

Leteći start sinkronoga stroja primjenom isprekidanoga načina rada energetskoga pretvarača

Pravica, Luka

Doctoral thesis / Disertacija

2022

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://urn.nsk.hr/urn:nbn:hr:168:797590>

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

Download date / Datum preuzimanja: **2025-02-24**



Repository / Repozitorij:

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





Sveučilište u Zagrebu
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

Luka Pravica

**LETEĆI START SINKRONOGA STROJA
PRIMJENOM ISPREKIDANOGA NAČINA RADA
ENERGETSKOGA PRETVARAČA**

DOKTORSKI RAD

Zagreb, 2022.



Sveučilište u Zagrebu
FAKULTET ELEKTROTEHNIKE I RAČUNARSTVA

Luka Pravica

**LETEĆI START SINKRONOGA STROJA
PRIMJENOM ISPREKIDANOGA NAČINA RADA
ENERGETSKOGA PRETVARAČA**

DOKTORSKI RAD

Mentor: prof. dr. sc. Damir Sumina

Zagreb, 2022.



University of Zagreb

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMPUTING

Luka Pravica

**FLYING START OF SYNCHRONOUS MACHINE
BASED ON DISCONTINUOUS POWER
CONVERTER OPERATION MODE**

DOCTORAL THESIS

Supervisor: Full Professor Damir Sumina, PhD

Zagreb, 2022

Doktorski rad izrađen je na Sveučilištu u Zagrebu, Fakultetu elektrotehnike i računarstva,
na Zavodu za elektrostrojarstvo i automatizaciju.

Mentor: prof. dr. sc. Damir Sumina

Doktorski rad ima 125 stranica

Doktorski rad br.: _____

O mentoru

Damir Sumina je redoviti profesor Sveučilištu u Zagrebu, Fakultetu elektrotehnike i računarstva, a Zavodu za elektrostrojarstvo i automatizaciju. Na istom Zavodu je diplomirao 2001., magistrirao 2005. te obranio doktorsku disertaciju 2009. U razdoblju od 2001. do 2011. radio je kao asistent. Od 2011. do 2016. radio je u zvanju docenta, a od 2016. do 2020. u zvanju izvanrednog profesora na Zavodu za elektrostrojarstvo i automatizaciju, Sveučilišta u Zagrebu Fakulteta elektrotehnike i računarstva.

Znanstveni interes prof. dr. sc. Damira Sumine obuhvaća upravljanje električnim strojevima i elektromotornim pogonima, posebno upravljanje hidrogeneratorima i vjetrogeneratorima te industrijsku automatizaciju. Damir Sumina bio je voditelj znanstvenog projekta „Razvoj naprednih energetski učinkovitih struktura upravljanja generatorom s permanentnim magnetima bez mjernog člana brzine vrtnje“, financiranog od Hrvatske zaklade za znanost.

Tijekom svojeg radnog staža Damir Sumina bio je uključen kao istraživač u mnoge nacionalne i međunarodne projekte. Autor je brojnih radova objavljenih u međunarodnim časopisima i međunarodnim konferencijama, od toga 20 radova u časopisima A kategorije. Recenzirao je veći broj radova u visokorangiranim časopisima i na raznim konferencijama. Bio je mentor preko sto studenata na preddiplomskom i diplomskom studiju. Član je udruge HRO CIGRÉ.

About the Supervisor

Damir Sumina is a full professor at University of Zagreb Faculty of Electrical Engineering and Computing, Department of Electric Machines, Drives and Automation. He received his B.Sc. degree in 2001, M.Sc. degree in 2005 and PhD degree in 2009 from the same Department. He worked as assistant from 2001 to 2011 and as assistant professor from 2011 to 2016 at University of Zagreb Faculty of Electrical Engineering and Computing, Department of Electric Machines, Drives and Automation.

The scientific interests of associate professor Damir Sumina, PhD, are control of electrical machines and drives, especially control of hydro and wind generators and industrial automation. Damir Sumina was the leader of the scientific research project „Development of advanced energy efficient algorithms for sensorless control of permanent magnet generators“ funded by the Croatian Science Foundation. During his tenure, Damir Sumina was involved as a researcher in numerous national and international projects.

He is the author of numerous papers published in international journals and conferences. He has published 20 papers in category A journals. He has reviewed numerous papers in high ranked journals and conferences. He has also been a supervisor of more than one hundred undergraduate and graduate students. He is a member of the HRO CIGRÉ association.

Zahvala

Prije svega, htio bi se zahvaliti svima iz mojih akademskih, poslovnih i privatnih okruženja, a koji su na razne načine doprinijeli ovom doktoratu.

Na prvom mjestu, najviše zahvala ide mojem mentoru prof. dr. sc. Damir Sumina koji me uveo u istraživački svijet i vodio kroz cijeli proces doktorata. Damire, hvala na svim savjetima, ispravicima, razgovorima, ali i slobodi koju si mi dao tijekom mojeg rada.

Damir Sumina i Igor Erceg ukazali su mi na priliku za zapošljavanje na Fakultetu, dali mi puno povjerenje te me pozvali na brojne suradnje s privredom. Na brojnim suradnjama, akademskim i poslovnim, prihvatili su me i Martina Kutija, Stjepan Stipetić i Šandor Ileš. Hvala vam svima od srca na tome, jer sam tijekom rada s vama stekao nova iskustva i saznanja, a moji vidici samo su se širili.

Za dobar i veseli radni tempo svakako su zaslužni kolege iz ureda C04-15 – Filip Jukić i Tin Bariša. U našem uredu nikad nije nedostajalo rada, međusobne pomoći, savjeta, slušanja, ali i smijeha. Ovog zadnjeg su se gotovo pa sigurno dosta naslušali i ostali kolege s našeg kraja hodnika. Zahvaljujem se i ostalim mladim snagama Zavoda s kojima sam zajedno rastao i napredovao. Tim industrijske automatizacije i upravljanja električnim strojevima – Filip, Ivana Zagorščak i ja, uspješno smo zajedno savladali osnove mikroprocesora. Hvala im na tome, ali i na odličnoj suradnji na predmetima u kojima zajedno držimo nastavu.

Veliko hvala mojim roditeljima – Mirti i Zdravku, koji su neizmjerljivo vjerovali u mene. Ponajviše im hvala što su me toliko malo puta pitali „Kad ćeš već napokon doktorirati?!?“. Hvala i mojoj sestri Luciji koja je imala puno razumijevanja i često me pokrivala u obiteljskim druženjima. Bake i djedovi – Anica i Zlatko, pokojni Milka i Drago, vjerujem da ste ponosni na mene, a vi vjerujte meni kada kažem da mi je kod vas bilo neizmjerljivo ljepše nego u gradskom betonu.

Konačno, hvala i mojoj najdražoj Lauri koja me pratila na čitavom ovom putu. Hvala ti na razumijevanju kada se radilo vikendima, hvala ti na potpori kada je trebalo, hvala ti i na brizi kada nije trebalo, ali najviše ti hvala što si obogatila moj život.

Sažetak

Ova doktorska disertacija rezultat je istraživanja u području upravljanja sinkronim strojevima bez mjernog člana brzine vrtnje za potrebe uključanja pretvarača dok je stroj u vrtnji, što se naziva leteći start. Potreba za letećim startom postoji kod vjetroagregata gdje se često koriste sinkroni strojevi s permanentnim magnetima, te kod pumpi i ventilatora gdje se u zadnje vrijeme sve više koriste sinkroni reluktantni strojevi. Izvedba takvih sustava bez mjernog člana brzine vrtnje dovodi do povećanja robusnosti te smanjenja troškova investicije.

U disertaciji je dan pregled literature za algoritme estimacije brzine vrtnje i položaja rotora, s posebnim osvrtom na algoritme koji se primjenjuju za leteći start. Izvedeni su matematički modeli sinkronog stroja s umetnutim permanentnim magnetima te sinkronoga reluktantnoga stroja potpomognut s permanentnim magnetima. Opisano je upravljanje sinkronim strojevima tijekom trajnog načina rada, radna područja, vektorsko upravljanje orijentacijom magnetskog toka i vektorska modulacija širine impulsa.

Razvijene su metode letećeg starta temeljene na isprekidanom načinu rada pretvarača koje omogućuju kontinuiranu estimaciju brzine vrtnje i položaja rotora prije uključanja pretvarača. Izveden je matematički model sinkronoga stroja s permanentnim magnetima za isprekidani način rada temeljen na primjeni niza nul-vektora te je predložen algoritam estimacije brzine vrtnje i položaja rotora. Predložen je algoritam upravljanja isprekidanim načinom rada koji struje tijekom nul-vektora održava na potrebnim vrijednostima neovisno o vrijednosti brzine vrtnje stroja. Izveden je matematički model sinkronoga reluktantnoga stroja za isprekidani način rada temeljen na primjeni niza suprotnih aktivnih vektora te je predložen algoritam estimacije brzine vrtnje i položaja rotora.

Predloženi algoritmi estimacije brzine vrtnje i položaja rotora kao i algoritam upravljanja strujom kratkoga spoja implementirani su u digitalni sustav i eksperimentalno provjereni na laboratorijskom postavu. Eksperimentalna ispitivanja potvrđuju učinkovitost implementiranih algoritama, prvenstveno mogućnost kontinuirane estimacije brzine vrtnje dok se ona mijenja te održavanje struje tijekom letećeg starta na iznosima koji ne uzrokuju dodatan moment, vibracije i buku.

Ključne riječi: sinkroni stroj s permanentnim magnetima, sinkroni reluktantni stroj, leteći start, isprekidani način rada, estimacija brzine vrtnje i položaja rotora, upravljanje bez mjernog člana brzine rotora

Flying start of synchronous machine based on discontinuous power converter operation mode

Extended abstract

This dissertation is the result of research in the field of sensorless control of synchronous machines. Normally, the rotor position and speed of the synchronous machine are measured, which requires additional investment, an increase in the required installation space, and additional wiring. Failure of the rotor position and speed measuring device, signal processing driver, or cabling will inevitably cause the drive to stop and may also cause damage to the converter, machine, or working mechanism. By estimating the rotor position and speed, the robustness of the drive is increased while the purchase and maintenance costs are reduced.

The developed algorithms, described in scientific articles, are used to estimate rotor position and speed when the synchronous machine is started from a standstill by the converter. When the developed algorithms are applied in drives where the rotor of the synchronous machine rotates before the converter is switched on, a current spike and torque surge on the drive shaft is inevitable. Flying start is the process of synchronizing the converter and machine by estimating the rotor position and speed and the value of the induced voltage before the converter is switched on.

Flying start is required for the following applications:

- wind and water turbines: the converter is not switched on until the turbine reaches cut-in speed.
- pumps and fans: before the converter is switched on, the working mechanism may rotate under the influence of the fluid flow in the working mechanism.
- drives with high inertia such as saws and shears: in the event of a short-term voltage drop, the converter reports a failure and stops working. After the supply voltage is restored, work must be resumed, but due to the high inertia, the machine continues to rotate. In addition, there are solutions in which an converter is used to start and stop several operating mechanisms that are directly connected to the grid during normal operation.

This dissertation is divided into 9 chapters:

Chapter 1 - This chapter reviews the history of electrical machines and the need to increase energy efficiency. A general classification of electrical machines is presented and an overview of synchronous machines is given with emphasis on the newly developed permanent magnet synchronous machines and synchronous reluctance machines. The motivation for the scientific research is presented and the problem that the research is trying to solve is introduced. The original scientific contributions are listed and described, and the structure of the thesis is explained.

Chapter 2 - This chapter reviews the literature on sensorless algorithms, i.e., rotor position

and speed estimation. Sensorless algorithms are divided into two main groups: model-based sensorless algorithms and injection-based sensorless algorithms. The model-based algorithms estimate magnetic flux from either the reconstructed induced voltage or current-based dependence. Current dependencies in the form of functions or lookup tables require full modeling of the machine. In the small speed range, the value of the induced voltage is also small and the machine model is unobservable. Model-based sensorless algorithms are better suited for medium and high speeds. Injection-based methods rely on superimposing the test signal on the voltage applied to the machine and the response due to magnetic anisotropy. Two types of test signals are usually used. The first is a modification of pulse width modulation and a current derivation measurement. The second is a high-frequency sine or square wave voltage added to the voltage applied to the machine in either the stationary or rotating reference frame. In the high-speed range, the voltage applied to the machine is high and voltage injection is nontrivial due to the voltage limitation of the converter. A common approach in the literature researched is to use the injection-based method during starting, stopping, and in the low-speed range and the model-based method in the medium and high-speed range.

Both the model-based and injection-based methods do not take into account the rotation of the machine before the converter is switched on. Using these methods under such conditions would result in a large inrush current caused by the mismatch between the voltage applied by the converter and the voltage induced by the permanent magnets on the rotor of the machine. This would result in severe torque impact and possible converter failure. For synchronous reluctance machines, the mismatch of the frequency of the voltages would cause equalizing currents and uncontrolled stopping of the machine.

The industrial solution is to measure the voltage of the back-EMF at the generator terminals, requiring an additional voltage sensor. The solution found in the literature is zero-voltage pulse-based methods to determine rotor position and speed from a single zero-voltage pulse or from two or three zero-voltage pulses causing short circuits at the machine terminals. When a single zero-voltage pulse is used, all insulated-gate bipolar transistors (IGBTs) in the bottom arms of the converter are switched on during the short-circuit period for a period much shorter than the stator time constants. The disadvantage of the one zero-voltage pulse-based method is the dependence of the estimated rotor speed on the machine parameters. To determine the rotor speed more accurately, two zero-voltage pulses or three zero-voltage pulses are used. In this case, the rotor speed is determined using the quotient of the difference between the current vector angle and the time interval between the pulses. The time interval between the first and last zero-voltage pulses is limited to prevent the rotor from rotating by π rad. However, if the time interval between the two pulses is too short with respect to the stator time constant, a short circuit will occur before the previous short circuit current is attenuated to zero, affecting the accuracy of the estimated rotor angle. By using three zero-voltage pulses, the interval between the second and

third short circuit is slightly longer than the interval between the first and second short circuit.

In general, for methods based on zero-voltage pulses, the estimated rotor angle is determined by adding the current vector angle and the angle between the current vector and the d -axis. The calculation of the angle between the current vector and the d -axis is based on the machine parameters (the inductances of the d - and q -axes) and the estimated rotor speed multiplied by the short-circuit duration. For a brief short-circuit duration and a small ratio between the q - and d -axis inductances, the angle between the current vector and the d -axis approaches $\pi/2$ rad. This proposal avoids the dependence of the estimated rotor angle on the machine parameters with some estimation error. In summary, the existing methods use analytical expressions to determine the rotor angle and speed, and these calculations depend on the estimated values of the machine parameters. In addition, a change in speed during the flying start introduces an error in the estimated variables. Existing methods do not have clearly defined duty cycle requirements, so significant current spikes can occur and it is possible that the entire procedure needs to be repeated.

Chapter 3 - This chapter presents the cross-sections of the synchronous machines considered in this dissertation, e.g., the surface permanent magnet machine (SPM), the interior permanent magnet machine (IPM), the synchronous reluctance machine (SynRM), and the permanent magnet assisted synchronous reluctance machine (PMA-SynRM). Three-axis stationary abc , two-axis stationary $\alpha\beta$, and two-axis rotating dq coordinate systems are introduced, and the Clarke and Park transformations required to transform variables and mathematical models between coordinate systems are presented. The mathematical model of an interior permanent magnet machine with d -axis alignment on the rotor flux and the method for its reduction for a model of a surface permanent magnet machine were fully derived. A mathematical model of a permanent magnet assisted synchronous reluctance machine with d -axis alignment to a low magnetic resistance path and a method for its reduction for a model of a synchronous reluctance machine were derived. For both machines, the mathematical model is first created in the abc system with inductances and permanent magnet flux as functions of rotor position. The mathematical models are then transformed into a $\alpha\beta$ reference frame, and finally into a dq reference frame with a transformation angle corresponding to the chosen orientation of the d -axis. It is shown that the voltage-current and torque equations in the dq reference frame are the same for all machines regardless of the orientation of the d -axis. Equivalent circuits in the dq reference frame with characteristic current and vector diagrams are drawn for both models.

Chapter 4 - In this chapter, the continuous operation of the machine is considered. First, the operating limits for the voltage and current limits of the converter are established. Within these limits, a current set point is selected based on either the maximum torque per ampere (MTPA) technique or loss minimization. This is due to magnetic saturation within the machine, whereas torque increases, current also increases, and magnetic flux builds up. When the magnetic paths

are saturated, the leakage flux increases and the flux to current ratio decreases, resulting in a decrease in apparent and incremental inductance. It is shown that both one- and two-dimensional lookup tables and polynomial functions can be used to account for saturation in the control algorithm. For both IPM and PMA-SynRM, an MTPA trajectory, voltage and current limits loci, and the maximum torque per voltage (MTPV) trajectory at the field weakening are drawn in the dq reference frame.

The converter power scheme, consisting of the grid transformer, the grid-side rectifier, the DC-link, the braking chopper, the braking resistor, and the machine-side inverter, is presented and analyzed. When field-oriented control (FOC) is used, current reference with both feedforward and feedback current control is obtained by applying the proper voltage to the machine terminals. It is shown that the converter can apply only one of the six active vectors or two zero vectors and the reference voltage can be constructed from two active and two zero vectors. This could be achieved by space vector pulse width modulation (SVPWM), which requires a time calculation in each switching period, or by symmetrical PWM (SYPWM), which is based on the comparison of the triangular signal carrier with reference sine waves with injected min-max zero component.

Chapter 5 - This chapter is related to the first part of the scientific contribution: **The mathematical model of a permanent magnet synchronous machine for the discontinuous power converter operation mode for continuous estimation of rotor position and speed.**

Unlike the existing methods that apply a single zero-voltage pulse, or two or three zero-voltage pulses, the proposed method applies a series of pulses. In the discontinuous power converter operation mode, the top IGBTs in each converter leg are blocked, while the bottom IGBTs conduct with the same duty cycle D and at a predefined switching frequency. Since the zero-voltage pulses are synchronized with the PWM, there is no additional noise in the system. During the flying start, the IPM rotates and back-EMF is induced at the machine terminals. When the bottom IGBTs are switched on, a short circuit occurs, causing the current to rise. When the bottom IGBTs are switched off, the current flows through the diodes in the top half-bridge and starts to decrease. To determine the maximum value of the short-circuit current during the zero-voltage pulse, a mathematical model of a IPM in the stationary $\alpha\beta$ reference frame is used. The maximum value of a current peak during the zero-voltage pulse depends on the following IPM parameters: flux linkage and the q -axis inductance, rotor position and speed, and duration of the zero-voltage pulse. The selected duty cycle D should ensure that the maximum value of the short-circuit current overcomes the noise of the current sensor, but also that the current is attenuated to zero between two zero-voltage pulses, thereby following the back-EMF waveform. The current envelope follows the back-EMF waveform, which means that the rotor position and speed could be estimated from the current waveform.

For a mathematical model of IPM during a discontinuous power converter operation mode, a permanent short-circuit is considered. However, during the discontinuous power converter

operation mode, there is no permanent short circuit, but a series of stunted short circuits at the IPM terminals. The switching frequency of the converter corresponds to the frequency of the PWM and is much higher than the frequency of an induced back-EMF. Thereby, the rotor position is assumed to be constant during the k -th short circuit and the IPM model behaves like a DC circuit during the k -th short circuit. Based on these assumptions, a mathematical model of IPM during a discontinuous power converter operation mode is derived in the $\alpha\beta$ reference frame using an exponential function approximation by the first two terms of a Taylor series. Furthermore, when the current is sampled in the middle of the PWM cycle, the resulting current amplitude is halved. A permanent short-circuit approach is used for the estimation algorithm, resulting in a mismatch of the current amplitude and a phase shift of $\pi/2$ rad. Since the current amplitude is controlled by the selected duty cycle D and the phase shift can be easily corrected, a continuous estimation of the rotor position and speed are possible. Finally, an active flux based estimation algorithm with phase-locked loop (PLL) is presented for both discontinuous power converter operation mode and normal converter operation.

Chapter 6 - This chapter is related to the third part of the scientific contribution: **The method for control of the discontinuous power converter operation mode during converter and rotating machine synchronization.**

In the discontinuous power converter operation mode, the duration of the zero-voltage pulse should be high enough to achieve a satisfactory signal-to-noise ratio of the measured current. However, if the selected duty cycle D is too long, the current does not attenuate to zero between two zero-voltage pulses, which leads to a distorted current waveform that does not follow the back-EMF waveform. In addition, the current value should be independent of the machine speed at which the flying start is performed. First, the short-circuit current is defined as the average value of the absolute sample current values. The maximum value of the current during the zero-voltage pulse is kept at the reference value using the PI controller. In this way, the maximum current value during the zero-voltage pulse is controlled and the duty cycle D is adjusted accordingly.

In case the reference value for the short-circuit current is too high, the envelope of the current peaks is distorted. However, the parameters of the estimation algorithm can be chosen such that the rotor speed can still be estimated despite the distorted current waveform. The distortions do occur at the estimated speed, but can be removed by increasing the PLL PI gain before the discontinuous power converter operation mode ends. In this way, it is possible to estimate the correct rotor position and speed, allowing the converter to operate normally even when the current waveform is distorted during the discontinuous power converter operation mode. However, the distortion in the current waveform results in current values higher than the reference value because the current is not attenuated to zero between two zero-voltage pulses. Higher current values could cause torque ripple. Therefore, current distortion should be avoided. A method is

proposed to automatically adjust the reference value to prevent current distortion. It uses the high-pass filter (HPF) to extract only the distortion in the estimated speed caused by the distorted current waveform. The integrator reduces the reference value until the distortions are within the deadband. The described method should be used at start-up and worst case, i.e. at the maximum speed when the back-EMF is highest, and the adjusted value of the reference could be used as a reference value for all speed values below the nominal value.

The parameter adjustment of the estimation algorithm in both discontinuous power converter operation mode and normal operation is presented. The simulation results for both high and low power IPMs and SPMs confirm the effectiveness of the both short-circuit current controller and the automatic adjustment of the short-circuit current reference.

Chapter 7 - This chapter is related to the second part of the scientific contribution: **The mathematical model of a synchronous reluctance machine for the discontinuous power converter operation mode for continuous estimation of rotor position and speed.**

Discontinuous power converter operation mode is used during the flying start, before the inverter is switched on to estimate the rotor position and speed of the SynRM. Since there are no magnets on the rotor of the SynRM, no voltage is induced during rotation. It is possible to turn on the converter with a voltage reference value equal to zero without first estimating the rotor position and speed. However, normal operation would not be possible without additional changes to the algorithms. Magnetizing the machine without knowing the initial rotor position and speed would cause the machine to accelerate or decelerate, creating an acceleration or deceleration torque and consequently causing an unregulated current to flow through the machine. Discontinuous power converter operation mode for SynRMs is just such an algorithm change that enables normal operation of the converter. The estimation of rotor position and speed during flying start proposed in this dissertation is done by injecting square wave signals at a frequency equal to the switching frequency, which is one of the methods based on the anisotropy of the machine. However, the name discontinuous operation has been kept because the development of the method started from the flying start of IPMs. Moreover, the classical methods based on the anisotropy of the machine assume a rotation speed equal to zero because they are intended for these working ranges, which is not the case with a flying start.

Applying an active vector to the terminals of the machine causes current to flow through the machine and magnetize the rotor of the machine. Depending on the design of the machine and the material it is made of, the rotor of the machine may remain magnetized due to the remanent induction. During the remaining time of the switching period, a zero-voltage vector is applied to the machine and a current flows due to the induced voltage caused by the remanent induction of the rotor. The coercive field, or in this case demagnetization of the machine, is produced by applying the opposite active vector. Since two opposite active vectors are applied at different switching periods, the effect of the magnetic field is not the same in both cases. Therefore, one

or more zero-vector switching periods can be applied to the machine terminals after applying two opposite active vectors. In addition, by applying the opposite active vector, the duration of the active vector during a switching period can be relatively long to achieve current levels that are within the high-accuracy range of the current measurement sensor. In addition, by applying an active vector and current flows, electromagnetic torque develops, and by applying an opposite vector, electromagnetic torque develops in the opposite direction. By applying two opposite active vectors, a lower average torque value with a higher ripple is achieved.

For a mathematical model of SynRM during a discontinuous power converter operation mode, a permanent single active vector is considered. However, during the discontinuous power converter operation mode, opposite active vectors and zero-voltage vectors are applied to the SynRM terminals. The rotor position is assumed to be constant during the k -th single active vector and the SynRM model behaves like a DC circuit during the k -th short circuit. Based on these assumptions, a mathematical model of the SynRM during a discontinuous power converter operation mode is derived in the $\alpha\beta$ reference frame by approximating an exponential function by the first two terms of a Taylor series. In addition, the resulting current amplitude is halved when the current is sampled in the middle of the PWM cycle, and only current samples during a single active vector are considered. Finally, in the discontinuous power converter operation mode rotor position and speed are estimated using a second-order generalized integrator (SOGI) and a frequency-locked loop (FLL). In normal operation, rotor position and speed are estimated using a projection vector of the flux error signal.

Chapter 8 - This chapter presents the laboratory setups used for the experimental tests. The experimental tests were conducted in the Laboratory of electrical machines and the Laboratory for electrical machine control. The nameplates of the tested 375 kW IPM in the Laboratory of electrical machines, 5,5 kW IPM and 7,5 kW SynRM in the Laboratory for electrical machine control, as well as the nameplates of the test converters, load machines, load converters, measuring devices, control and acquisition software.

Experimental results are presented separately for the flying start of the IPM, the IPM speed change during the flying start, the switching on the converter of the IPM, the normal operation of the IPM, the flying start of the SynRM, the SynRM speed change during the flying start, and the switching on the converter of the SynRM. For each section, a thorough analysis was performed with corresponding discussion.

Chapter 9 - This chapter presents the conclusions drawn from the experimental results, which confirm the original scientific contributions of the dissertation.

In the discontinuous power converter operation mode, a series of zero-voltage pulses are applied at the machine terminal. The current envelope follows the back-EMF waveform, which means that the rotor position and speed could be estimated from the current waveform. The results of the experimental test confirm the successful estimation of the IPM rotor position and

speed during discontinuous power converter operation mode and the possibility of continuous estimation of the rotor speed, that is, the successful estimation of the change in the rotor speed during the discontinuous power converter operation mode. This confirmed the correctness of the mathematical model of the permanent magnet synchronous machine, on which the proposed methods are based.

A change in the rotor speed will also lead to a change in the induced voltage in the permanent magnet synchronous machine, and thus to a change in the value of current during the zero-voltage pulse. A method of short-circuit current measurement was proposed, for which a regulator for maintaining the short-circuit current at the reference value was also implemented. An algorithm for determining the reference value of the short-circuit current is also proposed, with which it is possible to achieve the best signal-to-noise ratio. Simulation tests were carried out on four machines, both high and low power IPMs and SPMs. The results of the simulation test confirm the successful setting of the short-circuit current reference value. The results of the experimental test confirm the successful maintenance of the short-circuit current at the reference value when the value of the rotor speed is changed.

Discontinuous power converter operation mode was then adapted to synchronous reluctance machines, where due to the absence of magnets on the rotor of the machine, it is necessary to apply the active voltage vector of the converter instead of the zero-voltage vector in order for the current to flow. A proposed method applies opposite active vectors to demagnetize the machine and allow the current to drop to zero. The results of the experimental test justify the opposite active vector approach and confirm the successful estimation of the SynRM rotor position and speed during discontinuous power converter operation mode and the possibility of continuous estimation of the rotor speed, that is, the successful estimation of the change in the rotor speed during the discontinuous power converter operation mode. This confirmed the correctness of the mathematical model of the synchronous reluctance machine, on which the proposed methods are based.

Keywords: permanent magnet synchronous machine, synchronous reluctance machine, flying start, discontinuous converter operation, speed and position estimation, sensorless control

Sadržaj

1. Uvod	1
1.1. Sinkroni strojevi2
1.2. Leteći start4
1.3. Izvorni znanstveni doprinos5
1.4. Struktura rada6
2. Estimacija brzine vrtnje i položaja rotora sinkronih strojeva	8
2.1. Metode estimacije na temelju modela stroja8
2.2. Metode estimacije na temelju magnetske anizotropije stroja9
2.3. Estimacija tijekom letećeg starta11
3. Matematički modeli sinkronih strojeva	15
3.1. Koordinatni sustavi sinkronoga stroja16
3.1.1. Dvofazni mirujući koordinatni sustav17
3.1.2. Dvofazni rotirajući koordinatni sustav18
3.2. Matematički model sinkronoga stroja s permanentnim magnetima19
3.2.1. Model u $\alpha\beta$ sustavu21
3.2.2. Model u dq sustavu22
3.2.3. Elektromagnetski moment24
3.3. Matematički model sinkronoga reluktantnoga stroja potpomognutog s permanentnim magnetima25
3.3.1. Model u $\alpha\beta$ sustavu26
3.3.2. Model u dq sustavu27
3.3.3. Elektromagnetski moment27
4. Upravljanje sinkronim strojevima	29
4.1. Radno područje sinkronih strojeva30
4.1.1. Utjecaj magnetskog zasićenja na parametre stroja31
4.1.2. Radno područje IPM-a34
4.1.3. Radno područje PMA-SynRM-a36

4.2.	Vektorsko upravljanje37
4.2.1.	Pretvarač napona i frekvencije37
4.2.2.	Struktura vektorskog upravljanja sinkronim strojem39
4.2.3.	Vektorska modulacija širine impulsa41
5.	Isprekidani način rada pretvarača za sinkroni stroj s permanentnim magnetima	45
5.1.	Izvedba isprekidanoga načina rada pretvarača45
5.2.	Matematički model IPM-a tijekom isprekidanoga načina rada46
5.3.	Estimacija položaja rotora tijekom trajnog načina rada51
5.4.	Estimacija položaja rotora tijekom isprekidanoga načina rada52
6.	Upravljanje isprekidanim načinom rada pretvarača za sinkrone strojeve s permanentnim magnetima	55
6.1.	Regulator struje kratkoga spoja55
6.1.1.	Simulacijska ispitivanja56
6.2.	Podešenje PI PLL regulatora estimatora brzine vrtnje i položaja59
6.2.1.	Simulacijska ispitivanja60
6.3.	Automatsko podešenje referentne vrijednosti struje kratkoga spoja61
6.3.1.	Simulacijska ispitivanja63
7.	Isprekidani način rada pretvarača za sinkroni reluktantni stroj	66
7.1.	Izvedba isprekidanog načina rada pretvarača66
7.2.	Matematički model SynRM-a tijekom isprekidanog načina rada67
7.3.	Estimacija položaja rotora tijekom isprekidanog načina rada70
7.4.	Estimacija položaja rotora tijekom trajnog načina rada72
8.	Eksperimentalna ispitivanja predloženih metoda	74
8.1.	Laboratorijski postavi74
8.1.1.	Ispitna stanica u Laboratoriju električnih strojeva75
8.1.2.	Ispitna stanica u Laboratoriju regulacije električnih strojeva78
8.2.	Rezultati ispitivanja estimacije položaja rotora IPM-a83
8.2.1.	Leteći start IPM-a83
8.2.2.	Promjena brzine vrtnje IPM-a tijekom isprekidanoga načina rada87
8.2.3.	Uklop IPM-a89
8.2.4.	Trajni rad IPM-a92
8.3.	Rezultati ispitivanja estimacije položaja rotora SynRM-a95
8.3.1.	Leteći start SynRM-a96
8.3.2.	Promjena brzine vrtnje SynRM-a tijekom isprekidanoga načina rada97
8.3.3.	Uklop SynRM-a98

9. Zaključak	100
Literatura	103
Popis slika	115
Popis tablica	119
Životopis	121
Curriculum vitae	124

1.Uvod

Prvi električni stroj patentiran je 1837. godine [1], no njihova globalna uporaba započela je tek na kraju 19. stoljeća [2] nakon daljnjeg razvoja istosmjernih motora, te otkrića izmjeničnih strojeva, a osobito transformatora i trofaznog sustava. Do 60-ih godina 20. stoljeća, ti su strojevi bili glavni elementi elektroenergetskog sustava: sinkroni generatori za proizvodnju električne energije, transformatori za prijenos električne energije, te asinkroni i istosmjerni strojevi za elektromehaničke pogone [2]. Izum tiristora (engl. *Silicon Controlled Rectifier*, SCR) 50-ih godina [3] omogućio je razvoj energetskih pretvarača za istosmjerne pogone promjenjive brzine vrtnje tijekom 60-ih godina [4]. Dvoosnu teoriju izmjeničnih strojeva postavio je Blondel još krajem 19. stoljeća [5], a matematičku podlogu predstavio je Park 1929. godine [6]. No, primjena dvoosne teorije čekala je sve do kraja 80-ih godina 20. stoljeća kada je razvijena tehnika modulacije širine impulsa (engl. *Pulse-Width Modulation*, PWM) te su otkriveni bipolarni tranzistori (engl. *Bipolar Junction Transistor*, BJT) i tranzistori s izoliranom upravljačkom elektrodom (engl. *Insulated-Gate Bipolar Transistor*, IGBT). Procjenjuje se kako danas asinkroni strojevi prevladavaju u elektromotornim pogonima zbog čega se nazivaju i radnim konjima industrije [7]. Motori srednjih snaga, između 0,75 kW i 375 kW, čine oko 68 % potrošnje električne energije svih elektromotornih pogona, dok elektromotorni pogoni čine između 43 % i 46 % sve potrošnje električne energije u svijetu, što odgovara oko 6040 Mt emisija CO₂ [8].

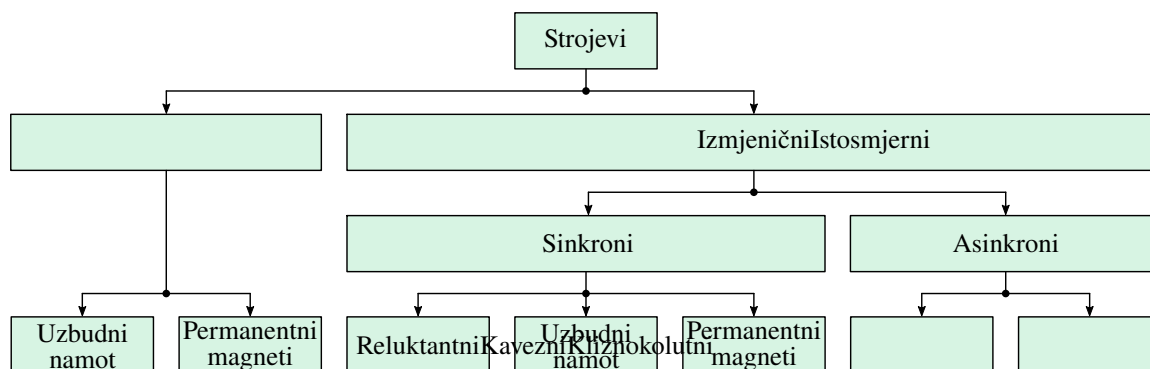
Europski parlament i Vijeće donijelo je Direktivu o energetske učinkovitosti 2009. godine [9] u kojoj je postavljen cilj za 2020. godinu: smanjenje stakleničkih plinova za barem 20 % spram emisija 1990. godine, povećanje udjela obnovljivih izvora energije na barem 20 % i povećanje energetske korisnosti za barem 20 % u usporedbi sa procjenom energetske korisnosti koja bi bila da se ova mjera nije uvela. Direktive iz 2018. godine [10, 11] postavile su cilj za 2030. godinu: udio obnovljivih izvora energije barem 32 % te povećanje energetske učinkovitosti barem 32,5 % čime se očekuje smanjenje emisija stakleničkih plinova za 50 do 55 %. Također, i globalni napori za smanjenje emisija stakleničkih plinova svake su godine sve jači [12].

Iz tog razloga dalje se razvijaju postojeće tehnologije, ali stvaraju i nove. Sinkroni strojevi s permanentnim magnetima (engl. *Permanent Magnet Synchronous Machine*, PMSM) svoje mjesto nalaze u obnovljivima izvorima energije gdje se koriste kao generatori u vjetroagregatima [13]. Kao motori se koriste u električnoj vuči gdje su najpopularniji izbor za električna i hibridna

vozila [14]. Zbog relativno visoke korisnosti sinkronih reluktantnih strojeva (engl. *Synchronous Reluctance Machine*, SynRM) [15] njihova primjena se nalazi u pogonu pumpi i ventilatora koji čine gotovo 60% potrošnje sve proizvedene električne energije [16]. Smanjenje troškova inicijalnog ulaganja te kontinuiranog održavanja, kao i povećanje robusnosti radi smanjenja zastoja u radu, samo je jedan od daljnjih koraka u razvoju ovih tehnologija.

1.1. Sinkroni strojevi

Podjela strojeva prema [17] prikazana je na slici 1.1, a strojevi su podijeljeni prema vrsti napona napajanja, načinu rada te izvedbi uzbuđnog ili rotorskog namota. Postoje i mnoge druge vrste strojeva koje se pronalaze u svakodnevnoj uporabi, ali zbog jednostavnosti nisu navedene. Jedan od primjera takvog stroja je beskolektorski istosmjerni stroj (engl. *Brushless Direct Current*, BLDC) koji je svojom izvedbom sličan sinkronom stroju s permanentnim magnetima (PMSM), ali su magneti na rotoru izvedeni tako da je tijekom vrtnje valni oblik inducirano napona – inducirane elektromotorne sile (engl. *Back Electromotive Force*, Back-EMF) trapeznog oblika. Kod sinkronih strojeva s permanentnim magnetima, valni oblik inducirano napona je sinusnog oblika pa se u literaturi može pronaći i naziv beskolektorski izmjenični stroj (engl. *Brushless Alternating Current*, BLAC). Također, nisu navedene ni vrste strojeva malih snaga (ispod 0,75 kW) koji čine većinu svih motora koji se koriste, ali je njihov udio u ukupnoj potrošnji električne energije oko 9% [8].



Slika 1.1. Podjela strojeva.

Sinkroni strojevi s uzbuđnim namotom svakako su najpoznatiji predstavnici grupe sinkronih strojeva, a najčešće se koriste kao generatori u konvencionalnim elektranama [18]. Na statoru sinkronoga stroja smješten je trofazni armaturni namot koji je simetrično raspoređen po obodu stroja. Na rotoru je smješten uzbuđni namot koji se napaja istosmjernim naponom, a napajanje može biti izvedeno uzbuđnikom ili statičkom uzbuđom preko četkica i kliznih prstena ili beskontaktnom uzbuđom. Sinkroni generatori dijele se na:

- strojeve s cilindričnim rotorima: zbog kompaktne izvedbe rotora pogodni su za turbine s visokim brzinama vrtnje (1500 min^{-1} i 3000 min^{-1}). Često se nazivaju i turbogeneratori

jer se pogone parnim ili plinskim turbinama.

- strojeve s izraženim polovima: zbog izvedbe rotora s magnetskom anizotropijom¹ pogodni su za turbine s nižim i srednjim brzinama vrtnje (od 50 min^{-1} do 1000 min^{-1}). Često se nazivaju i hidrogeneratori jer se pogone vodnim turbinama.

Kompaktni rotor znači da je on relativno manjih dimenzija, a time i momenta tromosti što je često tražena karakteristika u pogonima s velikom dinamikom, tzv. servo pogonima. Nažalost, niti jedna izvedba napajanja uzbudnog namota nije prikladna kod motora malih i srednjih snaga. Od 1932. godine koriste se AlNiCo permanentni magneti² umjesto uzbudnog namota, ali samo kod strojeva manjih snaga zbog relativno slabih magnetskih svojstava AlNiCo magneta [19]. Keramički feriti napravljeni iz smjese nemagnetskih materijala oksida željeza i oksida dvovalentnih metala počinju se primjenjivati od 1960-ih godina [20]. Iako imaju relativno nisku vrijednost remanentne indukcije, niska cijena i druge prednosti feritnih magneta dovele su do njihove uspješne primjene te danas čine skoro 75 % svih korištenih magneta u svijetu [20]. Rijetki zemni metali³ (engl. *rare earth elements*) otkriveni su još krajem 18. stoljeća [21], a svoju primjenu nalaze od 1960-ih godina u TV uređajima s ekranom u boji [22]. Tijekom 1980-ih godina započinje komercijalizacija magneta na bazi rijetkih zemnih metala, a tako i u sinkronim strojevima s permanentnim magnetima⁴. Oni svoju primjenu nalaze u mnogim važnim područjima poput električnih vozila, dizala i vjetroagregata [20] zbog velikog stupnja korisnosti i faktora snage, velikog omjera snage i mase (gustoća snage) te velikog omjera momenta i momenta tromosti (gustoća momenta).

Međutim, početkom 2010-ih cijena neodimija i disprozija nakratko je narasla za oko 20 puta u više navrata [20, 22] što je imalo značajan utjecaj na proizvođače sinkronih strojeva s permanentnim magnetima. Tada je ponovno započelo „otkrivanje“ sinkronih reluktantnih strojeva na temelju iskustva stečenoga prilikom razvoja sinkronih strojeva s permanentnim magnetima i magnetskom anizotropijom, poznatom još od hidrogeneratora. Princip rada električnog stroja na temelju magnetske anizotropije dao je još Blondel [5], a ovisnost momenta i snage o kutu opterećenja izvedena je nekoliko godina kasnije [23]. Veliki nedostatak sinkronih reluktantnih strojeva je nemogućnost pokretanja izravno na mrežu iz mirovanja pa se na obod rotora ugrađivao kavez [15]. No, takvo rješenje smanjuje korisnost sinkronog reluktantnoga stroja, što je njegova glavna prednost u usporedbi s asinkronim strojevima. Ako se sinkroni reluktantni stroj koristi s energetskim pretvaračem, tada ovaj nedostatak ne dolazi do izražaja. Zamjenom postojećih motora sa sustavom energetskog pretvarača i motora procjenjuje se mogućnost uštede oko 20 %

¹Osobina nekih tijela da u raznim smjerovima imaju različita fizička svojstva.

²AlNiCo: aluminij-nikal-kobalt

³Naziv dolazi od arhaičnoga engleskog termina za opis oksidiranog minerala. Ovi elementi se rijetko nalaze u koncentriranim količinama, a zapravo su obilno prisutni u Zemljinoj kori.

⁴Koriste se SmCo (samariji-kobalt) i NdFeB (neodimij-željezo-bor) u koje se ponekad dodaje i Dy (disporzij) za povećanje radne temperature.

[8] što čini sinkroni reluktantni stroj atraktivno rješenje za pogone pumpi i ventilatora.

Sinkrone reluktantne strojeve odlikuje visoka korisnost, mogućnost preopterećenja i razina robusnosti [20]. Međutim, kako bi se postigla relativno velika specifična gustoća momenta, magnetska anizotropija stroja mora biti više izražena. To zahtjeva veću struju magnetiziranja, što smanjuje faktor snage, a time je potrebno i koristiti energetske pretvarače veće nazivne struje. Kada ovakvo rješenje nije prihvatljivo, tada se u rotor stroja ugrađuju jeftiniji magneti na bazi keramičkih ferita koji svojom magnetizacijom potpomažu u stvaranju momenta. Tako se postiže veća gustoća momenta i snage uz smanjenje faktora snage, a takvi se strojevi nazivaju i sinkroni reluktantni strojevi potpomognuti s permanentnim magnetima (engl. *Permanent Magnet Assisted Synchronous Reluctance Machine*, PMA-SynRM). Iako takvi strojevi svojom izvedbom pripadaju grupi sinkronih strojeva s permanentnim magnetima, često se svrstavaju u grupu sinkronih reluktantnih strojeva s obzirom na to da se moment primarno razvija zbog izražene anizotropije stroja.

U ovoj disertaciji pojam sinkroni stroj odnosit će se na:

1. sinkrone strojeve s permanentnim magnetima (PMSM) na bazi rijetkih zemnih metala s primjenom u generatorima vjetroagregatima,
2. sinkrone reluktantne strojeve (SynRM) s primjenom u pogonu pumpi i ventilatora.

S obzirom na to da za predložena rješenja letećeg starta nije bitan smjer energije, naziv stroj će se koristiti u općem slučaju, a motor ili generator tijekom primjera rada. Dana teorija može se proširiti i na sinkrone reluktantne strojeve potpomognute s permanentnim magnetima, stoga je u radu dan matematički model tog stroja.

1.2. Leteći start

Upravljački algoritmi energetskog pretvarača baziraju se na tehnici sklapanja tranzistorskih sklopki (najčešće IGBT) tako da se napon napajanja trofaznog izmjeničnog stroja promatra kao vektor kojem je moguće mijenjati amplitudu, fazu i frekvenciju. Do sada je predložen veći broj algoritama, no dva su temeljna pristupa koji su implementirani u većinu današnjih energetskih pretvarača:

- vektorsko upravljanje (engl. *Vector Control*, VC), odnosno upravljanje orijentacijom toka (engl. *Field-Oriented Control*, FOC) te
- izravno upravljanje momentom i tokom (engl. *Direct Torque Control*, DTC).

Elektromotorni pogoni u koje su ugrađene navedene strukture upravljanja rade u širokom rasponu brzina vrtnje, mogu razviti najveći dopušteni moment u mirovanju te iznimno brzo postići zahtijevanu brzinu vrtnje. No, strukture upravljanja vezane su uz položaj vektora magnetskog toka koji je čvrsto vezan uz položaj rotora.

Uobičajeno se položaj rotora sinkronoga stroja mjeri, što zahtjeva dodatnu investiciju,

povećanje potrebnog mjesta za ugradnju i dodatno ožičenje. Kvar mjernog člana položaja i brzine vrtnje rotora, pretvornika za obradu signala ili ožičenja nužno dovodi do zaustavljanja pogona, a može dovesti i do oštećenja pretvarača, stroja ili radnog mehanizma. Estimacijom položaja rotora povećava se robusnost pogona, smanjuju se inicijalni troškovi i troškovi održavanja.

Razvijeni algoritmi opisani u znanstvenim člancima koriste se za estimaciju brzine vrtnje i položaja rotora kada se pretvaračem sinkroni stroj pokreće iz mirovanja. Ako se razvijeni algoritmi primjene u pogonima gdje se rotor sinkronoga stroja vrti prije uključanja pretvarača, neizbježan je udarac struje i momenta na osovini pogona. Leteći start (engl. *flying start*) je postupak sinkronizacije energetskog pretvarača i stroja tijekom kojeg se estimira brzina vrtnje i položaj rotora te iznos induciranog napona prije uključanja pretvarača.

Leteći start je potreban u sljedećim aplikacijama:

- vjetroturbine i hidroturbine: pretvarač se uključuje tek kada turbina postigne brzinu vrtnje veću od najmanje dozvoljene radnje brzine (engl. *cut-in speed*).
- pumpe i ventilatori: prije uključanja pretvarača, radni mehanizam se može vrtjeti pod utjecajem strujanja fluida u radnom mehanizmu.
- pogoni s velikom inercijom poput pila i škara: u slučaju kratkotrajnog propada napona pretvarač dojavljuje kvar i prestaje s radom. Po uspostavi napona napajanja potrebno je ponovo započeti s radom, no zbog velike inercije stroj se i dalje vrti. Osim toga, postoje i izvedbe gdje jedan pretvarač služi za pokretanje i zaustavljanje više radnih mehanizama koji su u normalnom radu spojeni izravno na mrežu.

1.3. Izvorni znanstveni doprinos

Izvorni znanstveni doprinos ove disertacije vezan je uz leteći start sinkronoga stroja s permanentnim magnetima i leteći start sinkronoga reluktantnoga stroja primjenom isprekidanoga načina rada energetskoga pretvarača, a sastoji se od:

1. **Matematički model sinkronoga stroja s permanentnim magnetima za isprekidani način rada energetskoga pretvarača u svrhu kontinuirane estimacije brzine vrtnje i položaja rotora.**

Ovaj doprinos obuhvaća detaljan izvod matematičkog modela sinkronoga stroja s permanentnim magnetima tijekom isprekidanoga načina rada energetskog pretvarača primjenom niza nul-vektora. Opisana je izvedba isprekidanoga načina rada te je dan primjer kontinuirane estimacije brzine vrtnje i položaja rotora sinkronoga stroja s permanentnim magnetima.

2. **Matematički model sinkronoga reluktantnoga stroja za isprekidani način rada energetskog pretvarača u svrhu kontinuirane estimacije brzine vrtnje i položaja rotora.**

Ovaj doprinos obuhvaća detaljan izvod matematičkog modela sinkronoga reluktantnoga stroja tijekom isprekidanoga načina rada energetskog pretvarača primjenom niza aktivnih vektora. Opisana je izvedba isprekidanoga načina rada te je dan primjer kontinuirane estimacije brzine vrtnje i položaj rotora sinkronoga reluktantnoga stroja.

3. Metoda upravljanja isprekidanim načinom rada energetskog pretvarača tijekom perioda sinkronizacije pretvarača i sinkronoga stroja u vrtnji.

Ovaj doprinos obuhvaća metodu upravljanja duljinom trajanja nul-vektora energetskog pretvarača tijekom isprekidanoga načina rada letećeg starta sinkronoga stroja s permanentnim magnetima za ostvarivanje uvjeta iz matematičkog modela, uz najveći omjer signala i šuma.

1.4. Struktura rada

Ova doktorska disertacija podijeljena je u 9 poglavlja:

Poglavlje 1 - U ovom poglavlju prvo je sažeto dana povijest električnih strojeva i potreba za povećanjem energetske učinkovitosti. Izložena je motivacija za znanstveno istraživanje, dane su osnovne definicije te je predstavljen problem koji istraživanje nastoji riješiti. Nabrojani su i opisani izvorni znanstveni doprinosi te je opisana struktura rada.

Poglavlje 2 - Ovo poglavlje prikazuje pregled dosadašnjeg istraživanja u području estimacije brzine vrtnje i položaja sinkronih strojeva objavljeni u međunarodnoj literaturi. Dan je pregled literature estimacije koji se koriste za pokretanje strojeva iz mirovanja, a posebno su obrađene predložene metode za leteći start.

Poglavlje 3 - U ovom poglavlju su prikazani poprečni presjeci sinkronih strojeva koje razmatra ova doktorska disertacija. Predstavljeni su koordinatni sustavi u kojima se prikazuju matematički modeli strojeva i transformacije potrebne za prebacivanje modela i veličina između koordinatnih sustava. U potpunosti je izveden matematički model sinkronoga stroja s unutarnjim permanentnim magnetima te način svođenja na model sinkronoga stroja s površinskim permanentnim magnetima. Izveden je matematički model sinkronoga reluktantnoga stroja potpomognut s permanentnim magnetima i način svođenja na model sinkronoga reluktantnoga stroja.

Poglavlje 4 - U ovom poglavlju se razmatra trajni rad stroja. Objašnjeni su načini modeliranja induktiviteta i uzrok promjene njihovih vrijednosti u radnom području stroja tijekom trajnog rada. Izvedene su granice trajnog rada stroja s obzirom na ograničenja struje i napona, te je prikazana krivulja momenta koja se ostvaruje uz najmanju amplitudu struje. Prikazana je energetska shema pretvarača napona i frekvencije te su objašnjeni glavni dijelovi. Opisano je vektorsko upravljanje sinkronim strojem i detaljno je izložena vektorska modulacija širine impulsa.

Poglavlje 5 - Ovo poglavlje je vezano uz prvi dio znanstvenog doprinosa. Na temelju izvedbe isprekidanoga načina rada za sinkrone strojeve s permanentnim magnetima izveden je

matematički model sinkronoga stroja s permanentnim magnetima tijekom isprekidanoga načina rada za kontinuiranu estimaciju brzine vrtnje i položaja rotora. Analizirano je uzorkovanje struje tijekom isprekidanoga načina rada. Predložen je algoritam estimacije brzine vrtnje i položaja rotora koji se može koristiti tijekom isprekidanog i trajnog načina rada.

Poglavlje 6 - Ovo poglavlje je vezano uz treći dio znanstvenog doprinosa. Izvedena je metoda određivanja trajne vrijednosti struje kratkog spoja iz uzorkovane struje tijekom isprekidanoga načina rada. Predložen je regulator trajne vrijednosti struje kratkog spoja s kojim se njena vrijednost održava na zadanom iznosu neovisno u brzini vrtnje sinkronoga stroja s permanentnim magnetima. Izveden je postupak podešavanja parametara algoritma estimacije brzine i položaja rotora koji se može koristiti tijekom isprekidanog i trajnog načina rada. Dan je algoritam automatskog podešenja referentne vrijednosti struje kratkog spoja i njegova mogućnost za podešavanje parametara algoritma estimacije. Priloženi su rezultati simulacijskih ispitivanja za više različitih strojeva.

Poglavlje 7 - Ovo poglavlje je vezano uz drugi dio znanstvenog doprinosa. Na temelju izvedbe isprekidanoga načina rada za sinkrone reluktantne strojeve izveden je matematički model sinkronog reluktantnoga stroja tijekom isprekidanoga načina rada za kontinuiranu estimaciju brzine vrtnje i položaja rotora. Predložen je algoritam kontinuirane estimacije brzine vrtnje i položaja rotora tijekom isprekidanoga načina rada na temelju uzorkovane struje jedne osi. Predstavljen je algoritam estimacije brzine vrtnje i položaja rotora za trajni rad stroja te način sinkronizacije s algoritmom isprekidanoga načina rada.

Poglavlje 8 - U ovom poglavlju su prikazani laboratorijski postavi korišteni za eksperimentalna ispitivanja te su dani nazivni podaci korištene opreme, i to sinkronih strojeva s permanentnim magnetima, sinkronih reluktantnih strojeva, pretvarača napona i frekvencije, pogonskih strojeva i mjerne opreme. Izloženi su rezultati eksperimentalnih ispitivanja, te su rezultati i komentirani.

Poglavlje 9 - U ovom poglavlju dani su zaključci iz eksperimentalnih rezultata koji potvrđuju izvorne znanstvene doprinose doktorske disertacije.

2. Estimacija brzine vrtnje i položaja rotora sinkronih strojeva

Metode za estimaciju brzine vrtnje i položaja rotora sinkronih strojeva mogu se podijeliti na [24–27]:

1. **metode estimacije na temelju modela stroja:** zasnovane su na induciranom naponu ili magnetskom toku u stroju. Magnetski tok može se odrediti integracijom napona ili strujno ovisnim funkcijama. Kod malih brzina vrtnje, inducirani je napon malog iznosa pa su u tom području metode nepouzdanе, a prilikom mirovanja stroja neuspješne. U tom se području mogu koristiti strujno ovisne funkcije što često zahtjeva potpuno poznavanje modela stroja.
2. **metode estimacije na temelju magnetske anizotropije stroja:** iskorištavaju magnetsku nesimetriju rotora po njegovim osima injektiranjem signala visoke frekvencije u komponentu statorskog napona ili struje. Kod srednjih i visokih brzina vrtnje, osnovna komponenta statorskog napona je relativno velikog iznosa, pa zbog naponskog ograničenja energetskog pretvarača nije moguće kvalitetno injektirati signal.

2.1. Metode estimacije na temelju modela stroja

Metode estimacije na temelju modela stroja baziraju se na naponskoj jednadžbi stroja koja u sebi sadrži informaciju o induciranom naponu u stroju (engl. *Back Electromotive Force*, Back-EMF). S obzirom na to da je vektor induciranog napona ovisan o brzini vrtnje i položaju rotora, estimacijom njegovog iznosa i kuta moguće je estimirati brzinu vrtnje i položaj rotora sinkronog stroja [28]. Predložena je i estimacija brzine vrtnje i položaja rotora na temelju estimacije induktiviteta jedne faze [29]. Ove metode nazivaju se izravne metode jer u sebi ne sadrže povratnu vezu, zbog čega su izuzetno osjetljive na točno poznavanje parametara stroja.

