

Izravno upravljanje momentom asinkronoga stroja temeljeno na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta

Krušelj, Dubravko

Doctoral thesis / Disertacija

2019

Degree Grantor / Ustanova koja je dodijelila akademski / stručni stupanj: **University of Zagreb, Faculty of Electrical Engineering and Computing / Sveučilište u Zagrebu, Fakultet elektrotehnike i računarstva**

Permanent link / Trajna poveznica: <https://um.nsk.hr/um:nbn:hr:168:230176>

Rights / Prava: [In copyright](#) / [Zaštićeno autorskim pravom.](#)

Download date / Datum preuzimanja: **2025-01-07**



Repository / Repozitorij:

[FER Repository - University of Zagreb Faculty of Electrical Engineering and Computing repository](#)





Sveučilište u Zagrebu
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

Dubravko Krušelj

**IZRAVNO UPRAVLJANJE MOMENTOM
ASINKRONOGA STROJA TEMELJENO NA
ODREĐIVANJU OPTIMALNOGA VEKTORA
NAPONA PREMA KRITERIJU SMANJENJA
VALOVITOSTI MOMENTA**

DOKTORSKI RAD

Zagreb, 2019.



Sveučilište u Zagrebu
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

DUBRAVKO KRUŠELJ

**IZRAVNO UPRAVLJANJE MOMENTOM
ASINKRONOGA STROJA TEMELJENO NA
ODREĐIVANJU OPTIMALNOGA VEKTORA
NAPONA PREMA KRITERIJU SMANJENJA
VALOVITOSTI MOMENTA**

DOKTORSKI RAD

Mentor: izv. prof. dr. sc. Damir Sumina

Zagreb, 2019.



University of Zagreb
FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMPUTING

Dubravko Krušelj

**DIRECT TORQUE CONTROL OF INDUCTION
MACHINE BASED ON OPTIMAL VOLTAGE
VECTOR DETERMINATION ACCORDING TO
CRITERION OF TORQUE RIPPLE REDUCTION**

DOCTORAL THESIS

Supervisor: Associated Professor Damir Sumina, Ph.D.

Zagreb, 2019

Doktorski rad izrađen je na Sveučilištu u Zagrebu Fakultetu elektrotehnike i računarstva, na Zavodu za elektrostrojarstvo i automatizaciju i u tvrtki *Končar - Elektronika i informatika*.

Mentor: izv. prof. dr. sc. Damir Sumina

Doktorski rad ima: 214 stranica

Doktorski rad br.:

O mentoru

Damir Sumina rođen je u Zagrebu 1978. godine. Diplomirao je, magistrirao i doktorirao u polju elektrotehnike na Sveučilištu u Zagrebu Fakultetu elektrotehnike i računarstva (FER), 2001., 2005. odnosno 2009. godine.

Od studenog 2001. godine radi na Zavodu za elektrostrojarstvo i automatizaciju FER-a. U svibnju 2011. godine izabran je u zvanje docenta, a u siječnju 2017. u zvanje izvanrednog profesora. Sudjelovao je na dva znanstvena projekta Ministarstva znanosti, obrazovanja i sporta Republike Hrvatske i dva projekta Hrvatske zaklade za znanost. Bio je voditelj istraživačkog projekta: "Razvoj naprednih energetski učinkovitih struktura upravljanja generatorom s permanentnim magnetima bez mjernog čana brzine vrtnje" koji je financirala Hrvatska zaklada za znanost. Objavio je 22 rada u časopisima, od toga 20 radova u časopisima A kategorije, te 32 rada u zbornicima konferencija u području upravljanja sinkronim i asinkronim strojevima te elektromotornim pogonima. Sudjelovao je u brojnim projektima i studijama provedenim u suradnji s partnerima iz industrijskog sektora, kao i u vođenju seminara za stručnjake iz industrije.

Izv. prof. dr. sc. Sumina sudjeluje kao recenzent u većem broju inozemnih časopisa. Nagrađivan je nagradama Josip Lončar za iznimna postignuća na trećoj, četvrtoj i petoj godini diplomskog studija, brončanom plaketom Josip Lončar za ukupni uspjeh na diplomskom studiju. Godine 2005. primio je srebrnu plaketu "Josip Lončar" FER-a za posebno istaknuti magistarski rad.

About supervisor

Damir Sumina was born in Zagreb in 1978. He received Dipl.-Ing., M.Sc. and Ph.D. degrees in electrical engineering from the University of Zagreb, Faculty of Electrical Engineering and Computing (FER), Zagreb, Croatia, in 2001, 2005 and 2009, respectively.

From November 2001 he is working at the Department of Electrical Machines, Drives and Automation at FER. In May 2011 he was promoted to Assistant Professor and in January 2017 to Associate Professor. He participated in two scientific projects financed by the Ministry of Science, Education and Sports of the Republic of Croatia and two projects financed by the Croatian Science Foundation. He was a project leader of the research project: "Development of Advanced Sensorless Control of Permanent Magnet Generator for Improving Energy Efficiency" financed by the Croatian Science Foundation. He published 22 papers in journals and 32 paper in conference proceedings in the field of control of synchronous machines, induction machines and electrical drives. He participated in numerous projects and studies carried out in cooperation with industrial partners and was a lecturer on training programmes designed for professionals in the industry.

Assoc. Prof. Sumina serves as a reviewer for various international journals. He was awarded three „Josip Lončar“ awards from FER for outstanding success in academic years 1998/1999, 1999/2000, 2000/2001 and the Bronze plaque „Josip Lončar“ for overall success during studies in 2001. He received silver plaque "Josip Lončar" from FER for outstanding M.Sc. thesis in 2005.

Zahvale

Zahvaljujem se ponajprije obitelji, supruzi Magdaleni, te djeci, Tini, Petru i Matildi na podršci i razumijevanju za moje obaveze tijekom doktorskog studija.

Također se zahvaljujem mentoru, izv. prof. dr. sc. Damiru Sumini na pomoći, vođenju i usmjeravanju tijekom doktorskog studija. Mentor, te isto tako članovima povjerenstva za ocjenu doktorskoga rada, prof. dr. sc. Jošku Deuru, doc. dr. sc. Martini Kutiji i izv. prof. dr. sc. Igoru Ercegu se zahvaljujem na korektnosti i pomoći oko prikazivanja i isticanja ključnih rezultata iz odabrane teme.

Zahvaljujem se Upravi tvrtke *Končar - Elektronika i informatika* u kojoj sam zaposlen, predsjedniku Uprave Željku Tukši, dipl. ing. i članu Uprave Zvonimiru Jurinu, dipl. ing., na tome što su prihvatili moj upis na doktorski studij te što su mi omogućili studiranje. Nadalje, zahvaljujem se svim kolegama iz Poslovne jedinice Sustavi vuče u kojoj radim. S njima svakodnevno surađujem na nizu projekata i njihovi savjeti, ideje i komentari su mi također uveliko pomogli na doktorskome studiju.

Na kraju se posebno zahvaljujem kolegama s kojima sam surađivao od početka svojeg zaposlenja, mr. sc. Josipu Ungarovu, dipl. ing., mr. sc. Vladimiru Siladiju, dipl. ing., dr. sc. Nevenu Čobanovu i dr. sc. Ivanu Bahunu. Njihova iznimna stručnost, savjesnost i profesionalnost su mi od početka bile uzor i vodilja u daljnjem životu i radu.

Sažetak

U radu je opisana metoda izravnog upravljanja momentom asinkronoga stroja temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta. Elementi izvornog znanstvenog doprinosa rada su metoda za određivanje promjena vektora statorskog toka i elektromagnetskog momenta u ovisnosti o odabiru upravljačkog vektora napona i modificirani algoritam izravnog upravljanja momentom asinkronoga stroja temeljen na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta. Pri tome je analiziran glavni pogon niskopodnog tramvaja serije TMK 2200 za Zagreb. Opisana metoda je najprije provjerena simulacijski, a zatim eksperimentalno u ispitnom laboratoriju tvrtke *Končar - Elektronika i informatika*.

Metoda za određivanje promjena vektora statorskog toka i elektromagnetskog momenta u ovisnosti o odabiru upravljačkog vektora napona temelji se na izvedenim jednadžbama koje opisuju na koji način pojedini vektori napona izmjenjivača djeluju na upravljačke veličine. Metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta zahtijeva određivanje točnog položaja vektora statorskog toka unutar sektora kompleksne ravnine. Kod metode se ovisno o pogonskim uvjetima uzimaju u obzir po tri različita vektora napona izmjenjivača, za njih se računaju prediktivne vrijednosti momenta, a odabir vektora napona izmjenjivača koji će se primijeniti u sljedećem vremenskom periodu ovisi o funkciji cilja definiranoj bez težinskih faktora. Stoga se metoda može uvrstiti u prediktivne metode, ali je u odnosu na prediktivno upravljanje momentom jednostavnija. Budući da se računaju samo statorske veličine, te nije potrebno poznavati sve parametre asinkronoga stroja ni brzinu vrtnje, metoda je također robusnija u odnosu na prediktivno upravljanje momentom. Dobiveni rezultati pokazuju kako primjena metode izravnog upravljanja momentom temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta rezultira najmanjim vrijednostima elektromagnetskog momenta od vrha do vrha i gotovo najmanjom valovitošću momenta koja se za zadane pogonske uvjete može postići primjenom prediktivnog upravljanja momentom.

Ključne riječi

izravno upravljanje momentom, asinkroni stroj, modelsko prediktivno upravljanje, valovitost momenta, valovitost modula vektora statorskog toka

Direct torque control of induction machine based on optimal voltage vector determination according to criterion of torque ripple reduction

Summary

Field oriented control and direct torque control have been two control methods mostly used for induction machine drives that require high performances. The basics of the direct torque control were introduced in the mid 1980s by M. Depenbrock as direct self-control method and by I. Takahashi and T. Noguchi as conventional direct torque control method. A commercialisation of the direct torque control began in the mid 1990s and since then it has been further analyzed and improved. The main advantage of the direct torque control in comparison with the field oriented control is its simplicity and robustness. The only required induction machine parameter is the stator resistance, the control variables (the electromagnetic torque and the stator flux vector module) are calculated from the stator variables, and are directly controlled, and coordinate transformation, current controllers and a pulse width modulation signal generator are not required. Although the direct torque control structure is simple, a very quick dynamic response of the control variables can be achieved. Nevertheless, the direct torque control suffers from its disadvantages: relatively high torque, high current ripple, variable switching frequency, lack of direct current control and difficulty to control the torque and stator flux at a very low speed. For the application of the direct torque control in e.g. traction drives, the stable operation in the low speed range should be achieved and it is also desirable to decrease the torque ripple.

Many different modified methods for direct torque control have been developed in order to either cancel or diminish the influence of the above mentioned disadvantages. The modified direct torque control methods can be categorized in several groups with some common features: methods with variable duty cycle, methods with space vector modulation, modified methods for the operation in the low speed range, methods with modified hysteresis controllers, methods with constant switching frequency, modified methods for the operation in the high speed range and model predictive control methods. The model predictive control methods have recently received significant attention in the field of power electronics. They can be applied in converters with multiple switches and nonlinearities and constraints can be easily included. The model predictive control is also referred to as receding horizon control and the key element underlying the model predictive control is that of the moving horizon optimization. The special case of the model predictive control is when the horizon length is

set to one and then the calculation of the optimal switching state is relatively simple and a controller can easily be implemented. The finite control set model predictive control does not require a modulator and takes the discrete nature of the power converter into account. Since power converters have a finite number of switches, the optimization problem is reduced to the prediction of the system behaviour for possible switching states and the selection of the switching state, which minimizes the given cost function. The finite control set model predictive control with a prediction horizon one and especially the predictive torque control have attracted the most research attention and are considered to be a powerful alternative to the direct torque control and the field oriented control in high performance induction machine drives. The direct torque control and the finite control set model predictive control are nonlinear control methods in which voltage vectors are directly generated. Neither of the methods uses internal current control loops and space vector modulation algorithm, which results in a very fast dynamic response. In both methods, the estimated and predicted values of the currents and fluxes are in the stator reference frame and no coordinate transformation is needed. There are yet some crucial differences between these methods. In the finite control set model predictive control for the prediction of the variables used in the cost function both the induction machine stator and rotor variables and parameters as well as the induction machine speed are used, which makes the method parameter dependent. On the other hand, the direct torque control requires only the stator resistance and is inherently a sensorless method. The model predictive control can handle several control objectives simultaneously and the variables that are controlled should be included in the cost function. The weighting factors used in the cost function have a direct influence on the performance of the system but their tuning is nontrivial work and there is no analytical or numerical solution to obtain an optimal solution, which even might restrict the application of the model predictive control method in practice. Another important drawback of the finite control set model predictive control is its high computational burden due to the fact that the cost function should be calculated for all possible switching states.

In the doctoral thesis the direct torque control of induction machine based on optimal voltage vector determination according to criterion of torque ripple reduction is proposed. Control variables of the method are the electromagnetic torque and the stator flux vector module which are estimated from the stator variables, and the stator resistance is the only required induction machine parameter. The method calculates predicted values of the control variables from the stator variables and uses the cost function, which consists of the difference

between the reference and the predictive value of the electromagnetic torque. In such a way, the use of the weighting factors is avoided. The method is based on the influence of the stator voltage vectors on the stator flux vector magnitude and the electromagnetic torque changes, which depend on the exact position of the stator flux vector in the complex plane. When a two-level three-phase voltage source inverter is applied, predicted values should be calculated for three voltage vectors, which considerably reduces the computational burden.

The doctoral thesis is organized as follows. In the second chapter are defined and explained space vectors, coordinate systems and coordinate transformation. At the end of the chapter is presented dynamic model of the induction machine. The field oriented control of induction machine is described in the third chapter. The difference between indirect and direct field oriented control is explained and the characteristics of the methods are mentioned, i.e. their advantages and disadvantages. The direct torque control of induction machine is described in the fourth chapter. The dynamic model of the induction machine is presented, the determination of the voltage vectors in two-level three-phase voltage source inverter is explained as well as the influence of the voltage vectors on the control variables (the stator flux vector module and the electromagnetic torque). Then the classification of the direct torque control methods and their characteristics are described. In the doctoral thesis the main propulsion drive of the low-floor tram series TMK 2200 operating in the city of Zagreb is analyzed. Therefore, the traction and braking characteristics of the tram is described in the fifth chapter. From these characteristics can be clarified why the direct torque control is especially suitable for the application in traction drives. The first element of the doctoral thesis original scientific contribution is the method for the determination of the voltage vectors influence on the stator flux vector and the electromagnetic torque, and is described in the sixth chapter. The equations which explicitly described an influence of the voltage vectors on the stator flux vector and the electromagnetic torque are derived and it is shown that with some suppositions these equations do not require use of the rotor quantities or use of all induction machine parameters and induction machine speed. For the analyzed drive, the stator flux vector module and the electromagnetic torque changes in dependence of the stator flux vector position in the complex plane are presented. The estimation of the control variables is described in the seventh chapter. Firstly is explained the stator flux vector estimation, i.e. the estimation of the stator voltage vector, calculation of the semiconductors voltage drops, how the influence of the inverter dead time can be taken into account and determination of the stator winding voltage drop. At the end of the chapter is described the estimation of the

electromagnetic torque. The second element of the doctoral thesis original scientific contribution is the direct torque control of induction machine based on optimal voltage vector determination according to criterion of torque ripple reduction and is explained in the eighth chapter. The basis of the method is derived according to the voltage vectors influence on the stator flux vector and the electromagnetic torque which is described in the sixth chapter. In the eighth chapter is firstly described the prediction of the control variables and then is described how an optimal voltage vector according to criterion of torque ripple reduction can be determined for given operating conditions. In the ninth chapter are presented simulation results and in the tenth chapter experimental results for the main propulsion drive of the low-floor tram series TMK 2200 operating in the city of Zagreb in order to show the effectiveness of the proposed method. The doctoral thesis ends with the conclusion in which the elements of the original scientific contribution are emphasized, the obtained simulation and experimental results are commented and some guidance of the future work is given.

The direct torque control method of induction machine based on optimal voltage vector determination according to criterion of torque ripple reduction which can be applied for high performance induction machine drives is proposed in the doctoral thesis. The basis of the method is derived according to the voltage vectors influence on the stator flux vector and the electromagnetic torque. The proposed method is compared with the conventional direct torque control method and with the predictive torque control with a prediction horizon one which has attracted recently the most research attention. The proposed method and the conventional direct torque control method use an induction machine dynamic model with the stator variables only and the required induction machine parameter for the estimation of the control variables is the stator resistance. On the other hand, the predictive torque control estimates both the stator and the rotor variables and uses all induction machine parameters and the induction machine speed. The proposed method uses the cost function, which consists of the difference between the reference and the predictive value of the electromagnetic torque, i.e. the use of the weighting factors is avoided. Therefore, the proposed method as well as the conventional direct torque control method has some steady state and dynamic performances, but the control of the torque and the stator flux vector module is in both methods preserved regardless of the operating point. Although the steady state performance of the drive could be improved with the application of the predictive torque control method with different values of the weighting factors, it should be pointed out that for each operating point too low values of the weighting factor of the stator flux vector module would produce high oscillations in the

stator flux and in the stator currents, and if the values of the weighting factor are too high, the control of the electromagnetic torque might be lost. Thus, the performance of the predictive torque control might be significantly adversely affected if improper weighting factors are used. Another disadvantage of the predictive torque control is high computational burden due to the required prediction of control variables for all possible voltage vectors (seven voltage vectors for a two-level three-phase voltage source inverter). When the direct torque control method of induction machine based on optimal voltage vector determination according to criterion of torque ripple reduction is applied, the predicted values of only three voltage vectors should be calculated. The proposed method, the conventional direct torque control method and the predictive torque control with horizon one are compared regarding torque ripple, stator flux vector module ripple and stator current total harmonic distortion. Simulation and experimental results for the main propulsion drive of the low-floor tram series TMK 2200 operating in the city of Zagreb shown that the proposed method has better steady state performances regarding torque ripple in comparison with the conventional direct torque control method and similar steady state performances as the predictive torque control with smaller value of the weighting factor of the stator flux vector module. This fact as well as insensitivity of the proposed method to the induction machine parameter variation, except to the stator resistance and the induction machine total leakage inductance, makes the direct torque control method of induction machine based on optimal voltage vector determination according to criterion of torque ripple reduction very robust and suitable for e.g. traction drives.

Keywords

direct torque control, induction machine, model predictive control, torque ripple, stator flux vector module ripple

Sadržaj

1. Uvod.....	1
2. Vektorsko upravljanje asinkronim strojem.....	7
2.1. Prostorni vektor	7
2.2. Koordinatni sustav i transformacija koordinata	9
2.3. Dinamički model asinkronog stroja.....	12
3. Vektorsko upravljanje asinkronim strojem orijentacijom polja	16
3.1. Dinamički model asinkronog stroja u dq koordinatnom sustavu	16
3.2. Podjela metoda vektorskog upravljanja asinkronim strojem orijentacijom polja	20
3.2.1. Neizravno vektorsko upravljanje asinkronim strojem orijentacijom polja	22
3.2.2. Izravno vektorsko upravljanje asinkronim strojem orijentacijom polja.....	24
3.3. Značajke vektorskog upravljanja asinkronim strojem orijentacijom polja	25
4. Izravno upravljanje momentom asinkronog stroja.....	29
4.1. Dinamički model asinkronog stroja za izravno upravljanje momentom	30
4.2. Određivanje vektora napona izmjenjivača i utjecaj na upravljačke veličine	30
4.3. Podjela i značajke metoda izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja	37
4.3.1. Izravno samostalno upravljanje asinkronim strojem.....	38
4.3.2. Konvencionalna metoda izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja	40
4.3.3. Metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja s promjenjivim pogonskim ciklusom	45
4.3.4. Metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja s prostornom vektorskom modulacijom.....	48
4.3.5. Modificirane metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja za rad u području manjih brzina vrtnje	53
4.3.6. Metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja s modificiranim histereznim komparatorima.....	60
4.3.7. Modificirane metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja s konstantnom frekvencijom sklapanja.....	62
4.3.8. Modificirane metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja za rad u području većih brzina vrtnje.....	62
4.3.9. Prediktivne metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja	63
5. Vučno-kočne karakteristike niskopodnog tramvaja serije TMK 2200 za Zagreb.....	71
6. Metoda za određivanje promjena vektora statorskog toka i elektromagnetskog momenta u ovisnosti o odabiru upravljačkog vektora napona.....	82
6.1. Određivanje utjecaja vektora napona izmjenjivača na modul i argument vektora statorskog toka.....	82

6.2. Određivanje utjecaja vektora napona izmjenjivača na razvijeni elektromagnetski moment.....	90
7. Estimacija upravljačkih veličina	102
7.1. Estimacija vektora statorskog toka	103
7.1.1. Određivanje vektora statorskog napona	104
7.1.2. Određivanje padova napona na poluvodičkim komponentama.....	105
7.1.3. Određivanje utjecaja vremena uključenja i isključenja tranzistora	107
7.1.4. Određivanje pada napona na statorskom namotu.....	118
7.1.5. Proračun vektora statorskog toka	120
7.2. Estimacija razvijenog elektromagnetskog momenta	121
8. Metoda izravnog upravljanja momentom asinkronoga stroja temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta.....	122
8.1. Predikcija upravljačkih veličina	123
8.2. Određivanje optimalnoga vektora napona izmjenjivača prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta	125
9. Simulacijski rezultati.....	133
10. Eksperimentalni rezultati	147
11. Zaključak.....	171
Popis literature.....	177
Popis oznaka.....	202
Životopis autora.....	211
Popis objavljenih radova	211
Biography	214

1. Uvod

Kavezni asinkroni strojevi su danas najčešće primjenjivani električni strojevi za upravljive pogone. Glavne prednosti kaveznog asinkronog stroja u odnosu na ostale električne strojeve su jednostavna i robusna konstrukcija, rotor bez kliznih kontakata, veća specifična snaga te u pravilu niži troškovi proizvodnje i održavanja [1 - 3]. Stoga se danas kavezni asinkroni strojevi proizvode u različitim izvedbama u rasponu nazivnih snaga od nekoliko desetaka W do nekoliko MW. Kod upravljivih pogona je potrebno na određeni način mijenjati brzinu vrtnje, a u slučaju napajanja asinkronog stroja iz mreže konstantnog napona i konstantne frekvencije brzinu vrtnje nije moguće kontinuirano mijenjati bez odgovarajućih dodatnih uređaja ili bez velikih gubitaka u stroju. Iako je asinkroni stroj izumljen krajem 19. stoljeća, a problemi vezani uz upravljanje brzinom vrtnje su analizirani još od početka prošlog stoljeća, učinkovito upravljanje asinkronim strojem i šira primjena u različitim upravljivim pogonima je omogućena tek nakon intenzivnog razvoja poluvodičkih tehnologija i pojedinih poluvodičkih komponenti te nakon razvoja digitalnih sustava zasnovanih na procesorima za obradu signala. Oba razvoja intenzivno traju i danas, omogućujući tako daljnja poboljšanja značajki i mogućnosti pogona s asinkronim strojevima.

Kod upravljivih pogona su asinkroni strojevi napajani iz pretvarača pri čemu se primjenjuju odgovarajuće metode upravljanja. Metode upravljanja je uobičajeno podijeliti prema dinamičkim zahtjevima koji se postavljaju na pogon. Tako se kod pogona opće namjene i bez posebnih dinamičkih zahtjeva primjenjuje skalarno upravljanje, a kod pogona visokih dinamičkih zahtjeva vektorsko upravljanje [1], [4]. Skalarno upravljanje se primjenjuje u pogonima kod kojih je brzinu vrtnje asinkronog stroja potrebno mijenjati unutar određenog područja uz praktički jedini uvjet da je pri tome stupanj djelovanja stroja prihvatljiv [1]. Za ove pogone se kao izvori napajanja koriste naponski i strujni pretvarači [3], [5]. Kod naponskih pretvarača se upravlja amplitudom i frekvencijom osnovnog harmonika izlaznog napona pretvarača primjenjujući različite metode modulacije. Momentom, strujama i tokovima asinkronog stroja se ne upravlja izravno, pa odzivi navedenih veličina ovise o frekvenciji i amplitudi osnovnog harmonika napona te o opterećenju. Zbog toga je točnost upravljanja brzinom vrtnje asinkronog stroja relativno mala, a odziv momenta spor [4]. Strujni pretvarači su našli svoju primjenu uglavnom za pogone velikih snaga. Pretvaračem se u asinkroni stroj utiskuju strujni impulsi pravokutnog valnog oblika i odgovarajuće

frekvencije osnovnog harmonika, što ima za posljedicu da su i u ovom slučaju dinamičke značajke pogona slabe [1], [3]. Neovisno o tome koja se vrsta pretvarača primjenjuje, za pogone sa skalarnim upravljanjem je karakteristično kako se pojedine veličine asinkronog stroja u pravilu ne mjere (osim u svrhu zaštita), ne koriste se unutar algoritma upravljanja, a za samu analizu pogona se mogu koristiti jednadžbe koje vrijede u ustaljenom stanju i standardna nadomjesna shema asinkronog stroja [1]. S druge strane, vektorsko upravljanje se primjenjuje u pogonima zahtjevnih dinamičkih performansi: upravljanje brzinom vrtnje asinkronog stroja s velikom točnošću (unutar nekoliko postotaka), upravljanje momentom asinkronog stroja prema po volji zadanim referentnim vrijednostima uz mogućnost odziva na skokovitu promjenu momenta unutar nekoliko ms, rad kod vrlo malih brzina vrtnje uključujući i kratki spoj i dr. [1], [4].

U literaturi su navedene različite podjele vektorskog upravljanja asinkronim strojem. Razlog za to jest činjenica da je gotovo svaka metoda vektorskog upravljanja dosta složena i opisana nizom diferencijalnih jednadžbi, tako da sam naziv metode nije dovoljan za točnu klasifikaciju. Neke od metoda vektorskog upravljanja koje su se najprije primjenjivale koristile su signale s posebnih mjernih svitaka [6 - 9]. Svici su se namjenski ugrađivali u statorske utore asinkronog stroja kako bi se odredio tok u zračnom rasporu, pa su same metode nazvane izravnim metodama vektorskog upravljanja. No, već više od 30-tak godina naknadna ugradnja mjernih svitaka u asinkrone strojeve te samim tim i primjena spomenutih metoda više nije prihvatljiva, a i pojam izravnog vektorskog upravljanja ima drugačije značenje. Bez obzira na različite terminološke i klasifikacijske podjele te njihove naknadne promjene, od početka 80-tih godina prošlog stoljeća kada su se pogoni s vektorskim upravljanjem počeli intenzivno razvijati i primjenjivati, pa sve do danas, u praksi i u literaturi su se izdvojila dva najčešće korištena vektorska upravljanja asinkronim strojem [5]: upravljanje orijentacijom polja (eng. *field oriented control*) i izravno upravljanje momentom (eng. *direct torque control*).

Temelji za vektorsko upravljanje asinkronim strojem orijentacijom polja su postavljeni krajem 60-tih, odnosno početkom 70-tih godina prošlog stoljeća [2], [10 - 13], ali je komercijalna primjena započela nakon 10-tak godina, odnosno početkom 80-tih godina prošlog stoljeća, jer su se tada pojavili pretvarači napona i frekvencije prihvatljive cijene te dovoljno brzi i prikladni digitalni sustavi zasnovani na procesorima za obradu signala. Osnovna značajka vektorskog upravljanja orijentacijom polja jest da se transformacijom koordinata asinkroni stroj opisuje dinamičkim modelom u kojem su pojedine jednadžbe

analogne jednadžbama za nezavisno uzbuđeni istosmjerni stroj, iako je upitno koliko je analogija asinkronog stroja i nezavisno uzbuđenog istosmjernog stroja uopće moguća i opravdana. Budući da su početkom 80-tih godina prošlog stoljeća najčešće primjenjivani električni strojevi u upravljivim pogonima bili nezavisno uzbuđeni istosmjerni strojevi, u to je vrijeme bilo potpuno razumljivo nastojanje da se nezavisno uzbuđeni istosmjerni strojevi ne samo fizički zamijene asinkronim strojevima, već da se također primjeni vektorsko upravljanje asinkronim strojem analogno upravljanju nezavisno uzbuđenim istosmjernim strojem.

Osnove izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja su gotovo istovremeno predstavljene sredinom 80-tih godina prošlog stoljeća [14 - 17], a puna afirmacija je započela sredinom 90-tih godina prošlog stoljeća [18 - 20]. Kod izravnog upravljanja momentom se upravlja prostornim vektorom statorskog toka tako da mu se modul drži približno konstantnim, a isto tako se upravlja njegovom kutnom brzinom. Budući da prostorni vektori pojedinih veličina u slučaju napajanja simetričnim, trofaznim sustavom sinusnog napajanja imaju za određeni iznos efektivne vrijednosti napona u ustaljenim stanjima konstantni modul i kutnu brzinu određenu frekvencijom napajanja, može se reći kako je kod izravnog upravljanja momentom zapravo uvedena analogija s napajanjem asinkronog stroja sinusnim naponom. Iako je ova analogija u svakom slučaju primjerenija nego analogija asinkronog stroja i nezavisno uzbuđenog istosmjernog stroja, potrebno je istaknuti kako se izravno upravljanje momentom počelo šire primjenjivati 15-tak godina nakon vektorskog upravljanja orijentacijom polja i da je u tom periodu vektorsko upravljanje orijentacijom polja dodatno usavršavano. Dodatna poboljšanja oba vektorska upravljanja i nadalje traju, tako da je razumljivo kako se danas izravno upravljanje momentom asinkronog stroja i vektorsko upravljanje asinkronim strojem orijentacijom polja podjednako koriste.

U radu je predstavljena metoda izravnog upravljanja momentom asinkronoga stroja temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta. Elementi izvornog znanstvenog doprinosa rada su metoda za određivanje promjena vektora statorskog toka i elektromagnetskog momenta u ovisnosti o odabiru upravljačkog vektora napona i modificirani algoritam izravnog upravljanja momentom asinkronoga stroja temeljen na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta. Algoritam je modificiran u usporedbi s prediktivnim upravljanjem momentom s prediktivskim horizontom jedan, koji spada u modelsko prediktivno upravljanje i koji je u novije vrijeme najzastupljeniji u radovima. Analiziran je glavni pogon niskopodnog tramvaja

serije TMK 2200 za Zagreb, čije su ključne komponente pretvarač glavnog pogona i dva asinkrona vučna motora koji su paralelno spojeni na pretvarač. Asinkroni strojevi su kod ovog pogona napajani iz trofaznog, dvorazinskog izmjenjivača koji danas predstavlja najčešće korištenu topologiju pretvarača u vučnim i industrijskim pogonima.

U radu su detaljno opisane značajke izravnog upravljanja momentom, te značajke i specifičnosti trofaznog, dvorazinskog izmjenjivača. Tako su u drugom poglavlju ukratko opisani ključni pojmovi koji se koriste kod vektorskog upravljanja. Najprije je definiran prostorni vektor, a zatim su navedeni koordinatni sustavi koji se najčešće koriste kod vektorskog upravljanja i transformacija koordinata kojom se pojedine veličine mogu prikazivati u različitim koordinatnim sustavima. Na kraju poglavlja je izveden dinamički model asinkronog stroja, odnosno diferencijalne jednadžbe koje opisuju asinkroni stroj i koje se koriste kod vektorskog upravljanja.

U trećem poglavlju je detaljnije opisano vektorsko upravljanje asinkronim strojem orijentacijom polja. Izveden je dinamički model asinkronog stroja, opisana je razlika između tzv. neizravne i izravne metode vektorskog upravljanja orijentacijom polja, a zatim su navedene njihove osnovne značajke. Istaknute su glavne prednosti i nedostaci i ukratko su prokomentirani radovi u kojima se opisuje na koji se način mogu određivati rotorski parametri i rotorska vremenska konstanta, budući da je kod vektorskog upravljanja asinkronim strojem orijentacijom polja točnost estimacije rotorske vremenske konstante važna za ispravan rad.

U četvrtom poglavlju je opisano izravno upravljanje momentom asinkronog stroja. Prvo je naveden dinamički model asinkronog stroja koji se koristi, nakon čega je pojašnjeno na koji se način određuju vektori napona trofaznog, dvorazinskog izmjenjivača i njihov utjecaj na upravljačke veličine metode (modul vektora statorskog toka i razvijeni elektromagnetski moment). Zatim je prema literaturi navedena podjela izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja te su opisane značajke pojedinih metoda: izravnog samostalnog upravljanja, konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom, metode izravnog upravljanja momentom s promjenjivim pogonskim ciklusom, metoda izravnog upravljanja momentom s prostornom vektorskom modulacijom, modificiranih metoda izravnog upravljanja momentom za rad u području manjih brzina vrtnje, metoda izravnog upravljanja momentom s modificiranim histereznim komparatorima, modificiranih metoda izravnog upravljanja momentom s konstantnom frekvencijom sklapanja, modificiranih metoda izravnog upravljanja momentom za rad u području većih brzina vrtnje i prediktivnih metoda izravnog upravljanja momentom. Od navedenih metoda je najdetaljnije opisana konvencionalna

metoda izravnog upravljanja momentom opisana u [16], budući da je na temelju nje kasnije došlo do komercijalizacije metode te zbog toga što su sve ostale metode zapravo izvedene kako bi se smanjili ili uklonili nedostaci konvencionalne metode. Isto tako su detaljnije opisane prediktivne metode, jer je u posljednje vrijeme najviše radova vezanih uz metodu izravnog upravljanja momentom posvećeno upravo prediktivnim metodama.

U petom poglavlju su ukratko opisane vučno-kočne karakteristike niskopodnog tramvaja serije TMK 2200 za Zagreb. Iz njih se određuje ovisnost momenta vučnih motora o brzini vrtnje za različite režime rada, a također se pomoću njih može pojasniti zbog čega je metoda izravnog upravljanja momentom općenito pogodna za vučne pogone.

Prvi element izvornog znanstvenog doprinosa rada, metoda za određivanje promjena vektora statorskog toka i elektromagnetskog momenta u ovisnosti o odabiru upravljačkog vektora napona, opisan je u šestom poglavlju. Najprije su uvedene određene pretpostavke, odnosno zanemarenja pomoću kojih je moguće izvesti jednadžbe koje eksplicitno opisuju kako vektori napona izmjenjivača utječu na vektor statorskog toka i na razvijeni elektromagnetski moment, a da pri tome nije potrebno računati rotorske veličine, ni koristiti sve parametre asinkronog stroja. Ujedno je na analiziranom pogonu pokazano kako se za zadane pogonske uvjete mogu odrediti promjene modula vektora statorskog toka i razvijenog elektromagnetskog momenta u ovisnosti o položaju vektora statorskog toka unutar sektora kompleksne ravnine za pojedine vektore napona izmjenjivača.

Estimacija upravljačkih veličina je opisana u sedmom poglavlju. Kod estimacije vektora statorskog toka je najprije navedeno kako se određuje vektor statorskog napona, zatim je opisan proračun padova napona na poluvodičkim komponentama i uzimanje u obzir utjecaja vremena uključanja i isključenja tranzistora te određivanje pada napona na statorskom namotu. Na kraju poglavlja je opisana estimacija razvijenog elektromagnetskog momenta.

Drugi element izvornog znanstvenog doprinosa rada je pojašnjen u osmom poglavlju u kojem je izveden i opisan modificirani algoritam izravnog upravljanja momentom asinkronoga stroja temeljen na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta. Korištene su činjenice navedene u četvrtom poglavlju vezane uz značajke pojedinih metoda izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja te isto tako rezultati dobiveni u šestom poglavlju u kojem je određen utjecaj pojedinih vektora napona izmjenjivača na modul vektora statorskog toka i razvijeni elektromagnetski moment. U poglavlju je najprije opisana predikcija upravljačkih veličina, a zatim je opisano na koji se način za zadane pogonske uvjete određuje optimalan vektor napona izmjenjivača prema

kriteriju smanjenja valovitosti momenta.

U devetom poglavlju su prikazani simulacijski rezultati za analizirani glavni pogon niskopodnog tramvaja serije TMK 2200 za Zagreb, a u desetom poglavlju eksperimentalni rezultati provedeni u ispitnoj stanici tvrtke *Končar - Elektronika i informatika* na ispitnom modelu pogona.

Rad završava zaključkom u kojem su istaknuti elementi izvornog znanstvenog doprinosa rada te značajke metode izravnog upravljanja momentom asinkronoga stroja temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta prema kojima se predložena metoda razlikuje u odnosu na druge metode izravnog upravljanja momentom.

2. Vektorsko upravljanje asinkronim strojem

Vektorsko upravljanje asinkronim strojem se primjenjuje u pogonima zahtjevnih dinamičkih performansi. Kako bi se navedeni dinamički zahtjevi mogli ostvariti, nužno je asinkroni stroj kao objekt upravljanja opisati dinamičkim modelom u kojem je asinkroni stroj prikazan nelinearnim diferencijalnim jednadžbama koje povezuju trenutne vrijednosti napona, struja i tokova statora i rotora s trenutnim vrijednostima momenta, brzine vrtnje i , eventualno, pozicije. U navedenom opisu asinkronog stroja je najvažniji pojam prostornog vektora kojim se prikazuju pojedine veličine.

2.1. Prostorni vektor

Asinkroni strojevi su najčešće izvedeni s trofaznim statorskim namotom, a rotor se sastoji od bakrenih štapova koji su kratko spojeni bakrenim prstenom ili je rotor izliven iz aluminijske. To znači da se pojedine veličine u statorskom krugu mogu dinamički opisati s tri diferencijalne jednadžbe, tj. za svaku fazu, a u rotorskom krugu s onoliko diferencijalnih jednadžbi koliko ima štapova u rotoru u slučaju rotorskog namota izvedenog iz bakra, odnosno utora u rotorskom paketu u slučaju rotorskog namota izlivenog od aluminijske. Iako je uobičajeno višefazni rotorski krug nadomjestiti ekvivalentnim trofaznim namotom, takav prikaz stroja sa šest različitih strujnih krugova, tri za stator i tri za rotor, dosta je nepregledan i neprikladan za analizu [3]. Stoga se pojedine vremenski ovisne veličine prikazuju vektorima u kompleksnoj ravnini.

Bitnom pojednostavljenju analize asinkronog stroja, a bez prevelikog utjecaja na ispravnost modela, pridonose sljedeće pretpostavke [1 - 2]:

- statorski i rotorski namot stvaraju sinusno protjecanje u zračnom rasporu,
- zanemaren je utjecaj prostornih harmonika protjecanja i indukcije u zračnom rasporu,
- zvjezdište statorskog namota (ako je statorski namot spojen u zvijezdu) je izolirano i bez izvedenog nul-vodiča,
- rotorski namot je kratko spojen,
- zanemaren je utjecaj utora na statoru i rotoru,

- zanemareni su efekti u čeonom prostoru asinkronog stroja,
- pretpostavljena je beskonačna permeabilnost statorske i rotorske jezgre.

Uz navedene pretpostavke slijedi izraz za osnovni prostorni harmonik (harmonik s p pari polova) protjecanja trofaznog, simetričnog statorskog namota [1]:

$$\theta_S(\alpha, t) = N_S [i_{S1}(t) \cos(\alpha) + i_{S2}(t) \cos(\alpha - \theta) + i_{S3}(t) \cos(\alpha - 2\theta)] \quad (2.1)$$

pri čemu je θ_S osnovni prostorni harmonik protjecanja trofaznog, simetričnog statorskog namota, N_S je ekvivalentni broj zavoja statorske faze (slijedi iz podataka o izvedbi statorskog namota, tj. iz broja vodiča u utoru, broja utora po polu i fazi, faktora namota statora i broja paralelnih grana), i_{S1} , i_{S2} i i_{S3} su trenutne vrijednosti statorskih struja po pojedinim fazama, α je električni kut duž sredine zračnog rasporeda (ishodište koordinatnog sustava, tj. $\alpha = 0$ je u sredini grupe svitaka prve faze) i θ je prostorni fazni pomak između pojedinih faza, jednak $2\pi/3$ rad el.

Statorske struje po pojedinim fazama u jednadžbi (2.1) mogu biti bilo kakvog valnog oblika, a uz uvedenu pretpostavku da je zvjezdište statorskog namota izolirano i bez izvedenog nul-vodiča (ako je statorski namot spojen u zvijezdu), u svakom trenutku je zadovoljen uvjet:

$$i_{S1}(t) + i_{S2}(t) + i_{S3}(t) = 0 \quad (2.2)$$

Koristeći relaciju koja vrijedi za kompleksne brojeve:

$$\cos(\alpha) = \frac{1}{2} (e^{j\alpha} + e^{-j\alpha}) \quad (2.3)$$

može se jednadžba (2.1) prikazati pomoću vremenski ovisnog vektora statorske struje u kompleksnoj ravnini i njemu konjugirano kompleksnog vektora [1]:

$$\theta_S(\alpha, t) = \frac{1}{2} N_S \frac{3}{2} [\vec{i}_S(t) e^{-j\alpha} + \vec{i}_S^*(t) e^{j\alpha}] \quad (2.4)$$

$$\vec{i}_S(t) = \frac{2}{3} [i_{S1}(t) + i_{S2}(t) e^{j\theta} + i_{S3}(t) e^{j2\theta}] \quad (2.5)$$

$$\vec{i}_S^*(t) = \frac{2}{3} [i_{S1}(t) + i_{S2}(t) e^{-j\theta} + i_{S3}(t) e^{-j2\theta}] \quad (2.6)$$

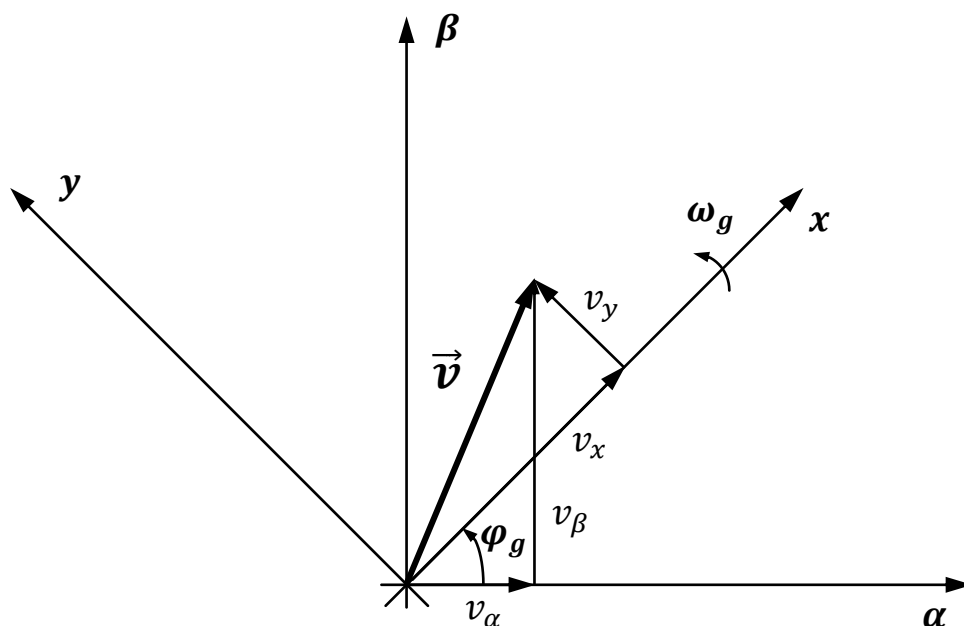
gdje \vec{i}_S predstavlja vektor statorske struje, a \vec{i}_S^* je konjugirano kompleksni vektor statorske struje.

Budući da se kompleksnim vektorima definiranim jednadžbama (2.5) i (2.6) opisuje prostorna raspodjela protjecanja u ravnini koja prolazi sredinom zračnog rasporeda, navedeni

kompleksni vektor se naziva prostorni vektor (eng. *space vector*) [1] ili ponekad kompleksni prostorni vektor [2] (eng. *complex space vector*), a često se koristi samo skraćeni pojam, tj. vektor. Tako definiran vektor se ni u kojem slučaju ne smije zamijeniti s pojmom fazora kojim se također u kompleksnoj ravnini opisuju ustaljena stanja izmjeničnih veličina sinusnog valnog oblika. Također je potrebno istaknuti kako je protjecanje trofaznog statorskog namota za osnovni prostorni harmonik realna fizikalna veličina (odgovarajući amperzavoji), ovisna o vremenu i prostornom položaju duž zračnog raspora. S druge strane, vektor statorske struje definiran prema jednadžbi (2.5), predstavlja samo matematičku interpretaciju trenutnih vrijednosti statorskih struja po pojedinim fazama.

2.2. Koordinatni sustav i transformacija koordinata

Prostorni vektori se mogu prikazati u kompleksnoj ravnini u različitim koordinatnim sustavima. Pri tome osi pojedinih sustava mogu mirovati ili rotirati odgovarajućom kutnom brzinom. Uobičajeno je za pozitivan smjer vrtnje koordinatnih osi, tj. pozitivnu brzinu vrtnje asinkronog stroja, uzeti smjer suprotan smjeru kazaljki na satu. Na slici 2.1. je prikazan prostorni vektor u kompleksnoj ravnini te mirujući i rotirajući koordinatni sustav. Realna komponenta prostornog vektora u mirujućem koordinatnom sustavu se obično označava indeksom α , a imaginarna komponenta indeksom β . Komponente prostornog vektora u općenitom rotirajućem koordinatnom sustavu se obično označavaju indeksom x , odnosno y .



Slika 2.1. Prostorni vektor u kompleksnoj ravnini

Općeniti rotirajući koordinatni sustav rotira kutnom brzinom ω_g , realna os rotirajućeg sustava u odnosu na realnu os mirujućeg sustava zatvara kut φ_g te vrijedi:

$$\omega_g = \frac{d\varphi_g}{dt} \quad (2.7)$$

pri čemu je ω_g kutna brzina općenitog rotirajućeg sustava i φ_g kut između realnih osi općenitog rotirajućeg i mirujućeg koordinatnog sustava.

Prostorni vektor se može prikazati odgovarajućim realnim i imaginarnim dijelom u pojedinim koordinatnim sustavima:

$$\vec{v} = v_\alpha + jv_\beta \quad (2.8)$$

$$\vec{v} = v_x + jv_y \quad (2.9)$$

gdje je v_α realna komponenta vektora u mirujućem koordinatnom sustavu, v_β je imaginarna komponenta vektora u mirujućem koordinatnom sustavu, v_x je realna komponenta vektora u općenitom rotirajućem koordinatnom sustavu i v_y je imaginarna komponenta vektora u općenitom rotirajućem koordinatnom sustavu.

Komponente prostornog vektora u općenitom rotirajućem koordinatnom sustavu se mogu odrediti iz komponenti vektora u mirujućem koordinatnom sustavu i kuta φ_g sa slike 2.1 i obrnuto. Pri tome je potrebno prostorni vektor pomnožiti jediničnim kompleksnim vektorom, čime se ne mijenja amplituda prostornog vektora već samo njegova faza. Opisani postupak se naziva transformacija koordinata [1], [21]:

$$v_x + jv_y = (v_\alpha + jv_\beta)e^{-j\varphi_g} \quad (2.10)$$

$$v_x = v_\alpha \cos(\varphi_g) + v_\beta \sin(\varphi_g) \quad (2.11)$$

$$v_y = -v_\alpha \sin(\varphi_g) + v_\beta \cos(\varphi_g) \quad (2.12)$$

$$v_\alpha = v_x \cos(\varphi_g) - v_y \sin(\varphi_g) \quad (2.13)$$

$$v_\beta = v_x \sin(\varphi_g) + v_y \cos(\varphi_g) \quad (2.14)$$

Nazivi i skraćene oznake pojedinih koordinatnih sustava u literaturi nisu u potpunosti usklađeni. Uobičajeno je mirujući koordinatni sustav nazvati i statorski koordinatni sustav te ga skraćeno označavati kao $\alpha\beta$ sustav. Najčešće korišteni rotirajući koordinatni sustav rotira kutnom brzinom vrtnje vektora rotorskog toka, realna os mu se poklapa s vektorom rotorskog toka i označava se kao dq sustav. Kutna brzina vrtnje vektora rotorskog toka je ω_{mR} , a kut što

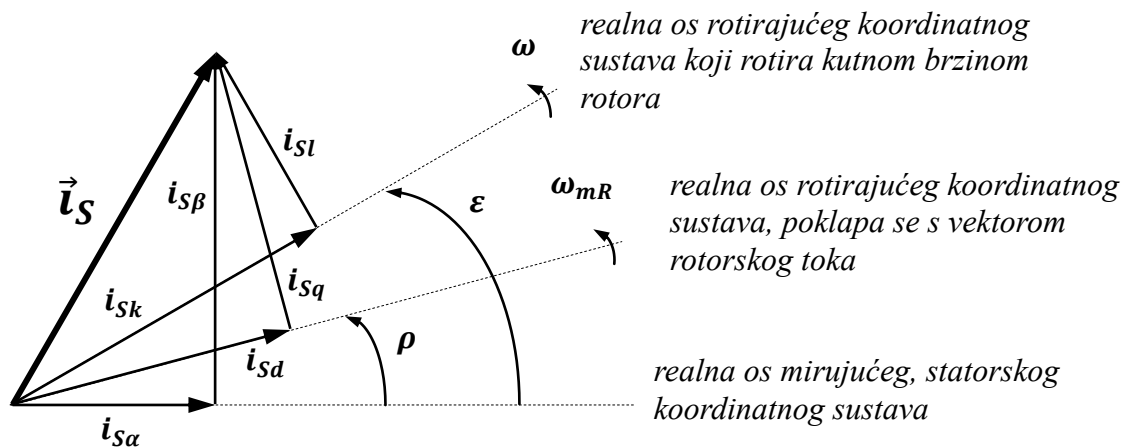
ga realna os sustava zatvara u odnosu na realnu os mirujućeg sustava je ρ . Rotirajući koordinatni sustav koji rotira kutnom brzinom vrtnje rotora se obično naziva rotorski koordinatni sustav i označava se kao kl sustav. Kutna brzina vrtnje rotora je ω , a kut što ga realna os sustava zatvara u odnosu na realnu os mirujućeg sustava je ε . Spomenuti koordinatni sustavi i odgovarajuće komponente prostornog vektora statorske struje su prikazani na slici 2.2.

Pri tome vrijedi:

$$\omega_{mR} = \frac{d\rho}{dt} \quad (2.15)$$

$$\omega = \frac{d\varepsilon}{dt} \quad (2.16)$$

pri čemu je ω_{mR} kutna brzina koordinatnog sustava čija realna os se poklapa s vektorom rotorskog toka i koji rotira kutnom brzinom vrtnje vektora rotorskog toka (dq koordinatni sustav), ρ je kut što ga realna os dq koordinatnog sustava zatvara u odnosu na realnu os mirujućeg koordinatnog sustava, ω je kutna brzina vrtnje rotora i ε je kut što ga realna os rotirajućeg koordinatnog sustava koji rotira kutnom brzinom vrtnje rotora (kl koordinatni sustav) zatvara u odnosu na realnu os mirujućeg koordinatnog sustava.



Slika 2.2. Prostorni vektor statorske struje prikazan u kompleksnoj ravnini, oznake i opis pojedinih koordinatnih sustava

2.3. Dinamički model asinkronog stroja

Analogno jednadžbi (2.5) kojom je definiran vektor statorske struje, moguće je definirati vektore statorskog toka i statorskog napona, te navedene veličine za rotor. Rotorsko protjecanje stvoreno rotorskim strujama sa statorskim protjecanjem daje ukupno protjecanje u zračnom rasporu. Iz njega se pomoću magnetske vodljivosti zračnog raspore određuje indukcija u zračnom rasporu, te ukupni statorski tok prikazan vektorom:

$$\vec{\psi}_S = L_S \vec{i}_S + L_m \vec{i}_R \quad (2.17)$$

pri čemu je $\vec{\psi}_S$ vektor statorskog toka, L_S je induktivitet statorskog namota, L_m je glavni induktivitet i \vec{i}_R je vektor rotorske struje.

Induktivitet statorskog namota slijedi iz glavnog induktiviteta i rasipnog induktiviteta statorskog namota:

$$L_S = L_m + L_{\sigma S} \quad (2.18)$$

pri čemu je $L_{\sigma S}$ rasipni induktivitet statorskog namota.

Diferencijalna jednadžba za statorski krug prikazana vektorima u mirujućem koordinatnom sustavu slijedi iz činjenice da faznom naponu napajanja statorskog namota ravnotežu drži pad napona na statorskom namotu i naponi zbog promjene ukupnog ulančanog toka statorskog namota uslijed toka u zračnom rasporu i rasipnih tokova. Uz uobičajenu pretpostavku da su parametri stroja konstantni, slijedi:

$$\vec{u}_S = R_S \vec{i}_S + \frac{d\vec{\psi}_S}{dt} \quad (2.19a)$$

$$\vec{u}_S = R_S \vec{i}_S + L_S \frac{d\vec{i}_S}{dt} + L_m \frac{d\vec{i}_R}{dt} \quad (2.19b)$$

$$\vec{u}_S = R_S \vec{i}_S + L_m \left(\frac{d\vec{i}_S}{dt} + \frac{d\vec{i}_R}{dt} \right) + L_{\sigma S} \frac{d\vec{i}_S}{dt} \quad (2.19c)$$

gdje je \vec{u}_S vektor statorskog napona i R_S otpor faze statorskog namota.

Jednadžba za vektor statorskog toka (2.17) je napisana u drugačijem obliku nego u [1], jednadžba (10.19). U [1] nije eksplicitno navedeno, već se na neki način implicitno podrazumijeva kako su pojedine veličine prikazane u koordinatnom sustavu za koji vrijede: statorske veličine u mirujućem koordinatnom sustavu ($\alpha\beta$ sustav), a rotorske veličine u rotirajućem koordinatnom sustavu koji rotira kutnom brzinom rotora (kl sustav). Ako se vektor rotorske struje prikaže u kl sustavu koristeći jednadžbu za transformaciju koordinata

(2.10), dobiva se:

$$i_{Rk} + ji_{Rl} = (i_{R\alpha} + ji_{R\beta})e^{-j\varepsilon} \quad (2.20)$$

pri čemu je i_{Rk} realna komponenta vektora rotorske struje u rotorskom koordinatnom sustavu, i_{Rl} je imaginarna komponenta vektora rotorske struje u rotorskom koordinatnom sustavu, $i_{R\alpha}$ je realna komponenta vektora rotorske struje u mirujućem koordinatnom sustavu i $i_{R\beta}$ je imaginarna komponenta vektora rotorske struje u mirujućem koordinatnom sustavu.

Uvrštavanjem jednadžbe (2.20) u jednadžbu (2.17) slijedi:

$$\vec{\psi}_S = L_S \vec{i}_S + L_m \vec{i}_R e^{j\varepsilon} \quad (2.21)$$

Jednadžba (2.21) je ista kao jednadžba (10.19) u [1], ali uz prikaz vektora rotorske struje u kl sustavu. Ovakvu jednadžbu za vektor statorskog toka i analognu jednadžbu za vektor rotorskog toka, dakle uz prikaz statorskih veličina u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu, a rotorskih veličina u kl koordinatnom sustavu, može se i nadalje susresti u literaturi [2], [22 - 23].

Jednadžbe za rotorski krug se izvode na analogni način kao i jednadžbe za statorski krug. Tako se definira vektor rotorskog toka:

$$\vec{\psi}_R = L_m \vec{i}_S + L_R \vec{i}_R \quad (2.22)$$

pri čemu je $\vec{\psi}_R$ vektor rotorskog toka i L_R induktivitet rotorskog namota sveden na stator koji slijedi iz glavnog induktiviteta i rasipnog induktiviteta rotorskog namota svedenog na stator:

$$L_R = L_m + L_{\sigma R} \quad (2.23)$$

gdje je $L_{\sigma R}$ rasipni induktivitet rotorskog namota sveden na stator.

Diferencijalna jednadžba za rotorski krug slijedi iz činjenice da je kod kaveznog asinkronog stroja kavez kratko spojen, odnosno na rotor nije moguće priključiti vanjski napon napajanja. Stoga je vektor rotorskog napona jednak nuli. U rotirajućem koordinatnom sustavu koji rotira kutnom brzinom rotora vrijedi:

$$0 = R_R \vec{i}_R + \frac{d\vec{\psi}_R}{dt} \quad (2.24a)$$

$$0 = R_R \vec{i}_R + L_m \frac{d\vec{i}_S}{dt} + L_R \frac{d\vec{i}_R}{dt} \quad (2.24b)$$

$$0 = R_R \vec{i}_R + L_m \left(\frac{d\vec{i}_S}{dt} + \frac{d\vec{i}_R}{dt} \right) + L_{\sigma R} \frac{d\vec{i}_R}{dt} \quad (2.24c)$$

pri čemu je R_R otpor faze rotorskog namota sveden na stator.

Iako je pri izvodu dinamičkog modela asinkronog stroja pretpostavljena beskonačna permeabilnost statorske i rotorske jezgre, zanemaren je utjecaj utora na statoru i rotoru te su zanemareni efekti u čeonom prostoru stroja, u jednadžbi (2.18) za određivanje induktiviteta statorskog namota L_S se javlja rasipni induktivitet statorskog namota $L_{\sigma S}$, a u jednadžbi (2.23) za određivanje induktiviteta rotorskog namota L_R se javlja rasipni induktivitet rotorskog namota $L_{\sigma R}$. Rasipni induktiviteti oba namota reprezentiraju utorske rasipne tokove, geometrijsko rasipanje i dvostruko ulančeno ili diferencijalno rasipanje. Uz pretpostavljenu beskonačnu permeabilnost statorske i rotorske jezgre i navedena zanemarenja, cjelokupno protjecanje stvoreno namotima se troši na zračni raspor. Tako se izvode jednadžbe za faze statorske tokove u kojima se javlja samoinduktivitet statora definiran podacima asinkronog stroja, tj. načinom izvedbe statorskog namota, duljinom paketa jezgre i širinom zračnog raspora, samoinduktivitet rotora također definiran izvedbom rotorskog namota, duljinom paketa jezgre i širinom zračnog raspora te glavni induktivitet određen iz navedenih podataka. Ako se pretpostavi da statorski i rotorski namot imaju jednaki broj zavoja [1] ili ako se rotorske struje i odgovarajući prostorni vektor rotorske struje svedu na stator [3], samoinduktiviteti statora i rotora postaju jednaki, te se u jednadžbama koristi samo glavni induktivitet asinkronog stroja L_m . Stoga se jednostavno može glavnom induktivitetu asinkronog stroja naknadno pribrojiti odgovarajući rasipni induktivitet i kako je već prije pojašnjeno, u statorskom i rotorskom strujnom krugu uzeti u obzir napon zbog promjene ukupnog ulančanog toka namota uslijed rasipnih tokova [3].

U opisu asinkronog stroja dinamičkim modelom, potrebno je izvesti izraz za razvijeni elektromagnetski moment. Do njega se može doći iz sile na vodič u utoru dobivene iz rotorskog strujnog obloga i indukcije u zračnom rasporu. Rotorski strujni oblog se definira kao promjena rotorskog protjecanja duž sredine zračnog raspora, a indukcija u zračnom rasporu slijedi iz resultantnog (statorskog i rotorskog) protjecanja i magnetske vodljivosti zračnog raspora. Najčešće korišteni izrazi za elektromagnetski moment su:

$$m_{elm} = \frac{3}{2} p L_m \text{Im}\{\vec{i}_S \vec{i}_R^*\} \quad (2.25a)$$

$$m_{elm} = \frac{3}{2} p \text{Im}\{\vec{i}_S \vec{\psi}_S^*\} \quad (2.25b)$$

pri čemu je m_{elm} razvijeni elektromagnetski moment.

Moment izračunat prema jednadžbi (2.25) predstavlja moment koji se određuje iz snage

u zračnom rasporu, a da bi se odredio moment na osovini stroja, potrebno je poznavati moment trenja i ventilacije.

Kako bi se izbjegle potencijalne dvojbe vezane uz prikaz prostornih vektora u pojedinim koordinatnim sustavima, kao i nepregledno označavanje vektora dodatnim indeksima, uobičajeno je dinamički model asinkronog stroja prikazati u općenitom rotirajućem koordinatnom sustavu koji rotira kutnom brzinom ω_g , slika 2.1. Pri tome se koristi jednažba za vektor statorskog toka (2.17) i jednažba za vektor rotorskog toka (2.22) koje vrijede za bilo koji koordinatni sustav, ali onda vektori tokova i struja moraju biti prikazani upravo u tom koordinatnom sustavu. Diferencijalne jednažbe za statorski i rotorski strujni krug prikazane u općenitom rotirajućem koordinatnom sustavu koji rotira kutnom brzinom ω_g slijede iz jednažbi za statorski i rotorski strujni krug u odgovarajućim koordinatnim sustavima, (2.19) i (2.24), te iz jednažbi za transformaciju koordinata (2.10):

$$\vec{u}_S = R_S \vec{i}_S + \frac{d\vec{\psi}_S}{dt} + j\omega_g \vec{\psi}_S \quad (2.26)$$

$$0 = R_R \vec{i}_R + \frac{d\vec{\psi}_R}{dt} + j(\omega_g - \omega) \vec{\psi}_R \quad (2.27)$$

Uvrštavanjem $\omega_g = 0$ u jednažbe (2.26) i (2.27) dobivaju se jednažbe prikazane u mirujućem koordinatnom sustavu i koje vrijede za $\alpha\beta$ komponente pojedinih prostornih vektora, za $\omega_g = \omega_{mR}$ se dobivaju jednažbe prikazane u rotirajućem koordinatnom sustavu koji rotira kutnom brzinom vektora rotorskog toka i koje vrijede za dq komponente, a za $\omega_g = \omega$ se dobivaju jednažbe prikazane u rotirajućem koordinatnom sustavu koji rotira kutnom brzinom rotora i koje vrijede za kl komponente.

Za potpuni prikaz dinamičkog modela potrebno je još uvesti jednažbu rotacijskog gibanja:

$$m_{elm} - m_t = J \frac{d\omega}{dt} \quad (2.28)$$

pri čemu je m_t moment tereta i J moment inercije pogona.

3. Vektorsko upravljanje asinkronim strojem orijentacijom polja

Kod vektorskog upravljanja asinkronim strojem orijentacijom polja su ključni koraci definiranje vektora struje magnetiziranja i uvođenje posebnog rotirajućeg koordinatnog sustava čija se realna os poklapa s vektorom rotorskog toka prikazanog u tom koordinatnom sustavu. To je u prethodnom poglavlju spomenuti dq koordinatni sustav koji rotira kutnom brzinom vektora rotorskog toka ω_{mR} .

3.1. Dinamički model asinkronog stroja u dq koordinatnom sustavu

Za vektorsko upravljanje orijentacijom polja je potrebno definirati vektor struje magnetiziranja [1]:

$$\vec{i}_{mR} = \vec{i}_S + (1 + \sigma_R)\vec{i}_R \quad (3.1)$$

pri čemu je \vec{i}_{mR} vektor struje magnetiziranja i σ_R faktor rotorskog rasipanja:

$$\sigma_R = \frac{L_{\sigma R}}{L_m} \quad (3.2)$$

Uvrštavanjem jednadžbe (3.1) u jednadžbu za rotorski tok (2.22) dobiva se da su vektori struje magnetiziranja i rotorskog toka kolinearni:

$$\vec{\psi}_R = L_m \vec{i}_{mR} \quad (3.3)$$

Razlog za definiranje vektora struje magnetiziranja prema jednadžbi (3.1) vidljiv je ako se jednadžba (3.1) uvrsti u jednadžbu za moment, jednadžba (2.25). Prije toga je potrebno uvesti specifičan rotirajući koordinatni sustav, čija se realna os poklapa s vektorom rotorskog toka i samim time s vektorom struje magnetiziranja. To je dq koordinatni sustav koji rotira kutnom brzinom ω_{mR} sa slike 2.2. Za vektore struje magnetiziranja i rotorskog toka prikazane u dq koordinatnom sustavu tada vrijedi:

$$\vec{i}_{mR} = i_{mRd} = i_{mR} \quad (3.4)$$

$$\vec{\psi}_R = \psi_{Rd} = L_m i_{mR} \quad (3.5)$$

gdje je i_{mR} realna komponenta vektora struje magnetiziranja u dq koordinatnom sustavu i ψ_{Rd} realna komponenta vektora rotorskog toka u dq koordinatnom sustavu.

Uvrštavanjem vektora rotorske struje prema jednadžbi (3.1) u jednadžbu za moment (2.25), uz prikaz vektora struja u dq koordinatnom sustavu, dobiva se:

$$m_{elm} = \frac{3}{2}p(1 - \sigma)L_S i_{mR} i_{Sq} \quad (3.6)$$

$$\sigma = 1 - \frac{1}{(1 + \sigma_S)(1 + \sigma_R)} \quad (3.7)$$

$$\sigma_S = \frac{L_{\sigma S}}{L_m} \quad (3.8)$$

gdje je faktor σ ukupni faktor rasipanja asinkronog stroja, σ_S je faktor statorskog rasipanja asinkronog stroja i i_{Sq} je imaginarna komponenta vektora statorske struje u dq koordinatnom sustavu.

Dobiveni izraz za moment, jednačba (3.6), može se prikazati i u obliku:

$$m_{elm} = k_m i_{mR} i_{Sq} \quad (3.9)$$

$$k_m = \frac{3}{2}p(1 - \sigma)L_S \quad (3.10)$$

pri čemu je k_m konstanta momenta asinkronog stroja.

Uspoređujući jednačbu (3.9) s izrazom za moment nezavisno uzbuđenog istosmjernog stroja, može se zaključiti kako struja magnetiziranja i_{mR} odgovara toku stvorenom uzbuđenim namotom nezavisno uzbuđenog istosmjernog stroja, a komponenta vektora statorske struje i_{Sq} odgovara struji armature nezavisno uzbuđenog istosmjernog stroja. Upravo je zbog ove analogije i definiran vektor struje magnetiziranja prema jednačbi (3.1) te uveden dq rotirajući koordinatni sustav.

Cjelokupan dinamički model asinkronog stroja za vektorsko upravljanje orijentacijom polja dobiva se uvrštavanjem vektora rotorske struje iz jednačbe (3.1) u jednačbu za rotorski strujni krug (2.27) uz $\omega_g = \omega_{mR}$. Korištenjem jednačbi (3.4) i (3.5) te rastavljanjem na realni i imaginarni dio slijedi:

$$T_R \frac{di_{mR}}{dt} + i_{mR} = i_{Sd} \quad (3.11)$$

$$T_R i_{mR} (\omega_{mR} - \omega) = i_{Sq} \quad (3.12)$$

pri čemu je T_R rotorska vremenska konstanta:

$$T_R = \frac{L_R}{R_R} \quad (3.13)$$

a i_{Sd} realna komponenta vektora statorske struje u dq koordinatnom sustavu.

Statorska struja je kod asinkronog stroja jedina fizikalna veličina koju je moguće mjeriti bez posebnih zahvata na asinkronom stroju ili skupih mjernih uređaja. Osim toga, statorske

struje se u pravilu mjere u zaštitne svrhe, prvenstveno za zaštitu od strujnog preopterećenja pretvarača koji napaja asinkroni stroj. Kako je već spomenuto u uvodnom poglavlju, mjerenje tokova odgovarajućim svicima naknadno ugrađenim u asinkroni stroj danas više nije prihvatljivo. Nadalje, izravno mjerenje momenta na osovini asinkronog stroja zahtijeva skupe mjerne uređaje i u većini pogona zbog nedovoljnog prostora ne postoji mogućnost ugradnje takvih uređaja, a rotorske struje se tijekom rada ne mogu mjeriti bez vrlo specifičnih izvedbi rotora [1]. Prikazom triju statorskih struja prostornim vektorom, dakle korištenjem praktički jedinih mjerljivih veličina stroja, te rastavljanjem vektora statorske struje u dq rotirajućem koordinatnom sustavu na uzdužnu ili direktnu komponentu i_{sd} i poprečnu ili kvadraturnu komponentu i_{sq} , omogućeno je neovisno upravljanje tokom u stroju komponentom statorske struje i_{sd} i upravljanje momentom stroja komponentom statorske struje i_{sq} . Isto je tako uočljiva veza između komponente statorske struje i_{sd} i struje magnetiziranja i_{mR} preko relativno velike rotorske vremenske konstante T_R , jednačba (3.11), što upućuje na sličnost s uzбудim krugom nezavisno uzbuđenog istosmjernog stroja koji također u pravilu ima veliku vremensku konstantu. Postoji još jedna važna značajka dinamičkog modela asinkronog stroja prikazanog u dq rotirajućem koordinatnom sustavu, a to je činjenica da komponente vektora statorske struje i_{sd} i i_{sq} u ustaljenom stanju imaju odgovarajuću istosmjernu komponentu [1]. U slučaju napajanja asinkronog stroja sinusnim naponom su i_{sd} i i_{sq} upravo istosmjerne veličine, a u slučaju napajanja iz pretvarača imaju istosmjernu komponentu sa superponiranim višim vremenskim harmonicima definiranim prvenstveno frekvencijom sklapanja pretvarača. Osim sličnosti s istosmjernim strujama kod nezavisno uzbuđenog stroja istosmjernog stroja, navedena značajka komponenti vektora statorske struje i_{sd} i i_{sq} omogućava relativno jednostavno upravljanje, npr. primjenom PI regulatora.

Iako sve opisane značajke dinamičkog modela asinkronog stroja prikazanog u dq rotirajućem koordinatnom sustavu upućuju na dosta veliku sličnost s nezavisno uzbuđenim istosmjernim strojem, ipak ju je potrebno dodatno prokomentirati. Na opisani način je u izvedenom matematičkom modelu dobiveno da su krugovi asinkronog stroja mjerodavni za tok i mjerodavni za moment razdvojeni, odnosno raspregnuti (eng. *decoupled*). No, u fizikalnom smislu postoje bitne razlike između nezavisno uzbuđenog istosmjernog stroja i asinkronog stroja. Kod nezavisno uzbuđenog istosmjernog stroja su uzbudni i armaturni krug međusobno praktički neovisni, te se sa svakim pojedinačno može izravno i neovisno upravljati. Utjecaj armaturnog kruga na uzbudni krug se manifestira samo tzv. reakcijom armature [24], tj. činjenicom da se tok stvoren uzbuđenim namotom mijenja zbog struje

armature. Tako reakcija armature kod istosmjernog stroja rezultira gubitkom induciranog napona, povećanjem gubitka u željezu, pomakom stvarne neutralne zone iz položaja geometrijske neutralne zone (posljedica navedenog pomaka može biti loša komutacija i iskrenje) i porastom napona među pojedinim lamelama kolektora [24]. Osim navedenog, treba istaknuti kako je zbog komutacijskih poteškoća zračni raspored istosmjernog stroja nekoliko puta veći nego zračni raspored asinkronog stroja iste snage [24]. S druge pak strane, asinkroni stroj je puno složeniji objekt upravljanja u odnosu na nezavisno uzbuđeni istosmjerni stroj. Ovo vrijedi prvenstveno zbog toga što su kod asinkronog stroja statorski i rotorski namoti smješteni u utore (ne postoje namoti s istaknutim polovima), te što zbog manjeg zračnog rasporeda statorski i rotorski krug u većoj mjeri utječu jedan na drugog i praktički su stalno u interakciji. Tako kod asinkronog stroja protjecanje u zračnom rasporedu stvoreno statorskim namotom zbog raspodjele statorskog namota po utorima statora nije sinusno [25]. Osim prostorne ovisnosti, navedeno protjecanje je i vremenski ovisno zbog vremenski promjenjivih struja u statorskom namotu, te se stoga naziva i pulzirajuće protjecanje [25]. Rotorski kavez općenito reagira na svaki harmonik indukcije u zračnom rasporedu. U njemu se javljaju elektromotorne sile i induciraju se naponi, a budući da je rotorski krug zatvoren, kroz štapove i prsten kaveza poteku struje. Opisana pojava se naziva primarna reakcija armature asinkronog stroja i ključna je pojava jer se zbog nje javlja zakretni moment. Nadalje, rotorske struje stvaraju rotorsko protjecanje koje sa statorskim protjecanjem daje rezultantno protjecanje u zračnom rasporedu [26]. Magnetska vodljivost zračnog rasporeda je zbog utora na statoru i rotoru prostorno promjenjiva, a uslijed vrtnje rotora i vremenski promjenjiva. Umnožak rezultantnog protjecanja i magnetske vodljivosti zračnog rasporeda daje rezultantnu indukciju u zračnom rasporedu, koja se može prikazati kao umnožak dvaju beskonačnih redova (protjecanja i magnetske vodljivosti) [26]. Osim prostorne i vremenske ovisnosti, na oblik indukcije u zračnom rasporedu dodatno utječe i magnetski krug stroja, odnosno stupanj zasićenja u željezu [25 - 26]. Isto tako treba spomenuti i mogućnost pojave tzv. sekundarne reakcije armature kod koje se u statorskom namotu uslijed odgovarajućih harmonika indukcije u zračnom rasporedu javljaju elektromotorne sile i induciraju se naponi te zbog toga statorskim namotom poteku struje. U ovom slučaju rotorski krug zapravo djeluje kao uzbuđni, a statorski krug kao armaturni [26]. Sve opisane pojave se u asinkronom stroju javljaju i kod napajanja naponom sinusnog valnog oblika, a u slučaju napajanja stroja iz pretvarača, pojave se dodatno usložnjavaju jer stroj na svaki viši vremenski harmonik napona napajanja reagira analogno kao u slučaju napajanja sinusnim naponom. Sumarno treba naglasiti kako su kod asinkronog stroja mehanizmi nastanka indukcije u zračnom rasporedu i momenta puno složeniji u odnosu na

nezavisno uzbuđeni istosmjerni stroj. Nadalje, statorski i rotorski namot međusobno u većoj mjeri utječu jedan na drugog, te stoga kod asinkronog stroja zapravo nije moguće napraviti strogu podjelu na uzbudni i armaturni krug i sukladno tome u potpunosti raspregnuto upravljati svakim od njih.

3.2. Podjela metoda vektorskog upravljanja asinkronim strojem orijentacijom polja

Poznavanjem parametara asinkronog stroja i parametara pogona, moguće je odrediti najvažnije veličine za upravljanje: moment, brzinu vrtnje rotora i eventualno, poziciju rotora. Pri tome je ključno odrediti kut što ga realna os dq koordinatnog sustava zatvara s realnom osi mirujućeg koordinatnog sustava (kut ρ sa slike 2.1), te iz njegove promjene kutnu brzinu rotacije sustava ω_{mR} , jednadžba (2.15). Tri mjerene fazne statorske struje se transformiraju u dq koordinatni sustav tako da se najprije iz trofaznog sustava prelazi u mirujući koordinatni sustav koristeći jednadžbe (2.2) i (2.5). Navedena transformacija se naziva Clarkina ili 3/2 transformacija, a za simetrični sustav struja vrijedi:

$$i_{S\alpha} = i_{S1} \quad (3.14)$$

$$i_{S\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{S2} - i_{S3}) \quad (3.15)$$

pri čemu je $i_{S\alpha}$ realna komponenta vektora statorske struje u mirujućem koordinatnom sustavu i $i_{S\beta}$ imaginarna komponenta vektora statorske struje u mirujućem koordinatnom sustavu.

Iz $\alpha\beta$ komponenti se korištenjem jednadžbi za transformaciju koordinata (2.10) uz $\varphi_g = \rho$ dobivaju uzdužna komponenta vektora statorske struje i_{Sd} i poprečna komponenta vektora statorske struje i_{Sq} . Opisana transformacija se naziva Parkova ili $e^{-j\rho}$ transformacija:

$$i_{Sd} = i_{S\alpha} \cos(\rho) + i_{S\beta} \sin(\rho) \quad (3.16)$$

$$i_{Sq} = -i_{S\alpha} \sin(\rho) + i_{S\beta} \cos(\rho) \quad (3.17)$$

Pomoću uzdužne komponente i_{Sd} se prema jednadžbi (3.11) određuje struja magnetiziranja i_{mR} , a pomoću poprečne komponente i_{Sq} iz jednadžbe (3.9) razvijeni elektromagnetski moment. Poznavanjem momenta tereta i momenta inercije pogona, prema jednadžbi (2.28) slijedi kutna brzina vrtnje rotora ω , prema jednadžbi (3.12) kutna brzina vrtnje ω_{mR} , a kut ρ se dobiva integracijom kutne brzine ω_{mR} , jednadžba (2.15). Na opisani

način se dolazi do dinamičkog modela asinkronog stroja prikazanog blokovskim dijagramom na slici 3.1.

Uobičajena podjela metoda vektorskog upravljanja orijentacijom polja slijedi iz jednadžbe (3.12) koja se može prikazati u drugačijem obliku:

$$\omega_{mR} = \omega + \frac{i_{sq}}{T_R i_{mR}} \quad (3.18)$$

Jednadžba (3.18) asocira na povezanost sinkrone brzine asinkronog stroja i brzine vrtnje rotora koje se razlikuju za brzinu određenu klizanjem. Uz sinusno napajanje u ustaljenim stanjima je kutna brzina rotacije dq koordinatnog sustava ω_{mR} jednaka kružnoj frekvenciji napona napajanja, a drugi član desne strane jednadžbe (3.18) odgovara kutnoj brzini klizanja. Stoga se jednadžba (3.18) može prikazati u obliku:

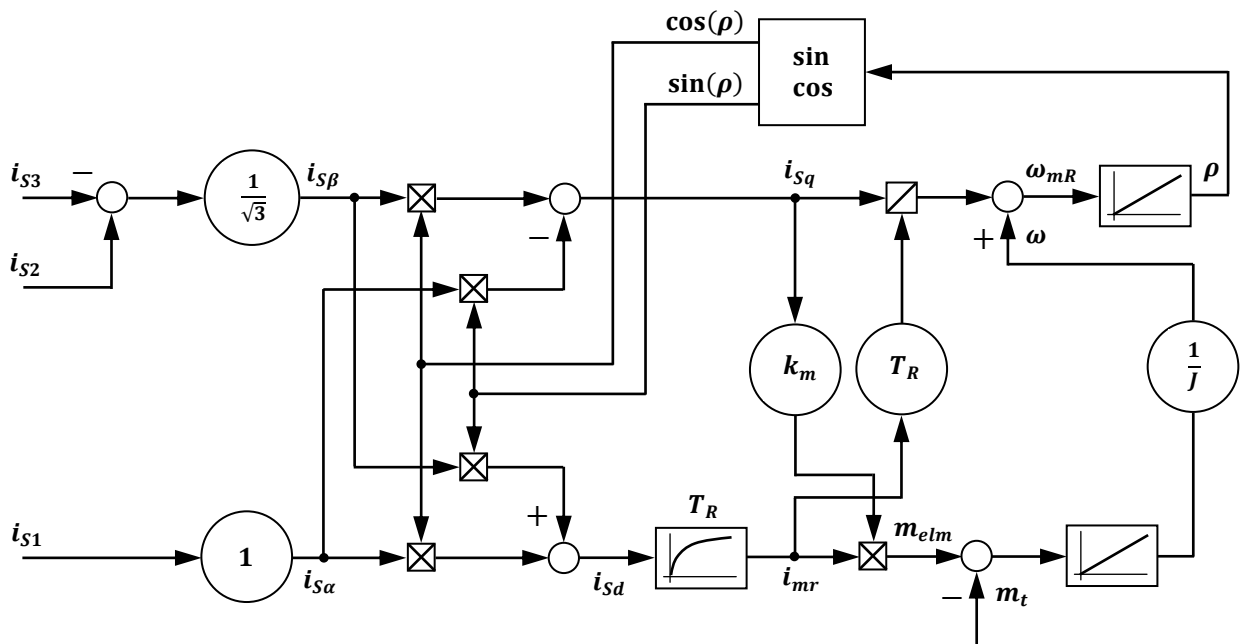
$$\omega_{mR} = \omega + \omega_s \quad (3.19)$$

uz kutnu brzinu klizanja:

$$\omega_s = \frac{i_{sq}}{T_R i_{mR}} \quad (3.20)$$

pri čemu je ω_s kutna brzina klizanja.

Jednadžba (3.20) na jednostavan način povezuje ključne veličine asinkronog stroja. Određeni iznos uzdužne komponente statorske struje i_{sd} prema jednadžbi (3.11) definira struju magnetiziranja i_{mR} .



Slika 3.1. Blokovski dijagram dinamičkog modela asinkronog stroja u dq koordinatnom sustavu

Poprečna komponenta statorske struje i_{sq} sa strujom magnetiziranja prema jednadžbi (3.9) daje moment, a i_{sq} i i_{mR} određuju prema jednadžbi (3.20) klizanje. Budući da su vrijednostima uzdužne i poprečne komponente vektora statorske struje ujedno određene i faze statorske struje, jednadžba (3.20) zapravo potvrđuje značajku asinkronog stroja da su uz odgovarajući iznos amplitude i frekvencije osnovnog harmonika napona za određenu vrijednost momenta jednoznačno određene statorske struje te klizanje, tj. kako su kod asinkronog stroja statorske struje, moment i klizanje međusobno povezani. Nadalje, može se pokazati kako jednadžba (3.20) vrijedi ne samo u ustaljenim stanjima, već i za prijelazne pojave [3].

Vektorsko upravljanje orijentacijom polja je uobičajeno podijeliti po načinu na koji se određuje pozicija vektora toka rotora i to na neizravno vektorsko upravljanje orijentacijom polja (eng. *indirect field oriented vector control*) i izravno vektorsko upravljanje orijentacijom polja (eng. *direct field oriented vector control*) [3], [5].

3.2.1. Neizravno vektorsko upravljanje asinkronim strojem orijentacijom polja

U novije vrijeme se pod neizravnim upravljanjem orijentacijom polja podrazumijevaju metode kod kojih se pozicija rotora mjeri izravno na osovini stroja pomoću mjernog člana pozicije, klizanje se računa te se pomoću navedenih veličina određuje pozicija vektora toka rotora (kut ρ koji se koristi za transformaciju koordinata) [3]. Neizravno vektorsko upravljanje orijentacijom polja je prvi put predloženo u [10], gdje se kutna brzina klizanja ω_s određivala prema jednadžbi (3.20), ali iz referentne vrijednosti poprečne komponente statorske struje i_{sq} i referentne vrijednosti struje magnetiziranja i_{mR} , a do kutne brzine rotacije dq koordinatnog sustava ω_{mR} i kuta ρ se dolazilo na dva načina. Prvi je izravno mjerenje pozicije rotora na osovini stroja pomoću mjernog člana pozicije. Ta se veličina pribraja kutu dobivenom integracijom jednadžbe (3.20) uz uvrštavanje referentnih vrijednosti struja:

$$\rho = \theta_R + \int \frac{i_{sqref}}{T_R i_{mRref}} dt \quad (3.21)$$

gdje je θ_R rotorska pozicija, i_{sqref} je referentna vrijednost poprečne komponente vektora statorske struje i_{sq} i i_{mRref} je referentna vrijednost struje magnetiziranja i_{mR} .

