

Univerzitet u Beogradu

Elektrotehnički fakultet

Nikola, Z, Popov

Određivanje temperature i otpornosti
namotaja rotora asinhronne mašine na
osnovu analize statorskih napona i struja

doktorska disertacija

Beograd, 2015. godine.

University of Belgrade
Faculty of Electrical Engineering

Nikola, Z, Popov

Estimation of Rotor Resistance and
Temperature of Induction Machine Based
on Analysis of Terminal Voltages and
Currents

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2015.

PODACI O MENTORU I ČLANOVIMA KOMISIJE

Mentor:

Prof. dr Slobodan N. Vukosavić, redovni profesor, Univerzitet u Beogradu,
Elektrotehnički fakultet

Članovi komisije:

Prof. dr Slobodan N. Vukosavić, redovni profesor, Univerzitet u Beogradu,
Elektrotehnički fakultet

Prof. dr Zoran Lazarević, redovni profesor, Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički
fakultet

Prof. dr Darko Marčetić, vanredni profesor, Univerzitet u Novom Sadu, Fakultet
tehničkih nauka

Prof. dr Željko Đurović, redovni profesor, Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički
fakultet

Prof. dr Miodrag Popović, redovni profesor, Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički
fakultet

Datum odbrane: _____

Određivanje temperature i otpornosti namotaja rotora asinhronne mašine na osnovu analize statorskih napona i struja

Rezime:

Merenje temperature asinhronih mašina u pogonu je od velike važnosti za postizanje optimalnih uslova eksploatacije. Zagrevanje mašina iznad određenih temperatura može dovesti do skraćivanja veka mašina pa čak i do uništenja. Postojeće tehnike za merenje temperature mašina svode se na direktno ili indirektno merenje temperature. Direktno merenje temperature statora moguće je fizičkim postavljanjem senzora na stator dok se temperatura rotora veoma teško meri direktno. Indirektno merenje uključuje određene algoritme koji koriste ili termičke ili električne parametre kako bi izračunali temperaturu. Opravdanost korišćenja termičkih modela se javlja tek razvojem digitalnih signal procesora koji se koriste za upravljanje pretvaračima za napajanje mašina, međutim uslovi rada veoma utiču na preciznost takvih metoda. Merenje temperature korišćenjem električnih veličina najčešće se svodi na injektovanje test signala u mašinu kako bi se izvršila estimacija temperaturno zavisnih parametara na osnovu koje se može izračunati temperatura. Takve tehnike su opravdane samo u slučajevima gde se ne očekuju visoke performanse pogona jer se injektovanjem test signala stvaraju oscilacije u elektromagnetskom momentu.

Skoriji razvoj digitalnih signal procesora je doveo do toga da su brzine rada procesora i perifernih jedinica takve da mogu odgovoriti veoma zahtevnim aplikacijama u kojima se zahteva brzina i visoka tačnost. Ovim se pre svega misli na radni takt koji prelazi frekvenciju od 300 MHz, brzinu odabiranja analogno digitalnim konvertorima od preko 2 MS i sa rezolucijom konverzije i do 16 bita kao i uključivanjem *DMA*¹ jedinica u okviru perifernih jedinica. Takođe, sve je veći broj primena u kojima se zahtevaju veoma visoki propusni opsezi u regulacionim petljama struje, brzine i pozicije te se projektuju motori sa veoma malim rasipnim induktivnostima. Energetski pretvarači koji se koriste za napajanje ovakvih pogona imaju sve više frekvencije komutacija kako tehnologija proizvodnje silicijumskih

¹ Direct Memory Access

komponentata napreduje. Frekvencije komutacija se sve češće postavljaju i iznad 10 kHz što se do skora nije praktikovalo u industriji.

U ovoj tezi predstavljen je metod za merenje temperature rotora neinvazivnim putem i bez korišćenja dodatnih senzora. Oslanja se na okolnost da modulirani naponi, koje daju energetski pretvarači, sadrže u spektru određene komponente na povišenim frekvencijama usled svog impulsnog karaktera. To omogućava da se ovakva inherentna perturbacija posmatra kao test signal koji već postoji u mašini i da merenjem napona i struja na povišenim frekvencijama postoji mogućnost za ocenu parametara. Prisustvo struja od nekoliko kHz do nekoliko desetina kHz stvara značajno veći uticaj skin efekta na rotorskom namotaju nego na statorskom što rezultuje uvećanjem rotorske otpornosti čak i nekoliko desetina puta. Na povišenim frekvencijama karakteristike magnetskih materijala postaju veoma nelinearne. Zbog toga je neophodno analizirati pojave u mašini i na osnovu toga načiniti određene linearizacije kako bi predloženi model bio primenjiv. Temperatura se može odrediti poređenjem temperaturno zavisnih parametara mašine na različitim temperaturama. Poređenjem otpornosti ulazne impedanse na 10 kHz može biti vrlo nepouzdana usled fazne greške u odabiranju napona i struja. Analizom elektromagnetskih pojava u frekvencijskoj oblasti sa jakim prisustvom *skin* efekta, zaključuje se da otpornost i reaktansa postaju jednake. Ovo važi samo ako su frekvencije manje od onih na kojima se parazitni efekti ne mogu zanemariti. To omogućava određivanje temperature poređenjem modula impedanse pa se na taj način izbegava greška usled fazne greške u merenju. Poznavanjem temperature može se u realnom vremenu vršiti korekcija rotorske otpornosti kao parametra koji se koristi u regulacionim petljama.

U tezi se nalazi opsežna analiza postojeće literature na osnovu koje se utvrđuju polazne hipoteze na osnovu kojih se formira metod. Eksperimentalnim rezultatima pokazuje se da je opisani metod i to korišćenjem 4 različita asinhrona motora kao i 2 različita pretvarača za napajanje koji daju veoma različite spektre izlaznog napona.

Ključne reči:

Naučna oblast: Tehničke nauke, elektrotehnika

Uža naučna oblast: Energetski pretvarači i pogoni

UDK broj: 621.3

Estimation of Rotor Resistance and Temperature of Induction Machine Based on Analysis of Terminal Voltages and Currents

Abstract:

Monitoring of temperature of induction motor drives during operation is of great importance for achieving optimal conditions. Machine overheating may result in reduction of the machine lifetime or, in the worst case in destruction of the machine. Existing techniques for measuring temperature of induction machine are based on direct or indirect measuring. Direct measurement of stator temperature can be obtained by using a physical sensor placed in stator slots where direct measurement of rotor is very difficult to achieve. Indirect measurement is based on usage of certain algorithms that need correct thermal or electrical parameters in order to accurately calculate temperature. Usage of machine's thermal model demands high computing speed and can be very accurate, but is prone to error caused by working conditions that can greatly affect the accuracy of these methods. Temperature measurements using electrical quantities usually use a test signal injection method in order to measure temperature-dependant parameters of a machine, which can further be used to calculate the temperature. Such techniques can be used only in cases where the high performance of drive is not required because test signal injection can generate oscillations in torque.

Recent development of digital signal processors has created a new application segment, where response time and accuracy of high speed processors and peripheral units satisfies requirements certain of very demanding applications. This primarily refers to clock frequencies exceeding 300 MHz, and sampling speed of analog to digital converters of over 2 MS per second and conversion resolution of up to 16 bits as well as the inclusion of DMA engines within the peripheral units. Also, increasing number of applications requiring very high bandwidth of regulation current loop, and speed and position loops resulted in design of machines with very low leakage inductance. Power converters used to power these drives have higher frequency switching technology following the advances in silicon components manufacturing. Switching frequency has risen above 10 kHz, which until recently was a rarity.

In this thesis a non-invasive method for measuring rotor temperature without using additional sensors is presented. It relies on the fact that modulated voltages supplied by power converters include a specific component in the spectrum at higher frequencies, due to impuls nature of output voltage of converter. This allows these inherent perturbations, that already exists in the machine, to take place as a test signal. Voltage and current at high frequencies, in order of several kHz to several tens of kHz resulting in much higher impact of *skin* effect in rotor circuit than in stator. This fact allows that the temperature obtained on the basis of terminal voltages and currents interpret as rotor temperature dominantly. In high frequency range properties of core materials are getting very nonlinear. It is necessary to analyze the electromagnetic phenomena in machine in order to select the frequency range in which certain linearisation can be made so described method could be applied. Temperature can be obtained by comparing temperature dependant parameters from different temperatures. Comparing the resistance of input impedance at 10 kHz, can be very unreliable due to phase error in sampling voltages and currents. Analysis of electromagnetic phenomena can be concluded that in a frequency area with high *skin* effect impact, resistance and reactance of rotor circuit becomes equal. This is valid only if frequency is lower than frequency where parasitic capacitance can not be neglected. This allows to calculate temperatures by comparing impedance modules so error in temperature calculation due to phase error can be avoided. Obtaining reliable information of rotor temperature can be used in real time to compensate for rotor resistance as parameter used in control loops or for protection.

This thesis contains an extensive analysis of existing literature which leads to initial hypothesis of described method. Experimental results shows that described method can be applied on 4 different type of induction machines and 2 different types of converters with different voltage modulations.

Keywords:

Scientific area: technical science, electrical engineering

Specific scientific area: power converters and drives

UDK number: 621.3

Sadržaj

1. Uvod	1
1.1. Kratak sažetak	1
1.2. Pregled literature i postojećih algoritama za ocenu temperature rotora.....	3
1.3. Opis predloženog algoritma	12
1.4. Struktura teze	13
2. Analiza elektromagnetskih pojava u mašini na povišenim frekvencijama	15
2.1. Uticaj potiskivanja struje na otpornost i induktivnost provodnika u žlebu kružnog preseka	16
2.2. Uticaj potiskivanja struja u pravougaonom provodniku na otpornost i induktivnost.....	26
2.3. Rezime.....	30
3. Analiza gubitaka u gvožđu	31
3.1. Frekventna zavisnost gubitaka u gvožđu	31
3.2. Temperaturna zavisnost gubitaka u gvožđu	38
3.3. Zaključak.....	39
4. Zamenska šema i definisanje frekvencijskog opsega od interesa za primenu algoritam	41
4.1. Zamenska šema za ustaljena stanja	41
4.2. Frekventni opseg od značaja za predloženi algoritam	44
4.3. Rezime.....	46
5. Algoritam za izračunavanje temperature rotora korišćenjem signala statorskih napona i struja.....	48
5.1. Polazne osnove.....	48
5.1.1. Mogućnost merenja ulazne impedanse mašine	49
5.1.2. Struktura ulazne impedanse	49
5.1.3. Uticaj opterećenja na vrednost impedanse	50
5.2. Uticaj fazne greške na mogućnost merenja temperature.....	53
5.3. Opseg promene impedanse u zavisnosti od temperature	56
5.4. Analiza spektralnog sastava modulisanih napona.....	57
5.4.1. Sinusna širinska modulacija	58
5.4.2. Sigma-delta	61
5.5. Merenje impedanse na povišenim frekvencijama	63
5.6. Izdvajanje temperature iz merene impedanse	67

5.7. Blok dijagram algoritma za ocenu temperature i otpornosti.....	69
5.8. Diskusija o mogućnosti praktične implementacije	71
5.9. Rezime.....	74
6. Opis eksperimentalne postavke	75
6.1. Blok dijagram eksperimentalne postavke	75
6.2. Energetski pretvarači korišćeni u eksperimentu	76
6.3. Merni sistem korišćen u eksperimentu.....	81
6.4. Sistem za akviziciju i obradu signala korišćen u eksperimentu	83
6.5. Korišćeni motori u eksperimentu	84
6.6. Kontrolno merenje temperature rotora korišćeno u eksperimentu.....	86
6.7. Tok eksperimenta	87
6.8. Obrada signala u offline režimu.....	90
6.9. Rezime.....	91
7. Rezultati eksperimenta i verifikacija rada algoritma za proračun temperature rotora.....	92
7.1. Rezultati primene algoritma na asinhronim motorima napajanim pretvaračem sa sigma-delta modulacijom.....	93
7.2. Rezultati primene algoritma na asinhronim motorima napajanim pretvaračem sa širinskom modulacijom (Pulse Width Modulation).....	107
7.3. Rezultati primene algoritma na signalima dobijenim sa sinhronog motora	123
7.4. Rezime eksperimentalnih rezultata	124
8. Zaključak.....	128
9. Literatura	132
Biografija	141

Lista slika

- Slika 1. Najčešće korišćeni oblici rotorskih žlebova koji sadrže delove kružne i pravougaone geometrije.
- Slika 2. Poprečni presek provodnika kružnog poprečnog preseka u žlebu.
- Slika 3. Raspodela struje jačina 1 A po površini kružnog provodnika poluprečnika 10 mm u zavisnosti od rastojanja od ose provodnika .
- Slika 4. Zavisnost dubine prodiranja od frekvencije za bakar, aluminijum i gvožđe.
- Slika 5. Zavisnost normalizovane vrednosti realnog i imaginarnog dela impedanse od faktora m u provodniku kružnog poprečnog preseka.
- Slika 6. Relativno uvećanje realnog dela impedanse u zavisnosti od frekvencije struja u provodniku kružnog poprečnog preseka za nekoliko različitih poluprečnika provodnika.
- Slika 7. Relativno uvećanje imaginarnog dela impedanse u zavisnosti od frekvencije struja u provodniku kružnog poprečnog preseka za nekoliko različitih poluprečnika provodnika.
- Slika 8. Relativno uvećanje modula impedanse u zavisnosti od frekvencije struja u provodniku kružnog poprečnog preseka za nekoliko različitih poluprečnika provodnika.
- Slika 9. Relativno uvećanje realnog dela impedanse u zavisnosti od frekvencije struja u provodniku kružnog poprečnog preseka za nekoliko različitih poluprečnika provodnika kakvi se najčešće sreću u statorskim namotajima asinhronih mašina
- Slika 10. Linije magnetskog polja u punom provodniku smeštenog u pravougaoni žleb.
- Slika 11. Raspodela gustine struje 1A po visini provodnika dimenzija 10 mm x 20 mm.
- Slika 12. Zavisnost normalizovane vrednosti realnog i imaginarnog dela impedanse od faktora m u provodniku pravougaonog poprečnog preseka.
- Slika 13. Raspodela magnetske indukcije u motoru pri efektivnoj vrednosti struje od 2.8 A i 50 Hz.
- Slika 14. Raspodela magnetske indukcije u motoru pri efektivnoj vrednosti struje od 0.14 A i 10 kHz (5 % od 2.8 A).
- Slika 15. Zamenska šema za niske frekvencije .

- Slika 16. Zamenska T šema za ustaljena stanja, formirana za fundamentalne frekvencije.
- Slika 17. Zamenska T šema za visoke frekvencije.
- Slika 18. Pojednostavljena zamenska šema za visoke frekvencije
- Slika 19. Blok dijagram ulaznih i izlaznih veličina algoritma za ocenu temperature i otpornosti rotorskog kola.
- Slika 20. Kružni dijagram asinhronne mašine u motornom radu.
- Slika 21. Relativna promena modula rotorske impedanse u zavisnosti od temperature.
- Slika 22. Vektor impedanse na 20 kHz sa vremenskim kašnjenjem u merenju od $1\mu\text{s}$ (oko 7°).
- Slika 23. Vektor impedanse na 40 kHz sa vremenskim kašnjenjem u merenju od $1\mu\text{s}$ (oko 14°).
- Slika 24. Međusobni odnosi modula impedansi rotorskog kola pri različitim temperaturama.
- Slika 25. Spektar izlaznog međufaznog napona dobijen primenom sinusne širinske modulacije sa frekvencijom nosioca od 10 kHz.
- Slika 26. Spektar fazne struje dobijen primenom sinusne širinske modulacije.
- Slika 27. Spektar fazne struje u logaritamskoj raspodeli, dobijen primenom sinusne širinske modulacije.
- Slika 28. Spektar izlaznog međufaznog napona dobijen primenom *sigma-delta* modulacije.
- Slika 29. Spektar fazne struje dobijen primenom *sigma-delta* modulacije.
- Slika 30. Spektar fazne struje u logaritamskoj raspodeli, dobijen primenom *sigma-delta* modulacije.
- Slika 31. Primena *moving average* filtera sa težinskim koeficijentima.
- Slika 32. Frekvencijski odziv impedanse dobijena deljenjem spektra napona spektrom struje pri širinski modulisanom naponu napajanja, frekvencije nosioca 10 kHz.
- Slika 33. Frekvencijski odziv impedanse dobijena primenom opisanog filtera pri širinski modulisanom naponu napajanja, frekvencije nosioca 10 kHz.
- Slika 34. Blok dijagram algoritma za ocenu temperature i otpornosti rotorskog namotaja

- Slika 35. Merni sistem statorskih napona i struja sa pojedinačnim funkcijama prenosa
- Slika 36. Blok dijagram eksperimentalne postavke za evaluaciju rada algoritma za ocenu temperature
- Slika 37. Blok dijagram MOT09 eksperimentalne postavke sa energetskim pretvaračem DS2000
- Slika 38. Izgled eksperimentalne postavke koja uključuje pretvarač *DS2000*, asinhroni motor i *PC* računar za davanje komande.
- Slika 39. Blok dijagram pretvarača *IRADK 10* sa prikazom mogućeg zadavanja reference.
- Slika 40. Realan izgled pretvarača *IRADK 10*.
- Slika 41. Struktura *sigma-delta* modulatora realizovana na pretvaraču *IRADK 10*.
- Slika 42. Šema mernog sistema sa konekcijama ka statorskim priključcima i ka sistemu za akviziciju signala.
- Slika 43. Zavisnost permeabilnosti od intenziteta magnetskog polja.
- Slika 44. Spektar napona sa sigma-delta modulacijom na motoru MOOG FASY-063-V pri ambijentalnoj temperaturi.
- Slika 45. Spektar struje sa sigma-delta modulacijom na motoru MOOG FASY-063-V pri ambijentalnoj temperaturi.
- Slika 46. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 63, 85 i 97 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora MOOG FASY-063-V pri frekvenciji odabiranja od 25 MHz bez dodatnog filtriranja.
- Slika 47. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 63, 85 i 97 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora MOOG FASY-063-V pri frekvenciji odabiranja od 25 MHz.
- Slika 48. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 63, 85 i 97 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora MOOG FASY-063-V pri frekvenciji odabiranja od 10 MHz.
- Slika 49. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 63, 85 i 97 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora MOOG FASY-063-V pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.

- Slika 50. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 65, 91 i 134 stepena, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora SEVER 1ZK80A4 pri frekvenciji odabiranja od 25 MHz ns.
- Slika 51. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 63, 81 i 112 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora SEVER 1ZK80A4 pri frekvenciji odabiranja od 10 MHz ns.
- Slika 52. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 71, 103 i 113 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora SEVER 1ZK80A4 pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz ns.
- Slika 53. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 46 i 60 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora SEVER 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 25 MHz.
- Slika 54. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 45 i 57 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora SEVER 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 10 MHz.
- Slika 55. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 43 i 53 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora SEVER 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.
- Slika 56. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 49, 56, 87 i 91 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora CESET pri frekvenciji odabiranja od 25 MHz.
- Slika 57. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 51, 56, 90 i 92 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora CESET pri frekvenciji odabiranja od 10 MHz.
- Slika 58. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 52, 55, 88 i 98 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora CESET pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.
- Slika 59. Spektar napona sa širinskom modulacijom na motoru MOOG FASY-063-V pri ambijentalnoj temperaturi.

- Slika 60. Spektar struje sa širinskom modulacijom na motoru MOOG FASY-063-V pri ambijentalnoj temperaturi.
- Slika 61. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 63, 87 i 98 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora MOOG FASY 063-V pri frekvenciji odabiranja od 25 MHz.
- Slika 62. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 63, 77 i 93 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora MOOG FASY 063-V pri frekvenciji odabiranja od 10 MHz.
- Slika 63. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 63, 68 i 88 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora MOOG FASY 063-V pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.
- Slika 64. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 75, 75 i 89 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja motora Sever 1ZK80A4 pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.
- Slika 65. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 67, 83 i 118 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja motora Sever 1ZK80A4 pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.
- Slika 66. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 60, 77 i 77 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja motora Sever 1ZK80A4 pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.
- Slika 67. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 46 i 60 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 2.5 kHz motora Sever 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 25 MHz.
- Slika 68. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 46 i 61 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 2.5 kHz motora Sever 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 10 MHz.
- Slika 69. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 46 i 63 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 2.5 kHz motora Sever 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.

- Slika 70. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 46 i 66 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 5 kHz motora Sever 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 25 MHz.
- Slika 71. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 46 i 61 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 5 kHz motora Sever 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 10 MHz.
- Slika 72. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 46 i 63 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 5 kHz motora Sever 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.
- Slika 73. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 46 i 67 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 10 kHz motora Sever 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 25 MHz.
- Slika 74. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 46 i 64 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 10 kHz motora Sever 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 10 MHz.
- Slika 75. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 46 i 62 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 10 kHz motora Sever 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.
- Slika 76. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 44, 56, 80 i 92 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 10 kHz motora CESET pri frekvenciji odabiranja od 25 MHz.
- Slika 77. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 45, 55, 77 i 91 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 10 kHz motora CESET pri frekvenciji odabiranja od 10 MHz.
- Slika 78. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 43, 55, 74 i 90 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 10 kHz motora CESET pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.
- Slika 79. Spektar napona napajanja sinhronog vučnog motora na kome je testiran i verifikovan algoritam ocene temperature

Slika 80. Zavisnost impedanse od frekvencije sinhronog vučnog motora na kome je testiran algoritam ocene temperature.

Slika 81. Grafički prikaz računatih u odnosu na merene temperature, procentualnih grešaka i apsolutnih grešaka.

Lista tabela.

- Tabela 1. Zavisnost faktora m od frekvencije za nekoliko različitih poluprečnika kružnih rotorskih štapova.
- Tabela 2. Zavisnost faktora m od geometrije i frekvencije za materijal aluminijum.
- Tabela 3. Klase izolacije asinhronih mašina.
- Tabela 4. Karakteristike motora korišćenih u eksperimentu.
- Tabela 5. Opis korišćenih temperaturnih senzora.
- Tabela 6. Procedura za sprovođenje eksperimenta.
- Tabela 7. Merene i računate temperature motora MOOG FASY-063-V sa sigma-delta modulisanim naponom napajanja.
- Tabela 8. Merene i računate temperature motora SEVER 1ZK80A4 sa sigma-delta modulisanim naponom napajanja.
- Tabela 9. Merene i računate temperature motora SEVER 1ZK160M8/2 sa sigma-delta modulisanim naponom napajanja.
- Tabela 10. Merene i računate temperature motora CESET sa sigma-delta modulisanim naponom napajanja.
- Tabela 11. Merene i računate temperature motora MOOG FASY 063-V sa širinski modulisanim naponom napajanja frekvencije nosioca 10 kHz.
- Tabela 12. Merene i računate temperature motora Sever 1ZK80A4 sa širinski modulisanim naponom napajanja frekvencije nosioca 5 kHz.
- Tabela 13. Merene i računate temperature motora Sever 1ZK160M8/2 sa širinski modulisanim naponom napajanja frekvencije nosioca 2.5 kHz.
- Tabela 14. Merene i računate temperature motora Sever 1ZK160M8/2 sa širinski modulisanim naponom napajanja frekvencije nosioca 5 kHz.
- Tabela 15. Merene i računate temperature motora Sever 1ZK160M8/2 sa širinski modulisanim naponom napajanja frekvencije nosioca 10 kHz.
- Tabela 16. Merene i računate temperature motora CESET sa širinski modulisanim naponom napajanja frekvencije nosioca 10 kHz.

1. Uvod

U ovom poglavlju je dat sažetak disertacije. Uz to će biti prikazan i kraći osvrt na trenutno stanje u oblasti iz koje je disertacija, pregledom relevantne i aktuelne literature. Ukratko je opisan naučni osnov i opravdanost predloženog načina za ocenu temperature i otpornosti koji je obrađen u okviru ove disertacije.

1.1. Kratak sažetak

Predmet naučne rasprave u okviru disertacije je procena temperature i otpornosti rotorskog namotaja asinhronih mašina u toku rada. Analiziraju se asinhronne mašine sa kratko spojenim rotorom (*Squirrel Cage Induction Machine*) napajane iz energetskih pretvarača sa ciljem da se predloži novi, neinvazivni metod za ocenu temperature i otpornosti rotorskog namotaja. Metod je zasnovan na merenju terminalnih napona i struja koji se imaju na statorskim priključcima i ne uključuje upotrebu senzora i dodatnih veza. Predloženi neinvazivni postupak ima za cilj praćenje temperature rotora asinhronih mašina tokom rada sa visokom tačnošću, kako u svrhe zaštite mašine tako i u cilju kompenzacije promene parametara mašine i povećanja performansi servo upravljanog pogona.

Ocena temperature kao neelektrične veličine, najčešće se vrši merenjem otpornosti i poređenjem sa otpornošću na poznatoj temperaturi. Robusna ocena temperature bazirana na zamenskom kolu za ustaljena stanja ne može biti korišćena iz razloga što parametri motora zavise od uslova rada, a pre svega frekvencije i brzine obrtanja rotora. Upotreba termičkog modela asinhronne mašine može dati dobre rezultate međutim parametri termičkog modela imaju veliku zavisnost od uslova rada mašine. Naime, termičke otpornosti asinhronne mašine u mnogome zavise od uslova odvođenja toplote, te stoga ocena temperature na osnovu termičkog modela nije robusna i ne može biti pouzdana. Robusna ocena temperature može se vršiti putem injekcije test signala u statorske namotaje, međutim takav metod, baziran na injekciji signala može dovesti do neželjenih oscilacija u momentu i do narušavanja performansi upravljanog pogona, što nije prihvatljivo u velikom broju primena.

Jedna od polaznih hipoteza u okviru predložene disertacije je korišćenje postojeće valovitosti napona i struja statora koje nastaju kao posledica impulsnog oblika napona napajanja. Savremeni energetske pretvarači najčešće imaju frekvenciju komutacija energetskih prekidača između 2 i 10 kHz dok u zahtevnim servo aplikacijama prekidačka frekvencija može ići i do 20 kHz. Napon na statorskim priključcima je oblika povorke pravougaonih impulsa i u spektralnom sastavu sadrži dominantne komponente na frekvenciji komutovanja kao i na celobrojnim umnošcima komutacione frekvencije. Posledica takvog napajanja je i to da statorske struje imaju valovitost na frekvenciji komutacija. U zavisnosti od tipa asinhronne mašine valovitost struja može da se kreće i do 10 %. Predloženi metod u okviru disertacije koristi valovitost napona i struje na višim frekvencijama kao perturbaciju signala i postojeća valovitost uzima ulogu injektovanog test signal. Terminalni naponi i struje poseduju spektralne komponente na frekvenciji komutacija, bočne komponente koje su posledice geometrije statora i rotora, kao i komponente na umnošcima frekvencije komutacija. Obradom spektra signala napona i struja može se dobiti frekvencijski odziv ulazne impedanse mašine koji u sebi sadrži informaciju o temperaturno zavisnim parametrima. Naime, realan deo impedanse izvesno sadrži informaciju o vrednostima statorskih i rotorskih otpornosti kao i vrednosti ekvivalentne otpornosti na kojoj se razvija snaga elektromehaničkog pretvaranja (čija se aktivna snaga predstavlja snagu pretvaranja u mehanički rad). Bazirano na prethodno navedenom, u doktorskoj disertaciji se predlaže metod koji analizom spektra impedanse daje podatak o temperaturi, koji pri tom ne uključuje poznavanje svih parametara mašine i ne zahteva injektovanje test signala.

Konstrukcija asinhronih mašina sa kratko spojenim rotorom podrazumeva znatno veće preseke provodnika koji se imaju na rotoru u odnosu na statorske provodnike. Posledica toga je prisustvo efekta potiskivanja struja (*Skin effect*) u značajno većoj meri na rotorskom namotaju nego na statorskom. U oblasti viših frekvenciji, u kojoj se nalazi i prekidačka frekvencija, ima se znatno veće povećanje impedanse rotorskog namotaja nego impedanse storskog namotaja. Prethodna konstatacija predstavlja osnov za određivanje temperature rotorskog namotaja analizom terminalnih (statorskih) napona i struja jer se usled *skin* efekta, u impedansi merenoj sa statorske

strane, pri višim frekvencijama izdvajaju kao dominantani članovi upravo parametri rotorskog kola.

Određivanje spektra impedanse u oblasti komutacione frekvencije nije moguće uraditi jednostavnim deljenjem spektra napona spektrom struje. U oblasti komutacione frekvencije u realnim signalima napona i struja prisutni su šumovi i bočni harmonici tako da je deljenjem dva spektra veoma teško dobiti upotrebljiv i pouzdan podatak o vrednosti impedanse. Predloženi metod treba da bude robustan u pogledu postojanja faznih kašnjenja u merenju napona i struja, ograničene rezolucije prilikom digitalizacije merenih signala kao i u pogledu transportnih kašnjenja i prisustva šuma, naročito u merenju signala struje. U tezi je predstavljen algoritam koji uzima u obzir prethodno navedeno i izdvaja iz oblika struja i napona informaciju o temperaturi rotora.

1.2. Pregled literature i postojećih algoritama za ocenu temperature rotora

Mašine naizmenične struje su u savremenoj industriji sve više zastupljene, za razliku od mašina za jednosmernu struju. Razlog tome su značajno povoljnije elektromehaničke osobine kao što su efikasnost, pouzdanost, odsustvo obrtnog mehaničkog komutatora a često i jednostavnost sistema napajanja. Veoma su zastupljene asinhronne mašine projektovane za rad na mrežnom naponu međutim sve su zastupljenije mašine projektovane za napajanje putem energetske pretvarača. Specifičnost konstrukcije i smanjivanje induktivnosti rasipanja omogućavaju veće propusne opsege regulacionih petlji. Zaštita električnih mašina, pre svega u industrijskim procesima, rezultuje velikim uštedama. Studije pokazuju [1] da je 10% kvarova na asinhronim motorima u industriji posledica kvarova na rotoru bez obzira da li je kvar električne ili mehaničke prirode. Izuzimajući mehaničke aspekte i posmatrajući samo električne, na rotoru se dešava oko 20% kvarova. Takođe vidi se da je procenat kvarova na motorima manjih snaga oko 3 puta manji nego na motorima većih snaga, dok se motori u aplikacijama sa manjim brzinama duplo češće kvare nego motori u aplikacijama sa većim brzinama. Konstrukcija rotora je relativno jednostavna i čine je 3 glavna dela, vratilo, magnetsko kolo sastavljeno od nanizanih limova i kavez

najčešće od nalivanog aluminijuma. Kao takav, rotor je vrlo robusna celina i očekivano je da ima manji broj kvarova nego na statoru. Uzroci kvarova na rotoru su u najvećoj meri posledica zagrevanja rotora što može uzrokovati kratke spojeve između rotorskih limova i štapova, zamor materijala usled većeg broja ciklusa zagrevanja čak i pucanje rotorskih šipki usled prekomernog pregrevanja. Takođe, statistika pokazuje [2] da se kvarovi na kaveznom rotoru asinhronne mašine dešavaju u 3.5% slučajeva kao i da se po učestalosti kvarova u vrhu nalaze aplikacije sa manjim brzinama obrtanja motora. Otkazi asinhronih mašina usled kvarova na statorskoj strani dešavaju se 3 do 4 puta češće nego usled kvarova na rotorskoj strani. Razlog za takav odnos leži pre svega u tome što se u industriji u većini slučajeva i dalje koriste motori napajani mrežnim naponom gde su radne brzine bliske sinhronoj brzini, kada je statorski namotaj osetljiviji od rotorskog. Naime, priroda elektromagnetskih procesa je takva da se rotor napreže najviše u procesu zaletanja mašine [3]. Tada se u rotoru javljaju struje nekoliko puta veće od nominalne, frekvencije 10 do 20 puta više od frekvencije klizanja, što za posledicu ima višestruko povećanje disipacije, uvećanje elektromagnetskih sila koje deluju na rotorske šipke, povećano naprezanje kao i lokalna zasićenja u rotorskom magnetskom kolu što rezultuje uvećanjem gubitaka usled histerezisa i vihornih struja.

Poznavanje temperature asinhronih mašina neophodno je za nadzor i zaštitu mašina, pogotovo velikih snaga gde ispadi imaju visoku cenu i mogu uzrokovati velike zastoje u proizvodnji. Takođe, informacija o temperaturi pomaže praćenju promena relevantnih parametara u upravljačkim petljama u pogonima sa regulacijom brzine i pozicije. Direktno merenje temperature [4], [5] temperaturnim senzorima podrazumeva dodatno ožičenje, probleme sa postavljanjem i pričvršćivanjem senzora na odgovarajuća mesta i zbog svojih nedostataka često nije opravdano. U pogonima sa motorima velikih snaga gde je cena motora i tehnološkog procesa visoka, opravdano je koristiti direktno merenje temperature. Nasuprot tome, u servo i aplikacijama visokih performansi upotreba temperaturnih senzora i dodatnog ožičenja je potpuno neprihvatljiva i tada se vrši indirektno merenje temperature (estimacija). Algoritmi za estimaciju temperature baziraju se na određivanju vrednosti temperaturno zavisnih parametara mašine i najčešće se svode na određivanje promene u statorskoj ili rotorskoj otpornosti. Očekivano je da takva rešenja daju rezultate pri različitim

uslovima rada, u uslovima praznog hoda kada se imaju male vrednosti struja kao i u uslovima malih brzina obrtanja kada se ima mala elektromotorna sila.

Po pitanju načina estimacije, grubo gledano, algoritmi se mogu podeliti u nekoliko grupa: algoritmi koji koriste parametre zamenske šeme, algoritmi sa termičkim modelom, algoritmi koji koriste injekciju test signala i algoritmi sa opserverima otpornostima namotaja mašine. U narednom delu ukratko su opisane pojedine grupe kroz analizu relevantne literature iz pomenutih oblasti.

1.2.1. Algoritmi bazirani na upotrebi zamenske šeme

Algoritmi za estimaciju temperature upotrebom zamenske šeme uglavnom se svode na određivanje parametara mašine u ustaljenom stanju i na osnovu priraštaja otpornosti daju procenu temperature. U [6] autori predlažu metod za estimaciju temperature statora i rotora zasnovan na jednačinama za ustaljena stanja u kojima figurišu terminalni naponi i struje. Međutim, ovako zasnovan sistem zahteva poznavanje svih ostalih parametara zamenske šeme za ustaljena stanja kao i brzine obrtanja. Takođe, u slučaju većih motora pri različitim klizanjima se ima i različit uticaj efekta potiskivanja struja pa se teže može izdvojiti temperaturna zavisnost tako merene otpornosti. *Lee* i ostali autori [7] predlažu metod baziran takođe na jednačinama za ustaljena stanja gde nude algoritam za ocenu temperature koji uključuje opserver statorske i rotorske otpornosti. Ovakve metode zahtevaju tačno poznavanje ostalih parametara motora kao i tačno merenje napona i struja i faznog pomeraja između njih, što ih čini u praksi teško upotrebljivim.

Pristupi za ocenu temperature u pogonima napajanim mrežnim naponom i napajanim preko pretvarača mogu se razlikovati. Metodi primenjeni na mrežno napajane pogone se svode ili na upotrebu termičkog modela mašine ili na poznavanje parametara zamenske šeme što, uz merenje napona i struja, kao i faznih stavova omogućava određivanje temperature u ustaljenom stanju. Međutim, pogoni napajani putem energetskih pretvarača poseduju osobinu izbora oblika napona kao i učestanosti. To ih čini znatno pogodnijim za ocenu temperature jer se određene veličine ne moraju meriti već su regulisane. Štaviše, mikroprocesori koji se nalaze u upravljačkim strukturama energetskih pretvarača imaju vrlo veliku procesorsku snagu i u stanju su da realizuju vrlo složene algoritme upravljačkih petlji. U [8] je pokazano da je u

regulisanom pogonu sa vektorskom kontrolom moguće odrediti rotorsku otpornost, što može biti osnov za određivanje srednje temperature rotora. Autori su pokazali da se određenim postavljanjem dq sistema (u pravcu vektora statorske struje) omogućava dobijanje rotorske otpornosti na osnovu parametara motora. Međutim metod nudi izraz koji zavisi od svih parametara motora, napona, struja i brzine, a imajući u vidu i da induktivnost magnetisanja može zavisiti od nivoa fluksa u mašini, metod postaje teško upotrebljiv. Autori u [9] se oslanjaju na zamensku šemu i pokazuju je da estimacija otpornosti u mnogome zavisi od poznavanja parametara mašine. Takođe je pokazano da estimacija temperature asinhronne mašine, zasnovana na analizi priraštaja statorske otpornosti znatno složenija od estimacije koja uzima u obzir rotorsku otpornost jer je algoritam baziran na korišćenju statorske otpornosti nekoliko puta osetljiviji na grešku u poznavanju induktivnosti nego u slučaju rada sa rotorskom otpornošću. U [10] Gao je prikazao način za estimaciju temperature rotora kod motora priključenih na mrežni napon. U radu se takođe predlaže metod za smanjenje greške u estimaciji nastale usled nesimetrije napona napajanja i to korišćenjem direktnog i inverznog zamenskog kola. Na tako postavljen sistem primenjuje spektralnu analizu kako bi izdvojio direktnu komponentu. Uz poznavanje parametara mašine, merenja napona i struja (i njihovim faznim stavovima) i uz merenje brzine obrtanja izdvaja informaciju o temperaturi sa greškom od nekoliko stepeni. Metod u kom se takođe koristi zamenska šema prikazana je u [11] gde autori koriste režim zaletanja mašine i pokazuju da poređenjem kružnih dijagrama pri istoj brzini mogu da ustanove promenu u otpornosti. Kako se radi o poređenju pri istim brzinama uticaj *skin* efekta se ne mora obrađivati jer se promena otpornosti u potpunosti može pripisati promeni temperature. Primene ovog metoda su vrlo ograničene i zahtevaju specifičan režim rada pogona.

Svi algoritmi za estimaciju temperature koji se oslanjaju na parametre zamenske šeme za ustaljena stanja, imaju slične nedostatke. Metodi pokazuju osetljivost na promene parametara zamenske šeme koji se menjaju sa uslovima rada mašine. Induktivnost magnetisanja se menja usled zasićenja magnetskog kola i promene magnetske otpornosti dok se rotorski parametri menjaju sa brzinom obrtanja i klizanjem. Ovakvi metodi, ipak, mogu se koristiti u pogonima sa konstantnim teretima i retkim promenama u radu, dok se za pogone koji imaju veću dinamiku rada ipak koriste drugačije metode ocene temperature.

Opisani metodi koji se koriste za estimaciju temperature, bazirani na određivanju priraštaja otpornosti, zapravo daju ocenu srednje temperature namotaja. Kao takvi, u većini slučajeva se oslanjaju na poznavanje parametara zamenske šeme što, generalno, ima lošu osobinu jer zahteva vrlo precizno poznavanje ostalih parametara mašine.

1.2.2. Određivanje temperature korišćenjem termičkog modela

Određivanje temperature mašine kao i raspodele temperature unutar mašine moguće je izvršiti korišćenjem termičkog modela. Ukoliko se pretpostavi da su poznati svi parametri termičke šeme i ukoliko se vrlo precizno definišu izvori toplote, osnovano je pretpostaviti da ovakvi metodi mogu dati vrlo precizne informacije o temperaturi. *Mellor* i *Turner* u [12] i [13] predlažu termički model mašine koji je zasnovan na 8 linearnih diferencijalnih jednačina koji, za razliku od metoda baziranih na FEM (*Finite Element Method*) zahteva manje procesorske snage. Predstavljena je relativno jednostavna termička mreža koja ima za cilj da omogući određivanje temperature sa visokom tačnošću. Model uzima u obzir aksijalno i radijalno strujanje vazduha kao i efekte prenosa toplote sa krajeva namotaja na obližnje delove mašine. Međutim u ovim radovima nije najbolje rešena problematika određivanja snage gubitaka. Snaga gubitaka se dominantno razvija u magnetskom kolu i u namotajima gde je od presudnog značaja poznavanje otpornosti, struje i napona. Međutim usled promene temperature dolazi do promene otpornosti pa nije adekvatno smatrati električnu otpornost konstantnom kao što su autori predložili. Takođe, priroda gubitaka u magnetskom kolu je takva da vremenom može doći do promene specifičnih gubitaka usled starenja mašine i konstantnog stresa koji se ima na statorskom i rotorskom magnetskom kolu. Generalno, nedostatak velikog broja rešenja sa termičkim modelom je problem promene parametara termičke šeme usled promene uslova rada mašine, smanjenja brzine, ukočenog rotora, kvara na sistemu za ventilaciju itd. Takođe, termički modeli se formiraju za klase motora koje definiše karakteristična konstrukcija. Motori većih snaga imaju značajno različit pristup konstruisanju i izradi te formiranje termičkog modela za takve mašine postaje veoma komplikovana i teško upotrebljivo.

Autori u [14] i [15] predstavljaju pojednostavljenu termičku mrežu baziranu na modelu koji je predložen u [12] i [13]. Između ostalog oni koriste termičku mrežu sa

manje termičkih otpora i pretpostavljaju da je unutrašnji izvor toplote ravnomerno raspoređen. Međutim nije predloženo rešavanje glavnih nedostataka metoda sa termičkim modelom. Autori u [16] pokazuju da je moguće termički model pojednostaviti. Dobijeni eksperimentalni rezultati su relativno precizni međutim metod je primenjen samo na ustaljena stanja. Rad sa višom dinamikom i promenama u termičkom modelu ni u ovom radu nije predložen. Kral u [17] vrši detaljno merenje temperature i poredi sa rezultatima CFD simulacije (*Computational Fluid Dynamics*) u kojoj je zanemario snagu disipacije u gvožđu rotora. Dobijeni rezultati pokazuju da se čini greška u oceni temperature namotaja statora od oko 10 stepeni pa se postavlja pitanje opravdanosti upotrebe ovog, relativno složenog, rešenja. U [18] Kral i ostali autori predlažu kombinovani metod za određivanje temperature asinhronne mašine sa sopstvenim hlađenjem, koja se oslanja na pozitivne aspekte termičkog modela asinhronne mašine i zamenske šeme asinhronne mašine. Procenu temperature na osnovu zamenske šeme vrši u situacijama kada postoji opterećenje mašine, čime je u mogućnosti da prevaziđe negativne karakteristike termičkog modela (oblasti malih brzina, kvara na ventilatoru itd.) dok termički model koristi u režimima sa malim teretom, gde metod baziran na zamenskoj šemi ima veliku grešku. Iako nije uzet u obzir efekat potiskivanja struja na rotorskim štapovima, pokazano je da ovakav metod daje zavidne rezultate sa greškom do 10 °C i to na motorima od 1.5 do 210 kW. Kod mašina većih snaga efekat potiskivanja struja na rotorskoj strani ne bi trebalo zanemarivati imajući u vidu preseke rotorskih štapova koji se imaju kod motora snaga većih od nekoliko kW. Iz [19], [20], [23], [24] i [25] se može zaključiti da je *skin* efekat na rotoru asinhronnih mašina neizbežan i često nezanemariv, kao posledica geometrije i dimenzija rotorskih žlebova. Kod motora manjih snaga *skin* efekat je prisutniji kod većih opterećenja (većeg klizanja) međutim kod motora većih snaga *skin* efekat je izražen i pri manjim opterećenjima. Kod motora sa dubokim žlebovima ili sa dvostrukim kavezom ovaj efekat je naročito prisutan. *Eltom* i *Moharari* su u [26] predstavili modifikovani metod ocene temperature mrežno napajanog motora kombinacijom termičkog i električnog modela mašine, koji uključuje korekciju snage gubitaka na rotoru usled postojanja *skin* efekta. Eksperiment je rađen na motoru od 13 kW i korišćen je vrlo jednostavan termički model motora. Rotor su predstavili kao mrežu sa distribuiranim parametrima, kombinacijom paralelne veze induktivnosti

rasipanja i otpornosti. Kako je u pitanju bio motor vrlo velike snage, neuravnotežen rad i prelazni procesi mogu trajati vrlo dugo pa se koristi šema direktne i inverzne komponente napona [27]. Tako predstavljen rotor je korišćen za tačnije predstavljanje rotorskih gubitaka koji su dalje korišćeni za ocenu temperature pomoću termičkog modela. Još jedan metod ocene temperature kod mrežno napajanih motora prikazao je Gao u [28]. Vršiti određivanje temperature rotora na osnovu analize spektra struje. Oslanjao se na okolnost da se usled obrtanja menja magnetski otpor mašine u zavisnosti od položaja rotora i detektovao je žlebne harmonike u oblasti frekvencije napajanja. Na taj način estimira brzinu i klizanje i sa tim informacijama, koristeći zamensku šemu, dobija priraštaj otpornosti u zavisnosti od temperature. U ovakvim metodima uz poznavanje parametara mašine potrebno je poznavati i geometriju motora. Eksperimentalni rezultati pokazuju da se greška u oceni temperature kreće oko 10° stepeni uz okolnost da senzor temperature nije postavljen na rotor već na statorski namotaj. Takođe, uticaj *skin* efekta nije uzet u obzir iz razloga što su korišćeni motori malih snaga.

Glavni nedostaci metoda za određivanje temperature zasnovanih na termičkim modelima u vezi su sa promenom parametara termičkog modela u zavisnosti uslova rada mašine kao i sa problemom preciznog određivanja snage gubitaka.

1.2.3. Određivanje temperature injekcijom test signala

U početku su se ovakvi metodi svodili na korišćenje zasebnog naponskog izvora ili uključivanjem u kolo nekog poluprovodničkog elementa na red sa nekom od faza motora. Kako su se razvijali uređaji energetske elektronike, javila se mogućnost da se injekcija signala obezbedi pomoću energetskog pretvarača. Motori napajani energetskim pretvaračima sa širinskom modulacijom imaju mogućnost formiranja oblika napona koji se dovodi na priključke motora. Na taj način je moguće izvršiti injekciju proizvoljnog oblika test signala u statorske namotaje i na osnovu odziva struje vršiti identifikaciju parametara mašine. Injekcija test signala je nepoželjna u mašini zato što se javlja komponenta struje koja stvara neželjenu oscilatornu, komponentu momenta, bilo da se radi o jednosmernom ili naizmjeničnom test signalu. Injekcijom jednosmernog test signala stvara se mogućnost za određivanje vrednosti statorske otpornosti dok se injekcijom naizmjeničnog signala može odrediti i rotorska

otpornost. Međutim, ukoliko se koristi naizmenični test signal na višim frekvencijama moguće je izdvojiti priraštaj otpornosti usled promene temperature nezavisno od postojanja *skin* efekta ali tada i dalje postoje neželjene oscilacije struje i momenta.

Injeksija jednosmernog test signala opisana je u [29], [30] i [31]. *Paice* je u [29] prikazao relativno složen način za injekciju test signala u statorske namotaje motora snage 7.5 kW. Tačnost opisanog metoda zavisi od nivoa injektovane struje. Sa druge strane, nivo injektovane struje u velikoj meri određuje pulsacije momenta. U predloženom načinu estimacije se koriste relativno niske vrednosti injektovanih veličina. *Habetler* i ostali autori u [30] i [31] predlažu metodu u kojoj se povremeno vrši injektovanje jednosmernog naponskog signala, u jednom slučaju generisanog od strane tiristorskog upuštača (*soft starter*) kojim se napaja motor a u drugom slučaju injektovanje obezbeđuje dodatno ugrađeni poluprovodnički prekidač između zvezdišta i jedne faze. Jačina injektovane struje nije zanemariva što za posledicu ima veliku valovitost momenta. U oba slučaja je dobijena zavidna tačnost ali je uočljivo da tokom rada algoritma dolazi do poremećaja u radu mašine. Nedostatak ovakvog načina estimacije temperature je i nemogućnost procene rotorske otpornosti a samim tim i temperature jer se injekcijom jednosmernog signala u statorske namotaje ne ostvaruje odgovarajuća magnetska sprega statora i rotora.

Injektovani naizmenični signal u statorske krajeve motora ostvaruje magnetsku spregu sa rotorskim kolom, stoga, impedansa dobijena na taj način sadrži podatak o zbiru statorske i rotorske otpornosti. Na višim frekvencijama, usled *skin* efekta, dominantno u impedansi učestvuje rotorska otpornost [32]. Izbor frekvencije i amplitude injektovanog signala utiče na tačnost metoda i na oscilacije momenta. Injektovanjem naponskog test signala frekvencije bliske osnovnoj frekvenciji [33], teško je na osnovu odziva izdvojiti uticaj rotorske otpornosti na merenu impedansu. Predloženi metod zahteva precizno poznavanje induktivnosti (što uključuje i režim zasićenja) motora pa se svodi na metode koji se oslanjaju na zamensku šemu. Mogućnost za određivanje induktivnosti pomoću frekvencijskog odziva prikazan je u [34]. U motor se injektuje signal, spektra između 0,1 i 98 Hz i imajući u vidu niskopropusnu prirodu asinhronih mašina, ovaj način je neprihvatljiv za pogone visokih performansi, usled stvaranja pulsacija u momentu na čitavom pojasu frekvencija. Sa povećanjem frekvencije test signala izobličenje statorske struje će biti

manje, a samim tim će se postići manje pulsacije momenta. Na pomenutu okolnost se oslanjaju autori u [35], koji su predstavili način za ocenu temperature asinhronih mašina napajanih energetskim pretvaračima koji injektuju signal na frekvenciji 375 Hz. Takav signal unosi manje oscilacije momenta i kao takav je manje štetan. Metod se, između ostalog, oslanja na praćenje modula impedanse i ugla impedanse (ugla između napona i struje). U tom smislu potrebno je obezbediti adekvatnu poznavanje funkcije prenosa mernog sistema kao i praćenje promena u induktivnosti rasipanja. Takođe, potrebno je kompenzovati kašnjenja koja postoje u prenosu PWM signala.

