома мала струја при инверзној поларизацији (мања од 100 μ A). Немачка компанија Semikron постиже даља побољшања прекидачких карактеристика снажних диода. CAL (*Controlled Axial Lifetime*) технологија се базира на прецизној имплантацији јона хелијума, чиме се могу постићи локалне варијације средњег времена живота носилаца и тако остварити пуна контрола над процесом искључења диоде. Велика енергија (10 MeV) потребна за имплантацију је нестандардна, па је процес за сада скуп, али се зато код израде диоде може постићи веома добар компромис између пада напона у стању вођења и прекидачких карактеристика. CAL диоде се користе са NPT (*Non-Punch-Through*) IGBT транзисторима у оквиру Semikron SkiiP модула. SkiiP модуле је 1995. на конференцији PCIM (*Power Conversion and Intelligent Motion*) најавио Дејан Шрајбер, водећи инжењер компаније Semikron. Употреба ових модула се непрекидно увећава и својеврстан је 'европски одговор' на веома оштру конкуренцију произвођача полупроводничких компоненти са далеког истока.

Карактеристике и цене постојећих полупроводничких прекидача не омогућују успешну примену фреквенцијски регулисаних погона у производима широке потрошње, кућним апаратима, аутомобилима и другим случајевима масовне примене. Основни недостаци постојеће технологије су висок ниво електромагнетских сметњи, велики губици снаге и, пре свега, висока цена. Тржиште дозвољава употребу регулисаних погона снаге 1 НР у веш машинама и усисивачима (Frost & Sullivan) уколико је производна цена погона мања од 15 америчких долара. Да би се ово постигло, потребно је да се процес производње полупроводничких компоненти учини јевтинијим, да се све полупроводничке направе интегришу у једном чипу и да проблем одвођења топлоте и кућишта буде решен на напредан и економичан начин. Према проценама, наведени услови се могу задовољити даљим развојем постојеће *smart-power* технологије.

10.13. Бука коју стварају електрични погони

Електрични погони емитују, поред електромагнетских, и акустична загађења. Фундаменталне учестаности и учестаности ширинске модулације веома често припадају чујном опсегу. Сложенопериодична промена струја у намотајима мотора, пригушница и трансформатора проузрокује исту такву промену флукса и магнетске индукције у магнетским колима и лимовима. Због присутних ефеката магнетострикције, осцилације флукса проузрокују вибрације лимова и стварање буке. Један од извора буке може бити и механички подсистем погона. Побуђен паразитним компонентама електромагнетског момента (валовитост момента – *ripple*), механички подсистем може осциловати на учестаности ових нежељених компоненти и стварати буку.



326 10. Трендови у развоју микропроцесорски управљаних електричних погона

Слика 10.33. Различите врсте загађења околине које емитују фреквенцијски регулисани електрични погони. Слика приказује блок дијаграм погона и указује на главне изворе електромагнетских сметњи које се простиру кондукцијом и зрачењем, изворе буке, као и делове који у околину емитују топлоту.

Noguchi се бави проблемима управљања асинхроним мотором и предлаже оригиналан приступ за умањење буке [187]. Он уочава да је учестаност комутација у структури за директно управљање моментом (DTC) ограничена кашњењем у линијама за преношење управљачких сигнала транзисторима снаге, као и присуством паразитног хистерезиса. Он предлаже додавање високофреквентног носиоца на улаз DTC компаратора и показује да се на овај начин субјективни осећај буке видно умањује. Wallace [265] и Mutoh [266] показују да се код сервопогона са векторски контролисаним асинхроним мотором бука може умањити деловањем на дигитални модулатор и уобличавањем спектра статорских струја.

Бука је једна од највећих препрека широј примени SR мотора у кућним апаратима и апаратима широке потрошње. Главни извор буке код ових мотора је радијална деформација статора услед његове интеракције са ротором [267]. Бука се може умањити додавањем псеудослучајне бинарне секвенце (PRBS – *Pseudo Random Binary Sequence*) мале амплитуде у управљачке сигнале или малим случајним померањем пакета импулса у времену. Оваквим акцијама се избегава концентрисање снаге спектра на једној учестаности, чиме је умањен ризик побуђивања слабо пригушених сопствених учестаности механичког подсистема погона, уклоњена опасност од даљег увећања буке коју ствара погон. Pollock предлаже да се у погону са SR мотором најпре одреде сопствене учестаности статора и ротора, а потом напонски импулси уобличе тако да механичким резонаторима не саопштавају енергију [268]. Низаіп успева да буку генерисану од стране механичког подсистема видно умањи применом нарочитог алгоритма за ширинску модулацију и умањењем валовитости момента [269].

10.14. Савремени мотори за наизменичну струју пројектовани за примену у фреквенцијски регулисаним погонима опште намене

Асинхрони мотори начињени за рад са константном, мрежном учестаношћу напајања пројектовани су тако да полазни и превални момент буду што већи, док се тежи да полазна струја и губици у номиналном режиму рада буду што је могуће мањи. Често је задовољавање ових захтева повезано са специјалним обликом роторског жлеба или уградњом двоструког кавеза. Мотори начињени за мрежно напајање нису адекватни за примену у фреквенцијски регулисаним погонима променљиве брзине. За примене у погонима променљиве брзине производе се мотори пројектовани тако да имају што мање губитке у ротору и широку област рада са константном снагом. Често се реализују са отвореним или полуотвореним роторским жлебом како би се умањила индуктивност расипања и увећао однос максималне и номиналне брзине, као и однос превалног и називног момента. У градњи асинхроних мотора велике снаге, предвиђених за рад са струјним инверторима (CSI - Current Source Inverter), тежи се да индуктивност расипања буде што мања. Код мотора напајаних из напонских инвертора (VSI – Voltage Source Inverter) валовитост струје (*ripple*) је обрнуто пропорционална индуктивности расипања (L_{σ}), па за ову индуктивност постоји минимална допуштена вредност (око 0,1 р.ј.). Превални момент и максимална брзина погона са асинхроним мотором такође су обрнуто сразмерни расипној индуктивности, што фаворизује избор нижих вредности индуктивности у фази пројектовања и примену отворених облика роторског жлеба. Опречни захтеви по питању избора L_{σ} решавају се увећавањем учестаности комутација у погонском конвертору. Комутационе учестаности од 15 до 20 kHz омогућују употребу мотора са индуктивношћу L_{σ} мањом од 0,08 p.j. уз прихватљиве вредности валовитости струје.

Фреквенцијски регулисани асинхрони мотори најчешће имају сопствено хлађење. Услови хлађења су погоршани у области малих брзина, па је тада мање и дозвољено трајно оптерећење. У трајном раду при брзини од 10% називне брзине, не сме се имати оптерећење веће од 60-65% називног оптерећења. При порасту брзине дозвољено оптерећење мотора расте услед побољшаних услова хлађења (75% M_{nom} при брзини од 20% n_{nom} , 90% M_{nom} при брзини од 40% n_{nom}). Из поменутих разлога тежи се да укупни губици у мотору буду што мањи, при чему се нарочита пажња посвећује умањењу губитака у ротору. У применама у индустрији хране, лекова, војној индустрији и у другим применама где се захтева чистоћа процеса у складу са FDA нормама (*Food and Drugs Administration*), користе се херметизовани (TEFC – *Totaly Enclosed Fan Cooled*) мотори са принудним хлађењем. Код ових мотора услови хлађења се не погоршавају у области малих брзина па је номинални момент расположив при свим брзинама обртања које су мање или једнаке номиналној брзини.

328 10. Трендови у развоју микропроцесорски управљаних електричних погона

У поступку израде асинхроних мотора намењених фреквенцијској регулацији уграђује се појачана изолација на улазним крајевима статорског намотаја. Рефлексија напонског таласа, који се простире дуж кабла који повезује конвертор снаге и мотор, доводи до пренапона и убрзаног старења изолације на улазним навојцима. Улазни крајеви намотаја су највише изложени деловању напонског таласа велике стрмине, јер је релативно мала њихова капацитивност у односу на кућиште мотора. Проводници унутар намотаја имају већи износ паразитних капацитивности па су самим тим боље заштићени од краткотрајних напонских удара велике стрмине. Напрезање изолације улазних крајева намотаја услед рефлексије РWM импулса главни је разлог да животни век фреквенцијски регулисаних мотора буде четвороструко краћи него век мотора напајаних из градске мреже. Продужење очекиваног живота фреквенцијски регулисаног мотора захтева ојачање изолације на крајевима статорског намотаја. Фреквенцијски регулисан мотор производи за око 6 dB већу буку од мотора константне учестаности, па се у његовој градњи посебна пажња посвећује импрегнацији намотаја и лимова како би се умањили електродинамички ефекти и ефекти магнетострикције.

Код израде асинхроних сервомотора, нарочита пажња се посвећује мерама за умањење валовитости момента, па се примењују специфични односи броја и ширине роторских и статорских жлебова, као и косо постављање (*skew*) жлебова ради свођења негативних ефеката ожлебљења на најмању могућу меру. Поменуте мере за минимизацију валовитости момента редовно умањују ефикасност [270] и могу проузроковати аксијални флукс, па се не практикује њихова примена у градњи мотора за погоне опште намене.

Тренд у градњи фреквенцијски регулисаних погона са асинхроним мотором је интеграција мотора и погонског конвертора у јединствену целину. Управљачка кола и секција снаге фреквенцијског регулатора уграђују се у кућиште статора, чији расхладни систем треба да обезбеди одвођење топлоте створене збирним губицима снаге у мотору и претварачу. Укупна дужина мотора у односу на конвенционално решење увећава се за око 30% (ABB-Sweden), док је тежина за око 15% већа од тежине конвенционалног мотора. Предност оваквог решења је веома кратка веза између конвертора снаге и мотора, умањење емитованих електромагнетских сметњи и елиминација проблема са изолацијом улазних намотаја мотора захваљујући одсуству рефлексије напонских таласа на веома кратком каблу који повезује мотор и претварач. У пољу савремених конструкција асинхроних мотора, интензиван развој доживљавају и асинхрони мотори за вучне погоне. Линеарни асинхрони мотор (LIM, Zhang [271]) са полним кораком од 0,3 m и растојањем од 10 mm између магнетског кола и проводне подлоге омогућује краткотрајно развијање вучних сила до 18000 N што га чини погодним за вучне погоне у возилима градског саобраћаја.

Расположивост трофазних конвертора снаге са континуално променљивом амплитудом и учестаношћу излазног напона омогућује примену синхроних и релуктантних мотора у погонима где се захтева већа ефикасност, одсуство загревања ротора, већа специфична снага или једноставна и робусна конструкција ротора. Знатни истраживачки напори улажу се у развој напредних решења синхроних мотора за погоне опште намене и примене у сервосистемима. Синхрони релуктантни мотор са аксијалном ламинацијом има статор у свему једнак статору асинхроног мотора, док је ротор начињен од аксијално оријентисаних лимова, постављених тако да максимизирају разлику између индуктивности у d оси и индуктивности у q оси [272]. Погонски конвертор и дигитални погонски контролер за управљање синхроним релуктантним мотором једнаки су конвертору и контролеру који се користе за покретање асинхроног мотора. Алгоритам векторског управљања се може применити и у случају синхроног релуктантног мотора, па се овај мотор често користи у сервоапликацијама ниских перформанси у којима је важно постићи ниску цену. Хіапд показује да директно дигитално управљање синхроним релуктантним мотором уз дигиталну реализацију струјне петље омогућује независно управљање флуксом и регулацију момента са пропусним опсегом од 1 kHz [273]. У пројектовању синхроних релуктантних мотора за сервоапликације предузимају се посебне мере (skew) у сврху минимизације валовитости момента [274]. Поред примена у сервосистемима, синхрони релуктантни мотор се користи и у погонима мале снаге где је одсуство побуде на ротору његова предност у односу на синхроне моторе са перманентним магнетима. Пример овакве примене је електрични погон управљачког механизма (волана) код савремених аутомобила. Ради постизања што већег степена сигурности, погон управљачког механизма (сервоволан) реализује се тако што се задржава механичка спрега између волана и управљачког механизма који закреће предње точкове возила. Уколико је сервопогон исправан, настојање возача да волан закрене у једну или другу страну биће детектовано и потпомогнуто деловањем сервомотора. Овај концепт је познат под називом EPAS (Electric Power Assisted Stiring). Предност EPAS концепта је у томе што евентуални отказ сервомеханизма не доводи у питање управљивост возила. Точкови се и након отказа сервомеханизма још увек могу усмерити у жељеном правцу деловањем на волан, премда возач сада мора уложити знатно већи напор, јер покретање више није потпомогнуто деловањем мотора.

Уз претпоставку да се EPAS систем реализује са синхроним PM мотором, додатни степен сигурности би изостао. Наиме, у случају да се догоди кратак спој на прикључцима мотора, покретање синхроног PM мотора било би немогуће. Код покушаја покретања ротора, у статорском намотају би се индуковале електромоторне силе и успоставиле струје кратког споја чијим би се деловањем створио кочећи момент. Релативно мале вредности отпорности и индуктивности статорског намотаја PM мотора доводе до развијања знатних вредности кочећег момента код сваког покушаја да се хаварисани мотор покрене. Управљачки механизам аутомобила остао би тако блокиран. С друге стране, кратак спој на прикључцима релуктантног мотора избацује из погона сервофункцију, али се при кретању кратко спојеног мотора не развија кочећи момент нити постоје статорске струје јер на ротору не постоји перманентна побуда. Возач сада може да уз нешто већи напор обави жељени отклон механизма за управљање и тако усмери возило у жељеном правцу.

330 10. Трендови у развоју микропроцесорски управљаних електричних погона

Синхрони мотори са перманентним магнетима на ротору нарочито су погодни за употребу у погонима веома малих снага. У фази истраживања су нарочите конструкције синхроног РМ мотора које олакшавају рад овога мотора без сензора за детекцију положаја. Luciano Antognini (BIMU 97, Portescap, LA Chaux-de-Fonds, Switzerland) истражује четворофазне и двофазне синхроне PM моторе са намотајима повезаним у крст и квадрат. Нарочита спрега намотаја омогућује олакшани полазак мотора у feed-forward моду као и једноставну детекцију положаја ротора у нормалним радним режимима. У спрези са компактним погонским конверторима, синхрони РМ мотори су најозбиљнији кандидати за продор у област погона у кућним апаратима. Једини озбиљан недостатак ових мотора је немогућност слабљења поља и рада изнад називне брзине. Овај проблем се може превазићи секционисањем и превезивањем статорског намотаја [275]. Савремена решења огибљења аутомобила укључују активно пригушење вибрација и осцилација [276]. Синхрони мотори са перманентним магнетима су изузетно погодни за овакве апликације па се у аутомобилској индустрији може очекивати њихова шира примена (сл. 10.34).



Слика 10.34. Изглед статора трофазног мотора за наизменичну струју са сконцентрисаним намотајима. Намотаји статора се претходно припреме на засебној машини (моталици). Мали број жлебова (12) чини монтажу веома једноставном па су и трошкови производње оваквих мотора мали, што омогућује њихову ширу примену у аутомобилској индустрији.

За разлику од синхроних мотора са перманентним магнетима чија је конструкција углавном дефинисана, за пиезоелектричне ултразвучне моторе (PUM – *Piezoelectric Ultrasonic Motors*) се још увек траже оптимална решења. У области малих брзина овај мотор обезбеђује повољнији однос момента и тежине (специфични момент) од конвенционалних мотора са редуктором. Интензивно се истражују могућности за примену PUM мотора [277] као сервоактуатора у позиционим сервомеханизмима који не захтевају развијање великих брзина. Поред развоја PUM мотора, знатни напори се улажу и у развој минијатурних пиезоелектричних актуатора за вршење релативно малих кретања алата код изузетно прецизних операција обраде тврдих и кртих материјала.

10.15. Трендови у развоју прекидачких релуктантних мотора

Велики број стручњака за пројектовање електричних машина ради у области усавршавања прекидачких релуктантних мотора. Рад је интензивиран последњих година, а нарочито након што је корпорација Emerson Electric преузела компанију SR-Drives Ltd., до тада највећи центар за развој SR мотора и погона. О прекидачким релуктантним моторима и њиховом потенцијалу постоје дијаметрално супротна мишљења. Премда познат још у деветнаестом веку, SR мотор пажњу истраживача привлачи тек након појаве тиристорских конвертора снаге. Прве прототипе мотора и претварача израђује група истраживача под руководством професора Лоренсона [278], који је реализовао већи број успешних примена SR мотора углавном у електричној вучи. SR мотор не ради на принципу обртног поља. Статор и ротор имају истурене полове (тј. обострану анизотропију магнетског кола), број полова је најчешће (али не и обавезно) паран и различит на статору и ротору. Честе комбинације броја статорских и роторских полова су 6/2, 6/4 (сл. 10.36) и 8/6. На ротору не постоји никакав намотај, док је статорски намотај сконцентрисан, што знатно олакшава његову израду и монтажу. Конструкција мотора је јако једноставна и има потенцијал за веома јевтину серијску производњу. Напајање мотора може бити униполарно, па се топологија погонског конвертора може битно поједноставити (сл. 10.35) [32].

У предности погона са SR мотором убраја се способност за рад у условима високих температура, примена конвенционалних материјала, способност за развијање великих брзина, специфична снага већа за 10 до 20% од специфичне снаге машина за једносмерну струју, одсуство контуре кратког споја у топологији конвертора, способност за рад и након испада једне од фаза, и многе друге предности које овај мотор чине кандидатом за примену у кућним апаратима, вентилаторима, расхладним системима, као и за реализацију помоћних погона у савременим аутомобилима. Настојања да се SR мотор уведе у поменуте примене [34] нису успела због велике буке, импулсног карактера момента и убрзаног старења проузрокованог локалним загревањем (врућим тачкама) магнетског кола.

У настојању да се умањи бука и валовитост момента код SR мотора, најпре су решавани проблеми моделовања процеса електромеханичке конверзије [279]. Процес конверзије се обавља у циклусима па је импулсни карактер момента инхерентан и може се отклонити једино уз нарочито уобличавање импулса фазних струја и њихово делимично преклапање.