Drugi način je izravno mjerenje brzine vrtnje rotora na osovini stroja (npr. inkrementalnim davačem), te se onda toj kutnoj brzini pribraja kutna brzina klizanja, također

određena iz referentnih vrijednosti struja. Integracijom se dobiva kut ρ :

$$\rho = \int \left(\omega + \frac{i_{sqref}}{T_R i_{mRref}} \right) dt \quad (3.22)$$

Struktura upravljanja za ovu metodu vektorskog upravljanja je prikazana na slici 3.2. Nacrtano je da se kao referentna vrijednost zadaje brzina vrtnje, pozicija rotora se mjeri izravno na osovini stroja, a za upravljanje pojedinih veličina se koriste PI regulatori. Izlazi PI regulatora kojima se upravlja uzdužnom i poprečnom komponentom statorske struje, predstavljaju referentne vrijednosti napona statora prikazane dq komponentama. Njih je potrebno transformirati u mirujući koordinatni sustav koristeći jednadžbe (2.13) i (2.14). Navedena transformacija se naziva inverzna Parkova ili $e^{j\rho}$ transformacija, a za struje vrijedi:

$$i_{s\alpha} = i_{sd} \cos(\rho) - i_{sq} \sin(\rho) \quad (3.23)$$

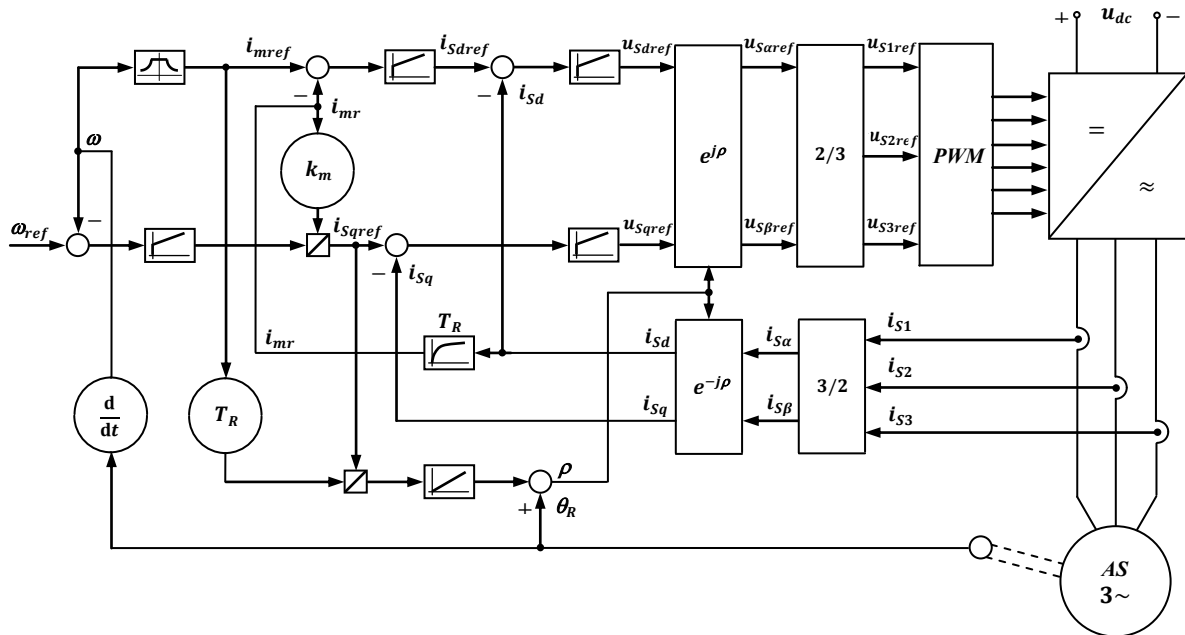
$$i_{s\beta} = i_{sd} \sin(\rho) + i_{sq} \cos(\rho) \quad (3.24)$$

Iz $\alpha\beta$ komponenti se u trofazni sustav prelazi tzv. inverznom Clarkinom ili 2/3 transformacijom:

$$i_{s1} = i_{s\alpha} \quad (3.25)$$

$$i_{s2} = -\frac{1}{2}i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta} \quad (3.26)$$

$$i_{s3} = -\frac{1}{2}i_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{s\beta} \quad (3.27)$$



Slika 3.2. Struktura neizravnog vektorskog upravljanja asinkronim strojem orijentacijom polja

Do samih upravljačkih signala za pojedine poluvodičke sklopke unutar izmjenjivača se dolazi korištenjem nekih od metoda modulacija širine impulsa (npr. vektorska modulacija širine impulsa (eng. *pulse width modulation - PWM*), npr. [27 - 29]).

3.2.2. Izravno vektorsko upravljanje asinkronim strojem orijentacijom polja

U novije vrijeme se pod izravnim upravljanjem orijentacijom polja podrazumijevaju metode kod kojih se pozicija vektora toka rotora izravno određuje pomoću izračunatih komponenta vektora toka rotora, tj. kod ove metode se ne zahtijeva proračun klizanja [3]. Metoda je prvi puta predstavljena početkom 70-tih godina prošlog stoljeća [11 - 13] i tada je temeljna razlika u odnosu na neizravno vektorsko upravljanje orijentacijom polja bila u tome što se do kuta ρ potrebnog za transformaciju koordinata dolazilo korištenjem poprečne komponente statorske struje i_{sq} i struje magnetiziranja i_{mR} koje su određene pomoću dinamičkog modela asinkronog stroja, a ne iz referentnih vrijednosti. Danas se u praksi najčešće primjenjuju izmjenjivači s utisnutim naponom kod kojih je iz iznosa napona istosmjernog međukruga i upravljačkih signala za poluvodičke sklopke moguće odrediti izlazni napon izmjenjivača i izračunati napon na asinkronom stroju. Stoga je za ovaj algoritam potrebno izvesti jednadžbu za uzdužnu i poprečnu komponentu statorske struje izražene pomoću komponenti vektora statorskog napona prikazanog u dq koordinatnom sustavu. Kombinacijom jednadžbi za vektor statorskog toka (2.17), struju magnetiziranja (3.1), jednadžbi za statorski strujni krug (2.26) (uz uvrštenje $\omega_g = \omega_{mR}$) te rastavljanjem na realni i imaginarni dio slijedi:

$$\sigma T_S \frac{di_{sd}}{dt} + i_{sd} = \frac{u_{sd}}{R_S} - (1 - \sigma) T_S \frac{di_{mR}}{dt} + \sigma T_S \omega_{mR} i_{sq} \quad (3.28)$$

$$\sigma T_S \frac{di_{sq}}{dt} + i_{sq} = \frac{u_{sq}}{R_S} - (1 - \sigma) T_S \omega_{mR} i_{mR} - \sigma T_S \omega_{mR} i_{sd} \quad (3.29)$$

pri čemu je T_S statorska vremenska konstanta:

$$T_S = \frac{L_S}{R_S} \quad (3.30)$$

Za cjelokupni dinamički opis asinkronog stroja potrebno je još koristiti jednadžbu za moment (3.9), jednadžbu koja povezuje uzdužnu komponentu statorske struje i_{sd} i struju magnetiziranja i_{mR} (3.11) i jednadžbu kojom se iz rotorske kutne brzine ω dolazi do kuta ρ :

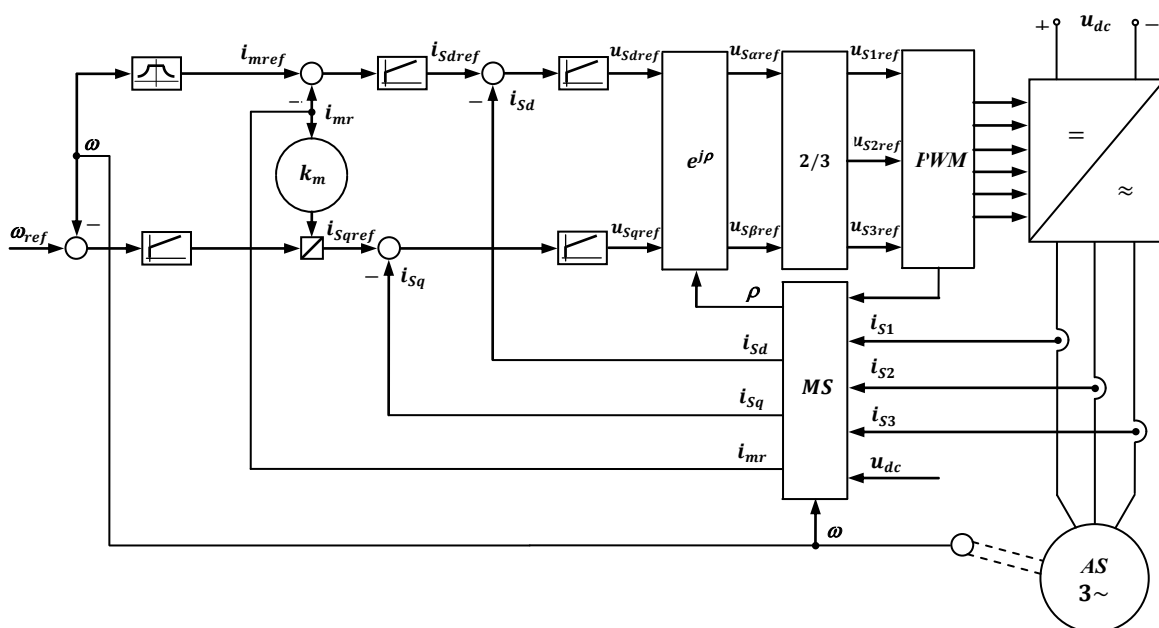
$$\rho = \int \left(\omega + \frac{i_{sq}}{T_R i_{mR}} \right) dt \quad (3.31)$$

Pri tome se rotorska brzina vrtnje može mjeriti ili je moguće primijeniti neku od metoda za njezinu estimaciju, pa takve strukture upravljanja ne zahtijevaju korištenje mjernog člana brzine vrtnje (eng. *sensorless vector control*) [30]. Na slici 3.3 je prikazana struktura upravljanja za ovu metodu, a pretpostavljeno je da se kao referentna vrijednost zadaje brzina vrtnje te da se za upravljanje pojedinih veličina koriste PI regulatori. Blok *MS* predstavlja dinamički model stroja opisan prije navedenim jednadžbama.

3.3. Značajke vektorskog upravljanja asinkronim strojem orijentacijom polja

Vektorsko upravljanje asinkronim strojem orijentacijom polja se sumarno može okarakterizirati nizom značajki koje ga razlikuju od drugih metoda [31 - 45]. Pri tome je uobičajeno metode međusobno uspoređivati na temelju statičkih i dinamičkih performansi, osjetljivosti na pojedine parametre stroja i složenosti primjene same metode. Tako se mogu istaknuti neke od prednosti vektorskog upravljanja asinkronim strojem orijentacijom polja:

- izravno upravljanje statorskom strujom,
- mala valovitost statorskih struja,
- mala valovitost elektromagnetskog momenta,
- pouzdan rad kod malih brzina vrtnje,
- mogućnost rada s konstantnom frekvencijom sklapanja izmjenjivača.



Slika 3.3. Struktura izravnog vektorskog upravljanja asinkronim strojem orijentacijom polja

S druge strane, po nekim značajkama je vektorsko upravljanje orijentacijom polja inferiornije u odnosu na druge metode:

- zahtijeva se poznavanje svih parametara stroja,
- osjetljivost na odstupanje parametara u odnosu na stvarne vrijednosti,
- elektromagnetskim momentom se neizravno upravlja,
- odziv elektromagnetskog momenta je usporen, a kod odziva na skokovitu promjenu se javlja nadvišenje,
- zahtijeva se korištenje PI regulatora i samim tim podešavanje pojačanja regulatora,
- primjenjuje se transformacija koordinata,
- koriste se vremenske jedinice za generiranje upravljačkih signala za poluvodičke sklopke,
- složenost, tj. potrebno je dulje vrijeme za izvođenje samog algoritma upravljanja.

Kao ključne i najvažnije veličine koje se estimiraju kod vektorskog upravljanja orijentacijom polja treba istaknuti kutnu brzinu ω_{mR} koja se dobiva prema jednadžbi (2.15), odnosno kut ρ sa slike 2.2, budući da se navedene veličine koriste za transformaciju koordinata. Pogrešna vrijednost kuta ρ dovodi do krivog raspredanja uzdužne i poprečne komponente vektora statorske struje, u tom se slučaju elektromagnetskim momentom i tokom u stroju više ne upravlja ispravno i neovisno, a posljedica svega može biti neispravan i nepouzdan rad pogona kako u ustaljenim stanjima tako i tijekom prijelaznih pojava [46 - 47]. Posebno treba istaknuti ovisnost neizravnog vektorskog upravljanja orijentacijom polja o rotorskoj vremenskoj konstanti koja se koristi za određivanje kuta ρ , jednadžba (3.22), a kod izravnog vektorskog upravljanja orijentacijom polja se prema jednadžbama (3.28 - 3.31) može zaključiti kako metoda zahtijeva korištenje svih parametara asinkronog stroja, te da performanse metode ovise o točnosti korištenih parametara [47]. Time se može pojasniti činjenica da se u radovima vezanim uz metodu vektorskog upravljanja asinkronim strojem orijentacijom polja puno pozornosti posvećuje određivanju rotorskih parametara i rotorske vremenske konstante. Također su od posebnog interesa metode za estimaciju rotorske brzine vrtnje, tj. metode za pogone bez mjernog člana rotorske brzine vrtnje ili rotorske pozicije, koje zahtijevaju poznavanje svih parametara stroja i čije performanse isto tako jako ovise o točnosti rotorskih parametara i rotorske vremenske konstante.

Rotorska vremenska konstanta je određena induktivitetom rotorskog namota i otporom faze rotorskog namota svedenim na stator, jednadžba (3.13), što znači da je ovisna o stupnju zasićenja stroja, temperaturi i frekvenciji. Kod asinkronog stroja je rotorska struja zbog malog otpora kaveza (vrijedi i za kavez izrađen od bakrenih štapova i prstena te za kavez lijevan iz aluminija), za red vrijednosti i više veća od nazivne statorske struje. Dakle, magnetsko i temperaturno stanje rotora se jako mijenja od praznog hoda i malih opterećenja do nazivnog opterećenja ili radnih točki kod kojih se forsira moment što je uobičajeno npr. za vučne pogone. Za vučne je pogone također karakteristična promjena frekvencije osnovnog harmonika izlaznog napona izmjenjivača u vrlo širokom rasponu, od vrlo malih vrijednosti tijekom pokretanja (nekoliko desetinki Hz) pa sve do 250% nazivne frekvencije asinkronog stroja kod najveće brzine vozila (i do oko 200 Hz). Budući da otpor i rasipni induktivitet rotorskog namota ovise o potiskivanju struje, rotorska vremenska konstanta se mijenja s frekvencijom osnovnog harmonika. Prema [1] tipične promjene rotorske vremenske konstante asinkronog stroja napajanog iz pretvarača su u rasponu od $0.75T_{Rn}$ do $1.5T_{Rn}$, gdje T_{Rn} predstavlja nazivnu vrijednost rotorske vremenske konstante koja slijedi iz nazivnog opterećenja, nazivne brzine vrtnje i deklariranih uvjeta okoline i hlađenja. U [48] je navedeno da su uobičajene vrijednosti rotorske vremenske konstante od nekoliko desetaka ms do nekoliko stotina ms. Sam iznos rotorske vremenske konstante ovisi o snazi asinkronog stroja i njegovoj izvedbi, pa tako asinkroni strojevi velikih snaga i velikog stupnja djelovanja imaju relativno velik glavni induktivitet i mali rotorski otpor, tj. veliku rotorsku vremensku konstantu.

Općenito se može reći da određivanje ispravne vrijednosti rotorske vremenske konstante asinkronog stroja tijekom rada predstavlja poseban izazov. Tako je u [48] predložena metoda za određivanje rotorske vremenske konstante dok asinkroni stroj miruje. Najprije se kroz dvije statorske faze injektira izmjenična struja, pa asinkroni stroj nije potrebno posebnom napravom mehanički zakočiti, a nakon što je postignuto ustaljeno stanje u pogledu rotorskog toka, počinje se injektirati istosmjerna struja. Metoda je pogodna za automatsko podešavanje pojačanja regulatora za pogone kod kojih nisu poznati podaci asinkronog stroja i gdje nije isplativo provesti opsežna mjerenja za određivanje parametara asinkronog stroja.

U [49] je istaknuto kako u ustaljenim stanjima manja stvarna vrijednost rotorskog otpora u odnosu na vrijednost koja se koristi kod metode vektorskog upravljanja orijentacijom polja ima za posljedicu rad s vrijednošću rotorskog toka koja je manja od željene (eng. *underexcitation*), dok veća stvarna vrijednost rotorskog otpora u odnosu na vrijednost koja se

koristi kod metode ima za posljedicu rad s prevelikim rotorskim tokom (eng. *overexcitation*). Ujedno je u radu pokazano kako se unutar kratkog vremenskog perioda mogu injektirati odgovarajuće komponente statorske struje u svrhu mjerenja, nakon toga izmjeriti pojedine komponente statorskog napona i na temelju izmjerenih veličina izračunati rotorski otpor.

Tri jednostavne metode za adaptaciju rotorske vremenske konstante su predložene u [50]. Pri tome se koriste naponi u referentnom modelu MRAS (eng. *model reference adaptive system*) strukture. Istaknuto je kako određena pojačanja regulatora unutar metode zahtijevaju inicijalnu identifikaciju na temelju procjene parametara asinkronog stroja, a kako se mijenjaju uvjeti rada te iznosi parametara, pojačanja je potrebno naknadno podešavati.

MRAS struktura je korištena i u [51]. U radu je iskorištena značajka asinkronog stroja da su statorski zubi uobičajeno zasićeni te stoga dolazi do spljoštenja indukcije u zračnom rasporu i pojave trećeg prostornog harmonika u indukciji i toku. Zbog toga se u statorskom namotu induciraju naponi na temelju kojih se određuju uzdužne i poprečne komponente toka u zračnom rasporu koje se dalje pomoću regulatora koriste za adaptaciju rotorske vremenske konstante.

Metoda koja ne zahtijeva posebne mjerne signale ni složene matematičke proračune je opisana u [52]. U predloženoj metodi se kod svakog prolaza statorskih struja kroz nulu mjere inducirani naponi u fazama statorskog namota, koji se onda koriste za identifikaciju rotorske vremenske konstante.

U [53] je istaknuto kako većina algoritama za estimaciju rotorske vremenske konstante koristi PI regulatore za adaptaciju. Kod njih bilo kakva pa i vrlo mala greška na ulazu, a koja je posljedica istosmjerne komponente ili pogreške u amplitudi mjerenih napona i/ili struja, može dovesti do odstupanja estimiranih veličina i oscilacija. Stoga je predložena nova metoda kompenzacije koja koristi jalovu snagu i namjenski regulator za adaptaciju.

Metoda za istovremenu estimaciju rotorskog otpora i brzine vrtnje je predložena u [54]. U metodi se za estimaciju koristi injektiranje izmjenične komponente u referentnu vrijednost struje magnetiziranja i_{mR} .

Rotorski otpor se može estimirati bez injektiranja posebnih signala u statorske struje tijekom prijelaznih pojava, što je opisano u [55], a metodom je ujedno omogućena i estimacija brzine vrtnje. Isti autori u [56] navode kako je rotorski otpor moguće estimirati kod većih frekvencija osnovnog harmonika asinkronog stroja tijekom prijelaznih pojava, a u području manjih frekvencija osnovnog harmonika proporcionalno estimiranom statorskom otporu.

4. Izravno upravljanje momentom asinkronog stroja

Osnovna značajka izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja jest da se upravljačke veličine, razvijeni elektromagnetski moment i modul vektora statorskog toka, računaju iz statorskih veličina i otpora faze statorskog namota, a upravljačkim signalima za pojedine poluvodičke sklopke izmjenjivača se izravno djeluje na upravljačke veličine. Navedeno ima za posljedicu da se kod izravnog upravljanja momentom ne zahtijeva transformacija koordinata, niti prikaz pojedinih veličina u rotirajućim koordinatnim sustavima. Nadalje, izravno upravljanje momentom je robusnije u odnosu na vektorsko upravljanje orijentacijom polja zbog činjenice kako je od parametara asinkronog stroja potrebno poznavati samo otpor statorskog namota.

Izravno samostalno upravljanje (eng. *direct self-control*) je prva metoda vektorskog upravljanja asinkronim strojem kod koje su korištene jednadžbe za proračun razvijenog elektromagnetskog momenta i vektora statorskog toka iz statorskih veličina i otpora statorskog namota, jednadžbe (2.19) i (2.25b). Rad s opisanom strukturom upravljanja te simulacijskim i eksperimentalnim rezultatima za motor nazivne snage 66 kW je objavljen 1985. godine [14]. Za metodu je karakteristično kako se vektorom statorskog toka upravlja tako da njegov vrh u kompleksnoj ravnini opisuje šesterokut, u 1/6 kompleksne ravnine se primjenjuje samo jedan aktivni vektor napona izmjenjivača u kombinaciji s nul-vektorom napona, što rezultira relativno malom frekvencijom sklapanja izmjenjivača. Stoga je metoda naročito pogodna za pogone velikih snaga kod kojih je zbog dopuštenih gubitaka u poluvodičkim sklopkama u pravilu ograničena vrijednost frekvencije sklapanja. Tako je u [57 - 58] navedeno kako je metoda izravnog samostalnog upravljanja eksperimentalno i eksploatacijski verificirana najprije 1986. godine na dizel-električnoj lokomotivi serije DE 502 za *Deutschen Bundesbahn*, od kraja 1988. godine je serijski primijenjena na dizel-električnim lokomotivama serije DE 1003 za *Deutschen Bundesbahn*, a od 1989. godine na dizel-električnim lokomotivama serije DE 1024 također za *Deutschen Bundesbahn*.

Rad u kojem je predložena metoda vektorskog upravljanja koja se smatra izvornom, odnosno konvencionalnom metodom izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja, objavljen je 1986. godine [16]. U radu su prikazani simulacijski i eksperimentalni rezultati za motor nazivne snage 1.5 kW. Za razliku od izravnog samostalnog upravljanja, kod predložene konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom vrh vektora statorskog toka u kompleksnoj ravnini opisuje približno kružnicu, tj. oko referentne vrijednosti i unutar

histereznih granica, a primjenjuju se različite kombinacije upravljačkih signala za poluvodičke sklopke. Stoga je metoda prikladna za pogone kod kojih frekvencija sklapanja nije ograničena. Komercijalizacija konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja je započela 1995. godine kada je tvrtka *ABB* poboljšala i usavršila metodu predloženu u [16], najprije je primijenila na seriji svojih pretvarača ACS 600 [59] te kasnije u drugim pogonima [60 - 61].

4.1. Dinamički model asinkronog stroja za izravno upravljanje momentom

Kod dinamičkog modela asinkronog stroja za izravno upravljanje momentom je potrebno opisati upravljačke veličine. Prva je modul vektora statorskog toka koji se računa pomoću jednadžbe za statorski strujni krug prikazane u mirujućem koordinatnom sustavu:

$$\vec{\psi}_S = \int (\vec{u}_S - R_S \vec{i}_S) dt \quad (4.1)$$

Druga upravljačka veličina je razvijeni elektromagnetski moment. Moguće ga je izraziti komponentama vektora statorskog toka i vektora statorske struje u mirujućem koordinatnom sustavu iz jednadžbe (2.25b):

$$m_{elm} = \frac{3}{2} p (\psi_{S\alpha} i_{S\beta} - \psi_{S\beta} i_{S\alpha}) \quad (4.2)$$

pri čemu je $\psi_{S\alpha}$ realna komponenta vektora statorskog toka u mirujućem koordinatnom sustavu i $\psi_{S\beta}$ imaginarna komponenta vektora statorskog toka u mirujućem koordinatnom sustavu.

4.2. Određivanje vektora napona izmjenjivača i utjecaj na upravljačke veličine

Na upravljačke veličine kod konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja se može izravno djelovati odgovarajućim vektorom napona izmjenjivača. Vektor napona izmjenjivača se definira analogno jednadžbi (2.5) za vektor statorske struje, tj. pomoću vrijednosti faznih napona, a u mirujućem koordinatnom sustavu je prikazan $\alpha\beta$ komponentama:

$$\vec{u}_{izmj}(t) = \frac{2}{3} [u_1(t) + u_2(t)e^{j\theta} + u_3(t)e^{j2\theta}] \quad (4.3a)$$

$$\vec{u}_{izmj}(t) = u_{izmj\alpha} + j u_{izmj\beta} \quad (4.3b)$$

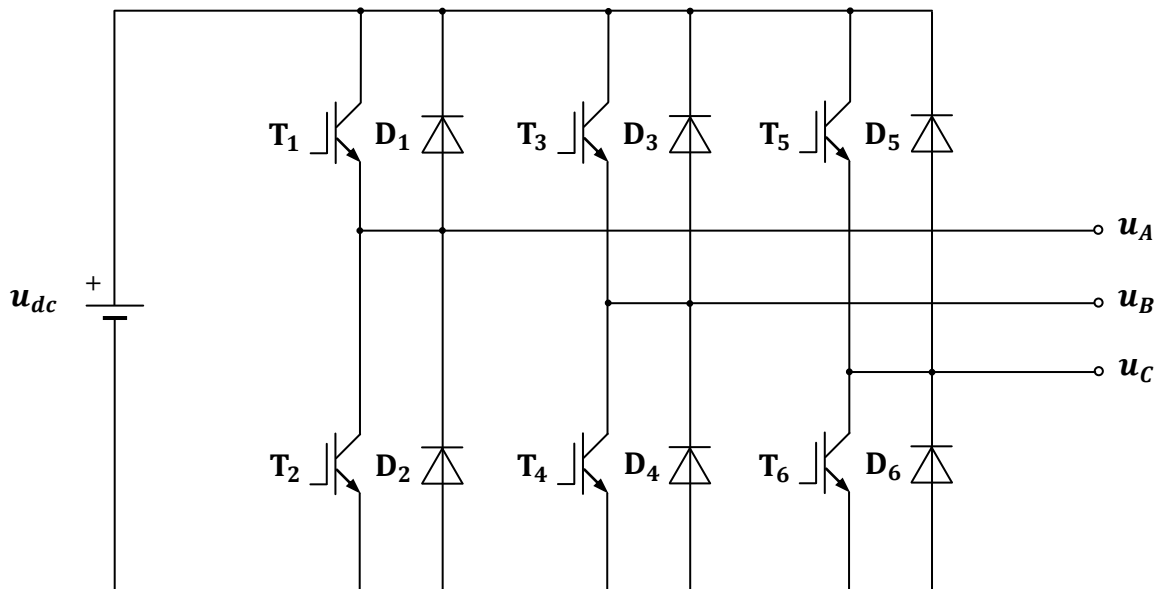
pri čemu je \vec{u}_{izmj} vektor napona izmjenjivača, u_1 , u_2 i u_3 su trenutne vrijednosti napona

izmjenjivača, u_{izmja} je realna komponenta vektora napona izmjenjivača u mirujućem koordinatnom sustavu i u_{izmjb} je imaginarna komponenta vektora napona izmjenjivača u mirujućem koordinatnom sustavu.

Na slici 4.1. je prikazana pojednostavljena shema danas najčešće primjenjivanog pretvarača u vučnim i industrijskim pogonima - trofaznog, dvorazinskog izmjenjivača s utisnutim naponom. Kod ovog pretvarača se ulazni istosmjerni napon u_{dc} transformira u izlazni trofazni izmjenični napon promjenjive amplitude i frekvencije osnovnog harmonika. Ako se pretpostave idealne poluvodičke sklopke, tj. sklopke koje trenutno isklapaju, odnosno uklapaju, te bez padova napona i ako se sa S_1 , S_2 i S_3 označe upravljački signali pojedinih faza izmjenjivača, s time da stanje 1 znači vođenje gornje poluvodičke sklopke, a stanje 0 vođenje donje poluvodičke sklopke u pojedinim fazama, moguće je izlazni napon izmjenjivača izraziti preko napona istosmjernog međukruga u_{dc} i upravljačkih signala S_1 , S_2 i S_3 . Kod spoja asinkronog stroja u zvijezdu za realnu i imaginarnu komponentu vektora statorskog toka u mirujućem koordinatnom sustavu vrijedi:

$$u_{izmja} = \frac{u_{dc}}{3} (2S_1 - S_2 - S_3) \quad (4.3)$$

$$u_{izmjb} = \frac{u_{dc}}{\sqrt{3}} (S_2 - S_3) \quad (4.4)$$



Slika 4.1. Pojednostavljena shema trofaznog, dvorazinskog izmjenjivača s utisnutim naponom

a za spoj asinkronog stroja u trokut:

$$u_{izmja} = u_{dc}(S_1 - S_2) \quad (4.5)$$

$$u_{izmjb} = \frac{u_{dc}}{\sqrt{3}}(S_1 + S_2 - 2S_3) \quad (4.6)$$

pri čemu je u_{dc} napon istosmjernog međukruga, a S_1 , S_2 i S_3 su upravljački signali pojedinih faza izmjenjivača.

U tablici 4.1. i tablici 4.2. su prikazana sklopna stanja definirana odgovarajućim kombinacijama stanja poluvodičkih sklopki unutar izmjenjivača, upravljački signali pojedinih poluvodičkih sklopki, realna komponenta u_{izmja} , imaginarna komponenta u_{izmjb} , te modul $|\vec{u}_{izmj}|$ i argument $\varphi_{\vec{u}_{izmj}}$ vektora napona izmjenjivača u mirujućem koordinatnom sustavu (navedene vrijednosti vrijede za idealne poluvodičke sklopke). U tablici 4.1. su navedene vrijednosti za spoj asinkronog stroja u zvijezdu, a u tablici 4.2. vrijednosti za spoj asinkronog stroja u trokut.

Tablica 4.1. Sklopna stanja, upravljački signali poluvodičkih sklopki i vektor napona trofaznog, dvorazinskog izmjenjivača s utisnutim naponom za spoj asinkronog stroja u zvijezdu

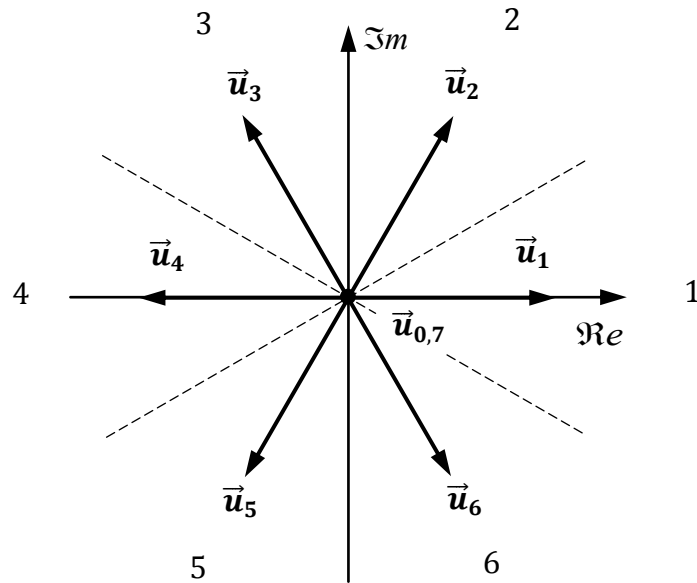
sklopno stanje	S_1	S_2	S_3	u_{izmja}	u_{izmjb}	$ \vec{u}_{izmj} $	$\varphi_{\vec{u}_{izmj}}$
0	0	0	0	0	0	0	-
1	1	0	0	$\frac{2u_{dc}}{3}$	0	$\frac{2u_{dc}}{3}$	0 rad el.
2	1	1	0	$\frac{u_{dc}}{3}$	$\frac{u_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{2u_{dc}}{3}$	$\frac{\pi}{3}$ rad el.
3	0	1	0	$-\frac{u_{dc}}{3}$	$\frac{u_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{2u_{dc}}{3}$	$\frac{2\pi}{3}$ rad el.
4	0	1	1	$-\frac{2u_{dc}}{3}$	0	$\frac{2u_{dc}}{3}$	π rad el.
5	0	0	1	$-\frac{u_{dc}}{3}$	$-\frac{u_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{2u_{dc}}{3}$	$\frac{4\pi}{3}$ rad el.
6	1	0	1	$\frac{u_{dc}}{3}$	$-\frac{u_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{2u_{dc}}{3}$	$\frac{5\pi}{3}$ rad el.
7	1	1	1	0	0	0	-

Tablica 4.2. Sklopna stanja, upravljački signali poluvodičkih sklopki i vektor napona trofaznog, dvorazinskog izmjenjivača s utisnutim naponom za spoj asinkronog stroja u trokut

sklopno stanje	S_1	S_2	S_3	u_{izmja}	u_{izmjb}	$ \vec{u}_{izmj} $	$\varphi_{\vec{u}_{izmj}}$
0	0	0	0	0	0	0	-
1	1	0	0	u_{dc}	$\frac{u_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{2u_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{6}$ rad el.
2	1	1	0	0	$\frac{2u_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{2u_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{\pi}{2}$ rad el.
3	0	1	0	$-u_{dc}$	$\frac{u_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{2u_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{5\pi}{6}$ rad el.
4	0	1	1	$-u_{dc}$	$-\frac{u_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{2u_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{7\pi}{6}$ rad el.
5	0	0	1	0	$-\frac{2u_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{2u_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{3\pi}{2}$ rad el.
6	1	0	1	u_{dc}	$-\frac{u_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{2u_{dc}}{\sqrt{3}}$	$\frac{11\pi}{6}$ rad el.
7	1	1	1	0	0	0	-

Iz obje tablice je vidljivo kako je moguće generirati šest vektora napona izmjenjivača koji imaju modul različit od nule (tzv. aktivni vektori napona), dok dvije kombinacije sklopnih stanja za idealne sklopke rezultiraju modulom vektora napona izmjenjivača jednakim nuli (tzv. nul-vektori napona). Pojedine kombinacije sklopnih stanja su označene od 1 do 6 i to tako da se u susjedno sklopno stanje prelazi promjenom upravljačkog signala samo u jednoj fazi izmjenjivača, a ujedno se argumenti susjednih vektora napona razlikuju za $\pi/3$ rad el. Nadalje, iz obje tablice je uočljivo kako je modul aktivnih vektora napona izmjenjivača za sve kombinacije sklopnih stanja isti. Slika 4.2. prikazuje opisane vektore napona izmjenjivača u kompleksnoj ravnini, za slučaj kad je asinkroni stroj spojen u zvijezdu. Na slici 4.2. je ujedno označena podjela kompleksne ravnine na šest jednakih dijelova (sektora ili sekstanata), svaki širine $\pi/3$ rad el. u okolini svakog aktivnog vektora napona.

Navedena svojstva vektora napona izmjenjivača, tj. činjenica kako je trofaznim, dvorazinskim izmjenjivačem moguće generirati šest različitih vektora napona konstantnog modula, te nul-vektor napona, ključna je kod metode izravnog upravljanja momentom. Naime, prema jednadžbi (4.1), slijedi da je promjena vektora statorskog toka određena narinutim statorskim naponom i padom napona na statorskom namotu.



Slika 4.2. Vektori napona izmjenjivača i sektori u kompleksnoj ravnini trofaznog, dvorazinskog izmjenjivača s utisnutim naponom za spoj asinkronog stroja u zvijezdu

Budući da je pad napona na statorskom namotu za nekoliko redova vrijednost manji od narinutog statorskog napona (navedeno ne vrijedi jedino za male brzine vrtnje), te ako se zanemari utjecaj kabela kojim je asinkroni stroj spojen na pretvarač, može se napisati približna jednadžba za promjenu vektora statorskog toka:

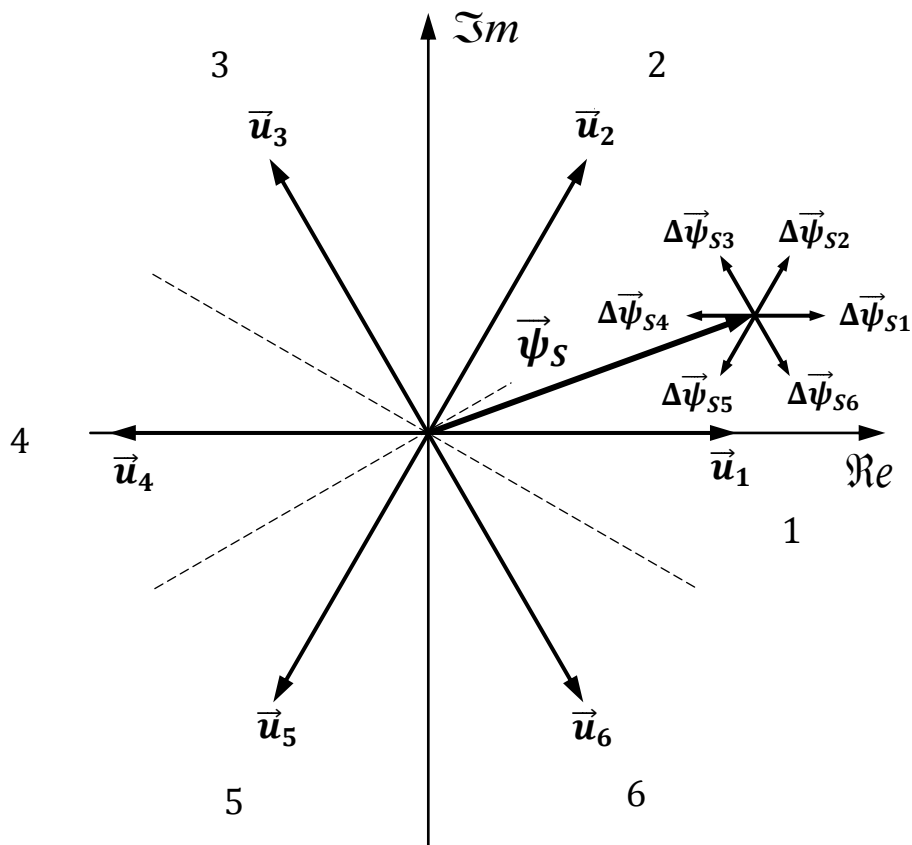
$$\frac{d\vec{\psi}_S}{dt} \approx \vec{u}_{izmj} \quad (4.7)$$

što znači da je promjena vektora statorskog toka u najvećoj mjeri diktirana narinutim vektorom napona izmjenjivača, a u vektorskoj notaciji i prikazom u kompleksnoj ravnini se jednadžba (4.7) može interpretirati tako da se vrh vektora statorskog toka pomiče u smjeru vektora napona izmjenjivača. Ako se jednadžba (4.7) prikaže u diskretnom obliku i ako se s $\vec{\psi}_S(t_k)$ označi vektor statorskog toka u trenutku $t = t_k$, tj. na početku vremenskog perioda ΔT unutar kojeg se primjenjuje odgovarajući vektor napona izmjenjivača te ako je unutar vremenskog perioda ΔT primijenjen vektor napona izmjenjivača \vec{u}_{izmj} , vrijedi:

$$\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T) \approx \vec{\psi}_S(t_k) + \Delta T \vec{u}_{izmj} \quad (4.8)$$

gdje je $\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)$ vektor statorskog toka u vremenskom trenutku $t = t_k + \Delta T$, tj. nakon primjene vektora napona izmjenjivača unutar vremenskog perioda ΔT i $\vec{\psi}_S(t_k)$ je vektor statorskog toka u vremenskom trenutku $t = t_k$, tj. na početku vremenskog perioda ΔT .

Drugi član na desnoj strani jednadžbe (4.8) u kompleksnoj ravnini predstavlja vektor kolinearne s vektorom napona izmjenjivača, što znači da se vektor statorskog toka od početne vrijednosti $\vec{\psi}_S(t_k)$ do konačne vrijednosti $\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)$ mijenja upravo u smjeru narinutog vektora napona izmjenjivača. Zahvaljujući ovoj značajki, modulom i argumentom vektora statorskog toka moguće je izravno upravljati primjenom aktivnog vektora napona izmjenjivača, odnosno odgovarajućim naponom na izlaznim stezaljkama izmjenjivača, dok je promjena vektora statorskog toka u slučaju primjene nul-vektora napona određena padovima napona na poluvodičkim sklopka, padom napona na statorskom namotu i naponom na kabelu kojim je stroj spojen na pretvarač. Na slici 4.3. je prikazan vektor statorskog toka u kompleksnoj ravnini uz označene vektore napona izmjenjivača i sektore kompleksne ravnine. Nacrtan je slučaj kada se vektora statorskog toka nalazi u prvom sektoru, a s $\Delta\vec{\psi}_{Si}$ su označene približne promjene vektora statorskog toka ovisno o primijenjenom vektoru napona izmjenjivača uz prije navedene pretpostavke.



Slika 4.3. Vektor statorskog toka u kompleksnoj ravnini i utjecaj pojedinih vektora napona izmjenjivača na promjenu vektora statorskog toka

Druga upravljačka veličina kod metode izravnog upravljanja momentom je razvijeni elektromagnetski moment. Kako bi se mogao analizirati utjecaj pojedinih vektora napona izmjenjivača na elektromagnetski moment, potrebno je navesti jednadžbu za moment u prikladnijem obliku od jednadžbe (4.2), budući da je teško procijeniti i na jednostavan način objasniti utjecaj vektora napona izmjenjivača na statorsku struju u svim režimima rada koji su uobičajeni u vučnim i industrijskim pogonima (motorski i generatorski režim rada, rad kod malih brzina vrtnje, rad u području slabljenja polja i dr.).

Ekvivalentna jednadžba za razvijeni elektromagnetski moment asinkronog stroja dobivena je kombinacijom jednadžbe za vektor statorskog toka (2.17), jednadžbe za vektor rotorskog toka (2.22) i jednadžbe za elektromagnetski moment (2.25b):

$$m_{elm} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_S L_R} |\vec{\psi}_S| |\vec{\psi}_R| \sin(\gamma) \quad (4.9)$$

gdje je $|\vec{\psi}_S|$ modul vektora statorskog toka, $|\vec{\psi}_R|$ je modul vektora rotorskog toka i γ je kut između vektora statorskog toka i vektora rotorskog toka.

Ponovnim korištenjem jednadžbe za vektor statorskog toka (2.17) i jednadžbe za vektor rotorskog toka (2.22), slijedi jednadžba za vektor rotorske struje:

$$\vec{i}_R = \frac{1}{\sigma L_R} \vec{\psi}_R - \frac{L_m}{\sigma L_S L_R} \vec{\psi}_S \quad (4.10)$$

a uvrštavanjem u jednadžbu za rotorski strujni krug, (2.27) uz $\omega_g = \omega$, dobiva se veza između vektora statorskog toka i vektora rotorskog toka u rotorskom koordinatnom sustavu (kl koordinatni sustav):

$$\vec{\psi}_R + \sigma T_R \frac{d\vec{\psi}_R}{dt} = \frac{L_m}{L_S} \vec{\psi}_S \quad (4.11)$$

Na temelju dobivene jednadžbe (4.11) se može odrediti dinamički odziv vektora rotorskog toka na promjene vektora statorskog toka. Naime, jednadžba (4.11) se može interpretirati tako da je vektor rotorskog toka određen vektorom statorskog toka preko niskopropusnog filtra prvog reda s relativno malom presječnom frekvencijom $1/(\sigma T_R)$. Dakle, dok se prema jednadžbi (4.7) na modul i argument vektora statorskog toka praktički izravno utječe primjenom odgovarajućeg vektora napona izmjenjivača, odziv vektora rotorskog toka na narinuti napon je usporen i filtriran [62 - 63].

Nakon navedenih značajki vektora statorskog i rotorskog toka, moguće je pojasniti utjecaj vektora napona izmjenjivača na razvijeni elektromagnetski moment. Prema jednadžbi

(4.9), moment je definiran modulima vektora statorskog i rotorskog toka, te kutom što ga ta dva vektora međusobno zatvaraju (kut γ). Primjenom aktivnog vektora napona izmjenjivača se modul vektora statorskog toka povećava ili smanjuje, a sam vektor statorskog toka se u kompleksnoj ravnini pomiče ili u smjeru kazaljke na satu ili u smjeru suprotnom smjeru kazaljke na satu. Vremenski period ΔT unutar kojeg se primjenjuje odgovarajući vektor napona izmjenjivača je relativno malen i tipično iznosi nekoliko desetaka μs , tako da se modul vektora rotorskog toka zbog prije navedenog svojstva u tom periodu vrlo malo mijenja, a kutna brzina vrtnje mu je praktički konstantna. To znači da se primjenom aktivnog vektora napona izmjenjivača izravno djeluje na moment promjenom kuta γ (povećanje kuta γ ima za posljedicu povećanje momenta i obrnuto) te promjenom modula vektora statorskog toka, dok primjena nul-vektora napona smanjuje moment jer se u tom slučaju vektor statorskog toka gotovo zaustavlja, vektor rotorskog toka se po inerciji približava vektoru statorskog toka, smanjuje se kut γ i time elektromagnetski moment.

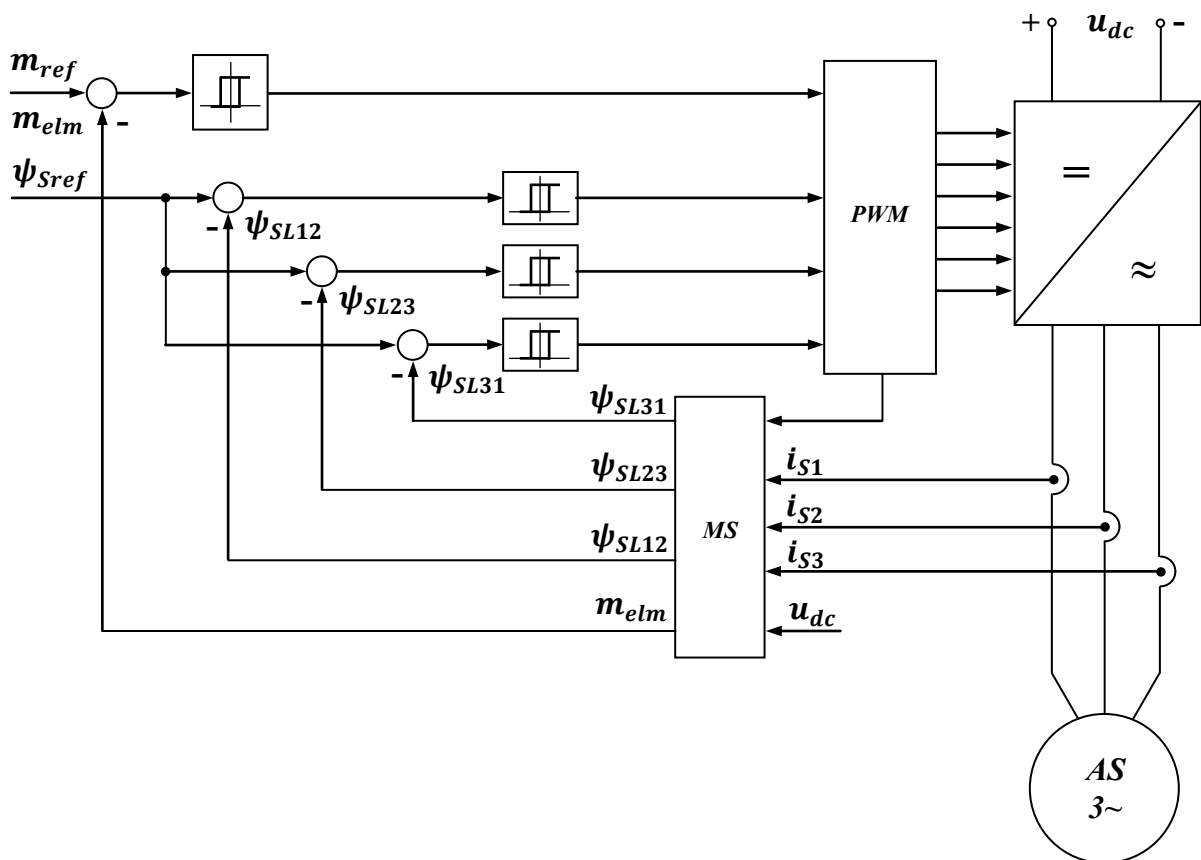
4.3. Podjela i značajke metoda izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja

Unazad 20-tak godina je predloženo niz metoda izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja koje su razvijene kako bi se eliminirali ili smanjili utjecaji nekih od nedostataka metoda koje su izvorno predložene u [14 - 17]. Budući da je većina novih metoda složenija od prvotno predloženih, s pravom se može postaviti pitanje koje se sve metode uopće mogu svrstati pod metode izravnog upravljanja momentom. Tako je npr. u [36] istaknuto kako bi se samo one metode koje ne koriste transformaciju koordinata, PI regulatore, regulatore struja i vremenske jedinice za generiranje upravljačkih signala za poluvodičke sklopke trebale nazivati metodama izravnog upravljanja momentom.

U nastavku će se navesti jedna od mogućih podjela metoda izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja, a unutar svake grupe su pojedine metode istaknute i detaljnije opisane. Iako neke od metoda ne zadovoljavaju sve prije navedene značajke, navedene su zbog činjenice što se statorski tok i moment estimiraju slično kao kod konvencionalne metode, u njima se ne zahtijeva primjena transformacija koordinata, te zato što autori u nazivu radova koriste termin izravno upravljanje momentom. Različite modificirane metode izravnog upravljanja momentom su opisane u [64 - 66], a pregled poboljšanja konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom se može naći u [67 - 68].

4.3.1. Izravno samostalno upravljanje asinkronim strojem

U uvodu ovog poglavlja je istaknuto kako je izravno samostalno upravljanje prva metoda vektorskog upravljanja asinkronim strojem kod koje su korištene jednačbe za proračun razvijenog elektromagnetskog momenta i vektora statorskog toka iz statorskih veličina i otpora statorskog namota. Struktura upravljanja metode preuzeta iz [14] je prikazana na slici 4.4. Na slici 4.4 je pretpostavljeno izravno zadavanje referentne vrijednosti momenta, iako nadređena regulacijska petlja može biti i po brzini. Razvijeni elektromagnetski moment se računa u bloku *MS* (model stroja) u kojem se prema jednačbi (4.2) računa moment, a prema jednačbi (4.1) pojedine komponente vektora statorskog toka (računaju se linijski statorski tokovi ψ_{SL12} , ψ_{SL23} i ψ_{SL31}). Izračunati moment se s referentnom vrijednošću uspoređuje pomoću histereznog komparatora, koji ujedno predstavlja regulator momenta. Regulator momenta je u strukturi upravljanja nadređeni regulator, pa se na temelju njegovog izlaza zahtijeva ili primjena aktivnog vektora napona izmjenjivača (u slučaju da je izračunati elektromagnetski moment manji od referentne vrijednosti) ili primjena nul-vektora napona.



Slika 4.4. Struktura metode izravnog samostalnog upravljanja momentom asinkronog stroja [14]

O izlazima histereznih komparatora za tok koji predstavljaju regulatore statorskog toka ovisi koji će se od šest mogućih aktivnih vektora napona izmjenjivača odabrati. Izlaz regulatora statorskog toka se formira na temelju usporedbe referentne vrijednosti i linijskih tokova stroja [14 - 15], [69], što znači da izlazi regulatora momenta i statorskih tokova izravno definiraju upravljačke impulse za poluvodičke sklopke izmjenjivača.

Osnovna značajka metode izravnog samostalnog upravljanja jest da vrh prostornog vektora statorskog toka u kompleksnoj ravnini opisuje šesterokut, što ima za posljedicu relativno malu frekvenciju sklapanja izmjenjivača. Iako ova značajka metode predstavlja prednost, naročito za pogone velikih snaga, ona ujedno ima za posljedicu relativno nepovoljan spektar statorskih struja asinkronog stroja. Određene modifikacije metode s ciljem da se poboljša harmonički sastav statorskih struja su opisane u [70 - 75]. U navedenim radovima se zahtijeva promjena trajektorije koju opisuje vrh vektora statorskog toka u kompleksnoj ravnini tako da vrh vektora statorskog toka umjesto šesterokuta opisuje poligone sličnije kružnici. U [73] je ujedno analiziran utjecaj metode na struju u istosmjernom međukrugu, a u [74] su analizirane naponsko-strujne prilike na ulaznom filtru pretvarača.

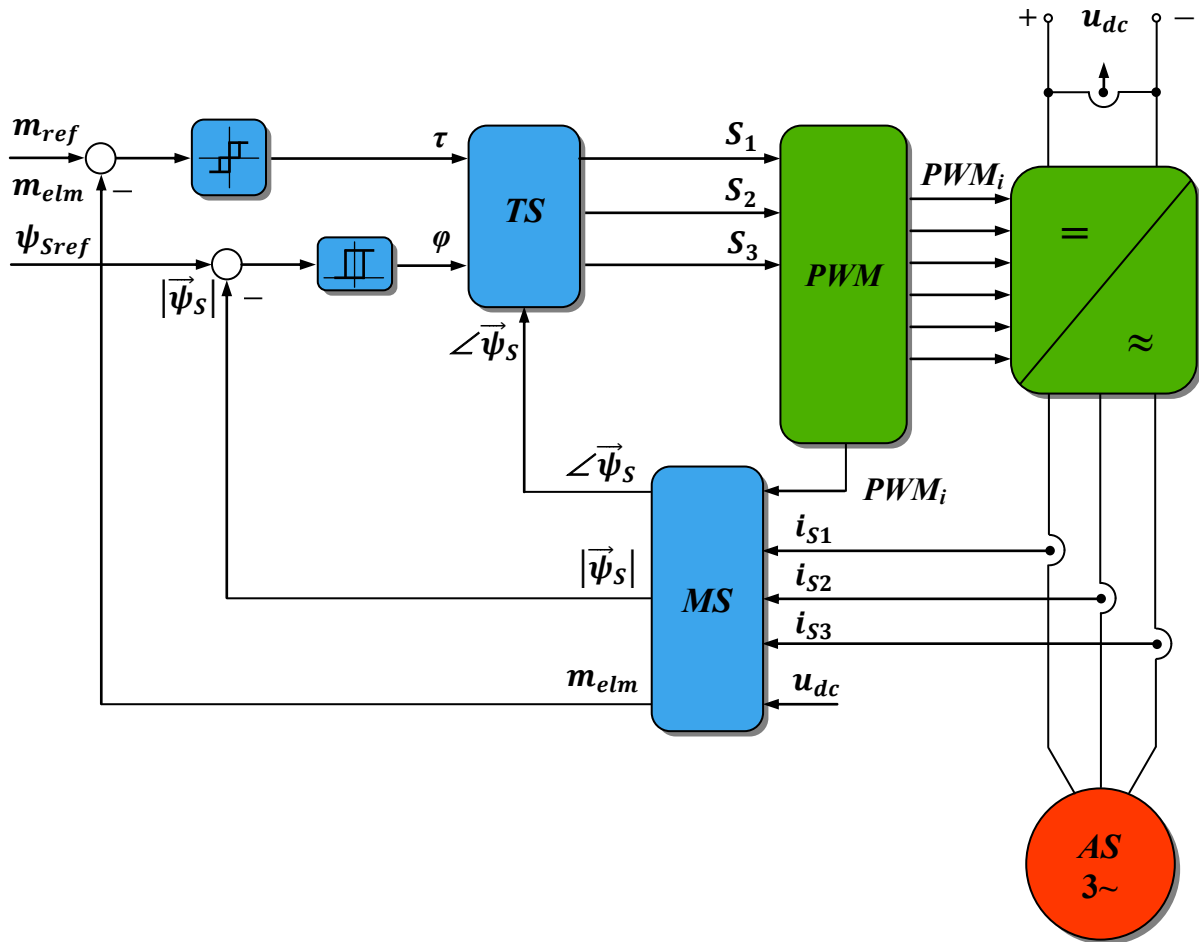
Metoda izravnog samostalnog upravljanja ne zahtijeva podatak o brzini vrtnje asinkronog stroja i iako je referentnu vrijednost statorskog toka potrebno smanjivati kod većih brzina vrtnje, može se koristiti sinkrona brzina pojedinih veličina (npr. statorskog toka) određena frekvencijom osnovnog harmonika. Ipak je u radovima vezanim za metodu izravnog samostalnog upravljanja određena pozornost posvećena određivanju brzine vrtnje asinkronog stroja [76 - 80]. Interesantna činjenica vezana uz metodu izravnog samostalnog upravljanja je navedena u [57] i kasnije u [5]. Istaknuto je da se do otprilike 20 - 30% nazivne brzine vrtnje asinkronog stroja primjenjuje tzv. metoda neizravnog samostalnog upravljanja (eng. *indirect self-control*), kod koje se primjenjuje modulacija širinom impulsa, te je potrebno koristiti glavni induktivitet, rasipne induktivitete, otpor rotorskog namota i brzinu vrtnje asinkronog stroja [57], [69]. Stoga se metoda neizravnog samostalnog upravljanja dosta razlikuje od metode izravnog samostalnog upravljanja. Kao razlog za uvođenje drugačije metode u području malih brzina je u [57] navedeno minimalno vrijeme vođenja tiristora koje je uz određene uvjete predugačko, a u [69] je samo istaknuto kako se za estimaciju vektora statorskog toka u području malih brzina jednostavno mora koristiti složeniji model asinkronog stroja. U navedenim radovima nije eksplicitno navedeno koji su stvarni razlozi za nestabilan rad metode izravnog samostalnog upravljanja u području malih brzina vrtnje. Također nije pojašnjeno do koje brzine vrtnje metodu treba modificirati (20 - 30% nazivne brzine vrtnje

asinkronog stroja i nije jako mala brzina vrtnje), te da li i na koji način stabilnost metode ovisi o iznosu opterećenja. U [81 - 84] je analiziran rad u području malih brzina vrtnje, tj. malih frekvencija osnovnog harmonika statorskih veličina. Metoda za određivanje otpora statorskog namota tijekom rada je predložena u [81], u [83] se tok u zračnom rasporu i moment mjere koristeći treći harmonik statorskog napona (neovisno o otporu statorskog namota), a u [84] su detaljnije analizirane performanse metode neizravnog samostalnog upravljanja.

4.3.2. Konvencionalna metoda izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja

Metoda koja se smatra konvencionalnom metodom izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja je predložena u [16]. Struktura upravljanja metode je prikazana na slici 4.5. i slična je strukturi metode izravnog samostalnog upravljanja sa slike 4.4. Na slici 4.5. je m_{ref} referentna vrijednost momenta, m_{elm} je estimirana vrijednost razvijenog elektromagnetskog momenta, ψ_{Sref} je referentna vrijednost modula vektora statorskog toka, $|\vec{\psi}_S|$ je estimirana vrijednost modula vektora statorskog toka, $\angle \vec{\psi}_S$ je položaj vektora statorskog toka u kompleksnoj ravnini, τ je izlaz histereznog komparatora momenta i φ je izlaz histereznog komparatora toka. Kod metode se u dinamičkom modelu stroja *MS* računaju modul i argument vektora statorskog toka i razvijeni elektromagnetski moment. Za generiranje upravljačkih signala za poluvodičke sklopke izmjenjivača se koristi tzv. tablica sklapanja (eng. *switching table*), na slici 4.5. označena sa *TS*. Izlazi tablice sklapanja su označeni sa S_1 , S_2 i S_3 i predstavljaju upravljačke signale pojedinih faza izmjenjivača koji se dovode u *PWM* jedinicu za generiranje upravljačkih signala za šest tranzistora izmjenjivača. Na taj se način pomoću tablice sklapanja izravno definiraju odgovarajući vektori napona koji se primjenjuju cijeli vremenski period ΔT (tipično iznosi nekoliko desetaka μs).

Tablica sklapanja je definirana na temelju utjecaja vektora napona izmjenjivača na elektromagnetski moment i na vektor statorskog toka koji je naveden u poglavlju 4.2. Prema slici 4.2. je uočljivo kako se za određeni smjer vrtnje stroja, koji u vektorskoj notaciji znači vrtnju pojedinih vektora u kompleksnoj ravnini ili u smjeru kazaljke na satu ili u suprotnom smjeru, mogu primijeniti različiti vektori napona izmjenjivača. Ako se vektor statorskog toka općenito nalazi u N -tom sektoru te ako se koriste oznake za vektore napona kao na slici 4.2., može se zaključiti da će aktivni vektori napona \vec{u}_{N+1} i \vec{u}_{N+2} pomicati vektor statorskog toka u smjeru suprotnom smjera kazaljke na satu, a aktivni vektori napona \vec{u}_{N-1} i \vec{u}_{N-2} pomicati vektor statorskog toka u smjeru kazaljke na satu.



Slika 4.5. Struktura konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja [16]

Prema slici 4.3. će vektori napona \vec{u}_{N+1} i \vec{u}_{N-1} povećavati modul vektora statorskog toka, dok će vektori napona \vec{u}_{N+2} i \vec{u}_{N-2} smanjivati modul vektora statorskog toka. Primjena pojedinog aktivnog vektora napona će također utjecati na promjenu argumenta vektora statorskog toka, te samim tim na razvijeni elektromagnetski moment zbog utjecaja na kut γ u jednadžbi (4.9). U slučaju vrtnje vektora u smjeru suprotnom smjeru kazaljke na satu, što uobičajeno znači pozitivnu brzinu vrtnje asinkronog stroja, primjena vektora napona \vec{u}_{N+1} i \vec{u}_{N+2} će povećavati argument vektor statorskog toka i načelno povećavati moment. S druge strane, primjena vektora napona \vec{u}_{N-1} i \vec{u}_{N-2} će pomicati vektor statorskog toka u smjeru suprotnom smjeru vrtnje, vektori statorskog i rotorskog toka će se uz pozitivnu brzinu vrtnje približavati, kut γ će biti manji te će se elektromagnetski moment smanjiti. Utjecaj aktivnih vektora napona \vec{u}_N i \vec{u}_{N+3} na upravljačke veličine ovisi o pogonskim uvjetima i točnom položaju vektora statorskog toka unutar sektora. Ova dva aktivna vektora najviše mijenjaju modul i argument vektora statorskog toka, tako da se kod konvencionalne metode izravnog

upravljanja momentom ne koriste. Kako je već prije navedeno, u slučaju primjene jednog od dva nul-vektora napona, promjena modula i argumenta vektora statorskog toka je određena padovima napona na poluvodičkim sklopkama, padom napona na statorskom namotu i naponom na kabelu, dok se moment smanjuje.

Opisani utjecaj pojedinih vektora napona izmjenjivača je sumarno prikazan u tablici 4.3. koja predstavlja tablicu sklapanja preuzetu iz [16]. U tablici 4.3. se koriste izlazni signali histereznih komparatora momenta τ i toka φ , podatak o položaju vektora statorskog toka u kompleksnoj ravnini, tj. njegovo pozicioniranje u određeni sektor, a navedeni su upravljački signali za poluvodičke sklopke pojedinih faza trofaznog, dvorazinskog izmjenjivača (1 znači nalog za vođenje gornje poluvodičke sklopke, a 0 nalog za vođenje donje poluvodičke sklopke u fazi izmjenjivača). Regulator elektromagnetskog momenta je tropoložajan, tako da njegov izlaz koji je u tablici 4.3. označen s τ poprima vrijednosti -1 , 0 i 1 , dok je regulator statorskog toka dvopoložajan te njegov izlaz u tablici 4.3. označen s φ poprima vrijednosti 0 i 1 . Iz tablice 4.3. se može primijetiti kako se u slučaju kada je izlaz regulatora momenta $\tau = 0$ primjenjuju oba sklopna stanja za generiranje nul-vektora statorskog napona. Pri tome se odabire ono stanje do kojeg se po primjeni aktivnog vektora napona izmjenjivača dolazi promjenom upravljačkog signala u samo jednoj fazi izmjenjivača, jer je tada frekvencija sklapanja manja. Tablica sklapanja 4.3. se može prikazati u pojednostavljenom obliku koji se često susreće u literaturi, npr. u [85 - 86], kod kojeg se definiraju vektori napona za položaj vektora statorskog toka u općenitom sektoru N , tablica 4.4.

Korištenje upravljačkih signala za poluvodičke sklopke izmjenjivača prema navedenim tablicama sklapanja rezultira vrlo važnom značajkom konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja. Naime, izlazi regulatora vektora statorskog toka su određeni referentnom vrijednošću statorskog toka i širinom histereze regulatora toka. U digitalnoj implementaciji, tj. korištenjem digitalnih sustava zasnovanih na procesorima za obradu signala, vremenski period ΔT unutar kojeg se primjenjuje odgovarajući vektor napona izmjenjivača je konstantan, tako da je uobičajeno da modul vektora statorskog toka prelazi granice histereznog regulatora. No, i uz utjecaj širine histereze i diskretizacije, kod konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom je postignuto da vektor statorskog toka ima praktički konstantan modul, a njegov vrh u kompleksnoj ravnini približno opisuje kružnicu.

Tablica 4.3. Tablica sklapanja konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja [16]

Sektor		1	2	3	4	5	6
$\varphi = 1$	$\tau = 1$	1, 1, 0	0, 1, 0	0, 1, 1	0, 0, 1	1, 0, 1	1, 0, 0
	$\tau = 0$	1, 1, 1	0, 0, 0	1, 1, 1	0, 0, 0	1, 1, 1	0, 0, 0
	$\tau = -1$	1, 0, 1	1, 0, 0	1, 1, 0	0, 1, 0	0, 1, 1	0, 0, 1
$\varphi = 0$	$\tau = 1$	0, 1, 0	0, 1, 1	0, 0, 1	1, 0, 1	1, 0, 0	1, 1, 0
	$\tau = 0$	0, 0, 0	1, 1, 1	0, 0, 0	1, 1, 1	0, 0, 0	1, 1, 1
	$\tau = -1$	0, 0, 1	1, 0, 1	1, 0, 0	1, 1, 0	0, 1, 0	0, 1, 1

Tablica 4.4. Pojednostavljeni prikaz tablice sklapanja konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja

sektor		N
$\varphi = 1$	$\tau = 1$	\vec{u}_{N+1}
	$\tau = 0$	\vec{u}_0 ili \vec{u}_7
	$\tau = -1$	\vec{u}_{N-1}
$\varphi = 0$	$\tau = 1$	\vec{u}_{N+2}
	$\tau = 0$	\vec{u}_0 ili \vec{u}_7
	$\tau = -1$	\vec{u}_{N-2}

Prostorni vektori pojedinih veličina asinkronog stroja u slučaju napajanja simetričnim, trofaznim sustavom sinusnog napajanja imaju za određeni iznos efektivne vrijednosti napona u ustaljenim stanjima konstantni modul, a kutna brzina im je također konstantna i jednaka kružnoj frekvenciji napona napajanja (vrh vektora u kompleksnoj ravnini opiše jedan krug unutar vremenskog perioda određenog frekvencijom napona napajanja [1]). Stoga se može istaknuti kako je kod konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom upravljanjem vektorom statorskog toka tako da mu je modul gotovo konstantan, te da se na vrijeme potrebno da vrh vektora opiše jedan puni krug utječe primjenom nul-vektora napona, zapravo uvedena analogija s napajanjem asinkronog stroja sinusnim naponom.

Temeljne značajke metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja su navedene u [4 - 5], [63], a metoda je u pogledu statičkih i dinamičkih performansi,

osjetljivosti na pojedine parametre stroja te složenosti primjene samog algoritma uspoređena s metodom vektorskog upravljanja orijentacijom polja u [31 - 45]. Prema navedenim radovima moguće je istaknuti neke od prednosti metode izravnog upravljanja momentom:

- jednostavnost i robusnost,
- izravno upravljanje poluvodičkim sklopkama izmjenjivača u svrhu smanjenja odstupanja elektromagnetskog momenta i statorskog toka od referentnih vrijednosti,
- izvrsne dinamičke performanse (odziv momenta na skokovitu promjenu referentne vrijednosti je nekoliko puta brži u odnosu na metodu vektorskog upravljanja orijentacijom polja [36]),
- od parametara asinkronog stroja se zahtijeva poznavanje samo otpora statorskog namota,
- ne koristi se transformacija koordinata,
- ne zahtijeva se primjena regulatora struja,
- nije potrebno koristiti vremenske jedinice za generiranje upravljačkih signala za pojedine poluvodičke sklopke.

Metoda ipak ima i određene nedostatke:

- poteškoće u upravljanju momentom i tokom kod malih brzina vrtnje (konvencionalnom metodom nije moguće postići stabilan rad kod malih brzina vrtnje),
- relativno velika valovitost momenta,
- relativno velika valovitost statorskih struja,
- rad s promjenjivom frekvencijom sklapanja,
- relativno velik nivo buke kod malih brzina,
- nemogućnost izravnog upravljanja statorskim strujama.

Upravo zbog navedenih nedostataka konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom asinkronim strojem, objavljen je niz radova s odgovarajućim modifikacijama pomoću kojih se ti nedostaci mogu eliminirati ili se mogu ublažiti njihove neželjene posljedice.

4.3.3. Metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja s promjenjivim pogonskim ciklusom

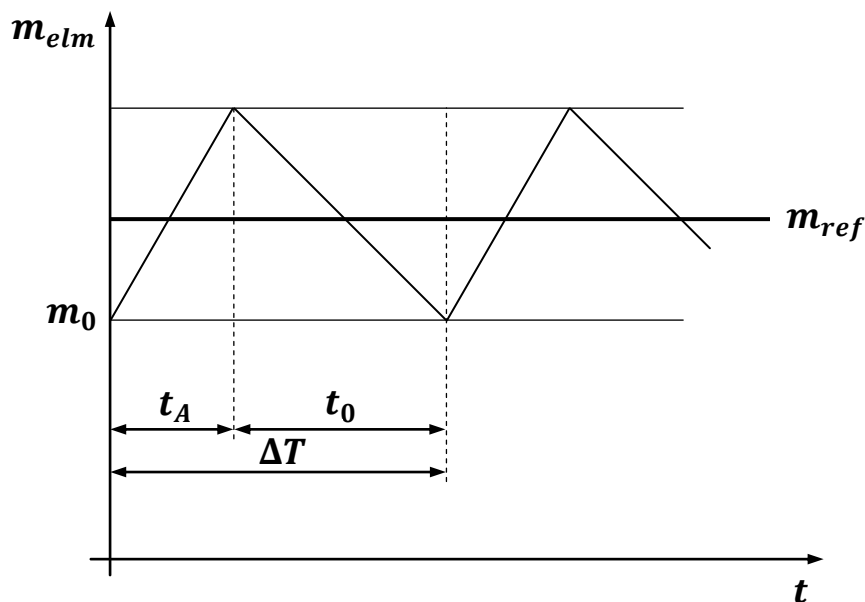
U zasebnu grupu metoda izravnog upravljanja momentom asinkronim strojem se mogu izdvojiti metode kod kojih se aktivni vektor napona izmjenjivača primjenjuje samo dio vremenskog perioda ΔT unutar kojeg se definiraju upravljački signali poluvodičkih sklopki izmjenjivača, tj. definira se pogonski ciklus (eng. *duty cycle*), dok se ostatak vremenskog perioda primjenjuje nul-vektor napona. Trajanje primjene aktivnog vektora napona je promjenjivo te ovisi o pogonskim uvjetima i različitim kriterijima. Takve metode imaju za posljedicu smanjenje valovitosti momenta i statorskih struja i rad s konstantnom frekvencijom sklapanja, a budući da se ne koriste klasične vremenske jedinice za generiranje upravljačkih signala poluvodičkih sklopki, mogu se svrstati pod metode izravnog upravljanja momentom.

Tako je u [87] opisana metoda s regulatorom pogonskog ciklusa kod koje se razlika između referentne i trenutne vrijednosti momenta dovodi u integrator. Izlaz integratora određuje potrebno trajanje aktivnog vektora napona izmjenjivača, čime je postignuta jednakost srednje vrijednosti elektromagnetskog momenta i donje histerezne granice momenta. Metoda je relativno jednostavna i ne razlikuje se puno u odnosu na konvencionalnu metodu, ali je tijekom prijelaznih pojava potrebno primijeniti aktivni vektor napona izmjenjivača cijeli vremenski period unutar kojeg se određuju upravljački signali poluvodičkih sklopki, dok je u kočnim režimima potrebno računati nagib promjene momenta u slučaju primjene nul-vektora napona. Sličan algoritam je opisan u [88], s time da je potrebno vrijeme primjene aktivnog vektora napona izmjenjivača izračunato pomoću induciranog napona stroja.

Kod metode izravnog upravljanja srednjom vrijednošću momenta (eng. *direct mean torque control*) asinkronog stroja, koja je opisana u [89 - 90], također se najprije primjenjuje aktivni vektor napona izmjenjivača, a nakon toga u ostatku vremenskog perioda ΔT nul-vektor napona. Trajanje primjene aktivnog vektora napona izmjenjivača se određuje tako da se u ustaljenom stanju izjednačuju vrijednosti momenta na početku i na kraju vremenskog perioda ΔT , čime se postiže jednakost srednje vrijednost momenta i referentne vrijednosti. Kod ove metode je za razliku od konvencionalne metode potrebno poznavati sve parametre stroja. U području malih brzina vrtnje asinkronog stroja te malog opterećenja, aktivni vektor napona izmjenjivača se primjenjuje kratak vremenski period nakon čega se relativno dugo primjenjuje nul-vektor napona. Navedena činjenica ima za posljedicu propade vektora

statorskog toka, tj. neželjeno smanjenje njegovog modula. Stoga je metoda iz [89 - 90] u [91] modificirana tako da se kod malih brzina vrtnje kratko primjenjuje vektor napona \vec{u}_N , a nakon toga odgovarajući aktivni vektor napona izmjenjivača prema tablici sklapanja i nul-vektor napona, što znači da se umjesto dva vektora napona izmjenjivača primjenjuju tri vektora napona izmjenjivača. U [92] je istaknuto kako metoda izravnog upravljanja srednjom vrijednošću momenta zahtijeva prediktivni model asinkronog stroja. Kako bi pojedine veličine korištenog modela bile što je što je moguće bliže stvarnima, potrebno je koristiti povratne veze (razlike između izmjerenih struja i struja dobivenih dinamičkim modelom), koje predstavljaju dodatni ulaz u model. Stoga je u [92] za korekciju prediktivnih veličina primijenjen Kalmanov filter.

Na slici 4.6. je prikazan približan vremenski tijek razvijenog elektromagnetskog momenta u slučaju kada se unutar vremenskog perioda ΔT najprije primjenjuje aktivni vektor napona izmjenjivača (trajanje primjene iznosi t_A), a nakon toga nul-vektor napona (trajanje primjene je t_0). U [93] je opisana metoda koja rezultira minimalnom valovitošću momenta i kod koje su korištenjem diskretnog oblika jednadžbe (4.9), izvedene približne jednadžbe za porast momenta u slučaju primjene aktivnog vektora napona izmjenjivača:



Slika 4.6. Vremenski tijek razvijenog elektromagnetskog momenta kod metoda s promjenjivim pogonskim ciklusom

$$\frac{\Delta m_{elmA}}{\Delta T} \approx -m_{elm} \left(\frac{R_S}{\sigma_{L_S}} + \frac{R_R}{\sigma_{L_R}} \right) + \frac{3pL_m}{4\sigma_{L_S L_R}} \text{Im}\{(\vec{u}_S \vec{\psi}_R^*) - j\omega(\vec{\psi}_S \vec{\psi}_R^*)\} \quad (4.12a)$$

$$\Delta m_{elmA} \approx S_A \Delta T \quad (4.12b)$$

te za smanjenje momenta u slučaju primjene nul-vektora napona:

$$\frac{\Delta m_{elmZ}}{\Delta T} \approx -m_{elm} \left(\frac{R_S}{\sigma_{L_S}} + \frac{R_R}{\sigma_{L_R}} \right) - \frac{3pL_m}{4\sigma_{L_S L_R}} \text{Im}\{j\omega(\vec{\psi}_S \vec{\psi}_R^*)\} \quad (4.13a)$$

$$\Delta m_{elmZ} \approx S_Z \Delta T \quad (4.13b)$$

Efektivna vrijednost valovitosti momenta u vremenskom periodu ΔT je definirana razlikom između trenutnih vrijednosti elektromagnetskog momenta i referentne vrijednosti momenta:

$$m_{elmerr}^2 = \frac{1}{\Delta T} \int_0^{\Delta T} (m_{ref} - m_{elm})^2 dt \quad (4.14)$$

Izjednačavanjem parcijalne derivacije jednadžbe (4.14) po trajanju primjene aktivnog vektora napona izmjenjivača t_A s nulom, određeno je optimalno trajanje primjene aktivnog vektora napona izmjenjivača, tj. trajanje napona koje za posljedicu ima minimalnu efektivnu vrijednost valovitosti momenta za zadane pogonske uvjete:

$$t_A = \frac{2(m_{ref} - m_0) - S_Z \Delta T}{2S_A - S_Z} \quad (4.15)$$

gdje je m_0 vrijednost elektromagnetskog momenta na početku vremenskog perioda ΔT sa slike 4.6.

Drugačija metoda od opisane u [93] je predložena u [94], kod koje se u prvom koraku određuje potrebno trajanje aktivnog vektora napona izmjenjivača kako bi odstupanje trenutne vrijednosti momenta od referentne vrijednosti na početku i na kraju diskretnog vremenskog perioda bilo jednako nuli, a u drugom su koraku upravljački signali za poluvodičke sklopke izračunati u prvom koraku modificirani tako da se simetriraju oko sredine vremenskog perioda ΔT . Time se zadržava podudaranje trenutne vrijednosti momenta s referentnom vrijednošću na početku i na kraju diskretnog vremenskog perioda, a sama valovitost momenta je manja nego u [93]. Minimizacija valovitosti momenta, ali uz određivanje pogonskog ciklusa za trajanje primjene aktivnog vektora napona izmjenjivača uzimajući u obzir i odstupanje modula vektora statorskog toka od referentne vrijednosti, opisano je u [95]. Kao i u radovima [89 - 94], metoda iz [95] zahtijeva poznavanje svih parametara stroja.

U [96] se aktivni vektori napona izmjenjivača primjenjuju samo onoliko vremena koliko je potrebno da elektromagnetski moment dosegne gornju ili donju histereznu granicu, a

znatno smanjenje valovitosti momenta je postignuto predikcijom momenta jedan vremenski period ΔT unaprijed.

4.3.4. Metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja s prostornom vektorskom modulacijom

Iako je uobičajeno samo one metode kod kojih se ne koriste vremenske jedinice za generiranje upravljačkih signala poluvodičkih sklopki izmjenjivača (eng. *PWM signal generators (timers)*) uvrstiti u metode izravnog upravljanja momentom, u literaturi postoji niz radova kod kojih je primijenjen algoritam prostorne vektorske modulacije širine impulsa, a same metode se nazivaju metode izravnog upravljanja momentom s prostornom vektorskom modulacijom (eng. *space vector modulation direct torque control - SVM-DTC*). Primjena prostorne vektorske modulacije ima za posljedicu smanjenje valovitosti momenta i statorskih struja, te rad s konstantnom frekvencijom sklapanja [97 - 104].

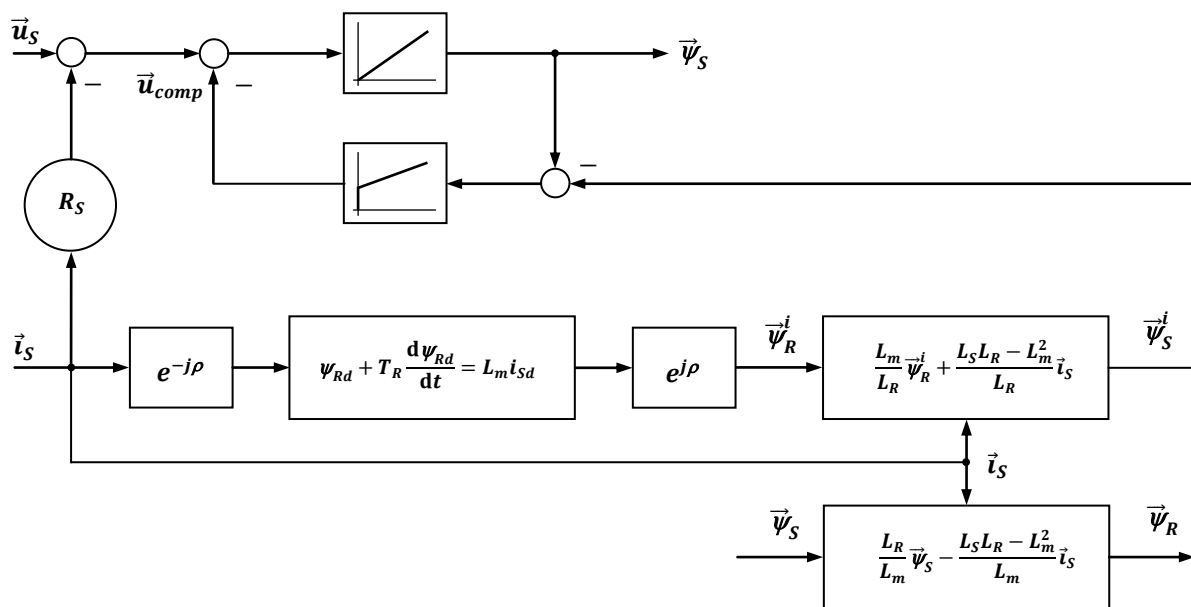
Među prvim radovima u kojem je korištena navedena metoda je objavljen 1991. godine [105]. U radu je istaknuto kako je kod napajanja asinkronog stroja iz izmjenjivača potrebno upravljati modulom i kutnom brzinom vektora statorskog toka tako da vrh vektora približno opisuje kružnicu, dok se momentom upravlja ubrzavanjem ili usporavanjem vektora statorskog toka, čime se zapravo utječe na klizanje asinkronog stroja. Umjesto kružnice je predloženo upravljanje vrhom vektora statorskog toka po poligonu s 12 stranica kojemu se šest stranica poklapa s aktivnim vektorima napona izmjenjivača, a za generiranje drugih šest aktivnih vektora napona izmjenjivača se primjenjuje prostorna vektorska modulacija.

U radu [106] se primjenjuju dva aktivna vektora napona izmjenjivača koji su susjedni referentnom, dok se ostatak vremenskog perioda određenog frekvencijom sklapanja primjenjuje nul-vektor napona. Navedeno ima za posljedicu da se na moment i statorski tok utječe dva puta unutar vremenskog perioda. Tijekom prijelaznih pojava, naročito u slučaju skokovitih promjena referentnih vrijednosti upravljačkih veličina, primjenjuju se samo aktivni vektori napona izmjenjivača.

Kod metode opisane u [107] se referentna vrijednost statorskog toka određuje iz referentne vrijednosti momenta i referentne vrijednosti rotorskog toka. Koristi se estimator za određivanje vektora statorskog toka, vektora rotorskog toka i elektromagnetskog momenta te estimator brzine vrtnje rotora. Predloženi estimator toka je prikazan na slici 4.7. Ulazne veličine estimatora toka su vektor statorskog napona i vektor statorske struje, a zahtijeva se

poznavanje svih parametara stroja. Estimator se sastoji od dva modela - tzv. strujni model je posebno efikasan u području malih brzina vrtnje (vektori tokova na slici 4.7. imaju eksponent i), a adaptivni naponski model se primjenjuje za šire područje brzine vrtnje. Unutar strujnog modela se koriste komponente vektora statorske struje i vektora rotorskog toka prikazane u koordinatnom sustavu vektora toka rotora, dok se kod naponskog modela vektor statorskog toka dodatno kompenzira signalom razlike između vektora statorskog toka u naponskom i strujnom modelu uz primjenu PI regulatora.

Autori rada [108] ističu kako je kod metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja najbolje rješenje primjena konvencionalne metode kada se zahtijeva brz odziv momenta, a kombinacija izravnog upravljanja momentom i prostorne vektorske modulacije u ustaljenom stanju. Stoga je u radu primijenjen opservator¹ (eng. *observer*) za statorski tok i statorsku struju. Kod opsevatora se koristi razlika između estimirane i izmjerene vrijednosti vektora statorske struje. Može se istaknuti kako je metoda opisana u [108] u režimu primjene prostorne vektorske modulacije puno složenija te se dosta razlikuje od konvencionalne metode, budući da se modulom vektora statorskog toka i elektromagnetskim momentom upravlja pomoću PI regulatora (svaki sa svojim pojačanjima), a za estimaciju je potrebno poznavati sve parametre stroja.



Slika 4.7. Estimator toka metode izravnog upravljanja momentom [107]

¹ Komentar prof. dr. sc. Zvonka Benčića: korijen riječi 'opservator' je latinski, *observare*. Dakle, riječ nije preuzeta iz engleskog jezika. Hrvatske riječi s tim korijenom su, primjerice: opservatorij, opservirati, opserviranje, opservacija, itd. U elektrotehničkom nazivlju već imamo dosta riječi koje završavaju na 'tor', primjerice: transformator, kondenzator, pa i regulator.