Neželjene oscilacije momenta prilikom injekcije test signala niže frekvencije se mogu umanjiti povećavanjem frekvencije injektovanog signala. Analiza parametara motora kao i analiza osetljivosti estimacije temperature na kašnjenje merenih signala data je u [36]. Autori su koristili motor snage 1.5 kW i injektovani su po d osi napon od 20 V na frekvenciji od 500 Hz. Kako bi umanjili efekte dodatne disipacije i neželjenu buku, injekcija signala je vršena intermitentno, u trajanju od 10 s svakog minuta. Odabiranje analognih signala je vršeno sa periodom od 100 μ s i to 12-bitnim A/D konvertorom dok se PWM komanda zadaje sa takođe 100 μ s uz mrtvo vreme od 3.5 μ s. U radu je obrađen odziv napona i struja na test signal i na osnovu njega izračunata ekvivalentna impedansa na frekvenciji test signala. Temperatura se estimira na osnovu promena u ekvivalentnoj reaktansi, uz pretpostavku autora da se otpornost i reaktansa sa povećanjem frekvencije asimptotski približavaju istoj vrednosti. Rotorska reaktansa se dobija kao $X_{rhf} = X_{eqhf} - X_{shf}$ gde u subskriptu hf označava da se radi o reaktansama frekvenciji test signala. Uzimajući u obzir konstrukciju statornog namotaja i poprečni presek, pretpostavljaju da nije izražen *skin* efekat te nema uticaja na statorsku induktivnost. Na taj način reaktansa rasipanja statora zavisi linearno od frekvencije. Autori pokazuju da su u pojasu frekvencije, u kojoj se nalazi i frekvencija test signala, reaktansa i otpornost rotora vrlo bliske. Korišćenje reaktanse rotora umesto otpornosti objašnjavaju time što se u oceni reaktanse ima manja greška. U ovim okolnostima veoma je bitno kompenzovati kašnjenja koje postoje na PWM linijama kao i transportna kašnjenja. Takođe, usled mogućeg rada u oblasti u kojoj je nelinearno magnetsko kolo, efekat zasićenja je obavezno uzeti u obzir. Eksperiment u kome je verifikovan predloženi metod koristi merenu temperaturu statora kao referentnu pa se ne može jednostavno govoriti o tačnosti metoda. Međutim i u tim uslovima ima se

odstupanje u estimiranoj temperaturi od 12-15 °C pri nadtemperaturi statora od oko 30 °C. Metod je zasnovan na pretpostavci da se može zanemariti *skin* efekat u statorskim provodnicima. Tako je na frekvencijama test signala opravdana estimacija na osnovu rotorske reaktanse koja se relativno jednostavno dobija. Ovakvi metodi su validni za motore koji su predviđeni za rad na višim naponima. Već kod motora predviđenih za 24, 48 ili 110 V, gde postoje provodnici većih poprečnih preseka, *skin* efekat se ne može zanemariti.

Kašnjenja koja postoje prilikom odabiranja signala i usled PWM modulacije manje su izražena pri nižim frekvencijama test signala. Wu u [37] posmatra zamensku šemu motora za ustaljena stanja i vrši analizu greške određivanja otpornosti u zavisnosti od frekvencije test signala. U obzir uzima mašine napajane iz energetskih pretvarača koji mogu obezbediti injektovanje test signala. Pokazuje da se u opsegu nižih frekvencija (30-80 Hz), može vršiti estimacija otpornosti sa relativno malom osetljivošću na amplitudu struje. Pri brzini od 3396 o/min injektovani su test signali na dve frekvencije, kako bi se ostvarila najmanja greška prilikom ocene statorske i rotorske otpornosti. Dobija se odziv od 22 i 8% nominalne struje na test frekvencijama gde se pri oceni temperature beleži tačnost od oko 5-7%. U predloženom metodu autori zanemaruju uticaj *skin* efekta što može biti opravdano samo u malom broju slučajeva. Takođe, niskofrekventne pulsacije struje mogu prouzrokovati značajna njihanja u momentu i samim tim ugroziti performanse motora napajanog energetskim pretvaračem.

1.3. Opis predloženog algoritma

Imajući u vidu nedostatke i ograničenja koja postoje u prethodno opisanim metodima, u ovoj tezi se predlaže metod za ocenu temperature koji umanjuje negativne strane opisanih metoda. Predloženi način za ocenu temperature bez injekcije test signala, oslanja se na okolnost da u statorskim namotajima postoji određena valovitost struje kao posledica napajanja motora iz energetskog pretvarača. Tako se isključuje potreba za injekcijom dodatnih signala a samim tim se ne narušavaju dodatno performanse pogona. Impulsno-širinski modulisan napon koji se dovodi na priključke motora sadrži povorku impulsa promenljive širine koji obezbeđuju srednju vrednost napona kakva je potrebna za stvaranje odgovarajućeg momenta dok se na visokim

frekvencijama javljaju harmonijske komponente, u zavisnosti od tehnike modulacije napona, koje se tretiraju kao već postojeći test signal. Imajući u vidu da je priroda motora pretežno induktivna, kao posledica pravougaone povorke naponskih impulsa, javlja se struja koje je proporcionalna integralu napona. Opravdano je očekivati da će i struja imati harmonijsku komponentu na frekvenciji gde ima i napon pa se viši harmonici struje mogu smatrati odzivom na već postojeći „test signal“. Deljenjem viših komponenti u spektru napona i struja dobija se frekvencijski odziv impedanse. Analizom komponenata impedanse koje su temperaturno zavisne moguće je izdvojiti podatak o temperaturi, što predstavlja osnov predloženog metoda. Računanjem temperature rotora može se vršiti korekcija vrednosti rotorske otpornosti koja se koristi u upravljačkim petljama. Predloženi algoritam se oslanja i na okolnost da se u određenom pojasu viših frekvencija omska otpornost i reaktansa asimptotski približavaju i postaju gotovo jednake. Pomenuti pojas je sa jedne strane oivičen frekvencijama gde zavisnost omske otpornosti od frekvencije postaje korena funkcija a sa druge strane frekvencijom bliskom određenim rezonantnim pojavama u mašini gde su parazitne kapacitivnosti i dalje zanemarive. Ta pojava omogućava obradu signala sa fokusom na moduo impedanse a ne samo na realan deo, što umanjuje efekte nesavršenosti mernog sistema koji može uneti određena kašnjenja. Kako se radi o analizi viših komponenata u spektru posebna pažnja se daje analizi mernog sistema i unošenju neželjenog kašnjenja u A/D kanalima. U cilju smanjenja negativnih efekata A/D konverzije i kašnjenja u prenosu PWM signala. obrada dobijenih signala ne vrši se samo ne jednoj frekvenciji već na čitavom opsegu frekvencija, od nulte pa do nekoliko umnožaka prekidačke frekvencije.

1.4. Struktura teze

U drugom poglavlju će biti opisane elektromagnetske pojave u mašini pri višim frekvencijama i to za nekoliko standardnih konstrukcija motora. Prikazano je kakav uticaj na parametre motora ima postojanje struja viših frekvencija u namotajima. Analiziran je uticaj *skin* efekta na statorskim i rotorskim provodnicima.

U cilju daljeg formiranja zamenske šeme asinhronne mašine za više frekvencije, u trećem poglavlju je izvršena analiza gubitka u gvožđu asinhronne mašine u zavisnosti od frekvencije i temperature. Kako se predloženi metod bazira na određivanju ulazne

impedanse, ovom poglavlju je posvećena posebna pažnja u cilju definisanja gubitaka u gvožđu na povišenim frekvencijama koji mogu uticati na elemente zamenske šeme.

U četvrtom poglavlju se analizira zamenska šema asinhronne mašine i daje se zavisnost parametara šeme. Takođe, analizom postojeće literature, daje se frekventni opseg u kom se može koristiti šema za opisane potrebe.

Algotiram za izdvajanje temperaturno zavisnih veličina prikazan je u petom poglavlju, gde se temperatura rotora dobija analizom dobijenih priraštaja parametara motora. Takođe, predstavljene su sve polazne pretpostavke korišćene za analizu dobijenih podataka i data je analiza uticaja nesavršenosti mernog sistema na fazna kašnjenja i predložen je način za umanjivanje greške poređenjem modula impedanse umesto poređenja realnih delova impedanse.

Eksperimentalna postavka na kojoj je vršeno prikupljanje velike količine podataka predstavljena je u šestom poglavlju. Način obrade dobijenih eksperimentalnih podataka, takođe je dat u poglavlju 5.

Sedmo poglavlje prikazuje rezultate obrađenih podataka. Eksperimentalnim putem prikazana je i robusnost predloženog algoritma na postojanje kašnjenja u sistemu za akviziciju podataka.

Zaključci i evaluacija predloženog metoda dati su u poglavlju 8. U ovom poglavlju sagledana je i mogućnost primene opisanog metoda kao i mogućnost daljeg usavršavanja. Analiziran je i doprinos u sličnim oblastima gde se očekuje spektralna estimacija.

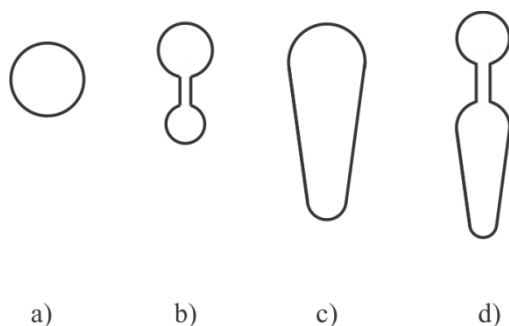
Literatura koja je korišćena tokom izučavanja oblasti i formiranja teze data je u poglavlju 9.

2. Analiza elektromagnetskih pojava u mašini na povišenim frekvencijama

U ovom poglavlju su obrađene elektromagnetske pojave koje su prisutne u najčešćim izvedbama asinhronih mašina i to sa fokusom na srednji opseg frekvencija (1 kHz – 100 kHz). Od interesa su najviše zastupljene konstrukcije asinhronih motora, od standardnih mrežno napajanih motora manjih snaga, preko mašina većih snaga sa dubokim žlebovima ili dvostrukim kavezom pa sve do asinhronih motora konstruisanih za servo pogone visokih performansi.

Elektromagnetne pojave koje se događaju unutar električnih mašina na povišenim frekvencijama utiču na parametre zamenske šeme. Usled postojanja struja viših frekvencija u namotajima statora i rotora izražen je *skin* efekat, koji utiče na omsku otpornost i na induktivnost provodnika. Elektromagnetske pojava na visokim frekvencijama, reda 50 kHz i više, namotaj svode na problematiku talasovoda pa se u namotaju motora imaju razni neželjeni fenomeni, pre svega parazitne kapacitivnosti prema kućištu motora i susednih navojaka. Ove pojave je potrebno analizirati kako bi se odredio pojas frekvencija u kom se može izvršiti linearizacija impedanse.

U zavisnosti od namene, asinhronone mašine imaju različitu geometriju žlebova na statoru i rotoru. Najčešće sretane geometrije (rotorskih) žlebova prikazane su na slici 1.



Slika 1. Najčešće korišćeni oblici rotorskih žlebova koji sadrže delove kružne i pravougaone geometrije.

Na slici 1 sa a) je označen oblik kružnog žleba, sa b) je dat oblik žleba dvostrukog kaveza sa kružnim presekom, c) predstavlja standardni oblik dubokog žleba dok je sa

d) označen oblik žleba dvostrukog kaveza sa dubokim žlebom. Uočava se da su geometrije kombinacija kružnog i pravougaonog poprečnog preseka. Za analizu elektromagnetskih pojava na višim frekvencijama i za ocenu uticaja *skin* efekta na ove geometrije dovoljno je poznavati prirodu uticaja elektromagnetnog talasa na kružni i kvadratni poprečni presek. Iako postoje geometrije žlebova koje su složene, načinjene od kombinacije dve ili više kružno-kvadratne, ispostavlja se da je sasvim dovoljno analizu svesti na onu geometriju koja je najizraženija i koja ima izražen uticaj. U ovoj fazi upotreba matematičke analize konačnih elemenata nije neophodna.

U naredna dva odeljka biće analitički i grafički prikazane zavisnosti električnih parametara mašine i to u slučaju žlebova sa kružnim i kvadratnim poprečnim presekom.

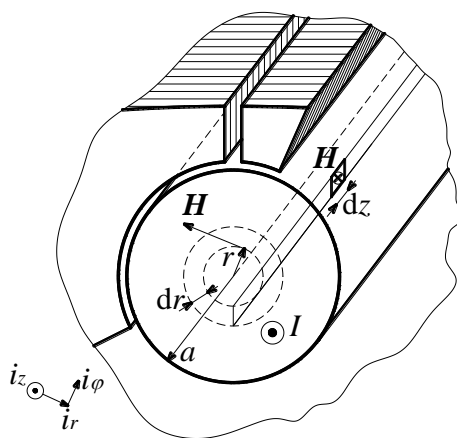
2.1. Uticaj potiskivanja struje na otpornost i induktivnost provodnika u žlebu kružnog preseka

Efekat potiskivanja struje je posledica postojanja rasipnog fluksa koji se uspostavlja kroz sam provodnik, što stvara određeno potiskivanje (koncentrisanje) struje u pojedinim slojevima, ka spoljašnjosti provodnika. Tada se javlja povećanje efektivne otpornosti provodnika u odnosu na otpornost koja se ima pri jednosmernoj struji. Takođe, javlja se promena i u induktivnosti provodnika što će takođe biti obrađeno. Ovaj efekat je izraženiji što je poluprečnik provodnika veći u odnosu na dubinu prodiranja elektromagnetskog talasa na određenoj frekvenciji [19], [20]. Slično se može pokazati za provodnik kvadratnog poprečnog preseka. Naime, ako se posmatra žleb određenih dimenzija u statorskom delu magnetskog kola, postavljanjem *Maxwell*-ovih jednačina za datu konfiguraciju moguće je oceniti efekat potiskivanja struja u zavisnosti od geometrije žleba, frekvencije struje kao i elektromagnetskih karakteristika materijala. Pri tome, ocena efekta potiskivanja struja se svodi na određivanje promene otpornosti i reaktanse provodnika u datom magnetskom kolu.

U praksi je prisutan veći broj različitih konfiguracija statorskih i rotorskih žlebova u zavisnosti od karakteristika i namene mašine. Uopšteno gledano, poprečni preseki žlebova uglavnom podsećaju na krug ili na pravougaonik. Analizu *skin* efekta za

ovakve jednostavnije konfiguracije moguće je sprovesti i analitički na osnovu rezultata u [19], [20]. Takođe, na *skin* efekat utiče i otvor pri vrhu žleba. Ukoliko je žleb zatvoren, čemu se teži u slučajevima kada je potrebna veća induktivnost rasipanja, linije rasipnog fluksa koncentrisane su većim delom kroz gvožđe što u određenoj meri umanjuje efekte potiskivanja struja [19].

Na slici 2 prikazan je provodnik kružnog poprečnog preseka koji je celom svojom površinom postavljen u žleb istog poprečnog preseka. Sa H je označen vektor magnetskog polja, sa E vektor električnog polja dok J predstavlja vektor gustine struje u provodniku. Subskripti r , z i ϕ predstavljaju redom komponente vektora u radijalnom pravcu, u pravcu ose provodnika i tangencijalnu komponentu normalnu na radijalnu.



Slika 2. Poprečni presek provodnika kružnog poprečnog preseka u žlebu.

Ako se uvedu sledeće pretpostavke u skladu sa koordinatnim sistemom sa slike 2

$$\begin{aligned} H_r &= 0, H_z = 0, H_\phi = H, \\ E_r &= 0, E_z = E, E_\phi = 0, \\ J_r &= 0, J_z = J, J_\phi = 0, \end{aligned} \quad (1)$$

moguće je postavljanjem Maxwell-ovih jednačina doći do raspodele struje u provodniku. Osnovne jednačine koje opisuju magnetno i električno polje su

$$\begin{aligned} \operatorname{rot} H &= J, \\ \operatorname{rot} E &= -\mu \frac{\partial H}{\partial t}, \\ E &= \frac{J}{\sigma}. \end{aligned} \quad (2)$$

Konačno, raspodela struja koja postoji u ovakvom provodniku opisana je jednačinom

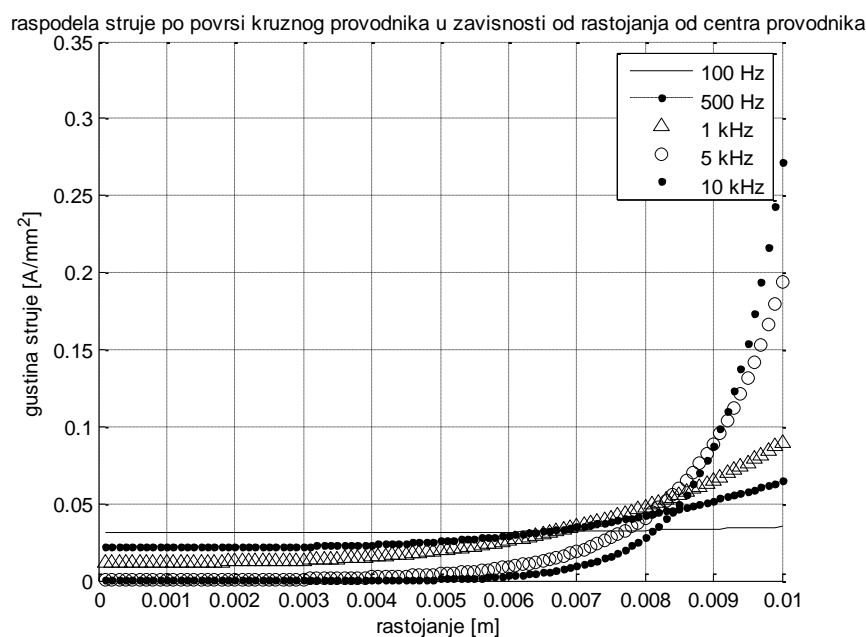
$$\frac{\partial^2 \underline{J}}{\partial x^2} + \frac{1}{x} \frac{\partial \underline{J}}{\partial x} + \underline{J} = 0, \quad x = r \sqrt{-j\omega\mu\sigma}, \quad (3)$$

i čije rešenje se dobija u obliku *Bessel*-ovih funkcija. Sa ω je označena kružna učestanost struja, sa μ magnetska permeabilnost dok σ predstavlja provodnost provodnika sa strujom. Rešenje jednačine ima oblik koji je dat izrazom (4),

$$\underline{J}(x) = \sqrt{-j\omega\mu\sigma} \frac{\underline{I}}{2\pi a} \frac{J_0(\sqrt{-j\omega\mu\sigma} \cdot r)}{J_1(\sqrt{-j\omega\mu\sigma} \cdot a)}, \quad (4)$$

gde su J_0 J_1 Beselove funkcije nultog i prvog reda. Jednačina data izrazom (4) daje zavisnost gustine struje od radialne koordinate r dok je sa a označen poluprečnik provodnika.

Zavisnost struje od poluprečnika provodnika, pri 5 različitih frekvencija, prikazana je na slici 3.



Slika 3. Raspodela struje jačina 1 A po površini kruznog provodnika poluprečnika 10 mm u zavisnosti od rastojanja od ose provodnika .

Na osnovu prethodno dobijenog može se izvesti impedansa provodnika. Ako se primeni linijski integral električnog polja u provodniku dobije se izraz (5),

$$\underline{I}(R + j\omega L) = \int_1^2 \underline{E} dl = \underline{E} l = \frac{\underline{J}(a)}{\sigma} l \quad (5)$$

gde je \underline{E} kompleksna amplituda tangencijalne komponente električnog polja na površini provodnika. Kada se izraz (5) dalje preračuna dobije se (6),

$$R + j\omega L = \frac{1}{\underline{I}} \frac{\underline{J}(a)}{\sigma} l = \frac{1}{\sigma \underline{I}} \frac{\sqrt{-j\omega\mu\sigma} \underline{I}}{2\pi a} \frac{J_0(\sqrt{-j\omega\mu\sigma} a)}{J_1(\sqrt{-j\omega\mu\sigma} a)} l \quad (6)$$

$$\frac{R + j\omega L}{R_0} = \frac{a}{2} \sqrt{-j\omega\mu\sigma} \frac{J_0(\sqrt{-j\omega\mu\sigma} a)}{J_1(\sqrt{-j\omega\mu\sigma} a)}, \quad R_0 = \frac{l}{\pi a^2 \sigma} \quad (7)$$

Izraz (6) predstavlja impedansu kruznog provodnika smeštenog u kružni žleb. Kako ceo izraz (6) zavisi od dužine provodnika (l), korišćenjem okolnosti da i otpornost pri jednosmernoj struji istog provodnika zavisi od dužine, dobija se izraz (7) u kome se se

vidi kolika je normalizovana vrednost impedanse pri naizmeničnoj struji. U literaturi [21] se koristi koeficijent α koji se naziva koeficijent slabljenja i računa se kao

$$\alpha = \sqrt{\mu\sigma\omega}. \quad (8)$$

Kako je ceo izraz (6) kompleksan broj, očigledno je realan deo impedanse omska otpornost dok je imaginarni deo impedanse zapravo reaktansa. Odatle se dobijaju izrazi za normalizovane vrednosti impedanse (9).

$$\frac{R + j\omega L}{R_0} = \frac{a}{2} \sqrt{-j} \sqrt{\omega\mu\sigma} \frac{J_0(\sqrt{-j} \sqrt{\omega\mu\sigma} a)}{J_1(\sqrt{-j} \sqrt{\omega\mu\sigma} a)} = \frac{m}{2} \sqrt{-j} \frac{J_0(\sqrt{-j} \alpha a)}{J_1(\sqrt{-j} \alpha a)}, \quad (9)$$

$$\frac{R + j\omega L}{R_0} = \frac{m}{2} \frac{|J_0(\sqrt{-j} \alpha a)|}{|J_1(\sqrt{-j} \alpha a)|} e^{-j\frac{\pi}{4}} e^{j(\arg(J_0(\sqrt{-j} \alpha a)) - \arg(J_1(\sqrt{-j} \alpha a)))}$$

Ako se uvede koeficijent m koji je jednak proizvodu koeficijenta slabljenja α i poluprečniku a dobija se izraz za normalizovane vrednosti otpornosti i reaktanse (10).

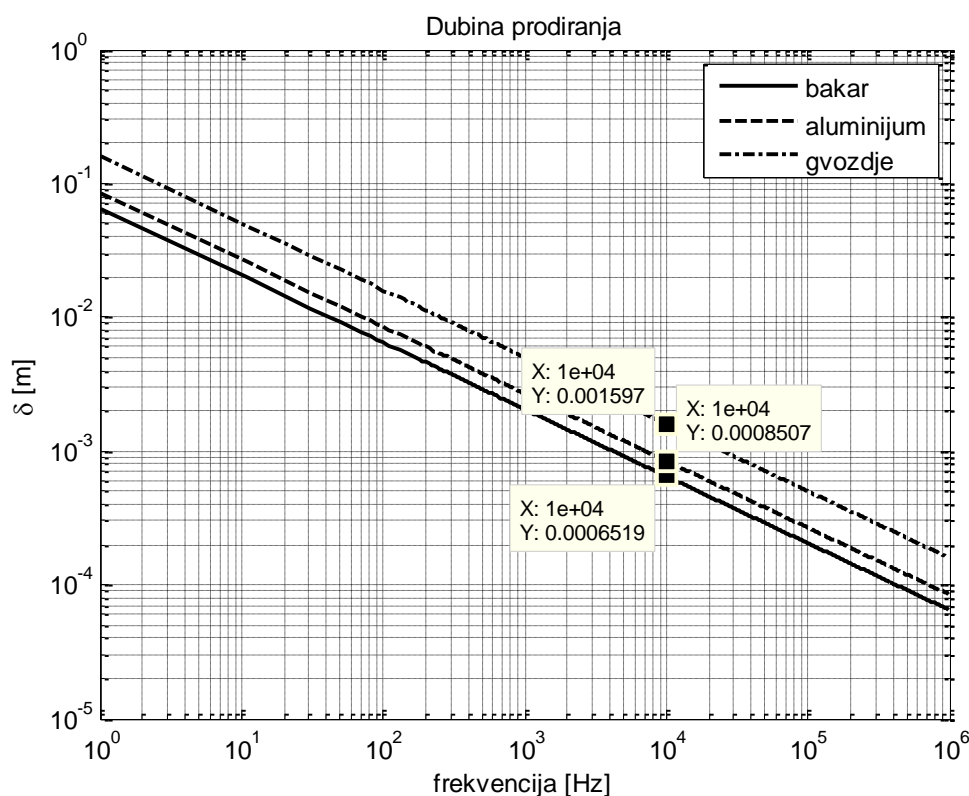
$$\Rightarrow \frac{R}{R_0} = \frac{m}{2} \frac{|J_0(\sqrt{-j} m)|}{|J_1(\sqrt{-j} m)|} \cos\left(\arg(J_0(\sqrt{-j} m)) - \arg(J_1(\sqrt{-j} m)) - \frac{\pi}{4}\right)$$

$$\Rightarrow \frac{\omega L}{R_0} = \frac{m}{2} \frac{|J_0(\sqrt{-j} m)|}{|J_1(\sqrt{-j} m)|} \sin\left(\arg(J_0(\sqrt{-j} m)) - \arg(J_1(\sqrt{-j} m)) - \frac{\pi}{4}\right) \quad (10)$$

Izraz (9) je veoma bitan za dalju analizu i prikazuje normalizovane komponente impedanse u zavisnosti od faktora m koji je obrnuto proporcionalan dubini prodiranja (11).

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} \quad (11)$$

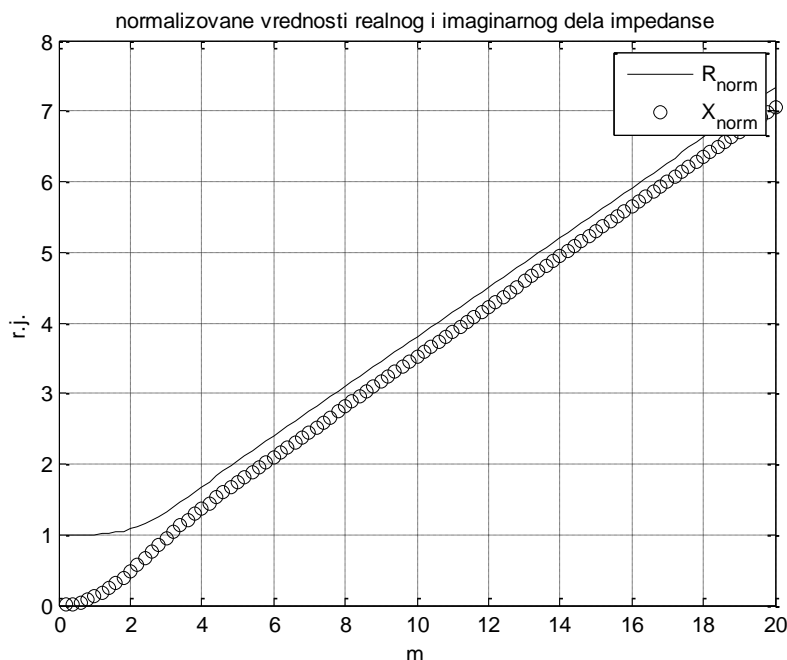
Dubina prodiranja δ je važan faktor u ovoj analizi jer govori na kojoj dubini provodnika se ima dvostruko slabljenje snage upadnog elektromagnetskog talasa. Dubina prodiranja u zavisnosti od frekvencije data je na slici 4 za nekoliko karakterističnih materijala.



Slika 4. Zavisnost dubine prodiranja od frekvencije za bakar, aluminijum i gvožđe.

Sa grafika datog na slici 4 se može videti da se dubina prodiranja elektromagnetskog talasa u bakru i aluminijumu pri frekvenciji od 10 kHz kreće u opsegu od 650-850 μm (bakar i aluminijum su od interesa jer se od njih formiraju namotaji električnih mašina). To znači da će provodnik čiji je poluprečnik samerljiv sa dubinom prodiranja imati zanemariv efekat potiskivanja struja. Statorski namotaj se uglavnom izrađuje od izolovane bakarne žice. Formiranje namotaja, pogotovo višepolnih i višefaznih mašina, zahteva česte prolaskе sekcija iz žleba u žleb što podrazumeva dosta često savijanje provodnika. Iz tog razloga se namotaj statora najčešće formira od bakarne žice poluprečnika ne većeg od 1-1,5 mm što praktično znači da je *skin* efekat u statorskim provodnicima zanemariv za frekvencije reda 10 kHz. Nasuprot tome, rotorski provodnici se često prave od aluminijumskih štapova znatno većih prečnika nego statorski, pa se očekuje znatno veći uticaj potiskivanja struja na rotoru.

U izrazima (9) i (10), otpornost i reaktansa dati su u funkciji faktora m . Grafički prikaz normalizovanog realnog i imaginarnog dela impedanse u zavisnosti od m dat je na slici 5.



Slika 5. Zavisnost normalizovane vrednosti realnog i imaginarnog dela impedanse od faktora m u provodniku kružnog poprečnog preseka.

U realnom slučaju, poluprečnik aluminijumskih rotorskih štapova nije manji od nekoliko milimetara (ne manje od 3mm za motore već preko 1 kW). U [22] se mogu naći vrednosti μ i σ za aluminijum i iznose $\mu_r = 1$, $\sigma = 35$ MS/m. Tako se dobija faktor m koji zavisi samo od frekvencije (na osnovu izraza 9).

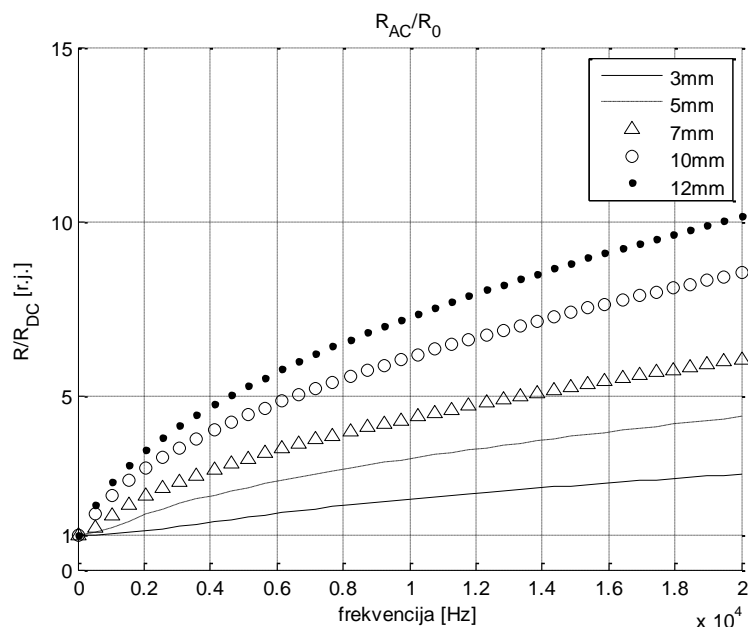
Na slici 5 se vidi da ukoliko je faktor m veći od 3 realan i imaginaran deo impedanse postaju veoma bliski po vrednosti. Ova činjenica važi na opsegu frekvencija u kom se parazitne kapacitivnosti mogu zanemariti. U tabeli 1 prikazane su zavisnosti faktora m od frekvencije, koje se imaju za različite geometrije. Iz tabele se vidi da se za najveći broj geometrija rotora može usvojiti frekvencija od najmanje 2 kHz pri kojoj je realan deo impedanse vrlo blizak imaginarnom. Činjenica da se realna i imaginarna vrednost impedanse asimptotski približavaju jedna drugoj predstavlja jednu od početnih hipoteza na kojima je baziran algoritam predložen u ovoj tezi. Oslanjanje na ovu činjenicu prilikom obrade signala na višim frekvencijama omogućava veći stepen

slobode na taj način što daje mogućnost da se posveti pažnja kako realnom delu impedanse tako i modulu impedanse. Detaljniji opis algoritma dat je u poglavlju 5.

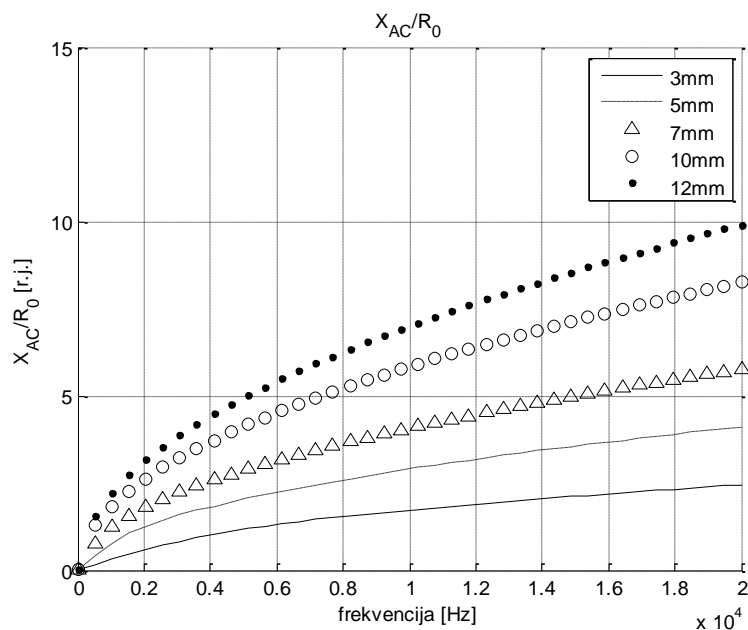
Tabela 1. Zavisnost faktora m od frekvencije za nekoliko različitih poluprečnika kružnih rotorskih štapova.

Poluprečnik a [mm]	3	5	7	10
Frekvencija [Hz]	Faktor m	Faktor m	Faktor m	Faktor m
500	1.115	1.859	2.602	3.717
1000	1.577	2.628	3.680	5.257
1500	1.931	3.219	4.507	6.438
2000	2.230	3.717	5.204	7.434
5000	3.526	5.877	8.228	11.754
10000	4.987	8.312	11.636	16.623

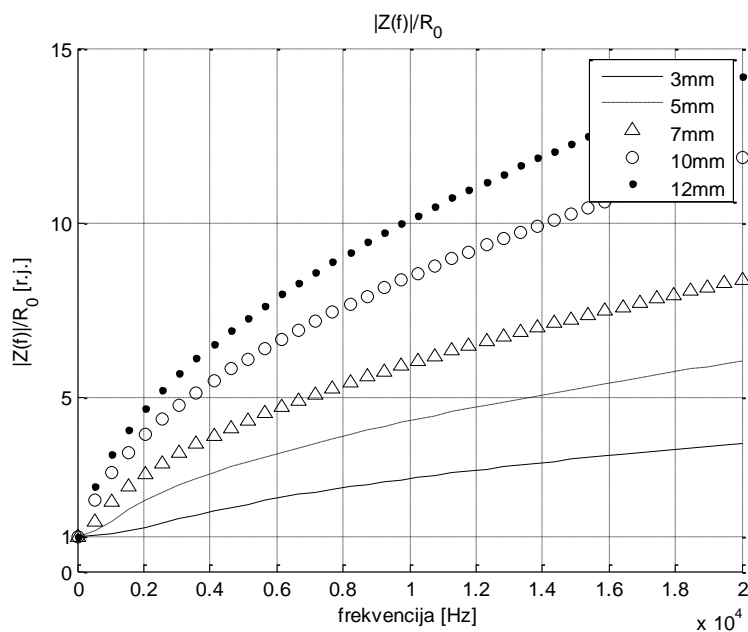
Posmatrajući sliku 5 i pretpostavljajući da su provodnost i permeabilnost konstante, uočava se da je na apscisi zapravo koren frekvencije (faktor m zavisi od korena frekvencije). Na osnovu iznetog kao i iz izraza (9) i (10), zaključuje se da je zavisnost normalizovanih vrednosti realnog i imaginarnog dela zapravo korena funkcija frekvencije, što je grafičko predstavljeno na slikama 6, 7 i 8 za nekoliko različitih poluprečnika.



Slika 6. Relativno uvećanje realnog dela impedanse u zavisnosti od frekvencije struja u provodniku kružnog poprečnog preseka za nekoliko različitih poluprečnika provodnika.



Slika 7. Relativno uvećanje imaginarnog dela impedanse u zavisnosti od frekvencije struja u provodniku kružnog poprečnog preseka za nekoliko različitih poluprečnika provodnika.



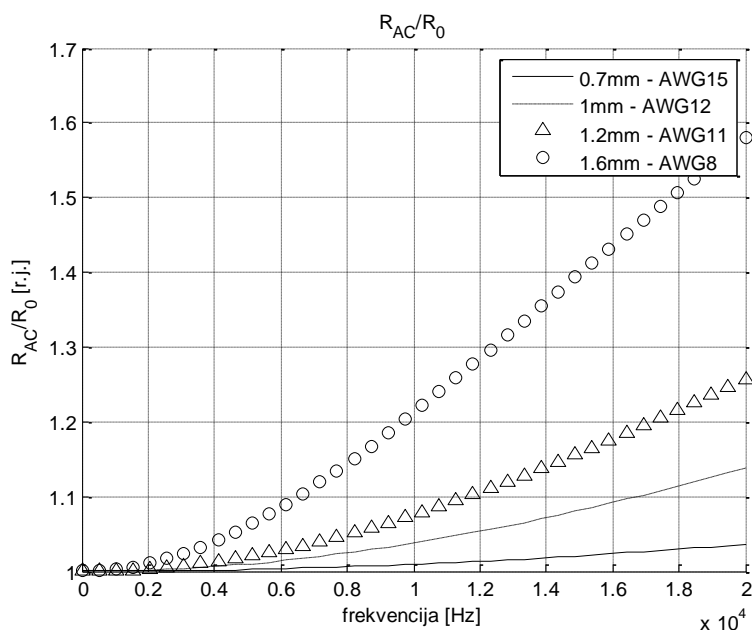
Slika 8. Relativno uvećanje modula impedanse u zavisnosti od frekvencije struja u provodniku kružnog poprečnog preseka za nekoliko različitih poluprečnika provodnika.

U oblasti iznad 2 kHz se može uočiti velika sličnost između grafika sa slika 6 i 7, što je okolnost na koju se oslanja predloženi algoritam. Kako se realan i imaginaran

deo asimptotski približavaju po vrednosti, dobija se da je moduo rotorske impedanse za $2^{1/2}$ veći kako od imaginarnog tako i od realnog dela impedanse.

Statorski provodnici izrađuju se od provodnika znatno manjeg prečnika, kao što je prethodno pomenuto. Da na statorskim provodnicima nije izražen *skin* efekat do frekvencija od nekoliko desetina kHz, vidi se i sa slike gde su prikazane normalizovane otpornosti za nekoliko standardnih poluprečnika bakarne žice (slika 9). Povećanje realne otpornosti od frekvencija od nekoliko desetina kHz je zapravo zanemarivo jer se dimenzije provodnika mogu meriti sa dubinom prodiranja. Provodnici od kojih se najčešće izrađuju statorski namotaji mašina malih i srednjih snaga, imaju poluprečnik u opsegu 0.7 – 1 mm (1.5 – 10 mm² ili AWG15 – AWG8²).

Pri ovoj analizi treba imati u vidu da je ona sprovedena na način kako se to radi za rotorske štapove što ipak nije ista geometrija kao i na statoru. Namotaj statora čini veći broj provodnika, namotan u kanuru (sekciju), koji se smešta u žlebove, za razliku od rotorskog koji najčešće ima jedan provodnik po žlebu.



Slika 9. Relativno uvećanje realnog dela impedanse u zavisnosti od frekvencije struja u provodniku kružnog poprečnog preseka za nekoliko različitih poluprečnika provodnika kakvi se najčešće sreću u statorskim namotajima asinhronih mašina.

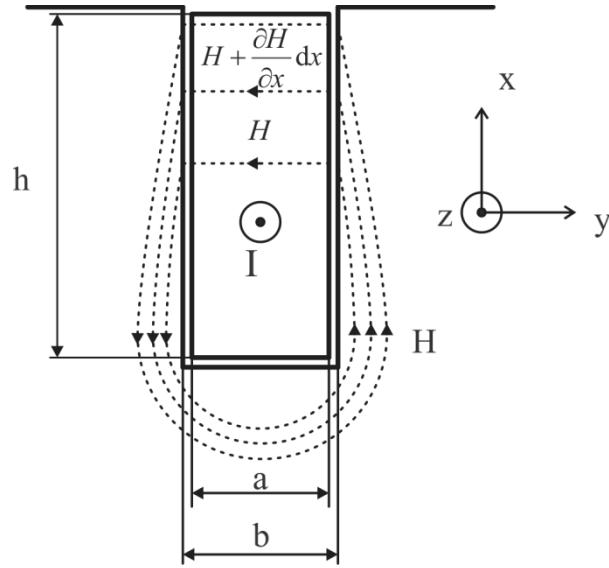
² AWG – American Wire Gauge, američki standard za definisanje površine poprečnog preseka žice, često se koristi u praksi i literaturi.

Na slici 9 se uočava da se pri ovako malim preseccima ima relativno uvećanje otpornosti, u odnosu na otpornost pri jednosmernoj struji, manje od 25% pri 10 kHz, što je u odnosu na slučaj rotora zanemarivo. Vredi napomenuti da iako se sa slike 9 može zaključiti da je zavisnost hiperbolička, ipak pri višim frekvencijama pređe u korenu zavisnost kao što je to slučaj na slici 6 ali pri značajno nižim vrednostima frekvencije.

Zaključak koji se može izvesti na kraju ovog dela je da usled postojanja viših frekvencija struje u provodnicima statora i rotora postoji efektivno uvećanje otpornosti i reaktanse. Kako se temperatura ocenjuje određivanjem priraštaja otpornosti činjenica da se otpornost uvećava nije povoljna i može se tretirati kao poremećaj jer otežava merenje struje. Međutim, ovakva metoda omogućava merenje rotorske temperature oslanjajući se na činjenicu da *skin* efekat unosi značajno veće povećanje otpornosti rotorskih šipki nego statorske žice, tako da merena otpornost na višim frekvencijama predstavlja dominantno rotorsku otpornost. Štaviše, na osnovu slike 5, moguće je meriti samo moduo impedanse na višim frekvencijama, jer je tada poznat odnos otpornosti i reaktanse. Ova okolnost omogućava da se ublaže negativne strane (nesavršenosti) mernog sistema struje i napona koji bi unosom fazne greške u merene signale otežao primenu predložene metode. Uz poznavanje međusobnog odnosa otpornosti i reaktanse merenjem modula impedanse na višim frekvencijama mogu se efikasno izdvojiti temperaturno zavisni priraštaji a samim tim i temperatura.

2.2. Uticaj potiskivanja struja u pravougaonom provodniku na otpornost i induktivnost

Druga karakteristična geometrija koja se može uočiti na žlebovima je pravougaona, prikazana na slici 10. Sa H je predstavljen vektor magnetskog polja dok je sa I predstavljen smer struje u provodniku. Dimenzije provodnika date su sa h (visina) i a (širina) dok je sa b označena širina žleba.



Slika 10. Linije magnetskog polja u punom provodniku smeštenog u pravougaoni žleb.

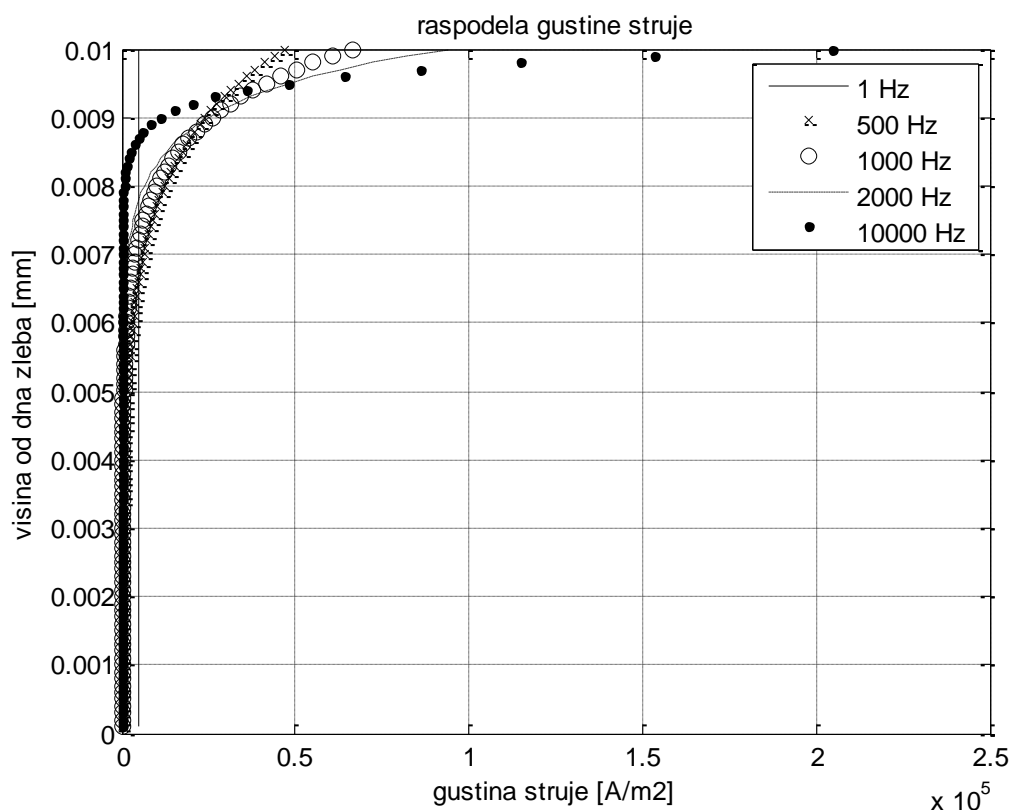
Polazeći od Amperovog zakona i druge *Maxwell*-ove jednačine za kvazistacionarna polja [2029], na sličan način kao što je to prikazano za kružnu provodnik, dolazi se do oblika raspodele struje po površini provodnika je dat kao

$$J(x) = J_{sr} \cdot h \cdot \sqrt{\frac{a}{b} \omega \mu_0 \sigma} \cdot \frac{\cosh\left(\sqrt{2\frac{a}{b} \omega \mu_0 \sigma} \cdot x\right) + \cos\left(\sqrt{2\frac{a}{b} \omega \mu_0 \sigma} \cdot x\right)}{\cosh\left(\sqrt{2\frac{a}{b} \omega \mu_0 \sigma} \cdot h\right) - \cos\left(\sqrt{2\frac{a}{b} \omega \mu_0 \sigma} \cdot h\right)}. \quad (12)$$

Ako se uvede smena da je $m' = (\omega \mu_0 \sigma a / (2b))^{0.5}$ dobija se nešto jednostavniji izraz (13).

$$J(x) = \frac{I}{ah} \cdot h \cdot \sqrt{2m'} \cdot \frac{\cosh(2m' \cdot x) + \cos(2m' \cdot x)}{\cosh(2m' \cdot h) - \cos(2m' \cdot h)} \quad (13)$$

Raspodela struje jačine 1 A u žlebu širina 1 a visine 2 cm prikazana je na slici 11.



Slika 11. Raspodela gustine struje 1A po visini provodnika dimenzija 10 mm x 20 mm.

