

**UNIVERZITET U BEOGRADU
ELEKTROTEHNIČKI FAKULTET**

Vladimir D. Čeperković

**DISTRIBUIRANA METODA ZA SAMOKALIBRACIJU
MAGNETOREZISTIVNOG SENZORA UGAONE POZICIJE
U SERVO SISTEMU**

Doktorska Disertacija

Beograd, 2024.

**UNIVERSITY OF BELGRADE
SCHOOL OF ELECTRICAL ENGINEERING**

Vladimir D. Čeperković

**A DISTRIBUTED METHOD FOR SELF-CALIBRATION
OF MAGNETORESISTIVE ANGULAR POSITION
SENSOR WITHIN A SERVO SYSTEM**

Doctoral Dissertation

Belgrade, 2024.

PODACI O MENTORU I ČLANOVIMA KOMISIJE

Mentor:

dr. Milan Prokin, redovni profesor
Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet

Članovi Komisije:

dr. Vladimir Rajović, vanredni profesor
Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet

dr. Radivoje Đurić, vanredni profesor
Univerzitet u Beogradu, Elektrotehnički fakultet

dr. Petar M. Lukić, redovni profesor
Univerzitet u Beogradu, Mašinski fakultet

Datum odbrane: __. __. ____.

APSTRAKT

Magnetorezistivni senzori ugaone pozicije su postali preferirani izbor za izradu naprednih aktuatora, zbog svoje pouzdanosti, dugotrajnosti, te otpornosti na nepovoljne uslove okruženja. Njihova primena kod aktuatora sa indirektnim upravljanjem, kod kojih se mehanički položaj kontrolnog elementa određuje pomoću motora ili elektromagneta, omogućava zatvaranje lokalne povratne sprege servo sistema čime se skraćuje vreme odziva dok se istovremeno povećava tačnost i preciznost aktuatora. Međutim, neizbežne tolerancije mehaničke konstrukcije magnetorezistivnih senzora ugaone pozicije, kao i nehomogenost magnetnog okruženja, rezultuju u značajnim mernim greškama čineći kalibraciju neophodnom. Pored toga što direktno poređenjem sa etalom često fizički nije moguće, dugoročna nestabilnost parametara mernog procesa usled nepovoljnog uticaja radne sredine ograničava ostvarivu tačnost ako se kalibracija obavlja samo na kraju proizvodnog procesa. Stoga se pojavila potreba za metodom samokalibracije koja bi omogućila kontinuirano praćenje parametara mernog procesa, ali i kalibraciju u situaciji kada sam senzor nije fizički dostupan.

Osnovni predmet istraživanja ove doktorske disertacije jeste izrada nove metode distribuirane samokalibracije magnetorezistivnih senzora ugaone pozicije u servo sistemima, kod koje se kompenzacija greške merenja podešava na osnovu identifikovanih parametara modela senzora.

Analizom dostupne literature, uočeno je da se dobri rezultati postižu metodama samokalibracije magnetorezistivnih senzora ugaone pozicije zasnovanim na gradijentnoj optimizaciji funkcionalnog modela konverzije. Međutim, spora konvergencija ovih metoda predstavlja ograničavajući faktor za njihovu praktičnu primenu dok, istovremeno, funkcionalni modeli konverzije ne omogućavaju zadovoljavajuću tačnost.

Stoga je prvi cilj ove doktorske disertacije razvoj fizičkog modela procesa konverzije merne veličine. Pretpostavka za razvoj ovog modela je da su sistematske greške magnetorezistivnih elemenata posledica geometrijskih grešaka izrade, tokom postupka fotolitografije i deponovanja materijala. Stoga su ove greške kvantifikovane i eksplicitno uvedene u fizički model, pa je tako dobijen model iskorišćen za određivanje fizičkog modela magnetorezistivnog mernog mosta, uz uračunavanje i sistematskih grešaka koje su posledica analognog interfejsa. Kombinovanjem fizičkog modela senzora pravca magnetnog polja, koji je određen unificiranjem modela dva nezavisna magnetorezistivna merna mosta, sa fizičkim modelom magnetnog pretvarača ugaone pozicije izveden je model magnetorezistivnog senzora ugaone pozicije, na osnovu kojeg je konstruisan kompenzator merenja, a zatim i merni proces.

Drugi cilj ove doktorske disertacije je razvoj metoda distribuirane samokalibracije magnetorezistivnog senzora ugaone pozicije na osnovu određenog modela mernog procesa. Predloženi metod koristi podatke prikupljene tokom kretanja najvećom dopuštenom ugaonom brzinom za identifikaciju parametara modela mernog procesa, dok se srednja ugaona brzina koristi kao referenca visoke tačnosti. Procedura identifikacije parametara modela mernog procesa, koja minimizira sumu algebarskog odstojanja očitavanja senzora i očekivanja modela, je računski

zahtevna, pa je razdvojena na više nezavisnih koraka koji su distribuirani na raspoložive računске resurse mrežnog sistema.

Treći cilj ovde disertacije je praktična realizacija predloženih metoda, i eksperimentalna verifikacija uvedenih hipoteza. Akvizicija i inicijalna obrada podataka realizovana je kao deo upravljačkog procesa servo sistema, dok je identifikacija parametra modela raspoređena u vidu servisa aplikativnog servera. Predložena metoda distribuirane samokalibracije, uz brzu konvergenciju, obezbeđuje povećanje tačnosti merenja za red veličine. Eksperimentalno postignuta merna nesigurnost je bolja od 0.5° , uz varijansu reziduala manju od 0.02° , što je uporedivo sa razlučivošću senzora.

Ključne reči: magnetorezistivni senzori, samokalibracija, distribuirani sistemi, servo sistem, merenje ugla.

Naučna oblast: Elektrotehnika i računarstvo

Uža naučna oblast: Elektronika

ABSTRACT

Magneto-resistive angular position sensors have become the preferred choice for designing advanced actuators due to their reliability, durability, and resistance to harsh environmental conditions. Their application in actuators with indirect control, where the mechanical position of the control element is determined using a motor or electromagnet, enables the closure of a local feedback loop in the servo system, thereby reducing response time while simultaneously increasing the accuracy and precision of the actuator. However, unavoidable mechanical construction tolerances of magneto-resistive angular position sensors, as well as the inhomogeneity of the magnetic environment, result in significant measurement errors, making calibration essential. In addition to the fact that direct comparison with a standard is often physically impossible, the long-term instability of measurement process parameters due to adverse environmental influences limits achievable accuracy if calibration is performed only at the end of the production process. Therefore, the need has arisen for a self-calibration method that would enable continuous monitoring of measurement process parameters and calibration even when the sensor itself is not physically accessible.

The primary subject of research in this doctoral dissertation is the development of a new method for distributed self-calibration of magneto-resistive angular position sensors in servo systems, where measurement error compensation is adjusted based on the identified parameters of the sensor model.

An analysis of the available literature has revealed that good results are achieved using self-calibration methods for magneto-resistive angular position sensors based on gradient optimization of the functional conversion model. However, the slow convergence of these methods represents a limiting factor for their practical application, while, at the same time, functional conversion models fail to provide satisfactory accuracy.

Therefore, the primary objective of this doctoral dissertation is the development of a physical model of the conversion process for the measured quantity. The underlying assumption for the development of this model is that the systematic errors of magneto-resistive elements result from geometric fabrication errors during photolithography and material deposition processes. Consequently, these errors were quantified and explicitly incorporated into the physical model. This model was then utilized to derive the physical model of the magneto-resistive measurement bridge, including systematic errors caused by the analog interface. By combining the physical model of the magnetic field direction sensor, obtained through the unification of the models of two independent magneto-resistive measurement bridges, with the physical model of the magnetic angular position transducer, a comprehensive model of the magneto-resistive angular position sensor was derived. Based on this model, a measurement compensator was constructed, followed by the development of the measurement process.

The second objective of this doctoral dissertation is the development of a method for distributed self-calibration of the magnetoresistive angular position sensor based on the determined measurement process model. The proposed method utilizes data collected during motion at the maximum allowable angular velocity to identify the parameters of the measurement process model, while the mean angular velocity is used as a high-accuracy reference. The parameter identification procedure for the measurement process model, which minimizes the sum of the algebraic distances between the sensor readings and the model's expectations, is computationally demanding. To address this, the procedure is divided into multiple independent steps distributed across the available computational resources of the networked system.

The third objective of this dissertation is the practical implementation of the proposed methods and the experimental verification of the introduced hypotheses. Data acquisition and initial processing were implemented as part of the control process of the servo system, while the identification of model parameters was distributed as a service of an application server. The proposed method of distributed self-calibration, with its rapid convergence, provides a tenfold increase in measurement accuracy. The experimentally achieved measurement uncertainty is better than 0.5° , with a residual variance of less than 0.02° , which is comparable to the resolution of the sensor.

Keywords: magnetoresistive sensors, self-calibration, distributed systems, servo system, angle measurement.

Scientific field: Electrical engineering and computer science

Scientific subfield: Electronic

SADRŽAJ

1. UVOD.....	1
1.1. PREDMET RADA I CILJ ISTRAŽIVANJA.....	3
1.2. OPIS SADRŽAJA DISERTACIJE.....	4
2. MAGNETOREZISTIVNI SENZORI	6
2.1. MAGNETOREZISTIVNI ELEMENTI.....	6
2.1.1. <i>AMR Magnetorezistivni Elementi</i>	6
2.1.2. <i>GMR Magnetorezistivni Elementi</i>	11
2.1.3. <i>TMR Magnetorezistivni Elementi</i>	14
2.2. MAGNETOREZISTIVNI MERNI MOST.....	15
2.3. SENZORI PRAVCA MAGNETNOG POLJA.....	18
3. INTEGRISANI MAGNETOREZISTIVNI SENZORI.....	23
3.1. MODEL MAGNETOREZISTIVNOG ELEMENTA.....	23
3.2. MODEL MAGNETOREZISTIVNOG MERNOG MOSTA.....	26
3.3. MODEL SENZORA PRAVCA MAGNETNOG POLJA.....	30
3.3.1. <i>Direktni Radni Režim</i>	30
3.3.2. <i>Linearni Radni Režim</i>	32
3.3.3. <i>Kompenzovani Radni Režim</i>	35
3.3.4. <i>Univerzalni Model</i>	37
4. MERNI PROCES UGAONE POZICIJE.....	40
4.1. MAGNETOREZISTIVNI PRETVARAČ UGAONE POZICIJE.....	40
4.2. MODEL MAGNETOREZISTIVNOG PRETVARAČA UGAONE POZICIJE.....	41
4.3. MODEL MERNOG PROCESA UGAONE POZICIJE.....	43
4.4. KOMPENZATOR MERENJA.....	44
4.4.1. <i>Linearna Kompenzacija</i>	45
4.4.2. <i>Harmonijska Kompenzacija</i>	46
4.5. METODA ZA DEMODULACIJU.....	47
4.6. CELOBROJNI DEMODULATOR.....	49
4.7. REKONSTRUKCIJA MEHANIČKE POZICIJE.....	52
4.8. LINEARNI OBSERVER UGAONE POZICIJE.....	55
5. SAMOKALIBRACIJA MERNOG PROCESA.....	58
5.1. METODA ZA SAMOKALIBRACIJU.....	59
5.2. IDENTIFIKACIJA PARAMETARA LINEARNE KOMPENZACIJE.....	66
5.3. IDENTIFIKACIJA PARAMETARA HARMONIJSKE KOMPENZACIJE.....	69
5.4. DISTRIBUIRANA METODA ZA SAMOKALIBRACIJU.....	72
5.5. DISTRIBUIRANA IDENTIFIKACIJA PARAMETARA LINEARNE KOMPENZACIJE.....	74
5.6. DISTRIBUIRANA IDENTIFIKACIJA PARAMETARA HARMONIJSKE KOMPENZACIJE.....	76
5.7. DISTRIBUIRANA SAMOKALIBRACIJA U AUTOMOBILSKIM SISTEMIMA.....	78
5.7.1. <i>Primena LIN protokola</i>	79
5.7.2. <i>Primena CAN protokola</i>	81
5.7.3. <i>Primena SOME/IP protokola</i>	82
6. EKSPERIMENTALNI REZULTATI.....	84
6.1. EKSPERIMENTALNA POSTAVKA.....	84
6.2. VERIFIKACIJA MODELA PRETVARAČA.....	88
6.3. VERIFIKACIJA METODE ZA DISTRIBUIRANU SAMOKALIBRACIJU.....	91