Kod metoda estimacije na temelju modela stroja s povratnom vezom, sinkroni stroj je modeliran u upravljačkom sustavu s istim ulaznim veličinama kao i stroj s kojim se upravlja te se izlaz iz modela stroja uspoređuje s mjerenim veličinama. Povratna veza ostvarena je tako da se nekim od algoritama ukloni greška između izlaza modela i mjerenja te pri tome estimira položaj

rotora. Ove metode se dosta često temelje na toku u stroju koji se može odrediti na dva načina:

- iz inducirano napona: inducirani napon određuje se iz naponske jednadžbe stroja, a zatim se nekom od metoda integrira kako bi se odredio iznos magnetskog toka [30]. Stoga se ovaj pristup u literaturi naziva i naponski model stroja.
- iz mjerenih struja: u upravljačkom algoritmu pohranjene su unaprijed određene funkcije ovisnosti ili pregledne tablice (engl. *Lookup table*, LUT) ovisnosti magnetskog toka o iznosima struja [31–34]. Funkcije ili tablice određuju se ispitivanjem tijekom puštanja u pogon (*offline* metode), za vrijeme rada stroja (*online* metode) ili na računalu primjenom metode konačnih elemenata (engl. *Finite Element Method*, FEM) nad poznatom geometrijom i sastavom materijala stroja. S obzirom na to da se tok određuje na temelju mjernih struja, u literaturi se ovaj pristup naziva i strujni model.

Na točnost naponskog modela stroja najviše utječe pad napona na statorskom namotu stroja koji dolazi do izražaja pri malim brzinama vrtnje i velikim opterećenjima. Točnost strujnog modela najviše je ograničena rasponom raspoloživih mjerenja ili modeliranja na računalu. Zato se često u literaturi primjenjuje korištenje strujnog modela na malim brzinama vrtnje, a naponskog modela na srednjim i visokim brzinama vrtnje [35].

Kod strojeva s magnetskom anizotropijom na rotoru, za potrebe estimacije brzine vrtnje i položaja rotora, potrebno je svesti matematički model stroja tako da u glavnom dijelu odgovara matematičkom modelu stroja bez magnetske anizotropije. Metoda svođenja po inducirano naponu naziva se model proširenog inducirano napona (engl. *extended back-EMF model*), a predstavljena je u [36]. Metoda svođenja po magnetskom toku pronalazi se pod različitim imenima: fiktivni (engl. *fictitious flux model*) [37], aktivni (engl. *active flux model*) [38], djelomični (engl. *partial flux model*) [39] i prošireni (engl. *extended flux model*) [40] model toka.

Najčešće korišteni algoritmi jednostavne i srednje složenosti su estimator poremećaja (engl. *Disturbance observer*, DO) [36], adaptivni observer stanja (engl. *Adaptive State Observer*, ASO) [37], adaptacija modela prema referentnom modelu (engl. *Model Reference Adaptive System*, MRAS) [41], fazno zaključana petlja (engl. *Phase Locked Loop*, PLL) [42–44] i observer u kliznom režimu rada (engl. *Sliding Mode Observer*, SMO) [45–49]. Robusne metode estimacije na temelju modela stroja s povratnom vezom poput proširenog Kalmanovog filtra (engl. *Extended Kalman Filter*, EKF) [50] ili neuronske mreže umjetnog neurona (engl. *Adaptive Linear Neuron*) [51] mogu uspješno estimirati brzinu vrtnje čak i kod malih brzina vrtnje, no izvedba u upravljačkom algoritmu vrlo je složena uz velike računске zahtjeve.

2.2. Metode estimacije na temelju magnetske anizotropije stroja

Metode estimacije na temelju magnetske anizotropije stroja temelje se na magnetskoj nesimetriji rotora sinkronoga stroja koji može biti izveden:

- s permanentnim magnetima na površini rotora: Relativna permeabilnost magneta za vanjsko polje iznosi $1.02 \div 1.2$ što efektivno predstavlja konstantni zračni raspored pa je magnetski otpor jednak u svim osima stroja. Međutim, uslijed postojanja toka rotora, dolazi do zasićenja magnetskih putova u pojedinim dijelovima jezgre stroja. Zasićenje smanjuje relativnu permeabilnost željeza jezgre i dolazi do anizotropije koju je moguće iskoristiti za estimaciju brzine vrtnje i položaja [52, 53], ali ne i za razvijanje momenta na osovini stroja. Naziva se i sinkroni stroj s površinskim permanentnim magnetima (engl. *Surface Permanent Magnet Machine*, SPM).
- s permanentnim magnetima umetnutim u plitke utore rotora: željezna jezgra rotora između magneta predstavlja izražene polove stroja i magnetski otpor rotora nije jednak u svim osima stroja. Kao i prethodnom slučaju, anizotropiju je moguće iskoristiti samo za estimaciju brzine vrtnje i položaja rotora. Naziva se i sinkroni stroj s umetnim permanentnim magnetima (engl. *Surface Inset Permanent Magnet Machine*, SIPM).
- s permanentnim magnetima umetnutim u rotor stroja: umetnutim magneti daju veću otpornost centrifugalnim silama i demagnetizaciji, a zbog izražene anizotropije postoji i mogućnost razvijanja značajnog reluktantnog momenta. Naziva se i sinkroni stroj s unutarnjim permanentnim magnetima (engl. *Interior Permanent Magnet Machine*, IPM).
- s barijerama na rotoru: zračne barijere u rotoru predstavljaju put male magnetske vodljivosti naspram dijela rotora u kojem ih nema. Naziva se i sinkroni reluktantni¹ stroj (engl. *Synchronous Reluctance Machine*, SynRM).

Anizotropija se iskorištava tako da se u komponentu statorskog napona ili struje injektira dodatan signal visoke frekvencije. Na temelju mjerenja odziva struje ili napona visoke frekvencije te obrade odziva moguće je estimirati položaj rotora čak i kod malih brzina vrtnje i mirovanja. Injektiranje signala može se izvesti na dva načina: unošenjem ispitnih signala u modulirani napon ili dodavanjem signala visoke frekvencije referentnim vrijednostima napona ili struje.

Unošenje ispitnih signala prvi je put predstavljeno primjenom INFORM (engl. *Indirect Flux detection by On-line Reactance Measurement*) metode [54]. Ispitni signali unose se tijekom nul-vektora jedne periode vektorske modulacije širine impulsa napona (PWM) i pritom se mjeri promjena iznosa struje posebnim di/dt mjeračima. Kasnije je metoda proširena i unaprijeđena [55–59], predložen je i sličan pristup [60], a metode [61, 62] privremeno prekidaju PWM kako bi se unijeli ispitni signali. Metoda [63] ne unosi ispitne signale nego je PWM dodatno modificiran tako da se može primijeniti princip INFORM metode. Prednosti navedenih metoda su: položaj rotora može se estimirati unutar nekoliko ciklusa PWM-a, a frekvencija ispitnih signala jednaka ili veća od frekvencije PWM-a pa nema utjecaja na upravljačku strukturu. S druge strane, ispitni signali su vektori pretvarača, odnosno njihova amplituda jednaka je naponu istosmjernog međukruga pa se unose značajna buka i vibracije. Također, potreban je brzi i precizan di/dt

¹Naziv je dobio prema magnetskom otporu (reluktanciji) koja nije istog iznosa u obje osi stroja.

mjerač posebno prilagođen pojedinom pretvaraču te je potrebno modificirati standardni PWM. Navedene metode primjenjive su isključivo pri malim brzinama vrtnje i mirovanju kada je vektor napona malog iznosa i frekvencije, a trajanje nul-vektora dovoljno dugačko za unos ispitnih signala. Pri većim brzinama, trajanje nul-vektora nije dovoljno dugo, dok prekidanje PWM-a bitno utječe na iznos vektora napona. Metoda [64] omogućava primjenu na svim brzinama vrtnje uz modifikaciju PWM-a te korištenje većeg broja di/dt mjerača ugrađenih u namote svake faze sinkronoga stroja.

Metoda kod koje se dodaje sinusni napon visoke frekvencije na referentni iznos napona u dvoosnom stacionarnom sustavu je prvi put predložena za asinkrone strojeve [65], a kasnije je teorija poopćena tako da vrijedi za sve strojeve s anizotropijom [66]. Ista grupa istraživača je kasnije predložila i dodavanje sinusnog napona visoke frekvencije na referentni iznos napona u estimiranom rotirajućem sustavu [67]. U brojnim radovima [68–82] napravljene su usporedbe i analize injektiranja sinusnih signala, a predložen je i njihov razvoj. Nedavno je predložena i metoda injektiranja pulsirajućeg signala u estimirani koordinatni sustav stalne frekvencije [83]. Prednost navedenih metoda injektiranja sinusnih signala je mogućnost korištenja standardnih struktura upravljanja bez modifikacije PWM-a, a amplituda injektiranog signala relativno je malog iznosa pa buka i vibracije nisu značajni. Frekvencija injektiranog signala obično se odabire 10 puta manjom od frekvencije PWM-a što može značajno utjecati na regulacijske petlje struje standardne upravljačke strukture.

Kako bi se uklonio utjecaj injektiranog signala na upravljačku strukturu, predložene su metode injektiranja pravokutnog signala frekvencije bliske frekvenciji PWM-a [83–92], no primjenjive su samo kod malih brzina vrtnje i mirovanja, dok je veći opseg brzina vrtnje moguć samo uz posebno projektirani sinkroni stroj [93].

Navedene metode često modeliraju samo jednu vrstu anizotropije što unosi grešku u estimaciju položaja. U [94–106] utjecaj je detaljno analiziran i modeliran, a u nekima su predloženi i kompenzacijski algoritmi.

2.3. Estimacija tijekom letećeg starta

Metode estimacije na temelju magnetske anizotropije pogodne su za primjenu na malim brzinama vrtnje i u mirovanju. Metode estimacije na temelju modela stroja pogodne su primjenu na srednjim i velikim brzinama vrtnje. Stoga se ove dvije metode najčešće zajedno koriste, i to metode na temelju anizotropije prilikom pokretanja, a metode na temelju modela stroja u trajnom radu [107–109]. S obzirom na to da metode ne predviđaju uključivanje pretvarača dok se stroj vrti, njihovo korištenje u tim situacijama rezultiralo bi:

- kod sinkronih strojeva s permanentnim magnetima: velikom strujom izjednačenja između inducirano napona i napona primijenjenog na izlazu pretvarača [43]. Na rotoru stroja

smješteni su permanentni magneti koji stvaraju magnetsko polje pa se uslijed vrtnje rotora u vodičima statorskog namota inducira napon (back-EMF). Pri tome je inducirani napon proporcionalan brzini vrtnje, a struja izjednačena je ograničena jedino otporom statorskog namota i priključnih kabela. Kod strojeva velike snage, relativni iznos otpora statora je mali pa je struja izjednačenja velikog iznosa čak i kod malih brzina vrtnje [43]. Dakle, prilikom uključivanja energetskog pretvarača, vektor napona na njegovom izlazu mora biti jednak induciranom naponu po amplitudi, fazi i frekvenciji kako ne bi potekla struja izjednačenja. Prije uključivanja stroja, moguće je mjeriti vektor inducirano napona kako bi se postavili početni uvjeti za uključivanje pretvarača [43]. Daljnji normalni rad je moguć koristeći neku od metoda estimacije na temelju modela stroja zbog postojanja toka u stroju.

- kod sinkronih reluktantnih strojeva: nemogućnosti daljnjeg trajnog rada. U stroju ne postoji magnetski tok, pa metode temeljene na modelu stroja ne bi mogle uspješno estimirati brzinu vrtnje i položaj rotora. Pretvarač je moguće uključiti s izlaznim naponom jednakim nuli, a zatim je potrebno magnetizirati stroj. Pri tome vektor struje magnetizacije mora biti sinkroniziran s rotorom stroja za što je potrebno poznavati brzinu vrtnje i položaj rotora. U suprotnom bi se mijenjala brzina vrtnje rotora stroja tako da odgovara frekvenciji statorskih struja. To bi za posljedicu imalo razvijanje momenta ubrzanja ili usporenja, a time protok dodatne, neregulirane struje². Prije početka magnetizacije stroja, brzinu vrtnje i položaj rotora moguće je odrediti primjenom neke od metoda na temelju magnetske anizotropije stroja.

Rješenja za leteći start asinkronoga stroja [110–114] ne mogu se primijeniti kod sinkronih strojeva zbog drugačije izvedbe rotora, a time i drugačijeg mehanizma stvaranja magnetskog polja u rotoru³. Rješenja za sinkrone strojeve s permanentnim magnetima koja se temelje na mjerenju inducirano napona prije uključivanja stroja [43, 115–118] zahtijevaju ugradnju dodatnog senzora napona i njegovo ožičenje. Rješenje letećeg starta sa mjernim članom napona može se pronaći i kod industrijskih energetskih pretvarača poput Siemens Sinamicsa [119]. Rješenja letećeg starta sinkronoga reluktantnoga stroja unošenjem ispitnih signala zahtijevalo bi ugradnju di/dt mjerača, a injektiranje signala visoke frekvencije čini znanstveni doprinos ove doktorske disertacije. Iako je naziv predložene metode preuzet iz letećeg starta sinkronih strojeva s permanentnim magnetima, isprekidani način rada kod sinkronih reluktantnih strojeva odgovara injektiranju pravokutnih signala na frekvenciji sklapanja.

Jedno od rješenja letećeg starta sinkronoga stroja s permanentnim magnetima bez dodatnih mjernih članova predlaže estimaciju brzine vrtnje i položaja rotora tako da se nakon početka rada pretvarača ukupna struja regulira na iznos nula [120–122]. U [120] je rješenje eksperimentalno

²Slično vrijedi i za asinkrone strojeve.

³U stacionarnom stanju, magnetsko polje na rotoru sinkronoga stroja je istosmjerno dok je kod asinkronih strojeva ono izmjenično. Zato u rotoru sinkronoga stroja nema gubitaka vrtložnih struja i petlje histereze.

ispitano koristeći stroj snage 100 W kojemu je iznos otpora statora relativno velik pa je početni iznos struje izjednačenja blizak nazivnoj vrijednosti struje. Takvo rješenje nije primjenjivo kod strojeva srednje i velike snage.

U [123] je prvi puta predstavljena ideja letećeg starta sinkronoga stroja s permanentnim magnetima primjenom nul-vektora. Nul-vektor je jedan od ukupno osam vektora koji se mogu trenutno postići na izlazu iz energetskog pretvarača. Od osam vektora, njih šest se naziva aktivnima jer im je iznos različit od nule, a preostala dva se nazivaju nul-vektorima jer im je iznos jednak nuli. Da bi napon na izlazu iz pretvarača bio jednak nuli, izlazne stezaljke je potrebno kratko spojiti⁴. Zbog toga se nul-vektor ponekad naziva i kratkim spojem (engl. *short-circuit*). Predložena metoda dalje je razvijana, pa se u literaturi mogu pronaći rješenja s primjenom jednog nul-vektora [124], dva [125, 126] ili tri [127, 128] uzastopna nul-vektora. Pri tome se brzina vrtnje i položaj rotora određuje na temelju omjera razlike između kuta trenutnog vektora i vremenskog intervala između dva impulsa nul-vektora napona. Vremenski interval između prvog i posljednjeg impulsa nul-vektora napona ograničen je kako bi se spriječilo rotiranje rotora za pola punog električnog kuta rotora. Međutim, ako je vremenski interval između dva impulsa prekratak s obzirom na vremensku konstantu statora, drugi nul-vektor napona se primjenjuje prije nego što se prethodna struja kratkog spoja smanji na nulu, što utječe na točnost estimiranog položaja rotora. Upotrebom tri impulsa nul-vektora napona interval između drugog i trećeg kratkog spoja je nešto duži od intervala između prvog i drugog kratkog spoja. Na taj je način moguće preciznije estimirati brzinu vrtnje i položaj rotora [127].

Općenito, u metodama temeljenim na impulsima nul-vektora napona, estimirana vrijednost brzine vrtnje i položaja rotora određuje se zbrajanjem kuta vektora struje s kutem između trenutnog vektora i osi stroja u kojoj je magnetski tok permanentni magneta. Izračun kuta između vektora struje i osi stroja magnetskog toka temelji se na parametrima stroja (induktiviteti prema dvoosnoj teoriji strojeva) i estimiranoj brzini vrtnje pomnoženoj s trajanjem kratkog spoja. Kao što je predloženo u [126], za kratko trajanje nul-vektora napona i mali omjer induktiviteta, kut između trenutnog vektora i osi stroja magnetskog toka približava se $\pi/2$ rad. Ovim prijedlogom izbjegava se ovisnost estimiranog položaja rotora o parametrima stroja uz određenu pogrešku estimacije. No, postojeće metode koriste analitičke izraze za određivanje brzine vrtnje i položaja rotora, a ti proračuni ovise o estimiranim vrijednostima parametara stroja. Nadalje, promjena brzine tijekom procesa letećeg starta također uvodi pogrešku u estimiranim vrijednostima. Postojeće metode nemaju jasno definirane zahtjeve na duljinu trajanja nul-vektora napona, pa se mogu pojaviti značajni iznosi struje, a postoji i mogućnost da je cijeli postupak potrebno ponoviti [126].

Leteći start sinkronoga stroja s permanentnim magnetima primjenom isprekidanoga načina

⁴U praznom hodu, napon na izlazu iz pretvarača je određen induciranim naponom na stezaljkama stroja, ako postoji.

rada predstavljen je u [44] i bit će detaljno objašnjen u ovoj doktorskoj disertaciji s obzirom na to da čini dio znanstvenog doprinosa disertacije. Umjesto primjene nekoliko impulsa nul-vektora napona, isprekidani način rada primjenjuje cijeli niz nul-vektora napona sve dok je estimacija brzine vrtnje i položaja rotora u tijeku. Takav pristup je omogućio razvoj modela na temelju kojeg je brzinu vrtnje moguće kontinuirano estimirati, za razliku od proračuna na temelju uzoraka u nekoliko impulsa nul-vektora. Kontinuiranom estimacijom, brzina vrtnje stroja može biti promjenjiva, a točnost predloženih algoritama ne ovisi o točnom poznavanju parametara. Tijekom isprekidanoga načina rada, u [44] se brzina vrtnje i položaj rotora estimiraju koristeći fazno zaključanom petljom (PLL), a u [48] se koristi observer u kliznom režimu rada (SMO).

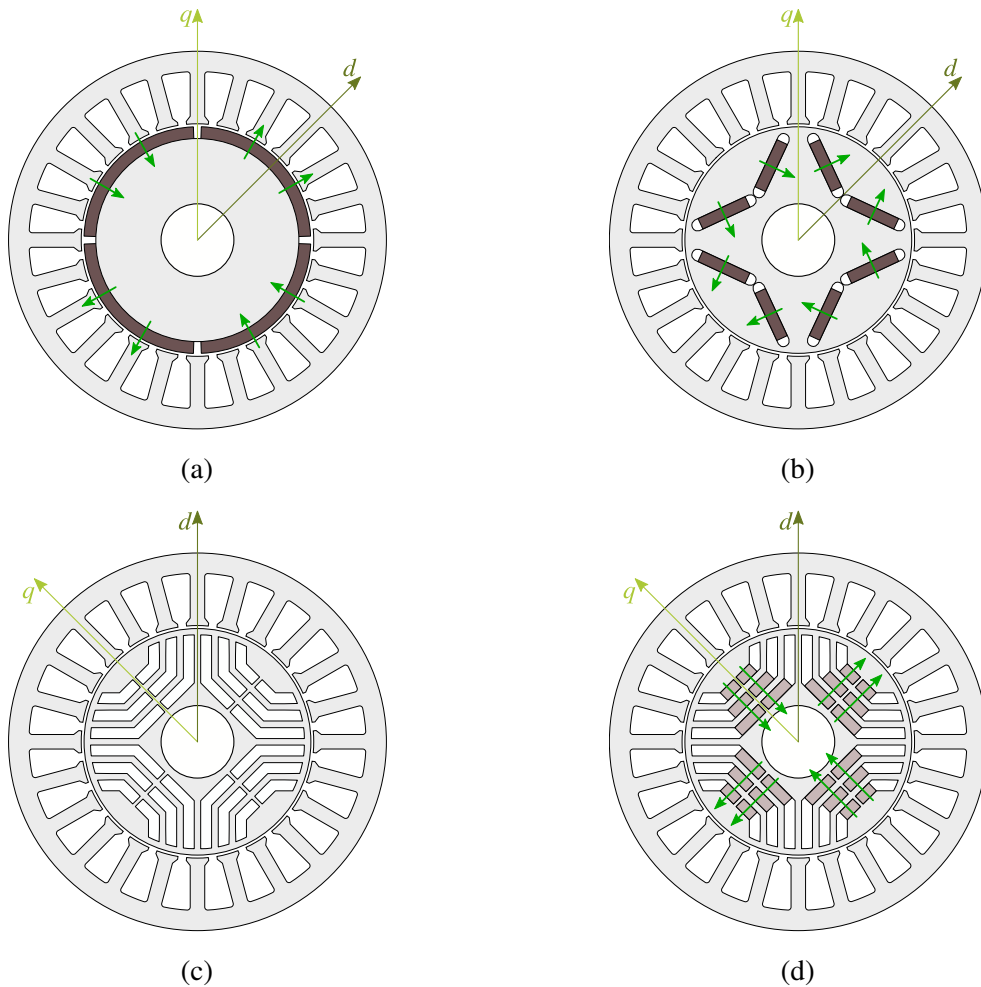
Slični pristup za sinkrone reluktantne strojeve primijenila je nešto kasnije i druga skupina autora [129, 130] ali umjesto nul-vektora primjenjuje jedan aktivni vektor. Međutim, algoritam estimacije i dalje se temelji na izračunu brzine vrtnje i položaja rotora, a uporaba je ograničena na skalarno upravljanje.

3. Matematički modeli sinkronih strojeva

Slika 3.1 pokazuje poprečne presjeka sinkronih strojeva s dva para polova. Sinkroni stroj na slici 3.1(a) je stroj s površinskim permanentnim magnetima (SPM). Kako je relativna permeabilnost magneta približno jednaka permeabilnosti zraka, ova vrsta stroja nema izraženu anizotropiju u svrhu razvijanja momenta na osovini stroja te se moment razvija isključivo uz pomoć permanentnih magneta. Sinkroni stroj na slici 3.1(b) je stroj s unutrašnjim magnetima, umetnutima u rotor stroja (IPM). Zbog takve izvedbe postoji magnetska nesimetrija u osima stroja, odnosno anizotropija koja uz permanentne magnete doprinosi razvoju momenta. Prema dvoosnoj teoriji električnih strojeva, dq koordinatni sustav (engl. *direct and quadrature components*) postavlja se tako da je d os postavljena uzdužno polju stalnih magneta, a q os je okomita na nju¹. Stvori li se na statoru stacionarno magnetsko polje, rotor stroja će se poravnati tako da se magnetsko polje permanentnih magneta poravna s poljem statora. Za oba stroja vrijedi da je dominantan moment permanentnih magneta stoga se u literaturi često pronalazi samo izvod matematičkog modela IPM-a, a do matematičkog modela SPM-a dolazi se izjednačavanjem magnetskog otpora (reluktancije) u obje osi stroja. S druge strane, metode predstavljene u [36–40] prilagođavaju matematički model IPM-a tako da se tok stroja, ili inducirani napon kao njegova posljedica tijekom vrtnje stroja, prikaže kao jedina komponenta koja doprinosi razvoju momenta.

Sinkroni stroj na slici 3.1(c) je sinkroni reluktantni stroj (SynRM). Stvori li se na statoru stacionarno magnetsko polje, rotor stroja će se poravnati tako da magnetski tok prolazi putem najmanjeg magnetskog otpora (reluktancije) pa se d os postavlja uzduž tog puta. Jedini doprinos razvoju momenta daje upravo magnetska anizotropija, odnosno različiti iznosi magnetskog otpora u osima stroja. Sinkroni stroj na slici 3.1(d) je sinkroni reluktantni stroj potpomognut s permanentnim magnetima (PMA-SynRM). Permanentni magneti su na bazi keramičkih ferita, a smješteni su tako da doprinose polju paralelno s okomitom, odnosno q osi. Dominantno, moment stroja se razvija zbog anizotropije, a doprinos permanentnih magneta u razvoju momenta očituje se u povećanju omjera struja u dq osima što povećava faktor snage stroja. Za oba stroja vrijedi da je dominantan moment zbog anizotropije stoga se u literaturi često pronalazi samo

¹Na slikama su prikazani strojevi s dva para polova. Stoga je električni kut dva puta veći spram mehaničkoga kuta prikazanog na slici. Teorija rada električnih strojeva razmatra se nad električnim kutem stroja.



Slika 3.1. Poprečni presjek sinkronog stroja. (a) SPM. (b) IPM. (c) SynRM. (d) PMA-SynRM.

izvod matematičkog modela PMA-SynRM-a, a do matematičkog modela SynRM-a dolazi se postavljanjem magnetskog toka permanentnih magneta na nulu.

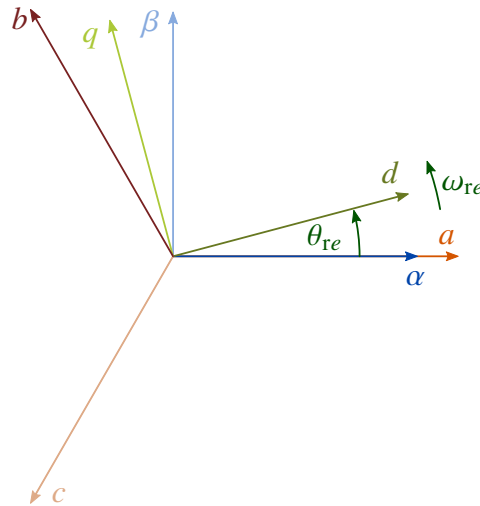
3.1. Koordinatni sustavi sinkronoga stroja

Sinkroni stroj na statoru ima trofazni namot koji je jednoliko raspoređen po obodu, a svaka je faza pomaknuta u prostoru za trećinu električnog kruga ($2\pi/3$) spram ostalih kako je to prikazano na slici 3.2.

Stroj se napaja s trofaznim simetričnim naponom, s jednakim amplitudama U_m i frekvencijom $\omega = 2\pi f$ ali sa faznim pomakom između faznih napona za jednu trećinu periode:

$$\mathbf{u}_{abc} = \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_m \cos(\omega t) \\ U_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

i pri tome je algebarski zbroj napona jednak nuli, odnosno vrijedi $u_a + u_b + u_c = 0$. Kroz namote tada teku struje koje su jednake po amplitudi I_m i frekvenciji $\omega = 2\pi f$ te s istim faznim



Slika 3.2. Koordinatni sustavi za matematički opis sinkronoga stroja.

pomakom² φ spram napona te faze:

$$\mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_m \cos(\omega t - \varphi) \\ I_m \cos\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_m \cos\left(\omega t - \varphi + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}. \quad (3.2)$$

Također, i za struje vrijedi $i_a + i_b + i_c = 0$. Struje i naponi su prikazani u mirujućem trofaznom koordinatnom sustavu, odnosno abc koordinatnom sustavu. U vektorskom zapisu, potrebno je uzeti u obzir i prostorni pomak pa je vektorski zbroj struja jednak:

$$\vec{i} = \frac{2}{3} \left(i_a + \vec{a}i_b + \vec{a}^2i_c \right), \quad (3.3)$$

gdje je \vec{a} jedinični vektor s faznim pomakom od $2\pi/3$, odnosno $\vec{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}}$. Jedinični vektori \vec{a} i \vec{a}^2 su orijentirani u smjerovima osi b i c pa zakreću pripadne struje u tim smjerovima.

Rezultantni vektor struje tada iznosi:

$$\vec{i} = I_m e^{j(\omega t - \varphi)} = I_m (\cos(\omega t - \varphi) + j \sin(\omega t - \varphi)). \quad (3.4)$$

3.1.1. Dvofazni mirujući koordinatni sustav

Označi li se kompleksna ravnina tako da se realnim brojevima pridruži α os, a imaginarnim brojevima β os, stvoren je dvofazni mirujući koordinatni sustav, odnosno $\alpha\beta$ koordinatni sustav. Izjednačavanjem vrijednosti abc i $\alpha\beta$ koordinatnih sustava slijedi:

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_m \cos(\omega t - \varphi) \\ I_m \sin(\omega t - \varphi) \end{bmatrix}, \quad (3.5)$$

²Fazni pomak je određen konstrukcijom stroja i radnom točkom u kojoj je stroj nalazi. U stacionarnom stanju, fazni pomak je konstantnog iznosa.

što odgovara matričnom umnošku:

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \mathbf{T}\mathbf{i}_{abc} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \mathbf{i}_{abc}, \quad (3.6)$$

gdje se matrica \mathbf{T} naziva Clarkina transformacija, a matrica \mathbf{T}^{-1} inverzna Clarkina transformacija:

$$\mathbf{T}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}. \quad (3.7)$$

Jednostavnosti radi, navedena je Clarkina transformacija za slučaj trofaznog simetričnog sustava umjesto općeg oblika [131]. Clarkinom transformacijom će vrijednost amplitude rezultantnog vektora ostati očuvana, ali će se promijeniti iznos radne i jalove energije. Transformacija koja čuva vrijednosti snaga³ dobije se tako da se svi članovi Clarkine transformacije pomnože s $\sqrt{1,5}$.

3.1.2. Dvofazni rotirajući koordinatni sustav

Parkova transformacija [6] je tenzor koji zakreće koordinatni sustav, a u matričnom zapisu za dvofazne koordinatni sustav s faznim pomakom θ dana je izrazom:

$$\mathbf{P}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

što odgovara preslikavanju vrijednosti iz jednog koordinatnog sustava u drugi, koji je fazno pomaknut za kut θ , uz očuvanje vrijednosti vektorskog zbroja [131].

Ako je kružna brzina kojom rotira dq koordinatni sustav jednaka frekvenciji napona i struja, tada je kut što ga d os zatvara sa a osi abc koordinatnog sustava, odnosno sa α osi $\alpha\beta$ koordinatnog sustava jednak:

$$s\theta = \omega \quad \rightarrow \quad \theta = \omega t, \quad (3.9)$$

gdje je sa s je označena derivacija d/dt . Struje $\alpha\beta$ koordinatnog sustava iz (3.5) tada iznose:

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = I_m \begin{bmatrix} \cos(\theta - \varphi) \\ \sin(\theta - \varphi) \end{bmatrix}. \quad (3.10)$$

Primjenom Parkove transformacije nad strujama (3.10), odnosno zakretanjem koordinatnog sustava za kut θ , vrijednosti struja iz mirujućeg $\alpha\beta$ koordinatnog sustava preslikavaju se u vrijednosti u rotirajući dq koordinatni sustav:

$$\mathbf{i}_{dq} = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \mathbf{P}(\theta)\mathbf{i}_{\alpha\beta} = I_m \begin{bmatrix} \cos(-\varphi) \\ \sin(-\varphi) \end{bmatrix}. \quad (3.11)$$

³U Francuskoj se naziva Concordia transformacija.

Prema jednadžbi (3.11), u stacionarnom stanju, kada se stroj napaja s naponom konstantne amplitude i konstantne kružne frekvencije koja je jednaka kružnoj električnoj brzini rotora, uz konstantnu radnu točku stroja, struje u dq sustavu su istosmjerne. Preslikavanje struja iz dq koordinatnog sustava u $\alpha\beta$ koordinatni sustav može se napraviti primjenom Parkove transformacije s kutem $-\theta$, odnosno zakretanjem koordinatnog sustava kuta u negativnom θ smjeru, što je istovjetno kao i primjena inverzne Parkove transformacije $\mathbf{P}^{-1}(\theta)$.

Isto vrijedi i za napone, pa je rezultatni vektor napona:

$$\vec{u} = U_m e^{j(\omega t)} = I_m (\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)), \quad (3.12)$$

što odgovara naponima u mirujućem $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = U_m \begin{bmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{bmatrix}, \quad (3.13)$$

a primjenom Parkove transformacije $\mathbf{P}(\theta)$ naponima u rotirajućem dq koordinatnom sustavu:

$$\mathbf{u}_{dq} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = U_m \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} = U_m \mathbf{D}, \quad (3.14)$$

gdje je \mathbf{D} matrica vektorizacije u d os koordinatnog sustava.

Dodatno, potrebno je definirati i matricu vektorizacije u q os koordinatnog sustava:

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix},$$

jediničnu matricu:

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix},$$

te matricu rotacije:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}.$$

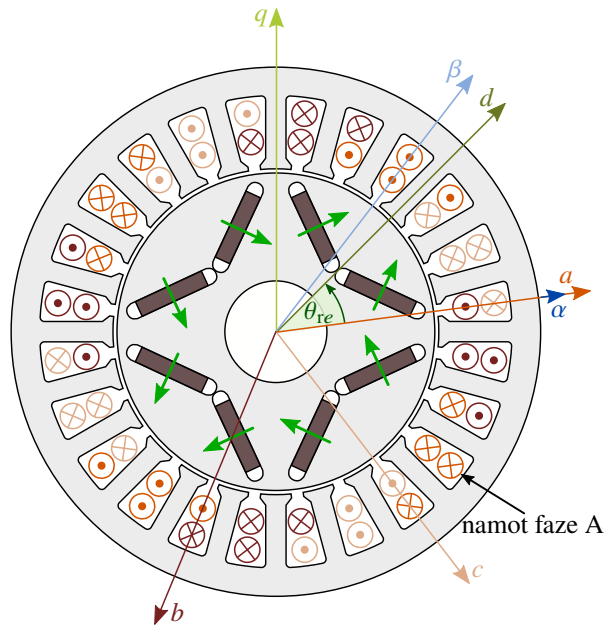
Ovdje se može primijetiti da matrica rotacije \mathbf{J} odgovora Parkovoj transformaciji sa kutem $-\pi/2$, odnosno inverznoj Parkovoj transformaciji s kutem $\pi/2$:

$$\mathbf{J} = \mathbf{P}\left(-\frac{\pi}{2}\right) = \mathbf{P}^{-1}\left(\frac{\pi}{2}\right).$$

Također, vrijedi i $\mathbf{Q} = \mathbf{J}\mathbf{D}$, $\mathbf{D} = -\mathbf{J}\mathbf{Q}$, $s\mathbf{P}^{-1}(\theta) = \omega\mathbf{J}\mathbf{P}^{-1}(\theta)$ te $s\mathbf{P}(\theta) = -\omega\mathbf{J}\mathbf{P}(\theta)$.

3.2. Matematički model sinkronoga stroja s permanentnim magnetima

Poprečni presjek IPM-a sa dva para polova prikazan je na slici 3.3 gdje je s $\theta_{re} = \omega_{re}t$ označen električni kut što ga d os stroja dq koordinatnog zatvara sa a osi abc koordinatnog sustava.



Slika 3.3. Poprečni presjek IPM-a sa označenim namotima i koordinatnim sustavima.

Električna kružna brzina $\omega_{re} = p\omega_{rm}$ je za broj pari polova p veća od mehaničke kružne brzine rotora ω_{rm} .

Naponska jednadžba stroja u trofaznom mirujućem abc sustavu dana je s [132]:

$$\mathbf{u}_{abc} = R_s \mathbf{i}_{abc} + s\boldsymbol{\psi}_{abc}, \quad (3.15)$$

gdje je R_s otpor statorskog namota, a $\boldsymbol{\psi}_{abc} = [\psi_a \ \psi_b \ \psi_c]^T$ magnetski tok stroja. Magnetskom toku stroja doprinose struje statora i permanentni magneti rotora:

$$\boldsymbol{\psi}_{abc} = \boldsymbol{\psi}_{abcs} + \boldsymbol{\psi}_{abc r}, \quad (3.16)$$

gdje je doprinos struje $\boldsymbol{\psi}_{abcs} = \mathbf{L}_{abc} \mathbf{i}_{abc}$, a doprinos magneta

$$\boldsymbol{\psi}_{abc r} = \psi_{pm} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{re}) \\ \cos\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}, \quad (3.17)$$

gdje je ψ_{pm} je tok permanentnih magneta.

Matrica induktiviteta \mathbf{L}_{abc} dana je izrazom:

$$\mathbf{L}_{abc} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}, \quad (3.18)$$

pri tome je s L_{aa} označen samoinduktivitet a faze, s L_{ab} je označen međuiduktivitet između faza a i b , s L_{ac} je označen međuiduktivitet između faza a i c , a ostali samoinduktiviteti i međuiduktiviteti su označeni na isti način.

Iznosi samoinduktiviteta i međuintuktiviteta određeni su konstrukcijskim parametrima stroja, a zbog postojanja anizotropije na rotoru stroja iznosi induktiviteta u abc koordinatnom sustavu ovise i o položaju rotora. Iznosi samoinduktiviteta dani su s:

$$L_{aa} = L_{\sigma} + L_A - L_B \cos(2\theta_{re}), \quad (3.19)$$

$$L_{bb} = L_{\sigma} + L_A - L_B \cos\left(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (3.20)$$

$$L_{cc} = L_{\sigma} + L_A - L_B \cos\left(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (3.21)$$

a međuintuktiviteta s:

$$L_{ab} = L_{ba} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos\left(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (3.22)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos(2\theta_{re}), \quad (3.23)$$

$$L_{ac} = L_{ca} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos\left(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (3.24)$$

gdje je L_{σ} rasipni induktivitet svake faze (a , b i c), a L_A i L_B su pomoćni iznosi induktiviteta čiji su iznosi određeni isključivo konstrukcijskim parametrima stroja [132].

Samoinduktiviteti i međuintuktiviteti ovise o položaju rotora θ_{re} , ali ne ovise o polju permanentnih magneta koji za vanjsko polje predstavljaju put velikog otpora. Os q je postavljena okomito na smjer djelovanja magneta, odnosno uzduž puta veće magnetske vodljivosti što znači i većeg induktiviteta. Samoinduktiviteti određene faze su maksimalni kada je q os poravnata s osi te faze, neovisno radi li se o pozitivnom ili negativnom smjeru q osi, a minimalni kada je d os poravnata s osi te faze. Iz toga se razloga u izrazima javlja $2\theta_{re}$.

Izraz (3.15) se može prošireno zapisati:

$$\mathbf{u}_{abc} = R_s \mathbf{i}_{abc} + s \mathbf{L}_{abc} \dot{\mathbf{i}}_{abc} + s \boldsymbol{\psi}_{abc}, \quad (3.25)$$

gdje se sa \mathbf{e}_{abc} može označiti inducirani napon zbog postojanja magnetskog toka permanentnih magneta:

$$\mathbf{e}_{abc} = s \boldsymbol{\psi}_{abc} = -\psi_{pm} \omega_{re} \begin{bmatrix} \sin(\theta_{re}) \\ \sin\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}. \quad (3.26)$$

3.2.1. Model u $\alpha\beta$ sustavu

Ako se jednadžba (3.15) pomnoži slijeva matricom \mathbf{T} , slijedi naponska jednadžba stroja u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta} + s \boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta}, \quad (3.27)$$

gdje je tok u stroju:

$$\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \psi_{\alpha} \\ \psi_{\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta r}, \quad (3.28)$$

matrica induktiviteta:

$$\mathbf{L}_{\alpha\beta} = \mathbf{T} \mathbf{L}_{abc} \mathbf{T}^{-1} = \begin{bmatrix} L_0 - L_{\Delta} \cos(2\theta_{re}) & -L_{\Delta} \sin(2\theta_{re}) \\ -L_{\Delta} \sin(2\theta_{re}) & L_0 + L_{\Delta} \cos(2\theta_{re}) \end{bmatrix}, \quad (3.29)$$

L_0 je srednja vrijednosti induktiviteta, a L_{Δ} amplituda oscilacija induktiviteta u mirujućem $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu definirani kao:

$$L_0 = \frac{3}{2} L_A + L_{\sigma}, \quad (3.30)$$

$$L_{\Delta} = \frac{3}{2} L_B. \quad (3.31)$$

Tok permanentnih magneta iznosi:

$$\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta r} = \mathbf{T} \boldsymbol{\psi}_{abc r} = \psi_{pm} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{re}) \\ \sin(\theta_{re}) \end{bmatrix} = \psi_{pm} \mathbf{P}^{-1}(\theta_{re}) \mathbf{D}, \quad (3.32)$$

pa se s $\mathbf{e}_{\alpha\beta r}$ može označiti inducirani napon zbog postojanja magnetskog toka permanentnih magneta:

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta r} = s \boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta r} = \psi_{pm} \omega_{re} \begin{bmatrix} -\sin(\theta_{re}) \\ \cos(\theta_{re}) \end{bmatrix} = \psi_{pm} \omega_{re} \mathbf{J} \mathbf{P}^{-1}(\theta_{re}) \mathbf{D}. \quad (3.33)$$

Naponska jednadžba stroja u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu može se tada zapisati:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta} + s \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{e}_{\alpha\beta r}. \quad (3.34)$$

3.2.2. Model u dq sustavu

Ako se jednadžba (3.27) pomnoži slijeva matricom $\mathbf{P}(\theta_{re})$, slijedi naponska jednadžba stroja u dq koordinatnom sustavu:

$$\mathbf{u}_{dq} = R_s \mathbf{i}_{dq} + \mathbf{P}(\theta_{re}) s \mathbf{P}^{-1}(\theta_{re}) \boldsymbol{\psi}_{dq}. \quad (3.35)$$

Tok stroja pri tome iznosi:

$$\boldsymbol{\psi}_{dq} = \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{dq} \mathbf{i}_{dq} + \boldsymbol{\psi}_r, \quad (3.36)$$

gdje je matrica induktiviteta:

$$\mathbf{L}_{dq} = \mathbf{P}(\theta_{re}) \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{P}^{-1}(\theta_{re}) = \begin{bmatrix} L_0 - L_{\Delta} & 0 \\ 0 & L_0 + L_{\Delta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}, \quad (3.37)$$

a matrica toka permanentnih magneta:

$$\boldsymbol{\psi}_r = \mathbf{P}(\theta_{re})\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta r} = \psi_{pm}\mathbf{D}. \quad (3.38)$$

Induktivitet u d osi L_d odgovara najmanjoj vrijednosti induktiviteta u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu ($L_0 - L_\Delta$), a induktivitet u q osi L_q odgovara najvećoj vrijednosti induktiviteta u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu ($L_0 + L_\Delta$).

Jednadžba (3.35) se može zapisati kao:

$$\mathbf{u}_{dq} = R_s \mathbf{i}_{dq} + s\boldsymbol{\psi}_{dq} + \omega_{re}\mathbf{J}\boldsymbol{\psi}_{dq}. \quad (3.39)$$

Napon induciran na statoru zbog postojanja permanentnih magneta i međuindukcije između namota stroja iznosi:

$$\mathbf{e}_{dq} = \begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \omega_{re}\mathbf{J}\boldsymbol{\psi}_{dq} = \omega_{re}\mathbf{J}(\boldsymbol{\psi}_r + \mathbf{L}_{dq}\mathbf{i}_{dq}), \quad (3.40)$$

gdje je $\omega_{re}\mathbf{J}\boldsymbol{\psi}_r = \omega_{re}\psi_{pm}\mathbf{Q}$ komponenta napona inducirana zbog postojanja međuinduktiviteta, dok se komponenta induciranog napona $\omega_{re}\mathbf{J}\mathbf{L}_{dq}\mathbf{i}_{dq}$ zbog međuindukcije prikazuje kao strujno ovisni naponski izvor⁴.

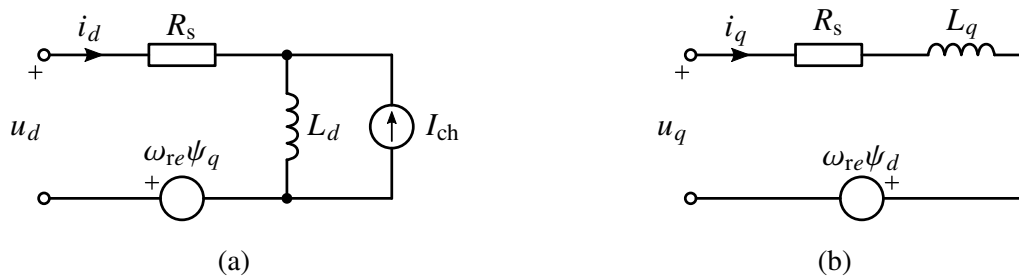
Naponska jednadžba stroja (3.35) može se prošireno zapisati:

$$\mathbf{u}_{dq} = (\mathbf{I}R_s + \mathbf{L}_{dq}s)\mathbf{i}_{dq} + \omega_{re}\mathbf{J}(\mathbf{L}_{dq}\mathbf{i}_{dq} + \boldsymbol{\psi}_r). \quad (3.41)$$

Slikom 3.4 su prikazane nadomjesne sheme sinkronoga stroja s permanentnim magnetima prema jednadžbama (3.36), (3.38) i (3.39) a pri tome je tok stalnih magneta označen kao strujni izvor iznosa:

$$I_{ch} = \frac{\psi_{pm}}{L_d}, \quad (3.42)$$

što se naziva i karakteristična struja (engl. *characteristic current*).

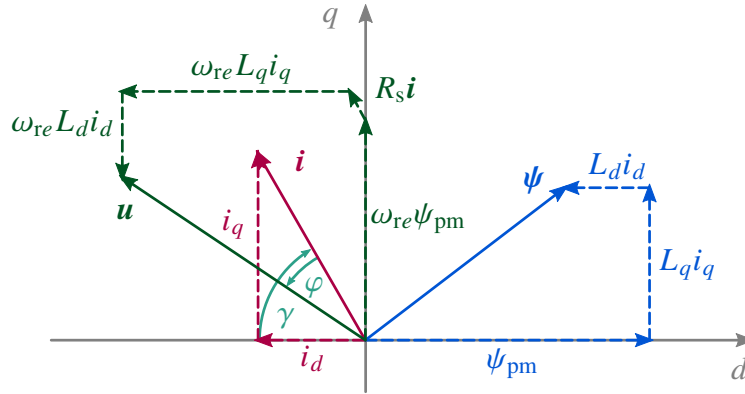


Slika 3.4. Nadomjesna shema IPM-a. (a) d os. (b) q os.

Prikaz magnetskog toka kao strujnog izvora u d osi stroja kao na slici 3.4(a) daje nekoliko prednosti spram prikaza magnetskog toka kao naponskog izvora u q osi stroja [133]. Prvo, d

⁴Jer u dq koordinatnom sustavu teku istosmjerne struje.

os stroja je čvrsto vezana uz tok permanentnih magneta stoga se oni i trebaju prikazati u toj osi. Drugo, uobičajeno je magnetski tok ulančan kroz neku zavojnicu predstaviti strujom koja teče kroz tu zavojnicu, što je ovdje ispravno jer kroz induktivitet u d osi teče struja $i_d + I_{ch}$. Konačno, inducirani napon prikazani su kao strujno ovisni naponski izvori, a koeficijent je određen cjelokupnim djelovanjem toka iz suprotne osi, bilo zbog međuinuktiviteta bilo zbog postojanja toka stalnih magneta. Na temelju navedenoga slijedi vektorski dijagram napona, struje i magnetskog toka u stroju, a koji je prikazan na slici 3.5.



Slika 3.5. Vektorski dijagram IPM-a.

3.2.3. Elektromagnetski moment

Općenito, elektromagnetski moment sinkronoga stroja računa se iz vektorskog umnoška toka i struje stroja neovisno o korištenom koordinatnom sustavu:

$$M_{em} = \frac{3}{2} p (\boldsymbol{\psi} \times \mathbf{i}). \quad (3.43)$$

Prema tome, elektromagnetski moment stroja izražen u mirujućem $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu je:

$$M_{em} = \frac{3}{2} p (\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha), \quad (3.44)$$

a u rotirajućem dq koordinatnom sustavu:

$$M_{em} = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d), \quad (3.45)$$

odnosno, nakon raspisa toka:

$$M_{em} = \frac{3}{2} p (\psi_{pm} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q). \quad (3.46)$$

Umnožak $\psi_{pm} i_q$ odgovara doprinosu permanentnih magneta u razvoju momenta i dominantna je komponenta kod IPM strojeva, a jedina komponenta kod SPM strojeva jer za njih vrijedi $L_d = L_q$. Da bi se iskoristio doprinos momentu zbog anizotropije, odnosno umnožak $(L_d - L_q) i_d i_q$, struja

u d osi mora biti negativna $i_d < 0$ jer je iznos induktiviteta u d os manji od induktiviteta u q osi ($L_q > L_d$). U tom slučaju, smjer struje i_q ujedno određuje i smjer momenta.

Označi li se s γ kut što ga zatvara struja i_{dq} sa q osi dq koordinatnog sustava kako je to prikazano na slici 3.5 tada se struja i_{dq} može zapisati kao:

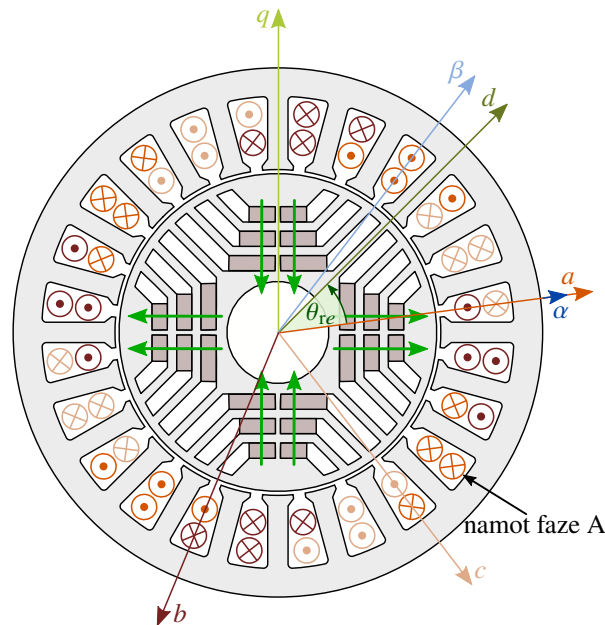
$$\mathbf{i}_{dq} = I_s \begin{bmatrix} -\cos(\gamma) \\ \sin(\gamma) \end{bmatrix}, \quad (3.47)$$

gdje je $I_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$ amplituda struje. Tada se elektromagnetski moment može zapisati i kao:

$$M_{em} = \frac{3}{2}p \left(\psi_{pm} I_s \sin(\gamma) + \frac{1}{2} (L_d - L_q) I_s^2 \sin(2\gamma) \right). \quad (3.48)$$

3.3. Matematički model sinkronoga reluktantnoga stroja potpomognutog s permanentnim magnetima

Poprečni presjek PMA-SynRM-a sa dva para polova prikazan je na slici 3.6.



Slika 3.6. Poprečni presjek PMA-SynRM-a sa označenim namotima i koordinatnim sustavima.

Naponska jednadžba stroja u trofaznom mirujućem abc sustavu dana je s [132]:

$$\mathbf{u}_{abc} = R_s \mathbf{i}_{abc} + s \boldsymbol{\psi}_{abc}. \quad (3.49)$$

Magnetskom toku stroja doprinose struje statora i permanentni magneti rotora, kao i kod IPM-a, ali je doprinos magnetna

$$\boldsymbol{\psi}_{abc} = \psi_{pm} \begin{bmatrix} \sin(\theta_{re}) \\ \sin\left(\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}. \quad (3.50)$$

Iznosi induktiviteta računaju se na sličan način kao i kod IPM-a uz razliku da je kod PMA-SynRM-a d os smještena uzduž puta najveće magnetske vodljivosti. Iznosi samoinduktiviteta dani su s:

$$L_{aa} = L_{\sigma} + L_A + L_B \cos(2\theta_{re}), \quad (3.51)$$

$$L_{bb} = L_{\sigma} + L_A + L_B \cos\left(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (3.52)$$

$$L_{cc} = L_{\sigma} + L_A + L_B \cos\left(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (3.53)$$

a međuinduktiviteta s:

$$L_{ab} = L_{ba} = -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos\left(2\theta_{re} - \frac{2\pi}{3}\right), \quad (3.54)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos(2\theta_{re}), \quad (3.55)$$

$$L_{ac} = L_{ca} = -\frac{1}{2}L_A + L_B \cos\left(2\theta_{re} + \frac{2\pi}{3}\right). \quad (3.56)$$

3.3.1. Model u $\alpha\beta$ sustavu

Ako se jednadžba (3.49) pomnoži slijeva matricom \mathbf{T} , slijedi naponska jednadžba stroja u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta} + s\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta}, \quad (3.57)$$

gdje je tok u stroju:

$$\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} \psi_{\alpha} \\ \psi_{\beta} \end{bmatrix} = \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta r}, \quad (3.58)$$

gdje je matrica induktiviteta:

$$\mathbf{L}_{\alpha\beta} = \mathbf{T} \mathbf{L}_{abc} \mathbf{T}^{-1} = \begin{bmatrix} L_0 + L_{\Delta} \cos(2\theta_{re}) & L_{\Delta} \sin(2\theta_{re}) \\ L_{\Delta} \sin(2\theta_{re}) & L_0 - L_{\Delta} \cos(2\theta_{re}) \end{bmatrix}. \quad (3.59)$$

Tok permanentnih magneta iznosi:

$$\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta r} = \psi_{pm} \begin{bmatrix} \sin(\theta_{re}) \\ -\cos(\theta_{re}) \end{bmatrix} = -\psi_{pm} \mathbf{P}^{-1}(\theta_{re}) \mathbf{Q}, \quad (3.60)$$

pa je inducirani napon zbog postojanja magnetskog toka permanentnih magneta:

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta r} = s\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta r} = \omega_{re} \psi_{pm} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{re}) \\ \sin(\theta_{re}) \end{bmatrix} = -\psi_{pm} \omega_{re} \mathbf{J} \mathbf{P}^{-1}(\theta_{re}) \mathbf{Q}. \quad (3.61)$$

Raspis jednadžbe PMA-SynRM-a u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu jednak je kao i kod IPM-a, odnosno jednadžbi (3.34) uz drugačije vrijednosti induktiviteta i toka permanentnih magneta.

3.3.2. Model u dq sustavu

Ako se jednačba (3.34) pomnoži slijeva matricom $\mathbf{P}(\theta_{re})$, slijedi naponska jednačba stroja u dq jednaka jednačbi (3.35) uz tok stroja jednak jednačbi (3.36).

Pri tome matrica induktiviteta iznosi:

$$\mathbf{L}_{dq} = \mathbf{P}(\theta_{re}) \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{P}^{-1}(\theta_{re}) = \begin{bmatrix} L_0 + L_\Delta & 0 \\ 0 & L_0 - L_\Delta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}. \quad (3.62)$$

a matrica toka permanentnih magneta:

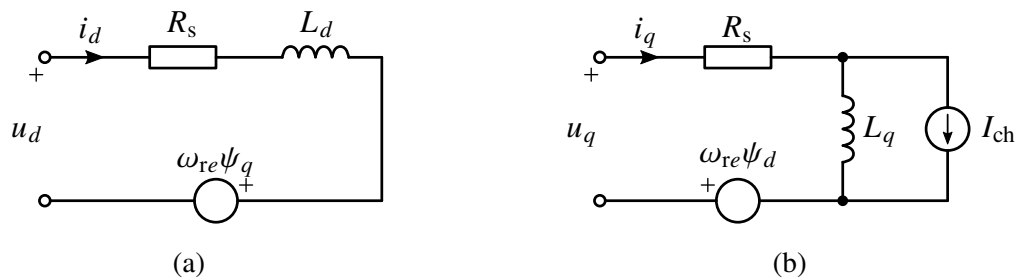
$$\boldsymbol{\psi}_r = -\psi_{pm} \mathbf{Q}. \quad (3.63)$$

U slučaju PMA-SynRM-a, induktivitet u d osi L_d odgovara najvećoj vrijednosti induktiviteta u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu ($L_0 + L_\Delta$), a induktivitet u q osi L_q odgovara najmanjoj vrijednosti induktiviteta u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu ($L_0 - L_\Delta$).