Слика 10.35. Топологија погонског претварача за напајање прекидачког релуктантног мотора.



Слика 10.36. Попречни пресек прекидачког релуктантног мотора конфигурације 6/4. Мотор има три фазе статорског намотаја уграђеног концентрично на шест статорских полова.



Слика 10.37. Утицај релативног помераја између статора и ротора прекидачког релуктантног мотора на карактеристику магнетизације.

Нелинеарна зависност индуктивности фазе од струје и релативног положаја статора и ротора стварају потребу да се специфичан таласни облик струје предвиди за сваки пар вредности брзине и момента. Овакво решење није практично због неприхватљиво велике количине података коју треба меморисати. Одређени напредак у умањењу валовитости створеног момента ($\Delta M < 10\%$) постигнут је применом напредних приступа решавању проблема управљања, применом вештачке неуралне мреже [280] и адаптивног *fuzzy* контролера [281]. Russa и Elbuluk постижу задовољавајуће потискивање валовитости момента у реалном времену и у широком опсегу брзина обртања [282]. Проблем примене SR мотора са умањеном валовитошћу момента је околност због које управљачки захвати усмерени ка умањењу валовитости знатно умањују и средњу вредност створеног момента. Елиминација удара момента кроз уобличавање импулса фазних струја чини да SR мотор изгуби своје компаративне предности, међу којима и специфични момент (однос Nm/A), специфичну снагу мотора и фактор снаге, који постају инфериорни у односу на исте величине код машина за наизменичну струју. Поред осталих ефеката, алгоритми за умањење валовитости момента SR мотора знатно умањују и степен корисног дејства погона. Постоји, међутим, велики број примена у којима импулсни карактер момента не представља недостатак, па се тако SR мотори могу успешно користити у неким вучним применама, као и код погона вентилатора, компресора и пумпи у условима где се већи ниво буке може толерисати.

Лоренсон указује на чињеницу да је валовитост момента код нових решења SR мотора упоредива са валовитошћу коју имају мотори једносмерне струје напајани из тиристорског исправљача или монофазни асинхрони мотори [283].

Највећи изгледи за примену SR мотора постоје у случајевима када је цена међу најважнијим факторима. Самим тим, употреба давача на вратилу овог мотора је искључена. Положај ротора, потребан за успостављање повратне спреге по брзини и за комутацију, неопходно је одредити из временске промене фазних струја и напона. У неким применама [284], оцена положаја се може обавити простим мерењем стрмине узлазне ивице струјног импулса на почетку вођења. У свом раду [285], Acanely предлаже мерење индуктивности у појединим фазама и процену положаја на основу унапред познате зависности $L(\theta)$. Ehasani предлаже да се једновремено умањи и број струјних сензора и тиме знатно редукује цена погона [286]. Одређивање положаја из временске промене струје и индуктивности захтева познавање функције $L(\theta, \Delta i)$ што отежава примену, јер је за сваки мотор потребно извршити сложена мерења и меморисати велику количину података. Примена вештачке неуралне мреже [287] у реализацији sensorless погона са SR мотором омогућује знатно умањење потребне меморије и нумеричке снаге процесора. Di Renzo предлаже алгоритам за индиректно одређивање положаја ротора SR мотора који не захтева познавање функције $L(\theta, \Delta i)$ [288]. Сличан приступ има и Lopez [289]. Тренутак у коме су статорски и роторски полови на самој ивици преклапања лако је одредити јер је стрмина струје у релевантној фази тада веома велика. Детекција почетка преклапања је робусна и не захтева познавање параметара мотора нити функције $L(\theta, \Delta i)$. Обнављање податка о положају врши се једном у сваком циклусу конверзије, што је довољно за стабилан рад sensorless SR погона након његовог покретања у *feed-forward* (open-loop) режиму.

Elbuluk показује да се SR мотор може конструисати тако да буде олакшана оцена положаја ротора из облика импулса фазне струје [290]. Број статорских и роторских полова, њихова ширина, величина, као и начин промене ваздушног зазора, могу бити подешени на начин који рад погона без сензора чини лакшим. Исти конструкциони параметри, међутим, утичу на ефикасност мотора, минимални полазни момент у критичном положају и однос Nm/A, па њихов избор није слободан и мора се подредити укупним перформансама погона. Једна од специфичности SR мотора, која се не сусреће код других мотора је уска повезаност конфигурације и параметара мотора, топологије погонског претварача и закона управљања: међувеза елемената SR погона налаже да се поступци пројектовања и оптимизације врше једновремено. У случају да се проблем буке и валовитости момента реши на прихватљив и економичан начин, SR мотор може бити ефектно примењен на местима где се данас примењује универзални (колекторски) мотор са фазном регулацијом, као и у неким применама електричне вуче.

10.16. Децентрализација система за управљање кретањем и примена линеарних мотора

Сервопогони који се користе за управљање цикличним кретањима у производним машинама треба да имају што већу брзину реаговања и што већу тачност у праћењу задате трајекторије. Скраћење времена трајања циклуса даје могућност за израду већег броја производа у јединици времена. С друге стране, тачност у праћењу задате трајекторије потребна је ради очувања квалитета израде. Поменути захтеви су опречни и тешко их је једновремено задовољити. Брже обављање цикличних покрета према задатој трајекторији увећава вредност првог извода (брзине), другог извода (убрзања) као и вредности извода вишег реда. Астатизам позиционог регулатора има коначан ред тако да увећање извода трајекторије неминовно увећава грешку праћења. Најчешће коришћени позициони регулатор има пропорционално, диференцијално и интегрално дејство и омогућује да се оствари кретање по трајекторији константног нагиба са нултом грешком праћења. Изводи вишег реда проузрокују грешку праћења, обрнуто пропорционалну трајању циклуса. У идеалном случају, грешка праћења би се могла умањити увећањем кружног појачања, али то у пракси није оствариво јер би се једновремено појачао и шум квантизације, док би веће вредности појачања проузроковале појаву механичке резонансе и других негативних ефеката, који проистичу из несавршености механичких спрежних елемената и преносника. У оквиру истраживачког рада на увећању брзине и тачности система за управљање кретањем уочава се тренд децентрализације функција управљања и све већа примена линеарних мотора. Основни проблеми и резултати су укратко приказани у овом одељку.

Традиционална архитектура система за управљање кретањем има централни рачунар и већи број сервопојачавача. Централни рачунар (CNC) обавља функције генерисања референтних трајекторија, детекције грешака праћења у појединим осама, вршење функција позиционе регулације и координације кретања са преосталим активностима производног процеса. Задатак сервопојачавача у оквиру традиционалне архитектуре је стварање жељеног покретачког момента на вратилу сервомотора или управљање брзином обртања.

Координација вишеосног кретања са акцијама других електричних и неелектричних извршних органа у оквиру производне машине најчешће се остварује помоћу једног од расположивих оперативних система за рад у реалном времену (RTOS – *Real Time Operating System*). Програмски задаци који се извршавају у оквиру CNC-уређаја као засебни процеси у RTOS-окружењу укључују:

 сервофункције, регулатор позиције за сваку појединачну осу, генерисање задатих вредности брзине и/или момента појединих сервопојачавача,

- 2) генерисање трајекторије у вишедимензионом простору, одређивање трајекторија појединачних оса, интерполацију и генерисање *feed-forward* контролних акција усмерених ка умањењу грешке праћења,
- секундарну детекцију, меморисање и анализу грешке праћења, компензацију и адаптацију, и
- 4) функције надзора, мерења, препознавања дефектних комада и стања.



Слика 10.38. Механички подсистем са четири степена слободе и четири сервомотора. Алат или хватаљку је потребно позиционирати у тродимензионалном простору. Четврти степен слободе се користи за заузимање таквог положаја који ће у свим релевантним позицијама дати једнаку крутост хватаљке. Овим се постиже да деловање екстерне силе проузрокује увек исто, предвидиво одступање позиције.

Нумерички капацитет CNC уређаја омогућује да се кроз примену параболичне, кубне или spline интерполације ограниче први, други и трећи извод позиционе референце [291], чиме се потискују нагле промене брзине и убрзања, и смањује грешка у праћењу задате трајекторије. CNC уређај је најчешће повезан са сервопојачавачима (електричним сервопогонима) помоћу прилагодних хардверских модула – осних картица (axis card). Прилагодни модули (тј. осне картице) најчешће имају бројачке системе за прихватање сигнала са инкременталног енкодера за брзине до 10 милиона импулса у секунди и убрзања до 127 милиона [импулса/ s^2], као и A/D и D/A конверторе чија је резолуција од 12 до 14 бита, док је највећа остварива учестаност одабирања 100 kS/s (kilo samples per second). Размена података између CNC уређаја и сервопојачавача обавља се тако што CNC урећај генерише задате вредности брзине, покретачког момента и feed-forward величине у облику аналогних сигнала формата ± 10 V, док се сигнал повратне спреге по позицији, генерисан од стране сервопојачавача, у СNС уводи у облику поворке импулса у формату RS485. Аналогни пренос задатих вредности у систем уводи шум квантизације, проузрокован ограниченом резолуцијом A/D и D/A конвертора

као и транспортно кашњење, што у великој мери ограничава брзину реаговања и тачност у позиционирању која се може остварити код централизованих система за управљање кретањем.

Управљачке функције лоциране у самом сервопојачавачу су код централизованих система сведене на минимум. Електрични погон извршава функције управљања моментом или брзином, док се задата вредност добија од процесног рачунара. Код децентрализованих система, централни рачунар обавља иницирање кретања и синхронизацију вишеосног система, док су све функције контроле момента, брзине, позиционе контроле и интерполације лоциране у оквиру електричног погона. Код пуне децентрализације погон је опремљен тако да самостално обавља функције иницијалне потраге за репером (homing), приоритетног заустављања код хаваријских стања, позиционирања вретена код аутоматизоване замене алата, праћења трајекторије референтног енкодера, праћења САМ и ЕСАМ профила [29], и друге. Децентрализација омогућује да се избегне каскадна структура позиционог контролера код кога је контура момента и брзине лоцирана у сервопојачавачу док се детекција грешке у позицији, релације позиционог регулатора и израчунавање задате вредности брзине извршавају у процесном рачунару (CNC). Код децентрализованог позиционирања у локалну меморију сваког електричног сервопогона се похрањују подаци о једној или више трајекторија. Након адекватне команде, генерисане од стране CNC уређаја, погон извршава све функције контроле кретања, укључујући интерполацију и релације позиционе и брзинске контроле и контроле момента. У односу на каскадну структуру, код које погон и CNC размењују информације о задатој брзини и повратној спрези по положају у реалном времену, и то често путем стандардизованих ±10 V аналогних линија, децентрализација омогућује елиминацију кашњења у преносу, офсета, шума и грешке услед квантизације. Уколико се у погонском контролеру сваког од сервопојачавача обједине све функције управљања конкретном осом (генерисање позиционе трајекторије, управљање струјом, моментом, брзином и позицијом, функције дигиталног модулатора, као и заштитне и сигурносне функције погона) могуће је знатно увећати поузданост, превазићи недостатке каскадне имплементације и увећати брзину и тачност одзива.

Један од фактора који ограничава брзину и тачност одзива су и недостаци механичких спрежних елемената и преносника који ротационо кретање сервомотора претварају у ротационо или транслаторно кретање алата или радног комада. Кретања алата и предмета обраде су најчешће линеарна – транслаторна, као и кретања робота у аутомобилској индустрији. Електрични сервомотори начињени као обртне електричне машине спрежу се помоћу механичких преносника као што је бесконачни завртањ или зупчаста летва. Лоше стране оваквих решења леже у присуству нелинеарног трења у преносном механизму, умањеној ефикасности, загревању, потреби за одржавањем, појави зазора и умањењу крутости система. Присуство инерције обртних маса и коначна крутост спреге ограничава максималну брзину и убрзање, док се код већих вредности кружног појачања појављују и торзионе осцилације (тј. механичка резонанса).



Слика 10.39. Сервопојачавачки модул DBM [82] намењен коришћењу у централизованом систему за управљање кретањем. Модул садржи три конвертора снаге и дигитални погонски контролер који обавља функције управљања брзином у три осе. На слици су означени следећи елементи: (1) сабирнице једносмерног међукола, (2) прикључак мотора, (3) управљачки модул са дигиталним сигналним процесором, (4) аналогна управљачка кола са појачавачима импулса за IGBT транзисторе, (5) прикључак за напајање помоћних и управљачких кола (*auxiliary power supply*), (6) модул са флеш меморијом за смештај параметара и програма, (7) конектор на коме су расположиви сигнали симулираних енкодера, (8) прикључак серијске везе, (9) аналогни и дигитални улазни и излазни сигнали опште намене, (10,11,12) прикључци за ризолверске сигнале мотора M₁, M₂ и M₃, (13) PLC галвански изоловани улазни и излазни сигнали, (14,15,16) IGBT транзистори снаге за инверторе 1, 2 и 3, (17) један од LEM сензора за мерење струје статора.



Слика 10.40. Каскадна структура система за управљање кретањем. Контуре за регулацију струје, момента, брзине и позиције су хијерархијски организоване. Струјни регулатор представља унутрашњу, локалну контуру чији се одзив сматра значајно бржим од жељеног одзива спољашњих контура за регулацију брзине и позиције. Електрични погон са регулатором струје и момента се користи као извршни орган брзинског серворегулатора. На сличан начин, брзински регулисани сервосистем се посматра као извршни орган контуре за управљање позицијом. Регулатори струје, момента и брзине се у централизованим системима најчешће налазе у оквиру сервопојачавача, док је регулатор позиције лоциран у централном рачунару.

Директан погон помоћних кретања и додавача заснован на примени линеарних мотора елиминише поменуте проблеме, увећава брзину и убрзање и знатно побољшава однос максималне силе и отпора трења. Савремени линеарни мотори [292,293] омогућују достизање брзине од 3 m/s и динамичку прецизност од 1 µm. У систему са линеарним мотором не постоји инерција ротора нити инерција обртних делова преносника, па је могуће постићи знатно већа убрзања. Елиминацијом преносника уклањају се и проблеми мртвог хода и еластичности. Крута спрега линеарног мотора и објекта, чијим се кретањем управља, омогућује да се примени знатно већи износ кружног појачања и оствари већа брзина реаговања. С друге стране, знатно мања еквивалентна инерција система са линеарним мотором чини да валовитост момента (cogging torque) има већи утицај на промене брзине и грешку у праћењу задате трајекторије. Валовитост момента који ствара електрични сервомотор настаје услед ефеката ожлебљења и сложенопериодичне расподеле магнетског поља у ваздушном зазору. У случају када се користе обртне машине, присуство инерције ротора и редуктора значајно умањује ефекте које ствара валовитост момента. У систему са линеарним мотором, еквивалентна инерција система је за ред величине мања док је редуктор изостављен. Положај линеарног мотора једнозначно одређује положај алата, па се валовитост покретачке силе и свака друга несавршеност мотора непосредно одражава на квалитет и прецизност

обраде. Из поменутих разлога, поступци пројектовања и израде линеарних сервомотора морају осигурати да несавршеност у расподели поља, ефекти ожлебљења и валовитост момента буду што мањи.

Проблеми примене линеарних сервомотора укључују и знатно већу осетљивост на шум квантизације као и потребу за применом позиционих сензора чија је резолуција знатно већа него у случају система са обртним сервомоторима. Ограничена резолуција система за мерење позиције чини да сваки позициони сервосистем у мировању и кретању има подржане осцилације (chatter) у износу од једног до три кванта нивоа око задатог положаја/трајекторије. Осцилације око равнотежног стања постоје чак и у случају када на систем не делују поремећаји, па се може тврдити да у општем случају систем са ограниченом резолуцијом нема стационарно стање. Стање мировања се може остварити само у идеалном случају у коме на систем не делују поремећаји, док је задата вредност позиције једнака целобројном износу квантних нивоа. Амплитуда осцилација проузрокованих ефектима квантизације (chatter) зависи од карактера одзива и параметара регулације. Савремени приступи градњи серворегулатора, засновани на пасивности делова система [294,295], омогућују да се амплитуда осцилација умањи, али се појава не може у потпуности елиминисати. Осцилације покретачке силе, коју ствара линеарни мотор у оквиру позиционог сервомеханизма са директном спрегом (direct drive), одражавају се на тачност позиционирања много више него осцилације момента код погона са обртном машином. Поменуте разлике проузроковане су околношћу да директно погоњени сервосистем са линеарним мотором има знатно мањи инерциони отпор кретању и знатно већа убрзања, па су пулсације покретачке силе у знатно мањој мери филтриране. Продори у правцу умањења амплитуде и увећања учестаности квантизацијом проузрокованих осцилација су веома значајни за побољшање квалитета обраде. Савремени линеарни мотори израђују се углавном као асинхрони и синхрони са перманентним магнетима на покретном или непокретном делу. Лежајеви линеарних мотора решени су као магнетски, хидростатички или ваздушни [296]. Коефицијент крутости код линеарних мотора (200 kN/m) далеко превазилази крутост еквивалентних линеарних хидрауличних извршних органа. Могуће је покретати масе до 50 kg, развити силе до 2000 N и реализовати контуре регулације положаја са пропусним опсегом до 130 Hz. Напредне карактеристике и умањење укупне тежине и габарита чине да линеарни мотори у погонима помоћних кретања све више потискују обртне електричне моторе.



Слика 10.41. Покретачка сила се код линеарног асинхроног мотора остварује кроз интеракцију магнетских полова индукованих у подлози и струја у проводницима покретног дела (индуктора).

11. Нерешени проблеми и правци даљег развоја

Дигитално управљани електрични погони опште намене су ушли у зрело доба своје примене. За топологију конвертора снаге, решење дигиталног погонског контролера и основне управљачке функције, постоје прихваћена, добро испитана решења. Могуће је, међутим, дати знатан допринос у решавању преосталих проблема и недостатака који ограничавају ширу примену ових погона. Проблеми за које нема задовољавајућег решења су:

- велика бука, топлотно и електромагнетско загађење емитовано од стране погонског конвертора у околни простор,
- 2) релативно висока цена и велики број сензора примењених у погону, и
- потреба за квалификованим особљем у фази инсталације погона и потреба за познавањем великог броја параметара мотора.