Metoda analizirana u [109] također koristi PI regulatore za upravljanje elektromagnetskim momentom i statorskim tokom. Umjesto uobičajene prostorne vektorske modulacije kod koje se oba nul-vektora napona primjenjuju na početku i na kraju vremenskog perioda određenog frekvencijom uzorkovanja, što za posljedicu ima činjenicu da je frekvencija sklapanja dva puta manja od frekvencije uzorkovanja, predložena je simetrična prostorna vektorska modulacija kod koje su frekvencija sklapanja i frekvencija uzorkovanja jednake.

Slično radu [107], u [110] se referentna vrijednost statorskog toka određuje iz referentne vrijednosti momenta i referentne vrijednosti rotorskog toka, a za estimaciju tokova je primijenjen opservator toka. Istaknuto je kako povratna veza po razlici između izmjerenih i estimiranih veličina te kontinuirana korekcija modela na temelju signala greške, minimiziraju grešku estimiranih veličina. Budući da se tok u asinkronom stroju ne mjeri, predložen je opservator u kojem se statorski tok korigira razlikom između referentne i estimirane vrijednosti rotorskog toka. Za razliku od prije navedenih radova, u [110] je navedeno kako je i uz korištenje prostorne vektorske modulacije potrebno korigirati utjecaj mrtvog vremena. Metoda je uspješno verificirana nizom eksperimenata i iako pokazuje odlične značajke i u ustaljenom stanju i tijekom prijelaznih pojava, sami autori ističu kako se predložena struktura upravljanja jako razlikuje u odnosu na strukturu upravljanja konvencionalne metode, te da je zapravo sličnija metodi vektorskog upravljanja orijentacijom polja.

Metoda kod koje se momentom stroja upravlja pomoću kuta između vektora statorskog toka i vektora rotorskog toka, tzv. kutom opterećenja, opisana je u [111]. Potrebna promjena kuta opterećenja je određena izlazom PI regulatora momenta, a ujedno je primijenjen i adaptivni opservator za estimaciju brzine vrtnje i momenta tereta.

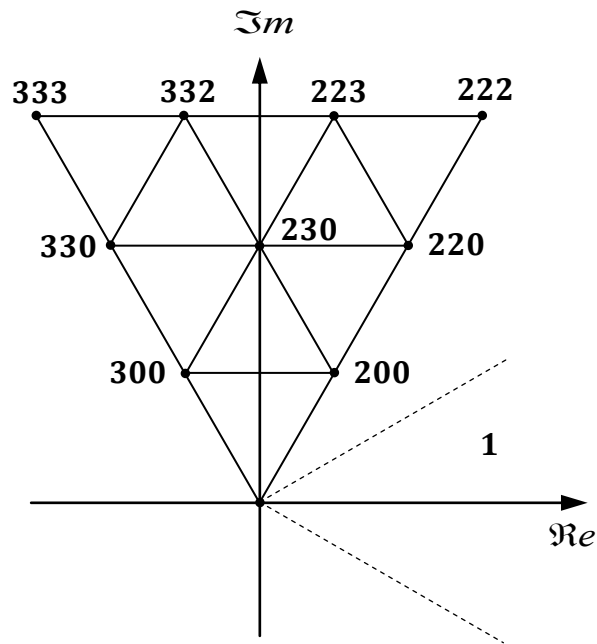
U [112] je pored primjene prostorne vektorske modulacije, upravljanje momentom i modulom vektora statorskog toka temeljeno na MRAS strukturi. Istaknuto je kako se time postiže veća robusnost cjelokupnog upravljanja na vanjske smetnje i manja osjetljivost o parametrima asinkronog stroja (za razliku od upravljanja kod kojih se koriste konvencionalni PI regulatori).

Napredna prostorna vektorska modulacija (eng. *advanced space vector modulation - ASVM*) primijenjena kod metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja je analizirana u [113]. Kod prostorne vektorske modulacije se u polovini vremenskog perioda određenog frekvencijom sklapanja po dva vremenska intervala primjenjuju dva različita nul-vektora napona te po dva odgovarajuća aktivna vektora napona izmjenjivača, dok se kod

napredne prostorne vektorske modulacije u promatranom periodu primjenjuje samo jedan nul-vektor napona, a jedan od aktivnih vektora napona izmjenjivača se primjenjuje dva puta. Pokazano je kako se ovim algoritmom modulacije dobiva manja valovitost modula vektora statorskog toka za veće dubine modulacije, tj. za veće iznose osnovnog harmonika izlaznog napona izmjenjivača.

Modificirana metoda izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja s prostornom vektorskom modulacijom, a koja ne zahtijeva primjenu tablice sklapanja, opisana je u [114 - 115]. Pri tome se koriste izlazi histereznih regulatora momenta i toka i pokazano je kako primjena različitih vektora napona korištenjem prostorne vektorske modulacije znatno smanjuje valovitost momenta, statorskih tokova i statorskih struja.

Prostornom vektorskom modulacijom je moguće generirati praktički kontinuirane vrijednosti vektora napona izmjenjivača. Podjelom vremenskog perioda ΔT unutar kojeg se određuju upravljački signali poluvodičkih sklopki izmjenjivača na određeni broj jednakih dijelova i primjenom pojedinih vektora napona izmjenjivača unutar njih, dobiva se diskretna prostorna vektorska modulacija (eng. *discrete space vector modulation - D SVM*). Na opisan je način dobivena aproksimacija vektorske modulacije, ali bez korištenja vremenskih jedinica za generiranje upravljačkih signala poluvodičkih sklopki. Tako je u [36], [85], [115 - 117] predložena podjela vremenskog perioda unutar kojeg se određuju upravljački impulsi poluvodičkih sklopki izmjenjivača na tri jednaka dijela. Primjenom različitih kombinacija vektora napona izmjenjivača omogućeno je generiranje većeg broja aktivnih vektora. Primjerice, kod konvencionalne metode se prema slici 4.2. i tablicama 4.3. i 4.4. za vrtnju vektora statorskog toka u smjeru suprotnom kazaljke na satu, uz položaj vektora statorskog toka u prvom sektoru, te za povećanje momenta, primjenjuju vektori napona izmjenjivača \vec{u}_2 i \vec{u}_3 , tj. koriste se samo dva aktivna vektora napona izmjenjivača. Na slici 4.8. su prikazani mogući vektori napona izmjenjivača kod diskretne prostorne vektorske modulacije uz podjelu vremenskog perioda ΔT na tri jednaka dijela. Oznaka na slici 4.8. npr. 230 predstavlja vektor napona izmjenjivača dobiven u slučaju kad se jednu trećinu perioda primjenjuje vektor napona izmjenjivača \vec{u}_2 , sljedeću trećinu vektor napona \vec{u}_3 te preostalu trećinu nul-vektor napona. Sa slike 4.8. je vidljivo kako se za prije opisani slučaj umjesto dva aktivna vektora napona izmjenjivača omogućuje primjena čak devet aktivnih vektora napona izmjenjivača.



Slika 4.8. Vektori napona izmjenjivača kod diskretne prostorne vektorske modulacije [85]

U odnosu na konvencionalnu metodu izravnog upravljanja momentom, primjenom vektora napona izmjenjivača po trećinu vremenskog perioda ΔT postignuto je smanjenje valovitosti momenta i statorskog toka i povećana je frekvencija sklapanja. No, opisana metoda je dosta složenija, budući da je potrebno definirati različite tablice sklapanja u području malih, srednjih i velikih brzina vrtnje.

Kod metode opisane u [118] se umjesto trirazinskog koristi četverorazinski histerezni komparator momenta kojim se definiraju veća i manja odstupanja momenta od referentne vrijednosti. U slučaju većih odstupanja momenta se primjenjuje jedan od šest aktivnih vektora napona izmjenjivača, a za manja odstupanja se primjenjuje tzv. srednji vektor napona dobiven primjenom susjednih aktivnih vektora napona izmjenjivača po polovicu vremenskog perioda ΔT unutar kojeg se određuju upravljački signali poluvodičkih sklopki izmjenjivača.

Dva nova algoritma su predložena u [119]. Kod prvog algoritma je tropoložajni histerezni komparator zamijenjen peteropoložajnim, a primjenom kombinacije aktivnih vektora napona izmjenjivača i nul-vektora napona po polovicu vremenskog perioda ΔT se omogućuje generiranje ukupno 12 aktivnih vektora napona izmjenjivača. U drugom algoritmu je zadržan tropoložajni histerezni komparator momenta, a šest novih aktivnih vektora napona izmjenjivača se dobiva kombinacijom dvaju susjednih aktivnih vektora napona izmjenjivača po polovicu vremenskog perioda ΔT . Pokazano je kako se ovim algoritmom dobivaju bolje

performanse u području malih brzina vrtnje.

Tropoložajni histerezni komparator momenta je u [120] zamijenjen peteropoložajnim, dok je zadržan dvopoložajni histerezni komparator modula vektora statorskog toka. Definirana je nova tablica sklapanja prema kojoj se za veća odstupanja momenta od referentne vrijednosti aktivni vektori napona izmjenjivača primjenjuju čitav vremenski period unutar kojeg se određuju upravljački impulsi poluvodičkih sklopki izmjenjivača, dok se za manja odstupanja momenta primjenjuje kombinacija aktivnih vektora napona izmjenjivača i nul-vektora napona (svaki se primjenjuje po polovicu vremenskog perioda ΔT).

Kod konvencionalne metode se vektor statorskog toka pozicionira u jedan od šest sektora kompleksne ravnine. U [121] je kompleksna ravnina podijeljena na 12 sektora, tj. napravljena je distinkcija ovisno o tome nalazi li se vektor statorskog toka u prvoj ili drugoj polovici sektora. Stoga je predložena nova tablica sklapanja kod koje se ovisno o izlazima histereznih komparatora momenta i toka, primjenjuje ili jedan aktivni vektor napona izmjenjivača ili kombinacija dva aktivna vektora napona izmjenjivača, čime je omogućena primjena ukupno 12 aktivnih vektora napona izmjenjivača.

4.3.5. Modificirane metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja za rad u području manjih brzina vrtnje

U literaturi je iskazan poseban interes autora analizi rada metode izravnog upravljanja momentom u području manjih brzina vrtnje. Već je prije istaknuta interesantna činjenica kako se kod metode izravnog samostalnog upravljanja do otprilike 20 - 30% nazivne brzine vrtnje asinkronog stroja primjenjuje tzv. neizravno samostalno upravljanje [5], [57]. I u radu [16] u kojem je predstavljena konvencionalna metoda izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja, problem stabilnog rada u području malih brzina vrtnje nije riješen. Stoga je u [16] za frekvencije osnovnog harmonika izlaznog napona izmjenjivača manje od 2 Hz statorski tok izračunat pomoću statorske struje, ali uz korištenje glavnog induktiviteta, induktiviteta statorskog namota, induktiviteta rotorskog namota, otpora rotorskog namota i brzine vrtnje. Također je kasnije, nakon komercijalizacije metode [18], zadržan drugačiji proračun statorskog toka u području malih brzina vrtnje. Koristi se jednadžba (2.17), tj. vektor statorskog toka je određen iz vektora statorske struje, vektora rotorske struje, glavnog induktiviteta i induktiviteta statorskog namota asinkronog stroja, odnosno pomoću tzv. strujne povratne veze koja bitno popravljaju estimaciju statorskog toka u području malih brzina vrtnje.

No, u navedenim radovima nije eksplicitno navedeno koji su razlozi za nestabilan rad konvencionalne metode u području malih brzina vrtnje, niti nije pojašnjeno do koje brzine vrtnje metodu treba modificirati, te da li i na koji način stabilnost metode ovisi o opterećenju. Može se prokomentirati kako u slučaju izravnog samostalnog upravljanja 20 ili 30% nazivne brzine nije jako mala brzina vrtnje, a podatak o frekvencijama do 2 Hz kod izravnog upravljanja momentom je dosta relativan, budući da se frekvencija osnovnog harmonika izlaznog napona izmjenjivača mijenja ne samo u ovisnosti o brzini vrtnje, nego i o opterećenju.

Upravljačke veličine kod metode izravnog upravljanja momentom su razvijeni elektromagnetski moment i statorski tok koji se estimiraju, odnosno računaju. Moment se dobiva iz statorskih tokova i statorskih struja, jednadžba (4.2), a statorski tok iz napona na asinkronom stroju i napona na statorskom namotu, jednadžba (4.1). Napon na asinkronom stroju se u pravilu ne mjeri izravno na stezaljkama stroja ili na izlaznim stezaljkama pretvarača, već se određuje na temelju izmjerenog napona istosmjernog međukruga, stanja upravljačkih signala poluvodičkih sklopki izmjenjivača, padova napona na poluvodičima, vremena uključenja, odnosno isključenja pojedinih poluvodičkih sklopki izmjenjivača i napona na kabelu kojim je asinkroni stroj spojen na pretvarač. Naime, napon na izlaznim stezaljkama pretvarača slijedi iz napona istosmjernog međukruga i upravljačkih signala poluvodičkih sklopki izmjenjivača i padova napona na poluvodičkim komponentama koje u određenim vremenskim periodima vode, a vremena uključenja i isključenja poluvodičkih sklopki izravno utječu na statorski tok, jer kod promjene upravljačkih signala poluvodičkih sklopki u pojedinim fazama izmjenjivača izlazni naponi izmjenjivača nisu konstantni u cijelom vremenskom periodu ΔT unutar kojeg se određuju upravljački signali. Za određivanje napona na asinkronom stroju potrebno je dodatno od napona na izlaznim stezaljkama pretvarača oduzeti napon na kabelu. Iz svega navedenog se može zaključiti da do netočne estimacije upravljačkih veličina dolazi ako se vrijednosti napona istosmjernog međukruga i statorskih struja asinkronog stroja razlikuju od vrijednosti s kojima se estimiraju upravljačke veličine, a uzrok ove činjenice može biti odstupanje u pojačanjima čitavog mjernog kruga (mjerni pretvornici napona, odnosno struja i naknadna obrada izmjerenih signala, tj. filtriranje i skaliranje), pomaci u pojedinim veličinama i neravnoteža u strujnim pojačanjima pojedinih faza. Nadalje, do netočne estimacije može doći ako se utjecaj padova napona na poluvodičima, konačnih vremena isključenja i uključenja poluvodičkih sklopki i utjecaj napona na kabelu ne uzimaju na ispravan način u obzir, te ako postoji odstupanje stvarne

vrijednosti otpora statorskog namota od iznosa koji se koristi za estimaciju, tj. ako se netočno računa napon na statorskom namotu.

Svaki od prije navedenih uzroka i pojedinačni utjecaj na performanse pogona je analiziran u [122 - 123]. U [122] je pokazano kako neka odstupanja mogu općenito dovesti do nestabilnog rada pogona ili mogu imati za posljedicu da asinkroni stroj neželjeno prelazi u prezasićeno stanje. Autori rada [123] uvode poseban vektor smetnje statorskog napona koji je povezan s nelinearnim karakteristikama izmjenjivača i netočnom kompenzacijom tzv. mrtvog vremena (sklopovski uvedenog vremenskog zatezanja u upravljačkim signalima gornjeg i donjeg tranzistora u pojedinim fazama izmjenjivača, čime se izbjegava pojava istovremenog naloga za uključenje oba tranzistora u istoj fazi), te vektor smetnje statorske struje koji uključuje istosmjerne komponente i pomake u statorskim strujama, neravnotežu u pojačanjima kanala za obradu izmjerenih struja i pogreške zbog diskretizacije.

Autori rada [124] su dokazali kako pogreške u mjerenju statorskih struja asinkronog stroja u pogonima s vektorskim upravljanjem općenito dovode do neželjene valovitosti momenta i posljedično valovitosti brzine vrtnje. Zasebno je analiziran utjecaj pogreške zbog mjernih pomaka statorskih struja koja za posljedicu ima pojavu frekvencije u brzini vrtnje jednake kružnoj frekvenciji osnovnog harmonika statorskih veličina, a pogreške zbog skaliranja imaju za posljedicu pojavu frekvencije u brzini vrtnje jednake dvostrukoj frekvenciji osnovnog harmonika.

U [125] je istražen utjecaj padova napona na poluvodičkim sklopkama izmjenjivača i mrtvog vremena na ponašanje pogona s metodom izravnog upravljanja momentom, dok je u [126] opisan utjecaj mrtvog vremena na rad pogona u području malih brzina vrtnje. Za postizanje stabilnog rada pogona u proračunu statorskog toka je uveden poseban vektor statorskog napona kojim se uzima u obzir mrtvo vrijeme.

U [127] je pokazano kako se stabilno pokretanje iz stanja mirovanja i općenito, poboljšani rad u području brzina vrtnje oko nule može postići injektiranjem dodatnog signala pravokutnog valnog oblika u ulaz histereznog komparatora momenta frekvencije oko 500 Hz.

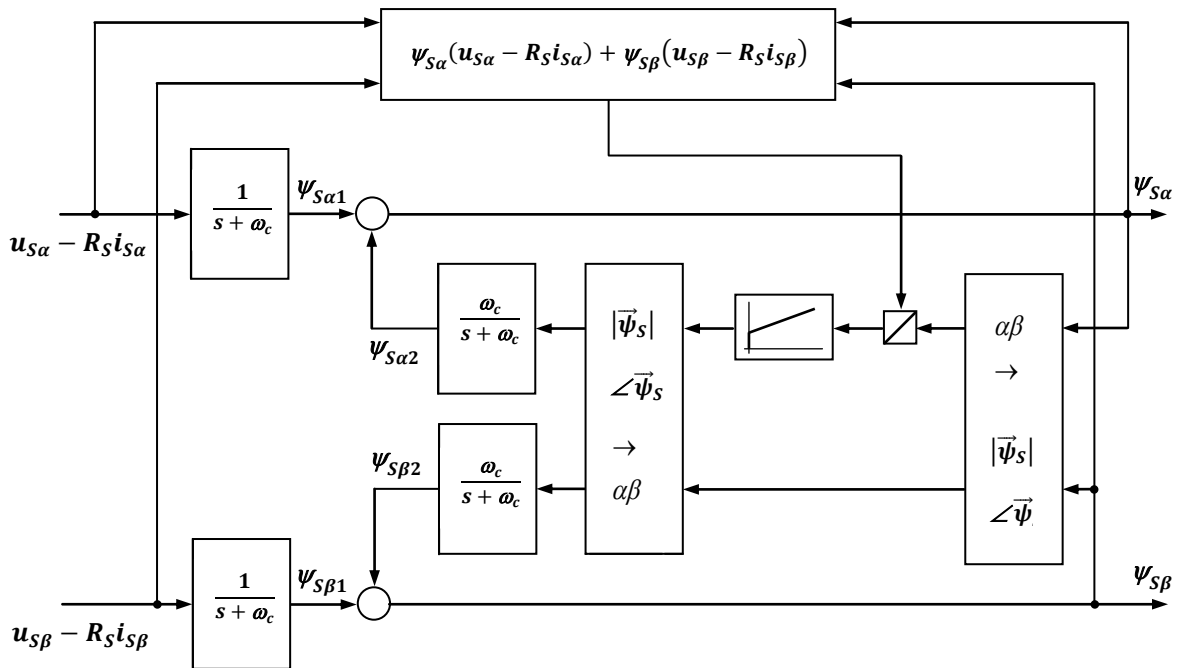
Metoda opisana u [128 - 129] koristi kao upravljačku veličinu vektor rotorskog toka koji se estimira pomoću statorskog napona i statorske struje, svih parametara stroja i razlike između estimirane i referentne vrijednosti rotorskog toka. Navedena razlika se u predloženom estimatoru množi kompleksnim pojačanjem, te performanse samog estimatora ovise o vrijednostima pojačanja koje je potrebno mijenjati ovisno o pogonskom stanju. U radu je

analiziran utjecaj otpora statorskog namota i odstupanja signala struja dobivenih mjernim pretvornicima na rad u području malih brzina.

Stabilan rad u području malih brzina vrtnje, uključujući i kratki spoj kaveznog asinkronog stroja, moguće je postići korekcijom vektora statorskog toka odgovarajućom komponentom vektora statorske struje [130 - 131]. Jedan od primjera pogona na kojem je primijenjen navedeni algoritam jest glavni pogon niskopodnog tramvaja serije TMK 2200 za Zagreb [132].

U pojedinim radovima je za rješavanje problema rada kod malih brzina vrtnje predložen drugačiji način određivanja statorskog toka u odnosu na jednadžbu (4.1), tj. u odnosu na integraciju razlike statorskog napona i napona na otporu statorskog namota (estimacija statorskog toka korištenjem tzv. naponskog modela). Neke od najčešće korištenih modificiranih metoda za estimaciju statorskog toka su navedene u [133].

Autori rada [134] ističu kako kod integratora postoje problemi povezani s istosmjernim pomacima i odstupanjima te početnim uvjetima, budući da bilo kakva pa i vrlo malena istosmjerna komponenta može dovesti čisti integrator u zasićenje. Problemi početnih uvjeta se mogu objasniti na primjeru signala sinusnog valnog oblika koji se dovodi na ulaz integratora, jer će izlaz integratora biti signal kosinusnog valnog oblika samo ako integracija započinje u trenutku kada je sinusni ulaz u svojem maksimumu, pozitivnom ili negativnom, a za svaki drugi početak integracije će se pojaviti istosmjerna komponenta u izlaznom signalu. U radu [134] je istaknuto kako nadomještanje integratora niskopropusnim filtrom unosi odstupanje u amplitudi i fazi estimiranog statorskog toka, koje ovisi o frekvenciji osnovnog harmonika estimiranog toka i to je veće što je frekvencija osnovnog harmonika estimiranog toka manja od presječne frekvencije. Predložena su tri modificirana algoritma za estimaciju toka koji rješavaju gore navedene probleme, a pokazano je da algoritam nazvan modificirani integrator s adaptivnom kompenzacijom pokazuje najbolje značajke u ustaljenim stanjima i prijelaznim pojavama. Navedeni algoritam estimacije statorskog toka je prikazan na slici 4.9. Algoritam za određivanje statorskog toka sa slike 4.9. je primijenjen i u [135], s time da je estimirani statorski tok dodatno kompenziran ako postoji razlika između referentne i stvarne vrijednosti brzine vrtnje. Na opisani je način dobiven algoritam kojim se kompenzira napon na statorskom namotu bez identifikacije statorskog otpora.



Slika 4.9. Modificirani integrator s adaptivnom kompenzacijom za estimaciju statorskog toka [134]

Estimacija statorskog toka kod koje je integrator nadomješten niskopropusnim filtrom je analizirana u [136]. Istaknuto je kako niskopropusni filter mora imati vrlo malu presječnu frekvenciju kako bi se statorski tok točno estimirao u širokom rasponu brzine vrtnje. No, to ima za posljedicu da je vremenska konstanta filtra velika, te se tako ne rješava problem odstupanja estimirane vrijednosti statorskog toka od stvarne. U radu je predložen programabilni niskopropusni filter čije su pojačanje i fazni pomak kompenzirani kutnom brzinom vektora statorskog toka. Time je statorski tok točnije estimiran, a problemi odstupanja su u znatnoj mjeri smanjeni uvođenjem promjenjive vremenske konstanta filtra koja je obrnuto proporcionalna brzini. Integracija kod naponskog modela je nadomještena niskopropusnim filtrom prvog reda i u [137], ali tako da je frekvencijski odziv modificiranog integratora jednak odzivu čistog integratora. U usporedbi s metodom navedenom u [136], predložena metoda je jednostavnija, a također je eliminirana pogreška u estimaciji statorskog toka koja se javlja kod reverziranja.

Istosmjerni pomak u estimiranom statorskom toku koji je posljedica integracije se može eliminirati primjenom visokopropusnog filtra [138]. Uvedene pogreške u amplitudi i fazi su dodatno kompenzirane uz primjenu dviju presječnih frekvencija, jedne za statorski napon, a druge za napona na statorskom namotu. Autori rada [138] za pokretanje pogona iz stanja mirovanja predlažu nešto drugačiju tablicu sklapanja u odnosu na konvencionalnu metodu.

U [139] su uspoređena dva načina estimacije statorskog toka. Najprije je integrator nadomješten niskopropusnim filtrom uz malu presječnu frekvenciju, kako bi niskopropusni filter u što je većem području brzine vrtnje bolje aproksimirao čisti integrator. Nakon toga je korišten opservator kod kojeg je estimirani statorski tok dodatno korigiran razlikom između stvarne i estimirane vrijednosti statorske struje. Pokazano je kako je estimacija korištenjem opservatora znatno manje osjetljiva na promjene parametra stroja.

Opservator kojim se postiže stabilan rad u području malih brzina je predložen u [140]. Jednadžba (4.1) koja se koristi za estimaciju statorskog toka je modificirana tako da se uzima u obzir i razlika između izmjerenih statorskih struja i statorskih struja korištenih u modelu asinkronog stroja. Opservator je ujedno proširen estimacijom statorskog i rotorskog otpora, a predložen je proračun frekvencije sklapanja tijekom rada i odgovarajuća podešenja širina histereza komparatora momenta i toka, kako frekvencija sklapanja ne bi premašila dozvoljeni iznos.

Metoda estimacije statorskog toka temeljena na MRAS opservatoru je predložena u [141]. U radu je istaknuto kako je uobičajeno koristiti MRAS opservatore za estimaciju različitih veličina i parametara asinkronog stroja, npr. za estimaciju brzine vrtnje i statorskog i rotorskog otpora. Pri tome se koriste dva modela: referentni i adaptivni. Jednadžbe u referentnom modelu su neovisne o estimiranim parametrima, dok jednadžbe u adaptivnom modelu ovise o estimiranim parametrima. Stoga je jedan od većih nedostataka MRAS opservatora eventualna pogreška u estimaciji brzine vrtnje koja se koristi u adaptivnom modelu i zbog koje dolazi do pogrešne estimacije tokova i momenta. U radu je predložen novi MRAS opservator kod kojeg se u jednadžbama referentnog i adaptivnog modela koriste statorske struje, statorski tok se izravno estimira, a ni u referentnom niti u adaptivnom modelu se ne koristi statorski otpor čime je postignut stabilan rad u području malih brzina vrtnje.

Za rad pogona s kaveznim asinkronim strojevima u području malih brzina vrtnje je karakteristično da se neovisno o opterećenju u pravilu zahtijeva mala vrijednost osnovnog harmonika izlaznog napona pretvarača i mala vrijednost njegove frekvencije. Navedeno kod metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja ima za posljedicu da se relativno kratko, tj. jedan ili nekoliko vremenskih perioda unutar kojeg se određuju upravljački signali poluvodičkih sklopki izmjenjivača primjenjuju aktivni vektori napona izmjenjivača, a zatim se relativno dugo, nekoliko ili čak desetak vremenskih perioda primjenjuju nul-vektori napona. Modul vektora statorskog toka se za vrijeme primjene nul-vektora napona smanjuje zbog pada napona na statorskom namotu, te dolazi do demagnetizacije stroja. Modificirana

metoda kod koje je predložena nova tablica sklapanja ako je razlika između stvarne i referentne vrijednosti statorskog toka prevelika, predložena je u [142]. Također je uvedena rotacija sektora za 30° el. kako bi se izbjeglo smanjivanje modula statorskog toka pri prijelazu iz jednog sektora u drugi. Navedenom metodom je u području malih brzina vrtnje, uključujući i kratki spoj, riješen problem demagnetizacije bez znatnog povećanja frekvencije sklapanja.

U [143] je također istaknuto kako se primjenom tablice sklapanja konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom ne postiže adekvatna promjena modula vektora statorskog toka pri prijelazu iz jednog sektora u drugi. Razlog za to jest činjenica kako pojedini vektori napona izmjenjivača različito utječu na modul vektora statorskog toka ovisno o njegovom točnom položaju unutar sektora. Stoga dolazi do propadanja modula vektora statorskog toka van histereznih granica, te do distorzije statorskih struja. Predložena je rotacija sektora unutar kojeg se pozicionira vektor statorskog toka, čime se mijenja primjena sklopnih stanja u odnosu na konvencionalnu metodu. Kut rotacije je promjenjiv, a smjer rotacije ovisi o izlazima histereznih komparatora. Metodom je u području malih brzina vrtnje postignuto poboljšanje valnog oblika statorskog toka i statorskih struja, bez znatnog pogoršanja valnog oblika elektromagnetskog momenta.

U radovima opisanim u [144 - 148] je također istaknuto kako primjena izvorne metode izravnog upravljanja momentom kod malih brzina vrtnje ima za posljedicu propade modula vektora statorskog toka, budući da se relativno dugačak vremenski period primjenjuje nul-vektor napona. Stoga je predloženo da se u području malih brzina umjesto nul-vektora napona primjenjuju tzv. reverzni aktivni vektori napona izmjenjivača, čime je omogućeno vjerno slijeđenje referentne vrijednosti modula statorskog toka, tj. bez smanjenja modula, i općenito je znatno poboljšana estimacija upravljačkih veličina u području malih brzina vrtnje uključujući i kratki spoj stroja. Slično rješenje je primijenjeno u [149] gdje su analizirana dva algoritma sa širinama histereznog komparatora momenta koje se dinamički mijenjaju. U prvom algoritmu se definira manja širina histereze u području manjih brzina vrtnje, dok se u području srednjih i većih brzina vrtnje definira veća širina histereze. U drugom algoritmu se širine histereze mijenjaju u ovisnosti o signalu greške modula vektora statorskog toka. Ako je odstupanje toka od referentne vrijednosti veće od određene vrijednosti, zadaje se manja širina histereze, a za manja odstupanja toka od referentne vrijednosti je širina histereze veća. U oba algoritma se dinamičkim mijenjanjem širine histereze omogućuje primjena reverznih aktivnih vektora napona izmjenjivača, čime se sprečavaju propadi i smanjenje modula vektora statorskog toka.

U radovima [150 - 152] je pojašnjen utjecaj pojedinih vektora napona izmjenjivača na statorske struje. Istaknuto je kako kod malih brzina vrtnje primjena vektora napona izmjenjivača prema tablici sklapanja konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom ima za posljedicu da vrh vektora statorskog toka ne opisuje približno kružnicu već šesterokut, te da valni oblici statorskih struja odstupaju od sinusoide. Predložen je novi algoritam kod kojeg se određuje kut za koji je potrebno pomaknuti sektore u kompleksnoj ravnini te je zadržana primjena konvencionalne tablice sklapanja. Time su uklonjeni prije navedeni nedostaci konvencionalne metode kod malih brzina vrtnje, a metodu je moguće primijeniti u čitavom području brzina vrtnje.

Kod konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja se ne upravlja izravno statorskim strujama, već se podešenjem odgovarajućih referentnih vrijednosti momenta i modula vektora statorskog toka neizravno upravlja iznosima statorskih struja, odnosno iznosi struja se drže unutar određenih granica prihvatljivih za asinkroni stroj ili pretvarač. U radovima [153 - 155] je istaknuto kako tijekom pokretanja asinkronog stroja primjenom konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom može doći do prevelikih struja. Njih je moguće limitirati modifikacijom izlaza histereznog komparatora momenta, odnosno primijeniti nul-vektor napona ako je iznos izmjerene statorske struje iznad zadane granice. Autori rada [155] ujedno predlažu da se asinkroni stroj prije pokretanja magnetizira, pri čemu se također koristi strujni limit, a nakon što modul vektora statorskog toka dosegne odgovarajuću vrijednost, zadaje se određena referentna vrijednost momenta.

4.3.6. Metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja s modificiranim histereznim komparatorima

Utjecaj širina histereze tropoložajnog histereznog komparatora momenta, odnosno dvopoložajnog histereznog komparatora statorskog toka na performanse pogona je istražen u [63], [116], [156]. Tako je analiziran utjecaj na frekvenciju sklapanja, valovitost momenta, valovitost statorskog toka, distorziju statorskih struja i ukupne gubitke pogona (gubici asinkronog stroja i pretvarača). Istaknuto je kako se mogu odrediti optimalne vrijednosti širina histereza oba histerezna komparatora, ovisno o pojedinim kriterijima (npr. minimalni gubici pogona) te da one ovise o pogonskim stanjima, parametrima motora i karakteristikama poluvodičkih sklopki.

U [157] je naglašeno kako je umjesto tropoložajnog histereznog komparatora momenta i

dvopoložajnog histereznog komparatora toka moguće koristiti histerezne komparatore s više nivoa. No, potrebno je imati na umu da se kod trofaznog, dvorazinskog izmjenjivača može generirati samo šest aktivnih vektora napona i dva nul-vektora napona, tj. manje no što je mogućih kombinacija izlaza višerazinskih histereznih komparatora. Stoga su predložena dva modificirana trofazinska histerezna komparatora.

Zaseban utjecaj širine histereze komparatora momenta i širine histereze komparatora toka na frekvenciju sklapanja je analiziran u [86] i [158]. Pokazano je kako se frekvencija sklapanja može odrediti pomoću sume dviju komponenata. Prva komponenta je određena promjenama elektromagnetskog momenta i ovisna je o brzini vrtnje, tj. o frekvenciji osnovnog harmonika i poprima maksimum u području srednjih brzina (oko 50% nazivne brzine), dok je druga komponenta određena promjenom modula vektora statorskog toka i proporcionalno se povećava s brzinom. Izvedeni su izrazi pomoću kojih se ovisno o pogonskim uvjetima korištenjem parametara asinkronog stroja, vremenskog perioda unutar kojeg se definiraju upravljački signali poluvodičkih sklopki i samih širina histereza može odrediti frekvencija sklapanja. Na taj je način omogućeno podešenje frekvencije sklapanja tako da ne premaši najveću dozvoljenu vrijednost, ali da se npr. u području manjih brzina vrtnje poveća frekvencija sklapanja te time smanji valovitost momenta.

Adaptivni histerezni komparator momenta je predložen u [159]. Širina histereze komparatora momenta je promjenjiva i ovisi o tome koji se vektor napona primjenjuje. Na opisan način je postignuto da je frekvencija sklapanja u čitavom području brzina vrtnje gotovo konstantna, a valovitost momenta i toka je smanjena u odnosu na slučaj kad se koriste konvencionalni histerezni komparatori.

Primjena standardnog, simetričnog trofazinskog histereznog komparatora momenta koji se primjenjuje kod konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja ima za posljedicu pojavu istosmjerne komponente u signalu greške momenta (razlika referentne i trenutne vrijednosti momenta) [160]. Ovu komponentu je moguće smanjiti primjenom asimetričnog trofazinskog histereznog komparatora, ali je nije moguće u potpunosti eliminirati. Stoga je pojašnjen tzv. sumacijski histerezni komparator koji se sastoji od dva dvorazinska histerezna komparatora. Širine oba komparatora se preklapaju, a izlaz sumacijskog komparatora je zbroj njihovih izlaza.

4.3.7. Modificirane metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja s konstantnom frekvencijom sklapanja

Značajka konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja da se frekvencija sklapanja mijenja ovisno o parametrima stroja, vremenskom periodu unutar kojeg se definiraju upravljački signali poluvodičkih sklopki, širinama histereza histereznih komparatora momenta i toka te pogonskim uvjetima, u većini se radova ističe kao jedna od većih nedostataka metode. U prethodnim poglavljima su navedene metode s promjenjivim pogonskim ciklusom i metode s prostornom vektorskom modulacijom kod kojih je frekvencija sklapanja konstantna, a pored njih mogu se izdvojiti radovi u kojima je konvencionalna metoda modificirana s ciljem da je frekvencija sklapanja konstantna.

U [161 - 162] je predložena metoda kod koje je tropoložajni histerezni komparator momenta zamijenjen regulatorom koji se sastoji od dva komparatora, PI regulatora i generatora dva signala trokutnog valnog oblika konstantne frekvencije, fazno pomaknuta za 180° el. Izlaz predloženog regulatora poprima tri stanja (kako i kod tropoložajnog komparatora koji se primjenjuje kod konvencionalne metode), a postignut je rad s konstantnom frekvencijom sklapanja. Navedeni regulator je analiziran i u [144 - 145], [147], [163 - 166].

Autori rada [167] ističu kako je frekvenciju sklapanja moguće podešavati odgovarajućim širinama histereza histereznih komparatora momenta i toka. No, smanjenje širina histereza povećava frekvenciju sklapanja samo do određene granice, budući da diskretizacija i kašnjenja koja su inherentna svakom digitalnom sustavu, imaju za posljedicu da se elektromagnetski moment i modul vektora statorskog toka ne mogu držati unutar zadanih histereznih granica. Stoga je predložena superpozicija signala trokutnog valnog oblika izlazima oba histerezna regulatora. Frekvencija trokutnih signala je približno jednaka trostrukoj frekvenciji sklapanja i male je amplitude, tj. ne veće od širina histereza. Na opisani način je smanjena valovitost momenta i toka, posljedično je smanjen nivo buke i postignuto je povećanje frekvencije sklapanja koja je približno konstantna u čitavom području brzina vrtnje.

4.3.8. Modificirane metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja za rad u području većih brzina vrtnje

Za rad pogona kod brzina vrtnje većih od nazivne je uobičajeno da je referentna

vrijednost modula vektora statorskog toka manja od nazivne i da nije konstantna, odnosno da se mijenja s brzinom. Pri tome je vrijednost statorskog toka kojom je moguće upravljati određena pogonskim uvjetima, iznosom napona istosmjernog međukruga i parametrima asinkronog stroja.

Tako je u [168 - 169] istaknuto kako je porastom brzine vrtnje potrebno smanjivati referentnu vrijednosti statorskog toka i estimirati najveću vrijednost momenta koju asinkroni stroj može razviti kod pojedine brzine. Ako se nekoliko uzastopnih vremenskih perioda unutar kojih se određuju upravljački signali poluvodičkih sklopki moment ne može držati unutar zadanih histereznih granica (izlaz histereznog komparatora momenta je stalno u stanju 1), referentna vrijednost statorskog toka se smanjuje za određeni diskretni iznos. Ako ni to nije dovoljno, pretpostavlja se da je referentna vrijednost momenta veća od najvećeg momenta koji se može razviti kod te brzine, korigira se referentna vrijednost momenta i ujedno estimira najveća vrijednost momenta.

Kod konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom se frekvencijom i iznosom osnovnog harmonika izlaznog napona pretvarača ne upravlja izravno, već su navedene veličine posljedica upravljanja momentom i modulom vektora statorskog toka. Ipak načelno vrijedi da je kod većih brzina vrtnje potrebno povećavati iznos osnovnog harmonika napona. Najveći iznos napona kod trofaznog, dvorazinskog izmjenjivača se postiže u šest-pulsnom režimu rada (eng. *six-step*) kod kojeg pojedine poluvodičke sklopke vode polovinu vremena određenog periodom osnovnog harmonika, a vrh vektora statorskog toka u kompleksnoj ravnini opisuje šesterokut. Stoga je u pojedinim radovima analizirano na koji je način potrebno modificirati referentne vrijednosti modula vektora statorskog toka u području većih brzina vrtnje [75], [170 - 171]. Pri tome vrh vektora statorskog toka više ne opisuje kružnicu (unutar histereznih granica), već poligone s određenim brojem vrhova, a kod najvećih brzina vrtnje šesterokut. Kod najvećih brzina vrtnje se ujedno više ne primjenjuju nul-vektori napona te je omogućen stabilan prijelaz u šest-pulsni režim rada.

4.3.9. *Prediktivne metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja*

Modelsko prediktivno upravljanje (eng. *model predictive control - MPC*) je u novije vrijeme privuklo dosta pozornosti u području upravljanja električnim strojevima i pretvaračima [172 - 179]. Temeljna značajka ove vrste upravljanja jest predviđanje budućih vrijednosti pojedinih veličina i definiranje modela upravljanog procesa kojim se može

predvidjeti odziv procesa koristeći prošle vrijednosti odziva cjelokupnog sustava, trenutnu vrijednost odziva sustava i prošle vrijednosti upravljačke veličine. Nadalje, kod modelskog prediktivnog upravljanja se definira optimizacijski problem unutar kojeg je moguće uzimati u obzir različite kriterije. Pojedini kriteriji mogu imati prednost u odnosu na druge, što je definirano funkcijom cilja (eng. *cost function*) optimizacijskog problema, uz definirane različite težinske faktore za svaki od pojedinih kriterija. U sam optimizacijski problem je moguće uključiti različita ograničenja: minimalne i maksimalne vrijednosti upravljačke veličine i njezine promjene, minimalne i maksimalne vrijednosti odziva sustava i dr.

Modelsko prediktivno upravljanje se ponekad naziva i upravljanje na pomičnom horizontu (eng. *receding horizon control*), budući da se kod metode primjenjuje optimizacija na pomičnom horizontu (eng. *moving horizon optimization*). U svakom diskretnom vremenskom periodu se računaju vrijednosti upravljačke veličine za nekoliko koraka unaprijed koristeći predikcijski model procesa uz zadovoljenje svih kriterija optimizacijskog problema. Definiranjem predikcijskog horizonta se određuje koliko koraka unaprijed se predviđa odziv sustava, a zadavanjem upravljačkog horizonta se određuje za koliko koraka unaprijed se računa vrijednost optimalne upravljačke sekvence. Nakon što je definirana vrijednost optimalne upravljačke sekvence, u danom trenutku se na sustav primjenjuje samo prvi član upravljačke sekvence, budući da su u sljedećem trenutku dostupni rezultati mjerenja odziva sustava. Ti se rezultati potom koriste za proračun nove upravljačke sekvence na cijeloj duljini upravljačkog i predikcijskog horizonta, koji su sada pomaknuti za jedno mjesto [174], [180].

Modelsko prediktivno upravljanje primijenjeno u području upravljanja električnim strojevima i pretvaračima je moguće podijeliti na modelsko prediktivno upravljanje s kontinuiranim skupom upravljačkih akcija (eng. *continuous control set model predictive control - CCS-MPC*) i na modelsko prediktivno upravljanje s konačnim skupom upravljačkih akcija (eng. *finite control set model predictive control - FCS-MPC*) [174], [176], [179]. Kod modelskog prediktivnog upravljanja s kontinuiranim skupom upravljačkih akcija je upravljački signal kontinuiran, koristi se modulator i posljedično je frekvencija sklapanja poluvodičkih komponenti konstantna. Modelsko prediktivno upravljanje s konačnim skupom upravljačkih akcija ne zahtijeva modulator, frekvencija sklapanja nije konstantna, ali se njome može upravljati. Kod modelskog prediktivnog upravljanja s konačnim skupom upravljačkih akcija je uzet u obzir diskretan karakter pretvarača, tj. činjenica da svaki pretvarač ima konačan broj poluvodičkih komponenta, tako da je optimizacijski problem reduciran na

predikciju odziva sustava samo za moguće kombinacije upravljačkih signala poluvodičkih sklopki i na odabir upravljačkih signala koji minimiziraju zadanu funkciju cilja.

Na temelju navedenog se mogu izdvojiti neke od glavnih prednosti modelskog prediktivnog upravljanja u odnosu na druge metode [176]:

- koncept upravljanja je intuitivan i razumljiv,
- metodu je moguće primijeniti u pretvaračima različitih topologija i s različitim brojem poluvodičkih sklopki,
- metodom se može upravljati različitim veličinama (struje, naponi, snage, moment i dr.),
- nelinearnosti i ograničenja se relativno lagano mogu uzeti u obzir,
- implementacija odgovarajućeg regulatora je jednostavna.

Modelsko prediktivno upravljanje s konačnim skupom upravljačkih akcija je našlo svoju primjenu u području upravljivih elektromotornih pogona [45], [181 - 190], u kojem se može izdvojiti prediktivno upravljanje momentom (eng. *predictive torque control* - PTC), prediktivno upravljanje strujom (eng. *predictive current control* - PCC) i prediktivno upravljanje brzinom (eng. *predictive speed control* - PSC) [45], [188], [190 - 191]. Najčešće se primjenjuju metode s predikcijskim horizontom jedan, budući da ih je najjednostavnije implementirati i jer zahtijevaju najmanje vremena za proračun i izvođenje samog algoritma. Složenost metode modelskog prediktivnog upravljanja te vrijeme potrebno za izvođenje općenito ovisi o tipu optimizacijskog problema, tj. na koji je način definirana funkcija cilja, i o duljini predikcijskog horizonta, s obzirom na to da navedeno vrijeme raste eksponencijalno s duljinom predikcijskog horizonta [192]. Stoga je u nekim radovima posebna pozornost posvećena algoritmima koji omogućavaju primjenu duljih predikcijskih horizonata [186 - 187], [192 - 193].

Kod prediktivnog upravljanja momentom i prediktivnog upravljanja strujom s predikcijskim horizontom jedan, potrebno je na početku vremenskog perioda ΔT unutar kojeg se definiraju upravljački signali poluvodičkih sklopki (vremenski trenutak $t = t_k$, tj. početak k -tog vremenskog perioda ΔT) predvidjeti vrijednost vektora statorske struje na početku sljedećeg vremenskog perioda ΔT (vremenski trenutak $t = t_k + \Delta T$, tj. početak $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT) [188]:

$$\begin{aligned} \vec{i}_S(k+1) = & \left(1 - \Delta T \frac{R_S L_R^2 + R_R L_m^2}{\sigma L_S L_R^2}\right) \vec{i}_S(k) + \\ & + \frac{\Delta T}{\sigma L_S} \left\{ \left[\frac{R_R L_m}{L_R^2} - j \frac{L_m}{L_R} \omega(k) \right] \vec{\psi}_R(k) + \vec{u}_S(k) \right\} \end{aligned} \quad (4.16)$$

pri čemu je $\vec{i}_S(k+1)$ prediktivna vrijednost vektora statorske struje na početku $(k+1)$ -og vremenskog perioda ΔT , $\vec{i}_S(k)$ je vektor statorske struje na početku k -tog vremenskog perioda ΔT određen iz izmjerenih vrijednosti, $\omega(k)$ je brzina vrtnje na početku k -tog vremenskog perioda ΔT određena mjerenjem ili estimacijom, $\vec{\psi}_R(k)$ je estimirani vektor rotorskog toka na početku k -tog vremenskog perioda ΔT i $\vec{u}_S(k)$ je vektor statorskog napona primijenjen u k -tom vremenskom periodu ΔT .

Kod prediktivnog upravljanja momentom se zahtijeva estimacija upravljačkih veličina na početku $(k+1)$ -og vremenskog perioda ΔT , koristeći pri tome diskretni oblik jednadžbe za vektor statorskog toka (2.19a) ili (4.1) te jednadžbu za razvijeni elektromagnetski moment (2.25b) [188]:

$$\vec{\psi}_S(k+1) = \vec{\psi}_S(k) + \Delta T \vec{u}_S(k) - \Delta T R_S \vec{i}_S(k) \quad (4.17)$$

$$m_{elm}(k+1) = \frac{3}{2} p \text{Im} \{ \vec{i}_S(k+1) \vec{\psi}_S^*(k+1) \} \quad (4.18)$$

gdje je $\vec{\psi}_S(k+1)$ prediktivna vrijednost vektora statorskog toka na početku $(k+1)$ -og vremenskog perioda ΔT i $m_{elm}(k+1)$ je prediktivna vrijednost elektromagnetskog momenta na početku $(k+1)$ -og vremenskog perioda ΔT .

Prediktivne vrijednosti upravljačkih veličina su posljedica primijenjenog vektora napona u k -tom vremenskom periodu ΔT , koji je određen u prethodnom, $(k-1)$ -om vremenskom periodu ΔT . Iako se performanse pogona u odnosu na konvencionalnu metodu izravnog upravljanja momentom mogu poboljšati korištenjem jednadžbi (4.17) i (4.18) [194], potrebno je uzeti u obzir kašnjenje za jedan vremenski period ΔT , koje je inherentno svakom digitalnom sustavu. Naime, ako se na temelju prediktivnih vrijednosti upravljačkih veličina na početku sljedećeg, $(k+1)$ -og vremenskog perioda ΔT , određuje potreban vektor napona koji će se primijeniti u $(k+1)$ -om vremenskom periodu ΔT , posljedica njegove primjene bit će vrijednosti upravljačkih veličina na početku $(k+2)$ -og vremenskog perioda ΔT . Stoga je potrebno odrediti prediktivne vrijednosti na početku $(k+2)$ -og vremenskog perioda ΔT [184]:

$$\vec{\psi}_S(k+2) = \vec{\psi}_S(k+1) + \Delta T \vec{u}_S(k+1) - \Delta T R_S \vec{i}_S(k+1) \quad (4.19)$$

$$\begin{aligned} \vec{i}_S(k+2) = & \left(1 - \Delta T \frac{R_S L_R^2 + R_R L_m^2}{\sigma L_S L_R^2}\right) \vec{i}_S(k+1) + \\ & + \frac{\Delta T}{\sigma L_S} \left\{ \left[\frac{R_R L_m}{L_R^2} - j \frac{L_m}{L_R} \omega(k+1) \right] \vec{\psi}_R(k+1) + \vec{u}_S(k+1) \right\} \end{aligned} \quad (4.20)$$

$$m_{elm}(k+2) = \frac{3}{2} p \text{Im} \{ \vec{i}_S(k+2) \vec{\psi}_S^*(k+2) \} \quad (4.21)$$

pri čemu je $\vec{i}_S(k+2)$ prediktivna vrijednost vektora statorske struje na početku $(k+2)$ -og vremenskog perioda ΔT , $\vec{\psi}_S(k+2)$ je prediktivna vrijednost vektora statorskog toka na početku $(k+2)$ -og vremenskog perioda ΔT i $m_{elm}(k+2)$ je prediktivna vrijednost elektromagnetskog momenta na početku $(k+2)$ -og vremenskog perioda ΔT .

Određivanje vektora napona izmjenjivača koji se kao upravljačka veličina primjenjuje u $(k+1)$ -om vremenskom periodu ΔT je definirano funkcijom cilja. Funkcija cilja je kod prediktivnog upravljanja momentom definirana odstupanjem prediktivnih vrijednosti upravljačkih veličina u odnosu na referentne. Nju je potrebno minimizirati, što znači da se odabire onaj vektor napona koji će za posljedicu imati najmanja odstupanja elektromagnetskog momenta i modula vektora statorskog toka od referentnih vrijednosti. Najčešće korištene funkcije cilja kod prediktivnog upravljanja momentom su:

$$g_j = k_1 \frac{|m_{ref} - m_{elm}(k+2)_j|}{M_n} + k_2 \frac{|\psi_{Sref} - |\vec{\psi}_S(k+2)_j||}{|\psi_{Sn}|} \quad (4.22a)$$

$$g_j = k_1 \frac{(m_{ref} - m_{elm}(k+2)_j)^2}{M_n^2} + k_2 \frac{(\psi_{Sref} - |\vec{\psi}_S(k+2)_j|)^2}{|\psi_{Sn}|^2} \quad (4.22b)$$

$$g_j = |m_{ref} - m_{elm}(k+2)_j| + \lambda \left| \psi_{Sref} - |\vec{\psi}_S(k+2)_j| \right| \quad (4.22c)$$

gdje je g_j funkcija cilja, indeks j poprima vrijednosti 0, 1, 2, ..., 6, tj. funkciju cilja je potrebno izračunati za sve aktivne vektore napona izmjenjivača i za nul-vektor napona, k_1 i k_2 su tzv. težinski faktori (eng. *weighting factors*), λ je težinski koeficijent, a M_n i $|\psi_{Sn}|$ su nazivne vrijednosti momenta, odnosno modula vektora statorskog toka.

Kod prediktivnog upravljanja strujom je funkcija cilja definirana odstupanjem prediktivnih vrijednosti komponenti vektora statorske struje u mirujućem koordinatnom sustavu u odnosu na referentne vrijednosti. Stoga se težinski faktori kod prediktivnog upravljanja strujom ne koriste:

$$g_j = |i_{S\alpha ref} - i_{S\alpha}(k+2)_j| + |i_{S\beta ref} - i_{S\beta}(k+2)_j| \quad (4.23)$$

gdje je $i_{s\alpha ref}$ referentna vrijednost realne komponente vektora statorske struje u mirujućem koordinatnom sustavu, $i_{s\alpha}(k+2)$ je prediktivna vrijednost realne komponente vektora statorske struje na početku $(k+2)$ -og vremenskog perioda ΔT , $i_{s\beta ref}$ je referentna vrijednost imaginarnu komponente vektora statorske struje u mirujućem koordinatnom sustavu i $i_{s\beta}(k+2)$ je prediktivna vrijednost imaginarnu komponente vektora statorske struje na početku $(k+2)$ -og vremenskog perioda ΔT .

Konvencionalna metoda izravnog upravljanja momentom i modelsko prediktivno upravljanje s konačnim skupom upravljačkih akcija, pa tako i prediktivno upravljanje momentom i prediktivno upravljanje strujom, imaju neke iste značajke. Obje metode su nelinearne metode upravljanja kod kojih se ne koristi modulator, a upravljačka veličina je vektor napona izmjenjivača koji se izravno zadaje. Kod obiju metoda se ne koriste unutarnje strujne povratne veze i ne primjenjuje se vektorska modulacija, pa je odziv sustava vrlo brz. Nadalje, estimirane, odnosno prediktivne vrijednosti struja i tokova se računaju u mirujućem koordinatnom sustavu, te se stoga ne zahtijeva transformacija koordinata. Iako se kod konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom ne koristi predikcijski model ni funkcija cilja, ova se metoda može uvrstiti pod prediktivne metode jer je pretpostavljeno da primjena vektora napona izmjenjivača prema tablici sklapanja (tablice 4.3. i 4.4.) na ispravan način djeluje na upravljačke veličine, [195]. Ipak, između ove dvije metode postoji niz razlika. Tako je kod prediktivnog upravljanja momentom i prediktivnog upravljanja strujom za proračun prediktivnih veličina potrebno poznavati sve parametre asinkronog stroja, te brzinu vrtnje, jednadžba (4.16), odnosno (4.20), dok se kod konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom zahtijeva poznavanje samo otpora statorskog namota. Iako se kod prediktivnih metoda mogu na različite načine definirati optimizacijski problemi zadavanjem odgovarajućih kriterija u funkciji cilja, potrebno je koristiti težinske faktore koji izravno utječu na performanse i stabilnost cjelokupnog sustava. Podešavanje težinskih faktora je netrivialan postupak, pa tako kod najčešće korištene prediktivne metode - prediktivnog upravljanja momentom s predikcijskim horizontom jedan, koja je ujedno metoda najbližnja konvencionalnoj metodi izravnog upravljanja momentom, ne postoje teorijske smjernice za određivanje težinskih faktora. Jedini način određivanja čak i samo prihvatljivih vrijednosti težinskih faktora jest niz simulacija i eksperimenata, što često predstavlja zahtijevan, naporan i dugotrajan posao [179], [189]. Naime, prema jednadžbama (4.22a), (4.22b) i (4.22c) slijedi da se performanse pogona s prediktivnim upravljanjem momentom vezane uz valovitost momenta, valovitost modula vektora statorskog toka i posljedično uz distorziju statorskih

struja, mogu podešavati različitim iznosima težinskih faktora k_1 i k_2 u jednadžbama (4.22a) i (4.22b), odnosno težinskim koeficijentom λ u jednadžbi (4.22c). No, prevelika vrijednost težinskog faktora k_1 ili premala vrijednost težinskog faktora k_2 , odnosno premala vrijednost težinskog koeficijenta λ , imat će za posljedicu preveliku valovitost statorskih tokova i statorskih struja, a premala vrijednost težinskog faktora k_1 ili prevelika vrijednost težinskog faktora k_2 , odnosno prevelika vrijednost težinskog koeficijenta λ , imat će za posljedicu da više nije moguće upravljati momentom. Navedeno znači da težinski faktori k_1 i k_2 i težinski koeficijent λ moraju biti za svaku radnu točku pogona unutar točno određenog raspona. Pri tome treba imati na umu da performanse pogona ovise ne samo o zahtijevanoj brzini vrtnje i momentu, već i o parametrima asinkronog stroja, odnosno o magnetskom i toplinskom stanju stroja, te o iznosu napona istosmjernog međukruga. Tako neki autori ističu da je upravo zbog naporene i dugotrajne procedure određivanja težinskih faktora primjena prediktivnog upravljanja momentom u praksi čak ponekad onemogućena [189]. S druge strane, korištenje unaprijed definirane tablice sklapanja kod konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom rezultira vrlo brzim odzivom sustava i određenim performansama u ustaljenim stanjima koje nije moguće podešavati, ali je stabilno upravljanje momentom i modulom vektora statorskog toka zadržano neovisno o pogonskim uvjetima. Također je potrebno istaknuti još jedan nedostatak prediktivnih metoda u odnosu na konvencionalnu metodu izravnog upravljanja momentom, a to je znatno dulje vrijeme potrebno za proračun i izvođenje samog algoritma, budući da se funkcija cilja računa za sve moguće vektore napona izmjenjivača.

Mnogi autori su u svojim radovima predstavili modificirane metode kojima se eliminiraju neki od nedostataka prediktivnih metoda, te kako bi bile pouzdanije i primjenjivije u praksi. Tako su u [178 - 179], [196] navedene okvirne smjernice za određivanje težinskih faktora, a razvijene su i prediktivne metode koje koriste funkcije cilja bez težinskih faktora [197 - 200] ili se optimalna vrijednost težinskog koeficijenta određuje tijekom rada [201].

U nekim radovima autori kombiniraju prediktivne metode s ostalim modernim metodama upravljanja. Tako je u [202] opisano prediktivno upravljanje momentom bez mjerenja brzine vrtnje. Korišten je klizni način upravljanja (eng. *sliding mode*) s MRAS sustavom koji omogućavaju točnu i robusnu estimaciju brzine vrtnje i statorskih te rotorskih tokova.

Prediktivno upravljanje momentom s kliznim načinom upravljanja i opservatorom punog reda (eng. *full-order sliding mode observer*) je opisano u [203]. U metodi je izbjegnuto

korištenje brzine vrtnje u izrazima za predikciju i u modelu opservatora, tako da na estimaciju i predikciju statorske struje te statorskog i rotorskog toka ne utječe greška u određivanju brzine vrtnje.

Prediktivno upravljanje momentom temeljeno na Kalmanovom filteru je predloženo u [204]. Primjena Kalmanovog filtera osigurava pouzdanu estimaciju statorskih i rotorskih tokova, a primijenjen je i prediktivni regulator brzine u kombinaciji s opservatorom momenta tereta kojim je omogućeno vjerno praćenje brzine.

Zbog ograničenog broja vektora napona koje je moguće generirati kod trofaznog, dvorazinskog izmjenjivača, primjena samo jednog vektora napona izmjenjivača unutar vremenskog perioda ΔT unutar kojeg se određuju upravljački signali poluvodičkih sklopki ima za posljedicu relativno veliku valovitost momenta i statorskog toka. Stoga su u pojedinim radovima predstavljene poboljšane metode prediktivnog upravljanja momentom s promjenjivim pogonskim ciklusom kod kojih je vremenski period ΔT podijeljen na dva intervala. Unutar jednog intervala se primjenjuje aktivni vektor napona izmjenjivača, a unutar drugog nul-vektor napona [205 - 210]. Kod metode opisane u [205] se trajanje primjene aktivnog vektora napona izmjenjivača određuje tako da odstupanje modula vektora statorskog toka od referentne vrijednosti bude minimalno. U [206 - 207] je trajanje primjene aktivnog vektora napona izmjenjivača određeno prema kriteriju minimalne valovitosti momenta, s time da se u [207] dodatno određuje trenutak unutar vremenskog perioda ΔT u kojem dolazi do eventualne promjene upravljačkih signala. Kod metoda s promjenjivim pogonskim ciklusom u [208 - 210] se najprije kao i kod klasičnog prediktivnog upravljanja momentom određuje odgovarajući aktivni vektor napona izmjenjivača, nakon čega se računa potrebno trajanje aktivnog vektora napona izmjenjivača kako bi valovitost momenta i toka bila minimalna, dok se ostatak diskretnog vremenskog perioda primjenjuje nul-vektor napona. Umjesto kombinacije aktivnog vektora napona izmjenjivača i nul-vektora napona, moguće je primijeniti i kombinaciju dva aktivna vektora napona izmjenjivača [198].

Postoje radovi u kojima je opisana kombinacija prediktivne metode s nekim od algoritama prostorne vektorske modulacije. Tako je u [211] opisana tzv. modulirana prediktivna metoda, a u [212] prediktivna metoda s diskretnom prostornom vektorskom modulacijom.

5. Vučno-kočne karakteristike niskopodnog tramvaja serije TMK 2200 za Zagreb

Potrebne performanse električnih vučnih vozila općenito definiraju kupci, odnosno operateri koji će koristiti vozilo. Pri tome se postavljaju zahtjevi na trajanje vožnje vozila određene mase između dva zaustavljanja koje se može okarakterizirati sa četiri osnovne faze:

- pokretanje i ubrzavanje,
- vožnja s konstantnom brzinom,
- vožnja s promjenjivom brzinom,
- kočenje i zaustavljanje.

Iz navedenih zahtjeva se određuju vučno-kočne karakteristike vozila, tj. ovisnosti vučne i kočne sile o brzini vozila, koje su u pravilu dio tenderskih zahtjeva postavljenih na vozilo. Vučno-kočnim karakteristikama su ujedno definirane ovisnosti momenta na osovini vučnih motora o brzini vrtnje motora pomoću kojih se određuju ključni podaci potrebni za projektiranje samog vučnog motora i pretvarača glavnog pogona vozila.

Kod zadavanja vučno-kočnih karakteristika je potrebno obratiti pozornost na određene veličine i parametre. Budući da se definira i analizira vožnja vozila određene mase, sama masa vozila (masa praznog vozila sa svom opremom zajedno s masom svih putnika) je jedna od ključnih veličina za projektiranje vozila. Ona s jedne strane izravno utječe na vozne performanse vozila, a s druge strane utječe i na samu konstrukcijsku izvedbu, budući da dopušteno osovinsko opterećenje koje je izravno povezano s masom, u pravilu predstavlja ograničavajući faktor kod projektiranja vozila.

Druga bitna veličina je adhezija koja se općenito može definirati kao tendencija da dvije različite čestice, dijelovi ili površine prijanjaju jedna na drugu. Kod vučnih vozila je silu na obodima pogonskih kotača potrebno prenijeti na tračnice, s time da je zbog mogućeg proklizavanja ograničen iznos sile koja se može prenijeti. Naime, kotač vučnog vozila ima oblik blago koničnog valjka, tračnica također ima zaobljenu površinu, pa se pri dodiru kotača s tračnicom uslijed djelovanja osovinskog pritiska oba tijela elastično deformiraju. Od početne dodirne točke dvaju tijela nastaje dodirna ploha koja ima oblik elipse i kod svake sile nastaje lokalno proklizavanje jednog dijela dodirne plohe, koje je to veće što je veća sila u

odnosu na osovinski pritisak [213]. Najveća sila koja se može prenijeti na tračnice se naziva sila adhezije i iznosi:

$$F_a = \mu m_a g \quad (5.1)$$

pri čemu je F_a sila adhezije, μ je koeficijent adhezije, m_a adhezijska masa (dio ukupne mase vozila koja otpada na pogonske kotače), a g ubrzanje Zemljine sile teže.

Prema jednadžbi (5.1) slijedi kako je sila koja se može prenijeti na tračnice to veća što je veći koeficijent adhezije i veća adhezijska masa. Za koeficijent adhezije se pojednostavljeno može reći da predstavlja iskoristivi dio trenja između kotača i tračnice. On ovisi o brzini vozila, vremenskim uvjetima (temperatura, vlaga i dr.), neravninama na površini tračnica, prisutnosti stranih tijela na tračnicama, neizbalansiranosti masa pogonskog kotača i dr. Ovisnost srednje vrijednosti koeficijenta adhezije o brzini vozila se obično iskustveno određuje, npr. izrazom koji su prvi definirali Curtius i Knifler, a također je moguće odrediti ovisnost koeficijenta adhezije o tzv. brzini klizanja pogonskog kotača [213 - 214]. Najveća vrijednost koeficijenta adhezije je limitirana, a uz idealne uvjete na tračnici iznosi 0,33 [215]. S druge strane, povećanje adhezijske mase po volji nije dozvoljeno zbog ograničenja pruge, tj. zbog ograničenog najvećeg dopuštenog osovinskog opterećenja vozila.

Kako ne bi dolazilo do proklizavanja pogonskih kotača po tračnicama, mora biti ispunjen uvjet da ukupna vučna, odnosno kočna sila na obodu pogonskih kotača F bude manja od sile adhezije [214]:

$$F < F_a \quad (5.2)$$

pri čemu je F ukupna vučna, odnosno kočna sila na obodu pogonskih kotača.

Navedeno znači da je kod vučnih vozila sila koja se s pogonskih kotača prenosi na tračnice ograničena, a budući da se na moderna vučna vozila postavlja zahtjev za što manjim osovinskim opterećenjem i za što većom pogonskom snagom, zapravo se dolazi do zahtjeva za potpunim iskorištenjem raspoloživog dijela trenja između pogonskog kotača i tračnice. Ako zbog nekog razloga dođe do proklizavanja, potrebno je na temelju mjerenja brzine pogonske osovine i odstupanja od najveće ili najmanje brzine svih pogonskih osovine na vozilu ili iz kutne akceleracije pogonske osovine, detektirati klizanje i korigirati iznos sile na pogonskoj osovini koja kliže, odnosno uvesti protukliznu zaštitu.

Sljedeće veličine koje je kod projektiranja vozila potrebno definirati su najveći iznosi akceleracije i deceleracije te najveća brzina vozila. Iznosom akceleracije kod ubrzanja vozila,

odnosno deceleracije kod usporenja vozila, izravno se utječe na trajanje prije spomenutih faza kretanja vozila (pokretanje i ubrzavanje, te kočenje i zaustavljanje). Osim toga, sami iznosi akceleracija i deceleracija i brzina njihovih promjena (trzaji), izravno utječu na udobnost putnika tijekom vožnje. Tako su za tramvaje uobičajeni iznosi najveće akceleracije u rasponu od $1,1 \text{ m/s}^2$ do $1,3 \text{ m/s}^2$, dok najveći iznosi deceleracije uslijed električnog kočenja mogu po apsolutnom iznosu poprimiti i veće iznose (do $1,6 \text{ m/s}^2$). Poseban režim rada tramvajja predstavlja tzv. kočenje u nuždi u kojem se tramvaj odspaja od kontaktnog voda i pored električnog kočenja se primjenjuju hidraulično kočenje te kočenje pomoću tračničkih kočnica, a apsolutni iznos električnog kočenja kod kočenja u nuždi može dosežati i do oko 2 m/s^2 . Najveća brzina vozila određuje trajanje ubrzanja do najveće brzine i moguće trajanje vožnje s konstantnom brzinom. Kod definiranja najveće brzine vozila treba imati na umu kako je svako vučno vozilo potrebno tipski ispitati, odnosno provjeriti mehaničke i električne performanse vozila za brzine do 110% najveće deklarirane brzine.

Kako bi se odredilo trajanje vožnje između dva zaustavljanja potrebno je opisati kretanje vozila. Pri tome se longitudinalna dinamika vozila može opisati sustavom diferencijalnih jednadžbi. Uobičajeno je uvesti pojednostavljenje i pretpostaviti da nema bočnog ni okomitog pomaka vozila u odnosu na tračnice [216]. Tako kretanje vozila postaje gibanje mase s jednim stupnjem slobode. Takva vrsta gibanja se može opisati sa skalarnom Newtonovom jednadžbom [214]:

$$m^* a = \sum F_j \quad (5.3)$$

$$m^* = m(1 + \zeta) \quad (5.4)$$

pri čemu je m^* povećana masa vozila, a je akceleracija, odnosno deceleracija vozila, F_j su sve sile koje djeluju na vozilo, m je ukupna masa vozila, a ζ je faktor povećanja mase vozila uslijed rotirajućih dijelova.

U jednadžbi (5.3) se umjesto ukupne mase vozila m računa s povećanom masom m^* , jednadžba (5.4). Naime, svaka promjena brzine vozila ima za posljedicu promjenu kutne brzine rotirajućih dijelova (rotori vučnih motora, osovine, zupčanci reduktora, kotači i dr.), koji se sa svojim momentima inercije suprotstavljaju promjeni kutne brzine. Umjesto određivanja potrebnog povećanja kinetičke energije zbog rotirajućih dijelova, uvodi se dodatna masa koja se giba pravocrtno i čija je kinetička energija ekvivalentna kinetičkoj energiji rotirajućih dijelova. U [213] je navedeno da faktor ζ iznosi 0,05 za teretne vagone, te raste do 0,25 za trolejbuse, a u [214] je istaknuto kako se faktor ζ kreće u rasponu od 0,06 do

0,1 za vlakove te u rasponu od 0,15 do 0,3 za lokomotive. Jedno od iskustvenih pravila jest da se povećana masa može dobiti tako da se ukupnoj masi vozila doda 10% mase praznog vozila.

Sile koje prema jednadžbi (5.3) djeluju na vozilo su [213]:

- vučna sila na obodu kotača ostvarena glavnim pogonom vozila koja djeluje na vozilo u fazi ubrzavanja vozila i u fazi vožnje s konstantnom brzinom,
- kočna sila na obodu kotača (ukupna kočna sila ostvarena glavnim pogonom vozila i ostalim kočnim sustavima na vozilu) koja djeluje na vozilo u fazi kočenja,
- sila potrebna da se vozilo ili cijela kompozicija održava u jednolikom kretanju koja djeluje u fazi vožnje s konstantnom brzinom (tzv. sila otpora vožnje).

Dinamika vozila se može opisati pomoću ukupne sile na obodu pogonskih kotača i sila otpora vožnje opisanih pomoću tzv. specifičnog otpora vožnje w :

$$m(1 + \zeta)a = F - wG \quad (5.5)$$

pri čemu je w specifični otpor vožnje i G je težina vozila.

Odnosi sile na obodu pogonskih kotača F i sile otpora vožnje wG ujedno definiraju četiri prije spomenute osnovne faze kretanja vozila:

- $F > wG$, $a > 0$: pokretanje i ubrzavanje;
- $F = wG$, $a = 0$: vožnja s konstantnom brzinom;
- $F = 0$, $a \neq 0$: vožnja s promjenjivom brzinom;
- $F < wG$, $a < 0$: kočenje i zaustavljanje.

Specifični otpor vožnje w se izražava u N/kN i čine ga specifični stalni otpor vožnje w_0 i specifični povremeni otpori vožnje - specifični otpor uslijed uspona ili pada w_i i specifični otpor zavoja w_z [213 - 214]:

$$F = m(1 + \zeta)a + (w_0 + w_i + w_z)G \quad (5.6)$$

gdje je w_0 specifični stalni otpor vožnje, w_i je specifični otpor uslijed uspona ili pada i w_z je specifični otpor zavoja.

U literaturi se ponekad prvi izraz na desnoj strani jednadžbe (5.6), tj. sila potrebna za ubrzavanje ili usporavanje vozila i promjenu kinetičke energije rotirajućih dijelova, normira prema težini vozila i proglašava specifičnim otporom uslijed ubrzavanja ili usporavanja w_a ,

koji se tada može uvrstiti u specifične povremene otpore vuče. Jednadžba (5.6) se onda može prikazati u obliku:

$$F = (w_a + w_0 + w_i + w_z)G \quad (5.7)$$

pri čemu je w_a specifični otpor uslijed ubrzavanja ili usporavanja.

Specifični stalni otpor vožnje w_0 je potrebno uzeti u obzir u jednadžbama koje opisuju kretanje vozila budući da se kod gibanja vozila javlja otpor kretanju. Sila koja se opire kretanju se sastoji od otpora kotrljanja kotača po podlozi, otpora u ležajevima i otpora zraka. Za njezino računanje se koriste empirijske jednadžbe i općenito se može prikazati kvadratnom ovisnošću o brzini vozila, pa je specifični stalni otpor vuče [214], [216]:

$$w_0 = (A + Bv + Cv^2) \frac{1}{G} \quad (5.8)$$

Otpor uslijed uspona ili pada posljedica je djelovanja komponente sile teže vozila koja je paralelna s ravninom na kojoj se nalaze tračnice. Ako se s α označi nagib pruge, navedena sila iznosi:

$$F_i = G \sin(\alpha) \quad (5.9)$$

pri čemu je F_i komponente sile teže vozila paralelna s prugom i α je nagib pruge.

Za male iznose kuta α vrijedi:

$$\sin(\alpha) \approx \tan(\alpha) \quad (5.10)$$

Budući da se nagib neke dionice pruge definira omjerom razlike visine pruge na kraju i na početku dionice te horizontalne projekcije dionice, sam nagib i iznosi:

$$i = \tan(\alpha) \quad (5.11)$$

pri čemu je i nagib pruge.

Iz jednadžbi (5.9 - 5.11) slijedi izraz za specifični otpor uslijed uspona ili pada w_i :

$$w_i = \frac{F_i}{G} \approx i \quad (5.12)$$

Uobičajeno je specifične otpore vožnje izražavati u N/kN, tako da se u jednadžbi (5.12) može izravno računati s usponom ili padom dionice pruge i izraženom u ‰. Kod uspona se komponenta sile teže F_i suprotstavlja kretanju vozila pa u jednadžbama (5.6 - 5.7) treba računati s pozitivnim vrijednostima w_i , dok kod pada treba računati s negativnim vrijednostima w_i , budući da sila F_i djeluje u smjeru kretanja vozila.

Prilikom prolaska vozila kroz zavoj se javlja dodatna sila otpora u odnosu na pravocrtno gibanje zbog dodatnog trenja na dodirnoj površini kotača i tračnice. Kotači i osovine su kruto vezani, tako da kotači na istoj osovini imaju jednaku kutnu brzinu. Kod prolaženja vozila kroz zavoj vanjski i unutarnji kotači moraju proći različitu duljinu luka, zbog čega dolazi do proklizavanja. Nadalje, uslijed djelovanja centrifugalne sile u zavoj, vanjski kotač pritišće tračnicu. Navedene pojave imaju za posljedicu pojavu dodatnog trenja koje se manifestira kao sila otpora kretanju vozila. Na iznos sile otpora u zavoj utječe osovinski razmak vozila, tj. širina kolosijeka. Jedna od empirijskih jednadžbi za specifični otpor zavoja je [214]:

$$w_z = \frac{a}{R-b} \quad (5.13)$$

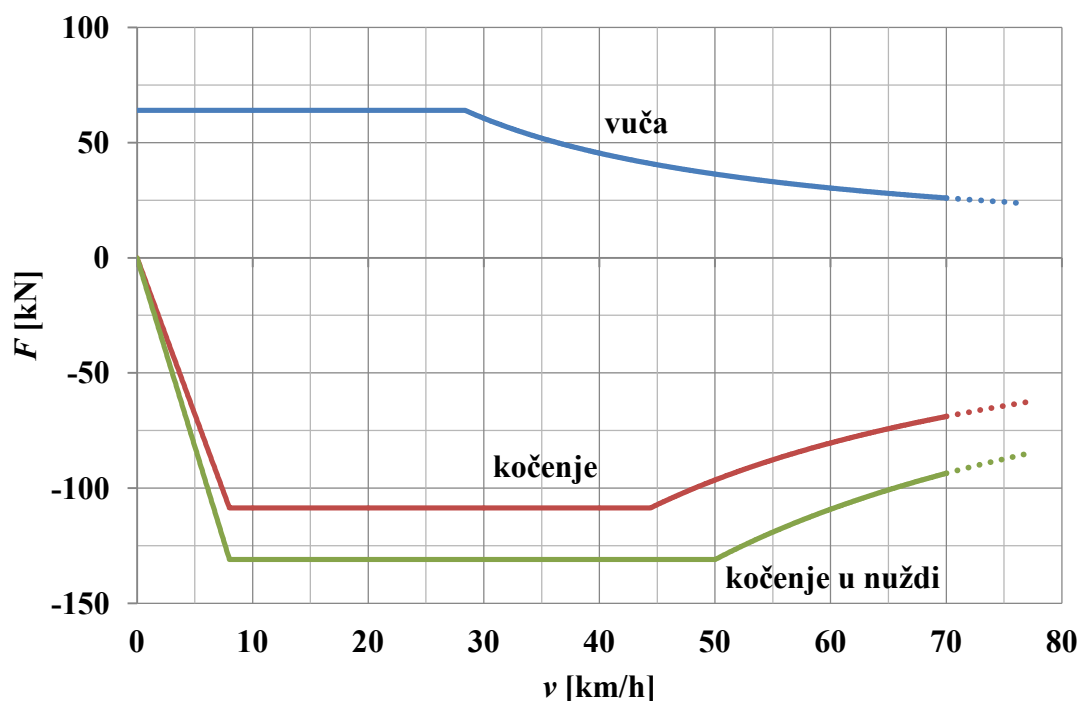
pri čemu je R radijus zavoja u m, koeficijent a iznosi 650 m za kolosijek širine 1435 mm i 400 m za kolosijek širine 1000 mm, dok koeficijent b iznosi 55 m za kolosijek širine 1435 mm i 20 m za kolosijek širine 1000 mm, a dobiveni iznos w_z je u N/kN.

U tablici 5.1. su pregledno navedeni podaci niskopodnog tramvaja serije TMK 2200 za Zagreb na temelju kojih su definirane vučno-kočne karakteristike i koje je *Zagrebački električni tramvaj* naveo u tenderskim zahtjevima. Same karakteristike su prikazane na slici 5.1. za sva tri režima rada (vuča, kočenje i kočenje u nuždi). Potrebno je istaknuti kako su zadane najveće vrijednosti sila u vuči i najveće vrijednosti sila po apsolutnom iznosu u kočenju, za ravnu prugu te za minimalni promjer kotača, tj. za istrošeni kotač. Stvarni zahtijevani iznos sile zadaje vozač postavljanjem ručice kontrolera u odgovarajući položaj, što znači da vozilo kod svake brzine mora moći razviti bilo koju silu od najvećeg iznosa u vuči do najvećeg apsolutnog iznosa u kočenju. Kod kočenja u nuždi se ovisno o brzini vrtnje mora razviti zahtijevana kočna sila, ali bez mogućnosti promjene njezinog iznosa.

Sa slike 5.1. se može uočiti kako je najveći iznos vučne sile 64 kN koji se drži konstantnim do brzine vozila iznosa 28,4 km/h, nakon čega se prelazi u područje konstantne snage iznosa 505 kW. U režimu kočenja je najveći iznos sile 109 kN do brzine vozila 44,4 km/h, nakon čega se prelazi u područje konstantne snage iznosa 1340 kW. Kod kočenja u nuždi je najveći iznos sile 131 kN do brzine vozila 50 km/h, nakon čega se prelazi u područje konstantne snage iznosa 1820 kW. Zbog malog inducirano napona tijekom kočenja, tj. u generatorskom režimu rada vučnih motora kod malih brzina vrtnje, uobičajeno je iznos kočne sile u području malih brzina vozila smanjivati prema nuli, pa tako brzina vozila kod koje se iznos kočne sile smanjuje proporcionalno s brzinom iznosi 8 km/h.

Tablica 5.1. Podaci niskopodnog tramvaja serije TMK 2200 za Zagreb

masa praznog vozila [t]	41,5
masa punog vozila [t]	56,7
najveća akceleracija [m/s^2]	1,1
najveća deceleracija [m/s^2]	1,6
najveća deceleracija kod kočenja u nuždi [m/s^2]	2,7
najveća brzina [km/h]	70
najveći uspon [%o]	66



Slika 5.1. Vučno-kočne karakteristike niskopodnog tramvaja serije TMK 2200 za Zagreb

Kako bi se definirali zahtjevi na vučne motore i na pretvarače glavnog pogona vozila, potrebno je iz vučno-kočnih karakteristika vozila doći do ovisnosti momenta na osovini svakog vučnog motora o brzini vrtnje motora. Kod vučnih vozila se pogonski kotači u pravilu ne spajaju izravno na vučne motore, već se kutna brzina motora reducira pomoću reduktora, a također se između osovine motora i reduktora ili između reduktora i pogonskog kotača stavljaju elastične spojke. Veza između brzine vrtnje vučnog motora i brzine vozila je određena jednadžbama:

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad (5.14)$$

$$n = \frac{30\Omega}{\pi} \quad (5.15)$$

$$v = \frac{\Omega D}{2k_R} \quad (5.16)$$

$$n = \frac{60vk_R}{D\pi} \quad (5.17)$$

pri čemu je Ω mehanička kutna brzina vučnog motora, ω je električna kutna brzina vučnog motora, p je broj pari polova vučnog motora, n je brzina vrtnje vučnog motora, v je brzina vozila, k_R je prijenosni omjer reduktora i D je promjer kotača.

Prijenos momenta razvijenog na osovini vučnog motora na pogonski kotač je u mehaničkom smislu dosta složen i cijeli bi sustav trebalo opisati odgovarajućim diferencijalnim jednadžbama i parametrima sustava (momentima inercije, gubicima, koeficijentima prigušenja i dr.). Za definiranje zahtjeva na vučne motore i pretvarače glavnog pogona je ipak dovoljno promatrati srednje vrijednosti pojedinih veličina u ustaljenom stanju. Tako je veza sile na obodu pogonskog kotača i momenta na osovini vučnog motora u režimu vuče prikazana jednadžbom:

$$F_{pk} = \frac{2m_v k_R \eta_R}{D} \quad (5.18)$$

gdje je F_{pk} sila na obodu pogonskog kotača, m_v je moment na osovini vučnog motora u režimu vuče i η_R je stupanj djelovanja reduktora.

Jednadžba (5.18) se može interpretirati tako da se sila na obodu pogonskog kotača dobiva djelovanjem razvijenog momenta na osovini vučnog motora na kraku $D/2$. Pri tome se sila na osovini vučnog motora povećava za prijenosni omjer reduktora, a ujedno se dijelom sile (snage) u vučnom režimu rada tijekom prijenosa pokrivaju gubici u reduktoru. U kočnom režimu rada vučni motori rade u generatorskom režimu rada i sa svojim kočnim momentom doprinose ukupnoj kočnoj snazi na obodu kotača. Gubici u reduktoru također sudjeluju, tj. pomažu u kočenju, tako da za silu na obodu pogonskog kotača u režimu kočenja vrijedi:

$$F_{pk} = \frac{2m_k k_R (2 - \eta_R)}{D} \quad (5.19)$$

pri čemu je m_k moment na osovini vučnog motora u režimu kočenja.

Uz pretpostavku da nema proklizavanja te da je sila na svakom pogonskom kotaču jednaka, ukupna sila vozila slijedi iz ukupnog broja vučnih motora i sile na svakom pogonskom kotaču:

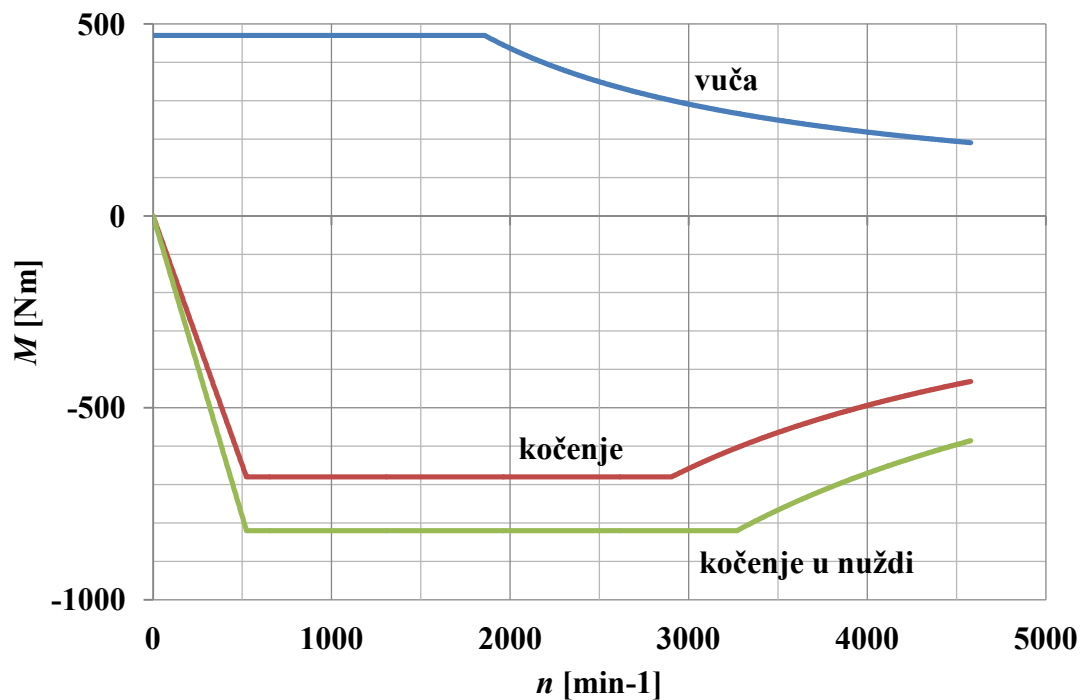
$$F = N_m F_{pk} \quad (5.20)$$

gdje je N_m ukupan broj vučnih motora.