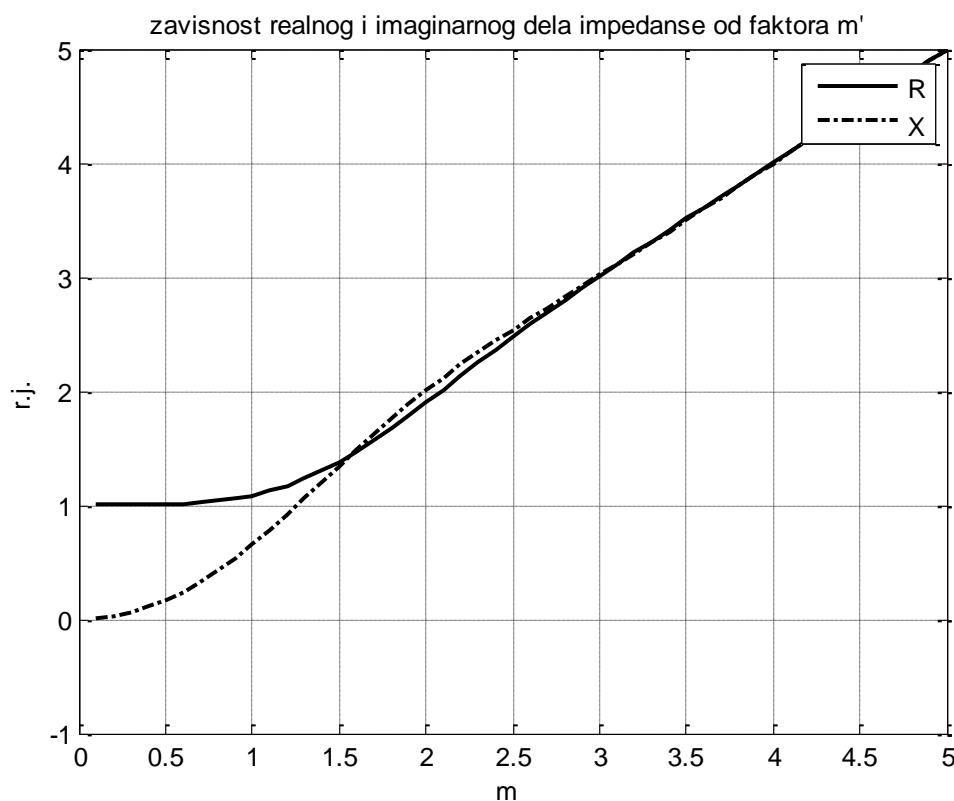
Uočava se da je *skin* efekat prisutan već pri vrlo niskim frekvencijama. Odatle se zaključuje da svaka geometrija na rotoru, kružna, kvadratna ili kombinacija, ima veoma izražen *skin* efekat iz razloga što se provodnici izrađuju od punog preseka pri čemu su dimenzije provodnika značajno veće od dubine prodiranja elektromagnetskog talasa. Kao što je to dato u [20] realan i imaginaran deo impedanse mogu se izraziti kao

$$R(m) = R_0 m \frac{\sinh(\sqrt{2}m) + \sin(\sqrt{2}m)}{\cosh(\sqrt{2}m) - \cos(\sqrt{2}m)}, \quad (14)$$

$$X(m) = R_0 m \frac{\sinh(\sqrt{2}m) - \sin(\sqrt{2}m)}{\cosh(\sqrt{2}m) - \cos(\sqrt{2}m)},$$

ako se usvoji, na sličan način kao u jednačini (9), da je $m = (\omega\mu_0\sigma a/b)^{0.5}h$.

Na narednoj slici prikazana je zavisnost relativne promene otpornosti od faktora m .



Slika 12. Zavisnost normalizovane vrednosti realnog i imaginarnog dela impedanse od faktora m u provodniku pravougaonog poprečnog preseka.

Sa slike 12 se vidi da, kao i u slučaju provodnika sa kružnim poprečnim presekom, realan i imaginaran deo impedanse asimptotski teže istoj vrednosti, ali pri nešto nižim vrednostima faktora m . Kako je geometrija pravougaonog i kružnog provodnika slična, za provodnike pravougaonog poprečnog preseka se može napraviti tabela nalik Tabeli 1, međutim brojevi su veoma sličnog reda veličine pa se može doneti identičan zaključak.

U praksi se retko sreću žlebovi i provodnici potpuno pravougaonog oblika. Naime, statorski namotaj se postavlja u statorske žlebove čiji je oblik blago odstupa od pravougaonog oblika kao što je prikazano na slici 1. U takve žlebove se smešta veći broj navojaka koji čine statorski namotaj. Poprečni preseki statorskih navojaka su relativno mali, najčešće 1-2 mm u prečniku. U tom slučaju *skin* efekat je na statorskim provodnicima zanemarljiv.

2.3. Rezime

Na osnovu svega iznetog u poglavlju 2, može se izvesti zaključak da elektromagnetsko kolo asinhronih mašina, u pogledu dimenzija i korišćenih materijala, pri frekvencijama većim od nekoliko kHz ima određene osobine. Usled postojanja struja povišenih frekvencija u provodnicima dimenzija nekoliko puta većih od dubine prodiranja elektromagnetskog talasa, javlja se fenomen pri kome dolazi do izjednačavanje realnog i imaginarnog dela impedanse. Nasuprot tome, u provodnicima dimenzija samerljivih sa dubinom prodiranja, taj fenomen se ispoljava na značajno višim frekvencijama. Na taj način se može zaključiti da se u rotorskim štapovima, koji se dobijaju ulivanjem istopljenog aluminijuma u rotorske žlebove, realan i imaginaran deo impedanse izjednačavaju za vrednosti faktora m većim od 3. Ovo važi kako sa pravougaoni tako i za kružni poprečni presek provodnika i za sve kombinacije te dve geometrije. Na statorskom namotaju, načinjenom od tanke žice, efekat potiskivanja struja je zanemariv te se očekuje konstantna otpornost, obrnuto srazmerna provodnosti dok je reaktansa statorskog namotaja proporcionalna frekvenciji.

3. Analiza gubitaka u gvožđu

Analiza gubitaka energije u magnetskom kolu mašine ima veoma bitnu ulogu u predstavljenom pristupu ocene temperature analizom parametara na povišenim frekvencijama. Gubici u gvožđu mašine se najčešće predstavljaju omskom otpornošću u zamenskom kolu u grani koja je paralelna grani sa rotorskom otpornošću, te neadekvatno modelovanje snage gubitaka u gvožđu može imati negativan uticaj na rezultat predloženog algoritma.

U ovom odeljku posmatra se priroda gubitaka u magnetskom kolu i od interesa je definisanje frekventne i temperaturne zavisnosti. Na osnovu ovih zavisnosti izvodi se zaključak kako se tretiraju ovi gubici u zamenskoj šemi.

3.1. Frekventna zavisnost gubitaka u gvožđu

Priroda gubitaka je takva da se usled postojanja promenljivog (naizmjeničnog) fluksa u magnetskom medijumu generiše toplota usled histerezisnih gubitaka i gubitaka usled vihornih struja. U literaturi se mogu naći različiti izrazi kojima se aproksimativno može odrediti snaga gubitaka. Najrasprostranjeniji izraz u inženjerskoj praksi

$$P_{\gamma Fe} = P_h + P_v = k_1 B^2 f + k_2 B^2 f^2, \quad (15)$$

iz kog se vidi da gubici rastu sa frekvencijom i sa indukcijom. Ovaj izraz daje vrlo grubu procenu gubitaka u gvožđu. Fenomene koji nastaju usled postojanja naizmjenične struje prvi je istraživao Charles Proteus Steinmetz [38, 39] koji je u okviru jednačine (15), za potrebe računanja histerezisnih gubitaka predložio nešto tačniji izraz za specifične gubitke kao

$$w_h = \eta (B_{\max})^n, \quad (16)$$

gde η predstavlja karakteristike materijala (*Steinmetz*-ov koeficijent) dok n predstavlja stepen maksimalne vrednosti indukcije (*Steinmetz*-ov eksponent) koji je najčešće 1.6.

Boldea u svojoj knjizi [19] analizira gubitke u električnim mašinama i predlaže nešto složeniji izraz

$$P_{\gamma Fe} \approx C_h \left(\frac{f_1}{50} \right) \left[\left(\frac{B_{1ts}}{1} \right)^n G_{teeth} + \left(\frac{B_{1cs}}{1} \right)^n G_{core} \right] + C_e \left(\frac{f_1}{50} \right)^2 \left[\left(\frac{B_{1ts}}{1} \right)^2 G_{teeth} + \left(\frac{B_{1cs}}{1} \right)^2 G_{core} \right] \quad (17)$$

gde C_h i C_e predstavljaju specifične gubitke usled histerezisa i vihornih struja (subskript h – *histerezis losses* i subskript e – *eddy losses*) za frekvenciju od 50 Hz, B_{1ts} i B_{1cs} predstavlja vrednost prvog harmonika indukcije u zubcima i jezgru dok G_{teeth} i G_{core} predstavljaju masu zubaca i jezgra. Indeks n nije precizno naveden ali u zavisnosti od materijala se kreće između 1,7 i 2. Ovaj izraz razdvaja gubitke na one koji se generišu u oblasti zubaca gde je uvećana indukcija i one u oblasti jarma sa nominalnim fluksom. Izraz (17) uzima u obzir sinusoidalni oblik napona i prilagođen je nižem opsegu frekvencija. U slučaju napajanja složenoperiodičnim naponom i višim frekvencijama izraz (17) može služiti za grubu ocenu gubitaka.

Gubitke u gvožđu izučavao je i Bertoti. On je u radu [43] obradio metod razdvajanja gubitaka. Gubitke predstavlja kao gubitke energije po jednom ciklusu sinusnog talasa. Razdvaja ih na one koji potiču od histerezisa, vihornih struja i dodatne gubitke, redom računane kao,

$$P^{(hyst)} = 4H_{hyst} I_{max} f_m \quad (18)$$

$$P^{(class)} = \frac{\pi^2 \sigma d^2 I_{max}^2 f_{max}^2}{6} \quad (19)$$

$$P^{(exc)} = \left(1.63 \frac{2L}{d} - 1 \right) P^{(class)}, \frac{2L}{d} \gg 1 \quad (20)$$

Sa $P^{(hyst)}$ su dati gubici usled histerezisa, sa $P^{(class)}$ autor naziva gubitke usled vihornih struja³ dok sa $P^{(exc)}$ označava dodatne gubitke gde uzima u obzir da je debljina limova d značajno manja od dimenzije ukupnog domena L .

³ *classical* - klasični,

U slučaju napajanja motora složenoperiodičnim oblicima napona treba predvideti korekciju izraza (19) i (20) koji su dati za sinusni oblik napona. Amar i Kaczmarek su u [40-42] predložili način za račun energije gubitaka u gvožđu usled složenoperiodičnog napajanja. Polazeći od Bertotijevih rezultata, daju malo približnije izraze koji definišu gubitke. U izrazima σ predstavlja provodnost materijala, d debljinu materijala, S površinu poprečnog preseka materijala, GV_0 predstavlja karakteristiku materijala, i B predstavlja amplitudu sinusnog talasa magnetske indukcije. Izrazi za frekventnu zavisnost gubitaka usled vihornih struja⁴ (W_{el}) i dodatnih gubitaka (W_{ex}) su dati u (21) i (22)

$$W_{el} = \frac{\sigma}{f} \frac{d^2}{12} \frac{1}{T} \int_0^T \left(\frac{dB}{dt} \right)^2 dt = \frac{(\pi d)^2}{6} \sigma B_m^2 f_0, \quad (21)$$

$$W_{ex} = \frac{1}{f} \sqrt{\sigma GV_0 S} \frac{1}{T} \int_0^T \left| \frac{dB}{dt} \right|^{1.5} dt = 8.8 \sqrt{\sigma SGV_0} B_m^{1.5} \sqrt{f_0}. \quad (22)$$

Ovaj metod uzima u obzir magnetsku indukciju sinusoidalnog oblika i ne razmatra složenoperiodične oblike indukcije. Dalje zaključuju da se može ustanoviti izraz za računanje frekventne zavisnosti ukupnih gubitaka (W_{tot}^{pulse}) kao

$$W_{tot}^{pulse}(f, F_c) = W_h + W_{el}^s(f_0) F_c^2 \frac{f}{f_0} + W_{ex}^s(f_0) F_c \sqrt{\frac{f}{f_0}}, \quad (23)$$

gde su W_h , W_{el}^s i W_{ex}^s energije gubitaka usled histerezisa, vihornih struja i dodatnih gubitaka svedenih na sinusoidalni oblik napona. Usled složenoperiodičnog napajanja uvode faktor oblika F_c , različit za različite oblike dovedenog napona.

Polazeći od Bertotijevog modela opisanog u [43], Fiorillo i Novikov u [44] nude veoma sličan izraz kao i u [40] koji se razlikuje u jednom koeficijentu

$$P = P_h + P_{el} + P_{ex} = P_h(f_m) + \frac{(\pi d)^2}{6} \sigma B_m^2 f_m^2 + 8.67 \sqrt{\sigma SGV_0} (f_m B_m)^{\frac{3}{2}}. \quad (24)$$

⁴Autor u svom radu koristi subskript cl, skraćeno od classical dok se u ovoj tezi koristi subskript el, skraćeno od eddy losses

Kao i većina autora nude izraz za snagu gubitaka koji se oslanja na vrednost gubitaka koji proizvođači daju za određeni materijal pri frekvenciji od 50 Hz. Takođe, autori pretpostavljaju da prilikom računanja gubitaka usled histereza nema lokalnih minimuma indukcije tako da nema ni malih histerezisnih petlji (*minor loops*). Razmatraju gubitke za sinusoidalni, trapezni i složenoperiodični oblik. Za trapezni oblik indukcije daju izraz (25),

$$P = \frac{f_m}{f_0} \left[P_h(f_0) + \frac{2}{\pi^2} f_0 P_{el}(f_0) \left(\frac{1}{t_r} + \frac{1}{t_f} \right) + \sqrt{\frac{0.35}{\pi}} f_0 P_{ex}(f_0) \left(\frac{1}{\sqrt{t_r}} + \frac{1}{\sqrt{t_f}} \right) \right]. \quad (25)$$

U izrazu (25), t_r i t_f predstavljaju vreme uspona i vreme pada trapeznog oblika indukcije. Oblik indukcije ne utiče na histerezisne gubitke jer oni zavise samo od vršne vrednosti indukcije. Za složenoperiodičan oblik indukcije gubitke dobijaju razvijanjem u red i izraz postaje veoma teško upotrebljiv. U pogonima sa regulisanim asinhronim motorima, spektralni sastav se često menja i usled promene indeksa modulacije i ovakav izraz je teško primenjiv.

Isti autori su u [45] vršili analizu sadržaja trećeg harmonika u sastavu složenoperiodičnog oblika induktivnosti. Pokazuju da dolazi do vidnog uvećanja gubitaka sa porastom trećeg harmonika što je i očekivano imajući u vidu da se tada ne može smatrati da ne postoje male petlje u magnetskom histerezu. Autori su u [44,45] vršili eksperiment koji je uzimao u obzir komad materijala koja nema strukturu kakva se ima u asinhronoj mašini. Rezultati koje su dobili govore o tome da su gubici u gvožđu, kao posledica histereza, vihornih struja i dodatni gubici, prisutni u odnosu 1:0.089:0.333 pri frekvenciji od 50 Hz sinusnog oblika i vršnoj vrednosti indukcije od 1.5 T u materijalu FeSiAl⁵ dok je u materijalu FeSi⁶ taj odnos 1:0.49:0.91 pri vršnoj indukciji od 1.7 T. Autori u svojim izrazima za gubitke nisu uzimali u obzir *skin* efekat koji se javlja u magnetskom medijumu i nesumnjivo utiče na gubitke i prostornu raspodelu gubitaka.

⁵ Lim debljine 0.2 mm, legura gvožđa, silicijuma i aluminijuma (Si 1.8 % i Al 1.8 %)

⁶ Lim debljine 0.3 mm, legura gvožđa i silicijuma (Si 3%)

Boglietti, Cavagnino, Lazzari i Pastoreli su u [46-52] istraživali uticaj na gubitke usled napajanja motora iz energetskih pretvarača i konstatovano je da se veliki deo gubitaka koncentriše u prvih nekoliko harmonika spektra a da se, usled nesinusnog napajanja, gubici uvećavaju za 30-40% u odnosu na sinusno napajanje. Takođe, autori analiziraju i uticaj uvećanja gubitaka u zavisnosti od prekidačke frekvencije i zaključuju da iznad 2 kHz nema vidnog uvećanja gubitka. Analiziraju i mogućnosti za umanjivanje gubitaka varijacijom napona na jednosmernom međukolu ili promenama tehnika modulacije. Takođe, potvrđuju, kao i većina radova koja se bavi uticajem nesinusnog napajanja na gubitke u gvožđu, da na histerezisne gubitke utiče indukcija prvog harmonika a da se uticaj ostalih harmonika može zanemariti. Detaljniju analizu histerezisnih gubitaka obradili su autori u [53] i [55] gde su analizirali uticaj faznih stavova struja 5-og i 7-og harmonika na histerezisne gubitke (u [53]), odnosno širinski modulisanog napona napajanja i zaključili da nesumnjivo uticaj postoji ali se snaga histerezisnih gubitaka i dalje grupiše u harmonicima nižih redova. U [54] autori pokazuju da se pri širinski modulisanom obliku napona ima priraštaj snage gubitaka od oko 16 % u odnosu na sinusno napajanje pri vršnoj indukciji od 1.6 T (u obzir su uzete mašine izrađene po evropskim standardima, dok je za mašina izrađene za Američko tržište taj odnos oko 25%). Takođe, pokazano je da se sa smanjivanjem indeksa modulacije ima povećanje gubitaka u jezgru, što treba pripisati uvećanju histerezisnih gubitaka jer male histerezisne petlje više ne mogu biti zanemarene. Činjenica koju su autori prikazali, a od velike je važnosti za ovu analizu, je da pri uvećanju prekidačke frekvencije iznad 2 kHz nema dodatnog uvećanja gubitaka, šta više, postoji tendencija opadanja gubitaka. Razlog za to je povoljniji spektralni sastav magnetske indukcije na višim prekidačkim frekvencijama u odnosu na spektralni sastav pri nižoj prekidačkoj frekvenciji. Naime, sa povećanjem prekidačke frekvencije valovitost struje je manja a samim tim je i valovitost indukcije manja. Pri povišenim frekvencijama ima se i efekat potiskivanja struja u samom gvožđu pa se i prostorna distribucija gubitaka menja sa povećanjem frekvencijom.

Autori u [57] i [58] pokazuju da se u frekvencijskom opsegu od 2-10 kHz, usled smanjivanja relativne permeabilnosti gvožđa od 30-50% kao i usled činjenice da se usled postojanja elektromagnetskog talasa na pomenutim frekvencijama ima dubina

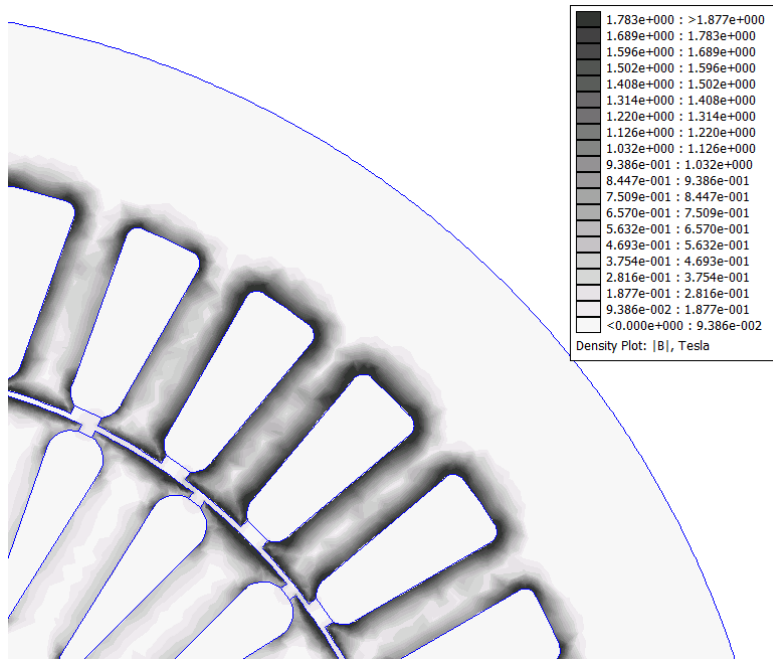
prodiranja gvožđa od 1-5 mm, gubici na povišenim frekvencijama zapravo smanjuju i mogu se u pomenutom frekventnom opsegu zanemariti.

U literaturi se ne može naći detaljnije obrađena pojava skin efekta u magnetskom kolu električnih mašina. Naime, opravdano je pretpostaviti da će elektromagnetski talas na frekvencijama višim od 5-10 kHz stvarati gubitke energije samo u tankom sloju uz površinu feromagnetskog materijala. Za analizu snage gubitaka energije ova pojava je veoma bitna jer se može zaključiti da elektromagnetski talas na visokim frekvencijama postoji u jednom malom domenu a ne u celokupnom magnetskom kolu. U cilju ove analize, u narednom delu teze će biti predstavljeni rezultati simulacije u kojoj je predmet posmatranja zapreminska raspodela magnetske indukcije u magnetskom kolu..

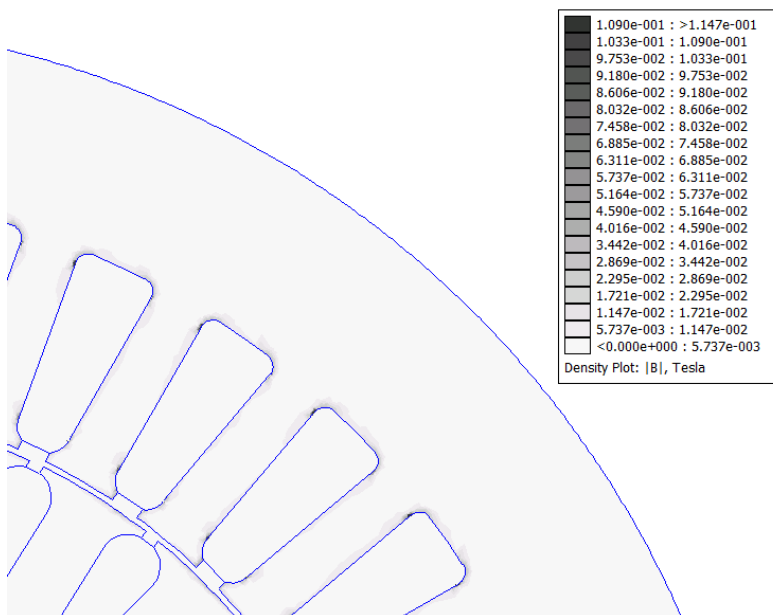
Posmatra se magnetsko kolo asinhronog motora snage 1.5 kW u kome postoje statorske struje sinusoidalnog oblika. Nominalna struja ovakvog motora je reda 2.5 A, maksimalne vrednosti oko 4 A. Očekivano je da valovitost struje na frekvenciji od 10 kHz bude do 5 % nominalne struje. Koristeći softverske alate⁷ bazirane na metodi konačnih elemenata [59], dobijena je raspodela magnetske indukcije za dva različita slučaja. U prvom slučaju u statorske namotaje se injektuje nominalna struja frekvencije 50 Hz dok se u drugom slučaju injektuje 5 % nominalne struje na frekvenciji od 10 kHz. Dobijena raspodela magnetske indukcije prikazana je na slikama 13 i 14. Moguće je uočiti da se u prvom slučaju (slika 13) javlja indukcija vršne vrednosti od 1.87 T po obodu zubaca dok je u središtu zubaca indukcija kreće u opsegu od 0.6 do 1 T. To odgovara realnim uslovima rada mašina, što je određeno karakteristikama materijala koji se koriste za formiranje magnetskih kola. Disipacija energije se ima u domenu u kom postoji magnetska indukcija. U drugom slučaju (slika 14) uočava se da je vršna vrednost indukcije oko 0.12 T i da je raspodela indukcije takva da se javlja u veoma uzanom pojasu uz površinu magnetskog kola. Na slici 4 vidi se da je dubina prodiranja magnetskog talasa za gvožđe 850 μm te se očekuje i da se disipacija energije ima u uzanom pojasu uz površinu, i to širine reda 1 mm.

⁷ *FEMM*, Finite Element Method Magnetics, softverski paket dostupan za besplatno preuzimanje, namenjen analizi elektromagnetskih pojava, pogodan za primene sa električnim mašinama

Ono što se može zaključiti iz ove analize i poređenjem slika 13 i 14 je da se na povišenim frekvencijama struja svakako može očekivati dodatna disipacija energije međutim, domen u kome se javlja disipacija je veoma mali usled male dubine prodiranja.



Slika 13. Raspodela magnetske indukcije u motoru pri efektivnoj vrednosti struje od 2.8 A i 50 Hz.



Slika 14. Raspodela magnetske indukcije u motoru pri efektivnoj vrednosti struje od 0.14 A i 10 kHz (5 % od 2.8 A).

Mašine projektovane za rad u servo pogonima imaju veću valovitost struje u odnosu na mašine za mrežno napajanje (reda 10-15%) kao i mašine projektovane za veće brzine obrtanja, što bi vodilo ka uvećanim gubicima. Međutim, takve mašine se izrađuju od drugačijih materijala [60]. Koriste se savremene legure koje se laminiraju u limove debljina i do 0.1 mm kako bi se umanjili efekti gubitaka energije. Stoga, ne treba očekivati značajno uvećanje gubitaka kod mašina za servo pogone ili veće brzine obrtanja.

3.2. Temperaturna zavisnost gubitaka u gvožđu

Priroda gubitaka u gvožđu je relativno složena. Izraz (24), dat u [40], pokazuje da gubici usled vihornih struja i dodatni gubici zavise od električne provodnosti materijala i to linearno i sa korenom zavisnošću. U cilju smanjivanja provodnosti materijala i umanjivanja gubitaka koriste se različite legure magnetskih, poluprovodnih i provodnih materijala u aplikacijama sa promenljivim poljima. Sa druge strane, histerezisni gubici ne zavise od električnih svojstava materijala.

Prilikom zagrevanja dolazi do smanjivanja električne provodnosti i neminovno ovi gubici imaju tendenciju smanjivanja sa porastom temperature. Iz literature [61] se može dobiti da je provodnost čelika koji se koristi za izradu limova $49 \mu\Omega/\text{cm}$ (2.04 MS/m) dok se temperaturni koeficijent može izjednačiti sa koeficijentom za čelik koji je 0.003 K^{-1} (uzeta je vrednost za mašinski čelik koji je legura gvožđa, kao i električni čelik). Imajući u vidu zavisnost gubitaka od temperature i podatke date u [45], zaključuje se da su ukupni gubici pri nadtemperaturi od $100 \text{ }^\circ\text{C}$ na nivou od oko 90.6 % gubitaka pri ambijentalnoj temperaturi.

Gubici u oblasti zubaca su veći nego u oblasti jarma zbog veće gustine magnetskog fluksa. U jednom uzanom pojasu zubaca se nalazi i elektromagnetski talas kao posledica visokofrekventnih struja pa se može zaključiti da će gubici u gvožđu višim frekvencijama imati negativan temperaturni koeficijent.

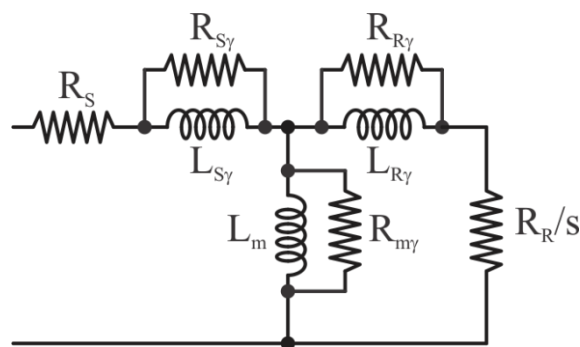
Uvećanje gubitaka u magnetskom kolu i zubcima analizirano je i u [56] gde se zaključuje da usled postojanja širinski modulisanog napona gubici u mašini zavise od nivoa napona na statoru. Pri naponu od 50% u jarmu se ima uvećanje gubitaka od 36%

a u oblasti zubaca za čak 154% dok pri nominalnom naponu se ima uvećanje gubitaka od 3 i 73%.

3.3. Zaključak

Kao što je već pomenuto u Uvodu, predloženi algoritam za ocenu temperature se oslanja na vrednost impedanse na povišenim frekvencijama na osnovu koje se procenjuje priraštaj impedanse koji se dalje koristi za određivanje porasta temperatura. Ovakav algoritam se bazira na analizi zamenske šeme na određenim frekvencijama spektra što znači da je potrebna jasna predstava o frekvencijskim i temperaturnim promenama komponenata zamenske šeme. Kako je u ovom poglavlju analiziran uticaj gubitaka u gvožđu, iz postojeće literature se ne može doneti zaključak o kvantitativnom učešću gubitaka u gvožđu za svaku od frekvencija spektra što se u ovoj analizi ispostavlja kao veoma važno.

Ako se posmatra uobičajena T šema asinhronne mašine (slika 15), gubici u magnetskom kolu predstavljani su otpornostima koje imaju sufiks γ , i to pre svega u magnetnom kolu na putu fluksa magnetisanja ($R_{m\gamma}$) kao i na putu rasipnog fluksa u oblasti statorskih i rotorskih zubaca ($R_{S\gamma}$ i $R_{R\gamma}$). Kako gubici $R_{m\gamma}$ zavise od nivoa fluksa u mašini, a fluks je određen induktivnošću magnetisanja koja ima veoma veliku vrednost, može se pretpostaviti da na visokim frekvencijama, preko 2 kHz, ovi gubici mogu u potpunosti biti zanemareni.



Slika 15. Zamenska šema za niske frekvencije .

Postoje gubici u magnetskom kolu usled fluksa rasipanja koji nisu jednaki nuli. Pri tome treba imati u vidu da u oblasti zubaca postoji dovoljno velika indukcija da se gvožđe nalazi u zasićenju. Takođe, rasipne induktivnosti rotora i statora su na

povišenim frekvencijama toliko velike da se valovitost struje na tim frekvencijama kreće najviše do 10 % vrednosti nominalne struje. Uz to, algoritam koji je predmet ove teze za ocenu temperature računa otpornost iz zamenske šeme za svaku od spektralnih komponenata. Spektar struje sadrži veliki broj komponenata. Na osnovu navedenih radova [19, 40-57] može se očekivati porast ukupnih gubitaka do 20-30 %. Prethodna diskusija ukazuje da je porast gubitaka u zoni od interesa (2 – 50 kHz) ipak zanemariv i da nema značajnog uticaja na predloženi algoritam.

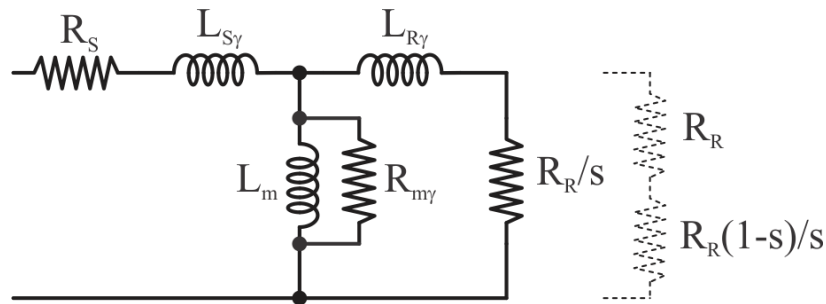
Zaključuje se da u pogledu analize koja je predložena treba napraviti procenu gubitaka u gvožđu kako ne bi došlo do greške u estimaciji. Ispostavlja se da je deo gubitaka koji postoje u magnetskom kolu grupisan oko prvih nekoliko harmonika i da osnovni harmonik u velikoj meri diktira njihovu kvantitativnu meru. Sa druge strane, gubici koji postoje usled vihornih struje zavise od postojanja struje više frekvencija u namotajima te u okolini namotaja stvaraju rasipni fluks više frekvencije i na taj način uvećavaju gubitke. Što je prekidačka frekvencija manja to se u spektru struje mogu naći komponente struje na nižim frekvencijama što može prouzrokovati veće gubitke. Sa druge strane, kako valovitost struje zavisi od induktivnosti, pri visokim prekidačkim frekvencijama, rasipni fluks ima veoma malu vrednost pa se gubici na višim frekvencijama se mogu zanemariti.

4. Zamenska šema i definisanje frekvencijskog opsega od interesa za primenu algoritam

U okviru ovog poglavlja je predložena zamenska šema na osnovu koje se vrši ocena temperature i otpornosti, i definiše se opseg frekvencija u kome je šema primenjiva. Naime, ako se mašina posmatra kao mreža sa raspodeljenim parametrima, parazitne pojave koje postoje na povišenim frekvencijama mogu dovesti do značajnih izobličenja i pogrešnih rezultata. Takođe je priložena i diskusija o tome koje parametre je moguće zanemariti i na koje se parametre treba dalje fokusirati prilikom izdvajanja temperaturno zavisnog priraštaja u cilju određivanja temperature.

4.1. Zamenska šema za ustaljena stanja

Konvencionalna šema asinhronne mašine za ustaljena ili prelazna stanja prilagođena je radu mašine pri naponu fundamentalne frekvencije. Autori u [19], [62-67] izvode oblik zamenske šeme za ustaljena stanja pri čemu podrazumevaju obrtanje mašine brzinama koje su reda sinhronne brzine (slika 16).



Slika 16. Zamenska T šema za ustaljena stanja, formirana za fundamentalne frekvencije.

Otpornosti na šemi predstavljaju elemente na kojima se disipira aktivna snaga. Sa R_S je označena otpornost statorskog namotaja a sa $R_{m\gamma}$ predstavlja element na kome se disipira snaga gubitaka u magnetskom kolu. Sa R_R/s označen je element na kome se disipira aktivna snaga na rotoru. Deo te snage se razvija zagrevanje namotaja a deo se ulaže u proces elektromehaničkog pretvaranja. Tako se pomenuta otpornost može predstaviti kao zbir omske otpornosti R_R i $R_R(1-s)/s$ što je prikazano na slici 16.

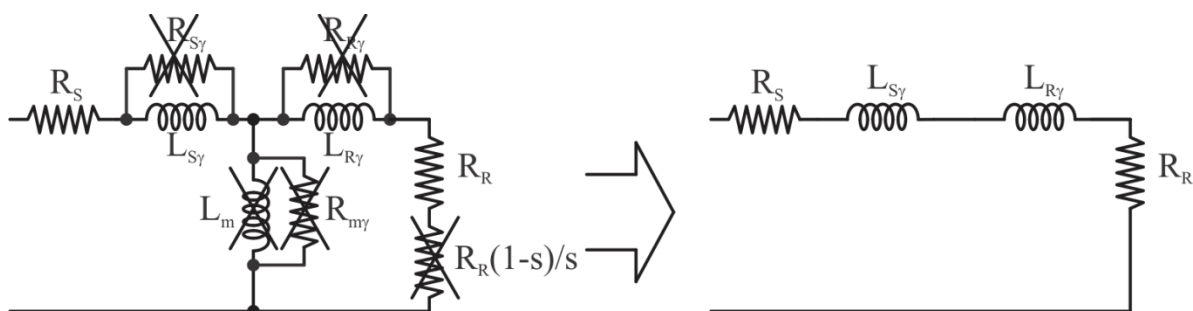
Induktivnostima su opisane veze između struja i rasipnih i sprežnih flukseva. Ovakva zamenska šema nije pogodna za opisivanje pojava na visokim frekvencijama jer ne uzima u obzir elektromagnetske pojave koje se javljaju na povišenim frekvencijama.

U uvodu su nagovešteni principi rada algoritma koji na osnovu ulazne impedanse na povišenim frekvencijama vrši ocenu temperature i otpornosti rotora. Takav koncept zahteva obradu parametara koji zavise od temperature te bi prisustvo otpornosti koje se ne menjaju sa temperaturom ili otpornosti sa različitim temperaturnim koeficijentima unelo dodatnu grešku u rezultat. Pri frekvencijama koje su bliske fundamentalnoj, najveći deo aktivne snage se disipira na $R_R(1-s)/s$, i taj deo snage predstavlja snagu elektromehaničkog pretvaranja. Na frekvencijama većim od 1 kHz, relativno klizanje je blisko 1 pa je i količnik $(1-s)/s$ vrlo mali. Na osnovu ovoga se može zaključiti da element zamenske šeme $R_R(1-s)/s$ postaje jednak nuli jer ne postoji snaga elektromehaničkog pretvaranja. Kako na momenat i snagu elektromehaničkog pretvaranja mašine utiču harmonici do, okvirno, 20-og reda, frekvencije koje su od interesa za opisani algoritam nisu manje od 1kHz

U poglavlju 2 je analizirana pojava *skin* efekta u mašini. U zavisnosti od faktora m , vrednosti realnog i imaginarnog dela impedanse se izjednačavaju i to pri $m > 3$, što u većini slučajeva odgovara frekvencijama višim od 2 kHz. Međutim, kako se radi o povišenim frekvencijama, neophodno je razmotriti postojanje snage gubitaka u gvožđu kako zbog uticaja na zamensku šemu tako i zbog drugačijeg temperaturnog uticaja na otpornost, te mogu imati veliki uticaji na rezultat. U poglavlju 3 su analizirani gubici u gvožđu i zaključeno je da oni nedvosmisleno utiču na gubitke mašine. Međutim, sa stanovišta jedne komponente u spektru napona i struje, na frekvencijama iznad nekoliko kHz, ovi gubici se mogu zanemariti. Posmatranje gubitaka za svaku od komponenata u spektru je od interesa jer se za svaku od frekvencija u spektru ima zamenska šema na osnovu koje se računa temperatura rotora.

Induktivnost magnetisanja u paralelnoj grani T šeme je nekoliko redova veća od induktivnosti rasipanja rotora ili statora. Pri radu sa vrlo velikim klizanjem, induktivnost magnetisanja se zanemaruje. Na osnovu prethodnih razmatranja, može se formirati zamenska šema pogodna za opseg frekvencija iznad 1kHz (slika 17).

4. Zamenska šema i definisanje frekvencijskog opsega od interesa za primenu algoritam



Slika 17. Zamenska T šema za visoke frekvencije.

Iz izraza 2.3 i 2.4 se može uočiti da usled prisustva *skin* efekta, otpornost i induktivnost su funkcija provodnosti. Ovde se pre svega misli na oblast rada u kojoj je faktor m veći od 3. Provodnost je fizička veličina koja se menja sa temperaturom što za posledicu ima da, u oblasti povišenih frekvencija, reaktansa i otpornost imaju istu korenu zavisnost od temperature i uz to se oba parametra međusobno asimptotski približavaju. To znači da će rotorska otpornost i reaktansa imati istu temperaturnu zavisnost. Međutim, ovaj zaključak se ne može dati i za statorske veličine. Naime, za poluprečnik statorske žice od 1mm, faktor m postaje blizak 3 tek pri frekvencijama većim od 30 kHz (Tabela 2) dok je u slučaju poluprečnika statorskih provodnika 0.75 mm, situacija još nepovoljnija (60 kHz).

Tabela 2. Zavisnost faktora m od geometrije i frekvencije za materijal aluminijum.

Poluprečnik a [mm]	0.5	0.75	1
Frekvencija [Hz]	Faktor m	Faktor m	Faktor m
500	0.186	0.279	0.372
1000	0.263	0.394	0.526
1500	0.322	0.483	0.644
2000	0.372	0.558	0.743
5000	0.588	0.882	1.175
10000	0.831	1.247	1.662
20000	1.175	1.763	2.351
25000	1.314	1.971	2.628

Treba imati u vidu da su za razliku od rotorskih, statorske veličine ipak dostupne preko terminalnih krajeva mašine te se daju izmeriti i u slučaju potrebe koristiti za eventualnu kompenzaciju algoritma. Takođe, povoljna okolnost je i to da se u oblasti povišenih frekvencija, ekvivalentna otpornost u zamenskom kolu dominantno rotorska

jer se javlja sa vrednostima koje su za bar red veličine veće nego statorska otpornost. Statorska reaktansa se može smatrati linearno zavisna od frekvencije i kao takva na povišenim frekvencijama se može smatrati da je $X_{\gamma s} = c X_{\gamma r}$. U literaturi se ne mogu naći eksplicitno ove tvrdnje međutim kada se uzme u obzir da se rotorska otpornost menja sa korenom zavisnošću od frekvencije a statorska linearno, može se reći da je za svaku od frekvencija konstanta c fiksna.

4.2. Frekventni opseg od značaja za predloženi algoritam

U prethodnom izlaganju konstatovano je da se na frekvencijama manjim od 1 kHz ne može sa sigurnošću reći da li su otpornosti u zamenskoj šemi termogene ili se njima modeluje proces elektromehaničkog pretvaranja energije. Očekivanje da se iznad 1 kHz može usvojiti da su induktivnosti i otpornosti rotora bliske je opravdano samo u slučaju da je poprečni presek rotorskih provodnika veći od 3 mm. Kao što je prikazano u poglavlju 2, opravdano je usvojiti frekvenciju od 2 kHz kao minimalnu frekvenciju iznad koje se očekuje da realan i imaginaran deo impedanse rotora postanu isti. Ovo je pre svega poželjno zadovoljiti iz razloga greške u merenju o čemu će biti više detalja izneto u poglavlju 5.

Postavlja se pitanje do koje gornje granične frekvencije ima smisla vršiti obradu podataka. U publikaciji [68] autori su, iz razloga sve češće upotrebe energetskih pretvarača za napajanje električnih mašina, analizirali uticaj širinski modulisanog napona napajanja na starenje izolacije. Posmatrali su naponski impuls kao talas a namotaj mašine kao talasovod. Nakon niza obavljenih eksperimenata autori predlažu visokofrekventni model mašine sa distribuiranim parametrima koji je dosta složeniji u odnosu na model koji se koristi za ustaljena stanja. Na osnovu rezultata koje su prikazali u tabeli 1 može se zaključiti da se već iznad 50 kHz parazitne kapacitivnosti ne mogu zanemariti u ekvivalentnoj impedansi. Međutim, eksperiment je sproveden na specifičnoj sinhronoj mašini gde su induktivnosti za dva reda veličine manje nego kod odgovarajuće asinhronne mašine. Autori u [69] vrše slične eksperimente na asinhronim mašinama koristeći mernu opremu sa veoma visokim propusnim opsegom, fokusirani pre svega na merenje *Common mode* i *Normal mode* struje. Predlažu visokofrekventni model mašine koji je nešto složeniji od modela za ustaljena stanja i

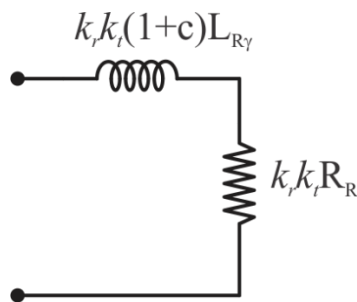
uključuje očne kapacitivnosti. Dolaze do zaključka da na frekvencijama između 100 i 200 kHz parazitne kapacitivnosti postaju dominantni elementi zamenske šeme. Univerzalni model asinhronne mašine predložili su autori u [70]. U eksperimentima su koristili standardne motore od 3.5 do 75 kW, projektovane za mrežno napajanje. Uočili su da se javljaju rezonantne promene u impedansi iznad 50-ak kHz (47.4 kHz) i to u zavisnosti od toga koji motor je u pitanju. Opravdano je pretpostaviti da se kod motora većih snaga rezonantni vrh impedanse dostiže na nešto nižoj frekvenciji.

U okviru ovog razmatranja neophodno je analizirati i sistem za merenje napona i struja. U praksi se koriste senzori struje koji imaju propusni opseg najčešće reda 100 kHz [71-74]. Za odabiranje struje koriste se analogno-digitalni konvertori (AD konvertori) rezolucije 10 ili 12bita, napajani naponom 0-3 V. Pošto postoji potreba da mašine u tranzijentima rade i sa strujama većim od nominalne, sistem za merenje struje se podešava tako da opseg bude 3 do 5 puta veće od nominalne. Korišćenjem AD konvertora rezolucije 12 bita, efektivna rezolucija za predstavu naizmjenične struje nominalne amplitude je reda 1000 kvantnih nivoa. Na frekvencijama reda 10 Hz može se očekivati valovitost do 5 % (kod servo motora i do 10 %) dok se na frekvencijama reda 50 kHz očekuje valovitost oko 1 %. To znači da se valovitost struje na 50 kHz može predstaviti sa 10 kvantnih nivoa što je veoma malo. Za kvalitetnije odabiranje koristi se tehnika *oversampling* koja podrazumeva uzimanje više odbiraka u jednom periodu izvršavanja algoritma i njihovim usrednjavanjem se može uvećati efektivna rezolucija. Najčešće se vrši usrednjavanje nad brojem odbiraka koji predstavljaju stepen broja 2 (od 4 do 32). Međutim, i sa takvim sistemom za merenje struje teško je sa zadovoljavajućom tačnošću meriti struju na frekvencijama većim od 50 kHz.

Navedena zamenska šema dobijena je na osnovu analize šeme asinhronne mašine za ustaljena stanja. Zamenska šema asinhronne mašine za prelazne procese u oblasti fundamentalne učestanosti nešto je složenija i ovde se ne razmatra. Predložena zamenska šema asinhronne mašine u definisanom frekventnom opsegu u obzir uzima komponente naponskog i strujnog spektra koji su posledica impulsnog napajanja na frekvencijama značajno većim od osnovne frekvencije.

4.3. Rezime

U ovo poglavlju je diskutovano o zamenskoj šemi koja se može koristiti za potrebe opisanog algoritma i o frekventnom opsegu na kome postoji validnost predložene zamenske šeme. Zaključuje se da je minimalna frekvencija na kojoj treba zasnovati algoritam oko 2 kHz a da je viša frekvencija oko 50 kHz. Takođe, usled zanemarenja gubitaka u gvožđu i snage elektromehaničkog pretvaranja u pomenutom frekvencijskom opsegu, moguće je i zanemariti i pojedine otpornosti iz zamenske šeme. Imajući u vidu okolnost da se pri pomenutim frekvencijama ima značajno uvećanje otpornosti na rotorskoj strani i da se na statorskoj strani, usled gotovo zanemarivih posledica *skin* efekta ima veoma malo uvećanje otpornosti, moguće je rotorsku otpornost proglasiti za dominantnu u zamenskoj šemi. Na osnovu računa iz poglavlja 2, zaključuje se da se pri visokim frekvencijama ima izjednačavanje rotorske otpornosti i reaktanse i da obe veličine zavise od provodnosti materijala. Kako je provodnost temperaturno zavisna postoji osnov za estimaciju temperature a samim tim i otpornosti rotora. Statorska reaktanse se javlja u zamenskoj šemi kao proizvod rotorske reaktanse i frekvencijski zavisnog koeficijenta c . Zamenska šema se svodi na šemu prikazanu na slici 18 .



Slika 18. Pojednostavljena zamenska šema za visoke frekvencije.

Na slici su prikazani koeficijenti k_r i k_t koji govore o uvećanju otpornosti i induktivnosti u zavisnosti od uticaja *skin* efekta i porasta temperature. Za svaku od ekvivalentnih šema koje se formiraju za frekvencije od interesa pri konstantnoj temperaturi, faktor k_t će biti konstantan dok će faktor k_r varirati od frekvencije do frekvencije. Koeficijent c koji predstavlja vezu između statorske i rotorske reaktanse, kao i koeficijent k_r , frekvencijski je zavisna. Tražena informacija o temperaturi se dobija izdvajanjem koeficijenta k_t iz zamenske šeme. Kao što je prikazano u poglavlju

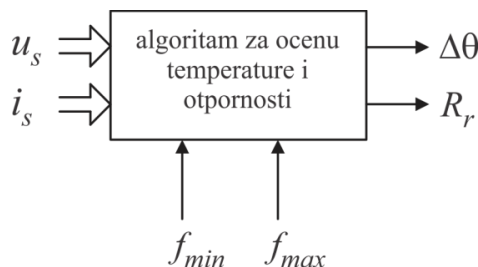
2, na povišenim frekvencijama otpornost i reaktansa rotora zavise od korena provodnosti što znači da će faktor k_t zavisiti od kvadratnog korena temperature. Ovo će biti korišćeno prilikom ekstrakcije temperature poređenjem impedansi pri različitim temperaturama.

5. Algoritam za izračunavanje temperature rotora korišćenjem signala statorskih napona i struja

U prethodnim poglavljima opisane su pojave u asinhronoj mašini na osnovu kojih se utvrđuju polazne osnove za projektovanje algoritma za ocenu temperature i otpornosti rotora. Algoritam koristi podatke o otpornosti i impedansi na povišenim frekvencijama. Poređenjem impedansi izmerenih na različitim temperaturama donosi se zaključak o temperaturi rotora. Usled potrebe za radom sa realnim signalima koji imaju karakterističnu spektralnu raspodelu i značajan šum, analiziraju se problemi praktičnog određivanja frekvencijskog odziva impedanse putem deljenja spektra napona i spektrom struje. Predstavljen je način za obradu odziva impedanse primenom dodatnog filtera sa težinskim koeficijentima. Analizirana je robusnost predstavljenog algoritma na radni režim mašine u smislu brzine obrtanja i opterećenja.

5.1. Polazne osnove

U ovom delu predstavljene su polazne osnove na kojima se bazira algoritam. Rezultat primene algoritma treba da bude temperatura rotorskog namotaja kao i otpornost rotora. Proračun se sprovodi na signalima statorskih napona i struja dok su granice korisnog frekvencijskog opsega fiksne. Blok šema algoritma sa svojim ulaznim i izlaznim signalima data je na slici 19.



Slika 19. Blok dijagram ulaznih i izlaznih veličina algoritma za ocenu temperature i otpornosti rotorskog kola.

Algoritam koji se predlaže u ovoj disertaciji zasnovan je na sledećim pretpostavkama koje važe u oblasti povišenih frekvencija:

- Mogućnost merenja ulazne impedanse mašine,
- Poznata veza realnog i imaginarnog dela ulazne impedanse mašine,
- Nezavisnost impedanse od opterećenja mašine,
- Poznata temperaturna zavisnost impedanse.