7. ZAKLJUČAK.....	97
A. MODEL TANKOG FEROMAGNETNOG FILMA	100
A.1. DEMAGNETIZACIONO MAGNETNO POLJE	100
A.2. GUSTINA SLOBODNE ENERGIJE	102
A.3. KARAKTERISTIČNO MAGNETNO POLJE.....	102
A.4. KOHERENTNA ROTACIJA SPONTANE MAGNETIZACIJE.....	104
LITERATURA.....	107

1. UVOD

Mnogim aktuatorima primenjenim u automatskim sistemima se upravlja indirektno, upotrebom elektromotora ili elektromagneta za promenu mehaničkog položaja kontrolnog elementa. Zbog kontinuirane potrebe za unapređenjem performansi automatskih sistema tradicionalne realizacije ovakvih aktuatora, koje tretiraju položaj kontrolnog elementa kao nemerljivo stanje sistema kojim se upravlja u otvorenoj povratnoj sprezi, ustupaju mesto savremenim rešenjima zasnovanim na primeni servo sistema. Naime, kod ovakve realizacije indirektnog aktuatora lokalna povratna sprega servo sistema obezbeđuje veću preciznost, brži odziv, i linearnu prenosnu funkciju, uz mogućnost rane detekcije otkaza.

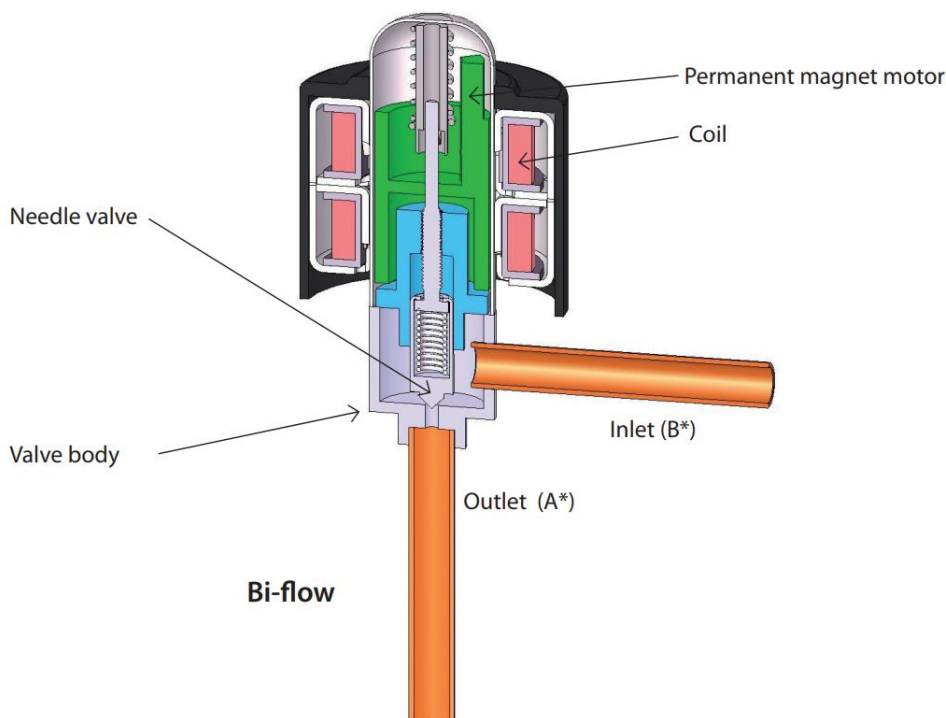
Posebno široku primenu indirektni aktuatori sa servo sistemom našli su u automobilskoj industriji, gde se koriste za izradu servo volana autonomnih vozila, kontrolu protoka smeše vazduha i goriva kod motora sa unutrašnjim sagorevanjem, te upravljanje kontrolnim površinama za usmeravanje vazduha u sistemu ventilacije. Za ove primene je posebno značajno zadovoljiti kriterijume standarda funkcionalne bezbednosti [1] kao i pouzdanog rada u izrazito nepovoljnom radnom okruženju, širokom opsegu radnih temperatura, uz prisustvo vibracija, prašine i vlage, pa je senzor mehaničkog ugla kritična komponenta za ispunjavanje ovih uslova [2].

Velika temperaturna stabilnost i mehanička robusnost [3], uz visoku rezoluciju i tačnost, dovela je do popularnosti magnetorezistivnih senzora ugaone pozicije [4], zasnovanih na primeni AMR (*Anisotropic Magnetoresistive*), GMR (*Giant Magnetoresistive*), ili TMR (*Tunnel Magnetoresistive*) efekta. Kod ovih senzora ugaone pozicije, izvor sprežnog magnetnog polja je stalan magnet pričvršćen na osovinu tako da prati njen mehanički položaj, dok se orijentacija samog magnetnog polja meri pomoću magnetorezistivnih elemenata. Nažalost, višestruka konverzija merne veličine, kao i nehomogenost magnetnog polja u realnom okruženju, rezultuje u značajnom broju potencijalnih izvora mernih grešaka u mernom procesu. Pokazalo se da magnetno polje realnih magneta, kao i njihove mehaničke tolerancije, dovode do greške merenja koja je periodična funkcija mehaničkog ugla sa periodom od 180° [5], dok je sam merni proces nelinearan usled nehomogenost magnetnog polja u realnim feromagnetnim diskovima [6]. Iako se studija odnosi samo na Hall-ove senzore sa koncentраторom magnetnog fluksa, rezultati su primenljivi i za magnetorezistivne ugaone senzore. Međutim, ključan aspekt primene magnetorezistivnih senzora ugaone pozicije je precizno mehaničko poravnanje magneta i senzora, pošto čak i mala odstupanja dovode do neprihvatljivo velike greške merenja [7]. Stoga je u prisustvu uobičajenih mehaničkih tolerancija neophodna primena *end-of-line* (EOL) kalibracije [8, 9] da bi se postigla željena tačnost merenja.

Posebno je zahtevna primena magnetorezistivnih senzora za merenje ugaone pozicije regulacionih ventila visokog pritiska, prikazanih na slici 1.1. Naime, kod ovih ventila je izvor sprežnog magnetnog polja smešten unutar čaure od nerđajućeg čelika, na relativno velikoj udaljenosti od senzora i uz značajnu grešku poravnanja osa rotacije, magneta, i senzora [10]. Dodatni nepovoljan faktor čini sam izvor sprežnog magnetnog polja, koji je uglavnom realizovan u

vidu produžetka stalnog magneta rotora pogonskog motora sa nepovoljnom geometrijom „zuba“ na obodu namenjenom indeksiranju pozicije dok, istovremeno, stator pogonskog motora predstavlja značajan izvor elektromagnetnih smetnji. Posledica svega navedenog je slab intenzitet magnetnog polja u senzoru sa izraženim parazitnim komponentama, dok je EOL kalibracija otežana zbog nedostupnosti osovine za poređenje sa etalom.

Kalibracija može biti olakšana upotrebom matrice magnetorezistivnih senzora koji, zajedno sa teoretskim modelom magnetnog polja, omogućava da se odredi polinomijalna kompenzaciona funkcija [11] za greške merenja nastale usled relativnog pozicioniranja ose magneta i senzora. Istovetan princip matrice senzora se može primeniti i da bi se identifikovao i kompenzovao uticaj spoljašnjeg magnetnog polja [12], ali se ovo može postići i primenom fizičke zaštite napravljene od materijala velike magnetske permeabilnosti [13]. Pa ipak, ovi koncepti nisu našli široku primenu zbog ekonomskih razloga, teškoća u proizvodnji, kao i ograničenog prostora za smeštanje mernog sistema. Umesto toga, pribegava se indirektnoj kalibraciji, gde se podešavanje parametra vrši merenjem uticaja ventila na tok vazduha pod pritiskom i upoređivanjem sa fizičkim modelom.



Slika 1.1: Regulatorni ventil visokog pritiska [10]

Međutim, čak i idealna kalibracija u laboratorijskim uslovima ne daje zadovoljavajuće efekte za praktičnu primenu ovih ventila u automobilske industriji, što je posledica dugoročne nestabilnosti parametara mernog procesa usled nepovoljnog uticaja radne sredine. Stoga se pojavila potreba za metodom samokalibracije, koja bi omogućila kontinuirano praćenje ovih promena.

Analizom literature, uočen je veliki broj postojećih metoda samokalibracije senzora ugaone pozicije. Metod za samokalibraciju rezolvera u brzinskom servo sistemu baziran na linearnom modelu mernog procesa je predložen u [14]. Primenjen je gradijentni algoritam za identifikaciju parametara linearne kompenzacije, tako da se minimizuje srednje kvadratno odstupanje kompenzovanog signala od jediničnog kruga. Nažalost, metod koristi prošireni observer ugaone pozicije za referencu što ograničava preciznost samokalibracije. Nedostatak ovog metoda je i relativno spora konvergencija, procenjena na više desetina perioda rotacije. Tačnost kalibracije

može biti unapređena primenom metode [15] koja koristi *Model-based Automatic Search Algorithm* (MASA) za samokalibraciju rezolvera. Ova metoda je zasnovana na funkcionalnom nelinearnom polinomijalnom modelu merenja, te *back-propagation* gradijentnom metodom za optimizaciju.

Gradijentni metod je primenjen i za samokalibraciju AMR senzora [16] zasnovanu na pojednostavljenom linearnom modelu mernog procesa. Pokazano je da rezidualna greška značajno zavisi od početne ocene parametara modela, te da je konvergencija očekivano spora, ali i nepredvidiva. Problem brzine konvergencije je umanjen ako se kalibracija ograniči na problem mernog ofseta, kada se određivanje parametara može postići primenom jednostavnog sistema jednačina [17], uz pretpostavku da je merni šum zanemarljiv, da je osetljivost oba merna mosta identična, te da ne postoje drugi uzroci greške. Međutim, takva ograničenja predstavljaju nepremostivu prepreku za praktičnu primenu ovakve metode.