Korištenjem jednadžbi (5.17 - 5.20) mogu se iz vučno-kočnih karakteristika poznavanjem odgovarajućih podataka vozila odrediti ovisnosti momenta na osovini svakog vučnog motora o brzini vrtnje motora. Na niskopodnom tramvaju serije TMK 2200 za Zagreb postoje tri pretvarača glavnog pogona i svaki pretvarač napaja po dva vučna motora koji su paralelno spojeni na pretvarač. U tablici 5.2. su navedeni podaci prijenosnog sustava vozila, a na slici 5.2. su prikazane ovisnosti najvećih vrijednosti momenta na osovini svakog vučnog motora o brzini vrtnje motora. Navedene ovisnosti su dobivene iz vučno-kočnih karakteristika vozila sa slike 5.1. i uz istrošeni kotač.

Tablica 5.2. Podaci prijenosnog sustava niskopodnog tramvaja serije TMK 2200 za Zagreb

broj vučnih motora	6
promjer novog kotača [mm]	660
promjer istrošenog kotača [mm]	605
prijenosni omjer reduktora	7,46 : 1
korisnost	0,92

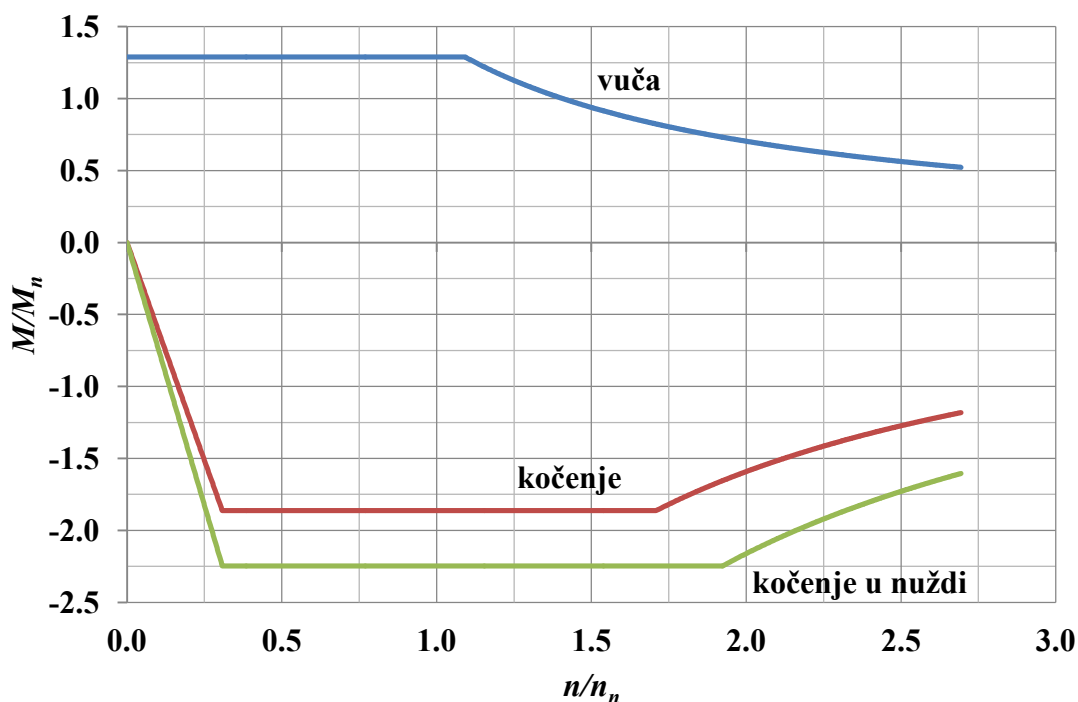


Slika 5.2. Ovisnost najvećih vrijednosti momenta na osovini vučnog motora o brzini vrtnje motora na niskopodnom tramvaju serije TMK 2200 za Zagreb

Kod tramvaja i općenito vučnih vozila je posebnu pozornost potrebno posvetiti sigurnosti i udobnosti putnika. Stoga upravljanje vučnim motorima primjenom odgovarajuće metode vektorskog upravljanja mora biti vrlo pouzdano i robusno. Za ocjenu složenosti zahtjeva koji se u pogledu upravljanja postavljaju na pretvarač glavnog pogona vozila i vučne motore, bolje je umjesto apsolutnih vrijednosti momenta i brzine vrtnje analizirati relativne iznose, tj. prikazati moment i brzinu vrtnje motora normirane prema nazivnim vrijednostima. U tablici 5.3 su navedeni nazivni podaci asinkronih vučnih motora proizvođača *Končar - Generatori i motori* koji su ugrađeni na niskopodni tramvaj serije TMK 2200 za Zagreb, a na slici 5.3. su prikazane ovisnosti najvećih relativnih vrijednosti momenta na osovini vučnog motora o relativnoj brzini vrtnje motora. Sa slike 5.3 je uočljivo kako se radi o vrlo širokom rasponu upravljanja po pitanju brzine vrtnje (zahtijeva se rad do oko 270% nazivne brzine) i isto tako o vrlo širokom rasponu zahtijevanog momenta (do oko 130% nazivnog momenta u vuči, po apsolutnoj vrijednosti do oko 185% nazivnog momenta u kočenju te po apsolutnoj vrijednosti čak do 225% nazivnog momenta kod kočenja u nuždi). Ovako široki rasponi upravljanja imaju za posljedicu različito električno, magnetsko i toplinsko stanje vučnih motora tijekom rada. Samim time se i parametri asinkronog stroja koji se koriste kod pojedinih metoda vektorskog upravljanja mijenjaju ovisno o pogonskom stanju vozila. Tako se statorski i rotorski otpori mijenjaju ovisno o temperaturi vučnih motora i zbog potiskivanja struje, budući da se frekvencija osnovnog harmonika statorskog napona i klizanje asinkronog stroja mijenjaju u širokom rasponu. Isto se tako mijenjaju svi induktiviteti asinkronog stroja ovisno o stupnju zasićenja i također zbog potiskivanja struje.

Tablica 5.3. Nazivni podaci vučnih motora na niskopodnom tramvaju serije TMK 2200 za Zagreb

tip motora	V6AOJ 205-04
spoj motora	zvijezda
nazivna snaga [kW]	65
nazivni napon [V]	320
nazivna frekvencija [Hz]	58
nazivna brzina vrtnje [min^{-1}]	1700
nazivna struja [A]	151
broj pari polova	2
nazivni faktor snage	0,84



Slika 5.3. Ovisnost najvećih relativnih vrijednosti momenta na osovini vučnog motora o relativnoj brzini vrtnje motora na niskopodnom tramvaju serije TMK 2200 za Zagreb

Posebnost vučnih pogona u odnosu na industrijske pogone jesu i dodatni zahtjevi za radom uz temperaturu okoline u širokom rasponu (u Zagrebu je to od -25°C do $+40^{\circ}\text{C}$, a u nekim gradovima i od -40°C do $+50^{\circ}\text{C}$) i dozvoljeno odstupanje napona kontaktne mreže u području od -30% do $+20\%$ nazivne vrijednosti (u Zagrebu je nazivna vrijednost napona kontaktne mreže 600 V , pa je zahtijevano područje rada glavnog pogona od 420 V do 720 V), što praktički izravno utječe na iznos napona u istosmjernom međukrugu. Imajući u vidu navedene činjenice i već prije istaknutu potrebu za pouzdanošću i robusnošću glavnog pogona vučnog vozila, može se reći kako je metoda izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja zbog svoje jednostavnosti i zbog toga što je kod nje od parametara stroja potrebno poznavati samo statorski otpor vrlo prikladna za primjenu na vučnim vozilima. Kod vektorskog upravljanja orijentacijom polja je glavni nedostatak što je potrebno koristiti sve parametre stroja i brzinu vrtnje, a kod npr. prediktivnog upravljanja momentom je dodatno potrebno definirati odgovarajuće težinske faktore za različite brzine vrtnje, momente, temperature okoline i napone istosmjernog međukruga, što predstavlja vrlo dugotrajan posao (čak se može konstatirati kako je prije puštanja u rad praktički nemoguće provesti ispitivanja u svim uvjetima koji se javljaju tijekom eksploatacije vozila).

6. Metoda za određivanje promjena vektora statorskog toka i elektromagnetskog momenta u ovisnosti o odabiru upravljačkog vektora napona

U ovom poglavlju je opisan prvi element izvornog znanstvenog doprinosa rada, metoda za određivanje promjena vektora statorskog toka i elektromagnetskog momenta u ovisnosti o odabiru upravljačkog vektora napona. Upravljačke veličine kod konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja su modul vektora statorskog toka koji se može odrediti pomoću jednadžbi (4.1) i razvijeni elektromagnetski moment koji slijedi npr. iz jednadžbe (4.2). U poglavlju 4.2. je ukratko opisan samo načelni utjecaj pojedinih vektora napona izmjenjivača na upravljačke veličine, no nisu izvedene jednadžbe koje eksplicitno opisuju kako pojedini vektori napona izmjenjivača utječu na modul i argument vektora statorskog toka i na elektromagnetski moment. Polazna pretpostavka kod izvoda navedenih jednadžbi je zadržavanje temeljnog načela konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom, tj. definiranja upravljačkih signala poluvodičkih sklopki unutar konstantnog vremenskog perioda unutar kojeg se primijenjeni upravljački vektor napona ne mijenja. Nadalje, polazi se od pretpostavke da se u najvećoj mogućoj mjeri zadrži jednostavnost i robusnost konvencionalne metode, odnosno da se računaju samo statorske veličine, koristi što manje parametara asinkronog stroja (naročito izbjeci korištenje rotorske vremenske konstante) i da se ne koristi podatak o brzini vrtnje. Stoga su najprije uvedene određene pretpostavke, tj. zanemarenja kojima je moguće ispuniti gore navedene značajke, a ujedno se pomoću njih znatno pojednostavljuje analiza utjecaja vektora napona izmjenjivača na upravljačke veličine:

- zanemaruje se utjecaj kabela kojima je asinkroni stroj spojen na pretvarač,
- zanemaren je utjecaj padova napona na poluvodičkim komponentama,
- zanemaren je utjecaj konačnih vremena uključjenja i isključenja tranzistora,
- zanemaren je pad napona na statorskom namotu.

6.1. Određivanje utjecaja vektora napona izmjenjivača na modul i argument vektora statorskog toka

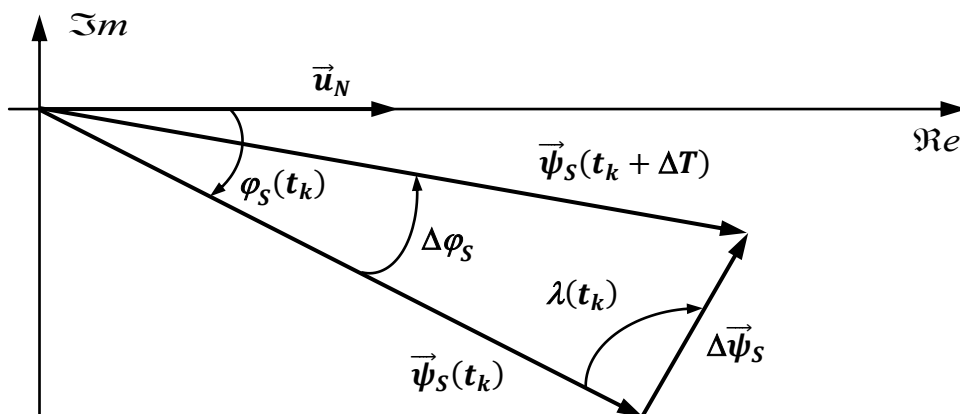
Ako se u vremenskom periodu ΔT na asinkroni stroj napajan iz pretvarača narine određeni napon, doći će do promjene modula i argumenta vektora statorskog toka:

$$\Delta|\vec{\psi}_S| = |\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)| - |\vec{\psi}_S(t_k)| \quad (6.1)$$

$$\Delta\varphi_S = \varphi_S(t_k + \Delta T) - \varphi_S(t_k) \quad (6.2)$$

pri čemu je $\Delta|\vec{\psi}_S|$ promjena amplitude vektora statorskog toka unutar vremenskog perioda ΔT , $|\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)|$ je modul vektora statorskog toka u vremenskom trenutku $t = t_k + \Delta T$, tj. nakon primjene određenog vektora napona izmjenjivača unutar vremenskog perioda ΔT , $|\vec{\psi}_S(t_k)|$ je modul vektora statorskog toka u vremenskom trenutku $t = t_k$, tj. na početku vremenskog perioda ΔT , $\Delta\varphi_S$ je promjena argumenta vektora statorskog toka unutar vremenskog perioda ΔT , $\varphi_S(t_k + \Delta T)$ je argument vektora statorskog toka nakon primjene određenog vektora napona izmjenjivača unutar vremenskog perioda ΔT i $\varphi_S(t_k)$ je argument vektora statorskog toka na početku vremenskog perioda ΔT .

Na slici 6.1. je prikazana promjena vektora statorskog toka u kompleksnoj ravnini i odgovarajući vektori statorskog toka. Prikazan je općeniti sektor N , a nacrtano je da se vektor napona izmjenjivača \vec{u}_N nalazi u sredini sektora i da se poklapa s realnom osi. Argument vektora statorskog toka $\varphi_S(t_k)$ je definiran u odnosu na sredinu sektora, $\Delta\vec{\psi}_S$ je vektor koji predstavlja promjenu vektora statorskog toka u vremenskom periodu ΔT , a $\lambda(t_k)$ je kut trokuta koji formiraju vektori statorskog toka. Modul vektora statorskog toka na početku vremenskog perioda $|\vec{\psi}_S(t_k)|$ i argument vektora statorskog toka na početku vremenskog perioda $\varphi_S(t_k)$ su poznate veličine koje su izračunate u prethodnom vremenskom periodu ΔT .



Slika 6.1. Promjena vektora statorskog toka u kompleksnoj ravnini

Uz prije uvedene pretpostavke se vrh vektora statorskog toka pomiče u smjeru primijenjenog vektora napona izmjenjivača, pa se kut $\lambda(t_k)$ može izračunati iz kuta $\varphi_S(t_k)$ i položaja primijenjenog vektora napona izmjenjivača, a modul vektora $\Delta\vec{\psi}_S$ sa slike 6.1. iznosi:

$$|\Delta\vec{\psi}_S| \approx \begin{matrix} u_{dc}\Delta T & \vec{u}_j, j = 1, \dots, 6 \\ 0 & \vec{u}_0, \vec{u}_7 \end{matrix} \quad (6.3)$$

U narednom poglavlju će biti pojašnjeno kako modul vektora $\Delta\vec{\psi}_S$ zapravo ovisi ne samo o iznosu napona istosmjernog međukruga u_{dc} i vremenskom periodu ΔT , već i o padovima napona na poluvodičima, vremenima uključenja i isključenja tranzistora, padu napona na statorskom namotu i naponu na kabelu.

Modul vektora statorskog toka $|\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)|$ nakon primjene određenog vektora napona izmjenjivača unutar vremenskog perioda ΔT , samim tim i promjena modula statorskog toka prema jednadžbi (6.1), te promjena argumenta vektora statorskog toka $\Delta\varphi_S$ unutar vremenskog perioda ΔT , jednadžba (6.2), mogu se prema slici 6.1. izračunati primjenom kosinusnog poučka:

$$|\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)| \approx \sqrt{|\vec{\psi}_S(t_k)|^2 + |\Delta\vec{\psi}_S|^2 - 2|\vec{\psi}_S(t_k)||\Delta\vec{\psi}_S| \cos[\lambda(t_k)]} \quad (6.4)$$

$$\Delta\varphi_S \approx \cos^{-1} \left[\frac{|\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)|^2 + |\vec{\psi}_S(t_k)|^2 - |\Delta\vec{\psi}_S|^2}{2|\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)||\vec{\psi}_S(t_k)|} \right] \quad (6.5)$$

Pomoću jednadžbi (6.1 - 6.5) je moguće odrediti promjene modula i argumenta vektora statorskog toka za konkretan pogon, tj. izračunati ovisnosti navedenih promjena o položaju vektora statorskog toka unutar sektora. Prema jednadžbama (6.3 - 6.5) su promjene modula i argumenta vektora statorskog toka u slučaju primjene nul-vektora napona jednake nuli, a potrebni ulazni podaci za proračun promjena u slučaju primjene aktivnih vektora napona izmjenjivača su iznos napona istosmjernog međukruga u_{dc} , vremenski period ΔT i modul vektora statorskog toka $|\vec{\psi}_S(t_k)|$ na početku vremenskog perioda ΔT . Nazivna vrijednost napona tramvajske kontaktne mreže u Zagrebu je 600 V, dok je iznos vremenskog perioda ΔT 80 μ s. Ovaj iznos je odabran simulacijski i eksperimentalno na temelju procesorskog vremena potrebnog za izvođenje samog algoritma upravljanja, kao i na temelju gubitaka disipiranih na poluvodičkim modulima tijekom rada i karakteristika sustava hlađenja koji se koristi na pretvaraču glavnog pogona. Naime, zbog u pravilu limitiranog raspoloživog prostora za smještaj opreme na vozilu i ograničenja po pitanju mase opreme, sustav hlađenja pretvarača

ima određene karakteristike što znači da je potrebno ograničiti gubitke na poluvodičkim modulima, a promjenom vremenskog perioda ΔT se gotovo izravno utječe na frekvenciju sklapanja, te time na gubitke sklapanja i posljedično na ukupne gubitke poluvodičkih komponenti.

Analiza utjecaja vektora napona izmjenjivača na promjene vektora statorskog toka se može dodatno pojednostaviti ako se u jednadžbama (6.4 - 6.5) pretpostavi da je modul vektora statorskog toka $|\vec{\psi}_S(t_k)|$ na početku vremenskog perioda ΔT konstantan i jednak referentnoj vrijednosti. Referentna vrijednost modula vektora statorskog toka se u vučnim pogonima u pravilu drži konstantnom do određene brzine vozila (uobičajeno je da to bude nazivna vrijednost), nakon čega se smanjuje obrnuto proporcionalno s brzinom. Nazivna vrijednost modula vektora statorskog toka asinkronog stroja za spoj u zvijezdu se može odrediti iz jednadžbe (2.19a), odnosno iz fazorskog dijagrama u slučaju napajanja asinkronog stroja sinusnim naponom i nazivnog opterećenja:

$$\psi_{Sfmaxn} = \frac{\sqrt{2}}{2\pi f_n} \sqrt{\left(\frac{U_n}{\sqrt{3}}\right)^2 + (I_n R_S)^2 - 2 \frac{U_n}{\sqrt{3}} I_n R_S \cos(\varphi_n)} \quad (6.6)$$

$$|\psi_{Sn}| = \frac{3}{2} \psi_{Sfmaxn} \quad (6.7)$$

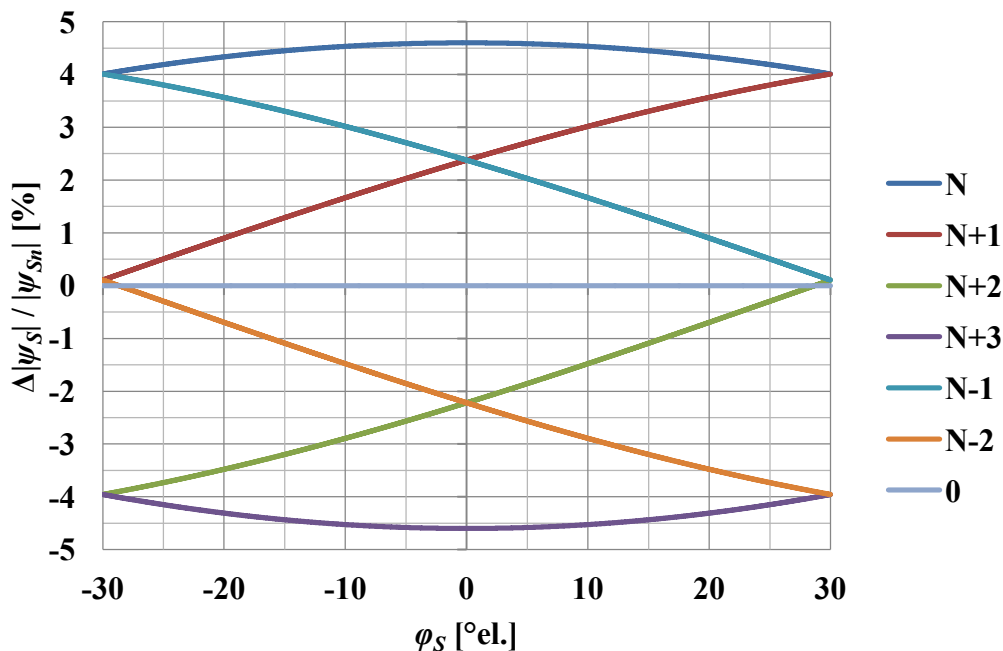
pri čemu je ψ_{Sfmaxn} amplituda faznog statorskog toka kod nazivnog opterećenja, a U_n , I_n , $\cos(\varphi_n)$ i f_n su nazivne vrijednosti napona, struje, faktora snage i frekvencije asinkronog stroja (tablica 5.3.).

Za proračun nazivne vrijednosti modula vektora statorskog toka prema jednadžbama (6.6 - 6.7) je od parametara asinkronog stroja potrebno poznavati otpor statorskog namota. U tablici 6.1. su pored otpora statorskog namota navedeni svi ostali parametri asinkronog vučnog motora tipa V6AOJ 205-04 koji su kasnije korišteni u simulacijama.

Tablica 6.1. Parametri vučnih motora na niskopodnom tramvaju serije TMK 2200 za Zagreb

otpor faze statorskog namota R_S [Ω]	0,044
rasipni induktivitet statorskog namota $L_{\sigma S}$ [mH]	0,263
glavni induktivitet L_m [mH]	8,9
otpor faze rotorskog namota, sveden na stator R_R [Ω]	0,025
rasipni induktivitet rotorskog namota, sveden na stator $L_{\sigma R}$ [mH]	0,350

Slika 6.2. prikazuje promjene modula vektora statorskog toka za različite vektore napona izmjenjivača u ovisnosti o položaju vektora statorskog toka unutar sektora, a prikazane su relativne promjene modula vektora statorskog toka u odnosu na nazivnu vrijednost. Vrijednosti kuta $\varphi_S(t_k)$ potrebne za određivanje kuta $\lambda(t_k)$ u jednadžbi (6.4) su mijenjane od -30° el. do 30° el. Modul vektora $\Delta\vec{\psi}_S$ u jednadžbi (6.3) je izračunat uz napon istosmjernog međukruga u_{dc} iznosa 600 V, vremenski period ΔT iznosa $80 \mu s$ i referentnu vrijednost modula vektora statorskog toka jednaku nazivnoj vrijednosti $|\psi_{Sn}|$, a za modul vektora statorskog toka na početku vremenskog perioda $|\vec{\psi}_S(t_k)|$ je uzeto da je jednak referentnoj vrijednosti. Sa slike 6.2. je vidljivo kako iznos promjene modula vektora statorskog toka ovisi o točnom položaju vektora statorskog toka unutar sektora. Prema tablici sklapanja konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom (tablica 4.3.) slijedi kako se za povećanje modula vektora statorskog toka (pozitivne vrijednosti $\Delta|\vec{\psi}_S|$) primjenjuju aktivni vektori napona \vec{u}_{N+1} i \vec{u}_{N-1} , a za smanjenje modula (negativne vrijednosti $\Delta|\vec{\psi}_S|$) se primjenjuju aktivni vektori napona \vec{u}_{N+2} i \vec{u}_{N-2} . Sa slike 6.2. je također uočljivo kako vektori napona \vec{u}_{N+1} i \vec{u}_{N-1} , odnosno \vec{u}_{N+2} i \vec{u}_{N-2} , na ispravan način djeluju na modul vektora statorskog toka, jedino vektor napona \vec{u}_{N+2} pred kraj sektora i vektor napona \vec{u}_{N-2} na početku sektora vrlo malo povećavaju modul vektora statorskog toka.

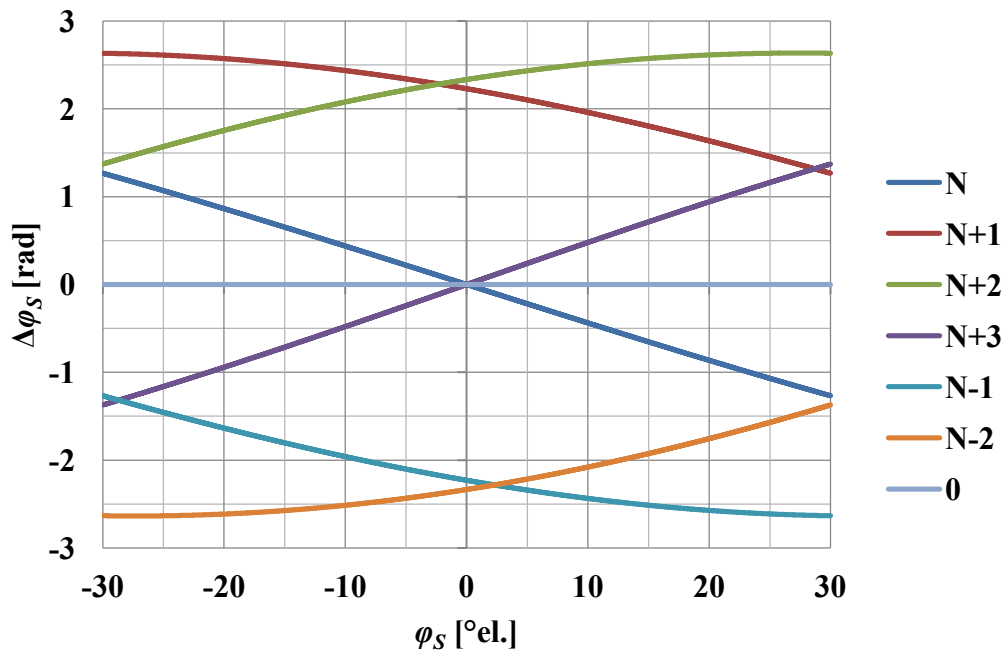


Slika 6.2. Promjene modula vektora statorskog toka za pojedine vektore napona izmjenjivača ($\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $u_{dc} = 600$ V, $\Delta T = 80 \mu s$)

No, na promjene modula vektora statorskog toka se može djelovati na odgovarajući način i primjenom drugih vektora napona koji se kod konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom ne koriste. Tako se modul vektora statorskog toka može povećati primjenom vektora napona \vec{u}_N , a smanjiti primjenom vektora napona \vec{u}_{N+3} .

Na slici 6.3. su prikazane promjene argumenta vektora statorskog toka izračunate uz jednake podatke kao i promjene modula vektora statorskog toka. Uočljivo je kako promjene argumenta vektora statorskog toka također ovise o točnom položaju vektora statorskog toka unutar sektora. Tako vektori napona \vec{u}_{N+1} i \vec{u}_{N+2} za pozitivan smjer vrtnje vektora statorskog toka povećavaju njegov argument, ali su promjene argumenta pred kraj sektora za vektor napona \vec{u}_{N+1} i promjene argumenta na početku sektora za vektor napona \vec{u}_{N+2} relativno male. Prema jednadžbi za elektromagnetski moment (4.9) slijedi da iznos momenta ovisi o kutu između vektora statorskog i rotorskog toka. Promjena argumenta vektora rotorskog toka je za zadane pogonske uvjete praktička konstantna, što znači da premala promjena argumenta vektora statorskog toka (iako i pozitivna) ponekad može biti nedovoljna za povećanje momenta.

Promjene modula i argumenta vektora statorskog toka se uz uvedene pretpostavke mogu odrediti iz napona istosmjernog međukruga, vremenskog perioda ΔT i referentne vrijednosti modula vektora statorskog toka, što znači kako nije potrebno koristiti sve parametre stroja.



Slika 6.3. Promjene argumenta vektora statorskog toka za pojedine vektore napona izmjenjivača ($\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $u_{dc} = 600$ V, $\Delta T = 80$ μ s)

Također je važno istaknuti kako dobivene promjene modula i argumenta vektora statorskog toka ne ovise ni o brzini vrtnje niti o opterećenju. Iako su izvedene na drugačiji način, promjene modula vektora statorskog toka se u kvalitativnom smislu slažu s promjenama dobivenim u [96], [143], [217 - 220]. U [221] je provedena slična analiza glavnog pogona elektromotornog vlaka serije EMV 6112 za *Hrvatske željeznice* koje je proizveo *Končar* i iako se radi o drugačijem pogonu (vučni motori su nazivne snage 525 kW, napon međukruga iznosi 1500 V, a vremenski period ΔT iznosi 100 μ s), također su u kvalitativnom smislu dobivene slične promjene modula i argumenta vektora statorskog toka.

Ovisnost promjene modula vektora statorskog toka o položaju unutar sektora za različite vektore napona izmjenjivača se može dodatno pojednostaviti te tako olakšati proračun korištenjem digitalnih signalnih procesora. Prema slici 4.2. slijedi kako općeniti vektor napona izmjenjivača \vec{u}_N u N -tom sektoru, u sljedećem, $(N + 1)$ -om sektoru postaje vektor napona \vec{u}_{N-1} , u $(N + 2)$ -om sektoru vektor napona \vec{u}_{N-2} itd. Također je sa slike 6.2. uočljivo kako je npr. vrijednost promjene modula vektora statorskog toka za vektor napona izmjenjivača \vec{u}_N kod kuta unutar sektora 30° el. jednaka promjeni modula vektora statorskog toka za \vec{u}_{N-1} kod kuta unutar sektora -30° el. Stoga se rezultati promjena modula vektora statorskog toka mogu proširiti na čitavu kompleksnu ravninu, tj. mogu se odrediti promjene modula za kutove od -180° el. do 180° el., te tada promjene modula vektora statorskog toka za pojedine vektore napona izmjenjivača slijede iz odgovarajućih intervala kuta, zapravo sektora. Na slici 6.4. su na opisan način prikazane promjene modula vektora statorskog toka.

Budući da je dobivena krivulja kontinuirana, moguće ju je prikazati kao određenu funkciju u ovisnosti o argumentu vektora statorskog toka. Kvadriranjem jednadžbe (6.4) i prema jednadžbi (6.1) slijedi:

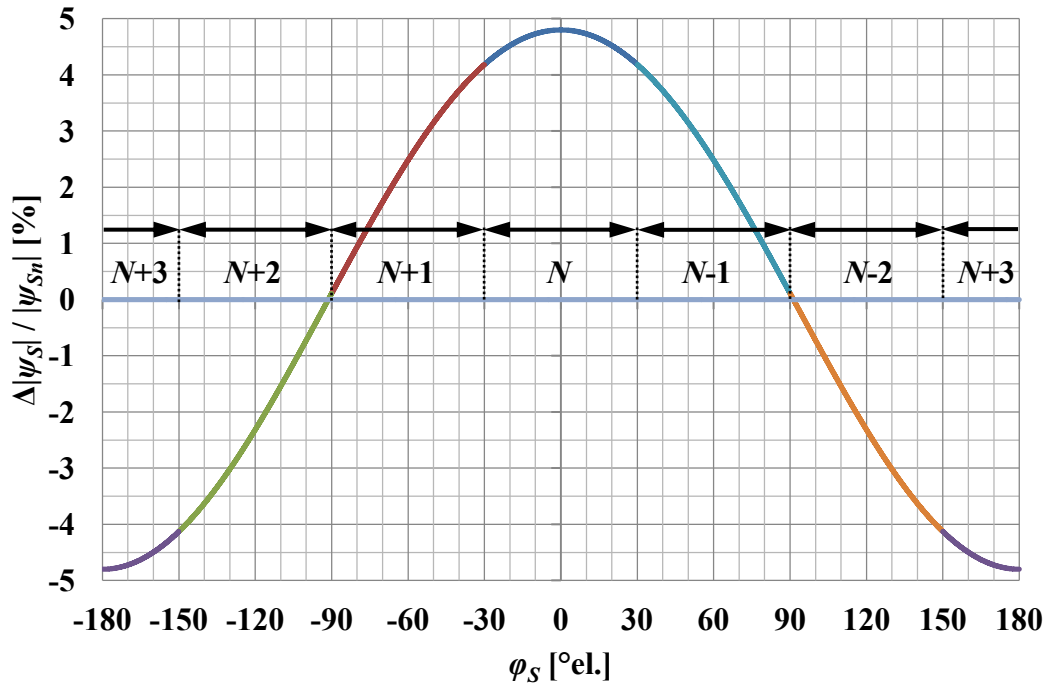
$$|\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)|^2 - |\vec{\psi}_S(t_k)|^2 \approx |\Delta\vec{\psi}_S|^2 - 2|\vec{\psi}_S(t_k)||\Delta\vec{\psi}_S| \cos[\lambda(t_k)] \quad (6.8)$$

$$|\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)| + |\vec{\psi}_S(t_k)| = \Delta|\vec{\psi}_S| + 2|\vec{\psi}_S(t_k)| \approx 2|\vec{\psi}_S(t_k)| \quad (6.9a)$$

$$|\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)| - |\vec{\psi}_S(t_k)| = \Delta|\vec{\psi}_S| \quad (6.9b)$$

$$2|\vec{\psi}_S(t_k)||\Delta\vec{\psi}_S| \approx |\Delta\vec{\psi}_S|\{|\Delta\vec{\psi}_S| - 2|\vec{\psi}_S(t_k)| \cos[\lambda(t_k)]\} \quad (6.10)$$

Prema jednadžbi (6.3) je modul vektora $\Delta\vec{\psi}_S$, koji predstavlja promjenu vektora statorskog toka u vremenskom periodu ΔT za aktivne vektore napona, približno jednak umnošku napona istosmjernog međukruga u_{dc} i vremenskog perioda ΔT :



Slika 6.4. Promjene modula vektora statorskog toka za pojedine vektore napona izmjenjivača
 $(\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|, u_{dc} = 600 \text{ V}, \Delta T = 80 \mu\text{s})$

$$2|\vec{\psi}_S(t_k)|\Delta|\vec{\psi}_S| \approx u_{dc}\Delta T\{u_{dc}\Delta T - 2|\vec{\psi}_S(t_k)|\cos[\lambda(t_k)]\} \quad (6.11a)$$

$$\Delta|\vec{\psi}_S| \approx \frac{(u_{dc}\Delta T)^2}{2|\vec{\psi}_S(t_k)|} + u_{dc}\Delta T \cos[\lambda(t_k)] \quad (6.11b)$$

Kut $\lambda(t_k)$ je definiran prema slici 6.1. Budući da su promjene modula vektora statorskog toka prema slici 6.4. za vektor napona izmjenjivača \vec{u}_N jednake za kutove $\varphi_S(t_k)$ u intervalu od -30° el. do 30° el., potrebno je izračunati kut $\lambda(t_k)$ za taj vektor napona:

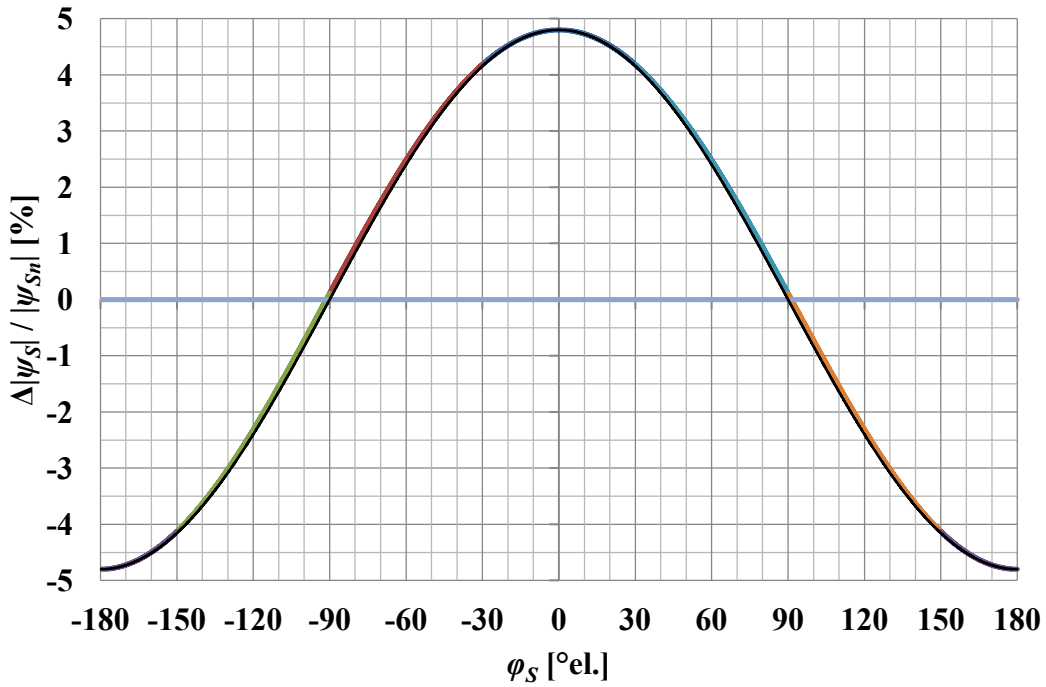
$$\lambda(t_k) = \begin{cases} \pi + \varphi_S(t_k) & \varphi_S(t_k) < 0 \\ \pi - \varphi_S(t_k) & \varphi_S(t_k) \geq 0 \end{cases} \quad (6.12)$$

$$\cos[\lambda(t_k)] = -\cos[\varphi_S(t_k)] \quad (6.13)$$

Zbog malog iznosa vremenskog perioda ΔT se prvi član na desnoj strani jednadžbe (6.11b) može zanemariti te se uvrštavanjem jednadžbe (6.13) u jednadžbu (6.11b) dobiva:

$$\Delta|\vec{\psi}_S| \approx u_{dc}\Delta T \cos[\varphi_S(t_k)] \quad (6.14)$$

Na slici 6.5. je ponovo prikazana krivulja sa slike 6.4. Ujedno je nacrtana njezina aproksimacija prema jednadžbi (6.14) i uočljivo je dobro slaganje dobivenih rezultata. Za proračun aproksimacije krivulje sa slike 6.5. prema jednadžbi (6.14) je argument kosinusne funkcije jednostavno mijenjan od -180° el. do 180° el.



Slika 6.5. Promjene modula vektora statorskog toka za pojedine vektore napona izmjenjivača i aproksimacija krivulje (crno) ($\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $u_{dc} = 600$ V, $\Delta T = 80$ μ s)

U prije izvedenoj jednadžbi za modul vektora statorskog toka $|\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)|$ nakon primjene vektora napona izmjenjivača unutar vremenskog perioda ΔT , jednadžba (6.4), koristi se kut $\lambda(t_k)$ koji je definiran položajem primijenjenog aktivnog vektora napona izmjenjivača i položajem vektora sektora statorskog toka, ali u odnosu na sredinu sektora. Prema slikama 6.4. i 6.5. slijedi da se promjene modula vektora statorskog toka mogu računati s kutem $\varphi_S(t_k)$ definiranim prema sredini sektora, ali je argument kosinusne funkcije u jednadžbi (6.14) potrebno pomaknuti ovisno o primijenjenom vektoru napona izmjenjivača:

$$\Delta|\vec{\psi}_S| \approx u_{dc}\Delta T \cos[\varphi'_S(t_k)] \quad (6.15)$$

$$\varphi'_S(t_k) = \varphi_S(t_k) - n\frac{\pi}{3} \quad (6.16)$$

pri čemu je $\varphi'_S(t_k)$ korigirani kut vektora statorskog toka u odnosu na sredinu sektora i n je jednak 0 za vektor napona \vec{u}_N , 1 za \vec{u}_{N+1} , 2 za \vec{u}_{N+2} , 3 za \vec{u}_{N+3} , -1 za \vec{u}_{N-1} i -2 za \vec{u}_{N-2} .

6.2. Određivanje utjecaja vektora napona izmjenjivača na razvijeni elektromagnetski moment

Utjecaj vektora napona izmjenjivača na drugu upravljачku veličinu, razvijeni elektromagnetski moment, može se odrediti koristeći rezultate iz poglavlja 6.1. Ako se u

vremenskom periodu ΔT na asinkroni stroj primjeni određeni vektor napona izmjenjivača, doći će do promjene momenta:

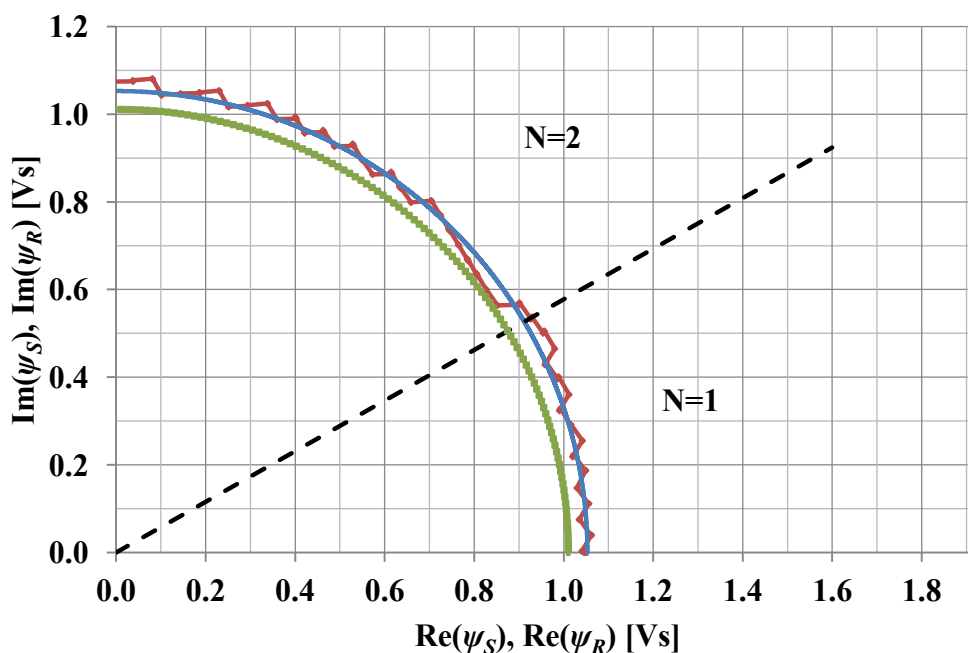
$$\Delta m_{elm} = m_{elm}(t_k + \Delta T) - m_{elm}(t_k) \quad (6.17)$$

pri čemu je Δm_{elm} promjena momenta unutar vremenskog perioda ΔT , $m_{elm}(t_k + \Delta T)$ je moment u vremenskom trenutku $t = t_k + \Delta T$, tj. nakon primjene vektora napona izmjenjivača unutar vremenskog perioda ΔT i $m_{elm}(t_k)$ je moment u vremenskom trenutku $t = t_k$, tj. na početku vremenskog perioda ΔT .

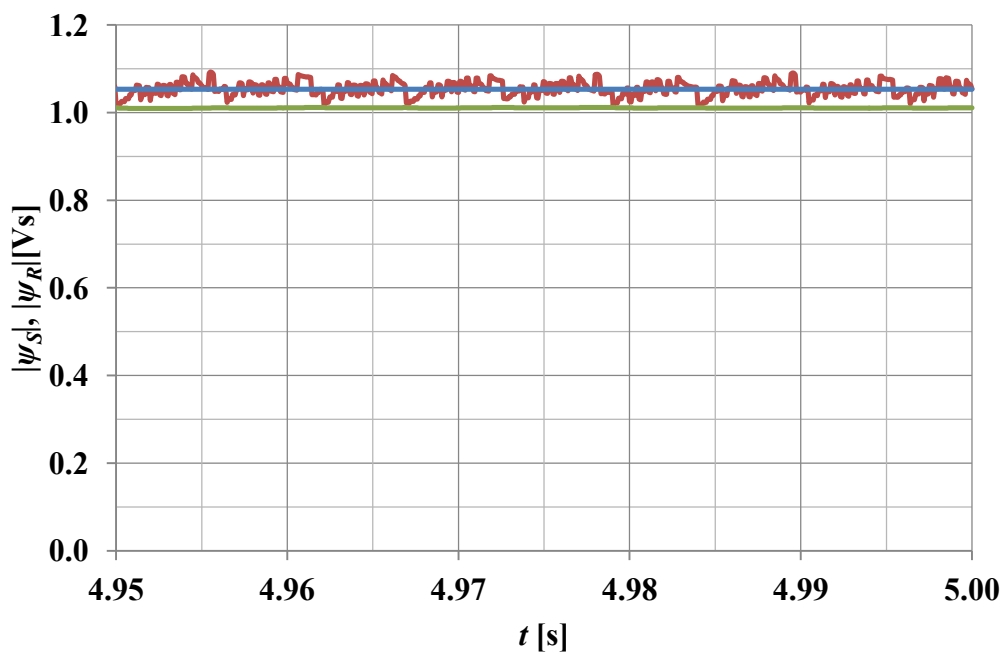
Moment $m_{elm}(t_k)$ na početku vremenskog perioda ΔT je poznata veličina koja je izračunata u prethodnom vremenskom periodu ΔT . Stoga se jednadžba (6.17) može prikazati u drugačijem obliku:

$$\Delta m_{elm} = m_{elm}(t_k) \left[\frac{m_{elm}(t_k + \Delta T)}{m_{elm}(t_k)} - 1 \right] \quad (6.18)$$

Vremenski period ΔT je kratak i tipično iznosi nekoliko desetaka μs , pa se može pretpostaviti kako se parametri asinkronog stroja unutar ΔT ne mijenjaju. Nadalje, u poglavlju 4.2. je istaknuto kako je vektor rotorskog toka određen vektorom statorskog toka preko niskopropusnog filtra prvog reda s relativno malom presječnom frekvencijom te kako je odziv vektora rotorskog toka na narinuti statorski napon usporen i filtriran. Za potvrdu navedene činjenice su na slikama 6.6. i 6.7. prikazani rezultati simulacije analiziranog pogona uz primjenu konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom. Brzina vrtnje n je 50% nazivne brzine vrtnje n_n , referentne vrijednosti momenta m_{ref} i modula vektora statorskog toka ψ_{Sref} su jednake nazivnim (M_n i $|\psi_{Sn}|$), iznos napona istosmjernog međukruga u_{dc} je 600 V, a vremenski period ΔT iznosi 80 μs . Na slici 6.6. su prikazane veličine u kompleksnoj ravnini, tj. realni i imaginarni dio vektora statorskog i rotorskog toka u mirujućem koordinatnom sustavu - plavom bojom je označena referentna vrijednost modula vektora statorskog toka, crvenom bojom vrh vektora statorskog toka i zelenom bojom vrh vektora rotorskog toka. Oznake za vrhove vektora statorskog i rotorskog toka odgovaraju vrijednostima izračunatim korakom 80 μs . Prikazan je prvi kvadrant kompleksne ravnine, tj. prema slici 4.2. druga polovica prvog sektora i drugi sektor.



Slika 6.6. Rezultati simulacija ($n = 0,5n_n$, $m_{ref} = M_n$, $\psi_{sref} = |\psi_{sn}|$, $u_{dc} = 600$ V, $\Delta T = 80 \mu s$): plavo - referentna vrijednost modula vektora statorskog toka, crveno - vrh vektora statorskog toka, zeleno - vrh vektora rotorskog toka



Slika 6.7. Rezultati simulacija ($n = 0,5n_n$, $m_{ref} = M_n$, $\psi_{sref} = |\psi_{sn}|$, $u_{dc} = 600$ V, $\Delta T = 80 \mu s$): plavo - referentna vrijednost modula vektora statorskog toka, crveno - modul vektora statorskog toka, zeleno - modul vektora rotorskog toka

Kod estimacije vektora statorskog toka je uzet u obzir utjecaj padova napona na poluvodičkim komponentama, utjecaj konačnih vremena uključjenja i isključenja tranzistora, određen je pad napona na statorskom namotu i uzet je u obzir napon na kabelu koji spaja

asinkroni stroj s pretvaračem. No, i uz proračun statorskih tokova na ovaj način, uočljivo je kako se vrh vektora statorskog toka uglavnom pomiče u smjeru primijenjenog vektora napona (prema tablici sklapanja konvencionalne metode se u prvom sektoru primjenjuju aktivni vektori napona \vec{u}_2 i \vec{u}_3 , a u drugom sektoru se primjenjuju aktivni vektori napona \vec{u}_3 i \vec{u}_4), dok se u slučaju primjene nul-vektora napona vrh vektora statorskog toka praktički zaustavlja. I dok vrh vektora statorskog toka slijedi referentnu vrijednost (unutar histereznih granica), modul vektora rotorskog toka je praktički konstantan. Dodatna potvrda za to su vremenske ovisnosti modula vektora statorskog i rotorskog toka prikazane na slici 6.7.

Zbog navedenog inherentnog svojstva asinkronog stroja vezanog uz modul vektora rotorskog toka kod pojedinih brzina vrtnje i opterećenja, može se uvesti pretpostavka kako se unutar kratkog vremenskog perioda ΔT modul vektora rotorskog toka ne mijenja:

$$|\vec{\psi}_R(t_k + \Delta T)| \approx |\vec{\psi}_R(t_k)| \quad (6.19)$$

pri čemu je $|\vec{\psi}_R(t_k + \Delta T)|$ modul vektora rotorskog toka nakon primjene vektora napona izmjenjivača unutar vremenskog perioda ΔT i $|\vec{\psi}_R(t_k)|$ je modul vektora rotorskog toka na početku vremenskog perioda ΔT .

Omjer momenata u jednadžbi (6.18) uz korištenje jednadžbe (6.19) i prije uvedenu pretpostavku da se parametri asinkronog tada unutar kratkog vremenskog perioda ΔT ne mijenjaju, slijedi iz jednadžbe (4.9):

$$\frac{m_{elm}(t_k + \Delta T)}{m_{elm}(t_k)} \approx \frac{|\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)| \sin[\gamma(t_k + \Delta T)]}{|\vec{\psi}_S(t_k)| \sin[\gamma(t_k)]} \quad (6.20)$$

pri čemu je $\gamma(t_k + \Delta T)$ kut između vektora statorskog i rotorskog toka nakon primjene vektora napona izmjenjivača unutar vremenskog perioda ΔT i $\gamma(t_k)$ je kut između vektora statorskog i rotorskog toka na početku vremenskog perioda ΔT .

Kut $\gamma(t_k)$ se može odrediti pomoću jednadžbi za vektore statorskog i rotorskog toka (2.17) i (2.22) te jednadžbi za elektromagnetski moment (2.25b) i (4.9):

$$\gamma(t_k) = \sin^{-1} \left\{ \frac{|\vec{i}_S(t_k) \sin[\delta(t_k)]|}{\left| \frac{1}{\sigma L_S} \vec{\psi}_S(t_k) - \vec{i}_S(t_k) \right|} \right\} \quad (6.21)$$

gdje je $\delta(t_k)$ kut između vektora statorske struje i vektora statorskog toka na početku vremenskog perioda ΔT i može se odrediti iz vektora statorske struje $\vec{i}_S(t_k)$ određenog na temelju mjerenja i estimiranog vektora statorskog toka $\vec{\psi}_S(t_k)$:

$$\delta(t_k) = \tan^{-1} \frac{i_{S\beta}(t_k)}{i_{S\alpha}(t_k)} - \tan^{-1} \frac{\psi_{S\beta}(t_k)}{\psi_{S\alpha}(t_k)} \quad (6.22)$$

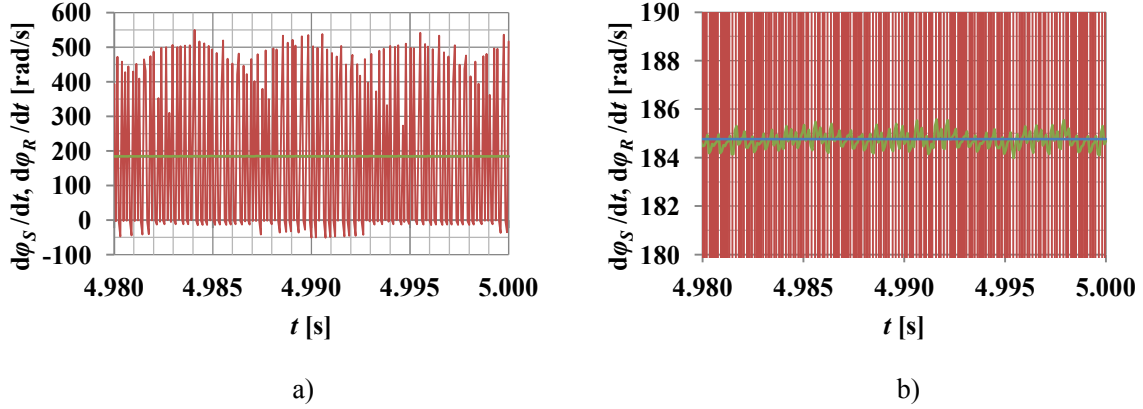
Budući da kut γ predstavlja kut između vektora statorskog i rotorskog toka, njegova se vrijednost nakon primjene vektora napona izmjenjivača unutar vremenskog perioda ΔT može odrediti pomoću kuta $\gamma(t_k)$ na početku vremenskog perioda ΔT i pomoću promjena argumenata vektora statorskog i rotorskog toka unutar vremenskog perioda ΔT :

$$\gamma(t_k + \Delta T) = \gamma(t_k) + \Delta\gamma \quad (6.23)$$

$$\Delta\gamma = \Delta\varphi_S - \Delta\varphi_R \quad (6.24)$$

pri čemu je $\Delta\gamma$ promjena kuta između vektora statorskog i rotorskog toka unutar vremenskog perioda ΔT i $\Delta\varphi_R$ promjena argumenta vektora rotorskog toka unutar vremenskog perioda ΔT .

Promjena argumenta vektora statorskog toka $\Delta\varphi_S$ unutar vremenskog perioda ΔT slijedi iz jednadžbe (6.5). Za određivanje promjena argumenta vektora rotorskog toka $\Delta\varphi_R$ unutar vremenskog perioda ΔT se ponovo može iskoristiti prije navedena značajka vektora rotorskog toka. Naime, ne samo da se za pojedino pogonsko stanje modul vektora rotorskog toka vrlo malo mijenja, već mu se i kutna brzina, tj. promjena argumenta, malo mijenja. Tako su na slici 6.8. prikazani rezultati prijašnje simulacije ($n = 0,5n_n$, $m_{ref} = M_n$, $\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $u_{dc} = 600 \text{ V}$, $\Delta T = 80 \mu\text{s}$) - plavom bojom je prikazana srednja vrijednost kutne brzine vektora statorskog toka, crvenom bojom kutna brzina vektora statorskog toka i zelenom bojom kutna brzina vektora rotorskog toka. Sa slike 6.8. je uočljivo kako trenutna kutna brzina vektora statorskog toka ovisi o primijenjenom vektoru napona. U slučaju primjene nulvektora napona zbog padova napona na poluvodičima i pada napona na statorskom namotu može doći do pomaka vrha vektora statorskog toka u smjeru suprotnom smjera kazaljke na satu, pa trenutna vrijednost kutne brzine vektora statorskog toka može biti negativna. S druge strane se trenutna vrijednost kutne brzine vektora rotorskog toka vrlo malo mijenja, pa se s dovoljnom točnošću može uzeti da je kod određene brzine vrtnje i određenog opterećenja kutna brzina vektora rotorskog toka konstantna i jednaka srednjoj vrijednosti kutne brzine vektora statorskog toka.



Slika 6.8. Rezultati simulacija ($n = 0,5n_n$, $m_{ref} = M_n$, $\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $u_{dc} = 600$ V, $\Delta T = 80 \mu s$): plavo - srednja vrijednost kutne brzine vektora statorskog toka, crveno - kutna brzina vektora statorskog toka, zeleno - kutna brzina vektora rotorskog toka; a) prikaz veličina u punom rasponu, b) detaljniji prikaz

Navedeno se može objasniti činjenicom kako su sve veličine u asinkronom stroju (struje, tokovi i moment) posljedica narinutog napona, tako da struje i tokovi imaju istu frekvenciju osnovnog harmonika jednaku frekvenciji osnovnog harmonika izlaznog napona izmjenjivača. Zbog toga su kod prikaza veličina u istom koordinatnom sustavu i srednje kutne brzine vektora struja i tokova jednake.

Promjena argumenta vektora rotorskog toka $\Delta\varphi_R$ unutar vremenskog perioda ΔT se stoga u ustaljenim stanjima može izračunati iz srednje vrijednosti kutne brzine vektora statorskog toka:

$$\Delta\varphi_R \approx \left(\frac{d\varphi_S}{dt}\right)_{AV} \Delta T \quad (6.25)$$

pri čemu je $\left(\frac{d\varphi_S}{dt}\right)_{AV}$ srednja vrijednost kutne brzine vektora statorskog toka.

Iz jednadžbi (6.1 - 6.5) i (6.17 - 6.25) slijedi izraz za promjenu razvijenog elektromagnetskog momenta asinkronog stroja unutar vremenskog perioda ΔT :

$$\Delta m_{elm} \approx m_{elm}(t_k) \frac{|\bar{\psi}_S(t_k + \Delta T)|}{|\bar{\psi}_S(t_k)|} \{\cos(\Delta\gamma) + \text{ctg}[\gamma(t_k)] \sin(\Delta\gamma)\} - m_{elm}(t_k) \quad (6.26)$$

Prema jednadžbama (6.21 - 6.26) korištenim za određivanje promjena razvijenog elektromagnetskog momenta se može uočiti kako je izbjegnuto računanje modula i argumenta vektora rotorskog toka, odnosno promjene argumenta vektora rotorskog toka pomoću komponenti vektora rotorskog toka u mirujućem koordinatnom sustavu, čime je izbjegnuta potreba za estimacijom rotorskih struja, mjerenjem ili estimacijom brzine vrtnje i korištenjem svih parametara asinkronog stroja. U odnosu na konvencionalnu metodu izravnog upravljanja

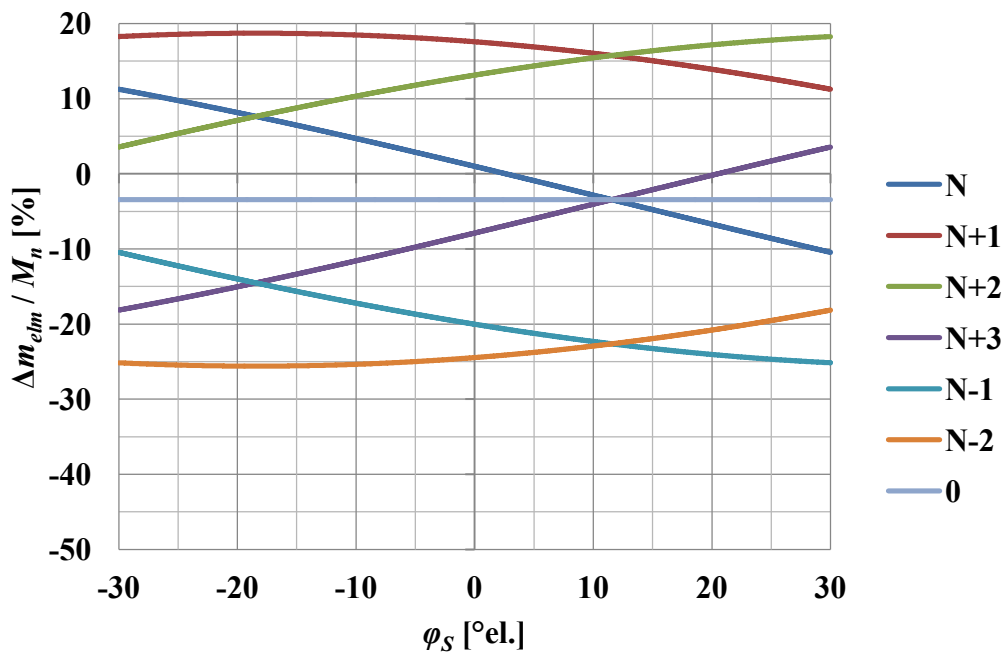
momentom, jedini dodatni parametar koji je potrebno poznavati jest član σL_S u jednadžbi (6.21). Korištenjem jednadžbi (2.18), (2.23), (3.2), (3.7 - 3.8) može se izvesti približan izraz za σL_S :

$$\sigma L_S \approx L_{\sigma S} + L_{\sigma R} \quad (6.27)$$

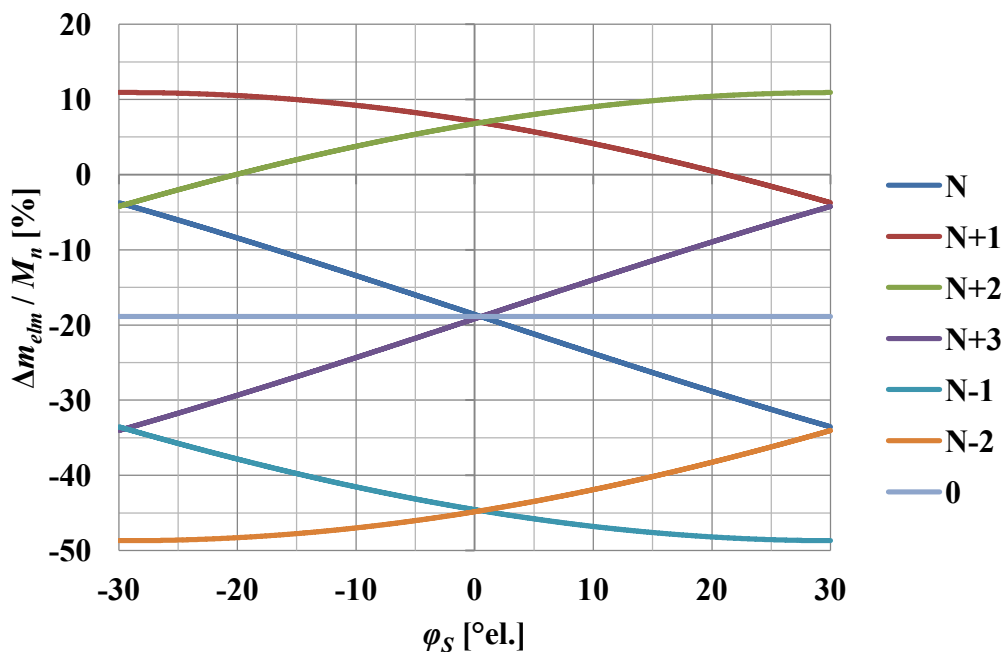
pa se stoga član σL_S ponekad naziva i ukupni rasipni induktivitet asinkronog stroja.

Analiza utjecaja vektora napona izmjenjivača na promjene elektromagnetskog momenta je pojednostavljena i provedena uz pretpostavku da je u jednadžbi (6.26) modul vektora statorskog toka $|\vec{\psi}_S(t_k)|$ na početku vremenskog perioda ΔT konstantan i jednak referentnoj vrijednosti. Nadalje, u prvi i treći član na desnoj strani jednadžbe (6.26) je uvrštena srednja vrijednost momenta $m_{elm}(t_k)$, a u drugi član na desnoj strani jednadžbe (6.26) je uvrštena srednja vrijednost produkta $m_{elm}(t_k)ctg[\gamma(t_k)]$.

Na slici 6.9. su prikazane promjene momenta za sve vektore napona izmjenjivača (relativno u odnosu na nazivnu vrijednost) u ovisnosti o položaju vektora statorskog toka unutar sektora i to kod 25% nazivne brzine vrtnje te srednju vrijednost momenta m_{elmAV} jednaku nazivnoj. Ovakve promjene su u kvalitativnom smislu tipične za niže brzine vrtnje. Slika 6.10. prikazuje ovisnosti promjena momenta za pojedine vektore napona izmjenjivača o položaju vektora statorskog toka unutar sektora kod nazivne brzine vrtnje i srednju vrijednost momenta jednaku 25% nazivne vrijednosti i ove promjene su karakteristične za više brzine vrtnje. Sa slika 6.9. i 6.10. je uočljivo kako iznos promjene momenta kao i u slučaju modula vektora statorskog toka ovisi o točnom položaju vektora statorskog toka unutar sektora. Promjene momenta za neke aktivne vektore napona unutar sektora nemaju isti predznak, što znači da primjena tih vektora napona u nekim dijelovima sektora povećava moment, a u ostatku sektora smanjuje moment. Potvrda ove činjenice za aktivne vektore napona \vec{u}_N i \vec{u}_{N+3} se može naći u literaturi, gdje je navedeno kako nije jednoznačno određeno na koji način ta dva vektora napona izmjenjivača djeluju na moment [222 - 224]. Još je potrebno prokomentirati utjecaj aktivnih vektora napona \vec{u}_{N+1} i \vec{u}_{N+2} na moment kod viših brzina vrtnje, slika 6.10. Naime, interesantno je kako vektor napona \vec{u}_{N+1} pred kraj sektora, a vektor napona \vec{u}_{N+2} na početku sektora smanjuju moment (promjene momenta su negativne), što znači da se primjenom tih vektora napona, a koja se zahtijeva prema tablici sklapanja konvencionalne metode (tablica 4.3.), zapravo ne djeluje ispravno na moment, odnosno moment se ne povećava.



Slika 6.9. Promjene momenta za pojedine vektore napona izmjenjivača ($n = 0,25n_n$, $m_{elmAV} = M_n$, $\psi_{sref} = |\psi_{Sn}|$, $u_{dc} = 600$ V, $\Delta T = 80$ μ s)



Slika 6.10. Promjene momenta za pojedine vektore napona izmjenjivača ($n = n_n$, $m_{elmAV} = 0,25M_n$, $\psi_{sref} = |\psi_{Sn}|$, $u_{dc} = 600$ V, $\Delta T = 80$ μ s)

Navedeno se može objasniti činjenicama kako je kod viših brzina vrtnje i ujedno većih frekvencija osnovnog harmonika pojedinih veličina, promjena argumenta vektora rotorskog toka $\Delta\varphi_R$ prema jednadžbi (6.25) veća, prema jednadžbi (6.24) se smanjuje promjena kuta γ

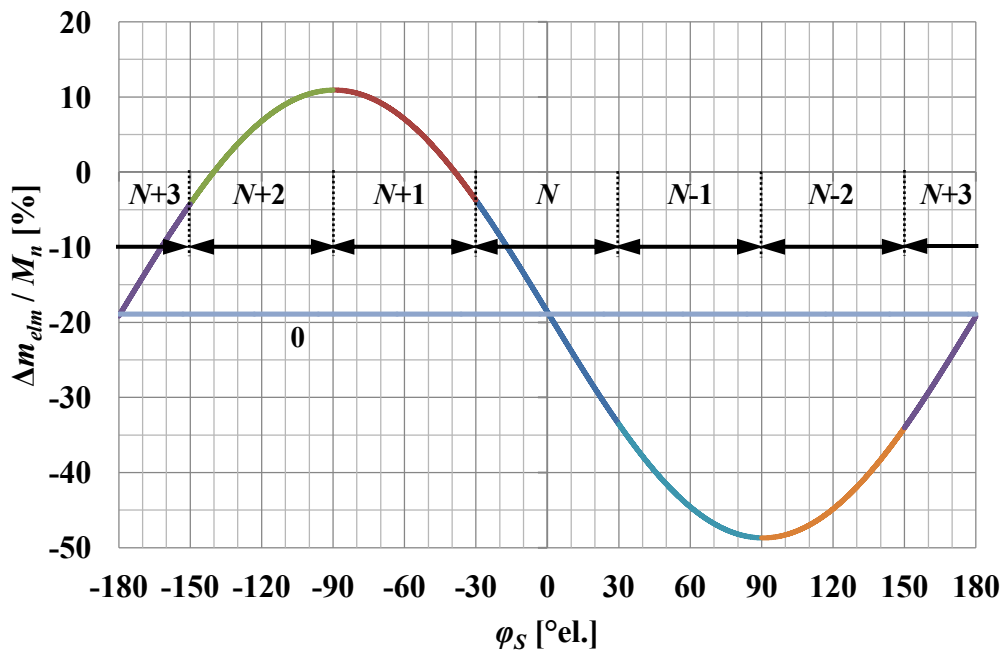
koja može postati i negativna, naročito kad je promjena argumenta vektora statorskog toka $\Delta\varphi_S$ mala, te zbog toga dolazi do smanjenja momenta.

Izračunate promjene momenta sa slika 6.9. i 6.10. se u kvalitativnom smislu slažu s promjenama dobivenim u [96], [219], [221], [225 - 227].

Slično kao i u prethodnom poglavlju, i za promjene momenta se može uočiti kako se odgovarajućim redoslijedom nastavljaju jedna na drugu. Tako je sa slika 6.9. i 6.10. uočljivo kako je npr. vrijednost promjene momenta za vektor napona izmjenjivača \vec{u}_{N+1} kod kuta unutar sektora 30° el. jednaka promjeni momenta za \vec{u}_N kod -30° el. ili kako je vrijednost promjene momenta za vektor napona \vec{u}_N kod kuta 30° el. jednaka promjeni momenta za \vec{u}_{N-1} kod kuta -30° el. Stoga su promjene momenta sa slike 6.10. proširene na čitavu kompleksnu ravninu i određene za kutove od -180° el. do 180° el., slika 6.11. Ova se krivulja može aproksimirati odgovarajućom funkcijom ovisnom o argumentu vektora statorskog toka. Korištenjem jednadžbi (6.18), (6.20) i (6.23 - 6.24) slijedi:

$$\Delta m_{elm} \approx m_{elm}(t_k) \frac{|\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)|}{|\vec{\psi}_S(t_k)|} \frac{\sin[\gamma(t_k) + \Delta\varphi_S - \Delta\varphi_R]}{\sin[\gamma(t_k)]} - m_{elm}(t_k) \quad (6.28)$$

U slučaju primjene nul-vektora napona i uz prije uvedene pretpostavke vrijedi:



Slika 6.11. Promjene momenta za pojedine vektore napona izmjenjivača ($n = n_n$, $m_{elmAV} = 0,25M_n$, $\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $u_{dc} = 600$ V, $\Delta T = 80 \mu s$)

$$|\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)| \approx |\vec{\psi}_S(t_k)| \quad (6.29)$$

$$\Delta\varphi_S \approx 0 \quad (6.30)$$

pa je promjena momenta za taj vektor napona:

$$\Delta m_{elm0} \approx m_{elm}(t_k) \{ \cos(\Delta\varphi_R) - \text{ctg}[\gamma(t_k)] \sin(\Delta\varphi_R) \} - m_{elm}(t_k) \quad (6.31)$$

pri čemu je Δm_{elm0} promjena momenta zbog primjene nul-vektora napona.

U slučaju primjene nekog od aktivnog vektora napona izmjenjivača, može se koristiti približan izraz za promjenu modula vektora statorskog toka, jednačba (6.14). Primjenom sinusnog poučka za trokut na slici 6.1. koji čine vektor statorskog toka $\vec{\psi}_S(t_k)$ na početku vremenskog perioda ΔT , vektor statorskog toka $\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)$ nakon primjene vektora napona izmjenjivača unutar vremenskog perioda ΔT i vektor $\Delta\vec{\psi}_S$ koji predstavlja promjenu vektora statorskog toka u vremenskom periodu ΔT , uz određivanje kuta $\lambda(t_k)$ za vektor napona izmjenjivača \vec{u}_N se dobiva:

$$\sin(\Delta\varphi_S) = -\frac{u_{dc}\Delta T}{|\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)|} \sin[\varphi_S(t_k)] \quad (6.32)$$

Za male promjene argumenta vektora statorskog toka unutar vremenskog perioda ΔT vrijedi:

$$\cos(\Delta\varphi_S) \approx 1 \quad (6.33)$$

Iz jednačbi (6.14), (6.28) i (6.31 - 6.33) slijedi:

$$\Delta m_{elm} \approx \Delta m_{elm0} + a_m \cos[\varphi_S(t_k)] + b_m \sin[\varphi_S(t_k)] \quad (6.34)$$

$$a_m = m_{elm}(t_k) \frac{u_{dc}\Delta T}{|\vec{\psi}_S(t_k)|} \{ \cos(\Delta\varphi_R) - \text{ctg}[\gamma(t_k)] \sin(\Delta\varphi_R) \} \quad (6.35)$$

$$b_m = -m_{elm}(t_k) \frac{u_{dc}\Delta T}{|\vec{\psi}_S(t_k)|} \{ \sin(\Delta\varphi_R) + \text{ctg}[\gamma(t_k)] \cos(\Delta\varphi_R) \} \quad (6.36)$$

pri čemu su a_m i b_m koeficijenti za proračun promjene momenta.

U jednačbama (6.34 - 6.36) se može računati s konstantnim vrijednostima veličina $m_{elm}(t_k)$, $\Delta\varphi_R$, $\gamma(t_k)$ i $|\vec{\psi}_S(t_k)|$ koje ovise o pogonskim uvjetima. Tako se za $m_{elm}(t_k)$ i $\gamma(t_k)$ u jednačbi (6.34 - 6.36) mogu uvrstiti usrednjene vrijednosti, $\Delta\varphi_R$ je prema jednačbi (6.25) ionako određen srednjom vrijednošću kutne brzine vektora statorskog toka, a za $|\vec{\psi}_S(t_k)|$ se može uvrstiti referentna vrijednost modula vektora statorskog toka. Na slici 6.12. je ponovo prikazana krivulja sa slike 6.11., ujedno je nacrtana njezina aproksimacija prema

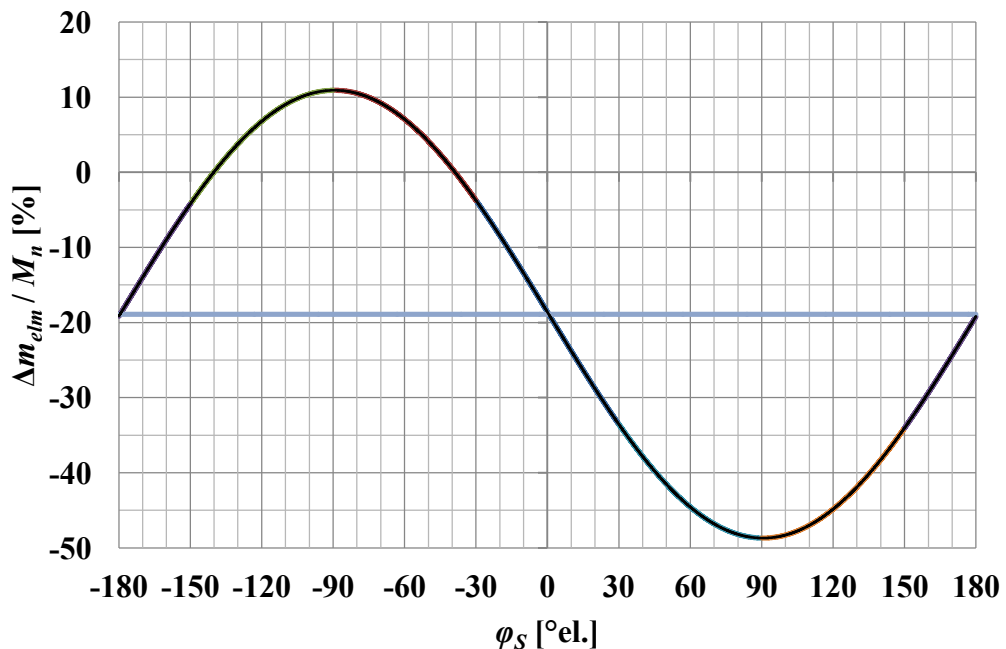
jednadžbama (6.34 - 6.36) i uočljivo je dobro slaganje dobivenih rezultata. Za proračun aproksimacije krivulje sa slike 6.12. prema jednadžbi (6.34) je argument trigonometrijskih funkcija mijenjan od -180° el. do 180° el. Prema slikama 6.11. i 6.12. slijedi kako se promjene razvijenog elektromagnetskog momenta mogu računati s kutem $\varphi_S(t_k)$ definiranim prema sredini sektora, ali je argument trigonometrijskih funkcija u jednadžbi (6.34) potrebno pomaknuti ovisno o primijenjenom vektoru napona izmjenjivača:

$$\Delta m_{elm} \approx \Delta m_{elm0} + a_m \cos[\varphi'_S(t_k)] + b_m \sin[\varphi'_S(t_k)] \quad (6.37)$$

$$\varphi'_S(t_k) = \varphi_S(t_k) - n \frac{\pi}{3} \quad (6.38)$$

pri čemu je n jednak 0 za vektor napona \vec{u}_N , 1 za \vec{u}_{N+1} , 2 za \vec{u}_{N+2} , 3 za \vec{u}_{N+3} , -1 za \vec{u}_{N-1} i -2 za \vec{u}_{N-2} .

Koeficijenti za proračun promjene momenta a_m i b_m u jednadžbama (6.35 - 6.36) i promjena momenta u slučaju primjene nul-vektora napona Δm_{elm0} , jednadžba (6.31), imaju za zadane pogonske uvjete (brzina vrtnje, moment, referentna vrijednost modula vektora statorskog toka, iznos napona istosmjernog međukruga i iznos vremenskog perioda ΔT) konstantnu istosmjernu komponentu.

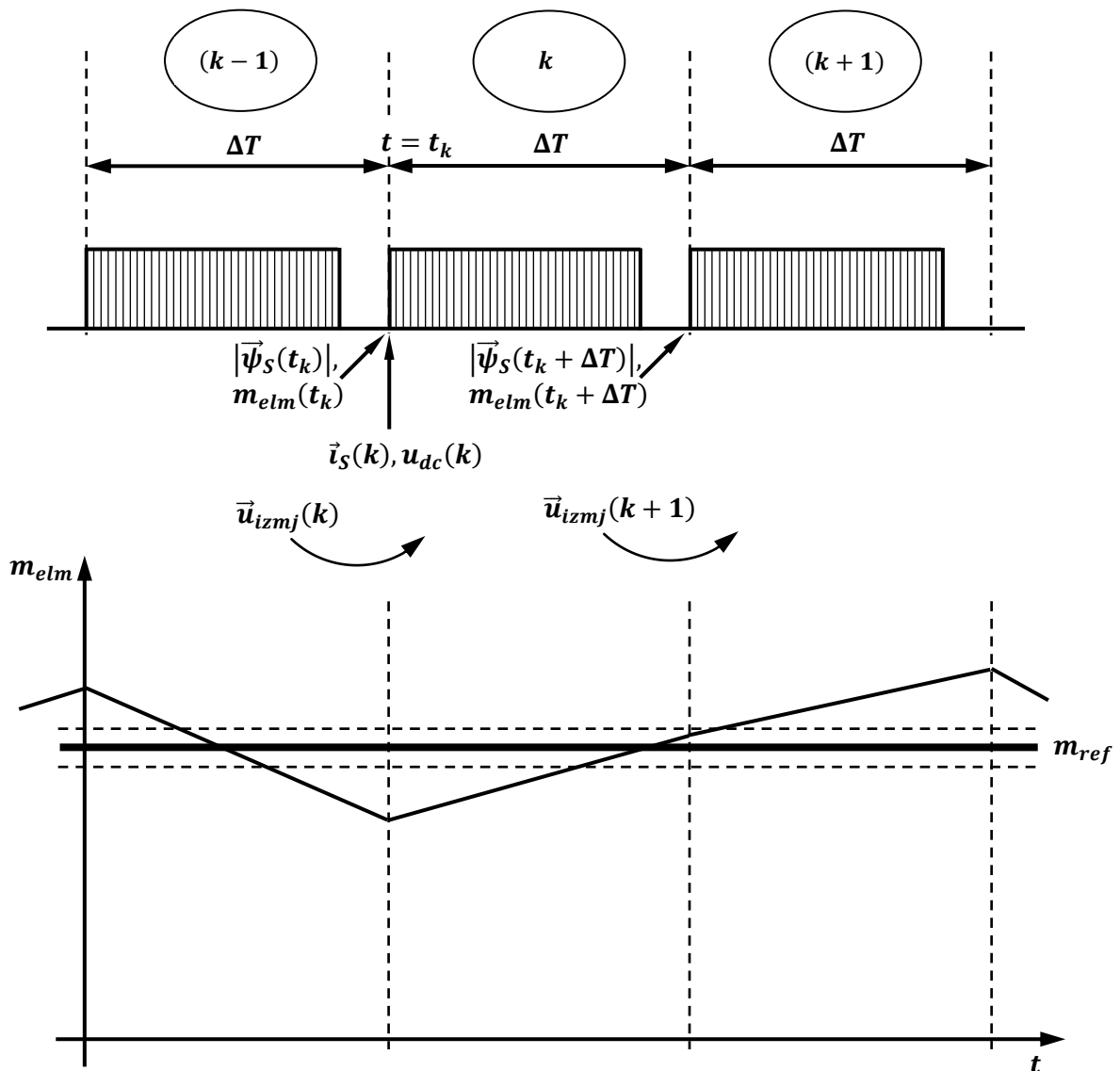


Slika 6.12. Promjene momenta za pojedine vektore napona izmjenjivača ($n = n_n$, $m_{elmAV} = 0,25M_n$, $\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $u_{dc} = 600$ V, $\Delta T = 80 \mu s$) i aproksimacija krivulje (crno)

Proračunom Δm_{elm0} prema jednadžbi (6.31), koeficijenta a_m i b_m prema jednadžbama (6.35 - 6.36), naknadnim filtriranjem izračunatih vrijednosti i određivanjem promjena elektromagnetskog momenta Δm_{elm} prema jednadžbama (6.37 - 6.38), znatno se olakšava proračun promjena momenta u odnosu na jednadžbu (6.26) i time skraćuje potrebno procesorsko vrijeme za proračun.

7. Estimacija upravljačkih veličina

Upravljačke veličine kod konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja su modul vektora statorskog toka i razvijeni elektromagnetski moment na temelju kojih se određuju upravljački signali poluvodičkih sklopki izmjenjivača. Na slici 7.1. je na pojednostavljeni način prikazan algoritam metode izravnog upravljanja momentom i vremenski tijek razvijenog elektromagnetskog momenta.