Daljnji raspis matematičkog modela jednako je kao i kod IPM-a, odnosno vrijede izrazi (3.39), (3.40) i (3.41).

Slikom 3.7 su prikazane nadomjesne sheme sinkronoga stroja s permanentnim magnetima prema jednačbama (3.39), (3.36) i (3.63), a pri tome je karakteristična struja:

$$I_{ch} = \frac{\psi_{pm}}{L_q}. \quad (3.64)$$



Slika 3.7. Nadomjesna shema PMA-SynRM-a. (a) d os. (b) q os.

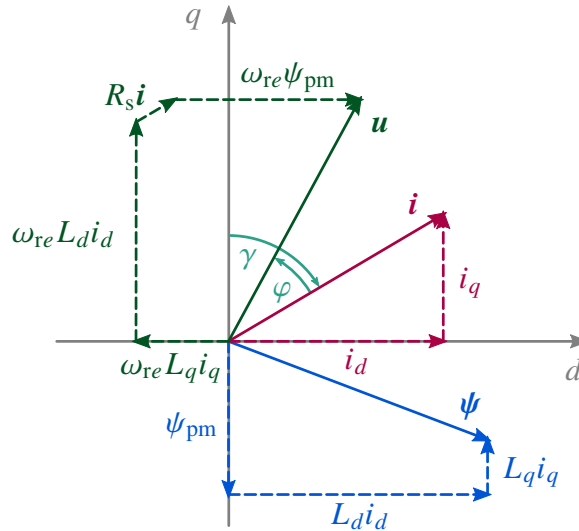
Vektorski dijagram napona, struje i magnetskog toka PMA-SynRM-a prikazan je na slici 3.8.

3.3.3. Elektromagnetski moment

Na isti način kako i kod IPM-a, elektromagnetski moment stroja izražen u mirujućem $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu jednak je (3.44), a u rotirajućem dq koordinatnom sustavu:

$$M_{em} = \frac{3}{2}P (\psi_{pm}i_d + (L_d - L_q) i_d i_q). \quad (3.65)$$

Umnožak $(L_d - L_q) i_d i_q$ odgovara doprinosu anizotropije u razvoju momenta i dominantna je komponenta kod PMA-SynRM strojeva, a jedina komponenta kod SynRM strojeva. Za razliku



Slika 3.8. Vektorski dijagram PMA-SynRM-a.

od IPM-a, induktivitet u d osi je već nego induktivitet u q osi, odnosno $L_d > L_q$. Za razvoj pozitivnog momenta d i q komponente struja moraju biti istog predznaka, a za negativni moment različitoga predznaka. Umnožak $\psi_{pm} i_d$ odgovara doprinosu permanentnih magneta razvoju momenta i želi li se iskoristiti tada struja u d osi mora biti istog predznaka kao i moment. Jednostavnosti radi, struja u q osi tada je uvijek pozitivna $i_q > 0$.

Označi li se s γ kut što ga zatvara struja i_{dq} sa d osi dq koordinatnog sustava kako je to označeno na slici 3.8 tada se struja i_{dq} može zapisati kao:

$$\mathbf{i}_{dq} = I_s \begin{bmatrix} \sin(\gamma) \\ \cos(\gamma) \end{bmatrix}, \quad (3.66)$$

a elektromagnetski moment se može zapisati na isti način kao i kod IPM-a (3.48).

4. Upravljanje sinkronim strojevima

Svaka struktura upravljanja temelji se na matematičkom modelu objekta s kojim se upravlja, pa tako i upravljanje brzinom vrtnje ili momentom sinkronoga stroja. Zahtjevi postavljeni na upravljačku strukturu određuju i razinu složenosti matematičkog modela. Na primjer, kada zahtjevi za dinamikom pogona nisu veliki te se ne traži velika točnost brzine vrtnje prikladno je odabrati skalarno upravljanje. Za izvedbu skalarnog upravljanja, uzima se najjednostavniji matematički model stroja, a strukturi upravljanja su potrebni samo osnovni podaci koji se mogu očitati na natpisnoj pločici stroja. Kada se traži velika točnost brzine vrtnje, odabire se vektorsko upravljanje ili izravno upravljanje momentom i tokom, ovisno o drugim zahtjevima ili mogućnostima. Takvi algoritmi razvijeni su na temelju standardnog matematičkog modela stroja s konstantnim iznosom parametara koji je dan u poglavlju 3. Današnji se strojevi projektiraju uz velike zahtjeve na gustoću snage i momenta, efikasnost i faktor snage na temelju detaljnih optimizacijskih procesa. Kao rezultat toga, ovisno o radnoj točki stroja, dijelovi strojeva nalaze se u magnetskom zasićenju, a parametri stroja, poput iznosa induktiviteta i iznosa toka permanentnih magneta, tada više nisu konstanti. U prošlosti, sinkroni strojevi su bili projektirani tako da im se vrijednosti zasićenih i nezasićenih induktiviteta razlikuje najviše 5 do 20 % [134], no danas su te razlike značajno veće. Osim toga, radom stroja on se zagrijava i hladi pa dolazi do promjene otpora statora i iznosa toka permanentnih magneta. Želi li se postići upravljanje tako da se stroj optimalno iskoristi, naročito sa strane energetske učinkovitosti, promjene parametra je potrebno uzeti u obzir bilo korištenjem funkcija ovisnosti, preglednim tablicama ili estimacijom iznosa parametara tijekom rada stroja.

Matematički model sinkronoga stroja za isprekidani način rada izveden je iz standardnog matematičkog modela s konstantnim iznosom parametara. Nakon završetka letećeg starta, energetski pretvarač prelazi iz isprekidanog načina rada u normalni, trajni režim rada. Upravljački algoritam normalnog rada je vektorsko upravljanje koje za normalni početak rada mora dobiti informaciju o estimiranoj brzini vrtnje i položaju rotora iz algoritma letećeg starta, stoga će i vektorsko upravljanje biti opisano u sklopu ove disertacije.

4.1. Radno područje sinkronih strojeva

Radno područje sinkronih strojeva nalazi se unutar naponskog i strujnog ograničenja:

$$|\mathbf{u}| = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \leq U_{\max}, \quad (4.1)$$

$$|\mathbf{i}| = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{\max}. \quad (4.2)$$

Naponsko ograničenje (4.1) je ograničenje pretvarača napona i frekvencije, odnosno najveći mogući napon koji se može postići na izlazu pretvarača. Uz napon istosmjernog međukruga U_{dc} i korištenje vektorske modulacije, najveća moguća amplituda osnovnog harmonika faznog napona koja se može postići iznosi:

$$U_{\max} = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}. \quad (4.3)$$

U stacionarnom stanju jednadžba (3.39) prelazi u

$$\mathbf{u}_{dq} = \omega_{re} \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_{dq}, \quad (4.4)$$

gdje je zanemaren pad napona na statorskom namotu stroja, što je opravdano napraviti u području srednjih i velikih brzina vrtnje jer je tada i inducirani napon velikog iznosa pa je na stroj potrebno primijeniti napon sličnog iznosa kako bi mu držao proturavnotežu. Razlika između inducirano napona i primijenjenog napona na statoru stroja predstavlja pad napona na namotu statora i s njim je određen iznos struje koja teče kroz stroj. S druge strane, sustav upravljanja mora osigurati iznos struje koja će u stroju stvoriti magnetski tok takav da stroj razvija zadani moment na osovini stroja. Prema tome, u jednadžbi (4.4) iznos magnetskog toka $\boldsymbol{\psi}_{dq}$ određen je momentom koji stroj razvija. Za konstantni iznos momenta, napon primijenjen na stroju \mathbf{u}_{dq} prema jednadžbi (4.4) ovisi o brzini vrtnje ω_{re} . Stoga se naponsko ograničenje (4.1) često zapisuje koristeći (4.4) kako bi se naznačilo da naponsko ograničenje ovisi o brzini vrtnje stroja:

$$|\mathbf{u}| = \omega_{re} |\boldsymbol{\psi}| = \omega_{re} \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2} \leq U_{\max}. \quad (4.5)$$

Strujno ograničenje (4.2) je termalno ograničenje stroja, odnosno najveći dopušteni trajni iznos struje koji može teći kroz namote stroja, a da se on ne zagrije preko dozvoljene temperature. Ovisno o vrsti pogona u kojoj se sinkroni stroj primjenjuje te načinu hlađenja, u nekim je slučajevima dozvoljeno i kratko preopterećenje što se u sklopu ove disertacije neće razmatrati.

U području rada gdje je amplituda struje manja od nazivne vrijednosti, potrebno je upravljati iznosom i kutom vektora struje kako bi se u stroju stvorio potreban tok za razvijanje željenog momenta prema (3.48). Za konstante vrijednosti parametra stroja (L_d , L_q i ψ_{pm}) ovisnost momenta i snage o kutu opterećenja izvedena je još 1926. godine [23]. Međutim, kod modernih električnih strojeva ne može se pretpostaviti konstantan iznos parametara. Zbog toga se danas koriste postupci u kojima se strujom upravlja tako da se ostvari najveći mogući moment uz najmanju amplitudu struje (engl. *Maximum Torque Per Ampere*, MTPA) ili uz najmanje gubitke u stroju (engl. *Loss Minimization*, LM) [135].

4.1.1. Utjecaj magnetskog zasićenja na parametre stroja

U jednadžbi (3.41), matrica induktiviteta L_{dq} je konstantnog iznosa, neovisno radi li se o IPM-u i jednadžbi (3.37) ili PMA-SynRM-u i jednadžbi (3.62). No, samoinduktiviteti i međuinduktiviteti dani izrazima (3.19)-(3.24) i (3.51)-(3.56) ovise o relativnoj permeabilnosti materijala kroz koji prolazi magnetski tok. Povećanjem magnetskog toka kroz feromagnetski materijal, dolazi do zasićenja magnetskih putova što se naziva i magnetsko zasićenje (engl. *magnetic saturation*).

Posljedica opisane pojave je:

- smanjenje vrijednosti induktiviteta, odnosno magnetske vodljivosti, u putovima gdje dolazi do magnetskog zasićenja,
- utjecaj toka jedne osi na drugu, odnosno promjene magnetske vodljivosti jer se dio toka jedne osi zatvara putovima druge osi.

S obzirom na to da raste vrijednost magnetskog toka, raste i vrijednost magnetske indukcije, odnosno gustoće magnetskog toka, koja je ograničena feromagnetskim svojstvima materijala kroz koji se zatvara. U željeznoj jezgri, nakon određenog iznosa, magnetska indukcija više ne može rasti, stoga se silnice magnetskog toka počnu rasipati okolnim putovima. Rasipanje dovodi do smanjenja induktiviteta, a zatvaranje okolnim putovima do utjecaja jedne osi na drugu.

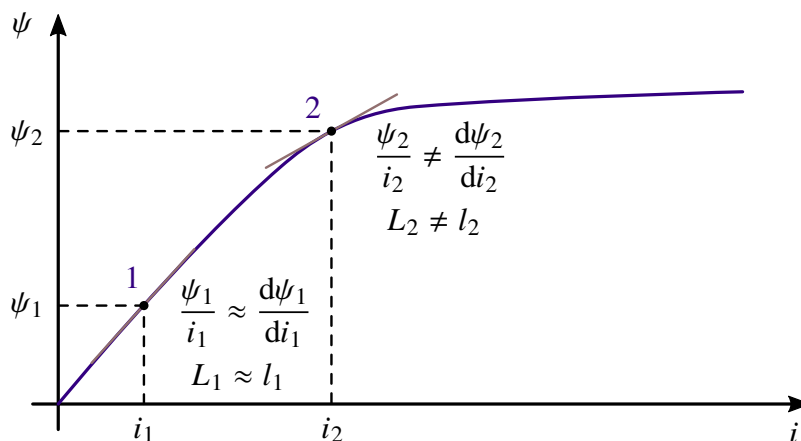
Prema definiciji, vrijednost induktiviteta određena je s izrazom:

$$L = \frac{\psi(i)}{i}, \quad (4.6)$$

gdje je magnetski tok $\psi(i)$ funkcija struje i koja ga stvara. Slikom 4.1 je prikazana općenita krivulja ovisnosti magnetskog toka o struji za feromagnetske materijale. S porastom struje dolazi i do povećanja magnetskog toka. U području gdje je struja malog iznosa¹, oko točke označene s brojem 1, iznos magnetskog toka raste proporcionalno s iznosom struje pa se taj dio naziva i linearno područje. U linearnom području vrijedi da je omjer magnetskog toka i struje jednak derivaciji magnetskog toka po struji (tangenta na krivulju). U području srednjih vrijednosti struja, oko točke označene brojem 2, prestaje vrijediti proporcionalna ovisnost magnetskog toka o struji, a to područje se naziva koljenom krivulje magnetiziranja. U području velikih iznosa struja, razlika između omjera magnetskog toka i struje spram derivacije magnetskog toka po struji još je i veća, a to se područje naziva zasićenjem.

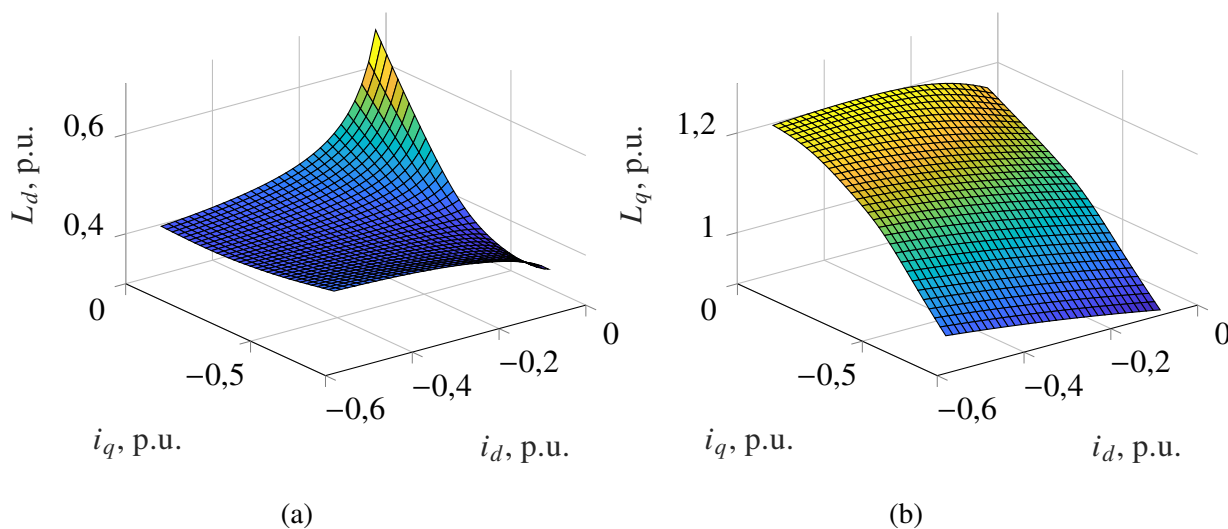
U [136] je prikazano kako se pomoću metode konačnih elemenata (FEM) može modelirati geometrija stroja i na temelju nje izračunati vrijednosti induktiviteta za razne vrijednosti struja u dq osima. Slikom 4.2 su prikazani induktiviteti iz [136], određeni prema (3.36) uz zanemarenje utjecaja zasićenja na tok permanentnih magneta, u opsegu struja do nazivnog iznosa i prikaza veličina u jedničnom sustavu vrijednosti (engl. *per-unit*, p.u.). Na slici 4.2(a) može se uočiti

¹Malog iznosa u odnosu na raspon struje prikazanim na krivulji. Iznos struje i magnetskog toka ne može se općenito povezati s iznosom struje i magnetskog toka u stroju jer su radne točke stroja, a time i nazivna radna točka, određene konstrukcijom stroja.



Slika 4.1. Krivulja ovisnosti magnetskog toka o struji.

glavni nedostatak određivanja induktiviteta na ovaj način: zbog dijeljenja vrijednosti magnetskog toka sa vrijednosti struje, u području malih vrijednosti struja dijele se brojevi bliski nuli pa može doći do velike greške.

Slika 4.2. Ovisnosti induktiviteta o strujama. (a) $L_d = f(i_d, i_q)$. (b) $L_q = f(i_d, i_q)$.

Pristup modeliranja ovisnosti induktiviteta kao $L_d = f(i_d, i_q)$ i $L_q = f(i_d, i_q)$ neposredno modelira i utjecaj toka jedne osi na drugu os s obzirom na to da su oba induktiviteta ovisna o obje struje. U [34] je pokazano da se bolja analiza rada stroja postiže primjenom modela u kojem je matrica induktiviteta definirana kao:

$$\mathbf{L}_{dq} = \begin{bmatrix} L_{dd} & L_{dq} \\ L_{qd} & L_{qq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \left. \frac{\Delta\psi_d}{\Delta i_d} \right|_{i_q \approx \text{konst.}} & \left. \frac{\Delta\psi_d}{\Delta i_q} \right|_{i_d \approx \text{konst.}} \\ \left. \frac{\Delta\psi_q}{\Delta i_d} \right|_{i_q \approx \text{konst.}} & \left. \frac{\Delta\psi_q}{\Delta i_q} \right|_{i_d \approx \text{konst.}} \end{bmatrix}, \quad (4.7)$$

gdje vrijedi pravilo reciprociteta $L_{dq} = L_{qd}$ jer zavojnica nije niti izvor niti ponor električne energije [137].

U jednadžbi (3.39) pojavljuje se derivacija magnetskog toka, a raspisom magnetskog toka u jednadžbi (3.41) pojavljuje se derivacija struje uz konstantne vrijednosti induktiviteta. Promjena vrijednosti induktiviteta trebala bi se uzimati u obzir s:

$$\mathbf{u}_{dq} = (\mathbf{I}R_s + \mathbf{l}_{dq} s) \mathbf{i}_{dq} + \omega_{re} \mathbf{J} (\mathbf{L}_{dq} \mathbf{i}_{dq} + \boldsymbol{\psi}_r), \quad (4.8)$$

gdje je:

$$\mathbf{l}_{dq} = \begin{bmatrix} l_{dd} & l_{dq} \\ l_{qd} & l_{qq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \psi_d}{\partial i_d} & \frac{\partial \psi_d}{\partial i_q} \\ \frac{\partial \psi_q}{\partial i_d} & \frac{\partial \psi_q}{\partial i_q} \end{bmatrix}, \quad (4.9)$$

i vrijedi pravilo reciprociteta $l_{dq} = l_{qd}$. Prema slici 4.1, u jednadžbi (4.8) je induktivitet \mathbf{L}_{dq} omjer magnetskog toka i struje, a induktivitet \mathbf{l}_{dq} derivacija magnetskog toka po struji (tangenta na krivulju). U literaturi se induktivitet \mathbf{L}_{dq} naziva prividni induktivitet, a induktivitet \mathbf{l}_{dq} se naziva inkrementalni induktivitet [20, 34].

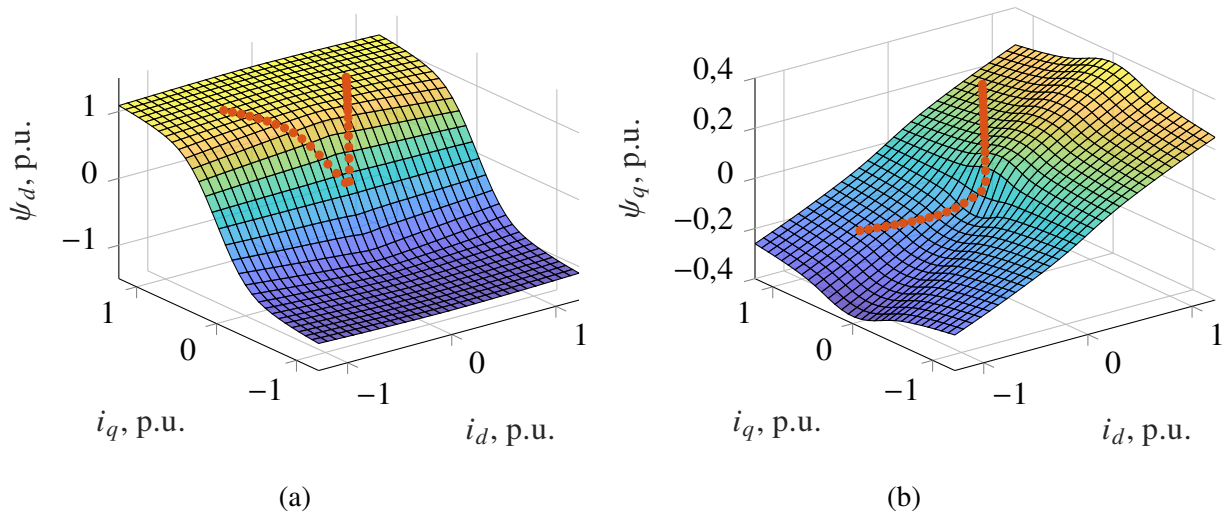
S obzirom na sve navedeno, jasno je da bi točan prikaz rada stroja trebalo poznavati ukupno osam promjenjivih vrijednosti umjesto dvije konstantne vrijednosti. Za strukture upravljanja brzinom vrtnje ili momentom stroja, uglavnom su dovoljni induktiviteti $L_d = f(i_d)$ i $L_q = f(i_q)$ iako se često koriste induktiviteti $L_d = f(i_d, i_q)$ i $L_q = f(i_d, i_q)$ spremljeni u formatu jednodimenzionalnih, odnosno dvodimenzionalnih preglednih tablica (2D-LUT).

Za potrebe estimacije brzine vrtnje i položaja rotora, umjesto osam promjenjivih vrijednosti, u zadnje se vrijeme predlaže upravljanje tokovima umjesto strujama kako bi se izbjeglo korištenje induktiviteta [136, 138, 139]. U [32] su predložene funkcije ovisnosti struja o magnetskim tokovima:

$$i_d(\psi_d, \psi_q) = \left(a_{d0} + a_{dd} |\psi_d|^S + \frac{a_{dq}}{V+2} |\psi_d|^U |\psi_q|^{V+2} \right) \psi_d, \quad (4.10)$$

$$i_q(\psi_d, \psi_q) = \left(a_{q0} + a_{qq} |\psi_q|^T + \frac{a_{dq}}{U+2} |\psi_d|^{U+2} |\psi_q|^V \right) \psi_q, \quad (4.11)$$

gdje su a_{d0} , a_{dd} , a_{q0} , a_{qq} , S , T , U i V realne pozitivne konstantne vrijednosti koje je potrebno odrediti za svaki stroj. U [32] je predložen postupak koji se pokreće tijekom puštanja u pogon stroja, a koji se izvodi u mirovanju te nije potreban opteretni stroj ili dodatni mjerni instrumenti. Postupak se sastoji od tri koraka tijekom kojih se u osi stroja primjenjuje proizvoljno veliki iznos napona, a polaritet napona se odabire temeljem histereznih regulatora struje. U svakom koraku, polaritet napona se mijenja proizvoljno mali broj puta tijekom kojih struja stroja doseže iznose jednake ili veće od nazivne, a na kraju svakog koraka računaju se pojedini koeficijenti koristeći metodu najmanjih kvadrata (engl. *Linear Least Squares*, LLS). Opisana metoda je primijenjena na stroju iz [49], a mape tokova $\psi_d = f(i_d, i_q)$ i $\psi_q = f(i_d, i_q)$ sa označenim točkama prema funkcijama ovisnosti struja o tokovima prikazane su na slici 4.3.



Slika 4.3. Ovisnosti magnetskih tokova o strujama. (a) $\psi_d = f(i_d, i_q)$. (b) $\psi_q = f(i_d, i_q)$.

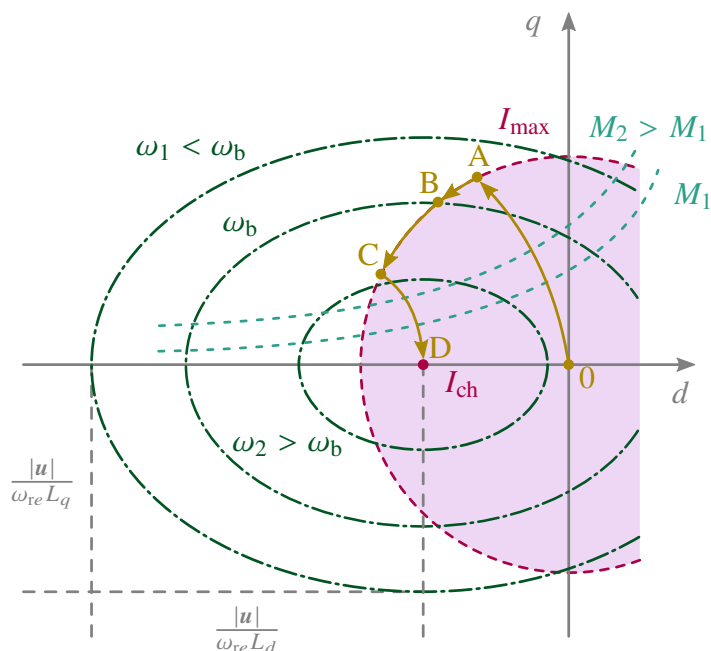
4.1.2. Radno područje IPM-a

Slika 4.4 prikazuje radne krivulje struje sinkronoga stroja s permanentnim magnetima sa ucrtanim naponskim i strujnim ograničenjima. Strujno ograničenje prema (4.1) je kružnica s ishodištem u ishodištu koordinatnog sustava. Naponsko ograničenje proizlazi iz (4.5) uz raspis magnetskog toka prema (3.36) i (3.38):

$$\frac{U_m^2}{(\omega_{re} L_d L_q)^2} \geq \frac{(i_d + I_{ch})^2}{L_q^2} + \frac{i_q^2}{L_d^2}. \quad (4.12)$$

Odnosno, napon primijenjen na stroj određen je induciranim naponom na stroju. Kako je inducirani napon posljedica toka u stroju, a tok je ovisan o iznosu struje koja teče kroz namote stroja, naponsko ograničenje može se prikazati i kao ograničenje struje. Naponsko ograničenje (4.12) su elipse s ishodištem u točki $(-I_{ch}, 0)$, a poluosi elipse određene su iznosom brzine vrtnje, parametrima stroja i najvećim naponom koje je moguće primijeniti na stroj.

U klasičnom razmatranju rada stroja, početak radne krivulje stroja je ishodište koordinatnog sustava gdje su struje jednake nuli, a rotor stroja miruje. Ta je radna točka označena s 0 na slici 4.4. Da bi se razvio moment na osovini stroja, kroz namote je potrebno propusti struju koja će stvoriti magnetski tok. Razvijeni elektromagnetski moment ovisi o vektorskom umnošku magnetskog toka i struje (3.43), a ovisnost magnetskog toka o struji nije linearna zbog utjecaja zasićenja kako je to opisano u poglavlju 4.1.1. Prema tome, vrijednosti induktiviteta u jednadžbi (3.48) nisu konstantne, a ista se vrijednost momenta može postići uz različitu amplitudu i kut struje i_{dq} . Na slici 4.4 su ucrtane dvije krivulje konstantnog iznosa momenta, a MTPA krivulja ih siječe u točki koja je najbliža ishodištu. Odnosno, MTPA krivulja, koja ide od točke 0 do točke A, označava radne točke stroja kojim se upravlja tako se željeni moment ostvari uz najmanju moguću amplitudu struju. Porastom momenta, raste i amplituda struje sve točke do A u kojoj dolazi do ograničenja struje. Stoga točka A predstavlja točku nazivnog momenta stroja i veći je



Slika 4.4. Radne krivulje IPM-a na MTPA-a krivulji, strujnom ograničenju i naponskom ograničenju.

moment moguće ostvariti samo uz povećanje struje iznad nazivne vrijednosti. Odstupanje od MTPA krivulje je moguće, ali će se tada željeni moment razvijati uz veći iznos struje. Osim toga, moguće je odabrati i neki drugi optimizacijski algoritam, poput smanjenja gubitaka (LM) gdje se željeni moment razvija uz najmanje gubitke u stroju.

Povećanjem brzine vrtnje potrebno je povećati i iznos napona primjenjenog na stroju kako bi držao ravnotežu induciranom naponu. Zbog toga se mijenja kut struje uz održavanje konstantne amplitude. To područje se naziva slabljenje magnetskog polja (engl. *Field Weakening*, FW) i na slici 4.4 je označeno krivuljom od točke A do točke C. Točka B predstavlja točku nazivnog napona, odnosno nazivne brzine vrtnje. Do slabljenja polja može doći i prije nego što struja dosegne najveću dozvoljenu vrijednost te je tada potrebno primijeniti algoritam koji će održavati moment na željenoj vrijednosti [140].

Jedna od karakteristika sinkronoga stroja s permanentnim magnetima je da se moment u području slabljenja magnetskog polja (od točke A do točke C) ne smanjuje proporcionalno brzini vrtnje, a točka nazivne snage leži negdje na toj krivulji. Odnosno, točka nazivne snage, točka nazivne brzine vrtnje i točka nazivnog momenta nisu nužno iste radne točke.

Mogućnost daljnjeg povećanja brzine vrtnje ovisi o iznosu karakteristične struje I_{ch} . Ako je iznos karakteristične struje manji od iznosa strujnog ograničenja stroja, brzina se teoretski može povećavati do beskonačnosti koristeći algoritam najvećeg momenta za primjenjeni napon na stroju (engl. *Maximum Torque Per Voltage*, MTPV). Na slici 4.4 je MTPV krivulja označena od točke C do točke D. U slučaju kada je karakteristična struja rubnog iznosa ili veća od strujnog ograničenja, stroj ima i teorijsko ograničenje brzine vrtnje [133].

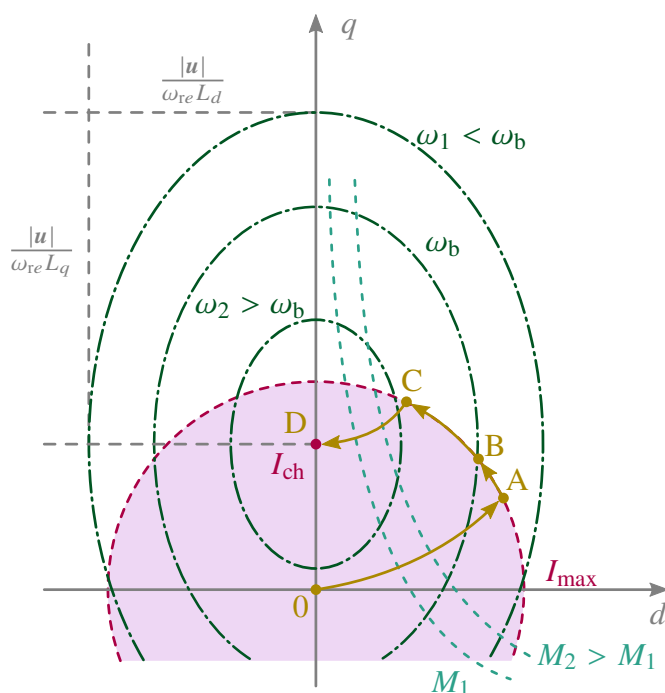
4.1.3. Radno područje PMA-SynRM-a

Slika 4.5 prikazuje radne krivulje struje sinkronoga stroja reluktantnoga stroja potpomognutog magnetima sa ucrtanim naponskim i strujnim ograničenjima. Strujno ograničenje prema (4.1) je kružnica s ishodištem u ishodištu koordinatnog sustava. Na sličan način kao i kod IPM-a, naponsko ograničenje uz (3.63):

$$\frac{U_m^2}{(\omega_{re} L_d L_q)^2} \geq \frac{i_d^2}{L_q^2} + \frac{(i_q - I_{ch})^2}{L_d^2}, \quad (4.13)$$

su elipse s ishodištem u točki $(0, I_{ch})$, a poluosi elipse određene su iznosom brzine vrtnje, parametrima stroja i najvećim naponom koje je moguće primijeniti na stroj.

Krivulja od točke 0 do točke A je MTPA krivulja, odnosno radne točke do nazivnog iznosa struje gdje se strojem upravlja tako da se razvija elektromagnetski moment uz najmanju amplitudu struje. Od točke A do točke C označena je krivulja rada na strujnom opterećenju uz povećanje brzine vrtnje, odnosno slabljenje magnetskog polja. Krivulja od točke C do točke D je krivulja MTPV, odnosno elektromagnetski moment se razvija uz najmanju amplitudu napona primijenjenog na stroj.



Slika 4.5. Radne krivulje PMA-SynRM-a na MTPA-a krivulji, strujnom ograničenju i naponskom ograničenju.

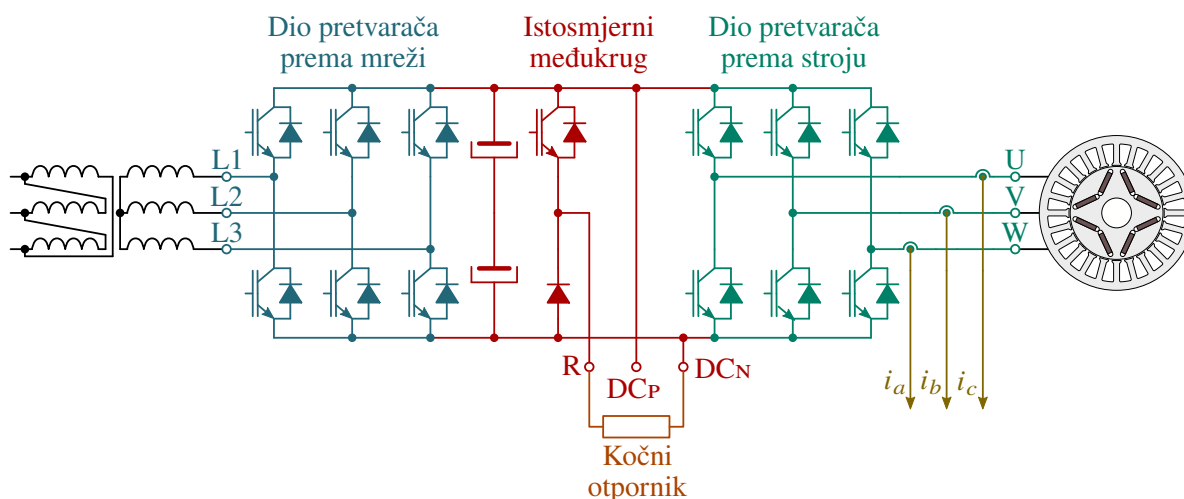
4.2. Vektorsko upravljanje

Vektorsko upravljanje asinkronim motorima prvi su, neovisno, predložili Hasse 1968. godine [141] i Blaschke 1972. godine [142]. Hesse je predložio neizravno vektorsko upravljanje (engl. *Indirect Field-Oriented Control*, IFOC) u kojem se položaj toka rotora estimira na temelju mjenenog kuta rotora i estimiranog klizanja. Blaschke je predložio izravno vektorsko upravljanje (engl. *Direct Field-Oriented Control*, DFOC) u kojem se tok rotora mjeri pomoću senzora u zračnom rasporu ili estimira iz primijenjenog napona i mjerene struje. Kod sinkronih strojeva, tok rotora je čvrsto vezan uz strukturu rotora, stoga se mjerenjem položaja rotora neizravno mjeri i položaj toka rotora, uz poznato odstupanje mjernog člana spram rotora. S druge strane, položaj toka rotora se može i estimirati na neki od načina koji su dani u poglavlju 2.

Neovisno o tome kojom se vrstom stroja upravlja, primijenjeni napon na statoru stroja i mjerene struje stroja transformiraju se Clarkinom transformacijom \mathbf{T} u mirujući dvofazni $\alpha\beta$ koordinatni sustav, a potom Parkovom transformacijom i koristeći kut toka rotora $\mathbf{P}(\theta_{re})$ u rotirajućem dvofazni dq sustav. U rotirajućem dvofaznom dq koordinatnom sustavu, d komponenta struje služi za upravljanje magnetskim tokom u stroju, a q komponenta struje, koja je okomita na d komponentu, služi za upravljanje momentom. Tako je ostvareno odvojeno upravljanje tokom i momentom, što je do tada bilo moguće samo kod istosmjernih strojeva gdje su ti sustavi i fizički odvojeni na uzbudni namot i armaturni namot. Komercijalizacija digitalnih sustava temeljenih na procesorima za obradu signala (engl. *Digital Signal Procesor*, DSP) 1980-ih omogućila je primjenu vektorskog upravljanja asinkronim strojevima uz slične mogućnosti upravljanja momentom i brzinom vrtnje kao i kod istosmjernih strojeva. No, glavni razvoj i primjena vektorskog upravljanja zaživjela je tek smanjenjem cijena i razvojem poluvodičkih sklopki te pojavljivanjem bržih i jeftinijih DSP-ova.

4.2.1. Pretvarač napona i frekvencije

Energetska shema općenitog trofaznog dvorazniskog pretvarača napona i frekvencije s označenim glavnim dijelovima prikazana je na slici 4.6. Ovisno o namjeni pogona, neki energetske dijelovi pretvarača mogu biti i izostavljeni. Na primjer, kod pogona motora gdje se ne očekuje značajna količina generirane energije tijekom kočnog režima rada, dio pretvarača prema mreži može biti izveden pomoću diodnog mosta (bez IGBT-ova na slici 4.6). U tom slučaju se koristi kočni otpornik za disipaciju viška energije, koji se uključuje samo kada napon istosmjernog međukruga dosegne najveću dozvoljenu razinu. Kočni otpornik nije potrebno koristiti u pogonima gdje nema kočnog režima rada, poput pogona pumpi i ventilatora. Kada je dio pretvarača prema mreži izveden na način kako je to prikazano slikom 4.6, tada se energija tijekom kočnog režima rada, ili trajnog režima rada u slučaju pogona generatora, može predati mreži. Kočni otpornik tada nije potreban, ali se može instalirati kao sustav zaštite u slučaju ispada mreže.



Slika 4.6. Energetska shema pretvarača napona i frekvencije.

Na slici 4.6 mreža je predstavljena transformatorom, ali je između potrebno instalirati filter harmonika barem prvog reda (čisto induktivni – L filter) ili u slučaju strožih zahtjeva na kvalitetu napona i višeg reda (induktivno-kapacitivni LCL filter). Isto tako, na slici 4.6 nije prikazan induktivitet za filtriranje struje u istosmjernom međukrugu, sklop za predpunjenje istosmjernog međukruga, mjerenje struje prema mreži, niti sklopna i zaštitna oprema koja se nužno instalira između mreže i pretvarača.

Izvodi istosmjernog međukruga DC_P i DC_N mogu se koristiti za zajednički spoj više pretvarača kako bi se omogućilo iskorištavanje kočne energije jednog dijela pogona na drugim dijelovima pogonima u motorskom režimu rada. Osim toga, kod pretvarača modularne izvedbe ili pretvarača velikih snaga dijelovi pretvarača prema mreži i prema stroju izrađuju se kao zasebne jedinice.

Primjeni li se na stezaljke pretvarača prema mreži (L1-L2-L3) trofazni simetrični sinusni napon efektivne linijske vrijednosti U_{ac} , tada će diodni most u dijelu pretvarača prema mreži (neovisno o tome postoje li IGBT-ovi ili ne) ispraviti napon u pulsirajući šest-pulsni napon srednje vrijednosti:

$$U_{dc,sr} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_{ac} \approx 1,35 U_{ac}. \quad (4.14)$$

Kondenzatori u istosmjernom međukrugu filtrirat će pulsirajući napon, smanjujući mu valovitost i povećavajući srednju vrijednost prema vršnoj vrijednosti ispravljenog napona:

$$U_{dc,m} = \sqrt{2} U_{ac} \approx 1,41 U_{ac}. \quad (4.15)$$

Stvarna vrijednost napona istosmjernog međukruga ovisi o veličini kondenzatora i opterećenju pretvarača². Korištenjem upravljivih poluvodičkih sklopki – IGBT-a u dijelu pretvarača prema mreži, napon istosmjernog međukruga može se održavati i na nekoj drugoj, većoj razini.

Svaki dio pretvarača sa slike 4.6 (prema mreži i prema stroju) može djelovati kao ispravljač i kao izmjenjivač, odnosno može pretvarati izmjenični napon i struju u istosmjerni napon i struju i

²Tipična vrijednost napona istosmjernog međukruga za mrežni napon 3×400 V iznosi 560 V.

obratno. Međutim, zbog duge povijesti korištenja pretvarača u industrijskim elektromotornim pogonima, za dio pretvarača prema mreži uvriježio se naziv ispravljač, a za dio prema stroju izmjenjivač.

Pretvarač na stezaljkama prema stroju (U-V-W) može istovremeno primijeniti samo jedan od ukupno osam mogućih vektora napona. Pri tome se šest vektora napona naziva aktivnima, a preostala dva nul-vektorima. Vektor napona je jednoznačno određen upravljačkim signalima IGBT-ova u gornjim grama izmjenjivača (T1, T3 i T5), a upravljački signali IGBT-ova u donjim granama izmjenjivača (T2, T4 i T6) su komplementarni za svaki vektor. Tablicom 4.1 dani su iznosi faznih napona u_a , u_b i u_c za šest aktivnih vektora ovisno o upravljačkim signalima IGBT-ova. Preostala dva vektora, odnosno nul-vektori tvore se uključivanjem svih IGBT-ova iz gornje ili iz donje grane izmjenjivača. Tada su stezaljke pretvarača U-V-W kratko spojene, pa su iznosi faznih napona jednaki nuli $u_a = u_b = u_c = 0$.

Primjenom Clarkine transformacije \mathbf{T} nad faznim naponima određeni su iznosi komponenti aktivnih vektora napona pretvarača u mirujućem dvofaznom $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu. Iznosi napona u u_α i u_β , kao i oznaka šest aktivnih vektora dani su tablicom 4.1, a oznake nul-vektora su $\mathbf{u}_0(000)$ i $\mathbf{u}_7(111)$. Poredak vektora napona napravljen je tako da se dva susjedna vektora razlikuju u samo jednom upravljačkom signalu IGBT-a.

Tablica 4.1. Aktivni vektori napona na izlazu iz izmjenjivača u ovisnosti o stanju sklopki.

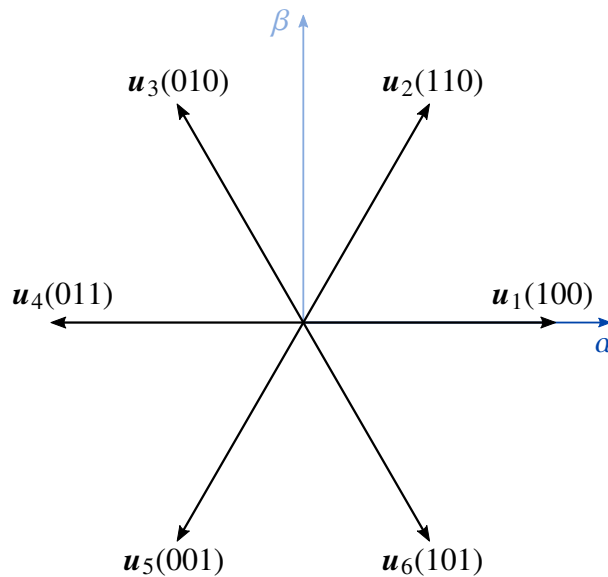
T_1	T_3	T_5	u_a	u_b	u_c	vektor	u_α	u_β
1	0	0	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\mathbf{u}_1(100)$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	0
0	1	0	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\mathbf{u}_3(010)$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$
1	1	0	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\mathbf{u}_2(110)$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$
0	0	1	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$\mathbf{u}_5(001)$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$
1	0	1	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\mathbf{u}_6(101)$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}$
0	1	1	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\mathbf{u}_4(011)$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	0

Šest aktivnih vektora napona na izlazu iz izmjenjivača prikazani su slikom 4.7.

4.2.2. Struktura vektorskog upravljanja sinkronim strojem

Klasična struktura vektorskog upravljanja sinkronim strojem bez mjernog člana brzine vrtnje položaja rotora implementirana u DSP dana je na slici 4.8.

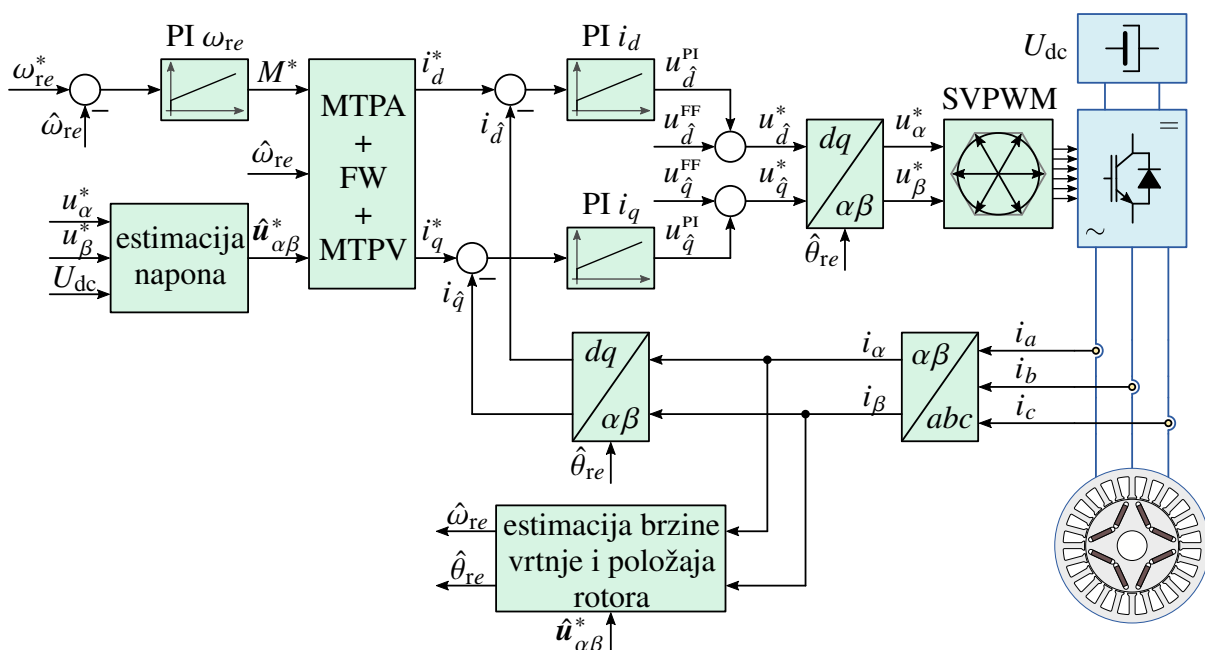
Glavna referentna vrijednost u sustavu je brzina vrtnje ω_{re}^* koja se uspoređuje s estimiranom vrijednosti brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$ i dovodi na ulaz u proporcionalno-integracijskog (engl. *Proportional-Integral*, PI) regulatora. Izlaz iz PI regulatora je referentna vrijednost momenta M^* koja treba držati protutežu momentima na osovini kako bi brzina vrtnje pogona bila jednaka referentnoj



Slika 4.7. Aktivni vektori napona na izlazu izmjenjivača prikazani u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu.

brzini vrtnje. Za sustave u kojima se ne upravlja brzinom vrtnje, poput vjetroagregata i pogona električnih vozila, glavna referentna vrijednost je moment M^* .

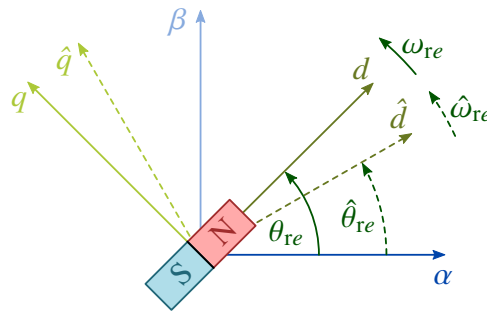
Na temelju referentne vrijednosti momenta M^* , estimirane vrijednosti brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$ i estimiranog napona koji se primijenio na stroj $\hat{u}_{\alpha\beta}^*$ određuje se referentna vrijednost struje i_{dq}^* u rotirajućem dq sustavu prema krivuljama radnih područja opisanim u poglavlju 4.1. Iako je rezultat vektorskog upravljanja proračun vektora napona koji se primjenjuje na stroj $u_{\alpha\beta}^*$, njega je i dalje potrebno estimirati $\hat{u}_{\alpha\beta}^*$ uzimajući u obzir mrtvo vrijeme između sklapanja kao i pad napona na poluvodičkim sklopkama [31].



Slika 4.8. Klasična struktura vektorskog upravljanja sinkronim strojem.

Prema [28], jednađba (3.41) nije iskoristiva u vektorskoj strukturi upravljanja bez mjernog člana brzine vrtnje i položaja rotora s obzirom na to da točan položaj rotora θ_{re} nije poznat. Kada se pozicija rotora estimira, može doći do greške između estimiranog položaja $\hat{\theta}_{re}$ i stvarnog položaja rotora θ_{re} kao što je to prikazano slikom 4.9. U tom slučaju je estimirani $\hat{d}q$ sustav pomaknut spram stvarnog dq sustava za:

$$\theta_{\Delta} = \theta_{re} - \hat{\theta}_{re}. \quad (4.16)$$



Slika 4.9. Stvarni dq i estimirani $\hat{d}q$ rotirajući koordinatni sustav.

Prema tome, povratna veza PI regulatora struje zatvorena je sa strujama u $\hat{d}q$ sustavu, odnosno $\mathbf{i}_{\hat{d}q} = \mathbf{P}(\hat{\theta}_{re})\mathbf{i}_{\alpha\beta}$. PI regulator struje parametrira se tako da njegov izlaz da zadovoljavajući odziv na radno-induktivni dio stroja iz jednađbe (3.41):

$$\mathbf{u}_{\hat{d}q}^{PI} = (\mathbf{I}R_s + \mathbf{L}_{dq}s)\mathbf{i}_{\hat{d}q}, \quad (4.17)$$

dok se inducirani napon pokriva unaprijednim djelovanjem (engl. *feed-forward*, FF), odnosno komponentnom raspredanja:

$$\mathbf{u}_{\hat{d}q}^{FF} = \hat{\omega}_{re}\mathbf{J}(\mathbf{L}_{dq}\mathbf{i}_{\hat{d}q} + \boldsymbol{\psi}_r). \quad (4.18)$$

Referentne vrijednosti napona u $\hat{d}q$ sustavu $\mathbf{u}_{\hat{d}q}^* = \mathbf{u}_{\hat{d}q}^{PI} + \mathbf{u}_{\hat{d}q}^{FF}$ transformiraju se u dvofazni $\alpha\beta$ mirujući koordinatni sustav $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^* = \mathbf{P}^{-1}(\hat{\theta}_{re})\mathbf{u}_{\hat{d}q}^*$.

4.2.3. Vektorska modulacija širine impulsa

Referentni vektor napona $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$ ne može se izravno primijeniti na stroj nego se koristi modulacija širine impulsa (PWM) kako bi se iz napona istosmjernog međukruga U_{dc} konstruirao referentni napon. Jedna od mogućnosti je korištenje sinusnog PWM-a (engl. *Sinusoidal PWM*, SPVM) gdje se za napon svake faze abc koordinatnog sustava konstruira modulacijski signal koji se uspoređuje s istim signalom nosiocem (engl. *Signal Carrier*, SC). S obzirom na to da je izlazni napon trofazni simetrični sinusni signal, sinusna modulacija ne može u potpunosti iskoristiti dostupni napon izmjenjivača jer koristi tri zasebna modulacijska signala. Stoga se koristi vektorska modulacija širine impulsa (engl. *Space Vector Pulse Width Modulation*, SVPWM) u kojem se

referentni vektor napona aproksimira odgovarajućom kombinacijom dva susjedna aktivna vektora i nul-vektorima.

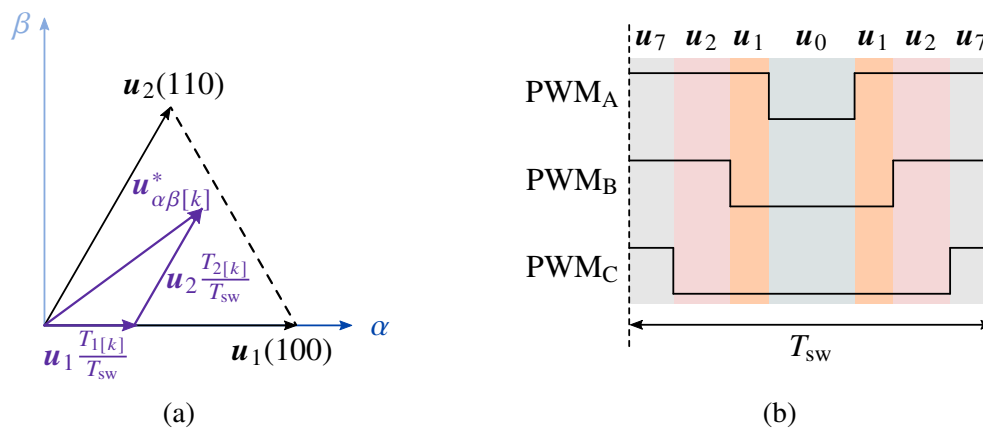
Referentni vektor napona $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$ rotira u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu, a njegova je frekvencija i amplituda određena brzinom rotora i opterećenjem stroja. Unutar dovoljno kratkog perioda sklapanja (engl. *switching time*, T_{sw}), u k -tom koraku sklapanja, vektor $\mathbf{u}_{\alpha\beta[k]}^*$ može se promatrati kao mirujući, odnosno konstante amplitude i kuta tijekom perioda sklapanja T_{sw} te ga je moguće aproksimirati s dva aktivna i nul-vektorima.

Neka se u nekom proizvoljnom k -tom koraku sklapanja, proizvoljno kratkog trajanja³ $t = T_{sw}$, vektor $\mathbf{u}_{\alpha\beta[k]}^*$ nalazi između vektora \mathbf{u}_1 i \mathbf{u}_2 kako je to prikazano slikom 4.10(a), tada je njegov iznos:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta[k]}^* = \frac{1}{T_{sw}} \int_0^{T_1[k]} \mathbf{u}_1 dt + \frac{1}{T_{sw}} \int_{T_1[k]}^{T_1[k]+T_2[k]} \mathbf{u}_2 dt = \mathbf{u}_1 \frac{T_1[k]}{T_{sw}} + \mathbf{u}_2 \frac{T_2[k]}{T_{sw}}, \quad (4.19)$$

gdje $T_1[k]$ i $T_2[k]$ predstavljaju vremena trajanja aktivnog vektora \mathbf{u}_1 i \mathbf{u}_2 u k -tom koraku sklapanja, pri čemu mora biti zadovoljen sljedeći uvjet:

$$T_1[k] + T_2[k] \leq T_{sw}. \quad (4.20)$$



Slika 4.10. Aproksimacija vektora napona $\mathbf{u}_{\alpha\beta[k]}^*$ u proizvoljnom k -tom koraku sklapanja. (a) Prikaz vektora. (b) Upravljački signali IGBT-a.