Непрекидно побољшање карактеристика полупроводничких транзистора снаге и развој нових врста прекидача (MCT, IGCT) омогућиће да се умање кондукциони губици снаге при конверзији. Комутациони губици и снага електромагнетских сметњи умањиће се модулацијом средњег времена живота носилаца у полупроводничкој компоненти, као и захваљујући извесним модификацијама основне топологије конвертора. У циљу елиминисања негативних последица (dV/dt) високих учестаности комутације, треба очекивати ширу употребу недисипативних LC кола за уобличавање промене напона при комутацији (*snubber*), као и топологија са резонантним и квазирезонантним међуколом. Могућа је и појава оригиналних топологија погонског конвертора које би омогућиле комутацију при нултој вредности напона или струје уз једновремено уважавање захтева напајања и управљања мотором. Проблеми комутације су нарочито изражени код погонских конвертора велике снаге и средњег напона, па се може очекивати да топологија ових конвертора у блиској будућности претрпи највеће измене.

Строги захтеви у погледу електромагнетске компатибилности проузроковаће измене у топологији улазног дела погонског конвертора (front-end converter). Досада коришћени диодни исправљач не омогућава рекуперацију и проузрокује знатна изобличења улазне струје. Примену могу наћи нерекуперативне PFC (Power Factor Correction) топологије [297] док се у даљој будућности, и након знатнијег умањења цене полупроводничких компоненти, може очекивати примена синхроних исправљача са рекуперацијом и корекцијом фактора снаге. У том случају топологија погонског конвертора постаће симетрична и укључиваће два идентична трофазна прекидачка моста са укупно дванаест прекидачких транзистора (*motor converter* и *front-end converter*), који ће бити повезани на заједничко међуколо напонског типа, док ће им прикључци за наизменичну струју бити повезани са мотором и напојном мрежом. Велики степен управљивости једновремено би омогућио регулацију статорских струја, уобличавање улазне струје и минимизацију пасивних компоненти и енергије акумулиране у међуколу.

У наредним годинама треба очекивати да погони опште намене буду реализовани тако да се погонски конвертор са припадајућим управљачким склоповима уграђује у кућиште самог мотора. Предности интегрисаног погона биће једноставна инсталација и замена, могућност оптималног прилагођења топологије конвертора, сензора и алгоритама управљања типу и врсти мотора, као и уштеде због елиминације једног од кућишта и знатног броја каблова и веза. Дужина проводника који повезују мотор и конвертор биће занемарива, па ће главни извор електромагнетских сметњи бити отклоњен. Кратка веза мотор-конвертор ће у великој мери решити и проблем пробоја изолације на улазним навојцима статорског намотаја мотора. До поменутог пробоја долази код мотора напајаних из савремених погонских конвертора са великом стрмином излазног напона (dV/dt). Директно повезивање мотора и конвертора ће елиминисати рефлексију напонског таласа на крајевима кабла и спречити увећање амплитуде, чиме ће проблем убрзаног старења и пробоја изолације намотаја бити елиминисан. Интеграција мотора и претварача ће захтевати решавање сложених проблема простирања топлоте, хлађења, умањења укупних губитака и рада полупроводничких направа на повишеним температурама. И поред поменутих потешкоћа, може се очекивати да предности интегрисаног погона доведу до његовог увођења у примену у скорој будућности.

Савремени фреквенцијски регулисани погони опште намене примењују алгоритме скаларног управљања или раде без повратне спреге. У будућности треба очекивати примену векторског управљања и код ових погона. У регулацији брзине пумпи, компресора и вентилатора, брзина и тачност одзива имају секундарни значај, али се јавља потреба за развијањем што већег полазног момента и захтев за прилагођењем амплитуде флукса оптерећењу у циљу минимизације губитака. Из поменутих разлога, U/f регулација се све чешће замењује алгоритмом векторског управљања, чија имплементација захтева познавање иницијалних параметара мотора и праћење њихове промене у току рада погона. Параметри мотора нису унапред познати већ се уносе након уградње, што онемогућава инсталацију од стране неквалификованог особља. Развој алгоритама и поступака аутоматизованог одређивања параметара мотора у фази инсталације (self-commissioning) треба да омогући поуздано самоподешавање погона и умањи потребу за стручним особљем. Очекује се развој решења која ће при првом укључењу дигиталног регулатора омогућити аутоматизовано препознавање врсте и типа мотора и сензора који су прикључени, одредити параметре мотора и механичког подсистема, препознати апликацију и достићи спремност за рад без учешћа оператера. Ова врста plugand-play функционалности биће нарочито важна код примена које захтевају да се паузе ради уклањања узрока квара и замене погонског модула (down-time) сведу на најмању могућу меру. По замени модула који је отказао, аутоматско

конфигурисање и подешавање новог модула обезбедиће брзо достизање спремности за рад. Поред развоја алгоритама и поступака за идентификацију параметара погона и одређивање иницијалних вредности параметара регулације, треба очекивати и развој нових приступа одређивању параметара и реконструкцији стања мотора у току рада. Због захтева за умањењем броја сензора, ови приступи биће ослоњени на издвајање информација из терминалних напона и струја, и све чешће ће се базирати на секундарним ефектима као што су жлебни хармоници, утицај локалног засићења на транзијентну импедансу, појава унифазних компоненти у спектру, и многи други.

Постојећа решења директног векторског управљања се не могу применити у области малих брзина обртања. Велики број погона опште намене нема давач брзине али треба да обезбеди континуалну регулацију момента и флукса у области веома малих брзина. Треба очекивати развој нових приступа sensorless управљању асинхроним и синхроним моторима који треба да обезбеде стабилан рад при брзинама мањим од 1% номиналне брзине. Потребна су решења која ће обезбедити распрегнуто управљање моментом и флуксом при брзинама блиским нули упркос варијацијама отпорности R_s , утицају мртвог времена, паду напона у полупроводничким прекидачима, шуму и офсету. Треба очекивати и развој алгоритама управљања који ће обезбедити реконструкцију фазних струја из струје међукола, и тиме омогућити умањење броја давача струје. Савремени струјни трансформатори са компензацијом једносмерне компоненте флукса могу у будућности бити замењени компактним интегрисаним колима за галвански изолован, квалитетан пренос сигнала струје. Већ је расположив синхронизовани сигма-делта модулатор HCPL7800 са Al-GaAs фотоелементима, који омогућује изолован пренос сигнала статорске струје са пропусним опсегом од 100 kHz, што задовољава потребе заштите и регулације струје. Треба очекивати даљи развој струјних сензора, као и појаву компактних погонских сензора напона, брзине, положаја и температуре.

Тренд децентрализације у управљању процесима одразиће се на развој фреквенцијски регулисаних погона опште намене. У оквиру погонског контролера биће лоциране PLC функције, елементи интелигенције и у њему ће се стицати све повратне спреге, док ће централни рачунар обављати искључиво функције иницирања и надзора. Повезивање фреквенцијских регулатора и централног рачунара биће стандардизовано. Брзина преноса података и квалитет изолованости (PELV – *Protective Extra Low Voltage*) могу се назрети из постојећег нацрта стандарда VDE106/160.

Развој, производња и примена електричних погона високих перформанси и сервопогона за контролу кретања су у релативној стагнацији. Разноликост сензора (ризолвер, енкодер, комб-кодер, *Hall-effect*), мотора (индукциони, синхрони, мотори једносмерне струје, релуктантни, линеарни, пиезоелектрични), управљачких структура (централизована, каскадна, децентрализована), као и одсуство стандарда за њихово повезивање и стандарда дигиталне комуникације, чини сваки систем специфичним, па је размена хардверских модула, програмских пакета, решења и искустава између различитих производних машина тешко могућа, тако да је даљи развој области успорен. Велики број различитих, међусобно некомпатибилних управљачких структура (аналогна и дигитална реализација струјног регулатора, хибридне структуре, дислоцирани позициони регулатор, итд.) захтева од корисника да комплетан систем преузме од једног испоручиоца и да за сваки елемент система има резервни модул (100% резерва).

У наредним годинама треба очекивати консолидацију уређаја и опреме која се користи за управљање кретањем. Практично ће бити примењен концепт модуларности: делови система, као погонски конвертор, помоћна напајања, дигитални погонски контролер, сервомотор, давач положаја или модули за прилагођење, биће конципирани, пројектовани и произведени тако да се могу међусобно повезивати и произвољно комбиновати. Отворена архитектура треба да омогући да компоненте система буду унифициране, чиме ће се умањити њихова цена, смањити потребне резерве и залихе модула, олакшати повезивање и замена и увећати поузданост. Као пример, погонски конвертор са припадајућим склоповима биће реализован тако да се преко логичких улаза може директно управљати стањем прекидача. Повезивањем са одговарајућим дигиталним погонским контролером, исти конвертор може постати извршни орган *ореп-loop U/f* погона, погона са синхроним мотором, векторски контролисаног сервопогона или *sensorless* погона са релуктантним мотором.

Отворена архитектура система за управљање кретањем биће праћена одговарајућим развојем управљачких и комуникационих алгоритама и програма. 'Интелигентни' погон биће способан да самостално:

- 1) одреди конфигурацију, структуру и модел система, процеса и мотора,
- 2) идентификује и калибрише сензоре,
- 3) одреди иницијалне параметре,
- 4) иницира и изведе неопходне тестове, анализира одзиве и изврши подешења,
- 5) дефинише или преузме унапред дефинисане критеријуме перформансе,
- 6) одреди структуру и параметре регулације, и
- 7) врши идентификацију параметара у току рада и спроводи релевантне корективне акције.

Неопходност увећања брзине и прецизности рада сервомеханизама створиће потребу да се пропусни опсег и учестаност одабирања позиционих регулатора увећају преко 100 Hz и 2 kHz, респективно. Треба очекивати да пропусни опсег брзинских сервомеханизама достигне 200 до 300 Hz уз учестаности одабирања од 3 до 5 kHz. Бржи одзив код управљања брзином и позицијом ствара потребу за побољшањем перформанси регулатора момента и струје. Појавиће се потреба да пропусни опсег регулатора статорске струје достигне 2 kHz, док ће практичне вредности учестаности одабирања бити 20 до 30 kHz. Потреба за имплементацијом сложених структура погонских регулатора са веома малом периодом одабирања (30 до 40 µs) биће задовољена кроз развој и примену нарочитих дигиталних погонских контролера (сервопроцесора) са могућношћу обављања 50 до 100 милиона операција у секунди (MIPS). Трендови у развоју програмабилних логичких кола (FPGA) указују да ће се један део обраде сигнала у оквиру погона реализовати изван контролера, па се могу очекивати хардверске реализације дигиталних естиматора са знатно већом брзином рада. Код електричних погона без давача положаја и код примена параметарске естимације спектра у одређивању параметара и стања неопходни ће бити дигитални погонски контролери са нумеричким капацитетом до 300 MIPS.

Способност дигитално управљаног електричног погона да се без интервенције оператера прилагоди променама у процесу и варијацијама параметара погона, временом ће добијати на важности. Поред алгоритама за спору адаптацију, треба очекивати развој и примену робусних алгоритама за управљање погоном који би гарантовали минимални критеријум перформансе и у случају да дође до наглих промена у структури и параметрима радне машине. Квалитет обраде, брзину и тачност одзива сервосистема или на други начин дефинисан синтетички критеријум перформансе треба гарантовати и у условима када параметри мотора и производног процеса варирају на произвољан начин унутар својих граничних вредности. Значај и сложеност поменутих проблема учиниће да на њиховом решавању у наредним годинама буде ангажован велики број истраживача. У области дигитално управљаних електричних погона већ је нађено адекватно решење за велики број проблема. Још увек постоји значајан број нерешених проблема и нових примена за које се тражи адекватно решење, што отвара поље рада у коме будући истраживачи могу дати значајан научни и практичан допринос.

Литература

- V.R. Stefanović, "Present Trends in Variable Speed AC Drives", in Conf. Rec. of IPEC 1983, pp. 438-449.
- [2] B.K. Bose, (Editor) "Adjustable AC Drives", IEEE Press 1981.
- [3] Arthur D. Little, Inc. "Opportunities for Energy Savings in the Residential and Commercial Sectors with High-Efficiency Electric Motors", U.S. Department of Energy Contract No. DE-AC01-90CE23821, December 1, 1999, Ref. 35495-14.
- [4] "IRAMS10UP60B Advanced Intelligent Power Module for Appliance Electronic Motor Drive", International Rectifier, 233 Kansas St., El Segundo, (CA) 90245.
- [5] E.F.W. Alexanderson, A.H. Mittag, "The Thyratron Motor", Electrical Engineering, vol. 53, Nov. 1934, pp. 1517-1523.
- [6] I. Boldea and S.A. Nasar, "Vector Control of AC Drives", CRC Press, 1992.
- [7] DBC drives data sheet, Vickers Elge, Settimo Milanese, Italy, 1993.
- [8] K.P. Kovacs, I. Racz, "Transiente Vorgange in Wechselstrommaschinen", Budapest, Publishing House of the Hungarian Academy of Sciences 1959.
- [9] K. Hasse, "On the Dynamics of Speed Controlled Static AC Drives with Squirrel Cage Induction Machines", Ph.D. Dissertation, Technische Hochschule Darmstadt, 1969.
- [10] F. Blaschke, "Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung Drehfeld Maschinen", Ph.D. Dissertation, TU Braunschweig, 1974.
- [11] B.K. Bose, "Power Electronics and AC drives", Prentice Hall 1986.
- [12] R.W. De Doncker and D.W. Novotny, "The Universal Field Oriented Controller", IEEE-IAS Conf. Rec. 1988, pp. 450-456
- [13] "DBM041 Application in Verrerie Cristalerie d'Arc (F)", VESTAR 003/1998, publication of Vickers Electrics, Casella (GE), Italy.
- [14] T.A. Lipo, "Recent Progress in the Development of Solid State AC Motor Drives", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. PE3, No. 2, April 1988, pp. 105-117.
- [15] "80C196MC Users Manual", Intel Corporation, St. Clara 1992.
- [16] "TMS320F240 DSP Users Manual", Texas Instruments 1997.

- [17] Digital Signal Processing Solution: TMS320C62XX Technical brief, Texas Instruments, January 1997.
- [18] R. Gabriel, W. Leonhard, C.J. Nordby, "Field Oriented Control of a Standard AC Motor using Microprocessors", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA 16, No. 2, March/April 1980, pp. 186-192.
- [19] R. Gabriel, W. Leonhard, "Microprocessor Control of Induction Motors", in Conf. Rec. of IEEE-ISPCC, 1982, pp. 385-394.
- [20] R. Lessmeier, W. Schumacher, W. Leonhard, "Microprocessor Controlled AC Servo Drives with Synchronous or Asynchronous Motors: Which is Preferrable?", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA 22, No. 5, Sept./Oct. 1986, pp. 812-819.
- [21] A.R. Miles, D.W. Novotny, "Transfer Functions of the Slip Controlled Induction Machine", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA 15, No.1, Jan./Feb. 1979, pp. 54-62.
- [22] U.M. Guisatski, "Structure and Dynamic Characteristics of CSI Induction Motor Drive", Proc. of the ICEM, Part 1, Budapest, 1982, pp. 199-202.
- [23] N.J. Kim, H.S. Moon, D.S. Hyun, "Inertia Identification for the Speed Observer of the Low Speed Control of Induction Machines", IEEE Trans. On Industry Applications, vol. 32, No. 6, Nov/Dec 1996, pp. 1371-1379.
- [24] C. Wang, D.W. Novotny, T.A. Lipo, "An Automated Rotor Time Constant Measurement System for Indirect Field Oriented Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA 24, No. 1, Jan./Feb. 1988, pp. 151-159.
- [25] R. Krishnan, F.C. Doran, "A Method of Sensing Line Voltages for Parameter Adaptation of Inverter fed Induction Motor Servo Drives", ibid., pp. 617-622.
- [26] W. Leonhard, "Control of Electrical Drives", SpringerVerlag 1985.
- [27] Y.Y Tzou, H.J. Hsu, "FPGA Realization of Space Vector PWM Control IC for Three-Phase PWM Inverters", IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 12, No. 6, Nov. 1997, pp. 953-963.
- [28] M.Y. Chow, "Methodologies of Using Artificial Neural Network and Fuzzy Logic Technologies for Motor Incipient Fault Detection", World Scientific Publishing Co Pte, Ltd, 1997.
- [29] "PDBS Application Manual GB-4519 Rev.2", Vickers Electrics, Casella, (GE), Italy, May 1997.
- [30] V.R. Stefanović, S.N. Vukosavić "Space-Vector PWM Voltage Control with Optimized Switching Strategy", IEEE IAS An. Meet. 1992, pp. 1025-1033.
- [31] "FASK Permanent Magnet Servo-Motors Data Sheets", Vickers Polymotor, 1992.
- [32] S. Vukosavić, V.R. Stefanović, "SRM Invertor Topologies; a Comparative Evaluation", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 27, No. 6, Nov./Dec.1991, pp.1034-1047.
- [33] Philip C. Kjaer and Gabriel Gallegos-Lopez, "Single Sensor Current Regulation in Switched Reluctance Motor Drives" in Conf. Rec. of IEEE IAS, 1997.
- [34] Asymmetrical 6/2 SR drive, ACORN European Washer Project, Emerson Electric Co, Electronic Speed Control Division, St. Louis U.S.A. 1988.
- [35] S.N. Vukosavić "Third Harmonic Comutation Control System and Method", USA Patent 4912378, March 27, 1990.
- [36] M. Chis, S. Jayaram, R. Ramshaw, K. Rajashekara, "Efficiency Optimization of EV Drive Using Fuzzy Logic" in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [37] Слободан Н. Вукосавић, Љиљана С. Перић, Владан Димитријевић, "Трофазни статички претварачи за регулацију брзине обртања електромоторних погона са асинхроним мотором у железници", Четврта међународна конференција ЈУЖЕЛ, Врњачка Бања, 2-4. октобар 1997., пп. 170-177.
- [38] V. Stefanović, D. Borojević, "Current Problems in Industrial Drives", in Proc. III Conference Energetska elektronika - Ee'95, Novi Sad, Serbia, Yugoslavia, 1995.
- [39] A. Nabae, I. Takahashi, H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-17, No. 5, Sep./Oct. 1981, pp. 518-523.
- [40] R. Joetten, Chr. Kehl, "A Fast Space Vector Control for a Three Level Voltage Source Inverter", Conf. Proc. EPE '91 (Firenze), vol. 2, 1991, pp. 70-75.
- [41] A. Barazzouk, A. Cheriti and G. Olivier, "A Neural Networks Based Field Oriented Control Scheme for Induction Motors", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [42] Kenji Inoue, Junji Yoshitsugu, Shin Shirogane, Prasanna Boyagoda and Mutsuo Nakaoka, "Automatic Learning Control-Based Gain Parameter Auto-Tuning Scheme for AC Servo System", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [43] O. Masory, "Real Time Estimation of Cutting Process Parameters in Turning", J. Eng. Ind., vol. 106, Aug. 1984, pp. 218-221.