Slika 7.1. Vremenski tijek algoritma kod metode izravnog upravljanja momentom i razvijeni elektromagnetski moment

Kod metode je sve diskretizirano s obzirom na vremenski period ΔT unutar kojeg je potrebno definirati upravljačke signale poluvodičkih sklopki izmjenjivača. U promatranom, k -tom vremenskom periodu ΔT se upravljački signali ne mijenjaju i primjenjuje se samo jedan vektor napona izmjenjivača $\vec{u}_{izmj}(k)$ definiran u prethodnom, $(k - 1)$ -om vremenskom periodu i posljedica kojeg su odgovarajuće vrijednosti modula vektora statorskog toka $|\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)|$ i razvijenog elektromagnetskog momenta $m_{elm}(t_k + \Delta T)$ na kraju promatranog vremenskog perioda ΔT . Na početku svakog vremenskog perioda ΔT se mjere odgovarajuće veličine i na temelju njih se estimiraju upravljačke veličine (na slici 7.1. je šrafiranim dijelovima simbolički označeno kako procesorsko vrijeme potrebno za obradu mjerenih signala i estimaciju upravljačkih veličina mora biti manje od vremenskog perioda ΔT). Kod metode izravnog upravljanja momentom je stoga ključna estimacija upravljačkih veličina na kraju promatranog, k -tog vremenskog perioda ΔT , budući da se prema njima definira vektor napona izmjenjivača $\vec{u}_{izmj}(k + 1)$ koji će se primijeniti u sljedećem, $(k + 1)$ -om vremenskom periodu ΔT i posljedica kojeg će biti određene vrijednosti modula vektora statorskog toka i razvijenog elektromagnetskog momenta na kraju sljedećeg vremenskog perioda. Zato estimacija vektora statorskog toka i elektromagnetskog momenta mora biti što je moguće točnija, tj. potrebno je uzeti u obzir utjecaj kabela kojima je asinkroni stroj spojen na izmjenjivač, utjecaj padova napona na poluvodičkim komponentama, utjecaj konačnih vremena uključivanja i isključenja tranzistora i pad napona na statorskom namotu, što je sve u prethodnom poglavlju zanemareno. U slučaju ispravne estimacije upravljačkih veličina i primjene vektora napona izmjenjivača prema tablici sklapanja konvencionalne metode (tablica 4.3.), trenutna vrijednost momenta će biti blizu referentne vrijednosti.

7.1. Estimacija vektora statorskog toka

Vektor statorskog toka se određuje pomoću jednadžbe (4.1), tj. integracijom razlike vektora statorskog napona i pada napona na statorskom namotu. Budući da se vektor statorskog toka estimira u svakom vremenskom periodu ΔT i kako je u promatranom, k -tom vremenskom periodu ΔT poznata vrijednost vektora statorskog toka $\vec{\psi}_S(t_k)$ iz prethodnog perioda, zapravo je potrebno izračunati promjenu vektora statorskog toka unutar vremenskog perioda ΔT uslijed narinutog napona i uslijed pada napona na statorskom namotu:

$$\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T) = \vec{\psi}_S(t_k) + \int_{t_k}^{t_k + \Delta T} \vec{u}_S dt - \int_{t_k}^{t_k + \Delta T} R_S \vec{i}_S dt \quad (7.1)$$

7.1.1. Određivanje vektora statorskog napona

Drugi član na desnoj strani jednadžbi (7.1) je definiran vektorom statorskog napona koji slijedi iz napona na izlaznim stezaljkama izmjenjivača i napona na kabelu koji spaja izmjenjivač s asinkronim strojem:

$$\vec{u}_S = \vec{u}_{izmj} - R_K \vec{i}_S - L_K \frac{d\vec{i}_S}{dt} \quad (7.2)$$

pri čemu je R_K je otpor kabela i L_K je induktivitet kabela.

Na slici 7.2. je ponovno prikazana shema trofaznog, dvorazinskog izmjenjivača s utisnutim naponom, s time da je istosmjerni međukrug nadomješten s dva kondenzatora uz uzemljenu sredinu međukruga. Naponi u_A , u_B i u_C predstavljaju potencijale izlaznih stezaljki izmjenjivača u odnosu na sredinu istosmjernog međukruga i pomoću njih se određuje vektor napona izmjenjivača \vec{u}_{izmj} u jednadžbi (7.2). Kao pozitivan smjer izlaznih struja je odabran smjer od izmjenjivača prema asinkronom stroju (tako je struja i_A na slici 7.2 pozitivna). Jednadžba (7.2) je napisana u vektorskom obliku, a moguće ju je primijeniti i za fazne veličine. Veza faznog statorskog napona asinkronog stroja i potencijala na izlaznim stezaljkama izmjenjivača ovisi o vrsti spoja. Tako za spoj asinkronog stroja u zvijezdu vrijedi:

$$u_{S1} = \frac{2u_A - u_B - u_C}{3} - R_K i_{S1} - L_K \frac{di_{S1}}{dt} \quad (7.3a)$$

$$u_{S2} = \frac{2u_B - u_A - u_C}{3} - R_K i_{S2} - L_K \frac{di_{S2}}{dt} \quad (7.3b)$$

$$u_{S3} = \frac{2u_C - u_A - u_B}{3} - R_K i_{S3} - L_K \frac{di_{S3}}{dt} \quad (7.3c)$$

pri čemu su u_{S1} , u_{S2} i u_{S3} fazni statorski naponi asinkronog stroja, a u_A , u_B i u_C su potencijali izlaznih stezaljki izmjenjivača prema slici 7.2.

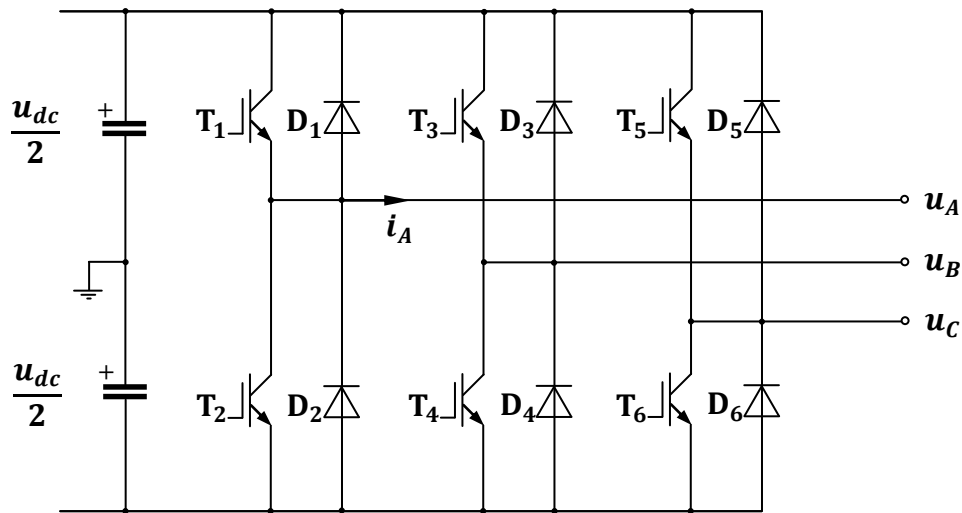
Za spoj asinkronog stroja u trokut su fazni statorski naponi:

$$u_{S1} = (u_A - u_B) - 3R_K i_{S1} - 3L_K \frac{di_{S1}}{dt} \quad (7.4a)$$

$$u_{S2} = (u_B - u_C) - 3R_K i_{S2} - 3L_K \frac{di_{S2}}{dt} \quad (7.4b)$$

$$u_{S3} = (u_C - u_A) - 3R_K i_{S3} - 3L_K \frac{di_{S3}}{dt} \quad (7.4c)$$

te se iz faznih statorskih napona analogno jednadžbi (4.3) dobiva vektor statorskog napona \vec{u}_S koji se koristi u jednadžbi (7.1).



Slika 7.2. Pojednostavljena shema trofaznog, dvorazinskog izmjenjivača s utisnutim naponom

7.1.2. Određivanje padova napona na poluvodičkim komponentama

Padovi napona na tranzistorima se određuju pomoću izlazne karakteristike (eng. *output characteristic*) koja prikazuje ovisnost struje kolektora i_C o naponu između kolektora i emitera u_{CE} . Izlazna karakteristika se mijenja ovisno o temperaturi PN prijelaza T_{vj} i o iznosu napona između upravljačke elektrode i emitera u_{GE} . Padovi napona na diodama slijede iz propusne karakteristike diode (eng. *forward characteristic*) koja prikazuje ovisnost propusne struje diode i_F o propusnom naponu diode u_F i također se mijenjaju ovisno o temperaturi PN prijelaza.

Na pretvaraču glavnog pogona niskopodnog tramvaja serije TMK 2200 su korišteni visokoučinski IGBT moduli FZ1200R17KF6C_B2 tvrtke *Infineon*, čiji su kataloški podaci navedeni u [228]. Sami moduli su unutar izmjenjivača montirani na rashladno tijelo koje se prisilno hladi. Razdioba temperature duž rashladne ploče nije uniformna, tako da nije poznat podatak o temperaturama rashladnog tijela neposredno na mjestima gdje su montirani pojedini IGBT moduli. Također je u kataloškim podacima istaknuto kako navedene izlazne karakteristike tranzistora i propusne karakteristike diode prikazuju samo tipične vrijednosti padova napona, odnosno kako su dozvoljena određena odstupanja od navedenih podataka, prvenstveno zbog tehnoloških razloga. Iz svega spomenutog proizlazi kako praktički nije moguće bez dodatnih mjernih sklopova znati stvarnu temperaturu PN prijelaza svakog IGBT-a i svake diode, samim time ni pad napona na svakoj pojedinoj komponenti.

Na slici 7.3. su prikazane inverzne izlazne karakteristike tranzistora, odnosno ovisnosti napona između kolektora i emitera o struji kolektora za napon između upravljačke elektrode i

emitera iznosa 15 V, te za temperature PN prijelaza 25° C i 125° C preuzete iz [228]. Zbog prije navedenih razloga je dodatno nacrtana inverzna izlazna karakteristika za pretpostavljenu prosječnu temperaturu PN prijelaza svakog IGBT-a iznosa 80° C, koja je izračunata uz pretpostavku linearne promjene izlaznih karakteristika IGBT-a u ovisnosti o T_{vj} između 25° C i 125 °C. Nacrtana je i aproksimacija dodane krivulje, a radi veće točnosti aproksimacije je struja kolektora izražena u kA. Aproksimacija napona između kolektora i emitera za temperaturu PN prijelaza iznosa 80° C je provedena polinomom četvrtog reda i iznosi:

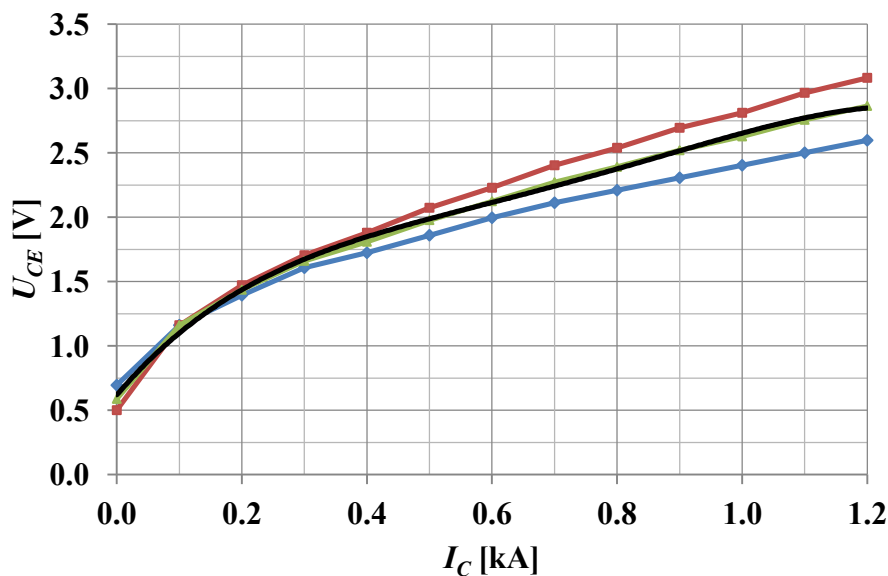
$$u_{CE} \approx -3,0936i_C^4 + 9,1062i_C^3 - 9,6516i_C^2 + 5,6723i_C + 0,6194 \quad (7.5)$$

pri čemu je u jednačbi (7.5) potrebno uvrstiti i_C u kA, a dobiveni napon u_{CE} je u V.

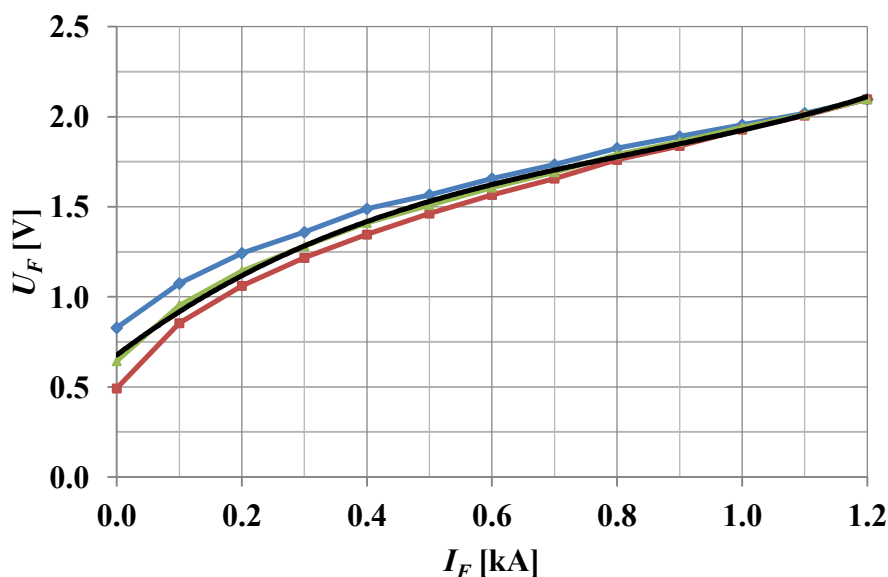
Analogno je određen pad napona na diodi u_F u ovisnosti o struji diode i_F . Na slici 7.4. su prikazane inverzne propusne karakteristike diode za temperature PN prijelaza T_{vj} 25° C i 125° C preuzete iz [228], iz njih izračunata inverzna propusna karakteristika diode za T_{vj} iznosa 80° C i aproksimacija izračunate karakteristike polinomom trećeg reda:

$$u_F \approx 0,9256i_F^3 - 2,3029i_F^2 + 2,6252i_F + 0,6770 \quad (7.6)$$

pri čemu je u jednačbi (7.6) potrebno uvrstiti i_F u kA, a dobiveni napon u_F je u V.



Slika 7.3. Inverzne izlazne karakteristike IGBT-a FZ1200R17KF6C_B2, [228]: plavo - T_{vj} 25° C , crveno - T_{vj} 125° C, zeleno - izračunata karakteristika za T_{vj} 80° C, crno - aproksimacija izračunate krivulje

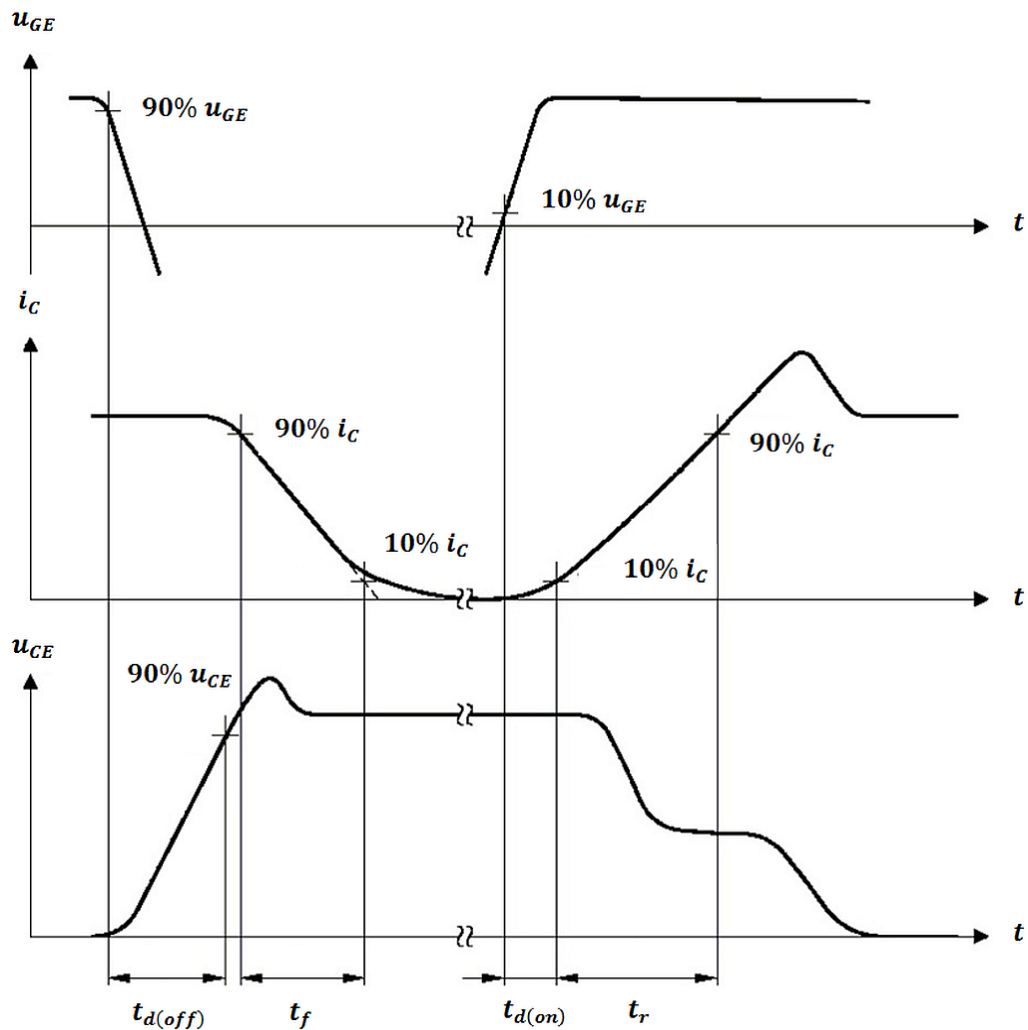


Slika 7.4. Inverzne propusne karakteristike diode modula FZ1200R17KF6C_B2, [228]: plavo - T_{vj} 25° C , crveno - T_{vj} 125° C, zeleno - izračunata karakteristika za T_{vj} 80° C, crno - aproksimacija izračunate krivulje

7.1.3. Određivanje utjecaja vremena uključenja i isključenja tranzistora

Za određivanje utjecaja konačnih vremena uključenja i isključenja tranzistora i definiranje tzv. mrtvog vremena (eng. *interlock delay time* ili kraće eng. *dead time*) koje se dodaje odgovarajućim sklopovljem, potrebno je analizirati naponsko-strujne odnose na IGBT poluvodičkim komponentama tijekom sklapanja, odnosno ovisnosti pojedinih veličina koje su karakteristične za IGBT-ove. Tako se vremena tijekom sklapanja tranzistora definiraju na temelju vremenskih ovisnosti napona između upravljačke elektrode i emitera u_{GE} , struje kolektora i_C i napona između kolektora i emitera u_{CE} , slika 7.5. [229 - 230]. Pri tome se mogu definirati sljedeća vremena:

- $t_{d(off)}$ vrijeme kašnjenja isklapanja: predstavlja vremenski period između trenutka kada naponski impuls doveden na upravljačku elektrodu drži IGBT uklopljenim i početka pada nagiba struje kolektora (obično se uzima 90% vrijednosti amplitude napona na upravljačkoj elektrodi i 90% vrijednosti struje kolektora),
- t_f vrijeme pada: predstavlja vremenski period u kojem je IGBT isklopljen (uobičajeno je uzeti pad vrijednosti struje kolektora od 90% na 10%),



Slika 7.5. Električne veličine tijekom sklapanja IGBT-a [229]

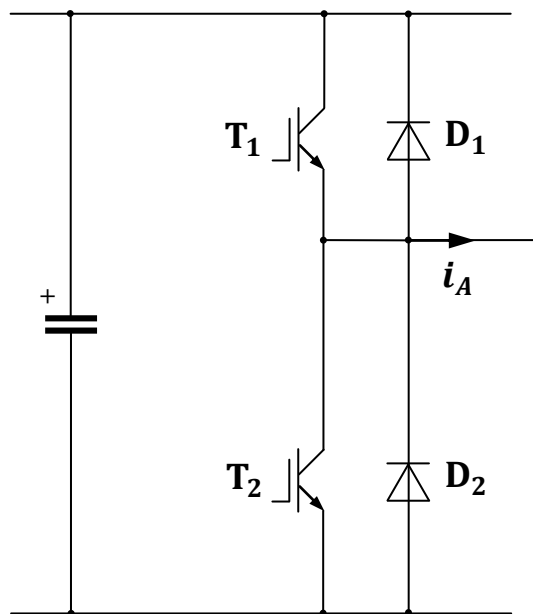
- $t_{d(on)}$ vrijeme kašnjenja uklapanja: predstavlja vremenski period između naponskog impulsa dovedenog na upravljačku elektrodu uz koji je IGBT uklopljen i početka porasta nagiba struje kolektora (obično se uzima 10% vrijednosti amplitude napona na upravljačkoj elektrodi i 10% vrijednosti struje kolektora),
- t_r vrijeme porasta: predstavlja vremenski period u kojem je IGBT uklopljen (uobičajeno je uzeti u obzir porast vrijednosti struje kolektora od 10% na 90%).

Tijekom normalnog rada u svakoj fazi izmjenjivača gornji i donji tranzistori se naizmjenično uključuju i isključuju, tj. uključanju gornjeg tranzistora prethodi isključenje donjeg i obrnuto. Istovremeno uključanje oba tranzistora u pojedinoj fazi bi za posljednicu imalo kratki spoj istosmjernog međukruga i veliki porast struje ograničen samo malim

rasipnim induktivitetom istosmjernog međukruga, što za posljedicu može imati uništenje poluvodičkih sklopki, uništenje kondenzatora u međukrugu pa čak i uništenje cjelokupnog izmjenjivača. U algoritmu upravljanja se stoga mora izbjeći pojava istovremenog naloga za uključanje oba tranzistora u pojedinoj fazi, a zbog činjenice da vremena uklapanja i isklapanja IGBT-a ne traju jednako dugo, također se mora osigurati da jedan od tranzistora u pojedinoj fazi sigurno završi s isklapanjem, te da tek onda drugi tranzistor počinje s uklapanjem. Navedeno se postiže dodavanjem mrtvog vremena u strukturu upravljanja, tj. dodavanjem vremenskog zatezanja signalu za uklapanje IGBT-a. Uklapanjem jednog IGBT-a nakon dovoljno dugačkog vremenskog perioda se osigurava da u svim režimima rada jedan od IGBT-ova najprije završi s isklapanjem i da nakon toga počinje uklapanje drugog IGBT-a.

Osnovna svrha uvođenja mrtvog vremena je sprečavanje kratkog spoja istosmjernog međukruga te se zato kod analiziranja rada pretvarača jednostavno mora prihvatiti činjenica kako je mrtvo vrijeme nužno i da se posljedice njegovog uvođenja moraju na odgovarajući način kompenzirati. Pri tome je potrebno razlikovati dva tipa mrtvog vremena: upravljačko mrtvo vrijeme i efektivno mrtvo vrijeme [229]. Upravljačko mrtvo vrijeme je implementirano unutar upravljačkog algoritma i zapravo osigurava ispravno efektivno mrtvo vrijeme. Zbog činjenice kako se upravljačko mrtvo vrijeme uvijek određuje na temelju najgoreg slučaja, efektivno mrtvo vrijeme predstavlja samo dio upravljačkog mrtvog vremena.

Negativan utjecaj mrtvog vremena se može pojednostavljeno sagledati analizom sklapanja u jednoj fazi dvorazinskog izmjenjivača, slika 7.6. Na primjer, u slučaju kada je smjer struje jednak onom na slici 7.6. te da tranzistor T_1 treba iskllopiti, a tranzistor T_2 po isteku upravljačkog mrtvog vremena uklopiti, tijekom efektivnog mrtvog vremena su oba IGBT-a isklopljeni i struju vodi povratna dioda D_2 . Na izlaznu stezaljku izmjenjivača se dovodi negativan napon istosmjernog međukruga, što u ovom slučaju odgovara zahtjevu. No, ako je nakon isključenja tranzistora T_2 potrebno uključiti tranzistor T_1 , tijekom efektivnog mrtvog vremena i dalje vodi povratna dioda D_2 i na izlaznu stezaljku je spojen negativan napon istosmjernog međukruga, što se u ovom slučaju ne zahtijeva. Analogno se javlja neželjena situacija u slučaju kada je smjer struje suprotan onom sa slike 7.6., a T_1 treba iskllopiti i T_2 uklopiti, jer se tada tijekom efektivnog mrtvog vremena na izlaznu stezaljku izmjenjivača dovodi pozitivan napon istosmjernog međukruga budući da vodi dioda D_1 .



Slika 7.6. Faza trofaznog, dvorazinskog izmjenjivača s utisnutim naponom

Sumarno se može reći kako je tijekom efektivnog mrtvog vremena napon na izlaznim stezaljkama izmjenjivača zapravo određen smjerovima struja, a ne upravljačkim signalima za pojedine IGBT-ove te kako uvedeno mrtvo vrijeme ima za posljedicu distorziju izlaznog napona izmjenjivača i posljedično, distorziju izlaznih struja izmjenjivača. Upravljačko mrtvo vrijeme zato treba odabrati tako da se sigurno spriječi mogući kratki spoj istosmjernog međukruga, ali pri tome efektivno mrtvo vrijeme ne smije biti predugačko, budući da prevelika distorzija izlaznog napona izmjenjivača može imati neželjene posljedice (npr. nestabilan rad, oscilacije napona i struja i dr.). Uobičajeno je ta dva spomenuta zahtjeva koji su zapravo kontradiktorni, pomiriti određivanjem upravljačkog mrtvog vremena na temelju najgoreg slučaja [229]:

$$t_{dead} = k_{dsm}(T_{d(off)_{max}} - T_{d(on)_{min}} + T_{pdd_{max}} - T_{pdd_{min}}) \quad (7.7)$$

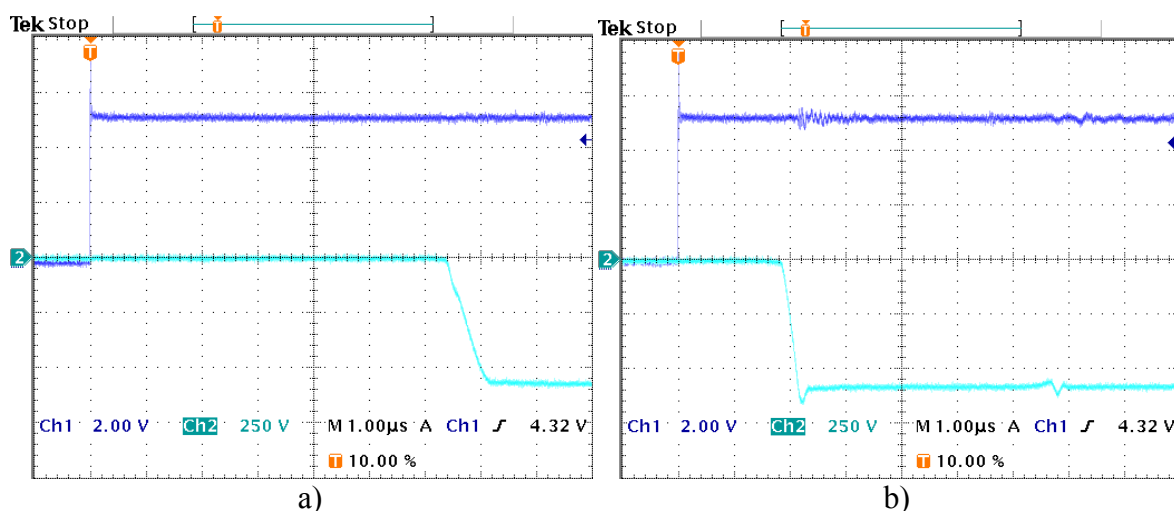
pri čemu je t_{dead} upravljačko mrtvo vrijeme, k_{dsm} koeficijent zbog sigurnosne margine (npr. 1.2 u [229]), $T_{d(off)_{max}}$ najveće vrijeme kašnjenja isklapanja, $T_{d(on)_{min}}$ najmanje vrijeme kašnjenja uklapanja, $T_{pdd_{max}}$ najveće vrijeme kašnjenja propagacije pobudnog sklopa i $T_{pdd_{min}}$ najmanje vrijeme kašnjenja propagacije pobudnog sklopa.

Jednadžba (7.7) ne sadržava prije definirana vremena porasta i pada, budući da su relativno kratka u usporedbi s vremenima kašnjenja isklapanja i uklapanja [229], [231]. Vrijeme kašnjenja isklapanja i samim tim najveća vrijednost $T_{d(off)_{max}}$ te vrijeme kašnjenja uklapanja i najmanja vrijednost $T_{d(on)_{min}}$ općenito ovise o iznosu otpora u krugu upravljačke

elektrode, temperaturi PN prijelaza unutar IGBT-a, naponu napajanja upravljačke elektrode i iznosu struje kolektora [229], a naročito je izražen relativno velik porast vremena kašnjenja isklapanja sa smanjenjem struje kolektora. Razlika između najvećeg i najmanjeg vremena propagacije u jednadžbi (7.7) je određena izvedbom pobudnog sklopa i uobičajeno je da se ovo vrijeme navodi od strane proizvođača u kataloškim podacima pobudnog sklopa. U [229], [231] je istaknuto kako su pojave tijekom sklapanja IGBT-a općenito dosta složene te da ovise o konkretnoj izvedbi i uvjetima rada. Stoga vrijednosti navedene u kataloškim podacima predstavljaju orijentacijske vrijednosti koje samo indiciraju na koji se način IGBT ponaša tijekom sklapanja. Tako su za korišteni poluvodički modul FZ1200R17KF6C_B2 u [228] navedene vrijednosti vremena kašnjenja isklapanja odnosno uklapanja samo za određene vrijednosti struje kolektora i napona između kolektora i emitera, a ne najveće i najmanje vrijednosti. Sumarni zaključak u [229], [231] vezan uz pravilno određivanje mrtvog vremena jest kako je potrebno provesti niz mjerenja na konkretnom poluvodičkom modulu i s pobudnim sklopom koji će se koristiti na izmjenjivaču i na temelju rezultata mjerenja izračunati potrebno upravljačko mrtvo vrijeme.

Prema jednadžbama (7.3) i (7.4) se do faznih statorskih napona dolazi pomoću potencijala izlaznih stezaljki izmjenjivača. Zato je dovoljno izmjeriti promjene tih potencijala ovisno o upravljačkim signalima poluvodičkih sklopki pojedinih faza, a ne detaljno analizirati promjene i ovisnosti svih prije navedenih vremena. Mjerenja su provedena na pretvaraču glavnog pogona niskopodnog tramvaja serije TMK 2200 za Zagreb proizvođača *Končar - Elektronika i informatika*. Osciloskopom su izravno na PWM izlazima digitalnog signalnog procesora mjereni upravljački signali za tranzistore pojedinih faza izmjenjivača, uz trigeriranje na uzlazni i silazni brid, i naponi između odgovarajućih izlaznih stezaljki pretvarača i „+“, odnosno „-“ pola istosmjernog međukruga. Vrijednost napona istosmjernog međukruga je bila oko 600 V.

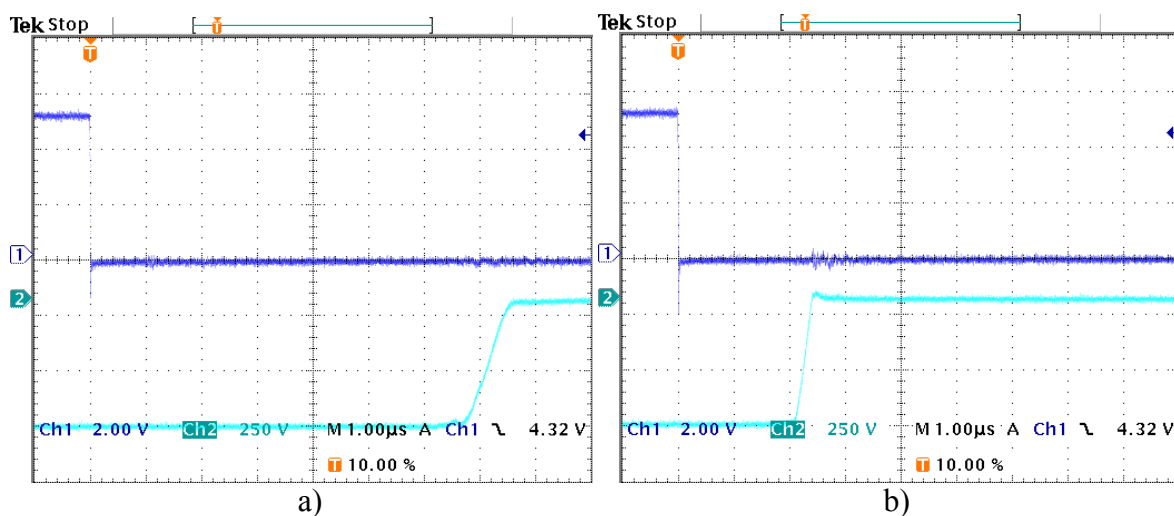
Na slikama 7.7.a) i 7.7.b) su prikazani oscilogrami za prvu fazu izmjenjivača. Mjeren je napon između „+“ pola istosmjernog međukruga i izlazne stezaljke prve faze izmjenjivača. Promjena upravljačkog signala prve faze iz stanja „nisko“ u stanje „visoko“ zapravo znači zahtjev za isklapanjem gornjeg tranzistora u fazi i nalog za uklapanjem donjeg tranzistora (iz izmjerenog signala napona između „+“ pola i izlazne stezaljke je uočljivo kako je za vrijeme upravljačkog signala „nisko“ izmjereni napon približno nula, a po uklapanju donjeg tranzistora je izmjeren negativan napon, po apsolutnom iznosu jednak naponu međukruga oko 600 V).



Slika 7.7. Rezultati mjerenja: CH1 upravljački signal prve faze (2 V/d.s.), CH2 napon između „+“ pola međukruga i izlazne stezaljke prve faze izmjenjivača (250 V/d.s.)

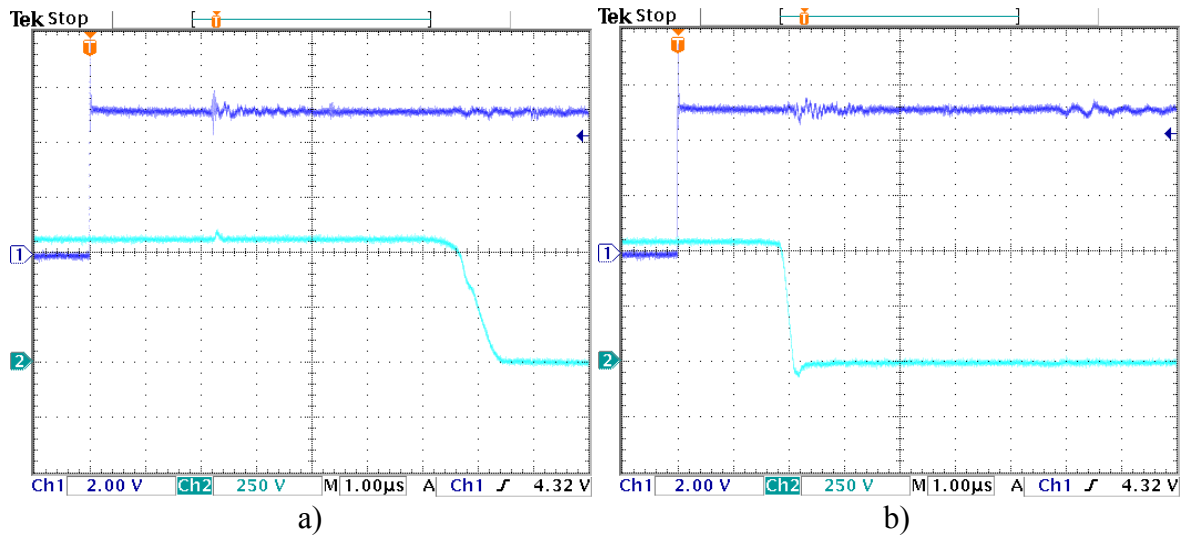
Sa slika 7.7.a) i 7.7.b) se mogu uočiti dva vremena promjene potencijala između „+“ pola istosmjernog međukruga i izlazne stezaljke prve faze izmjenjivača u odnosu na trenutak trigeriranja. Duljem vremenskom periodu odgovara slučaj kada je struja negativna, jer najprije vodi gornja povratna dioda, a donji tranzistor počinje s uklapanjem tek nakon što protekne upravljačko mrtvo vrijeme. Kraćem vremenskom periodu odgovara pozitivna struja, budući da po isklapanju gornjeg tranzistora struju preuzima donja povratna dioda.

Na slikama 7.8.a) i 7.8.b) su prikazani rezultati mjerenja uz trigeriranje na silazni brid upravljačkog signala prve faze izmjenjivača, što znači da je prikazano uklapanje gornjeg IGBT-a, odnosno isklapanje donjeg IGBT-a u prvoj fazi izmjenjivača.

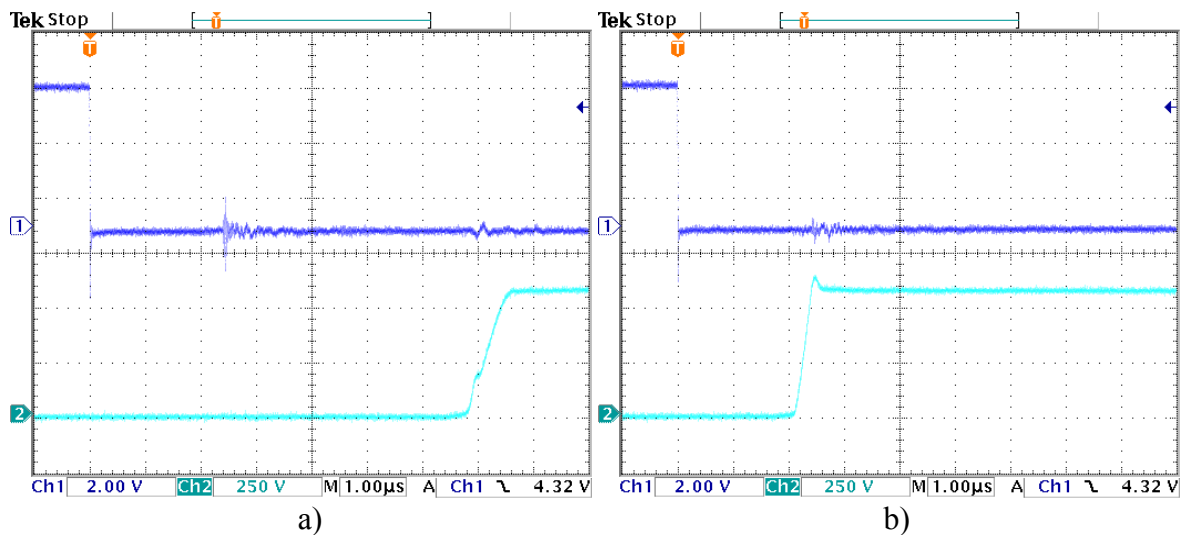


Slika 7.8. Rezultati mjerenja: CH1 upravljački signal prve faze (2 V/d.s.), CH2 napon između „+“ pola međukruga i izlazne stezaljke prve faze izmjenjivača (250 V/d.s.)

Slike 7.9.a) i 7.9.b) i 7.10.a) i 7.10.b) također prikazuju rezultate mjerenja upravljačkog signala prve faze izmjenjivača, ali uz mjeren napon između „-“ pola istosmjernog međukruga i izlazne stezaljke prve faze izmjenjivača. Na opisani način su provedena mjerenja i za preostale dvije faze izmjenjivača, samo za potvrdu da se dobivaju vrlo slični odzivi, tj. da između pojedinih faza ne postoje bitnija odstupanja u uvedenom upravljačkom mrtvom vremenu.



Slika 7.9. Rezultati mjerenja: CH1 upravljački signal prve faze (2 V/d.s.), CH2 napon između „-“ pola međukruga i izlazne stezaljke prve faze izmjenjivača (250 V/d.s.)



Slika 7.10. Rezultati mjerenja: CH1 upravljački signal prve faze (2 V/d.s.), CH2 napon između „-“ pola međukruga i izlazne stezaljke prve faze izmjenjivača (250 V/d.s.)

Kako bi se kod metode izravnog upravljanja momentom odredilo na koji način padovi napona na poluvodičima, uvedeno mrtvo vrijeme te vremena uklapanja i isklapanja IGBT-a utječu na estimaciju statorskog toka, potrebno je jednadžbu (7.2) uvrstiti u jednadžbu (7.1) te slijedi:

$$\begin{aligned} \vec{\psi}_S(t_k + \Delta T) = & \vec{\psi}_S(t_k) + \int_{t_k}^{t_k + \Delta T} \vec{u}_{izmj} dt - \int_{t_k}^{t_k + \Delta T} R_K \vec{i}_S dt - \int_{t_k}^{t_k + \Delta T} L_K \frac{d\vec{i}_S}{dt} dt + \\ & - \int_{t_k}^{t_k + \Delta T} R_S \vec{i}_S dt \end{aligned} \quad (7.8)$$

Drugi član na desnoj strani jednadžbi (7.8) predstavlja dio ili član promjene vektora statorskog toka koji je izravna posljedica narinutog napona izmjenjivača:

$$\Delta \vec{\psi}_{Su} = \int_{t_k}^{t_k + \Delta T} \vec{u}_{izmj} dt \quad (7.9)$$

pri čemu je $\Delta \vec{\psi}_{Su}$ član promjene vektora statorskog toka uslijed narinutog napona.

Prije su jednadžbama (7.3) i (7.4) opisani fazni statorski naponi ovisno o vrsti spoja asinkronog stroja. Analogno se mogu izvesti izrazi za dijelove faznih statorskih tokova koji su izravna posljedica narinutog napona. Tako za spoj asinkronog stroja u zvijezdu vrijedi:

$$\Delta \psi_{Suf1} = \int_{t_k}^{t_k + \Delta T} \left(\frac{2u_A - u_B - u_C}{3} \right) dt \quad (7.10a)$$

$$\Delta \psi_{Suf2} = \int_{t_k}^{t_k + \Delta T} \left(\frac{2u_B - u_A - u_C}{3} \right) dt \quad (7.10b)$$

$$\Delta \psi_{Suf3} = \int_{t_k}^{t_k + \Delta T} \left(\frac{2u_C - u_A - u_B}{3} \right) dt \quad (7.10c)$$

a za spoj asinkronog stroja u trokut:

$$\Delta \psi_{Suf1} = \int_{t_k}^{t_k + \Delta T} (u_A - u_B) dt \quad (7.11a)$$

$$\Delta \psi_{Suf2} = \int_{t_k}^{t_k + \Delta T} (u_B - u_C) dt \quad (7.11b)$$

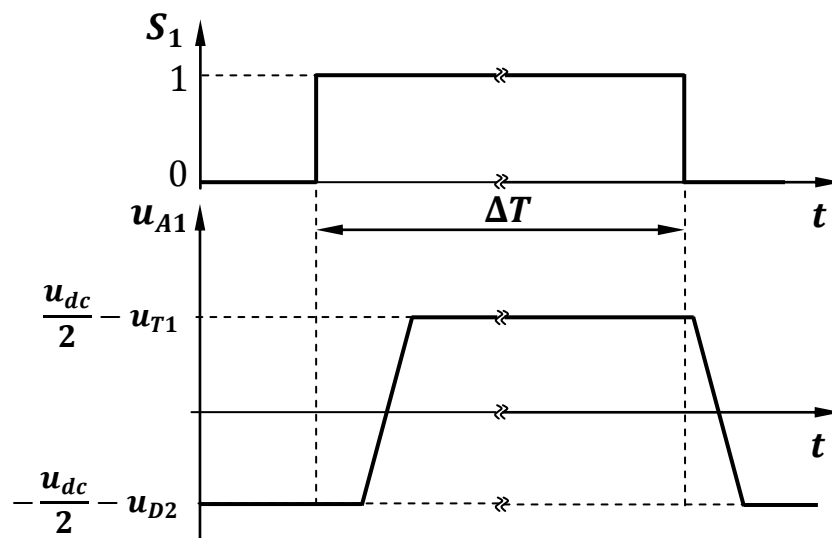
$$\Delta \psi_{Suf3} = \int_{t_k}^{t_k + \Delta T} (u_C - u_A) dt \quad (7.11c)$$

pri čemu su $\Delta \psi_{Suf1}$, $\Delta \psi_{Suf2}$ i $\Delta \psi_{Suf3}$ članovi promjene faznih statorskih tokova uslijed narinutog napona.

Utjecaj padova napona na poluvodičima, mrtvog vremena i vremena uklapanja i isklapanja tranzistora na valne oblike izlaznih napona trofaznih, dvorazinskih izmjenjivača je općenito opisan u [232 - 237], gdje su ujedno navedene odgovarajuće kompenzacijske metode za slučaj sinusnih modulacija ili prostornih vektorskih modulacija. Specifičnost metode

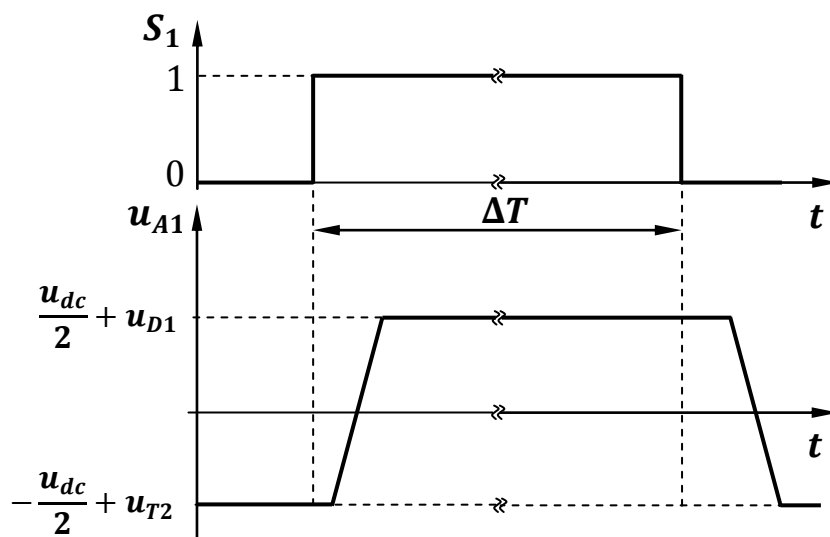
izravnog upravljanja momentom jest kako samo u zadanom vremenskom periodu ΔT može doći do promjene upravljačkih signala poluvodičkih sklopki, tako da je na početku svakog vremenskog perioda ΔT poznato mijenjaju li se upravljački signali poluvodičkih sklopki pojedinih faza izmjenjivača ili ne, a iz mjerenja izlaznih struja izmjenjivača se može odrediti njihov predznak. Prema jednadžbama (7.10) i (7.11) se članovi faznih statorskih tokova uslijed narinutog napona mogu odrediti iz potencijala izlaznih stezaljki izmjenjivača koji se tijekom sklapanja mijenjaju ovisno o promjeni napona između kolektora i emitera u_{CE} . Promjena napona u_{CE} je u kvalitativnom smislu prikazana na slici 7.5., a prije prikazani rezultati mjerenja pokazuju kako se s dovoljnom točnošću može računati s linearnom promjenom potencijala.

Tako je na slici 7.11. prikazana približna promjena potencijala izlazne stezaljke A izmjenjivača u_A tijekom sklapanja za pozitivnu izlaznu struju izmjenjivača i_A (oznake prema slici 7.2.). Sa S_1 je označeno sklopno stanje prve faze izmjenjivača, odnosno upravljački signal za IGBT-ove, s time da stanje 1 znači zahtjev za uklapanjem gornjeg IGBT-a (tranzistor T_1 na slici 7.2.), a 0 zahtjev za uklapanjem donjeg IGBT-a (tranzistor T_2 na slici 7.2.). Dok je upravljački signal S_1 jednak 0 , uz pozitivan smjer struje i_A vodi donja povratna dioda D_2 i potencijal u_A izlazne stezaljke prve faze izmjenjivača je jednak negativnoj polovici napona istosmjernog međukruga umanjenom za pad napona na povratnoj diodi. Po promjeni upravljačkog impulsa S_1 iz 0 u 1 , što znači nalog za uklapanjem gornjeg tranzistora T_1 , izlazna struja i_A ne komutira trenutno s diode D_2 na tranzistor T_1 .

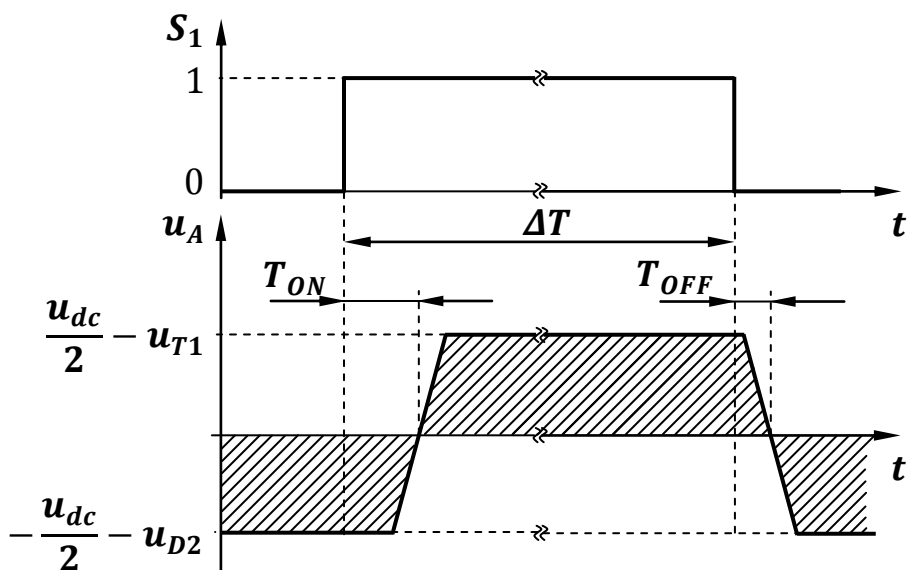


Slika 7.11. Približna promjena potencijala izlazne stezaljke prve faze izmjenjivača tijekom sklapanja, smjer struje od izmjenjivača

Sukladno tome, potencijal u_A izlazne stezaljke prve faze izmjenjivača se počinje mijenjati tek nakon nekog vremena, približno linearno raste i po uklapanju gornjeg tranzistora T_1 ima vrijednost jednaku polovici napona istosmjernog međukruga umanjenu za pad napona na tranzistoru. Na analogan način se može prikazati promjena potencijala u_A tijekom sklapanja za negativnu izlaznu struju izmjenjivača i_A , slika 7.12. Prema jednadžbama za promjenu vektora statorskog toka uslijed narinutog napona (7.10) i (7.11) slijedi kako je potrebno integrirati potencijale izlaznih stezaljki izmjenjivača, zapravo odrediti površine definirane vremenskim ovisnostima potencijala izlaznih stezaljki izmjenjivača. Tako su veličine sa slike 7.11. ponovno prikazane na slici 7.13., s time da je šrafirano označena navedena površina. Približno isti iznos površine se može dobiti ako se pretpostavi trenutna promjena potencijala u_A u trenucima kada je u_A jednak nuli, budući da je napon istosmjernog međukruga u pravilu za nekoliko redova vrijednosti veći od padova napona na poluvodičkim komponentama. Uz ove pretpostavke je na slici 7.13. s T_{ON} označeno vrijeme koje slijedi iz trenutka promjene upravljačkog signala S_1 i trenutka promjene predznaka potencijala u_A . Budući da je na slici 7.13. prikazano uklapanje tranzistora, ovo vrijeme zapravo predstavlja ekvivalentno vrijeme uključivanja tranzistora, unutar kojeg je uključeno sklopovski uvedeno mrtvo vrijeme. Analogno se može definirati ekvivalentno vrijeme isključenja tranzistora T_{OFF} , slika 7.13.



Slika 7.12. Približna promjena potencijala izlazne stezaljke prve faze izmjenjivača tijekom sklapanja, smjer struje u izmjenjivač



Slika 7.13. Određivanje ekvivalentnih vremena uključenja i isključenja tranzistora, smjer struje od izmjenjivača

Pomoću ovako definiranih vremena uključenja i isključenja tranzistora, može se prema slici 7.13. za slučaj promjene upravljačkog signala prve faze izmjenjivača S_1 iz 0 u 1 i pozitivnu struju i_A prve faze izmjenjivača odrediti približna vrijednost doprinosa potencijala u_A promjeni faznih statorskih tokova unutar promatranog vremenskog perioda ΔT :

$$\int_{t_k}^{t_k + \Delta T} u_A dt \approx \left(-\frac{u_{dc}}{2} - u_{D2} \right) T_{ON} + \left(\frac{u_{dc}}{2} - u_{T1} \right) (\Delta T - T_{ON}) \quad (7.12)$$

Kada bi se pretpostavile idealne poluvodičke komponente, tj. bez padova napona i s trenutnim sklapanjem, dobio bi se izraz:

$$\int_{t_k}^{t_k + \Delta T} u_A dt = \frac{u_{dc}}{2} \Delta T \quad (7.13)$$

te se usporedbom jednadžbi (7.12) i (7.13) može uočiti izravan utjecaj padova napona i utjecaj sklapanja na iznos statorskog toka asinkronog stroja, tj. na koji ih je način kod estimacije vektora statorskog toka potrebno uzeti u obzir.

Za promjenu upravljačkog signala prve faze S_1 iz 1 u 0 i pozitivnu struju prve faze izmjenjivača i_A vrijedi:

$$\int_{t_k}^{t_k + \Delta T} u_A dt \approx \left(\frac{u_{dc}}{2} - u_{T1} \right) T_{OFF} + \left(-\frac{u_{dc}}{2} - u_{D2} \right) (\Delta T - T_{OFF}) \quad (7.14)$$

za promjenu upravljačkog signala prve faze S_1 iz 0 u 1 i negativnu struju i_A vrijedi:

$$\int_{t_k}^{t_k + \Delta T} u_A dt \approx \left(-\frac{u_{dc}}{2} + u_{T2} \right) T_{OFF} + \left(\frac{u_{dc}}{2} + u_{D1} \right) (\Delta T - T_{OFF}) \quad (7.15)$$

i za promjenu upravljačkog signala prve faze S_1 iz 1 u 0 i negativnu struju i_A vrijedi:

$$\int_{t_k}^{t_k+\Delta T} u_A dt \approx \left(\frac{u_{dc}}{2} + u_{D1}\right) T_{ON} + \left(-\frac{u_{dc}}{2} + u_{T2}\right) (\Delta T - T_{ON}) \quad (7.16)$$

Na analogan način se iz upravljačkog signala druge faze izmjenjivača S_2 i smjera struje i_B druge faze izmjenjivača može odrediti približan vremenski tijek potencijala izlazne stezaljke izmjenjivača u_B , a iz upravljačkog signala treće faze izmjenjivača S_3 i smjera struje i_C treće faze izmjenjivača približan vremenski tijek potencijala izlazne stezaljke izmjenjivača u_C . Tada se prema jednadžbama (7.10) ili (7.11) mogu izračunati članovi faznih statorskih tokova uslijed narintog napona $\Delta\psi_{Suf1}$, $\Delta\psi_{Suf2}$ i $\Delta\psi_{Suf3}$, odnosno član vektora statorskog toka uslijed napona $\Delta\vec{\psi}_{Su}$.

Analizirajući jednadžbe (7.12), (7.14 - 7.16) može se zaključno konstatirati kako je kod metode izravnog upravljanja momentom za određivanje utjecaja konačnih vremena sklapanja tranzistora dovoljno odrediti ekvivalentno vrijeme uključanja tranzistora T_{ON} i ekvivalentno vrijeme isključenja tranzistora T_{OFF} , kako je prikazano na slici 7.13., i uvrstiti ih u prije navedene jednadžbe. Budući da ova vremena ovise o konkretnom poluvodičkom modulu i pobudnom sklopu koji se koriste unutar izmjenjivača, te sklopovski uvedenom upravljačkom mrtvom vremenu, najbolje ih je odrediti na temelju rezultata mjerenja naponsko-strujnih odnosa tijekom sklapanja. Tako su za promatrani pretvarač glavnog pogona niskopodnog tramvaja serije TMK 2200 za Zagreb iz prije prikazanih rezultata mjerenja određene sljedeće vrijednosti:

$$T_{ON} \approx 7 \mu s$$

$$T_{OFF} \approx 2 \mu s$$

7.1.4. Određivanje pada napona na statorskom namotu

Pad napona na statorskom namotu predstavlja treći član u jednadžbi (7.1) iz koje se određuje vektor statorskog toka:

$$\Delta\vec{u}_{RS} = \int_{t_k}^{t_k+\Delta T} R_S \vec{i}_S dt \quad (7.17)$$

pri čemu je $\Delta\vec{u}_{RS}$ pad napona na statorskom namotu unutar vremenskog perioda ΔT .

Statorske struje se tijekom vremenskog perioda ΔT mijenjaju, dok se za otpor statorskog namota može s dovoljnom točnošću pretpostaviti kako je konstantan unutar nekoliko desetaka

μs koliko tipično iznosi ΔT . Tada pad napona na statorskom namotu slijedi iz srednje vrijednosti vektora statorske struje unutar vremenskog perioda ΔT :

$$\Delta \vec{u}_{R_S} = R_S \int_{t_k}^{t_k + \Delta T} \vec{i}_S dt = R_S \vec{i}_{SAV} \quad (7.18)$$

pri čemu je \vec{i}_{SAV} srednja vrijednost vektora statorske struje unutar vremenskog perioda ΔT .

Na slici 7.5. je pored napona prikazana i vremenska ovisnost struje kolektora tijekom sklapanja. Struja kolektora padne na 10% vrijednosti u trenutku naloga za isklapanjem nakon što prođe vrijeme kašnjenja isklapanja i vrijeme pada, a naraste na 90% vrijednosti u trenutku naloga za uklapanjem nakon vremena kašnjenja uklapanja i vremena porasta. To znači da će se struja kolektora ustaliti, tj. nakon određenog vremenskog perioda ili pasti na nulu ili porasti na 100% vrijednosti u trenutku naloga za uklapanjem. Nakon što su sklapanja u sve tri faze završena, ne dolazi do većih promjena potencijala izlaznih stezaljki izmjenjivača, odnosno potencijali izlaznih stezaljki izmjenjivača se relativno malo mijenjaju zbog promjena iznosa struja kroz pojedine poluvodičke komponente i sukladno tome zbog promjene padova napona na poluvodičima. Zbog toga je nakon završetka sklapanja napon na izlaznim stezaljkama izmjenjivača do kraja vremenskog perioda ΔT gotovo konstantan. Statorske struje se kod metode izravnog upravljanja momentom u pravilu uzorkuju samo na početku svakog vremenskog perioda ΔT . U [238] je pokazano kako su promjene statorskih struja uz konstantan napon na asinkronom stroju gotovo linearne te se do vrijednosti struja na kraju promatranog vremenskog perioda ΔT može doći predikcijom. Ujedno je predloženo još jedno uzorkovanje statorskih struja u sredini perioda ΔT i proračun vektora statorske struje na kraju perioda ΔT linearnom ekstrapolacijom, te je pokazano kako se elektromagnetski moment izračunat s ovom vrijednošću vektora statorske struje bolje slaže sa stvarnom vrijednošću. Imajući u vidu prije pojašnjene pojave tijekom sklapanja, bolje je uzorkovati statorske struje ne samo na početku vremenskog perioda ΔT (trenutak $t = t_k$), već i drugi put u trenutku kad je završeno sklapanje (trenutak $t_1 > (t_k + T_{ON})$) te nakon toga još jednom (trenutak $t_2 > t_1$). Uz pretpostavljenu linearnu promjenu statorskih struja nakon završetka sklapanja, linearnom ekstrapolacijom slijedi prediktivna vrijednost vektora statorske struje na kraju promatranog vremenskog perioda ΔT :

$$\vec{i}_S(t_k + \Delta T) \approx \frac{\vec{i}_S(t_2) - \vec{i}_S(t_1)}{t_2 - t_1} (\Delta T - t_1) + \vec{i}_S(t_1) \quad (7.19)$$

pri čemu je $\vec{i}_S(t_k + \Delta T)$ prediktivna vrijednost vektora statorske struje na kraju vremenskog perioda ΔT , $\vec{i}_S(t_1)$ je vektor statorske struje određen na temelju mjerenja statorskih struja u

trenutku t_1 i $\vec{i}_S(t_2)$ je vektor statorske struje određen na temelju mjerenja statorskih struja u trenutku t_2 , a za navedene vremenske trenutke vrijedi:

$$t_k < (t_k + T_{ON}) < t_1 < t_2 < (t_k + \Delta T) \quad (7.20)$$

Iz vektora statorske struje $\vec{i}_S(t_k)$ određenog iz izmjerenih statorskih struja na početku promatranog vremenskog perioda ΔT (trenutak $t = t_k$) te vektora statorskih struja $\vec{i}_S(t_1)$ i $\vec{i}_S(t_2)$ također je moguće izračunati srednju vrijednost vektora statorske struje \vec{i}_{SAV} unutar ΔT koja se koristi u jednadžbi (7.18).

7.1.5. Proračun vektora statorskog toka

Nakon što su određene pojedine veličine iz jednadžbe (7.1) koje pridonose promjeni vektora statorskog toka, moguće je estimirati vektor statorskog toka na kraju vremenskog perioda ΔT i izračunati njegov modul. Korištenjem jednadžbi (7.1), (7.2), (7.9) i (7.18) slijedi:

$$\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T) = \vec{\psi}_S(t_k) + \Delta\vec{\psi}_{Su} - R_K\vec{i}_{SAV} - \int_{t_k}^{t_k+\Delta T} L_K \frac{d\vec{i}_S}{dt} dt - R_S\vec{i}_{SAV} \quad (7.21a)$$

$$\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T) = \psi_{S\alpha}(t_k + \Delta T) + j\psi_{S\beta}(t_k + \Delta T) \quad (7.21b)$$

$$\psi_{S\alpha}(t_k + \Delta T) = \text{Re} \left\{ \vec{\psi}_S(t_k) + \Delta\vec{\psi}_{Su} - R_K\vec{i}_{SAV} - \int_{t_k}^{t_k+\Delta T} L_K \frac{d\vec{i}_S}{dt} dt - R_S\vec{i}_{SAV} \right\} \quad (7.21c)$$

$$\psi_{S\beta}(t_k + \Delta T) = \text{Im} \left\{ \vec{\psi}_S(t_k) + \Delta\vec{\psi}_{Su} - R_K\vec{i}_{SAV} - \int_{t_k}^{t_k+\Delta T} L_K \frac{d\vec{i}_S}{dt} dt - R_S\vec{i}_{SAV} \right\} \quad (7.21d)$$

$$|\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)| = \sqrt{\psi_{S\alpha}(t_k + \Delta T)^2 + \psi_{S\beta}(t_k + \Delta T)^2} \quad (7.21e)$$

gdje je $\psi_{S\alpha}(t_k + \Delta T)$ realni dio vektora statorskog toka na kraju vremenskog perioda ΔT u mirujućem koordinatnom sustavu i $\psi_{S\beta}(t_k + \Delta T)$ je imaginarni dio vektora statorskog toka na kraju vremenskog perioda ΔT u mirujućem koordinatnom sustavu.

U jednadžbi (7.21) je pretpostavljeno kako je vrijednost omskog otpora kabela R_K kojim je asinkroni stroj spojen na pretvarač konstantna, tj. kako se ne mijenja unutar vremenskog perioda ΔT . Ujedno je uobičajeno da su navedeni kabeli niskoinduktivni (u vučnim pogonima je to eksplicitni zahtjev), tako da se četvrti član na desnoj strani jednadžbe (7.21a) obično zanemaruje. Za otpor statorskog namota R_S je prije također pretpostavljeno da je unutar vremenskog perioda ΔT konstantan, ali je potrebno poznavati njegovu vrijednost. Na vučnim motorima niskopodnog tramvaja serije TMK 2200 za Zagreb su u dva statorska utora ugrađene Pt100 sonde, pomoću kojih se određuje temperatura statorskog namota i

odgovarajuća vrijednost otpora statorskog namota, a ako ne postoji mjerenje temperature statorskog namota moguće je primijeniti neku od metoda estimacije otpora statorskog namota tijekom rada [239 - 240].

7.2. Estimacija razvijenog elektromagnetskog momenta

Razvijeni elektromagnetski moment se može izračunati pomoću vektora statorskog toka i vektora statorske struje npr. korištenjem jednadžbi (4.2). Tako iz jednadžbi (4.2), (7.19) i (7.21) slijedi:

$$\vec{i}_S(t_k + \Delta T) = i_{S\alpha}(t_k + \Delta T) + j i_{S\beta}(t_k + \Delta T) \quad (7.22a)$$

$$i_{S\alpha}(t_k + \Delta T) \approx \operatorname{Re} \left\{ \frac{\vec{i}_S(t_2) - \vec{i}_S(t_1)}{t_2 - t_1} (\Delta T - t_1) + \vec{i}_S(t_1) \right\} \quad (7.22b)$$

$$i_{S\beta}(t_k + \Delta T) \approx \operatorname{Im} \left\{ \frac{\vec{i}_S(t_2) - \vec{i}_S(t_1)}{t_2 - t_1} (\Delta T - t_1) + \vec{i}_S(t_1) \right\} \quad (7.22c)$$

$$m_{elm}(t_k + \Delta T) = \frac{3}{2} p [\psi_{S\alpha}(t_k + \Delta T) i_{S\beta}(t_k + \Delta T) - \psi_{S\beta}(t_k + \Delta T) i_{S\alpha}(t_k + \Delta T)] \quad (7.23)$$

pri čemu je $i_{S\alpha}(t_k + \Delta T)$ realni dio vektora statorske struje na kraju vremenskog perioda ΔT u mirujućem koordinatnom sustavu i $i_{S\beta}(t_k + \Delta T)$ imaginarni dio vektora statorske struje na kraju vremenskog perioda ΔT u mirujućem koordinatnom sustavu.

Prema jednadžbi (7.23) se može zaključiti kako točnost estimacije momenta u najvećoj mjeri ovisi o točnosti estimacije statorskog toka, budući da se statorske struje mjere, tj. jedine su veličine u dinamičkom modelu asinkronog stroja koje se ne estimiraju. Nadalje, za točniji proračun momenta na kraju promatranog vremenskog perioda ΔT je potrebno koristiti prediktivne vrijednosti statorskih struja na kraju vremenskog perioda ΔT . Predikcija statorskih struja opisana u poglavlju 7.1.4. je u usporedbi s predikcijom struja koja se koristi kod prediktivnih metoda, jednadžba (4.16), puno jednostavnija i pouzdanija, budući da se ne zahtijeva poznavanje svih parametara asinkronog stroja ni podatak o brzini vrtnje.

8. Metoda izravnog upravljanja momentom asinkronoga stroja temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta

Drugi element izvornog znanstvenog doprinosa rada jest modificirani algoritam izravnog upravljanja momentom asinkronoga stroja temeljen na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta koji se primjenjuje kod metode predložene u radu. Pri tome se koriste činjenice istaknute u četvrtom poglavlju vezane uz značajke pojedinih metoda izravnog upravljanja momentom asinkronoga stroja i rezultati iz šestog poglavlja u kojem je određen utjecaj pojedinih vektora napona izmjenjivača na modul vektora statorskog toka i razvijeni elektromagnetski moment. Algoritam je modificiran u odnosu na prediktivno upravljanje momentom opisano u četvrtom poglavlju.

Metoda izravnog upravljanja momentom asinkronoga stroja temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta je izvedena uz zadržavanje jednog od osnovnih načela konvencionalne metode da se upravljački signali poluvodičkih sklopki izmjenjivača ne mijenjaju u vremenskom periodu ΔT . Kod konvencionalne metode se prema tablici sklapanja 4.3. ovisno o položaju vektora statorskog toka i izlazima histereznih komparatora unutar vremenskog perioda ΔT primjenjuje samo jedan vektor napona izmjenjivača. U šestom poglavlju je dokazano kako se uz određene pogonske uvjete na upravljačke veličine može djelovati i vektorima napona koji se prema tablici sklapanja 4.3. ne koriste, a također je pokazano kako pojedini vektori napona ne djeluju na ispravan način, npr. vektori napona \vec{u}_{N+1} i \vec{u}_{N+2} u pojedinim dijelovima sektora kod većih brzina vrtnje, slika 6.10. Stoga se može zaključiti kako je konvencionalnu metodu moguće modificirati s ciljem da joj se poboljšaju performanse. Budući da se radi o metodi izravnog upravljanja momentom, najinteresantnije je smanjiti valovitost momenta. U četvrtom poglavlju su opisane prediktivne metode koje omogućavaju primjenu svih vektora napona izmjenjivača, ali im je najveći nedostatak potreba za poznavanjem svih parametara asinkronog stroja i brzine vrtnje, duže procesorsko vrijeme za proračun odgovarajućih veličina i definiranje težinskih faktora za čije određivanje ne postoje teorijske smjernice. Predložena metoda izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta predstavlja kombinaciju konvencionalne metode i prediktivnog upravljanja momentom, uz zadržavanje prednosti svake od metoda.

8.1. Predikcija upravljačkih veličina

Estimacija modula vektora statorskog toka i razvijenog elektromagnetskog momenta je opisana u sedmom poglavlju. Prema slici 7.1. se može zaključiti kako upravljačke veličine estimirane u promatranom vremenskom periodu ΔT (k -ti vremenski period ΔT) zapravo predstavljaju prediktivne vrijednosti na početku sljedećeg, $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT . Stoga se estimirane upravljačke veličine izračunane jednadžbama (7.21) i (7.23) zbog jednostavnijeg i preglednijeg prikaza mogu označiti na sljedeći način:

$$\vec{\psi}_S(k + 1) = \vec{\psi}_S(t_k + \Delta T) = \psi_{S\alpha}(k + 1) + j\psi_{S\beta}(k + 1) \quad (8.1a)$$

$$|\vec{\psi}_S(k + 1)| = \sqrt{\psi_{S\alpha}(k + 1)^2 + \psi_{S\beta}(k + 1)^2} \quad (8.1b)$$

$$m_{elm}(k + 1) = m_{elm}(t_k + \Delta T) \quad (8.2)$$

pri čemu je $|\vec{\psi}_S(k + 1)|$ prediktivna vrijednost modula vektora statorskog toka na početku sljedećeg, $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT i $m_{elm}(k + 1)$ prediktivna vrijednost elektromagnetskog momenta na početku sljedećeg, $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT .

Unutar promatranog, k -tog vremenskog perioda ΔT , potrebno je definirati koji će se vektor napona primijeniti na početku sljedećeg, $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT i koji se u tom periodu neće mijenjati. Posljedica primjene tog vektora napona izmjenjivača će biti određene vrijednosti upravljačkih veličina na početku $(k + 2)$ -og vremenskog perioda ΔT , što znači da je zapravo potrebno odrediti prediktivne vrijednosti upravljačkih veličina na početku $(k + 2)$ -og vremenskog perioda ΔT . Pri tome se koriste rezultati iz šestog poglavlja. Najprije se iz jednadžbe (8.1a) određuje prediktivni položaj vektora statorskog toka u kompleksnoj ravnini, tj. njegov argument na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT :

$$\varphi_{\psi_S}(k + 1) = \tan^{-1} \frac{\psi_{S\beta}(k+1)}{\psi_{S\alpha}(k+1)} \quad (8.3)$$

pri čemu je $\varphi_{\psi_S}(k + 1)$ prediktivna vrijednost argumenta vektora statorskog toka na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT .

Iz $\varphi_{\psi_S}(k + 1)$ se ujedno određuje sektor N unutar kojeg se nalazi prediktivni vektor statorskog toka u kompleksnoj ravnini i njegov kut u odnosu na sredinu sektora $\varphi_S(k + 1)$. U poglavlju 6.1. su određene promjene modula i argumenta vektora statorskog toka koje su posljedice odgovarajućih vektora napona izmjenjivača. Uz pretpostavke uvedene u šestom poglavlju je pokazano kako u slučaju primjene nul-vektora napona ne dolazi ni do promjena

modula niti argumenta vektora statorskog toka, dok su u slučaju primjene aktivnih vektora napona izmjenjivača navedene promjene opisane jednadžbama (6.1), (6.4) i (6.5), a za promjenu modula vektora statorskog toka se također mogu koristiti pojednostavljene jednadžbe (6.15 - 6.16). Stoga je prediktivna vrijednost modula vektora statorskog toka na početku $(k + 2)$ -og vremenskog perioda ΔT u slučaju primjene nul-vektora napona:

$$|\vec{\psi}_S(k + 2)| \approx |\vec{\psi}_S(k + 1)| \quad \text{za} \quad \vec{u}_0, \vec{u}_7 \quad (8.4)$$

a u slučaju primjene aktivnih vektora napona izmjenjivača:

$$|\vec{\psi}_S(k + 2)| \approx |\vec{\psi}_S(k + 1)| + u_{dc}\Delta T \cos[\varphi'_S(k + 1)] \quad \text{za} \quad \vec{u}_j, j = 1, \dots, 6 \quad (8.5)$$

$$\varphi'_S(k + 1) = \varphi_S(k + 1) - n \frac{\pi}{3} \quad (8.6)$$

pri čemu je $|\vec{\psi}_S(k + 2)|$ prediktivna vrijednosti modula vektora statorskog toka na početku $(k + 2)$ -og vremenskog perioda ΔT i n je jednak 0 za vektor napona \vec{u}_N , 1 za vektor napona \vec{u}_{N+1} , 2 za vektor napona \vec{u}_{N+2} , 3 za vektor napona \vec{u}_{N+3} , -1 za vektor napona \vec{u}_{N-1} i -2 za vektor napona \vec{u}_{N-2} .

Za proračun prediktivne vrijednosti razvijenog elektromagnetskog momenta na početku $(k + 2)$ -og vremenskog perioda ΔT se mogu koristiti jednadžbe (6.17), (6.21), (6.25), (6.31) i (6.35 - 6.38):

$$m_{elm}(k + 2) = m_{elm}(k + 1) + \Delta m_{elm} \quad (8.7)$$

$$\Delta m_{elm} \approx \Delta m_{elm0} + a_m(k + 1) \cos[\varphi'_S(k + 1)] + b_m(k + 1) \sin[\varphi'_S(k + 1)] \quad (8.8)$$

$$\Delta m_{elm0} \approx m_{elm}(k + 1) \{ \cos(\Delta\varphi_R) - \text{ctg}[\gamma(k + 1)] \sin(\Delta\varphi_R) \} - m_{elm}(k + 1) \quad (8.9)$$

$$\gamma(k + 1) = \sin^{-1} \left\{ \frac{|\vec{i}_S(k+1) \sin[\delta(k+1)]|}{\left| \frac{1}{\sigma L_S} \vec{\psi}_S(k+1) - \vec{i}_S(k+1) \right|} \right\} \quad (8.10)$$

$$\delta(k + 1) = \tan^{-1} \frac{i_{S\beta}(k+1)}{i_{S\alpha}(k+1)} - \tan^{-1} \frac{\psi_{S\beta}(k+1)}{\psi_{S\alpha}(k+1)} \quad (8.11)$$

$$a_m(k + 1) = m_{elm}(k + 1) \frac{u_{dc}\Delta T}{\psi_{Sref}} \{ \cos(\Delta\varphi_R) - \text{ctg}[\gamma(k + 1)] \sin(\Delta\varphi_R) \} \quad (8.12)$$

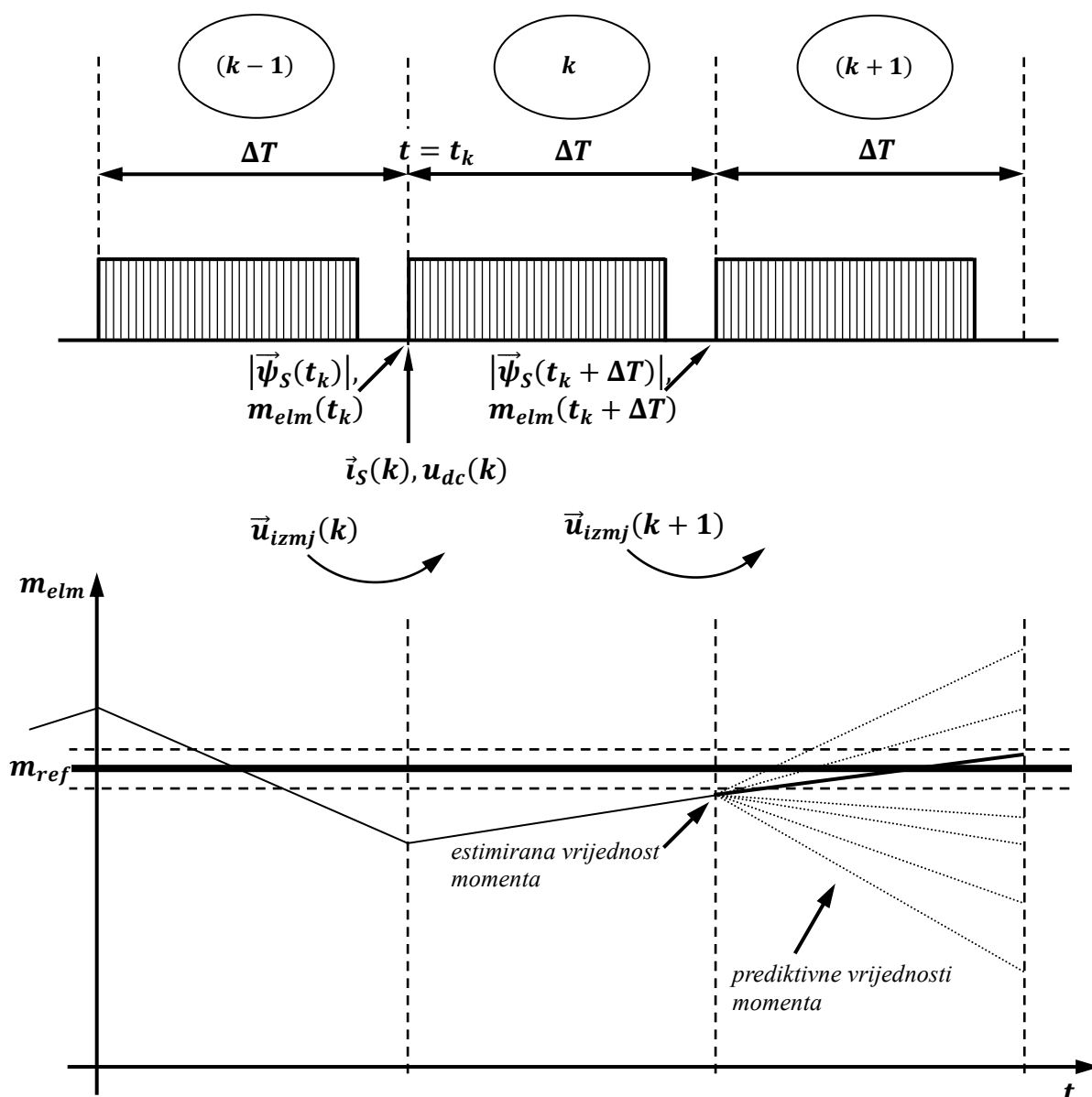
$$b_m(k + 1) = -m_{elm}(k + 1) \frac{u_{dc}\Delta T}{\psi_{Sref}} \{ \sin(\Delta\varphi_R) + \text{ctg}[\gamma(k + 1)] \cos(\Delta\varphi_R) \} \quad (8.13)$$

gdje je $m_{elm}(k + 2)$ prediktivna vrijednosti momenta na početku $(k + 2)$ -og vremenskog perioda ΔT , Δm_{elm} je prediktivna vrijednost promjene momenta u $(k + 1)$ -om vremenskom periodu ΔT , Δm_{elm0} je prediktivna vrijednost promjene momenta u slučaju primjene nul-

vektora napona u $(k + 1)$ -om vremenskom periodu ΔT , $\gamma(k + 1)$ je prediktivna vrijednost kuta između vektora statorskog i rotorskog toka na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT , $\delta(k + 1)$ je prediktivna vrijednost kuta između vektora statorske struje i vektora statorskog toka na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT i $a_m(k + 1)$ i $b_m(k + 1)$ su prediktivne vrijednosti koeficijenata za proračun promjene momenta na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT .

8.2. Određivanje optimalnoga vektora napona izmjenjivača prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta

Na slici 8.1. je načelno prikazan vremenski tijek algoritma upravljanja metode izravnog upravljanja momentom te su označene estimirane i prediktivne vrijednosti razvijenog elektromagnetskog momenta. Nacrtno je svih sedam prediktivnih vrijednosti, tj. šest vrijednosti za aktivne vektore napona izmjenjivača i jedna vrijednost za nul-vektor napona. Sa stanovišta valovitosti momenta je optimalno na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT primijeniti vektor napona izmjenjivača $\vec{u}_{izmj}(k + 1)$ čija će posljedica biti vrijednost momenta na početku $(k + 2)$ -og vremenskog perioda ΔT koja najmanje odstupa od referentne vrijednosti momenta (na slici je vremenski tijek momenta u $(k + 1)$ -om vremenskom periodu za taj vektor napona izmjenjivača označen debelom linijom). Iako je za određivanje optimalnoga vektora napona izmjenjivača prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta ključan apsolutni iznos odstupanja razvijenog elektromagnetskog momenta u odnosu na referentnu vrijednost, određenu mjeru utjecaja pojedinih vektora napona izmjenjivača na razvijeni elektromagnetski moment predstavlja i sam iznos prediktivne vrijednosti promjene momenta Δm_{elm} u $(k + 1)$ -om vremenskom periodu ΔT . Tako je sa slike 8.1. uočljivo kako primjena vektora napona izmjenjivača koja rezultira većom promjenom momenta po apsolutnom iznosu najvjerojatnije nije optimalna prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta. Na slici 8.1. je ujedno prikazan vremenski tijek razvijenog elektromagnetskog momenta koji je kod metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja jedna od upravljačkih veličina. Druga upravljačka veličina je modul vektora statorskog toka, pa je kod odabira optimalnoga vektora napona izmjenjivača potrebno provjeriti na koji način vektor napona izmjenjivača utječe na modul vektora statorskog toka.

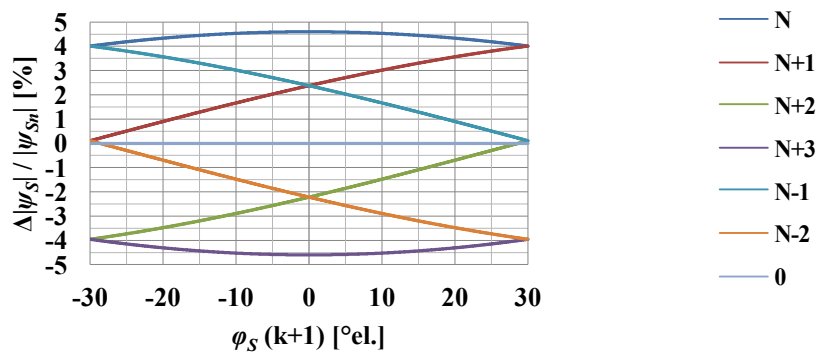


Slika 8.1. Estimirane i prediktivne vrijednosti razvijenog elektromagnetskog momenta

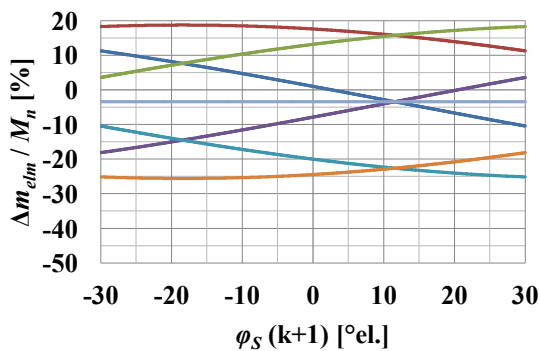
Stoga su na slici 8.2.a) ponovno prikazane izračunate promjene modula vektora statorskog toka za sve vektore napona izmjenjivača uz napon istosmjernog međukruga u_{dc} iznosa 600 V, vremenski period ΔT iznosa 80 μs i referentnu vrijednost toka ψ_{Sref} jednaku nazivnoj $|\psi_{Sn}|$, na slici 8.2.b) su prikazane promjene momenta kod brzine vrtnje n jednake 25% nazivne brzine vrtnje n_n i srednju vrijednost momenta m_{elmAV} jednaku nazivnoj M_n i na slici 8.2.c) promjena momenta kod nazivne brzine vrtnje i srednju vrijednost momenta jednaku 25% nazivne vrijednosti. Sa slika 8.2.b) i 8.2.c) je vidljivo kako tzv. reverzni aktivni vektori napona izmjenjivača \vec{u}_{N-1} i \vec{u}_{N-2} po apsolutnom iznosu jako smanjuju moment, tako da njih u slučaju pozitivnog smjera vrtnje (vrtnja vektora statorskog toka u kompleksnoj

ravnini u smjeru suprotnom kazaljki na satu) načelno ni ne treba primjenjivati, tj. moment se može smanjiti za manji iznos primjenom drugih vektora napona izmjenjivača. Nadalje, može se uočiti kako i kod niže i kod više brzine vrtnje postoji određeni položaj vektora statorskog toka unutar sektora kod kojeg su promjene momenta za vektore napona izmjenjivača \vec{u}_N , \vec{u}_{N+3} i \vec{u}_0 međusobno jednake, a isto vrijedi i za vektore napona izmjenjivača \vec{u}_{N+1} i \vec{u}_{N+2} te za vektore napona izmjenjivača \vec{u}_{N-1} i \vec{u}_{N-2} . Zato se s obzirom na navedeni kut sektor može podijeliti na dva dijela i u svakom od njih definirati vektore napona izmjenjivača koji po apsolutnom iznosu najmanje mijenjaju razvijeni elektromagnetski moment i koji prema slici 8.2.a) na odgovarajući način djeluju na promjenu modula vektora statorskog toka.