U nastavku su date detaljne diskusije vezane za svaku od navedenih pretpostavki.

5.1.1. Mogućnost merenja ulazne impedanse mašine

Osnovna pretpostavka koja stvara mogućnost za ocenu temperature na osnovu parametara mašine je merenje ulazne impedanse na osnovu signala napona i struja koji postoje na frekvenciji značajno višoj od osnovne. Kao što je navedeno u poglavlju 2, minimalna frekvencija od koje proračun impedanse ima praktičan značaj je 2 kHz. Postojanje harmonijskih komponenata napona na frekvencijama višim od 2 kHz proističe iz okolnosti da na izlazu iz energetskog pretvarača postoji napon u obliku povorke pravougaonih impulsa sa značajnom energijom spektra u zoni visokih frekvencija. U zavisnosti od tehnike širinske modulacije, spektar može imati različitu raspodelu energije. U praksi se može očekivati veliki broj spektralnih komponenti na frekvencijama većim od 2 kHz. Zamenska šema asinhrona mašine za rad na povišenim frekvencijama sadrži otpornosti i induktivnosti, zato se u spektru struje pojavljuju komponente koje predstavljaju odziv mašine na datu naponsku pobudu. Na taj način se može meriti impedansa na povišenim frekvencijama. Računanje odziva impedanse deljenjem spektra napona spektrom struje se može vršiti samo na onim frekvencijama na kojima postoji naponska eksitacija.

5.1.2. Struktura ulazne impedanse

Definisanje strukture impedanse obrađeno je detaljno u poglavljima 2, 3 i 4. U poglavlju 2 se konstatuje da se zbog efekta potiskivanja struja javlja značajno uvećanje rotorske otpornosti za razliku od statorske, gde je efekat potiskivanja zanemariv. U poglavlju 3 data je detaljna diskusija o gubicima u gvožđu i zaključeno je da usled napajanja motora impulsnim naponom svakako dolazi do uvećanja ukupnih gubitaka

međutim snaga gubitaka koje se stvaraju na jednoj od pojedinih frekvencija u frekvencijskom opsegu od interesa, se može zanemariti. U poglavlju 4 je diskutovano o detaljnoj zamenskoj šemi i o frekvencijskom opsegu u kom važe pretpostavke navedene u poglavlju 5. Konačno, na slici 18 datoj u poglavlju 4, data je zamenska šema koja modeluje asinhronu mašinu na povišenim frekvencijama, koja uključuje faktore k_t i k_r .

Na osnovu prethodnog zaključuje se da je struktura impedanse poznata i da je struktura ulazne impedanse zavisna od parametara rotorskog kola a pri tom su realan i imaginaran deo impedanse rotorskog kola jednaki. U poglavlju 2 date su zavisnosti otpornosti i reaktanse rotora u zavisnosti od frekvencije. Zaključuje se da parametri zavise od kvadratnog korena frekvencije te se očekuje uvećanje, kako realnog i imaginarnog dela, tako i modula impedanse sa frekvencijom.

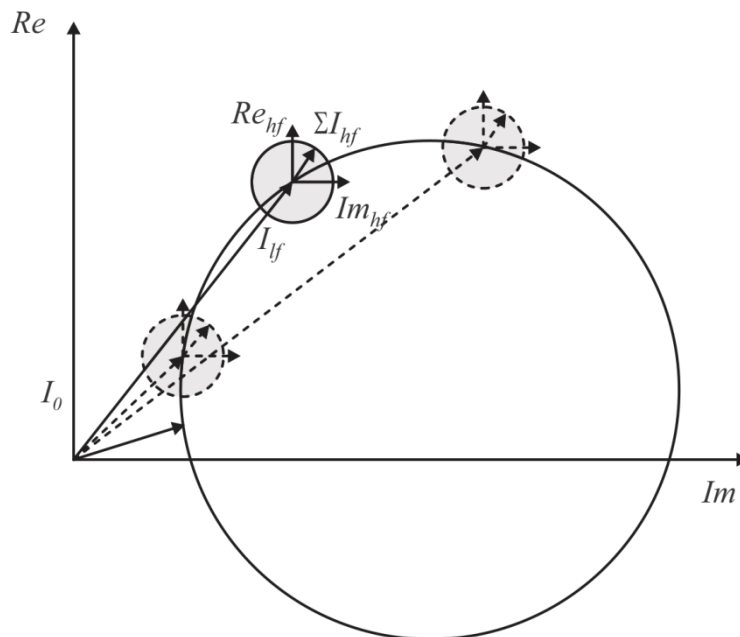
5.1.3. Uticaj opterećenja na vrednost impedanse

Opterećenje mašine, u smislu snage elektromehaničkog pretvaranja, je bitno analizirati jer se aktivna snaga predstavlja otpornošću na zamenskoj šemi asinhronne mašine za ustaljena stanja. Kako se algoritam bazira na analizi impedanse na frekvencijama iznad 2 kHz, klizanje koje se ima na takvim povišenim frekvencijama je veoma blisko 1 bez obzira kojom brzinom se rotor obrće.

Autori u [36] polaze od sličnih pretpostavki koje se opisuju u ovoj disertaciji. Postavka problema je slična međutim opredeljuju se za injektovanje test signala na nižim frekvencijama (300-700 Hz). Konstatovali su da u tom slučaju radni režim utiče na određivanje temperature te je od velike je važnosti sagledati uticaj radnog režima mašine na algoritam koji se predstavlja u ovoj disertaciji. Za razliku od [36], ulogu test signala uzima valovitost napona na visokoj frekvenciji dok ulogu odziva, na takav test signal, uzima postojeća valovitost struje. Valovitost napona na određenim frekvencijama zavisi od korišćene modulacije. U tom slučaju je valovitost struje posledica zamenske šeme za oblast visokih frekvencija (opisano u Poglavlju 4). Kako su opterećenje i radni režim mašine određeni naponima i strujama na niskim frekvencijama može se zaključiti da uslovi rada mašine neće imati uticaj na algoritam opisan u ovoj disertaciji. U određenim režimima rada u kojima se primenjuje

premodulacija (*overmodulation*) oblik izlaznog napona energetskog pretvarača može imati drugačiji spektar nego u linearnom režimu pa treba izbegavati ovakve režime kako bi spektralni sastav na povišenim frekvencijama bio povoljniji.

Na slici 20 je prikazan kružni dijagram asinhronne mašine. Na njemu su označeni vektori struje I_{lf} i I_{hf} gde subskript *lf* predstavlja osnovnu komponentu struje (niskofrekventnu – *low frequency*) dok *hf* predstavlja valovitost struje na povišenim frekvencijama (visokofrekventnu komponentu, *high frequency*).



Slika 20. Kružni dijagram asinhronne mašine u motornom radu.

Osenčena oblast na kružnom dijagramu je oblast u kojoj se očekuju struje na povišenim frekvencijama. Na vrednost struja na višim frekvencijama utiče eksitacija na višim frekvencijama pa u tom smislu opterećenost mašine ne utiče direktno na impedansu na povišenim frekvencijama. Opterećenost mašine može imati indirektni uticaj u tom smislu što se može očekivati drugačija preraspodela snage u spektralnom sastavu eksitacije u zavisnosti od opterećenja tj. indeksa modulacije. Naime, promenom opterećenja menja se i napon koji se dovodi na motor. Promenom napona menja se i indeks modulacije koji određuje spektralnu raspodelu napona. Ali kako nema uticaja na impedansu može se očekivati odgovarajuća preraspodela spektralnog sastava struje koja zapravo zavisi od impedanse na visokim frekvencijama, koja se predstavlja zamenskom šemom opisanom u poglavlju 4. Odavde se zaključuje da

predloženi algoritam, za razliku od onog koji predlažu autori u [36] ima veliku robusnost na radni režim mašine.

5.1.4. Temperaturna zavisnost impedanse

U poglavlju 2 diskutovano je o uticaju efekta potiskivanja struja na parametre rotorskog kola. Zaključeno je da se efekat potiskivanja struja na otpornost rotorskih štapova odražava tako što se uvećava efektivna otpornost, usled umanjivanja efektivne površine štapa gde postoji struja. Pri frekvencijama višim od 2 kHz konstatovano je da zavisnost otpornosti od frekvencije postaje korena funkcija. Efekat potiskivanja struja utiče i na reaktansu rotora tako što se smanjuje induktivnost provodnika u kome postoji efekat potiskivanja. Konačno, pri frekvencijama iznad 2 kHz, otpornost i reaktansa postaju jednake. Račun koji ovo potvrđuje izveden je korišćenjem određenog faktora m koji je proporcionalan kvadratnom korenu proizvoda učestanosti, provodnosti i magnetske permeabilnosti. Upravo se u pomenutom faktoru m nalazi zavisnost impedanse od temperature. Provodnost materijala je funkcija temperature i često se uvodi linearna aproksimacija kao

$$\frac{1}{\sigma} = \frac{1}{\sigma_0} (1 + \alpha \Delta T), \quad (26)$$

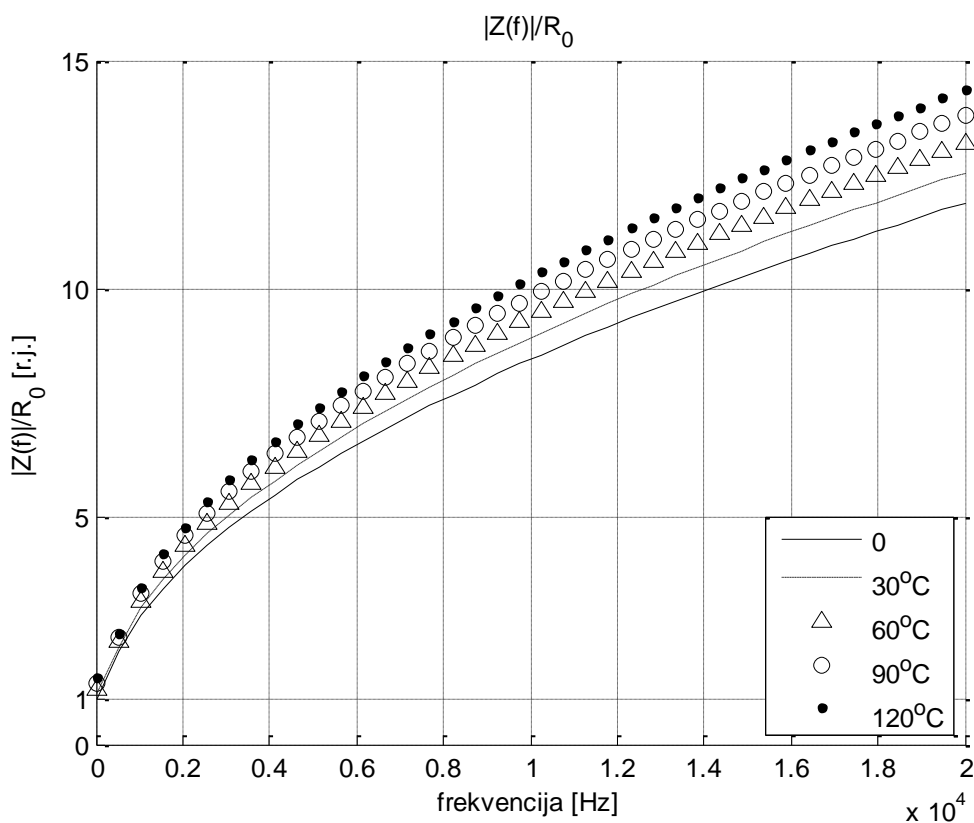
gde je σ_0 provodnost na ambijentalnoj temperaturi od 20 °C, α predstavlja termički koeficijent za određeni materijal a ΔT je priraštaj temperature u odnosu na ambijentalnu. U opsegu temperatura od interesa ova aproksimacija je zadovoljavajuća. Kod preciznijih merenja i drugačijih materijala koriste se složeniji izrazi kao što je,

$$\frac{1}{\sigma} = \frac{1}{\sigma_0} (1 + \alpha \Delta T + \beta \Delta T^2), \quad (27)$$

gde je β koeficijent koji definiše kvadratnu zavisnost priraštaja temperature na ukupnu otpornost. Međutim, za potrebe zaštite mašine i korekcije rotorske otpornosti u regulacionim petljama izraz (26) je sasvim zadovoljavajući.

Sa porastom temperature treba očekivati linearnu promenu provodnosti. Imajući u vidu izraze (9) i (10) u kojima se vidi zavisnost impedanse od faktora m može se zaključiti da se očekuje temperaturna zavisnost impedanse u obliku korene funkcije.

Na slici 21 je prikazan moduo rotorske impedanse za rotorski štup poluprečnika 12 mm i to za priraštaj temperature od 0 stepeni (ambijentalna temperatura), 30, 60, 90 i 120 stepeni celzijusa. Grafik na slici 21 je dobijen korišćenjem istih izraza koji su korišćeni za formiranje slike 8 s tim što je prikazana familija krivih u zavisnosti od provodnosti σ koje varira sa temperaturom kako je definisano izrazom (26).



Slika 21. Relativna promena modula rotorske impedanse u zavisnosti od temperature.

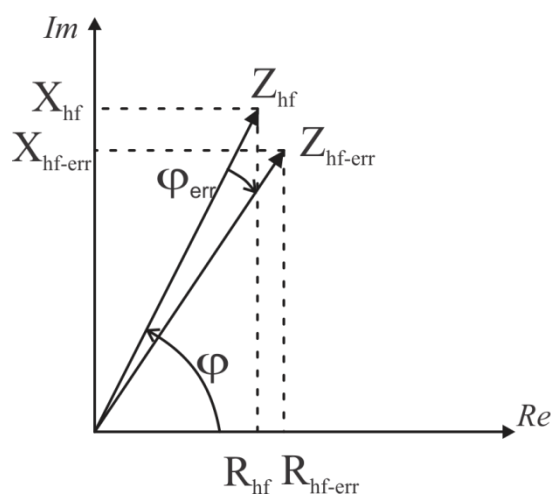
U praksi se može očekivati da se traženjem odnosa impedanse pri nepoznatoj temperaturi i impedanse pri ambijentalnoj temperaturi može izdvojiti informacija o temperaturnoj razlici.

5.2. Uticaj fazne greške na mogućnost merenja temperature

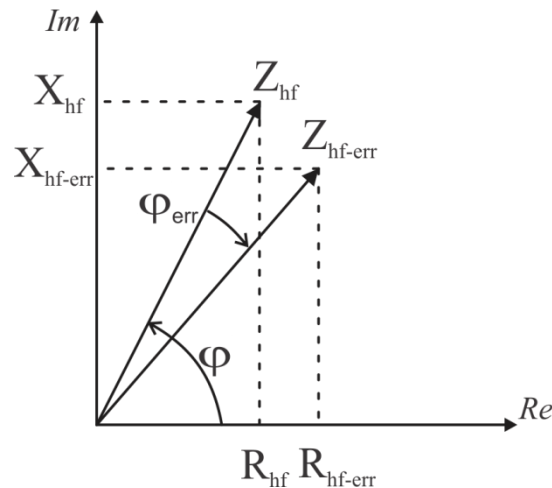
U uvodnom delu ove disertacije opisani su metodi za izračunavanje temperature analizom priraštaja omske otpornosti. U uslovima koji su postavljeni u ovoj disertaciji, informacija o impedansi se dobija na osnovu viših frekvencija napona i struja. Ocena temperature na osnovu analize priraštaja realne komponente dobijene impedanse na

povišenim frekvencijama može biti onemogućena zbog fazne greške između signala napona i struja. Da bi algoritam bio primenjiv na različitim frekvencijama, pristup koji je opisan u [79, 80 i 81] treba dodatno modifikovati tako što bi se kompenzovala fazna kašnjenja u merenim signalima.

Postojeća kašnjenja su posledica nepromenljivih procesa u sistemu za merenje struje. Međutim, kako se algoritam zasniva na obradi čitavog opsega impedanse u spektru, fiksno vremensko kašnjenje dovodi do različitih grešaka u komponentama impedanse na različitim frekvencijama. Na slikama 22 i 23 prikazani su vektori očekivane i izmerene ulazne impedanse mašine (Z_{hf}) za 20 kHz i 40 kHz. Pokazano je da na dovoljno visokim frekvencijama otpornost (R_{hf}) i induktivna reaktansa (X_{hf}) se izjednačavaju, dok se statorska reaktansa javlja kao proizvod rotorske reaktanse i koeficijenta c koji je veći ili jednak 1. Ukoliko se, zarad ovog primera, usvoji da je koeficijent c jednak 1, ima se očekivani ugao stvarne impedanse φ od oko 63° . Međutim uz prisustvo fiksnih vremenskih kašnjenja dobijaju se greške u merenju i to različite za različite frekvencije.



Slika 22. Vektor impedanse na 20 kHz sa vremenskim kašnjenjem u merenju od $1\mu s$ (oko 7°).



Slika 23. Vektor impedanse na 40 kHz sa vremenskim kašnjenjem u merenju od $1\mu\text{s}$ (oko 14°).

Kompenzacija opisanih grešaka je moguća ali postavlja se pitanje da li je i neophodna pogotovo imajući u vidu da ulazna impedansa ima unapred poznatu veza između realnog i imaginarnog dela (kako je opisano u poglavlju 4). Korišćenje dodatnog bloka u sistemu koji bi omogućio određivanje temperature na osnovu realnog dela impedanse i koji bi zahtevao kompenzaciju kašnjenja na čitavom pojasu frekvencija od interesa, pokazuje se nepotrebnim i teško izvodljivim. Autori u [36] su primenili slične pretpostavke kao u ovoj disertaciji međutim, usled činjenice da se mogu očekivati velike greške u merenju temperature usled faznih grešaka, opredeljuju se za proračun temperature na osnovu izmerene reaktanse, a ne otpornosti.

Kašnjenja u sistemu za merenje neće uticati na amplitudu merene impedanse. Ako se sagleda okolnost da je poznata struktura impedanse i budući da su u poglavlju 2 opisane pojave na visokim frekvencijama, zaključuje da rotorski deo impedanse čine jednaki realni i imaginarni deo dok je statorski realan deo zanemaren a imaginarni ima konstantan odnos sa rotorskim imaginarnim delom. Odavde se može zaključiti da se analiza svodi na određivanje priraštaja impedanse koji ima poznatu strukturu, zasnovanu na rotorskoj impedansi. Mogućnost greške se značajno umanjuje posmatranjem modula impedanse a ne realnim ili imaginarnim delovima kao što je opisano u [36], [80], [81] i [82]. Ova tvrdnja važi samo za opseg frekvencija koji je detaljno definisan u poglavlju 4.

5.3. Opseg promene impedanse u zavisnosti od temperature

Promena temperature rotorskih štapova utiče na provodnost štapova. Izvedeno je da u frekvencijskoj oblasti gde je izrazito prisutan efekat potiskivanja struja i otpornost i reaktansa rotora zavise od korena provodnosti (tačnije zavisi od faktora m). Temperaturni koeficijent α koji definiše promenu provodnosti za aluminijum iznosi $0.0038 \Omega/K$.

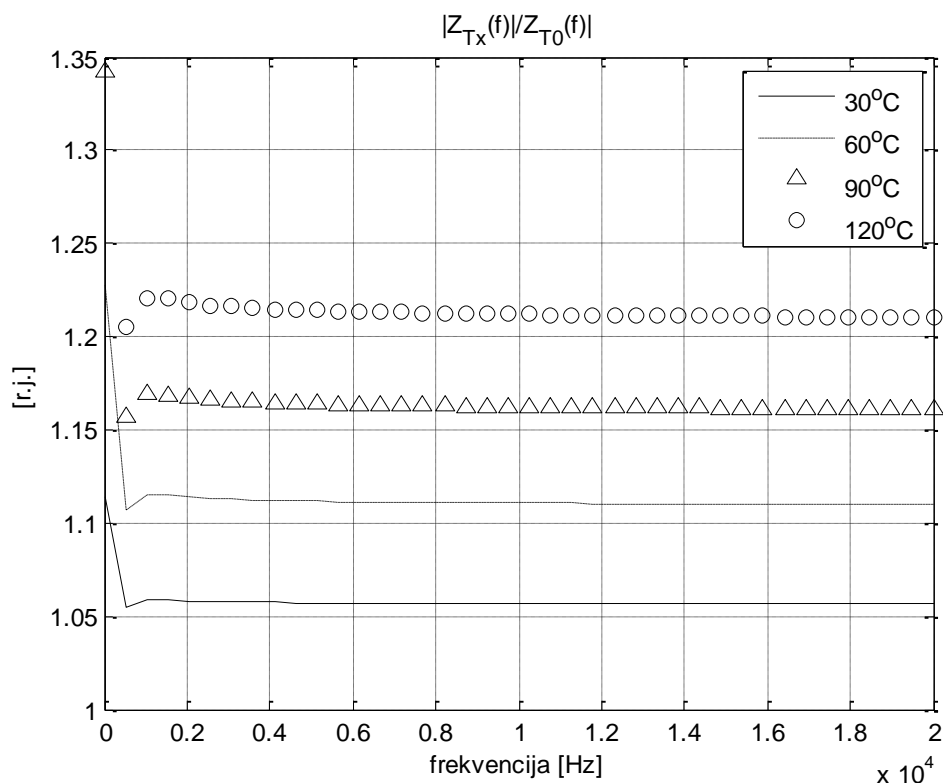
Najveće dozvoljeno zagrevanje motora određeno je vrstom korišćene izolacije. Izolacioni materijali koji se koriste za formiranje namotaja asinhronih motora svrstavaju motor u jednu od 4 temperaturne kategorije. U narednoj tabeli 3, koja je preuzeta iz IEC standarda [75], date su karakteristike pomenutih kategorija.

Tabela 3. Klase izolacije asinhronih mašina.

Klasa izolacije	Temperatura ambijenta (°C)	Porast temperature (°C)	Temperatura vruće tačke (°C)
A	40	60	105
B	40	80	130
F	40	105	135
H	40	125	180

Korišćenje izolacionih materijala kod asinhronih mašina se pre svega ogleda u potrebi za izolacijom statorskih namotaja. Kod asinhronih mašina sa kaveznom rotorom ne postoji konvencionalan namotaj na rotoru već rešetkasta elektroprovodna konstrukcija [63]. Rotorski kavez, u određenim režimima rada, može imati u određenoj meri i više radne temperature od datih u tabeli 3 međutim preveliko zagrevanje rotora može dovesti do destrukcije rotorskog kaveza.

Na slici 24 date su relativne promene modula rotorske impedanse pri nekoliko različitih nadtemperaturama i to u odnosu na moduo pri temperaturi 0°C .



Slika 24. Međusobni odnosi modula impedansi rotorskog kola pri različitim temperaturama.

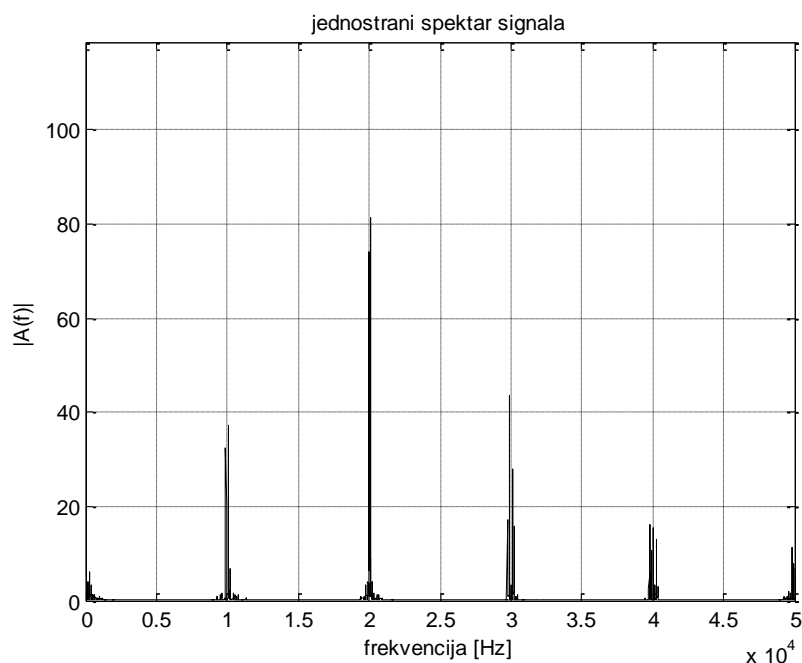
Grafik koji je prikazan na slici 24 dobijen je na osnovu slike 21. Pri nadtemperaturi od 120 °C ima uvećanje impedanse od 21% pa se na osnovu (26) i vrednosti koeficijenta α od 0.0038 Ω/K može zaključiti da se radi o korenoj zavisnosti impedanse od temperature. Na osnovu podataka iz tabele 3, i imajući u vidu termičku konstantu aluminijuma, α , očekivani opseg pomene koeficijenta k_t je do 1.25 (što odgovara nadtemperaturi od oko 150 stepeni).

5.4. Analiza spektralnog sastava moduliranih napona

Tehnika modulacije izlaznog napona energetskog pretvarača ima veliki uticaj na oblik spektra napona koji se dovodi na motor. Za eksperiment kojim je vršena verifikacija predloženog algoritma korišćene su dve različite tehnike modulacije, standardna sinusna širinska modulacija (SPWM) i *sigma-delta* modulacija. U narednom odeljku je dat osvrt na spektralni sastav svake od modulacija.

5.4.1. Sinusna širinska modulacija

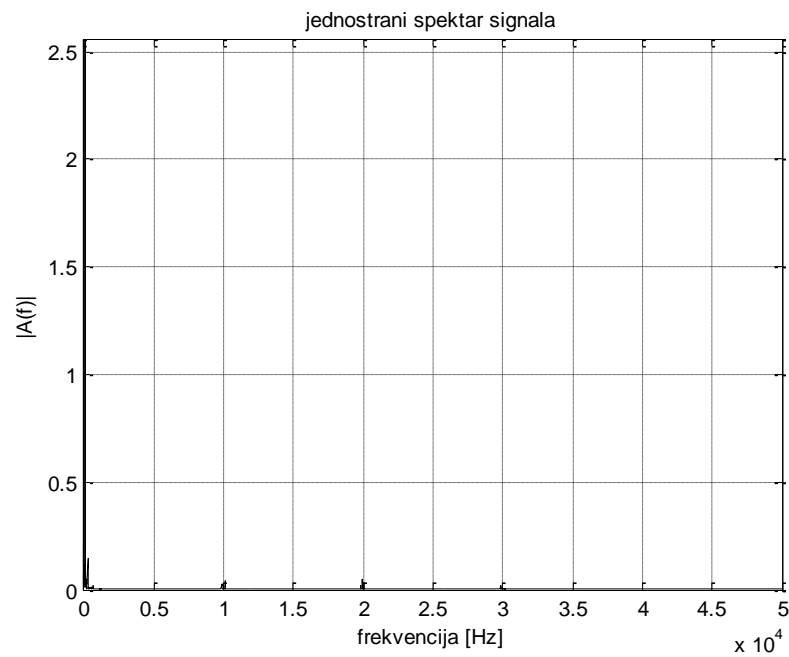
Sinusna širinska modulacija (*SPWM*) se često koristi u energetske pretvaračima za napajanje motora. Uglavnom se koristi modulacija sa fiksnom frekvencijom nosioca. To vodi do toga da je prisutan karakterističan oblik naponskog spektra. Oglada se konstantnom prekidačkom frekvencijom što rezultuje karakterističnim spektralnim sastavom. Na slikama 25, 26 i 27 prikazani su uobičajeni oblici spektara napona i struja koji se dobijaju primenom sinusne širinske modulacije. Prikazani oblici dobijeni su primenom energetskog pretvarača koji je korišćen za eksperimentalnu verifikaciju algoritma i o njemu će biti više reči u poglavlju 6. Primenjena sinusna modulacija je realizovana sa trougaonim nosiocem frekvencije 10 kHz. Tom prilikom za napajanje asinhronog motora, projektovanog za napajanje impulsnim naponom, proizvođača MOOG, oznake FASY-063-V, korišćen je pretvarač [83]. Na slici 25 prikazan je spektar međufaznog napona. Uočava se da je modulacija takva da daje spektar koji pored komponente na osnovnoj frekvenciji ima i spektralne komponente na frekvenciji nosioca i na celobrojnim umnošcima frekvencije nosioca (10 kHz).



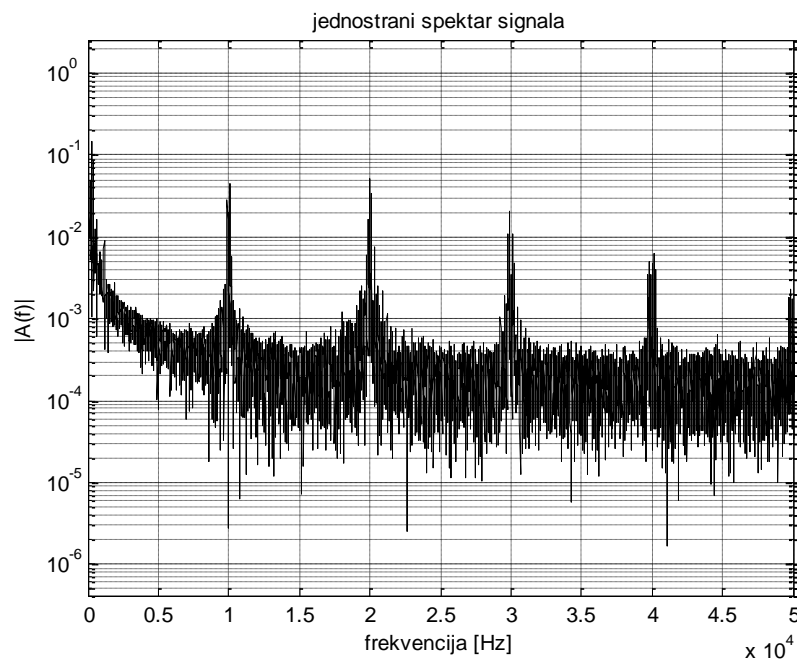
Slika 25. Spektar izlaznog međufaznog napona dobijen primenom sinusne širinske modulacije sa frekvencijom nosioca od 10 kHz.

Uočava se da je spektar takav da osim u uzanim pojasevima gde se javljaju komponente napona, nivo naponskih komponenti je veoma nizak. U skladu sa diskusijom datom u poglavlju 3, gde se zaključuje da je opravdano posmatrati frekvencijski odziv impedanse iznad frekvencije od 2 kHz, na dobijeni odziv impedanse mogu uticati pre svega naponske komponente koje se javljaju u uzanim oblastima oko celobrojnih umnožaka frekvencije nosioca. Komponentu na osnovnoj frekvenciji iz razloga navedenih u poglavlju 4 ne treba uzimati u obzir. Komponente spektra koje su veoma niske takođe ne treba uzimati u obzir jer na frekvencijama na kojima ne postoji eksitacija čak i ukoliko se javi komponente u amplitudskom spektru struje ne može se očekivati veran podatak o impedansi.

Na slici 26 dat je spektar fazne struje. Kako je nivo komponenata struje veoma nizak radi kvalitetnijeg uvida u razmere sastava spektra, spektar struje u logaritamskoj razmeri je prikazan na slici 27. Kao i kod naponskog spektra, uočava se da se komponente javljaju na osnovnoj frekvenciji i na celobrojnim umnošcima frekvencije nosioca. Tom prilikom treba obratiti pažnju na nivoe struje koji su reda procenta struje na osnovnoj frekvenciji. Običnim deljenjem amplitudskog spektra napona spektrom struje ne može se sa sigurnošću tvrditi da će rezultat deljenja biti impedansa jer postoji oblasti u kojima ne postoji naponska pobuda. Oblasti u kojima treba posmatrati količnik napona i struje su one u kojima nedvosmisleno postoji eksitacija u vidu komponente napona.



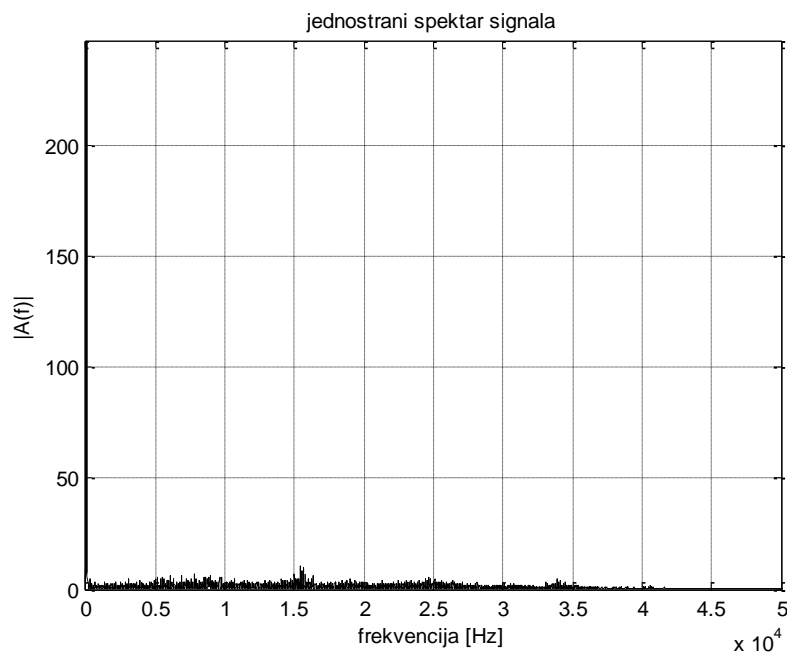
Slika 26. Spektar fazne struje dobijen primenom sinusne širinske modulacije.



Slika 27. Spektar fazne struje u logaritamskoj raspodeli, dobijen primenom sinusne širinske modulacije.

5.4.2. Sigma-delta

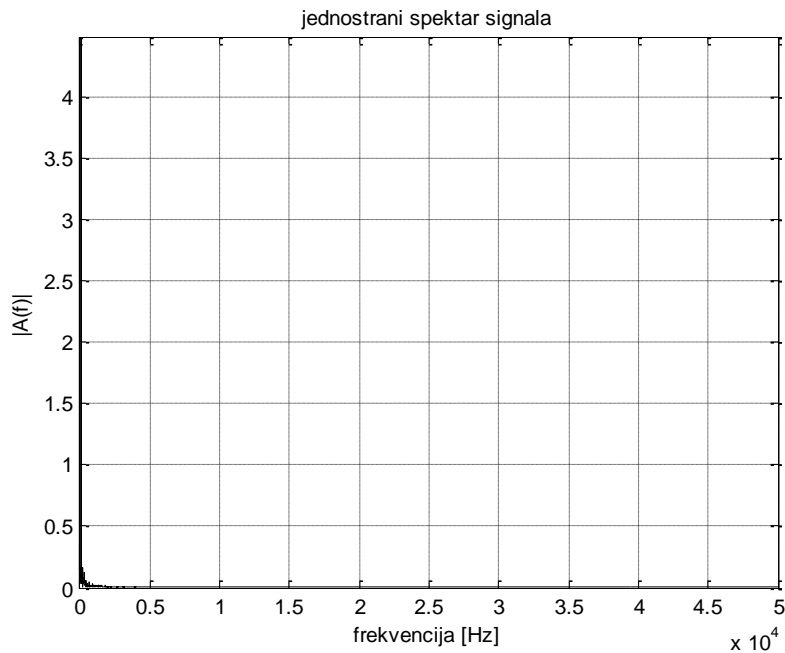
Sigma-delta modulacija [78] je nešto manje zastupljena kod pretvarača za napajanje motora i zastupljena je u aplikacijama nižih performansi. Odlikuje se pre svega promenljivom prekidačkom frekvencijom što za posledicu ima veoma bogat spektralni sastav. Karakteristični oblici spektra napona i spektra struje prikazani su na slikama 28, 29 i 30. Ovom prilikom korišćen je pretvarač [79], razvijen u Laboratoriji za mikroprocesorsko upravljanje Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu.



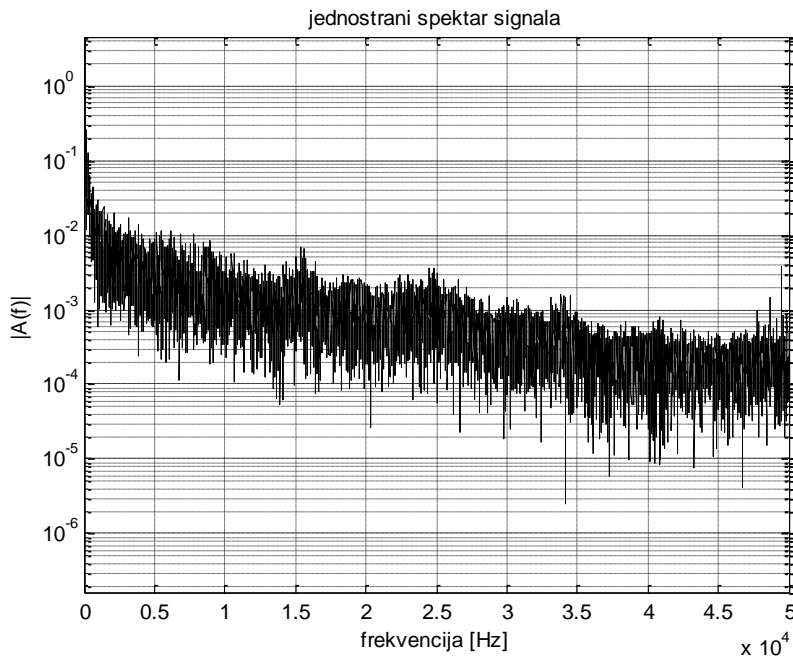
Slika 28. Spektar izlaznog međufaznog napona dobijen primenom *sigma-delta* modulacije.

Na slici 28 se vidi da je spektar napona takav da ima veći broj komponenata spektra na nižim frekvencijama u odnosu na spektar sa sinusnom modulacijom. Još jedna bitna razlika je da spektar nema mnogo oblasti u kojima se ne javljaju naponske komponente ali su pritom komponente u spektru i za red veličine manje nego što je to slučaj kod sinusne širinske modulacije.

U obliku struje se uočava da je sastav koncentrisan u oblasti nižih frekvencija (slike 29 i 30) i to do 3 kHz.



Slika 29. Spektar fazne struje dobijen primenom *sigma-delta* modulacije.



Slika 30. Spektar fazne struje u logaritamskoj raspodeli, dobijen primenom *sigma-delta* modulacije.

Na osnovu predstavljenih slika koje prikazuju karakteristične oblike spektra napona i struje za dve vrste korišćenih modulacija izlaznog napona zaključuje se da obično deljenje spektra napona spektrom struje može dati pogrešne zaključke o impedansi u

frekvencijskom pojasu od interesa. Naime, spektralni sastav struje u oblasti od interesa je takav da se često javljaju komponente struje veoma niske amplitude što prilikom deljenja može dovesti do određenih poteškoća. Sinusna modulacija je takva da pruža informaciju o naponu i struji u uzanim pojasevima koji se javljaju u spektru diskretno, koncentrisani oko celobrojnih umnožaka frekvencije nosioca dok se kod histerezisne modulacije spektar javlja na neki način kontinualno.

5.5. Merenje impedanse na povišenim frekvencijama

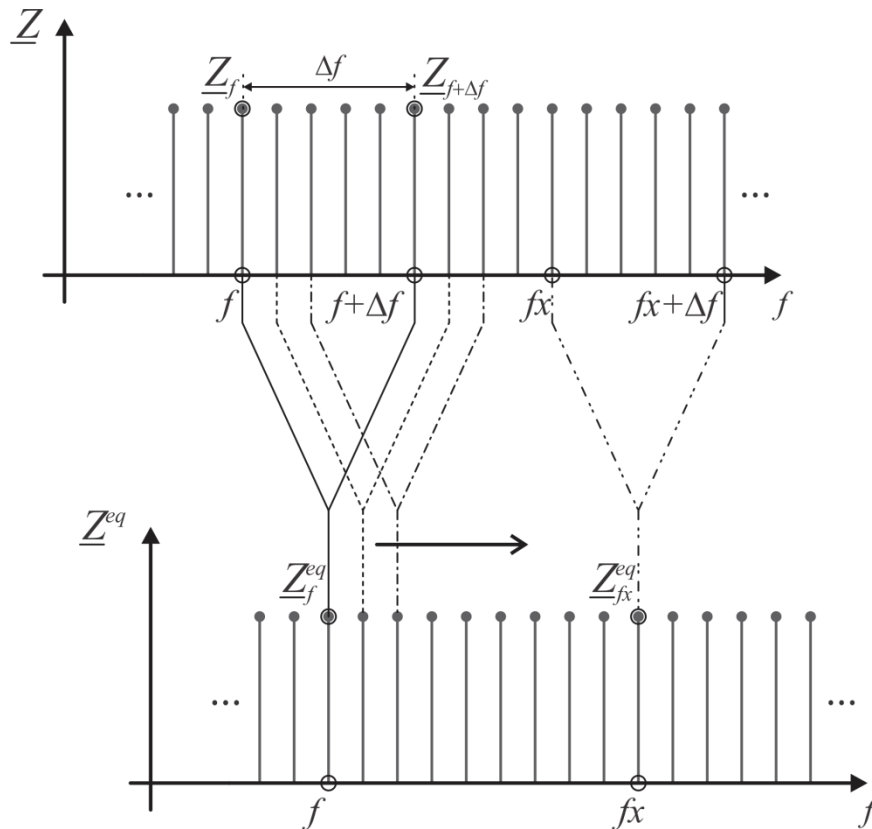
U ovom odeljku se razmatra mogućnost merenja impedanse na povišenim frekvencijama. Da bi se utvrdio način računanja odziva impedanse takav da suzbije negativne posledice deljenja dva amplitudska spektra (napona i struje) neophodno je analizirati očekivane oblike napona i struja motora. U ovoj tezi od interesa su asinhroni motori koji se napajaju putem energetskih pretvarača, sa opisanim modulacijama. Osnovna poređenja modulacija napona od interesa, data su u [77, 78].

U pojasevima gde se ne javljaju ni komponente eksitacije (napona) ni odziva (struje) očigledno ne treba očekivati pouzdan podatak o impedansi. U oblastima gde se ima bogat spektralni sastav napona i struje opravdano je očekivati da bi deljenjem mogle da se izračunaju verodostojne komponente impedanse. Imajući u vidu da su signali u praksi veoma bogati šumom postavlja se pitanje verodostojnosti signala. Uvođenjem pragova za napon i struju koji bi definisali šta je veran podatak napona ili struje u spektru može biti praktično teško izvodljivo. Naime, spektar struje kojim se vrši deljenje spektra napona je takav da sadrži komponente veoma niske amplitude. Pri tome, predloženi algoritam u ovoj tezi se neminovno oslanja na takav signal struje iako je njegov spektar nepovoljan za deljenje. Uvođenjem praga za dovoljan nivo struje, mogu se favorizovati ili odbaciti dve veoma bliske komponente po nivou gde je jedna neposredno ispod a druga neposredno iznad dozvoljenog praga. Algoritam se može bazirati i na činjenici da ukoliko ima eksitacije na određenoj komponenti može se očekivati veran količnik napona i struje što je zapravo impedansa. Ovakav vid računanja impedanse publikovan je u radovima [80, 81, 82] što predstavlja početak istraživanja oblasti koja je u vezi ove disertacije. U ovim radovima je predstavljen način za određivanje impedanse koji uključuje upotrebu *moving average* filtera u kom se javljaju težinski koeficijenti. Težinski koeficijenti su tako odabrani da govore o

verodostojnosti signala na osnovu prisustva eksitacije na određenoj spektralnoj komponenti. Za težinske koeficijente uzimaju se upravo komponente naponskog spektra kojima se množe odgovarajuće komponente impedanse dobijene običnim deljenjem. Primena *moving average* filtera ima za cilj da načini dodatno usrednjavanje frekvencijske zavisnosti impedanse kako ne bi bilo neočekivanih vrhova u računskom odzivu impedanse koji mogu navesti na pogrešan zaključak. Kako bi računaska vrednost opisanog filtriranja odziva impedanse imala dimenziju Oma (Ω) dobijena suma proizvoda se deli sumom težinskih koeficijenata koji su figurisali u sumi *moving average* filtera. Ovo je prikazano izrazom (28).

$$\underline{Z}_f^{eq} = \frac{\sum_f^{f+\Delta f} (|\underline{U}_f| \cdot \underline{Z}_f)}{\sum_f^{f+\Delta f} |\underline{U}_f|} \quad (28)$$

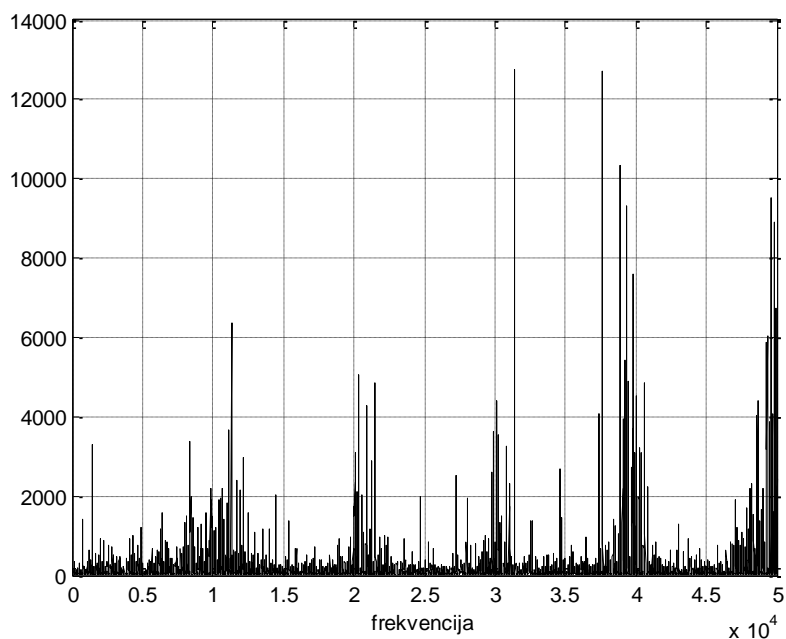
U izrazu je sa U_f označena komponenta napona na određenoj frekvenciji, sa Z_f kompleksna komponenta impedanse na određenoj frekvenciji, sa Z_f^{eq} je prikazana konačna kompleksna vrednost komponente impedanse na određenoj frekvenciji dok je sa Δf predstavljena širina *moving average* filtera. Proces dobijanja konačnog oblika impedanse na osnovu impedanse koja se dobija prostim deljenjem prikazan je na slici 31.



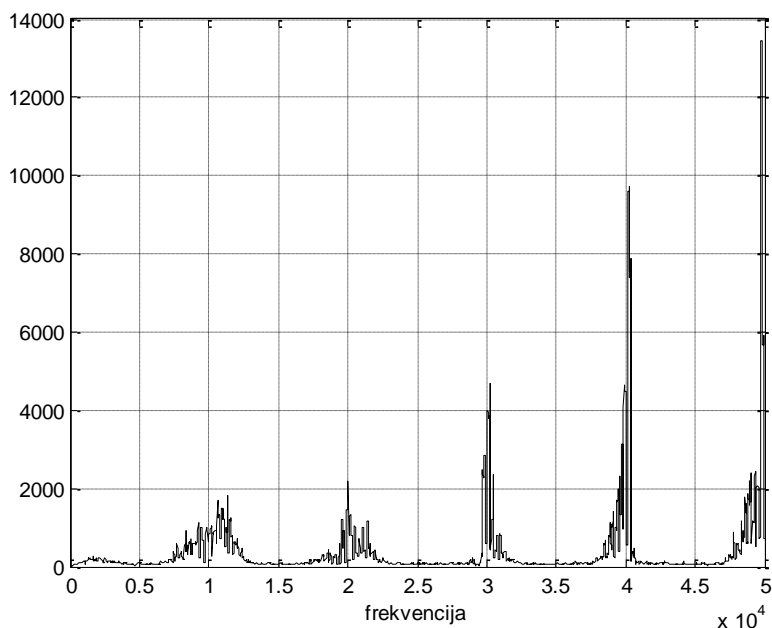
Slika 31. Primena *moving average* filtera sa težinskim koeficijentima.

Na slici se može uočiti koje komponente količnika spektra napona i struje utiču na određene komponente naknadno dobijene filtrirane impedanse. Konkretno, na filtriranu vrednost impedanse (označenu na slici 31 superskriptom eq) na frekvenciji f_x ($Z_{f_x}^{eq}$), utiču količnici napona i struja na frekvencijama počevši od f_x do $f_x + \Delta f$.

Za težinske koeficijente se ne mora uzeti vrednost naponske komponente već se može uzeti i proizvod amplituda odgovarajuće komponenta naponskog i strujnog spektra. Time se omogućava da se za verodostojnost osnovnog odziva impedanse zahteva prisustvo naponske eksitacija i struje. Rezultati primenjenog opisanog filtera prikazani su na slikama 32 i 33. Oni su dobijeni na osnovu oblika koji su predstavljeni slikama 25 i 26, na čiji količnik je primenjen opisan filter.



Slika 32. Frekvencijski odziv impedanse dobijena deljenjem spektra napona spektrom struje pri širinski modulisanom naponu napajanja, frekvencije nosioca 10 kHz.