- [44] Yukio Honda, Shizuka Yokote, Toshiro Higaki, Yoji Takeda, "Using the Halbach Magnet Array to Develop an Ultrahigh-Speed Spindle Motor for Machine Tools", in Conf. Rec. of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting 1997.
- [45] R. Toutant, et. al., "Feedrate Compensation for Constant Cutting Force Turning", IEEE Control Systems, vol. 13, No. 6, Dec 1993, pp. 44-47.
- [46] Kuperstein and J. Wang, "Neural Controller for Adaptive Movements with Unforeseen Payloads" IEEE Transactions On Neural Networks, vol. 1, No. 1, 1990, pp.137-142.
- [47] Tomochika Ozaki, Tatsuya Suzuki, Shigeru Okumaand Yoshiki Uchikawa, "Trajectory Control of Robotic Manipulators Using Neural Networks", IEEE Transactions On Industrial Electronics, vol. 38, No. 3, 1991, pp. 195-202.
- [48] M.H. Raibert and J.J. Craig, "Hybrid Position/Force Control of Manipulators", ASME J. of Dynamic Systems, Measurement and Control, vol. 103, pp. 126-133.
- [49] S. Chiaverini, et. al., "Force/Position Regulation of Compliant Robot Manipulators", IEEE Trans. on Automatic Control, vol. 39, 1994, pp. 647-652.
- [50] G. Zhang, J. Furusho and M. Kajitani, "Control of Flexible Joint Manipulators using Joint Torque and Acceleration Feedback", Proc. 3rd Int. Conf. on Motion and Vibration Control, September 1996, pp. 245-250.
- [51] D.C. Hanselman, "Resolver Signal Requirement for High Accuracy Resolver to Digital Conversion", IEEE Trans. Ind. Electronics, vol. IE-37, No. 6, Dec. 1990, pp. 556-561.
- [52] "HEDS-9200 Optical Encoders Data Sheet", Hewlett-Packard 1996.
- [53] М.Р. Стојић, "Континуални системи аутоматског управљања", Научна књига, Београд 1990.
- [54] М.Р. Стојић, "Дигитални системи управљања", Научна књига, Београд 1990.
- [55] Практикум за лабораторијски рад на радној станици Векшра, Лабораторија за микропроцесорско управљање електромоторним погонима, Електротехнички факултет у Београду, Београд 1998, <u>kiklop.etf.bg.ac.yu/~web1/te5mue</u>.
- [56] Информације о предметима Електричне машине и постројења (TE4EMP) и Микропроцесорско управљање електромоторним погонима (TE5MUE), Електротехнички факултет у Београду, <u>emp.etf.bg.ac.yu</u>, <u>ddc.etf.bg.ac.yu</u>, <u>kiklop.etf.bg.ac.yu/~web1/te4emp</u>, <u>kiklop.etf.bg.ac.yu/~web1/te5mue</u>.

- [57] S.N. Vukosavić, "Microprocessor-Based Adaptive Speed and Position Control of Induction Motor Drives", Ph.D. Dissertation, University of Belgrade, 1989.
- [58] A.J. Lerner, "Schnelligkeitsoptimale Regelungen", Munich, Oldenbourg, 1963.
- [59] Fastact Servomotors Data Sheets, Vickers Electrics, 1994.
- [60] Ohmae, T. Matsuda, M. Kanno, K. Saito and T. Sukegawa, "A Microprocessor-Based Motor Speed Regulator Using Fast-response State Observer for Reduction of Torsional Vibrations", IEEE Trans. on Ind. Applications, vol. IA-23, No. 5, Sep/Oct. 1987, pp. 863-871.
- [61] S. Ozaki, et. al., "A Microprocessor Based DC Motor Drive with a State Observer for Impact Drop Suppression", in Conf. Rec. of 1983 IEEE IAS Annual Meeting, Oct. 1983, pp. 771-775.
- [62] G. Brandenburg and W. Walfermann, "State Observers for Multi Motor Drives in Processing Machines with Continuous Moving Webs", in EPE Conf. Record, Oct. 1985, pp. 3.203-3.208.
- [63] K. Sugiura and Y. Hori, "Vibration Suppression in 2- and 3-Mass System Based on the Feedback of Imperfect Derivative of the Estimated Torsional Torque", IEEE Trans. Ind. Electronics, vol. IE-43, No. 1, Feb. 1996, pp. 56-64.
- [64] T. Hasegawa, et. al., "A Microcomputer Based Motor Drive System with Simulator Following Control", in Proceedings of the IEEE IECON'86, vol. 1, pp. 41-47.
- [65] M. Koyama and M. Yano, "Two Degree of Freedom Speed Controller Using Reference System Model for Motor Drive", in Conf. Rec. of EPE 1991.
- [66] K. Kaneko, K. Ohnishi, et. al., "Accurate Torque Control for a Geared DC Motor Based on an Acceleration Controller", in Proceedings of the IEEE IECON 1992, vol. 2, pp. 395-400.
- [67] F. Profumo, M. Madlena and G. Griva, "State Variables Controller Design for Vibrations Suppression in Electric Vehicles", in Conf. Rec. of the PESC 1996, pp. 1940-1947.
- [68] R. Dhauadi, K. Kubo and M. Tobise, "Analysis and Compensation of Speed Drive Systems with Torsional Loads", IEEE Trans. Ind. Applications, vol. 30, No. 3, May/June 1994, pp. 760-766.
- [69] J.K. Ji and S.K. Sul, "Kalman Filter and LQ Based Speed Controller for Torsional Vibration Suppression in a 2-Mass Motor Drive System", IEEE Trans. Ind. Electronics, vol. 42, No. 6, Dec. 1995, pp. 564-571.

- [70] K. Fujikawa, et. al., "Robust and Fast Speed Control for Torsional System Based on State-Space Method", in Proceedings of the IEEE IECON 1991, pp. 687-692.
- [71] R. Dhauadi, et. al., "Robust Speed Control of Rolling Mill Drive Systems Using the Loop Transfer Recovery Design Methodology", in Proceedings of the IEEE IECON 1991, pp. 555-560.
- [72] R. Dhauadi, et. al., "Two Degree of Freedom Robust Speed Controller for High Performance Rolling Mill Drives", in IEEE IAS Conf. Rec. 1992, pp. 400-407.
- [73] J.K. Ji, D.C. Lee and S.K. Sul, "LQG Based Speed Controller for Torsional Vibration Suppression in 2-Mass System", in Proceedings of the IEEE IECON 1993, pp. 1157-1162.
- [74] J.Y. Hung, "Control of Industrial Robots that have Transmission Elasticity", IEEE Trans. Ind. Electronics, vol. IE-38, No. 6, Dec. 1991, pp. 421-427.
- [75] W. Leonhard, "Digital Signal Processing for Trajectory Control of a Multi-Axis Robot With Electrical Servodrives", Proc. 15th IEEE IECON, Philadelphia, Nov. 1989, pp. 341-355.
- [76] F. Ghorbel, J.Y. Hung and M.W. Spong, "Adaptive Control of Flexible Joint Manipulators", IEEE Control Systems Magazine, vol. 9, No.7, Dec. 1989, pp. 9-13.
- [77] S.T. Hung and J.C. Hung, "Digitally Compensated Resolvers", Proc. IECON 1984, Tokyo, Japan, pp. 625-627.
- [78] M. Uchiama and A. Konno, "Computed Acceleration Control for Vibration Suppression of Flexible Robot Manipulators", in Proceedings of the 5th Int. Conf. on Advanced Robotics, Piza, Italy 1991, pp. 126-131.
- [79] S. Colombi and T. Raimondi, "Compliance Compensation in Mechatronic Systems", in Proceedings of the IEEE IECON 1994, pp. 946-951.
- [80] S. Meshkat, "Digital Control Design for Systems with Resonance Problem", in Advanced Motion Control, PCIM Ref. Series in Power Electronics and Intelligent motion, pp. 9-44.
- [81] N. Sadegh and R. Horowitz, "Discrete Time Positioning Adaptive Control for Systems with Shaft Flexibility", in Advanced Motion Control, PCIM Ref. Series in Power Electronics and Intelligent motion, pp. 171-175.
- [82] Digital Brushless Modular Servoamplifier DBM03, Data Sheets, Vickers Electrics, 1994.

- [83] Упутство за извођење 3. лабораторијске вежбе из предмета Микропроцесорско управљање електромоторним погонима, (<u>kiklop.etf.bg.ac.yu/~web1/</u> <u>te5mue</u>)
- [84] Y. Koren, "Cross-Coupled Biaxial Computer Control for Manufacturing Systems", Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, vol. 102, December 1980, pp. 265-272.
- [85] K. Srinivasan and P.K. Kulkarni, "Cross-Coupled Control of Biaxial Feed Drive Servomechanism", Journal of Dynamic Systems, Measurement and Control, vol. 112, June 1990, pp. 225-232.
- [86] T. Hongo, H. Arakawa, G. Sugimoto, K. Tange and Y. Yamamoto, "An Automatic Guidance System of a Self-Controlled Vehicle", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. IE-34, No. 1, February 1987, pp. 5-9.
- [87] L. Feng, Y. Koren and J. Borenstein, "Cross-Coupling Motion Controller for Mobile Robots", IEEE Control Systems, December 1993, pp. 35-43.
- [88] H. Akagi, Y. Kanasawa, A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensation Comprising Switching Devices without Energy Storage Components", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-20, No. 3, 1984, pp. 625-630.
- [89] T. C. Green, B. W. Williams, "Control of Induction Motors Using Phase Current Feedback Derived from the DC Link", Proceedings of EPE'89, vol. 3, 1989, pp. 1391-1396.
- [90] J.F. Moynihan, R.C. Kavanagh, M.G. Egan, J.M.D. Murphy, "Indirect Phase Current Detection for Field Oriented Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", Proceedings of EPE 1991, vol. 3, 1991, pp. 641-646.
- [91] R.J. Kerkman, B.J. Seibel, T.M. Rowan and D. Schlegel, "A New Flux and Stator Resistance Identifier for AC Drive Systems", in IEEE IAS Annual Meeting Conference Record, 1995, pp. 310-318.
- [92] F.Z. Peng and T. Fukao, "Robust Speed Identification for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motors", in IEEE Trans. on Ind. Applicat., vol. 30, No. 5, 1994, pp. 1234-1240.
- [93] D.W. Novotny and T.A. Lipo, "Vector Control and Dynamics of AC Machines", London, Clarendon, U.K., 1996.
- [94] J. Holtz, "State of the art Controlled AC Drives Without Speed Sensor", in Conf. Proc. PEDS'95, vol. 1, pp. 1-6.

- [95] J. Holtz, "Pulse Width Modulation for Electronic Power Converters", in B.K. Bose (ed.), Power Electronics and Variable Speed Drives", IEEE Press, 1997, pp. 138-208.
- [96] European Patent. 0502226A1, Eugen Holl, "Verfahren und Vorrichtung zur Buildung von Maschinenstromen einer Stromrichtergespeisten Drehfeldmaschine", 1991.
- [97] H.W. van der Broeck, "Vergleich von spannungseinpragenden Wechselrichtern mit zwei und drei Zweigpaaren zur Speisung eine Drehstromasynchronaschine unter Verwedung der Pulsweitenmodulation hoher Taktzahl", Dissertation, Rheinisch-Westfalische Technische Hochschule, Aachen, 1985.
- [98] A.J. Pollman, "Software PWM for Microprocessor Control of AC Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 22, No. 4, July/August 1986, pp. 691-696.
- [99] J. Holtz, P. Lammert and W. Lotzkat, "High Speed Drive System with Ultrasonic MOSFET PWM Inverter and Single-Chip Microprocessor Control", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 23, No. 6, Nov./Dec. 1987, pp. 1010-1015.
- [100] H.W. van der Broeck, H.C. Skudelny and G.V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors", IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 24, No. 1, Jan/Feb. 1988, pp. 142-150.
- [101] K. Taniguchi, Y. Ogino and H. Irie, "PWM Technique for Power Mosfet Inverter", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 3, No. 3, July 1988, pp. 328-334.
- [102] S. Fukuda, Y. Iwaji and H. Hasegawa, "PWM Technique for Inverter with Sinusoidal Output Current", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 5, No. 1, January 1990, pp. 54-61.
- [103] P.D. Ziogas, et. al, "A refined PWM scheme for Voltage and Current Source Inverters", IEEE IAS Annual Meeting Conf. Rec., 1990, pp. 977-983.
- [104] D.G. Holmes, "The General Relationship between Regular-Sampled Pulse-Width-Modulation and Space Vector Modulation for Hard Switched Converters", IEEE IAS Annual Meeting Conference Record, 1992, pp. 1002-1009.
- [105] P. Enjeti and B. Xie, "A New Real Time Space Vector PWM Strategy for High Performance Converters", IEEE IAS Annual Meeting Conf. Rec., 1992, pp. 1018-1024.
- [106] F. Blaschke, "Das Prinzip der Feldorientierung die Grundlage fur die TRANSVEKTOR Regelung von Drehfeldmaschinen", Siemens Zeitschrift 45, Heft 10, 1971, pp. 757-760.

- [107] W. Floter, H. Ripperger, "Die TRANSVEKTOR Regelung für die Feldorientierten Betrieb einer Asynchronmaschinen", ibid., pp. 761-764.
- [108] F. Langweiler, M. Richter, "Flusserfassung in Asynchronmaschinen", ibid., pp.768-771.
- [109] W. Leonhard, "Field Orientation for Controlling AC Machines: Principle and Application", IEEE Third International Conf. on Pow. Elect. and Var. Speed Drives, London 1988, pp.277-282.
- [110] Leissmeier, W. Leonhard, "Microprocessor Controlled Induction Motor Servo Drive for High Dynamic Performance", ibid., pp. 431-438.
- [111] M.R. Stojić, P. Jovanović, "Direct Digital Servo Control, system: Design, Practice and Algorithms for Microprocessor, Applications", Automatika, Yugoslav Journal of ETAN, No. 56, December 1981.
- [112] R.D. Doncker, D.W. Novotny, "The Universal Field Oriented Controller", ibid., pp. 450-456
- [113] D.W. Novotny, R.D. Lorenz, "Introduction to Field Orientation and High Performance AC Drives", publication of the Industrial Drives Committee of the IEEE Ind. Applications Society, 1985.
- [114] K. Ohnishi, H. Suzuki, K. Miyachi, "Decoupling Control of Secondary Flux and Secondary Current in Induction Motor Drive, with a Controlled Voltage Source and it's Comparison with Volt/Hertz Control", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA 21, No. 1, 1985, pp. 241-247.
- [115] K.W. Zheng, E.G. Strangas, "Feed Forward Field Orientation, Control of an Induction Motor using a PWM Voltage Source, Inverter and Standardized Single Board Computers", IEEE, Trans. on Ind. Elect., vol. IE35, No. 2, Feb. 1988, pp. 75-79.
- [116] T.A. Lipo, K.C. Chang, "A New Approach to Flux and Torque Sensing in Induction Machines", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA 22, No. 4, 1986, pp. 731-737.
- [117] F. Bordry, B. Fornel, B. Trannoy, "Flux and Torque Numerical Control of a Voltage Fed Asynchronous Induction Machine", IEE Proc. B, vol. 127, No. 2, 1980, pp. 91-95.
- [118] X. Xu, R.D. Doncker, D.W. Novotny, "Stator Flux Orientation Control of Induction Motor in the Field weakening Region", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting, 1988, pp. 437-443.

- [119] Y.Y.H. Edward, C.S. Paresh, "Decoupling Control of Induction Motor Drives", IEEE Trans. on Ind. Electronics, vol. IE 35, No. 2, May 1988, pp. 253-262.
- [120] F. Harashima, et. al., "Multi Microprocessor Based Control System for Quick Response Induction Motor Drive", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA 21, No. 4, 1985, pp. 602-609.
- [121] N.R. Garrigan, et. al., "Start-Up and Sensor/Parameter Error Transients in Field Oriented Induction Machines", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 319-326.
- [122] R.D. Lorenz, "Tuning of Field Oriented Induction Motor Controllers for High Performance Applications", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA 22, No. 2, March/April 1986, pp. 293-297.
- [123] M. Koyama, et. al., "Effects of Parameter Change on Coordinate Control System of Induction Motor", in Conf. Rec. of the IPEC Tokyo, 1983, pp. 684-695.
- [124] Y.K. He, T.A. Lipo, "Computer Simulations of an Induction Machine with Spatially Dependent Saturation", IEEE Trans. on PAS, vol. PAS 103, No. 4, April 1984, pp. 707-714.
- [125] T. Irisa, et. al., "Reliability of Induction Machines for High Performance Based on Parameter Characteristics", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA 21, No. 2, March/April 1985, pp. 414-421.
- [126] P. Vas, M. Alakula, K.E. Hallenius, "Field Oriented Control of Saturated AC Machines", in Conf. Rec. of the IEE Third International Conf. on Power Elect. and Variable Speed Drives, London, 1988, pp. 283-286.
- [127] K.B. Nordin, D.W. Novotny, D.S. Zinger, "The Influence of Motor Parameter Deviations in Feedforward Field Orientation Drive Systems", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA 21, No. 4, July/August 1985, pp. 1009-1015.
- [128] F.M. Khater, et. al., "Selection of Flux Level in Field Oriented Induction Machine Controllers with Consideration of Magnetic Saturation Effects", IEEE Trans.on Ind. Appl., vol. IA 23, No. 2, March/April 1987, pp. 276-282.
- [129] E. Levi, V. Vučković, S. Vukosavić, "Study of Main Flux Saturation Effects in Field-Oriented Induction Motor Drives", IEEE Ind. Elect. Annual meeting IECON 1989, pp. 219-229.
- [130] E. Levi, S. Vukosavić, V. Vučković, "Saturation Compensation Schemes for Vector Controlled Induction Motor Drives", Power Electronics Specialists Conf. PESC 1989, pp. 591-598.