Vektor napona $\mathbf{u}_{\alpha\beta[k]}^*$ može se napisati koristeći tablicu 4.1 i izraz (4.19) na sljedeći način:

$$u_{\alpha[k]}^* + ju_{\beta[k]}^* = \left(\frac{2U_{dc}}{3}\right) \frac{T_1[k]}{T_{sw}} + \left(\frac{U_{dc}}{3} + j\frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}\right) \frac{T_2[k]}{T_{sw}}, \quad (4.21)$$

³Ovisno o korištenoj modulaciji, trajanje perioda sklapanja može biti konstantnog iznosa ili promjenjivo unutar nekog malog intervala. Odabir trajanja periode sklapanja je kompromis između smanjenja izobličenja struje i smanjenja sklopnih gubitaka u pretvaraču gdje se uz kraće periode sklapanja ostvaruje manja valovitost struje i veći sklopni gubici.

odnosno:

$$u_{\alpha[k]}^* = \frac{2U_{dc}}{3} \frac{T_{1[k]}}{T_{sw}} + \frac{U_{dc}}{3} \frac{T_{2[k]}}{T_{sw}}, \quad (4.22)$$

$$u_{\beta[k]}^* = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}} \frac{T_{2[k]}}{T_{sw}}. \quad (4.23)$$

Vremena trajanja vektora \mathbf{u}_1 i \mathbf{u}_2 u k -tom koraku sklapanja mogu se odrediti iz jednadžbi (4.22) i (4.23):

$$T_{1[k]} = T_{sw} \frac{\sqrt{3}}{2U_{dc}} \left(\sqrt{3}u_{\alpha[k]}^* - u_{\beta[k]}^* \right), \quad (4.24)$$

$$T_{2[k]} = T_{sw} \frac{\sqrt{3}}{U_{dc}} u_{\beta[k]}^*. \quad (4.25)$$

Na identičan se način određuju vremena trajanja aktivnih vektora i za ostale položaje vektora referentnog napona $\mathbf{u}_{\alpha\beta[k]}^*$. Ostatak je sklopne periode namijenjen nul-vektorima \mathbf{u}_0 i \mathbf{u}_7 . Izrazi za $T_{1[k]}$ i $T_{2[k]}$ vrijede za sve tipove vektorske modulacije, dok smještaj nul-vektora \mathbf{u}_0 i \mathbf{u}_7 ovisi o tipu vektorske modulacije. Jednadžbe koje definiraju $T_{0[k]}$ i $T_{7[k]}$ različite su za svaku metodu, ali ukupno vrijeme trajanja nul-vektora mora zadovoljiti uvjet:

$$T_{0[k]} + T_{7[k]} = T_{sw} - T_{1[k]} - T_{2[k]}. \quad (4.26)$$

Najčešće se koristi modulacija sa simetričnim smještajem nulnih vektora kako je to prikazano slikom 4.10(b)⁴, kod koje nul-vektori \mathbf{u}_0 i \mathbf{u}_7 jednako traju:

$$T_{0[k]} = T_{7[k]} = \frac{T_{sw} - T_{1[k]} - T_{2[k]}}{2}. \quad (4.27)$$

Najveća amplituda vektora referentnog napona koju je moguće konstruirati odgovarajućim slijedom dva susjedna vektora mijenja se s položajem vektora referentnog napona (iscrtkana linija na slici 4.10(a)). Kada se vektor referentnog napona $\mathbf{u}_{\alpha\beta}^*$ nalazi točno između dva aktivna vektora, vrijednost najveće amplitude vektora napona koju je moguće konstruirati je najmanja i u tom položaju oba aktivna vektora moraju jednako trajati. Prema tome, da bi se vektor referentnog napona mogao prikazati s dva susjedna aktivna vektora u svakom položaju, njegov modul ne smije biti veći od:

$$\left| \mathbf{u}_{\alpha\beta}^* \right| \leq U_m = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3}}, \quad (4.28)$$

što ujedno predstavlja i naponsko ograničenje pretvarača dano jednadžbom (4.3).

Isti učinak na izlazni napon kako i kod SVPWM-a je moguće postići i sinusnom modulacijom (SPWM) s injektiranjem nulte komponente signala⁵ u modulacijske signale [143]. Iz referentnog

⁴Pri tome je raspored sklapanja sklopki prikazan tako da su uvjeti uključivanja i isključenja sklopki istovjetni kao i kod modulacija temeljenih na signalima nosiocima. Raspored se razlikuje spram klasičnoga prikaza za SVPWM, ali je rezultat isti.

⁵Prema metodi simetričnih komponenti, odnosno Fortescue transformaciji i rastavu nesimetričnog trofaznog sustava na direktni, inverzni i nulti sustav.

vektora napona $\mathbf{u}_{\alpha\beta[k]}^*$ računaju se referentne vrijednosti signala u abc koordinatnom sustavu $\mathbf{u}_{abc[k]}^*$ na temelju kojih se računaju modulacijski signali u sinusnoj modulaciji:

$$\mathbf{u}_{abc[k]}^{m,SPWM} = \frac{2}{U_{dc}} \mathbf{u}_{abc[k]}^*, \quad (4.29)$$

i oni predstavljaju modulacijske signale u sinusnoj modulaciji. Injektiranjem nulte komponente signala u modulacijske signale SPWM-a, ova se tri modulacijska signala povezuju međusobno, dok izlazni napon ostaje nepromijenjen jer je nulta komponenta istosmjerna u sve tri faze signala. Za raspored nul-vektora SVPWM-a prema (4.27) u modulacijske signale SPWM-a potrebno je injektirati nultu komponentu:

$$u_{[k]}^{m,0} = -\frac{1}{2} \left(u_{[k]}^{m,\min} + u_{[k]}^{m,\max} \right), \quad (4.30)$$

gdje je:

$$u_{[k]}^{m,\max} = \max \left(\mathbf{u}_{abc[k]}^{m,SPWM} \right), \quad (4.31)$$

$$u_{[k]}^{m,\min} = \min \left(\mathbf{u}_{abc[k]}^{m,SPWM} \right). \quad (4.32)$$

Odabir polovice vrijednosti zbroja najmanjeg i najvećeg modulacijskog signala SVPWM-a za nultu komponentu (4.30) naziva se simetrični PWM (engl. *Symmetrical PWM*, SYPWM) u kojem modulacijski signali iznose:

$$\mathbf{u}_{abc[k]}^{m,SYPWM} = \mathbf{u}_{abc[k]}^{m,SPWM} + [1 \ 1 \ 1]^T u_{[k]}^{m,0}. \quad (4.33)$$

Zbog jednostavnosti izvedbe SYPWM-a, on se češće i koristi prilikom implementacije u DSP. Osim navedene nulte komponente, mogu se injektirati i neki drugi signali koji odgovaraju drugačijem rasporedu trajanja nul-vektora $T_{0[k]}$ i $T_{7[k]}$ [143].

Postavljanjem modulacijskog signala na $\mathbf{u}_{abc[k]}^m = [1 \ 1 \ 1]^T$, svi će IGBT-ovi gornje grane biti uključeni cijelu sklopnu periodu, odnosno na izlaz pretvarača će se primijeniti nul-vektor $\mathbf{u}_7(111)$. Postavljanjem modulacijskog signala na $\mathbf{u}_{abc[k]}^m = [-1 \ -1 \ -1]^T$, svi će IGBT-ovi donje grane biti uključeni cijelu sklopnu periodu, odnosno na izlaz pretvarača će se primijeniti nul-vektor $\mathbf{u}_0(000)$. Postavljanjem modulacijskog signala na $\mathbf{u}_{abc[k]}^m = [0 \ 0 \ 0]^T$, tijekom prve četvrtine sklopne periode primjenjivati će se nul-vektor $\mathbf{u}_7(111)$, sljedeće dvije četvrtine nul-vektor $\mathbf{u}_0(000)$, a posljednju četvrtinu opet nul-vektor $\mathbf{u}_7(111)$.

5. Isprekidani način rada pretvarača za sinkroni stroj s permanentnim magnetima

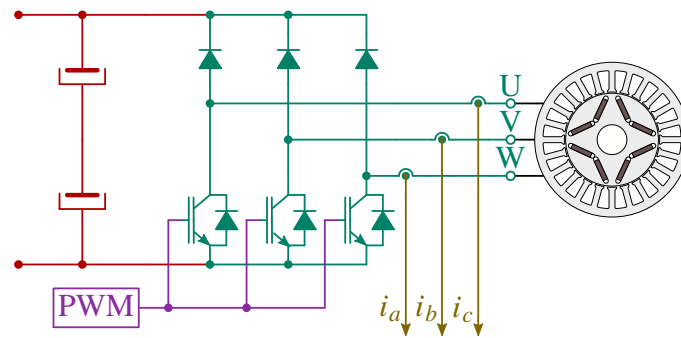
Isprekidani način rada pretvarača koristi se tijekom letećeg starta, odnosno prije uključanja pretvarača kako bi se estimirala brzina vrtnje i položaj rotora IPM-a. Uz poznati iznos toka rotora, moguće je odrediti amplitudu i kut vektora induciranog napona na stezaljkama stroja. U trenutku uključanja pretvarača, regulacijske strukture pretvarača trebaju na svojim izlazima podesiti referentnu vrijednost napona tako da je svojom amplitudom, frekvencijom i fazom jednaka induciranom naponu. Jedino u tom slučaju neće poteći struja izjednačenja (engl. *inrush current*) između pretvarača i sinkronoga stroja s permanentnim magnetima. Međutim, gotovo je nemoguće dovoljno točno estimirati iznos i kut induciranog napona zbog mjernih nesigurnosti i nedovoljno točnog poznavanja parametara, kao i primijeniti točan iznos referentnog napona na izlaznim stezaljkama pretvarača zbog mrtvog vremena i pada napona na poluvodičkim sklopka. Zbog navedenoga, prilikom svakog uključanja pretvarača, poteći će neka struja izjednačenja, a zadatak je letećeg starta tu struju smanjiti na prihvatljive iznose.

5.1. Izvedba isprekidanoga načina rada pretvarača

Isprekidani način rada energetskog pretvarača, koji je primjenjiv za sinkrone strojeve s permanentnim magnetima, izvodi se primjenom niza kratkotrajnih nul-vektora, odnosno kratkih spojeva na stezaljkama pretvarača. Nul-vektor, odnosno kratki spoj postiže se istovremenim uključivanjem svih IGBT-ova u gornjim granama pretvarača ili svih IGBT-ova u donjim granama pretvarača. Tijekom preostalog vremena isprekidanoga načina rada pretvarača, nije uključen nijedan IGBT.

Kada je aktivan nul-vektor u_0 , uključeni su svi IGBT-ovi u donjim granama pretvarača, a kada je aktivan nul-vektor u_7 uključeni su svi IGBT-ovi u gornjim granama pretvarača. Odabir nul-vektora koji će se koristiti tijekom isprekidanoga načina rada kao i izvedba blokiranja svih IGBT-ova kada nul-vektor nije aktivan ovisi o mogućnostima pretvarača i implementaciji u DSP. U [44] je predloženo blokiranje upravljačkih signala gornje grane IGBT-ova tijekom cijelog

vremena trajanja isprekidanoga načina rada, a upravljanje donjim IGBT-ovima uz korištenje istih referentnih iznosa napona u abc koordinatnom sustavu. Tako gornji polumost postaje diodni polumost, a donji polumost se upravlja PWM signalima određene sklopne frekvencije $f_{sw} = 1/T_{sw}$ i konstantnog perioda vođenja D kako je to prikazano slikom 5.1. Konstantni period vođenja osigurava se jednakim vrijednostima referentnih signala $\mathbf{u}_{abc[k]}^m$ u sve tri faze i korištenjem SPWM-a, ili SYPWM-a uz postavljanje nulte komponente na iznos nula.



Slika 5.1. Energetska shema pretvarača tijekom isprekidanoga načina rada IPM-a.

Tijekom isprekidanoga načina rada, period vođenja donjih IGBT-ova DT_{sw} potrebno je postaviti na dovoljno malu vrijednost kako bi se osiguralo da za vrijeme dok su IGBT-ovi uključeni, struja ne poraste preko dozvoljene vrijednosti. Za vrijeme vođenja IGBT-ova struja raste, a nakon što IGBT-ovi iskllope, struja pada prema nuli i teče kroz diode oba polumosta. Odabirom nul-vektora \mathbf{u}_0 za isprekidani način rada postiže se mogućnost mjerenja struje i kod pretvarača s mjernim otpornicima (engl. *shunt*), a koji se smještaju između donje grane istosmjernog međukruga i donjeg polumosta pretvarača zbog pristupačne cijene takve izvedbe.

5.2. Matematički model IPM-a tijekom isprekidanoga načina rada

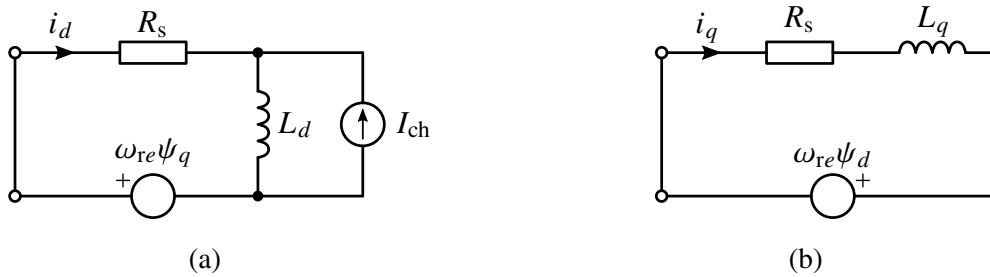
Tijekom primjene nul-vektora u isprekidanom načinu rada, stezaljke stroja se kratko spajaju pa prema (3.34) uz $\mathbf{u}_{\alpha\beta} = 0$ vrijedi:

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta r} = -R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta} - s \mathbf{L}_{\alpha\beta} \mathbf{i}_{\alpha\beta}. \quad (5.1)$$

Kada se promatra trajni kratki spoj IPM-a, rješenje jednadžbe (5.1) nije trivijalno, što vrijedi i za sva rješenja jednadžbi u $\alpha\beta$ sustavu. Derivacija u jednadžbi (5.1) odnosi se i na induktivite i na struju s obzirom na to da induktivitet ovisi o položaju rotora, a koji se tijekom letećeg starta mijenja jer se stroj vrti.

Nadomjesna shema stroja u dq koordinatnom sustavu tijekom kratkoga spoja dana je na slici 5.2, a matematički model je izveden iz (3.41) uz $\mathbf{u}_{dq} = 0$ i glasi:

$$\omega_{re} \mathbf{J} \boldsymbol{\psi}_r = -(\mathbf{I} R_s + \mathbf{L}_{dq} s) \mathbf{i}_{dq} - \omega_{re} \mathbf{J} \mathbf{L}_{dq} \mathbf{i}_{dq}. \quad (5.2)$$



Slika 5.2. Nadomjesna shema IPM-a tijekom kratkoga spoja. (a) d os. (b) q os.

Tijekom isprekidanoga načina rada, trajanje kratkoga spoja ograničeno je periodom vođenja D za svaki period sklapanja T_{sw} . Ako se trajanje kratkoga spoja DT_{sw} drži dovoljno kratkim, tada se vrijednost kuta θ_{re} tijekom svakog kratkoga spoja može promatrati kao konstanta vrijednost, a jednadžba (5.1) prelazi u:

$$\mathbf{e}_{\alpha\beta r} = -R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta} - \mathbf{L}_{\alpha\beta} s \mathbf{i}_{\alpha\beta}. \quad (5.3)$$

Rješenje jednadžbe (5.3) je eksponencijalna funkcija s vremenskim konstantama jednakim omjerima induktiviteta i otpora te konačnim vrijednostima jednakim omjeru induciranog napona i otpora. Trajanje kratkoga spoja DT_{sw} je puno kraće spram vremenskih konstantni stroja, stoga je jednadžbu (5.3) moguće aproksimirati rastavom u Taylorov red s prvim članom koja tada glasi:

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} \approx - \int \mathbf{L}_{\alpha\beta}^{-1} \mathbf{e}_{\alpha\beta r} dt. \quad (5.4)$$

S obzirom na to da su vrijednosti induktiviteta $\mathbf{L}_{\alpha\beta}$ i induciranog napona $\mathbf{e}_{\alpha\beta r}$ u jednadžbi (5.4) konstante tijekom trajanja kratkoga spoja, vrijednost struje na kraju kratkoga spoja iznosi:

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta[k]} = -\mathbf{L}_{\alpha\beta[k]}^{-1} \mathbf{e}_{\alpha\beta r[k]} \int_0^{DT_{sw}} dt = -\mathbf{L}_{\alpha\beta[k]}^{-1} \mathbf{e}_{\alpha\beta r[k]} DT_{sw} + \mathbf{i}_{\alpha\beta[k]}(0). \quad (5.5)$$

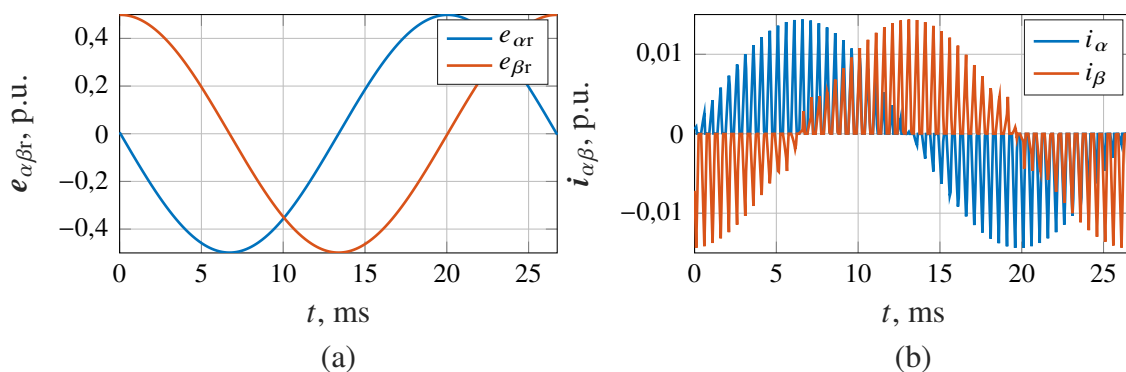
Ako je vrijednost struje na početku kratkoga spoja jednaka nuli, tada je vrijednost struje na kraju kratkoga spoja određena s:

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta[k]} = -\psi_{pm} \omega_{re[k]} \mathbf{L}_{\alpha\beta[k]}^{-1} \mathbf{J} \mathbf{P}^{-1}(\theta_{re[k]}) \mathbf{D} DT_{sw}. \quad (5.6)$$

S obzirom na matricu vektorizacije u jednadžbi (5.6), ona se može pojednostavljeno zapisati na sljedeći način:

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta[k]} = -\frac{\psi_{pm} \omega_{re[k]}}{L_q} DT_{sw} \mathbf{J} \mathbf{P}^{-1}(\theta_{re[k]}) \mathbf{D} = \frac{\psi_{pm} \omega_{re[k]}}{L_q} DT_{sw} \begin{bmatrix} \sin(\theta_{re[k]}) \\ -\cos(\theta_{re[k]}) \end{bmatrix}. \quad (5.7)$$

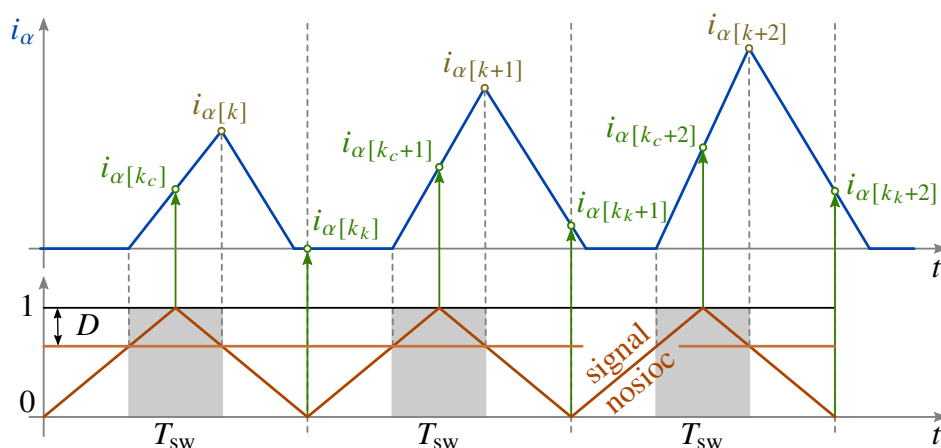
Slikom 5.3 su prikazani valni oblici induciranog napona $\mathbf{e}_{\alpha\beta r}$ i struje $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ tijekom isprekidanoga načina rada kada se rotor stroj vrti polovicom nazivne vrijednosti brzine vrtnje, uz frekvenciju sklapanja $f_{sw} = 2$ kHz i period vođenja $D = 0,4$. Rezultat isprekidanoga načina rada su „špice“ struje koje svojom amplitudom ocrtavaju tok struje po fazama. Pri tome su amplitude struja (5.7)



Slika 5.3. Valni oblici tijekom isprekidanoga načina rada. (a) Inducirani napon. (b) Struja u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu.

u protufazi induciranom naponu zbog postojanja permanentnih magneta (3.33), a amplituda struje je određena iznosom toka permanentnih magneta ψ_{pm} , brzinom vrtnje rotora ω_{re} , induktivitetom u q osi L_q i trajanjem kratkoga spoja DT_{sw} . Zbog relativno kratkoga trajanja kratkoga spoja, amplitude struja dosežu relativno male iznose pa se utjecaj magnetskog zasićenja stroja opisanoga u poglavlju 4.1.1 može zanemariti, odnosno $L_q = konst.$ Osim toga, u području struja relativno malih iznosa, iznosi prividnih i inkrementalnih induktiviteta su jednakih iznosa što olakšava procjenu vrijednosti parametra L_q za potrebe modela stroja za estimaciju brzine vrtnje i položaja rotora.

Valni oblik struje u α osi u nekoliko uzastopnih k -tih koraka sklapanja prikazani su slikom 5.4. Kada se koristi SVPWM sa simetričnim smještajem nul-vektora ili SYPWM, tada je nul-vektor \mathbf{u}_0 smješten u sredinu ciklusa signala nosioca PWM-a. Prema tome, kontrolirani kratki spoj tijekom isprekidanoga načina rada primjenjuje se simetrično s polovinom trajanja jedne sklopne periode.



Slika 5.4. Uzorkovanje struje tijekom isprekidanoga načina rada [44].

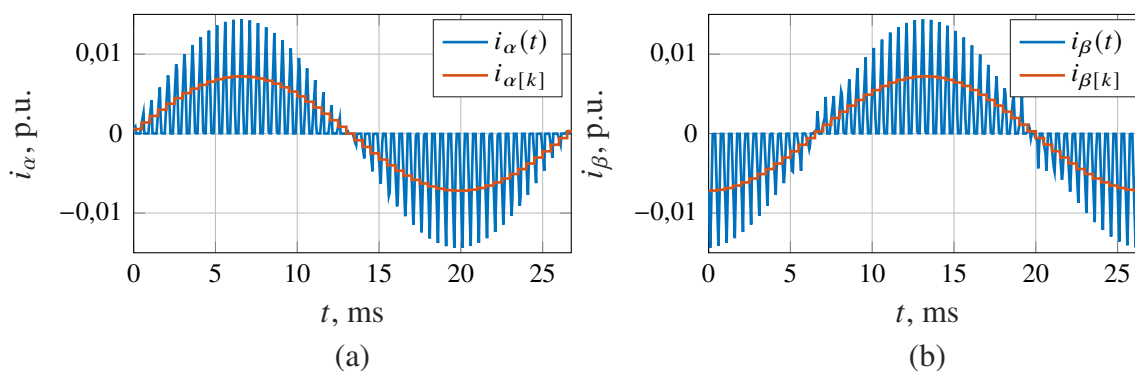
Uzorkovanje struje izvodi se sinkronizirano sa signalom nosiocem PWM-a. Naredba za početak pretvorbe (engl. *Start of Conversion*, SOC) daje se pretvorniku analognog u digitalni signal (engl. *Analog to Digital Converter*, ADC) u trenutku kada signal nosioc dosegne ekstrem.

Na slici 5.4, uzorak struje $i_{[k_c]}$ nalazi se u sredini koraka sklapanja kada signal nosioc doseže najveći iznos, a uzorak struje $i_{[k_k]}$ nalazi se na kraju koraka sklapanja kada signal nosioc doseže najmanji iznos. Ovisno o implementaciji upravljačkog algoritma u DSP i načinu stvaranja upravljačkih signala IGBT-ova, struja se može uzorkovati u samo jednom ili u oba ekstrema signala nosioca. Dvostruko uzorkovanje tijekom jedne periode PWM omogućava i dvostruko osvježavanje vremena trajanja aktivnog vektora, odnosno povećava se frekvencija izvođenja algoritma i sklopna frekvencija izlaznog napona bez promjene broja sklapanja IGBT sklopki [144]. Dodatno, s obzirom na to da je tijekom ekstrema signala nosioca aktivan nul-vektor, izbjegava se uzorkovanje struje tijekom sklapanja, kada se očekuju sklopni tranzijenti.

Uzorak struje $i_{[k_c]}$ u sredini koraka sklapanja dati će polovicu vrijednosti određene s (5.6), a uzorak struje $i_{[k_k]}$ na kraju koraka sklapanja dati će vrijednosti koja nije iskoristiva u algoritmu. Stoga je tijekom isprekidanoga načina rada potrebno struju uzorkovati samo u sredini koraka sklapanja, a uzorak na kraju koraka sklapanja potrebno je zanemariti. Uzorkovana struja tijekom isprekidanoga načina rada tada iznosi:

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta[k]} = \mathbf{i}_{\alpha\beta[k_c]} = -\frac{\psi_{pm}\omega_{re}[k]}{2L_q}DT_{sw}\mathbf{JP}^{-1}(\theta_{re}[k])\mathbf{D} = \frac{\psi_{pm}\omega_{re}[k]}{2L_q}DT_{sw}\begin{bmatrix} \sin(\theta_{re}[k]) \\ -\cos(\theta_{re}[k]) \end{bmatrix}. \quad (5.8)$$

Slikom 5.5 su prikazani valni oblici struje kratkoga spoja $i_{\alpha\beta}$ i uzorkovane struje $i_{\alpha\beta[k]}$ tijekom isprekidanoga načina rada u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu uz iste uvjete kao i za isprekidani način rada za sliku 5.3 te uzorkovanje struje u sredini koraka sklapanja. Na slici 5.5 je vidljivo da uzorkovana struja $i_{\alpha\beta[k]}$ sinusnog valnog oblika, što odgovara valnom obliku induciranog napona, gdje je vrijednost uzorkovane struje jednaka polovici iznosa struje na kraju kratkoga spoja.



Slika 5.5. Valni oblici struje kratkoga spoja i uzorkovane struje tijekom isprekidanoga načina rada. (a) α os. (b) β os.

Transformacijom uzorkovane struje u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu u dq koordinatni sustav, odnosno množenjem jednačbe (5.8) slijeva s $\mathbf{P}(\theta_{re}[k])$ slijedi:

$$\mathbf{i}_{dq[k]} = -\frac{\psi_{pm}\omega_{re}[k]}{2L_q}DT_{sw}\mathbf{Q}. \quad (5.9)$$

Prema (3.38) tok permanentnih magneta je smješten u d os, pa se prema (3.40) napon zbog postojanja toka permanentnih magneta inducira u q osi. Ako nema druge pobude (napona primijenjenog na stezaljkama statora), struja će poteći jedino u negativnoj q osi kako bi se suprotstavila induciranom naponu, što je u skladu s jednadžbom (5.9). U jednadžbi (5.9), struje su istosmjerne, a za konstantnu vrijednost trajanja kratkoga spoja DT_{sw} i struje su konstantnog iznosa. Pri tome je struja u d osi jednaka nuli.

Položaj toka rotora moguće je izravno računati iz jednadžbe (5.8):

$$\theta_{re[k]} = \tan^{-1} \left(\frac{i_{\alpha[k]}}{-i_{\beta[k]}} \right), \quad (5.10)$$

a brzinu vrtnje je moguće odrediti na temelju nekoliko uzastopnih uzoraka. Metode predložene u [123–128] temelje se upravo na tom pristupu i stoga je dovoljno primijeniti svega nekoliko nul-vektora na stezaljkama stroja. Te metode, po svojoj izvedbi, pripadaju izravnim metodama, odnosno metodama bez povratne veze. Stoga je njihova točnost osjetljiva na točnost poznavanja parametara stroja i preciznost korištenih ADC-ova u pretvaraču. Zbog toga su trajanja nul-vektora relativno dugačka kako bi vrijednosti struja mogle doseći relativno velike iznose, odnosno biti u području velike preciznosti ADC-a. Nadalje, položaj rotora se tijekom trajanja kratkoga spoja više ne može smatrati konstantnim u svim slučajevima, a aproksimacija jednadžbe (5.3) pomoću Taylorovog reda može dovesti do većih odstupanja. Dodatno, estimacija brzine vrtnje izvedena je iz derivacije estimiranog položaja rotora pa je utjecaj mjernog šuma dodatno izražen. Zbog navedenoga, trajanje nul-vektora nije moguće sistematski odrediti, a metode [123–128] niti ne navode koliko je ono iznosilo tijekom eksperimentalnog ispitivanja. Upravljanje duljinom trajanja nul-vektora je treći dio znanstvenog doprinosa ove disertacije i bit će obrazloženo u poglavlju 6.

Isprekidani način rada daje kontinuirani odziv struje, koji ujedno čini i matematički model pomoću kojeg je estimaciju brzine vrtnje i položaja rotora moguće izvesti nekom od metoda s povratnom vezom. Odnosno, tijekom isprekidanoga načina rada, brzina vrtnje i položaj rotora se mogu kontinuirano estimirati. Tako se postiže veća otpornost na smetnje uzrokovane mjernim šumom, a smanjuje se i utjecaj točnog poznavanja parametara stroja. Vrijednost struje tijekom isprekidanoga načina rada moguće je održavati na relativno malim iznosima, u području zadovoljavajućeg omjera mjerene vrijednosti i mjernog šuma (engl. *Signal to Noise Ratio*, SNR). Zbog relativno malih vrijednosti struja, tijekom isprekidanoga načina rada ne razvija se dodatni moment, pa se ne unose dodatne vibracije i buka.

Rastav matematičkog modela u Taylorov red s prvim članom rezultira time da je vrijednost struje tijekom kratkoga spoja ograničena jedino iznosom induktiviteta L_q , dok iznos statorskog otpora R_s ne utječe na njen iznos. Slično tome je izvedeno i prilikom analize udarnih struja uslijed tropskog kratkoga spoja sinkronoga generatora [134]. S obzirom na to da kratki spoj traje kratko i ponavlja se u svakom sklopnom periodu, iznos uzorkovane struje u dq sustavu (5.9) je konstantnog iznosa. Postavljanjem omskog otpora i derivacije u jednadžbi (5.2) na nulu, slijedi

model IPM-a tijekom isprekidanoga načina rada:

$$\boldsymbol{\psi}_r = \psi_{\text{pm}} \mathbf{D} = -L_{dq} \mathbf{i}_{dq}. \quad (5.11)$$

Prema (3.38), tok permanentnih magneta ψ_{pm} je isključivo u d osi, pa bi prema (5.11) trebala teći jedino struja u negativnom smjeru d osi. S druge strane, uzorkovana struja $\mathbf{i}_{dq[k]}$ prema (5.9) postoji jedino u negativnom smjeru q osi. Ako se želi koristiti ista struktura estimacije brzine i položaja u isprekidanom radu i trajnom radu pretvarača, ona se mora temeljiti na matematičkom modelu stroja za trajni rad (3.41) i njenom izvedenicom za isprekidani način rada (5.11). Ovisno o odabranom algoritmu estimacije, razlika osi u kojoj teče struja može se kompenzirati:

- množenjem uzorkovane struje s $-\mathbf{J}$, odnosno zakretanjem vektora struje za $\pi/2$,
- korištenje estimiranog kuta $\hat{\theta}_{re}$ uvećanog za $\pi/2$ u upravljačkom algoritmu i algoritmu estimacije za trajni način rada.

5.3. Estimacija položaja rotora tijekom trajnog načina rada

U [44] je predložena struktura estimacije brzine vrtnje i položaja rotora temeljena na estimaciji toka u stroju koristeći usporedbu toka iz naponskog modela i strujnog modela. Estimacija toka iz naponskog modela se, zbog svoje jednostavnosti, najčešće izvodi u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu prema (3.27):

$$\hat{\boldsymbol{\psi}}_{\alpha\beta} = \int (\hat{\mathbf{u}}_{\alpha\beta}^* - R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta}) dt = \int (\mathbf{P}^{-1}(\hat{\theta}_{re}) \hat{\mathbf{u}}_{dq}^* - R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta}) dt, \quad (5.12)$$

a zatim se Parkovom transformacijom određuje iznos toka u estimiranom $\hat{d}q$ koordinatnom sustavu:

$$\hat{\boldsymbol{\psi}}_{\hat{d}q} = \mathbf{P}(\hat{\theta}_{re}) \hat{\boldsymbol{\psi}}_{\alpha\beta}. \quad (5.13)$$

Integracija induciranog napona u (5.12) izvedena je bez povratne veze i predstavlja najveći problem estimacije toka iz naponskog modela. U [145] je pokazano da pri srednjim i velikim brzinama vrtnje utjecaj greške točnog poznavanja statorskog otpora ima relativno mali utjecaj, jer je u tim slučajevima iznos $R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta}$ relativno malen. Tipičan iznos pada napona na otporu statora iznosi $0,02 \div 0,05$ p.u., gdje manje vrijednosti odgovaraju strojevima veće snage [145]. Estimirana vrijednost napona $\hat{\mathbf{u}}_{dq}^*$ u (5.12) jednaka je referentnoj vrijednosti napona \mathbf{u}_{dq}^* uz kompenzaciju mrtvog vremena i pada napona na sklopka [146]. Međutim, zbog postojanja greške estimirane vrijednosti napona spram stvarne vrijednosti napona, ali i greške odsijecanja i zaokruživanja kao i mjerne preciznosti mjernih članova struje $\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ dolazi do pomaka (engl. *offset*) i zanošenja (engl. *drift*) integratora, odnosno iznosa estimiranog toka [145]. Dodatno, zbog postojanja permanentnih magneta kod IPM-ova, potrebno je poznavati i početni položaj toka rotora kako bi se mogli ispravno postaviti početni uvjeti integracije u (5.12).

Stoga se u estimaciju toka iz naponskog modela dodaje negativna povratna veza malog pojačanja ω_c :

$$s\hat{\psi}_{\alpha\beta} + \omega_c\hat{\psi}_{\alpha\beta} = \mathbf{P}^{-1}(\hat{\theta}_{re})\hat{\mathbf{u}}_{dq}^* - R_s\mathbf{i}_{\alpha\beta}, \quad (5.14)$$

koja sprječava pomak i zanošenje integratora, a omogućuje i rad bez poznavanja početnih uvjeta. Povratna veza pretvara integrator u nisko-propusni filter (engl. *low-pass filter*, LPF) presječne frekvencije ω_c i pojačanja postavljenim tako da se ne promjeni amplitudno-frekvencijska karakteristika u području viših frekvencija. Prema [147], utjecaj LPF-a prisutan je na brzinama vrtnje ω_{re} koje su za pola reda manje od presječne frekvencije ω_c gdje iznos pojačanja značajno pada, a dolazi i do odstupanja faznog pomaka spram čistog integratora (odstupa od $\pi/2$ rad). Za primjenu IPM-a u vjetroagregatima, gdje je brzina vrtnje uvijek veća od najmanje dozvoljene radne brzine $\omega_{re} > \omega_{ci}$, ovaj pristup je opravdan [43, 44]. Iznos presječne frekvencije ω_c se može postaviti tako da bude za red manji od najmanje dozvoljene radne brzine vjetroagregata ω_{ci} .

Estimacija toka iz strujnog modela izvodi se u estimiranom \hat{dq} koordinatnom sustavu, gdje vrijednosti induktiviteta nisu ovisne o položaju rotora i to prema (3.36):

$$\hat{\psi}_{dq} = L_{dq}\mathbf{i}_{dq} + \psi_{pm}\mathbf{D} = L_{dq}\mathbf{P}(\hat{\theta}_{re})\mathbf{i}_{\alpha\beta} + \psi_{pm}\mathbf{D}. \quad (5.15)$$

U (5.15), vrijednost toka u d osi ovisi o struji u d osi i iznosu toka permanentnih magneta, dok vrijednost toka u q osi ovisi isključivo o struji u q osi. S obzirom na nelinearnu ovisnost magnetskog toka o struji kako je to objašnjeno u poglavlju 4.1.1, vrijednosti induktiviteta korištenih u strujnom modelu (5.15) potrebno je adaptirati ovisno o radnoj točki stroja. Utjecaj točnog poznavanja vrijednosti induktiviteta na grešku estimacije analiziran je u [48] za primjenu SMO algoritma u estimaciji brzine vrtnje i položaja rotora. Utjecaj točnog poznavanja parametara analiziran je i općenito u [148] na temelju čega se može zaključiti da je najveći doprinos grešci estimiranog položaja upravo iznos induktiviteta L_q neovisno o odabranom algoritmu estimacije.

Algoritam estimacije izveden je pomoću fazno-zaključane petlje (PLL) i to tako da tokove u q osi naponskog modela i strujnog modela svede na jednake iznose:

$$\varepsilon_{PLL} = \hat{\psi}_{\hat{q}} - L_q\mathbf{i}_{\hat{q}}, \quad (5.16)$$

gdje je iznos toka $\hat{\psi}_{\hat{q}}$ određen koristeći (5.13) i (5.14). Regulacijsko odstupanje ε_{PLL} dovodi se na ulaz u PI regulator čiji je izlaz jednak estimiranoj električnoj kružnoj brzini vrtnje $\hat{\omega}_{re}$. Oscilator PLL-a je zapravo integrator s internim resetom izlazne vrijednosti na nulu, kada ona dosegne vrijednost $\pm 2\pi$, a prema (3.9), njegov izlaz je jednak estimiranom položaju rotora $\hat{\theta}_{re}$.

5.4. Estimacija položaja rotora tijekom isprekidanoga načina rada

Ako se koristi ista struktura estimacije kao i tijekom trajnog načina rada, tada je tijekom isprekidanoga načina potrebno postaviti vrijednost estimiranog toka na $\hat{\psi}_{dq} = \psi_{pm}\mathbf{D}$, a uzorkovanu

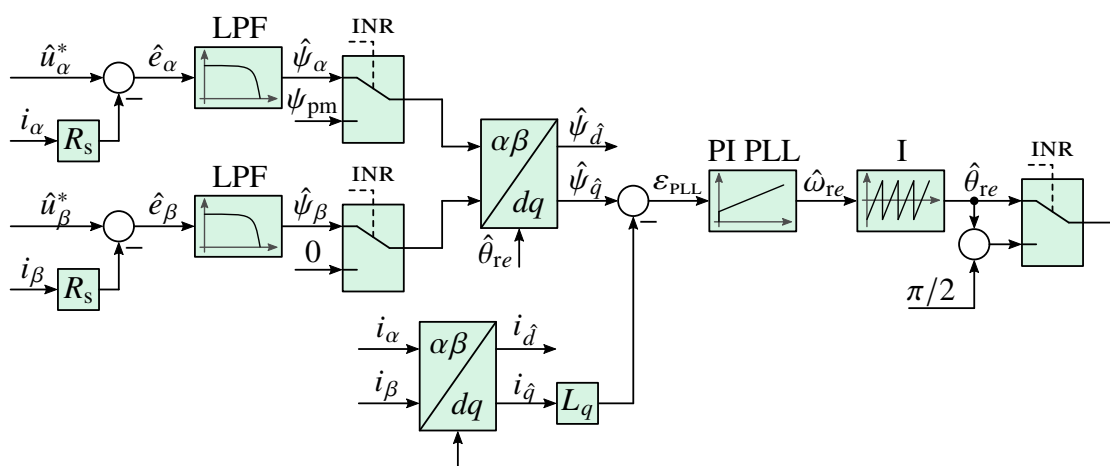
struju (5.8) transformirati u estimirani $\hat{d}q$ koordinatni sustav s pomakom $\pi/2$. Odnosno, primjenom $\mathbf{P}(\hat{\theta}_{re[k]} + \pi/2)$ slijeva, ili jednostavnije $-\mathbf{P}(\hat{\theta}_{re[k]})\mathbf{J}$ nad (5.8) slijedi:

$$\hat{\mathbf{i}}_{dq[k]} = \frac{\psi_{pm}\omega_{re[k]}}{2L_q} DT_{sw} \begin{bmatrix} -\cos(\theta_{\Delta[k]}) \\ -\sin(\theta_{\Delta[k]}) \end{bmatrix}. \quad (5.17)$$

Tijekom isprekidanoga načina rada, regulacijsko odstupanje PLL-a jednako je negativnoj struji u q osi (5.17) pomnoženoj sa iznosom induktiviteta L_q . Kada estimirani $\hat{d}q$ koordinatni sustav prethodi stvarnom dq koordinatnom sustavu, greška kuta θ_{Δ} je negativna i postoji pozitivna struja u \hat{q} osi. Zbog negativne povratne veze, regulacijsko odstupanje je negativno i PI regulator će smanjivati estimiranu vrijednost električne kružne brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$. A vrijedi i suprotno, u slučaju da kada $\hat{d}q$ koordinatni sustav kasni stvarnom dq koordinatnom sustavu, PI regulator će povećavati estimiranu vrijednost električne kružne brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$. Na taj način se estimira vrijednost električne kružne brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$, a iz nje i položaj toka rotora $\hat{\theta}_{re}$.

Strukturna shema estimacije brzine vrtnje i položaja rotora tijekom isprekidanog i trajnog načina rada prikazana je na slici 5.6. Oznaka INR na slici 5.6 predstavlja signal „isprekidani način rada“, i poprima logičku vrijednost 1 kada je aktivan isprekidani način rada. Tada se u parkovu transformaciju tokova dovodi $\psi_{pm}\mathbf{D}$, a struja se transformira sa estimiranim kutem $\hat{\theta}_{re}$ uvećanim za $\pi/2$, odnosno aktivan je donji položaj sklopki sa slike 5.6.

Za primjenu predloženog algoritma u vjetroagregatima, gdje se pretvarač uključuje tek kada brzina poraste iznad najmanje dozvoljene brzine vrtnje $\omega_{re} > \omega_{ci}$, vrijeme konvergencije algoritma estimacije brzine vrtnje i položaja rotora može se ubrzati primjenom unaprijedne regulacije. Unaprijedna regulacija izvodi se dodavanjem očekivanog iznosa u izlazni signal, odnosno izlazu iz PI PLL regulatora zbroji se iznos ω_{ci} .



Slika 5.6. Estimacija brzine vrtnje i položaja rotora IPM-a tijekom isprekidanog i trajnog načina rada.

Nakon što se brzina i položaj rotora uspješno estimiraju, komponente raspredanja (4.18) postaviti će na izlazu iz pretvarača referentnu vrijednost napona $\hat{\mathbf{u}}_{\hat{d}q}^*$ koja je po amplitudi, fazi i frekvenciji jednaka induciranom naponu u stroju zbog postojanja permanentnih magneta. Na

temelju referentne vrijednosti napona pretvarača, algoritam za trajni način rada može estimirati vrijednosti tokova $\hat{\psi}_{\alpha\beta}$ potrebne za estimaciju tijekom trajnog rada pretvarača. Signal INR se može postaviti u logičku 0 po završetku prijelazne pojave LPF-a. Nakon uspješne estimacije brzine vrtnje i položaja, leteći je start završen, pretvarač se uspješno sinkronizirao s vrtnjom IPM-a i prešao je u trajni rad s malom ili zanemarivom strujom izjednačenja.

PI regulator PLL-a dan je prijenosnom funkcijom:

$$PLL(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right), \quad (5.18)$$

gdje je K_p vrijednost proporcionalnog pojačanja, a T_i integracijska vremenska konstanta regulatora. Prijedlog postupka podešavanja ovih parametara bit će dan u poglavlju 6.

6. Upravljanje isprekidanim načinom rada pretvarača za sinkrone strojeve s permanentnim magnetima

U isprekidanom načinu rada, na stroj se kontinuirano primjenjuju kratkotrajni nul-vektori koji će uzrokovati protok struje. Algoritam estimacije brzine vrtnje i položaja rotora uzorkuje tu struju i na temelju predloženog algoritma estimira brzinu vrtnje $\hat{\omega}_{re}$ i položaj toka rotora $\hat{\theta}_{re}$. U poglavlju 5 je objašnjeno da vrijednost struje treba biti dovoljno velika kako bi se postigao zadovoljavajući omjer vrijednosti signala i šuma (SNR), što se postiže postavljanjem trajanja nul-vektora na dovoljno veliki iznos. Međutim, trajanje nul-vektora je ograničeno trajanjem sklopne periode jer prije primjene sljedećeg nul-vektora, vrijednost struje mora pasti na nulu kako bi algoritam estimacije uspješno radio. S obzirom na to da vrijednost induciranog napona u stroju ovisi o vrijednosti brzine vrtnje, i vrijednost struje tijekom kratkoga spoja ovisi o vrijednosti brzine vrtnje stroja. Ako bi se vrijednost trajanja kratkoga spoja, odnosno primjene nul-vektora, postavila na konstantan iznos, pri malim brzinama vrtnje bi vrijednosti struja mogle biti ispod zadovoljavajućeg SNR-a, dok pri velikim brzinama vrtnje vrijednosti struja ne bi padale na nulu prije primjene sljedećeg nul-vektora. Upravljanje isprekidanim načinom rada je postupak kojim se upravlja strujom kratkoga spoja tako da njezin iznos bude neovisan o brzini vrtnje. U tom slučaju je iznos struje kratkoga spoja konstanta vrijednost podešena tako da vrijednosti struja budu unutar zadovoljavajućeg SNR-a uz zadovoljavanje uvjeta algoritma estimacije u cijelom rasponu dozvoljenih brzina vrtnje IPM-a.

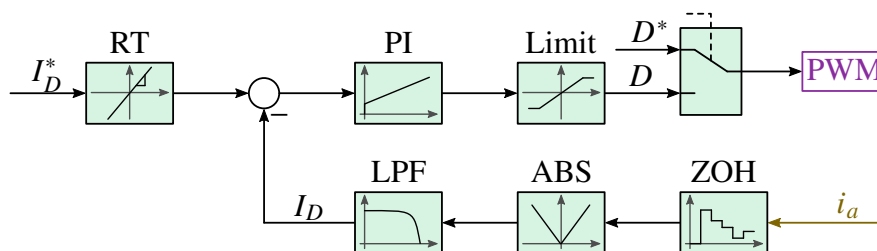
6.1. Regulator struje kratkoga spoja

Uzorkovana struja tijekom isprekidanog načina rada prema (5.8) opisuje sinusoidu u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu, a posljedično i u abc koordinatnom sustavu. Srednja vrijednost struja (5.17) je jednaka nuli jer ne sadrže istosmjernu komponentu, no srednja vrijednost ispravljenih struja jednaka je:

$$I_D = \frac{\psi_{pm}\omega_{re}}{2\sqrt{2}L_q}DT_{sw}, \quad (6.1)$$

a naziva se strujom kratkoga spoja.

Vrijednost struje kratkoga spoja I_D može se odrediti na više načina, a u [44] je predloženo korištenje nisko-propusnog filtra (LPF) nad apsolutnim vrijednostima (ABS) struje u a osi kako je to prikazano slikom 6.1. Na slici 6.1 je uzorkovanje struje predstavljeno blokom ZOH (engl. *Zero-Order Hold*). Pri tome se presječna frekvencija LPF-a ω_c može podesiti tako da bude za pola reda manja od najmanje dozvoljene vrijednosti brzine vrtnje ω_{ci} . Za najmanju vrijednost brzine vrtnje, i frkevecija uzorkovanih struja je najmanje vrijednosti. Ispravljena struja će u tom slučaju imati frekvenciju osnovnog harmonika jednaku dvostrukoj frekvenciji uzorkovane struje koju će LPF zadovoljavajuće prigušiti uz najveću moguću dinamiku.



Slika 6.1. Strukturna shema regulatora struje kratkoga spoja.

Struja kratkoga spoja uspoređuje se s referentnom vrijednosti struje kratkoga spoja I_D^* propuštene kroz ograničenje nagiba (engl. *rate limiter*, RT), a regulacijsko odstupanje struje kratkoga spoja dovodi se na PI regulator struje kratkoga spoja. Parametri PI regulatora struje kratkoga spoja mogu se podesiti postavljanjem polova tako da mu je propusnost za red manja od presječne frekvencije LPF-a. Izlaz iz PI regulatora struje kratkoga spoja je period vođenja koji se prvo može ograničiti na iznose između nula i procijenjeno najveće dozvoljene vrijednosti. Upravljački signali IGBT-ova izvode se koristeći PWM kako je to opisano u poglavlju 5.1, a za period vođenja mogu koristiti konstantnu vrijednost D^* ili vrijednost D određenu iz regulatora struje kratkoga spoja.

6.1.1. Simulacijska ispitivanja

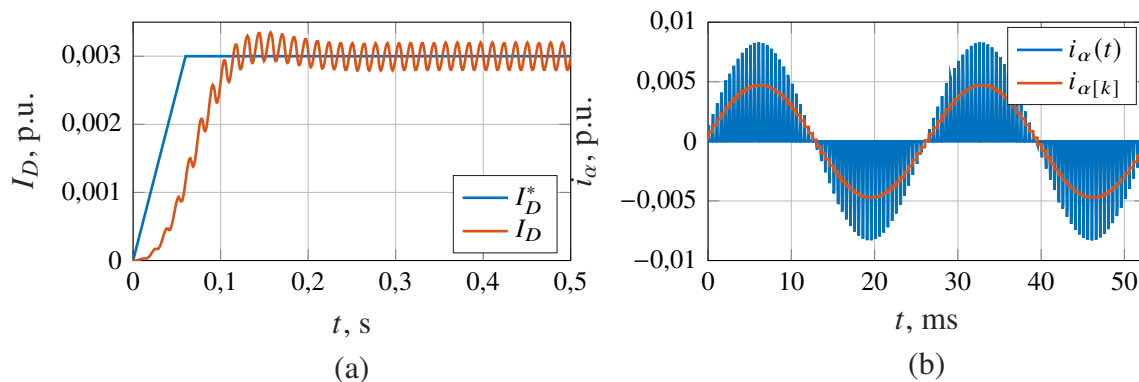
U programskom paketu Plexim PLECS izrađeni su simulacijski modeli za ispitivanja predloženih algoritama. Korišten je matematički model IPM-a dostupan u biblioteci programa, a koji je izveden prema jednadžbi (3.41) s konstantnim vrijednostima parametara. Pretvarač napona i frekvencije je izveden s idealnim naponskim izvorom u istosmjernom međukrugu, a korišten je idealni model sklopke u modelu izmjenjivača sa SYPWM modulacijom napona. Upravljanje IPM-om je izvedeno vektorskom upravljanjem u dq koordinatnom sustavu sa signalima raspreszanja, a pri tome se koristila referentna vrijednost momenta.

Simulacijska ispitivanja regulatora struje kratkoga spoja izvedena su na četiri različita stroja čiji su parametri dani u tablici 6.1.

Tablica 6.1. Parametri IPM strojeva korištenih za simulacijska ispitivanja.

Parametar	IPM #1	SPM #1	IPM #2	SPM #2
P_n , kW	375	750	1,7	2,8
n_n , min^{-1}	1500	1800	3000	3000
f_n , Hz	75	60	150	150
I_n , A	596	676	6	9,67
R_s , $\text{m}\Omega$	7	6,52	3250	450
L_d , mH	0,8	0,625	18	3,42
L_q , mH	2,7	0,625	34	3,42
ψ_{pm} , V s	0,69	1,39	0,341	0,18
f_{sw} , kHz	2	2	5	5

Na slici 6.2 su prikazani simulacijski rezultati referentne vrijednosti struje kratkoga spoja I_D^* i mjerene vrijednosti struje kratkoga spoja I_D te struja IPM-a $i_\alpha(t)$ i uzorkovana struja IPM-a $i_{\alpha[k]}$ nakon prijelazne pojave regulatora struje kratkoga spoja za *IPM #1*. Pri tome je brzina vrtnje iznosila $\omega_{re} = 0,5$ p.u. i referentne vrijednosti struje kratkoga spoja $I_D^* = 0,003$ p.u.

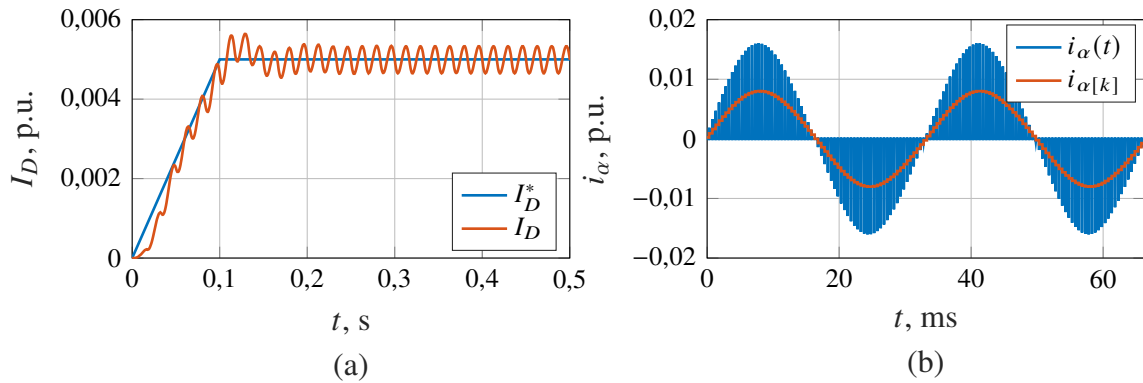


Slika 6.2. Regulator struje kratkoga spoja za *IPM #1* pri $I_D^* = 0,003$ p.u. (a) Referentna i mjerena struja kratkoga spoja. (b) Struja i uzorkovana struja.

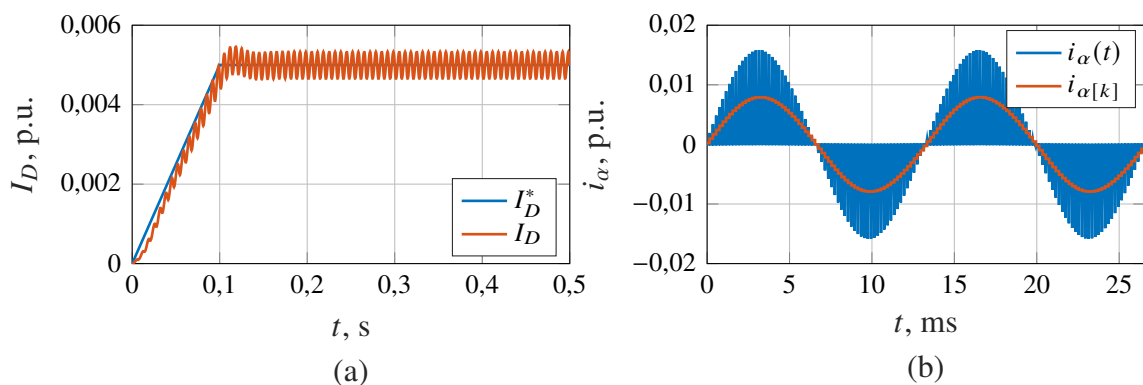
Na slici 6.3 su prikazani simulacijski rezultati referentne vrijednosti struje kratkoga spoja I_D^* i mjerene vrijednosti struje kratkoga spoja I_D te struja IPM-a $i_\alpha(t)$ i uzorkovana struja IPM-a $i_{\alpha[k]}$ nakon prijelazne pojave regulatora struje kratkoga spoja za *SPM #1*. Pri tome je brzina vrtnje iznosila $\omega_{re} = 0,5$ p.u. i referentne vrijednosti struje kratkoga spoja $I_D^* = 0,005$ p.u.

Na slici 6.4 su prikazani simulacijski rezultati referentne vrijednosti struje kratkoga spoja I_D^* i mjerene vrijednosti struje kratkoga spoja I_D te struja IPM-a $i_\alpha(t)$ i uzorkovana struja IPM-a $i_{\alpha[k]}$ nakon prijelazne pojave regulatora struje kratkoga spoja za *IPM #2*. Pri tome je brzina vrtnje iznosila $\omega_{re} = 0,5$ p.u. i referentne vrijednosti struje kratkoga spoja $I_D^* = 0,005$ p.u.