Alternativni metod rešavanje problema brzine konvergencije je određivanje parametara kompenzacije primenom analitičkog rešenja za problem optimizacije formulisan na osnovu modela mernog procesa [18], posebno prilagođen kompenzaciji merenja ugaone pozicije servo sistema. U ovom slučaju, kompenzacija greške merenja ugaone pozicije se sastoji od linearne kompenzacije greške merenja vektora magnetnog polja i harmonijska kompenzacija greške merenja ugaone pozicije. Opisani metod za kalibraciju koristi podatke prikupljene tokom kretanja osovine najvećom dopuštenom brzinom za identifikaciju parametara modela mernog procesa, dok se identifikacija izvršava periodično svaki put kada osovina opiše pun ugao. Za identifikaciju parametara linearne kompenzacije primenjen je metod najmanjih kvadrata, dok se srednja brzina rotacije koristi kao referenca visoke tačnosti za identifikaciju parametara harmonijske kompenzacije primenom modifikovane Diskretne Furijeove Transformacije (DFT).

Nažalost, analitičko rešenje problema optimizacije je izrazito računski zahtevno, te nije pogodno za direktnu implementaciju u praksi. Naime, mnogi automobilski aktuatori su zasnovani na namenskim 8-bitnim mikrokontrolerima (MCU) poput [19]. Njihov izbor je uslovljen velikom pouzdanošću i malom cenom, ali je istovremeno praćen izrazito ograničenim računskim kapacitetima. Međutim, sa pojavom automobilskih arhitektura četvrte i pete generacije zasnovanih na AUTOSAR Adaptive standardu [20], ukupni raspoloživi računski kapaciteti automobilskih platformi su znatno povećani. Naime, takve arhitekture uključuju bar jedan *Central Computing Cluster* (CCC) [21] kojima je moguće delegirati izvršavanje računski zahtevnih zadataka, pa je postalo ostvarivo realizovati kompleksne metode samokalibracije u distribuiranom obliku [22].

1.1. Predmet rada i cilj istraživanja

Cilj ovog istraživanja je razvoj nove metode distribuirane samokalibracije magnetorezistivnih senzora ugaone pozicije u servo sistemima, kod koje se kompenzacija greške merenja podešava na osnovu identifikovanih parametara modela senzora. Podešavanje se izvršava sporadično, kada osovina opiše pun ugao rotirajući se najvećom konstantnom brzinom. Za identifikaciju parametara modela primenjena je metoda najmanjih kvadrata. Metoda će biti prilagođena distribuiranoj realizaciji u heterogenoj infrastrukturi automobilske komunikacione mreže. Biće pokazano da se primenom predložene metode samokalibracije tačnost merenja povećava za red veličine. Eksperimentalno će se potvrditi merna nesigurnost manja od 0.5° , koja je uporediva sa rezultatima savremenih EOL procedura kalibracije.

Shodno tome, glavni doprinosi ove disertacije su: 1) formiranje sveobuhvatnog analitičkog modela mernog procesa ugaone pozicije primenom magnetorezistivnih senzora; 2) razvoj neiterativne metode za samokalibraciju magnetorezistivnih senzora ugaone pozicije u servo sistemima; 3) razvoj distribuirane metode samokalibracije magnetorezistivnih senzora ugaone

pozicije u servo sistemima, prilagođene automobilskim platformama sa arhitekturom četvrte i pete generacije zasnovanom na distribuiranim servisima; 4) praktična realizacija distribuirane metode samokalibracije; 5) eksperimentalna provera i potvrda razvijenih metoda.

1.2. Opis sadržaja disertacije

Pored uvodnog poglavlja, ova disertacija sadrži još šest poglavlja i jedan prilog.

Drugo poglavlje sadrži opis magnetorezistivnih elementa. Najpre je izložena fenomenološka osnova funkcionisanja magnetorezistivnih elemenata, za AMR (*Anisotropic Magnetoresistance*), GMR (*Giant Magnetoresistance*), i TMR (*Tunnel Magnetoresistance*) efekta. U sklopu ovog poglavlja, izvedene su prenosne funkcije idealizovanih magnetorezistivnih elemenata, te prikazane uobičajene tehnike linearizacije prenosne funkcije i proširenja mernog opsega. Zatim je prikazana primena magnetorezistivnih elemenata za formiranje magnetorezistivnih senzora, u vidu temperaturno kompenzovanih mernih mostova, te pokazane rezultirajuće prenosne funkcije za mostove napajane izvorom konstantnog napona, odnosno konstantne struje. Prikazana je i primena ortogonalnih magnetorezistivnih mernih mostova za konstruisanje senzora pravca magnetnog polja, te je opisano njegovo ponašanje u direktnom, linearnom, i kompenzovanom radnom režimu.

Treće poglavlje predstavlja analitičke modele integrisanih magnetorezistivnih senzora. Prvo je predstavljen model realnog magnetorezistivnog elementa, i pokazano kako proizvodne tolerancije utiču na grešku konverzije. Zatim je izveden model realnog magnetorezistivnog mernog mosta, gde je pokazano da je greška merenja posledica greške konverzije individualnih magnetorezistivnih elementa, kao i da ovo odstupanje ima oblik harmonijske funkcije sa najviše trećim harmonikom. Izvedeni modeli su primenjeni za određivanje su model realnog magnetorezistivnog senzora pravca magnetnog polja, nezavisno za svaki od tri radna režima. Konačno, modeli realnog senzora pravca magnetnog polja za različite radne režime su unificirani, te je pokazano da je rezultirajuća greška merenja realnog magnetorezistivnog senzora pravca magnetnog polja harmonijska funkcija, najviše četvrtog reda.

U četvrtom poglavlju je predstavljen model mernog procesa. Prikazana je konstrukcija, a zatim i određen model realnog magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije. Pokazano je da se ovaj model može predstaviti kao sekvencijalna veza tri nezavisna segmenta, i to harmonijskog segmenta modela, modulatora, i linearnog segmenta modela. Primenom pseudo-inverzije modela realnog magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije konstruisan je kompenzator, u čijem sklopu je razvijen i metod za demodulaciju ugla, kao i celobrojni demodulator za primenu u mikroprocesorskim sistemima. Na kraju su predstavljeni metodi za rekonstrukciju mehaničke pozicije, kao i konstrukcija linearnih observera pogodnih za filtriranje rezultata.

U petom poglavlju predstavljena je samokalibracija mernog procesa. Prvo je prikazana pogodna struktura servo sistema sa sistemom merenja ugaone pozicije, da bi onda bila predstavljena i sama metoda za samokalibraciju mernog procesa. Prikazane su pretpostavke značajne za konstrukciju algoritma upravljanja, struktura samokalibrirajućeg kompenzatora, kao i metod za sinhronizaciju metode samokalibracije mernog procesa sa algoritmom upravljanja pozicijom. Zatim je izveden postupak identifikacije parametara linearne i harmonijske kompenzacije. U nastavku je predstavljen postupak distribuirane metode za samokalibraciju prilagođene heterogenoj infrastrukturi automobilske komunikacione mreže. Pokazano je kako se postupci identifikacije parametara kompenzacije realizuju primenom distribuirane metode, a zatim i kako se sama distribuirana metoda samokalibracije realizuje primenom standardnih komunikacionih protokola namenjenih automobilske industriji.

Eksperimentalna rezultati dobijeni tokom izrade ove disertacije predstavljani su u šestom poglavlju. Prvo je predstavljena eksperimentalna postavka, centrirana oko namenski konstruisane eksperimentalne aparature. Predstavljena je mehanička konstrukcija aparature, kao i njene eksperimentalne konfiguracije, a zatim i elektronski merni podsistem. Dalje su predstavljene softverske komponente, dizajnirane da emuliraju realno okruženje, kao i njihovo raspoređivanje na eksperimentalnoj postavki. Zatim su predstavljeni rezultati verifikacije modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije. Pokazano je da se predloženi model dobro poklapa sa eksperimentalnim rezultatima, kao i da potvrđene hipoteze uvedene pri njegovom kreiranju. Na kraju, predstavljeni su rezultati verifikacije metode za distribuiranu samokalibraciju, kao i rezultati njenog poređenja sa postojećim rešenjima.

Konačno, sedmo poglavlje sadrži sumarnu analizu rezultata, i zaključke koji se mogu izvesti o predloženim metodama, kao i predlog za dalja istraživanja.

U prilogu A je izložena fizika magnetizma tankog feromagnetnog filma. Prvo su izložene karakteristike spontane magnetizacije koje su posledica geometrije i demagnetizacionih faktora. Zatim je izložen model gustine slobodne energije, kao zbir magnetokristalne, magnetostatičke, i Zimanove slobodne energije. Pokazano je da se slobodna energija magnetokristalne i magnetostatičke anizotropije mogu karakterizirati pomoću karakterističnog magnetnog polja i ose „lake“ magnetizacije, kao funkcija ugla koji spontana magnetizacija obrazuje sa osom „lake“ magnetizacije. Na kraju je izveden model koherentne rotacije spontane magnetizacije, kao i uslovi stabilnosti koji su posledica magnetnog histerezisa.

Na kraju su date lista referenci korišćenih prilikom izrade ove disertacije.

2. MAGNETOREZISTIVNI SENZORI

Magnetorezistivni elementi predstavljaju široku klasu komponenti zasnovanih na magnetorezistivnom efektu, odnosno, merljivoj promeni otpornosti nekih materijala i struktura u prisustvu magnetnog polja. Iako je efekat otkriven još sredinom XIX veka [23], prvi senzor je konstruisan tek više od sto godina kasnije u vidu Hunt-ovog elementa [24], kada su pronašli svoju komercijalnu primenu u vidu glava za čitanje magnetnih traka i za izradu magnetnih memorija [25, 26].

Dalji razvoj magnetorezistivnih elemenata je doveo do njihove šire industrijske primene za konstrukciju linearnih i obrtnih enkodera, bezkontaktnih potencijometara, senzora graničnih položaja, sinhronizaciju položaja bregaste osovine, izradu akcelerometra, kao i za merenje električne struje [27]. Danas se ovi senzori primenjuju za izradu magnetnih kompasu, merenje ugla, brzine, i pozicije, te za merenje bio-medicinskih signala [28].

2.1. Magnetorezistivni Elementi

2.1.1. AMR Magnetorezistivni Elementi

Anisotropic Magnetoresistance (AMR) efekat se javlja kod punih provodnika sačinjenih $3d$ prelaznih metala (posebno, Fe, Co, i Ni) i njihovih legura (Ni-Fe permaloj) u prisustvu magnetnog polja. Naime, kod ovih metala $3d$ elektronska ljuska nije potpuno popunjena [29] pa postoji verovatnoća rasejanja elektrona iz $4s$ u $3d$ elektronsku ljusku pod dejstvom Lorencove sile, odnosno spoljašnjeg magnetnog polja. Međutim, kako je pokretljivost elektrona u $4s$ ljusci značajno veća od pokretljivosti elektrona u $3d$ ljusci, to ovo $4s - 3d$ rasejanje povećava otpornost materijala. Detaljna teoretska analiza ovog efekta je predstavljena u [30] gde je pokazano da je usled asimetrije elektronskih ljuski ovo rasejanje anizotropno, te da zavisi od ugla koji obrazuju električna struja i magnetizacija provodnika.