- [131] V. Ostović, "A Method for Evaluation of Transient and Steady State Performance in Saturated Squirrel Cage Induction Machines", Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium Research Report 85 1.
- [132] V. Ostović, "Magnetic Equivalent Circuit Representation of Electric Machines", ibid., Research Report 87 2.
- [133] A. Kumamato, S. Tada, Y. Hirane, "Speed Regulation of an Induction Motor using Model Reference Adaptive Control", IEEE Control Systems Magazine, October 1986, pp. 25-29.
- [134] M. Boussak, G.A. Capolino, "Modern Control Tools for Identification of the Three Phase Induction Motors", International Conference on Electric Machines, 1988, pp. 215-220.
- [135] F. Loeser, P.H. Sattler, "Identification and Compensation of the Rotor Temperature of AC Drives by an Observer", IEEE Tr. on Ind. Appl., vol. IA 21, No. 6, 1985, pp. 1387-1393.
- [136] R. Schmidt, "Online Identification of the Secondary Resistance of an Induction Motor in the Low Frequency Range Using a Test Vector", ibid., pp. 221-226.
- [137] T. Matsuo, T.A. Lipo, "A Rotor Parameter Identification Scheme for Vector Controlled Induction Motor Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA 21, No. 4, 1985, pp. 624-632.
- [138] H. Sugimoto, S. Tamai, "Secondary Resistance Identification of an Induction Motor applied Model Reference Adaptive System and it's characteristics", IEEE Tran. on Ind. Appl., vol. IA 23, No. 2, March/April 1987, pp. 296-303.
- [139] L.C. Zai, T.A. Lipo, "An Extended Kalman Filter Approach to Rotor Time Constant Measurement in PWM Induction Motor Drives", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting, Oct. 1987, pp. 177-183.
- [140] S.N. Vukosavić, M.R. Stojić, "On-Line Tuning of the Rotor Time Constant for Vector-Controlled Induction Motor in Position Control Applications", IEEE Trans. on Ind. Electronics, vol. 40, No.1, February 1993.
- [141] L. Garces, "Parameter Adaptation for the Speed Controlled, Static AC Drive with Squirrel Cage Induction Motor Operated with Variable Frequency Power Supply", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA 16, No. 2, 1980, pp. 173-178.
- [142] T. Vetter, E.C. Andresen, "Parameter Identification and On-line Rotor Temperature Monitoring of AC Squirrel Cage Motors", ibid., pp. 251-256.

- [143] R.D. Lorenz, D.B. Lawson, "A Simplified Approach to Continuous On-line Tuning of Field Oriented Induction Machine Drives", in Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meet., 1988, pp. 444-449.
- [144] T. Tsuji, R. Oguro, M.Z. Sherif, "On-line Identification of Parameters in Rotor Circuit of Induction Machine", Int. Conf. on Evolution and Modern Aspects of Induction Machines, Torino 1986, pp. 17-20.
- [145] Blaschke, et. al., "Device for Determining the Parameter Values for Stator Resistance, Principal Inductance and Leakage Inductance of an Asynchronous Machine", U.S. Patent 4,423,367, Decembar 27, 1983.
- [146] Bayer, et. al., "Method and Apparatus for Determining the Rotor Resistance of an Asynchronous Machine", U.S. Patent 4,441,065 April 3, 1984.
- [147] R.J. Evans, B.J. Cook, R.E. Betz, "Nonlinear Adaptive Control of an Inverter-fed Induction Motor Linear Load Case", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA 19, No. 1, January/February 1983, pp. 74-83.
- [148] K. Ohnishi, Y. Ueda, K. Miyachi, "Model Reference Adaptive System Against Rotor Resistance Variations in Induction Motor Drives", IEEE Trans. on Ind. Elect., vol. IE33, No. 3, August 1986, pp. 217-223.
- [149] W.H. Creer, D.W. Novotny, T.A. Lipo, "Determination of Equivalent Circuits for Induction Machines with Skin Effect Using Terminal Characterictics", ibid., 85 3.
- [150] W. Paszek, Z. Pawelec, "Electromagnetic Parameters of the Induction Machine with Wedgeshaped Deep Bar Rotor", Int. Conf. on Evolution and Modern Aspects of Induction Machines, Torino 1986, pp. 321-328.
- [151] R.D. Doncker, "Field Oriented Controllers with Rotor Deep Bar Compensation Circuits", in Conf. Rec. of the IEEE IAS Ann. Meet., Oct. 1987, pp. 142-149.
- [152] M.G. Simoes and B.K. Bose, "Neural Network Based Estimation of Feedback Signals for a Vector Controlled Induction Motor Drive", IEEE Trans. on Ind. Applications, vol. 31, No. 3, May-June 1995.
- [153] Дарко Марчетић, Слободан Вукосавић, "Идентификација параметара роторског кола векторски контролисаног асинхроног мотора заснована на естимацији електромагнетног момента", IX Симпозијум Енергетска електроника ЕЕ97, Нови Сад 22-24. 10. 1997., pp. 253-260.
- [154] A.W. Kelley, et. al., "On-Line Wideband Measurement of Induction Motor Impedance", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 647-654.

- [155] Миодраг Поповић, "Дигитална обрада сигнала", Научна књига, Београд, 1996.
- [156] N. Langovsky, et. al., "Non-Linear Flux Observer with On-Line Parameter Tuning for Wide Speed Operation of Induction Machines", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 144-151.
- [157] M.F. Rahman, L. Zhong and K.W. Lim, "A Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Incorporating Field Weakening", in Conf. Rec. of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting 1997.
- [158] W. Leonhard, "Adjustable Speed AC Drives", Proceedings of the IEEE, vol. 76, No. 4, April 1988, pp. 455-471.
- [159] S.O. Bogosyan, M. Gokosan, "Adaptive Torque Ripple Minimization of Permanent Magnet Synchronous Motors for Direct Drive Applications", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 231-237.
- [160] C. Studer, A. Keyhani, T. Sebastian, S. K. Murthy, "Study of Cogging Torque in Permanent Magnet Machines", in Conf. Rec. of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting 1997.
- [161] S. Weisgerber, A. Proca, A. Keyhani, "Estimation of Permanent Magnet Motor Parameters", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [162] T.A. Sakharuk, B. Lehman, A.M. Stankovic and G. Tadmor, "Efects of Finite Switching Frequency and Computational Delay on PWM Controlled Servo DC Drives", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [163] M.A. El-Sharkawi, et. al., "High Performance Drive of Brushless Motors Using Neural Networks", IEEE Tran. on Energy Conversion, vol. 9, No. 2, June 1994, pp. 317-322.
- [164] F. Briz, M.W. Degner, R.D. Lorenz, "Analysis and Design of Current Regulators Using Complex Vectors", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [165] Vladimir Blaško and Vikram Kaura Walter Niewiadomski, "Sampling of Discontinuous Voltage and Current Signals in Electrical Drives - A System Approach", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [166] W. McMurray, "Modulation of the Chopping Frequency in DC choppers and Inverters having Current Hysteresis Controllers", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA 20, 1984, pp. 763-768.
- [167] E. Gaio, R. Piovan, "Comparative Analysis Of Hysteresis Modulation Methods for VSI Current Control", ibid., pp. 336-339.

- [168] A.B. Plunkett, "A Current Controlled PWM Transistor Inverter Drive", IEEE IAS Ann. Meet., 1979, pp. 785-792.
- [169] P. Enjeti, et. al., "New Current Control Scheme for PWM Inverters", Proc. of the IEE, part B, vol. 135, No. 4, July 1988, pp. 172-179.
- [170] L. Malesani, P. Tenti, "A Novel Hysteresis Control Method for Current Controlled Voltage Source PWM Inverters with Constant Modulation Frequency", IEEE IAS Ann. Meet., 1987, pp. 851-855.
- [171] M.P. Kazimierkowski and M.A. Dzieniakowski, "Review of Current Regulation Techniques for Three Phase PWM Inverters", in Proceedings of the 20th IECON Conference, September 5-9, 1994, Bologna, Italy, vol. 1, pp. 567-575.
- [172] A. Tripathi and P.C. Sen, "Comparative Analysis of Fixed and Sinusoidal Band Hysteresis Current Controllers for Voltage Source Inverters", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 3, No. 1, Feb.1992, pp. 63-73.
- [173] S. Vukosavić, P. Miljanić, "Instantaneous feedback in Voltage Source Inverters: Comparative Study between Linear and Nonlinear Approach", in Conf. Rec. of the IEE Third Int. Conf. on Pow. Elect. and Var. Speed Drives, London 1988, pp. 134-137.
- [174] I. Nagy, "Improved Current Controller for PWM Inverter Drives with the Background of Chaotic Dynamics", Proc. of IECON 1994, pp. 561-566.
- [175] D.M. Brod, D.W. Novotny, "Current Control of Voltage Source PWM Inverters", ibid., vol. IA 21, 1985, pp. 562-570.
- [176] A. Schonnung, H. Stemmler, "Static Frequency Changers with Subharmonic Control in Conjunction with Reversible Variable Speed AC Drives", Brown Bovery Rev., Aug./Sept.1964, pp. 555-577.
- [177] J. Holtz, "Predictive Controller for the Stator Current Control Vector of AC Machines fed from a Switched Voltage Source", Int. Power Elec. Conf., 1983, pp. 1665-1675.
- [178] R.D. Lorenz, D.B. Lawson, "Performance of Feed Forward Current Regulators for Field Oriented Induction Motor Controllers", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA 23, No. 4, 1987, pp. 597-602.
- [179] R.D. Lorenz, D.M. Divan, "Dynamic Analysis and Experimental Evaluation of Delta Modulators for Field Oriented AC Machine Current Regulators", Wisconsin Electric Machines and Power Electronics Consortium Research Report 87-9.

- [180] V.A.K. Temple, "MOS Controlled Thyristors A New Class of Power Devices", IEEE Trans. on Electronic Devices, vol. ED 33, No. 10, pp. 1609-1618.
- [181] T.M. Rowan, R.J. Kerkman, "A New Synchronous Current Regulator and an Analysis of Current Regulated PWM Inverters", in Conf. Rec. of the IEEE IAS Ann. Meet.,1985, pp. 487 495.
- [182] C.D. Schauder, R. Caddy, "Current Control of Voltage Source Inverters for Fast Four Quadrant Drive Performance", IEEE Tr. on Ind. Appl., vol. IA 18, No. 2, 1982, pp. 163-171.
- [183] T. Sukegawa, et. al., "Fully Digital, Vector Controlled PWM VSI fed AC Drives with an Inverter DeadTime Compensation Strategy", IEEE IAS Ann. Meet., 1988, pp. 463-469.
- [184] L. Ben-Brahim and A. Kawamura, "Digital Control of Induction Motor Current with Deadbeat Response Using Predictive State Observer", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. 7, No. 3, July 1992, pp. 551-559.
- [185] M. Buhl and R.D. Lorenz, "Design and Implementation of Neural Networks for Digital Current Regulation of Inverter Drives", in IEEE IAS Ann. Meet. Conf. Rec, 1991, pp. 415-421.
- [186] L. Harnefors, H.P. Nee, "Robust Current Control of AC Machines Using the Internal Model Control Method", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 303-309.
- [187] Toshihiko Noguchi, Masaki Yamamoto, Seiji Kondo and Isao Takahashi, "High Frequency Switching Operation of PWM Inverter for Direct Torque Control of Induction Motor", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [188] T.G. Habetler, D.M. Divan, "Control Strategies for Direct Torque Control using Discrete Pulse Modulation", Proceedings of IAS 1989, pp. 514-522.
- [189] Li Yongdong Shao, Jianwen Si Baojun, "Direct Torque Control of Induction Motors for Low Speed Drives Considering Discrete Effects of Control and Deadtime of Inverters", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [190] S. Saito, et. al., "New Application of Current Type Inverter", ibid., vol. IA 20, No. 1, 1984, pp. 226-235.
- [191] C.J. Bonanno, L. Zhen, L. Xu, "A Direct Field Oriented Induction Machine Drive with Robust Flux Estimator for Position Sensorless Control", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 166-173.

- [192] T. Ohtani, N. Takada, K. Tanaka, "Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder", IAS Annual meeting 1989, pp. 500-507.
- [193] Leposava Matić, Milić Stojić, Vladan Vučković, Slobodan Vukosavić, "Efficiency Optimization of Induction Motor Drives with Mechanism Against Speed Dips on Sudden Load Changes", Proceedings of the Seventh Intl. Power Electronics & Motion Control Conference, PEMC 96, Budapest, Hungary, September 1996.
- [194] Приручник за рад у Лабораторији за микропроцесорско управљање електромоторним погонима Електротехничког факултета, скрипта ЕТФ Београд 1996, www.kiklop.etf.bg.ac.yu/nastava/te5mue.
- [195] D.S. Kirschen, D.W. Novotny, T.A. Lipo, "Optimal Efficiency Control of an Induction Motor Drive", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. EC 2, No. 1, March 1987, pp. 70-76.
- [196] D.S. Kirschen, D.W. Novotny, W. Suwanwisoot, "Minimizing Induction Motor Losses by Excitation Control in Variable Frequency Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA 20, No. 5, Sept./Oct. 1984, pp. 1244-1250.
- [197] H.G. Kim, S.K. Sul, M.H. Park, "Optimal Efficiency Drive of a CSI-fed Induction Motor by Flux Control", ibid., No. 6, Nov./Dec. 1984, pp. 1453-1459.
- [198] F.M.H. Khater, D.W. Novotny, "Efficiency Optimization for Constant Horsepower Operation of Induction Machines", Int. Conf. on Evolution and Modern Aspects of Induction Machines, Torino, Italy, July 1986, pp. 9-16.
- [199] A. Boglietti, M. Lazzari, M. Pastorelli, "Iron Losses Prediction with PWM Inverter Supply using Steel Producer Data Sheets", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [200] F. Loser, P.K. Sattler, "Optimizing the Efficiency by the Control of Inverter-fed Induction Machine Especially Regarding Saturation and Heat Effects", in Conf. Rec. of the Third IFAC Symp., Lausanne, Switzerland, 1983, pp. 25-32.
- [201] D.S. Kirschen, D.W. Novotny, T.A. Lipo, "Online Efficiency Optimization of a Variable Frequency Induction Motor Drive", IEEE Trans.on Ind. Appl., vol. IA 21, May/June 1985, pp. 610-616.
- [202] S. Sangwongwanich, et. al., "Manipulation of Rotor Flux for Time Optimal Single Step Velocity Response of Field Oriented Induction Machine", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA 24, No. 2, March/April 1988, pp. 262-270.

- [203] S. Sangwongwanich, et. al., "Realization of Time-Optimal Single Step Velocity Response Control of Field Oriented Induction Machines under the Condition of Nonsaturation of Flux", IEEE IAS Ann. Meet., 1988, pp. 345-351.
- [204] Jonsson, Ragnar, "Natural Field Orientation for AC Induction Motor Control", PCIM-Europe Magazine, May/June 1991, pp. 132-138.
- [205] D.R. Chouiter, G. Clerc, F. Thollon, J.M. Retif, "H∞ Controllers Design for Field Oriented Asynchronous Machines with Genetic Algorithm", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [206] Mohammad N. Marvali, Ali K. Keyhani, "A Comparative Study of Rotor Flux Based MRAS and Back EMF Based MRAS Speed Estimators for Speed Sensorless Vector Control of Induction Machines", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [207] "Using the TR Protocol", Teknic Inc, 214 Andrews Street, Rochester, New York, NY 14604, 1996.
- [208] H. Le-Huy, "An Adaptive Fuzzy Controller for Permanent Magnet AC Servo Drives", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 104-110.
- [209] A. Murray, P. Kettle, "Towards a Single Chip DSP based Motor Control Solution", Proc. PCIM Intelligent Motion, May 1996, Nurnberg, Germany, pp. 315-326.
- [210] D.J. Lucey, et. al., "Comparison of Various Space Vector Modulation Strategies", Proc. Irish DSP and Control Colloquium, July 1994, Dublin, Ireland, pp. 169-175.
- [211] Edmund Preiss, "Microcontrollers or DSP Chips in Motion Control", PCIM Europe, May/June 1992, pp. 112-115.
- [212] Peter H. Beards, "Elettronica Digitale e Microprocessori, Corso di Elettronica", vol. 1, Gruppo editoriale Jackson, Milano, 1991.
- [213] D. Su, M. Loinaz, S. Masui, B. Wooley, "Experimental Results and Modeling Techniques for Substrate Noise in Mixed-Signal Integrated Circuits", IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 28, No. 4, April 1993, pp. 420-429.
- [214] K. M. Fukuda, S. Maeda, T. Tsukada, T. Matsuura, "Substrate Noise Reduction using Active Guard Band Filters in Mixed-Signal Integrated Circuits", 1995 Symposuim on VLSI Circuits Digest of Technical Papers 1995, pp. 33-34.
- [215] Analog Devices Inc., "Design-in Reference Manual", 1996.