Na slici 6.5 su prikazani simulacijski rezultati referentne vrijednosti struje kratkoga spoja I_D^* i mjerene vrijednosti struje kratkoga spoja I_D te struja IPM-a $i_\alpha(t)$ i uzorkovana struja IPM-a $i_{\alpha[k]}$

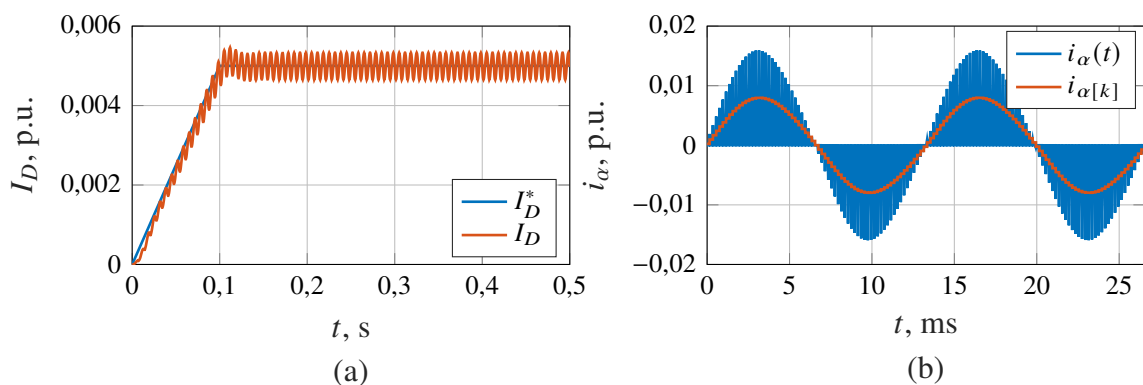


Slika 6.3. Regulator struje kratkoga spoja za *SPM* #1 pri $I_D^* = 0,005$ p.u. (a) Referentna i mjerena struja kratkoga spoja. (b) Struja i uzorkovana struja.



Slika 6.4. Regulator struje kratkoga spoja za *IPM* #2 pri $I_D^* = 0,005$ p.u. (a) Referentna i mjerena struja kratkoga spoja. (b) Struja i uzorkovana struja.

nakon prijelazne pojave regulatora struje kratkoga spoja za *SPM* #2. Pri tome je brzina vrtnje iznosila $\omega_{re} = 0,5$ p.u. i referentne vrijednosti struje kratkoga spoja $I_D^* = 0,005$ p.u.



Slika 6.5. Regulator struje kratkoga spoja za *SPM* #2 pri $I_D^* = 0,005$ p.u. (a) Referentna i mjerena struja kratkoga spoja. (b) Struja i uzorkovana struja.

Simulacijski rezultati potvrđuju ispravan rad predloženog regulatora struje kratkoga spoja za strojeve velike snage (*IPM* #1 i *SPM* #1) i strojeve male snage (*IPM* #2 i *SPM* #2), neovisno jesu

li magneti smješteni unutar rotora (IPM) ili na obodu rotora (SPM).

6.2. Podešenje PI PLL regulatora estimatora brzine vrtnje i položaja

Prema [149] prijenosna funkcija otvorenog kruga estimatora brzine vrtnje i položaja koristeći PI PLL regulator može se svesti na:

$$G_o(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \left(\frac{1}{T_{sw} s + 1} \right) \left(\frac{K_o}{s} \right), \quad (6.2)$$

gdje je K_o pojačanje otvorenog regulacijskog kruga. Parametri regulatora mogu se podesiti prema simetričnom optimumu:

$$K_p = \frac{1}{\alpha K_o T_{sw}}, \quad (6.3)$$

$$T_i = \alpha^2 T_{sw}, \quad (6.4)$$

gdje se parametrom α može podešavati željeno prigušenje:

$$\zeta = \frac{\alpha - 1}{2}, \quad (6.5)$$

i propusnost estimacijskog algoritma:

$$\omega_o = \frac{1}{\alpha T_{sw}}. \quad (6.6)$$

Tijekom trajnog načina rada, pojačanje otvorenog kruga iznosi $K_o = L_q i_{\hat{q}} = \hat{\psi}_{\hat{q}}$, kojega je u jediničnom sustavu (p.u.) potrebno pomnožiti i s baznom vrijednosti brzine vrtnje ω_b . Umnožak $L_q i_{\hat{q}}$ ovisi o opterećenju stroja, jer se promjenom opterećenja mijenja iznos struje $i_{\hat{q}}$, a time i vrijednost induktiviteta $L_q = f(i_d, i_q)$. Kada se koristi jedinični sustav, umnožak $L_q i_{\hat{q}}$ je moguće i zanemariti zbog očekivanih vrijednosti struja i induktiviteta u jediničnom sustavu. Stoga se predlaže odabir pojačanja PI PLL regulatora tijekom trajnog načina rada uz korištenje jediničnog sustava:

$$K_{p, \text{TNR}} = \frac{1}{\alpha T_{sw} 2\pi f_n}, \quad (6.7)$$

gdje je $\omega_b = 2\pi f_n$.

Tijekom isprekidanoga načina rada se mijenja pojačanje otvorenog kruga. Iznos struje $i_{\hat{q}}$ u povratnoj vezi može se aproksimirati s $\sqrt{2}I_D$ koji može biti značajno mali. Osim toga, tijekom isprekidanoga načina rada, PI PLL regulator nalazi se u fazi „zaključavanja“ gdje je greška estimirane brzine vrtnje i položaja rotora značajna. Prilagodбом pojačanja tijekom isprekidanoga načina rada na:

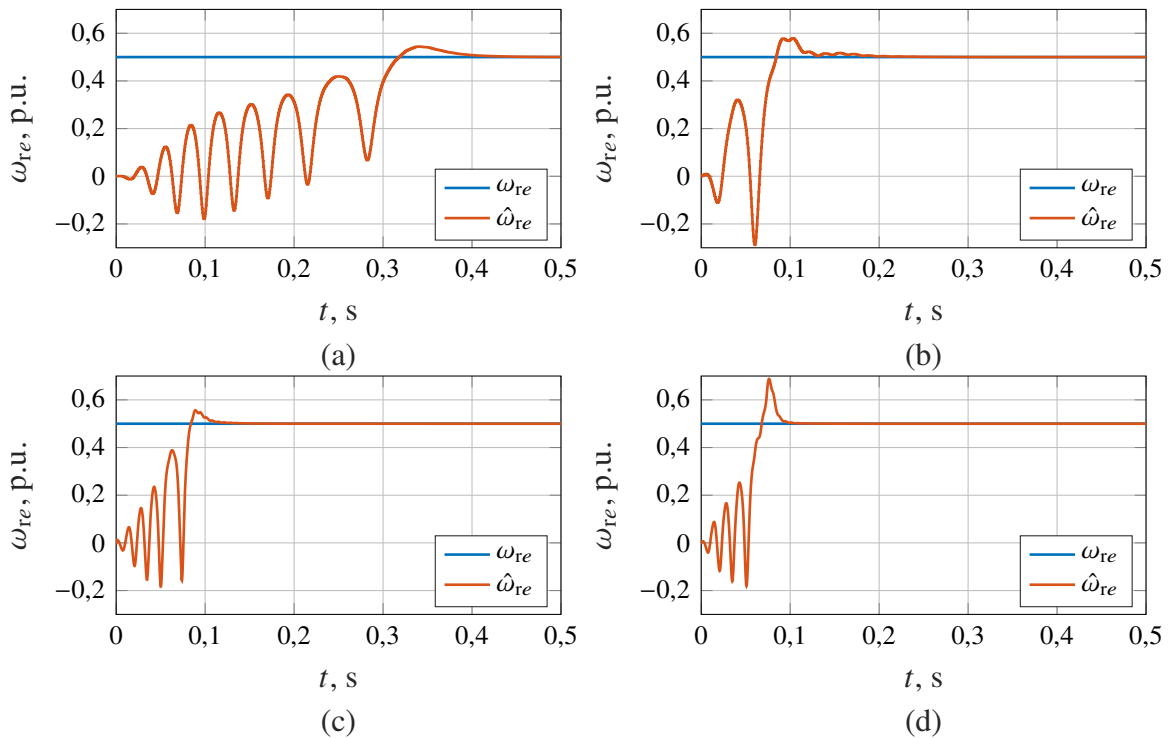
$$K_{p, \text{INR}} = \frac{1}{\alpha T_{sw} 2\pi f_n L_q \sqrt{2}I_D}, \quad (6.8)$$

uzima se obzir malo pojačanje otvorenog kruga i postiže se željeno vrijeme ustaljenja. Na slici 5.6 je vidljivo da se povratna veza ostvaruje primjenom Parkove transformacije, odnosno

$\mathbf{i}_{\hat{d}q} = \mathbf{P}(\hat{\omega}_{re})\mathbf{i}_{\alpha\beta}$ koja u regulacijski krug estimacije unosi nelinearnost. Izvod prijenosne funkcije (6.2) proizlazi je iz linearizacije sustava oko radne točke gdje je greška kuta bliska nuli. U početnim trenucima rada algoritma estimacije, to nije slučaj i tada pokazatelji odziva odstupaju od onih vrijednosti koje se očekuju prilikom primjene simetričnog optimuma.

6.2.1. Simulacijska ispitivanja

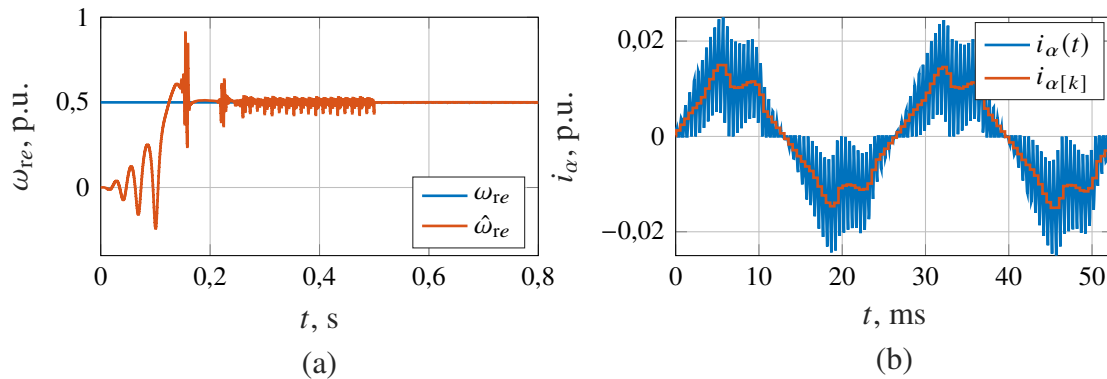
Simulacijska ispitivanja su provedena na isti način i sa istim strojevima kako je to opisano u poglavlju 6.1.1. Na slici 6.6 su prikazani simulacijski rezultati estimacije brzine vrtnje pri $\omega_{re} = 0,5$ p.u., uz korištenje regulatora struje kratkoga spoja kao i u poglavlju 6.1.1 te pojačanje PI PLL regulatora (6.8) i $\alpha = 10$. Vremena zaključavanja PI PLL regulatora kod strojeva *IPM* #2 te *SPM* #1 i #2 je približno jednako i iznosi $t_{2\%} \approx 1,2$ s.



Slika 6.6. Stvarna i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (a) *IPM* #1. (b) *SPM* #1. (c) *IPM* #2. (d) *SPM* #2.

Vrijeme zaključavanja PI PLL regulatora kod stroja *IPM* #1 je nešto veće i iznosi $t_{2\%} \approx 4,3$ s. Razlog dužeg vremena zaključavanja su parametri stroja gdje je zbog relativno velikog iznosa induktiviteta potrebno duže vrijeme trajanja primjene kratkoga spoja D . Zbog toga je regulatoru struje kratkoga spoja potrebno više vremena da postigne iznose značajne za algoritam estimacije brzine vrtnje i položaja rotora. S druge strane, kod stroja *IPM* #1 je potrebno i više vremena da iznos struje prije primjene kratkoga spoja padne na nulu, stoga je i dozvoljena referentna vrijednost struje kratkoga spoja I_D^* manja spram drugih strojeva. Međutim, s odabranim $\alpha = 10$, brzinu vrtnje i položaj rotora je moguće estimirati čak kada uvjet za ispravan rad estimatora nije ispunjen. Na slici 6.7 su prikazani simulacijski rezultati brzine vrtnje i estimirane vrijednosti

brzine vrtnje te struja IPM-a i uzorkovana struja IPM-a nakon prijelazne pojave regulatora struje kratkoga spoja za *IPM* #1. Zbog veće vrijednosti struje kratkoga spoja, prije se postižu značajni iznosi struje potrebni algoritmu estimacije brzine vrtnje i položaja rotora, stoga se i vrijednost brzine vrtnje brže estimira. Nakon uspješne estimacije brzine vrtnje, proporcionalno pojačanje PI PLL regulatora je adaptirano s iznosa $K_{p,INR}$ na iznos $K_{p,TNR}$ u trenutku $t = 0,5$ s. U tom trenutku, PI PLL regulator počinje bolje prigušivati izobličenje uzorkovane struje i odziv estimirane vrijednosti brzine vrtnje postaje gladak.

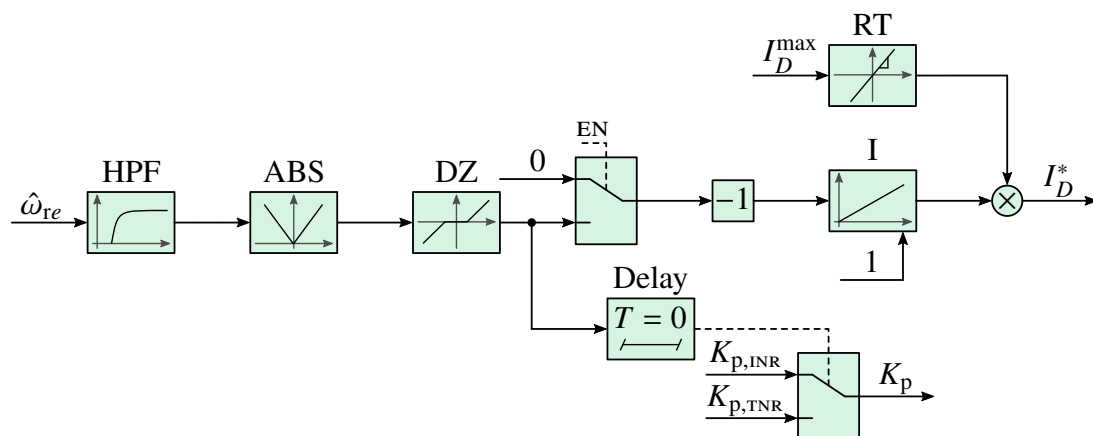


Slika 6.7. Simulacijski odzivi *IPM* #1 pri $I_D^* = 0,008$ p.u. (a) Stvarna i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Struja i uzorkovana struja.

6.3. Automatsko podešenje referentne vrijednosti struje kratkoga spoja

Slikom 6.7 je pokazano da algoritam estimacije može uspješno estimirati brzinu vrtnje i položaj rotora čak i uz izobličenu uzorkovanu struju. Međutim, u tom slučaju su i vršne vrijednosti struje veće što uzrokuje stvaranje većeg momenta na osovini stroja, a time i veće vibracije i buku. Osim toga, u signalu estimirane brzine vrtnje i položaja rotora unosi se dodatni šum zbog čega može doći do većeg odstupanja primijenjenog napona u trenutku uključivanja pretvarača, a time i do veće struje izjednačenja. Algoritam za automatsko podešavanje referentne vrijednosti struje kratkoga spoja predstavljen je u [44], a strukturna shema algoritma je dana na slici 6.8. Početna vrijednost integratora je jednaka jedan i referentna vrijednost struje kratkoga spoja jednaka je najvećoj referentnoj struji kratkoga spoja I_D^{\max} . Nakon što referentna vrijednost struje dosegne konačnu vrijednost zbog ograničenja nagiba, signal *EN* se postavlja u logičku jedinicu i započinje automatsko podešenje referentne vrijednosti struje kratkoga spoja.

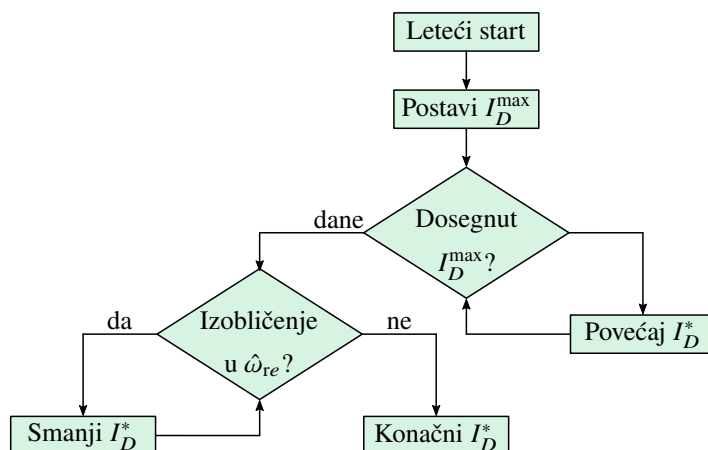
Uz pretpostavku dovoljno velike najveće referentne vrijednosti struje kratkoga spoja I_D^{\max} , nakon dosezanja konačne vrijednosti i brzina vrtnje je već estimirana $\hat{\omega}_{re} = \omega_{re}$. Izobličenja estimirane brzine vrtnje zbog faze zaključavanja PI PLL regulatora će u tom slučaju već proći, te će jedina izobličenja u estimiranoj vrijednosti brzine vrtnje biti zbog izobličenja struje. Predlaže se korištenje visoko-propusnog filtra (engl. *High-Pass Filter*, HPF) za izdvajanje izobličenja iz



Slika 6.8. Strukturna shema automatskog podešenja struje kratkoga spoja.

estimirane vrijednosti brzine vrtnje koje se s negativnim pojačanjem dovode na ulaz integratora. Integrator će svojim djelovanjem smanjivati referentnu vrijednost struje kratkoga spoja sve dok vrijednosti izobličenja estimirane vrijednosti brzine vrtnje ne budu unutar dozvoljene vrijednosti (engl. *Dead-Zone*, DZ).

Opisanu metodu može se primijeniti tijekom puštanja u pogon i to za najgori mogući slučaj – pri najvećoj dozvoljenoj vrijednosti brzine vrtnje kada je vrijednosti induciranog napona najveća. Tako određena referentna vrijednost struje kratkoga spoja I_D^* može se koristiti u cijelom radnom području IPM-a, odnosno za sve brzine vrtnje manje od najveće dozvoljene vrijednosti brzine vrtnje. Slikom 6.9 je prikazan dijagram toka za korištenje automatskog podešenja referentne vrijednosti struje kratkoga spoja prilikom prvog puštanja u pogon stroja.



Slika 6.9. Dijagram toka korištenje automatskog podešenja struje kratkoga spoja tijekom puštanja u pogon.

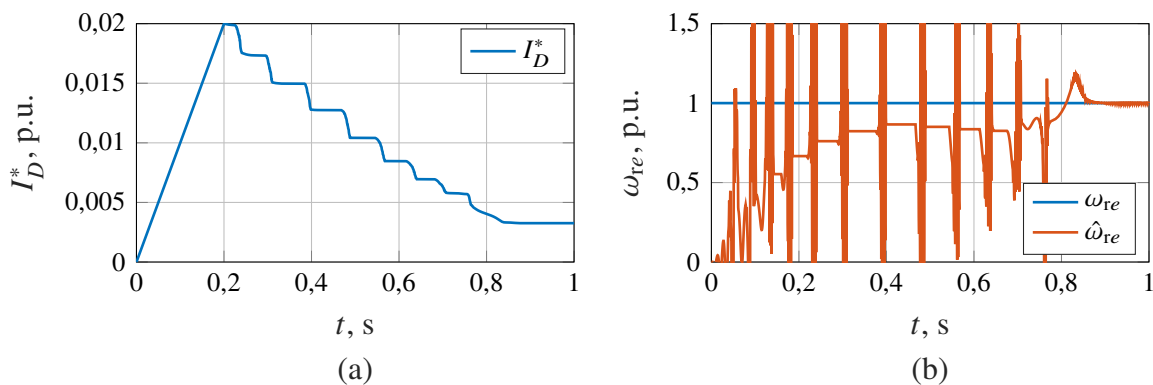
U predloženoj strukturi automatskog podešenja referentne vrijednosti struje kratkoga spoja, prijenosna funkcija HPF-a sa slike 6.8 dana je izrazom:

$$HPF(s) = \frac{s}{s + \omega_c}, \quad (6.9)$$

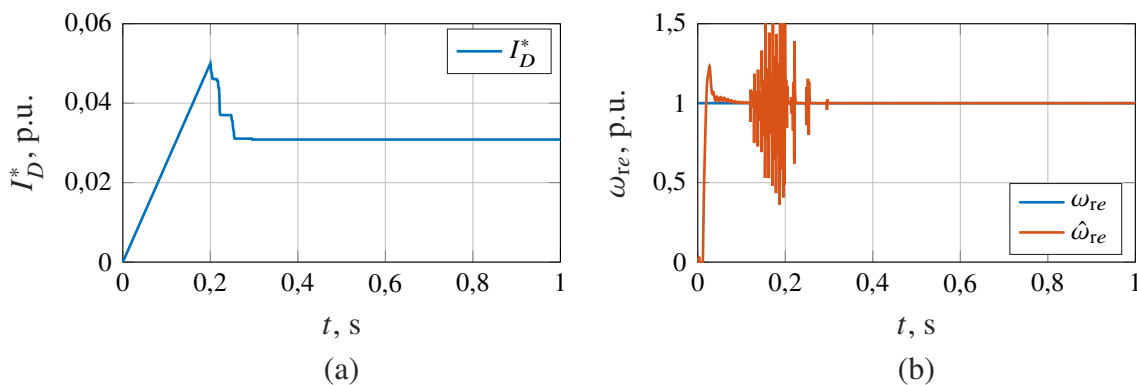
gdje je ω_c presječna frekvencija filtra. Izobličenja struje uslijed prevelike vrijednosti struje kratkoga spoja I_D^* uzrokuju pojavljivanje viših harmoničkih članova u uzorkovanoj struji kako je to vidljivo na slici 6.7(b), i to primarno 3., 5. i 7. harmonik. Zbog primjene Parkove transformacije u povratnoj vezi struje $\mathbf{i}_{\hat{d}q} = \mathbf{P}(\hat{\omega}_{re})\mathbf{i}_{\alpha\beta}$, i korištenja PI PLL regulatora za estimaciju brzine vrtnje, ta se izobličenja u signalu estimirane brzine vrtnje javljaju na višekratnicima bazne vrijednosti brzine vrtnje $\omega_b = 2\pi f_n$. Stoga je presječnu frekvenciju HPF-a ω_c dovoljno postaviti na za jedan red manju kružnu frekvenciju od bazne vrijednosti kružne brzine vrtnje.

6.3.1. Simulacijska ispitivanja

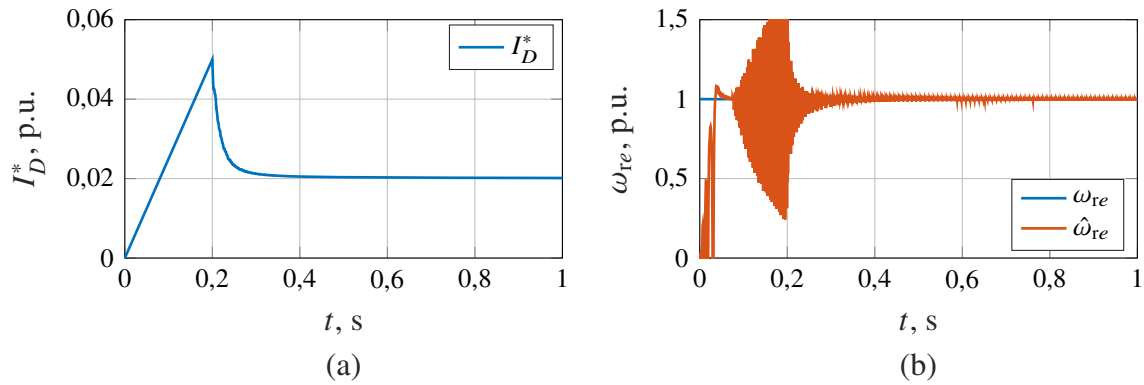
Simulacijska ispitivanja su provedena na isti način i sa istim strojevima kako je to opisano u poglavlju 6.1.1. Automatsko podešenje referentne vrijednosti struje kratkoga spoja provedeno je na brzini vrtnje $\omega_{re} = 1$ p.u., te su prikazane vrijednosti referentne struje kratkoga spoja I_D^* , stvarne vrijednosti brzine vrtnje ω_{re} i estimirane vrijednosti brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$ i to slikom 6.10 za *IPM* #1, slikom 6.11 za *SPM* #1, slikom 6.12 za *IPM* #2 i slikom 6.13 za *SPM* #2.



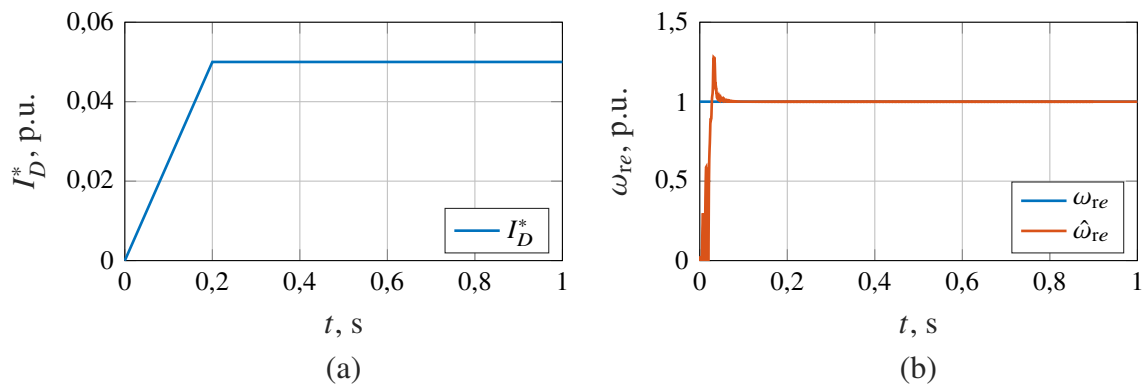
Slika 6.10. Simulacijska ispitivanja automatskog podešenja za *IPM* #1. (a) Referentna vrijednost struja kratkoga spoja. (b) Stvarna i estimirana vrijednost brzine vrtnje.



Slika 6.11. Simulacijska ispitivanja automatskog podešenja za *SPM* #1. (a) Referentna vrijednost struja kratkoga spoja. (b) Stvarna i estimirana vrijednost brzine vrtnje.



Slika 6.12. Simulacijska ispitivanja automatskog podešenja za *IPM* #2. (a) Referentna vrijednost struja kratkoga spoja. (b) Stvarna i estimirana vrijednost brzine vrtnje.



Slika 6.13. Simulacijska ispitivanja automatskog podešenja za *SPM* #2. (a) Referentna vrijednost struja kratkoga spoja. (b) Stvarna i estimirana vrijednost brzine vrtnje.

Najveća vrijednost struje kratkoga spoja za *IPM* #1 postavljena je na $I_D^{\max} = 0,02$ p.u., dok je za ostale strojeve ona postavljena na $I_D^{\max} = 0,05$ p.u. Ograničenje nagiba (RT) je kod svih strojeva podešeno tako se konačna vrijednost struje kratkoga spoja postigne u trenutku $t = 1$ s kada se signal EN postavlja u logičku jedinicu i započinje proces automatskog podešenja referentne vrijednosti struje kratkoga spoja. Dozvoljena vrijednost izobličenja postavljena je na 0,02 p.u.

Sa slika odziva je vidljivo da se brzina vrtnje uspješno estimira te da je po završetku djelovanja automatskog podešenja referentne vrijednosti struje kratkoga spoja, izobličenje u estimiranoj brzini vrtnje minimalno, odnosno unutar dozvoljenog područja. Konačna referentna vrijednost struje kratkoga spoja I_D^* ovisi o konstrukcijskim parametrima stroja, i to o toku permanentnih magneta ψ_{pm} i induktivitetu u q osi L_q . Zbog toga konačna referentna vrijednost struje kratkoga spoja za stroj *IPM* #1 pada na vrijednost $I_D^* = 0,0035$ p.u., dok se kod stroja *SPM* #2 ona ne promjeni i jednaka je najvećoj vrijednosti.

Dodatna mogućnost automatskog podešenja referentne vrijednosti struje kratkoga spoja je mogućnost detekcije uspješne estimacije brzine vrtnje. Uz ispravno postavljenu referentnu vrijednost struje kratkoga spoja, uzorkovana struja neće imati izobličenja. HPF u strukturi

automatskog podešenja struje kratkoga spoja prikazanoj na slici 6.9 će propustiti i izobličenja estimirane brzine vrtnje. Kada je iznos izobličenja unutar dozvoljenih vrijednosti tijekom nekog postavljenog vremena, znači da je brzina vrtnje uspješno estimirana. U tom trenutku mogu se prilagoditi vrijednosti pojačanja PI PLL regulatora s vrijednosti $K_{p,INR}$ na vrijednost $K_{p,TNR}$ i može započeti trajni rad pretvarača.

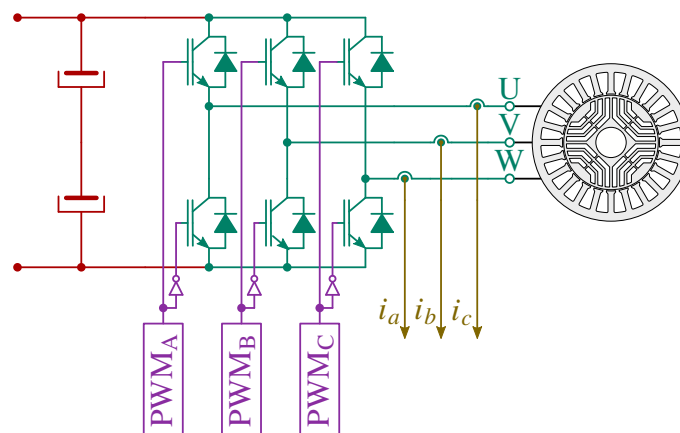
7. Isprekidani način rada pretvarača za sinkroni reluktantni stroj

Isprekidani način rada koristi se tijekom letećeg starta, odnosno prije uključjenja pretvarača kako bi se estimirala brzina vrtnje i položaj rotora SynRM-a. Na rotoru SynRM-a ne postoje magneti, pa se prilikom vrtnje neće inducirati napon. Odnosno, moguće je uključiti pretvarač i bez prethodne estimacije brzine vrtnje i položaja rotora s referentnom vrijednosti napona jednakom nuli. Međutim, trajni rad ne bi bio moguć bez dodatnih izmjena algoritama. Magnetizacija stroja bez poznavanja početne brzine vrtnje i položaja rotora za posljedicu bi imala ubrzanje ili usporenje stroja, pri čemu bi se razvio moment ubrzanja ili usporenja, a zbog čega bi kroz stroj potekla neregulirana struja. Isprekidani način rada za SynRM-ove je upravo takva izmjena algoritma koja omogućava trajni rad pretvarača. Estimacija brzine vrtnje i položaja rotora tijekom letećeg starta predložena u ovoj disertaciji izvedena je injektiranjem pravokutnih signala frekvencije jednake sklopnoj frekvenciji, što pripada metodama temeljnim na anizotropiji stroja. Međutim, zadržan je naziv isprekidani način rada jer je razvoj metode došao iz letećeg starta IPM-ova. Osim toga, klasične metode temeljene na anizotropiji stroja pretpostavljaju brzinu vrtnje jednake nuli jer su namijenjene upravo za ta područja rada, a što kod letećeg starta nije slučaj.

7.1. Izvedba isprekidanog načina rada pretvarača

Kao i kod IPM-ova, estimacija brzine vrtnje i položaja rotora temelji se na mjerenim strujama. S obzirom na to da na rotoru SynRM-a nema permanentnih magneta, na stezaljke stroja je potrebno primijeniti aktivni vektor kako bi potekla struja. Aktivni vektor primjenjuje se korištenjem PWM-a kako je to prikazano slikom 7.1, i to korištenjem SPWM-a ili SYPWM-a uz postavljanje nulte komponente na iznos nula. U [129, 130] primjenjuje se samo jedan aktivni vektor na temelju kojeg se računa položaj rotora, a iz dva odabrana uzorka i brzina vrtnje. Međutim, tada je trajanje aktivnog vektora unutar jedne sklopne periode T_{sw} ograničeno. Zbog postizanja struja mjerljivih iznosa uz prihvatljivi SNR, trajanje aktivnog vektora potrebno je postaviti dovoljno dugo. U tom slučaju, preostalo vrijeme unutar jedne sklopne periode neće nužno biti dovoljno

dugo da struja padne na iznos nula kako bi algoritam ispravno radio. Stoga je, ovisno o stroju, potrebno odabrati i sklopnu frekvenciju f_{sw} uz koju će leteći start biti moguć. Umjesto toga, u ovoj disertaciji se predlaže primjena dva suprotna aktivna vektora koja će osigurati ispravan rad algoritma letećeg starta neovisno o odabranoj sklopnoj frekvenciji.



Slika 7.1. Energetska shema pretvarača tijekom isprekidanog načina rada SynRM-a.

Primjena aktivnog vektora na stezaljke stroja uzrokovat će struju kroz stroj te će se rotor stroja magnetizirati. Ovisno o konstrukciji stroja i materijalu od kojega je izrađen, rotor stroja može ostati magnetiziran zbog remanentne indukcije. U preostalom vremenu sklopne periode, na stroj se primjenjuje nul-vektor i teče struja kao posljedica induciranog napona zbog remanentne indukcije rotora. Koercitivno polje, odnosno demagnetizacija stroja u tom slučaju izvodi se primjenom suprotnog aktivnog vektora. Kako se dva suprotna aktivna vektora primjenjuju u različitim sklopnim periodama, djelovanje magnetskog polja neće biti jednako u oba slučaja. Zbog toga se nakon primjene dva suprotna aktivna vektora može primijeniti jedna ili više sklopnih perioda s nul-vektorom na stezaljkama stroja. Dodatno, zbog primjene suprotnog aktivnog vektora, trajanje aktivnog vektora tijekom jedne sklopne periode može biti i relativno dulje kako bi potekle struje unutar područja velike točnosti mjernog člana struje. Osim toga, primjenom aktivnog vektora i protokom struje razvija se elektromagnetski moment, a primjenom suprotnog vektora elektromagnetski moment će se razviti u suprotnu stranu. Primjenom dva suprotna aktivna vektora, postiže se i manja srednja vrijednost momenta uz povećanje valovitosti.

7.2. Matematički model SynRM-a tijekom isprekidanog načina rada

Odaberu li se dvije periode tijekom kojih će se primjenjivati nul-vektor nakon suprotnih aktivnih vektora, jedan sklopni ciklus isprekidanog načina rada sastojati će se od četiri sklopne periode. Redni broj sklopne periode l unutar jednog sklopnog ciklusa isprekidanog načina rada može se odrediti prema:

$$l = k \bmod 4, \quad (7.1)$$

gdje je mod operator ostatka cjelobrojnog dijeljenja.

Uz raspored sklapanja IGBT-ova prema poglavlju 4.2.3, aktivne vektore $\mathbf{u}_1(100)$ i $\mathbf{u}_4(011)$ te trajanje aktivnih vektora DT_{sw} , modulacijski signali iznose:

$$\mathbf{u}_{abc[k]}^m = \begin{cases} [(1 - 2D) \ 1 \ 1]^T, & \text{za } l = 0, \\ [1 \ (1 - 2D) \ (1 - 2D)]^T, & \text{za } l = 1, \\ [1 \ 1 \ 1]^T, & \text{za } l = 2, 3. \end{cases} \quad (7.2)$$

Kada se na izlazu iz pretvarača primjeni aktivni vektor $\mathbf{u}_1(100)$, na stezaljke stroja se primjenjuje napon iznosa:

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta}^* = \mathbf{u}_1 = \begin{bmatrix} \frac{2U_{dc}}{3} \\ 0 \end{bmatrix} = \frac{2U_{dc}}{3} \mathbf{D}, \quad (7.3)$$

a matematički model stroja je izveden iz (3.57) uz $\psi_{pm} = 0^1$:

$$\mathbf{u}_1 = R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta} + s L_{\alpha\beta} \dot{\mathbf{i}}_{\alpha\beta}. \quad (7.4)$$

Na isti način kako je to napravljeno u poglavlju 5.2, uz pretpostavku da je kut rotora θ_{re} tijekom primjene svakog aktivnog vektora \mathbf{u}_1 konstantnog iznosa, te razvojem u Taylorov red samo s prvim članom, matematički model stroja prelazi u:

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} \approx \int L_{\alpha\beta}^{-1} \mathbf{u}_1 dt = \frac{2U_{dc}}{3} DT_{sw} L_{\alpha\beta}^{-1} \mathbf{D}, \quad (7.5)$$

i pri tome je pretpostavljen početni uvjet $\mathbf{i}_{\alpha\beta}(0) = 0$.

S obzirom na matricu vektorizacije u jednažbi (7.5), slijedi iznos struje po komponentama:

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta} = \frac{2U_{dc}}{3L_d L_q} DT_{sw} \begin{bmatrix} L_0 + L_{\Delta} \cos(2\theta_{re}) \\ L_{\Delta} \sin(2\theta_{re}) \end{bmatrix}. \quad (7.6)$$

Aktivni vektor \mathbf{u}_1 primjenjuje se u sredini sklopne periode, pa je uzorak struje jednak polovici iznosa struje iz (7.6) na isti način kao i kod isprekidanog režima rada IPM-a:

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta[l=0]} = \frac{U_{dc}}{3L_d L_q} DT_{sw} \begin{bmatrix} L_0 + L_{\Delta} \cos(2\theta_{re[k]}) \\ L_{\Delta} \sin(2\theta_{re[k]}) \end{bmatrix}. \quad (7.7)$$

U preostalim sklopnim periodama jednog sklopnog ciklusa $l = 1, 2, 3$ primjenjuju se redom aktivni vektor \mathbf{u}_4 , te dva nul-vektora \mathbf{u}_7 . S obzirom na to da je svrha primjene tih vektora svođenje struje SynRM-a na nulu kako bi se ostvarila pretpostavka za izvođenje (7.5), uzorak struje koji se uzima u tim sklopnim periodama nije koristan za algoritam estimacije brzine vrtnje

¹Izveden je matematički model PMA-SynRM koji se lako svodi na SynRM postavljanjem toka permanentnih magneta na nulu.

i položaja rotora. Za potrebe estimacije, uzorak struje uzima se samo u sklopnim periodima kada se primjenjuje aktivni vektor \mathbf{u}_1 , odnosno $l = 0$, pa je model SynRM-a za isprekidani način rada:

$$\mathbf{i}_{\alpha\beta[k]} = \mathbf{i}_{\alpha\beta[l=0]} = \frac{U_{dc}}{3L_dL_q}DT_{sw} \begin{bmatrix} L_0 + L_\Delta \cos(2\theta_{re[k]}) \\ L_\Delta \sin(2\theta_{re[k]}) \end{bmatrix}, \quad (7.8)$$

te je potrebno ograničiti i algoritam estimacije brzine vrtnje i položaja rotora na izvršavanje samo u tim prekidnim rutinama.

U izrazu (7.8), struja u α osi sadrži istosmjernu komponentu što znači i da sve komponente struje u abc koordinatnom sustavu sadrže istosmjernu komponentu, što je i pokazano u [129, 130]. Algoritmi za estimaciju uglavnom se temelje na modelima gdje su struje i naponi čisto izmjenični poput modela u $\alpha\beta$ sustavu, ili gdje su struje i naponi čisto istosmjerni poput modela u dq sustavu. S obzirom na to da izmjenična komponenta struje iz (7.8) sadrži informaciju o položaju rotora, potrebno je matematičkom obradom iz struje izdvojiti izmjeničnu komponentu ili je u struji potrebno eliminirati istosmjernu komponentu. Postupak eliminacije istosmjerne komponente usrednjavanjem vrijednosti uzoraka korišten je u [129, 130], međutim nije napravljena analiza takvog pristupa na točnost algoritma estimacije. No, prema (7.8), struja u β osi sadrži samo izmjeničnu komponentu koja daje informaciju o položaju rotora. Stoga će se za matematički model SynRM-a tijekom isprekidanoga načina rada, za algoritam estimacije brzine vrtnje i položaja rotora u ovoj disertaciji koristiti:

$$i_{\beta[k]} = \frac{U_{dc}}{3}DT_{sw} \frac{L_d - L_q}{2L_dL_q} \sin(2\theta_{re[k]}) \quad (7.9)$$

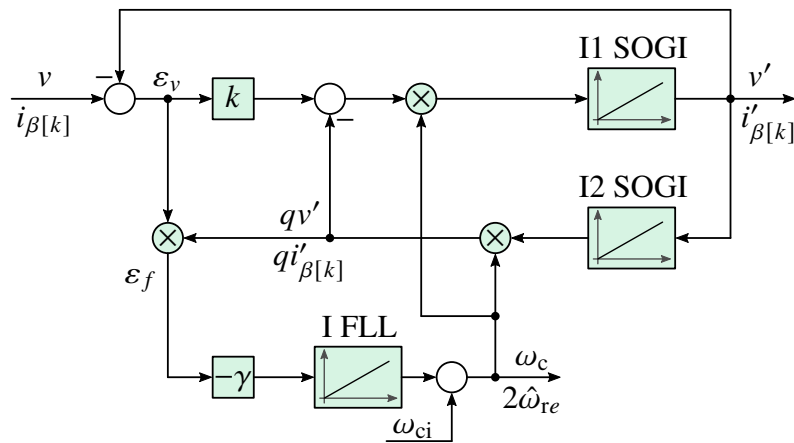
Za razliku od IPM-ova, vrijednost struje tijekom isprekidanoga načina rada prema (7.9) ne ovisi o vrijednosti brzine vrtnje ω_{re} . S druge strane, vrijednost struje ovisi o obje vrijednosti induktiviteta L_d i L_q , pa je duljinu trajanja aktivnih vektora DT_{sw} moguće podesiti unaprijed ako su poznate vrijednosti induktiviteta. Kako je već prije opisano, poželjno je da vrijednost struje ostane dovoljno malog iznosa kako ne bi uzrokovala stvaranje dodatnog momenta, vibracije i buke, no mora biti dovoljnog velikog iznosa kako SNR bio zadovoljavajućeg iznosa. Kod sinkronih reluktantnih strojeva, moment se razvija isključivo zbog magnetske anizotropije pa se strojevi projektiraju s velikim omjerom $\xi = L_d/L_q$, zbog čega je linearno područje ovisnosti magnetskog toka o struji relativno malo. Prema tome, vrijednosti induktiviteta L_d i L_q tijekom isprekidanoga načina rada nisu nužno konstantne vrijednosti, a nezasićene vrijednosti induktiviteta su dovoljno dobre vrijednosti za određivanje duljine trajanja aktivnih vektora DT_{sw} .

Amplitude „špica“ struje (7.6) ovise o položaju rotora, a ovisno o iznosu struje mijenjaju se vrijednosti induktiviteta. Zbog toga je uzorkovana struja (7.9) sinusoida čija se amplituda mijenja ovisno o položaju rotora. Promjene vrijednosti induktiviteta nisu značajnog iznosa, ali su dovoljno velike da unese izobličenje u sinusoidalni valni oblik. Stoga je za kontinuiranu estimaciju brzine vrtnje i položaja rotora potrebno odabrati algoritam s dobrim svojstvima prigušenja harmoničkih izobličenja.

S obzirom na to da se tijekom isprekidanoga načina radi koristi samo struja u β osi, algoritmi estimacije brzine vrtnje i položaja rotora nisu isti za isprekidani način rada i za trajni način rada. Ti algoritmi ne čine znanstveni doprinos ove disertacije, nego su odabrani iz akademske literature i prilagođeni izvedenim matematičkim modelima SynRM-a.

7.3. Estimacija položaja rotora tijekom isprekidanog načina rada

Za algoritam estimacije brzine vrtnje i položaja rotora predložena je struktura temeljena na generaliziranom integratoru drugog reda (engl. *Second-Order Generalized Integrator*, SOGI) i frekvencijski-zaključane petlje (engl. *Frequency-Locked Loop*, FLL) [150]. Strukturna shema algoritma estimacije prikazana je na slici 7.2.



Slika 7.2. Estimacija brzine vrtnje i položaja rotora SynRM-a tijekom isprekidanoga načina rada.

Prema slici 7.2, ulazni signal u SOGI je $v = i_{\beta[k]}$. Izlazni signal v' naziva se direktna komponenta i određena je prijenosnom funkcijom:

$$G_D(s) = \frac{v'(s)}{v(s)} = \frac{k\omega_c s}{s^2 + k\omega_c s + \omega_c^2}. \quad (7.10)$$

Izlazni signal qv' naziva se okomita komponenta i određena je prijenosnom funkcijom:

$$G_Q(s) = \frac{qv'(s)}{v(s)} = \frac{k\omega_c^2}{s^2 + k\omega_c s + \omega_c^2}. \quad (7.11)$$

Prijenosna funkcija regulacijskog odstupanja SOGI-a $\varepsilon_v = v - v'$ je:

$$G_E(s) = \frac{\varepsilon_v(s)}{v(s)} = \frac{s^2 + \omega_c^2}{s^2 + k\omega_c s + \omega_c^2}, \quad (7.12)$$

što odgovara filtru s nepropusnim pojasom. Kada je frekvencija ulaznog signala v jednaka centralnoj frekvenciji SOGI-a $\omega = \omega_c$ amplituda regulacijskog odstupanja jednaka je nuli. Faza regulacijskog odstupanja prolazi kroz nulu i to na način da se za frekvencije ulaznog signala ω manje od ω_c ona mijenja od 0 do $-\pi/2$, a za frekvencije ulaznog signala ω većih od ω_c ona

mijenja od $\pi/2$ do 0. To znači da je centralnu frekvenciju SOGI-a potrebno podesiti tako da odgovora frekvenciji ulaznog signala, odnosno $\omega = \omega_c$ kako bi regulacijsko odstupanje bilo jednako nuli, a time i $v = v'$.

Prijenosna funkcija okomite komponente odgovara nisko-propusnom filtru drugog reda i to tako da na presječnoj frekvenciji ω_c ima pojačanje 1, a fazni pomak $-\pi/2$. Prema tome, može se definirati signal greške frekvencije ε_f koji je jednak umnošku regulacijskog odstupanja ε_v i okomite komponente qv' . Regulator frekvencijski-zaključane petlje (FLL) je integrator s negativnim pojačanjem $-\gamma$ greške frekvencije ε_f . Zbog različitih faznih pomaka, odnosno skoka u fazi ε_v , na frekvencijama ulaznog signala ω manjih od ω_c iznos greške frekvencije ε_f je pozitivan. FLL regulator će tada smanjivati presječnu frekvenciju ω_c sve dok regulacijsko odstupanje ε_v ne dosegne iznos jednak nuli, gdje i greška frekvencija ε_f postaje jednaka nuli, a iznos presječne frekvencije ω_c postaje jednak frekvenciji ulaznog signala ω . Slično vrijedi i za frekvencije ulaznog signala ω većih od ω_c gdje je iznos greške frekvencije ε_f negativan.

Pojačanje SOGI-a odabire se tako da iznosi $k = \sqrt{2}$ što odgovara faktoru prigušenja $\zeta = 1/\sqrt{2}$ i predstavlja tehnički najprihvatljiviji izbor zbog odnosa vremena ustaljivanja, regulacijskog nadvišenja u odzivu na skokovitu promjenu ulazne veličine v i prigušenja harmoničkih izobličenja [151].

Linearizacija FLL-a oko radne točke $\bar{\omega}_c$ daje prijenosnu funkciju [151]:

$$G_{FLL}(s) = \frac{\bar{\omega}_c(s)}{\omega(s)} = \frac{\Gamma}{s + \Gamma}, \quad (7.13)$$

pa se odziv na skokovitu promjenu frekvencije ulaznog signala ω oko radne točke $\bar{\omega}_c$ može podesiti pojačanjem:

$$\gamma = \frac{k\omega_c}{V^2}\Gamma, \quad (7.14)$$

gdje je V amplituda ulaznog sinusnog signala v .

Kada FLL regulator podesi presječnu frekvenciju ω_c tako da ona bude jednaka frekvenciji ulaznog signala ω , amplitude prijenosnih funkcija $G_D(s)$ i $G_Q(s)$ iznose jedan, fazni pomak prijenosne funkcije $G_D(s)$ jednak je nuli, a prijenosne funkcije $G_Q(s)$ jednak je $-\pi/2$. To znači da je direktna komponenta $i'_{\beta[k]} = v'$ jednaka ulaznom signali $i_{\beta[k]} = v$ po fazi te amplitudi i frekvenciji osnovnog harmonika, a okomita komponenta $qi'_{\beta[k]} = qv'$ za njom kasni za $-\pi/2$ uz jednaku amplitudu i frekvenciju osnovnog harmonika. Odnosno:

$$i'_{\beta[k]} = I_\beta \sin(2\theta_{re[k]}), \quad (7.15)$$

$$qi'_{\beta[k]} = -I_\beta \cos(2\theta_{re[k]}), \quad (7.16)$$

gdje je I_β amplituda osnovnog harmonika struje (7.9) na frekvenciji $2\omega_{re}$.

Kut rotora može se rekonstruirati iz:

$$\hat{\theta}_{re[k]} = \frac{1}{2} \tan^{-1} \left(\frac{i'_{\beta[k]}}{-qi'_{\beta[k]}} \right), \quad (7.17)$$

a brzina vrtnje rotora može se odrediti na temelju izlaza FLL-a:

$$\hat{\omega}_{re} = \frac{\omega_c}{2}. \quad (7.18)$$

7.4. Estimacija položaja rotora tijekom trajnog načina rada

Algoritam estimacije brzine vrtnje i položaja rotora tijekom trajnog načina rada preuzet je iz [138], a temelji se na projekciji vektora greške. Prema [138, 152, 153], jednadžba observera magnetskog toka je:

$$s\hat{\psi}_{dq} = \mathbf{u}_{dq} - R_s \mathbf{i}_{dq} - \omega_{re} \mathbf{J} \psi_{dq} + \mathbf{K} \Delta \psi_{dq}, \quad (7.19)$$

gdje je greška estimiranog toka:

$$\Delta \psi_{dq} = \mathbf{L}_{dq} \mathbf{i}_{dq} - \hat{\psi}_{dq}. \quad (7.20)$$

U [152, 153] je pokazano da observer toka (7.19) i (7.20) koristi naponski model stroja i strujni model stroja, pri čemu je strujni model stroja dominantan na nižim brzinama vrtnje, a naponski model na višim brzinama vrtnje. Granica dominacije između strujnog i naponskog modela podešava se pojačanjem \mathbf{K} koji može biti konstantnog ili promjenljivog iznosa. Matrica pojačanja \mathbf{K} odabrana je prema preporukama [138] i iznosi:

$$\mathbf{K} = \left[b \mathbf{I} + \left(\frac{c}{\hat{\omega}_{re}} - \hat{\omega}_{re} \right) \mathbf{J} \right] \frac{\tilde{\psi}_{dq} \tilde{\psi}_{dq}^T}{\|\tilde{\psi}_{dq}\|^2}, \quad (7.21)$$

gdje su pojačanja:

$$b = b' + \left(2\zeta - \frac{b'}{\omega_\zeta} \right) |\hat{\omega}_{re}|, \quad (7.22)$$

$$c = \frac{b}{2\zeta} |\hat{\omega}_{re}|, \quad (7.23)$$

a konstanta ζ željena vrijednost prigušenja na određenoj vrijednosti kružne brzine vrtnje ω_ζ . Vrijednost konstante b' preporuča se postaviti većom od armaturnih konstanti SynRM-a u dq koordinatnom sustavu, odnosno $b' > R_s/L_d$ i $b' > R_s/L_q$.

U jednadžbi (7.21) vrijednost pomoćnog vektora toka računa se prema:

$$\tilde{\psi}_{dq} = (\mathbf{L}_{dq} + \mathbf{J} \mathbf{L}_{dq} \mathbf{J}) \mathbf{i}_{dq}. \quad (7.24)$$

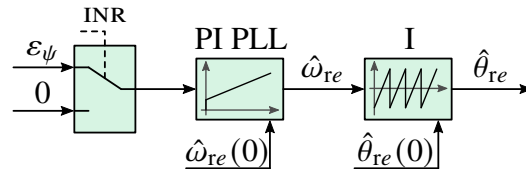
Greška observera računa se prema:

$$\varepsilon_\psi = \boldsymbol{\lambda}^T \mathbf{J} \Delta \psi_{dq}, \quad (7.25)$$

gdje je $\boldsymbol{\lambda}$ projekcijski vektor:

$$\boldsymbol{\lambda} = \frac{\tilde{\psi}_{dq}}{\|\tilde{\psi}_{dq}\|^2}. \quad (7.26)$$

Greška observera ε_ψ dovodi se na ulaz u PLL regulator kako je to prikazano slikom 7.3. Pri tome se tijekom isprekidanoga načina rada (signal INR u logičkoj jedinici) ulaz postavlja u nulu, početni uvjet PI PLL regulatora na $\hat{\omega}_{re}(0)$, a početni uvjet integratora na $\hat{\theta}_{re}(0)$. Vrijednosti $\hat{\omega}_{re}(0)$ i $\hat{\theta}_{re}(0)$ su redom, estimirana brzina vrtnje i položaj rotora određeni tijekom isprekidanoga načina rada.



Slika 7.3. Estimacija brzine vrtnje i položaja rotora SynRM-a tijekom trajnog načina rada.

Parametri PI regulatora mogu se podesiti postavljanjem polova:

$$K_p = 2\omega_o, \quad (7.27)$$

$$T_i = \frac{1}{\omega_o}, \quad (7.28)$$

gdje je ω_o željena propusnost (engl. *bandwidth*) kruga estimacije brzine vrtnje.

8. Eksperimentalna ispitivanja predloženih metoda

Učinkovitost metoda letećeg starta temeljenih na predloženim matematičkim modelima sinkronih strojeva za isprekidani način rada te upravljanje isprekidanim načinom rada provjerene su simulacijski, a zatim i eksperimentalno. Eksperimentalna ispitivanja predloženih metoda provedena su na dvije ispitne stanice, jedne u Laboratoriju električnih strojeva, a druge u Laboratoriju regulacije električnih strojeva, oba na Zavodu za elektrostrojstvo i automatizaciju Fakulteta elektrotehnike i računarstva Sveučilišta u Zagrebu.

8.1. Laboratorijski postavi

Isprekidani način rada energetskog pretvarača za sinkroni stroj s permanentnim magnetima prvo je izveden na ispitnoj stanici u Laboratoriju električnih strojeva na energetskom pretvaraču Končar KONvert W 520 kW uz pomoć partnera iz tvrtke Končar INEM d.o.o. Nakon implementacije algoritama za kontinuiranu estimaciju brzine vrtnje i položaja rotora te za upravljanje isprekidanim načinom rada u digitalni sustav upravljanja, učinkovitosti metoda su eksperimentalno potvrđene te je objavljen rad [44].