Fenomenološki, verovatnoća $4s - 3d$ rasejanja elektrona najveća u smeru magnetizacije, pa je i električna otpornost najveća kada je tok struje kroz provodnik paralelan magnetizaciji elementa. Međutim, teoretska analiza AMR efekta zavisi od tačnog oblika Fermijeve površi koji je poznat samo u izuzetnim slučajevima, pa se realne karakteristike materijala moraju određivati empirijski. Posebno je značajan slučaj kada je element izrađen u obliku tankog feromagnetnog filma, kada se AMR efekat može modelovati kao dvodimenzionalni problem koji je u potpunosti opisan tenzorom specifične otpornosti datim u obliku:

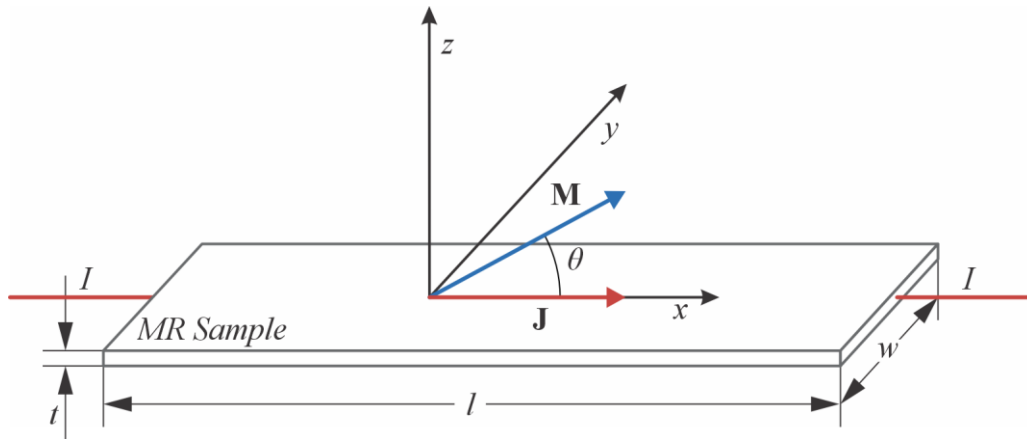
$$\rho = \begin{bmatrix} \rho_{\parallel} & 0 \\ 0 & \rho_{\perp} \end{bmatrix}. \quad (2.1.1)$$

Posledično, specifična otpornost zavisi samo od ugla γ koji u ravni elementa obrazuju vektor električne struje \mathbf{J} i vektor magnetizacije \mathbf{M} [31], kao u:

$$\rho(\gamma) = \rho_{\perp} + (\rho_{\parallel} - \rho_{\perp}) \cdot \cos^2 \gamma = \rho_{\perp} + \Delta\rho \cdot \cos^2 \gamma. \quad (2.1.2)$$

Relativna promena specifične otpornosti iznosi do 2% – 4% [32] za uobičajeno korišćene legure nikla, uz zavisnosti od čistoće legure.

Na slici 2.1 prikazan je osnovni Hunt-ov element izrađen u vidu tankog feromagnetnog filma, sa izraženom anizotropijom oblika $l \gg w \gg t$. Element je postavljen u $x - y$ ravni, gde se x osa koordinatnog sistema poklapa sa osom „lake“ magnetizacije kristalne rešetke i, istovremeno, najdužom stranicom elementa l . Stoga se, u odsustvu spoljašnjeg magnetnog polja, pravac spontane magnetizacije elementa \mathbf{M} i vektor električne struje \mathbf{J} takođe poklapaju sa x osom.



Slika 2.1: AMR element

Međutim, pod dejstvom spoljašnjeg magnetnog polja \mathbf{H} dolazi do rotacije magnetizacije elementa za ugao θ iz pravca „lake“ ose u pravcu „teške“ ose magnetizacije. Uz pretpostavku da je magnetizacija elementa homogena, odnosno, da su dimenzije element takve da se može predstaviti kao element sa jednim magnetnim domenom, otpornost elementa se može izraziti kao funkcija ugla koji obrazuje vektor struje kroz element sa vektorom spontane magnetizacije elementa:

$$R_A(\theta) = \rho(\theta) \cdot \frac{l}{w \cdot t} = R_0 + \Delta R_A \cdot \cos^2 \theta. \quad (2.1.3)$$

Približno rešenje za ugao θ se može odrediti aproksimacijom elementa tankim elipsoidnim valjkom beskonačne dužine, što je opravdano za uobičajene dimenzije AMR elemenata $t \sim 50\text{nm}$, $w \sim 10\text{nm}$, i $l \sim 10\text{mm}$ [33], tako da su ispunjeni uslovi za primenu teorije koherentne rotacije. Stoga se ugao koji u ravni elementa obrazuju vektor električne struje i vektor magnetizacije može odrediti kao rešenje transcendentne jednačine (A.4.13).

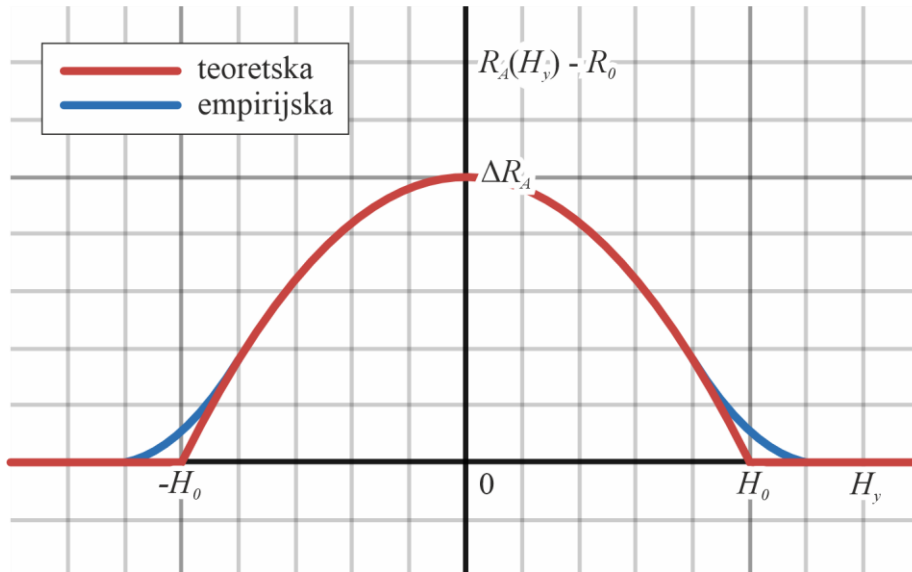
Od posebnog značaja za primenu AMR elementa za merenje intenziteta spoljašnjeg magnetnog polja je slučaj kada se mereno polje poklapa sa osom „teške“ magnetizacije, odnosno y osom koordinatnog sistema. Smenom (A.4.14) u (2.1.3) dolazi se do zavisnosti otpornosti magnetorezistivnog elementa od intenziteta spoljašnjeg magnetnog polja:

$$R_A(\mathbf{H}) = R_0 + \Delta R_A \cdot \left[1 - \left(\frac{H_y}{H_0} \right)^2 \right], \quad |H_y| \leq H_0, \quad H_x = 0. \quad (2.1.4)$$

U prethodnoj jednačini, karakteristično magnetno polje H_0 elementa je agregat demagnetizacionog magnetnog polja i prividnog magnetnog polja anizotropije kristalne rešetke kao u (A.3.9), te predstavlja karakteristiku materijala i geometrije elementa.

Otpornost elementa u (2.1.4) je identična za oba rešenja (A.4.14), pa je inicijalni smer spontane magnetizacije kod ovako konstruisanog elementa irelevantan. Teoretska i empirijski

potvrđena zavisnost promene otpornosti elementa $R_A(\mathbf{H})$ od intenziteta spoljnjeg magnetnog polja u pravcu y ose prikazana je na slici 2.2.



Slika 2.2: Promena otpornost AMR elementa u funkciji intenziteta magnetnog polja u pravcu y ose.

Do odstupanja teoretske i empirijske karakteristike dolazi zbog aproksimacije geometrije elementa beskonačnim valjkom, te posledičnih demagnetizacionih efekata [34, 35]. Ovi efekti su posebno izraženi na krajevima elementa, gde se u realnom slučaju javljaju višestruki magnetni domeni.

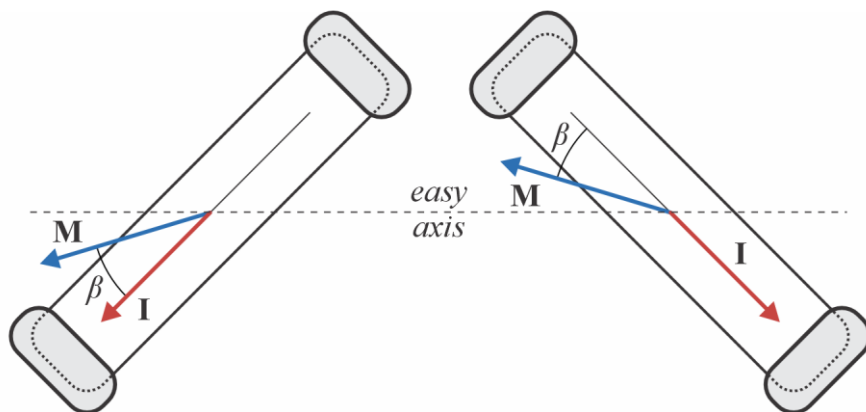
Treba uočiti da prenosna funkcija (2.1.4) ima kvadratnu karakteristiku, sa malom osetljivošću za magnetna polja slabijeg intenziteta, i bez osetljivosti na smer magnetnog polja. Stoga je za praktičnu primenu potrebno pogodno podesiti mirnu radnu tačku tako da se prenosna karakteristika u što većoj meri linearizuje [32]. U tom cilju, moguće je uvesti polarizaciono magnetno polje H_B u pravcu y ose, čime se postiže nova prenosna funkcija

$$R_A(\mathbf{H}) = \left(R_0 + \Delta R_A \cdot \frac{H_0^2 - H_B^2}{H_0^2} \right) - H_y \cdot \Delta R_A \cdot \frac{2 \cdot H_B + H_y}{H_0^2}, \quad |H_y + H_B| \leq H_0, \quad H_x = 0. \quad (2.1.5)$$

Linearnost prenosne funkcije raste sa intenzitetom polarizacionog magnetnog polja, jer se time umanjuje relativni doprinos kvadratnog člana u (2.1.5). Idealno, intenzitet polarizacionog magnetnog polja H_B bi trebalo da bude uporediv sa intenzitetom karakterističnog magnetnog polja elementa H_0 [36].

U realizacijama sa diskretnim elementima, polarizaciono magnetno polje se obezbeđuje stalnim magnetom [37] što otežava montažu elementa, dok istovremeno negativno utiče na preciznost i tačnost merenja. Suprotno, u integrisanoj tehnici se radije primenjuje integrisana zavojnica, koja onda omogućava i dinamičku promenu radne tačke, kao i promenu smera pomoćnog polja. Nažalost, pored povećane potrošnje kod ovog rešenja postoji značajan problem temperaturne stabilnosti elementa uzrokovan samo-grejanjem, kao i posledično povećanje termičkog šuma.

Međutim, metodi polarizacionog magnetnog polja su inferiorni u poređenju sa metodima samo-polarizacije, kod kojih se konstrukcijom elementa postiže ne-nulti ugao γ između vektora električne struje i vektora spontane magnetizacije u odsustvu spoljašnjeg magnetnog polja. Jedna od metoda je primena geometrije „riblje kosti“ [38], prikazana na slici 2.3.



Slika 2.3: Metod riblje kosti („herringbones“) za polarizaciju AMR elementa.