Slika 33. Frekvencijski odziv impedanse dobijena primenom opisanog filtera pri širinski modulisanom naponu napajanja, frekvencije nosioca 10 kHz.

Na osnovu priloženih slika može se uočiti da su dobijeni oblici umnogome različiti. Impedansa izračunata samo deljenjem (slika 32) ima visok sadržaj šuma i kao takva je neupotrebljiva za poređenje u cilju određivanja priraštaja temperature. Na osnovu slike 33 primećuje se da opisani način filtracije daje frekvencijski odziv impedanse koji je

neuporedivo jasniji od zavisnosti prikazane na slici 32. Pri vrlo niskim frekvencijama (oko 100 Hz) impedansa ima gotovo linearan rast. Kao što je već pominjano u poglavlju 3 i 4, zavisnost impedanse u ovoj oblasti je zavisi od snage elektromehaničkog pretvaranja pa frekvencije niže od 2 kHz ne treba uzimati u obzir. Konkretno, prikazani oblici su dobijeni na osnovu merenja u praznom hodu. U zavisnosti od opterećenje mašine, treba očekivati da pri niskim frekvencijama (nekoliko stotina Hz) ova zavisnost bude određena snagom elektromehaničkog pretvaranja, što za primenu opisanog algoritma ne predstavlja oblast od interesa.

5.6. Izdvajanje temperature iz merene impedanse

Na osnovu iznesene diskusije u prethodnim odeljcima, izdvajanje temperaturno zavisnog dela impedanse vrši se poređenjem 2 modula impedanse dobijenih na različitim temperaturama na kojima je izvršena identična obrada korišćenjem opisanog *moving average* filtera. Konačno, kvadriranjem odnosa impedansi dobije se temperaturno zavisni deo $(1+\alpha T)$. Dobijanjem odnosa dve impedanse, na osnovu izraza (9) i (10), dobija se tačniji izraz (29),

$$\begin{aligned} \frac{|Z_{hf,Tx}|}{|Z_{hf,T0}|} &= \frac{|R_{hf,Tx} + j(1+c)X_{hf,Tx}|}{|R_{hf,T0} + j(1+c)X_{hf,T0}|} = \\ &= \frac{\sqrt{R_{hf,Tx}^2 + (1+c)^2 X_{hf,Tx}^2}}{\sqrt{R_{hf,T0}^2 + (1+c)^2 X_{hf,T0}^2}} = \frac{\sqrt{[1+(1+c)^2] R_{hf,Tx}^2}}{\sqrt{[1+(1+c)^2] R_{hf,T0}^2}} = \frac{R_{hf,Tx}}{R_{hf,T0}} \end{aligned} \quad (29)$$

U izrazu (29) subskript hf označava veličinu na povišenim frekvencijama dok subskripti T_0 i T_x označavaju veličine na ambijentalnoj i nepoznatoj temperaturi. Iz konačnog izraza se može zaključiti da se iz odnosa modula impedansi na nepoznatoj i ambijentalnoj temperaturi dobija kvadratni koren iz količnika provodnosti na nepoznatoj i ambijentalnoj temperaturi. U izrazu (7) i u [2029] se može zaključiti da se pri povišenim frekvencijama otpornost ne menja linearno sa specifičnom otpornošću ρ već sa kvadratnim korenom iz ρ . Kako se odnos provodnosti na različitim temperaturama može predstaviti izrazom (26),

$$\frac{R_{hf,Tx}}{R_{hf,T0}} = \frac{c' \sqrt{\rho_{Tx}}}{c' \sqrt{\rho_{T0}}} \quad (30)$$

gde se c' dobija iz (9) i (10), zaključuje se da je kvadrat odnosa impedanse jednak odnosu specifičnih otpornosti kao što je naveden u izrazu (31).

$$\left(\frac{Z_{f,Tx}}{Z_{f,T0}} \right)^2 = \left(\frac{R_{hf,Tx}}{R_{hf,T0}} \right)^2 = \frac{\rho_{Tx}}{\rho_{T0}} = 1 + \alpha(T_x - T_0). \quad (31)$$

Konačna računaska vrednost nepoznate temperature se dobija na osnovu (32).

$$T_x = \frac{\left(\frac{Z_{f,Tx}}{Z_{f,T0}} \right)^2 - 1}{\alpha} + T_0 \quad (32)$$

U inženjerskoj praksi često se može sresti izraz za određivanje temperature kao

$$T_x = (235 + T_0) \left(\frac{Z_{f,Tx}}{Z_{f,T0}} \right)^2 - 235. \quad (33)$$

Kako se mereni signali transformišu u merne signale po 2 ose ($\alpha\beta$ sistem), algoritam se sprovodi nad obe ose nezavisno i traženjem srednje vrednosti dve zavisnosti impedanse od frekvencije, dobija se konačna zavisnost temperature.

Kako se u opisanom pristupu imaju vrednosti impedanse na poznatoj i nepoznatoj temperaturi na čitavom opsegu od interesa, može se reći da se deljenjem tih vrednosti f dobija rekvenzijska zavisnost odnosa modula impedansi. Odavde se može zaključiti da se nalaženjem određenih srednjih vrednosti u frekvencijskom opsegu može primeniti (33) i izračunati temperatura. Budući da se očekuje prisustvo šuma u merenim signalima očekuje se i šum u frekvencijskoj zavisnosti impedanse a samim tim i u frekvencijskoj zavisnosti odnosa impedansi. Ako bi se na osnovu (33) vršilo kvadriranje frekvencijske zavisnosti pojačao bi se uticaj šuma u krajnjem merenju. Zato se određivanje temperature, na osnovu frekvencijske zavisnosti odnosa modula impedansi, koristi se izraz koji je dat u (34).

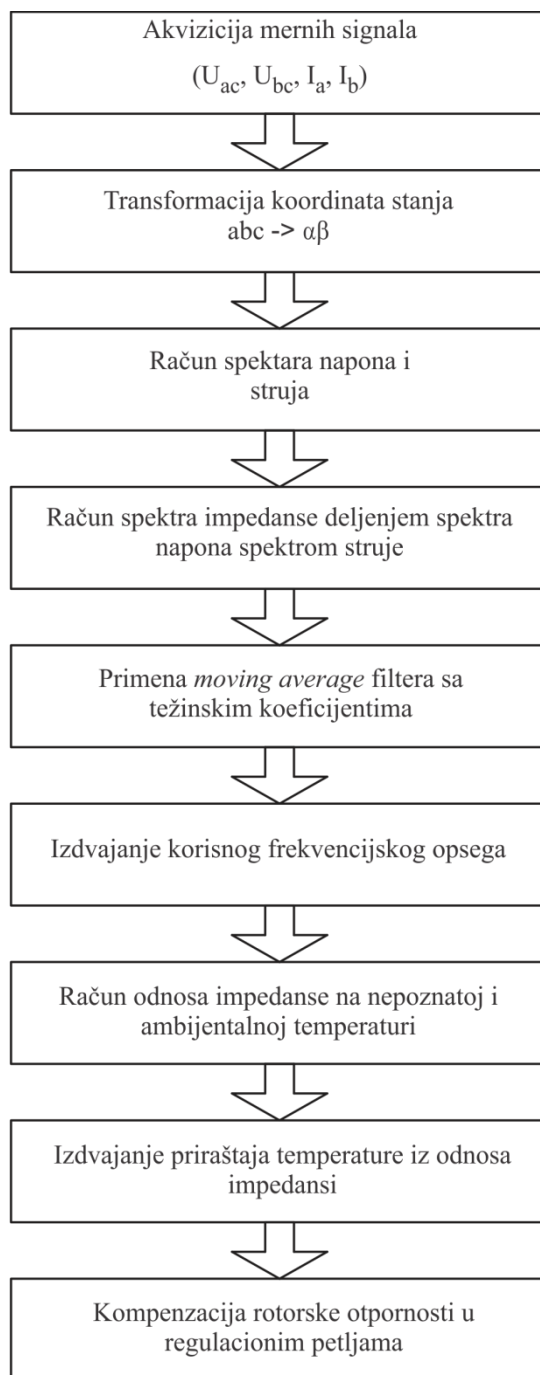
$$T_X = (235 + T_0) \left(\sum_{f_{\min}}^{f_{\max}} \frac{\overline{Z_{f,T_X}}}{\overline{Z_{f,T_0}}} \right)^2 - 235 \quad (34)$$

Ovim se vidi da se u frekvencijskom opsegu oivičenim frekvencijama f_{\min} i f_{\max} vrši sumiranje odnosa modula impedansi pri poznatoj i nepoznatoj temperaturi a zatim se traži srednja vrednost odnosa modula impedansi. Tako dobijena srednja vrednost se kvadrira kako bi se izbeglo kvadriranje pojedinačnih odnosa u kojima je sadržan šum.

5.7. Blok dijagram algoritma za ocenu temperature i otpornosti

U ovom poglavlju iznete su polazne pretpostavke za projektovanje algoritma za ocenu temperature i otpornosti rotorskog namotaja. Ovako formiran algoritam publikovan je u [58]. Na slici 34 dat je blok dijagram algoritma i prikazuje tok informacija i redosled operacija.

Algoritam zahteva akviziciju signala napona i struja sa statora. Zatim se vrši transformacija koordinata stanja iz abc u $\alpha\beta$. Nakon toga se vrši proračun spektra napona i struja da bi se nakon toga vršilo deljenje spektra napona spektrom struje.



Slika 34. Blok dijagram algoritma za ocenu temperature i otpornosti rotorskog namotaja.

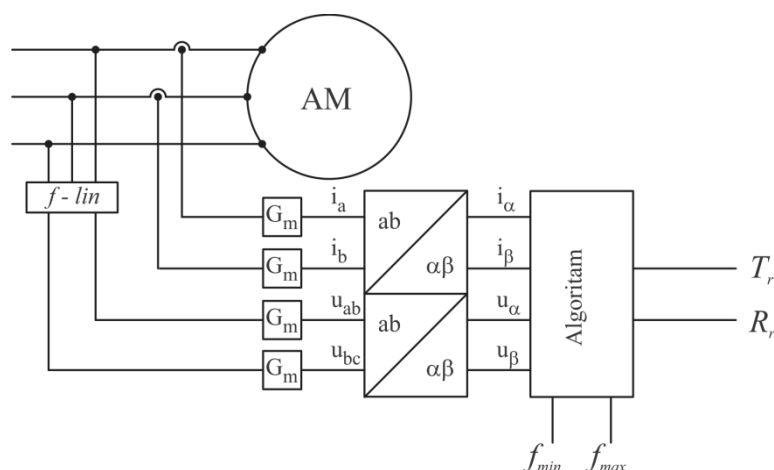
Tako dobijena frekvencijska zavisnost impedanse zahteva dodatnu obradu primenom opisanog *moving average* filtera. Potom se vrši izdvajanje temperaturnog dela traženjem odnosa modula impedansi pri nepoznatoj i ambijentalnoj temperaturi nakon čega se može doneti zaključak o priraštaju temperature. Temperatura se dalje

koristi za korekciju rotorske otpornosti koja je u aplikacijama sa upravljanim asinhronim motorima parametar u regulacionim petljama.

5.8. Diskusija o mogućnosti praktične implementacije

Predstavljena metoda za proračun temperature oslanja se na poznatu zamensku šemu asinhrone mašine koja važi za povišene frekvencije. Opisana zamenska šema u poglavlju 4 se odnosi na fazne veličine. Međutim, koncept zamenske šeme ostaje nepromenjen ukoliko se na fazne veličine primeni matematička transformacija abc koordinatnog sistema u $\alpha\beta$ koordinatni sistem [64, 76]. Prednost $\alpha\beta$ koordinatnog sistema je u broju promenljivih, jer ima onoliko veličina koliko u mašini zaista postoji nezavisnih struja i napona. Sa stanovišta struje rotora, nulte komponente koje se mogu javiti u statorskim naponima i strujama ne prenose se na rotorsko kolo. U $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu nulte komponente struja se gube primenom matematičke transformacije (Klarkina transformacija [63, 64 i 76]). Merenjem dve struje i dva međufazna napona dobijaju se $\alpha\beta$.

Imajući u vidu da se algoritam zasniva na analizi signala u oblasti povišenih frekvencija, od presudne važnosti je da merni sistem u frekvencijskom opsegu koji je naveden u poglavlju 4, unosi minimalna izobličenja. Izobličenja mernog sistema je nemoguće izbeći ali ukoliko se obezbedi da merni sistem unosi identična amplitudska i fazna izobličenja za svaku od mernih veličina, opravdano je pretpostaviti da se neće narušiti preciznost u određivanju temperature. U protivnom, izobličenja na povišenim frekvencijama mogu dovesti do potpuno pogrešnih informacija o impedansi gde male greške u oceni impedanse dalje vode u veću grešku u oceni temperature imajući u vidu da se ima korena zavisnost od temperature. Na slici 35 je prikazana blok šema mernog sistema sa funkcijama prenosa merenja struje i napona. Blok f -lin označava formiranje dva linijska (međufazna) napona na osnovu tri fazna. Kao što je pomenuto, svaka od prenosnih funkcija treba da ima identičnu amplitudsku i faznu karakteristiku, $|G_m(j\omega)|$ i $\varphi_{G_m}(j\omega)$, bez obzira da li se meri napon ili struja.



Slika 35. Merni sistem statorskih napona i struja sa pojedinačnim funkcijama prenosa.

Na osnovu dobijenih veličina u $\alpha\beta$ koordinatnom sistemu može se dobiti impedansa po obe ose deljenjem struja i napona. U tom slučaju važi sledeće:

$$Z_{\alpha}(j\omega) = \frac{F\{u_{\alpha}(t)\}}{F\{i_{\alpha}(t)\}} \quad (35)$$

$$Z_{\beta}(j\omega) = \frac{F\{u_{\beta}(t)\}}{F\{i_{\beta}(t)\}}$$

U izrazu (35) frekvencijski odziv impedanse se dobija deljenjem amplitudskog spektra napona amplitudskim spektrom struje. Pri deljenju dva spektra treba imati u vidu da se u frekvencijskom opsegu koji je opisan u poglavlju 4, javljaju spektralna komponente struje koje su veoma male amplitude, nekoliko procenata nominalne struje. Naponske komponente koje se javljaju, često su na nivou od 20-50% nominalne vrednosti. U industrijskim pretvaračima u kojima se koriste poluprovodničke prekidačke komponente može se javiti vrlo visoka vrednost indukovano šuma u merenim signalima. Prilikom merenja struje, nivo indukovano šuma može dostići nivo korisnog signala tako da treba posebnu pažnju posvetiti deljenju dva spektra da bi se izbegle moguće greške. Filtriranje signala u cilju potiskivanja šuma ne dolazi u obzir jer je korisni signal struje često na toliko niskom nivou da je srazmeran sa nivoom šuma. Još jedna od otežavajućih okolnosti prilikom deljenja dva spektra je i priroda električnih mašina koja je takva da usled određenih parazitnih efekata može doći do pojave naponske komponente u spektru na frekvenciji gde ne postoji komponenta

struje i obrnuto. U takvoj situaciji deljenjem dva spektra se može doći do potpuno pogrešnih rezultata i zaključaka.

Za opisani proračun temperature koristi se veliki broj matematičkih operacija sadržan u proračunu spektra signala a potom i u deljenju signala. Ovako zamišljen algoritam zahteva veliku procesorsku snagu kao i mnogo memorijskih resursa. Povoljna stvar je to što je temperatura u osnovi fizički sporo promenljiv proces. Ta činjenica omogućava da se ne postavlja uslov da se kompletan algoritam izvrši u toku jedne prekidne rutine (10-20 000 puta u sekundi) već se može izvršavati u u periodu od nekoliko sekundi ili kod velikih mašina čak i do nekoliko minuta.

Ovakav pristup računanju ipak zahteva da se deo algoritma izvrši veoma brzo i pod tim se misli na akviziciju signala. U praksi se može očekivati da digitalni signal procesori mogu bez teškoća vršiti odabiranje sva 4 potrebna signala sa periodom oko $1\mu\text{s}$ sa 12-bitnom tačnošću. Na taj način se može obezbediti da se vrši obrada spektra čak i do 500 kHz što je ipak nepotrebno veliki opseg u opisanom pristupu. Frekvencijski kvant u spektralnom zapisu signala je od značajno veće važnosti od same frekvencije odabiranja. Imajući u vidu da na frekvencijski kvant utiče dužina trajanja akvizicije zaključuje se da se može javiti problem sa memorijom procesora. Kako se ne očekuje velika koncentracija korisnog signala na frekvencijama višim čak i od 20-30 kHz, zbog opisanog problema merenja struje na tim frekvencijama, algoritam se može koncipirati tako da se uzimaju odbirci signala na svakih $10\mu\text{s}$ a da se vreme trajanja formira tako da se ne ugrozi memorijski kapacitet. Okvirno, moguće je očekivati da se tako ostvari i akvizicija u trajanju čak i preko 100 ms što omogućava frekvencijski kvant od čak 10 Hz što može da bude sasvim dovoljno za dalji proračun. Novije generacije procesora omogućavaju proračun spektra signala dužine 4096 elemenata u 4 ciklusa sistemskog sata što se svodi na ukupno vreme od 30-ak ns. U cilju povećavanja preciznosti algoritma moguće je u sklopu od $10\mu\text{s}$ vršiti i *oversampling* od 8 a možda čak i 16 odbiraka. Na taj način se može očekivati efektivna rezolucija i do 14 bita korišćenjem 12-bitnog AD konvertora. Šta više, sve više se mogu naći u upotrebi AD konvertori rezolucije 16 bita što je višestruko precizniji zapis od onog korišćenog u eksperimentu za verifikaciju algoritma u ovoj disertaciji. Više o eksperimentalnoj postavci se nalazi u poglavlju 6.

5.9. Rezime

Opisani algoritam potrebno je ispitati u realnom sistemu. Algoritam je testiran *offline* metodom dok ispitivanje rada algoritma u realnom vremenu prevazilazi okvire ove doktorske disertacije ali može predstavljati budući rad na ovoj temi. Realan sistem u kome se vrše merenje statorskih signala podrazumeva rad motora priključenog na energetski pretvarač. Kako je opisano u poglavlju 5, predloženi algoritam nije osetljiv na radni režim motora u smislu brzine obrtanja rotora i opterećenja motora. Stoga, eksperiment ne zahteva dovođenje motora u neki specifičan režim rada. Opisan način za dobijanje temperature rotora će biti verifikovan *offline* metodom koja ne uključuje obradu u realnom vremenu već testiranje algoritma na prethodno snimljenim signalima. Dat je i blok dijagram predloženog algoritma u kome se može videti tok informacija koji ne uključuje složene matematičke operacije već radom sa dugačkim vektorima se zahteva malo duže vreme izvršavanja. Opis eksperimentalne postavke je dat u poglavlju 6. Na početku odeljka 5.2 navedene su modulacije od interesa za predloženi algoritam. Pomenute dve modulacije su pre svega od interesa jer će pri takvim modulacijama napona biti predstavljena evaluacija predloženog algoritma. U poglavlju 7 biće prikazani rezultati primene algoritma.

6. Opis eksperimentalne postavke

U ovom poglavlju je predstavljena eksperimentalna postavka na kojoj je vršena verifikacija predloženog algoritma u okviru ove teze. Eksperimentalnu postavku čine hardverske i softverske celine i pojedinačno su opisane u ovom poglavlju. Budući da se predloženi algoritam ispituje u *offline* režimu opisan je način za odabiranje i priprema za dalju obradu na računaru.

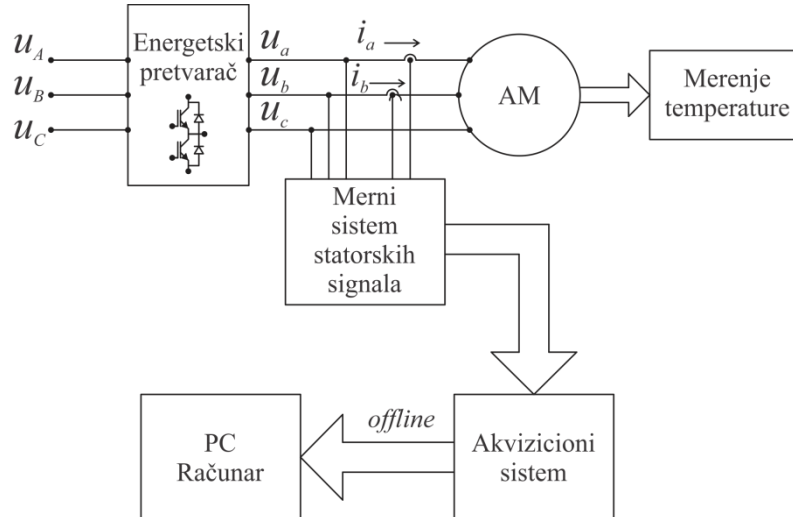
6.1. Blok dijagram eksperimentalne postavke

Postavka na kojoj je vršen eksperiment uključuje vezu energetskog pretvarača i motora između kojih se priključuje merni sistem koji je u vezi sa sistemom za akviziciju i obradu podataka. Merni sistem vrši merenje statorskih napona i struja kao i merenje temperature u cilju verifikacije rada algoritma. Sistem za akviziciju snima električne signale visoke dinamike dok se informacija o temperaturi kao sporo promenljivoj veličini meri očitavanjem sa instrumenta. Po *Shannon-Nyquist*-ovoj teoremi [85, 92] i obzirom na frekvencijski opseg od interesa predstavljen u poglavlju 4, frekvencija odabiranja treba da zadovolji frekvenciju gornje granice u spektru koja ne prelazi 50 kHz. U skladu sa prethodno navedenim, frekvencija odabiranja treba da bude minimum 100 kHz. Frekvencija odabiranja od 100 kHz u savremenim pogonima je ostvariva. Novije tehnologije digitalnih signalnih kontrolera (*DSC*) koje se koriste u energetskim pretvaračima imaju veoma brze AD konvertore [86] sa mogućnošću odabiranja od približno 300 ns po jednom kanalu. Takođe, neizostavni deo savremenih procesora je i *DMA* (Direct Memory Access) blok [87] koji uparen sa brzim AD konvertorima [86] čini akvizicioni sistem visokih performansi.

Verifikacija algoritma se vrši na *PC* računaru u programskom paketu *MATLAB* korišćenjem snimaka prikupljenih akvizicionim sistemom. Poređenjem izmerene vrednosti sa senzora temperature i informacije o temperaturi dobijene računskim putem primenom opisanog algoritma moguće je izvršiti ocenu rada algoritma.

Blok dijagram eksperimentalne postavke prikazan je na slici 36. Na njemu se vide prethodno opisani hardverski delovi eksperimenta. Strelice označavaju tok informacija

dok pored strelice koja označava tok informacija između akvizicionog sistema i PC računara stoji oznaka *offline* kako bi se naglasilo da sistem ne radi ocenu temperature u realnom vremenu.



Slika 36. Blok dijagram eksperimentalne postavke za evaluaciju rada algoritma za ocenu temperature.

Sa leve strane energetskog pretvarača označeni su naponi u_A , u_B i u_C koji su ulazni mrežni naponi kojima se napaja pretvarač. U slučaju monofaznog napajanja postoji sam napon u_A . Sa desne strane pretvarača su naponi u_a , u_b i u_c koji predstavljaju izlazne napone koji se dovode na statorske krajeve motora (subskripti velikim slovima predstavljaju ulazne veličine pretvarača dok mali subskripti predstavljaju izlazne veličine iz pretvarača). Upravo su 3 izlazna napona kao i izlazne struje 2 faze motora signali koji se dovode u merni sistem i sva dalja obrada signala se odvija nad njima.

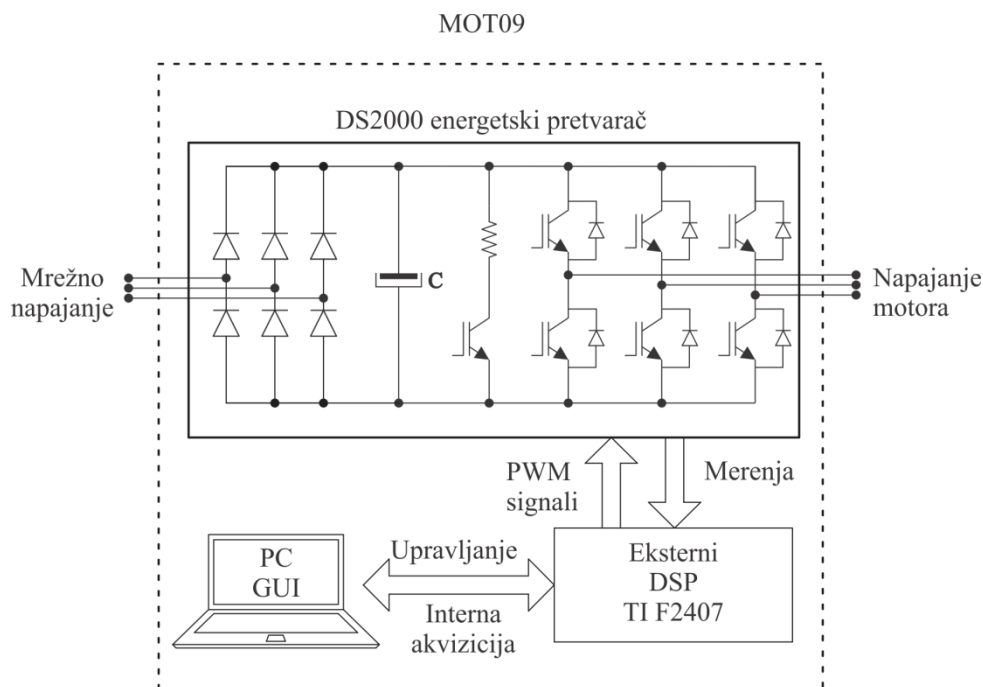
U daljem tekstu su detaljnije opisani svi segmenti navedeni u blok šemi.

6.2. Energetski pretvarači korišćeni u eksperimentu

Energetski pretvarači su pomenuti u poglavlju 5 kroz analizu spektralnog sastava napona i struja kako bi bio predložen adekvatan algoritam za ocenu temperature. Navedeno je da se za eksperiment koriste sinusna i *sigma-delta* modulacija. Za ove dve modulacije koriste se dva različita pretvarača, jedan industrijski pretvarač [83, 84] i jedan komercijalni pretvarač [79] koji se nalazi u primeni u uređajima bele tehnike. Ovi pretvarači su izabrani za eksperiment zbog različitih pristupa u modulaciji

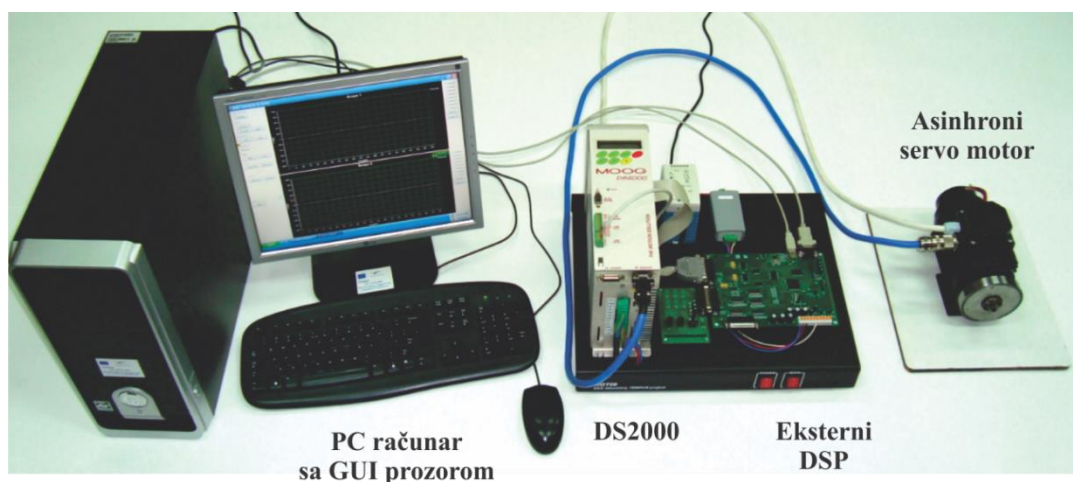
izlaznog napona. Spektralni sastav izlaznog napona kod ova dva pretvarača se veoma razlikuje. U prisustvu sinusne širinske modulacije sa stalnom frekvencijom nosioca spektar napona ima karakterističan oblik u kome se komponente spektra javljaju u uzanim pojasevima u okolini celobrojnih umnožaka frekvencije nosioca. Za razliku od sinusne modulacije, *sigma-delta* modulacija po svom principu rada se svodi na histerezisnu modulaciju. Tada se za razliku od sinusne modulacije, spektar napona javlja na neki način kontinualno sa frekvencijom i retke su komponente koje su bliske nuli kao što je to slučaj kod sinusne modulacije. Kako ove dve modulacije daju veoma različite spektre napona, evaluacija predloženog algoritma u ovoj tezi može dodatno dobiti na značaju. Ukoliko rezultati algoritma budu zadovoljavajući, može se zaključiti da se algoritam može primeniti i na drugačije modulacije koje se koriste u energetskim pretvaračima koje po svojoj prirodi daju proizvoljnu raspodelu komponenata spektra u rasponu od 2-50 kHz.

Pretvarač na kome je realizovana sinusna modulacija nalazi se u okviru laboratorijske postavke MOT09 [88] i time pruža mogućnost korisniku da unosi proizvoljan algoritam za upravljanje motorom preko eksternog digitalnog signal procesora (DSP). Struktura postavke sa pretvaračem prikazana je na slici 37.



Slika 37. Blok dijagram MOT09 eksperimentalne postavke sa energetskim pretvaračem DS2000.

Ulogu energetskog pretvarača i motora sa slike 36 ima kompletna postavka MOT09. Korišćeni pretvarač ima mogućnost samostalng upravlja motorom koristeći sopstvenu procesorsku ploču. Na slici 37 treba uočiti da energetskim prekidačima u pretvaraču upravlja eksterni *DSP* koji je u vezi sa *PC* računarem pomoću kog se, putem grafičkog okruženja (*GUI*⁸) zadaju reference za upravljanje. Ova postavka, kako ima ostvarenu vezu sa *PC* računarem, ima mogućnost za akviziciju signala međutim, eksterni *DSP* je stare generacije tako da ne može da ispuni potrebe algoritma za frekvencijom odabiranja od minimum 100 kHz. Energetski pretvarač *DS2000 Size B* korišćen u ovoj postavci ima maksimalnu vršnu struju od 22 A i može napajati motor vršnom snagom i do 10 kW. Ulazno napajanje pretvarača je trofazno mrežno napajanje koje omogućava napajanje motora međufaznim naponom od 330 V (190 V fazno). Frekvencija nosioca u sinusnoj modulaciji se može unapred odabrati i u eksperimentu su korišćene vrednosti od 2.5 kHz, 5 kHz i 10 kHz. Vrednosti od 2.5 i 5 kHz su korišćene prilikom napajanja motora koji su projektovani za rad pri mrežnom napajanju jer zbog velike ekvivalentne induktivnosti rasipanja može postojati problem sa merenjem struje na povišenim frekvencijama. Frekvencija nosioca od 10 kHz je korišćena za napajanje servo motora i motora za velike brzine obrtanja. Više o korišćenim motorima dato je u odeljku 6.5. Izgled postavke sa *DS2000* pretvaračem prikazan je na slici 38.



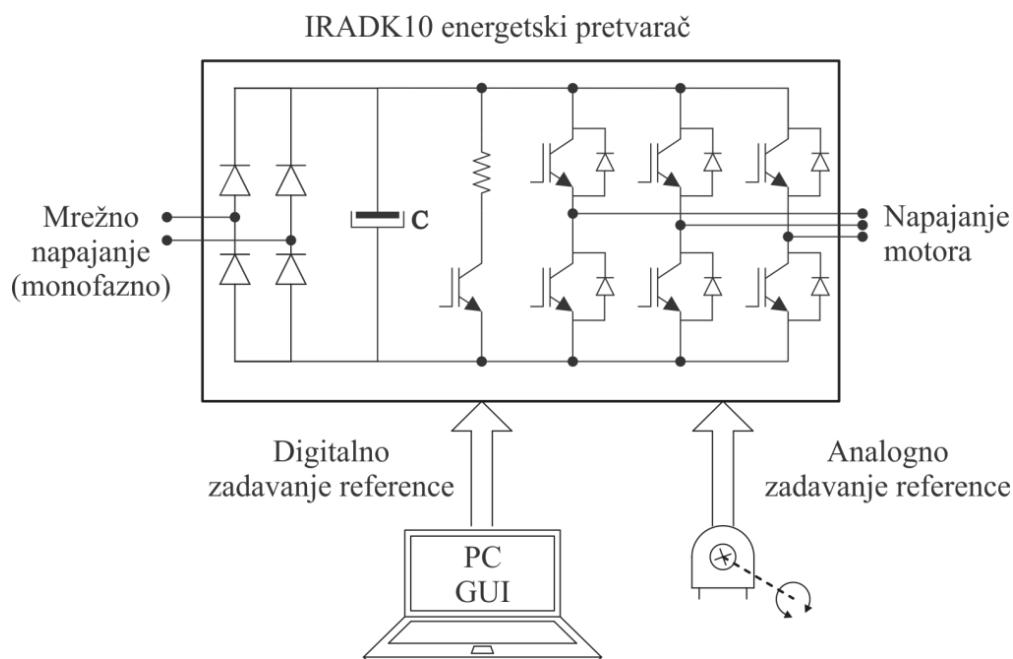
Slika 38. Izgled eksperimentalne postavke koja uključuje pretvarač *DS2000*, asinhroni motor i *PC* računara za davanje komande.

⁸ eng. Graphic User Interface - GUI

U okviru *DS2000* pretvarača ostvareno je merenja struje za potrebe rada pretvarača imaju ugrađeni *anti aliasing*⁹ filteri na izlazu iz senzora. Takvo merenje koje dodatno menja amplitudsku i faznu karakteristiku sistema za merenje struje ipak nije pogodno za testiranje predloženog algoritma te se koriste posebni senzori struje izmešteni iz pretvarača. Više o mernom sistemu dato je u odeljku 6.3.

Pretvarač na kome je realizovana *sigma-delta* modulacija proizvođača je *International Rectifier* pod oznakom *IRADK 10*. Projektovan je za napajanje motora pri trajnom opterećenju od 400 W, namenjen manje zahtevnim aplikacijama.

Energetski prekidači pretvarača su integrisani u inteligentni modul¹⁰. Napajanje pretvarača je monofazno što omogućava napajanje motora linijskim naponom od 220 V. Zadavanje reference brzine na ovom pretvaraču moguće je izvršiti analognim (potencijometrom) ili digitalnim putem (serijskom vezom). Zbog jednostavnosti u eksperimentu je korišćeno analogno zadavanje reference. Na slici 39 prikazana je blok šema pretvarača *IRADK 10*, a na slici 40 je prikazan realan izgled pretvarača.



Slika 39. Blok dijagram pretvarača *IRADK 10* sa prikazom mogućeg zadavanja reference.

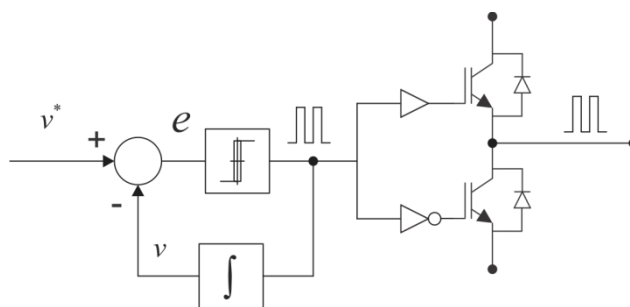
⁹ *Anti aliasing filter* – filter koji omogućava kvalitetniju diskretizaciju signala uklanjanjem viših frekvencija

¹⁰ *IPM* – *Intelligent Power Module*



Slika 40. Realan izgled pretvarača *IRADK 10*.

Na ovom pretvaraču je realizovana *sigma-delta* modulacija. Princip rada *sigma-delta* modulatora prikazana je na slici 41.



Slika 41. Struktura *sigma-delta* modulatora realizovana na pretvaraču *IRADK 10*.

Realizacija *sigma-delta* modulacije u svojoj strukturi sadrži histerezisni regulator koji u zavisnosti od izlaza diskriminatora greške uključuje gornji ili donji prekidač. Ovakav način modulacije izlaznog napona daje spektralni sastav kao što je prikazano na slikama 28, 29 i 30. Ulaz u deo sa histerezisnim komparatorom je zapravo razlika između referentnog napona i očekivanog izlaznog napona.

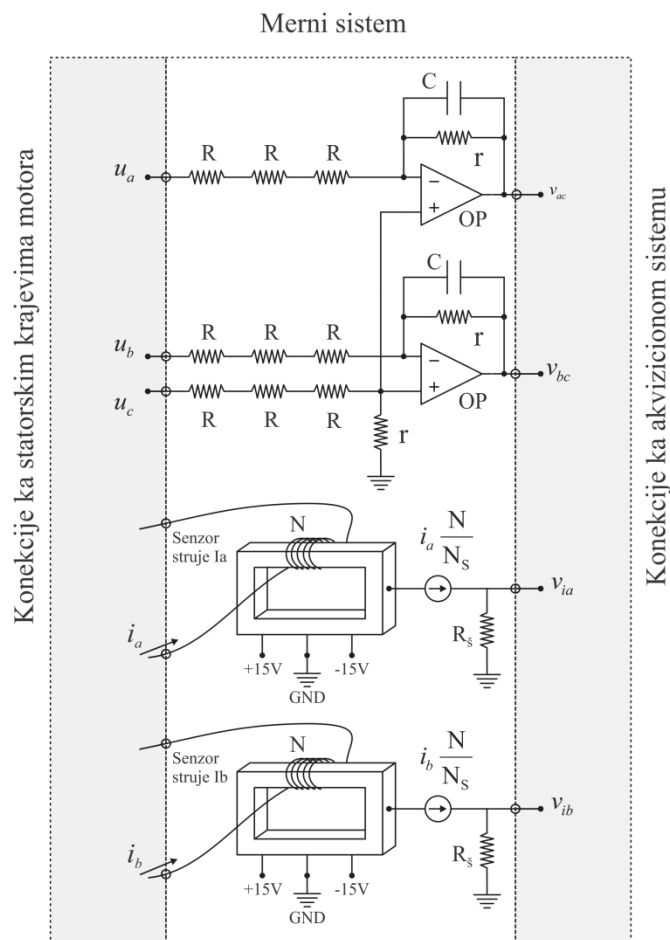
Ograničenje ovog pretvarača je jačina izlazne struje pa se ne može koristiti na motorima većih snaga pri opterećenju. Međutim, kako je prikazano u poglavlju 5, radni režim motora nije od važnosti za evaluaciju algoritma i opravdano je očekivati da se motor može naći i u stanju praznog hoda. Na taj način se pruža mogućnost za ispitivanje algoritma na motorima i do nekoliko kW ukoliko snaga praznog hoda ne prevazilazi snagu koju može *IRADK* da omogući na svom izlazu.

6.3. Merni sistem korišćen u eksperimentu

Merni sistem je pomenut na početku poglavlja 5. Na slici 36 prikazan je blok dijagram na kome se vidi da je uloga mernog sistema takva da sa jedne strane treba da bude povezan na statorske krajeve motora a da sa druge strane omogućava pripremu veličina za prikupljanje akvizicionim sistemom. Kao što je to prikazano na slici 36, funkcije prenosa za svaki od kanala treba da budu iste kako bi unosile što manje izobličenja. Razlog tome je već naveden a svodi se na to da prilikom deljenja dva spektra u cilju dobijanja što tačnijih podataka o impedansi nije poželjno da se prilikom merenja imaju različita izobličenja.

Merni sistem prikazan je na slici 42. Na slici je moguće uočiti 3 segmenta slike, konekcije kao statorskim krajevima, konekcije ka akvizicionom sistemu i šemu samog mernog sistema.

Konekcije ka statorskim priključcima su takve da se na osnovu njih može vršiti merenje svih potrebnih veličina. Kako je već naznačeno od interesa su po dva napona i struje. Struje se mere pomoću senzora struje sa *Hall*-ovim efektom [71] proizvođača *Honeywell*, oznake CSNA-111 namenjenog širokom opsegu primena. Senzor ima mogućnost za merenje i jednosmerne i naizmjenične struje. Propusni opseg ovih senzora je 150 kHz pa se može smatrati da ne unose nikakvo izobličenje signala imajući u vidu da se algoritam bazira na obradi signala u opsegu od 2 kHz do 50 kHz. Senzor na svom izlazu daje struju proporcionalnu ukupnoj struji koja postoji u središtu jezgra koja je N puta veća od merene statorske struje. Ukupan faktor proporcionalnosti izlazne struje je N/N_s gde je N_s prenosni odnos senzora struje (u ovom slučaju 1000). Nominalna struja merenja ovog senzora je 50 A naizmjenično. Kako se očekuje da merena struja u ovom eksperimentu bude dosta ispod tog opsega, koristi se mogućnost da se po potrebi postavi nekoliko navojaka oko magnetnog kola senzora u cilju preciznijeg merenja. Šant otpornik R_s treba da bude reda veličine oko 100 Ω kako bi izlazni nivo napona iz senzora bio u linearnoj oblasti rada senzora. Za potrebe ovog eksperimenta se nastojalo u tome da napon na šantu ne izlazi iz opsega -5 i $+5$ V.



Slika 42. Šema mernog sistema sa konekcijama ka statorkim priključcima i ka sistemu za akviziciju signala.

Merenje napona se svodi na merenje dva međufazna napona iz razloga što ne postoji izvučen neutralni provodnik pa je i nemoguće meriti fazne napone. Poznavanjem dva međufazna napona moguće je izračunati sve nepoznate fazne i međufazne napone. Za ove potrebe napravljen je jedan analogni sabirač koji korišćenjem operacionih pojačavača TL082 [89], omogućava da se dobiju skalirane vrednosti međufaznih napona. Ulazni naponi u kolo za merenje napona su naponi koji su na statorkim priključcima motora u_a , u_b i u_c . Naponi koje meri akvizicioni sistem su skalirani međufazni naponi označeni sa v_{ac} i v_{bc} . Zavisnost izlaznog međufaznog napona v_{ac} od ulaznih statorkih napona data je izrazom (36).

$$v_{ac} = -\frac{u_a}{3R}r + u_c \frac{r}{3R+r} \frac{3R+r}{3R} \quad (36)$$

$$v_{ac} = (u_c - u_a) \frac{r}{3R} = u_{ca} \frac{r}{3R}$$

Vrednosti otpornosti r i R su $1.1 \text{ k}\Omega$ i $120 \text{ k}\Omega$. Na slici 42 se može uočiti da paralelno otpornostima r stoji kondenzator i čini jedan RC član, međutim presečna frekvencija tog člana je oko 700 kHz te se može smatrati da ne unosi izobličenje u signale napona. Parametar *slew-rate* korišćenih operacionih pojačavača je $13 \text{ V}/\mu\text{s}$ što neće dovesti do izobličenja u spektru u oblasti od interesa.

6.4. Sistem za akviziciju i obradu signala korišćen u eksperimentu

Akvizicija podataka je potrebna jer se verifikacija eksperimenta ne vrši u realnom vremenu već se primenjuje algoritam opisan u ovoj tezi nad signalima koji su snimljeni u realnom sistemu. Obrada prikupljenih signala se naknadno vrši na *PC* računaru korišćenjem programskog paketa *MATLAB*.

Za akviziciju signala korišćen je četvorokanalni digitalni osciloskop TDS5034B proizvođača *Tektronix* [90]. Propusni opseg osciloscopa je 350 MHz što je za potrebe evaluacije algoritma u ovom slučaju sasvim dovoljno. Kao što je prikazano na slici 42, četiri signala idu od mernog sistema ka akvizicionom sistemu (osciloskopu) i time koristi sva 4 kanala osciloscopa. Sonde koje su korišćene proizvođača su *HAMMEG*, oznake HZ200, propusnog opsega 250 MHz što je sasvim zadovoljavajuće.

Osciloskop ima mogućnost za memorisanje signala u formi vektora dužine $5\,000\,000$ tačaka ukoliko memoriše samo jedan kanal. U slučaju memorisanja 4 kanala ima mogućnost da snimi $2\,000\,000$ tačaka po jednom kanalu. Odabiranje signala se vrši sa rezolucijom od 8 bita što je uobičajeno za osciloskope te klase. U pogledu preciznosti sa rezolucijom od 8 bita, ovaj osciloskop ima značajno lošije performanse nego što to imaju savremeni mikrokontroleri koji se koriste u industriji, koji sa rezolucijom od 12 bita imaju 8 puta precizniji zapis. Nove tehnologije koje se očekuju u masovnoj upotrebi u narednim godinama imaju rezoluciju zapisa čak i 16 bita. Okolnost da se algoritam testira na signalima koji su prikupljeni sa ograničenom rezolucijom mogu se

posmatrati na dva načina. Imajući u vidu diskusiju u poglavlju 5 i činjenicu da spektar struje na svojim povišenim frekvencijama ima veoma nisku amplitudu može se reći da je kvalitet odabiranja nedovoljan da se vrši ocena temperature. Sa druge strane, ukoliko primena algoritma uprkos nedovoljno kvalitetnom odabiranju da zadovoljavajuće rezultate, sa preciznošću od nekoliko stepeni °C, postoji osnov za pretpostavku da će u realnom sistemu algoritam dati još preciznije podatke o temperaturi. Imajući u vidu činjenicu da akvizicioni sistem daje 2 000 000 tačaka po kanalu omogućava primenu *oversampling* tehnike kako bi se ispitale performanse algoritma u slučaju odabiranja većom rezolucijom. Efektivno povećanje rezolucije odabiranja sa 8 na 10 bita će dovesti do toga da prvobitna dužina vektora od 2 000 000 tačaka se svede na približno 125 000 [92, 93-97].

6.5. Korišćeni motori u eksperimentu





U cilju evaluacije predloženog algoritma korišćeno je nekoliko asinhronih motora. Treba napomenuti da je početak istraživanja u ovoj oblasti bio vezan za određivanje temperature na sinhronim motorima (publikovani u [58]) a daljim istraživanjem u oblasti se stvorila mogućnost za primenu razvijenog algoritma u aplikacijama sa asinhronim motorima (publikovani u [80-82]). Kako bi bili prikazani sveobuhvatniji rezultati istraživanja, u ovom poglavlju će biti opisan i sinhroni motor na kome je vršen eksperiment. Takođe, u poglavlju 7 gde su opisani rezultati rada algoritma, dati su i rezultati dobijeni na sinhronom motoru.

Kao što je navedeno u poglavlju 5, može se očekivati određena osetljivost algoritma na nizak nivo spektralnih komponenata struje na povišenim frekvencijama. Uzrok male jačine struje na povišenim frekvencijama može biti velika induktivnost rasipanja statorskog i rotorskog namotaja. Na frekvencijama od nekoliko kHz ili nekoliko desetina kHz, u motorima koji imaju takvu konstrukciju da postoji veliki rasipni fluks, može se očekivati mala vrednost struje na povišenim frekvencijama. Primenom pretvarača sa *sigma-delta* modulacijom očekuje se bogat spektralni sastav na opsegu od 2 – 10 kHz pa se ne očekuju velika odstupanja merene impedanse od stvarne. Međutim sa pretvaračem koji daje sinusno modulisan signal sa frekvencijom nosioca od 10 kHz, očekuje se spektar u uzanim pojasevima oko celobrojnih umnožaka frekvencije nosioca pa se može očekivati veoma slaba jačina struje na povišenim

frekvencijama (10 kHz, 20kHz, 30 kHz itd.). U tom slučaju će algoritam biti ispitivan sa sniženom frekvencijom nosioca od 2,5 kHz i 5 kHz. Ovakve pojave se očekuju kod motora koji su dizajnirani da se napajaju mrežnim naponom a ne iz pretvarača.

Algoritam je ispitivan nad signalima prikupljenim prilikom napajanja 4 različita asinhrona motora. Osnovni podaci o pretvaračima navedeni su ranije u ovom poglavlju dok su podaci, koji su od značaja, o motorima dati su u tabeli 4.

Tabela 4. Karakteristike motora korišćenih u eksperimentu.