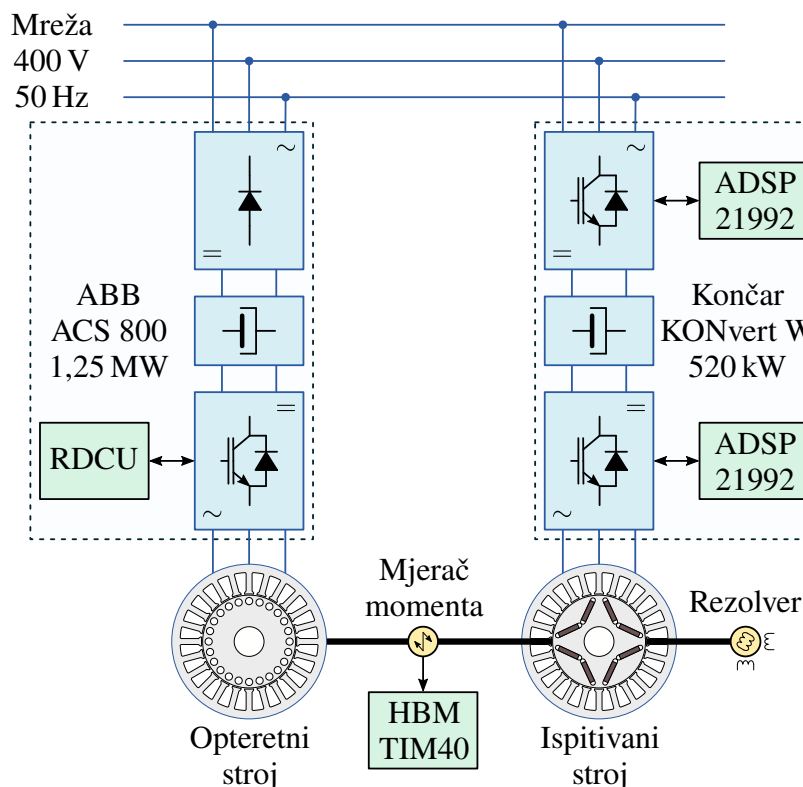
Navedene metode su implementirane i na ispitnoj stanici u Laboratoriju regulacije električnih strojeva na energetskom pretvaraču Open4Lab tvrtke Cognitio Elektronika d.o.o. Eksperimentalno ispitivanje je provedeno još jednom koristeći sinkroni stroj s permanentnim magnetima, a zatim je na ispitnoj stanici stroj zamijenjen sinkronim reluktantnim strojem. Konačno, realiziran je isprekidani način rada energetskog pretvarača za sinkroni reluktantni stroj te je implementiran algoritam za kontinuiranu estimaciju brzine vrtnje i položaja rotora na istoj ispitnoj stanici, a učinkovitost metoda je eksperimentalno potvrđena.

U oba je slučaja korišten jedinični sustav vrijednosti (p.u.) za algoritme vektorskog upravljanja, algoritme estimacije položaja i brzine vrtnje rotora te sve parametre i estimacijske strukture korištene u digitalnom sustavu upravljanja. Vrijednosti u jediničnom sustavu određene su prema [154]. Za bazne vrijednosti IPM-a odabran je tok prema toku permanentnih magneta ψ_{pm} , struja prema nazivnoj vrijednosti struje s natpisne pločice I_n i mehanička brzina vrtnje prema nazivnoj

vrijednosti brzine vrtnje s natpisne pločice n_n . Za bazne vrijednosti SynRM-a odabran je napon prema nazivnoj vrijednosti napona s natpisne pločice U_n , struja prema nazivnoj vrijednosti struje s natpisne pločice I_n i mehanička brzina vrtnje prema nazivnoj vrijednosti brzine vrtnje s natpisne pločice n_n .

8.1.1. Ispitna stanica u Laboratoriju električnih strojeva

Ispitna stanica u Laboratoriju električnih strojeva sastoji se od ispitivanog stroja, ispitnog pretvarača te opteretnog pretvarača i stroja kako je to prikazano na slici 8.1. Ispitivani stroj je IPM sa natpisnom pločicom prema tablici 8.1. Ispitivanje je provedeno pomoću pretvarača KONČAR KONvert W koji ima mogućnost povrata energije u mrežu, a nazivni podaci su dani u tablici 8.2. Opteretni stroj je asinkroni stroj natpisne pločice dane tablicom 8.3, koji je napajan iz industrijskog pretvarača napona i frekvencije ABB ACS800. Natpisna pločica ispravljača pretvarača ABB ACS800 dana je tablicom 8.4, a izvedena je kao diodni most pa nema mogućnosti povrata energije u mrežu. Izmjenjivač pretvarača ABB ACS800 čine dva modula standardnih trofaznih dvorazinskih izmjenjivača spojenih u paralelu, svaki natpisne pločice prema tablici 8.5.



Slika 8.1. Shema ispitne stanice u Laboratoriju električnih strojeva.

Dio ispitne stanice u Laboratoriju električnih strojeva koji čine ispitivani stroj, ispitni pretvarač i opteretni stroj je prikazan na slici 8.2.

Osovine ispitivanog i opteretnog stroja povezane su krutom spojkom Mayr ROBA-DS 300/951.661 i mjernim članom momenta HBM T40 nazivnoga momenta 3000 Nm, klase točnosti

Tablica 8.1. Natpisna pločica ispitivanog IPM stroja u Laboratoriju električnih strojeva.

TEMA Pula Croatia	LPRM - 450
Serial No: LPRM450609CW010111000105	
~ 3M Permanent Magnet Synchronous Motor	EN/IEC 600034-1 S1 year 2011
3/9 phases Y connection / windindg isolation H / all specs @ dT = 100K	
IMB20 BEMF=266V/Krpm 3000rpm Th.Cl. F Tamb=25° IP 54 930 Kg PM rotor	
T= 2620Nm T= 2389Nm P= 450KW/1800 rpm I= 596A P= 375KW/1500rpm	

Tablica 8.2. Nazivni podaci ispitnog pretvarača u Laboratoriju električnih strojeva.

Kontinuirana snaga	520 kW
Nazivni AC napon	3 ~ 400 V
Nazivni DC-link napon	540(600) V
Nazivna frekvencija na mrežnoj strani	50 / 60 Hz
Faktor snage	$\cos\varphi$ 1. . . 0,85 ind/cap
Sklopna frekvencija generatorska strana	1,5. . . 3 kHz
Sklopna frekvencija mrežna strana	3,6 kHz
Kvaliteta energije (IEC 61400-21, IEC 61000-3-6)	THD \leq 4 %
Serijski broj	LC11SA

Tablica 8.3. Natpisna pločica opterećenog stroja u Laboratoriju električnih strojeva.

KONČAR made in Croatia						
3~ M	Type	8AZJ 405-04	N°	23 270		
V	A	kW	Hz	$\cos\varphi$	min^{-1}	IM 1001
Δ 400	967	560	50	0.87	1490	S1
IP 56	ϑ_a 40 °C	I.cl. F	IEC 600034-1	3140 kg		
						2005

0,05 %, najveće dopuštene brzine vrtnje $15\,000\text{ min}^{-1}$ i ugrađene komunikacije Etherent UDP. Za pretvorbu mjerene veličine u analogni signal $\pm 10\text{ V}$ korišten je pretvornik signala HBM TIM40. Na osovini nepogonskog kraja IPM-a ugrađeni su mjerni članovi brzine vrtnje, i to enkoder Wachendorff Automation WDG 58B te rezolver TAMAGAWA SEIKI SmartSyn BRX.

Digitalni sustav upravljanja ispitnog pretvarača temelji se na ADSP-21992 16-bitnom mikroprocesoru s nepomičnom decimalnom točkom (engl. *fixed point*) radnog takta 160 MHz. U digitalnom sustavu upravljanja izmjenjivača implementirane su zaštitne funkcije, poput prenaponske, podnaponske, prekostrujne i termičke zaštite, te obrada mjerenih signala, poput mjerenja struje, napona te brzine vrtnje i položaja rezolvera. Implementiran je algoritam

Tablica 8.4. Natpisna pločica ispravljača opteretnog pretvarača u Laboratoriju električnih strojeva.

Input	U	3~ 380... 690 (600 UL,CSA) V
	I	846 A
	f	48... 63 Hz
Output	U	513... 932 (790 UL,CSA) VDC
	I	1000 ADC
Code		64690701
		ACS800-704-0910-7+F250
		Serno *1044703328*

Tablica 8.5. Natpisna pločica izmjenjivača opteretnog pretvarača u Laboratoriju električnih strojeva.

Input	U	513... 707 VDC
	I	840 ADC
Output	U	3~ 0... 500 V
	I	700 A
	f	0... 300 Hz
Code		64694162
		ACS800-104-0610-5
		Serno *1034703511*



Slika 8.2. Fotografija dijela ispitne stanice u Laboratoriju električnih strojeva.

vektorskog upravljanja orijentacijom magnetskog toka sinkronoga stroja te vektorska modulacija širine impulsa na prekidnoj rutini frekvencije 10 kHz, a sklopna frekvencija je postavljena na 2 kHz. Koristeći povratnu vezu po mjerenom položaju rezolvera, određene su vrijednosti induktiviteta u

različitim radnim točkama te su pohranjene u algoritam u obliku dvodimenzionalnih preglednih tablica (2D-LUT). Osim toga, određena je i MTPA krivulja prema [155] te su referentne vrijednosti struja pohranjene u algoritam u obliku jednodimenzionalnih preglednih tablica (LUT). Glavna referentna vrijednost u algoritmu je referentna vrijednost momenta, a brzina vrtnje se zadavala opteretnom pretvaraču. Implementiran je algoritam estimacije brzine vrtnje i položaja rotora tijekom isprekidanog i trajnog načina rada te je povratna veza vektorskog upravljanja zatvorena s estimiranim vrijednostima.

Za implementaciju algoritma korišten je programski alat *AlgoCAD* koji podržava grafičko programiranje koristeći blokove iz biblioteke. Svaki blok izvršava funkciju za koju je namijenjen, a prilikom programiranja je potrebno zadati ulazne, izlazne i pomoćne signale bloka te prekidnu rutinu u kojoj se izvodi i redni broj koji određuje redoslijed izvršavanja unutar prekidne rutine. Upravljanje ispitnim pretvaračem izvedeno je programskim alatom *r_parnad* koji uz nadzor i dijagnostiku omogućuje i praćenje različitih varijabli implementiranih algoritama. Programski alat *r_parnad* omogućuje i snimanje signala željenih veličina, poput mjerenih struja, estimiranih varijabli i pomoćnih varijabli, unutar definiranog vremenskog intervala.

Tijekom ispitivanja isprekidanoga načina rada korišten je i sustav za akviziciju Dewesoft SIRIUS sa programskim alatom Dewesoft X2. Korišten je uređaj SIRIUS-HS sa četiri visokonaponska kanala HS-HV i četiri niskonaponska kanala HS-ACC. Mjerenje struje izvedeno je pomoću strujnih senzora LEM IT 700-S/SP2 Ultrastab, nazivne istosmjerne struje 700 A i propusnosti 50 kHz.

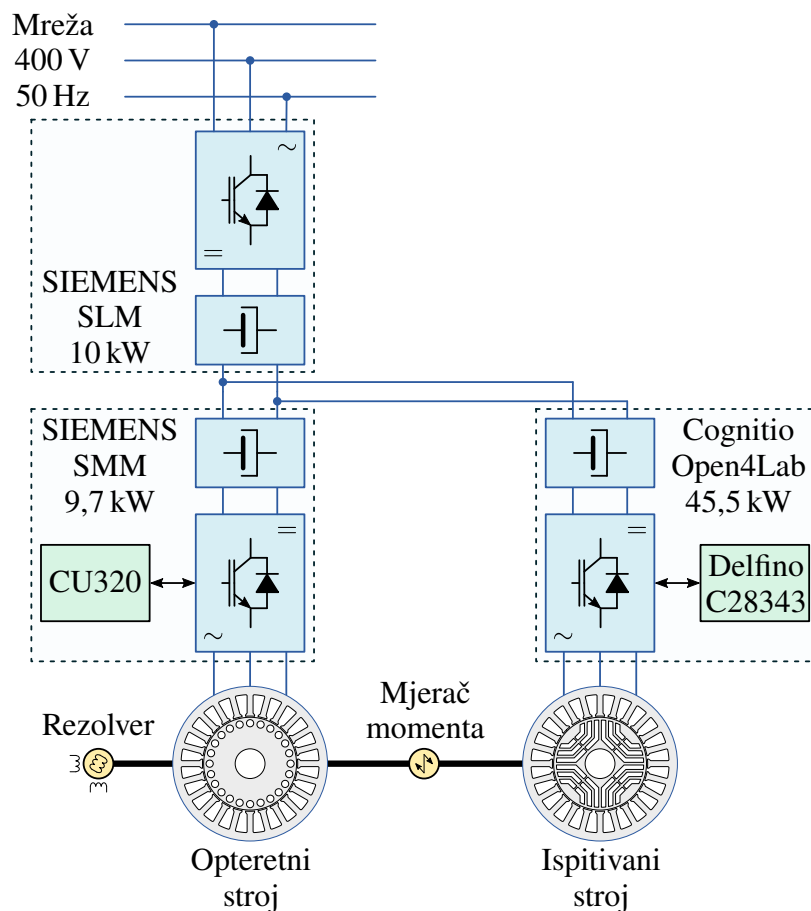
8.1.2. Ispitna stanica u Laboratoriju regulacije električnih strojeva

Ispitna stanica u Laboratoriju regulacije električnih strojeva sastoji se od ispitivanog stroja, ispitnog izmjenjivača, ispravljača te opteretnog izmjenjivača i stroja kako je to prikazano na slici 8.3.

Ispitivani strojevi su IPM s natpisnom pločicom prema tablici 8.6 te SynRM s natpisnom pločicom prema tablici 8.7. Ispitivanje je provedeno pomoću izmjenjivača Cognitio Open4Lab natpisne pločice prema tablici 8.8. Opteretni stroj je asinkroni stroj natpisne pločice dane tablicom 8.9, koji je napajan iz industrijskog izmjenjivača napona i frekvencije SIEMENS SINAMICS natpisne pločice prema tablici 8.10. Istosmjerni međukrugovi ispitnog i opteretnog izmjenjivača međusobno su spojeni te se napajaju iz industrijskog ispravljača SIEMENS SINAMICS s mogućnosti povrata energije u mrežu te natpisne pločice prema tablici 8.11.

Dijelovi ispitne stanice u Laboratoriju regulacije električnih strojeva koji čine ispitivani strojevi, ispitni pretvarač, akvizicijski sustav i opteretni stroj su prikazani na slici 8.4.

Osovine ispitivanog i opteretnog stroja povezane su prirubicama i mjernim članom momenta HBM T12HP nazivnoga momenta 200 Nm, klase točnosti 0,02 %, najveće dopuštene brzine vrtnje $15\,000\text{ min}^{-1}$, ugrađenim enkoderom i izlaznim mjernim signalima u formatu analogne te



Slika 8.3. Shema ispitne stanice u Laboratoriju regulacije električnih strojeva.

Tablica 8.6. Natpisna pločica ispitivanog IPM stroja u Laboratoriju regulacije električnih strojeva.

Allwin	3PH AC Frequency Driven PM Motor			
Type: PM-AW112M5-4-E	IP 45	SN: 0/1081WAW029-2016		
380 V	5,5 kW	11,6 A	1500 r/min	
Ef. 92,1 %	4 P	50 Hz	Y conn.	In.cl. F
BEMF 220 V/krpm	Ind. 69 mH		duty S1	
30 kg	No: 0002	Date: 17/06		

frekvencijske vrijednosti. Na osovini nepogonskog kraja opteretnog stroja ugrađen je mjerni član brzine vrtnje rezolver LTN Servotechnik RE21.

Digitalni sustav upravljanja ispitnog izmjenjivača temelji se na upravljačkoj kartici DIM100 controlCARD tvrtke Texas Instruments Inc. u potpunosti otvorenog pristupa za programiranje. Korištena je upravljačka kartica TMDSCNCD28343, s mikroprocesorom C28343 iz serije Delfino s aritmetikom pomične decimalne točke (engl. *floating point*) i radnog takta 200 MHz. U digitalnom sustavu upravljanja izmjenjivača implementirane su zaštitne funkcije, poput prenaponske, podnaponske, prekostrujne i termičke zaštite. Mikroprocesor je opremljen s dva 12-bitna ADC-a za mjerenje signala struje i napona te je implementirana obrada mjerenih

Tablica 8.7. Natpisna pločica ispitivanog SynRM stroja u Laboratoriju regulacije električnih strojeva.

SIEMENS D-90441 Nürnberg Made in Czech Rep.							
3~MOT 1RV4132B 1FP10141CB221AF4-Z UD							
IEC/EN 60034 132M IMB3 IP55							
67kg Th.Cl. 155(F) -20 °C <=TAMB<= 40 °C							
CONVERTER DUTY ONLY VPWM SINAMICS							
V	Hz	A	kW	cosφ	Nm	1/min	EFF
380 Y	50	17,1	7,5	0,72	47,5	1500	92,6
440 Y	60	16,7	8,6	0,73	45,5	1800	92,4
430 Y	60	15,1	7,5	0,72	40,0	1800	92,4
380 Δ	87	30,5	13,1	0,7	47,5	2610	93,3

Tablica 8.8. Nazivni podaci ispitnog pretvarača u Laboratoriju električnih strojeva.

Cognitio Elektronika d.o.o.			
X Podrbrežje 26, HR-10020 Zagreb			
Model:	Open4Lab		
Voltage supply:	100-240 V		
Ser num:	401-1901-001		
Voltage input:	700 VDC	Current input:	64 A
Voltage output:	Vin*0.7 3Ø	Current output:	50 A RMS

Tablica 8.9. Natpisna pločica opterećenog stroja u Laboratoriju regulacije električnih strojeva.

KONČAR-MES d.d.		HR-10000 ZAGREB			
Code 1307525	N° 876843	12/18	56.5 kg		
3 ~Mot E5AZ 132M-4		B3			
Ts 40 °C	IC 411	Cl.F	Rise B	IP55	IE2-88,7 %
Hz	kW	V	A	cosφ	rpm
50	7,5	D 400	15,2	0,8	1455
50	7,5	Y 690	8,8	0,8	1455
DE/NDE 6208 2ZC3			S1	IEC/EN 60034	

signala. Nazivna snaga ispitnog izmjenjivača nekoliko je puta veća spram snage ispitivanog stroja, stoga je za povećanje mjerne preciznosti izlazni vodič provučen pet puta kroz strujni senzor izmjenjivača LEM LA 100-P. Izmjenjivač je opremljen i s čipom AD2S1210 za napajanje i mjerenje brzine vrtnje i položaja rezolvera u podesivoj rezoluciji. Implementiran je algoritam vektorskog upravljanja orijentacijom magnetskog toka sinkronoga stroja te vektorska modulacija širine impulsa na prekidnoj rutini sinkroniziranoj sa sklopnom frekvencijom postavljenoj

Tablica 8.10. Natpisna pločica opteretnog izmjenjivača u Laboratoriju regulacije električnih strojeva.

SIEMENS SINAMICS
 Single Motor Module 18 A
 1P 6SL3120-1TE21-8AD0
 S T-N96324482
 Input: DC 610-720V 22A
 Output: 3AC 0-480V 18A 0-55Hz
 Control: DC 24V

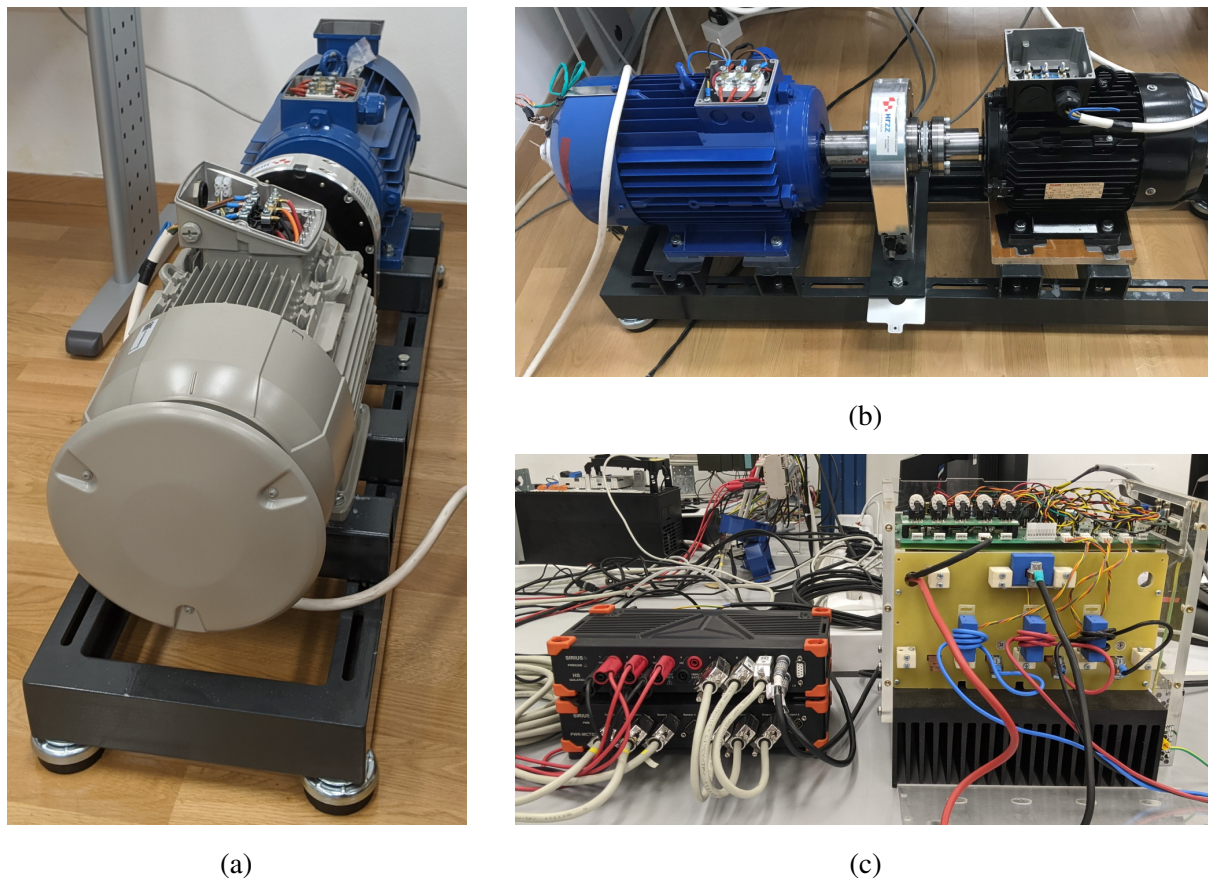
Tablica 8.11. Natpisna pločica ispravljača u Laboratoriju regulacije električnih strojeva.

SIEMENS Made in EU
 Smart Line Module
 Input: 3AC 380-480V 50/60Hz
 Output: DC 600V 17A 10 kW
 1P 6SL3130-6AE21-0AA0
 S T-T72041147

na 5 kHz. Koristeći povratnu vezu po mjerenom položaju rezolvera, određene su vrijednosti induktiviteta u različitim radnim točkama te su pohranjene u algoritam u obliku dvodimenzionalnih preglednih tablica (2D-LUT) za oba ispitivana stroja. Osim toga, za ispitivani IPM određena je i MTPA krivulja prema [155] te su referentne vrijednosti struja pohranjene u algoritam u obliku jednodimenzionalnih preglednih tablica (LUT). Referentne vrijednosti struja za ispitivani SynRM računane su iz zadanog momenta s kutom struje $\gamma = 57^\circ$, a u području malog opterećenja kut struje je mijenjan tako da amplituda struje ne padne ispod 0,1 p.u. Glavna referentna vrijednost u algoritmu je referentna vrijednost momenta, a brzina vrtnje se zadavala opteretnom izmjenjivaču. Implementiran je algoritam estimacije brzine vrtnje i položaja rotora tijekom isprekidanog i trajnog načina rada te je povratna veza vektorskog upravljanja zatvorena s estimiranim vrijednostima.

Za implementaciju algoritma korišten je programski alat *Code Composer Studio* uz korištenje programskih jezika C i C++ te podešenja apstraktnog sklopovskog sloja iz biblioteka *C2000Ware*. Programski kod razdijeljen je prema pripadajućoj namjeni, a strukturiran je tako da se izvodi slijedno prema implementiranim algoritmima. Upravljanje ispitnim izmjenjivačem izvedeno je putem *debug* perspektive programskog alata *Code Composer Studio* koji omogućuje osnovni nadzor, dijagnostiku i praćenje različitih varijabli implementiranih algoritama.

Snimanje struja i napona ispitivanog stroja, brzine vrtnje i položaja rezolvera te najviše osam varijabli iz mikroprocesora ispitnog izmjenjivača izvedeno je sustavom za akviziciju Dewesoft SIRUIS. Korištena su dva uređaja SIRIUS-HS, prvi s četiri niskonaponska kanala HS-ACC i četiri visokonaponska kanala HS-HV, a drugi s četiri niskonaponska kanala HS-LV i četiri

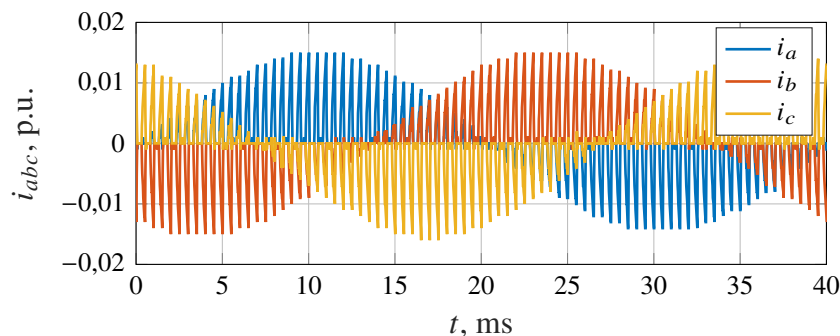


Slika 8.4. Fotografije dijelova ispitne stanice u Laboratoriju regulacije električnih strojeva. (a) Ispitivani SynRm i opteretni stroj. (b) Ispitivani IPM i opteretni stroj. (c) Ispitni izmjenjivač i akvizicijski sustav.

visokonaponska kanala HS-HV. Svaki kanal je izveden sa 16-bitnim pojačalima s najvećom brzinom uzorkovanja 1 MS/s istovremeno, a uređaji su međusobno sinkronizirani. Za postavke mjerenja, obradu signala i prikaz mjerenih veličina korišten je programski alat Dewesoft X. Mjerenje struje izvedeno je pomoću strujnih senzora LEM IT 200-S ULTRASTAB, nazivne istosmjerne struje 200 A i propusnosti 150 kHz, koji su napajani pomoću SIRIUSi-PWR-MCTS2. Za povećanje mjerene preciznosti, izlazni vodiči pretvarača provučeni su sedam puta kroz strujne senzore. Mjerenje napona izvedeno je izravno preko visokonaponskih kanala. Ispitni ispravljač Cognition Open4Lab opremljen je s 8 analognih izlaza pomoću čipova TLV5614 s 12-bitnim digitalno-analognim pretvornicima (engl. *Digital to Analog Converter*, DAC), a kojima se programski mogu pridružiti signali iz implementiranog algoritma.

8.2. Rezultati ispitivanja estimacije položaja rotora IPM-a

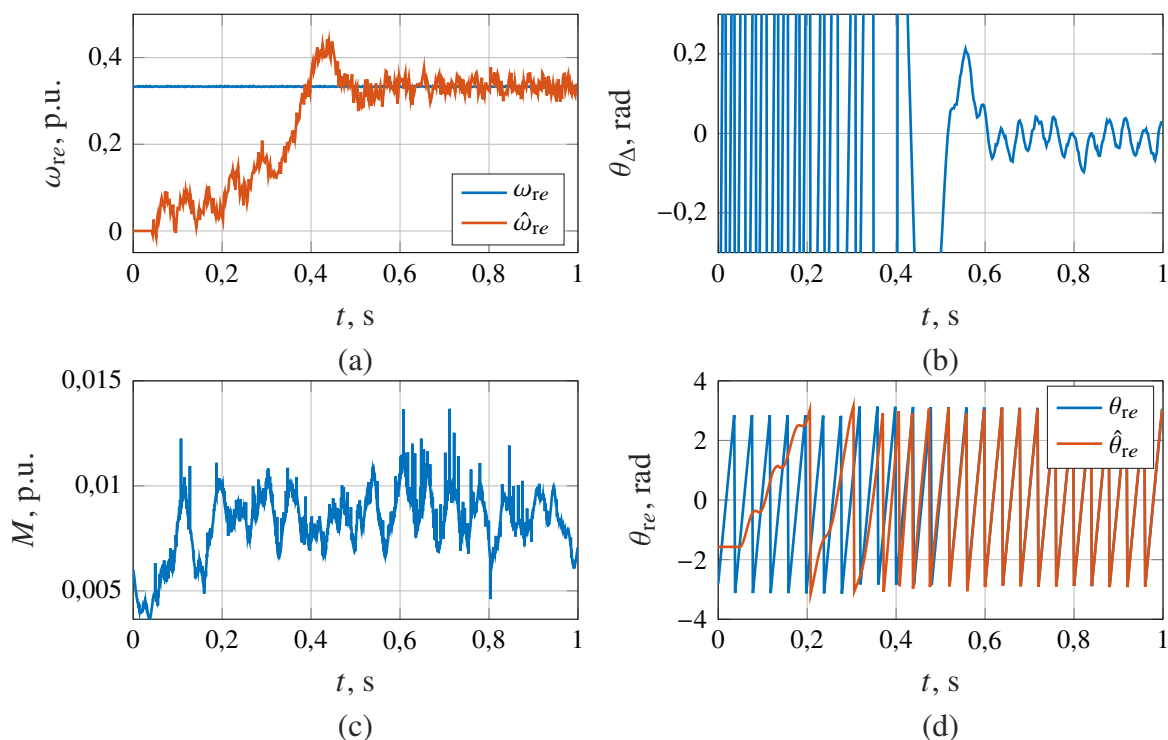
Na slici 8.5 prikazane su mjerene struje IPM-a u abc koordinatnom sustavu Laboratoriju električnih strojeva koristeći sustav za akviziciju Dewesoft pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,33$ p.u. i referentnoj vrijednosti struje kratkoga spoja $I_D^* = 0,005$ p.u.



Slika 8.5. Struje IPM-a tijekom isprekidanoga načina rada mjerene sustavom za akviziciju.

8.2.1. Leteći start IPM-a

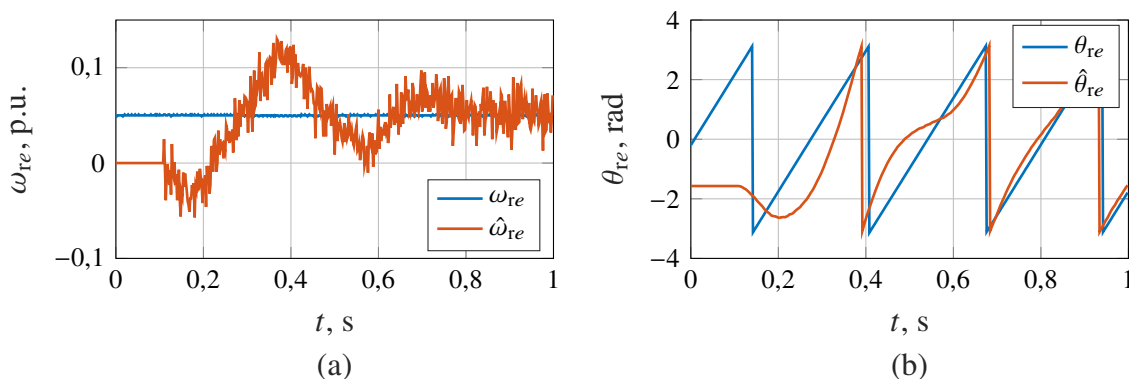
Leteći start IPM-a u Laboratoriju električnih strojeva pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,33$ p.u. prikazan je na slici 8.6 te se prikazuje mjerena vrijednost brzine vrtnje ω_{re} , estimirana vrijednost brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$, greška kuta θ_{Δ} , mjerena vrijednost momenta M , mjereni kut θ_{re} i estimirani kut $\hat{\theta}_{re}$.



Slika 8.6. Leteći start IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,33$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjereni moment. (d) Mjereni i estimirani kut.

Na slici 8.6 je vidljivo da algoritam uspješno estimira vrijednost brzine vrtnje unutar 0,4 s od početka isprekidanoga načina rada u trenutku 0,05 s. To potvrđuje i greška kuta koja oscilira oko vrijednosti nula i prosječnim odstupanjem $\pm 0,05$ rad. Mjereni moment u praznom hodu iznosi $\approx 0,005$ p.u., a nakon početka isprekidanoga načina rada njegova se vrijednost povećava za $\approx 0,0025$ p.u. što dokazuje da se na rotoru stroja ne razvija dodatan moment ili vibracije.

Slikom 8.7 je prikazan leteći start IPM-a u Laboratoriju električnih strojeva pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,05$ p.u. i to mjerena vrijednost brzine vrtnje ω_{re} , estimirana vrijednost brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$, mjereni kut θ_{re} i estimirani kut $\hat{\theta}_{re}$. Sa slike je vidljivo da algoritam uspješno radi čak i pri niskim brzinama vrtnje kada je vrijednost induciranog napona na stezaljkama stroja relativno malog iznosa.



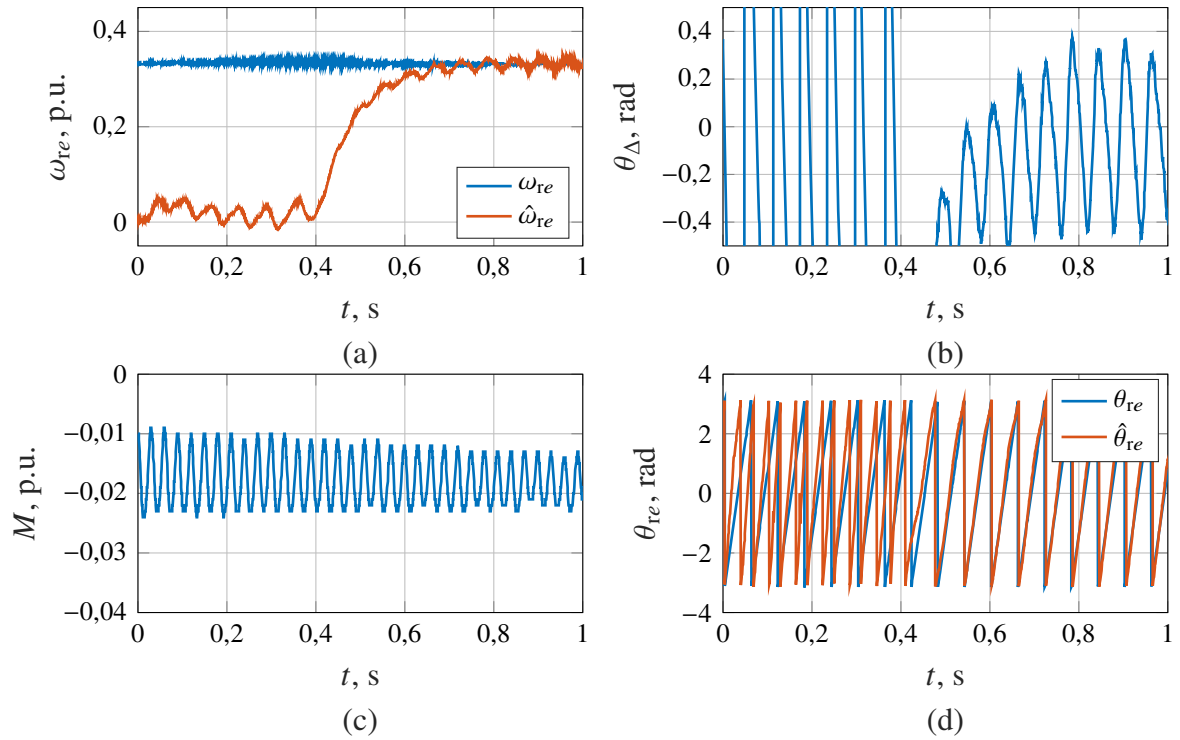
Slika 8.7. Leteći start IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,05$ p.u. (a) Mjereni i estimirani vrijednost brzine vrtnje. (b) Mjereni i estimirani kut.

Na slici 8.8 je prikazan leteći start IPM-a u Laboratoriju regulacije električnih strojeva, a prikazuje se mjerena vrijednost brzine vrtnje ω_{re} , estimirana vrijednost brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$, greška kuta θ_{Δ} , mjerena vrijednost momenta M , mjereni kut θ_{re} i estimirani kut $\hat{\theta}_{re}$ pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,33$ p.u.

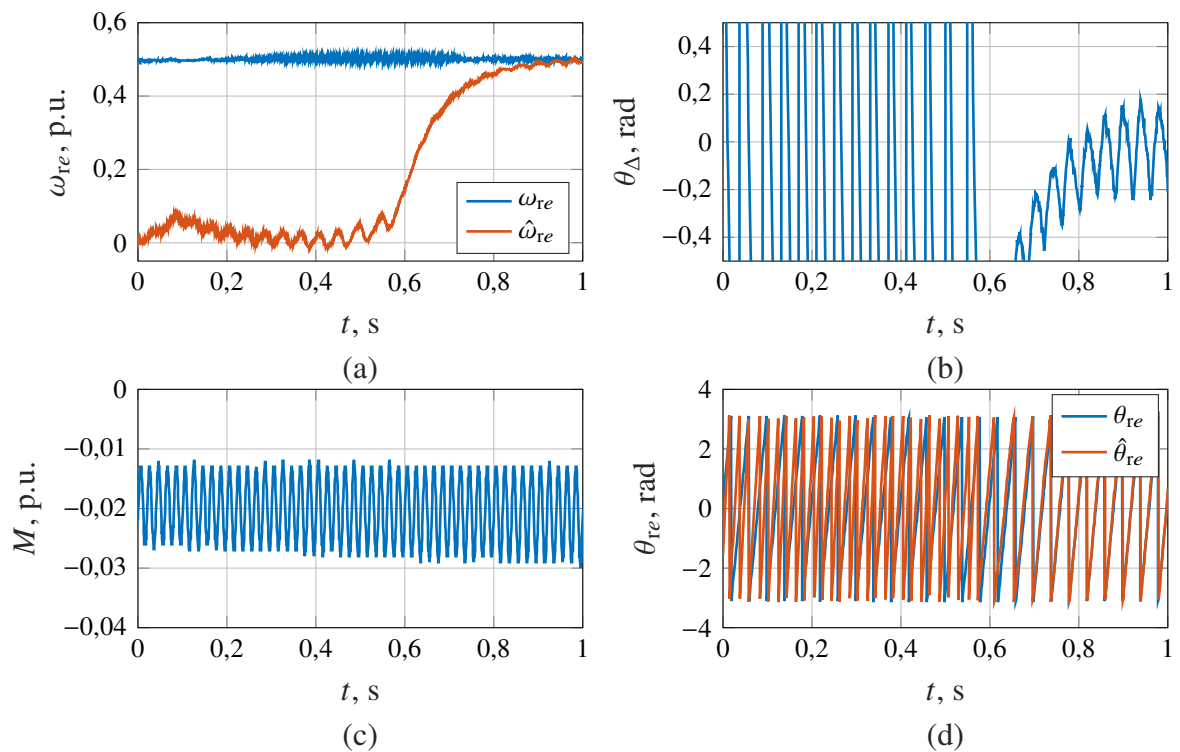
Na slici 8.9 je prikazan leteći start IPM-a u Laboratoriju regulacije električnih strojeva, a prikazuje se mjerena vrijednost brzine vrtnje ω_{re} , estimirana vrijednost brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$, greška kuta θ_{Δ} , mjerena vrijednost momenta M , mjereni kut θ_{re} i estimirani kut $\hat{\theta}_{re}$ pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,5$ p.u.

Na slici 8.10 je prikazan leteći start IPM-a u Laboratoriju regulacije električnih strojeva, a prikazuje se mjerena vrijednost brzine vrtnje ω_{re} , estimirana vrijednost brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$, greška kuta θ_{Δ} , mjerena vrijednost momenta M , mjereni kut θ_{re} i estimirani kut $\hat{\theta}_{re}$ pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,67$ p.u.

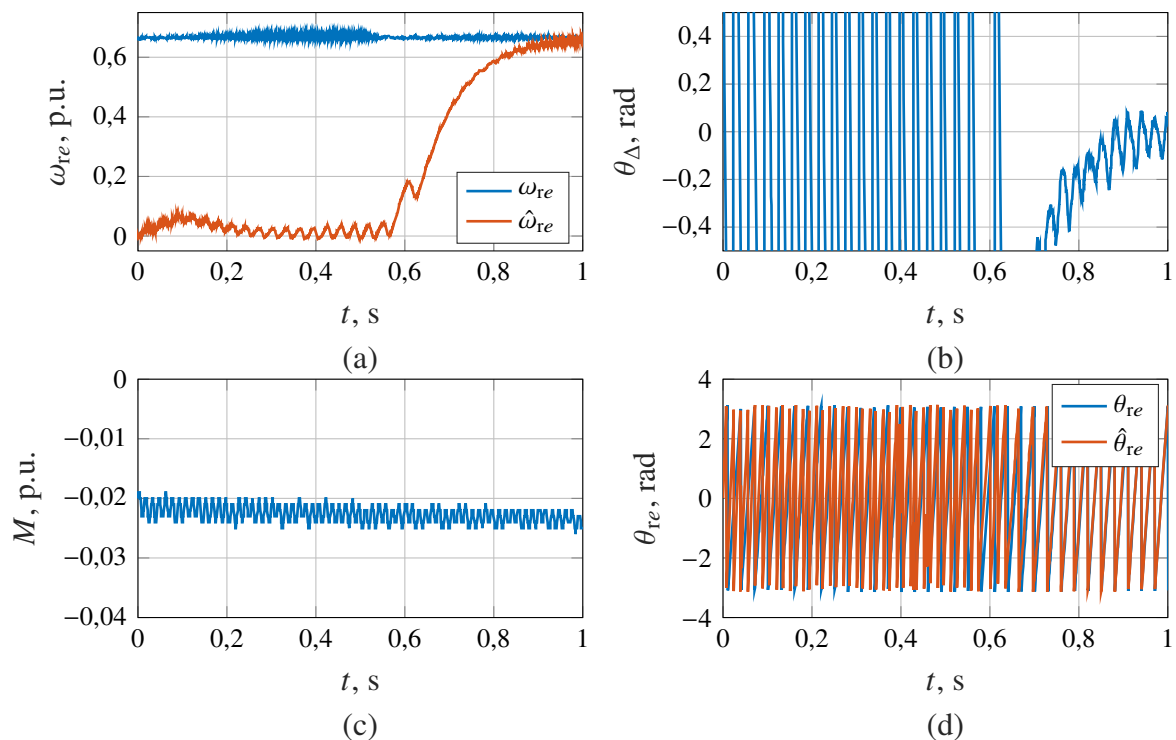
Sa slika 8.8, 8.9 i 8.10 je vidljivo uspješan rad algoritma i kod stroja manje snage. Pri manjim brzinama vrtnje (sl. 8.8) vrijeme potrebno da PI PLL regulator uspješno estimira vrijednost brzine vrtnje je kraće jer je vrijeme zaključavanja kraće. Tijekom prvih $\approx 0,2$ s regulator struje kratkoga spoja podiže vrijednost perioda vođenja D sve do dostizanja referentne vrijednosti. S



Slika 8.8. Leteći start IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,33$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjereni moment. (d) Mjereni i estimirani kut.



Slika 8.9. Leteći start IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,5$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjereni moment. (d) Mjereni i estimirani kut.



Slika 8.10. Leteći start IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,67$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjereni moment. (d) Mjereni i estimirani kut.

obzirom na to da je vrijednost induciranog napona manja, potreban je duži period vođenja pri manjim brzinama vrtnje. No, referentna vrijednost struje kratkoga spoja jednaka je sva tri slučaja pa se konačna vrijednost perioda vođenja doseže nakon istog vremena $\approx 0,2$ s. Preostalo vrijeme do uspješne estimacije brzine vrtnje ovisi o vremenu zaključavanja PI PLL regulatora. S obzirom na to da je pri većim brzinama vrtnje (sl. 8.9 i 8.10) potreban i veći konačni iznos na izlazu iz PI PLL time je i vrijeme zaključavanja dulje.

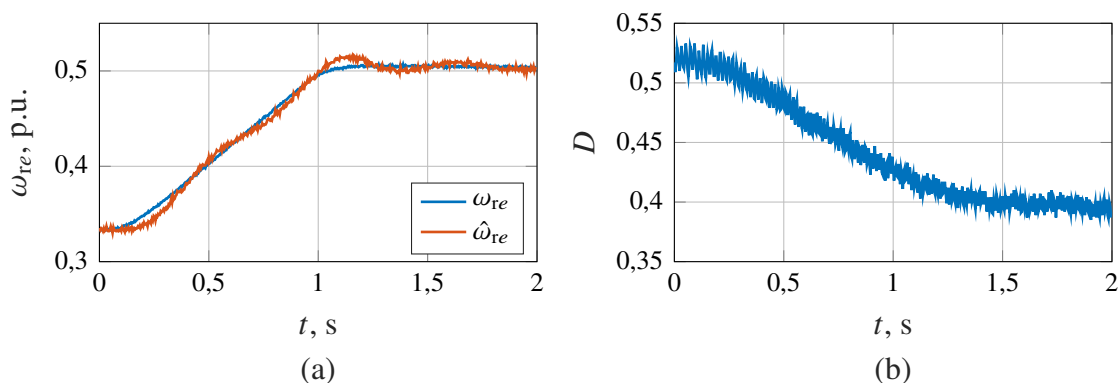
Greška kuta θ_{Δ} oscilira oko vrijednosti nula nakon uspješne estimacije brzine vrtnje za sva tri slučaja i pri tome su vrijednosti oscilacija veće pri manjim brzinama vrtnje ($\pm 0,35$ rad za $\omega_{re} = 0,33$ p.u.), a manje pri višim brzinama vrtnje ($\pm 0,2$ rad za $\omega_{re} = 0,5$ p.u. i $\pm 0,1$ rad za $\omega_{re} = 0,67$ p.u.). Uzorkovana struja u DSP-u nije savršena sinusoida zbog mjerne preciznosti korištenih ADC-ova te relativno male vrijednosti struje kratkoga spoja gdje su greške odsjecanja i zaokruživanja više izražene. Te su greške unesene u signal povratne veze PI PLL regulatora koristeći Parkovu transformaciju. Pri manjim brzinama vrtnje, uzorkovana vrijednost struje prolazi kroz nulu, odnosno doseže vršne vrijednosti rjeđe, pa valni oblik struje više iskrivljen i stoga su oscilacije greške kuta veće pri nižim brzinama vrtnje.

Vrijednost mjerenog momenta na osovini stroja u sva tri slučaja se ne mijenja ovisno o tome je li stroj u praznom hodu ili je uključen isprekidani način rada, odnosno isprekidanim načinom rada nije unesen dodatni moment ili vibracije. Iznos momenta nije isti za sva tri slučaja, a razlikuje se u amplitudi i frekvenciji, a njihov uzrok je nesavršenost prilikom spajanja osovina te

balansiranja strojeva i mjernog člana momenta.

8.2.2. Promjena brzine vrtnje IPM-a tijekom isprekidanoga načina rada

Slika 8.11 prikazuje mjerenu vrijednost brzine vrtnje ω_{re} , estimiranu vrijednost brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$ i period vođenja D IPM-a u Laboratoriju električnih strojeva tijekom isprekidanoga načina rada i promjene brzine vrtnje s $\omega_{re} = 0,33$ p.u. na $\omega_{re} = 0,5$ p.u.

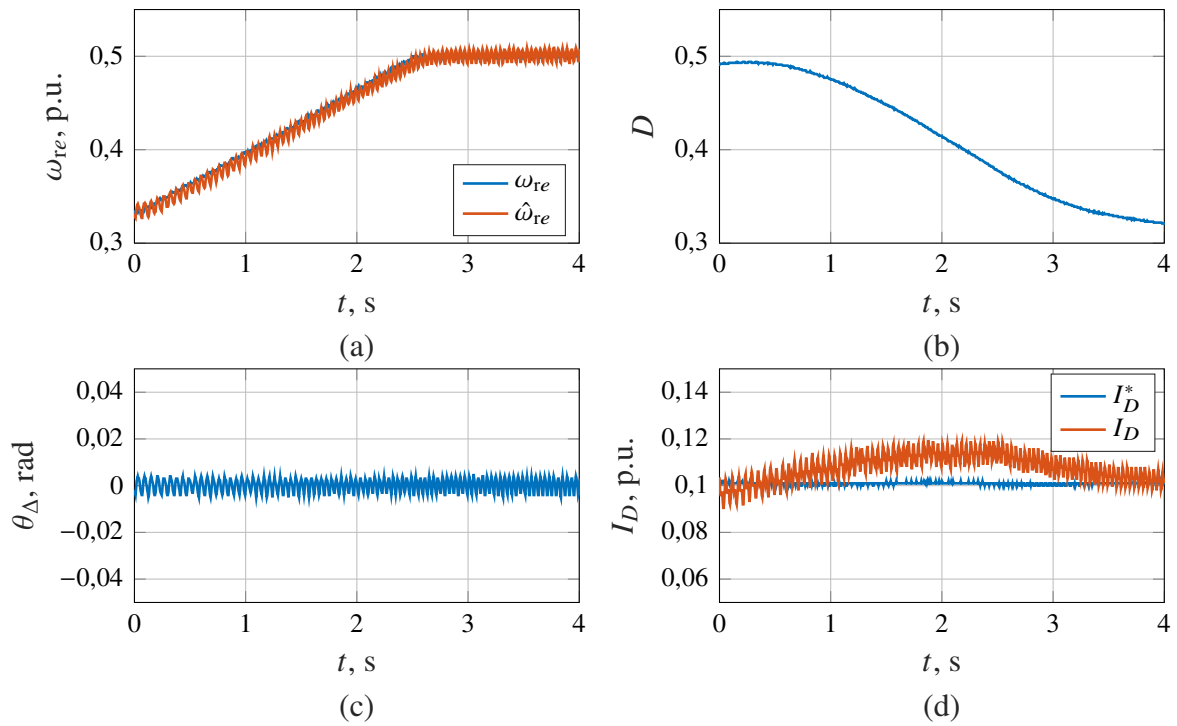


Slika 8.11. Promjena brzine vrtnje IPM-a s $\omega_{re} = 0,33$ p.u. na $\omega_{re} = 0,5$ p.u. tijekom isprekidanoga načina rada. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Period vođenja.

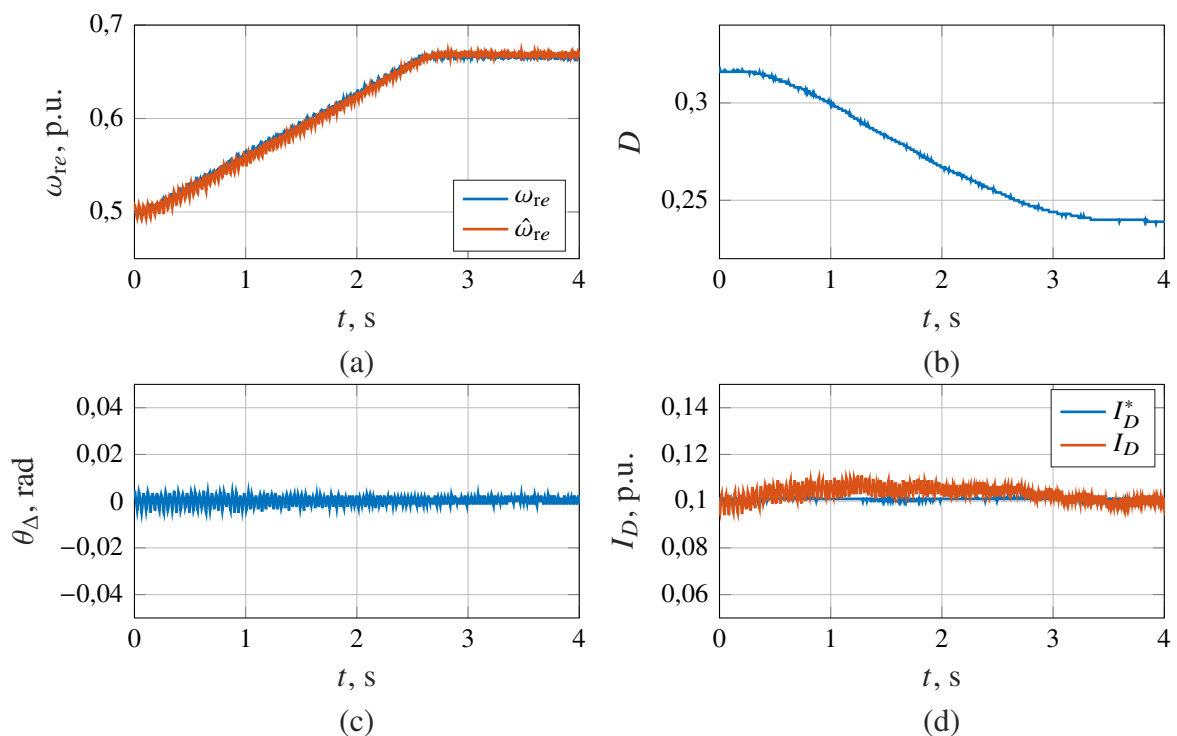
Slika 8.12 prikazuje mjerenu vrijednost brzine vrtnje ω_{re} , estimiranu vrijednost brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$, period vođenja D , grešku kuta θ_{Δ} , referentnu vrijednost struje kratkoga spoja I_D^* i mjerenu vrijednost struje kratkoga spoja I_D IPM-a u Laboratoriju regulacije električnih strojeva tijekom isprekidanoga načina rada i promjene brzine vrtnje s $\omega_{re} = 0,33$ p.u. na $\omega_{re} = 0,5$ p.u.

Slika 8.13 prikazuje mjerenu vrijednost brzine vrtnje ω_{re} , estimiranu vrijednost brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$, period vođenja D , grešku kuta θ_{Δ} , referentnu vrijednost struje kratkoga spoja I_D^* i mjerenu vrijednost struje kratkoga spoja I_D IPM-a u Laboratoriju regulacije električnih strojeva tijekom isprekidanoga načina rada i promjene brzine vrtnje s $\omega_{re} = 0,5$ p.u. na $\omega_{re} = 0,67$ p.u.

Sa slika 8.11, 8.12 i 8.13 je vidljivo djelovanje regulatora struje kratkoga spoja. Prema (6.1), vrijednost struje kratkoga spoja proporcionalna je brzini vrtnje ω_{re} i periodu vođenja D . Kada dolazi do povećanja brzine vrtnje, regulator struje kratkoga spoja smanjuje vrijednost perioda vođenja kako bi vrijednost struje kratkoga spoja ostala na referentnoj vrijednosti. Odziv estimirane vrijednosti brzine vrtnje IPM-a u Laboratoriju električnih strojeva (sl. 8.11) ne prati vrijednost brzine vrtnje već ima mala odstupanja i nadvišenja. Iako su PI PLL regulatori jednako podešeni u oba slučaja, dinamika promjene brzine vrtnje je u ovom slučaju veća (0,2 p.u./s u usporedbi s 0,08 p.u./s) stoga dolazi i do oscilacija estimirane vrijednosti brzine vrtnje.