- [216] T. C. Green, B. W. Williams, "Derivation of Motor Line-current Waveforms from the DC-link Current of an Inverter", IEE Proceedings B, vol. 136, No. 4, pp. 196-203.
- [217] Frede Blaabjerg, John K. Pedersen, "A new Low Cost Fully Fault Protected PWM-VSI Inverter with True Phase Current Information", Proceedings of IPEC 1995, vol. 2, 1995, pp. 984-991.
- [218] J. K. Pedersen, P. Thogersen, "Stator Flux Oriented Asynchronous Vector Modulation for AC Drives", Proceedings of PESC' 1990, pp. 641-648.
- [219] J. F. Mognihan, R.C. Kavanagh, M.G. Egan, J.M.D. Murphy, "Indirect Phase Current Detection for Field Oriented Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", Proceedings of EPE 1991, vol. 3, pp. 641-646.
- [220] M. Riese, "Phase Current Reconstruction of a Three-phase Voltage Source Inverter-fed Drive using Sensor in the DC-link", Proceedings of PCIM 1996, pp. 95-101.
- [221] Миле Божић, "Пројектовање струјног регулатора трофазног мотора засновано на реконструкцији фазних струја из детектоване струје међукола погонског претварача", магистарски рад, Електротехнички факултет у Београду, 1997.
- [222] Peter Vas, "Parameter Estimation, Condition Monitoring and Diagnosis of Electrical Machines", Oxford Science Publications, 1993.
- [223] Jonsson, Ragnar, "Method and Apparatus for Controlling an AC Induction Motor by Indirect Measurement of the Air-Gap Voltage", US Patent 5294876, Mar. 15, 1994.
- [224] R. Jonsson, "Natural Field Orientation (NFO) Provides Sensorless Control of AC Induction Servo Motors", PCIM, June 1995, pp. 44-51.
- [225] Веран Васић, "Анализа ефеката мртвог времена на стабилност фреквенцијски регулисаног електромоторног погона са асинхроним мотором", магистарски рад, Електротехнички факултет у Београду, 1996.
- [226] Namho Hur, Kichul Hong and Kwanghee Namt, "Sensorless Vector Control in the Presence of Voltage and Current Measurement Errors by Dead-Time", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [227] B.K. Bose, M.G. Simoes, "Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 137-143.

- [228] R.J. Kerkman, et. al., "A New Flux and Stator Resistance Identifier for AC Drive Systems", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 310-318.
- [229] T.G. Habetler, F. Profumo, G. Griva, M. Pastorelli, A. Bettini "Stator Resistance Tuning in a Stator-Flux Field-Oriented Drive Using an Instantaneous Hybrid Flux Estimator", in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. IE-13, No. 1, 1998, pp. 125-133.
- [230] Jung-Ik Ha and Seung-Ki Sul, "Sensorless Field Orientation Control of an Induction Machine by High Frequency Signal Injection", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [231] P.L. Jansen, R.D. Lorenz, "Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient AC Machines", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1994, pp. 488-495.
- [232] M.W. Degner, R.D. Lorenz, "Using Multiple Saliencies for the Estimation of Flux, Position and Velocity in AC Machines", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [233] P.L. Jansen, R.D. Lorenz, "Transducerless Field Orientation Concepts employing Saturation Induced Saliencies in Induction Machines", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 174-181.
- [234] K.D. Hurst, T.G. Habetler, "Sensorless Speed Measurement Using Current Harmonics Spectral Estimation in Induction Motor Drives", Proceedings of PESC 1994, pp. 10-15.
- [235] S.M. Kay, S.L. Marple Jr., "Spectrum Analysis a Modern Perspective", Proceeding of the IEEE, vol. 69, No. 11, Nov. 1981, pp. 1380-1417.
- [236] Bimal K. Bose and Nitin R. Patel, "A Sensorless Stator Flux Oriented Vector Controlled Induction Motor Drive with Neuro-Fuzzy Based Performance Enhancement", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [237] Ryoji Mizutani, Takaharu Takeshit and Nobuyuki Matsui, "Current Model-Based Sensorless Drives of Salient-Pole PMSM at Low Speed and Standstill", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [238] Chris French, et. al., "Sensorless Position Control of Permanent Magnet Drives", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 61-68.
- [239] Peter B. Schmidt, Michael L. Gasperi, Glen Ray, Ajith H. Wijenayake, "Initial Rotor Angle Detection Of A Non-Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Machine", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.

- [240] R. Ueda, et. al., "Unstable Oscillating Mode in PWM Variable Speed Drive of Induction Motor and it's Stabilization", IEEE IAS Annual Meeting, 1982, pp. 686-691.
- [241] N. Mutoh, et. al., "Stabilization Control Methods for Suppressing Oscillation of Induction Motor Driven by PWM Inverter", Int. Power Elect. Conf., Tokyo, 1985, pp. 639-646.
- [242] M. Lockwood, "Simulation of Unstable Oscillations in PWM Variable Speed Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA 24, No. 1, January/February 1988.
- [243] A. Nabae, et. al., "An Approach to Flux Control of Induction Motors Operated with Variable Frequency Power Supply", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA 16, No. 3, May/June 1980, pp. 342-349.
- [244] R. Ueda, T. Sonoda, S. Takata, "Experimental Results and their Simplified Analysis on Instability Problems in PWM Inverter Induction Motor Drives", IEEE Trans. on Industry Applicaton, vol. IA-25, January/February 1989, pp. 86-95.
- [245] Y. Murai, T. Watanabe, H. Iwasaki, "Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching Lag Times", IEEE Tran. on Ind. Appl., vol. IA-23, No. 5, 1987, pp. 881-886.
- [246] T.A. Lipo, P.C. Krause, "Stability Analysis of a Rectifier-Inverter Induction Motor Drive", IEEE Trans. on Power Apparatues and Systems, vol. PAS-88, January 1969, pp. 55-66.
- [247] S. G. Jeong, M.H. Park, "The Analysis and Compensation of Dead-Time Effects in PWM Inverters", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. IE-38, April 1991, pp. 108-114.
- [248] J.W. Choi, S.I. Yong, S.K. Sul, "Inverter Output Voltage Synthesis Using Novel Dead Time Compensation", IEEE Trans. on Power Electronics, vol. IE-11, 1996, pp. 221-227.
- [249] P. Nielsen, "The Matrix Converter for an Induction Motor Drive", Industrial Ph.D. Fellowship, Aalborg University 1996, ISBN 87-89179-14-5.
- [250] U.S. Patent Application 4.697.2301986, Neft/Westing House Electric Corp.
- [251] L. Huber, D. Borojevic, "Digital Modulator Forced Commutated Cycloconverters with Input Power Factor Corrections", Pro-ceed. of PESC '92, pp. 518-523.

- [252] Russel J. Kerkman, "Twenty Years of PWM AC Drives: When Secondary Issues become Primary Concerns", IEEE Industrial Electronics Conference (IECON), Taipei, Taiwan, August 5-9, 1996, pp. (I-vii) – (I-xiii).
- [253] Voltage Sag Working Group, L. Conrad, Chairman, "Proposed Chapter 9 for Predicting Voltage Sags (Dips) in Revision to IEEE Std. 493", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 30, No. 3, May/June 1994, pp. 05-821.
- [254] "Filtering Noisy Frequency Inverters", publication of Schafner Elektronik, Karlsrue, Germany, 1995.
- [255] Упутство за лабораторијску вежбу Сервосим, Лабораторија за микропроцесорско управљање електромоторним погонима, Електротехнички факултет у Београду, Београд 1999, <u>kiklop.etf.bg.ac.yu/~web1/te5mue</u>.
- [256] J.W. Choi, S.K. Sul, "A New Compensation Strategy Reducing Voltage/Current Distortion in PWM VSI Systems Operating with Low Output Voltages", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. IA-31, September/October 1995, pp. 1001-1008.
- [257] "Driveguard Product", ABB Drives AG, Switzerland, PCIM Europe, March/April 1991, pp. 74-75.
- [258] EN55011: Limits and Methods of Measurements of Electromagnetic Disturbance Characteristics of Industrial, Scientific and Medical Radio Frequency Equipment, (Modified version of CISPR 11, equivalent to VDE 0875 Tll)
- [259] Mike Melfi, Jason Sung, Sid Bell, Gary Skibinski "Effect of Surge Voltage Risetime on the Insulation of Low Voltage Machines Fed by PWM Converters" in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [260] Shaotang Chen, Thomas A. Lipo "Bearing Currents and Shaft Voltages of an Induction Motor Under Hard and Soft Switching Inverter Excitation", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [261] Venkatesh Chitta, Soonwook Hong, David A. Torrey, "Series Connection of IGBTs with Active Voltage Balancing" in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [262] H. Gruning, B. Odegard, "High Performance Low Cost MVA Inverters Realized with Integrated Gate Comutatetated Thyristors (IGCT)", EPE, Trondheim, Norway, 1997.

- [263] Y. Tadros, S. Salama, et. al., "Three Level IGBT Inverters for Industrial Drives and Traction Applications", EPE Journal, vol.4, No.2, June 1994, pp. 38-42.
- [264] I. Yoshitaka, S. Takashi, O. Toshiaki, I. Takashi, S. Masakane and Masahiro Tobise, "A New PWM Method to Reduce Beat Phenomenon in Large Capacity Inverters with Low Switching Frequency", IEEE IAS Annual Meeting . 1997.
- [265] A.K. Wallace, R. Spee, L.G. Martin, "Current Harmonics and Acoustic Noise in AC Adjustable Speed Drives", in Conf. Rec. of the IEEE IAS Ann. Meet., 1988, pp. 483-488.
- [266] N. Mutoh, et. al., "High Response Digital Speed Control System for Induction Motors", IEEE Trans. on Ind. Elect., vol. IE 33, No. 1, Feb. 1986, pp. 52-58.
- [267] D.E. Cameron, J. H. Lang, S. D. Umans, "The Origin and Reduction of Acoustic Noise in Doubly Salient Variable-Reluctance Motors", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 28, No.6, Nov./Dec. 1992, pp. 1250-1255.
- [268] C. Pollock, C.Y. Wu, "Acoustic Noise Cancellation Techniques for Switched Reluctance Drives", in Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meeting 1995, pp. 448-455.
- [269] I. Husain, M. Ehsani, "Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives by PWM Current Control", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 11, No.1, Jan. 1996, pp. 83-88.
- [270] A. Kusko, "Impact of Power Electronics on Design of Electric Motors and Generators", UTC Meeting on Motors and Generators, Dec 15, 1981.
- [271] Zuorong Zhang, et. al., "Peak Thrust Operation of Linear Induction Machines from Parameter Identification", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 375-379.
- [272] C.E. Coates, D. Platt and B.S.P. Perera, "Design Optimisation of an Axially Laminated Synchronous Reluctance Motor", IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [273] Y.Q. Xiang, S.A. Nasar, "A Fully Digital Control Strategy for Synchronous Reluctance Motor Servo Drives", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 254-262.
- [274] A. Vagati, M. Pastorelli, G. Franceschini, C. Petrache, "Design of Low-Torque-Ripple Synchronous Reluctance Motors", in Conf. Rec. of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting 1997.
- [275] Eckart Nipp, "Alternative to Field-Weakening of Surface Mounted Permanent Magnet Motors for Variable Speed Drives", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 191-198.

- [276] N. Mikhaeil-Boules, "Design and Analysis of Linear Actuator for Active Vibration Cancellation", in Conf. Rec. of IEEE IAS Ann. Meet. 1995, pp. 469-475.
- [277] J. Maas, T. Schulte, H. Grotstollen, "Optimized Drive Control for Inverter-Fed Ultrasonic Motors", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [278] P. J. Lawrenson, et. al., "Variable Speed Switched Reluctance Motors", u Proc. Inst. Elec. Eng., July 1980, pp. 253-365.
- [279] T.J.E. Miller and M. McGilp, "Nonlinear Theory of the Switched Reluctance Motor for Rapid Computer-Aided Design", in IEE Proc., vol. 137, pt. B, No. 6, Nov. 1990, pp. 337-347,
- [280] K. M. Rahman, A. V. Rajarathnam, M. Ehsani, "Optimize & Instantaneous Torque Control of Switched Reluctance Motor by Neural Network", in Conf. Rec. of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting 1997.
- [281] Sayeed Mir, Malik Elbuluk, Iqbal Husain, "Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors using Adaptive Fuzzy Control", in Conf. Rec. of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting 1997.
- [282] Krzysztof Russa, Ilbal Husain, Malik Elbuluk, "Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Machines Over a Wide Speed Range", in Conf. Rec. of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting 1997.
- [283] Prof. Peter J. Lawrenson, SRDL-Emerson Electric, "SR Motor Drives", presentation at the Power Conversion and Intelligent Motion 1995.
- [284] Lj. Perić, V. Vučković, S. Vukosavić, "Stabilization of Switched Reluctance Drive Operating Without Position Sensor", EDS Conf., Italy 1990, pp. 215-220.
- [285] P.P. Acanley, R.J. Hill, C.W. Hooper, "Detection of Rotor Position in Stepping and Switched Motors by Monitoring of Current Waveforms", IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 32, No. 3, Aug.1985, pp. 215-221.
- [286] M. Ehsani, I. Husain, A.B. Kulkarni, "Elimination of Discrete Possition Sensor and Current Sensor in Switched Reluctance Motor Drives", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 28, No.1, Jan./Feb. 1992, pp. 128-135.
- [287] Erkan Mese, David A. Torrey, "Sensorless Position Estimation for Variable Reluctance Machines Using Artifical Neural Networks", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [288] Michael T. DiRenzo, Wasim Khan, "Self-Trained Commutation Algorithm for a SR Motor Drive System without Position Sensing", IEEE IAS Ann. Meet. 1997.

- [289] Gabriel Gallegos-Lopez, Philip C. Kjaer, T.J.E. Miller, "A New Sensorless Method for Switched Reluctance Motor Drives", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1997.
- [290] T. Perl, I. Husain, M. Elbuluk, "Design Trends and Trade-offs for Sensorless Operation of Switched Reluctance Motor Drives", in Conf. Rec. of IEEE IAS Annual Meeting 1995, pp. 278-285.
- [291] Karam Z. Karam, "Moving Ahead in Control", PCIM Europe, July/August 1993, pp. 188-190.
- [292] T. Inomata, "Linear Motor for Mechanical Component", Semitsu Kogaku Gakkai Shi 1990, vol. 56, No. 2, pp. 48-52.
- [293] T. Suzuki, "DD-Type Linear Motor Systems and their Applications", J. Robotics and Mechanotronics, vol. 1, 1989, pp. 328-332.
- [294] V. Davidković, A.M. Stanković and G. Tadmor "Analysis and Experiments with Dissipativity-Based Control of PM Synchronous Motors", in Conf. Rec. of IEEE Industrial Applications Society Annual Meeting 1997.
- [295] M.H. Park, K.S. Kim, "Chattering Reduction in the Position Control of Induction Motor Using the Sliding Mode", IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 6, No. 3, July 1991.
- [296] Stephen L. Hero, Dover Instrument, PCIM 1991, Nov 1991, pp. 39-42.
- [297] C.P. Henza, N. Mohan, "A Digitally Controlled AC to DC Power Conditioner that draws Sinusoidal Input Current", Proc. of PESC 1986, pp. 531-540.
- [298] Y. Xue, X. Xu, T.G. Habetler, D.M. Divan, "A Low Cost Stator Flux Oriented Voltage Source Variable Speed Drive", Proceedings of IAS 1990, pp. 410-415.
- [299] T. Okuyama, N. Fujimoto, T. Matsui, Y. Kubota, "A High Performance Speed Control Scheme for Induction Motor without Speed and Voltage Sensors", in IEEE IAS Annual Meeting Conference Record 1986, pp. 106-111.
- [300] Владан Вучковић, "Електрични погони", Електротехнички факултет у Београду, 1997.
- [301] Petar Miljanić, "The Through-Pass Inverter and it's Application to the Speed Control of Wound Rotor Induction Machines", in the IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, January 1968, vol. PAS-87, No. 1, pp. 234-239

ДОДАТАК А:

Имплементација *space-vector* модулације уз помоћ HSO излазне периферијске бројачке јединице микроконтролера 80х96

***************************************	*
;* PWM rutina za 8096	*
*	*
* Program za generisanje sirinski modulisanih signala za upravljanje 3-faznim	*
* tranzistorskim invertorom sa jednosmernim medjukolom naponskog tipa	*
* Program je razvijen za 80196 familiju mikrokontrolera, testiran je	*
* na derivatu 8098 u okviru postavke u laboratoriji za MPU EMP ETF	*
***************************************	*
** •*	*
* OPIS FUNKCIONISANJA PROGRAMA:	*
** •*	*
* Program poseduje interapt (HSO ISR) i background rutinu (LOOP).	*
;* U interapt rutini izracunavaju se potrebne sirine impulsa za sirinsku (PWM)	*
;* modulaciju u sve tri faze; a potom se inicijalizuje HSO modul tako da	*
;* generise uzlazne/silazne ivice (tranzicije $0V \Rightarrow 5V i 5V \Rightarrow 0V$) na	*
;* pinovima HSO0, HSO1, HSO2; koji svojim logickim nivoom treba da	*
;* definisu stanje prekidaca u fazama A, B, i C invertora (na nacin:	*
;* 1-ukljucen gornji prekidac i 0-ukljucen donji prekidac). U rutini	*
* koja se izvrsava u pozadini, selektuje se analogni kanal #7 preko	*
;* internog analognog multipleksora i startuje se A/D konverzija. Analogni	*
;* ulaz od 0V do 5V se konvertuje u broj od 0 do 1023. Ovaj broj daje	*
;* referentnu vrednost ucestanosti izlaznog napona invertora. Modulator je	*
;* organizovan tako da se do f=50Hz odrzava U/f = const., a preko 50 Hz	*
;* (do 100Hz) amplituda napona se odrzava konstantnom, sto odgovara	*
;* oblasti slabljenja polja kod asinronog motora.	*
•*	*
;* Varijabla 'AMP' (vidi rutinu koja pocinje sa LOOP:) uzima vrednosti	*
;* od 0 do 4095. Ona definise amplitudu izlaznog napona invertora kojim	*
* digitalni modulator upravlja Varijabla 'INCREMENT' definise	*
;* ucestanost izlaznog napona. Pri svakom interaptu, 'increment' se	*
;* dodaje na 'angle', odnosno, pokazivac-pointer sinusne tabele. Kako	*
* vrednost ovog pointera zapravo definise fazni stav vektora izlaznog	*
;* napona, to 'Increment' definise ucestanost. Konstanta #01A3D hex	*
;* (vidi labelu amp_ok) mnozi A/D ulaz, tako da hodu potenciometra koji	*
* na kanal #7 A/D konvertora dovodi napon 0-5 V odgovara promena	*
;* izlazne ucestanosti 0-100 Hz.	*
·*************************************	**
pwm0_7 module main,stacksize(8) ;Naziv rutine, atribut 'glavni'	