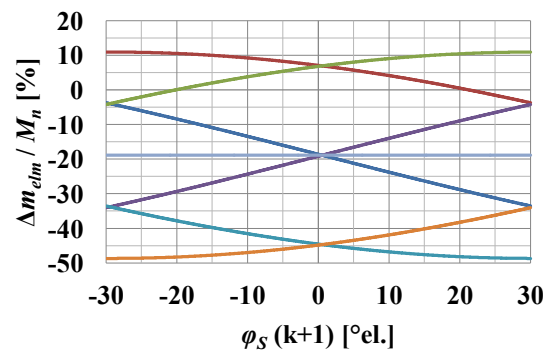
Rezultati sa slika 8.2.a) i 8.2.c) su ponovo prikazani na slikama 8.3.a) i 8.3.b), ali bez promjena upravljačkih veličina za reverzne aktivne vektore napona izmjenjivača.



a)

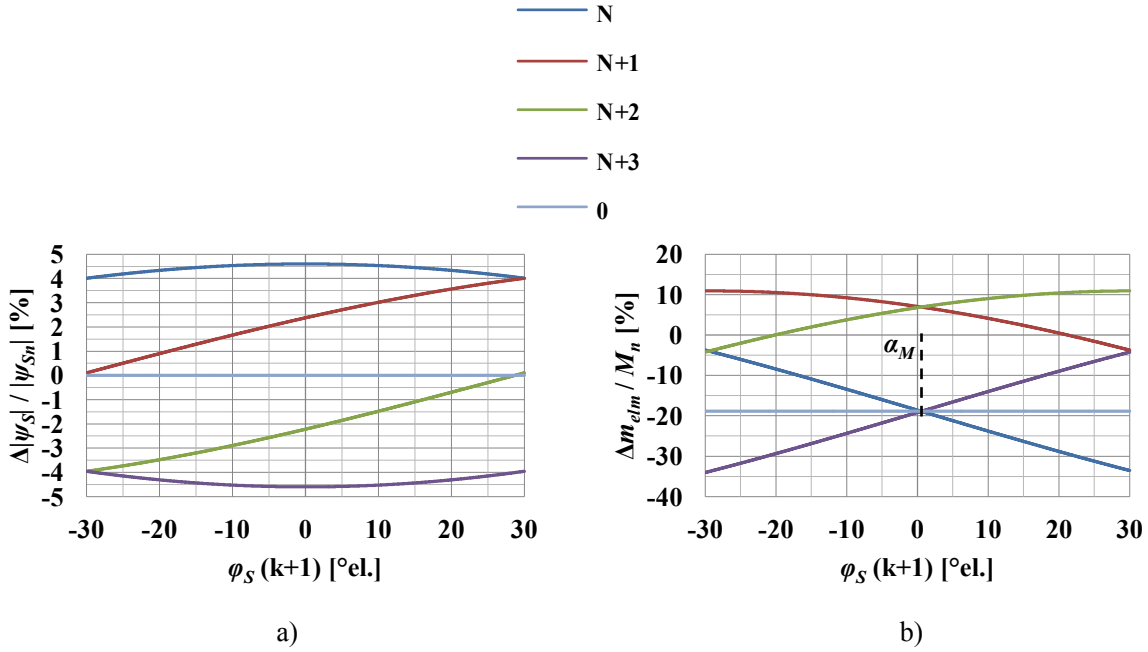


b)



c)

Slika 8.2. Promjene upravljačkih veličina za pojedine vektore napona izmjenjivača ($\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $u_{dc} = 600$ V, $\Delta T = 80$ μ s): a) promjene modula vektora statorskog toka, b) promjene razvijenog elektromagnetskog momenta ($n = 0,25n_n$, $m_{elmAV} = M_n$), c) promjene razvijenog elektromagnetskog momenta ($n = n_n$, $m_{elmAV} = 0,25M_n$)



Slika 8.3. Promjene upravljačkih veličina za pojedine vektore napona izmjenjivača ($\psi_{ref} = |\psi_{Sn}|$, $u_{dc} = 600$ V, $\Delta T = 80 \mu s$): a) promjene modula vektora statorskog toka, b) promjene razvijenog elektromagnetskog momenta ($n = n_n$, $m_{elmAV} = 0,25M_n$)

Na slici 8.3.b) je ujedno s α_M označen kut unutar sektora za koji su promjene momenta za vektore napona izmjenjivača \vec{u}_N , \vec{u}_{N+3} i \vec{u}_0 jednake i s obzirom na kojeg se može podijeliti sektor. Taj se kut uz odgovarajuće pogonske uvjete može izračunati korištenjem jednadžbi (6.31) i jednadžbi (6.37 - 6.38), odnosno izjednačavanjem npr. promjene momenta za nul-vektor napona i promjene momenta za aktivni vektor napona izmjenjivača \vec{u}_N :

$$\alpha_M = \tan^{-1} \left[-\frac{a_m(k+1)}{b_m(k+1)} \right] \quad (8.14)$$

Sa slike 8.3.b) se može zaključiti kako je sa stanovišta smanjenja valovitosti momenta u prvom dijelu sektora, tj. kad je prediktivna vrijednost kuta $\varphi_S(k+1)$ manja od kuta α_M , potrebno uzeti u obzir vektore napona izmjenjivača \vec{u}_N , \vec{u}_{N+1} , \vec{u}_{N+2} i \vec{u}_0 ili \vec{u}_7 , a za vrijednosti kuta $\varphi_S(k+1)$ veće od kuta α_M je potrebno uzeti u obzir vektore napona izmjenjivača \vec{u}_{N+1} , \vec{u}_{N+2} , \vec{u}_{N+3} i \vec{u}_0 ili \vec{u}_7 .

Za uzimanje u obzir utjecaja vektora napona izmjenjivača na modul vektora statorskog toka, uvedena je usporedba prediktivne vrijednosti modula vektora statorskog toka $|\vec{\psi}_S(k+1)|$ na početku $(k+1)$ -og vremenskog perioda ΔT s referentnom vrijednošću:

$$|\vec{\psi}_S(k+1)| \leq \psi_{Sref} \Rightarrow \varphi = 1 \quad (8.15a)$$

$$|\vec{\psi}_S(k+1)| > \psi_{Sref} \Rightarrow \varphi = 0 \quad (8.15b)$$

pri čemu φ predstavlja zahtjev za povećanjem ($\varphi = 1$) ili za smanjenjem ($\varphi = 0$) modula vektora statorskog toka.

Ovisno o odnosu prediktivne vrijednosti kuta vektora statorskog toka u odnosu na sredinu sektora $\varphi_S(k+1)$ i kuta α_M te veličini φ iz jednadžbi (8.15), moguće je razlikovati četiri slučaja:

$$1^\circ \varphi_S(k+1) \leq \alpha_M, \varphi = 1 \Rightarrow \vec{u}_{P1} = \vec{u}_N, \vec{u}_{P2} = \vec{u}_{N+1}, \vec{u}_{P3} = \vec{u}_0 \text{ ili } \vec{u}_7 \quad (8.16a)$$

$$2^\circ \varphi_S(k+1) \leq \alpha_M, \varphi = 0 \Rightarrow \vec{u}_{P1} = \vec{u}_{N+1}, \vec{u}_{P2} = \vec{u}_{N+2}, \vec{u}_{P3} = \vec{u}_0 \text{ ili } \vec{u}_7 \quad (8.16b)$$

$$3^\circ \varphi_S(k+1) > \alpha_M, \varphi = 1 \Rightarrow \vec{u}_{P1} = \vec{u}_{N+1}, \vec{u}_{P2} = \vec{u}_{N+2}, \vec{u}_{P3} = \vec{u}_0 \text{ ili } \vec{u}_7 \quad (8.16c)$$

$$4^\circ \varphi_S(k+1) > \alpha_M, \varphi = 0 \Rightarrow \vec{u}_{P1} = \vec{u}_{N+2}, \vec{u}_{P2} = \vec{u}_{N+3}, \vec{u}_{P3} = \vec{u}_0 \text{ ili } \vec{u}_7 \quad (8.16d)$$

pri čemu \vec{u}_{Pj} predstavljaju potencijalne vektore napona izmjenjivača koji se uzimaju u obzir ovisno o kojem se slučaju radi i od kojih će se jedan primijeniti u sljedećem, $(k+1)$ -om vremenskom periodu ΔT .

Potencijalni vektori napona izmjenjivača za prvi i četvrti slučaj u jednadžbi (8.16) će prema slici 8.3.a) na ispravan način djelovati na modul vektora statorskog toka. Vektor napona izmjenjivača \vec{u}_{N+1} u drugom slučaju i vektor napona izmjenjivača \vec{u}_{N+2} u trećem slučaju ne djeluju ispravno na modul vektora statorskog toka. Oni su ipak uzeti u obzir zbog činjenice kako je kod nekih pogonskih uvjeta jedino njihovom primjenom moguće povećati moment. Tako je sa slike 8.2.c) uočljivo kako pred kraj sektora ne postoji vektor napona izmjenjivača koji povećava i moment i modul vektora statorskog toka, te kako je jedini vektor napona koji povećava moment \vec{u}_{N+2} . Slično vrijedi i za početak sektora sa slike 8.2.c) gdje ne postoji vektor napona izmjenjivača koji povećava moment i smanjuje modul vektora statorskog toka, a jedini vektor napona koji povećava moment je \vec{u}_{N+1} .

Koji će se od tri potencijalna vektora napona izmjenjivača definiranih u jednadžbi (8.16) odabrati i primijeniti u $(k+1)$ -om vremenskom periodu ΔT definirano je funkcijom cilja. Nju je potrebno minimizirati, kako bi se dobilo minimalno odstupanje razvijenog elektromagnetskog momenta na početku $(k+2)$ -og vremenskog perioda ΔT u odnosu na referentnu vrijednost:

$$g_j = |m_{ref} - m_{elm}(k+2)_j| \quad j = 1, 2, 3 \rightarrow \min \quad (8.17)$$

Budući da svi potencijalni vektori napona izmjenjivača u prvom slučaju, jednadžba (8.16a), povećavaju modul vektora statorskog toka, a svi potencijalni vektori napona u četvrtom slučaju, jednadžba (8.16d), smanjuju modul vektora statorskog toka, odnosno ispravno djeluju na vektor statorskog toka, za ova dva slučaja se u $(k + 1)$ -om vremenskom periodu ΔT primjenjuje vektor napona za koji je funkcija cilja g_j prema jednadžbi (8.17) minimalna. Ako je funkcija cilja u drugom slučaju minimalna za vektor napona izmjenjivača \vec{u}_{N+1} , a koji povećava modula vektora statorskog toka, uvodi se dodatni uvjet za primjenu tog vektora napona kako ne bi došlo do prevelikih odstupanja modula vektora statorskog toka u odnosu na referentnu vrijednost:

$$|\vec{\psi}_s(k + 2)| \leq (\psi_{Sref} + H_{\psi_{Sref}}) \quad (8.18)$$

tj. vektor napona izmjenjivača \vec{u}_{N+1} se primjenjuje samo ako neće povećati modul vektora statorskog toka iznad određene granice. $H_{\psi_{Sref}}$ u jednadžbi (8.18) predstavlja širinu histereze modula vektora statorskog toka kao kod konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom. Analogno se definira dodatni uvjet ako je u trećem slučaju, jednadžba (8.16c), funkcija cilja minimalna za vektor napona izmjenjivača \vec{u}_{N+2} koji smanjuje modul vektora statorskog napona. Dodatni uvjet za primjenu tog vektora napona je:

$$|\vec{\psi}_s(k + 2)| > (\psi_{Sref} - H_{\psi_{Sref}}) \quad (8.19)$$

Ako uvjet (8.18) ili uvjet (8.19) nije ispunjen, odabire se jedan od preostala dva vektora napona izmjenjivača i to onaj za koji je funkcija cilja prema jednadžbi (8.17) manja.

Ključni korak metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta predstavlja definiranje jednog od četiri moguća slučaja prema jednadžbama (8.16) i određivanje vektora napona koji se primjenjuje pomoću funkcije cilja, jednadžba (8.17) i dodatnih uvjeta, jednadžbe (8.18 - 8.19). Pri tome se koriste prediktivne vrijednosti momenta i modula vektora statorskog toka jedan korak unaprijed, tako da se može reći kako ova metoda spada u prediktivne metode s predikcijskim horizontom jedan. No, u odnosu na prediktivno upravljanje momentom koje je opisano u poglavlju 4.3.9., postoje dvije bitne razlike. Prva razlika i najvažnija prednost metode u odnosu na prediktivno upravljanje momentom predstavlja definiranje funkcije cilja prema jednadžbi (8.17) kod koje se ne zahtijeva korištenje težinskih faktora. Druga razlika je da se za svaki slučaj iz jednadžbe (8.16) odabiru po tri potencijalna vektora napona izmjenjivača za koje se određuju prediktivne vrijednosti

momenta, odnosno prediktivne vrijednosti upravljačkih veličina se ne određuju za svih sedam vektora napona izmjenjivača kao kod prediktivnog upravljanja momentom.

Vektori napona izmjenjivača koji se za svaki od četiri slučaja uzimaju u obzir prema jednadžbi (8.16) su odabrani za pozitivan smjer vrtnje i moguće ih je primijeniti u gotovo svim pogonskim uvjetima. Jedini izuzetak su male brzine vrtnje (za analizirani pogon ispod oko 25% nazivne brzine vrtnje) uz negativne referentne vrijednosti momenta, tj. za kočni režim rada. Na slici 8.2.b) su prikazane promjene momenta kod malih brzina vrtnje i sa slike se može uočiti kako je smanjenje momenta primjenom nul-vektora napona vrlo malo, te kako vektori napona izmjenjivača \vec{u}_{N+1} i \vec{u}_{N+2} neovisno o položaju vektora statorskog toka unutar sektora povećavaju moment. Prema jednadžbi (8.16a) se u prvom slučaju primjenjuju vektori napona izmjenjivača \vec{u}_N , \vec{u}_{N+1} i nul-vektor napona. U kočnom režimu rada bi se zbog zahtjeva za postizanjem negativnih vrijednosti momenta morao dosta puta sukcesivno primijeniti nul-vektor napona, budući da su relativno mali dio sektora do kuta α_M promjene momenta za vektor napona izmjenjivača \vec{u}_N negativne. Primjenom nul-vektora napona se modul vektora statorskog toka smanjuje zbog utjecaja pada napona na statorskom namotu, te bi nakon česte primjene nul-vektora napona došlo do razmagnetiziranja asinkronog stroja. Stoga za opisani slučaj umjesto vektora napona izmjenjivača \vec{u}_{N+1} treba primijeniti vektor napona izmjenjivača \vec{u}_{N-1} koji smanjuje moment, a prema slici 8.2.a) povećava modul vektora statorskog toka i zadovoljava uvjet vezan za tok ($\varphi = 1$). U drugom slučaju, jednadžba (8.16b), nije potrebno uzeti u obzir vektor napona izmjenjivača \vec{u}_{N+1} , budući da kod malih brzina vrtnje vektor napona izmjenjivača \vec{u}_{N+2} povećava moment u čitavom sektoru. I za ovaj slučaj vrijedi prije navedeno pojašnjenje, tj. kako moment nije moguće smanjivati samo primjenom nul-vektora napona, a da ne dođe do razmagnetiziranja stroja. Stoga je u drugom slučaju umjesto vektora napona izmjenjivača \vec{u}_{N+1} u obzir uzet vektor napona izmjenjivača \vec{u}_{N+3} koji prema slici 8.2.b) za kuteve unutar sektora manje od kuta α_M smanjuje moment, a prema slici 8.2.a) smanjuje modul vektora statorskog toka. U trećem slučaju, jednadžba (8.16c), nije potrebno uzeti u obzir vektor napona izmjenjivača \vec{u}_{N+2} , jer kod malih brzina vrtnje vektor napona izmjenjivača \vec{u}_{N+1} povećava moment u čitavom sektoru, te je umjesto njega uzet u obzir vektor napona izmjenjivača \vec{u}_N koji prema slici 8.2.b) za kuteve unutar sektora veće od kuta α_M smanjuje moment, a prema slici 8.2.a) povećava modul vektora statorskog toka. Za četvrti slučaj, jednadžba (8.16d), kod malih brzina u kočnim režimima rada je umjesto vektora napona izmjenjivača \vec{u}_{N+2} potrebno u obzir uzeti vektor napona izmjenjivača \vec{u}_{N-2} koji prema slici 8.2.b) smanjuje moment i prema slici 8.2.a)

smanjuje modul vektora statorskog toka. Sumarno se može definirati algoritam upravljanja kod malih brzina vrtnje uz negativne referentne vrijednosti momenta za pozitivan smjer vrtnje:

$$1^\circ \varphi_S(k+1) \leq \alpha_M, \varphi = 1 \Rightarrow \vec{u}_{P1} = \vec{u}_N, \vec{u}_{P2} = \vec{u}_{N-1}, \vec{u}_{P3} = \vec{u}_0 \text{ ili } \vec{u}_7 \quad (8.20a)$$

$$2^\circ \varphi_S(k+1) \leq \alpha_M, \varphi = 0 \Rightarrow \vec{u}_{P1} = \vec{u}_{N+2}, \vec{u}_{P2} = \vec{u}_{N+3}, \vec{u}_{P3} = \vec{u}_0 \text{ ili } \vec{u}_7 \quad (8.20b)$$

$$3^\circ \varphi_S(k+1) > \alpha_M, \varphi = 1 \Rightarrow \vec{u}_{P1} = \vec{u}_{N+1}, \vec{u}_{P2} = \vec{u}_N, \vec{u}_{P3} = \vec{u}_0 \text{ ili } \vec{u}_7 \quad (8.20c)$$

$$4^\circ \varphi_S(k+1) > \alpha_M, \varphi = 0 \Rightarrow \vec{u}_{P1} = \vec{u}_{N-2}, \vec{u}_{P2} = \vec{u}_{N+3}, \vec{u}_{P3} = \vec{u}_0 \text{ ili } \vec{u}_7 \quad (8.20d)$$

Potrebno je istaknuti kako se režim rada za koji se koriste jednadžbe (8.20) (male brzine vrtnje i negativna referentna vrijednost momenta), može detektirati npr. logičkim parametrom i za njega primijeniti algoritam upravljanja prema jednadžbi (8.20). To znači da je i u tom slučaju potrebno odrediti prediktivne vrijednosti za samo tri vrijednosti vektora napona izmjenjivača, tj. neće doći do povećanja procesorskog vremena potrebnog za proračun.

Jednadžbe (8.16) i (8.20) vrijede za pozitivan smjer vrtnje, koja u vektorskoj notaciji znači vrtnju vektora statorskog toka u smjeru suprotnom smjera kazaljki na satu. Kod tramvajskog pogona se općenito mora omogućiti vožnja prema nazad koju zadaje vozač postavljanjem preklopke za definiranje smjera u odgovarajući položaj, čime se ujedno definira logički signal smjera vožnje. Uz te uvjete se ponovo mogu primijeniti algoritmi upravljanja prema jednadžbama (8.16) i (8.20) u kojima je umjesto vektora napona izmjenjivača \vec{u}_{N+1} potrebno u obzir uzeti vektor napona izmjenjivača \vec{u}_{N-1} , a umjesto vektora napona izmjenjivača \vec{u}_{N+2} je potrebno u obzir uzeti vektor napona izmjenjivača \vec{u}_{N-2} , jer se primjenom vektora napona izmjenjivača \vec{u}_{N-1} i \vec{u}_{N-2} postiže vrtnja u negativnom smjeru. Slično prijašnjem pojašnjenju može se konstatirati kako se i negativan smjer vrtnje može na odgovarajući način detektirati te primijeniti algoritme upravljanja analogne jednadžbama (8.16) i (8.20) bez povećanja procesorskog vremena potrebnog za proračun.

9. Simulacijski rezultati

Dinamički model asinkronog stroja koji se koristi kod metode izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja je opisan jednadžbama (4.1 - 4.2). Navedene jednadžbe se mogu interpretirati tako da su obje upravljačke veličine, modul vektora statorskog toka i razvijeni elektromagnetski moment posljedice narinutog napona, odnosno primijenjenog vektora napona izmjenjivača. Za proračun upravljačkih veličina je potrebno poznavati vektor statorske struje koji je uz vektor rotorske struje i vektor rotorskog toka također posljedica narinutog napona. Primjena dinamičkog modela asinkronog stroja koji se koristi kod metode vektorskog upravljanja orijentacijom polja, jednadžbe (3.28 - 3.31), omogućava da se uz poznavanje svih parametara asinkronog stroja za zadani vektor napona izmjenjivača izračunaju sve veličine. Stoga je u simulacijskom modelu asinkroni stroj opisan upravo tim dinamičkim modelom.

Kako bi cjelokupni simulirani sustav upravljanja zajedno s modelom asinkronog stroja bio što točniji, tj. kako bi se njime na što bolji način opisao realan pogon, postavljeni su određeni zahtjevi:

- diferencijalne jednadžbe koje opisuju asinkroni stroj kod metode vektorskog upravljanja orijentacijom polja, jednadžbe (3.28 - 3.31), numerički se rješavaju za barem dva do tri reda vrijednosti brže nego što iznosi vremenski period ΔT unutar kojeg se određuju upravljački signali poluvodičkih sklopki,
- estimaciju upravljačkih veličina prema jednadžbama (7.21 - 7.23) je potrebno provoditi diskretizirano, tj. točno unutar definiranog vremenskog perioda ΔT ,
- ako je realni sustav upravljanja realiziran pomoću digitalnog signalnog procesora sa cjelobrojnom točkom, kod proračuna pojedinih veličina je potrebno odbacivati decimalne dijelove i uvesti odgovarajuća skaliranja, tj. paziti da sve veličine budu u dopuštenom rasponu,
- mjerene veličine u simulacijskom modelu (izlazne struje izmjenjivača i napon istosmjernog međukruga) je potrebno filtrirati i uzeti u obzir posljedice analogno-digitalne pretvorbe na način kako je to izvedeno u realnom sustavu upravljanja,
- na odgovarajući način je potrebno u modelu izmjenjivača uzeti u obzir padove napona na poluvodičkim komponentama te konačna vremena uključivanja i isključenja tranzistora.

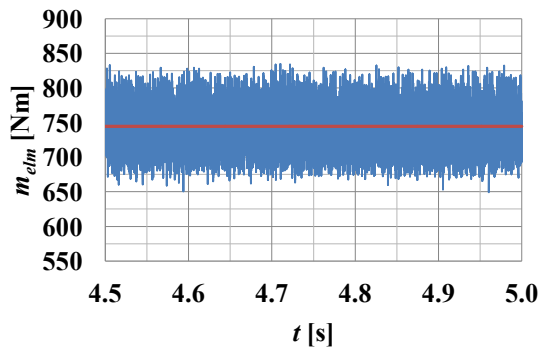
Za analizirani pogon su diferencijalne jednadžbe kojima je opisan asinkroni stroj numerički rješavane svakih 100 ns. Pri tome su korišteni parametri asinkronog stroja iz tablice 6.1. koji nisu mijenjani ovisno o pogonskim uvjetima, jer se i s konstantnim parametrima u kvalitativnom smislu dobiva dosta dobro slaganje s izmjerenim rezultatima. Vremenski period ΔT unutar kojeg se određuju upravljački signali poluvodičkih sklopki je 80 μ s. Mjerenje statorskih struja i napona istosmjernog međukruga se obavlja na početku svakog vremenskog perioda ΔT , a za određivanje vektora statorske struje prema jednadžbi (7.19) se statorske struje mjere nakon 16 μ s i još jednom nakon 32 μ s. Statorske struje su filtrirane niskopropusnim filtrom prvog reda presječne frekvencije 30 kHz i diskretizirane 16-bitnom analogno-digitalnom pretvorbom. Napon istosmjernog međukruga je filtriran niskopropusnim filtrom prvog reda presječne frekvencije 5 kHz i diskretiziran 14-bitnom analogno-digitalnom pretvorbom. Za poluvodičke komponente izmjenjivača su korišteni podaci o padovima napona navedeni u [228], a vremena uključenja i isključenja tranzistora su definirana prema izmjerenim podacima iz poglavlja 7.1.3. Simuliran je rad dva vučna motora koji su paralelno spojeni na pretvarač i pretpostavljeno je kako su oba motora identična. Budući da je u simulacijama i kasnije u eksperimentima pogon ubrzavan iz stanja mirovanja do zadane brzine vrtnje, kod estimacije statorskih tokova je primijenjena korekcija tokova prema [130 - 132], kako bi se postigao stabilan rad u području malih brzina.

Simulacijama su uspoređene tri metode: metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta, konvencionalna metoda izravnog upravljanja momentom i prediktivno upravljanje momentom s predikcijskim horizontom jedan i funkcijom cilja definiranom jednadžbom (4.22c). Za prve dvije metode su estimirane vrijednosti upravljačkih veličina određene na jednak način, opisan u poglavlju 8.1. Kod metode izravnog upravljanja momentom temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta su prediktivne vrijednosti momenta na početku $(k + 2)$ -og vremenskog perioda ΔT također izračunate kako je opisano u poglavlju 8.1., a budući da je analiziran pozitivan smjer vrtnje, za odabir vektora napona izmjenjivača koji se primjenjuje u sljedećem, $(k + 1)$ -om vremenskom periodu ΔT , korištene su jednadžbe (8.16 - 8.20). Širine histereze toka $H_{\psi_{Sref}}$ u jednadžbama (8.18 - 8.19) iznose 5% nazivne vrijednosti. Kod konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom je zadano da su širine histereza toka i momenta jednake nuli jer se u tom slučaju dobiva najmanja valovitost modula vektora statorskog toka i momenta [156], odnosno za zadane pogonske uvjete se dobivaju najbolje performanse metode. Kod

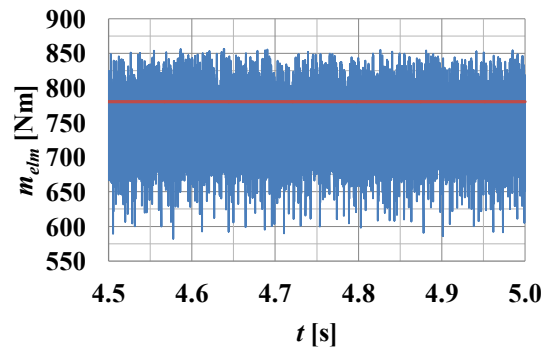
prediktivnog upravljanja momentom se prediktivne vrijednosti upravljačkih veličina i vektora statorske struje na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT izvorno računaju pomoću jednadžbi (4.16 - 4.18), a prediktivne vrijednosti upravljačkih veličina i vektora statorske struje na početku $(k + 2)$ -og vremenskog perioda ΔT pomoću jednadžbi (4.19 - 4.21), tj. korištenjem svih parametara stroja i brzine vrtnje. Budući da su sve tri metode kasnije eksperimentalno uspoređene, potrebno je istaknuti kako kod realnog pogona na performanse prediktivnog upravljanja momentom utječe slaganje stvarnih parametara asinkronog stroja s vrijednostima koje se koriste u upravljačkom algoritmu. Za korektnu usporedbu prediktivnog upravljanja momentom s ostale dvije metode, tj. kako bi se na neki način eliminirala potencijalna degradacija performansi prediktivnog upravljanja momentom zbog eventualne razlike u korištenim parametrima asinkronog stroja i podatku o brzini vrtnje, u eksperimentima su prediktivne vrijednosti upravljačkih veličina na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT kod prediktivnog upravljanja momentom određene na isti način kao i za preostale dvije metode, a prediktivne vrijednosti na početku $(k + 2)$ -og vremenskog perioda ΔT kao kod metode izravnog upravljanja momentom temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta. Na taj su način performanse svih triju metoda uspoređene samo na temelju načina u određivanju vektora napona izmjenjivača koji se primjenjuje u sljedećem, $(k + 1)$ -om vremenskom periodu ΔT : kod metode izravnog upravljanja momentom temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta se primjena vektora napona određuje prema jednadžbama (8.16 - 8.20), kod konvencionalne metode se primjena vektora napona određuje prema tablici sklapanja (tablica 4.3.), a kod prediktivnog upravljanja momentom se primjena vektora napona određuje pomoću funkcije cilja prema jednadžbi (4.22c), uz mijenjanje iznosa težinskog koeficijenta λ . Stoga su u simulacijama prediktivne vrijednosti upravljačkih veličina kod prediktivnog upravljanja momentom računane na gore opisani način. Prediktivna vrijednost promjene momenta Δm_{elm} je izračunata prema jednadžbi (8.8) s time da su korištene filtrirane prediktivne vrijednosti promjene momenta u slučaju primjene nul-vektora napona Δm_{elm0} , jednadžba (8.9) i filtrirane prediktivne vrijednosti koeficijenata za proračun promjene momenta $a_m(k + 1)$ i $b_m(k + 1)$ u jednadžbama (8.12) i (8.13).

Slika 9.1. prikazuje simulacijske rezultate u ustaljenom stanju kod brzine vrtnje n jednake nazivnoj brzini vrtnje n_n , srednju vrijednost momenta m_{elmAV} jednaku nazivnoj M_n , referentnu vrijednost toka ψ_{Sref} jednaku nazivnoj $|\psi_{Sn}|$ i napon istosmjernog međukruga u_{dc} iznosa 600 V, a uspoređene su metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na

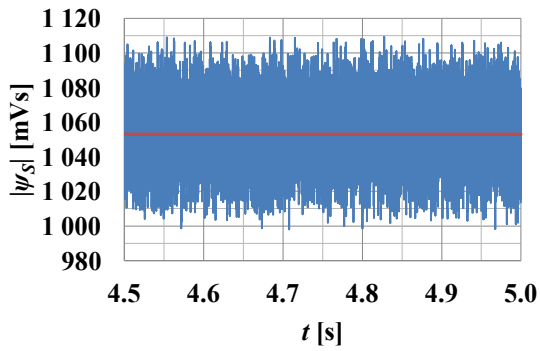
određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta i konvencionalna metoda izravnog upravljanja momentom.



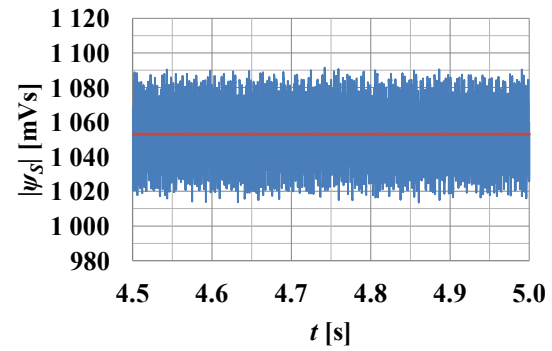
a)



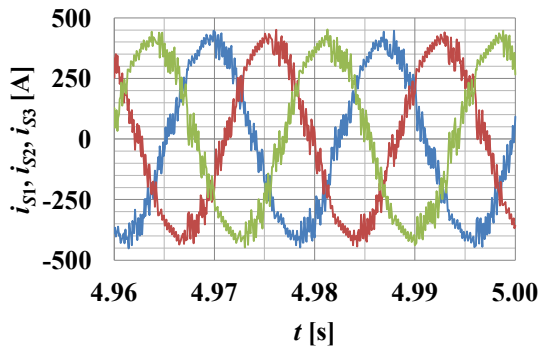
b)



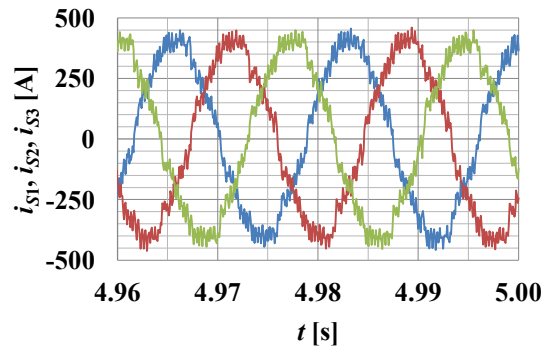
c)



d)



e)



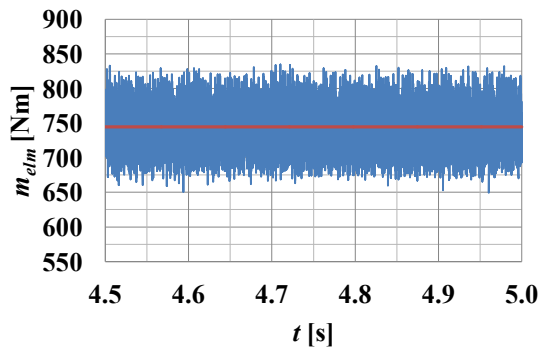
f)

Slika 9.1. Simulacijski rezultati ($n = n_n$, $m_{elmAV} = M_n$, $\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $u_{dc} = 600$ V, $\Delta T = 80$ μ s), lijevo - metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta, desno - konvencionalna metoda izravnog upravljanja momentom: a) i b) razvijeni elektromagnetski moment, c) i d) modul vektora statorskog toka, e) i f) statorske struje

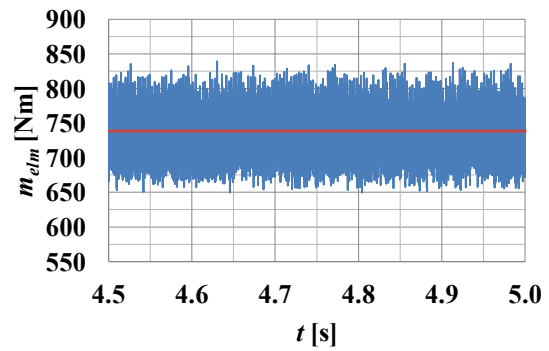
Sa slika 9.1.a) i 9.1.b) je uočljivo kako primjena metode temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta u odnosu na konvencionalnu metodu rezultira manjom valovitošću momenta i boljim slaganjem srednje vrijednosti momenta s referentnom vrijednošću. Sa slika 9.1.c) i 9.1.d) se može uočiti kako je valovitost modula vektora statorskog toka kod metode temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta veća nego kod konvencionalne metode, što se može pojasniti činjenicom kako je kod metode omogućena primjena vektora napona izmjenjivača \vec{u}_N i \vec{u}_{N+3} koji prema slici 6.2. najviše mijenjaju modul vektora statorskog toka. Posljedično je i distorzija statorske struje kod metode temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta nešto veća, slike 9.1.e) i 9.1.f).

Slika 9.2. prikazuje simulacijske rezultate također kod brzine vrtnje n jednake nazivnoj brzini vrtnje n_n , srednju vrijednost momenta m_{elmAV} jednaku nazivnoj M_n , referentnu vrijednost toka ψ_{Sref} jednaku nazivnoj $|\psi_{Sn}|$ i napon istosmjernog međukruga u_{dc} iznosa 600 V, a uspoređene su metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta i prediktivno upravljanje momentom uz težinski koeficijent λ u funkciji cilja prema jednadžbi (4.22c) iznosa 1 Nm/Vs. Sa slika 9.2.a) i 9.2.b) se može uočiti kako je valovitost momenta kod obje metode dosta slična, a sa slike 9.2.c) i 9.2.d) kako je valovitost modula vektora statorskog toka kod prediktivnog upravljanja momentom veća.

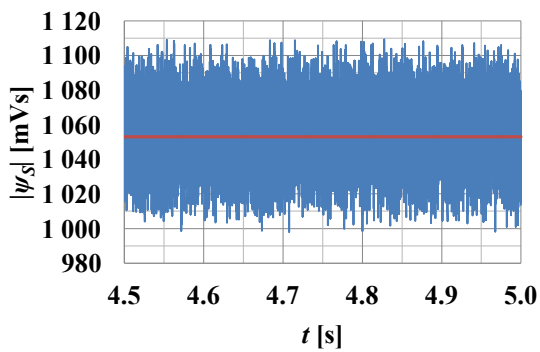
Kako bi se kod prediktivnog upravljanja momentom prikazao utjecaj težinskog koeficijenta λ u funkciji cilja prema jednadžbi (4.22c), prikazani su simulacijski rezultati uz veći iznos težinskog koeficijenta, tj. kad je s većom težinom uzimano u obzir odstupanje modula vektora statorskog toka od referentne vrijednosti. Tako su na slici 9.3. prikazani simulacijski rezultati prediktivnog upravljanja momentom uz težinski koeficijent λ iznosa 4 Nm/Vs i ti su rezultati uspoređeni s metodom izravnog upravljanja momentom temeljenoj na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta. U usporedbi s rezultatima prikazanim na slici 9.2. uočljivo je kako je kod prediktivnog upravljanja momentom uz veći težinski koeficijent povećana valovitost momenta, a smanjena valovitost modula vektora statorskog toka i posljedično je poboljšán ukupni faktor distorzije statorske struje.



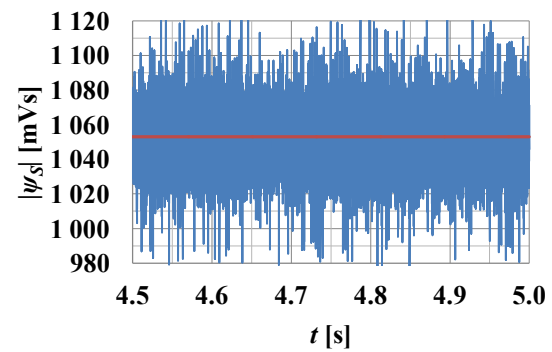
a)



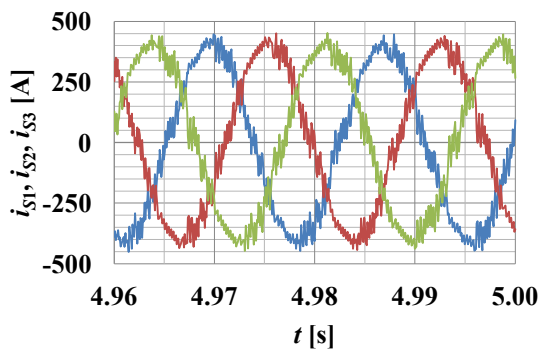
b)



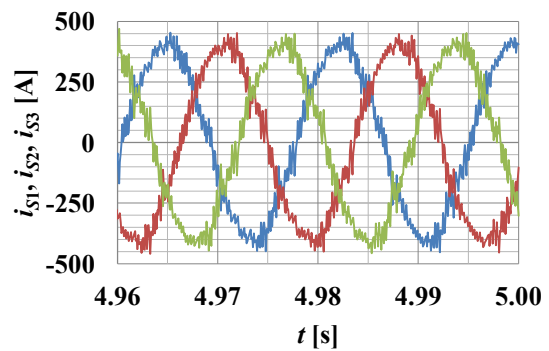
c)



d)

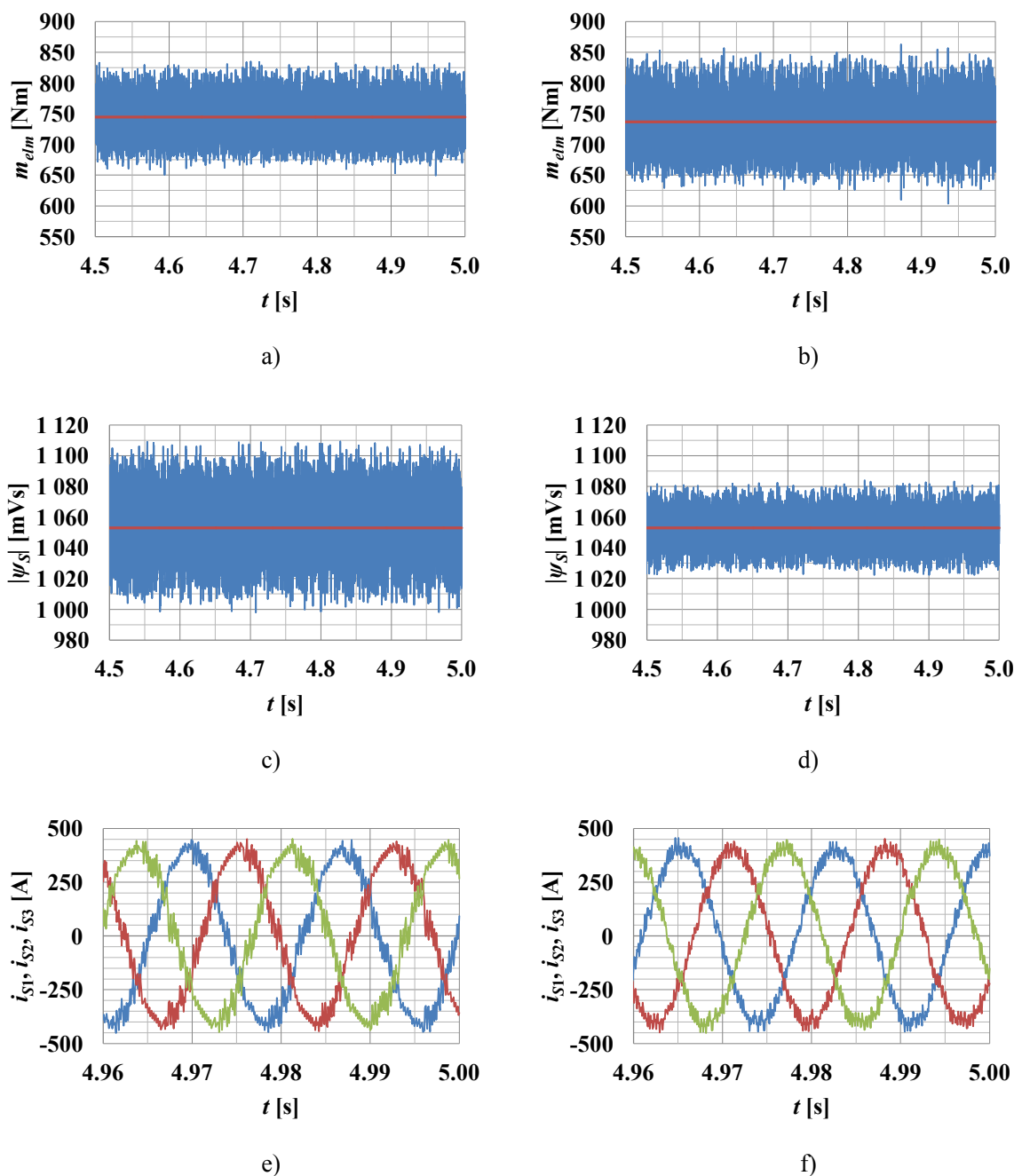


e)



f)

Slika 9.2. Simulacijski rezultati ($n = n_n$, $m_{elmAV} = M_n$, $\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $u_{dc} = 600$ V, $\Delta T = 80$ μ s), lijevo - metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta, desno - prediktivno upravljanje momentom ($\lambda = 1$ Nm/mVs): a) i b) razvijeni elektromagnetski moment, c) i d) modul vektora statorskog toka, e) i f) statorske struje



Slika 9.3. Simulacijski rezultati ($n = n_n$, $m_{elmAV} = M_n$, $\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $u_{dc} = 600 \text{ V}$, $\Delta T = 80 \mu\text{s}$), lijevo - metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta, desno - prediktivno upravljanje momentom ($\lambda = 4 \text{ Nm/mVs}$): a) i b) razvijeni elektromagnetski moment, c) i d) modul vektora statorskog toka, e) i f) statorske struje

Na slikama (9.1. - 9.3.) su prikazane vremenske ovisnosti pojedinih veličina koje se međusobno mogu uspoređivati, a kako bi se performanse pojedinih metoda u ustaljenom stanju mogle kvantificirati, definirane su sljedeće veličine:

$$m_{elmpp} = m_{elmmax} - m_{elmmin} \quad (9.1)$$

pri čemu je m_{elmpp} vrijednosti elektromagnetskog momenta od vrha do vrha, m_{elmmax} najveća trenutna vrijednost elektromagnetskog momenta i m_{elmmin} najmanja trenutna vrijednost elektromagnetskog momenta,

$$m_{elmerrRMS} = \sqrt{\frac{1}{T_{RMS}} \int_0^{T_{RMS}} (m_{elm} - m_{ref})^2 dt} \quad (9.2)$$

gdje je $m_{elmerrRMS}$ efektivna vrijednost odstupanja elektromagnetskog momenta u odnosu na referentnu vrijednost i T_{RMS} vremenski period u ustaljenom stanju za proračun efektivnih vrijednosti (veći od 10-tak perioda osnovnog harmonika pojedinih veličina),

$$|\vec{\psi}_s|_{pp} = |\vec{\psi}_s|_{max} - |\vec{\psi}_s|_{min} \quad (9.3)$$

pri čemu je $|\vec{\psi}_s|_{pp}$ vrijednosti modula vektora statorskog toka od vrha do vrha, $|\vec{\psi}_s|_{max}$ najveća trenutna vrijednost modula vektora statorskog toka i $|\vec{\psi}_s|_{min}$ najmanja trenutna vrijednost modula vektora statorskog toka,

$$|\vec{\psi}_s|_{errRMS} = \sqrt{\frac{1}{T_{RMS}} \int_0^{T_{RMS}} (|\vec{\psi}_s| - \psi_{Sref})^2 dt} \quad (9.4)$$

gdje je $|\vec{\psi}_s|_{errRMS}$ efektivna vrijednost odstupanja modula vektora statorskog toka u odnosu na referentnu vrijednost,

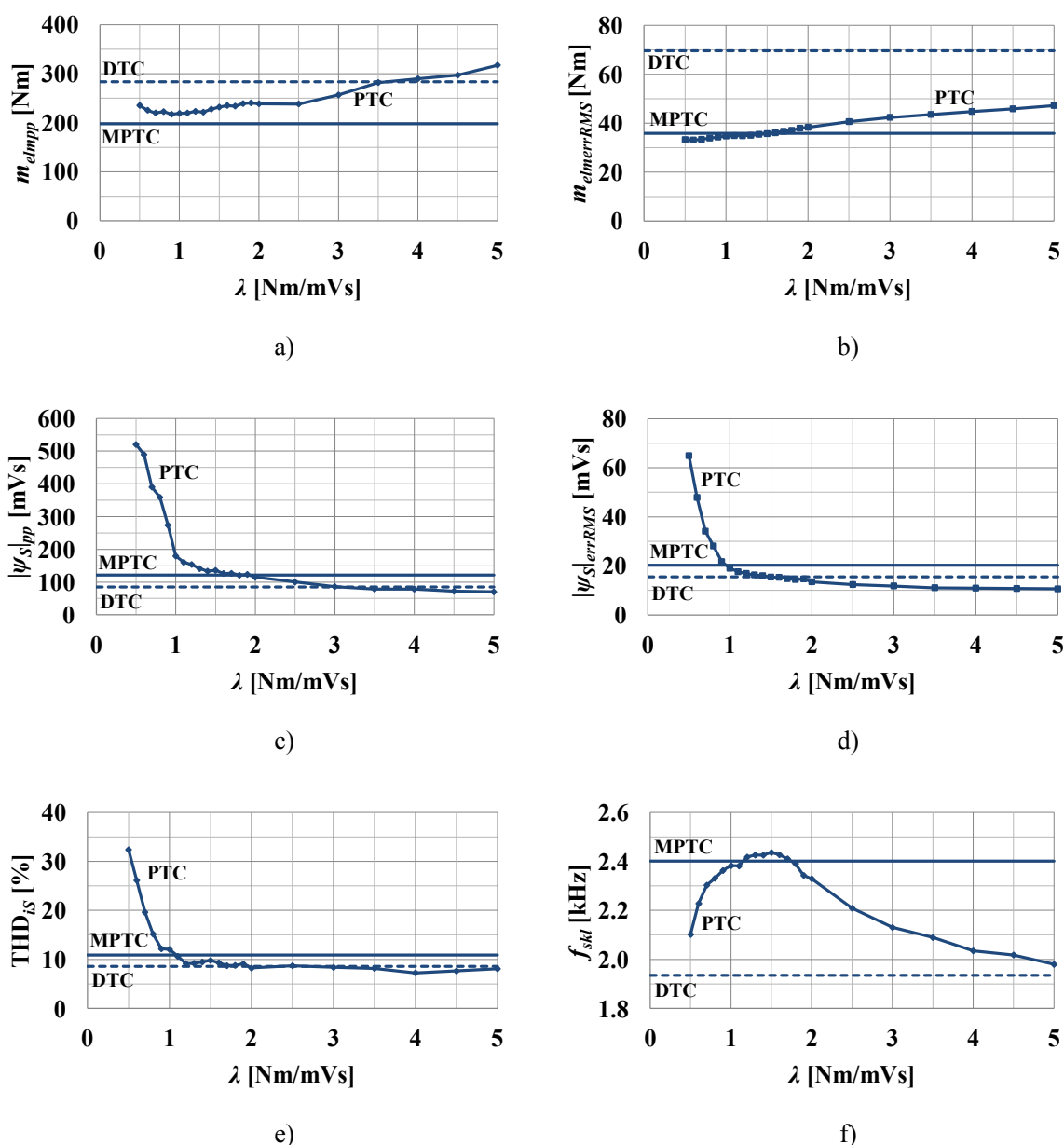
$$THD_{i_s} = \frac{\sqrt{I_{SEFF}^2 - I_{S1EFF}^2}}{I_{S1EFF}} \quad (9.5)$$

pri čemu je THD_{i_s} ukupni faktor distorzije statorske struje, I_{SEFF} je ukupna efektivna vrijednost statorske struje i I_{S1EFF} efektivna vrijednost osnovnog harmonika statorske struje.

Pored navedenih veličina je u ustaljenom stanju računata i prosječna frekvencija sklapanja tranzistora izmjenjivača f_{skl} na temelju broja sklapanja u jedinici vremena. Pojedine veličine za analizirano ustaljeno stanje ($n = n_n$, $m_{elmAV} = M_n$, $\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $u_{dc} = 600$ V, $\Delta T = 80$ μ s) su određene za metodu izravnog upravljanja momentom temeljenu na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta, konvencionalnu metodu izravnog upravljanja momentom i prediktivno upravljanje momentom uz različite vrijednosti težinskog koeficijenta λ . Ovisnosti prije navedenih veličina o iznosu težinskog koeficijenta λ su za prediktivno upravljanje momentom prikazane na slici 9.4. uz oznaku PTC, a ujedno su za svaku izračunatu veličinu označene vrijednosti u slučaju primjene metode izravnog upravljanja momentom temeljene na određivanju optimalnoga

vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta (oznaka MPTC) i vrijednosti u slučaju primjene konvencionalne metode (oznaka DTC).

Iako je analizirano samo jedno ustaljeno stanje, pomoću rezultata sa slike 9.4. se mogu donijeti određeni zaključci o performansama svih triju metoda, a ujedno su potvrđene značajke prediktivnog upravljanja momentom navedene u [189] i [196].



Slika 9.4. Simulacijski rezultati ($n = n_n$, $m_{elmAV} = M_n$, $\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $u_{dc} = 600$ V, $\Delta T = 80$ μ s):

- vrijednosti elektromagnetskog momenta od vrha do vrha, b) efektivna vrijednost odstupanja elektromagnetskog momenta u odnosu na referentnu vrijednost,
- vrijednosti modula vektora statorskog toka od vrha do vrha, d) efektivna vrijednost odstupanja modula vektora statorskog toka u odnosu na referentnu vrijednost, e) ukupni faktor distorzije statorske struje, f) prosječna frekvencija sklapanja tranzistora

Primjena metode izravnog upravljanja momentom temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta i konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom kod odgovarajućih pogonskih uvjeta i zadane parametre asinkronog stroja rezultira određenim vrijednostima prije navedenih veličina kojima se opisuju performanse pogona. Te su vrijednosti za zadane pogonske uvjete i parametre asinkronog stroja konstantne i nije ih moguće mijenjati ni podešavati. Također je sa slike 9.1. vidljivo kako je pogon u slučaju primjene obje navedene metode stabilan. U slučaju primjene prediktivnog upravljanja momentom svaka veličina koja opisuje performanse pogona ovisi o iznosu težinskog koeficijenta u funkciji cilja i iako je pojedinu veličinu moguće podešavati, zapravo ne postoji općenita optimalna vrijednost težinskog koeficijenta. Nadalje, vrijednosti težinskog koeficijenta za svako pogonsko stanje i uz zadane parametre asinkronog stroja moraju biti unutar određenog raspona kako bi se postigao stabilan rad. Smanjivanjem iznosa težinskog koeficijenta se povećava valovitost modula vektora statorskog toka i ukupni faktor distorzije statorske struje, a premale vrijednosti težinskog koeficijenta mogu rezultirati nestabilnim radom, tj. nemogućnošću upravljanja statorskim tokom i posljedično statorskim strujama unutar prihvatljivih granica. Povećanjem težinskog koeficijenta se smanjuje valovitost modula vektora statorskog toka i ukupni faktor distorzije statorske struje, ali se povećava valovitost momenta. Sa slika 9.4.c), 9.4.d) i 9.4.e) je uočljivo kako se kod većih iznosa težinskog koeficijenta valovitost modula vektora statorskog toka i ukupni faktor distorzije statorske struje relativno malo smanjuju, tj. težinski koeficijent nije potrebno jako povećavati jer zbog velike valovitosti momenta pogon može postati nestabilan.

Ako se analiziraju iznosi svake od navedenih veličina, sa slika 9.4.a) i 9.4.b) se može zaključiti kako metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta rezultira najmanjim vrijednostima elektromagnetskog momenta od vrha do vrha i efektivnom vrijednošću odstupanja elektromagnetskog momenta u odnosu na referentnu vrijednost koja je vrlo blizu najmanjoj vrijednosti koja se može postići primjenom prediktivnog upravljanja momentom. Kod konvencionalne metode je efektivna vrijednost odstupanja elektromagnetskog momenta u odnosu na referentnu vrijednost dosta velika zbog činjenice da kod ove metode postoji odstupanje srednje vrijednosti momenta u odnosu na referentnu vrijednost. Vezano uz modul vektora statorskog toka i ukupni faktor distorzije statorske struje, prema slikama 9.4.c), 9.4.d) i 9.4.e) slijedi kako se u odnosu na metodu izravnog upravljanja momentom temeljenu na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja

valovitosti momenta bolji rezultati postižu primjenom konvencionalne metode ili primjenom prediktivnog upravljanja momentom s većim iznosima težinskog koeficijenta te da konvencionalna metoda i prediktivno upravljanje momentom s većim iznosima težinskog koeficijenta imaju slične performanse po pitanju valovitosti modula vektora statorskog toka i distorzije statorskih struja. Prema slici 9.4.f) slijedi kako primjena metode izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta i prediktivnog upravljanja momentom imaju za posljedicu povećanje frekvencije sklapanja u odnosu na konvencionalnu metodu i kako se frekvencija sklapanja mijenja kod prediktivnog upravljanja momentom promjenom težinskog koeficijenta λ . Za analiziranu radnu točku je najveća vrijednost frekvencije sklapanja dobivena kod prediktivnog upravljanja momentom i težinskim koeficijentom λ iznosa oko 1.5 Nm/mVs i u odnosu na frekvenciju sklapanja kod konvencionalne metode je veća za oko 25%. Simulacije su provedene kod ostalih brzina vrtnje uz različita opterećenja u motorskom i generatorskom režimu rada, te dobiveni rezultati pokazuju kako predložena metoda i prediktivno upravljanje momentom načelno rezultiraju povećanjem frekvencije sklapanja u odnosu na konvencionalnu metodu, ali iznosi povećanja ovise o radnoj točki i za neke pogonske uvjete su npr. manji od 5%. Činjenicu kako kod pojedinih radnih točaka frekvencija sklapanja navedenih metoda nije ista je potrebno posebno istaknuti, budući da npr. veća frekvencija sklapanja zapravo znači da se u jedinici vremena primjenjuje veći broj različitih vektora napona izmjenjivača, tj. više se puta djeluje na upravljačke veličine. Tako bi za korektnu usporedbu metoda frekvencije sklapanja za sve metode trebala biti približno jednaka.

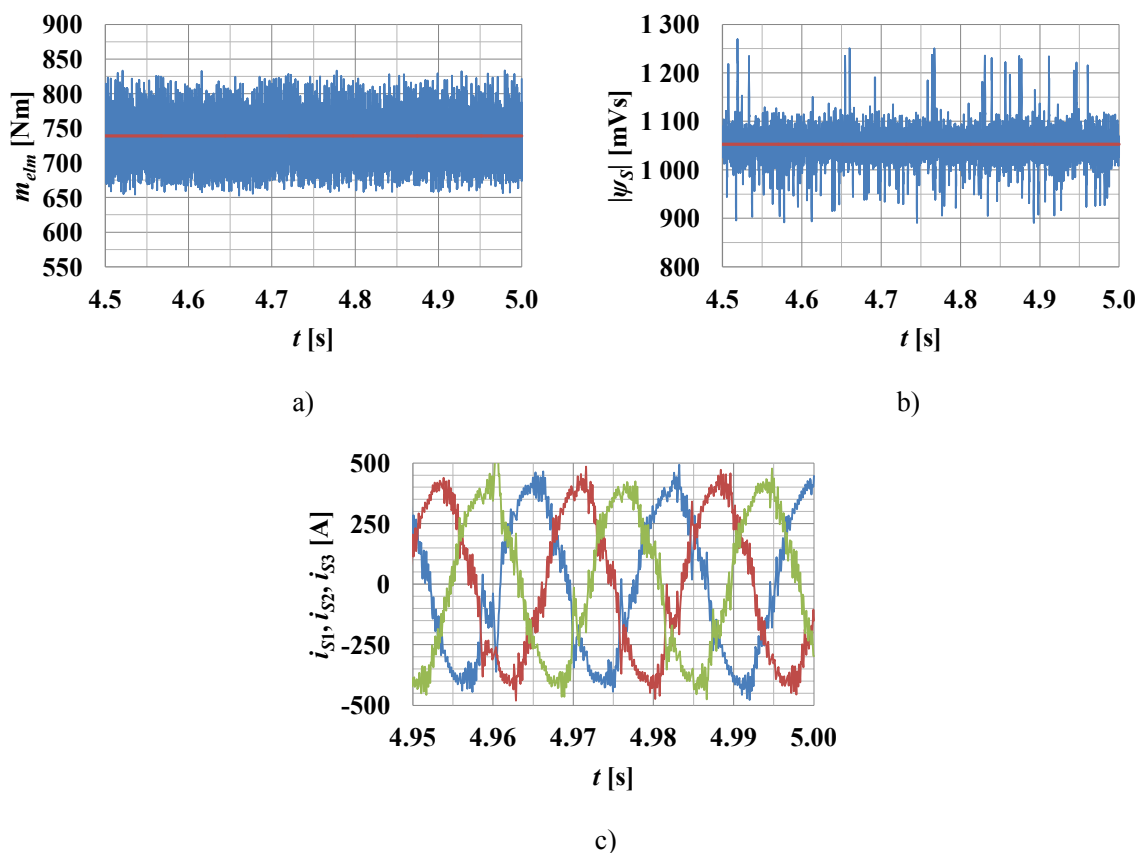
Prije je istaknuto kako kod prediktivnog upravljanja momentom ne postoje teorijske smjernice za određivanje raspona težinskog koeficijenta unutar kojeg se postiže stabilan rad pogona, već je potrebno za konkretan pogon nizom simulacija i/ili eksperimenata za svako pojedino pogonsko stanje doći do potrebnog iznosa težinskog koeficijenta. Uobičajeno je kao inicijalnu vrijednost uzeti omjer nazivnih vrijednosti upravljačkih veličina [203], [208], [241 - 243], tj. funkciju cilja definirati kao:

$$g_j = |m_{ref} - m_{elm}(k + 2)_j| + \frac{M_n}{|\psi_{Sn}|} |\psi_{Sref} - |\vec{\psi}_S(k + 2)_j|| \quad (9.6)$$

Budući da je analiziran paralelni rad dva motora, za promatrani pogon omjer $M_n/|\psi_{Sn}|$ u jednadžbi (9.6) iznosi približno 0,7 Nm/mVs. Za ovu vrijednost težinskog koeficijenta se sa slike 9.4. dobivaju jako dobre vrijednosti po pitanju valovitosti momenta (gotovo minimalne), ali su valovitost modula vektora statorskog toka i ukupna distorzija statorske struje dosta

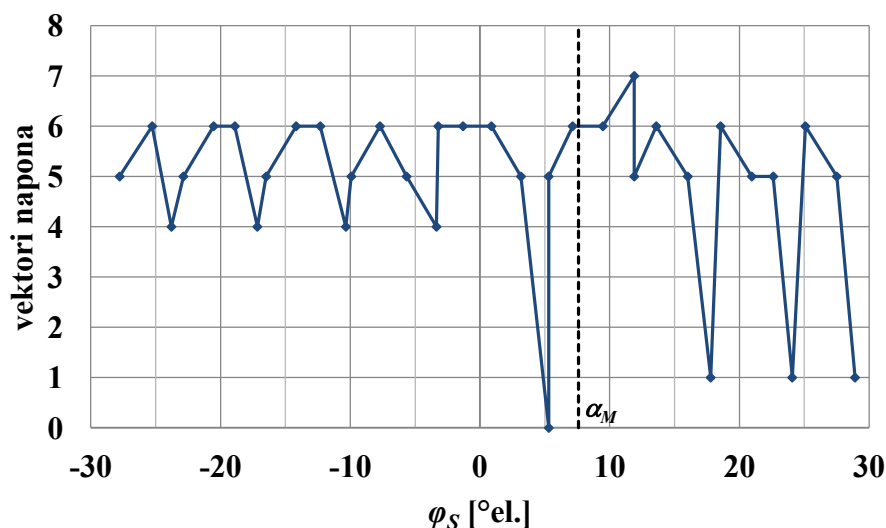
velike i bitno lošije u odnosu na preostale dvije metode. Rad pogona s ovom vrijednošću težinskog koeficijenta je na granici stabilnosti, što se može uočiti iz vremenskih ovisnosti modula vektora statorskog toka i statorskih struja, koji su uz razvijeni elektromagnetski moment prikazani na slici 9.5.

Metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta i prediktivno upravljanje momentom su uspoređeni simulacijama i po primijenjenim vektorima napona izmjenjivača. Kod prediktivnog upravljanja momentom se određuje primjena vektora napona izmjenjivača na temelju minimizirane funkcije cilja prema jednadžbi (4.22c), što znači kako kod ove metode nije potrebno određivati položaj vektora statorskog toka u kompleksnoj ravnini ni definirati nikakve dodatne uvjete. Na slici 9.6. su prikazani rezultati simulacije prediktivnog upravljanja momentom za analizirano ustaljeno stanje ($n = n_n$, $m_{elmAV} = M_n$, $\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $u_{dc} = 600$ V, $\Delta T = 80 \mu s$) i manju vrijednost težinskog koeficijenta λ iznosa 1 Nm/mVs, zbog čega u težinskoj funkciji veću težinu ima odstupanje momenta od referentne vrijednosti.



Slika 9.5. Simulacijski rezultati, prediktivno upravljanje momentom ($n = n_n$, $m_{elmAV} = M_n$, $\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $u_{dc} = 600$ V, $\Delta T = 80 \mu s$, $\lambda = 0,7$ Nm/mVs): a) razvijeni elektromagnetski moment, b) modul vektora statorskog toka, c) statorske struje

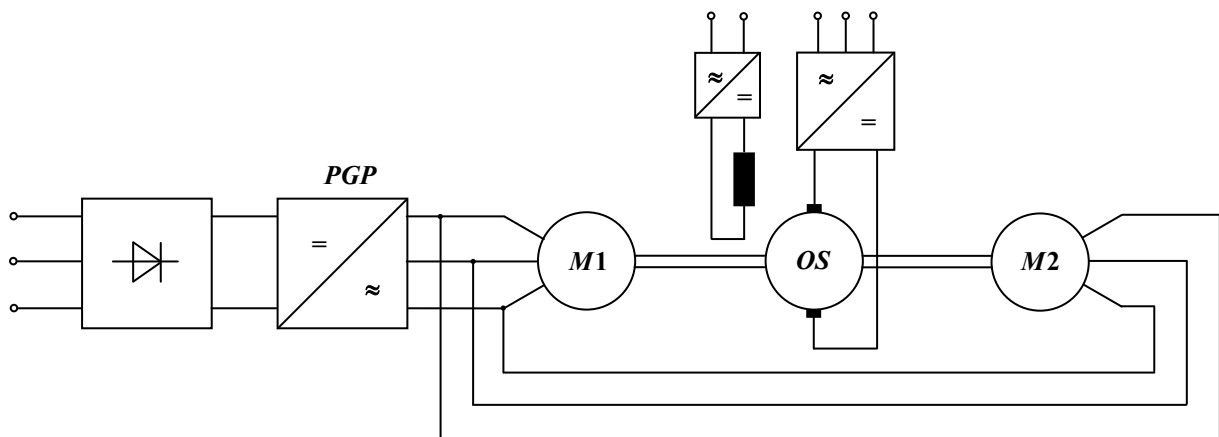
Na slici je prikazano koji se vektori napona izmjenjivača koriste ovisno o položaju vektora statorskog toka unutar sektora, s time da je izdvojen dio simulacije kada se vektor statorskog toka nalazi u četvrtom sektoru. Ujedno je nacrtan kut α_M koji je za zadane pogonske uvjete potrebno izračunati kod metode izravnog upravljanja momentom temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta. Sa slike 9.6. se može uočiti kako su kod prediktivnog upravljanja momentom zapravo na indirektni način potvrđene određene pretpostavke uvedene kod definiranja algoritma upravljanja metode izravnog upravljanja momentom temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta. Naime, iako se kod prediktivnog upravljanja momentom dozvoljava primjena svih šest aktivnih vektora napona izmjenjivača i nul-vektora napona, reverzni vektori napona \vec{u}_{N-1} i \vec{u}_{N-2} se uopće ne koriste (za četvrti sektor su to vektori napona izmjenjivača \vec{u}_3 i \vec{u}_2). Nadalje, za kut vektora statorskog toka u odnosu na sredinu sektora manji od označenog kuta α_M se primjenjuju općeniti aktivni vektori napona izmjenjivača \vec{u}_N (za četvrti sektor je to vektor napona izmjenjivača \vec{u}_4), \vec{u}_{N+1} (za četvrti sektor je to \vec{u}_5), \vec{u}_{N+2} (za četvrti sektor je to \vec{u}_6) i jedan od dva nul-vektora napona, a za kut vektora statorskog toka u odnosu na sredinu sektora veći od kuta α_M se primjenjuju općeniti aktivni vektori napona izmjenjivača \vec{u}_{N+1} (za četvrti sektor je to \vec{u}_5), \vec{u}_{N+2} (za četvrti sektor je to \vec{u}_6), \vec{u}_{N+3} (za četvrti sektor je to \vec{u}_1) i jedan od dva nul-vektora napona izmjenjivača. Dakle, koriste se isti vektori napona izmjenjivača koji su definirani jednakošću (8.16).



Slika 9.6. Simulacijski rezultati, prediktivno upravljanje momentom ($n = n_n$, $m_{elMAV} = M_n$, $\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $u_{dc} = 600$ V, $\Delta T = 80 \mu s$, $\lambda = 1$ Nm/mVs): primijenjeni vektori napona izmjenjivača u četvrtom sektoru

10. Eksperimentalni rezultati

Eksperimenti su provedeni u ispitnoj stanici tvrtke *Končar - Elektronika i informatika* na ispitnom modelu glavnog pogona niskopodnog tramvaja serije TMK 2200 za Zagreb. Strukturna shema modela je prikazana na slici 10.1. Na shemi je s *PGP* označen pretvarač glavnog pogona, *M1* i *M2* su vučni tramvajske motori i *OS* je opteretni stroj. Motori su paralelno spojeni na pretvarač, a u strojarnici mehanički spojeni svaki na jednu od strana opterećenog stroja, slika 10.2. Opteretni stroj je nezavisno uzbuđeni istosmjerni stroj proizvođača *Končar - Generatori i motori*, tip ICVa 502-4, nazivne snage 600 kW, a podaci vučnih motora su prije navedeni u tablici 5.3. Tijekom ispitivanja se pratilo stanje pogona prikazom odgovarajućih veličina na namjenski izrađenom dijagnostičkom monitoru, a pojedine veličine su snimane pomoću snimača koji je softverski implementiran u aplikacijski program za digitalni signalni procesor, slika 10.3. Ispitivanja su provedena s pretvaračem glavnog pogona tramvaja KONTRAC GP170DC [244], slika 10.4., koji je inače u eksploataciji (tvornički broj 40373).



PGP - pretvarač glavnog pogona tramvaja, KONTRAC GP170DC

M1, *M2* - asinkroni vučni motori, tip V6AOJ 205-04, 65 kW

OS - nezavisno uzbuđeni istosmjerni opteretni stroj, tip ICVa 502-4, 600 kW

Slika 10.1. Strukturna shema ispitnog modela



Slika 10.2. Smještaj vučnih tramvajskih motora i opterećenog stroja u strojarnici



Slika 10.3. Pretvarač glavnog pogona tramvaja serije TMK 2200 za Zagreb, komunikacija s upravljačkom elektronikom i praćenje stanja pogona



Slika 10.4. Pretvarač glavnog pogona tramvaja serije TMK 2200 za Zagreb KONTRAC GP170DC [244]

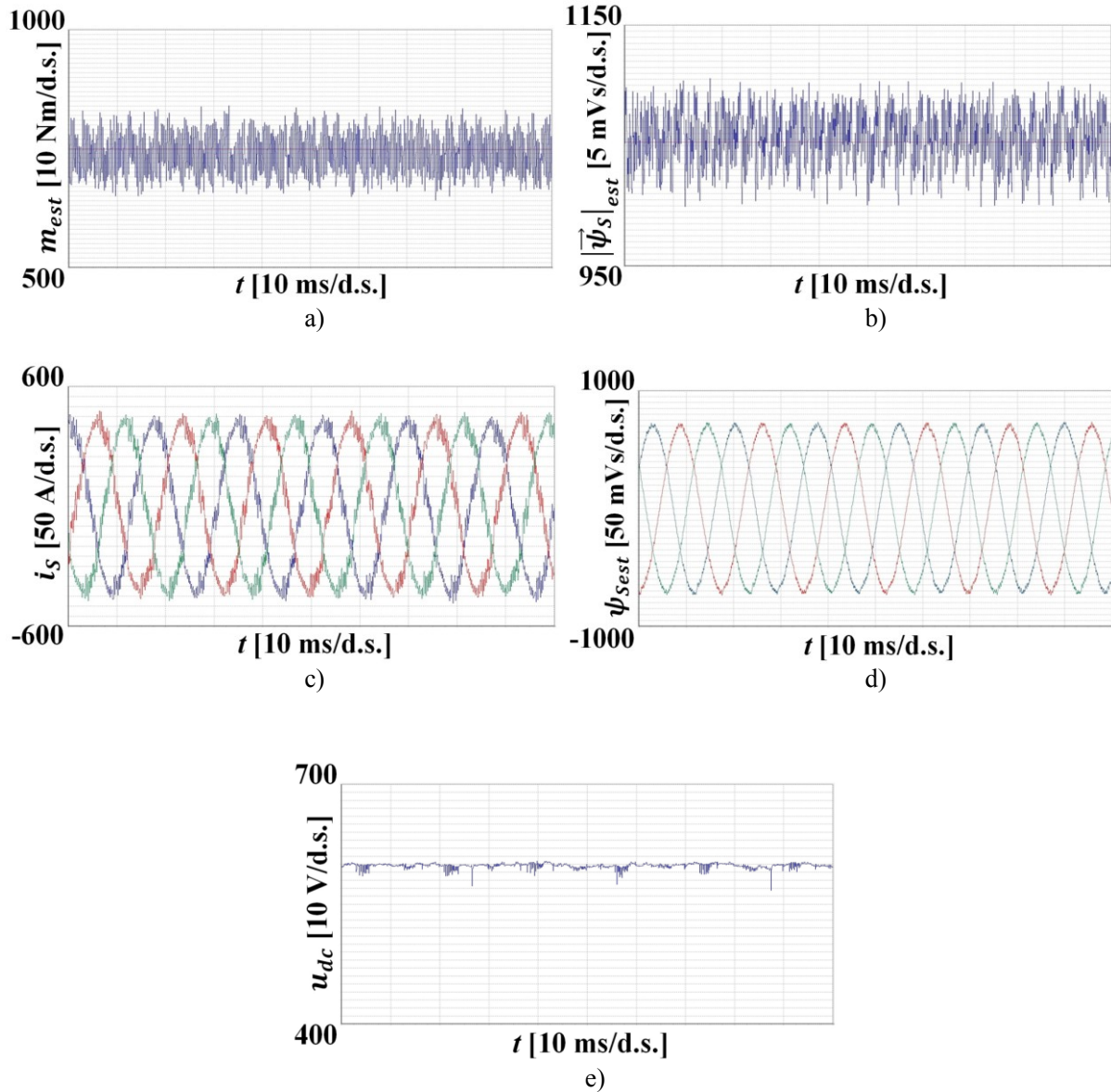
Eksperimentima je najprije provjeren rad metode izravnog upravljanja momentom temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta u ustaljenim stanjima. Budući da je analiziran pozitivan smjer vrtnje, za odabir vektora napona izmjenjivača koji se primjenjuje u sljedećem, $(k + 1)$ -om vremenskom periodu ΔT , korištene su jednadžbe (8.16 - 8.20). Širina histereze toka $H_{\psi_{sref}}$ u jednadžbama (8.18 - 8.19) je iznosila 5% nazivne vrijednosti modula vektora statorskog toka, prediktivne vrijednosti upravljačkih veličina na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT su određene na način opisan u poglavlju 8.1., a kod estimacije statorskih tokova je primijenjena korekcija tokova prema [130 - 132]. Pri tome je vremenski period ΔT iznosa $80 \mu s$ unutar aplikacijskog programa za digitalni signalni procesor podijeljen na pet jednakih dijelova, tako da su statorske struje uzorkovane na početku vremenskog perioda ΔT , nakon $16 \mu s$ i nakon $32 \mu s$, a prediktivna vrijednost vektora statorske struje na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT je izračunata prema jednadžbi (7.19). Prediktivna vrijednost promjene momenta Δm_{elm} je izračunata uz filtrirane vrijednosti promjena momenta u slučaju primjene nul-vektora napona Δm_{elm0} , jednadžba (8.9), i filtrirane vrijednosti koeficijenata $a_m(k + 1)$ i $b_m(k + 1)$ u jednadžbama (8.12) i (8.13). Od parametara stroja je prema jednadžbi (8.10) za proračun prediktivne vrijednosti kuta $\gamma(k + 1)$ između vektora statorskog i rotorskog toka na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT korištena konstantna vrijednost ukupnog rasipnog induktiviteta asinkronog stroja σL_S određena iz podataka asinkronog stroja (tablica 5.3.).

Na pretvaraču glavnog pogona je sustav upravljanja višeprocessorski, a za izvršavanje samog algoritam upravljanja asinkronim strojevima je korišten digitalni signalni procesor s pomičnom točkom TMS320F28335 proizvođača *Texas Instruments* i frekvencijom signalnog takta 125 MHz. Budući da su unutar aplikacijskog programa sve ključne veličine (struje, tokovi, moment i dr.) realni brojevi bez dodatnog skaliranja, unutar programa su prikazane odgovarajućim jedinicama i izravno snimane pomoću snimača.

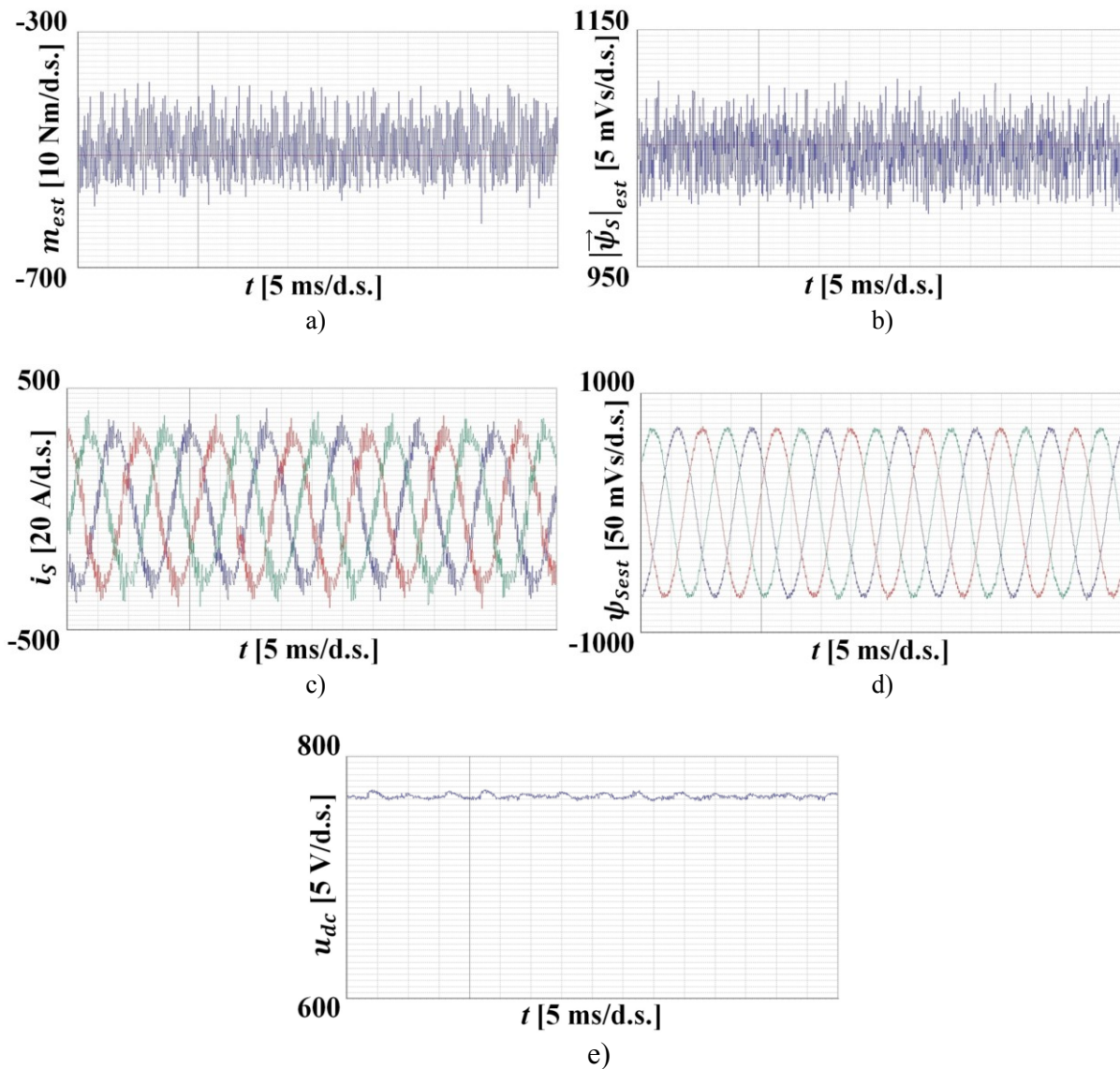
Na slici 10.5. su prikazani eksperimentalni rezultati u ustaljenom stanju kod brzine vrtnje n jednake nazivnoj brzini vrtnje n_n , srednju vrijednost estimiranog momenta m_{estAV} jednaku nazivnoj vrijednosti M_n , referentnu vrijednost toka ψ_{sref} jednaku nazivnoj $|\psi_{sn}|$, napon istosmjernog međukruga je održavan na približno 600 V, a iznos vremenskog perioda ΔT unutar kojeg se određuju upravljački signali poluvodičkih sklopki je 80 μs . Prikazan je estimirani moment, estimirani modul vektora statorskog toka, statorske struje, estimirani fazni statorski tokovi i napon istosmjernog međukruga (budući da je izvor istosmjernog napona „mekan“, istaknuto je kako, za razliku od simulacija, nije moguće održavati napon istosmjernog međukruga u potpunosti konstantnim). Moment prikazan na slici 10.5.a) je estimirani moment koji se računa unutar aplikacijskog programa, odnosno nije moment mjeran izravno na osovini asinkronog stroja. No, na temelju vremenske ovisnosti statorskih struja koje su mjerene, a ne estimirane veličine, može se zaključiti kako je pogon stabilan te kako u momentu nema dodatnih oscilacija (statorske struje sa slike 10.5.c) čine simetričan trofazni sustav, trajanje pozitivne i negativne poluperiode je jednako pa nema istosmjernih komponenata, a isto tako u strujama nema subharmonika zbog kojih bi se u ustaljenom stanju mijenjali iznosi najvećih vrijednosti struja).

Eksperimenti su provedeni kod različitih iznosa brzine vrtnje i različitih opterećenja. Kao dodatna potvrda stabilnosti predložene metode su na slici 10.6. prikazani eksperimentalni rezultati kod 150% nazivne brzine vrtnje i srednju vrijednost momenta jednaku 66,7% nazivnog momenta uz generatorski režim rada. Na tramvaju se u kočnim režimima rada ovisno o snazi kočenja energija počinje vraćati u mrežu, a ako mreža ne može primiti svu energiju kočenja, ona se disipira na kočnim otpornicima. Zbog većih zahtijevanih iznosa momenta u kočnim režimima rada, što je istaknuto u poglavlju 5., napon u istosmjernom međukrugu se u kočenju podiže te se njime upravlja pomoću kočnog sklopa. Tako je sa slike 10.6.e) uočljivo kako srednja vrijednost napona istosmjernog međukruga iznosi oko 750 V. Povećani iznos napona istosmjernog međukruga je ujedno razlog zbog kojeg se u kočnom režimu rada referentna vrijednost modula vektora statorskog toka počinje smanjivati, odnosno

počinje padati obrnuto proporcionalno s brzinom kod brzina vrtnje većih od nazivne. Tako je i kod 150% nazivne brzine vrtnje referentna vrijednost modula vektora statorskog toka jednaka nazivnoj, kako je prikazano na slici 10.6.b).