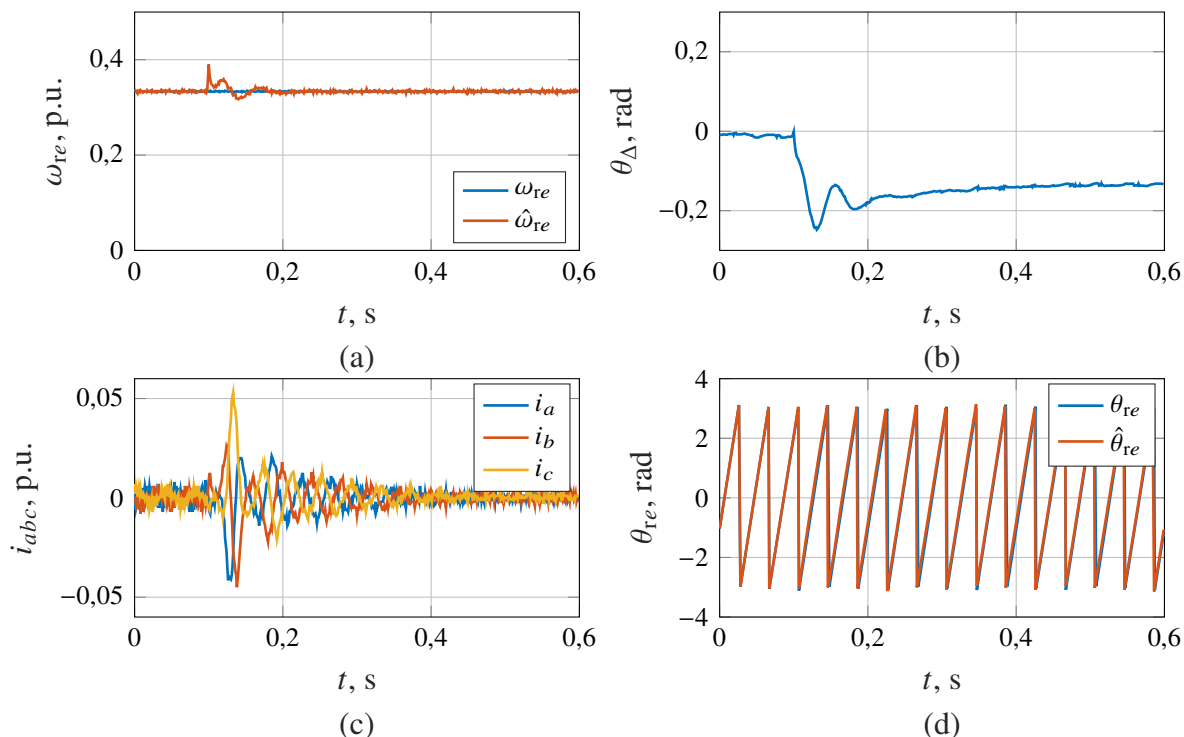
Slika 8.12. Promjena brzine vrtnje IPM-a s $\omega_{re} = 0,33$ p.u. na $\omega_{re} = 0,5$ p.u. tijekom isprekidanoga načina rada. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Period vođenja. (c) Greška kuta. (d) Referentna i mjerena vrijednost struje kratkoga spoja.



Slika 8.13. Promjena brzine vrtnje IPM-a s $\omega_{re} = 0,5$ p.u. na $\omega_{re} = 0,67$ p.u. tijekom isprekidanoga načina rada. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Period vođenja. (c) Greška kuta. (d) Referentna i mjerena vrijednost struje kratkoga spoja.

8.2.3. Uklop IPM-a

Slika 8.14 prikazuje mjerenu vrijednost brzine vrtnje ω_{re} , estimiranu vrijednost brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$, grešku kuta θ_{Δ} , mjerene struje i_{abc} , mjereni kut θ_{re} i estimirani kut $\hat{\theta}_{re}$ IPM-a u Laboratoriju električnih strojeva tijekom uklopa pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,33$ p.u.



Slika 8.14. Uklop IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,33$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjerene struje. (d) Mjereni i estimirani kut.

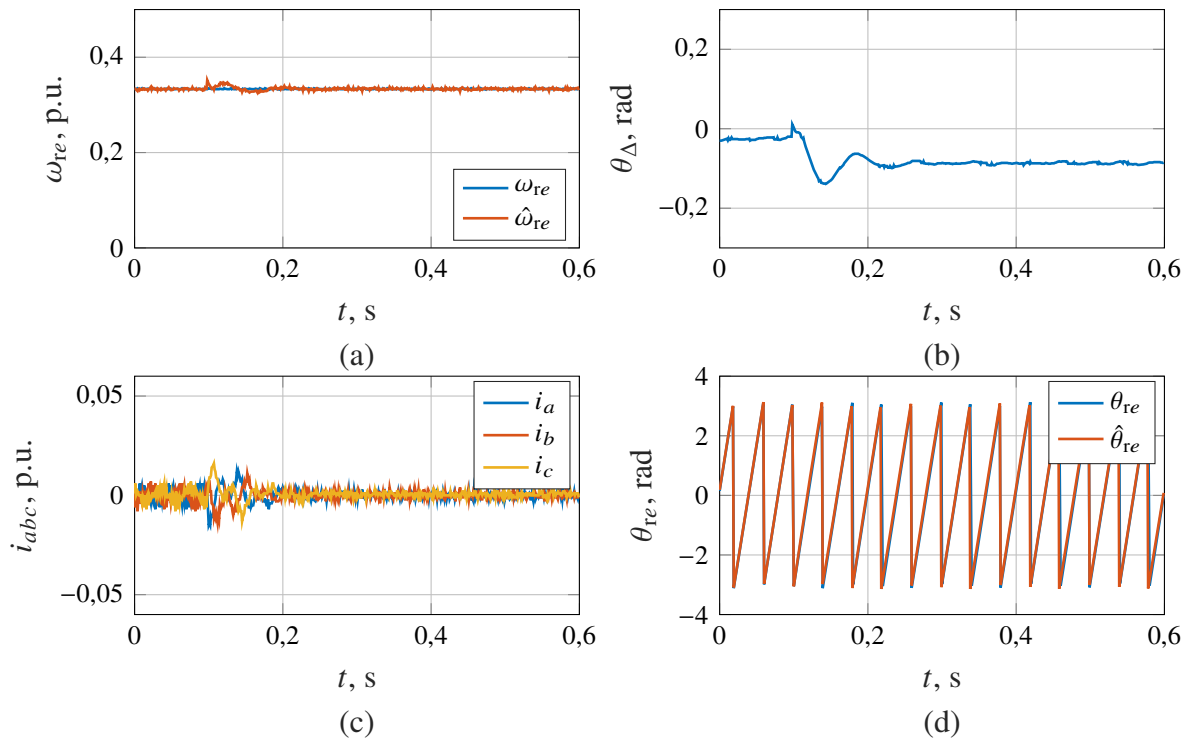
Slika 8.15 prikazuje mjerenu vrijednost brzine vrtnje ω_{re} , estimiranu vrijednost brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$, grešku kuta θ_{Δ} , mjerene struje i_{abc} , mjereni kut θ_{re} i estimirani kut $\hat{\theta}_{re}$ IPM-a u Laboratoriju električnih strojeva tijekom uklopa pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,33$ p.u. i korištenjem kompenzacije kašnjenja digitalnog sustava.

Slika 8.16 prikazuje mjerenu vrijednost brzine vrtnje ω_{re} , estimiranu vrijednost brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$, grešku kuta θ_{Δ} , mjerene struje i_{abc} , mjereni kut θ_{re} i estimirani kut $\hat{\theta}_{re}$ IPM-a u Laboratoriju regulacije električnih strojeva tijekom uklopa pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,33$ p.u.

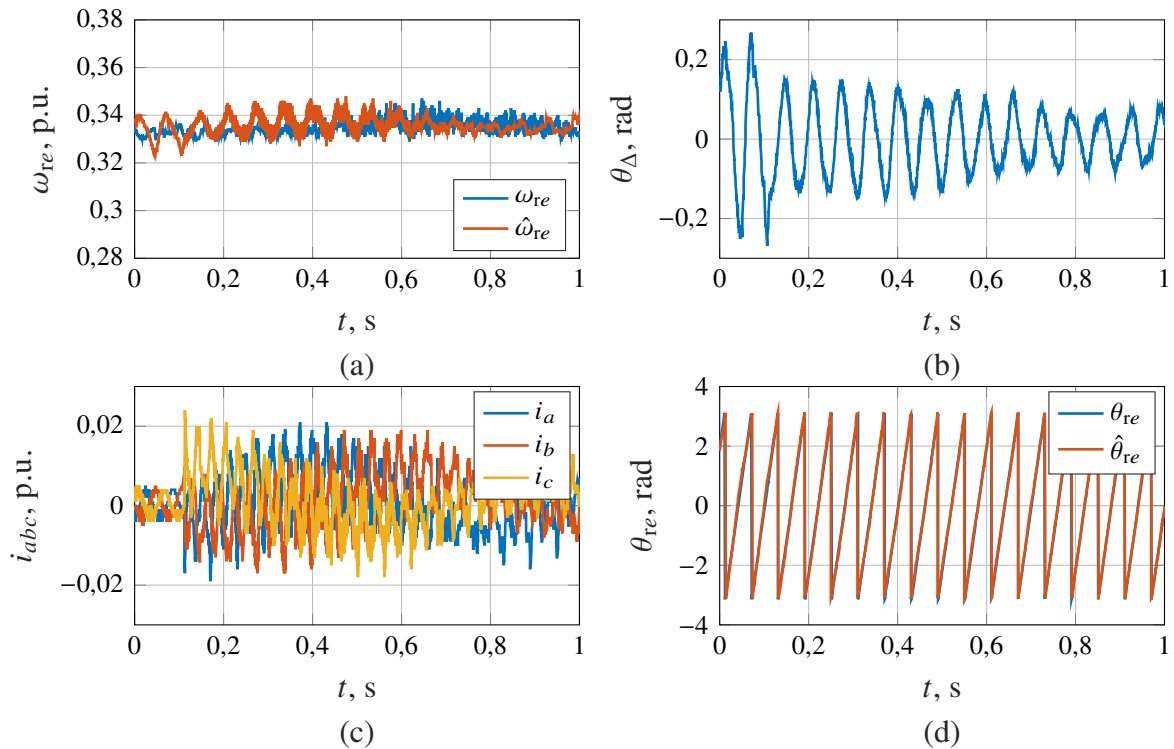
Slika 8.17 prikazuje mjerenu vrijednost brzine vrtnje ω_{re} , estimiranu vrijednost brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$, grešku kuta θ_{Δ} , mjerene struje i_{abc} , mjereni kut θ_{re} i estimirani kut $\hat{\theta}_{re}$ IPM-a u Laboratoriju regulacije električnih strojeva tijekom uklopa pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,5$ p.u.

Slika 8.18 prikazuje mjerenu vrijednost brzine vrtnje ω_{re} , estimiranu vrijednost brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$, grešku kuta θ_{Δ} , mjerene struje i_{abc} , mjereni kut θ_{re} i estimirani kut $\hat{\theta}_{re}$ IPM-a u Laboratoriju regulacije električnih strojeva tijekom uklopa pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,67$ p.u.

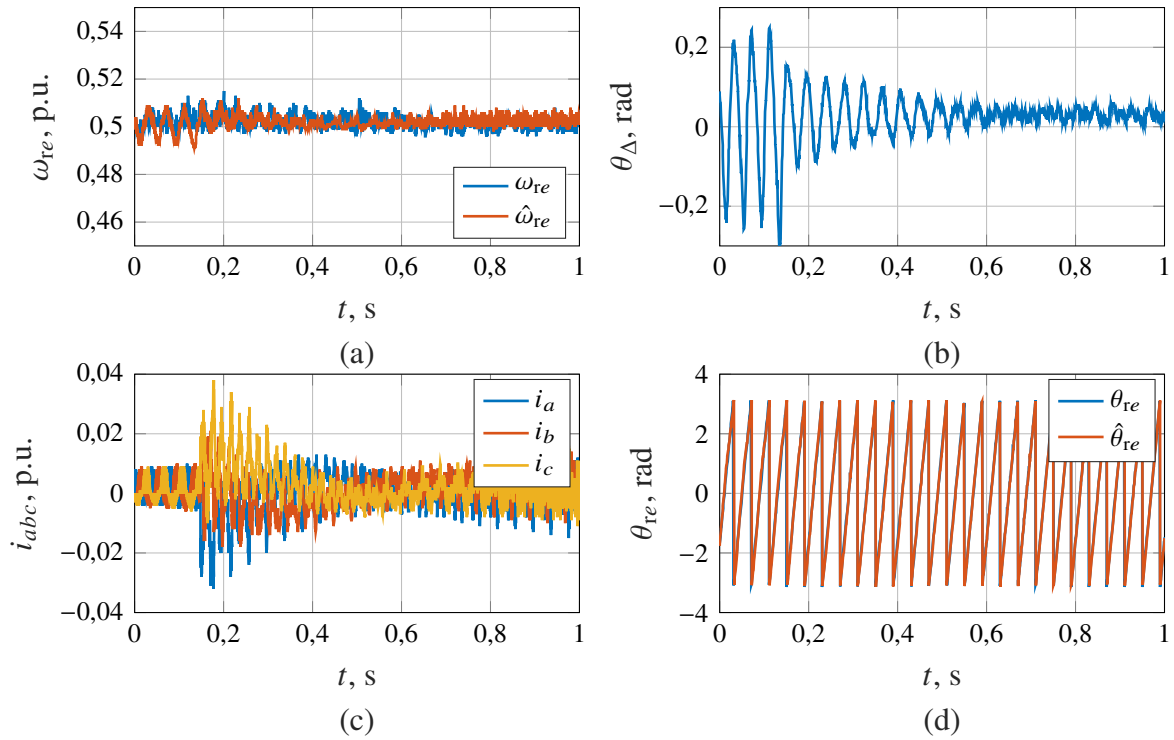
Sa slikama 8.14, 8.15, 8.16, 8.17 i 8.18 je vidljivo da vrijednost struje tijekom prijelaza iz isprekidanoga načina rada u trajni način rada, odnosno prilikom uklopa, ne doseže značajne iznose.



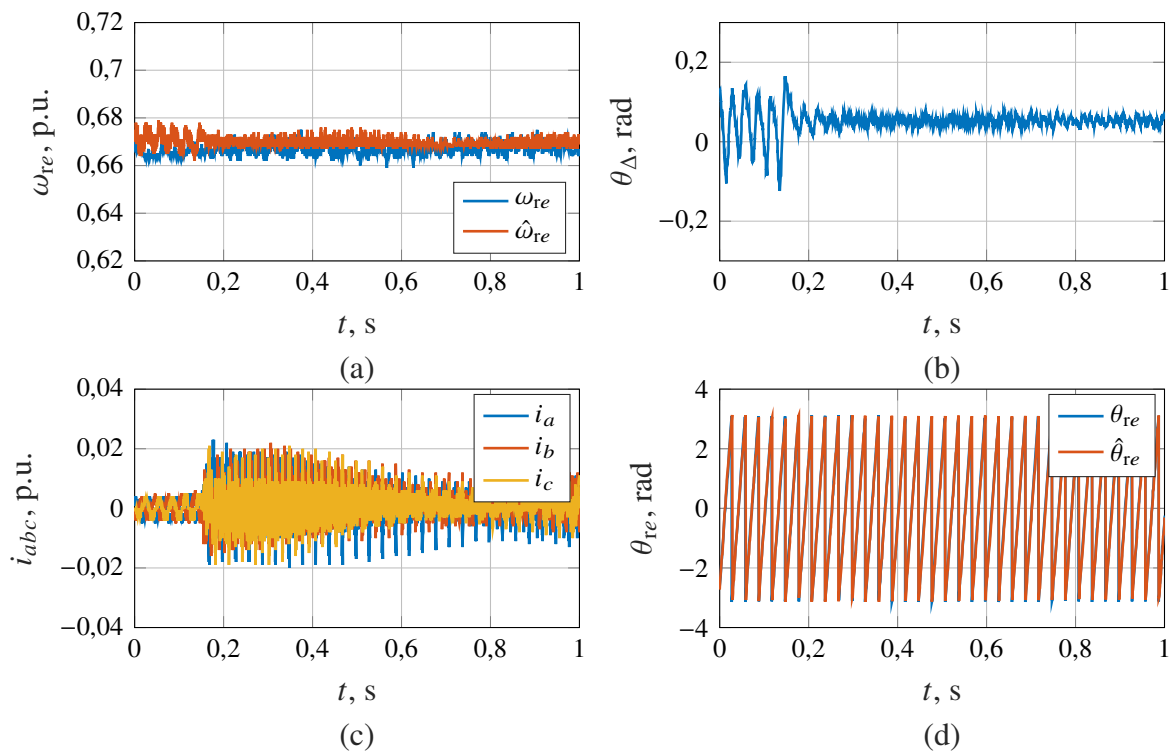
Slika 8.15. Uklop IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,33$ p.u. s kompenzacijom kašnjenja digitalnog sustava. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjerene struje. (d) Mjereni i estimirani kut.



Slika 8.16. Uklop IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,33$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjerene struje. (d) Mjereni i estimirani kut.



Slika 8.17. Uklop IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,5$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjerene struje. (d) Mjereni i estimirani kut.



Slika 8.18. Uklop IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,67$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjerene struje. (d) Mjereni i estimirani kut.

Kako je iznos brzine vrtnje uspješno estimiran tijekom isprekidanoga načina rada, algoritam je postavio ispravnu amplitudu, frekvenciju i fazu izlaznoga napona energetska pretvarača koja se primjenjuje u početnom trenutku trajnog načina rada. Ako je izlazni napon približno jednak induciranom naponu na stroju, poteći će mala struja izjednačenja koju će dalje PI regulatori struje algoritma vektorskog upravljanja svesti na referentnu vrijednost, u ovom slučaju nula. IPM iz Laboratorija električnih strojeva je relativno velike nazivne snage (375 kW) pa je relativna vrijednost otpora namota statora mala. Čak i malo neslaganje napona može uzrokovati veći iznos struje od 0,05 p.u. (sl. 8.14). Korištenjem kompenzacije kašnjenja digitalnog sustava [114], moguće je smanjiti razliku u fazi između inducirano napona i napona na izlazu iz pretvarača te je u tom slučaju i vrijednost struje izjednačenja manja 0,018 p.u. (sl. 8.15).

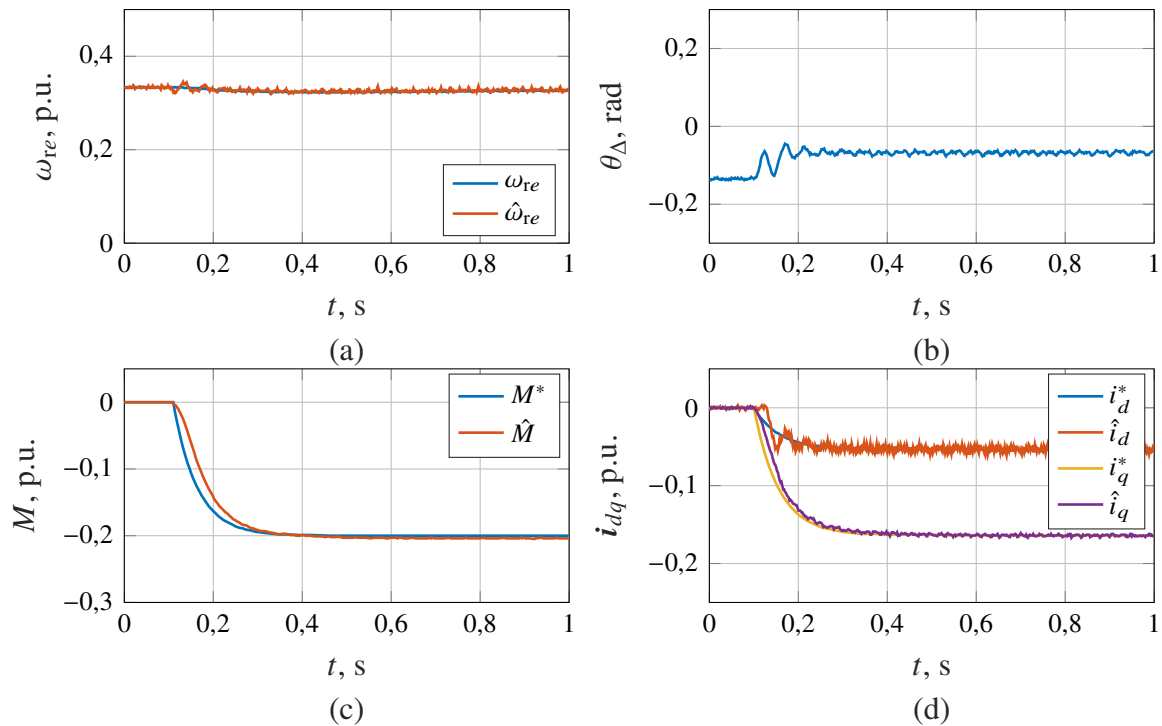
S druge strane, IPM iz Laboratorija regulacije električnih strojeva je relativno male nazivne snage (5,5 kW) pa je relativna vrijednost otpora namota statora velika. Zbog toga manja neslaganja napona neće uzrokovati velike struje izjednačenja koja za slučaj $\omega_{re} = 0,33$ p.u. iznosi 0,02 p.u. (sl. 8.16), $\omega_{re} = 0,50$ p.u. iznosi 0,035 p.u. (sl. 8.17) i $\omega_{re} = 0,67$ p.u. iznosi 0,02 p.u. (sl. 8.18). Kao i u slučaju isprekidanoga načina rada, vrijednosti struja su malih iznosa pa se pri malim brzinama vrtnje unosi veći šum i time su oscilacije greške kuta veće u usporedbi s oscilacijama kuta greške pri većim brzinama. Srednja vrijednost greške kuta je niža pri nižim brzinama vrtnje jer sadrži i kašnjenje digitalnog sustava upravljanja koje je proporcionalno s brzinom vrtnje.

8.2.4. Trajni rad IPM-a

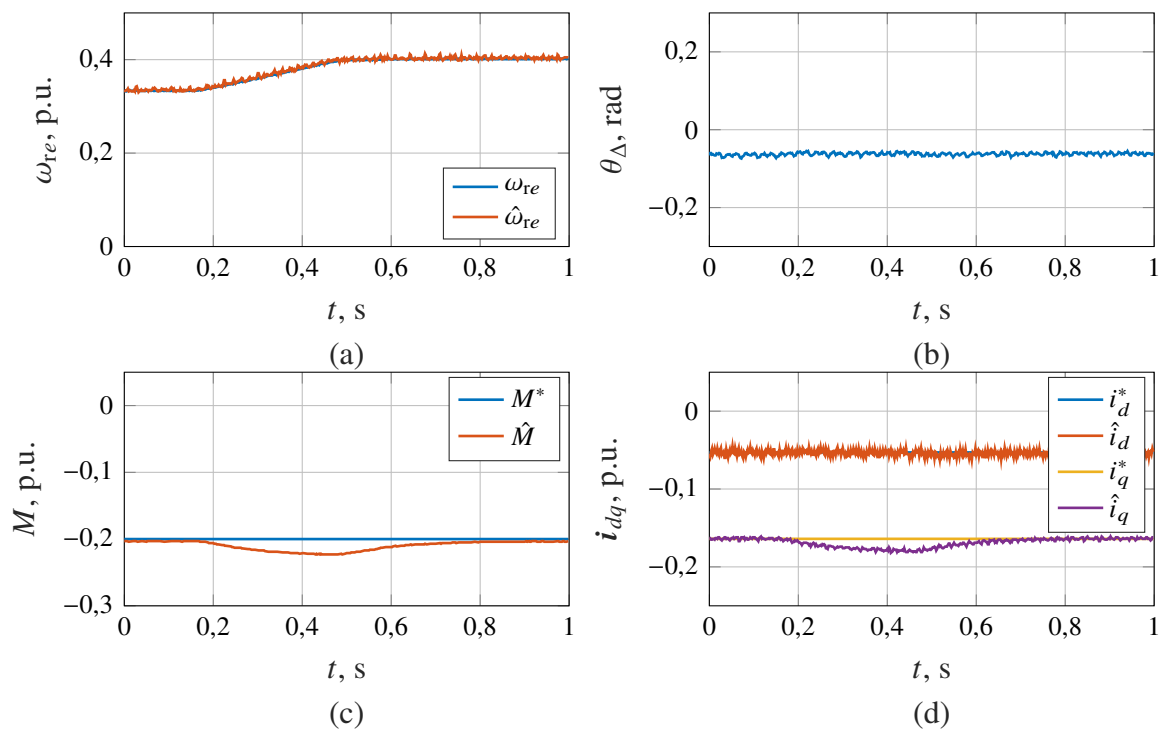
Slika 8.19 prikazuje mjerenu vrijednost brzine vrtnje ω_{re} , estimiranu vrijednost brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$, grešku kuta θ_{Δ} , referentnu vrijednost momenta M^* , estimiranu vrijednost momenta \hat{M} , referentne vrijednosti struja u dq koordinatnom sustavu i_{dq}^* i estimirane vrijednosti struja u dq koordinatnom sustavu \hat{i}_{dq} IPM-a u Laboratoriju električnih strojeva tijekom trajnog rada pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,33$ p.u. i promjenom referentne vrijednosti momenta s $M^* = 0$ p.u. na $M^* = 0,2$ p.u.

Slika 8.20 prikazuje mjerenu vrijednost brzine vrtnje ω_{re} , estimiranu vrijednost brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$, grešku kuta θ_{Δ} , referentnu vrijednost momenta M^* , estimiranu vrijednost momenta \hat{M} , referentne vrijednosti struja u dq koordinatnom sustavu i_{dq}^* i estimirane vrijednosti struja u dq koordinatnom sustavu \hat{i}_{dq} IPM-a u Laboratoriju električnih strojeva tijekom trajnog rada pri promjeni brzini vrtnje s $\omega_{re} = 0,33$ p.u. na $\omega_{re} = 0,4$ p.u. i referentnom vrijednosti momenta $M^* = 0,2$ p.u.

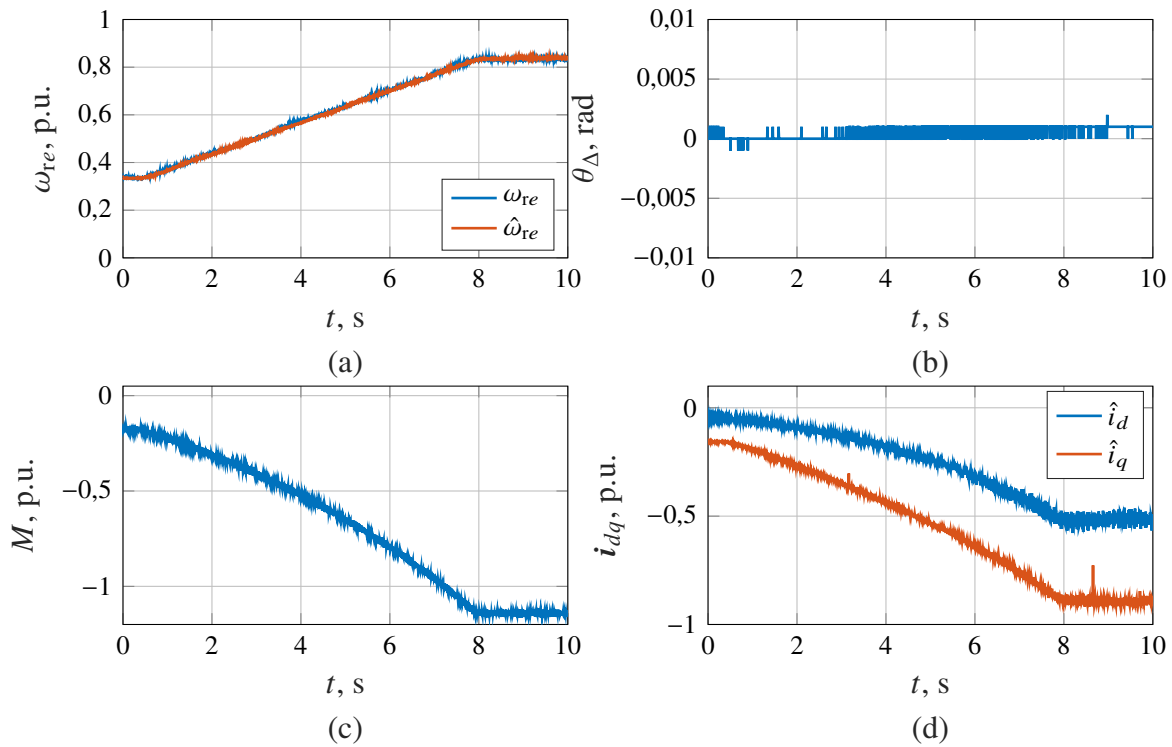
Slika 8.21 prikazuje mjerenu vrijednost brzine vrtnje ω_{re} , estimiranu vrijednost brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$, grešku kuta θ_{Δ} , mjerenu vrijednost momenta M i estimirane vrijednosti struja u dq koordinatnom sustavu \hat{i}_{dq} IPM-a u Laboratoriju regulacije električnih strojeva tijekom trajnog rada pri promjeni brzini vrtnje s $\omega_{re} = 0,33$ p.u. na $\omega_{re} = 0,84$ p.u. i referentnom vrijednosti momenta $M^* = k_M \omega_{re}^2$. Pri tome je koeficijent k_M određen tako da pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,84$ p.u. kroz stroj teče nazivna vrijednost struje $|i| = 1$ p.u.



Slika 8.19. Trajni rad IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,33 \text{ p.u.}$ i promjenom momenta s $M^* = 0 \text{ p.u.}$ na $M^* = 0,2 \text{ p.u.}$ (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Referentna i estimirana vrijednost momenta. (d) Referentne i mjerene struje u dq sustavu.



Slika 8.20. Trajni rad IPM-a s promjenom brzine vrtnje s $\omega_{re} = 0,33 \text{ p.u.}$ na $\omega_{re} = 0,4 \text{ p.u.}$ i referentnom vrijednosti momenta $M^* = 0,2 \text{ p.u.}$ (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Referentna i estimirana vrijednost momenta. (d) Referentne i mjerene struje u dq sustavu.



Slika 8.21. Trajni rad IPM-a s promjenom brzine vrtnje s $\omega_{re} = 0,33$ p.u. na $\omega_{re} = 0,83$ p.u. i referentnom vrijednosti momenta $M^* = k_M \omega_{re}^2$. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjerena vrijednost momenta. (d) Mjerene struje u dq sustavu.

Opterećenje IPM-a, odnosno zadavanje referentne vrijednosti momenta stroju, prikazano na slici 8.19 potvrđuje uspješnost algoritma u estimaciji položaja i brzine vrtnje rotora i u tim uvjetima. Referentne vrijednosti struja i_{dq}^* određene su na temelju MTPA algoritma, a upravlja se momentom u otvorenoj petlji. Estimira se elektromagnetski moment stroja koristeći jednadžbu (3.44) koja je izvedena u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu pa ne ovisi o točnosti estimacije položaja i brzine vrtnje rotora. Iako se vrijednost induktiviteta L_{dq} adaptira koristeći 2D-LUT, dolazi do promjene u grešci kuta prilikom terećenja što je posljedica boljeg slaganja vrijednosti induktiviteta pod teretom u usporedbi s praznim hodom.

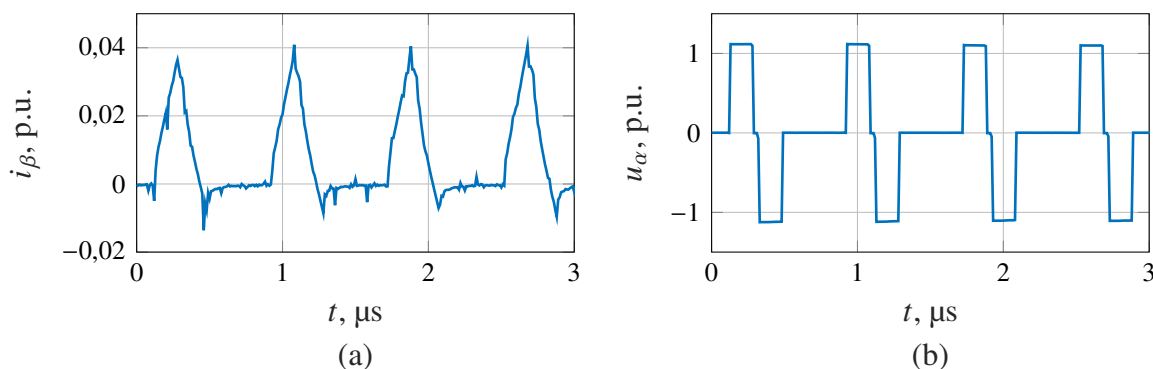
Promjena brzine vrtnje pod teretom prikazana na slici 8.20 pokazuje blago odstupanje u vrijednosti estimiranog momenta te estimirane vrijednosti struje u q osi. S obzirom na to da ne dolazi do promjene u grešci kuta θ_{Δ} , ovo je posljedica PI regulatora struje i_q koji treba postaviti ispravnu vrijednost napona na svojem izlazu kako bi držao ravnotežu induciranom naponu na stroju, koji je ovisan o vrijednosti brzine vrtnje. U ovom slučaju korištena je i kompenzacija kašnjenja digitalnog sustava s čime je smanjenja ovisnost greške kuta o brzini vrtnje.

Kvadratna ovisnost momenta o brzini vrtnje prikazana na slici 8.21 odabrana je zbog primjene IPM-a u vjetroturbinama gdje se očekuje upravo takva karakteristika momenta. S promjenom vrijednosti brzine vrtnje, kojom se upravlja opterećenim strojem, algoritam uspješno estimira položaj i brzinu vrtnje rotora, na temelju čega zadaje i referentnu vrijednost momenta prema

MTPA krivulji. Promjenom radne točke stroja, mijenjaju se i vrijednosti induktiviteta u stroju, a s obzirom na to da nema promjene u grešci kuta može se zaključiti da korištene 2D-LUT induktiviteta odgovaraju vrijednostima induktiviteta u stroju. Mjereni moment na osovini stroja doseže vrijednost 1,1 p.u., što odgovara 1,47 puta većem momentu od nazivnog momenta određenog iz nazivnih vrijednosti brzine vrtnje i snage. Međutim, kao što je objašnjeno u poglavlju 4.1.2, ove tri vrijednosti ne čine nužno istu radnu točku stoga se može zaključiti da nazivna vrijednost momenta u ovom slučaju odgovara baznoj vrijednosti momenta. Prilikom ispitivanja očitana je vrijednost estimiranog momenta prema (3.44) iznosa 1,0 p.u., što je manje nego izmjerena vrijednost na osovini stroja. No, estimira se elektromagnetski moment, koji je manji spram momenta na osovini, a umanjen je za vrijednost gubitaka u željezu stroja te gubitaka trenja i ventilacije s obzirom na to da se stroj nalazi u generatorskom režimu rada.

8.3. Rezultati ispitivanja estimacije položaja rotora SynRM-a

Slika 8.22 prikazuje mjerenu vrijednost struje i_β SynRM-a i mjerenu vrijednost primijenjenog napona pretvarača u_α na stezaljkama stroja koristeći sustav za akviziciju Dewesoft. Sa slike je vidljivo da prilikom primjene vektora \mathbf{u}_1 vrijednost struje raste¹, dok se primjenom vektora napona \mathbf{u}_4 vrijednost struje smanjuje na nulu. Preostala dva perioda sklapanja koristi se nul-vektor napona kako bi se osigurala vrijednost struje jednaka nuli na početku sljedećeg sklopnog ciklusa. Eksperimentalna ispitivanja su pokazala da se primjenom samo jednog aktivnog vektora napona, vrijednost struje ne pada na nulu tijekom preostalog vremena zbog remanentne indukcije rotora.

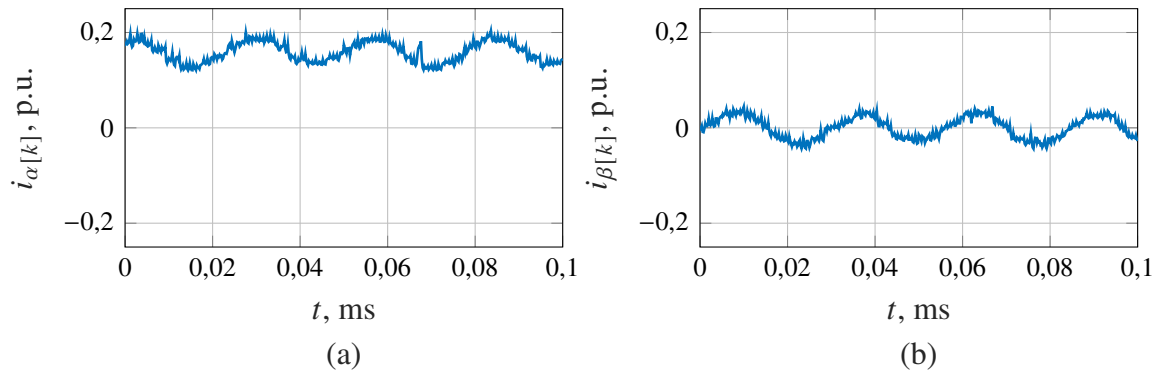


Slika 8.22. Struja i napon SynRM-a tijekom isprekidanoga načina rada mjerene sustavom za akviziciju. (a) Struja u β osi. (b) Napon u α osi.

Slika 8.23 prikazuje vrijednosti uzorkovanih struja $i_{\alpha\beta[k]}$ u digitalnom sustavu upravljanja koje odgovaraju strujama određenima prema modelu stroja za isprekidani način rada (7.8). Struje su sinusoidalnog valnog oblika, dok struja u α osi sadrži i istosmjernu komponentu. Odstupanje valnog oblika od sinusoide dolazi zbog promjene induktiviteta koji može biti uzorkovan protokom

¹U prikazanom periodu u pozitivnom smjeru, dok općenito smjer i amplituda ovise o položaju rotora.

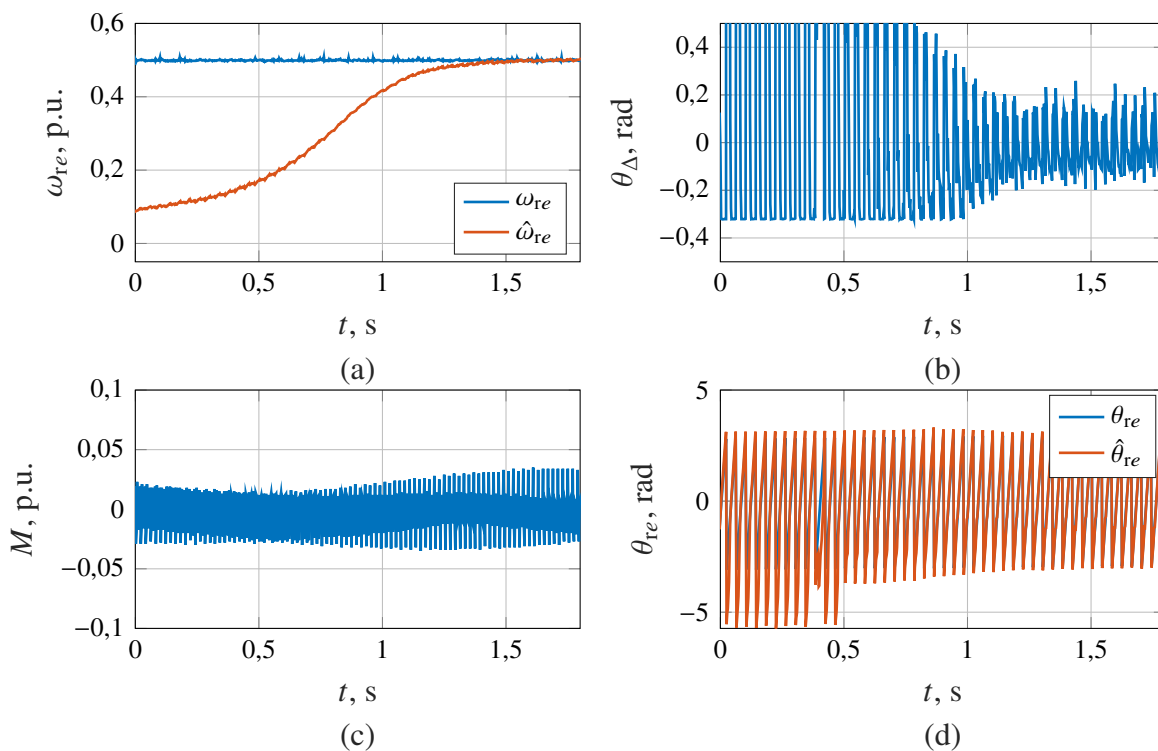
struje kroz statorski namot, ali i ostalim uzorcima koji nisu modelirani, poput ekscentriteta rotora, nesavršenosti prilikom izrade i slično.



Slika 8.23. Uzorkovana struja SynRM-a tijekom isprekidanoga načina rada. (a) Struja u α osi. (b) Struja u β osi.

8.3.1. Leteći start SynRM-a

Na slici 8.24 je prikazan leteći start IPM-a u Laboratoriju regulacije električnih strojeva, a prikazuje se mjerena vrijednost brzine vrtnje ω_{re} , estimirana vrijednost brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$, greška kuta θ_{Δ} , mjerena vrijednost momenta M , mjereni kut θ_{re} i estimirani kut $\hat{\theta}_{re}$ pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,5$ p.u.

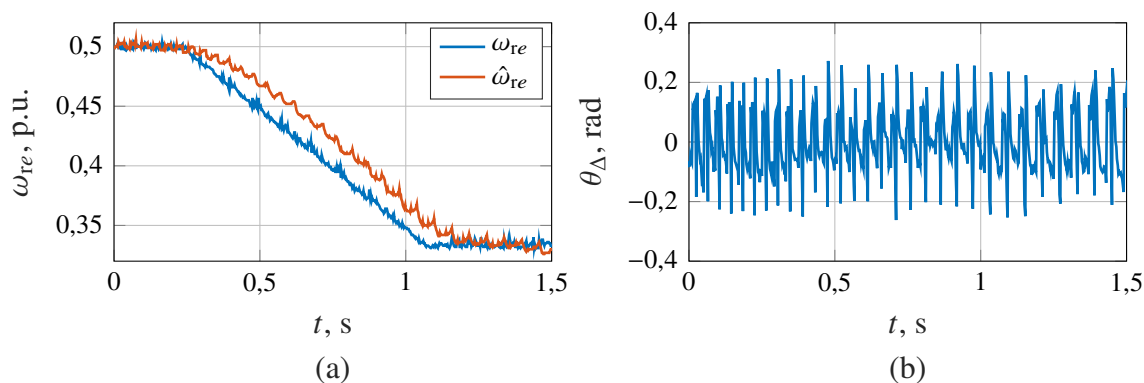


Slika 8.24. Leteći start SynRM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,5$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjereni moment. (d) Mjereni i estimirani kut.

Početa vrijednosti estimirane vrijednosti brzine vrtnje iznosi $\hat{\omega}_{re} = 0,1$ p.u. jer je izlaz iz FLL regulatora ograničen s donje strane kako njegov izlaz ne bi poprimio vrijednosti nula i onemogućio rad algoritma. Slika 8.24 pokazuje uspješno djelovanje algoritma letećeg starta SynRM-a primjenom isprekidanoga načina rada, odnosno vrijednost brzine vrtnje uspješno se estimira unutar 1,5 s kada i srednja vrijednost greške kuta doseže nulu sa vrijednostima oscilacija unutar $\pm 0,2$ rad. Oscilacije greške kuta su posljedica sinusoidalnog valnog oblika uzorkovane struje. Na temelju mjerenog momenta može se zaključiti da isprekidani način rada ni u ovom slučaju nije unio dodatan moment i vibracije.

8.3.2. Promjena brzine vrtnje SynRM-a tijekom isprekidanoga načina rada

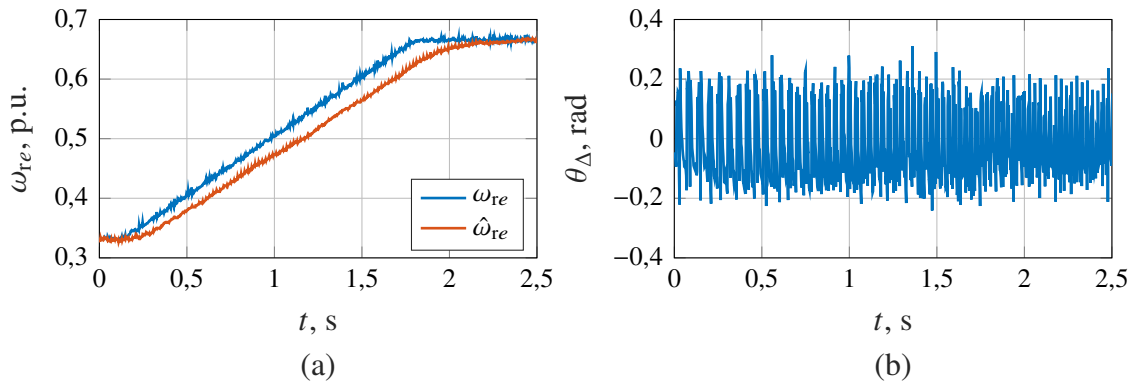
Slika 8.25 prikazuje mjerenu vrijednost brzine vrtnje ω_{re} , estimiranu vrijednost brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$ i grešku kuta θ_{Δ} tijekom isprekidanoga načina rada SynRM-a i promjene brzine vrtnje s $\omega_{re} = 0,5$ p.u. na $\omega_{re} = 0,33$ p.u.



Slika 8.25. Promjena brzine vrtnje SynRM-a s $\omega_{re} = 0,5$ p.u. na $\omega_{re} = 0,33$ p.u. tijekom isprekidanoga načina rada. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta.

Slika 8.26 prikazuje mjerenu vrijednost brzine vrtnje ω_{re} , estimiranu vrijednost brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$ i grešku kuta θ_{Δ} tijekom isprekidanoga načina rada SynRM-a i promjene brzine vrtnje s $\omega_{re} = 0,33$ p.u. na $\omega_{re} = 0,67$ p.u.

Prilikom promjene brzine vrtnje tijekom isprekidanoga načina rada, dolazi do odstupanja estimirane vrijednosti brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$ spram mjerene vrijednosti brzine vrtnje ω_{re} , neovisno o tome radi li se o smanjenju brzine (sl. 8.25) ili povećanju brzine (sl. 8.26). Srednja vrijednost greške kuta pri tome se bitno ne mijenja $\theta_{\Delta} \approx 0$. Razlog tomu je način djelovanja algoritma estimacije položaja rotora koji se temelji na generaliziranom integratoru drugog reda i frekvencijski-zaključane petlje. Prilikom promjene brzine vrtnje, mijenja se frekvencija uzorkovane struje te pojasno propusni filter mijenja pojačanja i fazna kašnjenja direktne i okomite komponente. Međutim, kut se računa iz inverzne tangens funkcije omjera direktne i okomite komponente pa su utjecaji promjene pojačanja i faznog pomaka minimalni. S druge strane,

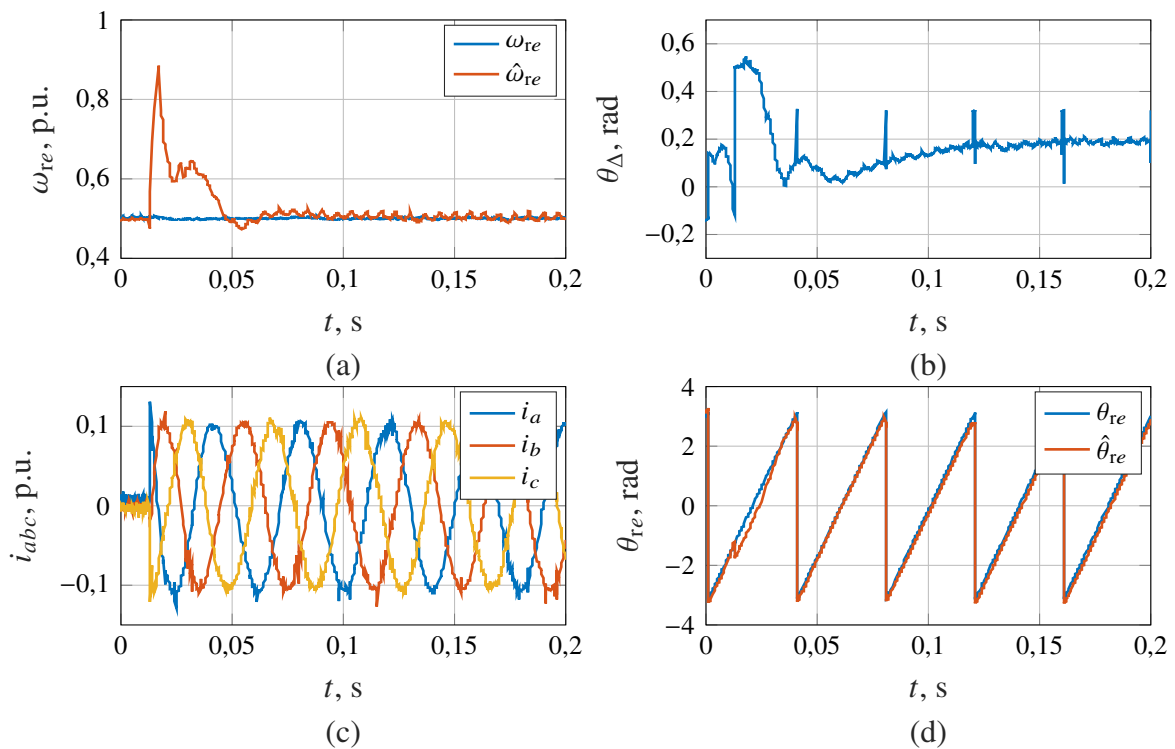


Slika 8.26. Promjena brzine vrtnje SynRM-a s $\omega_{re} = 0,33$ p.u. na $\omega_{re} = 0,67$ p.u. tijekom isprekidanoga načina rada. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta.

prijenosna funkcija FLL-a (7.13) odgovara nisko-propusnom filtru zbog čega dolazi do odstupanja estimirane vrijednosti brzine vrtnje prilikom promjene vrijednosti brzine vrtnje.

8.3.3. Uklop SynRM-a

Slika 8.27 prikazuje mjerenu vrijednost brzine vrtnje ω_{re} , estimiranu vrijednost brzine vrtnje $\hat{\omega}_{re}$, grešku kuta θ_{Δ} , mjerene struje i_{abc} , mjereni kut θ_{re} i estimirani kut $\hat{\theta}_{re}$ SynRM-a tijekom uklopa pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,5$ p.u.



Slika 8.27. Uklop SynRM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,5$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjerene struje. (d) Mjereni i estimirani kut.

Prilikom ukopa SynRM-a, odnosno tijekom prijelaza iz isprekidanoga načina rada u trajni način rada dolazi do značajnog odstupanja estimirane vrijednosti brzine vrtnje od mjerene vrijednosti brzine vrtnje te povećanja iznosa greške kuta. Korišteni algoritmi za estimaciju položaja SynRM-a razlikuju se ovisno režimu rada, no algoritam isprekidanoga načina rada postavlja početne uvjete algoritma trajnog načina rada. No, algoritam estimacije položaja i brzine vrtnje tijekom trajnog načina rada temelji se na projekciji vektora greške, odnosno na observeru magnetskog toka. S obzirom na to da u stroju ne teku struje, a na rotoru stroja nema permanentnih magneta, u stroju nema ni magnetskog toka. Kako bi se omogućio rad algoritma estimacije položaja tijekom trajnog načina rada, stroj je potrebno i magnetizirati što je ostvareno upravljanjem referentnim vrijednostima struja tako da amplituda struje ne bude manja od 0,1 p.u.. To se vidi i na slici 8.27, gdje u trenutku prijelaza na trajni način rada, amplitude struja u *abc* koordinatnom sustavu dosežu iznose 0,1 p.u.. Nakon što struja poteče, u stroju se stvara magnetski tok, a nakon prijelazne pojave observera magnetskog toka algoritam estimacije uspješno estimira brzinu vrtnje uz zanemarivu grešku kuta $\theta_{\Delta} \approx 0$.

9. Zaključak

Sinkroni strojevi s permanentnim magnetima sve se češće primjenjuju u dizalima i vjetroagregatima, a skoro su isključivi odabir u pogonu električnih vozila zbog velikih gustoća snage i momenta uz gotovo jedinični faktor snage. Sinkroni reluktantni strojevi, zbog veće korisnosti, počinju se primjenjivati u pogonima pumpi i ventilatora. Upravljanje tim strojevima zahtjeva energetski pretvarač s algoritmom upravljana brzinom vrtnje ili momentom. Algoritam upravljanja najčešće se temelji na vektorskom upravljanju, a njegov ispravan rad moguć je jedino uz poznavanje položaja i brzine vrtnje rotora stroja. U cilju povećanja robusnosti pogona, smanjenja inicijalnih troškova i troškova održavanja, potrebno je ukloniti mjerni član položaja i brzine vrtnje, pretvornik signala i ožičenje te ih zamijeniti algoritmom za estimaciju. Takva potreba je motiv za istraživanje provedeno u sklopu ove doktorske disertacije.

Prilikom istraživanja akademske literature proučeni su brojni radovi, a u ovoj je disertaciji dan detaljan pregled metoda estimacije položaja i brzine vrtnje sinkronih strojeva. Jedna skupina metoda estimacije temelji se na modelu stroja, odnosno na estimaciji induciranog napona ili magnetskog toka u stroju. Druga skupina metoda estimacije temelji se na injektiranju signala visoke frekvencije i iskorištavanjem magnetske nesimetrije rotora po njegovim osima. S obzirom na to da se metode koriste za uključenje pretvarača dok stroj miruje, zaključeno je kako bi njihovo korištenje za uključenje pretvarača dok se stroj vrti dovelo do neželjenih posljedica na rad pogona. U akademskoj literaturi predloženo je tek nekoliko pristupa, jedan temeljen na mjerenju napona, drugi temeljen na injektiranju impulsa nul-vektora. Mjerenje napona zahtjeva ugradnju dodatnih senzora, pretvornika signala i ožičenja. Injektiranje impulsa nul-vektora daje zadovoljavajuće rezultate, no uočeni su nedostaci prilikom određivanja trajanja impulsa nul-vektora te greške estimacije ako dođe do promjene brzine vrtnje prilikom letećeg starta.

Prvi dio znanstvenog doprinosa temelji se na matematičkom modelu sinkronog stroja s permanentnim magnetima isprekidanoga načina rada energetskog pretvarača. Isprekidani način rada je kontinuirana primjena nul-vektora pretvarača, odnosno kontinuirana primjena kratkotrajnih kratkih spojeva na stezaljkama stroja. Uslijed vrtnje rotora na kojem su smješteni permanentni magneti, dolazi do induciranja napona u namotu statora, a zbog primjene kratkoga spoja teče struja. Matematički model stroja tijekom isprekidanoga načina rada modelira stroj kao da se nalazi u trajnom kratkom spoju što omogućuje razvoj algoritma za kontinuiranu estimaciju brzine

vrtnje. S obzirom na to da se ne primjenjuje trajni kratki spoj, već niz nul-vektora, određena je vrijednost struje tijekom nul-vektora, uzorkovanje struje sinkronizirano s PWM-om te prilagodba uzorkovane struje izvedenom matematičkom modelu. Primjer kontinuirane estimacije položaja i brzine vrtnje rotora tijekom isprekidanoga načina rada dan je uz korištenje PLL PI regulatora temeljenog na aktivnom toku koji je prilagođen za isprekidani način rada i prijelaz iz isprekidanog u trajni način rada. Eksperimentalno ispitivanja je provedeno na dva stroja, jedan snage 375 kW a drugi snage 5,5 kW. Rezultati eksperimentalnog ispitivanja potvrđuju uspješnu estimaciju brzine vrtnje tijekom isprekidanoga načina rada te mogućnost trajne estimacije brzine vrtnje, odnosno uspješno praćenje promjene brzine vrtnje tijekom isprekidanoga načina rada. Time je potvrđena i ispravnost matematičkog modela sinkronoga stroja s permanentnim magnetima na kojem se predložene metode temelje.