U ovoj konfiguraciji, x osa koordinatnog sistema se i dalje poklapa sa osom „lake“ magnetizacije kristalne rešetke, ali ne i sa najdužom stranicom elementa. U odsustvu spoljašnjeg magnetnog polja, spontana magnetizacija elementa leži u pravcu minimuma ukupne anizotropne energije [39], pod uglom β određenim sa (A.3.8) u odnosu na vektor električne struje kroz element. Istovremeno, smer spontane magnetizacije elementa je potrebno uspostaviti tokom proizvodnje, primenom spoljašnjeg magnetnog polja. Otpornost elementa se može izraziti kao funkcija ugla koji obrazuje vektor magnetizacije elementa sa x osom, kao:

$$\begin{aligned} R_A(\theta) &= R_0 + \Delta R_A \cdot \cos^2(\theta + \beta) \\ &= R_0 + \frac{\Delta R_A}{2} - \frac{\Delta R_A}{2} \cdot \cos(2 \cdot \theta + 2 \cdot \beta). \end{aligned} \quad (2.1.6)$$

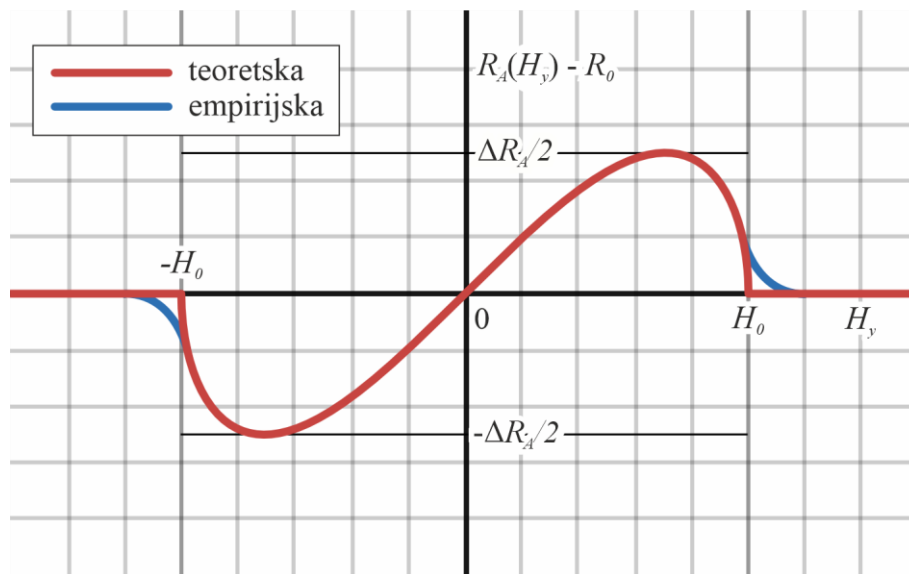
Pogodnim izborom geometrijskih parametara može se postići da je vrednost ugla γ u odsustvu spoljašnjeg magnetnog polja $\beta = \pm 45^\circ$, tako da se (2.1.6) transformiše u:

$$\begin{aligned} R_A(\theta) &= R_0 + \frac{\Delta R_A}{2} \pm \frac{\Delta R_A}{2} \cdot \sin(2 \cdot \theta) \\ &= R_0 + \frac{\Delta R_A}{2} \pm \Delta R_A \cdot \sin(\theta) \cdot \cos(\theta). \end{aligned} \quad (2.1.7)$$

Konačno, smenom (A.4.14) u (2.1.7) dolazi se do linearne prenosne funkcije u obliku:

$$R_A(\mathbf{H}) = R_0 + \frac{\Delta R_A}{2} \pm \Delta R_A \cdot \frac{H_y}{H_0} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{H_y}{H_0}\right)^2}, \quad |H_y| \leq H_0, \quad H_x = 0. \quad (2.1.8)$$

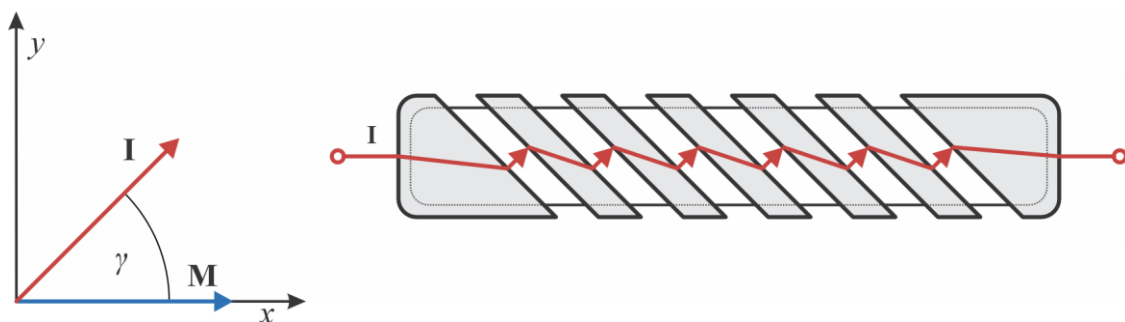
Znak priraštaja je određen izborom geometrijske konfiguracije, kako je prikazano na slici 2.3. Teoretska i empirijski potvrđena karakteristika promene otpornosti linearizovanog AMR elementa u funkciji intenziteta spoljašnjeg magnetnog polja u pravcu y ose prikazana je na slici 2.4.



Slika 2.4: Promena otpornost linearizovanog AMR elementa u funkciji intenziteta magnetnog polja u pravcu y ose.

Linearizovan AMR element poseduje monotonu karakteristiku za magnetna polja čije je intenzitet manji od $H_0/\sqrt{2}$, ali se zadovoljavajuća linearnost može postići samo za merenje magnetnih polja čiji je intenzitet H_y manji od $H_0/2$.

Alternativni metod samo-polarizacije AMR elementa je takozvana „barber pole“ shema [40], prikazana na slici 2.5.



Slika 2.5: „Barber pole“ metod za polarizaciju AMR elementa.

Kod „barber pole“ sheme samo-polarizacije, osnovni element je prekriven trakama materijala visoke provodnosti (obično aluminijum ili zlato), postavljenim pod uglom od približno $\pm 45^\circ$ u odnosu na „laku“ osu magnetizacije kristalne rešetke elementa. Otpornost provodnih traka je značajno manja od otpornosti feromagnetnog filma, što utiče da distribucija električne struje kroz element bude upravna u odnosu na provodne trake [41]. Stoga je početna vrednost ugla γ u odsustvu spoljašnjeg magnetnog polja $\pm 45^\circ$, pa se ponašanje ovog elementa takođe može opisati sa (2.1.7) i (2.1.8).

U ovom slučaju, znak u (2.1.8) je određen znakom nagiba traka u odnosu na x osu i smerom spontane magnetizacije elementa. Stoga je kod ove konfiguracije moguće „obrnuti“ karakteristiku primenom dovoljno jakog spoljašnjeg magnetnog polja duž x ose elementa. Posledično, od značaja je da se obezbedi adekvatna prevencija nehotične promene smera spontane magnetizacije, bilo ograničenjem radnih uslova, bilo pomoćnim magnetnim poljem za stabilizaciju.

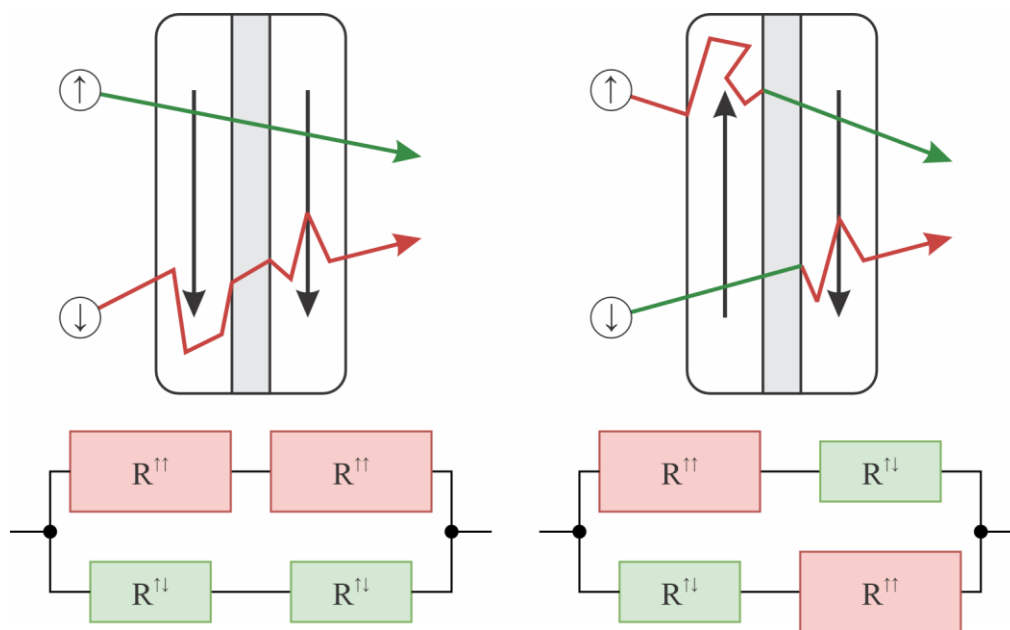
Sa druge strane, ovaj efekat se može primeniti za merenje slabih magnetnih polja, tako što omogućava modulaciju merne vrednosti periodičnim kvadratnim nosiocem, i time eliminisanje greške ofseta [37]. U tu svrhu, senzori namenjeni merenju slabih magnetnih polja se izrađuju isključivo u „*barber pole*“ konfiguraciji, sa već integrisanim zavojnicama za promenu smera spontane magnetizacije, ali i sa pomoćnom zavojnicom za kompenzaciju spoljašnjeg magnetnog polja i zatvaranje elektromagnetne povratne sprege [42].

2.1.2. GMR Magnetorezistivni Elementi

Giant Magnetoresistance (GMR) je kvantno-mehanički efekat primećen kod višeslojnih struktura sačinjenih od feromagnetnih slojeva razdvojenih tankim provodnim nemagnetskim slojem. Efekat opisan u [43, 44] se manifestuje u velikoj promeni otpornosti strukture u zavisnosti od toga da li su magnetizacije u susednim feromagnetnim slojevima paralelne ili antiparalelne.

Naime, značajna karakteristika prelaznih metala je da u $3d$ elektronskoj ljuski postoji veći broj elektrona sa spinom *gore* nego elektrona sa spinom *dole*. Kako se prilikom rasejanja spin elektrona ne može promeniti, to je verovatnoća $4s - 3d$ rasejanja veća za elektrone sa manjinskim spinom. Međutim, rasejanje elektrona utiče na smanjenje srednje slobodne putanje, pa je otpornost materijala značajno veća za elektrone sa manjinskim spinom u odnosu na elektrone sa većinskim spinom [45]. Imajući u vidu da je kod ovih metala većinski spin antiparalelan magnetizaciji, može se zaključiti da je otpornost za elektrone sa antiparalelnim spinom R_{\uparrow} značajno manja nego otpornost za elektrone sa paralelnim spinom R_{\downarrow} .

Ova pojava se može primeniti u slojevitoj strukturi za formiranje spin filtera, kao na slici 2.6, gde su dva feromagnetna filma razdvojena tankim provodnim separatorom.



Slika 2.6: Shematski prikaz kretanja elektrona u višeslojnoj feromagnetnoj strukturi.