Motor	Karakteristike	Namena
Sever 1ZK80A4 	P_n : 0.55 kW U_n : 220 V / 380 V (Y/ Δ) I_n : 2.75 A/1.59 A (Y/ Δ) Ω_n : 1376 o/min; f_n : 50 Hz I_p/I_n : 3.5; $\cos\phi_n$: 0.76 η_n : 0.69; p: 2 para	Motor široke namene, namenjen napajanju mrežnim naponom
Sever 1ZK160M8/2 	P_n : 2.2 kW / 6.6 kW U_n : 380 V / 420 V (Y/ Δ) I_n : 7.8 /13.9 A (Y/ Δ) Ω_n : 710 / 2910 o/min; f_n : 50 Hz I_p/I_n : 4.4; $\cos\phi$: 0.68; η : 0.79; p: 4 para	Dvobrzinski motor, mogućnost prevezivanja statorskih namotaja u cilju promene broja pari polova
MOOG FASY-063-V 	P_n : 0.31 kW M_n : 1.8 Nm Ω_n : 3000 o/min f_n : 120 Hz M_{max}/M_{nom} = 6.2/1.8 p: 2 para	Projektovan za rad sa pretvaračem MOOG DS2000 size A
CESET – EMERSON Prototip 	P_n : 0.4 kW U_n : 185 V f_n : 250 Hz p: 2 para	Prototip visokobrzinskog motora za brzine reda 10 000 o/min
Sinhroni motor	P_n : 4.5 kW U_n : 80 V M_n : 6.6 Nm; I_n : 48 A Ω_n : 6500 o/min p: 3 para	Sinhroni vučni motor sa stalnim magnetima za velike brzine obrtanja

Korišćeni asinhroni motori su po karakteristikama međusobno veoma različiti. Raspon snaga se kreće od 500 W do 6.6 kW, opseg brzina se kreće od oko 1500 obrtaja u minutu pa sve do 10000 dok su po pitanju induktivnosti rasipanja takođe dosta različiti zbog različitih namena koje zahtevaju i različite konstrukcije.

6.6. Kontrolno merenje temperature rotora korišćeno u eksperimentu

Merenje temperature proizilazi iz potrebe da se oceni rad algoritma tako što se vrši poređenje izračunate temperature rotora sa merenom. Temperatura se meri kontaktnim senzorom temperature direktno na rotoru. Treba imati u vidu da u osnovi rotor nije dostupan za direktno merenje temperature. Merenje temperature na rotoru u realnom vremenu se ili radi na osnovu izmerene temperature na statoru i termičkog modela ili korišćenjem senzora koji bežičnim putem obezbeđuje informaciju o temperaturi [91]. U evaluaciji ovog algoritma temperatura je merena senzorima temperature direktno na rotoru. Za te potrebe je na kućištima motora načinjen otvor kako bi sonda mogla fizički da dopre direktno do rotora i ostvari neophodan kontakt. Kako se temperatura električnih mašina menja sporom dinamikom, za potrebe merenja motor je zaustavljan pri svakom merenju na nekoliko sekundi. Pri zaustavljenom rotoru ne postoji strujanje vazduha koje dodatno može doprineti hlađenju a i stator koji predstavlja spoljašnjost mašine je takođe zagrejan što obezbeđuje sporije odvođenje toplote sa rotora. Za merenje temperature korišćeni su kontaktni senzori dati u tabeli 5.

Tabela 5. Opis korišćenih temperaturnih senzora.

Senzor	<p>Iskra DKT</p> 	<p>LSI</p> 
Tip senzora	PT sonda K tipa NiCr-Ni Kontaktni termometar	MNO-N Kontaktni termometar
Opseg	0-1200 °C	-10 – 120 °C

6.7. Tok eksperimenta

Eksperiment je izvođen 2013. godine u Laboratoriji za mikroprocesorsko upravljanje, Elektrotehničkog fakulteta u Beogradu. Ukupno trajanje eksperimenta, što podrazumeva pripremu eksperimenta i merenje, je bilo približno 3 meseca. Korišćena oprema je u vlasništvu laboratorija Elektrotehničkog fakulteta.

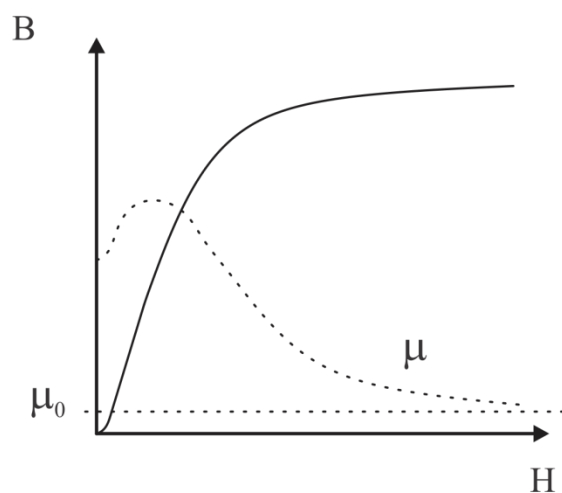
Eksperiment u kome se radi prikupljanje električnih signala akvizicionim sistemom dok se rotor obrće u praznom hodu a da se pri tome beleži temperatura u određenim vremenskim intervalima dok je rotor zaustavljen, zahteva posebnu pažnju prilikom planiranja. Činjenica je da bi eksperiment znatno olakšalo postojanje istovremenog merenja temperature u formi električnog signala, kao i statorskih napona i struja, međutim retki su uređaji koji mogu snimati više od 4 analogna kanala sa potrebnim performansama. Za te potrebe bi trebalo uskladiti dva odvojena sistema za akviziciju pa naknadno vršiti usklađivanje vremenskih trenutaka snimaka. Kako se eksperiment ne bi nepotrebno komplikovao, i imajući u vidu da je temperature sporo promenljiva, sam čin merenja temperature se odvija očitavanjem instrumenta dok se snimanje podataka na osciloskop uradi neposredno nakon očitavanja temperatura.

Još jedna mogućnost za unošenje greške je i odabiranje signala osciloskopom pomoću sondi koje su različito kalibrisane. Naime sonde koje se koriste na osciloskopima su kapacitivne i imaju svoju funkciju prenosa. Kako je u poglavlju 5 opisana potreba da se svi električni signali odabiraju mernim sistemom koji unosi ista izobličenja po svakom kanalu, potrebno je i sonde, kao deo mernog sistema, kalibrisati tako da unose identična izobličenja.

Zagrevanje motora vršeno je priključivanjem samo 2 od 3 faze na statorske krajeve. Na taj način se u mašini obrazuje pulsirajuće polje koje ne stvara uslove za pokretanje rotora. Polje koje se ima u tom slučaju pulsira frekvencijom reda 50 Hz i to sa vršnom indukcijom visokog intenziteta što dovodi do ubrzanog zagrevanja rotora. Tokom eksperimenta nije bilo potrebe za dodatnim izvorom toplote ali se stvarala potreba da se povremeno izvrši dogrevanje motora na već opisan način, korišćenjem 2 od 3 faze. Vredno je napomenuti da komercijalni energetske pretvarači koje se koriste za napajanje motora, najčešće režim rada u kome postoji struja u 2 od 3 faze tretiraju kao

prisustvo kvara i onemogućavaju dalji rad. Iz tog razloga neophodno je bilo da se ova mogućnost softverski onemogući kako bi grejanje na opisan način bilo moguće.

Prilikom prikupljanja signala napona i struja od velike je važnosti da se u motoru ne razvija fluks iznad nominalne vrednosti. Električne mašine se projektuju tako da se fluks u nominalnim uslovima rada održava na kolenu krive magnetisanja [63]. Jedan od razloga za to leži u zavisnosti magnetskih osobina materijala od magnetskog polja, kao što je prikazano na slici 43.



Slika 43. Zavisnost permeabilnosti od intenziteta magnetskog polja.

U slučaju da se premaši vrednost nominalnog fluksa može se očekivati da fluks u zubcima rotora i statora bude u oblasti dubokog zasićenja. U toj oblasti dolazi do promena u efektu potiskivanja struja kao i zapreminskoj raspodeli snage gubitaka u magnetskom kolu, pa je poželjno da se ta oblasti izbegava. Takođe, do promena u magnetskim karakteristikama može doći i usled dostizanja Kirijeve temperature [2029, 22] međutim, za gvožđe je ta vrednost daleko iznad temperature najtoplije tačke mašine te ne postoji mogućnost da se na ovaj način prouzrokuje promena magnetskih karakteristika.

Imajući u vidu sve prethodno navedeno može se utvrditi procedura za sprovođenje eksperimenta. Procedura je data u tabeli 6.

Tabela 6. Procedura za sprovođenje eksperimenta.

Faza	Opis	Trajanje	Napomena
1.	Odabir motora i pretvarača	-	
2.	Kalibracija sve 4 sonde osciloskopa priključenim istovremeno na isti test priključak osciloskopa	-	Kalibracija se vrši u nanosekundnom području rada
3.	Merenje i beleženje ambijentalne temperature i temperature ukočenog rotora	(nekoliko sekundi)	
4.	Zaletanje mašine do praznog hoda	(nekoliko sekundi)	Stavke 4 i 5 se rade u kratkom vremenskom intervalu kako se rotor ne bi hladio usled obrtanja
5.	Snimanje sva 4 kanala osciloskopa	(nekoliko sekundi)	
6.	Zagrevanje motora do određene temperature, priključivanjem 2 od 3 faze	(od više minuta do više desetina minuta)	
7.	Merenje i beleženje temperature ukočenog rotora	(nekoliko sekundi)	
8.	Zaletanje mašine do praznog hoda	(nekoliko sekundi)	Stavke 8 i 9 se rade u kratkom vremenskom intervalu kako se rotor ne bi hladio usled obrtanja
9.	Snimanje sva 4 kanala osciloskopa	(nekoliko sekundi)	
10.	Zagrevanje motora do naredne temperature, priključivanjem 2 faze	(od nekoliko minuta do više desetina minuta)	
11.	Merenje i beleženje temperature ukočenog rotora	(nekoliko sekundi)	
12.	Zaletanje mašine do praznog hoda	(nekoliko sekundi)	Stavke 12 i 13 se rade u kratkom vremenskom intervalu kako se rotor ne bi hladio usled obrtanja
13.	Snimanje sva 4 kanala osciloskopa	(nekoliko sekundi)	

U tabeli je opisana procedura u kojoj se uzimaju relevantni signali pri 3 različite temperature, ambijentalne i dve povišene temperature. U slučaju rada sa motorom MOOG FASY-063-V, opisanog u tabeli 4, vršena su merenja pri 3 različite povišene temperature što zahteva ponavljanje tačaka od 10 do 13, datih u tabeli 6. Takođe u tabeli 6 stoji kolona sa napomenama gde se navodi specifičnosti za određene korake u

kojima može doći do pojave greške usled hlađenja rotora kao posledica strujanja vazduha zbog zaletanja. Još jedna od stvari koja je od velike važnosti, je da se u tačkama 5, 9 i 13 snimaju podaci sa sva 4 kanala u 3 iteracije, pri 3 različite periode odabiranja osciloskopa. Te periode odabiranja su 200 ns, 100 ns i 40 ns a kako osciloskop daje dužinu vektora po kanalu od 2 000 000 tačaka dobijaju se dužine trajanja od 80 ms, 200 ms i 400 ms. U poglavlju 5 je vršena diskusija o performansama savremenih kontrolera korišćenim za upravljanje električnim mašinama i konstatovano je da se može očekivati da se struja odabira na svakih 1 μ s dok se u ovom slučaju osciloskopom signal odabira sa čak 40 ns. Razlog za to leži isključivo u činjenici da korišćeni osciloskop ima rezoluciju od 8 bita dok mikrokontroleri imaju najčešće 12 bita pa se može ispitati mogućnost uvećanja efektivne rezolucije osciloskopa primenom *oversampling* tehnike [92,93-97]. Imajući u vidu prethodno navedene brojeke može se zaključiti da se granične karakteristike akvizicionog sistema kreću u rasponu od 2.5 MHz i frekvencijskim kvantom od 2.5 Hz i 12.5 MHz i frekvencijskim kvantom od 12.5 Hz, gde se pod frekvencijskim kvantom smatra rezolucija zapisa spektra signala.

6.8. Obrada signala u *offline* režimu

Obrada signala se vrši na *PC* računaru i to u programskom paketu MATLAB. Osciloskop na sebi ima namenski računarski sistem koji ima integrisan *Windows* operativni sistem što omogućava skladištenje velike količine podataka i relativno laku migraciju sa osciloskopa na računar.

Signali prikupljeni osciloskopom prenose se na računar i pripremaju za dalju obradu. Osciloskop daje snimljene signale, u formi 4 vektora dužine 2 000 000 elemenata. *Fourier*-ova transformacija da bi se kvalitetno izvela zahteva vektore dužine 2^n [92], u suprotnom računarski alati vrše transformaciju tako što dopunjuju vektor nulama dok broj elemenata ne postane jednaka 2^n . U konkretnom slučaju, broj elemenata svakog kanala se ograničava na broj 2^n pa se tako može javiti najveća dužina vektora od 2^{20} što predstavlja 1 048 576 elemenata. Primenom *oversampling* tehnike ova dužina može biti samo manja, nikako veća.

6.9. Rezime

Na osnovu iznetog u poglavlju 6 može, se zaključiti da se algoritam testira u *offline* modu rada tako što se vrši akvizicija signala i naknadno se ispituje rad algoritma. Kompletan eksperiment uključuje pretvarače sa 2 vrste modulacije izlaznog napona, 4 različita asinhrona motora i sistemima za merenje i akviziciju signala. Postoji težnja da se akvizicija signala vrši tako da osciloskop i funkcije prenosa mernog sistema unose minimalno izobličenje signala. Performanse osciloscopa u pogledu periode odabiranja signala su takve da odabira višestruko brže nego što su u mogućnosti savremeni mikrokontroleri međutim u pogledu rezolucije signala je znatno lošiji. Iz tog razloga će se prilikom obrade signala na *PC* računaru, primenjivati *oversampling* tehnika kako bi se po potrebi uvećala efektivna rezolucija osciloscopa. Instrumenti za merenje temperature su kontaktni i izabrani tako da opseg merenja svakako bude veći nego što je raspon temperatura koji se očekuje na rotorima motora. Da bi bilo moguće kontaktno merenje temperature rotora načinjen je mali otvor na poklopcu motora koji obezbeđuje prodor sonde do rotora.

Kao najveća vrednost ovog eksperimenta može se istaći činjenica da se koriste 2 različite tehnike modulisanja izlaznog napona pretvarača i da se koriste asinhroni motori dizajnirani za potpuno različite namene. Verifikacija rada algoritma u tim okolnostima može imati dodatnu težinu. Rezultati rada algoritma primenjenog na prikupljene signala tokom eksperimenta dati su u narednom poglavlju, poglavlju 7.

7. Rezultati eksperimenta i verifikacija rada algoritma za proračun temperature rotora

U ovom poglavlju su predstavljeni rezultati rada opisanog algoritma za ocenu temperature, primenjenog na podatke dobijene u eksperimentu koji uključuje merenje i logovanje napona i struja, na način kako je to opisano u poglavlju 6. Rezultat računanja temperature su dobijeni korišćenjem dve različite tehnike modulacije izlaznog napona. Prikazani su i rezultati primenjenog algoritma na sinhronom motoru koji su publikovani u [58].

Kao što je navedeno u poglavljima 5 i 6, način za ocenu temperature rotora asinhronih motora napajanih iz energetskih pretvarača sa moduliranim izlaznim naponom, oslanja se na deljenje spektra napona spektrom struje. Činjenica je da ovakav vid ocene temperature u mnogome zavisi od spektralnog sastava i distribucije amplitudske karakteristike u spektru. U poglavljima 4 i 5 navodi se da je opseg frekvencija u kome postoji opravdanost ocene temperature poređenjem impedanse oivičen frekvencijom od 2 kHz sa jedne strane i 50 kHz sa druge strane. Frekvencija od 2 kHz je minimalna za koju se očekuje izjednačavanje imaginarnog i realnog dela impedanse rotora dok je frekvencija od 50 kHz očekivana gornja granica, na kojoj su parazitni efekti namotaja i dalje zanemarivi. Kako bi se ostvarila što kvalitetnija ocena rotorske impedanse trebalo bi uzimati u obzir više frekvencije u pomenutom opsegu, kada rotorska otpornost postaje dominantna u odnosu na statorsku. Međutim u tom opsegu postoji veoma visok šum kvantizacije u merenom signalu struje. Kako je u ovom eksperimentu korišćena oprema koja nije prevashodno namenjena ovakvoj primeni, merenju amplituda struja i napona na povišenim frekvencijama, primena algoritma je malo modifikovana u tom smislu što će biti dodatno ograničen gornji opseg frekvencija. Gornji opseg se ograničava iz razloga što se struja na povišenim frekvencijama meri sa veoma malom rezolucijom dok se donji opseg ograničava jer se kod sinusne modulacije ne očekuju eksitacije na frekvencijama nižim od frekvencije nosioca (koja može biti i 10 kHz). Osciloskop koji je korišćen u ovom eksperimentu za prikupljanje podataka ima rezoluciju od svega 8 bita što u poređenju sa namenskim hardverom na kome se može implementirati u ovom algoritmu se nema široki stepen

slobode u izboru frekvencija, u poređenju sa novijim generacijama procesora sa 16-bitnom rezolucijom. U skladu sa navedenim, veoma je bitno napraviti kompromis u frekvencijskom opsegu u kome treba primeniti opisan algoritam. U cilju obrade što veće količine podataka frekvencijski opseg treba da bude što širi, a da pri tome teži višim frekvencijama. Sa druge strane, usled šuma kvantizacije, na povišenim frekvencijama se može očekivati visoka merna nesigurnost usled lošeg merenja struje. Praktično značenje navedenog je da ocena temperature kod motora namenjenih napajanju iz mreže koji imaju veliku induktivnost rasipanja, frekvencijski opseg će biti neophodno postaviti u niže oblasti iz raspona 2-50 kHz, dok će kod motora namenjenih napajanju impulsnim naponom, gornji opseg frekvencijskog opsega može da se postavi i na nešto više frekvencije, sve dok amplitudska raspodela signala struje ne postane manja od reda procenta.

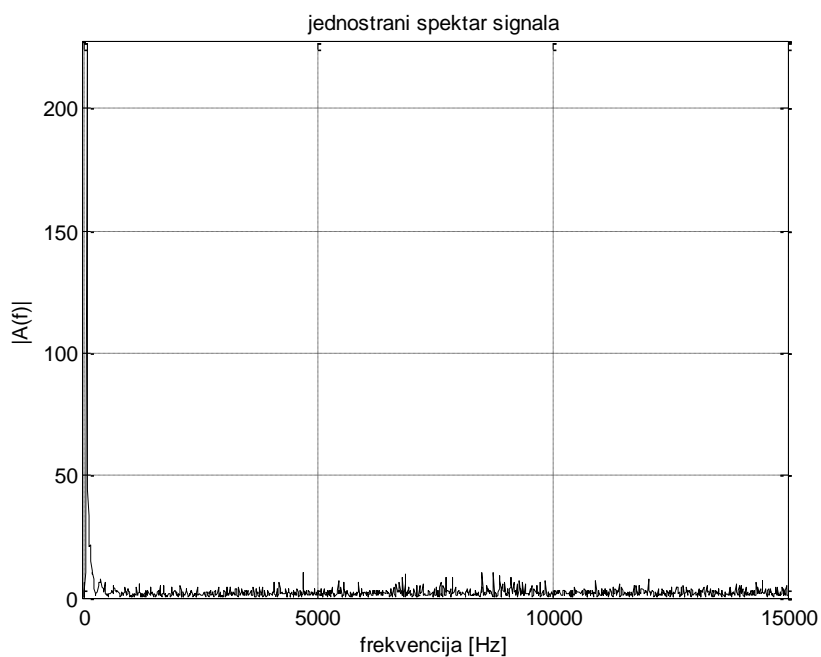
U realnom vremenu primeniti ovakav algoritam bi, u zavisnosti od procesorske snage i složenosti glavnog upravljačkog algoritma, možda zahtevalo primenu kros-korelacione funkcije umesto primene *Fourier*-ove transformacije, ali kako snaga digitalnih signal procesora sve više raste opravdano je očekivati da algoritam može u celosti biti primenjen na način kako je opisano u poglavlju 5. U literaturi [98-103] se mogu naći slični radovi koji se bave ocenom frekventne zavisnosti impedanse primenjeni u različitim aplikacijama. Autori predlažu injektovanje PRBS (Pseudo Random Binary Signal). Primenom kros-korelacije postiže se zavidna tačnost u oceni impedanse sve do 10-ak kHz. U frekvencijskom opsegu iznad 10 kHz uočava se da signal impedanse sadrži određena izobličenja koja su između ostalog i posledica načina za merenje struje, čak i pri korišćenju preciznijih AD konvertora. Kao što je opisano u poglavlju 5, analizom odnosa impedanse na povišenoj temperaturi i poznatoj (ambijentalnoj) temperaturi dolazi se do temperature.

7.1. Rezultati primene algoritma na asinhronim motorima napajanim pretvaračem sa sigma-delta modulacijom

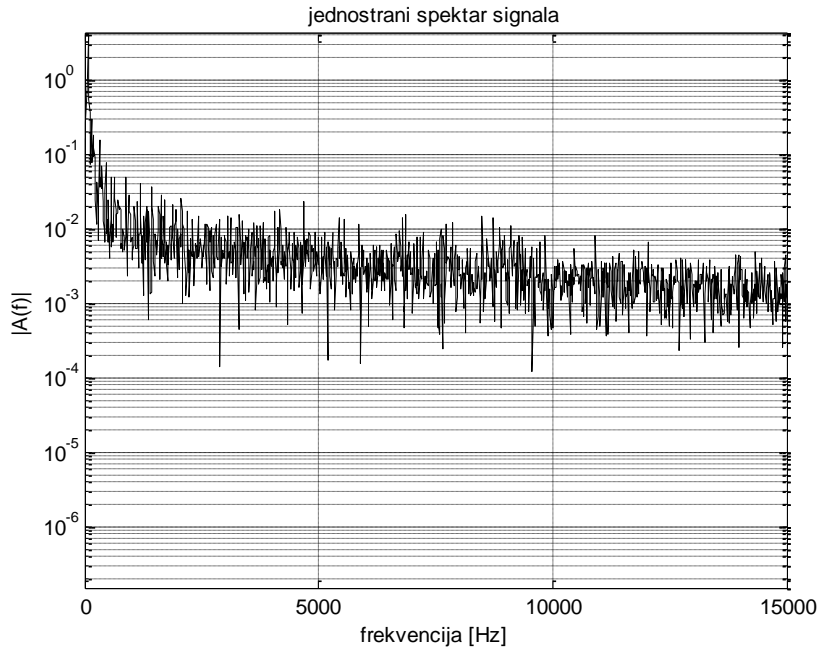
U ovom delu predmet diskusije su rezultati dobijeni primenom algoritma za ocenu temperature nad signalima snimljenim prilikom napajanja motora iz pretvarača sa sigma-delta modulacijom. Rezultati su dati za sva 4 opisana asinhrona motora. Na

osnovu analize oblika spektra struje, kod pojedinih motora vršena je korekcija frekvencijskog opsega na kome je primenjen algoritam. Kako pretvarač daje modulisan napon koji stvara karakterističan spektralni sastav napona i imajući u vidu da sa porastom frekvencije raste i impedanse, prisutan je značajan šum kvantizacije u signalu struje na višim frekvencijama.

Spektralni sastav napona i struje motora MOOG FASY-063-V na ambijentalnoj temperaturi od 23 °C prikazani su na slikama 44 i 45. Uočava se da je spektar napona u opsegu od interesa na nivou od 5 do 10 V što je na nivou od nekoliko procenata napona na osnovnom harmoniku. Međutim spektar struje je na nivou od nekoliko promila struje osnovnog harmonika pa bi na veoma povišenim frekvencijama dominantno bio meren šum a ne struja.



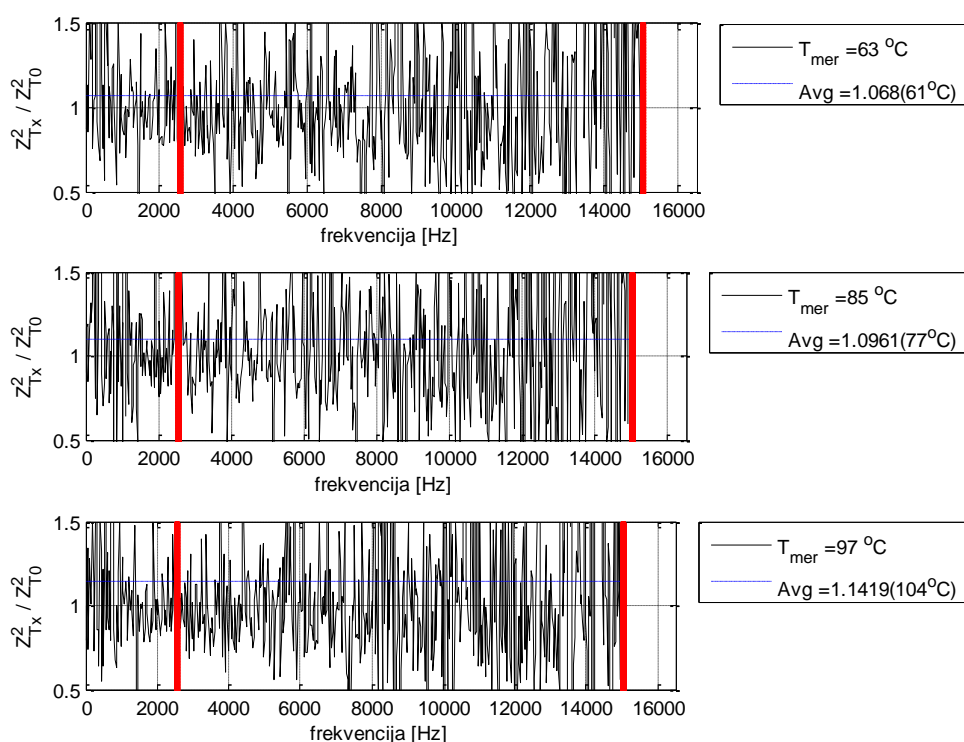
Slika 44. Spektar napona sa sigma-delta modulacijom na motoru MOOG FASY-063-V pri ambijentalnoj temperaturi.



Slika 45. Spektar struje sa sigma-delta modulacijom na motoru MOOG FASY-063-V pri ambijentalnoj temperaturi.

U skladu sa prethodnom činjenicom je ograničena gornja granica frekvencije do koje se primenjuje algoritam na 15 kHz gde struja postaje manja od 1 mA. Merenje impedanse na višim frekvencijama od 15 kHz može navesti na pogrešan zaključak jer je očekivano da se, usled šuma kvantizacije, javi nepostojeći vrhovi u odzivu impedanse.

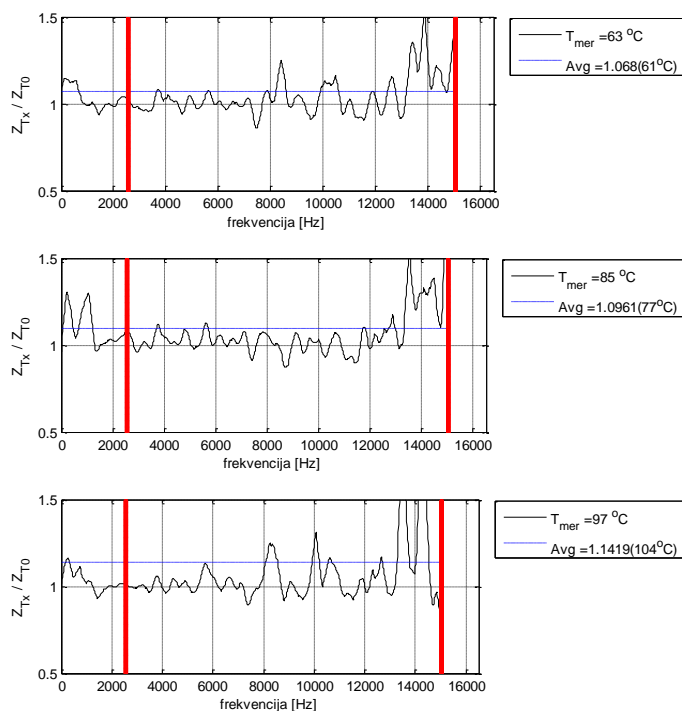
Temperatura se računa na osnovu zavisnosti impedansi koje su zapravo vektori od po nekoliko hiljada tačaka. Budući da je prisutan šum u merenju očekuje se signal odnosa impedansi sa jakim prisustvom šuma koji vizuelno može biti nerazumljiv. Na slici 46 prikazane su zavisnosti kvadrata odnosa impedanse mašine zagrejane na 3 različite temperature i mašine pri ambijentalnoj temperaturi. Crvenom bojom označeni su gornja i donja granica frekventijskog opsega u kome se računa impedanse. Plavom bojom označena je srednja vrednost kvadrata odnosa impedanse na opsegu, na osnovu koje se i računa temperatura. Za potrebe vidljivosti i vizuelne evaluacije rezultata, granice za prikaz su od 0,5 do 1,5 jer se najčešće očekuje srednja vrednost nešto veća od 1. Ako se usvoji prethodno navedeno i ako se analiziraju grafici na slici 46, ukazuje se potreba za dodatnim filtriranjem odnosa impedansi kako bi se lakše evaluirati algoritam.



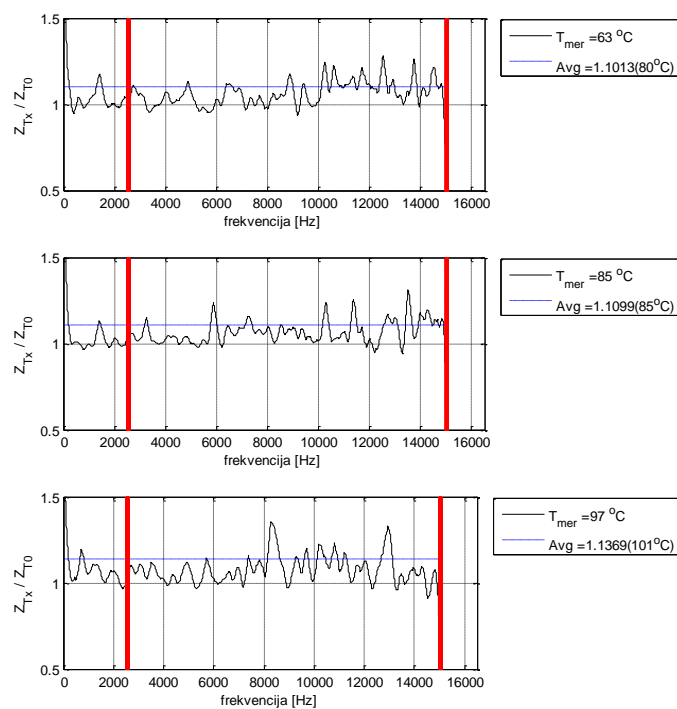
Slika 46. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 63, 85 i 97 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora MOOG FASY-063-V pri frekvenciji odabiranja od 25 MHz bez dodatnog filtriranja.

Na svim narednim graficima koji imaju za cilj prikaz odnosa impedansi biće primenjena filtracija kako bi dobijena zavisnost impedansi bila vizuelno razumljivija. Veoma je bitno napomenuti da usled bočnih efekata i vrednosti koje su izvan označenog opsega, može se dobiti da filtrirana vrednost zavisnosti impedanse u oblastima koje su blizu gornjeg i donjeg opsega blago odstupa od vizuelnog utiska o tome šta je srednja vrednost. Konkretno, pri višim frekvencijama, usled filtriranja koje uključuje obradu nad susednim elementima niza, mogu se očekivati određena izobličenja u odnosu impedansi.

Filtrirani rezultati pri 3 različite frekvencije odabiranja prikazani su na slikama 47, 48 i 49. Na slikama su prikazani odnosi modula impedansi pri 3 različite temperature i impedanse pri ambijentalnoj temperaturi od 23 °C. Crvenom bojom označene su gornja i donja granična frekvencija a plavom bojom su date srednje vrednosti na osnovu kojih se dobija temperatura. Bitna napomena je da se temperatura ne određuje na osnovu filtriranih veličina već na osnovu sirovih signala, kakva su prikazani na slici 46.

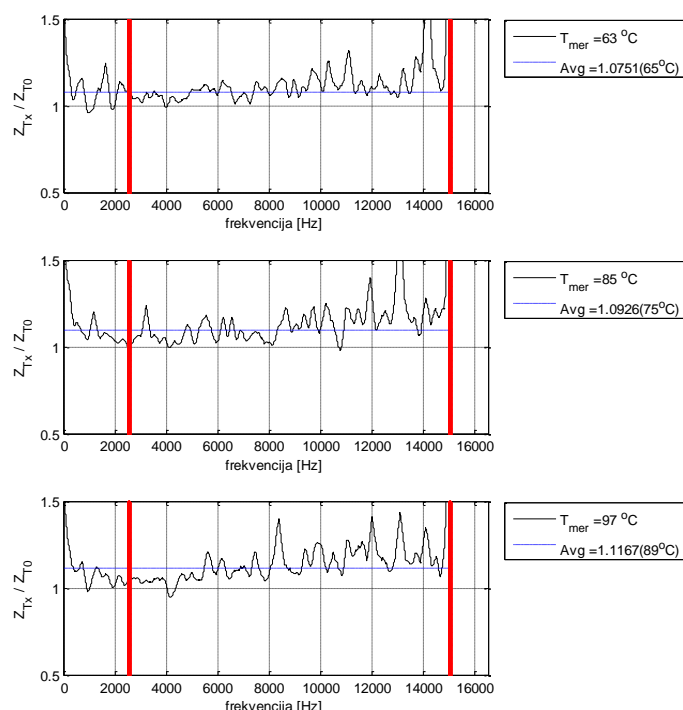


Slika 47. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 63, 85 i 97 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora MOOG FASY-063-V pri frekvenciji odabiranja od 25 MHz.



Slika 48. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 63, 85 i 97 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-

delta modulisanim naponom napajanja motora MOOG FASY-063-V pri frekvenciji odabiranja od 10 MHz.



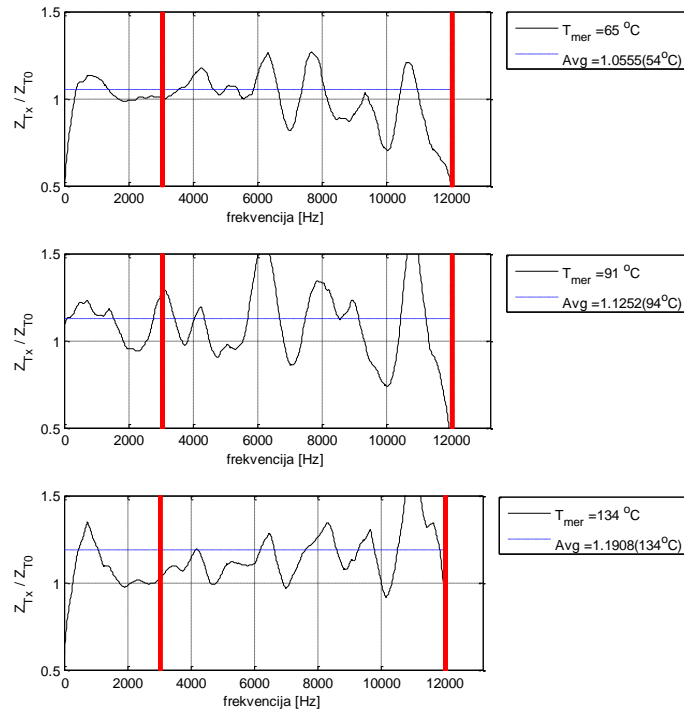
Slika 49. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 63, 85 i 97 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora MOOG FASY-063-V pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.

Primenom izraza (31) iz odnosa impedansi može se izračunati temperatura. U tabeli 7 date su merene i izračunate temperature za 3 različite frekvencije odabiranja. Uočava se da je najveća greška u oceni temperature 8 stepeni, ukoliko se izuzme greška od 17 stepeni koja se pri oceni temperature od 63 stepena pri frekvenciji odabiranja od 10 MHz.

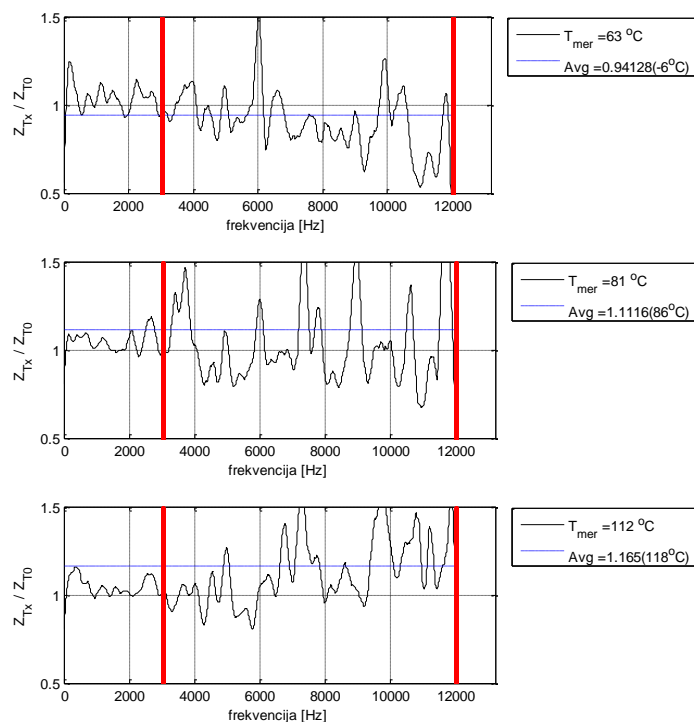
Tabela 7. Merene i računane temperature motora MOOG FASY-063-V sa sigma-delta modulisanim naponom napajanja.

Motor: MOOG FASY-063-V					
Pretvarač: IRADK					
Fs: 25 MHz		Fs: 10 Mhz		Fs: 5 MHz	
Tmer [°C]	Trač [°C]	Tmer [°C]	Trač [°C]	Tmer [°C]	Trač [°C]
63	61	63	80	63	65
85	77	85	85	85	75
97	104	97	101	97	89

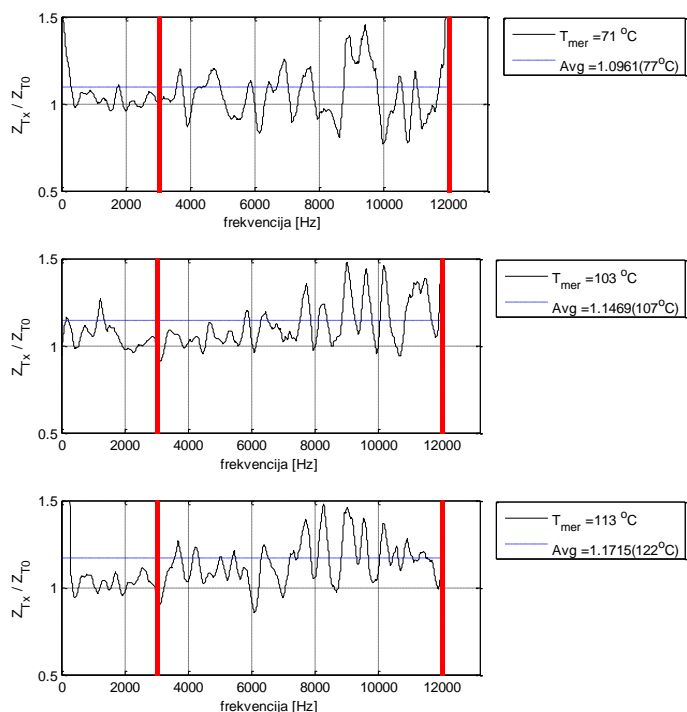
Na sličan način je sprovedena analiza i na motoru SEVER 1ZK80A4. Frekvencijska oblast kod ovog motora je ograničena na opseg 3-12 kHz. Rezultati su prikazani na slikama 50, 51 i 52. U ovom slučaju takođe je vršena korekcija frekvencijskog opsega na osnovu analize spektra struje ali ti grafici ovde nisu prikazani.



Slika 50. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 65, 91 i 134 stepena, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora SEVER 1ZK80A4 pri frekvenciji odabiranja od 25 MHz ns.



Slika 51. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 63, 81 i 112 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta moduliranim naponom napajanja motora SEVER 1ZK80A4 pri frekvenciji odabiranja od 10 MHz ns.



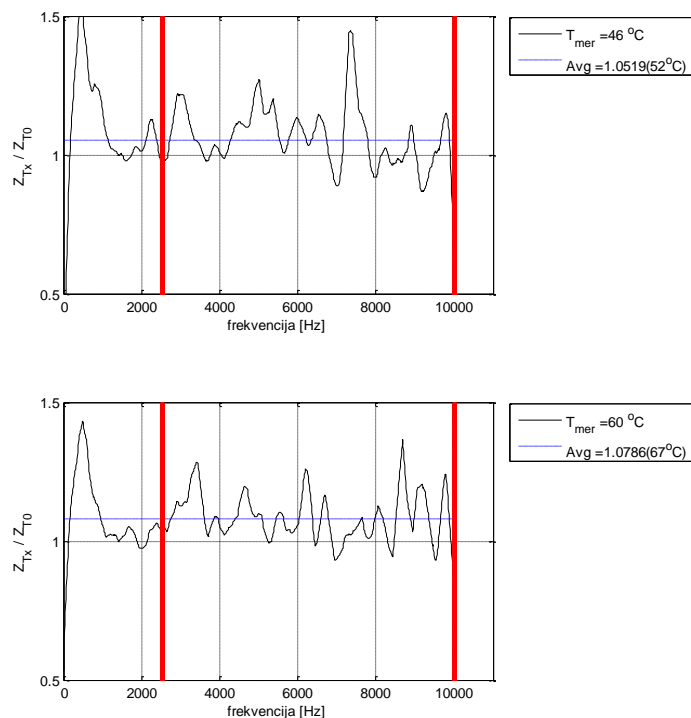
Slika 52. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 71, 103 i 113 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta moduliranim naponom napajanja motora SEVER 1ZK80A4 pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz ns.

Tabela 8. Merene i računate temperature motora SEVER 1ZK80A4 sa sigma-delta modulisanim naponom napajanja.

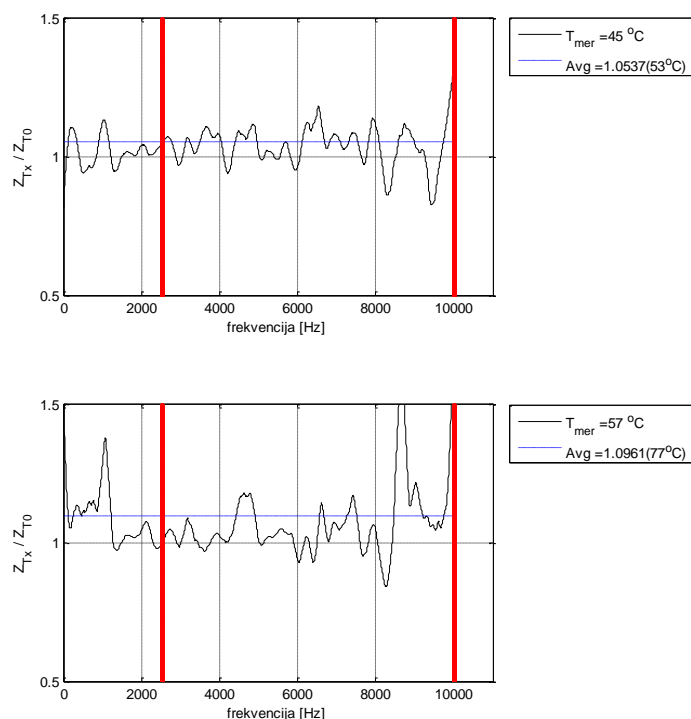
Motor: Sever 1ZK80A4					
Pretvarač: IRADK					
Fs: 25 MHz		Fs: 10 MHz		Fs: 5 MHz	
Tmer [°C]	Trač [°C]	Tmer [°C]	Trač [°C]	Tmer [°C]	Trač [°C]
65	54	63	-6	71	77
91	94	81	86	103	107
134	134	112	118	113	122

Uočava se da je u slučaju odabiranja signala sa 10 MHz pri temperaturi sa 63 stepena došlo do velike greške u merenju pa se ima greška u od oko 70 stepeni. U realnom sistemu greške ovog tipa treba odbaciti. Analizom grafika prikazanih slikom 51 vidi se da je srednja računata vrednost odnosa impedansi zaista ispod vrednosti 1 te se ima negativan priraštaj temperature, što svakako nije ispravno i ovakvo merenje treba odbaciti.

Tokom eksperimenta sa motorom Sever 1ZK160M8/2, koji od 4 navedena motora ima najveću masu i gabarite, postojale su ograničenja u pogledu dostizanja visokih temperatura zbog ograničenje snage zagrevanju. Motoru su grejani relativno malom snagom što je u slučaju ovako masivnog motora zahtevalo kako veliku količinu vremena za izvršavanje eksperimenta tako je i onemogućavano dostizanje temperatura koje su više od 60-70 °C. U skladu sa time načinjena su merenja pri ambijentalnoj temperaturi i za samo dve povišene temperature. Dobijeni odnosi moduli impedansi prikazani su na slikama 53, 54 i 55.

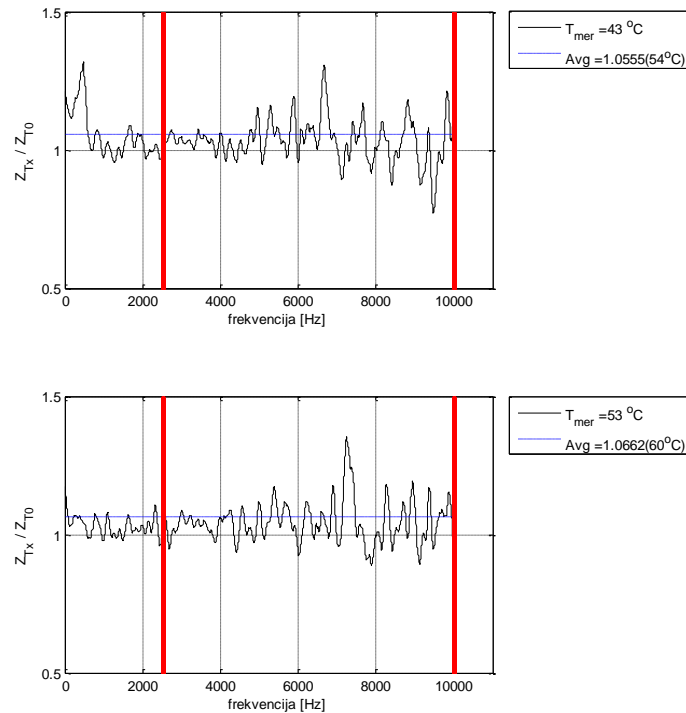


Slika 53. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 46 i 60 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora SEVER 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 25 MHz.



Slika 54. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 45 i 57 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora SEVER 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 10 MHz.

7. Rezultati eksperimenta i verifikacija rada algoritma za proračun temperature rotora



Slika 55. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 43 i 53 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora SEVER 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.

Kod ovog motora je, kao i kod 1ZK80A4 izvršena korekcija gornjeg opsega frekvencije i to na 10 kHz. Ovo je motor projektovan za mrežno napajanje kod koga je struja na povišenim frekvencijama reda promila i manja. U cilju smanjivanja greška uzrokovane količnikom napona i struje koji bi se imali na povišenim frekvencijama uvedeno je ovo veoma restriktivno ograničenje gornje frekvencije na 10 kHz. Dobijene temperature za ovaj motor date su u tabeli

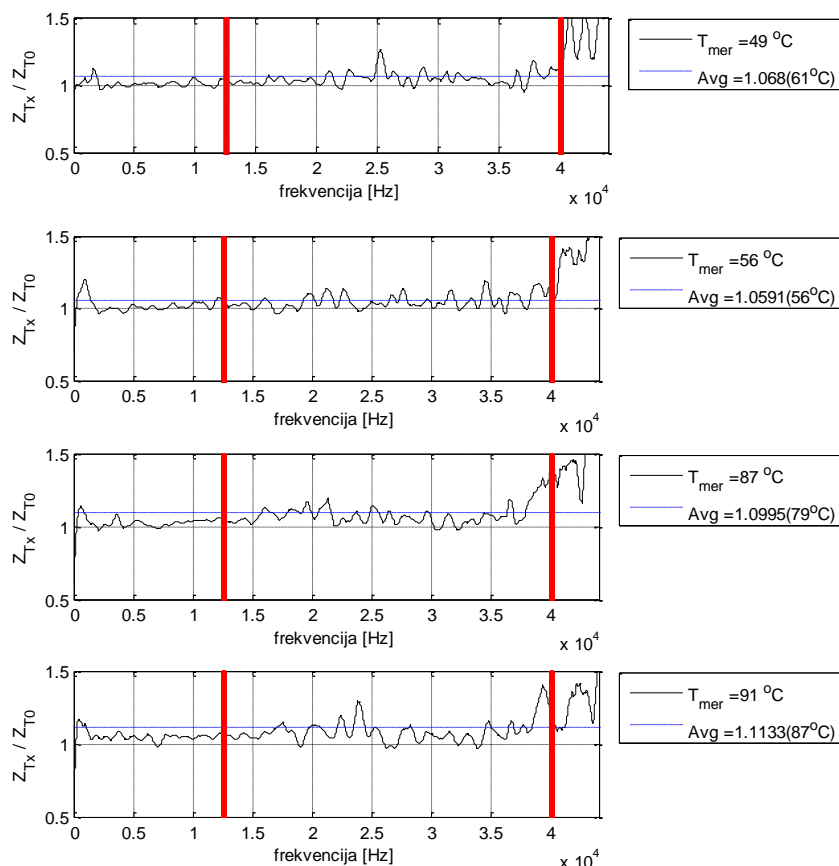
Tabela 9. Merene i računate temperature motora SEVER 1ZK160M8/2 sa sigma-delta modulisanim naponom napajanja.