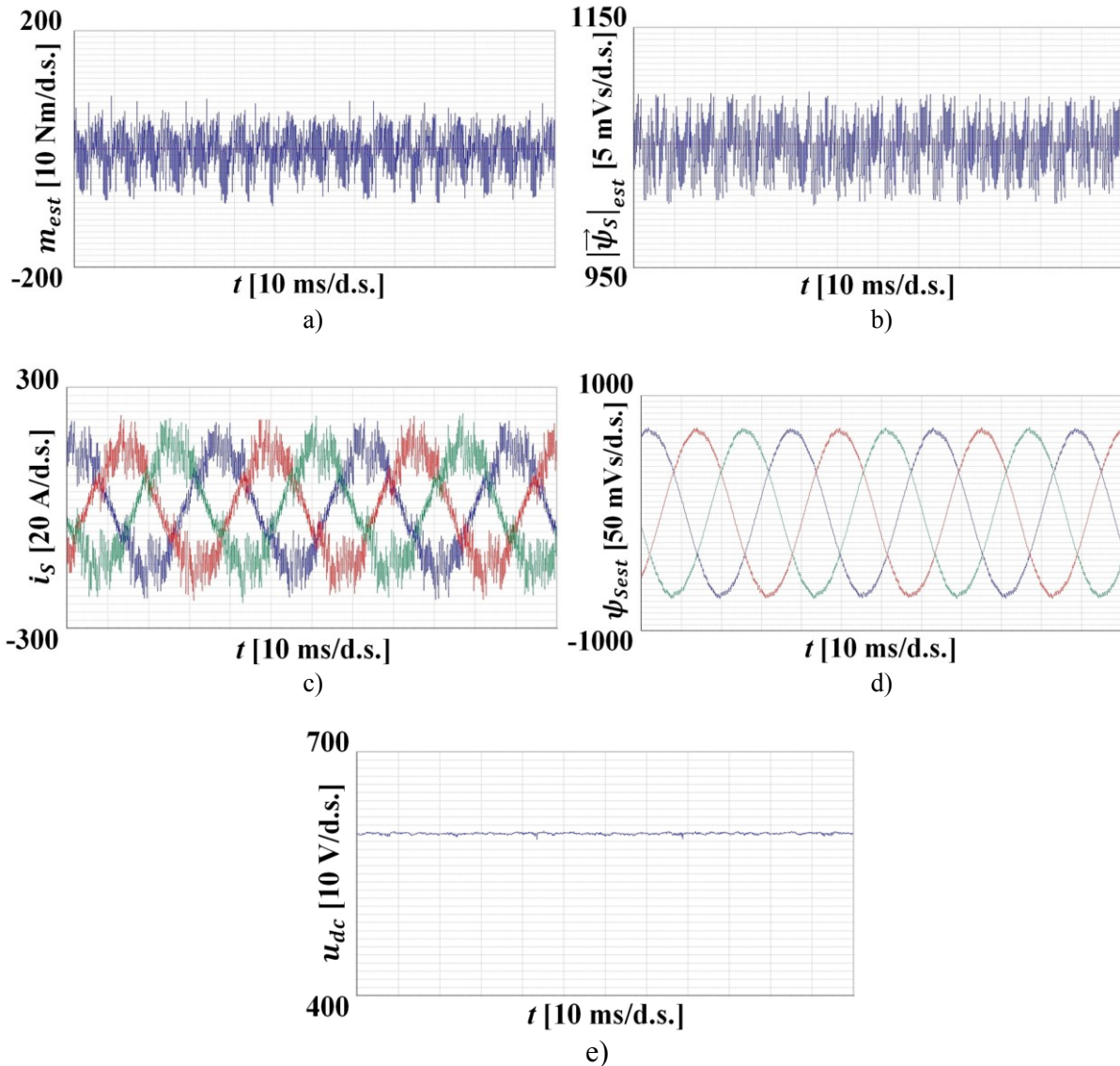


Slika 10.5. Eksperimentalni rezultati ($n = n_n$, $m_{estAV} = M_n$, $\psi_{sref} = |\psi_{sn}|$, $\Delta T = 80 \mu s$), metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta: a) estimirani moment, b) estimirani modul vektora statorskog toka, c) statorske struje, d) estimirani fazni statorski tokovi, e) napon istosmjernog međukruga



Slika 10.6. Eksperimentalni rezultati ($n = 1,5n_n$, $m_{estAV} = -0,667M_n$, $\psi_{sref} = |\psi_{sn}|$, $\Delta T = 80 \mu s$), metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta: a) estimirani moment, b) estimirani modul vektora statorskog toka, c) statorske struje, d) estimirani fazni statorski tokovi, e) napon istosmjernog međukruga

Kao primjer stabilnog rada predložene metode kod brzina vrtnje nižih od nazivne su na slici 10.7. prikazani eksperimentalni rezultati kod 50% nazivne brzine vrtnje i srednju vrijednost momenta približno jednaku nuli.

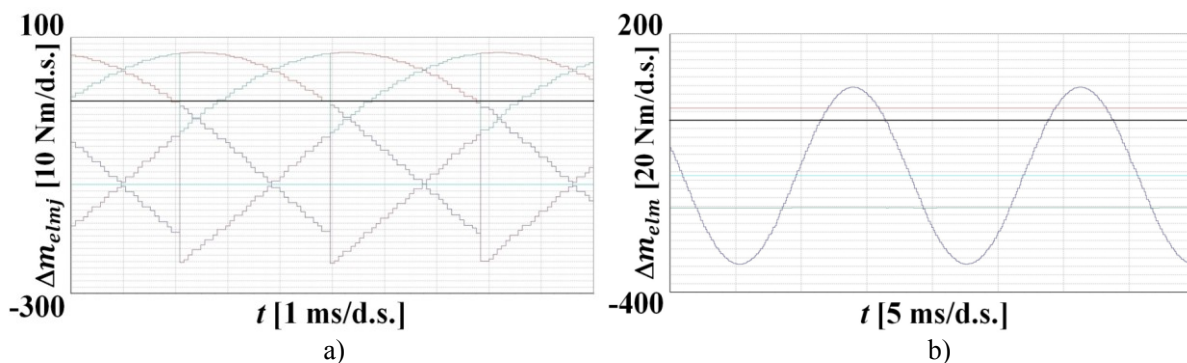


Slika 10.7. Eksperimentalni rezultati ($n = 0,5n_n$, $m_{estAV} \approx 0$, $\psi_{sref} = |\psi_{sn}|$, $\Delta T = 80 \mu s$), metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta: a) estimirani moment, b) estimirani modul vektora statorskog toka, c) statorske struje, d) estimirani fazni statorski tokovi, e) napon istosmjernog međukruga

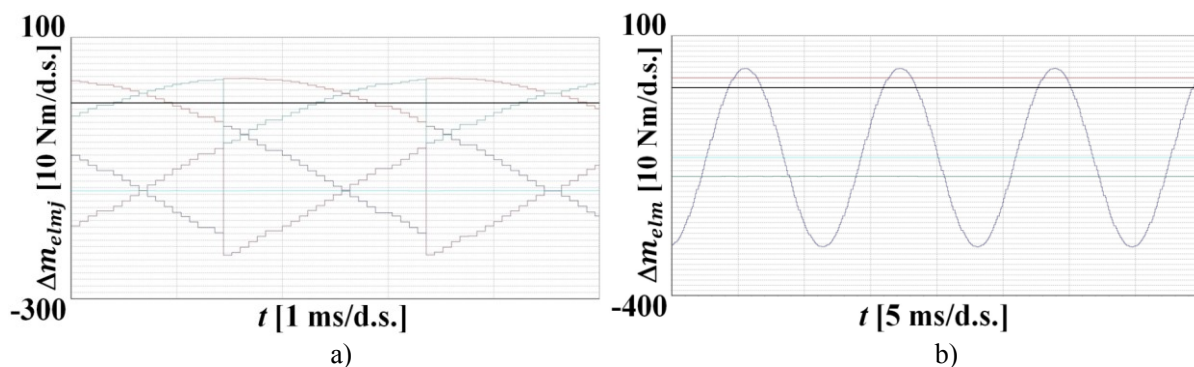
Pored provjere da metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta stabilno radi kod različitih brzina vrtnje i različitih opterećenja, eksperimentalno su provjerene promjene momenta opisane u šestom poglavlju. Tako su na slici 10.8. prikazani eksperimentalni rezultati kod nazivne brzine vrtnje n_n , uz srednju vrijednost estimiranog momenta m_{estAV} jednaku nazivnoj vrijednosti M_n , referentnu vrijednost toka ψ_{sref} jednaku nazivnoj $|\psi_{sn}|$ i vremenski period ΔT iznosa $80 \mu s$. Slika 10.8.a) prikazuje promjene momenta za vektore napona izmjenjivača koji se kod predložene metode uzimaju u obzir uz pozitivni smjer brzine (\vec{u}_N , \vec{u}_{N+1} , \vec{u}_{N+2} , \vec{u}_{N+3} i \vec{u}_0 ili \vec{u}_7), a slika 10.8.b) prikazuje promjenu momenta Δm_{elm}

izračunatu na pojednostavljeni način, tj. korištenjem jednadžbi (8.8 - 8.13), filtrirane vrijednosti promjena momenta u slučaju primjene nul-vektora napona Δm_{elm0} i filtrirane vrijednosti koeficijenta $a_m(k+1)$ i $b_m(k+1)$ u jednadžbama (8.12) i (8.13).

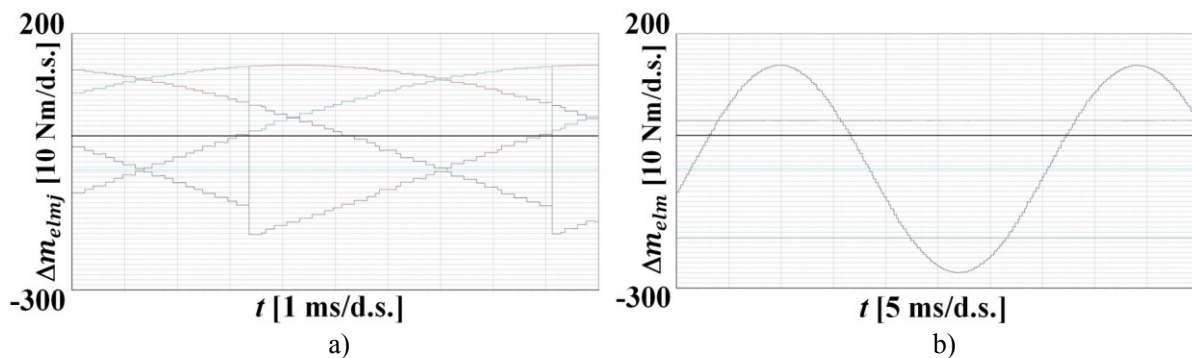
Slika 10.9. prikazuje eksperimentalne rezultate uz $n = 1,5n_n$, $m_{estAV} = 0,667M_n$, $\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$ i $\Delta T = 80 \mu s$, a slika 10.10. eksperimentalne rezultate uz $n = 0,5n_n$, $m_{estAV} = M_n$, $\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$ i $\Delta T = 80 \mu s$.



Slika 10.8. Eksperimentalni rezultati ($n = n_n$, $m_{estAV} = M_n$, $\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $\Delta T = 80 \mu s$):
a) promjene momenta za različite vektore napona izmjenjivača (\vec{u}_N - tamno plavo, \vec{u}_{N+1} - crveno, \vec{u}_{N+2} - zeleno, \vec{u}_{N+3} - ljubičasto, \vec{u}_0 , \vec{u}_7 - svijetlo plavo), b) promjena momenta Δm_{elm} , jednadžba (8.8) - tamno plavo, filtrirana vrijednost promjene momenta u slučaju primjene nul-vektora napona Δm_{elm0} , jednadžba (8.9) - svijetlo plavo, filtrirana vrijednost koeficijenta $a_m(k+1)$, jednadžba (8.12) - crveno, filtrirana vrijednost koeficijenta $b_m(k+1)$, jednadžba (8.13) - zeleno



Slika 10.9. Eksperimentalni rezultati ($n = 1,5n_n$, $m_{estAV} = 0,667M_n$, $\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $\Delta T = 80 \mu s$):
a) promjene momenta za različite vektore napona izmjenjivača (\vec{u}_N - tamno plavo, \vec{u}_{N+1} - crveno, \vec{u}_{N+2} - zeleno, \vec{u}_{N+3} - ljubičasto, \vec{u}_0 , \vec{u}_7 - svijetlo plavo), b) promjena momenta Δm_{elm} , jednadžba (8.8) - tamno plavo, filtrirana vrijednost promjene momenta u slučaju primjene nul-vektora napona Δm_{elm0} , jednadžba (8.9) - svijetlo plavo, filtrirana vrijednost koeficijenta $a_m(k+1)$, jednadžba (8.12) - crveno, filtrirana vrijednost koeficijenta $b_m(k+1)$, jednadžba (8.13) - zeleno

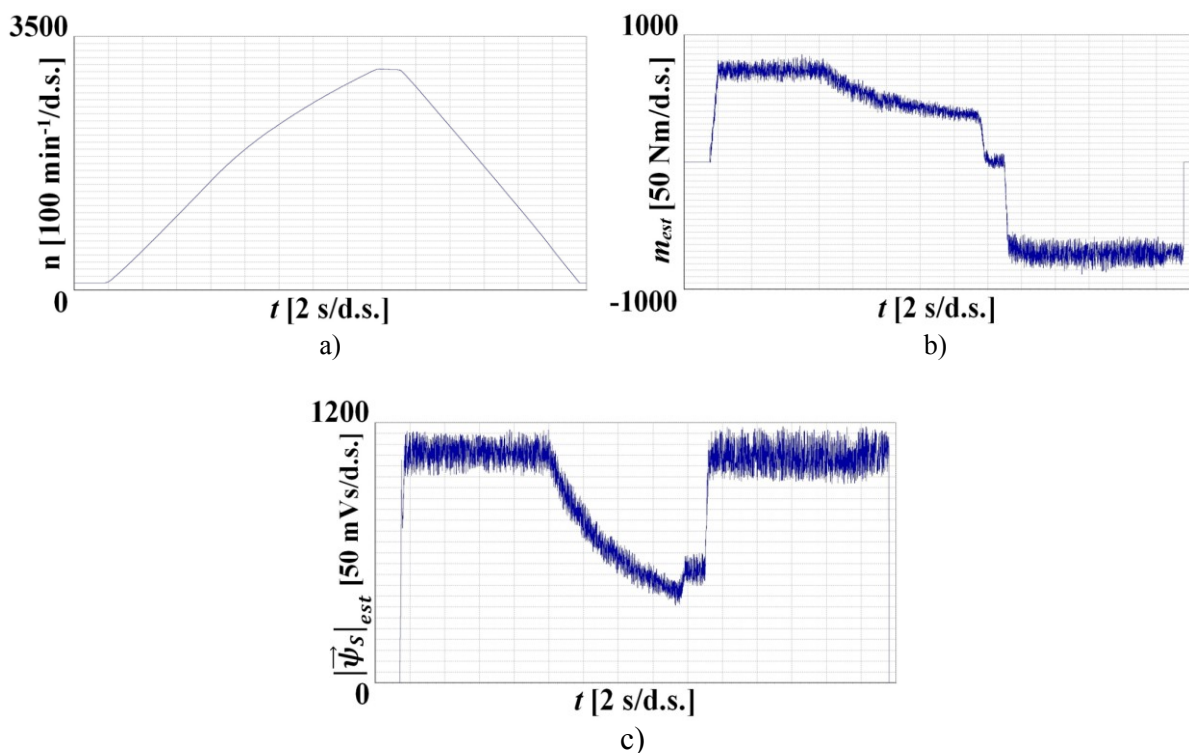


Slika 10.10. Eksperimentalni rezultati ($n = 0,5n_n$, $m_{estAV} = M_n$, $\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $\Delta T = 80 \mu s$):
a) promjene momenta za različite vektore napona izmjenjivača (\vec{u}_N - tamno plavo, \vec{u}_{N+1} - crveno, \vec{u}_{N+2} - zeleno, \vec{u}_{N+3} - ljubičasto, \vec{u}_0 , \vec{u}_7 - svijetlo plavo), b) promjena momenta Δm_{elm} , jednačba (8.8) - tamno plavo, filtrirana vrijednost promjene momenta u slučaju primjene nul-vektora napona Δm_{elm0} , jednačba (8.9) - svijetlo plavo, filtrirana vrijednost koeficijenta $a_m(k+1)$, jednačba (8.12) - crveno, filtrirana vrijednost koeficijenta $b_m(k+1)$, jednačba (8.13) - zeleno

S obzirom na to da se kod metode izravnog upravljanja momentom unutar vremenskog perioda ΔT zadani upravljački signali ne mijenjaju, kod nižih brzina vrtnje i samim tim kod nižih frekvencija osnovnog harmonika izlaznog napona izmjenjivača, u pravilu se aktivni vektori napona primjenjuju kratko, tj. jedan ili dva sukcesivna vremenska perioda ΔT , nakon čega se relativno dugo (i do desetak vremenskih perioda ΔT) primjenjuje jedan od dva nul-vektora napona. Posljedično je iznos osnovnog harmonika izlaznog napona izmjenjivača manji, što se neovisno o iznosu opterećenja zahtijeva kod nižih brzina vrtnje. Zbog navedenog su kod nižih brzina vrtnje izraženiji utjecaji koji su zanemareni kod izvođenja jednačbi za promjene upravljačkih veličina u poglavlju 6.: utjecaj konačnih vremena uključenja i isključenja tranzistora koji izravno definiraju trajanje naponskog impulsa i doprinosa promjeni statorskih tokova, utjecaj padova napona na poluvodičkim komponentama, utjecaj pada napona na statorskom namotu i napona na kabelu koji zapravo definiraju promjenu statorskih tokova u slučaju primjene nul-vektora napona. Stoga je posebno interesantno analizirati ponašanje pogona s metodom izravnog upravljanja momentom temeljenoj na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta u području nižih brzina vrtnje. Isto tako je provjerena ispravnost metode u slučaju kočnog režima rada kod nižih brzina vrtnje, tj. kod primjene drugačijeg algoritma upravljanja (određivanje vektora napona prema jednačbi (8.20)).

Do sada su prikazani eksperimentalni rezultati u ustaljenom stanju, a do željenih brzina vrtnje se dolazilo ubrzavanjem ili usporavanjem pogona. Iako tijekom pokretanja iz stanja mirovanja ili tijekom zaustavljanja nije zamijećen nestabilan rad, odnosno pojava oscilacija u brzini vrtnje i/ili statorskim strujama, snimljen je zalet pogona do najveće dozvoljene brzine

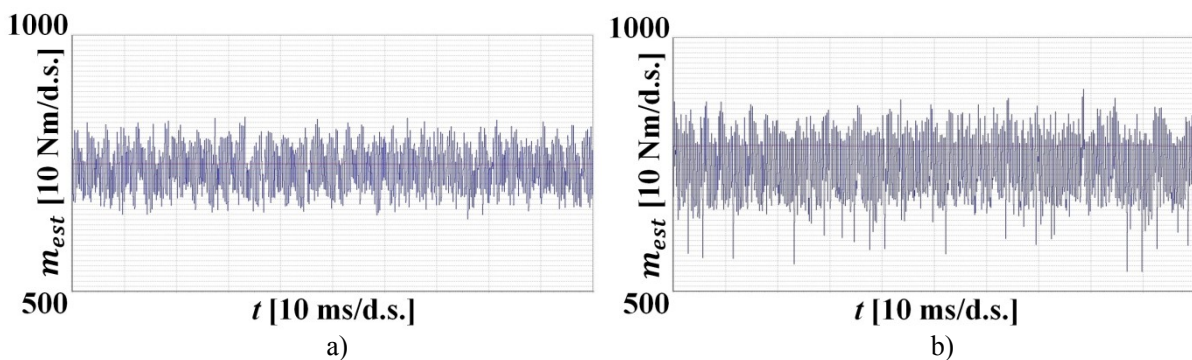
vrtnje zbog opterećenog stroja iznosa 3000 min^{-1} . Pored brzine vrtnje koja se i na tramvaju mjeri pomoću inkrementalnih davača i zupčanika montiranog na osovinu vučnog motora, snimane su vrijednosti estimiranog momenta i modula vektora statorskog toka. Eksperimentalni rezultati su prikazani na slici 10.11. i sa slike se može uočiti stabilan rad metode, tj. stabilan rad u području nižih brzina vrtnje i u vučnom i kočnom režimu rada, te vjerno slijeđenje referentne vrijednosti kočnog momenta u području nižih brzina vrtnje. Potrebno je istaknuti kako je promjena brzine određena ukupnim momentom inercije vučnih motora i opterećenog stroja, a na tramvaju su promjene brzine zbog mase samog tramvajava i mase putnika i do 10 puta sporije od izmjerenih. Prije je spomenuto kako se kod metode izravnog upravljanja momentom temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta u odnosu na konvencionalnu metodu od parametara asinkronog stroja mora dodatno koristiti ukupni rasipni induktivitet, a dobiveni rezultati pokazuju kako se kod metode može računati s konstantnom vrijednošću tog parametra.

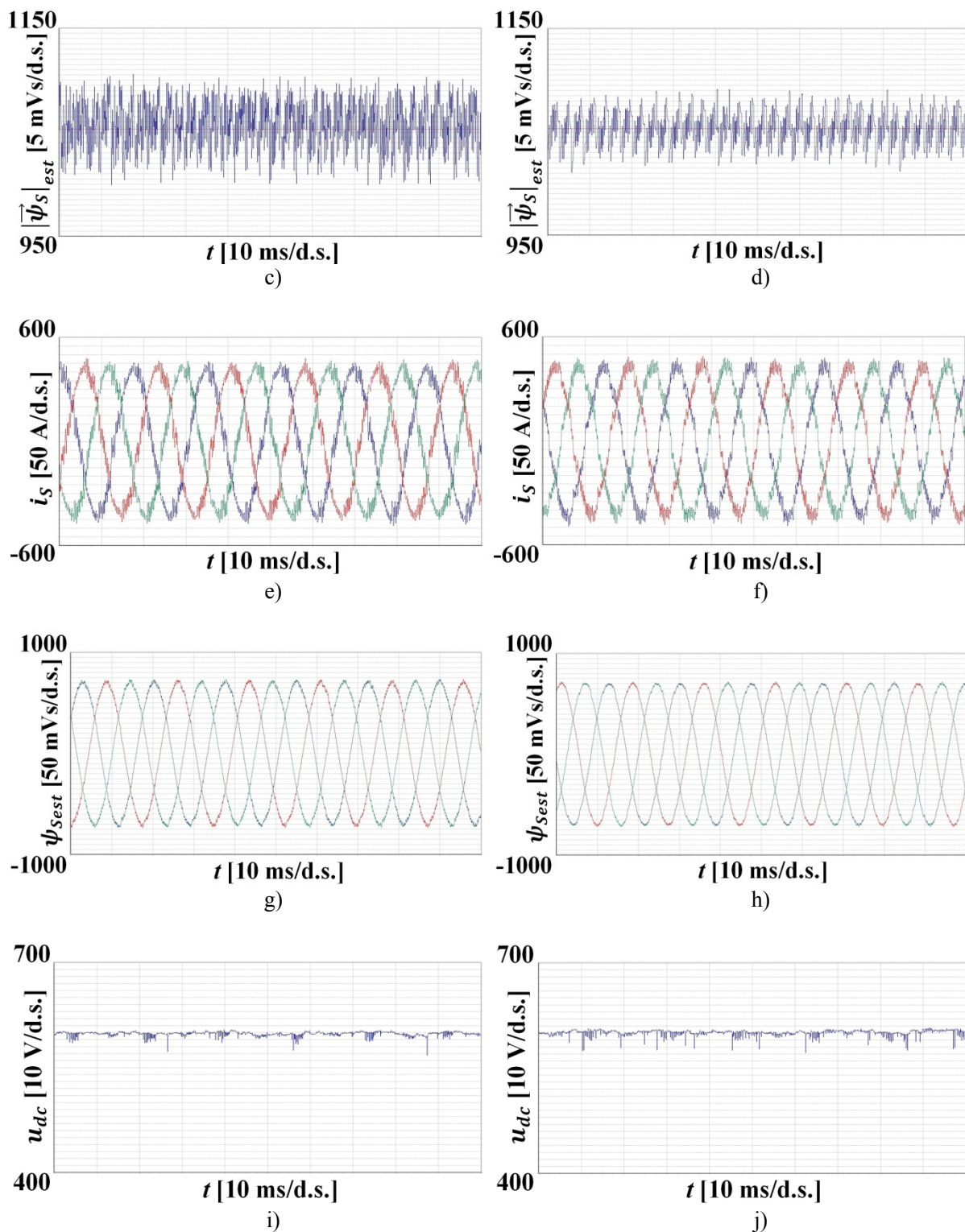


Slika 10.11. Eksperimentalni rezultati, metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta:
a) brzina vrtnje, b) estimirani moment, c) estimirani modul vektora statorskog toka

Metoda izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta je uspoređena s druge dvije metode izravnog upravljanja momentom. Najprije je metoda uspoređena s konvencionalnom metodom u ustaljenom stanju i to prema veličinama definiranim u 9. poglavlju. U 9. poglavlju je na temelju simulacijskih rezultata istaknuto kako uz jednako trajanje vremenskog perioda ΔT unutar kojeg se definiraju upravljački signali pojedinih poluvodičkih sklopki, frekvencija sklapanja za svaku analiziranu metodu nije jednaka, slika 9.4.f). Za korektnu usporedbu performansi pojedinih metoda bi trebalo na iterativni način doći do ustaljenih stanja kod kojih bi frekvencija sklapanja bila približno jednaka, a također bi toplinsko stanje asinkronog stroja kod pojedinih radnih točaka trebalo biti približno isto za sve metode. Kod konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom frekvencija sklapanja općenito nije konstantna i ovisi o pogonskim uvjetima, a na nju se može utjecati na dva načina. Prvi je način da se širine histereza komparatora momenta i toka zadaju jednake nuli i da se promjenom vremenskog perioda ΔT podešava frekvencija sklapanja, budući da smanjenje ΔT rezultira povećanjem frekvencije sklapanja i obrnuto. U analiziranom pogonu i korištenom digitalnom signalnom procesoru bi navedeno imalo za posljedicu da bi za svako ustaljeno stanje trebalo generirati posebnu verziju aplikacijskog programa jer se vremenski period ΔT ne mijenja tijekom rada, već ga treba definirati kao višekratnik trajanja instrukcije određene frekvencijom signalnog takta procesora (8 ns, odnosno 125 MHz). Drugi način jest da se kod konvencionalne metode zada drugačiji iznos vremenskog perioda ΔT , u odnosu na metodu izravnog upravljanja momentom asinkronog stroj temeljenu na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta u pravilu kraći iznos, te da se zatim kod svake radne točke mijenjaju širine histereza komparatora momenta i toka kako bi se podesila željena frekvencija sklapanja. U poglavlju 4.3.6. je istaknuto kako širine histereza komparatora momenta i toka zasebno djeluju na frekvenciju sklapanja, tako da kod konvencionalne metode konstantnu vrijednost frekvencije sklapanja za pojedine radne točke nije moguće jednoznačno definirati, tj. istu frekvenciju sklapanja je moguće postići različitim kombinacijama vremenskog perioda ΔT , širine histereze komparatora momenta i širine histereze komparatora toka. Stoga je u literaturi uobičajeno uspoređivati pojedine metode uz jednaku vrijednost vremenskog perioda ΔT , tijekom rada logičkim parametrima promijeniti metodu upravljanja, tj. definirati koji se algoritam izvodi, te tako ujedno lakše postići približno isto toplinsko stanje asinkronog stroja.

Na slici 10.12. su prikazani eksperimentalni rezultati u ustaljenom stanju kod brzine vrtnje n jednake nazivnoj brzini vrtnje n_n , srednju vrijednost estimiranog momenta m_{estAV} jednaku nazivnoj vrijednosti M_n , referentnu vrijednost toka ψ_{Sref} jednaku nazivnoj $|\psi_{Sn}|$, napon istosmjernog međukruga je održavan na približno 600 V, a iznos vremenskog perioda ΔT unutar kojeg se određuju upravljački signali poluvodičkih sklopki je 80 μs . Navedeni su rezultati dobiveni primjenom metode izravnog upravljanja momentom temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta i konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom, a od veličina asinkronog stroja su prikazani estimirani moment, estimirani modul vektora statorskog toka, statorske struje, estimirani fazni statorski tokovi i napon istosmjernog međukruga. Estimacija upravljačkih veličina je za obje metode provedena na isti način, odnosno kako je opisano u poglavljima 7.1. i 7.2., a prediktivne vrijednosti upravljačkih veličina na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT su za obje metode određene kako je opisano u poglavlju 8.1. Pri tome je vremenski period ΔT iznosa 80 μs unutar aplikacijskog programa za digitalni signalni procesor podijeljen na pet jednakih dijelova, tako da su statorske struje uzorkovane na početku vremenskog perioda ΔT , nakon 16 μs i nakon 32 μs , a prediktivna vrijednost vektora statorske struje na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT je izračunata prema jednadžbi (7.19). Kod konvencionalne metode su širine histereza komparatora momenta i toka jednake nuli, jer se u tom slučaju za zadani vremenski period ΔT kod konvencionalne metode dobiva najmanja valovitost momenta i modula vektora statorskog toka.





Slika 10.12. Eksperimentalni rezultati ($n = n_n$, $m_{estAV} = M_n$, $\psi_{sref} = |\psi_{sn}|$, $\Delta T = 80 \mu s$), lijevo - metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta, desno - konvencionalna metoda izravnog upravljanja momentom: a) i b) estimirani moment, c) i d) estimirani modul vektora statorskog toka, e) i f) statorske struje, g) i h) estimirani fazni statorski tokovi, i) i j) napon istosmjernog međukruga

Sa slike 10.12. se može uočiti kako primjena metode izravnog upravljanja momentom temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta u odnosu na konvencionalnu metodu ima za posljedicu smanjenje valovitosti momenta i povećanje valovitosti modula vektora statorskog toka, te zbog toga i povećanje distorzije statorskih struja, tj. prije prikazani simulacijski rezultati su potvrđeni eksperimentalno. Metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta je uspoređena s konvencionalnom metodom kod 50% nazivne brzine vrtnje n_n , 100% n_n i 150% n_n . Pri tome su srednje vrijednosti momenta kod 50% n_n i n_n bile jednake nazivnoj M_n , nula i $-M_n$ (generatorski režim rada uz moment po apsolutnom iznosu jednak nazivnoj vrijednosti), dok su kod 150% n_n momenti iznosili 66,7% M_n , 0 i -66,7% M_n , tj. podešena je snaga po apsolutnom iznosu jednaka nazivnoj. Sumarni prikaz eksperimentalnih rezultata za analizirane metode je u tablici 10.1. u kojoj se oznaka MPTC odnosi na vrijednosti veličina u slučaju primjene predložene metode, oznaka DTC na vrijednosti veličina u slučaju primjene konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta, a navedene su veličine iz poglavlja 9. koje kvantificiraju performanse pojedinih metoda u ustaljenom stanju. Za razliku od prije prikazanih simulacijskih rezultata, određene su vrijednosti od vrha do vrha i efektivne vrijednosti odstupanja u odnosu na referentnu vrijednost estimiranih vrijednosti, a ne stvarnih vrijednosti momenta i modula vektora statorskog toka.

Metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta je uspoređena s konvencionalnom metodom, ali zbog činjenice kako su u novije vrijeme od metoda izravnog upravljanja momentom najčešće analizirane prediktivne metode, metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta je uspoređena i s prediktivnim upravljanjem momentom s predikcijskim horizontom jedan uz različite vrijednosti težinskih koeficijenata. Prije su navedene značajke prediktivnog upravljanja momentom i kao jedan od nedostataka u odnosu na konvencionalnu metodu je navedeno dulje procesorsko vrijeme potrebno za izvođenje samog algoritma zbog predikcije vrijednosti upravljačkih veličina za svih sedam vektora napona izmjenjivača. Na analiziranom pogonu se ovaj nedostatak manifestirao činjenicom kako se algoritam prediktivnog upravljanja momentom nije mogao izvesti unutar vremenskog perioda ΔT iznosa 80 μ s, tj. korišteni digitalni signalni procesor nije dovoljno brz.

Tablica 10.1. Eksperimentalni rezultati (MPTC - metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta, DTC - konvencionalna metoda izravnog upravljanja momentom): vrijednosti estimiranog momenta od vrha do vrha m_{estpp} , efektivna vrijednost odstupanja estimiranog momenta u odnosu na referentnu vrijednost $m_{esterrRMS}$, vrijednosti estimiranog modula vektora statorskog toka od vrha do vrha $|\vec{\psi}_s|_{estpp}$, efektivna vrijednost odstupanja estimiranog modula vektora statorskog toka u odnosu na referentnu vrijednost $|\vec{\psi}_s|_{esterrRMS}$ i ukupni faktor distorzije statorske struje THD_{i_s}

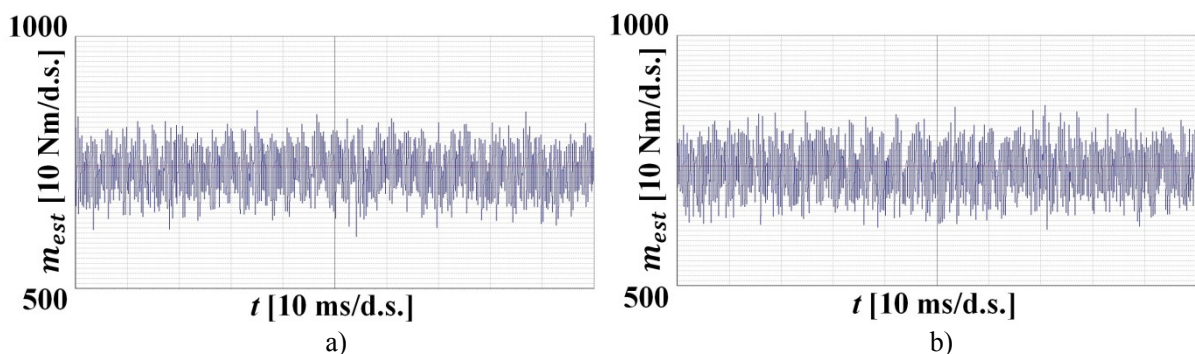
n/n_n	M/M_n	metoda	m_{estpp} [Nm]	$m_{esterrRMS}$ [Nm]	$ \vec{\psi}_s _{estpp}$ [mVs]	$ \vec{\psi}_s _{esterrRMS}$ [mVs]	THD_{i_s} [%]
0,5	1	MPTC	236,4	32,7	91,1	18,6	9,90
		DTC	283,4	45,0	79,7	16,0	9,88
	0	MPTC	225,0	29,1	94,6	20,9	27,72
		DTC	225,8	40,8	77,3	17,4	25,27
	-1	MPTC	254,3	51,3	122,1	29,5	16,89
		DTC	304,4	116,6	106,4	22,4	13,03
1	1	MPTC	209,1	37,8	109,4	20,6	10,97
		DTC	360,0	72,3	80,8	15,3	10,12
	0	MPTC	170,6	29,0	108,7	17,8	24,48
		DTC	240,3	46,5	79,9	15,7	24,11
	-1	MPTC	292,9	42,8	118,8	25,3	14,74
		DTC	323,4	60,0	100,8	20,1	15,83
1,5	0,667	MPTC	197,9	33,2	110,6	22,0	14,43
		DTC	283,9	86,5	79,5	15,1	12,57
	0	MPTC	166,2	26,5	108,6	22,0	38,93
		DTC	196,5	67,1	78,5	14,8	31,59
	-0,667	MPTC	261,2	38,7	113,9	21,9	16,44
		DTC	265,5	56,4	85,6	20,4	15,24

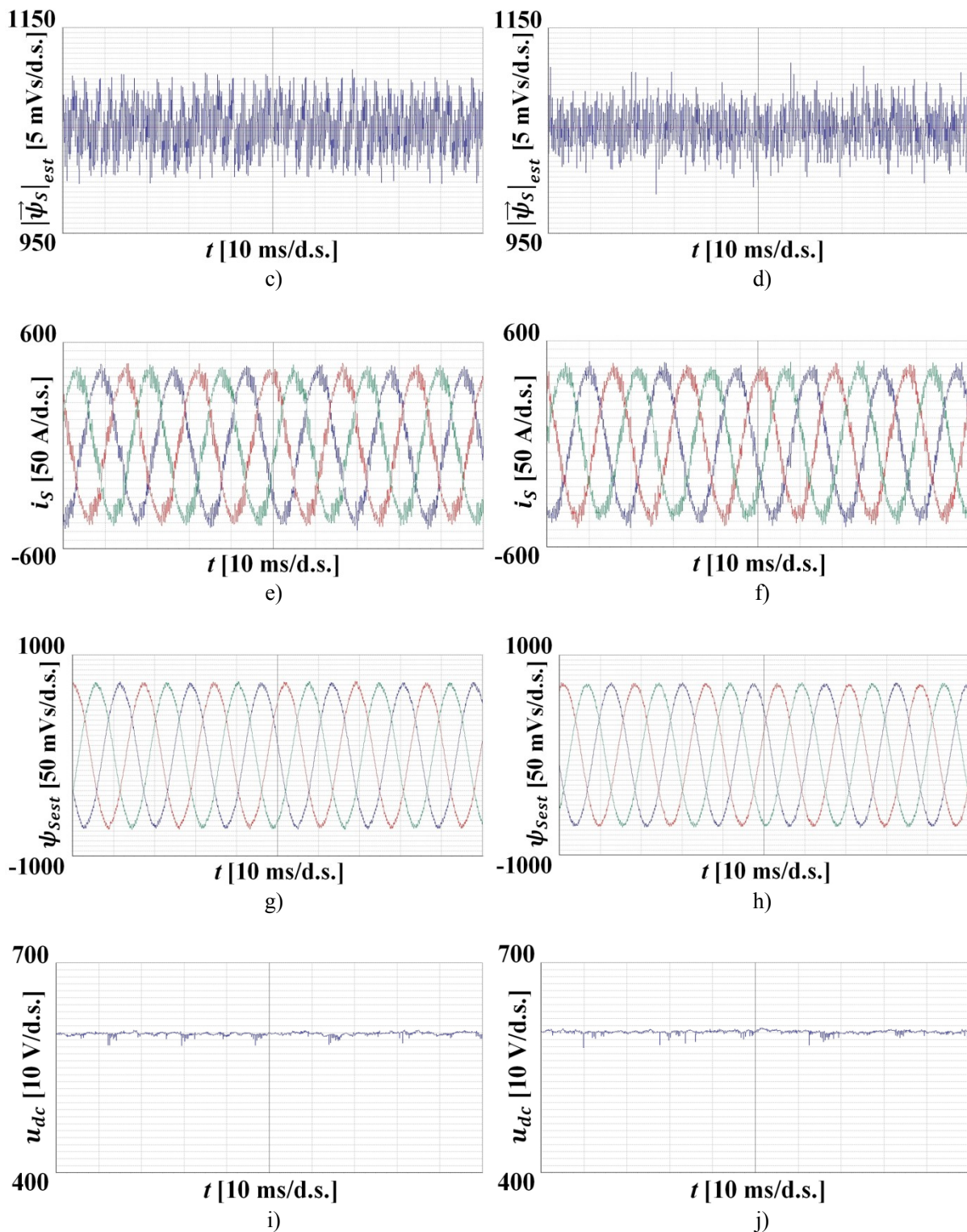
Stoga je vremenski period ΔT bilo potrebno produžiti na 90 μs . I kod usporedbe metode izravnog upravljanja momentom temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta s prediktivnim upravljanjem momentom uz različite vrijednosti težinskog koeficijenta vrijedi prije navedeni komentar kako bi za korektnu usporedbu bilo potrebno postići ustaljena stanja uz istu frekvenciju sklapanja. No, također zbog prije navedenih razloga su metode uspoređene uz jednaki vremenski period ΔT iznosa 90 μs . U eksperimentima su prediktivne vrijednosti upravljačkih veličina na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT za obje metode određene kako je opisano u poglavlju 8.1., vremenski period ΔT je unutar aplikacijskog programa podijeljen na pet jednakih dijelova, a prediktivna vrijednost vektora statorske struje na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT je izračunata prema jednadžbi (7.19). Radi eliminacije potencijalne degradacije performansi prediktivnog upravljanja momentom zbog razlike u korištenim parametrima asinkronog stroja

i podatku o brzini vrtnje, prediktivne vrijednosti upravljačkih veličina na početku $(k + 2)$ -og vremenskog perioda ΔT su određene na isti način kao kod metode temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta. Prediktivna vrijednost promjene momenta Δm_{elm} je izračunata uz filtrirane vrijednosti promjena momenta u slučaju primjene nul-vektora napona Δm_{elm0} , jednadžba (8.9), filtrirane vrijednosti koeficijenata $a_m(k + 1)$ i $b_m(k + 1)$ u jednadžbama (8.12) i (8.13) i konstantnu vrijednost ukupnog rasipnog induktiviteta asinkronog stroja σL_S .

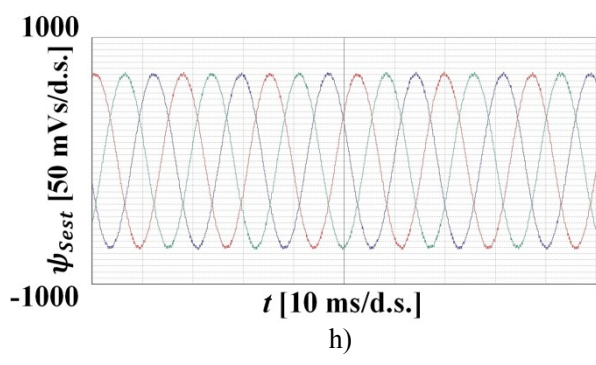
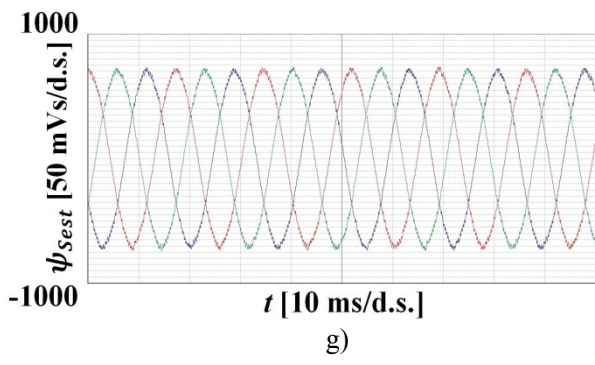
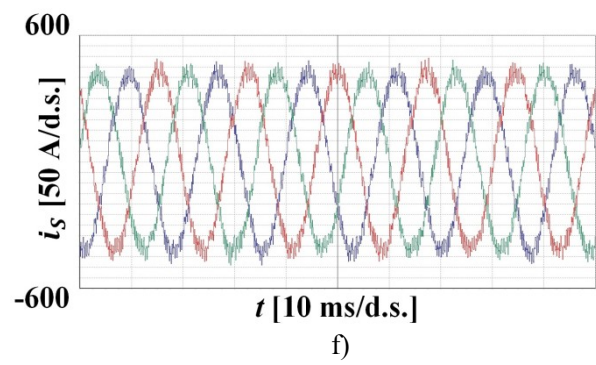
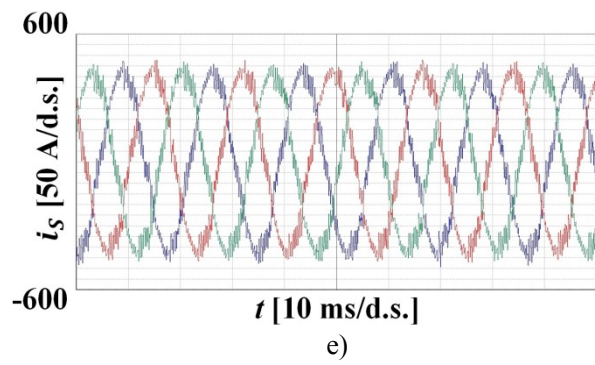
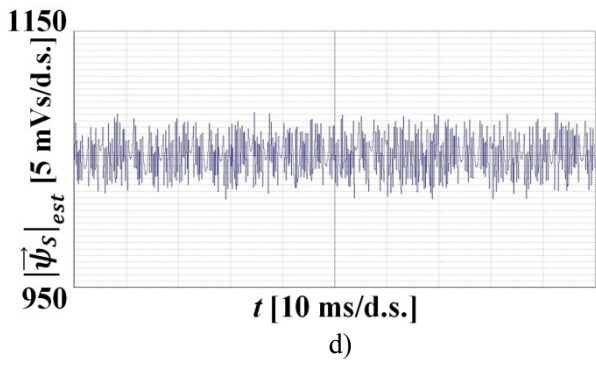
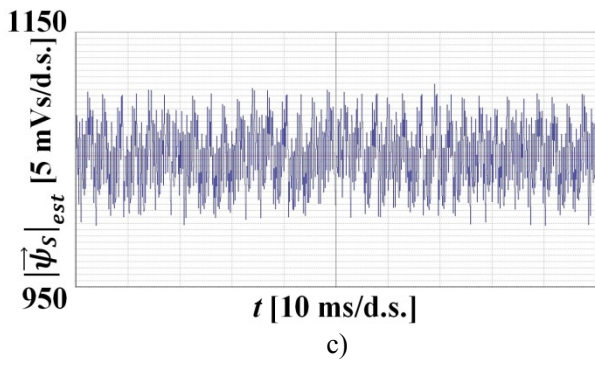
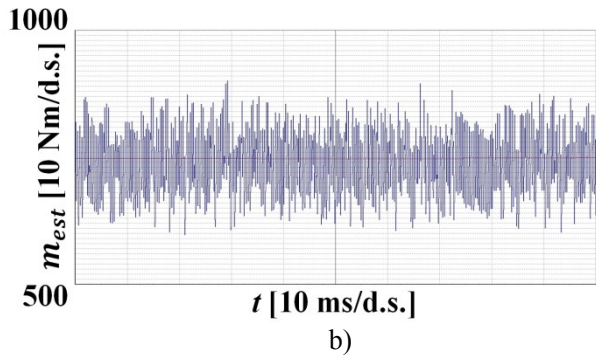
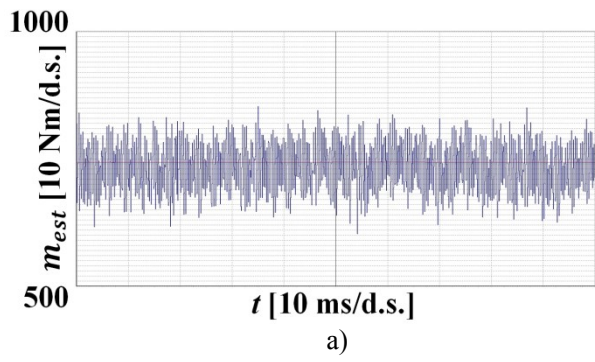
Na slici 10.13. su prikazani eksperimentalni rezultati kod brzine vrtnje n jednake nazivnoj brzini vrtnje n_n , srednju vrijednost estimiranog momenta m_{estAV} jednaku nazivnoj vrijednosti M_n , referentnu vrijednost toka ψ_{Sref} jednaku nazivnoj $|\psi_{Sn}|$, napon istosmjernog međukruga je održavan na približno 600 V, a iznos vremenskog perioda ΔT unutar kojeg se određuju upravljački signali poluvodičkih sklopki je 90 μs , a uspoređene su metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta i prediktivno upravljanje momentom s težinskim koeficijentom λ u funkciji cilja prema jednadžbi (4.22c) iznosa 1,5 Nm/mVs.

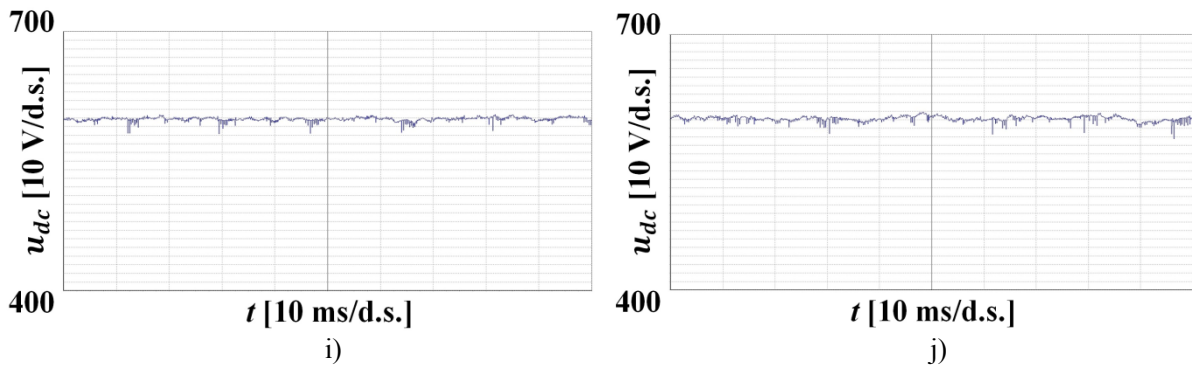
Na slici 10.14. su prikazani eksperimentalni rezultati za prije navedeno ustaljeno stanje, a metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta je uspoređena s prediktivnim upravljanjem momentom uz veću vrijednost težinskog koeficijenta iznosa 4 Nm/mVs.





Slika 10.13. Eksperimentalni rezultati ($n = n_n$, $m_{estAV} = M_n$, $\psi_{sref} = |\psi_{sn}|$, $\Delta T = 90 \mu s$), lijevo - metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta, desno - prediktivno upravljanje momentom ($\lambda = 1,5 \text{ Nm/mVs}$): a) i b) estimirani moment, c) i d) estimirani modul vektora statorskog toka, e) i f) statorske struje, g) i h) estimirani fazni statorski tokovi, i) i j) napon istosmjernog međukruga



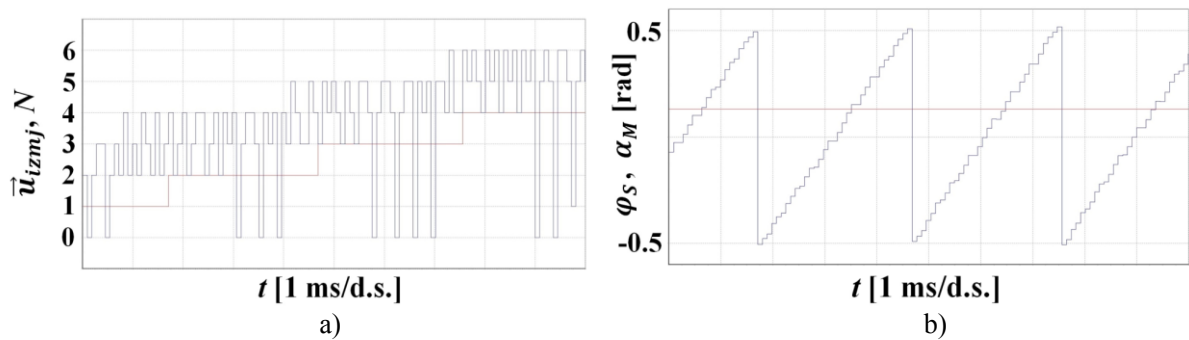


Slika 10.14. Eksperimentalni rezultati ($n = n_n$, $m_{estAV} = M_n$, $\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $\Delta T = 90 \mu s$), lijevo - metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta, desno - prediktivno upravljanje momentom ($\lambda = 4 \text{ Nm/mVs}$): a) i b) estimirani moment, c) i d) estimirani modul vektora statorskog toka, e) i f) statorske struje, g) i h) estimirani fazni statorski tokovi, i) i j) napon istosmjernog međukruga

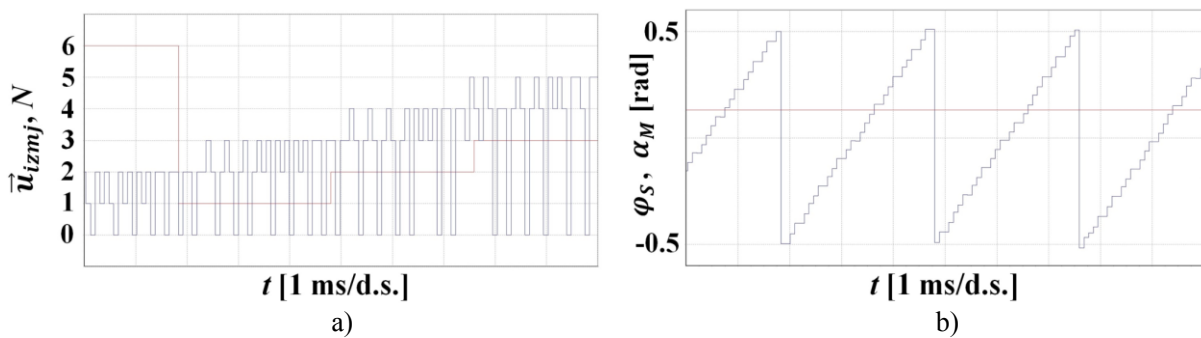
Prema dobivenim rezultatima se može zaključiti kako metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta i prediktivno upravljanje momentom uz manju vrijednost težinskog koeficijenta pokazuju slične rezultate vezane uz valovitost momenta, a prediktivno upravljanje momentom uz veću vrijednost težinskog koeficijenta pokazuje manju valovitost modula vektora statorskog toka i manju distorziju statorskih struja. No, potrebno je istaknuti činjenicu kako je radi korektno usporedbe kod predložene metode zadan isti vremenski period ΔT iznosa $90 \mu s$ kao i kod prediktivnog upravljanja momentom, iako bi se sam algoritam upravljanja predložene metode mogao izvesti unutar $80 \mu s$. Tako bi rezultate sa slika 10.13. i 10.14. zapravo trebalo usporediti s rezultatima sa slike 10.5. Također valja naglasiti da u slučaju primjene izvornog algoritma prediktivnog upravljanja momentom kod kojeg se prediktivne vrijednosti upravljačkih veličina na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT i na početku $(k + 2)$ -og vremenskog perioda ΔT računaju koristeći sve parametre asinkronog stroja i brzinu vrtnje, jednadžbe (4.16 - 4.21), može doći do razlike između stvarnih vrijednosti parametara i brzine vrtnje u odnosu na one koji se koriste u algoritmu, te time do daljnjeg pogoršanja performansi prediktivnog upravljanja momentom.

Za analiziranu radnu točku su na slikama 10.15. i 10.16. prikazane vremenske ovisnosti vektora napona izmjenjivača koji se koriste kod prediktivnog upravljanja momentom uz dvije vrijednosti težinskog koeficijenta. Na slikama je ujedno prikazan sektor kompleksne ravnine unutar kojeg se nalazi vektor statorskog toka, kut vektora statorskog toka u odnosu na sredinu sektora i kut α_M koji se može izračunati za zadane pogonske uvjete prema jednadžbi (8.14) i koji se koristi kod metode izravnog upravljanja momentom temeljene na određivanju

optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta. Sa slika 10.15. i 10.16. je uočljivo kako su eksperimentalno potvrđeni prije prikazani simulacijski rezultati, tj. kako se kod prediktivnog upravljanja momentom uz manje vrijednosti težinskog koeficijenta primjenjuju isti vektori napona izmjenjivača kao kod metode izravnog upravljanja momentom temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta, a uz veće vrijednosti težinskog koeficijenta se primjenjuju isti vektori napona izmjenjivača kao kod konvencionalne metode.

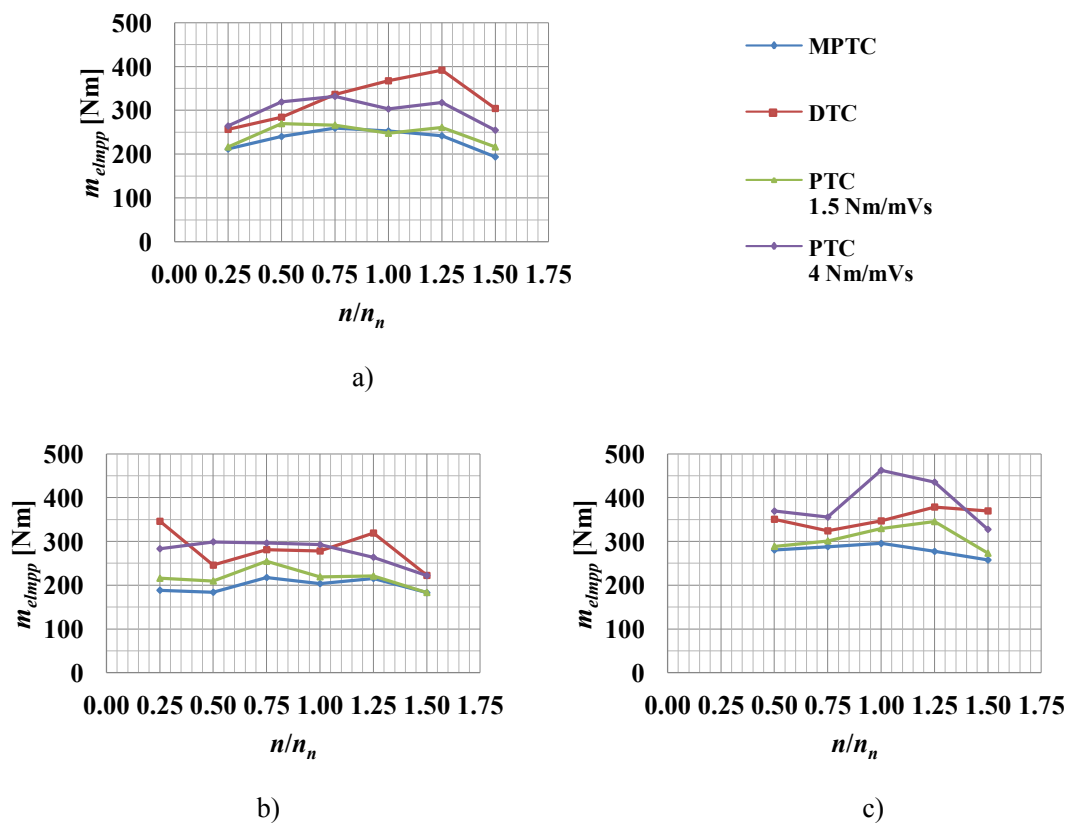


Slika 10.15. Eksperimentalni rezultati ($n = n_n$, $m_{estAV} = M_n$, $\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $\Delta T = 90 \mu s$), prediktivno upravljanje momentom ($\lambda = 1,5 \text{ Nm/mVs}$): a) vektor napona izmjenjivača (plavo) i sektor vektora statorskog toka (crveno), b) kut vektora statorskog toka u odnosu na sredinu sektora (plavo) i kut α_M , jednadžba (8.14) (crveno)

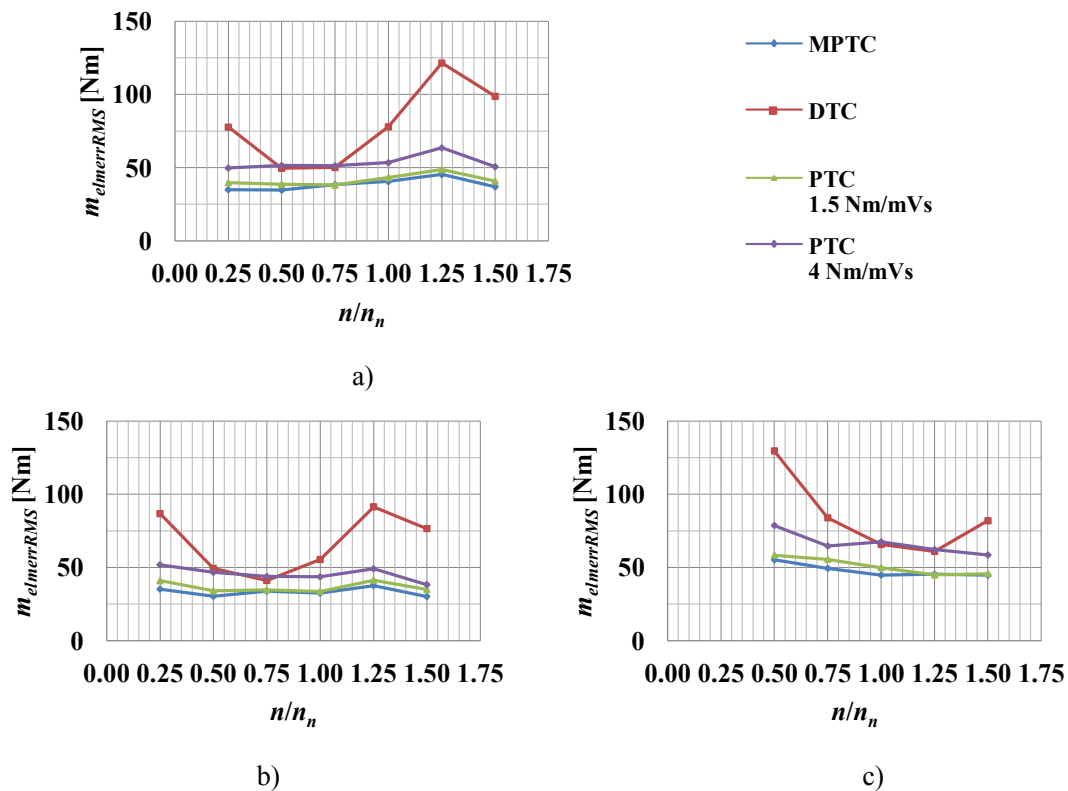


Slika 10.16. Eksperimentalni rezultati ($n = n_n$, $m_{estAV} = M_n$, $\psi_{Sref} = |\psi_{Sn}|$, $\Delta T = 90 \mu s$), prediktivno upravljanje momentom ($\lambda = 4 \text{ Nm/mVs}$): a) vektor napona izmjenjivača (plavo) i sektor vektora statorskog toka (crveno), b) kut vektora statorskog toka u odnosu na sredinu sektora (plavo) i kut α_M , jednadžba (8.14) (crveno)

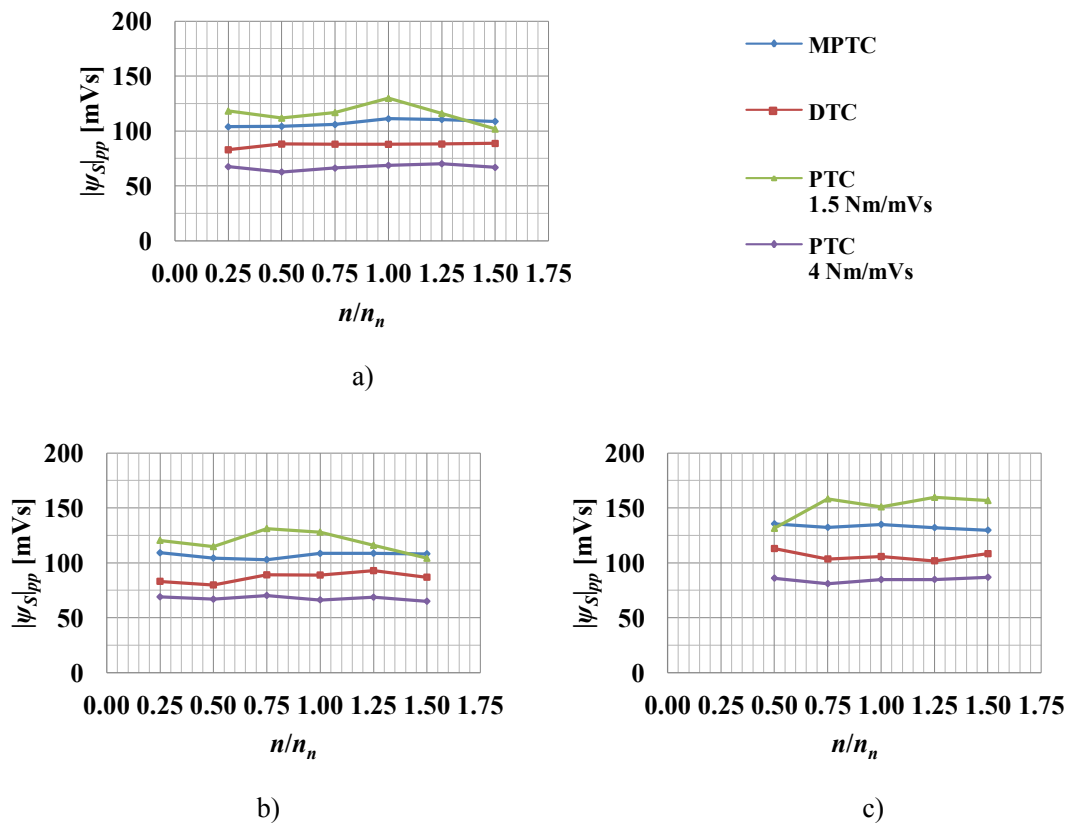
Ekperimentima su u ustaljenima stanjima uz vremenski period ΔT iznosa $90 \mu s$ uspoređene tri različite metode: metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta, konvencionalna metoda izravnog upravljanja momentom i prediktivno upravljanje momentom s vrijednostima težinskog koeficijenta $1,5 \text{ Nm/mVs}$ i 4 Nm/mVs . Analizirana su ustaljena stanja kod 25%, 50%, 75%, 100%, 125% i 150% nazivne brzine vrtnje. Kod brzina vrtnje manjih od nazivne su podešene nazivne vrijednosti momenta u vučnom i kočnom režimu rada i prazni hod, a za brzine vrtnje veće od nazivnih je pored praznog hoda podešeno opterećenje koje odgovara nazivnom opterećenju u vučnom i kočnom režimu rada. Na slikama 10.17., 10.18., 10.19., 10.20. i 10.21. su prikazane su veličine iz poglavlja 9. koje kvantificiraju performanse pojedinih metoda u ustaljenom stanju. Oznaka MPTC se odnosi na vrijednosti veličina u slučaju primjene metode izravnog upravljanja momentom temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta, oznaka DTC na vrijednosti veličina u slučaju primjene konvencionalne metode i oznaka PTC na vrijednosti veličina u slučaju primjene prediktivnog upravljanja momentom.



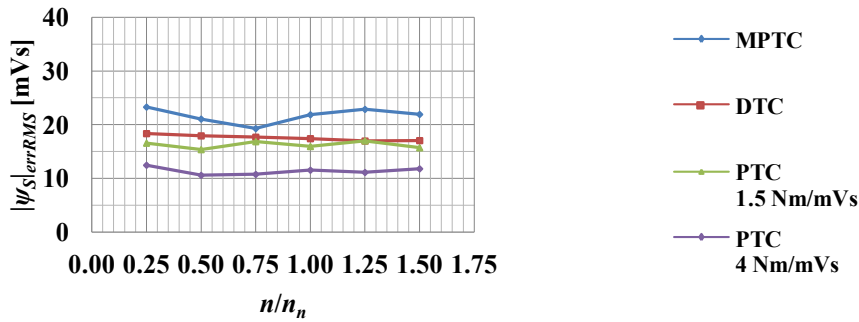
Slika 10.17. Eksperimentalni rezultati ($\Delta T = 90 \mu s$), vrijednosti elektromagnetskog momenta od vrha do vrha: a) $m_{estAV} = M_n$ ili $P_2 = P_n$, b) $m_{estAV} = 0$, c) $m_{estAV} = -M_n$ ili $P_2 = -P_n$



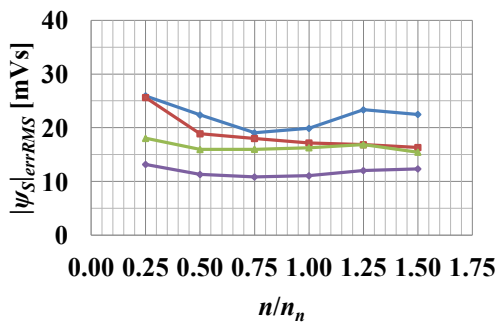
Slika 10.18. Eksperimentalni rezultati ($\Delta T = 90 \mu s$), efektivna vrijednost odstupanja elektromagnetskog momenta u odnosu na referentnu vrijednost: a) $m_{estAV} = M_n$ ili $P_2 = P_n$, b) $m_{estAV} = 0$, c) $m_{estAV} = -M_n$ ili $P_2 = -P_n$



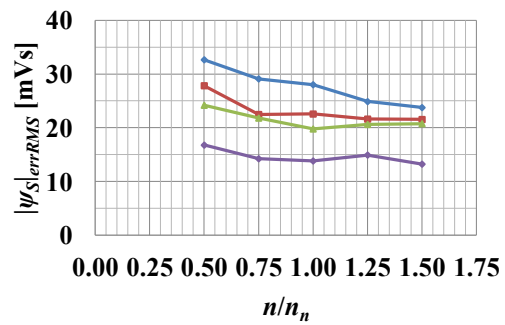
Slika 10.19. Eksperimentalni rezultati ($\Delta T = 90 \mu s$), vrijednosti modula vektora statorskog toka od vrha do vrha: a) $m_{estAV} = M_n$ ili $P_2 = P_n$, b) $m_{estAV} = 0$, c) $m_{estAV} = -M_n$ ili $P_2 = -P_n$



a)

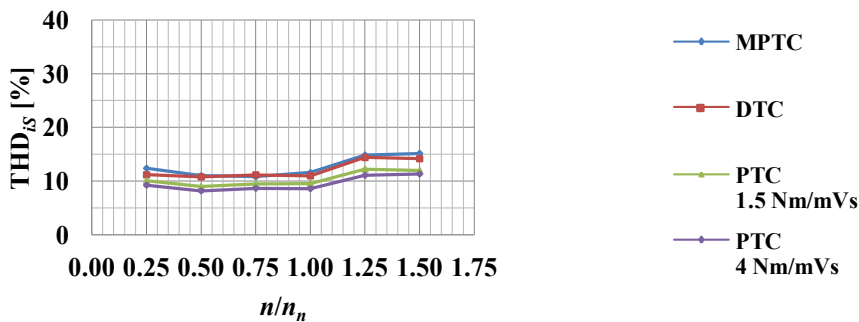


b)

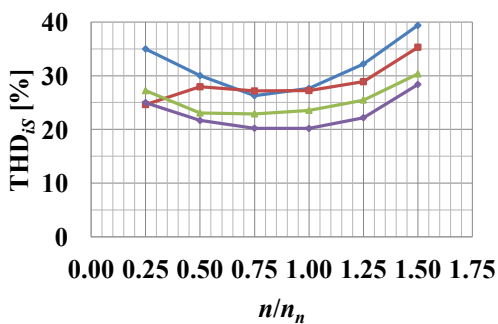


c)

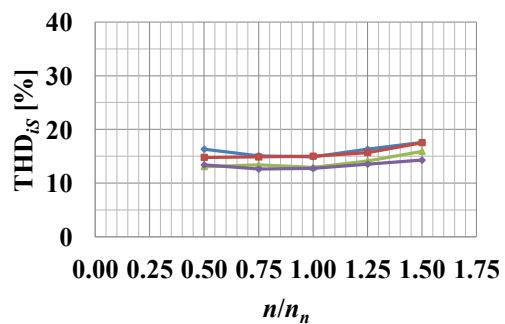
Slika 10.20. Eksperimentalni rezultati ($\Delta T = 90 \mu s$), efektivna vrijednost odstupanja modula vektora statorskog toka u odnosu na referentnu vrijednost: a) $m_{estAV} = M_n$ ili $P_2 = P_n$, b) $m_{estAV} = 0$, c) $m_{estAV} = -M_n$ ili $P_2 = -P_n$



a)



b)



c)

Slika 10.21. Eksperimentalni rezultati ($\Delta T = 90 \mu s$), ukupni faktor distorzije statorske struje: a) $m_{estAV} = M_n$ ili $P_2 = P_n$, b) $m_{estAV} = 0$, c) $m_{estAV} = -M_n$ ili $P_2 = -P_n$

Sa slika 10.17. - 10.21. se može zaključiti kako za isti vremenski period ΔT unutar kojeg se definiraju upravljački signali poluvodičkih sklopki, primjena metode izravnog upravljanja momentom temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta rezultira najmanjom valovitošću momenta, dok primjena prediktivnog upravljanja momentom s većom vrijednošću težinskog koeficijenta rezultira najmanjom valovitošću modula vektora statorskog toka i posljedično, najmanjim ukupnim faktorom distorzije statorske struje. Nadalje, metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta i prediktivno upravljanje momentom s manjom vrijednošću težinskog koeficijenta pokazuju slične performanse vezano uz valovitost momenta, dok metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta i konvencionalna metoda rezultiraju sličnim faktorom distorzije statorske struje.

11. Zaključak

Izravno upravljanje momentom asinkronog stroja je uz upravljanje orijentacijom polja danas najčešće korišteno vektorsko upravljanje koje se primjenjuje u pogonima zahtjevnih dinamičkih performansi. Osnovna prednost izravnog upravljanja momentom u odnosu na upravljanje orijentacijom polja jest jednostavnost i robusnost. Naime, kod izravnog upravljanja momentom se računaju samo statorske veličine, od parametara asinkronog stroja se zahtijeva poznavanje otpora statorskog namota, ne koristi se transformacija koordinata, ne zahtijeva se primjena regulatora struja ni vremenskih jedinica za generiranje upravljačkih signala pojedinih poluvodičkih sklopki, a upravljačkim veličinama (razvijenim elektromagnetskim momentom i modulom vektora statorskog toka) se izravno upravlja primjenom odgovarajuće kombinacije upravljačkih signala poluvodičkih sklopki, odnosno odgovarajućim vektorom napona izmjenjivača.

Kod danas najčešće korištenog pretvarača za napajanje asinkronih strojeva u vučnim i industrijskim pogonima, trofaznog, dvorazinskog izmjenjivača, moguće je generirati ukupno osam različitih vektora napona izmjenjivača, šest aktivnih vektora napona izmjenjivača i dva nul-vektora napona. Primjena odgovarajućeg vektora napona izmjenjivača je kod izravnog upravljanja momentom određena tablicom sklapanja, koja je definirana položajem vektora statorskog toka u kompleksnoj ravnini i izlazima histereznih komparatora momenta i toka (tablica 4.3.). Budući da je kod trofaznog, dvorazinskog izmjenjivača, moguće generirati šest aktivnih vektora napona izmjenjivača, logična je podjela kompleksne ravnine na šest jednakih dijelova, odnosno sektora, u okolini svakog aktivnog vektora napona izmjenjivača. U ustaljenim stanjima je u kompleksnoj ravnini srednja vrijednost kutne brzine vektora pojedinih veličina asinkronog stroja konstantna, pa tako statorske i rotorske struje i tokovi imaju istu frekvenciju osnovnog harmonika, jednaku frekvenciji osnovnog harmonika napona na izlaznim stezaljkama izmjenjivača. Ova činjenica se u vektorskoj notaciji može interpretirati tako da u mirujućem koordinatnom sustavu svaki vektor u kompleksnoj ravnini opiše jedan puni krug unutar vremenskog perioda određenog frekvencijom osnovnog harmonika. Stoga je npr. utjecaj vektora napona izmjenjivača \vec{u}_2 na upravljačke veličine u slučaju kad se vektor statorskog toka nalazi u prvom sektoru, jednak utjecaju vektora napona izmjenjivača \vec{u}_3 kad se vektor statorskog toka nalazi u drugom sektoru, uz iste položaje vektora statorskog toka u odnosu na sredinu sektora za oba slučaja itd. (slika 4.2.). Utjecaj pojedinih vektora napona izmjenjivača na upravljačke veličine nije jednak unutar sektora,

odnosno ovisi o točnom položaju vektora statorskog toka u sektoru, a zbog činjenice da pojedini aktivni vektori napona izmjenjivača unutar sektora u različitom smislu djeluju na elektromagnetski moment (u jednom dijelu sektora povećavaju, a u drugom smanjuju moment), može se naglasiti kako pozicioniranje vektora statorskog toka samo prema sektorima nije dovoljno precizno. Konvencionalna metoda izravnog upravljanja momentom je predložena još 1986. godine [16], te je vjerojatno zbog tadašnjeg stanja i mogućnosti digitalnih signalnih procesora i upravljačkog sklopovlja, najjednostavnije bilo određivati samo sektor vektora statorskog toka u kompleksnoj ravnini te ovisno o sektoru i izlazima histereznih komparatora momenta i toka omogućiti primjenu samo jednog vektora napona izmjenjivača.

U radu su izvedene jednadžbe koje opisuju na koji način pojedini vektori napona izmjenjivača djeluju na modul i argument vektora statorskog toka i na razvijeni elektromagnetski moment. Pri tome su uvedene odgovarajuće pretpostavke kako bi kod određivanja navedenih promjena trebalo računati samo statorske veličine i ne koristiti rotorske parametre asinkronog stroja. Dobiveni rezultati pokazuju kako iznos promjene modula vektora statorskog toka uslijed primjene pojedinog vektora napona izmjenjivača ovisi o točnom položaju vektora statorskog toka unutar sektora, ali svaki vektor napona izmjenjivača unutar sektora ili povećava ili smanjuje modul vektora statorskog toka (slika 6.2.). Na temelju ove činjenice se može zaključiti kako je po pitanju utjecaja vektora napona izmjenjivača na modul vektora statorskog toka dovoljno odrediti samo sektor kompleksne ravnine unutar kojeg se nalazi vektor statorskog toka. Također je potrebno istaknuti kako prema dobivenim rezultatima slijedi kako je modulom vektora statorskog toka moguće upravljati ne samo vektorima napona izmjenjivača prema tablici sklapanja konvencionalne metode, već se mogu koristiti i drugi vektori napona izmjenjivača (vektor napona izmjenjivača \vec{u}_N za povećanje modula, a vektor napona izmjenjivača \vec{u}_{N+3} za smanjenje modula). Drugačija je situacija vezana uz utjecaj pojedinih vektora napona izmjenjivača na razvijeni elektromagnetski moment. Dobiveni rezultati pokazuju kako ovisno o pogonskim uvjetima promjena momenta uslijed primjene pojedinog vektora napona izmjenjivača unutar sektora mijenja predznak, tj. neki vektori napona izmjenjivača u dijelu sektora povećavaju moment, a u ostatku sektora smanjuju moment (vektori napona izmjenjivača \vec{u}_N i \vec{u}_{N+3} kod manjih brzina vrtnje, slika 6.9. i vektori napona izmjenjivača \vec{u}_{N+1} i \vec{u}_{N+2} kod većih brzina vrtnje, slika 6.10.). Time se može pojasniti činjenica kako se kod konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom vektori napona izmjenjivača \vec{u}_N i \vec{u}_{N+3} ne primjenjuju, budući da nije moguće točno odrediti

utjecaj tih vektora napona izmjenjivača na moment samo na temelju podatka o sektoru unutar kojeg se nalazi vektor statorskog toka. No, također je potrebno istaknuti kako primjena vektora napona izmjenjivača \vec{u}_{N+1} i \vec{u}_{N+2} , koji se prema tablici sklapanja konvencionalne metode primjenjuju za povećanje momenta uz pozitivan smjer vrtnje, ne rezultira povećanjem momenta u pojedinim dijelovima sektora kod viših brzina vrtnje, odnosno kako vektori napona izmjenjivača prema konvencionalnoj tablici sklapanja kod nekih pogonskih uvjeta zapravo ne djeluju ispravno na elektromagnetski moment.

Jedna od temeljnih značajki konvencionalne metode izravnog upravljanja momentom jest da se unutar odgovarajućeg vremenskog perioda primjenjuje samo jedan vektor napona izmjenjivača. Time se pojednostavljuje zadavanje odgovarajućih upravljačkih signala poluvodičkih sklopki (nije potrebno koristiti PWM vremenske jedinice), na relativno jednostavan način se mogu uzeti u obzir konačna vremena uključenja i isključenja tranzistora, a isto tako se linearnom ekstrapolacijom mogu odrediti prediktivne vrijednosti statorskih struja na kraju vremenskog perioda unutar kojeg se primjenjuje jedan vektor napona izmjenjivača, čime se točnije estimira moment. Zbog svega navedenog je poželjno zadržati ovu temeljnu značajku konvencionalne metode. Prema tablici sklapanja konvencionalne metode se za određeni položaj vektora statorskog toka unutar pojedinog sektora i odgovarajuće zahtjeve za povećanjem ili smanjenjem upravljačkih veličina omogućuje primjena samo jednog vektora napona izmjenjivača. Rezultati utjecaja pojedinih vektora napona izmjenjivača na upravljačke veličine pokazuju kako se na upravljačke veličine može ispravno djelovati i drugim vektorima napona, pa je stoga logično nastojanje da se konvencionalna metoda na određeni način modificira, odnosno da se unutar zadanog vremenskog perioda primjenjuje samo jedan vektor napona izmjenjivača, ali da je taj vektor napona odabran između više njih. Ovo nastojanje je najizraženije kod prediktivnih metoda kod kojih se neovisno o pogonskim uvjetima u svakom vremenskom periodu unutar kojeg se određuju upravljački signali poluvodičkih sklopki omogućuje primjena svih vektora napona izmjenjivača.

Prediktivne metode su unazad nekoliko godina najzastupljenije u radovima vezanim uz metodu izravnog upravljanja momentom, a kod upravljivih pogona je naročito analizirano prediktivno upravljanje momentom s predikcijskim horizontom jedan. Činjenica kako se kod prediktivnih metoda općenito omogućuje primjena svih vektora napona izmjenjivača ima za posljedicu da algoritam korišten kod prediktivnog upravljanja momentom nije potrebno mijenjati ovisno o pogonskim uvjetima, ali se u odnosu na konvencionalnu metodu znatno

produljuje vrijeme potrebno za izvršavanje algoritma, budući da je potrebno izračunati prediktivne vrijednosti modula vektora statorskog toka i razvijenog elektromagnetskog momenta za svih šest aktivnih vektora napona izmjenjivača i za nul-vektor napona. Možda najveći nedostatak prediktivnog upravljanja momentom predstavlja proračun prediktivnih vrijednosti upravljačkih veličina prema jednadžbama (4.16 - 4.21), u kojima je potrebno računati vektor rotorskog toka, koristiti estimiranu ili izmjerenu brzinu vrtnje i koristiti sve parametre asinkronog stroja. Zbog toga prediktivno upravljanje momentom jako ovisi o promjenama parametara asinkronog stroja i manje je robusno u odnosu na konvencionalnu metodu izravnog upravljanja momentom. Nadalje, jedan od nedostataka prediktivnog upravljanja momentom jest i potreba za zadavanjem težinskih faktora u funkciji cilja, jednadžbe (4.22a) i (4.22b) ili težinskog koeficijenta u jednadžbi (4.22c). Vrijednosti težinskih faktora ili težinskog koeficijenta moraju biti ovisno o pogonskim uvjetima unutar određenog raspona kako bi pogon bio stabilan, u protivnom više nije moguće upravljati momentom ili tokom. Osim toga, ne postoje teorijske smjernice na koji način odrediti navedeni raspon, već je potrebno napraviti niz simulacija ili eksperimenata na konkretnom pretvaraču i motoru, što ponekad čak može ograničiti primjenu prediktivnog upravljanja momentom u praksi.

U radu je opisana metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta. Budući da rezultati utjecaja pojedinih vektora napona izmjenjivača na modul vektora statorskog toka i elektromagnetski moment pokazuju kako promjene upravljačkih veličina ovise o točnom položaju vektora statorskog toka u sektoru te da se na upravljačke veličine može djelovati i vektorima napona izmjenjivača koji se kod konvencionalne metode ne koriste, kod metode predstavljene u radu se određuje točan položaj vektora statorskog toka, a sektor se ovisno o pogonskim uvjetima dijeli na dva dijela i u svakom se dijelu uzimaju u obzir po tri različita vektora napona izmjenjivača za koje se računaju prediktivne vrijednosti momenta. Odabir vektora napona izmjenjivača koji će se primijeniti u sljedećem vremenskom periodu ovisi o funkciji cilja definiranoj na temelju odstupanja prediktivnih vrijednosti momenta u odnosu na referentnu vrijednost, tj. bez težinskih faktora ili težinskog koeficijenta (jednadžba (8.17)).

Metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta se može uvrstiti u prediktivne metode s predikcijskim horizontom jedan, no u odnosu na prediktivno upravljanje momentom se razlikuje po određenim značajkama. Tako je potrebno istaknuti činjenicu kako se kod opisane metode prediktivne vrijednosti upravljačkih veličina na početku sljedećeg, $(k + 1)$ -og

vremenskog perioda ΔT računaju pomoću jednadžbi (8.1) i (8.2), prediktivne vrijednosti statorskih struja se računaju na temelju dodatnih mjerenja unutar vremenskog perioda ΔT , što znači da nije potrebno računati rotorske veličine, ni koristiti podatak o brzini vrtnje, a od parametara asinkronog stroja se koristi samo otpor statorskog namota. Prediktivne vrijednosti na početku $(k + 2)$ -og vremenskog perioda ΔT se računaju pomoću jednadžbi (8.4 - 8.13), tj. također nije potrebno računati rotorske veličine, a od parametara asinkronog stroja je dodatno potrebno poznavati ukupni rasipni induktivitet koji se koristi u jednadžbi (8.10). Sljedeća prednost metode izravnog upravljanja momentom temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta u odnosu na prediktivno upravljanje momentom je manje vrijeme potrebno za izvođenje samog algoritma, budući da je pokazano kako je u svima pogonskim uvjetima potrebno računati prediktivne vrijednosti razvijenog elektromagnetskog momenta samo za tri vektora napona izmjenjivača, a ne za svih mogućih sedam. I na kraju, velika prednost opisane metode jest činjenica da se u funkciji cilja, jednadžba (8.17), ne koriste težinski faktori.

Simulacijski i eksperimentalni rezultati potvrđuju stabilnost opisane metode, kako tijekom prijelaznih pojava, tako i u ustaljenim stanjima. Na temelju performansi metode vezanih uz valovitost momenta, valovitost modula vektora statorskog toka i ukupnog faktora distorzije statorske struje, može se zaključiti kako opisana metoda ima slične performanse kao prediktivno upravljanje momentom uz manju vrijednost težinskog koeficijenta, tj. za zadani vremenski period ΔT primjena opisane metode rezultira najmanjim vrijednostima momenta od vrha do vrha (slika 9.4.a) i slika 10.17.) i efektivnom vrijednošću odstupanja elektromagnetskog momenta u odnosu na referentnu vrijednost blizu minimalne vrijednosti koju je moguće postići kod prediktivnog upravljanja momentom (slika 9.4.b) i slika 10.18.). Prema slikama 9.4.c), 9.4.d), 9.4.e), 10.19. i 10.20. slijedi kako konvencionalna metoda izravnog upravljanja momentom ima slične performanse po pitanju valovitosti modula vektora statorskog toka i ukupnog faktora distorzije statorske struje kao prediktivno upravljanje momentom uz veću vrijednost težinskog koeficijenta. Dodatna potvrda navedenih činjenica predstavlja analiza primijenjenih vektora napona izmjenjivača, slike 9.6. i 9.7. dobivene simulacijama, odnosno slike 10.15. i 10.16. dobivene na temelju eksperimentalnih rezultata. Stoga se može zaključiti kako metoda izravnog upravljanja momentom temeljena na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta i konvencionalna metoda izravnog upravljanja momentom asinkronog stroja zapravo predstavljaju posebne slučajeve prediktivnog upravljanja momentom: metoda opisana u radu

je slična prediktivnom upravljanju momentom uz manju vrijednost težinskog koeficijenta, a konvencionalna metoda je slična prediktivnom upravljanju momentom uz veću vrijednost težinskog koeficijenta.

Pojedine značajke metode izravnog upravljanja momentom temeljene na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta upućuju kako je metoda posebno pogodna za vučne pogone. Tako je potrebno istaknuti kako primjena metode u usporedbi s konvencionalnom metodom i prediktivnim upravljanjem momentom ima za posljedicu gotovo najmanju valovitost momenta za zadani vremenski period ΔT , što je u vučnim pogonima od posebne važnosti, budući da smanjena valovitost momenta povećava udobnost vožnje i ujedno se smanjuju mehanička naprezanja. Nadalje, vrlo veliku prednost metode predstavlja činjenica kako se uz ispravnu estimaciju upravljačkih veličina u svim pogonskim uvjetima postiže stabilan rad bez potrebe za dodatnim podešavanjima. Kod vučnih pogona se zbog širokog raspona upravljanja po brzini i momentu električno, magnetsko i toplinsko stanje asinkronog stroja jako mijenjaju, zahtijeva se rad uz temperaturu okoline od -40°C ili od -25°C do $+40^{\circ}\text{C}$ ili do $+50^{\circ}\text{C}$, kod tramvajskog pogona je posebna specifičnost i dozvoljena varijacija ulaznog napona, posljedično i napona istosmjernog međukruga, u rasponu od 70% do 120% nazivne vrijednosti, što sve ima za posljedicu da se pogonski uvjeti i parametri asinkronog stroja mijenjaju u vrlo širokom rasponu. Zbog toga je za vučne pogone pouzdanije primijeniti metodu izravnog upravljanja momentom temeljenu na određivanju optimalnoga vektora napona prema kriteriju smanjenja valovitosti momenta u odnosu na prediktivno upravljanje momentom ili vektorsko upravljanje orijentacijom polja.

Nastavak aktivnosti vezanih uz metodu koja je opisana u radu uključuje detaljnije ispitivanje u području nižih brzina vrtnje, uključujući i kratki spoj, odnosno istraživanje utjecaja zanemarenja koja su uvedena u šestom poglavlju na točnost metode (spomenuta zanemarenja imaju izraženiji utjecaj u području nižih brzina vrtnje). Nadalje, potrebno je dodatno istražiti ovisnost točnosti metode o ukupnom rasipnom induktivitetu stroja, budući da je to jedini dodatni parametar koji se zahtijeva u odnosu na konvencionalnu metodu. I u konačnici, metodu bi trebalo primijeniti u praksi, tj. na nekom od vozila (npr. nove serije *Končarevih* niskopodnih tramvaja, elektromotornih vlakova i dizel-elektromotornih vlakova), te eksploatacijski popratiti njezinu pouzdanost.

Popis literature

- [1] Leonhard, W., "Control of Electrical Drives", Springer-Verlag, Berlin, New York, 1996.
- [2] Rupperecht, G., Leonhard, W., Nordby, C. J., "Field-Oriented Control of a Standard AC Motor Using Microprocessors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-16, No. 2, March/April 1980, str. 186-192.
- [3] Novotny, D. W., Lipo, T. A., "Vector Control and Dynamics of AC Drives", Clarendon Press, Oxford, 1996.
- [4] Nash, J. N., "Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 2, March/April 1997, str. 333-341.
- [5] Buja, G. S., Kazmierkowski, M. P., "Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors - A Survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 4, August 2004, str. 744-757.
- [6] Plunkett, A. B., "Direct Flux and Torque Regulation in a PWM Inverter-Induction Motor Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-13, No. 2, March/April 1977, str. 139-146.
- [7] Matsuo, T., Lipo, T. A., "A Rotor Parameter Identification Scheme for Vector-Controlled Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, No. 4, May/June 1985, str. 624-632.
- [8] Lipo, T. A., Chang, K. C., "A New Approach to Flux and Torque-Sensing in Induction Machines", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 4, July/August 1986, str. 731-737.
- [9] Zinger, D. S., Profumo, F., Lipo, T. A., Novotny, D. W., "A Direct Field-Oriented Controller for Induction Motor Drives Using Tapped Stator Windings", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 5, No. 4, October 1990, str. 446-453.
- [10] Hasse, K., "Zur Dynamik drehzahl geregelter Antriebe mit stromrichter gespeisten Asynchron-Kurzschlußläufermaschinen", doktorski rad, Technische Hochschule Darmstadt, Njemačka, 1969.
- [11] Blaschke, F., "Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die Transvektor-Regelung von Drehfeldmaschinen", Siemens-Zeitschrift 45, No. 10, 1971, str. 757-760.

- [12] Blaschke, F., "Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine", Siemens Forschungs- und Entwicklungsberichte 1, No. 1, 1972, str. 184-193.
- [13] Blaschke, F., "Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Drehfeldmaschine", doktorski rad, Technische Universität Braunschweig, Njemačka, 1974.
- [14] Depenbrock, M., "Direkte Selbstregelung (DSR) für hochdynamische Drehfeldantriebe mit Stromrichterspeisung", etzArchiv 7, No. 7, 1985, str. 211-218.
- [15] Depenbrock, M., "Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, No. 4, October 1988, str. 420-429.
- [16] Takahashi, I., Noguchi, T., "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 5, September/October 1986, str. 820-827.
- [17] Takahashi, I., Ohmori, Y., "High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 25, No. 2, March/April 1989, str. 257-264.
- [18] Tiitinen, P., Pohjalainen, P., Lalu, J., "The Next Generation Motor Control Method: Direct Torque Control (DTC)", European Power Electronics and Drives Journal, Vol. 5, No. 1, March 1995, str. 14-18.
- [19] Sacks, T., "ABB drive heralds 'a new era in motor control'", Electrical Review, 9 December 1994 - 5 January 1995, str. 13-15.
- [20] Aaltonen, M., Tiitinen, P., Lalu, J., Heikkilä, S., "Direct torque control of AC motor drives", ABB Review 3, 1995, str. 19-24.
- [21] Vas, P., "Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines", Clarendon Press, Oxford, 1993.
- [22] Hövermann, M., Orlik, B., Schumacher, U., "Field oriented control of induction motor without speed sensor", Proceedings of the 7th European Conference on Power Electronics and Applications, Trondheim, Norveška, 1997, str. 4.512-4.517.
- [23] Hövermann, M., Orlik, B., Schumacher, U., Schümann, U., "Operation of Speed Sensorless Induction Motors using Open Loop Control at Low Frequency", Proceedings of the 8th European Conference on Power Electronics and Applications, Lausanne, Švicarska,

1999.

[24] Jurković, B., Smolčić, Ž., "Kolektorski strojevi", Školska knjiga, Zagreb, 1986.

[25] Wolf, R., "Osnove električnih strojeva", Školska knjiga, Zagreb, 1991.

[26] Haznadar, Z., "Teoretska elektrotehnika, magnetski krug električnog polja", Elektrotehnički fakultet Sveučilišta u Zagrebu, Zagreb, 1969.

[27] van der Broeck, H. W., Skudelny, H.-C., Stanke, G. V., "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, No. 1, January/February 1988, str. 142-150.

[28] van der Broeck, H. W., Skudelny, H.-C., "Analytical Analysis of the Harmonic Effects of a PWM AC Drive", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, No. 2, April 1988, str. 216-223.

[29] Holmes, D. G., McGrath, B. P., Parker, S. G., "Current Regulation Strategies for Vector-Controlled Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 59, No. 10, October 2012, str. 3680-3689.

[30] Vas, P., "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford University Press, Oxford, New York, Tokyo, 1998.

[31] Buja, G., Casadei, D., Serra, G., "Direct torque control of induction motor drives", Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Guimaraes, Portugal, 1997.

[32] Buja, G., Casadei, D., Serra, G., "DTC-based strategies for induction motor drives", Proceedings of the 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, New Orleans, SAD, 1997, str. 1506-1516.

[33] Steimel, A., "Control of the Induction Machine in Traction", Elektrische Bahnen 96, No. 12, 1998, str. 361-369.

[34] Le-Huy, H., "Comparison of Field-Oriented Control and Direct Torque Control for Induction Motor Drives", Proceedings of the 34th IEEE Industry Applications Society Conference, Phoenix, SAD, 1999, str. 1245-1252.

[35] Telford, D., Dunnigan, M. W., Williams, B. W., "A comparison of vector control and direct torque control of an induction machine", Proceedings of the 31st IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, Galway, Irska, 2000, str. 421-426.

- [36] Casadei, D., Profumo, F., Serra, G., "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No. 5, September 2002, str. 779-787.
- [37] Wolbank, T. A., Moucka, A., Machl, J. L., "A comparative study of field-oriented and direct-torque control of induction motors reference to shaft-sensorless control at low and zero-speed", Proceedings of the IEEE International Symposium on Intelligent Control, Vancouver, Kanada, 2002, str. 391-396.
- [38] Sellami, S., Belkacem, S., Naceri, F., "Performance Analysis of Field-Oriented Control and Direct Torque Control for Sensorless Induction Motor Drives", Asian Journal of Information Technology 6, No. 2, 2007, str. 215-221.
- [39] Wójcik, P., Swierczyński, D., Kazmierkowski, M. P., Janaszek, M., "Direct torque controlled PWM inverter fed induction motor drive for city transportation", Proceedings of the 44th International Symposium on Electrical Machines, Szklarska Poręba, Poljska, 2008, str. 355-361.
- [40] Bazzi, A. M., Friedl, A. P., Choi, S., Krein, P. T., "Comparison of Induction Motor Drives for Electric Vehicle Applications: Dynamic Performance and Parameter Sensitivity Analyses", Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference, Miami, SAD, 2009, str. 639-646.
- [41] Chaikhy, H., Khafallah, M., Saad, A., "Evaluation of Two Control Strategies for Induction Machine", International Journal of Computer Applications, Vol. 35, No. 5, December 2011, str. 51-56.
- [42] Alsofyani, I. M., Idris, N. R. N., "A review on sensorless techniques for sustainable reliability and efficient variable frequency drives of induction motors", ELSEVIER Renewable and Sustainable Energy Reviews 24, 2013, str. 111-121.
- [43] Hegazy, O., Barrero, R., van Mierlo, J., el Baghdad, M., Lataire, P., Coosemans, T., "Control, Analysis and Comparison of Different Control Strategies of Electric Motor for Battery Electric Vehicles Applications", Proceedings of the 15th European Conference on Power Electronics and Applications, Lille, Francuska, 2013.
- [44] Chunhua, L., Yixiao, L., "Overview of Advanced Control Strategies for Electric Machines", Chinese Journal of Electrical Engineering, Vol. 3, No. 2, Septembr 2017, str. 53-61.

- [45] Wang, F., Zhang, Z., Mei, X., Rodríguez, J., Kennel, R., "Advanced Control Strategies of Induction Machine: Field Oriented Control, Direct Torque Control and Model Predictive Control", *Energies* 11, 2018, str. 1-13.
- [46] Rapp, H., "Examination of Transient Phenomena in Induction Machines, Caused by an incorrectly Adjusted Rotor-Time Constant in a Field-Orientated Control system", *ETEP*, Vol. 3, No. 6, November/December 1993, str. 397-405.
- [47] Krishnan, R., Bharadwaj, A. S., "A Review of Parameter Sensitivity and Adaptation in Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive systems", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 8, No. 4, October 1991, str. 695-703.
- [48] Wang, C., Novotny, D. W., Lipo, T. A., "An Automated Rotor Time Constant Measurement System for Indirect Field-Oriented Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 24, No. 1, January/February 1988, str. 151-159.
- [49] Matsuo, T., Lipo, T. A., "A Rotor Parameter Identification Scheme for Vector-Controlled Induction Motor Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-21, No. 4, May/June 1985, str. 624-632.
- [50] Rowan, T. M., Kerkman, R. J., Leggate, D., "A Simple On-Line Adaption for Indirect Field Orientation of an Induction Machine", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, No. 4, July/August 1991, str. 720-727.
- [51] Moreira, J. C., Lipo, T. A., "A New Method for Rotor Time Constant Tuning in Indirect Field-Oriented Control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 8, No. 4, October 1993, str. 626-631.
- [52] Toliyat, H. A., Arefeen, M. S., Rahman, K. M., Figoli, D., "Rotor Time Constant Updating Scheme for a Rotor Flux-Oriented Induction Motor Drive", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 14, No. 5, September 1999, str. 850-857.
- [53] Kim, J., Kubota, H., Matsuse, K., "Stable Identification of Rotor Time Constant for Induction Motor Using Fixed trace Algorithm", *Proceedings of the 8th European Conference on Power Electronics and Applications*, Lausanne, Švicarska, 1999.
- [54] Kubota, H., Matsuse, K., "Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, No. 5, September/October 1994, str. 1219-1224.
- [55] Akatsu, K., Kawamura, A., "Online Rotor Resistance Estimation Using the Transient

State Under the Speed Sensorless Control of Induction Motor", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 3, May 2000, str. 553-560.

[56] Akatsu, K., Kawamura, A., "Sensorless Very Low-Speed and zero-Speed Estimations with Online Rotor Resistance Estimation of Induction Motor Without Signal Injection ", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 3, May/June 2000, str. 764-771.

[57] Jänecke, M., Kremer, R., Steuerwald, G., "Direct self-control (DSC), a novel method of controlling asynchronous machines in traction applications", Proceedings of the 3rd European Conference on Power Electronics and Applications, Aachen, Njemačka, 1989, str. 75-81.

[58] Jänecke, M., Kremer, R., Steuerwald, G., "Direkte Selbstregelung, ein neuartiges Regelverfahren für Traktionsantriebe im Ersteinsatz bei dieselektrischen Lokomotiven", Elektrische Bahnen 89, No. 3, 1991, str. 79-87.

[59] Peltola, M., Perala, S., Bryfors, U. T., "ACS 600 - a growing family of DTC based products", ABB Review 6, 1997, str. 31-39.

[60] Busschots, F., Renier, B., Belmans, R., "Direct torque control: applications to crane drives", Proceedings of the 7th European Conference on Power Electronics and Applications, Trondheim, Norveška, 1997, str. 4.579-4.584.

[61] Manninen, V., Juottonen, J., "DTC in AC drives applications", Proceedings of the 11th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Dubrovnik, Hrvatska, 2000, str. 188-195.

[62] Casadei, D., Grandi, G., Serra, G., "Rotor flux oriented torque-control of induction machines based on stator flux vector control", Proceedings of the 5th European Conference on Power Electronics and Applications, Brighton, UK, 1993, str. 67-72.

[63] Casadei, D., Serra, G., Tani, A., Zarri, L., "Direct Torque Control for Induction Machines: a Technology Status Review", Proceedings of the IEEE Workshop on Electrical machines Design, Control and Diagnosis, Paris, Francuska, 2013, str. 117-129.

[64] Krušelj, D., "Methods for Direct Torque Control of Induction Machines", Proceedings of the 19th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Dubrovnik, Hrvatska, 2017.

[65] Sutikno, T., Idris, N. R. N., Jidin, A., "A review of direct torque control of induction motors for sustainable reliability and energy efficient drives", ELSEVIER Renewable and Sustainable Energy Reviews 32, 2014, str. 548-558.

- [66] Yongdong, L., Hu, H., Steimel, A., Casadei, D., de Doncker, R. W., "A survey on direct torque control strategies of induction motor", Proceedings of the 10th European Conference on Power Electronics and Applications, Toulouse, France, 2003.
- [67] Kumar, R. H., Iqbal, A., Lenin, N. C., "Review of recent advancements of direct torque control in induction motor drives - a decade of progress", IET Power Electronics, Vol. 11, No. 1, 2018, str. 1-15.
- [68] Idris, N. R. N., Sutikno, T., "High Performance Direct Torque Control of Induction Motor Drives: Problems and Improvements", Proceedings of the 4th International Conference on Electrical Engineering, Computer Science and Informatics, Yogyakarta, Indonesia, 2017.
- [69] Baader, U., Hodapp, J., "Für die Hochleistungstraktion optimierte Regelung der Induktionsmaschine", Elektrische Bahnen 89, No. 3, 1991, str. 73-78.
- [70] Steimel, A., "Direct Self-Control and Synchronous Pulse Techniques for High-Power Traction Inverters in Comparison", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 4, August 2004, str. 810-820.
- [71] Steimel, A., "Steuerungsbedingte Unterschiede von wechselrichtergespeisten Traktionsantrieben", Elektrische Bahnen 92, No. 1/2, 1994, str. 24-36.
- [72] Evers, C., Wörner, K., Hoffmann, F., Steimel, A., "Flux-guided control strategy for pulse pattern changes without transients of torque and current for high power IGBT-Inverter drives", Proceedings of the 9th European Conference on Power Electronics and Applications, Graz, Austria, 2003.
- [73] Walczyna, A. M., "Improvement of line-friendliness of drives with direct self-control", Elektrische Bahnen 95, No. 4, 1997, str. 91-99.
- [74] Walczyna, A. M., Hasse, K., Czarnecki, R., "Input filter stability of drives fed from voltage inverters controlled by direct flux and torque control methods", IEE Proceedings - Electric Power Applications, Vol. 143, No. 5, September 1996, str. 396-402.
- [75] Veltman, A., "Symmetrical Stator Flux Orbits for Direct Flux and Torque Controlled Drives", Proceedings of the 31st IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, San Diego, CA, 1996, str. 197-204.
- [76] Baader, U., Depenbrock, M., Gierse, G., "Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine: A Basis for Speed Control Without Speed Measurement", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 3, May/June 1992, str. 581-588.

- [77] Depenbrock, M., Hoffmann, F., Koch, S., "Speed sensorless high performance control for traction drives", Proceedings of the 7th European Conference on Power Electronics and Applications, Trondheim, Norveška, 1997, str. 1.418-1.423.
- [78] Depenbrock, M., Evers, C., "Model-based speed identification for induction machines in the whole operating range", Proceedings of the 10th European Conference on Power Electronics and Applications, Toulouse, Francuska, 2003.
- [79] Depenbrock, M., Evers, C., "Model-Based Speed Identification for Induction Machines in the Whole Operating Range", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, No. 1, February 2006, str. 31-40.
- [80] Depenbrock, M., Evers, C., Hoffmann, F., Koch, S., Steimel, A., Weidauer, M., "Speed-sensorless stator flux-oriented control of induction motor drives in traction", Komunikácie, No. 2-3, 2001, str. 68-75.
- [81] Depenbrock, M., Evers, C., Hoffmann, F., Koch, S., "Speed Sensorless Control Of Induction Motors At Very Low Stator Frequencies", Proceedings of the 8th European Conference on Power Electronics and Applications, Lausanne, Švicarska, 1999.
- [82] Walczyna, A. M., "Problems of Application of Direct Flux and Torque Control Methods to High Power VSI-Fed Drives Operating at Low Speed", Proceedings of the 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Bologna, Italija, 1994, str. 293-298.
- [83] Bonanno, F., Consoli, A., Raciti, A., Testa, A., "An Innovative Direct Self-Control Scheme for Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 5, September 1997, str. 800-806.
- [84] Hoffmann, F., Jänecke, M., "Fast Torque Control of an IGBT-Inverter Fed Three-Phase A.C. Drive in the Whole Speed Range - Experimental Results", Proceedings of the 6th European Conference on Power Electronics and Applications, Sevilla, Španjolska, 1995, str. 3.399-3.404.
- [85] Casadei, D., Serra, G., Tani, A., "Implementation of a Direct Torque Control Algorithm for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 4, July 2000, str. 769-777.
- [86] Kang, J.-K., Sul, S.-K., "Analysis and Prediction of Inverter switching Frequency in Direct Torque Control of induction Machine Based on hysteresis Bands and machine

Parameters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 3, June 2001, str. 545-553.

[87] Telford, D., Dunnigan, M. W., Williams, B. W., "A Novel Torque-Ripple Reduction Strategy for Direct Torque Control", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 4, August 2001, str. 867-870.

[88] Nillesen, M. E., Duarte, J. L., Pasquariello, M., Del Pizzo, A., "Direct Torque Control with the Application of a Variable Duty Cycle", Proceedings of the International Conference on Electrical Machines, Espoo, Finska, 2000, str. 1922-1925.

[89] Flach, E., Hoffmann, R., Mutschler, P., "Direct mean torque control of an induction motor", Proceedings of the 7th European Conference on Power Electronics and Applications, Trondheim, Norveška, 1997, str. 3.672-3.677.

[90] Flach, E., "Improved Algorithm for Direct Mean Torque Control of an Induction Motor", Proceedings of the International Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Power Quality, Nürnberg, Njemačka, 1998, str. 261-267.

[91] Faßnacht, J., Mutschler, P., "Direct Mean Torque Control with improved flux control", Proceedings of the 10th European Conference on Power Electronics and Applications, Toulouse, Francuska, 2003.

[92] Flach, E., "Design of a Kalman Filter for Direct Mean Torque Control", Proceedings of the 8th European Conference on Power Electronics and Applications, Lausanne, Švicarska, 1999.

[93] Kang, J.K., Sul, S. K., "New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 5, September/October 1999, str. 1076-1082.

[94] Shyu, K.-K., Lin, J.-K., Pham, V.-T., Yang, M.-J., Wang, T.-W., "Global Minimum Torque Ripple Design for Direct Torque Control of Induction Motor Drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 9, September 2010, str. 3148-3156.

[95] Liu, X., Zheng, A., "New Direct Torque Control of Asynchronous Motor with Low Ripple in Torque and Current, and Quick Response", Proceedings of the IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific, Busan, Koreja, 2016, str. 100-105.

[96] Ambrožič, V., Buja, G. S., Menis, R., "Band-Constrained Technique for Direct Torque

Control of Induction Motor", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 4, August 2004, str. 776-785.

[97] Blaabjerg, F., Kazmierkowski, M. P., Zelechowski, M., Swierczynski, D., Kolomyjski, W., "Design and Comparison Direct Torque Control Techniques for Induction Motors", Proceedings of the 11th European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, Njemačka, 2005.

[98] Naceri, F., Belkacem, S., "An Approach to Direct Torque and Flux control for IM Drive", Proceedings of the 16th International Power Electronics and Motion Control Conference, Antalya, Turska, 2014, str. 205-210.

[99] Brandstetter, P., Kuchar, M., Vo, H. H., Dong, C. S. T., "Induction Motor Drive with PWM Direct Torque Control", Proceedings of the 18th International Scientific Conference on Electric Power Engineering, Kouty nad Desnou, Češka Republika, 2017.

[100] Zhang, P., Yang, G., Zhu, L., "State-Predicted-Based DTC-SVM of Induction Machine with Improved Torque Performance", Proceedings of the International Conference on Automation and Logistics, Jinan, Kina, 2007, str. 2035-2040.

[101] Pandya, S., N., Chatterjee, J. K., "Torque Ripple Minimization in Direct Torque Control Based IM Drive Part-I: Single-rate Control Strategy", Proceedings of the Joint International Conference on Power System Technology and IEEE Power India Conference, New Delhi, Indija, 2008.

[102] Pandya, S., N., Chatterjee, J. K., "Torque Ripple Minimization in Direct Torque Control Based IM Drive Part-II: Multirate Control Strategy", Proceedings of the Joint International Conference on Power System Technology and IEEE Power India Conference, New Delhi, Indija, 2008.

[103] Kazmierkowski, M. P., Wójcik, P., "Reliable Direct Torque Control with Flux Vector Modulation (DTC-FVM) for AC Motors", Proceedings of the International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics & Drives, Cracow, Poljska, 2007, str. 191-196.

[104] Zhang, Z., Tang, R., Bai, B., Xie, D., "Novel Direct Torque Control Based on Space Vector Modulation With Adaptive Stator Flux Observer for Induction Motors", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 46, No. 8, August 2010, str. 3133-3136.

[105] Zhong, H. Y., Messinger, H. P., Rashad, M. H., "A New Microcomputer-Based Direct

Torque Control System for Three-Phase Induction Motor", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 2, March/April 1991, str. 294-298.

[106] Habetler, T. G., Profumo, F., Pastorelli, M., Tolbert, L. M., "Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, No. 5, September/October 1992, str. 1045-1054.

[107] Lascu, C., Boldea, I., Blaabjerg, F., "A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 1, January/February 2000, str. 122-130.

[108] Lascu, C., Trzynadlowski, A. M., "A Sensorless Hybrid DTC Drive for High-Volume Low-Cost Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 5, October 2004, str. 1048-1055.

[109] Lai, Y.-S., Chen, J.-H., "A New Approach to Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Constant Inverter Switching Frequency and Torque Ripple Reduction", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 16, No. 3, September 2001, str. 220-227.

[110] Casadei, D., Serra, G., Tani, A., Zarri, L., Profumo, F., "Performance Analysis of a Speed-Sensorless Induction Motor Drive Based on a Constant-Switching-Frequency DTC Scheme", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 2, March/April 2003, str. 476-484.

[111] Ammar, A., Benakcha, A., Bourek, A., "Real Time Implementation of Speed Sensorless SVM-DTC for Induction Motor Drive Based on Adaptive Flux Observer", Proceedings of the 9th International Conference on Electrical Engineering and 1st Workshop on Robotics and Control, Batna, Alžir, 2016.

[112] Ammar, A., Benakcha, A., Bourek, A., "Adaptive MRAC-based direct torque control with SVM for sensorless induction motor using adaptive observer", International Journal of Advanced Manufacturing Technology, December 2016.

[113] Naresh, B., Kumar, V., Narri, Y., "DTC of Induction Motor with Advanced SVM Strategies", Proceedings of the IEEE Region 10 Conference, Penang, Malezija, 2017, str. 1737-1742.

[114] Monmasson, E., Naassani, A. A., Louis, J.-P., "Extension of the DTC Concept", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 3, June 2001, str. 715-717.

[115] Casadei, D., Rossi, C., Serra, G., Tani, A., "A Predictive Voltage-Vector Selection

Algorithm in Direct Torque Control of Induction Motor Drives", Proceedings of the 10th International Power Electronics and Motion Control Conference, Cavtat & Dubrovnik, Hrvatska, 2002.

[116] Casadei, D., Serra, G., Tani, A., Zarri, L., "Assessment of direct torque control for induction motor drives", Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences, Vol. 54, No. 3, July 2006, str. 237-254.

[117] Reddy, M. R. P., Brahmaiah, B., Reddy, T. B., "Discrete Space Vector Modulation Algorithm Based Vector Controlled Induction Motor Drives for Reduced Ripple", Proceedings of the International Conference Power and Energy Systems: Toward Sustainable Energy, Bangalore, Indija, 2014.

[118] Singh, B., Jain, S., Dwivedi, S., "Torque ripple reduction technique with improved flux response for a direct torque control induction motor drive", IET Power Electronics, Vol. 6, No. 2, 2013, str. 326-342.

[119] Lai, Y. S., Wang, W. K., Chen, Y. C., "Novel Switching Techniques for Reducing the Speed Ripple of AC Drives With Direct Torque Control", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 4, August 2001, str. 768-775.

[120] Dey, A., Singh, B., Chandra, D., Dwivedi, B., "A Novel Approach to Minimize Torque Ripples in DTC Induction Motor Drive", Proceedings of the International Conference on Power, Control and Embedded Systems, Allahabad, Indija, 2010.

[121] Kumar, B. S., Gupta, R. A., Kumar, R., "12-Sector Methodology of Torque Ripple Reduction in a Direct Torque Controlled Induction Motor Drive", Proceedings of the International Joint Conference: Society of Instrument and Control Engineers, Japan & Institute of Control, Automation and Systems Engineers, Korea, Busan, koreja, 2006, str. 3587-3592.

[122] Buja, G. S., Menis, R., "Steady-State Performance Degradation of a DTC IM Drive Under Parameter and Transduction Errors", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 4, April 2008, str. 1749-1760.

[123] Holtz, J., Quan, J., "Drift and Parameter Compensated Flux estimator for Persistent Zero Stator Frequency Operation of Sensorless Controlled Induction Motors", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, No. 4, July/August 2003, str. 1052-1060.

[124] Chung, D.-W., Sul, S.-K., "Analysis and Compensation of Current Measurement Error

in Vector-Controlled AC Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 2, March/April 1998, str. 340-345.

[125] Wang, W., Cheng, M., Hua, W., Zhao, W., Ding, S., Zhu, Y., "An Improved Stator Flux Observation Strategy for Direct Torque Controlled Induction Machine Drive System", Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and systems, Incheon, Koreja, 2010, str. 863-867.

[126] Li, Y., Shao, J., Si, B., "Direct Torque Control of Induction Motor for Low Speed Drives Considering Discrete Effects of Control and Dead-time of Inverter", Proceedings of the 32nd IEEE Industry Applications Society Meeting, New Orleans, SAD, 1997, str. 781-788.

[127] Kazmierkowski, M. P., Kasprowicz, A. B., "Improved Direct Torque and Flux Vector Control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, No. 4, August 1995, str. 344-350.

[128] Casadei, D., Serra, G., Tani, A., "Performance analysis of a DTC control scheme for induction motor in the low speed range", Proceedings of the 7th European Conference on Power Electronics and Applications, Trondheim, Norveška, 1997, str. 3.700-3.704.

[129] Casadei, D., Serra, G., Tani, A., "Steady-State and Transient Performance Evaluation of a DTC Scheme in the Low Speed Range", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, No. 6, November 2001, str. 846-851.

[130] Krušelj, D., Bilić, M., Vučetić, M., Siladi, V., Furčić, B., "Direct Torque Control of Induction Motor with Stator Flux Correction", Proceedings of the 10th International Power Electronics and Motion Control Conference, Cavtat & Dubrovnik, Hrvatska, 2002.

[131] Krušelj, D., Bilić, M., Vučetić, M., Siladi, V., Furčić, B., "Direct Torque Control of Induction Motor with Stator Flux Correction", Automatika 44, No. 1-2, 2003, str. 41-46.

[132] Krušelj, D., Ungaroy, J., Siladi, V., "Direct Torque Control of Induction Motor with Stator Flux Correction Applied to the Low-floor Tramcars", Automatika 48, No. 3-4, 2007, str. 85-98.

[133] Reddy, C. U., Prabhakar, K. K., Singh, A. K., Kumar, P., "Flux estimation in DTC for Wide Speed Range", Proceedings of the IEEE PES General Meeting Members Meeting & Plenary Session, Boston, SAD, 2016.

[134] Hu, J., Wu, B., "New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 5, September 1998, str.

969-977.

[135] Shyu, K.-K., Shang, L.-J., Chen, H.-Z., Jwo, K.-W., "Flux Compensated Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Low Speed Operation", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 19, No. 6, November 2004, str. 1608-1613.

[136] Shin, M.-H., Hyun, D.-S., Cho, S.-B., Choe, S.-Y., "An Improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator Flux Orientation Control of Induction Motors", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 2, March 2000, str. 312-318.

[137] Hinkkanen, M., Luomi, J., "Modified Integrator for Voltage Model Flux Estimation of Induction Motors", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 50, No. 4, August 2003, str. 818-820.

[138] Hu, H., Li, Y.D., Zeng, Y., "Direct Torque Control of Induction Motor For Railway Traction In Whole Speed Range", Proceedings of the 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Sevilla, Španjolska, 2002, str. 2161-2166.

[139] Bird, I. G., de la Parra, H. Z., "Practical evaluation of two stator flux estimation techniques for high performance direct torque control", Proceedings of the 6th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, Nottingham, UK, 1996, str. 465-470.

[140] Monit, A., Pironi, F., Sartogo, F, Vas, P., "A new state observer for sensorless DTC control", Proceedings of the 7th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, London, UK, 1998, str. 311-317.

[141] Zarei, B., Davari, S. A., "Direct Estimation of Stator Flux by a MRAS Observer in Sensorless Application", Proceedings of the 8th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference, Mashhad, Iran, 2017, str. 149-153.

[142] Damiano, A., Gatto, G., Marongiu, I., Perfetto, A., "An Improved Look-up Table for Zero Speed Control in DTC Drives", Proceedings of the 8th European Conference on Power Electronics and Applications, Lausanne, Švicarska, 1999.

[143] Wong, W. S. H., Holliday, D., "Minimisation of flux droop in direct torque controlled induction motor drives", IEE Proceedings - Electric Power Application, Vol. 151, No. 6, November 2004, str. 694-703.

[144] Alsofyani, I. M., Idris, N. R. N., "Simple Flux Regulation for Improving State Estimation at Very Low and Zero Speed of a Speed Sensorless Direct Torque Control of an

Induction Motor", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, No. 4, Apr. 2016, str. 3027-3035.

[145] Alsofyani, I. M., Idris, N. R. N., "Lookup-Table-Based DTC of Induction Machines With Improved Flux Regulation and Extended Kalman Filter State Estimator at Low-Speed Operation", IEEE Transactions on Industrial Informatics, Vol. 12, No. 4, August 2016, str. 1412-1425.

[146] Ajlan, A., Idris, N. R. N., Lee, S. S., "Improving Flux Regulation of DTC Induction Motor Drive by Modifying the Index to the FPGA-based Lookup Table", Proceedings of the IEEE Conference on Energy Conversion, Kuala Lumpur, Malezija, 2002, str. 139-144.

[147] Alsofyani, I. M., Idris, N. R. N., Aziz, M. J., Yatim, A. H. M., "Improving Start-up Operation of Sensorless DTC of Induction Machines Using Simple Flux Regulation", Proceedings of the 41st Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Yokohama, Japan, 2105, str. 4714-4719.

[148] Alsofyani, I. M., Idris, N. R. N., Alamri, Y. A., "An Improved Flux Regulation Using a Controlles Hysteresis Torque Band for DTC of Induction Machines", Proceedings of the IEEE Conference on Energy Conversion, Johor Bahru, Malezija, 2015, str. 368-372.

[149] Alsofyani, I. M., Idris, N. R. N., Lee, K.-B., "Dynamic Hysteresis Torque Band for Improving the Performance of Lookup-Table-Based DTC of Induction Machines", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, No. 9, September 2018, str. 7959-7970.

[150] Sikorski, A., Korzeniewski, M., "Analysis of Flux and Torque Control Improvement of AC Motor Controlled by DTC Method", Proceedings of the 10th International Power Electronics and Motion Control Conference, Cavtat & Dubrovnik, Hrvatska, 2002.

[151] Sikorski, A., Korzeniewski, M., "Improved direct torque and flux control of induction motor drive", The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, Vol. 26, No. 4, 2007, str. 1204-121.

[152] Sikorski, A., Korzeniewski, M., "Improved Algorithms of Direct Torque Control Method", Automatika 54, No. 2, 2013, str. 188-198.

[153] Aguilar, G. M., Romeral, J. L., Hernandez, G. A. M., Cortez, L., Torres, J. S., "Implementation oft he direct torque control (DTC) in current model, with current starting limiter", Proceedings of the 22nd International Conference on Electrical Communications and Computers, Cholula, Meksiko, 2012, str. 278-282.

- [154] Liu, S., Li, S., Wang, M., "An Improved Direct Torque Control of Induction Motor with Current Hysteresis Band", Proceedings of the World Automation Congress, Hawaii, SAD, 2008.
- [155] Chapuis, Y. A., Roye, D., "Direct Torque Control and Current Limitation Method in Start up of an Induction Machine", Proceedings of the 7th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, London, UK, 1998, str. 451-455.
- [156] Casadei, D., Grandi, G., Serra, G., Tani, A., "Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines", Proceedings of the 20th International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Bologna, Italija, 1994, str. 299-304.
- [157] Purcell, A., Acarnley, P., "Multilevel hysteresis comparator forms for direct torque control schemes", Electronics Letters, Vol. 34, No. 6, March 1998, str. 601-603.
- [158] Kang, J.-K., Chung, D.-W., Sul, S.-K., "Direct Torque Control of Induction Machine with Variable Amplitude Control of Flux and Torque Hysteresis Bands", Proceedings of the IEEE International Electric Machines and Drives Conference, Seattle, SAD, 1999, str. 640-642.
- [159] Okumus, H. I., Aktas, M., "Direct Torque Control of Induction Machine Drives Using Adaptive Hysteresis Band for Constant Switching Frequency", Proceedings of the IEEE International Electric Machines & Drives Conference, Antalya, Turska, 2007, str. 1762-1767.
- [160] Beerten, J., Verbecken, J., Driesen, J., "Comparison of three-level torque hysteresis controllers for direct torque control", Proceedings of the IEEE EUROCON, Sankt Petersburg, Rusija, 2009, str. 1942-1947.
- [161] Idris, N. R. N., Yatim, A. H. M., "Direct Torque Control of Induction Machines With Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 4, August 2004, str. 758-767.
- [162] Toh, C. L., Idris, N. R. N., Yatim, A. H. M., "Constant and High Switching Frequency Torque Controller for DTC Drives", IEEE Power Electronics Letters, Vol. 3, No. 2, June 2005, str. 76-80.
- [163] Jidin, A., Idris, N. R. N., Yatim, A. H. M., Jidin, A. Z., Sutikno, T., "Torque Ripple Minimization in DTC Induction Motor Drive Using Constant Frequency Torque Controller", Incheon, Kina, 2010, str. 919-924.

- [164] Sanila, C. M., "Direct Torque Control of Induction Motor With Constant Switching Frequency", Proceedings of the IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems, Bengaluru, Indija, 2012.
- [165] Alsofyani, I. M., Idris, N. R. N., "Torque Ripple Reduction and Fast Torque Control in DTC of Induction Machine Using Overlapping Triangular-based Constant Frequency Torque Controller", Proceedings of the IEEE International Conference on Power and Energy, Melaka, Malezija, 2016, str. 194-198.
- [166] Alsofyani, I. M., Lee, K.-B., "Modified Frequency Carriers for Improving DTC with Constant Frequency Torque Controller of Induction Machines", Proceedings of the IEEE Conference on Energy Conversion, Kuala Lumpur, Malezija, 2017, str. 128-132.
- [167] Noguchi, T., Yamamoto, M., Takahashi, I., "Enlarging Switching Frequency in Direct Torque-Controlled Inverter by Means of Dithering", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 6, November/December 1999, str. 1358-1366.
- [168] Casadei, D., Serra, G., Tani, A., Zarri, L., "A Robust Method for Flux Weakening Operation of DTC Induction Motor Drive with On-Line Estimation of the Break-Down Torque", Proceedings of the 11th European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, Njemačka, 2005.
- [169] Casadei, D., Serra, G., Stefani, A., Tani, A., Zarri, L., "DTC Drives for Wide Speed Range Applications Using a Robust Flux-Weakening Algorithm", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 5, October 2007, str. 2451-2461.
- [170] Ghaderi, A., Sugai, M., Amano, Y., "A New Direct Torque Control for AC Motors with Over Modulation Ability", Proceedings of the IEEE International Electric Machines & Drives Conference, Niagara Falls, SAD, 2011, str. 1247-1252.
- [171] Ghaderi, A., Umeno, T., Amano, Y., Sugai, M., "A Novel Seamless Direct Torque Control Electric Drive Vehicles", Journal of Power Electronics, Vol. 11, No. 4, July 2011, str. 449-455.
- [172] Geyer, T., Papafotiou, G., Morari, M., "Model Predictive Control in Power Electronics: A Hybrid Systems Approach", Proceedings of the 44th IEEE Conference on Decision and Control, and the European Control Conference, Seville, Španjolska, 2005, str. 5606-5611.
- [173] Ambrožič, V., Nemec, M., Nedeljković, D., "Direct Current or Flux Control and Predictive Torque Control in Power Electronics Applications", Proceedings of the

International Biennial Baltic Electronics Conference, Tallinn, Estonija, 2008.

[174] Cortés, P., Kazmierkowski, M. P., Kennel, R. M., Quevedo, D. E., Rodríguez, J., "Predictive Control in Power Electronics and Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 55, No. 12, December 2008, str. 4312-4324.

[175] Kuoro, S., Cortés, P., Vargas, R., Ammann, U., Rodríguez, J., "Model Predictive Control - A Simple and Powerful Method to Control Power Converters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 6, June 2009, str. 1826-1838.

[176] Quevedo, D. E., Aguilera, R. P., Geyer, T., "Predictive Control in Power Electronics and Drives: Basic Concepts, theory, and Methods", Chapter 5 in Advanced and Intelligent Control in Power Electronics and Drives, Orłowska-Kowalska, T. et. al. (ur.), Studies in Computational Intelligence 531, Springer International Publishing, Švicarska, 2014, str. 181-226.

[177] Vazquez, S., Leon, J. I., Franquelo, L. G., Rodríguez, J., Young, H. A., Marque, A., Zanchetta, P., "Model Predictive Control: A Review of Its Applications in Power Electronics", IEEE Industrial Electronics Magazine, March 2014, str. 16-31.

[178] Kuoro, S., Perez, M. A., Rodríguez, J., Llor, A. M., Young, H. A., "Model Predictive Control's Role in the Evolution of Power Electronics", IEEE Industrial Electronics Magazine, December 2015, str. 8-21.

[179] Vazquez, S., Rodríguez, J., Rivera, M., Franquelo, L. G., Norambuena, M., "Model Predictive Control for Power Converters and Drives: Advances and Trends", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 64, No. 2, February 2017, str. 935-947.

[180] Beus, M., "Hijerarhijska struktura upravljanja mikromrežom korištenjem modelskog prediktivnog upravljanja", Kvalifikacijski doktorski ispit, Fakultet elektrotehnike i računarstva Sveučilišta u Zagrebu, 2018.

[181] Geyer, T., Papafotiou, G., "Direct Torque Control for Induction Motor Drives: A Model Predictive Control Approach Based on Feasibility", in Hybrid Systems: Computation and Control, Morari M., Thiele L. (ur.), HSCC 2005, Lecture Notes in Computer Science, Vol. 3414, Springer, Berlin, Heidelberg, 2005, str. 274-290.

[182] Linder, A., Kennel, R., "Direct Model Predictive Control - A new Direct Predictive Control Strategy for Electrical Drives", Proceedings of the 11th European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, Njemačka, 2005.

- [183] Kennel, R., Linder, A., "Predictive Control of Inverter Supplied Electrical Drives", Proceedings of the 31st IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, Galway, Irsko, 2000, str. 1-6.
- [184] Miranda, H., Cortés, P., Yuz, J. I., Rodríguez, J., "Predictive Torque Control of Induction Machines Based on State-Space Models", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 6, June 2009, str. 1916-1924.
- [185] Rojas, C. A., Yuz, J. I., Silva, C. A., Rodríguez, J., "Comments on "Predictive Torque Control of Induction Machines Based on State-Space Models"", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 3, March 2014, str. 1635-1638.
- [186] Geyer, T., Papafotiou, G., Morari, M., "Model Predictive Direct Torque Control - Part I: Concept, Algorithm, and Analysis", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 6, June 2009, str. 1894-1905.
- [187] Papafotiou, G., Kley, J., Papadopoulos, K. G., Bohren, P., Morari, M., "Model Predictive Direct Torque Control - Part II: Implementation and Experimental Evaluation", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 6, June 2009, str. 1906-1915.
- [188] Wang, F., Li, S., Mei, X., Xie, W., Rodríguez, J., Kennel, R. M., "Model-Based Predictive Direct Control Strategies for Electrical Drives: An Experimental Evaluation of PTC and PCC Methods", IEEE Transactions on Industrial Informatics, Vol. 11, No. 3, June 2015, str. 671-681.
- [189] Zhang, Y., Xia, B., Yang, H., Rodríguez, J., "Overview of Model Predictive Control for Induction Motor Drives", Chinese Journal of Electrical Engineering, Vol. 2, No. 1, June 2016, str. 62-76.
- [190] Wang, F., Mei, X., Rodríguez, J., Kennel, R., "Model Predictive Control for Electrical Drive Systems - An Overview", CES Transactions on Electrical Machines and Systems, Vol. 1, No. 3, September 2017, str. 219-230.
- [191] Garcia, C., Rodríguez, J., Silva, C., Rojas, C., Zanchetta, P., Abu-Rub, H., "Full Predictive Cascaded Speed and Current Control of an Induction Machine", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 31, No. 3, September 2016, str. 1059-1067.
- [192] Karamanakos, P., Geyer, T., Oikonomou, N., Kieferndorf, F., Manias, S., "Model Predictive Control in Power Electronics: Strategies to Reduce the Computational Complexity", Proceedings of the 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics

Society, Vienna, Austrija, 2013, str. 5818-5823.

[193] Karamanakos, P., Geyer, T., Oikonomou, N., Kieferndorf, F., Manias, S., "Direct Model Predictive Control: A Review of Strategies That Achieve Long Prediction Intervals for Power Electronics", IEEE Industrial Electronics Magazine, March 2014, str. 32-43.

[194] Kuzmanovic, D., Lettl, J., "The Use of Prediction to Improve Direct Torque Control", Proceedings of the Progress in Electromagnetics Research Symposium, Marrakesh, Maroko, 2011, str. 1411-1415.

[195] Papafotiou, G., Geyer, T., Morari, M., "A hybrid model predictive control approach to the direct torque control problem of induction motors", International Journal of Robust and Nonlinear Control 17, 2007, str. 1572-1589.

[196] Cortés, P., Kuoro, S., La Rocca, B., Vargas, R., Rodríguez, J., Leon, J. I., Vazquez, S., Franquelo, L. G., "Guidelines for Weighting Factors Adjustment in Finite State Model Predictive Control of Power Converters and Drives", Proceedings of the IEEE Conference Industrial Technology, Gippsland, Australija, 2009, str. 1-7.

[197] Rojas, C. A., Rodríguez, J., Villarroel, F., Espinoza, J. R., Silva, C. A., Trincado, M., "Predictive Torque and Flux Control Without Weighting Factors", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 60, No. 2, February 2013, str. 681-690.

[198] Zhang, Y., Yang, H., "Two-Vector-Based Model Predictive Torque Control Without Weighting Factors for Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, No. 2, February 2016, str. 1381-1390.

[199] Davari, S. A., Rodríguez, J., "Predictive Direct Voltage Control of Induction Motor With Mechanical Model Consideration for Sensorless Applications", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 64, No. 4, April 2018, str. 2631-2641.

[200] Norambuena, M., Rodríguez, J., Zhang, Z., Wang, F., Garcia, C., Kennel, R., "A Very Simple Strategy for High Quality Performance of AC Machines Using Model Predictive Control", IEEE Transactions on Power Electronics (Early Access), 2018.

[201] Davari, S. A., Khaburi, D. A., Kennel, R., "An Improved FCS-MPC Algorithm for an Induction Motor With an Imposed Optimized Weighting Factor", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 27, No. 3, March 2012, str. 1540-1551.

[202] Wang, F., Davari, S. A., Chen, Z., Zhang, Z., Khaburi, D. A., Rodríguez, J., Kennel, R.,

"Finite Control Set Model Predictive Control of Induction Machine With a Robust Adaptive Observer", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 64, No. 4, April 2017, str. 2631-2641.

[203] Wang, F., Zhang, Z., Davari, S. A., Fotouhi, R., Khaburi, D. A., Rodríguez, J., Kennel, R., "An Encoderless Predictive Torque Control for an Induction Machine With a Revised Prediction Model and EFOSMO", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 12, December 2014, str. 6635-6644.

[204] Ouhrouche, M., Errouissi, R., Trzynadlowski, A. M., Tehrani, K. A., Benzaïoua, A., "A Novel Predictive Direct Torque Controller for Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 63, No. 8, August 2016, str. 5221-5230.

[205] Nemec, M., Nedeljković, D., Ambrožič, V., "Predictive Torque Control of Induction Machines Using Immediate Flux Control", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, No. 4, August 2007, str. 2009-2017.

[206] Zhang, Y., Yang, H., "Torque Ripple Reduction of Model Predictive Torque Control of Induction Motor Drives", Proceedings of the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Denver, SAD, 2013, str. 1176-1183.

[207] Karamanakos, P., Stolze, P., Kennel, R. M., Manias, S., Mouton, H. du T., "Variable Switching Point Predictive Torque Control of Induction Machines", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, Vol. 2, No. 2, June 2014, str. 285-295.

[208] Zhang, Y., Yang, H., "Model Predictive Torque Control of Induction Motor Drives With Optimal Duty Cycle Control", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, No. 12, December 2014, str. 6593-6603.

[209] Habibullah, M., Lu, D. D.-C., "Model Predictive Duty Based Torque and Flux Ripples Minimization of Induction Motor Drive", Proceedings of the 7th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives, Manchester, UK, 2014.

[210] Nikzad, M. R., Asaei, B., Ahmadi, S. O., "Discrete Duty-Cycle-Control Method for Direct Torque Control of Induction Motor Drives With Model Predictive Solution", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 33, No. 3, March 2016, str. 2317-2329.

[211] Odhano, S. A., Formentini, A., Zanchetta, P., Bojoi, R., Tenconi, A., "Finite Control Set and Modulated Model Predictive Flux and Current Control for Induction Motor Drives", Proceedings of the 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society,

Florence, Italija, 2016, str. 2796-2801.

[212] Amiri, M., Milimonfared, J., Khaburi, D. A., "Predictive Torque Control Implementation for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, No. 9, September 2018, str. 6881-6889.

[213] "Električna vuča i elektromotorna vozila", Tehnička enciklopedija, Leksikografski zavod Miroslav Krleža, Zagreb, 1963-1997.

[214] Allenbach, J.-M., "Railway Technology", Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Laboratoire de Machines Electriques, Edition 2012.

[215] Ninić, J., "Optimiranje strukture glavnog elektromotornog pogona vučnog vozila s asinkronim motorom", Kvalifikacijski doktorski ispit, Fakultet elektrotehnike i računarstva Sveučilišta u Zagrebu, 2013.

[216] Iwnicki, S., "Handbook of Railway Vehicle Dynamics", CRC Press LLC, Boca Raton, Florida, SAD, 2006.

[217] Mei, C. G., Panda, S. K., Xu, J. X., Lim, K. W., "Direct Torque Control of Induction Motor - Variable Switching Sectors", Proceedings of the IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Hong Kong, Hong Kong, 1999, str. 80-85.

[218] Chen, J., Li, Y., "Virtual Vectors Based Predictive Control of Torque and Flux of Induction Motor and Speed Sensorless Drives", Proceedings of the 34th IEEE Industry Applications Society Conference, Phoenix, SAD, 1999, str. 2606-2613.

[219] Ambrožič, V., Bertoluzzo, M., Buja, G. S., Menis, R., "An Assessment of the Inverter Switching Characteristics in DTC Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 2, March 2005, str. 457-465.

[220] Zhang, Y., Wang, Q., Liu, W., "Direct Torque Control Strategy of Induction Motors Based on Predictive Control and Synthetic Vector Duty Ratio Control", Proceedings of the International Conference on Artificial Intelligence and Computational Intelligence, Sanya, Kina, 2010, str. 96-101.

[221] Krušelj, D., "Novel Prediction Technique for Direct Torque Control of Induction Motor", Proceedings of the 21st International Conference on Electrical Machines, Berlin, Njemačka, 2014, str. 829-835.

[222] Narasimham, P. V. R. L., Sarma, A. V. R. S., Kumar, V. E., "A Sector Advanced

Technique to Improve Dynamic Response of a Direct Torque Controlled Induction Motor", Proceedings of the IEEE International Conference on Power and Energy, Kuala Lumpur, Malezija, 2010, str. 456-461.

[223] Essaadi, M., Khafallah, M., Saad, A., Hamdoun, A., Chaikhy, H., "A comparative analysis between conventional and new direct torque control strategies of induction machine", Proceedings of the IEEE 2nd World Conference on Complex Systems, Agadir, Maroko, 2014.

[224] Yantour, H., Saadi, J., Khoumsi, A., "A hybrid system based approach to Direct Torque Control (DTC) of induction motors", Journal of Electrical and Electronics Engineering, Vol. 10, No. 3, May/June 2015, str. 60-70.

[225] Ludtke, I., Arias, A., Jayne, M. G., "Improving direct torque control of induction motors", Proceedings of the 8th European Conference on Power Electronics and Applications, Lausanne, Švicarska, 1999.

[226] Beerten, J., Verveckken, J., Driesen, J., "Prediction-based ripple reduction in Direct Torque Control of an induction machine", Proceedings of the 18th International Conference on Electrical Machines, Vilamoura, Portugal, 2008.

[227] Beerten, J., Verveckken, J., Driesen, J., "Predictive Direct Torque Control for Flux and Torque Ripple Reduction", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No. 1, Jan. 2010, str. 404-412.

[228] "IGBT – Module FZ1200R17KF6C_B2", Technical Information, Infineon Technologies AG

[229] "How to calculate and minimize the dead time requirement for IGBTs properly", Application Note AN2007-04, V1.0, Infineon Technologies AG, May 2007.

[230] Volke, A., Hornkamp, M., "IGBT modules, technologies, driver and application", Munich, First Edition, Infineon Technologies AG, 2011.

[231] "Industrial IGBT Modules Explanation of Technical Information", Application Note AN2011-05, V1.1, Infineon Technologies AG, May 2013.

[232] Murai, Y., Watanabe, T., Iwasaki, H., "Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching Lag-Times", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-23, No. 5, September/October 1987, str. 881-886.

[233] Sepe, R. B., Lang, J. H., "Inverter Nonlinearities And Discrete-Time Vector Current

Control", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 1, January/February 1994, str. 62-70.

[234] Chapuis, Y. A., Roye, D., Davoine, J., "Principles and Implementation of Direct Torque Control by Stator Flux Orientation of an Induction Motor", Proceedings of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Dallas, SAD, 1995, str. 185-191.

[235] Choi, J.-W., Sul, S.-K., "Inverter Output Voltage Synthesis Using Novel Dead Time Compensation", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No. 2, March 1996, str. 221-227.

[236] Leggate, D., Kerkman, R. J., "Pulse-Based Dead-Time Compensator for PWM Voltage Inverters", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 2, April 1997, str. 191-197.

[237] Urasaki, N., Senjyu, T., Uezato, K., Funabashi, T., "An Adaptive Dead-Time Compensation Strategy for Voltage Source Inverter Fed Motor Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 5, September 2005, str. 1150-1160.

[238] Kaboli, S., Zolghadri, M. R., Eskandri, P., Roye, D., "Prediction algorithm for torque ripple reduction in DTC-based drives", Iranian Journal of Science & Technology, Transaction A, Vol. 31, No. 4, September 2008, str. 343-355.

[239] Lee, B.-S., Krishnan, R., "Adaptive Stator Resistance Compensator for High Performance Direct Torque Controlled Induction Motor Drives", Conference Record of the 33rd IEEE Industry Application Conference, St. Louis, SAD, 1998, str. 423-430.

[240] Lai, Y.-S., Lin, J.-C., Wang, J. J., "Direct Torque Control Induction Motor Drives with Self-Commissioning Based on Taguchi Methodology", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 6, November 2000, str. 1065-1071.

[241] Muddineni, V. P., Sandepudi, S. R., Bonala, A. K., "Conventional and Model Predictive Direct Torque Control Techniques for Induction Motor Drive", Proceedings of the 1st IEEE International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems, New Delhi, India, 2016.

[242] Himabindu, T., Teja, A. V. R., Bhuvaneshwari, G., Singh, B., "Simplified Predictive Torque Control of an IM drive with Efficient Zero Vector Placement", Proceedings of the 26th IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Edinburgh, UK, 2017, str. 362-367.

[243] Karlovský, P., Lettl, J., "Influence of Switching Frequency on Torque Ripples in Model

Predictive Control of Induction Motor Drive", Proceedings of the 9th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence, Targoviste, Rumunjska, 2017.

[244] http://www.koncar-inem.hr/wp-content/uploads/2016/03/KONTRAC-GP-170-DC-08_15-ENG.pdf

Popis oznaka

- a - akceleracija ili deceleracija vozila
- a_m - koeficijent za proračun promjene momenta
- $a_m(k + 1)$ - prediktivna vrijednost koeficijenta za proračun promjene momenta na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT
- b_m - koeficijent za proračun promjene momenta
- $b_m(k + 1)$ - prediktivna vrijednost koeficijenta za proračun promjene momenta na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT
- $\cos(\varphi_n)$ - nazivna vrijednost faktora snage
- D - promjer kotača
- F - ukupna vučna, odnosno kočna sila na obodu pogonskog kotača
- F_a - sila adhezije
- F_i - komponenta sile teže vozila paralelna s prugom
- F_j - sile koje djeluju na vozilo
- f_n - nazivna vrijednost frekvencije
- F_{pk} - sila na obodu pogonskog kotača
- G - težina vozila
- g_j - funkcija cilja
- $H_{\psi_{Sref}}$ - širina histereze modula vektora statorskog toka
- I - moment inercije pogona
- i - nagib pruge
- i_C - struja kolektora tranzistora
- i_F - struja diode
- i_{mR} - realna komponenta vektora struje magnetiziranja u dq koordinatnom sustavu
- \vec{i}_{mR} - vektor struje magnetiziranja
- i_{mRref} - referentna vrijednost struje magnetiziranja
- I_n - nazivna vrijednost struje
- \vec{i}_R - vektor rotorske struje
- i_{Rk} - realna komponenta vektora rotorske struje u rotorskom koordinatnom sustavu

- i_{RI} - imaginarna komponenta vektora rotorske struje u rotorskom koordinatnom sustavu
- $i_{R\alpha}$ - realna komponenta vektora rotorske struje u mirujućem koordinatnom sustavu
- $i_{R\beta}$ - imaginarna komponenta vektora rotorske struje u mirujućem koordinatnom sustavu
- \vec{i}_S - vektor statorske struje
- \vec{i}_S^* - konjugirano kompleksni vektor statorske struje
- $\vec{i}_S(k)$ - vektor statorske struje na početku k -tog vremenskog perioda ΔT
- $\vec{i}_S(k + 1)$ - prediktivna vrijednost vektora statorske struje na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT
- $\vec{i}_S(k + 2)$ - prediktivna vrijednost vektora statorske struje na početku $(k + 2)$ -og vremenskog perioda ΔT
- $\vec{i}_S(t_1), \vec{i}_S(t_2)$ - vektori statorske struje određeni na temelju mjerenja statorskih struja u trenutku t_1 i t_2 , $t_k < (t_k + T_{ON}) < t_1 < t_2 < (t_k + \Delta T)$
- $\vec{i}_S(t_k + \Delta T)$ - prediktivna vrijednost vektora statorske struje na kraju vremenskog perioda ΔT
- i_{S1}, i_{S2}, i_{S3} - trenutne vrijednosti statorskih struja po pojedinim fazama
- \vec{i}_{SAV} - srednja vrijednost vektora statorske struje unutar vremenskog perioda ΔT
- i_{Sd} - uzdužna ili direktna komponenta vektora statorske struje (realna komponenta vektora statorske struje u dq koordinatnom sustavu)
- I_{SEFF} - ukupna efektivna vrijednost statorske struje
- I_{S1EFF} - efektivna vrijednost osnovnog harmonika statorske struje
- i_{Sq} - poprečna ili kvadraturna komponenta vektora statorske struje (imaginarna komponenta vektora statorske struje u dq koordinatnom sustavu)
- i_{Sqref} - referentna vrijednost poprečne komponente vektora statorske struje
- $i_{S\alpha}$ - realna komponenta vektora statorske struje u mirujućem koordinatnom sustavu
- $i_{S\alpha}(k + 2)$ - prediktivna vrijednost realne komponente vektora statorske struje na početku $(k + 2)$ -og vremenskog perioda ΔT
- $i_{S\alpha}(t_k + \Delta T)$ - realni dio vektora statorske struje u mirujućem koordinatnom sustavu na

- kraju vremenskog perioda ΔT
- i_{saref} - referentna vrijednost realne komponente vektora statorske struje u mirujućem koordinatnom sustavu
- $i_{s\beta}$ - imaginarna komponenta vektora statorske struje u mirujućem koordinatnom sustavu
- $i_{s\beta ref}$ - referentna vrijednost imaginarne komponente vektora statorske struje u mirujućem koordinatnom sustavu
- $i_{s\beta}(k + 2)$ - prediktivna vrijednost imaginarne komponente vektora statorske struje na početku $(k + 2)$ -og vremenskog perioda ΔT
- $i_{s\beta}(t_k + \Delta T)$ - imaginarni dio vektora statorske struje u mirujućem koordinatnom sustavu na kraju vremenskog perioda ΔT
- k_1, k_2 - težinski faktori
- k_{dsm} - koeficijent zbog sigurnosne margine za određivanje upravljačkog mrtvog vremena
- k_m - konstanta momenta asinkronog stroja
- k_R - prijenosni omjer reduktora
- L_K - induktivitet kabela
- L_m - glavni induktivitet asinkronog stroja
- L_R - induktivitet rotorskog namota asinkronog stroja sveden na stator
- L_S - induktivitet statorskog namota asinkronog stroja
- $L_{\sigma R}$ - rasipni induktivitet rotorskog namota asinkronog stroja sveden na stator
- $L_{\sigma S}$ - rasipni induktivitet statorskog namota asinkronog stroja
- m - ukupna masa vozila
- m^* - povećana masa vozila
- m_a - adhezijska masa
- m_{elm} - razvijeni elektromagnetski moment
- $m_{elm}(k + 1)$ - prediktivna vrijednost elektromagnetskog momenta na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT
- $m_{elm}(k + 2)$ - prediktivna vrijednost elektromagnetskog momenta na početku $(k + 2)$ -og vremenskog perioda ΔT
- $m_{elm}(t_k)$ - moment u vremenskom trenutku $t = t_k$ (na početku vremenskog perioda ΔT)
- $m_{elm}(t_k + \Delta T)$ - moment u vremenskom trenutku $t = t_k + \Delta T$ (nakon primjene vektora

- napona izmjenjivača unutar vremenskog perioda ΔT)
- $m_{elmerrRMS}$ - efektivna vrijednost odstupanja elektromagnetskog momenta u odnosu na referentnu vrijednost
- $m_{elmmmax}$ - najveća trenutna vrijednost elektromagnetskog momenta
- $m_{elmmmin}$ - najmanja trenutna vrijednost elektromagnetskog momenta
- m_{elmpp} - vrijednosti elektromagnetskog momenta od vrha do vrha
- m_k - moment na osovini vučnog motora u režimu kočenja
- M_n - nazivna vrijednost momenta asinkronog stroja
- m_{ref} - referentna vrijednost momenta
- m_t - moment tereta
- m_v - moment na osovini vučnog motora u režimu vuče
- N - sektor kompleksne ravnine
- n - brzina vrtnje
- N_m - ukupan broj vučnih motora
- n_n - nazivna vrijednost brzine vrtnje asinkronog stroja
- N_S - ekvivalentni broj zavoja statorske faze
- p - broj pari polova
- R_K - otpor kabela
- R_R - otpor faze rotorskog namota asinkronog stroja sveden na stator
- R_S - otpor faze statorskog namota asinkronog stroja
- S_1, S_2, S_3 - upravljački signali pojedinih faza izmjenjivača
- $t_{d(off)}$ - vrijeme kašnjenja isklapanja tranzistora
- $T_{d(off)_max}$ - najveće vrijeme kašnjenja isklapanja
- $t_{d(on)}$ - vrijeme kašnjenja uklapanja tranzistora
- $T_{d(on)_min}$ - najmanje vrijeme kašnjenja uklapanja
- t_{dead} - upravljačko mrtvo vrijeme
- t_f - vrijeme pada tranzistora
- T_{OFF} - ekvivalentno vrijeme isključenja tranzistora
- T_{ON} - ekvivalentno vrijeme uključenja tranzistora
- T_{pdd_max} - najveće vrijeme kašnjenja propagacije pobudnog sklopa
- T_{pdd_min} - najmanje vrijeme kašnjenja propagacije pobudnog sklopa
- T_R - rotorska vremenska konstanta asinkronog stroja

- t_r - vrijeme porasta tranzistora
- T_S - statorska vremenska konstanta asinkronog stroja
- T_{vj} - temperatura PN prijelaza tranzistora ili diode
- THD_{i_S} - ukupni faktor distorzije statorske struje
- \vec{u}_0, \vec{u}_7 - nul-vektori napona izmjenjivača
- u_1, u_2, u_3 - trenutne vrijednosti faznih napona izmjenjivača
- $\vec{u}_1, \vec{u}_2, \vec{u}_3$ - aktivni vektori napona izmjenjivača
- $\vec{u}_4, \vec{u}_5, \vec{u}_6$
- u_A, u_B, u_C - potencijali izlaznih stezaljki izmjenjivača
- u_{CE} - napon između kolektora i emitera tranzistora
- u_{dc} - napon istosmjernog međukruga
- u_F - pad napona na diodi
- \vec{u}_{izm_j} - vektor napona izmjenjivača
- $|\vec{u}_{izm_j}|$ - modul vektora napona izmjenjivača
- $u_{izm_j\alpha}$ - realna komponenta vektora napona izmjenjivača u mirujućem koordinatnom sustavu
- $u_{izm_j\beta}$ - imaginarna komponenta vektora napona izmjenjivača u mirujućem koordinatnom sustavu
- U_n - nazivna vrijednost napona
- $\vec{u}_{p_1}, \vec{u}_{p_2}, \vec{u}_{p_3}$ - potencijalni vektori napona izmjenjivača koji se uzimaju u obzir i od kojih će se jedan primijeniti u $(k + 1)$ -om vremenskom periodu ΔT
- \vec{u}_S - vektor statorskog napona
- $\vec{u}_S(k)$ - vektor statorskog napona primjenjen u k -tom vremenskom periodu ΔT
- u_{S1}, u_{S2}, u_{S3} - fazni statorski naponi asinkronog stroja
- v - brzina vozila
- v_x - realna komponenta vektora u općenitom rotirajućem koordinatnom sustavu
- v_y - imaginarna komponenta vektora u općenitom rotirajućem koordinatnom sustavu
- v_α - realna komponenta vektora u mirujućem koordinatnom sustavu
- v_β - imaginarna komponenta vektora u mirujućem koordinatnom sustavu
- w - specifični otpor vožnje

- w_0 - specifični stalni otpor vožnje
- w_a - specifični otpor uslijed ubrzavanja ili usporavanja
- w_i - specifični otpor uslijed uspona ili pada
- w_z - specifični otpor zavoja
- w_z - specifični otpor zavoja
- α - električni kut duž sredine zračnog raspora
- α_M - kut za koji su promjene momenta za vektore napona izmjenjivača \vec{u}_N ,
 \vec{u}_{N+3} i \vec{u}_0 jednake
- α_P - nagib pruge
- γ - kut između vektora statorskog toka i vektora rotorskog toka
- $\gamma(k + 1)$ - prediktivna vrijednost kuta između vektora statorskog i rotorskog toka
na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT
- $\gamma(t_k)$ - kut između vektora statorskog i rotorskog toka na početku vremenskog
perioda ΔT
- $\gamma(t_k + \Delta T)$ - kut između vektora statorskog i rotorskog toka nakon primjene vektora
napona izmjenjivača unutar vremenskog perioda ΔT
- $\Delta\gamma$ - promjena kuta između vektora statorskog i rotorskog toka unutar
vremenskog perioda ΔT
- $\Delta\varphi_R$ - promjena argumenta vektora rotorskog toka unutar vremenskog perioda
 ΔT
- $\Delta|\vec{\psi}_S|$ - promjena amplitude vektora statorskog toka unutar vremenskog perioda
 ΔT
- $\Delta\vec{\psi}_S$ - vektor koji predstavlja promjenu vektora statorskog toka u vremenskom
periodu ΔT
- Δm_{elm} - promjena momenta unutar vremenskog perioda ΔT
- Δm_{elm0} - promjena momenta zbog primjene nul-vektora napona
- $\Delta\varphi_S$ - promjena argumenta vektora statorskog toka unutar vremenskog perioda
 ΔT
- $|\Delta\vec{\psi}_S|$ - modul vektora $\Delta\vec{\psi}_S$
- $\Delta\psi_{Suf1}$,
 $\Delta\psi_{Suf2}$, $\Delta\psi_{Suf3}$ - članovi promjene faznih statorskih tokova uslijed narinutog napona
- $\Delta\vec{u}_{RS}$ - pad napona na statorskom namotu unutar vremenskog perioda ΔT

- $\Delta \vec{\psi}_{Su}$ - član promjene vektora statorskog toka uslijed narinutog napona
 ΔT - vremenski period unutar kojeg se određuju upravljački signali pojedinih poluvodičkih sklopki izmjenjivača
 $\delta(k + 1)$ - prediktivna vrijednost kuta između vektora statorske struje i vektora statorskog toka na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT
 $\delta(t_k)$ - kut između vektora statorske struje i vektora statorskog toka početku vremenskog perioda ΔT
 ε - kut što ga realna os rotirajućeg koordinatnog sustava koji rotira kutnom brzinom vrtnje rotora zatvara u odnosu na realnu os mirujućeg koordinatnog sustava
 ζ - faktor povećanja mase vozila uslijed rotirajućih dijelova
 η_R - stupanj djelovanja reduktora
 θ - prostorni fazni pomak između pojedinih faza ($2\pi/3$ rad el.)
 θ_R - rotorska pozicija
 θ_S - osnovni prostorni harmonik protjecanja trofaznog, simetričnog statorskog namota
 λ - težinski koeficijent
 $\lambda(t_k)$ - kut trokuta koji formiraju vektori statorskog toka, slika 6.1.
 μ - koeficijent adhezije
 ρ - kut što ga realna os dq koordinatnog sustava zatvara u odnosu na realnu os mirujućeg koordinatnog sustava
 σ - ukupni faktor rasipanja asinkronog stroja
 σ_R - faktor rotorskog rasipanja asinkronog stroja
 σ_S - faktor statorskog rasipanja asinkronog stroja
 σL_S - ukupni rasipni induktivitet asinkronog stroja
 τ - izlaz histereznog komparatora momenta
 φ - izlaz histereznog komparatora toka
 φ_g - kut između realnih osi općenitog rotirajućeg i mirujućeg koordinatnog sustava
 $\left(\frac{d\varphi_S}{dt}\right)_{AV}$ - srednja vrijednost kutne brzine vektora statorskog toka
 $\varphi_S(t_k)$ - argument vektora statorskog toka na početku vremenskog perioda ΔT , definiran u odnosu na sredinu sektora

- $\varphi'_S(t_k)$ - korigirani kut vektora statorskog toka u odnosu na sredinu sektora
- $\varphi_S(t_k + \Delta T)$ - argument vektora statorskog toka nakon primjene određenog vektora napona izmjenjivača unutar vremenskog perioda ΔT
- $\varphi_{\vec{u}_{izm}}$ - argument vektora napona izmjenjivača
- $\varphi_{\psi_S}(k + 1)$ - prediktivna vrijednost argumenta vektora statorskog toka na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT
- $\vec{\psi}_R$ - vektor rotorskog toka
- $|\vec{\psi}_R|$ - modul vektora rotorskog toka
- $\vec{\psi}_R(k)$ - vektor rotorskog toka na početku k -tog vremenskog perioda ΔT
- $|\vec{\psi}_R(t_k)|$ - modul vektora rotorskog toka na početku vremenskog perioda ΔT
- $|\vec{\psi}_R(t_k + \Delta T)|$ - modul vektora rotorskog toka nakon primjene vektora napona izmjenjivača unutar vremenskog perioda ΔT
- ψ_{Rd} - realna komponenta vektora rotorskog toka u dq koordinatnom sustavu
- $\vec{\psi}_S$ - vektor statorskog toka
- $|\vec{\psi}_S|$ - modul vektora statorskog toka
- $\angle \vec{\psi}_S$ - položaj vektora statorskog toka u kompleksnoj ravnini
- $|\vec{\psi}_S(k + 1)|$ - prediktivna vrijednost modula vektora statorskog toka na početku $(k + 1)$ -og vremenskog perioda ΔT
- $|\vec{\psi}_S(k + 2)|$ - prediktivna vrijednosti modula vektora statorskog toka na početku $(k + 2)$ -og vremenskog perioda ΔT
- $\vec{\psi}_S(t_k)$ - vektor statorskog toka u trenutku $t = t_k$ (na početku vremenskog perioda ΔT)
- $|\vec{\psi}_S(t_k)|$ - modul vektora statorskog toka u vremenskom trenutku $t = t_k$ (na početku vremenskog perioda ΔT)
- $\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)$ - vektor statorskog toka u vremenskom trenutku $t = t_k + \Delta T$ (nakon primjene vektora napona izmjenjivača unutar vremenskog perioda ΔT)
- $|\vec{\psi}_S(t_k + \Delta T)|$ - modul vektora statorskog toka u vremenskom trenutku $t = t_k + \Delta T$ (nakon primjene određenog vektora napona izmjenjivača unutar vremenskog perioda ΔT)
- $|\vec{\psi}_S|_{errRMS}$ - efektivna vrijednost odstupanja modula vektora statorskog toka u odnosu na referentnu vrijednost
- ψ_{Sfmaxn} - amplituda faznog statorskog toka kod nazivnog opterećenja

- $|\vec{\psi}_s|_{max}$ - najveća trenutna vrijednost modula vektora statorskog toka
- $|\vec{\psi}_s|_{min}$ - najmanja trenutna vrijednost modula vektora statorskog toka
- $|\psi_{sn}|$ - nazivna vrijednost modula vektora statorskog toka
- $|\vec{\psi}_s|_{pp}$ - vrijednosti modula vektora statorskog toka od vrha do vrha
- ψ_{sref} - referentna vrijednost modula vektora statorskog toka
- $\psi_{s\alpha}$ - realna komponenta vektora statorskog toka u mirujućem koordinatnom sustavu
- $\psi_{s\alpha}(t_k + \Delta T)$ - realni dio vektora statorskog toka u mirujućem koordinatnom sustavu na kraju vremenskog perioda ΔT
- $\psi_{s\beta}$ - imaginarna komponenta vektora statorskog toka u mirujućem koordinatnom sustavu
- $\psi_{s\beta}(t_k + \Delta T)$ - imaginarni dio vektora statorskog toka u mirujućem koordinatnom sustavu na kraju vremenskog perioda ΔT
- Ω - mehanička kutna brzina vučnog motora
- ω - kutna brzina vrtnje rotora i električna kutna brzina vučnog motora
- $\omega(k)$ - brzina vrtnje na početku k -tog vremenskog perioda ΔT
- ω_g - kutna brzina općenitog rotirajućeg sustava
- ω_{mR} - kutna brzina koordinatnog sustava čija realna os se poklapa s vektorom rotorskog toka i koji rotira kutnom brzinom vrtnje vektora rotorskog toka (dq koordinatni sustav)
- ω_s - kutna brzina klizanja

Životopis autora

Dubravko Krušelj je rođen 1972. godine u Zagrebu. Djetinjstvo provodi u Donjoj Stubici, gdje završava osnovnu školu. Srednju školu elektrotehničke struke pohađa u tadašnjem COUO-u *Izidor Štrok* u Krapini. Po završetku srednjoškolskog obrazovanja 1990. godine upisuje Elektrotehnički fakultet u Zagrebu na kojem diplomira 1995. godine, smjer Elektrostrojarstvo i automatizacija. Za uspjeh na III. godini studija nagrađen je pismenim priznanjem *Josip Lončar*, a za uspjeh tijekom studija brončanom plaketom *Josip Lončar*. Poslijediplomski studij na Fakultetu elektrotehnike i računarstva upisuje 1996. godine, a magistarski rad na smjeru Elektrostrojarstvo i automatizacija je obranio 1998. godine.

Od prosinca 1994. godine do siječnja 2015. godine je radio u tvrtki *Končar - Institut za elektrotehniku* kao istraživač za elektroničke proizvode i sustave. Od siječnja 2015. godine radi u tvrtki *Končar - Elektronika i informatika*, gdje je i danas zaposlen u Poslovnoj jedinici Sustavi vuče kao voditelj razvojnih projekata.

Dubravko Krušelj je autor ili koautor ukupno 16 znanstvenih i ostalih radova u časopisima, znanstvenih i drugih radova u zbornicima skupova s međunarodnom recenzijom i sažetaka u zbornicima skupova. Njegova područja interesa su elektromotorni pogoni s asinkronim strojevima, posebno vučni pogoni, vektorsko upravljanje i metode modulacije širine impulsa.

Popis objavljenih radova

Znanstveni radovi u drugim časopisima:

[1] Krušelj, D., Sumina, D., "Modified Predictive Torque Control Method of Induction Machines for Torque Ripple Reduction", *Automatika* Vol. 60, Issue 2, 2019, str. 227-238.

[2] Krušelj, D., Ungarov, J., Siladi, V., "Direct Torque Control of Induction Motor with Stator Flux Correction Applied to the Low-floor Tramcars", *Automatika* 48, No. 3-4, 2007, str. 85-98.

[3] Krušelj, D., Bilić, M., Vučetić, M., Siladi, V., Furčić, B., "Direct Torque Control of Induction Motor with Stator Flux Correction", *Automatika* 44, No. 1-2, 2003, str. 41-46.

[4] Štefanko, S., Bogut, M., Paljan, D., Krušelj, D., Kurtović, I., Momić, M. "Detekcija prekida kaveza rotora asinkronog motora", *Elektrotehnika* 43, No. 3-4, 2000, str. 31-38.

Ostali radovi u drugim časopisima:

[1] Krušelj, D., "Utjecaj metoda modulacije pretvarača na harmonijski sustav struje kaveznog asinkronog motora", *Elektrotehnika* 40, No. 1-2, 1997, str. 3-10.

Znanstveni radovi u zbornicima skupova s međunarodnom recenzijom:

[1] Župan, I., Lasić, A., Krušelj, D., Šunde, V., Ban, Ž., "Power converter circuits for recuperation of the regenerative braking energy in rail vehicles", *Proceedings of the 42nd International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics MIPRO 2019*, Opatija, Hrvatska, 2019.

[2] Krušelj, D., Macan, M., Pauković, H., "Dynamic reactive power compensation in traction substations", *Proceedings of the 5th International Conference on Road and Rail Infrastructure CETRA 2018*, Zadar, Hrvatska, 2018.

[3] Krušelj, D., "Methods for Direct Torque Control of Induction Machines", *Proceedings of the 19th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics*, Dubrovnik, Hrvatska, 2017.

[4] Krušelj, D., "Novel Prediction Technique for Direct Torque Control of Induction Motor", *Proceedings of the 21st International Conference on Electrical Machines*, Berlin, Njemačka, 2014, str. 829-835.

[5] Krušelj, D., Bilić, M., Vučetić, M., Siladi, V., Furčić, B., "Direct Torque Control of Induction Motor with Stator Flux Correction", *Proceedings of the 10th International Power Electronics and Motion Control Conference*, Cavtat & Dubrovnik, Hrvatska, 2002.

[6] Štefanko, S., Krušelj, D., "Determination of Control Laws at Optimal Induction Motor Efficiencies", *KoREMA*, 1998, str. 157-162.

[7] Štefanko, S., Krušelj, D., "Comparison of Measurements and Computations of Induction Motor Control Laws at Optimum Efficiencies for the Square Load Torque Characteristic", *Proceedings - Design to Manufacture in Modern Industry - 3rd International Conference*, 1997, str. 447-453.

Drugi radovi u zbornicima skupova s recenzijom:

[1] Krušelj, D., Pauković, H., Macan, M., Bogutovac, I., Ungarov, J., "Pretvarač za dinamičku kompenzaciju jalove snage u elektrovučnim podstanicama", Zbornik 13. savjetovanja HRO CIGRÉ, Šibenik, Hrvatska, 2017.

[2] Krušelj, D., Pauković, H., Macan, M., "Pretvarač za dinamičku kompenzaciju jalove snage", Zbornik radova 36. skupa o prometnim sustavima s međunarodnim sudjelovanjem Automatizacija u prometu, Krapina, Hrvatska, Maribor/Ljubljana, Slovenija, 2016, str. 122-125.

[3] Krušelj, D., "Model of chopper drive for tram", Proceedings of the 11th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Dubrovnik, Hrvatska, 2000, str. 25-28.

Sažeci u zbornicima skupova:

[1] Štefanko, S., Krušelj, D., Jadrić, M., "The influence of inverter supply on control laws for induction motors in steady state", Proceedings of the 2nd EPE Chapter Symposium on Electric Drive Design and Applications, EPE Association, Brussels, Belgija, 1996, str. 65-70.

Biography

Dubravko Krušelj was born in Zagreb in 1972. During the childhood he lived in Donja Stubica where he finished the primary school. The secondary school, electrical profession, he attended in COUO-u *Izidor Štok* in Krapina. After he finished the secondary school, he registered Faculty of Electrical Engineering University of Zagreb, where he received his B.S.E.E. degree in 1995 (with honours) and M.S.E.E. degree in 1998 on the Department of Electric Machines, Drives and Automation.

He worked in *Končar - Electrical Engineering Institute* from 1994 to 2015 in Power Electronics and Control Department as a researcher. Since 2015 he has been working in *Končar - Electronics and Informatics* in Traction Systems Department as a leader of development projects.

Dubravko Krušelj is author or co-author 16 scientific and professional papers in journals and international conferences. His research interests include drives with induction machines (especially traction drives), vector control and modulation techniques.