;Definicija dubine steka

zero	equ 00h:word	; R/W 0 16/bit constant
ad_command	equ 02h:byte	; W 0000 now/HSo channel 1/8
ad_result_lo	equ 02h:byte	; R 2LSB RR status 0=idle channel
ad_result_hi	equ 03h:byte	; R
hsi_mode	equ 03h:byte	; W
hso_time	equ 04h:word	; W
hsi_time	equ 04h:word	; R
hso_command	equ 06h:byte	; W
hsi_status	equ 06h:byte	; R
sbuf	equ 07h:byte	; R/W
int_mask	equ 08h:byte	; R/W
int_pending	equ 09h:byte	; R/W
spcon	equ 11h:byte	; W
spstat	equ 11h:byte	; R
watchdog	equ 0ah:byte	; W
timer1	equ 0ah:word	; R
timer2	equ 0ch:word	; R
port0	equ 0eh:byte	; R
baud_reg	equ 0eh:byte	; W
port1	equ 0fh:byte	; R/W
port2	equ 10h:byte	; R/W
ioc0	equ 15h:byte	; W
ios0	equ 15h:byte	; R
ioc1	equ 16h:byte	; W
ios1	equ 16h:byte	; R
pwm_control	equ 17h:byte	; W
sp	equ 18h:word	; R/W Stack Pointer

; Registri za privremeni smestaj podataka RSEG at 1CH

AX: dsw DX: dsw BX: dsw CX: dsw AL equ AH equ	1 1 1 AX (AX+1)	:byte :byte
\$include(etftab.i	nc)	;Tabela sa vrednostima sin(teta), +120, +240
RSEG AT 28H		;Varijable u internom RAM-u, u Registar Fajl-u ;dsb byte 8 bita ;dsw word 16 bita ;dsl long (double word) 32 bita
next_time: period: amp: pokazvc: angle: increment: proizvd_a: proizvd_b: proizvd_c: pr_hi_a pr_hi_b pr_hi_c prodlong: prod_hi pwm_a: pwm_b: pwm_c: tmp: rise_fall:	dsw 1 dsw 1 dsw 1 dsw 1 dsw 1 dsw 1 dsl 1 dsl 1 dsl 1 equ 1 equ 1 equ 1 dsl 1 equ 1 dsw 1 dsb 1	<pre>;Keeps next ON time ;256 for 512 mikrosekundi ;amplituda 0-4096 ;table pokazvc 0-1023, angle PERMANENT ;angle 0-FFFF for pokazvc 0-2046 ;Now d1bH for 50Hz ;MULU result</pre> (proizvd_a + 2):word (proizvd_b + 2):word (proizvd_c + 2):word (proizvd_c + 2):word ;mainloop 32-bit proizvd (prodlong + 2):word ;Faza A sirina impulsa ;Faza C sirina impulsa ;Temporary ;FF indicates rising edge (set HSO) ;00 indicatec falling edge (clear)
CSEG AT 2000 dcw start dcw start dcw start dcw start dcw hsoisr	Н	;Definisanje interapt vektora ; HSO interrupt
CSEG AT 2018 dcw 111011	H 01B	;Chip configuration for 8098 ;definise 8-bitnu data magistralu ;CCR se ucitava pri resetu iz lokacije 2018H

CSEG	AT 2080H	;2080H reset adresa
start:		;Inicijalizacija:
ld ldb clr	sp,#100h ioc1,#00100000B angle	;Mora se definisati pokazivac steka ;P2.0 as TXD and P2.5(PWM) as output port pin
clr clr clr clr	pokazvc pr_hi_a pr_hi_b pr_hi_c	;since not set for the first rising edge
ld	period,#100h	;512 micros

;Default vrednosti za amplitudu i increment:

ld	amp,#1000h	;maximal amplitude
ld	increment,#0d1bh	;now full 16-bit range pokazvo

;Inicirajmo prvi HSO interrupt, nadalje ce svako izvrsavanje HSO_ISR ;inicijalizovati sledeci interrupt

and	next_time,timer1,#0FF00h	;make it n*256, short EXE time
ldb	hso_command,#00110011B	;HSO.3, TMR1, with INT
add	hso_time,next_time,period	;tmp not used anymore

;Demaskiranje interapt maske za HSO INT, i omogucavanje interapta

ldb	int_mask,#0001000b	;Enable Hso Int
ldb	rise_fall,#0FFH	;Initiate first HSO with rising edge
ei		

;Pozadinska (background) petlja koja "cita" A/D i izracunava amplitudu ;i increment

loop:

wait for ad:	;wait for the end of A/D conversior

;Ukoliko je A/D proces u toku, tada pricekajmo da se zavrsi

jbs	ad_result_lo,3,wait_for_ad	
ldb	ah,ad_result_hi	;now ax keeps the value * 64
andb	al,ad_result_lo,#11000000B	
ld	dx,ax	;put it also in dx, AX&DX NOT IN ISR
ldb	ad command,#00001110B	;Start new conversion on #ad6
shr	dx,#03	;up to 2000H
inc	dx	; for A/D max \implies all ones

376

cmp	dx,#1000H	;Limit the amplitude
jnh	amp_ok	
ld	dx,#1000H	;Limit to 1000H
amp_ok:		;Now dx keeps the amplitude
ld	cx,#1a3dh	;constant for 50Hz at A=1
mulu	prodlong,ax,cx	
ld	cx,prod_hi	;Now cx keeps the increment
ld	amp,dx	-
ld	increment,cx	
br	loop	

hsoisr:

pushf ;NEOPHODNO! kako bi se izvrsavanje prekinutog programa ;ispravno nastavilo nakon izvrsavanja prekida hso isr

;Sada odrediti dali je virtuelni trougaoni PWM nosilac na silaznoj ili ;na uzlaznoj ivici, pa izvrsiti "rising" ili "falling" ISR

jbc rise_fall,0,falling_isr

rising_isr:

. .

;Prvi zadatak: inicirati sledeci interrupt: procitati stanje tajmera1, ;kako od prihvatanja interapta do momenta citanja tajmera prodje izvesno ;vreme, potrebno je "pocistiti" najnizih 8 bita, i time svesti procitanu ;vrednost na N*256. Rezultat je u next_time. Potom na nju dodamo period, ;i programiramo ("period" * 2 mikrosekundi od trenutka prihvatanja ovog ;interapta) sledeci "Dogadjaj", a dogadjaj je opisan sa #00010011B, sto ;znaci, clear HSO3 pin, uz referisanje na tajmer 1, uz generisanje HSO ;interapta.

and	next_time,timer1,#0FF00H	;read timer1
add	next_time,period	;add 256
ldb	hso_command,#00010011B	;HSO.3, TMR1, with INT, clear
ld	hso time, next time	;don't just NOP NOP, make some use

;Izmedju 2 sukcesivna upisa u HSO CAM mora proci barem 8 state time intervala. ;Zato sada (da ne bi pravili nepotrebnu pauzu cineci NOP) ovo vreme koristimo da ;uradimo nesto od koristi: Povecati 'angle' za 'increment':

; Generate new 'angle', after that new pokazvc

. .

add	angle,increment
and	pokazvc,angle,#1111111111000000B
shr	pokazvc,#05h

;Paznja, tabela sadrzi reci od 16 bita, a memorija (data bus) je 8-bitna, ;tako da su ispravne vrednosti pokazivaca iskljucivo parni brojevi.

shll add sub shr ldb add	proizvd_a,#02 pwm_a,pr_hi_a,#1000H pwm_a,amp pwm_a,#05 hso_command,#00000000B hso_time,next_time,pwm_a	;+1 ;-A ;res_hi keeps for PWM ;HSO.0, clear, TMR1, NO INT
shll add sub shr ldb add	proizvd_b,#02 pwm_b,pr_hi_b,#1000H pwm_b,amp pwm_b,#05 hso_command,#00000001B hso_time,next_time,pwm_b	; +1 ;-A ;res_hi keeps for PWM ;HSO.1, clear, TMR1, NO INT
shll add sub shr ldb add	proizvd_c,#02 pwm_c,pr_hi_c,#1000H pwm_c,amp pwm_c,#05 hso_command,#00000010B hso_time,next_time,pwm_c	;+1 ;-A ;res_hi keeps for PWM ;HSO.2, clear, TMR1, NO INT
clrb br	rise_fall isr_exit	;Next time/ next ISR / to do the falling edge ;routine

falling_isr:

;Ovog puta se programira uzlazna ivica (SET) HSO3.

add ldb ld	next_time,period hso_command,#00110011B hso_time,next_time	;HSO.3, TMR1, with INT, set
ld mulu	tmp,tablea[pokazvc] proizvd_a,amp,tmp	;Now find the proizvd ;Rising edge will proceed
sub ldb add	tmp,period,pwm_a hso_command,#00100000B hso_time,next_time,tmp	;Now for setting ON time A ;HSO.0, set, TMR1, NO INT
ld mulu	tmp,tableb[pokazvc] proizvd_b,amp,tmp	
sub ldb add	tmp,period,pwm_b hso_command,#00100001B hso_time,next_time,tmp	;HSO.1, set,
ld mulu	tmp,tablec[pokazvc] proizvd_c,amp,tmp	

sub	tmp,period,pwm_c	
ldb	hso_command,#00100010B	;HSO.2, set,
add ldb	hso_time,next_time,tmp rise_fall,#0FFH	;set rise/fall flag so that the next INT ;would execute 'rising edge' ISR
isr_exit:		;return from interrupt to the MAIN,
popf		;restore flags, pop the return address
ret		;from the stack
end		

ДОДАТАК Б:

Имплементација алгоритма индиректног векторског управљања асинхроним мотором. Имплементација дигиталног регулатора брзине обртања (case-semaphor1) и дигиталног регулатора позиције (casesemaphor2) у програмском језику С. Хардверски аспекти су дати у референци [55].

Program za indirektnu vektorsku kontrolu asinhrog motora, digitalnu regulaciju brzine obrtanja i/ili digitalnu regulaciju pozicije vratila. Program se izvrsava na laboratorijskom PC racunaru. PC racunar radi u DOS modu i izvrsava program VEKTOR1.exe, dobijen kompilacijom programa VEKTOR1.C, ciji su glavni moduli sadrzani u prilozenom listingu. Pored funkcija brzinskog i/ili pozicionog servomehanizma, program VEKTOR omogucuje izmenu parametara preko ekrana i tastature PC racunara, graficki prikaz dobijenih odziva u realnom vremenu kao i generisanje pobudnih signala (stimulus) radi vrsenja razlicitih merenja i ispitivanja. Program VEKTOR.C kao i hardverska osnova (Lab. stanica Vektra, [55]) nalaze se u Laboratoriji za Mikroprocesorsko upravljanje elektromotornim pogonima Elektrotehnickog fakulteta u Beogradu.

Prekidna rutina se obavlja svakih T1 = 1ms. Na stranama 287 i 288 dat je nacin na koji se hardver maticne ploce laboratorijskog PC racunara moze iskoristiti za generisanje prekida. Integer 'COUNT' se inkrementira u svakom prolazu i daje 'redni broj' prekida (1-10). Svaki deseti put, (tj. svakih 10ms) izvrsava se regulator brzine ili regulator pozicije. Varijablom 'semaphor' koju bira korisnik moze se podesiti rezim rada tako da se i) Regulise brzina obrtanja ii) Regulise pozicija ili iii) Generise pobudni signal ('stimulus') radi obavljanja razlicitih merenja i eksperimenata. ******

/* NAPOMENA: Deo programa koji se odnosi na inicijalizaciju eksternog hardvera */ /* graficki interfejs, koriscenje brojaca na maticnoj ploci PC racunara u svrhu generisanja prekidne rutine kao i background rutine i sam program main(void) */ /* nisu ukljuceni u listing radi ustede u prostoru. Referenca [55] sardzi kompletan */ */

listing programa vektor.c Datoteke sa programom vektor1.c se mogu naci i na */

/* internet stranicama kiklop.etf.bg.ac.yu/~web1/te5mue, emp.etf.bg.ac.yu,

ddc.etf.bg.ac.yu, kiklop.etf.bg.ac.yu/~web1/te4emp,/~web1/eg4ev. */ /*:

#include<stdio.h> #include<conio.h> #include<dos.h> #include<math.h>

#define #define #define #define /********	PI SLIPGAIN TORQMAX IQNOM IDNOM	3.141592654 2634 52428800 114 60	/* Nominalno 98 */	****	
Kn=	=2500/(2*PI)				
Km=Mnom/TORQNOM=5.15288/59768832					
J=0.017981 C=(Km*Kn*T)/(2*J)					
raga	not(J=0.0264)				
T=0	.01	1/C=1	04835,5159		
		KI=0.0)3512*(1/C)		
		KP=0.1	2027*(1/C)		
*******	*****	*****	******	*************	
			/*pod komentarom su parametri	za J=0.017981*/	
#define	PKI	12	/*105*/ /* Ki=0.005127/C	*/	
#define	РКР	400	/*1055*/ /* Kp=0.051600/C	*/	

#define #define #define #define #define #define #define #define #define #define	PKD PTORQM KI KP QTR1 QTR2 QTR3 QTR4 BUFFER LIMIT	AX _SIZE	4000 232448 60 700 20480000 40960000 61440000 81920000 42000 1475000	/*4425*/ /* Kd=0.216000/C /*183 */ /*1638*/ /* 2^11 */ /* 2^11*2 */ /* 2^11*3 */ /* 2^11*4 */	*/
/*******	******	******	*****	*****	*********/
/*			KONSTANT	E GRAFICKOG INTERFACE-A	*/
/*			(uklonjeno rad	i ustede na prostoru)	*/
/*******	******	*****	******	*****	********/
/*		BIBLI	OTEKE GRAF	ICKOG INTERFACE-A	*/
/*			(uklonjeno rad	i ustede na prostoru)	*/
/*******	******	******	*****	*****	********/
typedef uns /********	signed char l	byte; ******	*****	******	*****
/* promenlj /*******	jive algoritn ********	na uprav	/ljanja */ *********	*****	*****
uni	on dugi {				
	e (long lo	;		
		struct	{		
			int lower,up	oper;	
			}in;		
		};			
uni	on krat {				
		int rec;			
		struct	{		
			unsigned cha	ar lower,upper;	
			}bajt;		
	}enc;	,			
uni	on poin {		1.1.1		
		unsign	ed int rec;		
		struct	{	1	
			unsigned cha	ar lower,upper;	
)		}bajt;		
	}pon	1,			
uni	on	dugi te	tasyn sinaralon	a cosaralona reftorque:	
uni	on	dugi te	veed.	g,cosargiolig,renorque,	
uni	on	krat tir	n0 tim 1		
lon	σ	slining	reftorqueold=0	deltor:	
lon	e g	gainslin sneedref=0 sneedold=0.			
lon	g	kkn kki refsneed:			
int	0	ia.ib.id.ig.igabs.igneg.encold=0;			
int		del1_9,deltime,count,inc,brojac;			
int		idsin,idcos,iqsin,iqcos;			
int		argsin,	argcos;		
int		num1,ı	num2,num3,spe	eddac;	
cha	r	ch1,ch	2/*delay*/;		
floa	at	fspeed	;		
/*p	ozicioni nel	inearni	pid */		
lon	g	refteta,	refteta1,tetaref,	oldtetaref=0,tetaold=0,tetanew,te	ta2000,pkkd,pkki,pkkp;
lon	g	greska	delty,yoneold=	0,yonenew,pripoz,deltet;	
lon	g	sumiks	,nelin,znak,min	1;	