Motor: Sever 1ZK160M8/2					
Pretvarač: IRADK					
Fs: 25 MHz		Fs: 10 MHz		Fs: 5 MHz	
T _{mer} [°C]	T _{rač} [°C]	T _{mer} [°C]	T _{rač} [°C]	T _{mer} [°C]	T _{rač} [°C]
46	52	45	49	43	44
60	67	57	66	53	51

Uočava se da je greška prilikom ocene temperature ide i do 9 stepeni ali treba napomenuti da motor ima veliku rasipnu induktivnost pa šum kvantizacije u velikoj

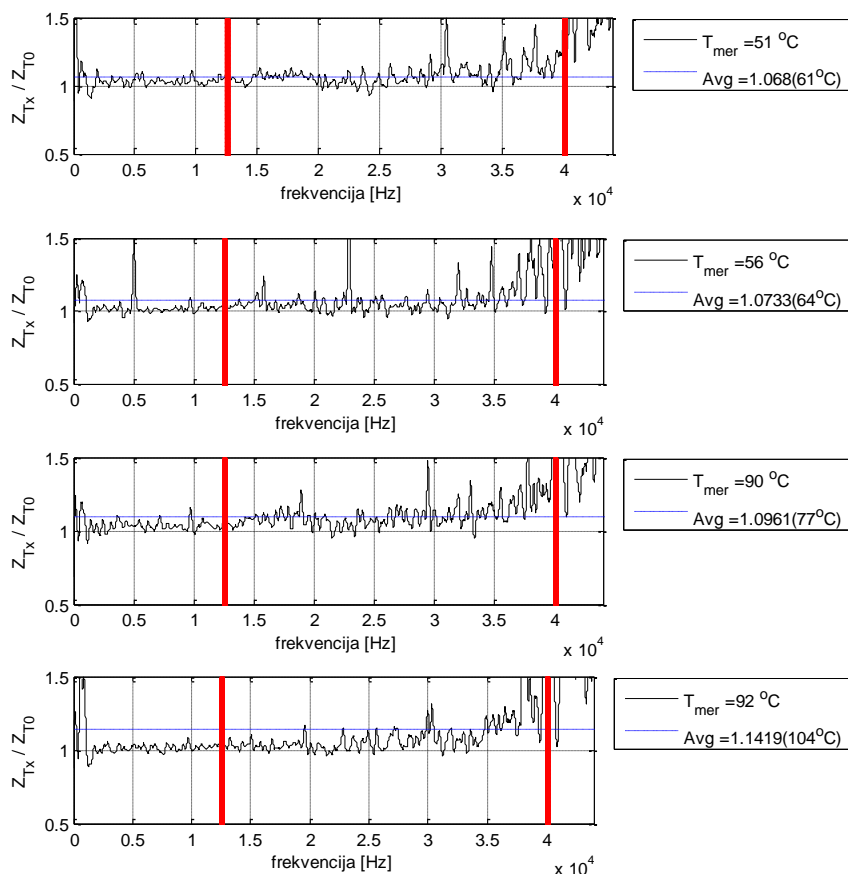
meri zastupljen. Eventualnom korekcijom frekvencijskog opsega mogao bi se naći režim u kome se mogu dobiti preciznije temperature.

Motor CESET koji je projektovan za veće brzine obrtanja ima povoljniju rasipnu induktivnost pa se opseg frekvencija može translirati ka višim vrednostima. U ovom slučaju algoritam je testiran na opsegu od 12.5 kHz do 40 kHz. Rezultati su prikazani graficima 56, 57 i 58.

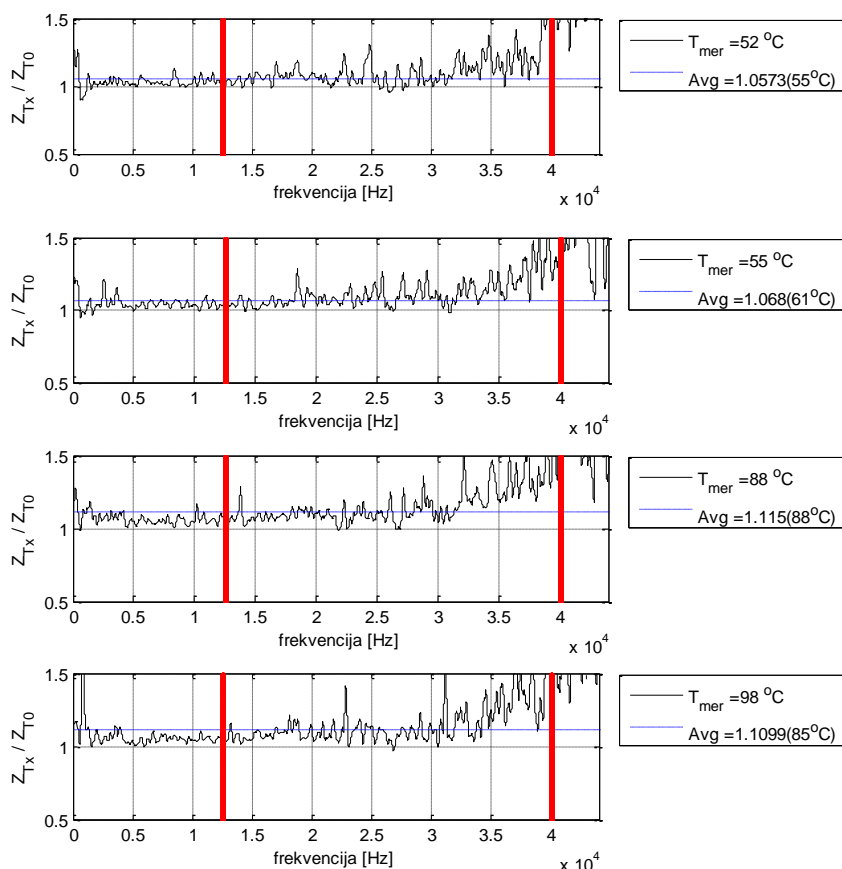


Slika 56. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 49, 56, 87 i 91 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora CESET pri frekvenciji odabiranja od 25 MHz.

7. Rezultati eksperimenta i verifikacija rada algoritma za proračun temperature rotora



Slika 57. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 51, 56, 90 i 92 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta moduliranim naponom napajanja motora CESET pri frekvenciji odabiranja od 10 MHz.



Slika 58. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 52, 55, 88 i 98 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta moduliranim naponom napajanja motora CESET pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.

Na slikama 56, 57 i 58 je prikazana relativna promena kvadrata impedanse sa frekvencijom motora CESET. U slučaju napajanja ovog motora se može ostvariti puna sloboda u frekventijskom opsegu primene algoritma jer je motor projektovan za rad sa impulsnim naponom napajanja i ima nešto manju induktivnost rasipanja. Na početku ovog poglavlja izneta je diskusija u kojoj se konstatuje da se u osnovi frekventijski opseg od interesa nalazi između 2 i 50 kHz ali da bi se tačnije merila otpornost rotora od interesa je primena algoritma na što višim mogućim frekvencijama. Međutim, konstatovano je da postoji ograničenje po pitanju maksimalne frekvencije gde se usled porasta impedanse postavlja pitanje tačnosti merenja struje. U slučaju prethodno prikazanih rezultata ta maksimalna frekvencija je reda 10 kHz dok je kompromis u izboru maksimalne frekvencije kod CESET motora usled šuma kvantizacije mnogo manje primetan. Ono što predstavlja ograničenje kod ovog motora jeste prisustvo rezonantnih pojava na frekvencijama preko 40 kHz što je nešto niže

nego što je to navedeno u poglavlju 4. Nakon primene algoritma na oblasti oivičene sa 12,5 i 40 kHz dobijaju se rezultati koji su prikazani u tabeli 10. Ako se analiziraju grafici 56,57 i 58 može se zaključiti da bi se tačnija merenja imala ukoliko bi se gornja granica opsega smanjila.

Tabela 10. Merene i računane temperature motora CESET sa sigma-delta modulisanim naponom napajanja.

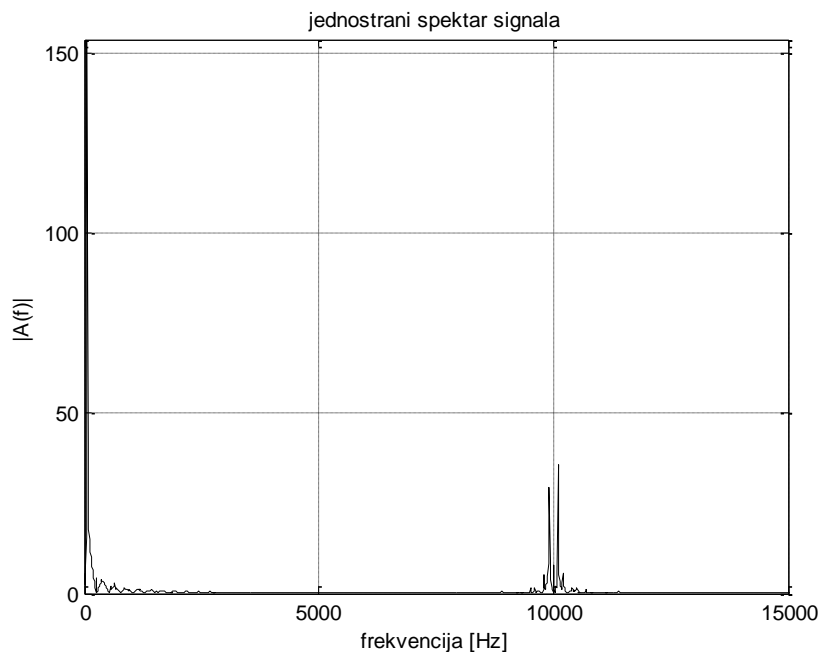
Motor: CESET					
Pretvarač: IRADK					
Fs: 25 MHz		Fs: 10 MHz		Fs: 5 MHz	
Tmer	Trač	Tmer	Trač	Tmer	Trač
49	61	51	61	52	55
56	56	56	64	55	61
87	79	51	77	88	88
91	87	92	104	98	85

Uočava se da je se greška u oceni temperature kreće do 12 stepeni međutim najčešće se kreće u opsegu oko 5 stepeni.

7.2. Rezultati primene algoritma na asinhronim motorima napajanim pretvaračem sa širinskom modulacijom (*Pulse Width Modulation*)

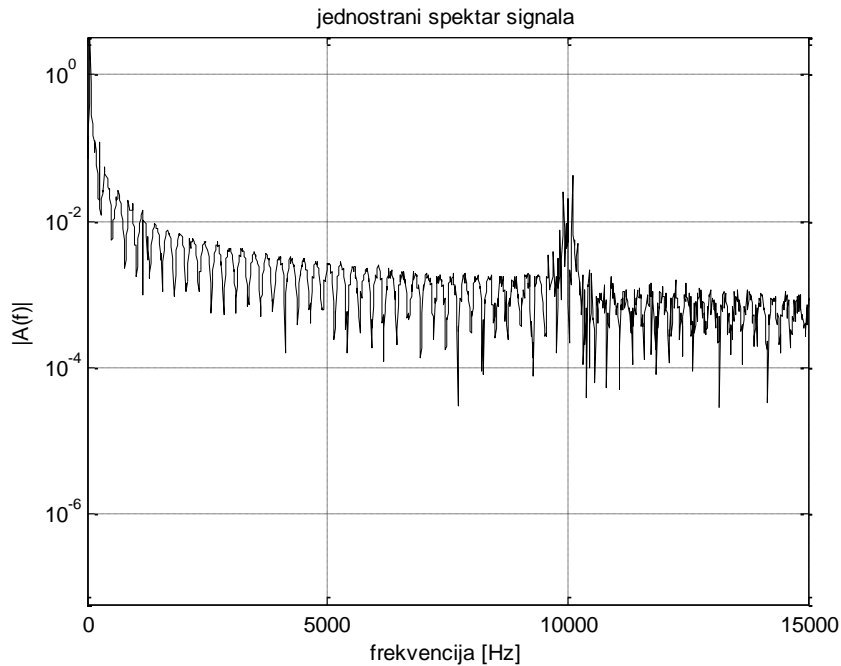
U ovom delu prikazani su rezultati primene algoritma na signalima dobijenim prilikom napajanja motora širinski modulisanim naponom napajanja. Za razliku od rezultata koji su dati za sigma-delta modulisani napon napajanja, pri širinski modulisanom naponu napajanja opravdano je očekivati nešto veću grešku u oceni temperature. Impedanse se ne može odrediti na čitavom opsegu frekvencija koje su od interesa već je to moguće uraditi samo u uzanim pojasevima gde se ima inherentna eksitacija koja je posledica načina modulacije napona napajanja. Posmatrajući količnik jedne komponente naponskog spektra i odgovarajuće komponente struje kao korisnu informaciju, a imajući u vidu da je spektar grupisan oko uzanog opsega oko prekidačke frekvencije, očigledno dolazi do efektivnog smanjivanja količine korisnih informacija. Na narednim slikama biće prikazani rezultati kao što je to učinjeno u delu 7.2.

Na slikama 59 i 60 je prikazan spektar napona i spektar struje koji se ima pri širinskoj modulaciji sa nosiocem frekvencije 10 kHz, snimljeni na motoru MOOG FASY 063-V.

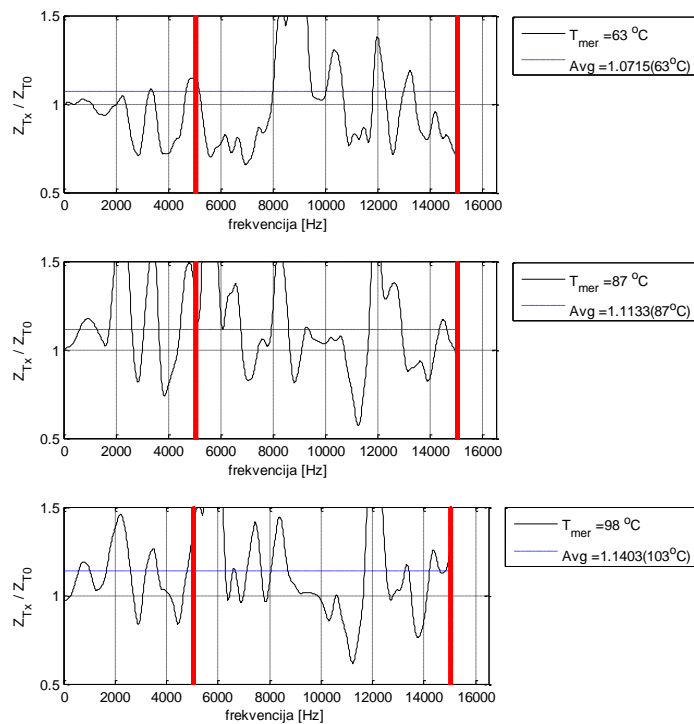


Slika 59. Spektar napona sa širinskom modulacijom na motoru MOOG FASY-063-V pri ambijentalnoj temperaturi.

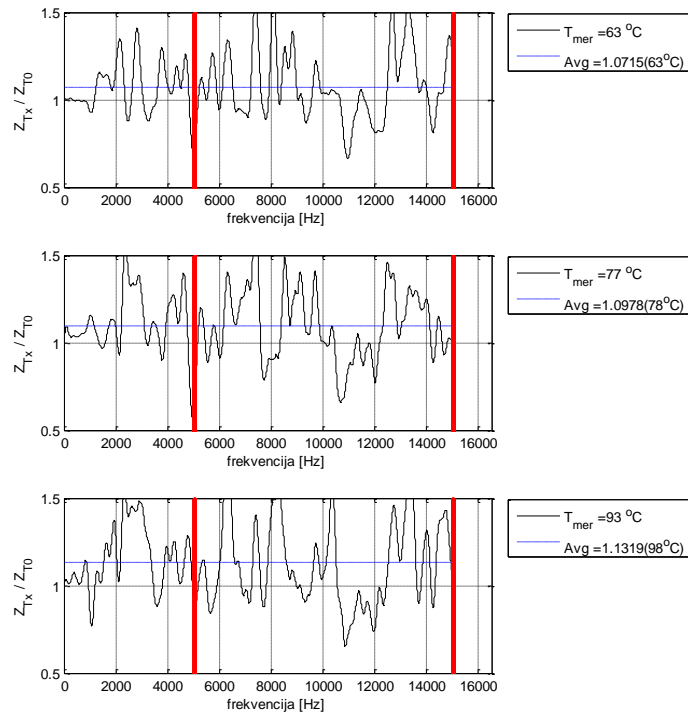
Može se zaključiti da se impedanse može meriti samo u uzanom opsegu frekvencija i to oko prekidačke frekvencije. Struja je u tom opsegu na nivou procenta što se pokazalo u prethodnom poglavlju dovoljno za ocenu impedanse. Međutim iznad ove frekvencije je već na nivou ispod promila tako da se ocena impedanse svodi na analizu u uzanoj oblasti oko prekidačke frekvencije. Na slikama 61, 62 i 63 su date filtrirane zavisnosti kvadrata impedanse od frekvencije i srednje vrednosti odnosa na osnovu kojih se računa temperatura. Rezultati su dobijeni merenjem signala na motoru MOOG FASY-063-V napajanim širinski moduliranim naponom napajanja sa frekvencijom nosioca od 10 kHz.



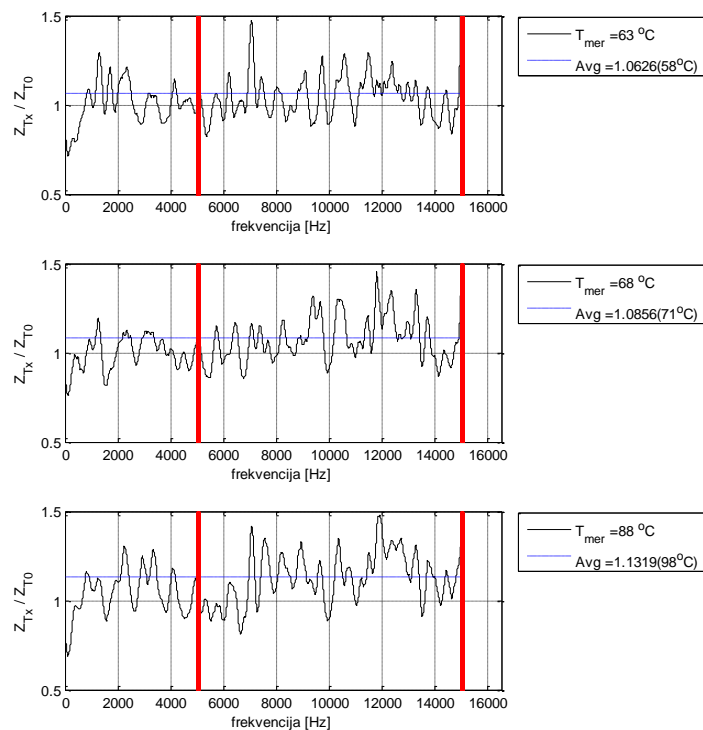
Slika 60. Spektar struje sa širinskom modulacijom na motoru MOOG FASY-063-V pri ambijentalnoj temperaturi.



Slika 61. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 63, 87 i 98 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora MOOG FASY 063-V pri frekvenciji odabiranja od 25 MHz.



Slika 62. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 63, 77 i 93 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora MOOG FASY 063-V pri frekvenciji odabiranja od 10 MHz.



Slika 63. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 63, 68 i 88 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene sigma-delta modulisanim naponom napajanja motora MOOG FASY 063-V pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.

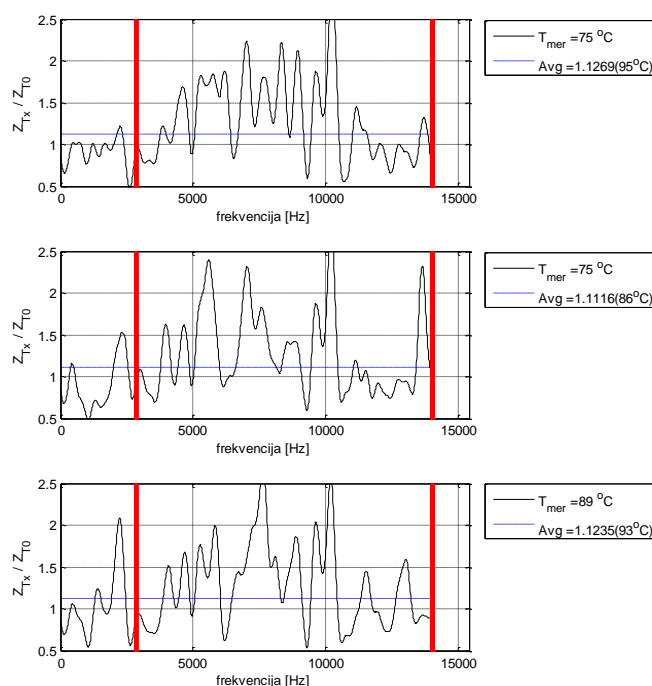
Opseg frekvencija na kojima je primenjen algoritam je oivičen sa 5 i 15 kHz. Ocena temperature na osnovu poređenja modula impedansi tada je u tabeli 11.

Tabela 11. Merene i računate temperature motora MOOG FASY 063-V sa širinski modulisanim naponom napajanja frekvencije nosioca 10 kHz.

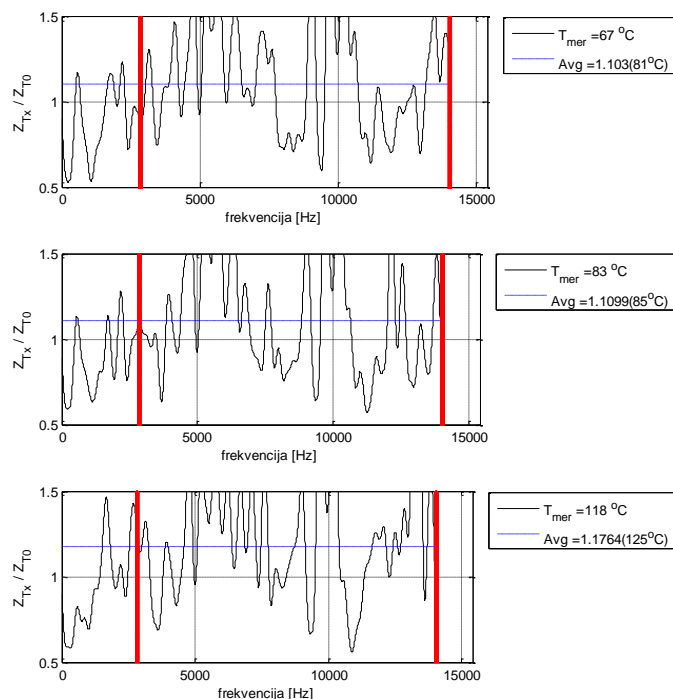
Motor: Moog FASY-063-V					
Pretvarač: MOOG DS2000, fPWM = 10 kHz					
Fs: 25 MHz		Fs: 10 MHz		Fs: 5 MHz	
Tmer	Trač	Tmer	Trač	Tmer	Trač
63	63	63	63	63	58
87	87	77	78	68	71
98	103	93	98	88	98

Uočava se da se greška u temperaturi kreće i do 10 stepeni a da je najčešće greška do 5 stepeni što se može tumačiti kao dobar rezultat imajući u vidu da je su amplitude u spektru struje, osim u uzanoj oblasti oko frekvencije komutovanja, na nivou do 1 mA.

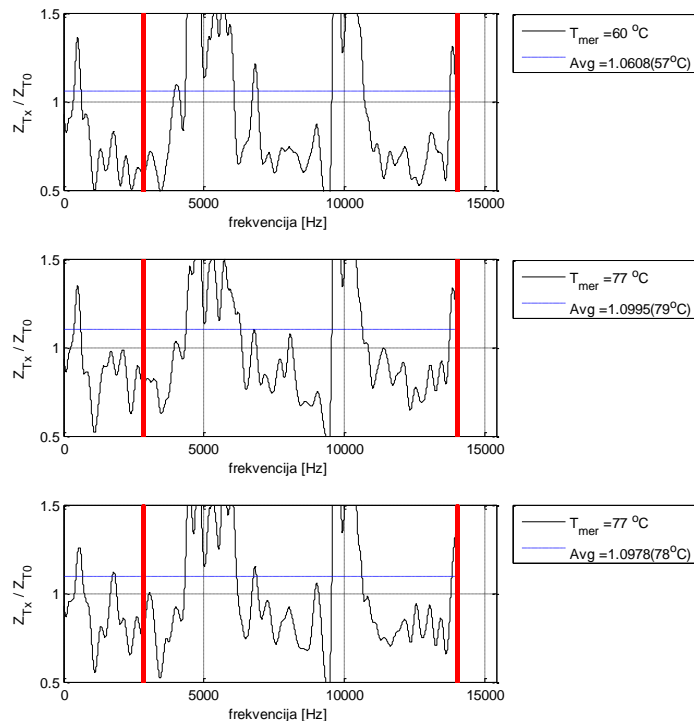
Na slikama 64, 65 i 66 prikazane su relativni odnosi modula impedansi u zavisnosti od frekvencije za motor Sever 1ZK80A4 u slučaju napajanja širinskom modulacijom sa nosiocem od 5 kHz.



Slika 64. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 75, 75 i 89 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja motora Sever 1ZK80A4 pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.



Slika 65. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 67, 83 i 118 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja motora Sever 1ZK80A4 pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.



Slika 66. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 60, 77 i 77 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja motora Sever 1ZK80A4 pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.

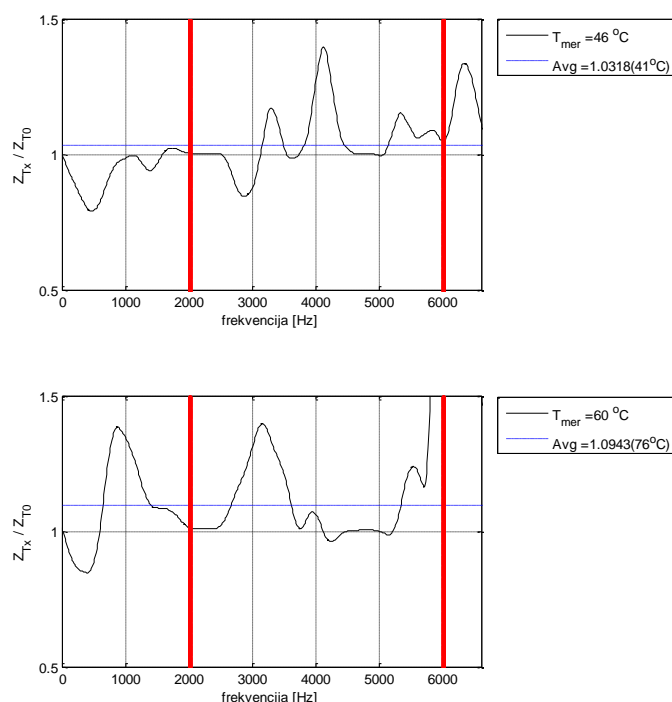
7. Rezultati eksperimenta i verifikacija rada algoritma za proračun temperature rotora

U tabeli 12 prikazani su rezultati dobijeni na osnovu grafika. Može se videti da algoritam za ocenu temperature prati promenu temperature ali da se na dve pozicije uočavaju greške od 10 i 14 stepeni, što već nije zanemarivo.

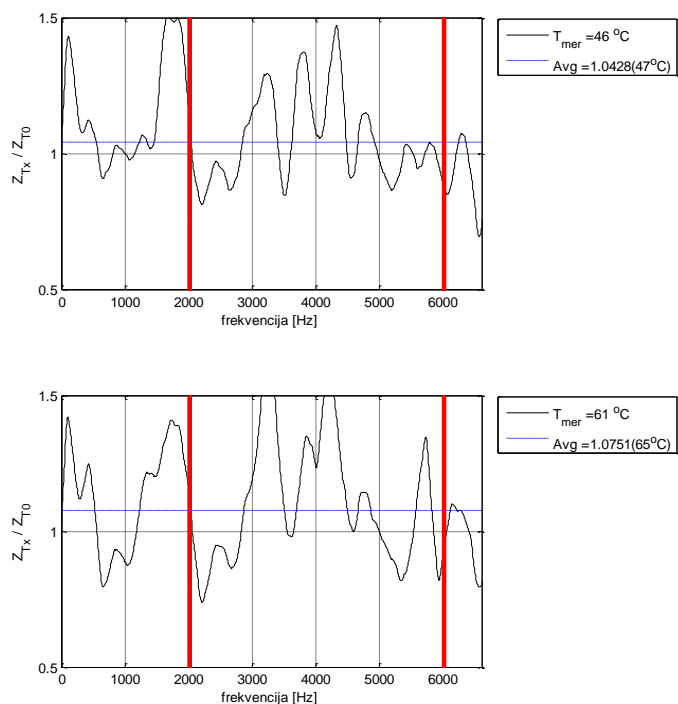
Tabela 12. Merene i računate temperature motora Sever 1ZK80A4 sa širinski modulisanim naponom napajanja frekvencije nosioca 5 kHz.

Motor: Sever 1ZK80A4					
Pretvarač: MOOG DS2000, fPWM = 5 kHz					
Fs: 25 MHz		Fs: 10 MHz		Fs: 5 MHz	
Tmer	Trač	Tmer	Trač	Tmer	Trač
75	81	67	81	60	57
75	85	83	85	77	79
89	93	118	125	77	78

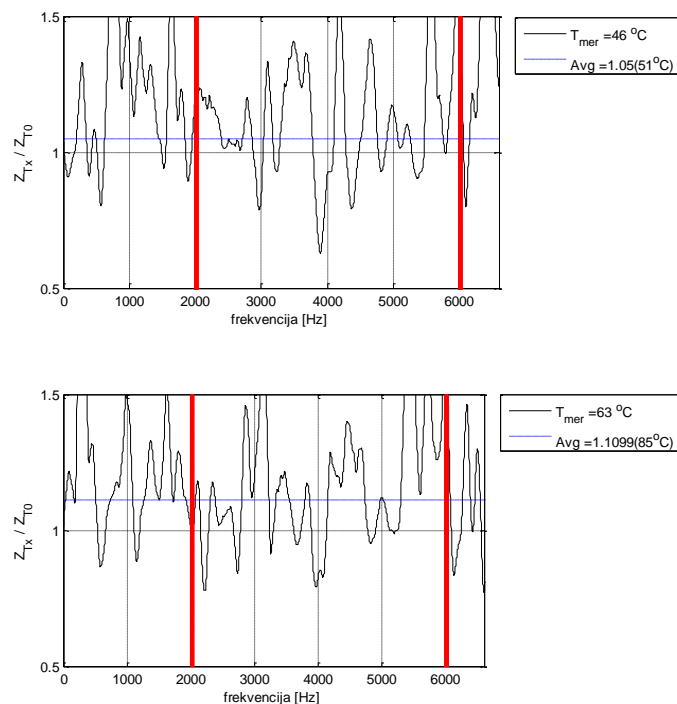
U narednom delu prikazani su rezultati koji su dobijeni primenom algoritma na motoru 1ZK160M8/2 i to pri 3 različite frekvencije nosioca modulisanog napona, 2.5, 5 i 10 kHz.



Slika 67. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 46 i 60 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 2.5 kHz motora Sever 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 25 MHz.



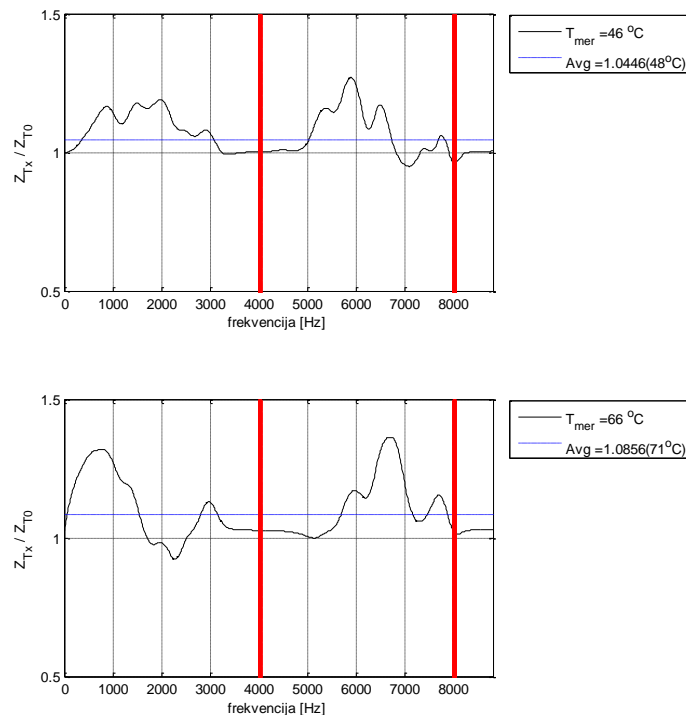
Slika 68. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 46 i 61 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 2.5 kHz motora Sever 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 10 MHz.



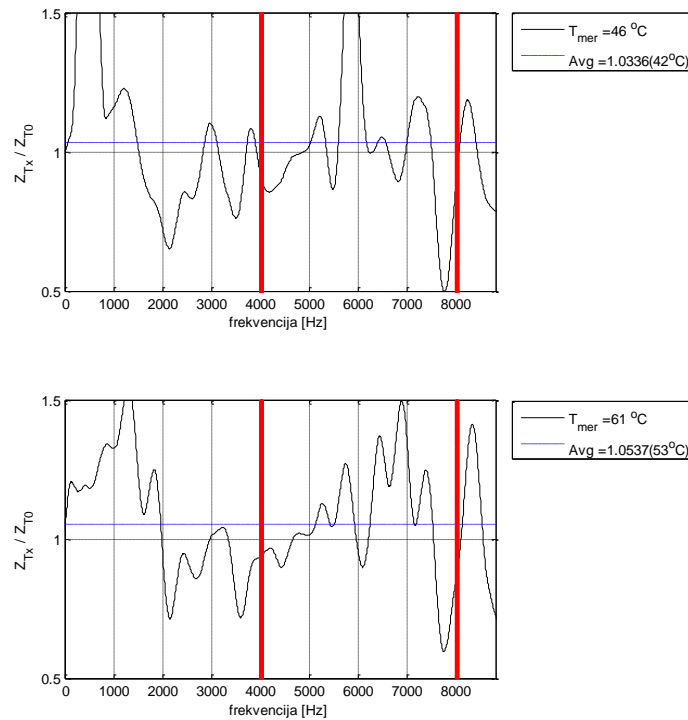
Slika 69. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 46 i 63 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 2.5 kHz motora Sever 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.

Tabela 13. Merene i računate temperature motora Sever 1ZK160M8/2 sa širinski modulisanim naponom napajanja frekvencije nosioca 2.5 kHz.

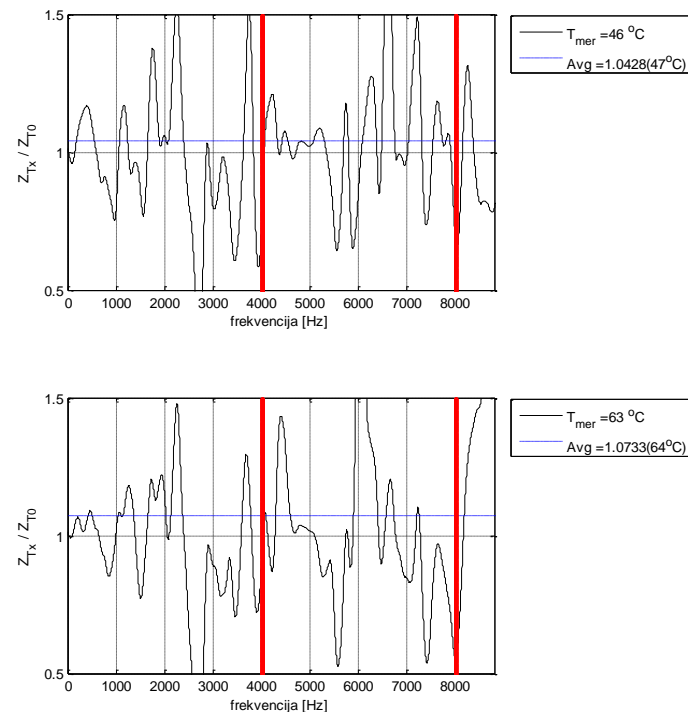
Motor: Sever 1ZK160M8/2					
Pretvarač: MOOG DS2000, fPWM = 2.5 kHz					
Fs: 25 MHz		Fs: 10 MHz		Fs: 5 MHz	
Tmer	Trač	Tmer	Trač	Tmer	Trač
46	41	46	47	46	51
60	76	61	65	63	85



Slika 70. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 46 i 66 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 5 kHz motora Sever 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 25 MHz.



Slika 71. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 46 i 61 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski moduliranim naponom napajanja sa nosiocem od 5 kHz motora Sever 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 10 MHz.

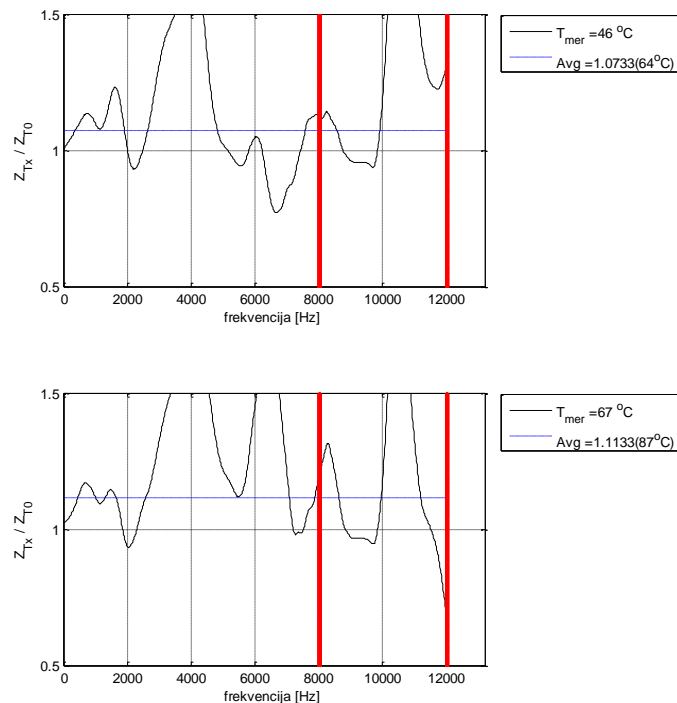


Slika 72. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 46 i 63 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski

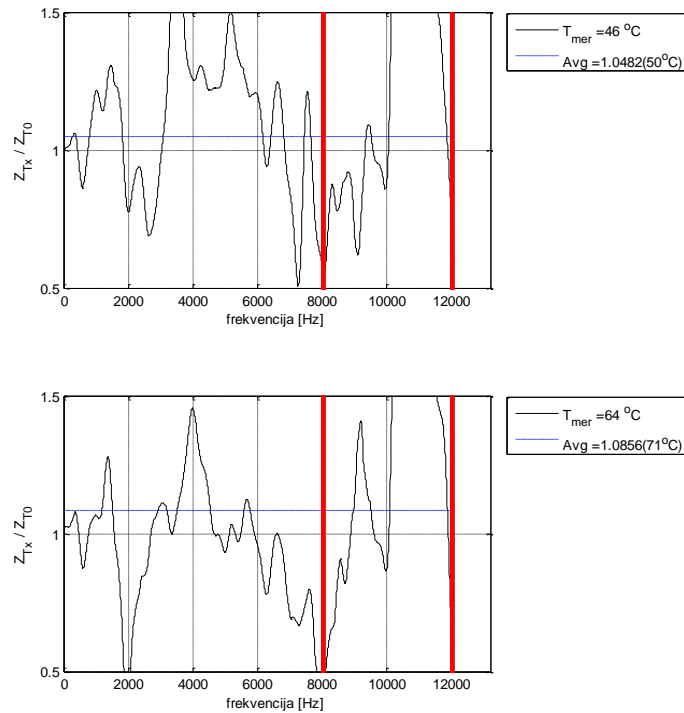
modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 5 kHz motora Sever 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.

Tabela 14. Merene i računate temperature motora Sever 1ZK160M8/2 sa širinski modulisanim naponom napajanja frekvencije nosioca 5 kHz.

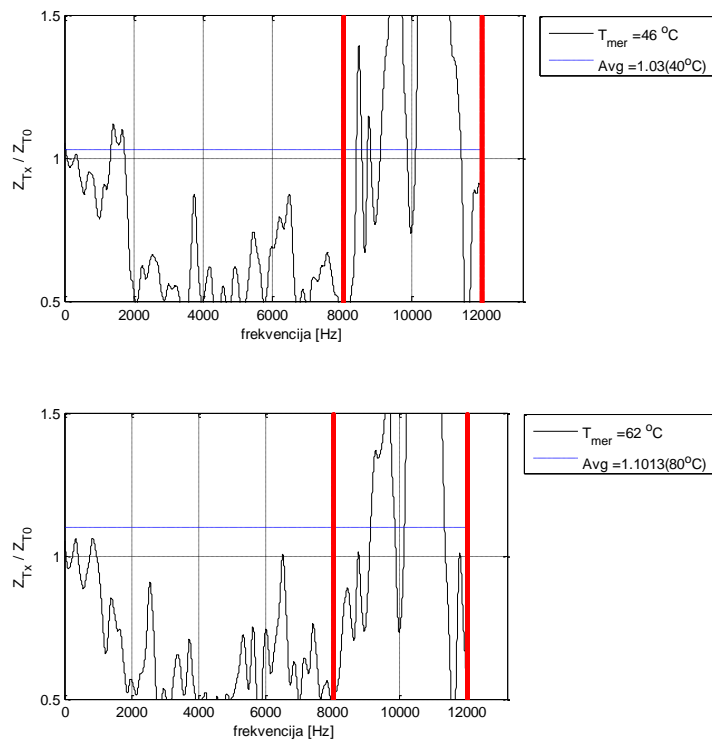
Motor: Sever 1ZK160M8/2					
Pretvarač: MOOG DS2000, fPWM = 5 kHz					
Fs: 25 MHz		Fs: 10 MHz		Fs: 5 MHz	
Tmer	Trač	Tmer	Trač	Tmer	Trač
46	48	46	42	46	47
66	71	61	53	63	64



Slika 73. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 46 i 67 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 10 kHz motora Sever 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 25 MHz.



Slika 74. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 46 i 64 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 10 kHz motora Sever 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 10 MHz.



Slika 75. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 46 i 62 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski

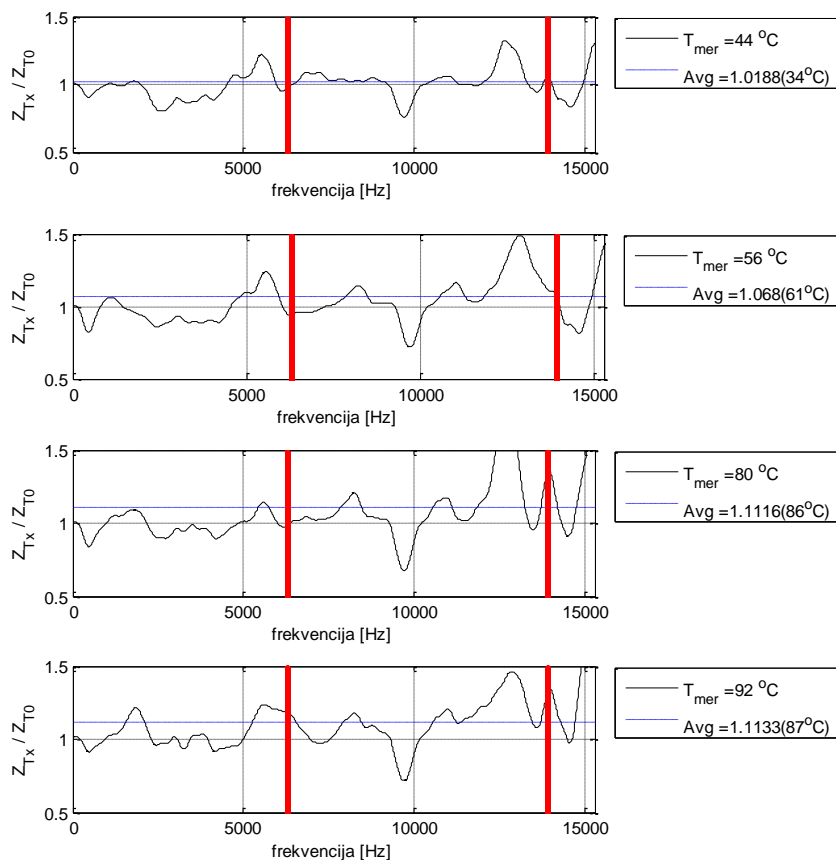
modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 10 kHz motora Sever 1ZK160M8/2 pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.

Tabela 15. Merene i računate temperature motora Sever 1ZK160M8/2 sa širinski modulisanim naponom napajanja frekvencije nosioca 10 kHz.

Motor: Sever 1ZK160M8/2					
Pretvarač: MOOG DS2000, fPWM = 10 kHz					
Fs: 25 MHz		Fs: 10 MHz		Fs: 5 MHz	
Tmer	Trač	Tmer	Trač	Tmer	Trač
46	64	46	50	46	40
67	87	64	71	62	80

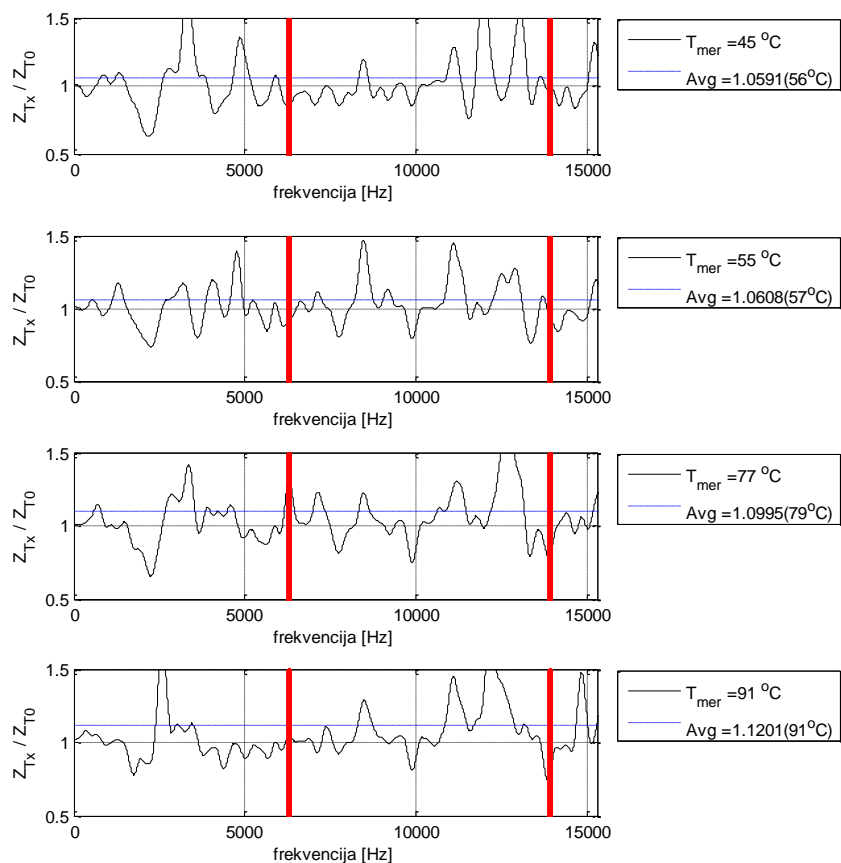
Na osnovu izloženih grafika posvećenim rezultatima za motor Sever 1ZK160M8/2 i tabela 13, 14 i 15, može se zaključiti da se sa povećanjem frekvencije nosioca javlja sve veća greška u oceni temperature što se pre sve može pripisati nedovoljno tačnom sistemu za merenje struje. Pri frekvenciji nosioca od 2,5 kHz imaju se rezultati koji su relativno prihvatljivi do 6 stepeni, međutim pri 5 i 10 kHz javljaju se greške po 20 stepeni što je neprihvatljivo.

Na narednim graficima date su zavisnosti modula impedanse za motor CESET, napajan pretvaračem sa širinski modulisanim naponom frekvencije nosioca 10 kHz.