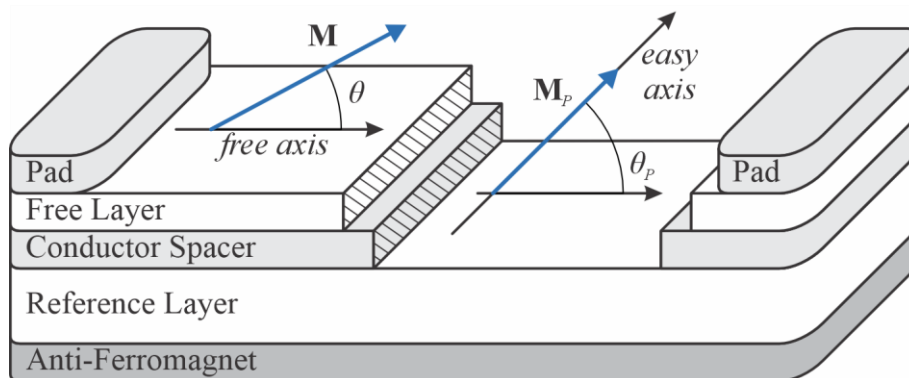
Prema Mott-ovom pravilu [46], električna struja kroz prelazne metale se može predstaviti kao zbir dve nezavisne električne struje, tako da su u prvoj električnoj struji nosioci naelektrisanja samo elektroni sa spinom *gore*, dok su u drugoj električnoj struji nosioci naelektrisanja samo elektroni sa spinom *dole*. Istovremeno, ako je provodni separator između dva feromagnetna sloja dovoljno tanak, nosioci naelektrisanja iz prvog feromagnetnog sloja mogu preći direktno u drugi feromagnetni sloj, zadržavajući pri takvom prelazu neizmenjen spin. Naravno, da li je spin

elektrona koji je prešao većinski ili manjinski zavisi od magnetizacije feromagnetnog sloja u koji je elektron prešao, i ne mora da bude identično izvornom feromagnetnom sloju.

Posmatrajmo slučaj a) na slici 2.6, gde je magnetizacija feromagnetnih slojeva paralelna. Shodno tome, orijentacija većinskog spina elektrona je identična za oba sloja, pa je ekvivalentna otpornost strukture za električnu struju čiji su nosioci elektroni sa spinom *gore* mala, dok je otpornost strukture za električnu struju čiji su nosioci elektroni sa spinom *dole* velika. Stoga se može smatrati da su nosioci naelektrisanja isključivo elektroni sa spinom *gore*, te da je ukupna otpornost strukture $R^{\uparrow\uparrow}$ relativno mala.

Suprotno, ako je magnetizacija feromagnetnih slojeva antiparalelna kao u slučaju b) na slici 2.6, tada je i orijentacija većinskih spinova u ovim slojevima antiparalelna. Stoga je većinski spin elektrona u prvom sloju istovremeno manjinski spin elektrona u drugom sloju, i obratno, tako da je spin svakog elektrona manjinski u jednom od slojeva. Posledično, otpornost jednog od feromagnetnih slojeva je velika nezavisno od spina elektrona, pa je i ukupna otpornost strukture $R^{\uparrow\downarrow}$ velika za obe Motove struje.

Na slici 2.7 prikazan je GMR elementa sa strukturom sendviča, i izraženom anizotropijom oblika $l \gg w \gg t$. Sendvič se sastoji od dva sloja tankog feromagnetnog filma, referentnog i slobodnog, koji su razdvojeni tankim provodnim separatorom. Element je postavljen u $x - y$ ravni, gde se x osa koordinatnog sistema poklapa sa osom „*lake*“ magnetizacije slobodnog feromagnetnog filma. Ovako odabrana x osa se uobičajeno naziva slobodna osa GMR elementa. Istovremeno, osa „*lake*“ magnetizacije referentnog feromagnetnog sloja zaklapa ugao θ_P sa slobodnom osom elementa [47]. Stoga, u odsustvu spoljašnjeg magnetnog polja, spontane magnetizacije slobodnog i referentnog feromagnetnog sloja zaklapaju ugao θ_P .



Slika 2.7: GMR Element.

GMR element je konstruisan tako da spoljašnje magnetno polje ne utiče na spontanu magnetizaciju referentnog sloja. Ovo se postiže pogodnim izborom materijala, tako da se referentni sloj izradi od tvrdog a slobodan sloj od mekog feromagnetnog materijala [45]. Alternativno, u strukturi GMR elementa poznatoj kao *spin valve* primenjuje se dodatni antiferomagnetni sloj u neposrednom kontaktu sa referentnim slojem, koji magnetnom spregom neutrališe uticaj spoljašnjeg magnetnog polja na spontanu magnetizaciju referentnog sloja [48].

Suprotno, pod dejstvom spoljašnjeg magnetnog polja dolazi do rotacije magnetizacije slobodnog sloja iz pravca slobodne ose elementa za ugao θ . Uzimajući u obzir da je gustina energije interakcije feromagnetnih slojeva u prvoj aproksimaciji proporcionalna skalarnom proizvodu njihovih magnetizacija, pokazano je u [49] da je otpornost GMR elementa data sa:

$$R_G(\theta) = \rho \cdot \frac{l}{w \cdot t} \cdot \left(1 + \frac{MR}{2} - \frac{MR}{2} \cdot \cos(\theta_p - \theta) \right) = R_0 - \Delta R_G \cdot \cos(\theta_p - \theta). \quad (2.1.9)$$

U prethodnoj jednačini, ρ predstavlja efektivnu specifičnu otpornost elementa. Relativni odnos promene je određen magnetorezistivnim odnosom MR , koji predstavlja najveću relativnu promenu otpornosti ove strukture, kao u:

$$MR = \frac{R^{\uparrow\downarrow} - R^{\uparrow\uparrow}}{R^{\uparrow\uparrow}}. \quad (2.1.10)$$

Magnetorezistivni odnos predstavlja karakteristiku materijala i strukture elementa, i u praktičnim primenama se nalazi u opsegu od 4% - 20% za dvoslojne strukture [49], pa sve do 40% za višeslojne strukture [50].

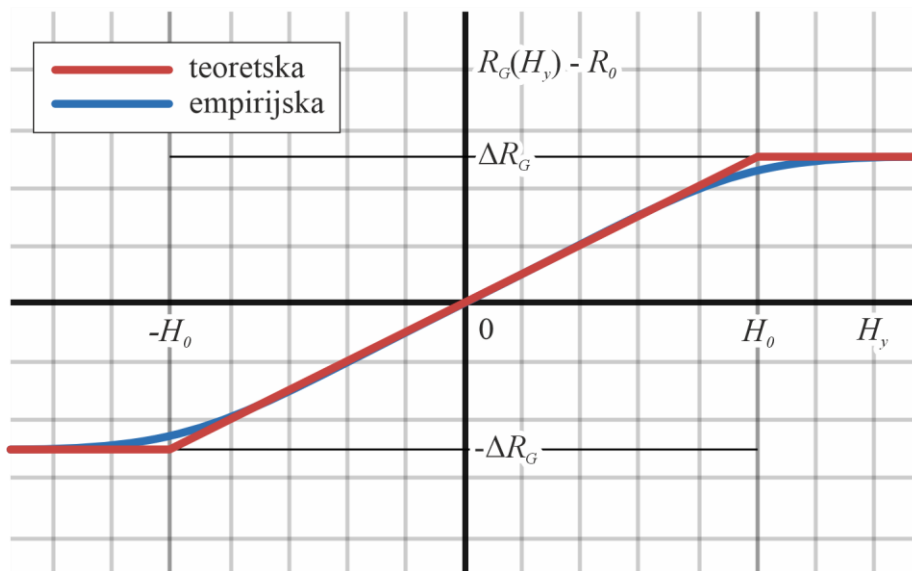
Pri konstrukciji linearnog GMR elementa ugao između osa „lake“ magnetizacije slobodnog i referentnog sloja je 90° , dok se ugao θ može odrediti primenom teorije koherentne rotacije na tanki feromagnetni film homogene magnetizacije, kao u (A.4.14). Međutim, treba primetiti da u ovom slučaju u pravcu y ose deluju tri nezavisna magnetna polja: spoljašnje magnetno polje H_y , eventualno polarizaciono magnetno polje H_B , i polje Néel-ove magnetne interakcije između referentnog i slobodnog sloja H_C [51], pa je ukupno magnetno polje dato sa:

$$\mathbf{H} = [H_y + H_B + H_C \quad 0]. \quad (2.1.11)$$

Smenom (A.5.14) i (2.1.11) u (2.1.9) dolazi se do jednačine zavisnosti otpornosti elementa od intenziteta spoljašnjeg magnetnog polja:

$$R_G(\mathbf{H}) = R_0 + \Delta R_G \cdot \frac{H_y + H_B + H_C}{H_0}, \quad |H_y + H_B + H_C| \leq H_0. \quad (2.1.12)$$

Teoretska i empirijska potvrđena karakteristika otpornosti linearnog GMR elementa u funkciji intenziteta spoljašnjeg magnetnog polja u pravcu y ose prikazana je na slici 2.8.



Slika 2.8: Otpornost linearnog GMR elementa u funkciji intenziteta magnetnog polja u pravcu y ose.

Empirijska karakteristika linearnog GMR elementa pokazuje dobro poklapanje sa teoretskim modelom. Do manjih odstupanja dolazi u na krajevima mernog opsega, usled demagnetizacionih

efekata u slobodnom sloju. Takođe, struktura sa slike 2.7 poseduje i parazitne AMR elemente [31] u oba feromagnetna sloja, koji negativno utiču na realnu prenosnu karakteristiku.

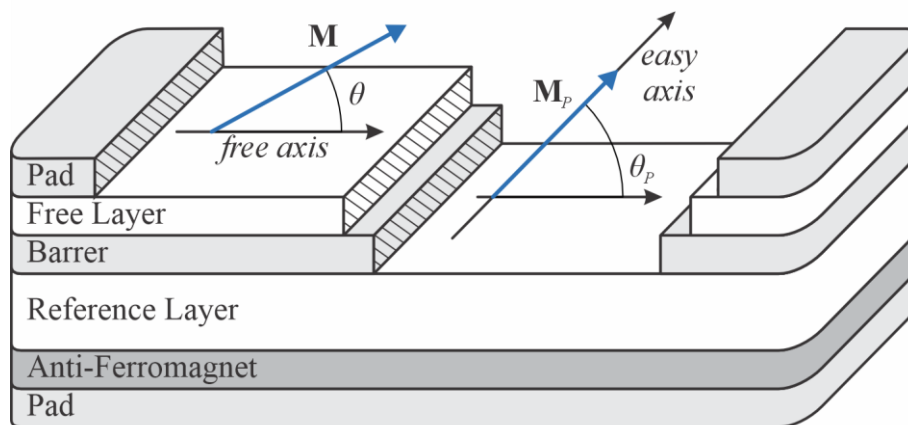
Do pojave histerezisa, koji se može uočiti za spoljašnje magnetno polja izrazito velikog intenziteta, dolazi usled promene spontane magnetizacije referentnog sloja. Ova pojava postavlja granicu bezbedne radne zone elementa, jer može dovesti do permanentne promene smeru spontane magnetizacije referentnog sloja.

2.1.3. TMR Magnetorezistivni Elementi

U prethodnom poglavlju je opisan rad GMR elementa, i naglašeno da je od fundamentalne važnosti za njihovo funkcionisanje da je provodni separator tanak. U praksi, granična debljina je određena srednjom slobodnom putanjom elektrona za upotrebljeni provodni materijal, tako da se dve Mottove električne struje ostaju nezavisne pri prolasku kroz separator. Stoga je logično da bi se značajno efektivniji rezultat mogao postići ako be se separator izradio od neprovodnog materijala.