382 Слободан Н. Вукосавић double koren,omega,K; unsigned char tabela[BUFFER SIZE]; /** ******* /* PROMENLJIVE GRAFICKOG INTERFACE-A */ /* (uklonjeno radi ustede na prostoru) */ /****************** Prekidna rutina koja se izvrsava svakih 1000 uS **************/ void interrupt far int1c() ł ++count: if(count==10) -{ outp(0x302,0x0f); /* 0000 1111 /* freeze encoder latch */ /* set A/D blank&convert */ /* gates PPI #0 #1 frozen * ******* outp(0x306,120); na port ppi#3 c, monitoring enc.bajt.lower=inp(777); enc.bajt.upper=inp(776); outp(0x302,0x01); /* 0000 0001 */ /* start AD conversion */ /* latch enabled */ /* gates frozen until #1 */ inc=enc.rec-encold; encold=enc.rec; /* ako brojaci(pogledaj semu 'brojaci' [55]) broje UP, kada dostignu 2499 uzece VAL=0, ukolko broje DOWN, kada dodju do nule precice na VAL=2499 */ if(inc>1250) inc=inc-2500; if(inc<-1250) inc=inc+2500; speed.lo = speed.lo + (long) inc; ****** teta(N)-teta(N-1) je broj pristiglih UP ili DOWN impulsa u toku prethodne periode odabiranja: speed=(teta(N)-teta(N-1))/T speed.lo = speed.lo + (speed.lo>>2); speed.lo = speed.lo *1300; teta2000 = tetanew + (long) inc;tetanew=teta2000+(teta2000>>2); reg:; /*** regulisanje momenta i brzine podeljeno je u zasebne rutine ***/ /*** redni broj interapta (COUNT) odredjuje jedan od zadataka /*** koji ce biti izvrsen (if(count==10) ...) u okviru ovog interapta. *** ***/ ***/ /*** Regulator brzine se izvrsava u slucaju COUNT=10, /*** kod svakog 10-tog prolaska, tj. svakih 10ms. Perioda odabiranja ***/ /*** digitalnog regulatora brzine je T = 10ms *** switch(semaphor){ case semaphor1:

```
U slucaju (semaphor1), izvrsava se algoritam za regulaciju brzine obrtanja
/*
                                                              */
/*
    PI regulator brzine u inc formi spl time=10ms limit=2 Tn
                                                                */
            deltor=kki*(speedref-speed.lo)+kkp*(speedold-speed.lo);
            speedold=speed.lo;
            /* limiter na +/- 2 Tn */
            reftorque.lo=reftorqueold+deltor;
            if(reftorque.lo>TORQMAX){reftorque.lo=TORQMAX;};
            if(reftorque.lo<-TORQMAX){reftorque.lo=-TORQMAX;};
            reftorqueold=reftorque.lo;
            /* za reftorque=TORQMAX ima se iq=227 */
            iq = (reftorque.in.upper) >> 3;
                                                break;
/*******
                              U slucaju (semaphor2), izvrsava se algoritam za regulaciju pozicije
                                                                */
           case semaphor2:
/*
    PID pozicioni regulator Tspl time = 10ms Mem limit=2 Tn
                                                             */
/*
                                                             */
    Regulator je prosiren nelinearnim limitom brzine priblizavanja cilju
            greska = tetaref - tetanew ;
deltet = greska ;
            if (deltet < 0) { deltet = -deltet ;};
            pripoz = tetanew - tetaold ;
           delty = pkki*greska - pkkp*pripoz ;
znak = 1 ;
            sumiks = delty + yoneold ;
            if (sumiks < 0)
                        sumiks = -sumiks ;
                  {
                        znak = -1;
                  };
            koren = sqrt (deltet) ;
            omega = 29130*koren ;
            nelin = (long) omega;
                 = sumiks ;
            min
            if ( nelin < min ) min = nelin ;
           if (LIMIT < min) min = LIMIT;
            yonenew = min * znak ;
            reftorque.lo
                        = yonenew - pkkd * pripoz ;
            yoneold
                        = yonenew ;
                        = tetanew ;
            tetaold
            tetanew
                        = teta2000;
            /* limiter na +/- 2 Tn */
            speedold=speed.lo;
            if(reftorque.lo>PTORQMAX){reftorque.lo=PTORQMAX;};
            if(reftorque.lo<-PTORQMAX){reftorque.lo=-PTORQMAX;};
            iq = reftorque.lo >> 10;
            break;
```

```
/* U slucaju semaphor3, regulatori brzine i pozicije nisu aktivni, zadata vrednost
                                                                */
/* momenta se zadate u vidu povorke impulsa programabilne amplitude (u svrhu testa) */
case semaphor3:
                 i2++;
                 if((flag2==0)&&(i2==(tpiq)/10)) {iq=((iqcir*118)/100);flag2=1;i2=0;}
                 if((flag2==1)&&(i2==(tpiq)/10)) {iq=-((iqcir*118)/100);flag2=0;i2=0;}
                 speedold=speed.lo;
           tetaold = tetanew ;
                 break;
  *****
                            default: iq=0;
                             break;
                 -}
   ******
           count=0;
           speed.lo = 0;
           goto transf;
            };
       if(count==1)
             {
           outp(0x302,0x02);
           enc.bajt.lower=inp(777);
           enc.bajt.upper=inp(776);
                            /* start ADC release latch */
           outp(0x302,0x00);
                             /* pc0 stays 0 to set gates */
           inc=enc.rec-encold;
           encold=enc.rec;
           if(inc>1250) inc=inc-2500;
           if(inc<-1250) inc=inc+2500;
           speed.lo = speed.lo + (long) inc;
           tetanew = tetanew + (long) inc;
                            /* IZVRSITI OBRTNU TRANSFORMACIJU */
           goto transf;
            };
     /* for count== 2..9 */
                                   /* 0000 1110 */
           outp(0x302,0x0e);
           enc.bajt.lower=inp(777);
                                   /* pc0 stays low */
           enc.bajt.upper=inp(776);
           outp(0x302,0x00);
                                   /* 0000 0000
                                               */
           inc=enc.rec-encold;
           encold=enc.rec;
           if(inc>1250) inc=inc-2500;
           if(inc<-1250) inc=inc+2500;
           speed.lo = speed.lo + (long) inc;
           tetanew = tetanew + (long) inc;
if (count==3)
           buffer[i]=(long)((iq*83)/141);
           buffer2[i]=(long)iq;i++;
           if((flag==1)&&(i==(tpobude/10))&&(semaphor==semaphor2))
                 {tetaref=refteta*7;};
           if((flag==1)&&(i==(tpobude1/10))&&(semaphor==semaphor2))
                 {tetaref=refteta1*7;flag=0;};
           if((flag==1)&&(i==(tpobude/10))&&(semaphor==1)) {speedref=refspeed*541;flag=0;};
```

```
if(flag1==1){
                      i2++
                      if((flag2==0)&&(i2==(tpw/10))) {speedref=refspeed*541;flag2=1;i2=0;}
                      if((flag2==1)&&(i2==(tpw/10))) {speedref=-refspeed*541;flag2=0;i2=0;}
              if(i==500) {i=0;}
              };
                                 /**********
transf:;
              /* obrtna transformacija */
    obrtna transformacija (id,iq)=>(ia,ib) sin je tabeliran 0-90 */
/*
                {iqabs=-iq;iqneg=1;}
       if(iq<0)
                {iqabs=iq ;iqneg=0;};
       else
       tetasyn.in.upper=tetasyn.in.upper+inc;
       tetasyn.lo=tetasyn.lo+((long)inc<<14);
       slipinc=gainslip*iq;
       tetasyn.lo=tetasyn.lo+slipinc;
       if(tetasyn.lo>QTR4){tetasyn.lo=tetasyn.lo-QTR4;};
       if(tetasyn.lo<0){tetasyn.lo=tetasyn.lo+QTR4;};
       if(tetasyn.lo<QTR2)
              { if(tetasyn.lo<QTR1)
                      {
                        sinarglong.lo=tetasyn.lo;
                        cosarglong.lo=QTR1-tetasyn.lo;
                        argsin=sinarglong.in.upper>>1;
                        argcos=cosarglong.in.upper>>1;
                      poin.bajt.lower=id;poin.bajt.upper=argsin;
                        idsin=tabela[poin.rec];
                      poin.bajt.lower=id;poin.bajt.upper=argcos;
                        idcos=tabela[poin.rec];
                      poin.bajt.lower=iqabs;poin.bajt.upper=argsin;
                        iqsin=tabela[poin.rec];
                      poin.bajt.lower=iqabs;poin.bajt.upper=argcos;
                        iqcos=tabela[poin.rec];
                       }
                else {
                        sinarglong.lo=QTR2-tetasyn.lo;
                        cosarglong.lo=tetasyn.lo-QTR1;
                        argsin=sinarglong.in.upper>>1;
                        argcos=cosarglong.in.upper>>1;
                       poin.bajt.lower=id;poin.bajt.upper=argsin;
                        idsin=tabela[poin.rec];
                       poin.bajt.lower=id;poin.bajt.upper=argcos;
                        idcos=-tabela[poin.rec];
                       poin.bajt.lower=iqabs;poin.bajt.upper=argsin;
                        iqsin=tabela[poin.rec];
                      poin.bajt.lower=iqabs;poin.bajt.upper=argcos;
                        iqcos=-tabela[poin.rec];
                       };
              }
       else
               { if(tetasyn.lo<QTR3)
                       {
                        sinarglong.lo=tetasyn.lo-QTR2;
                        cosarglong.lo=QTR3-tetasyn.lo;
                        argsin=sinarglong.in.upper>>1;
                        argcos=cosarglong.in.upper>>1;
                       poin.bajt.lower=id;poin.bajt.upper=argsin;
```

idsin=-tabela[poin.rec];

```
poin.bajt.lower=id;poin.bajt.upper=argcos;
                       idcos=-tabela[poin.rec];
                     poin.bajt.lower=iqabs;poin.bajt.upper=argsin;
iqsin=-tabela[poin.rec];
                      poin.bajt.lower=iqabs;poin.bajt.upper=argcos;
                       iqcos=-tabela[poin.rec];
                      }
               else
                      3
                       sinarglong.lo=QTR4-tetasyn.lo;
                       cosarglong.lo=tetasyn.lo-QTR3;
                       argsin=sinarglong.in.upper>>1;
                       argcos=cosarglong.in.upper>>1;
                      poin.bajt.lower=id;poin.bajt.upper=argsin;
                      idsin=-tabela[poin.rec];
poin.bajt.lower=id;poin.bajt.upper=argcos;
                       idcos=tabela[poin.rec];
                      poin.bajt.lower=iqabs;poin.bajt.upper=argsin;
                       iqsin=-tabela[poin.rec];
                      poin.bajt.lower=iqabs;poin.bajt.upper=argcos;
                       iqcos=tabela[poin.rec];
                      };
              };
       if(iqneg){iqsin=-iqsin;iqcos=-iqcos;};
                                    /* DAC: 0=-10 V
       ia=(idcos-iqsin)>>1;
                                                          */
                                   /* 128=0 V
/* 255=10 V
                                                          */
       ib=(idsin+iqcos)>>1;
       ia=ia+128; ib=ib+128;
                                                          */
                                                          */
*/
                                    /* iaref na DAC
       outp(772,ia);
                                    /* ibref na DAC
       outp(773,ib);
       outp(778,((iq>>1)+128));
                                   /* iq na DAC
                                                          */
if (count==4)
              buffer1[i1]=(long)(speedold/3320);
              buffer3[i1]=(long)(speedold/541);
              if (semaphor==semaphor2){
                     if (K==0) K=250;
                     buffer4[i1]=(long)((double)(tetaold-oldtetaref)/K);
                     buffer5[i1]=tetaold-oldtetaref;
                                   }:
              if (semaphor==semaphor3){
                     K=250;
                     buffer4[i1]=(long)((double)(tetaold-oldtetaref)/K);
                     buffer5[i1]=tetaold-oldtetaref;
                                    };
              i1++;
              if(i1==500) i1=0;
                                /* KRAJ INTERAPT RUTINE */
void otvori_tabelu(void);
                                    /* Funkcija za citanje vrednosti sin(x) iz pripremljene tabele */
```
```
/*
                                                                          */
             DEKLARACIJA FUNKCIJA GRAFICKOG INTERFEJSA
/*
                                                                          */
/*
  NAPOMENA: Deo programa koji se odnosi na graficki interfejs uklonjen je radi */
/*
  ustede u prostoru. Kompletan listing programa 'vektor1.c' moze se naci u okviru */
/*
                                                                          */
  reference [55]. Datoteke sa programom vektor1.c se mogu naci i na internet
/*
  stranicama kiklop.etf.bg.ac.yu/~web1/te5mue, emp.etf.bg.ac.yu,
                                                                          */
/* ddc.etf.bg.ac.yu, kiklop.etf.bg.ac.yu/~web1/te4emp, ..../~web1/eg4ev. */
/*
      TEST PROGRAM KOJI GENERISE 1ms PREKID, GENERISE
                                                                          */
/*
      PROSTOPERIODICNU FUNKCIJU UZ POMOC TABELE I
                                                                          */
/*
      UPISUJE VREDNOSTI FUNKCIJE NA SISTEMSKI DAC
                                                                    [55]
                                                                        */
      /****
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <dos.h>
#include <math.h>
typedef unsigned int UINT;
#define PI
                  3.1415927
#define HIBYTE(w) (w >> 8)
void interrupt (*old timer handler)();
void interrupt new timer handler();
void fill sine table(int*);
int SIN(const int*, const UINT);
int COS(const int*, const UINT);
int nSineTable[2000];
int main(void)
{
      char str[16];
      fill_sine_table(nSineTable);
      /* Incijalizacija portova na Prilagodnoj kartici 1 */
      outp(0x303,0x92);
                                        /* 1PA-in,
                                                     1PB-in, 1PCup-in, 1PClo-out */
      outp(0x307,0x80);
                                        /* 2PA-out, 2PB-out, 2PC-out */
      outp(0x30b,0x9a);
                                        /* 3PA-in,
                                                     3PB-in, 3PC-out */
      disable();
      old_timer_handler = getvect(0x1c);
      /* Novi system timer (T = 1ms) */
      outp(0x043, 0x36);
                                        /* Select cntr #0 mode 3 */
      outp(0x040, 0xa8);
                                        /* LSB za T = 1ms */
                                        /* MSB za T = 1ms */
      outp(0x040, 0x04);
      setvect(0x1c, new_timer_handler);
      enable();
      while(1)
      {
             printf("> Enter QUIT to exit: ");
             gets(str);
             if(!(strcmp(str, "QUIT")))
             {
                    disable();
                    setvect(0x1c,old_timer_handler);
                    /* Restore default system timer */
                    outp(0x043,0x36);
                                                      /* Select cntr #0 mode 3 */
                    outp(0x040,0xff);
                                                      /* Default LSB */
```

```
outp(0x040,0xff); /* Default MSB */
                        enable();
                        return(0);
                }
        }
}
void interrupt new_timer_handler()
ł
        static UINT nEncHiByte, nEncLoByte, nNewEnc, nOldEnc = 0;
        static int nTeta, nIncPos, nSinTeta, nCosTeta;
        outp(0x302, 0x02);
                                                 /* Capture encoder latch (disable output) */
        nEncHiByte = inp(0x308);
                                                 /* Cita se visih 4 bita 12-bit latch-a */
        nEncLoByte = inp(0x309);
                                                 /* Cita se nizih 8 bita 12-bit latch-a */
        outp(0x302, 0x00);
                                                 /* Release encoder latch (enable output) */
        nNewEnc = nEncHiByte << 8;
        nNewEnc |= nEncLoByte;
        nIncPos = nNewEnc - nOldEnc;
                                                 /* Inkrement pozicije nInc */
        nOldEnc = nNewEnc;
        if(nIncPos > 1250) nIncPos -= 2500;
        if(nIncPos < -1250) nIncPos += 2500;
                                                 /* Apsolutna pozicija nTeta */
        nTeta += nIncPos;
        if(nTeta > 1999) nTeta -= 2000;
                         nTeta += 2000;
        if(nTeta < 0)
        nSinTeta = SIN(nSineTable, nTeta);
                                                 /* Za ocitano nTeta -> obrtni vektori SIN/COS */
        nCosTeta = COS(nSineTable, nTeta);
        outp(0x306, HIBYTE(nSinTeta) + 128); /* Izlaz na osciloskop */
}
void fill_sine_table(int *SineTable)
ł
        register UINT i;
        for(i = 0; i < 1000; i + +)
                                         SineTable[i] = (int)(32767*\sin(2*PI*i/2000) + 0.5);
                                         SineTable[i] = (int)(32767*sin(2*PI*i/2000) - 0.5);
        for(i = 1000; i < 2000; i++)
}
int SIN(const int *SineTable, const UINT Teta)
{
        UINT nTeta = Teta;
        return SineTable[nTeta];
}
int COS(const int *SineTable, const UINT Teta)
{
        UINT nTeta = Teta;
        nTeta += 500;
if(nTeta >= 2000) nTeta -= 2000;
        return SineTable[nTeta];
3
```

```
/*
       TEST PROGRAM KOJI UPRAVLJA BROJACKIM SISTEMOM ZA
                                                                               */
/*
       PRIHVAT ENKODERSKIH IMPULSA. ODREDJUJE POZICIJU
                                                                                */
/*
       VRATILA I PRIKAZUJE JE NA SISTEMSKOM D/A KONVERTORU [55] */
/****
      #include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <dos.h>
#include <math.h>
typedef unsigned int UINT;
void interrupt (*old_timer_handler)();
void interrupt new_timer_handler();
int main(void)
-{
       char str[16];
       /* Incijalizacija portova PPI 8255 na Prilagodnoj kartici 1 VEKTRE [55] */
outp(0x303,0x92); /* 1PA-in, 1PB-in, 1PCup-i
                                                          1PB-in, 1PCup-in, 1PClo-out */
                                           /* 2PA-out, 2PB-out, 2PC-out */
       outp(0x307,0x80);
       outp(0x30b,0x9a);
                                           /* 3PA-in,
                                                          3PB-in, 3PC-out */
       disable();
       old_timer_handler = getvect(0x1c);
                                           /* Novi system timer (T = 1ms) */
       outp(0x043, 0x36);
                                           /* Select cntr #0 mode 3 */
       outp(0x040, 0xa8);
                                           /* LSB za T = 1ms */
       outp(0x040, 0x04);
                                           /* MSB za T = 1ms */
       setvect(0x1c, new timer handler);
       enable();
       while(1)
       ł
              printf("> Enter QUIT to exit: ");
              gets(str);
              if(!(strcmp(str, "QUIT")))
              {
                      disable();
                     setvect(0x1c,old_timer_handler);
                     /* QUIT Pressed, EXIT this program, RESTORE default system timer */
                     outp(0x043,0x36);
                                                          /* Select cntr #0 mode 3 */
                     outp(0x040,0xff);
                                                          /* Default LSB */
                     outp(0x040,0xff);
                                                          /* Default MSB */
                     enable();
                     return(0);
              }
       }
}
void interrupt new_timer_handler()
       static UINT nEncHiByte, nEncLoByte, nNewEnc, nOldEnc = 0;
       static int nTeta = 0, nIncPos;
       outp(0x302, 0x02);
                                    /* Capture encoder latch (disable output) */
       nEncHiByte = inp(0x308);
                                    /* Cita se visih 4 bita 12-bit latch-a */
                                    /* Cita se nizih 8 bita 12-bit latch-a */
       nEncLoByte = inp(0x309);
```

/* Release encoder latch (enable output) */

outp(0x302, 0x00);

nNewEnc = nEncHiByte << 8; nNewEnc |= nEncLoByte;

/* Inkrement pozicije nInc */

nIncPos = nNewEnc - nOldEnc; nOldEnc = nNewEnc;

if(nIncPos > 1250) nIncPos -= 2500; if(nIncPos < -1250) nIncPos += 2500;

/* Apsolutna pozicija nTeta */

nTeta += nIncPos;

if(nTeta > 1999) nTeta -= 2000; if(nTeta < 0) nTeta += 2000;

/* DAC -- Izlaz na osciloskop – prikaz pozicije u vidu +/- 10V signala $\ */$

outp(0x306, (nTeta >> 5) + 128);

}