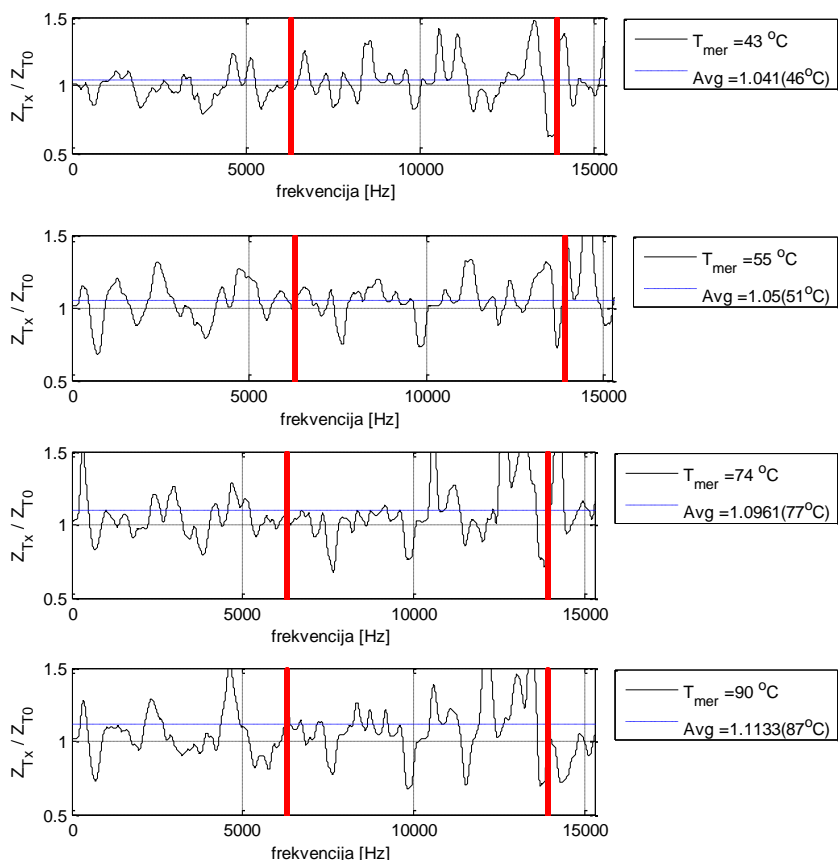


Slika 76. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 44, 56, 80 i 92 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 10 kHz motora CESET pri frekvenciji odabiranja od 25 MHz.

7. Rezultati eksperimenta i verifikacija rada algoritma za proračun temperature rotora



Slika 77. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 45, 55, 77 i 91 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 10 kHz motora CESET pri frekvenciji odabiranja od 10 MHz.



Slika 78. Relativne vrednosti modula impedanse pri temperaturama 43, 55, 74 i 90 stepeni, dobijeni primenom algoritma na talasne oblike dobijene širinski modulisanim naponom napajanja sa nosiocem od 10 kHz motora CESET pri frekvenciji odabiranja od 5 MHz.

Tabelom 16 date su merene i računane temperature korišćenjem algoritma sa frekvencijskim opsegom oivičenim sa 6 i 14 kHz. Ovaj opseg je izabran tako da se prikupi što više informacija u oblasti prekidačke frekvencije a da se pri tome ne računa impedanse na drugom umnošku prekidačke frekvencije, 20 kHz.

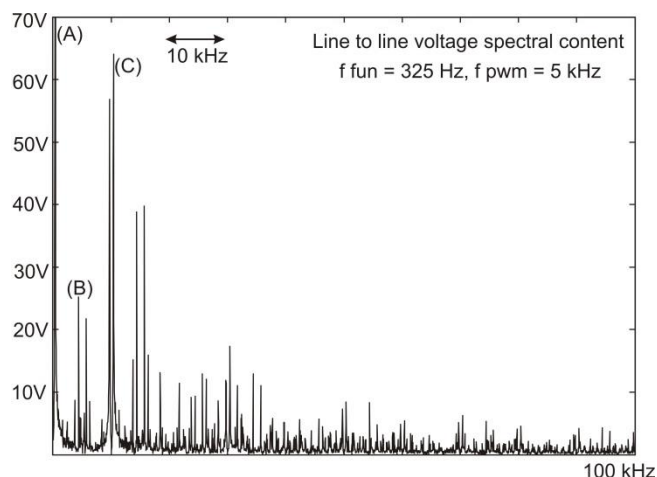
Tabela 16. Merene i računane temperature motora CESET sa širinski modulisanim naponom napajanja frekvencije nosioca 10 kHz.

Motor: CESET					
Pretvarač: MOOG DS2000, fPWM = 10 kHz					
Fs: 25 MHz		Fs: 10 MHz		Fs: 5 MHz	
Tmer	Trač	Tmer	Trač	Tmer	Trač
44	34	45	45	43	43
56	61	55	48	55	55
80	86	77	70	74	77
92	87	91	81	90	87

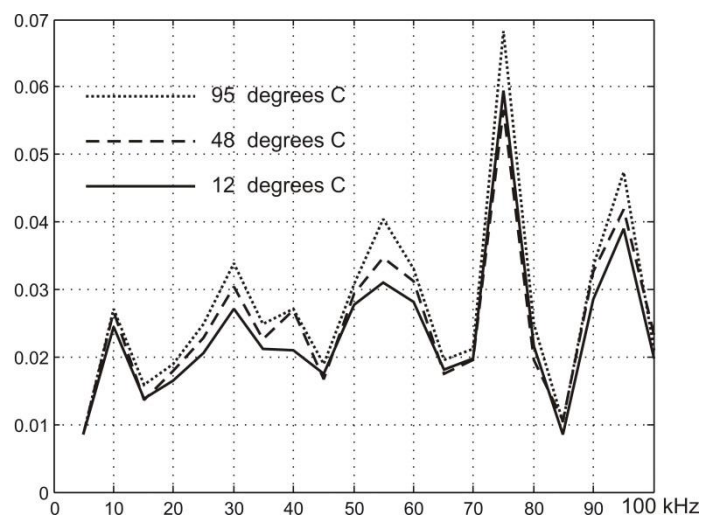
Može se zaključiti da su merene i računane temperature takve da algoritam dosta dobro prati promenu temperature i da se na jednom mestu javlja greška od 10 stepeni. Imajući u vidu prethodne diskusije u pogledu odabira frekvencijskog opsega kao i nemogućnost primene algoritma na punom opsegu od interesa, 2-50 kHz, iz razloga nedostatka mernog sistema struje, može se reći da su dobijeni rezultati sa solidnom tačnošću. Opravdano je očekivati da bi se smanjivanjem komutacione frekvencije imala kvalitetnija ocena temperature međutim ovakvi motori najčešće se ne napajaju modulisanim naponima sa manjom frekvencijom nosioca od 10 kHz.

7.3. Rezultati primene algoritma na signalima dobijenim sa sinhronog motora

U pogledu određivanja temperature rotora na sinhronom motoru se ne može govoriti na način kako se govori o oceni temperature na asinhronim motorom. Sinhroni motor na kome je vršeno merenje nema namotaj na rotoru pa se cela primena algoritma tumači na drugačiji način. Naime, kako je prisutan samo statorski termogeni otpor i kako na rotoru ne postoji namotaj na kome bi postojao *skin* efekat koji bi stvarao dominantni efekat rotorske otpornosti u ulaznoj impedansi, može se govoriti samo o statorskoj temperaturi. Dobijeni grafici su dobijeni korišćenjem pretvarača sa frekvencijom nosioca od 5 kHz.



Slika 79. Spektar napona napajanja sinhronog vučnog motora na kome je testiran i verifikovan algoritam ocene temperature.



Slika 80. Zavisnost impedanse od frekvencije sinhronog vučnog motora na kome je testiran algoritam ocene temperature.

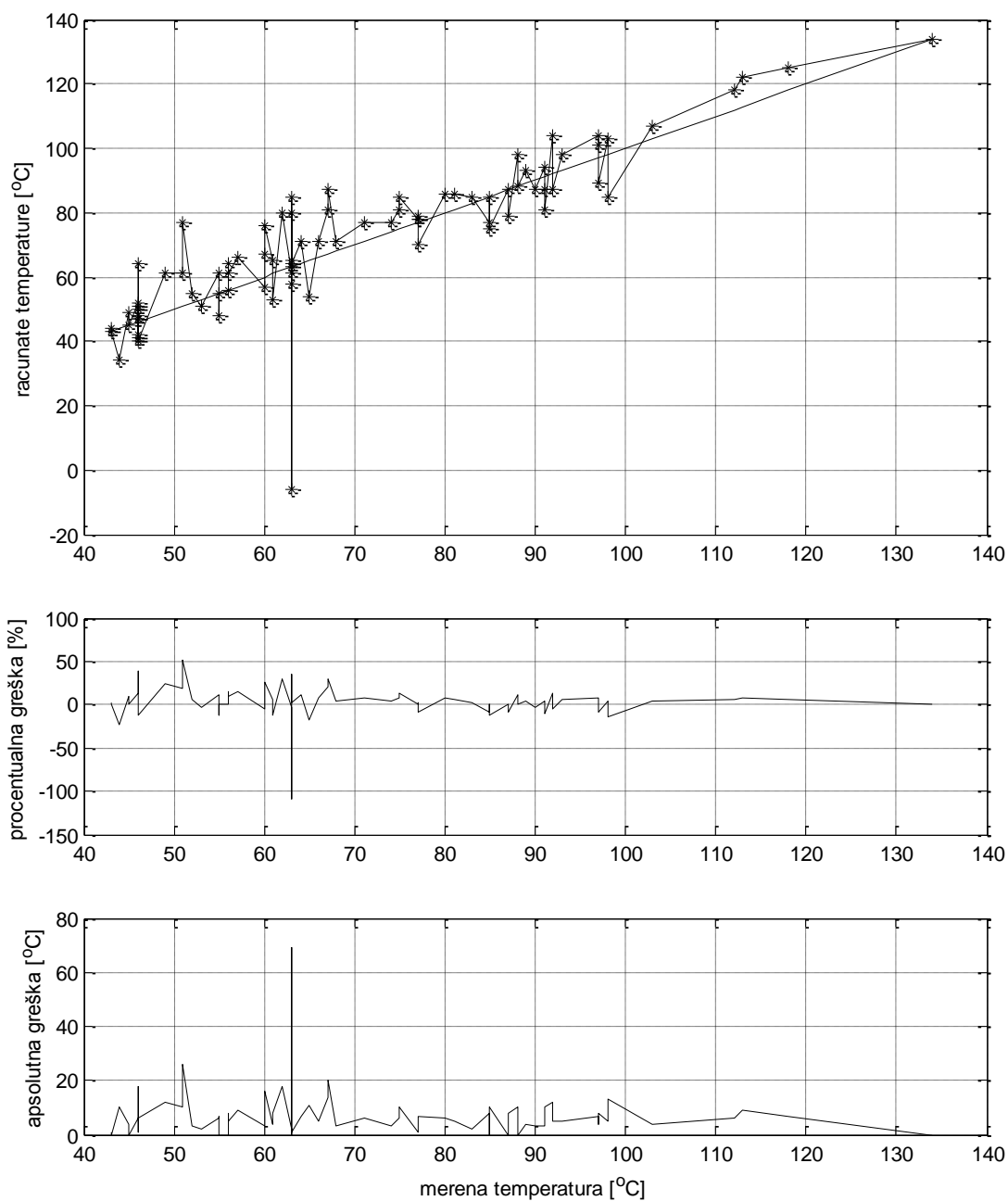
Rezultati koji su dobijeni primenom algoritma za estimaciju temperature su dali grešku temperature do 5 stepeni.

7.4. Rezime eksperimentalnih rezultata

U prethodnom odeljku prikazani su rezultati eksperimenta u kome je primenjen algoritam za ocenu temperature rotora opisan u ovom radu. Eksperimentalni rezultati u [10, 11, 18, 33, 36, 103, 104, 30] pokazuju da estimacije temperature bilo statorskog ili rotorskog namotaja može imati greške reda 5 do 10 °C, zavisno od toga koje se tehnika estimacije koristi. Gao u [10] dobija maksimalnu grešku koja se kreće oko 10 °C koristeći veoma složen račun koji uključuje poznavanje rasipne i induktivnosti magnetisanja mašine. U [11] autori su predložili jednu metodu koja u režimu zaletanja motora ima grešku od svega par stepeni dok u režimu sa teretom daje grešku koja je nešto veća od 10 stepeni. Takođe, u promenama uslova rada mašine prisutna je vrlo velika greška koju svakako ne treba uzimati u obzir. Autori u [18] predlažu metodu koja uključuje korišćenje termičkog modela mašine. Praćenje temperature je primenom te metode je verno i beleži se greška nešto veća od 10 stepeni. Injektovanjem test signala frekvencije vrlo bliske fundamentalnoj autori u [33] postižu grešku čak nešto manju od 5 stepeni. Međutim sprovedena su samo 2 merenja tako da je teško sa sigurnošću govoriti o performansama ovakve metode. Autori u [36] postižu grešku u nekim režimima veću od 15 °C a da pritom primenjuju algoritam za ocenu

temperature asinhronog motora napajanog iz energetskog pretvarača koji vrši injektovanje test signala na frekvenciji od reda 500 Hz. Gao i ostali autori u [28] predlažu metodu u kojoj vrše analizu spektralnog sastava struje do 19-go harmonika na osnovu koje vrše estimaciju parametara. Greška dobijena primenom ove metode je oko 10 °C.

Analizom dobijenih rezultata u ovom radu zaključuje se da je greška reda 10 °C. Pri tome je veoma bitno napomenuti da je metoda zasnovana na analizi spektra impedanse asinhronne mašine na povišenim frekvencijama. Frekvencijska zavisnost impedanse računa se kao količnik spektra napona i spektra struje. Kako je asinhrona mašina induktivan teret, očekivanje da se na povišenim frekvencijama jave poteškoće sa preciznim merenjem struje su veoma opravdana. U cilju kvalitetnog merenja struje potrebno je koristiti A/D konvertor sa bar 10-bitnom rezolucijom. U ovom radu je korišćena rezolucija od 8 bita koja je veoma uticala na krajnje rezultate. Jedna od primenjenih tehnika u ovom radu koje je imala za cilj umanjeње negativnih efekata male rezolucije A/D konverzije je i primenjeni *moving average* filter sa težinskim koeficijentima koji na neki način vrši oversampling sa težinskim koeficijentima. Na slici 81 prikazani su rezultati eksperimenta. Naime, prikazani su rezultati svakog od merenja bez obzira na to koji je motor ili pretvarač korišćen.



Slika 81. Grafički prikaz računatih u odnosu na merene temperature, procentualnih grešaka i apsolutnih grešaka.

Može se uočiti da je greška nekoliko slučajeva veća od 10 stepeni dok se najčešće ima u opsegu od 5 do 10 stepeni.

Imajući u vidu sve prethodno navedeno kao i to da su korišćeni motori veoma različiti po svojim konstrukcijama i namenama veoma različiti, uz korišćene dve veoma različite modulacije izlaznog napona energetskih pretvarača, može se zaključiti da su dobijeni rezultati sa zadovoljavajućom tačnošću. Predstavljena metoda potvrđuje

moćnost ocene temperature rotora asinhronog motora analizom modula impedanse na povišenim frekvencijama. Metoda se bazira na korišćenju energetskih pretvarača koji modulisanim naponom na svom izlazu stvaraju inherentnu perturbaciju pa se isključuje potreba za dodatnim injektovanjem test signala.

8. Zaključak

U ovoj tezi je razmatrana mogućnost za ocenu rotorske otpornosti i temperature rotora analizom spektralnog sastava terminalnih napona i struja. Od interesa za analizu su bili asinhroni motori sa kaveznim rotorom napajani pre svega moduliranim naponom impulsnog oblika dobijenim iz energetskih pretvarača. Mogućnost za ocenu temperature je ispitana analizom elektromagnetnih pojava koje se imaju u rotorskom i statorskom kolu. Prikazano je da se na rotorskom, za razliku od statorskog namotaja, ima veoma izražen efekat potiskivanja struja. U tom slučaju se, u određenoj frekvencijskoj oblasti i pri određenim poluprečnicima rotorskih štapova javlja fenomen takav da dovodi do izjednačavanja realnog i imaginarnog dela impedanse rotorskog namotaja. Ove tvrdnje su uspostavljene za uobičajene geometrije rotorskih žlebova tako što je sprovedena analiza za kružni i pravougaoni poprečni presek rotorskog štapa, pod pretpostavkom da se najčešće sretani oblici rotorskih žlebova mogu predstaviti upravo kombinacijom ove dve geometrije. Na osnovu ovoga je donet zaključak da se pri frekvencijama višim od 2-3 kHz, može smatrati da se impedansa rotora može predstaviti kao zbir realnog i imaginarnog dela iste vrednosti. Budući da se pod uticajem efekta potiskivanja struja ima znatno veće uvećanje rotorske otpornosti a da statorska otpornost ostaje na nivou bliskom onom koji se može meriti jednosmernom strujom, razmatra se mogućnost za ocenu temperature rotora analizom statorskih terminalnih veličina kao posledica merenja dominantno rotorske omske otpornosti sa strane statora.

Imajući u vidu da je pri povišenim frekvencijama poznat sastav ulazne impedanse, zaključuje se da deljenjem amplitudskog spektra napona spektrom struje može razmatrati ukupna impedanse na povišenim frekvencijama. Izdvajanjem realnog i imaginarnog dela može se doneti zaključak o temperaturi. Budući da fazna kašnjenja koja se mogu imati merenjem kakva se praktikuju u realnim energetskim pretvaračima, može se očekivati velika greška u oceni realnog i imaginarnog dela impedanse. Na osnovu toga se razmatra mogućnost za ocenu temperature, bazirana na poređenju modula impedanse merene sa statorske strane. Pri tome se smatra da je odnos imaginarnog dela impedanse rotora i statora fiksiran za svaku od frekvencija.

Budući da se analiziraju asinhronne mašine napajane iz energetske pretvarača, prisustvo nezanemarlivih gubitaka u gvoždju može predstavljati otežavajuću okolnost za ovakav vid ocene temperature jer bi struktura ulazne impedanse postala znatno složenija. Analizom elektromagnetskih pojava na povišenim frekvencijama, zaključuje se da neminovno gubici u gvoždju postoje, međutim analizom često sretanih geometrija magnetskog medijuma koji se koristi u asinhronim motorima, zaključuje se da se oni mogu zanemariti. Pre svega uz činjenicu da povišeni gubici energije postoje u slučaju napajanja motora energetskim pretvaračem ali da se ti gubici grupišu pri nižim frekvencijama pre svega zbog oblika napona koji se dovodi na motor i nemogućnosti zanemarenja većih histerezisnih petlji koje se imaju pri postojanju prvih nekoliko harmonika u obliku napona. Takođe, usled magnetskih karakteristika materijala od kojih se izrađuje rotorsko kolo, gubici koji se javljaju imaju zapreminsku raspodelu, usled veoma male dubine prodiranja gvozdjenih limova, takvu da su koncentrisani u veoma tankom sloju uz površinu materijala. Takođe komponente u spektru napona na povišenim frekvencijama su nekoliko puta manje od komponente na osnovnoj frekvenciji a budući da gubici zavise indirektno od kvadrata napona, na povišenim frekvencijama je i gustina snage gubitaka u gvoždju manja nego pri osnovnoj frekvenciji. Na osnovu navedenog, gubici u gvoždju se mogu zanemariti pri povišenim frekvencijama.

Nakon ove analize zaključuje se da se sa statorske strane dominantno meri rotorska otpornost i reaktanse statora i rotora. Rotorska otpornost ima istu vrednost kao i rotorska reaktanse dok su statorska i rotorska reaktanse takve da je njihova frekvencijska međusobna zavisnost fiksna. Na taj način se može odrediti temperatura analizom priraštaja modula impedanse. Takođe, analizom efekta potiskivanja struja, zaključeno je da se priraštaj impedanse javlja se korenom zavisnošću provodnosti te se ima i korena zavisnost od temperature. Računanjem odnosa modula impedanse pri nepoznatoj i ambijentalnoj temperaturi a zatim i kvadriranjem odnosa može se izračunati temperatura.

Polazne hipoteze u ovom radu koji se bavi ocenom temperature rotora analizom spektara napona i struja zasnovane su pre svega na činjenici da se u motoru, usled napajanja impulsnim naponom, javljaju spektralne komponente ne povišenim frekvencijama. Detaljni model asinhronog motora, koji bi odgovarao svim

frekvencijama rada, je u literaturi opisivan i veoma je složen jer treba da uključi i sve parazitne efekte koji se mogu javiti na raznim frekvencijama. Međutim, u ovom radu je analizom literature kao i analizom hardverskih ograničenja jasno definisan frekvencijski opseg u kom se primenjuje ocena temperature i konstatuje se da se u tom opsegu ne očekuje uticaj parazitnih efekata motora. Na osnovu toga se formira model asinhronne mašine prilagođen frekvencijskoj oblasti od interesa.

Ekperimentalna postavka na kojoj je vršena ocena temperature asinhronih motora uključuje 4 različita motora kao i 2 pretvarača sa različitim modulacijama izlaznog napona. Cilj je pokazati da predložena metoda može imati široku primenu u praksi. Mana eksperimentalne postavke je sistem za akviziciju signala koji vrši odabiranje signala rezolucijem od svega 8 bita. Pokazaće se da je ovo dovoljno za određivanje temperature kod motora koji imaju relativno malu induktivnost rasipanja međutim, kod motora namenjenih napajanju mrežnim naponom, ova tačnost u merenju ipak nije dovoljna. Iz eksperimentalnih rezultata se takođe može zaključiti da se ovakav predloženi algoritam ne može jednostavno primeniti na motore napajane mrežnim naponom jer se oslanja na postojanje visokih frekvencija struja i napona u statorskim namotajima što nije slučaj prilikom rada na mrežnom naponu.

Predložena metoda za estimaciju temperature se bazira na spektralnoj estimaciji parametara mašine. Nastavak istraživanja u ovoj oblasti bi trebalo usmeriti ka izdvajanju užeg frekvencijskog opsega na kome se jednostavnije može odrediti temperatura. Na taj način bi bio lakše primenjiv u praksi i pri slabijoj procesorskoj snazi. Takođe, dalja poboljšanja u predloženoj metodi se mogu bazirati na određivanju spektra napona u kome se ne uključuje merenje napona već da se na osnovu indeksa modulacije napona izračuna spektar napona i to u užoj frekvencijskoj oblasti. Moguće je pokazati da se usled napajanja motora širinski modulisanim naponima javljaju komponente u spektru koje su grupisane oko prekidačke frekvencije i to u veoma uzanoj oblasti i to od nekoliko umnožaka osnovne frekvencije.

Parametarska estimacija na osnovu spektralne analize signala se može koristiti i u drugim oblastima. Opisani metod u osnovi vrši određivanje impedanse motora na povišenim frekvencijama koje ne utiču na dinamiku rada motora a zatim se na osnovu dobijene temperature stvara mogućnost za kompenzaciju temperaturno zavisnih

parametara motora koji figurišu u regulacionim petljama. Veoma sličan metod bi mogao biti primenjiv na ocenu debljine pepela na elektrodama sistema elektrostatičkih precipitatora, koji se takođe sa velikim uspehom razvijaju u laboratorijama Elektrotehničkog fakulteta. Pepeo koji se taloži na taložnim i emisionim elektrodama menja ekvivalentnu otpornost između elektroda. Određivanjem debljine pepela na osnovu spektralne analize signala može poslužiti za određivanje optimalnog vremena otresanja elektroda i povećanja učinka elektrofiltera. Struje i naponi koji se imaju na elektrodama su u spektru veoma bogate na frekvencijama između 5-15 kHz pa se predloženim načinom može vršiti estimacija impedanse na povišenim frekvencijama. Takođe, određivanjem provodnosti na višim frekvencijama se može vršiti predikcija korone i proboja između elektroda što je za regulaciju veoma bitan podatak.

9. Literatura

- [1] Motor Reliability Working Group, “Report of large motor reliability survey of industrial and commercial installations, Part I,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21 , no. 4, pp. 853-864, Jul./Aug 1985.
- [2] P.F. Albrecht, J.C. Appiarius, R.M. McCoy, E.L. Owen, D.K. Sharma, “Assessment of reliability of motors in utility applications – Updated,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. EC-1, no. 1, pp.39-46, Mar.1986.
- [3] A.H. Bonnett, G.C. Soukup, “Cause and analysis of stator and rotor failures in three-phase squirrel-cage induction motors,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 4, pp. 921-937, Aug. 1992.
- [4] J.H. Dymond, R. Ong, N. Strangers, “Instrumentation, Testing, and Analysis of Electric Machine Rotor Steady-State Heating,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 38, no. 6, pp. 1661-1674, Nov./Dec. 2002.
- [5] M. Benhaddadi, K. Yazid, R. Khaldi, “An Effective Identification Of Rotor Resistance Induction Motor Vector Control,” *IEEE Instr. Meas. Tech. Conference*, May, 1997.
- [6] R. Beguanane, M.E.H. Bendouzid, “Induction Motors Thermal Monitoring by Means of Rotor Resistance Identification,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 3, pp. 566-570, Sept. 1999.
- [7] S. Lee, T. G. Habetler, R.G. Harley, D.J. Gritter, “Stator and Rotor Resistance Estimation Technique for Conductor Temperature Monitoring,” *IEEE Ind. Appl. Conf. 2000*, vol.1, pp. 381-387.
- [8] C. C. Chan, H. Wang, “An effective method for resistance identification for high performance induction vector control,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 37, no. 6, pp. 477-482, Dec. 2002.
- [9] S. Lee, T. G. Habetler, R. G. Harley, D. J. Gritter, “An Evaluation of Model-Based Stator Resistance Estimation for Induction Motor Stator Winding Temperature Monitoring,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 17, no. 1, pp. 7-15, Mar. 2002.
- [10] Z. Gao, T. G. Habetler, R. G. Harley, “A Complex Space Vector Approach to Rotor Temperature Estimation for Line Connected Induction Machine With Impaired Cooling,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 56, no. 1, pp. 239-247, Jan. 2009.
- [11] M. Maximini, H. J. Koglin, “Determination of the Absolute Rotor Temperature of Squirrel Cage Induction Machines Using Measurable

-
- Variables,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 19, no. 1, pp. 34-39, Mar. 2004.
- [12] P. H. Mellor, D. R. Turner, “Real Time Prediction Of Temperatures In An Induction Motor Using A Microprocessor,” *Electric Machines and Power Systems*, vol. 15, no. 5, pp. 333-352.
- [13] P. H. Mellor, D. Roberts, D. R. Turner, “Lumped parameter thermal model for electrical machines of tefc design,” *IEE Proceedings B, Electric Power Appl.*, Sep. 1991, vol. 138, no. 5, pp. 205-218.
- [14] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, M. Oastorelli, “A simplified thermal model for variable-speed self-cooled industrial induction motor,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 4, pp. 945-952, Jul./Aug. 2003.
- [15] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazarri, M. Pastorelli, “A Simplified Thermal Model for Power Derating Prediction of TEFC Induction Motors,” *Electric Power Components and Systems*, vol. 32, pp. 701-723, 2004.
- [16] Z. Gao, R. S. Colby, T. G. Habelter, R. G. Harley, “A Model Reduction Perspective on Thermal Models for Induction Machine Overload Relays,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 10, pp. 3525-3534, Oct. 2008.
- [17] C. Kral, An. Haumer, M. Haigis, H. Lang, H. Kapeller, “Comparison of a CFD Analysis and a Thermal Equivalent Circuit Model of a TEFC Induction Machine With Measurements,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 4, pp. 809-818, Dec. 2009.
- [18] C. Kral, T. G. Habetler, R. G. Harley, F. Pirker, G. Pascoli, H. Oberguggenberger, C.J.M. Fenz, “Rotor Temperature Estimation of Squirrel-Cage Induction Motors by Means of a Combined Scheme of Parameter Estimation and Thermal Equivalent Model,” *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 4, pp.1049-1057, Jul./Aug. 2004.
- [19] Ion Boldea, *The Induction Machines Design Handbook Second Edition Electric Power Engineering Series*, CRC Press, 2009.
- [20] Jovan Surutka, *Elektromagnetika*, Akademska misao, 2006.
- [21] V. V. Petrović, D. V. Tošić, A. R. Đorđević, *Mikrotalsana pasivna kola*, Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet, elektronski udžbenik, http://www.etf.bg.ac.rs/etf_files/udzbenici/MPK_2010.pdf
- [22] Ron Schmitt, *Electromagnetics Explained*, Newnes 2002.
- [23] O.M.O. Gatous, J. Pissolato, “Frequency-dependent skin-effect formulation for resistance and internal inductance of a solid cylindrical conductor,” *IEE Proc. Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 151, no. 3, pp. 212-216, Jun. 2004.

- [24] T. H. Ortmeier, A. A. Mahmoud, "Induction Motor Dynamic Analysis During Power Imbalances," *Int. Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol 3, no. 4, pp. 220-224, Oct. 1981.
- [25] А. И. Волбдек, *Электрические машины*, Ленинград Энергия, Ленинградское Отделение 1978
- [26] A. H. Eltom, N. S. Moharari, "Motor Temperature Estimation Incorporating Dynamic Rotor Impedance," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 6, no. 1, pp. 107-113, Mar. 1991.
- [27] Protection of Motors During Unbalanced System Faults (nedostaje jos par poslednjih starana rada)
- [28] Zhi Gao, T. G. Habetler, R. G. Harley, R. S. Colby, "A Sensorless Rotor Temperature Estimation for Induction Machines Based on a Current Harmonic Spectral Estimation Scheme," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 1, pp. 407-416, Jan. 2008.
- [29] D. A. Paice, "Motor thermal protection by continuous monitoring of winding resistance," *IEEE Trans. Ind. Electron. and Control Instrum.*, vol. IECI-27, no. 3, pp. 137-141, Aug. 1980.
- [30] S. B. Lee, T. G. Habeter, "An online stator winding resistance estimation technique for thermal monitoring of line connected induction machines," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 39, no. 3, pp. 685-694, May/Jun. 2003.
- [31] P. Zhang, B. Lu, T. G. Habetler, "A remote and sensorless stator winding resistance estimation method for thermal protection of soft start connected induction machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 55, no. 10, pp. 3611-3617, Oct. 2008.
- [32] D. W. Nowotny, T. A. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Oxford Science Publications, 1999.
- [33] W. Ying, G. Hongwei, "Induction-motor stator and rotor winding temperature estimation using signal injection method," *IEEE Trans. Ind Appl.* vol. 42, no. 4, pp. 1038-1044, Jul//Aug 2006.
- [34] A. Ganji, P. Guillaume, R. Pintelon, P. Lataire, "Induction Motor Dynamic and Static Inductance Identification Using a Broadband Excitation Technique," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 14, no. 1, pp. 15-20, Mar. 1998.
- [35] F. Briz, M. W. Degner, J. M. Guerrero, A. B. Diez, "Temperature Estimation in Inverter Fed Machines Using High Frequency Carrier Signal Injection," *IEEE Ind. Appl.*, vol. 44, no. 3, pp. 799-808, May./Jun 2008.

-
- [36] C. Kyung-Rae, S. Jul-Ki, "Induction Motor Rotor Temperature Estimation Based on a High-Frequency Model of a Rotor Bar," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol 45, no. 4, pp. 1267-1275, May 2009.
- [37] V. Ying, G. Hongwei, "Induction Motor Stator and Rotor Winding Temperature Estimation Using Signal Injection Method," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 4, pp. 1038-1044, Jul./Aug. 2006.
- [38] Vembu Gourishankar, Donald H. Jelly, *Electromechanical Energy Conversion – Second Edition*, Intertext Books, pp.40-50.
- [39] C. P. Steinmetz, *Theory and Calculation of Alternating Current Phenomena*, New York, The W. J. Johnston Company, 1897.
- [40] M. Amar, R. Kacsmarek, "A General Formula for Prediction of Iron Losses Under Nonsinusoidal Voltage Waveform," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 31, no. 5, pp. 2504-2509, Sep. 1995.
- [41] R. Kaczmarel, M. Amar, F. Protat, "Iron Loss Under PWM Voltage Supply on Epstein Frame and in Induction Motor Core," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 32, no. 1, pp. 189-194, Jan. 1996.
- [42] M. Amar, R. Kaczmarek, F. Protat, "Prediction of Power Losses in Silicon Iron Sheets under PWM Voltage Supply," *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, vol. 133, pp. 140-143, 1994.
- [43] G. Bertotti, "General Properties of Power Losses in Soft Ferromagnetic Materials," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 24, no. 1, pp. 621-630, Jan. 1988.
- [44] F. Fiorillo, A. Novikov, "Power Losses Under Sinusoidal, Trapezoidal and Distorted Induction Waveform," *IEEE Trans Magn.*, vol. 26, no. 5, pp. 2559-2561, Sep. 1990.
- [45] F. Fiorillo, A. Novikov, "An Improved Approach to Power Losses in Magnetic Laminations under Nonsinusoidal Induction Waveform," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 26, no. 5, pp. 2904-2910, Sep. 1990.
- [46] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, M. Pastorelli, "Influence of Modulation Techniques on Iron Losses with Single Phase DCAC Converters," *IEEE Trans. Magn.*, vol 32, no. 5, pp. 4884-4886, Sep 1996.
- [47] A. Boglietti, M. Lazzari, M. Pastorelli, "Iron Losses Prediction with PWM Inverter Supply using Steel Producer Data Sheets," *IEEE Ind. Appl. Conf.*, 1997, vol. 1, pp. 83-88.
- [48] A. Boglietti, A. Cavagnino, A. M. Knight, "Isolating the impact of PWM modulation on motor iron losses," *IEEE Ind. Appl. Soc. An. Meet. 2008.*, pp. 1-7.

- [49] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, M. Pastorelli, "Prediction Iron Losses in Soft Magnetic Materials With Arbitrary Voltage Supply An Engineering Approach," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 39, no. 2, part 2, pp. 981-989, Mar. 2003.
- [50] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, M. Pastorelli, "Two Simplified Methods of the Iron Losses Prediction in Soft Magnetic Materials Supplied by PWM Inverter," *IEEE Int. Electric Machines and Drives Conference*, 2001., pp. 391-395.
- [51] A. Boglietti, P. Ferraris, M. Lazzari, M. Pastorelli, "Influence Of The Inverter Characteristics On The Iron Losses In Pwm Inverter Fed Induction Motors," *IEEE Ind. Appl. Conf. 1995.*, vol. 1, pp. 637-641, 8-12. Oct. 1995.
- [52] A. Boglietti, A. Cavagnino, M. Lazzari, "Fast Method for the iron in Inverter-Fed Induction Motor," *IEEE Electric Machines and Drives Conference*, 2009., pp. 43-49, 3-6. May 2009.
- [53] Z. Gmyrek, A. Boglietti, A. Cavagnino, "Estimation And Analysis Of Iron Losses In Induction Motors Under Sinusoidal And PWM Excitation," *Int. Conf. Electric Machines*, 2008., pp. 1-6, 6-9. Sep. 2008.
- [54] A. Boglietti, A. Cavagnino, T. L. Mthombeni, and P. Pillay, "Comparison of lamination iron losses supplied by PWM voltages: US and European experiences," in *Proc. IEEE Int. Electr. Machines Drives Conf.*, May 2005, pp. 1431–1436.
- [55] P. J. Leonard, P. Marketos, A. J. Moses, M. Lu, "Iron Losses Under PWM Excitation Using a Dynamic Hysteresis Model and Finite Elements," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 42, no. 4, pp. 907-910, Apr. 2006.
- [56] C. Cester, A. Kedous-lebouc, B. Cornut, „Iron Loss Under Practical Working Conditions of a PWM Powered Induction Motor,“ in *IEEE Int. Magn. Conf.*, Apr. 1997.
- [57] N. Bowler, "Frequency-dependence of relative permeability in steel," *AIP Conf. Proc.*, vol. 820, pp. 1269–1276, 2006.
- [58] N. Z. Popov, S. N. Vukosavić, E. Levi, "Motor Temperature Monitoring Based on Impedance Estimation at PWM Frequencies," *IEEE Trans. En. Convers.*, vol. 29, no. 1, pp. 215-223, Mar. 2014.
- [59] Softverski paket za proračun magnetskog, elektrostatičkog, strujnog i toplotnog polja na bazi metode konačnih elemenata „Finite Element Method Magnetics,“ <http://www.femm.info/wiki/HomePage> .
- [60] D. Gerada, A. Mebarki, N. L. Brown, C. Gerada, „High-Speed Electrical Machines: Technologies, Trends, and Developments,“ *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 6, pp. 2946-2959, Jun. 2014.

-
- [61] JFE Steel Corporation, *Electrical Steel Sheets, Jfe G-Core, Jfe N-Core*, Datasheet.
- [62] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley, S. D. Umans, *Polyphase Induction Machines in Electric machinery, sixth edition*, McGraw Hill, 2003.
- [63] S. N. Vukosavic, *Electrical Mashines*, Springer, 2013.
- [64] P. C. Krause, O. Waszncyuk, S. D. Sundhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, Second Edition*, Wiley-Inter Science 1995.
- [65] M. Jadrić, B. Frančić, *Dinamika Električnih Strojeva*, Graphis Zagreb, 1995.
- [66] G. R. Slemon, *Magnetolectric Devices*, John Wiley and Sons, Inc., 1966.
- [67] G. R. Slemon, *Electric Machines and Drives*, Addison-Wesley Publishing Company Inc., 1992.
- [68] S. Madhavi, H. Hamezer, „High frequency equivalent circuit model of the stator winding in electrical machines,“ *IEEE Int. Conf. Electrical Machines*, 2012., pp. 1706-1711, 2-5. Sep. 2012.
- [69] H. Taichi, I. Muneaki, H. Takamasa, F. Hideki, „High-Frequency Equivalent Circuit of an Induction Motor Driven by a PWM Inverter,“ *Electrical Engineering in Japan*, vol. 135, no. 1, 2001.
- [70] B. Mirafzal, G. Skibinski, T. Ranga, D. Schlegel, „Universal Induction Motor Model With Low-to-High Frequency Response Characteristic,“ *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 43, no. 5, pp. 1233-1246, Sept./Oct. 2007.
- [71] Senzor struje Honeywell CSNA111 – datasheet,
http://sensing.honeywell.com/product-page?pr_id=4848
- [72] Senzor struje LEM, serija HO-25-P – datasheet,
url:http://www.lem.com/hq/en/component/option,com_catalog/task,displayserie/serie,HO%20-%206%2010%20%C2%A3%C2%A3%2025%20-%20P%20Series/output_type/
- [73] Senzor struje Allegro ACS770– datasheet,
url: <http://www.allegromicro.com/en/Products/Current-Sensor-ICs/Fifty-To-Two-Hundred-Amp-Integrated-Conductor-Sensor-ICs/ACS770.aspx>
- [74] Senzor struje Tamura serije S20S200D15M1 – datasheet
- [75] Standard IEC 60085
- [76] Vladan Vučković, *Opšta teorija električnih mašina*, Nauka, Beograd, 1992.

- [77] M. Knapczyk, K. Pienkowski, „Analysis of Pulse Width Modulation Techniques for AC/DC Line-side Converters,” *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej. Studia i Materiały*, Nr. 59.26, pp. 194-209, 2006.
- [78] B. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall, 2001.
- [79] IRDAK 10, Pretvarač proizvođača International Rectifier,
<http://ddc.etf.rs/irad.htm>,
http://www.irf.com/part/_/A~IRADK10#tab-tab1
- [80] N. Popov, D. Mihić, S. Vukosavić, „Procena temperature rotora asinhronih motora na osnovu merenja statorskih napona i struja,” *Energija, Ekonomija Ekologija*, broj 2, godina XIII, mart 2011, ISSN 0354-8651, UDC 620.9
- [81] N. Popov, D. Mihić, S. Vukosavić, S. Jokić, G. Vučković, „Merenje impedanse asinhronne mašine na učestanosti komutacija i indirektno određivanje temperature,” *VIII Simpozijum Industrijska elektronika INDEL 2010*, Banja Luka, 04-06. novembar 2010.
- [82] N. Popov, D. Mihić, S. Vukosavić, „Procena temperature rotora asinhronog motora na osnovu analize spektra statorskih struja i napona,” *Konferencija ETRAN 2010*, Donji Milanovac, 2010.
- [83] Invertor MOOG serije DS2000, Datasheet.
- [84] Invertor MOOG DM2020, Datasheet.
- [85] Ž. Đurović, B. Kovačević, S. Stanković, *Signali i Sistemi*, Akademski misao, 2008.
- [86] Texas Instruments, SPRS880B, TMS320F2837xD Dual-Core Delfino™ Microcontrollers, December 2013 - Revisited August 2014.
- [87] Texas Instruments, SPRUFB8C, TMS320x2833x, 2823x Direct Memory Access, Reference Guide, September 2007 – Revised September 2009
- [88] MOT09, laboratorijska postavka, napravljena za potrebe TEMPUS projekta XYZXYZ za potrebe Laboratorije za digitalno upravljanje, <http://ddc.etf.rs/mot09.htm>
- [89] Operacioni pojačavač TL082, <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl082-n.pdf>
- [90] Tektronix, Digital Phosphor Oscilloscope TDS5034B, datasheet, <http://www.custom-cal.com/Docs/Specs/10227.PDF> .

-
- [91] Prof. dr Zoran Lazarević, Optimalno iskorišćenje asinhronog motora zasnovano na analitičkom i eksperimentalnom proučavanju termičkih procesa, doktorska disertacija, 1994.
- [92] A. Oppenheimer, R. W. Schafer, *Discrete-Time Signal Processing*, 3rd edition, Prentice-Hall, 2009.
- [93] ATMEL Corporation, „AVR121: Enhancing ADC resolution by oversampling,” <http://www.atmel.com/images/doc8003.pdf> .
- [94] Texas Instruments, „Oversampling the ADC12 for Higher Resolution,” SLAA323, JULY 2006, <http://www.ti.com/lit/an/slaa323/slaa323.pdf> .
- [95] Silicon Labs, „Improving Adc Resolution By Oversampling And Averaging,” AN118,
<https://www.silabs.com/Support%20Documents/TechnicalDocs/an118.pdf>
- [96] Microchip, „Achieving Higher ADC Resolution Using Oversampling,” AN1152, url:
<http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/Achieving%20Higher%20ADC%20Resolution%20Using%20Oversampling%2001152A.pdf>
- [97] Texas Instruments, SPRA461, „Oversampling Techniques using the TMS320C24x Family,” <http://www.ti.com/lit/an/spra461/spra461.pdf> .
- [98] M., Botao, R. Zane, D. Maksimovic, „System Identification of Power Converters With Digital Control Through Cross-Correlation Methods,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 5, pp.1093-1099, Sep. 2005.
- [99] M., Botao, R. Zane, D. Maksimovic, „Practical on-line identification of power converter dynamic responses,” *in Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. 2005*. pp. 57-62.
- [100] A. Barkley, E. Santi, „Improved online identification of a DC–DC converter and its control loop gain using cross-correlation methods.” *IEEE Trans. on Power Electron.*, Power Electronics, vol. 24, no. (8), pp. 2021-2031, Aug. 2009.
- [101] A. Barkley, E. Santi, "Online monitoring of network impedances using digital network analyzer techniques," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009*. APEC 2009.
- [102] M., Botao, R. Zane, D. Maksimovic, "A modified cross-correlation method for system identification of power converters with digital control." *Power Electronics Specialists Conference, 2004*. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual. Vol. 5. IEEE, 2004.

- [103] McCoy, W. M.(2013). *Impedance Estimation Using Randomized Pulse Width Modulation and Power Converters*. (Master's thesis). Retrieved from <http://scholarcommons.sc.edu/etd/2411> .
- [104] F. Loser, P. K. Sattler, „Identification and Compensation of the Rotor Temperature of AC Drives by an Observer,“ *IEEE Trans. Indi Appl.*,vol. IA-21, no. 6, pp. 1387-1393. Nov. 1985.

Biografija

Nikola Popov je rođen 24.08.1984. godine u Beogradu, gde je završio osnovnu i srednju školu. Elektrotehnički fakultet je upisao 2003. godine. Diplomirao je na Odseku za energetiku 2008. godine sa prosečnom ocenom 9,04. Master studije na Elektrotehničkom fakultetu upisao je 2008. godine, a završio 2010. godine sa prosečnom ocenom 9,67. Doktorske studije na Elektrotehničkom fakultetu upisao je 2010. godine. Od marta 2009. godine je zaposlen na Elektrotehničkom fakultetu kao saradnik u nastavi, a nakon upisanih doktorskih studija u zvanju asistenta. Angažovan je u nastavnom procesu na Katedri za energetske pretvarače i pogone, kao i na realizaciji nekoliko projekata.

Učestvuje u izvođenju računskih i laboratorijskih vežbi iz predmeta:

- Električne mašine,
- Električna vozila,
- Digitalno upravljanje pretvaračima i pogonima,
- Digitalno upravljanje pretvaračima i pogonima 2,
- Laboratorijske vežbe iz energetskih pretvarača i pogona,
- Praktikum – digitalni signal procesori,
- Upravljanje energetskim pretvaračima,
- Pretvaračka kola za obnovljive izvore energije.

Master studije je završio odbranom rada pod naslovom „Procena temperature rotora asinhronog motora analizom spektra napona i struja“. Nakon odbranjenog rada, kandidat je nastavio istraživanje i naučni rad u ovoj oblasti. Objavio je nekoliko radova u domaćim časopisima i na konferencijama. Kandidatu je 2012. godine odobren rad na doktorskoj disertaciji pod naslovom „Određivanje temperature i otpornosti namotaja asinhrone mašine na osnovu analize statorskih napona i struja“.

U dosadašnjem radu učestvovao je u realizaciji nekoliko domaćih i međunarodnih projekata u kojima je ostvario veliki doprinos u razvoju oblasti. Poseban doprinos ostvario je kroz angažovanje na projektima razvoja visokofrekventnog

visokonaponskog uređaja za napajanje elektrofilterskih postrojenja koja se koriste u termoelektranama koje sagorevaju čvrsto gorivo.

Прилог 1.

Изјава о ауторству

Потписани-а _____ Никола Попов _____

број индекса _____ 09/5049 _____

Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

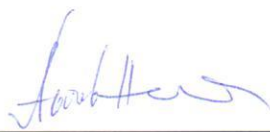
Одређивање температуре и отпорности намотаја ротора асинхроне машине на

основу анализе статорских напона и струја

- резултат сопственог истраживачког рада,
- да предложена дисертација у целини ни у деловима није била предложена за добијање било које дипломе према студијским програмима других високошколских установа,
- да су резултати коректно наведени и
- да нисам кршио/ла ауторска права и користио интелектуалну својину других лица.

Потпис докторанда

У Београду, _05.02.2015_ године __



Прилог 2.

Изјава о истоветности штампане и електронске верзије докторског рада

Име и презиме аутора _____ Никола Попов _____

Број индекса _____ 2009/5049 _____

Студијски програм ЕЛЕКТРОТЕХНИКА И РАЧУНАРСТВО

Наслов рада Одређивање температуре и отпорности намотаја ротора асинхроне
машине на основу анализе статорских напона и струја

Ментор проф. др Слободан Н. Вукосавић, редовни професор, Универзитет у
Београду, Електротехнички факултет

Потписани/а _____ Никола Попов _____

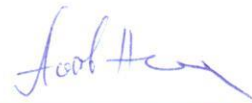
Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској
верзији коју сам предао/ла за објављивање на порталу **Дигиталног
репозиторијума Универзитета у Београду**.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци везани за добијање академског
звања доктора наука, као што су име и презиме, година и место рођења и датум
одбране рада.

Ови лични подаци могу се објавити на мрежним страницама дигиталне
библиотеке, у електронском каталогу и у публикацијама Универзитета у Београду.

Потпис докторанда

У Београду, 20. 6. 2015. године



1. Ауторство - Дозвољавање умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце, чак и у комерцијалне сврхе. Ово је најслободнија од свих лиценци.

2. Ауторство – некомерцијално. Дозвољавање умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела.

3. Ауторство - некомерцијално – без прераде. Дозвољавање умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела. У односу на све остале лиценце, овом лиценцом се ограничава највећи обим права коришћења дела.

4. Ауторство - некомерцијално – делити под истим условима. Дозвољавање умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца не дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада.

5. Ауторство – без прераде. Дозвољавање умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, без промена, преобликовања или употребе дела у свом делу, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела.

6. Ауторство - делити под истим условима. Дозвољавање умножавање, дистрибуцију и јавно саопштавање дела, и прераде, ако се наведе име аутора на начин одређен од стране аутора или даваоца лиценце и ако се прерада дистрибуира под истом или сличном лиценцом. Ова лиценца дозвољава комерцијалну употребу дела и прерада. Слична је софтверским лиценцама, односно лиценцама отвореног кода.

Прилог 3.

Изјава о коришћењу

Овлашћујем Универзитетску библиотеку „Светозар Марковић“ да у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду унесе моју докторску дисертацију под насловом:

Одређивање температуре и отпорности намотаја ротора асинхроне

машине на основу анализе статорских напона и струја

која је моје ауторско дело.

Дисертацију са свим прилозима предао/ла сам у електронском формату погодном за трајно архивирање.

Моју докторску дисертацију похрањену у Дигитални репозиторијум Универзитета у Београду могу да користе сви који поштују одредбе садржане у одабраном типу лиценце Креативне заједнице (Creative Commons) за коју сам се одлучио/ла.

1. Ауторство
2. Ауторство - некомерцијално
3. Ауторство – некомерцијално – без прераде
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима
5. Ауторство – без прераде
6. Ауторство – делити под истим условима

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци, кратак опис лиценци дат је на полеђини листа).

У Београду, 20. 6. 2015. године

Потпис докторанда