Tunnel Magnetoresistance (TMR) efekat je kvantno-mehanički efekat koji se javlja kod višeslojnih struktura sačinjenih od feromagnetnih slojeva razdvojenih tankim neprovodnim nemagnetskim slojem. Fizičku osnovu predstavlja kvantno-mehanički tunel efekat elektrona kroz potencijalnu barijeru koju stvara neprovodni separator [52]. Kako se spin elektrona pri tuneliranju ne menja, to su Mottove električne struje u ovom slučaju nezavisne. Međutim, tada se ponašanje strukture može modelovati *Spin Dependent Tunneling* postupkom [53], pa je verovatnoća tuneliranja za elektrone iz obe električne struje veća kada je većinski spin identičan u oba feromagnetna sloja, odnosno kada su magnetizacije slojeva paralelne.

Konstrukcija TMR elementa prikazana na slici 2.9, skoro identična konstrukciji GMR elementa prikazanoj na slici 2.7.



Slika 2.9: TMR Element.

Fenomenološki, ponašanje TMR elementa je veoma slično ponašanju GMR elementa, bez obzira na različitu fizičku osnovu. U oba slučaja radi se o stohastičkom prenosu nosioca naelektrisanja, sa verovatnoćama određenim orijentacijom magnetizacije u feromagnetnim slojevima i spinovima nosioca. Razliku čini samo poreklo stohastičkog fenomena, jer se u slučaju GMR-a radi o verovatnoći rasejanja, dok se u slučaju TMR-a radi o verovatnoći tuneliranja. Stoga ne iznenađuje da sve rečeno za funkcionisanje GMR elementa, kao i (2.1.9), (2.1.10), (2.1.11), i (2.1.12), važe i u ovom slučaju.

Kvantitativnu razliku, međutim, predstavljaju postignuti magnetorezistivni odnosi MR , koji se u slučaju TMR elementa kreće u opsegu 100% - 200% za praktične realizacije [54], i preko 600% u laboratorijskim uslovima [55].

2.2. Magnetorezistivni Merni Most

U dosadašnjem izlaganju predstavljen je veliki broj realizacija magnetorezistivnih elementa, svaki sa svojom prenosnom funkcijom, tako da bi nezavisna analiza ponašanja mernih sistema zasnovanih na svakom od njih bila nepraktična. Umesto toga, poželjno je naći formulaciju univerzalne karakteristike koja bi bila primenljiva na sve magnetorezistivne elemente, nezavisno od efekta na kojem se zasnivaju ili tehnologije u kojoj su realizovani.

Uočimo da u karakteristikama AMR elementa (2.1.3), kao i karakteristikama GMR i TMR elemenata (2.1.9), ugao magnetizacije učestvuje kroz celobrojni umnožak koji zavisi od tipa magnetorezistivnog elementa. Stoga je univerzalnu karakteristiku potrebno predstaviti u funkciji ugla magnetizacije slobodnog feromagnetnog sloja θ' u električnom koordinatnom sistemu, izabranom tako da se eliminiše pomenuti celobrojni umnožak. Posledično, transformacija između mehaničkog i električnog koordinatnog sistema mora biti parametrizovana u zavisnosti od tipa magnetorezistivnog elementa.

Dalje, primetimo da se kod svih opisanih tehnika realizacije integrisanih magnetorezistivni elementa znak priraštaja otpornosti $\Delta R_E(\theta')$ može proizvoljno podešavati pogodnim izborom smera spontane magnetizacije ili geometrijskih parametra elementa. Stoga je znak priraštaja univerzalne karakteristike proizvoljna konstanta, bez obzira što to nije eksplicitno navedeno u karakteristikama vezanim za specifične tehnologije.

Konačno, poređenjem opšteg oblika karakteristike AMR elementa (2.1.6), sa karakteristikom osnovnog AMR elementa (2.1.3), kao i sa karakteristikama GMR i TMR elemenata (2.1.9), dolazi se do univerzalne karakteristike magnetorezistivnog elementa $R_E(\theta')$ u obliku:

$$\begin{aligned}\theta' &= m_E \cdot \theta, \\ \Delta R_E(\theta') &= \Delta R \cdot \cos(\theta' - \theta_E), \\ R_E(\theta') &= R \pm \Delta R_E(\theta').\end{aligned}\tag{2.2.1}$$

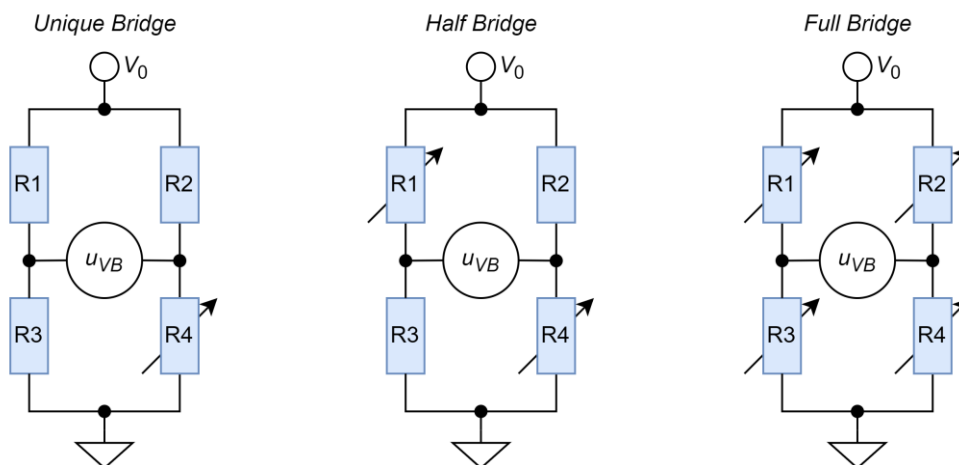
U tabeli 2.2.1 dat je pregled parametara R , ΔR , θ_E , i m_E modela (2.2.1) za uobičajene tehnologije izrade integrisanih magnetorezistivnih elementa.

Tabela 2.2.1. Parametri modela integrisanog magnetorezistivnog elementa

TEHNOLOGIJA	R	ΔR	θ_E	m_E
AMR	$R_0 + \frac{\Delta R_A}{2}$	$\frac{\Delta R_A}{2}$	0°	2
Linearni AMR	$R_0 + \frac{\Delta R_A}{2}$	$\frac{\Delta R_A}{2}$	90°	2
GMR/TMR	R_0	ΔR_G	0°	1
Linearni GMR/TMR	R_0	ΔR_G	90°	1

Slično mnogim rezistivnim pretvaračima, i magnetorezistivni elementi su temperaturno osetljivi kao što je pokazano u [56] za AMR, u [57] za GMR, odnosno u [58] za TMR senzore. Naime, parametri univerzalne karakteristike R i ΔR (2.2.1) zavise od temperature, i to R sa pozitivnim a ΔR sa negativnim temperaturnim koeficijentom. Stoga se magnetorezistivni senzori izrađuju skoro isključivo u obliku integrisanih mernih mostova, koji obezbeđuju inherentnu temperaturnu kompenzaciju.

Uobičajene konfiguracije mernih mostova za izradu magnetorezistivnih senzora prikazane su na slici 2.10.



Slika 2.10: Konfiguracije mernih mostova.

Poznate su konfiguracije mernih mostova sa jednim, dva, i četiri aktivna elementa, a koji su napajani izvorom konstantnog napona ili izvorom konstantne struje. Napomenimo da su kod magnetorezistivnih mernih mostova sa jednim i dva aktivna elementa neaktivni otpornici takođe izrađeni kao magnetorezistivni elementi, i to u istoj tehnici kao i aktivni elementi. Razlika se postiže zaštitnom maskom u vidu koncentratora fluksa od mekog magnetnog materijala [59], koja efektivno sprečava uticaj spoljašnjeg magnetnog polja.

Pregled nominalnih otpornosti elementa magnetorezistivnog mernog mosta u zavisnosti od ugla spontane magnetizacije i broja aktivnih elemenata dat je u tabeli 2.2.2.

Tabela 2.2.2. Nominalne otpornosti elementa mernog mosta

ELEMENT	JEDAN AKTIVAN	DVA AKTIVNA	ČETIRI AKTIVNA
R_1	R	$R + \Delta R_E(\theta')$	
R_2		R	$R - \Delta R_E(\theta')$
R_3		R	$R - \Delta R_E(\theta')$
R_4		$R + \Delta R_E(\theta')$	

U slučaju kada je magnetorezistivni merni most napajan izvorom konstantnog napona V_0 povezan pomoću linearnog analognog interfejsa pojačanja A , zajednička prenosna funkcija mernog sistema data je:

$$u_{VB} = A \cdot V_0 \cdot \left(\frac{R_4}{R_2 + R_4} - \frac{R_3}{R_1 + R_3} \right). \quad (2.2.2)$$

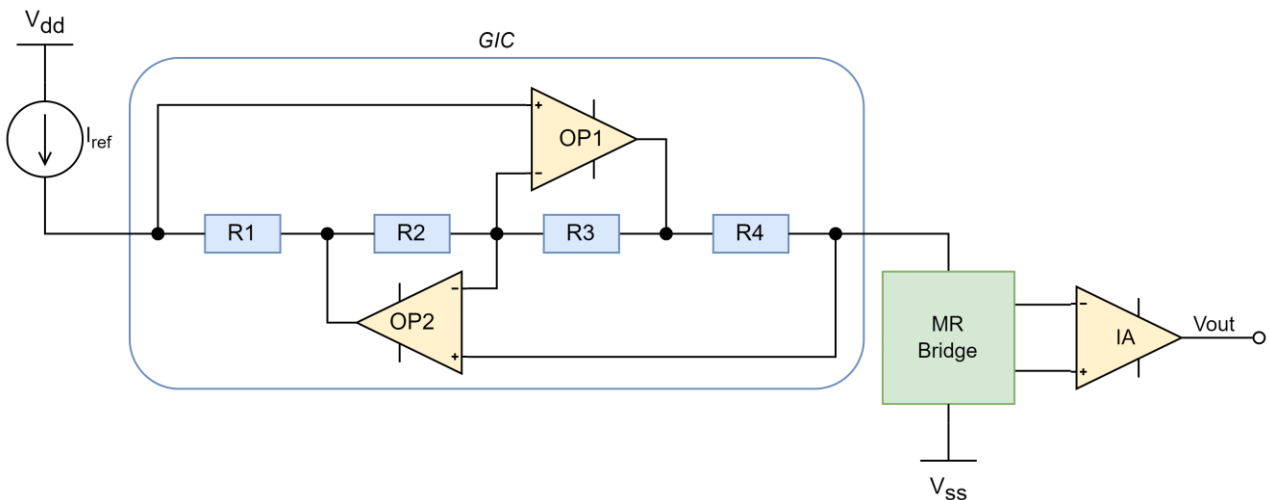
Smenom vrednosti iz tabele 2.2.2 u (2.2.2) i analizom rezultata, može se pokazati da je prenosna funkcija magnetorezistivnog mernog mosta napajanog izvorom konstantnog napona linearna samo u konfiguraciji sa sva četiri aktivna elementa.

Sa druge strane, kada je magnetorezistivni merni most napajan izvorom konstantne struje I_0 povezan pomoću linearnog analognog interfejsa pojačanja A , prenosna funkcija mernog sistema je:

$$u_{CB} = A \cdot I_0 \cdot \frac{R_4 \cdot (R_1 + R_3) - R_3 \cdot (R_2 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}. \quad (2.2.3)$$

Za razliku od magnetorezistivnog mernog mosta napajanog izvorom konstantnog napona, smenom vrednosti iz table 2.2.2 u (2.2.3) može se pokazati da prenosna funkcija magnetorezistivnog mernog mosta napajanog izvorom konstantne struje linearna u konfiguracijama sa dva i četiri aktivna elementa.