Promjena brzine vrtnje dovest će i do promjene induciranog napona u sinkronom stroju, a time i do promjene iznosa struje tijekom nul-vektora. Kako bi algoritam estimacije položaja i brzine vrtnje ispravno radio, potrebno je osigurati da vrijednost struje tijekom primjene nul-vektora bude mjerljivog iznosa te da prije početka sljedećeg nul-vektora iznos struje padne na nulu. Upravljanje isprekidanim načinom rada, odnosno održavanjem struje tijekom primjene nul-vektora unutar zadanih ograničenja je treći dio znanstvenog doprinosa. Predložena je metoda mjerenja struje kratkoga spoja za koju je izveden i regulator za održavanje struje kratkoga spoja na referentnom iznosu. Predložen je i algoritam određivanja referentne vrijednosti struje kratkoga spoja uz koji je moguće postići najbolji omjer signala i mjernog šuma prilikom uzorkovanja struje tijekom primjene nul-vektora. Simulacijska ispitivanja provedena su na četiri stroja, velikih i malih snaga, s permanentnim magnetima na obodu rotora i s permanentnim magnetima umetnutima u rotor stroja. Rezultati simulacijskog ispitivanja potvrđuju uspješno postavljanje referentne vrijednosti struje kratkoga spoja. Rezultati eksperimentalnog ispitivanja potvrđuju uspješno održavanje struje kratkoga spoja na referentnom iznosu prilikom promjene vrijednosti brzine vrtnje.

Isprekidani način rada potom je prilagođen i sinkronim reluktantnim strojevima, gdje je zbog nepostojanja magneta na rotoru stroja potrebno primijeniti aktivni vektor napona pretvarača umjesto nul-vektora kako bi potekla struja. Matematički model sinkronog reluktantnoga stroja čini drugi dio znanstvenog doprinosa ove doktorske disertacije. U akademskoj literaturi nalaze se slične metode, međutim u njima nije uzeto u obzir postojanje remanentne indukcije rotora zbog koje vrijednost struje ne pada na vrijednost nula prije sljedeće primjene aktivnog vektora. Predložena je metoda primjene suprotnih aktivnih vektora kako bi se stroj demagnetizirao i omogućio pad struje na vrijednost nula. Primjer kontinuirane estimacije položaja i brzine vrtnje rotora tijekom isprekidanoga načina rada dan je uz korištenje generaliziranog integratora drugog reda i fazno-zaključane petlji. Eksperimentalno ispitivanje je provedeno na stroju snage 7,5 kW, a rezultati eksperimentalnog ispitivanja potvrđuju učinkovitost primjene suprotnih aktivnih vektora. Također, rezultati eksperimentalnog ispitivanja potvrđuju uspješnu estimaciju brzine

vrtnje tijekom isprekidanoga načina rada te mogućnost trajne estimacije brzine vrtnje, odnosno uspješno praćenje promjene brzine vrtnje tijekom isprekidanoga načina rada. Time je potvrđena i ispravnost matematičkog modela sinkronoga reluktantnoga stroja na kojem se predložene metode temelje.

Literatura

- [1] Michalowicz, J. C., “Origin of the electric motor”, *Electrical Engineering*, Vol. 67, Br. 11, 1948, str. 1035–1040.
- [2] Boldea, I., “Electric generators and motors: An overview”, *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, Vol. 1, Br. 1, 2017, str. 3–14.
- [3] Arsov, G. L., Mirčevski, S., “The sixth decade of the thyristor”, *Faculty of Electrical Engineering University of Banja Luka*, 2010, str. 3.
- [4] Roethemeyer, D., Yankaskas, D., “Evolution of motor and variable frequency drive technology”, u zborniku *ACEEE Summer Study Proceedings on Energy Efficiency in Industry*, 1995, str. 541–552.
- [5] Blondel, A., *Synchronous motors and converters: theory and methods of calculation and testing*. McGraw-Hill Book Company, 1913.
- [6] Park, R. H., “Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i”, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Vol. 48, Br. 3, 1929, str. 716–727.
- [7] Jones, D., “The workhorse of industry: The induction motor”, *Power Transmission Engineering*, Br. 12, 2013, str. 76–77.
- [8] Waide, P., Brunner, C. U., “Energy-efficiency policy opportunities for electric motor-driven systems”, *Workin Paper of International energy agency*, 2011.
- [9] Union, E., “Directive 2009/28/EC of the European Parliament and of the Council of 23 April 2009 on the promotion of the use of energy from renewable sources and amending and subsequently repealing Directives 2001/77/EC and 2003/30/EC”, *Official Journal of the European Union*, Vol. 140, 2009, str. 16-62.
- [10] Union, E., “Directive (EU) 2018/2001 of the European Parliament and of the Council of 11 December 2018 on the promotion of the use of energy from renewable sources”, *Official Journal of the European Union*, Vol. 328, 2018, str. 82-209.
- [11] Union, E., “Directive (EU) 2018/2002 of the European Parliament and of the Council of 11 December 2018 amending Directive 2012/27/EU on energy efficiency”, *Official Journal of the European Union*, Vol. 328, 2018, str. 210-230.

- [12] Amanatidis, G., “European Policies on Climate and Energy towards 2020, 2030 and 2050”, European Parliament, 2019.
- [13] Liserre, M., Cardenas, R., Molinas, M., Rodriguez, J., “Overview of multi-mw wind turbines and wind parks”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, Br. 4, 2011, str. 1081–1095.
- [14] De Santiago, J., Bernhoff, H., Ekergård, B., Eriksson, S., Ferhatovic, S., Waters, R., Leijon, M., “Electrical motor drivelines in commercial all-electric vehicles: A review”, *IEEE Transactions on vehicular technology*, Vol. 61, Br. 2, 2011, str. 475–484.
- [15] Heidari, H., Rassõlkin, A., Kallaste, A., Vaimann, T., Andriushchenko, E., Belahcen, A., Lukichev, D. V., “A review of synchronous reluctance motor-drive advancements”, *Sustainability*, Vol. 13, Br. 2, 2021, str. 729.
- [16] Lönnberg, M., “Variable speed drives for energy savings in hospitals”, *World Pumps*, Vol. 2007, Br. 494, 2007, str. 20–24.
- [17] Weidauer, J., Messer, R., *Electrical Drives: Principles, Planning, Applications, Solutions*. John Wiley & Sons, 2014.
- [18] Mandić, I., Tomljenović, V., Pužar, M., “Sinkroni i asinkroni električni strojevi”, Tehničko veleučilište u Zagrebu, Zagreb, 2012.
- [19] Gieras, J. F., *Permanent magnet motor technology: design and applications*. CRC press, 2009.
- [20] Pellegrino, G., Jahns, T. M., Bianchi, N., Soong, W. L., Cupertino, F., *The rediscovery of synchronous reluctance and ferrite permanent magnet motors: tutorial course notes*. Springer, 2016.
- [21] Spicer, G., “The how and why for reusing rare earth magnets”, *The Book and Paper Group Annual*, Vol. 34, 2015, str. 164–171.
- [22] Gschneidner Jr, K. A., “The rare earth crisis—the supply/demand situation for 2010–2015”, *Material Matters*, Vol. 6, Br. 2, 2011, str. 32–37.
- [23] Doherty, R., Nickle, C., “Synchronous machines i-an extension of blondel’s two-reaction theory”, *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, Vol. 45, 1926, str. 912–947.
- [24] Wang, G., Valla, M., Solsona, J., “Position sensorless permanent magnet synchronous machine drives—a review”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 67, Br. 7, 2019, str. 5830–5842.
- [25] Pacas, M., “Sensorless drives in industrial applications”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, Vol. 5, Br. 2, 2011, str. 16–23.
- [26] Zhao, Y., “Position/speed sensorless control for permanent-magnet synchronous machines”, *Doktorski rad*, The University of Nebraska-Lincoln, 2014.

- [27] Perera, P. C., “Sensorless control of permanent-magnet synchronous motor drives”, Doktorski rad, Institute of Energy Technology, Aalborg University, 2002.
- [28] Kim, J.-S., Sul, S.-K., “New approach for high-performance PMSM drives without rotational position sensors”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, Br. 5, 1997, str. 904–911.
- [29] Kulkarni, A. B., Ehsani, M., “A novel position sensor elimination technique for the interior permanent-magnet synchronous motor drive”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, Br. 1, 1992, str. 144–150.
- [30] Wu, R., Slemon, G. R., “A permanent magnet motor drive without a shaft sensor”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, Br. 5, 1991, str. 1005–1011.
- [31] Jukić, F., Sumina, D., Pravica, L., Kuzle, I., “Practical approach for parameter determinations of interior permanent magnet generator”, u zborniku 17th IEEE International Conference on Smart Technologies (EUROCON). IEEE, 2017.
- [32] Hinkkanen, M., Pescetto, P., Mölsä, E., Saarakkala, S. E., Pellegrino, G., Bojoi, R., “Sensorless self-commissioning of synchronous reluctance motors at standstill without rotor locking”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 53, Br. 3, 2016, str. 2120–2129.
- [33] Zarko, D., Ban, D., Lipo, T. A., “Analytical calculation of magnetic field distribution in the slotted air gap of a surface permanent-magnet motor using complex relative air-gap permeance”, *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 42, Br. 7, 2006, str. 1828–1837.
- [34] Stumberger, B., Stumberger, G., Dolinar, D., Hamler, A., Trlep, M., “Evaluation of saturation and cross-magnetization effects in interior permanent-magnet synchronous motor”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, Br. 5, 2003, str. 1264–1271.
- [35] Varatharajan, A., Pellegrino, G., “Sensorless synchronous reluctance motor drives: A general adaptive projection vector approach for position estimation”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 56, Br. 2, 2019, str. 1495–1504.
- [36] Chen, Z., Tomita, M., Doki, S., Okuma, S., “An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors”, *IEEE transactions on Industrial Electronics*, Vol. 50, Br. 2, 2003, str. 288–295.
- [37] Koonlaboon, S., Sangwongwanich, S., “Sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors based on a fictitious permanent-magnet flux model”, u zborniku *Industry Applications Conference, 2005. Fourtieth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2005*, Vol. 1. IEEE, 2005, str. 311–318.
- [38] Boldea, I., Paicu, M. C., Andreescu, G.-D., “Active flux concept for motion-sensorless unified AC drives”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 23, Br. 5, 2008, str. 2612–2618.

- [39] Ilioudis, V. C., Margaritis, N. I., “Speed and position estimation technique for pmsm based on modified machine model”, u zborniku 2010 12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment. IEEE, 2010, str. 407–415.
- [40] Zhao, Y., Zhang, Z., Qiao, W., Wu, L., “An extended flux model-based rotor position estimator for sensorless control of salient-pole permanent-magnet synchronous machines”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, Br. 8, 2015, str. 4412–4422.
- [41] Xi, X., Yongdong, L., Meng, Z., Yan, L., “A sensorless control based on MRAS method in interior permanent-magnet machine drive”, u zborniku Power Electronics and Drives Systems, 2005. PEDS 2005. International Conference on, Vol. 1. IEEE, 2005, str. 734–738.
- [42] Tong, L., Zou, X., Feng, S., Chen, Y., Kang, Y., Huang, Q., Huang, Y., “An SRF-PLL-based sensorless vector control using the predictive deadbeat algorithm for the direct-driven permanent magnet synchronous generator”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 29, Br. 6, 2014, str. 2837–2849.
- [43] Bariša, T., Sumina, D., Pravica, L., Čolović, I., “Flying start and sensorless control of permanent magnet wind power generator using induced voltage measurement and phase-locked loop”, Electric power systems research, Vol. 152, 2017, str. 457–465.
- [44] Pravica, L., Sumina, D., Bariša, T., Kovačić, M., Čolović, I., “Flying start of a permanent magnet wind power generator based on a discontinuous converter operation mode and a phase-locked loop”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 65, Br. 2, 2017, str. 1097–1106.
- [45] Jung, Y.-S., Kim, M.-G., “Sliding mode observer for sensorless control of IPMSM drives”, Journal of Power Electronics, Vol. 9, Br. 1, 2009, str. 117–123.
- [46] Liu, J., Nondahl, T. A., Schmidt, P. B., Royak, S., Harbaugh, M., “Rotor position estimation for synchronous machines based on equivalent EMF”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 47, Br. 3, 2011, str. 1310–1318.
- [47] Zhao, Y., Qiao, W., Wu, L., “Compensation algorithms for sliding mode observers in sensorless control of IPMSMs”, u zborniku Electric Vehicle Conference (IEVC), 2012 IEEE International. IEEE, 2012, str. 1–7.
- [48] Jukić, F., Pravica, L., Bariša, T., Sumina, D., “Flying-start and continuous operation of a permanent-magnet wind generator based on discontinuous currents, discrete second-order sliding-mode observer and phase-locked loop”, IET Renewable Power Generation, Vol. 14, Br. 1, 2020, str. 90–99.
- [49] Pavlič, I., Pravica, L., Kutija, M., Erceg, I., Matuško, J., “Sliding mode observers combined with locked loop techniques for sensorless vector controlled synchronous reluctance machines”, u zborniku 2021 IEEE 19th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC). IEEE, 2021, str. 594–601.

- [50] Bolognani, S., Tubiana, L., Zigliotto, M., “Extended kalman filter tuning in sensorless PMSM drives”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, Br. 6, 2003, str. 1741–1747.
- [51] Zhang, G., Wang, G., Xu, D., Zhao, N., “ADALINE-network-based PLL for position sensorless interior permanent magnet synchronous motor drives”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, Br. 2, 2016, str. 1450–1460.
- [52] Hua, Y., “Sensorless control of surface mounted permanent magnet machine using fundamental PWM excitation”, *Doktorski rad*, University of Nottingham, 2009.
- [53] Jang, J.-H., Ha, J.-I., Ohto, M., Ide, K., Sul, S.-K., “Analysis of permanent-magnet machine for sensorless control based on high-frequency signal injection”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 40, Br. 6, 2004, str. 1595–1604.
- [54] Schroedl, M., “Sensorless control of ac machines at low speed and standstill based on the "inform" method”, u zborniku *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS'96., Conference Record of the 1996 IEEE*, Vol. 1. IEEE, 1996, str. 270–277.
- [55] Schrödl, M., “Statistic properties of the INFORM-method in highly dynamic sensorless PM motor control applications down to standstill”, *EPE Journal*, Vol. 13, Br. 3, 2003, str. 22–29.
- [56] Wolbank, T. M., Machl, J., “A modified PWM scheme in order to obtain spatial information of ac machines without mechanical sensor”, u zborniku *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seventeenth Annual IEEE*, Vol. 1. IEEE, 2002, str. 310–315.
- [57] Robeischl, E., Schroedl, M., “Optimized INFORM measurement sequence for sensorless PM synchronous motor drives with respect to minimum current distortion”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 40, Br. 2, 2004, str. 591–598.
- [58] Zentai, A., Daboczi, T., “Improving INFORM calculation method on permanent magnet synchronous machines”, u zborniku *Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, 2007. IMTC 2007. IEEE. IEEE, 2007*, str. 1–6.
- [59] Xie, G., Lu, K., Dwivedi, S. K., Rosholm, J. R., “Improved INFORM method by minimizing the inverter nonlinear voltage error effects”, u zborniku *Electrical Machines Design, Control and Diagnosis (WEMDCD), 2015 IEEE Workshop on. IEEE, 2015*, str. 188–194.
- [60] Ogasawara, S., Akagi, H., “An approach to real-time position estimation at zero and low speed for a PM motor based on saliency”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, Br. 1, 1998, str. 163–168.
- [61] De Belie, F. M., Sergeant, P., Melkebeek, J. A., “A sensorless drive by applying test pulses

- without affecting the average-current samples”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 25, Br. 4, 2010, str. 875–888.
- [62] Xie, G., Lu, K., Dwivedi, S. K., Rosholm, J. R., Blaabjerg, F., “Minimum-voltage vector injection method for sensorless control of PMSM for low-speed operations”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 31, Br. 2, 2016, str. 1785–1794.
- [63] Hofer, M., Nikowitz, M., Schroedl, M., “Sensorless control of a reluctance synchronous machine in the whole speed range without voltage pulse injections”, u zborniku Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017-ECCE Asia), 2017 IEEE 3rd International. IEEE, 2017, str. 1194–1198.
- [64] Gao, Q., Asher, G., Sumner, M., Makys, P., “Sensorless control of induction machines, including zero frequency using only fundamental PWM excitation”, u zborniku IEEE Industrial Electronics, IECON 2006-32nd Annual Conference on. IEEE, 2006, str. 793–798.
- [65] Jansen, P. L., Lorenz, R. D., “Transducerless position and velocity estimation in induction and salient AC machines”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, Br. 2, 1995, str. 240–247.
- [66] Jansen, P., Corley, M., Lorenz, R., “Flux, position, and velocity estimation in AC machines at zero and low speed via tracking of high frequency saliencies”, EPE Journal, Vol. 9, Br. 1-2, 1999, str. 45–50.
- [67] Corley, M. J., Lorenz, R. D., “Rotor position and velocity estimation for a salient-pole permanent magnet synchronous machine at standstill and high speeds”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, Br. 4, 1998, str. 784–789.
- [68] Aihara, T., Toba, A., Yanase, T., Mashimo, A., Endo, K., “Sensorless torque control of salient-pole synchronous motor at zero-speed operation”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, Br. 1, 1999, str. 202–208.
- [69] Jang, J.-H., Sul, S.-K., Ha, J.-I., Ide, K., Sawamura, M., “Sensorless drive of surface-mounted permanent-magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, Br. 4, 2003, str. 1031–1039.
- [70] Holtz, J., “Acquisition of position error and magnet polarity for sensorless control of PM synchronous machines”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 44, Br. 4, 2008, str. 1172–1180.
- [71] Choi, C.-H., Seok, J.-K., “Pulsating signal injection-based axis switching sensorless control of surface-mounted permanent-magnet motors for minimal zero-current clamping effects”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 44, Br. 6, 2008, str. 1741–1748.
- [72] Jang, J.-H., Sul, S.-K., Son, Y.-C., “Current measurement issues in sensorless control algorithm using high frequency signal injection method”, u zborniku Industry Applications Conference, 2003. 38th IAS Annual Meeting. Conference Record of the, Vol. 2. IEEE,

- 2003, str. 1134–1141.
- [73] Garcia, P., Briz, F., Degner, M. W., Díaz-Reigosa, D., “Accuracy, bandwidth, and stability limits of carrier-signal-injection-based sensorless control methods”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 43, Br. 4, 2007, str. 990–1000.
- [74] Silva, C., Asher, G. M., Sumner, M., “Hybrid rotor position observer for wide speed-range sensorless PM motor drives including zero speed”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, Br. 2, 2006, str. 373–378.
- [75] Medjmadj, S., Diallo, D., Mostefai, M., Delpha, C., Arias, A., “PMSM drive position estimation: Contribution to the high-frequency injection voltage selection issue”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 30, Br. 1, 2015, str. 349–358.
- [76] Kim, S.-I., Im, J.-H., Song, E.-Y., Kim, R.-Y., “A new rotor position estimation method of IPMSM using all-pass filter on high-frequency rotating voltage signal injection”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, Br. 10, 2016, str. 6499–6509.
- [77] Shinnaka, S., “A new speed-varying ellipse voltage injection method for sensorless drive of permanent-magnet synchronous motors with pole saliency—new PLL method using high-frequency current component multiplied signal”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 44, Br. 3, 2008, str. 777–788.
- [78] Raca, D., Garcia, P., Reigosa, D. D., Briz, F., Lorenz, R. D., “Carrier-signal selection for sensorless control of PM synchronous machines at zero and very low speeds”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 46, Br. 1, 2010, str. 167–178.
- [79] Briz, F., Degner, M. W., “Rotor position estimation”, *IEEE Industrial Electronics Magazine*, Vol. 5, Br. 2, 2011, str. 24–36.
- [80] Moghadam, M. A. G., Tahami, F., “Sensorless control of PMSMs with tolerance for delays and stator resistance uncertainties”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 28, Br. 3, 2013, str. 1391–1399.
- [81] Zhaobin, H., Linru, Y., Zhaodong, W., “Sensorless initial rotor position identification for non-salient permanent magnet synchronous motors based on dynamic reluctance difference”, *IET Power Electronics*, Vol. 7, Br. 9, 2014, str. 2336–2346.
- [82] Szalai, T., Berger, G., Petzoldt, J., “Stabilizing sensorless control down to zero speed by using the high-frequency current amplitude”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, Br. 7, 2014, str. 3646–3656.
- [83] Luo, X., Tang, Q., Shen, A., Zhang, Q., “PMSM sensorless control by injecting HF pulsating carrier signal into estimated fixed-frequency rotating reference frame”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, Br. 4, 2016, str. 2294–2303.
- [84] Paulus, D., Landsmann, P., Kennel, R., “Sensorless field-oriented control for permanent magnet synchronous machines with an arbitrary injection scheme and direct angle

- calculation”, u zborniku *Sensorless Control for Electrical Drives (SLED)*, 2011 Symposium on. IEEE, 2011, str. 41–46.
- [85] Kim, S., Sul, S.-K., “High performance position sensorless control using rotating voltage signal injection in IPMSM”, u zborniku *Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, Proceedings of the 2011-14th European Conference on. IEEE, 2011, str. 1–10.
- [86] Leidhold, R., Mutschler, P., “Improved method for higher dynamics in sensorless position detection”, u zborniku *Industrial Electronics*, 2008. IECON 2008. 34th Annual Conference of IEEE. IEEE, 2008, str. 1240–1245.
- [87] Yoon, Y.-D., Sul, S.-K., Morimoto, S., Ide, K., “High-bandwidth sensorless algorithm for AC machines based on square-wave-type voltage injection”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 47, Br. 3, 2011, str. 1361–1370.
- [88] Kim, S., Ha, J.-I., Sul, S.-K., “PWM switching frequency signal injection sensorless method in IPMSM”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 48, Br. 5, 2012, str. 1576–1587.
- [89] Yoon, Y.-D., Sul, S.-K., “Sensorless control for induction machines based on square-wave voltage injection”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, Br. 7, 2014, str. 3637–3645.
- [90] Yang, S.-C., Yang, S.-M., Hu, J.-H., “Design consideration on the square-wave voltage injection for sensorless drive of interior permanent-magnet machines”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 64, Br. 1, 2017, str. 159–168.
- [91] Yang, S.-C., Hsu, Y.-L., “Full speed region sensorless drive of permanent-magnet machine combining saliency-based and back-EMF-based drive”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 64, Br. 2, 2017, str. 1092–1101.
- [92] Tang, Q., Shen, A., Luo, X., Xu, J., “PMSM sensorless control by injecting hf pulsating carrier signal into ABC frame”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, Br. 5, 2017, str. 3767–3776.
- [93] Murakami, S., Shiota, T., Ohto, M., Ide, K., Hisatsune, M., “Encoderless servo drive with adequately designed IPMSM for pulse-voltage-injection-based position detection”, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 48, Br. 6, 2012, str. 1922–1930.
- [94] Degner, M. W., Lorenz, R. D., “Using multiple saliencies for the estimation of flux, position, and velocity in AC machines”, u zborniku *Industry Applications Conference, 1997. Thirty-Second IAS Annual Meeting, IAS’97.*, Conference Record of the 1997 IEEE, Vol. 1. IEEE, 1997, str. 760–767.
- [95] Ni, R., Xu, D., Blaabjerg, F., Lu, K., Wang, G., Zhang, G., “Square-wave voltage injection algorithm for PMSM position sensorless control with high robustness to voltage errors”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, Br. 7, 2017, str. 5425–5437.

- [96] Holtz, J., Pan, H., “Elimination of saturation effects in sensorless position controlled induction motors”, u zborniku Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the, Vol. 3. IEEE, 2002, str. 1695–1702.
- [97] Rieder, U.-H., Schrödl, M., “A simulation method for analyzing saliencies with respect to enhanced INFORM-capability for sensorless control of PM motors in the low speed range including standstill”, u zborniku Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on. IEEE, 2005, str. 8–pp.
- [98] Raca, D., Harke, M. C., Lorenz, R. D., “Robust magnet polarity estimation for initialization of PM synchronous machines with near-zero saliency”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 44, Br. 4, 2008, str. 1199–1209.
- [99] Guglielmi, P., Pastorelli, M., Vagati, A., “Cross-saturation effects in IPM motors and related impact on sensorless control”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 42, Br. 6, 2006, str. 1516–1522.
- [100] Bianchi, N., Fornasiero, E., Bolognani, S., “Effect of stator and rotor saturation on sensorless rotor position detection”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 49, Br. 3, 2013, str. 1333–1342.
- [101] Alberti, L., Bianchi, N., Bolognani, S., “High-frequency d - q model of synchronous machines for sensorless control”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 51, Br. 5, 2015, str. 3923–3931.
- [102] Mingardi, D., Morandini, M., Bolognani, S., Bianchi, N., “On the proprieties of the differential cross-saturation inductance in synchronous machines”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 53, Br. 2, 2017, str. 991–1000.
- [103] Liu, J., Zhu, Z., “Novel sensorless control strategy with injection of high-frequency pulsating carrier signal into stationary reference frame”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 50, Br. 4, 2014, str. 2574–2583.
- [104] Seilmeier, M., Piepenbreier, B., “Sensorless control of PMSM for the whole speed range using two-degree-of-freedom current control and HF test current injection for low-speed range”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, Br. 8, 2015, str. 4394–4403.
- [105] Chen, Z., “Sensorless control of permanent magnet synchronous machines with multiple saliencies”, Doktorski rad, Universität München, 2016.
- [106] Chen, L., Götting, G., Dietrich, S., Hahn, I., “Self-sensing control of permanent-magnet synchronous machines with multiple saliencies using pulse-voltage-injection”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 52, Br. 4, 2016, str. 3480–3491.
- [107] Schrodli, M., Simetzberger, C., “Sensorless control of pm synchronous motors using a predictive current controller with integrated inform and emf evaluation”, u zborniku 2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference. IEEE, 2008, str.

- 2275–2282.
- [108] Beineke, S., Schirmer, J., Lutz, J., Wertz, H., Bähr, A., Kiel, J., “Implementation and applications of sensorless control for synchronous machines in industrial inverters”, u zborniku 2010 First Symposium on Sensorless Control for Electrical Drives. IEEE, 2010, str. 64–71.
- [109] Yang, S.-C., Hsu, Y.-L., “Full speed region sensorless drive of permanent-magnet machine combining saliency-based and back-emf-based drive”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 64, Br. 2, 2016, str. 1092–1101.
- [110] Pan, H., Springob, L., Holtz, J., “Improving the start and restart behavior through state recognition of ac drives”, u zborniku Proceedings of Power Conversion Conference-PCC’97, Vol. 2. IEEE, 1997, str. 589–594.
- [111] Kutija, M., Sumina, D., Čolović, I., “Magnetization of speed sensorless squirrel-cage induction generator for wind power application using a phase-locked loop”, Electric power systems research, Vol. 122, 2015, str. 119–129.
- [112] Chen, J., Li, J., Qu, R., He, K., Tao, L., “A restart strategy of a rotating induction machine for inrush current elimination”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 56, Br. 5, 2020, str. 4906–4914.
- [113] Yin, S., Xia, J., Zhao, Z., Zhao, L., Liu, W., Diao, L., Jatskevich, J., “Fast restarting of free-running induction motors under speed-sensorless vector control”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 67, Br. 7, 2019, str. 6124–6134.
- [114] Lee, K., Ahmed, S., Lukic, S. M., “Universal restart strategy for scalar (v/f) controlled induction machines”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 53, Br. 6, 2017, str. 5489–5495.
- [115] Yasui, K., “Development of rotor position sensorless control for prm applied to railway traction drive”, u zborniku CD-Proc. of 2005 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2005), 2005-4, 2005.
- [116] González, L., Figueres, E., Garcerá, G., Carranza, O., Gonzalez-Espin, F., “Synchronization techniques comparison for sensorless control applied to wind energy conversion systems (wecs)”, u zborniku 2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications. IEEE, 2009, str. 1–9.
- [117] Borisavljevic, A., “Measurement of speed and direction of coasting permanent magnet synchronous motor”, uS Patent 7,965,053. Jun. 21 2011.
- [118] Hanamoto, T., Yamada, H., Okuyama, Y., “Position sensorless start-up method of surface permanent magnet synchronous motor using nonlinear rotor position observer”, u zborniku 2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014-ECCE ASIA). IEEE, 2014, str. 1811–1815.

- [119] A5E02142235A, SINAMICS G130 Voltage Sensing Module 10, Siemens AG Industry Sector, 90026 Nürnberg Germany, 4 2014, control version V4.7.
- [120] Borisavljevic, A., Ho, E., Takahashi, T., “Fan drive starting into naturally rotating load by sinusoidal sensorless permanent magnet motor control”, u zborniku 2006 12th International Power Electronics and Motion Control Conference. IEEE, 2006, str. 1190–1198.
- [121] Toba, A., “A starting method of pm motor drive system without position-, speed- nor voltage-sensors in the rotating condition”, u zborniku Proc. of IEE-J Annual Meeting, 1997.
- [122] Iura, H., Ide, K., Hanamoto, T., Chen, Z., “An estimation method of rotational direction and speed for free-running ac machines without speed and voltage sensor”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 47, Br. 1, 2010, str. 153–160.
- [123] Takeshita, T., Usui, A., Watanabe, J.-i., Matsui, N., “Sensorless pm synchronous motor drives at reclosing electric supply”, IEEJ Transactions on Industry Applications, Vol. 118, Br. 12, 1998, str. 1443–1449.
- [124] Horie, T., Kondo, K., “Experimental study on a restarting procedure at coasting condition for a rotational angle sensorless PMSM”, IEEJ Journal of Industry Applications, Vol. 3, Br. 2, 2014, str. 131–137.
- [125] Son, Y., Jang, S., Nasrabadi, R., “Permanent magnet AC motor systems and control algorithm restart methods”, U.S. Patent 8 054 030 B2, 2011.
- [126] Lee, K., Ahmed, S., Lukic, S. M., “Universal restart strategy for high-inertia scalar-controlled PMSM drives”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 52, Br. 5, 2016, str. 4001–4009.
- [127] Taniguchi, S., Mochiduki, S., Yamakawa, T., Wakao, S., Kondo, K., Yoneyama, T., “Starting procedure of rotational sensorless PMSM in the rotating condition”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 45, Br. 1, 2009, str. 194–202.
- [128] Yamakawa, T., Wakao, S., Kondo, K., Yoneyama, T., Taniguchi, S., Mochizuki, S., “Starting procedure of rotation sensorless PMSM at coasting condition for railway vehicle traction”, Electrical Engineering in Japan, Vol. 169, Br. 2, 2009, str. 56–63.
- [129] Lee, K., Ahmed, S., Lukic, S. M., “Restart strategy for synchronous reluctance machine driving a high inertia load”, u zborniku 2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2018, str. 4489–4496.
- [130] Lee, K., Ahmed, S., Lukic, S. M., “Restart strategy for scalar (v/f) controlled synchronous reluctance machine driving a high-inertia load”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 55, Br. 4, 2019, str. 3834–3841.
- [131] O’Rourke, C. J., Qasim, M. M., Overlin, M. R., Kirtley, J. L., “A geometric interpretation of reference frames and transformations: dq0, clarke, and park”, IEEE Transactions on

- Energy Conversion, Vol. 34, Br. 4, 2019, str. 2070–2083.
- [132] Krause, P. C., Wasynczuk, O., Sudhoff, S. D., Pekarek, S. D., Analysis of electric machinery and drive systems. John Wiley & Sons, 2013, Vol. 75.
- [133] Bianchi, N., Jahns, T. M. *et al.*, “Design analysis and control of interior pm synchronous machines”, Tutorial Course Notes, IEEE-IAS, Vol. 4, 2004.
- [134] Sirotić, Z., Maljković, Z., Sinkroni strojevi, Elezović, N., (ur.). Element, 1996.
- [135] Bariša, T., Sumina, D., Kutija, M., “Comparison of maximum torque per ampere and loss minimization control for the interior permanent magnet synchronous generator”, u zborniku 2015 International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE). IEEE, 2015, str. 497–502.
- [136] Jerčić, T., Žarko, D., “A survey of permanent magnet synchronous machine models suitable for computer simulation”, u zborniku 2017 19th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE). IEEE, 2017, str. 307–312.
- [137] Vagati, A., Pastorelli, M., Scapino, F., Franceschini, G., “Impact of cross saturation in synchronous reluctance motors of the transverse-laminated type”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, Br. 4, 2000, str. 1039–1046.
- [138] Hinkkanen, M., Saarakkala, S. E., Awan, H. A. A., Mölsä, E., Tuovinen, T., “Observers for sensorless synchronous motor drives: Framework for design and analysis”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 54, Br. 6, 2018, str. 6090–6100.
- [139] Awan, H. A. A., Song, Z., Saarakkala, S. E., Hinkkanen, M., “Optimal torque control of saturated synchronous motors: Plug-and-play method”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 54, Br. 6, 2018, str. 6110–6120.
- [140] Pravica, L., Bariša, T., “Torque control of a wind power permanent magnet generator in a flux weakening region”, u zborniku 2017 19th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE). IEEE, 2017, str. 273–278.
- [141] Hasse, K., “Zum dynamischen verhalten der asynchronmaschine bei betriebe mit variabler standerfrequenz und standerspannung”, ETZ-A Bd., Vol. 89, 1968, str. 77.
- [142] Blaschke, F., “The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control system for rotating field machines”, Siemens review, Vol. 34, Br. 1, 1972.
- [143] Zhou, K., Wang, D., “Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based pwm: a comprehensive analysis [three-phase inverters]”, IEEE transactions on industrial electronics, Vol. 49, Br. 1, 2002, str. 186–196.
- [144] Vukosavić, S. N., Perić, L. S., Levi, E., “A three-phase digital current controller with improved performance indices”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 32, Br. 1, 2016, str. 184–193.
- [145] Holtz, J., “Sensorless control of induction machines—with or without signal injection?”,

- IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, Br. 1, 2006, str. 7–30.
- [146] Leggate, D., Kerkman, R., “Pulse-based dead-time compensator for pwm voltage inverters”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, Br. 2, 1997, str. 191-197.
- [147] Pravica, L., Jukić, F., Bariša, T., Stipetić, S., “Interior permanent magnet wind generator torque estimation considering low-pass filter phase shift compensation”, u zborniku 2018 International Symposium on Industrial Electronics (INDEL). IEEE, 2018, str. 1–5.
- [148] Lee, Y., Kwon, Y.-C., Sul, S.-K., “Comparison of rotor position estimation performance in fundamental-model-based sensorless control of pmsm”, u zborniku 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). IEEE, 2015, str. 5624–5633.
- [149] Kaura, V., Blasko, V., “Operation of a phase locked loop system under distorted utility conditions”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, Br. 1, 1997, str. 58–63.
- [150] Teodorescu, R., Liserre, M., Rodriguez, P., Grid converters for photovoltaic and wind power systems. John Wiley & Sons, 2011.
- [151] Rodriguez, P., Luna, A., Candela, I., Teodorescu, R., Blaabjerg, F., “Grid synchronization of power converters using multiple second order generalized integrators”, u zborniku 2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics. IEEE, 2008, str. 755–760.
- [152] Capecchi, E., Guglielmi, P., Pastorelli, M., Vagati, A., “Position-sensorless control of the transverse-laminated synchronous reluctance motor”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, Br. 6, 2001, str. 1768–1776.
- [153] Guglielmi, P., Pastorelli, M., Pellegrino, G., Vagati, A., “Position-sensorless control of permanent-magnet-assisted synchronous reluctance motor”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, Br. 2, 2004, str. 615–622.
- [154] Mehmedović, M., “Relativne jedinice (jedinične vrijednosti) i model sinkronog generatora”, Elektrotehnički fakultet Osijek, Zavod za elektrostrojarstvo, Kolegij: Upravljanje električnim strojevima, 2007.
- [155] Hoang, K., Wang, J., Cyriacks, M., Melkonyan, A., Kriegel, K., “Feed-forward torque control of interior permanent magnet brushless ac drive for traction applications”, u zborniku 2013 International Electric Machines & Drives Conference. IEEE, 2013, str. 152–159.

Popis slika

1.1. Podjela strojeva.2
3.1. Poprečni presjek sinkronog stroja. (a) SPM. (b) IPM. (c) SynRM. (d) PMA-SynRM. 16	
3.2. Koordinatni sustavi za matematički opis sinkronoga stroja.17
3.3. Poprečni presjek IPM-a sa označenim namotima i koordinatim sustavima.20
3.4. Nadomjesna shema IPM-a. (a) d os. (b) q os.23
3.5. Vektorski dijagram IPM-a.24
3.6. Poprečni presjek PMA-SynRM-a sa označenim namotima i koordinatim sustavima. 25	
3.7. Nadomjesna shema PMA-SynRM-a. (a) d os. (b) q os.27
3.8. Vektorski dijagram PMA-SynRM-a.28
4.1. Krivulja ovisnosti magnetskog toka o struji.32
4.2. Ovisnosti induktiviteta o strujama. (a) $L_d = f(i_d, i_q)$. (b) $L_q = f(i_d, i_q)$32
4.3. Ovisnosti magnetskih tokova o strujama. (a) $\psi_d = f(i_d, i_q)$. (b) $\psi_q = f(i_d, i_q)$. .34	
4.4. Radne krivulje IPM-a na MTPA-a krivulji, strujnom ograničenju i naponskom ograničenju.35
4.5. Radne krivulje PMA-SynRM-a na MTPA-a krivulji, strujnom ograničenju i naponskom ograničenju.36
4.6. Energetska shema pretvarača napona i frekvencije.38
4.7. Aktivni vektori napona na izlazu izmjenjivača prikazani u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu.40
4.8. Klasična struktura vektorskog upravljanja sinkronim strojem.40
4.9. Stvarni dq i estimirani $\hat{d}q$ rotirajući koordinatni sustav.41
4.10. Aproksimacija vektora napona $\mathbf{u}_{\alpha\beta[k]}^*$ u proizvoljnom k -tom koraku sklapanja. (a) Prikaz vektora. (b) Upravljački signali IGBT-a.42
5.1. Energetska shema pretvarača tijekom isprekidanoga načina rada IPM-a.46
5.2. Nadomjesna shema IPM-a tijekom kratkoga spoja. (a) d os. (b) q os.47
5.3. Valni oblici tijekom isprekidanoga načina rada. (a) Inducirani napon. (b) Struja u $\alpha\beta$ koordinatnom sustavu.48

5.4.	Uzorkovanje struje tijekom isprekidanoga načina rada [44].48
5.5.	Valni oblici struje kratkoga spoja i uzorkovane struje tijekom isprekidanoga načina rada. (a) α os. (b) β os.49
5.6.	Estimacija brzine vrtnje i položaja rotora IPM-a tijekom isprekidanog i trajnog načina rada.53
6.1.	Strukturna shema regulatora struje kratkoga spoja.56
6.2.	Regulator struje kratkoga spoja za <i>IPM</i> #1 pri $I_D^* = 0,003$ p.u. (a) Referentna i mjerena struja kratkoga spoja. (b) Struja i uzorkovana struja.57
6.3.	Regulator struje kratkoga spoja za <i>SPM</i> #1 pri $I_D^* = 0,005$ p.u. (a) Referentna i mjerena struja kratkoga spoja. (b) Struja i uzorkovana struja.58
6.4.	Regulator struje kratkoga spoja za <i>IPM</i> #2 pri $I_D^* = 0,005$ p.u. (a) Referentna i mjerena struja kratkoga spoja. (b) Struja i uzorkovana struja.58
6.5.	Regulator struje kratkoga spoja za <i>SPM</i> #2 pri $I_D^* = 0,005$ p.u. (a) Referentna i mjerena struja kratkoga spoja. (b) Struja i uzorkovana struja.58
6.6.	Stvarna i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (a) <i>IPM</i> #1. (b) <i>SPM</i> #1. (c) <i>IPM</i> #2. (d) <i>SPM</i> #2.60
6.7.	Simulacijski odzivi <i>IPM</i> #1 pri $I_D^* = 0,008$ p.u. (a) Stvarna i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Struja i uzorkovana struja.61
6.8.	Strukturna shema automatskog podešenja struje kratkoga spoja.62
6.9.	Dijagram toka korištenje automatskog podešenja struje kratkoga spoja tijekom puštanja u pogon.62
6.10.	Simulacijska ispitivanja automatskog podešenja za <i>IPM</i> #1. (a) Referentna vrijednost struja kratkoga spoja. (b) Stvarna i estimirana vrijednost brzine vrtnje.	.63
6.11.	Simulacijska ispitivanja automatskog podešenja za <i>SPM</i> #1. (a) Referentna vrijednost struja kratkoga spoja. (b) Stvarna i estimirana vrijednost brzine vrtnje.	.63
6.12.	Simulacijska ispitivanja automatskog podešenja za <i>IPM</i> #2. (a) Referentna vrijednost struja kratkoga spoja. (b) Stvarna i estimirana vrijednost brzine vrtnje.	.64
6.13.	Simulacijska ispitivanja automatskog podešenja za <i>SPM</i> #2. (a) Referentna vrijednost struja kratkoga spoja. (b) Stvarna i estimirana vrijednost brzine vrtnje.	.64
7.1.	Energetska shema pretvarača tijekom isprekidanog načina rada SynRM-a.67
7.2.	Estimacija brzine vrtnje i položaja rotora SynRM-a tijekom isprekidanoga načina rada.70
7.3.	Estimacija brzine vrtnje i položaja rotora SynRM-a tijekom trajnog načina rada.	.73
8.1.	Shema ispitne stanice u Laboratoriju električnih strojeva.75
8.2.	Fotografija dijela ispitne stanice u Laboratoriju električnih strojeva.77
8.3.	Shema ispitne stanice u Laboratoriju regulacije električnih strojeva.79

- 8.4. Fotografije dijelova ispitne stanice u Laboratoriju regulacije električnih strojeva. (a) Ispitivani SynRm i opteretni stroj. (b) Ispitivani IPM i opteretni stroj. (c) Ispitni izmjenjivač i akvizicijski sustav.82
- 8.5. Struje IPM-a tijekom isprekidanoga načina rada mjerene sustavom za akviziciju.83
- 8.6. Leteći start IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,33$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjereni moment. (d) Mjereni i estimirani kut.83
- 8.7. Leteći start IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,05$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Mjereni i estimirani kut.84
- 8.8. Leteći start IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,33$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjereni moment. (d) Mjereni i estimirani kut.85
- 8.9. Leteći start IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,5$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjereni moment. (d) Mjereni i estimirani kut.85
- 8.10. Leteći start IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,67$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjereni moment. (d) Mjereni i estimirani kut.86
- 8.11. Promjena brzine vrtnje IPM-a s $\omega_{re} = 0,33$ p.u. na $\omega_{re} = 0,5$ p.u. tijekom isprekidanoga načina rada. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Period vođenja.87
- 8.12. Promjena brzine vrtnje IPM-a s $\omega_{re} = 0,33$ p.u. na $\omega_{re} = 0,5$ p.u. tijekom isprekidanoga načina rada. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Period vođenja. (c) Greška kuta. (d) Referentna i mjerena vrijednost struje kratkoga spoja.88
- 8.13. Promjena brzine vrtnje IPM-a s $\omega_{re} = 0,5$ p.u. na $\omega_{re} = 0,67$ p.u. tijekom isprekidanoga načina rada. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Period vođenja. (c) Greška kuta. (d) Referentna i mjerena vrijednost struje kratkoga spoja.88
- 8.14. Uklop IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,33$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjerene struje. (d) Mjereni i estimirani kut.89
- 8.15. Uklop IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,33$ p.u. s kompenzacijom kašnjenja digitalnog sustava. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjerene struje. (d) Mjereni i estimirani kut.90
- 8.16. Uklop IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,33$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjerene struje. (d) Mjereni i estimirani kut.90

- 8.17. Uklop IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,5$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjerene struje. (d) Mjereni i estimirani kut.91
- 8.18. Uklop IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,67$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjerene struje. (d) Mjereni i estimirani kut.91
- 8.19. Trajni rad IPM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,33$ p.u. i promjenom momenta s $M^* = 0$ p.u. na $M^* = 0,2$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Referentna i estimirana vrijednost momenta. (d) Referentne i mjerene struje u dq sustavu.93
- 8.20. Trajni rad IPM-a s promjenom brzine vrtnje s $\omega_{re} = 0,33$ p.u. na $\omega_{re} = 0,4$ p.u. i referentnom vrijednosti momenta $M^* = 0,2$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Referentna i estimirana vrijednost momenta. (d) Referentne i mjerene struje u dq sustavu.93
- 8.21. Trajni rad IPM-a s promjenom brzine vrtnje s $\omega_{re} = 0,33$ p.u. na $\omega_{re} = 0,83$ p.u. i referentnom vrijednosti momenta $M^* = k_M \omega_{re}^2$. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjerena vrijednost momenta. (d) Mjerene struje u dq sustavu.94
- 8.22. Struja i napon SynRM-a tijekom isprekidanoga načina rada mjerene sustavom za akviziciju. (a) Struja u β osi. (b) Napon u α osi.95
- 8.23. Uzorkovana struja SynRM-a tijekom isprekidanoga načina rada. (a) Struja u α osi. (b) Struja u β osi.96
- 8.24. Leteći start SynRM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,5$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjereni moment. (d) Mjereni i estimirani kut.96
- 8.25. Promjena brzine vrtnje SynRM-a s $\omega_{re} = 0,5$ p.u. na $\omega_{re} = 0,33$ p.u. tijekom isprekidanoga načina rada. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta.97
- 8.26. Promjena brzine vrtnje SynRM-a s $\omega_{re} = 0,33$ p.u. na $\omega_{re} = 0,67$ p.u. tijekom isprekidanoga načina rada. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta.98
- 8.27. Uklop SynRM-a pri brzini vrtnje $\omega_{re} = 0,5$ p.u. (a) Mjerena i estimirana vrijednost brzine vrtnje. (b) Greška kuta. (c) Mjerene struje. (d) Mjereni i estimirani kut.98

Popis tablica

4.1. Aktivni vektori napona na izlazu iz izmjenjivača u ovisnosti o stanju sklopki.39
6.1. Parametri IPM strojeva korištenih za simulacijska ispitivanja.57
8.1. Natpisna pločica ispitivanog IPM stroja u Laboratoriju električnih strojeva.76
8.2. Nazivni podaci ispitnog pretvarača u Laboratoriju električnih strojeva.76
8.3. Natpisna pločica opterećenog stroja u Laboratoriju električnih strojeva.76
8.4. Natpisna pločica ispravljača opterećenog pretvarača u Laboratoriju električnih strojeva.77
8.5. Natpisna pločica izmjenjivača opterećenog pretvarača u Laboratoriju električnih strojeva.77
8.6. Natpisna pločica ispitivanog IPM stroja u Laboratoriju regulacije električnih strojeva.79
8.7. Natpisna pločica ispitivanog SynRM stroja u Laboratoriju regulacije električnih strojeva.80
8.8. Nazivni podaci ispitnog pretvarača u Laboratoriju električnih strojeva.80
8.9. Natpisna pločica opterećenog stroja u Laboratoriju regulacije električnih strojeva.	80
8.10. Natpisna pločica opterećenog izmjenjivača u Laboratoriju regulacije električnih strojeva.81
8.11. Natpisna pločica ispravljača u Laboratoriju regulacije električnih strojeva.81

Životopis

Luka Pravica rođen je 1988. godine u Osijeku. Završio je Elektrotehničku školu u Zagrebu 2006. godine kada upisuje Fakultet elektrotehnike i računarstva Sveučilišta u Zagrebu. Titulu prvostupnika stječe 2010. godine, a magistra inženjera 2012. godine na Zavodu za elektrostrojstvo i automatizaciju. Od prosinca 2012. godine do srpnja 2016. godine bio je zaposlen kao specijalist za elektromotorne pogone u Danieli Systec d.o.o. Glavni zadaci su mu bili puštanje u pogon pretvarača napona i frekvencije te sustava za indukcijsko grijanje čelika, a uspješno je pustio u pogon nekoliko čeličana za dugačke proizvode malih i srednjih presjeka. Od srpnja 2016. godine radi kao asistent na Zavodu za elektrostrojstvo i automatizaciju. Aktivno surađuje u izvođenju laboratorijskih i auditornih vježbi na deset predmeta iz grupa upravljanja električnim strojevima i industrijske automatizacije.

Poslijediplomski studij na Fakultetu elektrotehnike i računarstva upisao je 2016. godine. Objavio je pet znanstvenih radova u časopisima indeksiranim u CC bazi, 11 radova u zbornicima s međunarodnom recenzijom i dva rada na domaćim skupovima. Područje njegovog znanstvenog istraživanja je upravljanje električnim strojevima bez mjernog člana brzine vrtnje. Sudjelovao je u stručnim projektima u suradnji s hrvatskim i inozemnim gospodarstvom. Član je IEEE-a i HRO CIGRÉ.

Aktivno govori i piše engleski jezik. U slobodno vrijeme bavi se akvaristikom i planinarenjem.

Popis radova

Radovi u časopisima

1. Makar M., Pravica L., Kutija M., „Supercapacitor-Based Energy Storage in Elevators to Improve Energy Efficiency of Buildings“. *Applied Sciences*, Vol. 12, Br. 14, 2022, rad 7184.
2. Kutija M., Pravica L., „Effect of Harmonics on Ferroresonance in Low Voltage Power Factor Correction System—A Case Study“. *Applied Sciences*, Vol. 11, Br. 10, 2021, rad 4322.
3. Jukić, F., Pravica, L., Bariša, T., Sumina, D., „Flying-start and continuous operation of a permanent-magnet wind generator based on discontinuous currents, discrete second-order

- sliding-mode observer and phase-locked loop“, *IET Renewable Power Generation*, Vol. 14, Br. 1, 2020, str. 90–99.
4. Pravica, L., Sumina, D., Bariša, T., Kovačić, M., Čolović, I., „Flying start of a permanent magnet wind power generator based on a discontinuous converter operation mode and a phase-locked loop“, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 65, Br. 2, 2017, str. 1097–1106.
 5. Bariša, T., Sumina, D., Pravica, L., Čolović, I., „Flying start and sensorless control of permanent magnet wind power generator using induced voltage measurement and phase-locked loop“, *Electric power systems research*, Vol. 152, 2017, str. 457–465.

Radovi u zbornicima skupova

1. Jukić, F., Pravica, L., Stipetić, S., „Sensorless Synchronization Method For a Grid-Side Converter With an LCL Filter Based On a Sliding Mode Observer and Discontinuous Operating Mode“, *XXV International Conference on Electrical Machines (ICEM 2022)*, Valencia, 2022.
2. Makar, M., Kutija, M., Pravica, L., Šunde, V., „Design Challenges of Bidirectional Interleaved DC-DC Converter for Energy Storage Systems in Elevator Applications“, *2022 IEEE 20th International Conference on Power Electronics and Motion Control (PEMC)*, Gliwice, 2022.
3. Makar, M., Kutija, M., Pravica, L., Jukić, F., „DC/DC Converter Topologies for Elevator Energy Storage Systems Based on Supercapacitors“, *2021 IEEE 35th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)*, Dubrovnik, 2021.
4. Erica, D., Godec, D., Kutija, M., Pravica, L., Pavlič, I., „Analysis of Regenerative Cycles and Energy Efficiency of Regenerative Elevators“, *2021 IEEE 35th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)*, Dubrovnik, 2021.
5. Kutija, M., Pravica, L., „Electric Power Quantities in the Presence of Harmonics – A Case Study“, *2020 IEEE 19th International Conference on Power Electronics and Motion Control (PEMC)*, Gliwice, 2021.
6. Kutija, M., Pravica, L., Godec, D., Erica, D., „Regenerative Energy Potential of Roped Elevator Systems – A Case Study“, *2020 IEEE 19th International Conference on Power Electronics and Motion Control (PEMC)*, Gliwice, 2021.
7. Pavlič, I., Pravica, L., Kutija, M., Erceg, I., Matuško, J., „Sliding Mode Observers Combined with Locked Loop Techniques for Sensorless Vector Controlled Synchronous Reluctance Machines“, *2020 IEEE 19th International Conference on Power Electronics and Motion Control (PEMC)*, Gliwice, 2021.
8. Kutija, M., Pravica, L., „Osvrt na dozvoljene razine viših harmonika struje i napona u srednjenaponskoj mreži u RH“, *14. Simpozij o vođenju EES-a*, Online, 2020.

9. Žarković, A., Kutija, M., Stanić, M., Pravica, L., „Jalova snaga u nelinearnim mrežama“, *14. savjetovanje HRO CIGRE*, Šibenik, 2019.
10. Pravica, L., Jukić, F., Bariša, T., Stipetić, S., „Interior Permanent Magnet Wind Generator Torque Estimation Considering Low-Pass Filter Phase Shift Compensation“, *2018 International Symposium on Industrial Electronics (INDEL)*, Banja Luka, 2018.
11. Pravica, L., Kutija, M., Sumina, D., „Permanent Magnet Generator q-axis Inductance Adaptation Using High-Frequency Signal Injection“, *19th International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, Lyon, 2018.
12. Pravica, L., Bariša, T., „Torque Control of a Wind Power Permanent Magnet Generator in a Flux Weakening Region“, *2017 19th International Conference on Electrical Drives and Power Electronics (EDPE)*, Dubrovnik, 2017.
13. Jukić, F., Sumina, D., Pravica, L., Kuzle, I., „Practical Approach for Parameter Determinations of Interior Permanent Magnet Generator“, *17th IEEE International Conference on Smart Technologies IEEE EUROCON 2017*, Ohrid, 2017.

Istraživačke studije i stručni elaborati

1. Kutija, M., Pravica, L., „Funkcijsko ispitivanje sustava za mjerenje djelatne električne energije u postrojenju tvrtke Selk d.d.“, 2020.
2. Kutija, M., Pravica, L., „Harmonička izobličenja struje i napona u TS Kuljani i TS Unčani I“, 2020.
3. Kutija, M., Pravica, L., „Analiza harmoničkih izobličenja struja i napona u transformatorskoj stanici TS6 tvrtke Vetropack Straža d.d.“, 2020.
4. Kutija, M., Pravica, L., „Analiza harmoničkih izobličenja struja i napona u postrojenju tvrtke Knauf Insulation d.o.o. nakon ugradnje aktivnog filtra“, 2019.
5. Kutija, M., Pravica, L., Sumina D., „Analiza harmoničkih izobličenja struja i napona u postrojenju tvrtke Knauf Insulation d.o.o.“, 2018.

Curriculum vitae

Luka Pravica was born in Osijek in 1988. He graduated from the School of Electrical Engineering in Zagreb in 2006 and then enrolled in the Faculty of Electrical Engineering and Computing at the University of Zagreb. He earned his bachelor's degree in 2010 and his master's degree in engineering in 2012 at the Department of Electric Machines, Drives, and Automation. From December 2012 to July 2016, he was employed as an electrical drives specialist at Daniel Systec d.o.o. His main tasks were commissioning variable frequency drives and induction heating systems for steel, and he successfully commissioned several steel mills for long products of small and medium sections. Since July 2016, he has been an assistant at the Department of Electric Machines, Drives, and Automation. He is actively participating in conducting laboratory and auditory exercises for ten subjects in the fields of electrical machine control and industrial automation.

In 2016, he enrolled in postgraduate studies at the Faculty of Electrical Engineering and Computing. He has published five scientific papers in journals indexed in the CC database, eleven papers in proceedings with international review, and two in domestic meetings. His scientific research area is the sensorless control of electrical machines. He has participated in professional projects in cooperation with Croatian and foreign companies. He is a member of IEEE and HRO CIGRÉ.