Praktične realizacije magnetorezistivnih senzora su zasnovane isključivo na linearnim magnetorezistivnim mernim mostovima, odnosno magnetorezistivnim mernim mostovima sa četiri aktivna elementa napajana izvorom konstantnog napona, i magnetorezistivnim mernim mostovima sa dva ili četiri aktivna elementa napajana izvorom konstantne struje. Posebno interesantnu realizaciju predstavlja napajanje izvorom konstantne struje primenom *Generalized Impedance Converter* (GIC), kao u [60]. Primer ove realizacije prikazan je na slici 2.11.



Slika 2.11: Napajanje magnetorezistivnog mernog mosta primenom GIC-a.

Kako se pokazalo da napajanje izvorom konstantne struje smanjuje uticaj temperature na parametre mosta, to se napajanje prikazano na slici 2.11 danas primenjuje i za napajanje magnetorezistivnih mernih mostova sa sva četiri aktivna elementa [61].

Iako magnetorezistivni merni mostovi sa sva četiri aktivna elementa poseduju najbolje karakteristike, uključujući najveću osetljivost i linearnost prenosne funkcije, njihova konstrukcija zahteva izradu magnetorezistivnih elemenata sa različitim spontanom magnetizacijama i različitim osama „lake“ magnetizacije. U praksi je ovo moguće postići deponovanjem dve nezavisne kristalne rešetke sa dve spontane magnetizacije na različitim delovima substrata, ugradnjom pomoćnih zavojnica za magnetizaciju tokom proizvodnje senzora, kontrolisanim žarenjem, ili izradom senzora

sa posebnom geometrijom [62]. Kako su svi pobrojani metodi tehnički izrazito zahtevni, to se za jeftinije senzore primenjuju magnetorezistivni merni mostovi sa dva aktivna elementa. Izuzetak predstavljaju AMR senzori sa „*barber pole*“ polarizacijom gde se promena znaka osetljivosti može postići promenom ugla deponovanog provodnog sloja, odnosno adekvatnom maskom za fotolitografiju [63], pa se ovi senzori izrađuju samo u konfiguraciji mernog mosta sa četiri aktivna elementa.

Nezavisno od konfiguracije, svi linearni magnetorezistivni merni mostovi se mogu opisati linearnim modelom sa nominalnim pojačanjem K_B :

$$u_B(\theta') = K_B \cdot \Delta R_E(\theta'). \quad (2.2.4)$$

Parametar K_B se može odrediti smenjivanjem nominalnih otpornosti elementa magnetorezistivnog mernog mosta iz tabele 2.2.2 u izraze (2.2.2) ili (2.2.3) zavisno od konfiguracije, te upoređivanjem rezultata sa (2.2.4). Pregled tako određenih vrednosti za različite konfiguracije magnetorezistivnih mernih mostova date su u tabeli 2.2.3.

Tabela 2.2.3. Nominalno pojačanje magnetorezistivnog mernog mosta u zavisnosti od konfiguracije

IZVOR:	NAPONSKI		STRUJNI	
ELEMENATA:	ČETIRI AKTIVNA	DVA AKTIVNA	ČETIRI AKTIVNA	ČETIRI AKTIVNA
K_B	$\frac{A \cdot V_0}{R}$	$\frac{A \cdot I_0}{2}$		$A \cdot I_0$

Poređenjem izraza u tabeli 2.2.3 uočava se da u slučaju magnetorezistivnog mernog mosta napajanog izvorom konstantne struje nominalno pojačanje ne zavisi od temperature. Suprotno, kako je temperaturni koeficijent otpornosti senzora pozitivan, to je temperaturni koeficijent nominalnog pojačanja negativan kada je magnetorezistivni merni most napajan izvorom konstantnog napona.

Nažalost, temperaturna kompenzacija nije potpuna, zbog temperaturnog koeficijenta parametra ΔR koji nije kompenzovan ni za jednu konfiguraciju magnetorezistivnog mernog mosta.

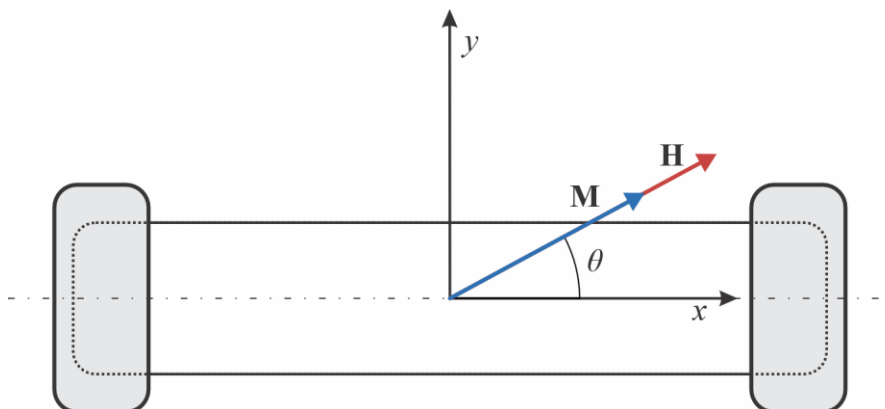
2.3. Senzori Pravca Magnetnog Polja

Magnetorezistivni senzor pravca magnetnog polja se sastoji od dva integrisana magnetorezistivna merna mosta koji su orijentisani tako da su im prenosne funkcije fazno pomerene za 90° . Stoga je izlaz $u_x(\phi)$ prvog mernog mosta proporcionalan kosinusu ugla spoljašnjeg magnetnog polja ϕ , dok je izlaz $u_y(\phi)$ drugog mernog mosta proporcionalan sinusu ugla spoljašnjeg magnetnog polja ϕ . Zajedno, ova dva signala obrazuju vektor merenja pravca magnetnog polja $\mathbf{u}(\phi)$ u električnom koordinatnom sistemu senzora.

Senzor pravca magnetnog polja može biti konstruisan za rad u tri osnovna radna režima: direktni, linearni, ili kompenzovan. Sam radni režim je određen intenzitetom spoljašnjeg magnetnog polja H u odnosu na intenzitet karakterističnog magnetnog polja senzora H_0 , prema sledećim kriterijumima:

- $H \gg H_0$, direktni radni režim
- $H \ll H_0$, linearni radni režim
- $H \approx 0$, kompenzovani radni režim

Primitimo da ne postoji radni režim pri kojem je intenzitet spoljašnjeg magnetnog polja uporediv sa intenzitetom karakterističnog magnetnog polja senzora, jer je ponašanje feromagnetnog filma u toj oblasti nestabilno. Prikaz rada senzora pravca magnetnog polja u direktnom radnom režimu predstavljen je na slici 2.12, u električnom koordinatnom sistemu senzora.

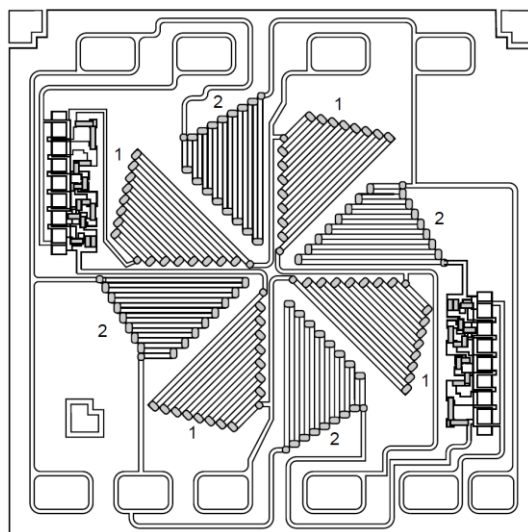


Slika 2.12: Direktni radni režimi senzora pravca magnetnog polja.

Kada je intenzitet spoljašnjeg magnetnog polja značajno veći od karakterističnog magnetnog polja, senzor pravca magnetnog polja nalazi se u direktnom radnom režimu. U ovom slučaju dolazi do zasićenja magnetizacije slobodnog feromagnetnog sloja \mathbf{M} , pa intenzitet spoljašnjeg magnetnog polja H ne utiče na stanje senzora. Sa druge strane, pravac magnetizacije θ slobodnog feromagnetnog sloja se poklapa sa pravcem spoljašnjeg magnetnog polja ϕ . Smenom (2.2.1) u (2.2.4) nezavisno za x i y grane mosta, i uzevši u obzir opisane geometrijske relacije, dolazi se do prenosne funkcije senzora pravca magnetnog polja u direktnom radnom režimu:

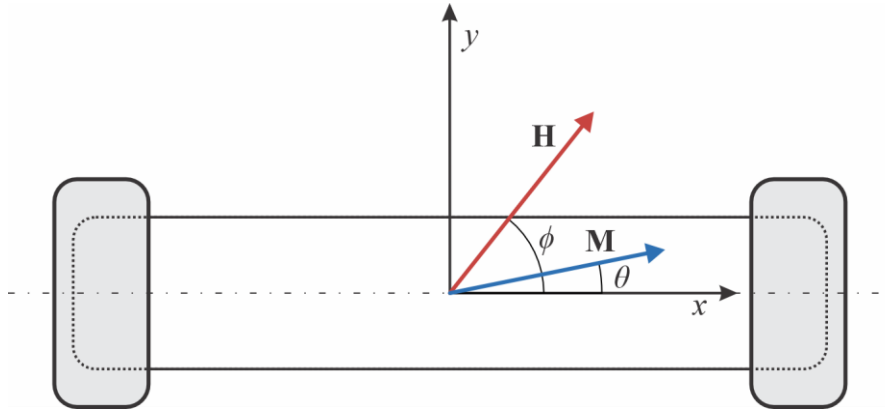
$$\begin{aligned} u_x(\phi) &= K_B \cdot \Delta R \cdot \cos(m_E \cdot \phi), \\ u_y(\phi) &= K_B \cdot \Delta R \cdot \sin(m_E \cdot \phi). \end{aligned} \quad (2.3.1)$$

Primer geometrije AMR senzora pravca magnetnog polja konstruisanog za rad u direktnom režimu prikazan je na slici 2.13. Može se uočiti da su merni mostovi fizički pomaknuti za 45° . Kako je prema tabeli 2.2.1 za AMS senzore parametar $m_E = 2$, to prema (2.3.1) ovo odgovara željenom faznom pomaku od 90° .



Slika 2.13: KMZ41 senzor pravca magnetnog polja [64]. (1) i (2) su oznake magnetorezistivnih mernih mostova.

Suprotno, na slici 2.14 predstavljen je rad senzora pravca magnetnog polja u linearnom radnom režimu.



Slika 2.14: Linearni radni režimi senzora pravca magnetnog polja.

Za razliku od direktnog radnog režima, kada se senzor pravca magnetnog polja nalazi u linearnom radnom režimu, magnetizacija slobodnog feromagnetnog sloja je funkcija i intenziteta i pravca spoljašnjeg magnetnog polja na način opisan (A.4.5), koji u nešto izmenjenom obliku glasi:

$$\sin \theta = \frac{H_y}{H_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{H_x}{H_0 \cdot \cos \theta}}. \quad (2.3.2)$$

Međutim, kako je intenzitet spoljašnjeg magnetnog polja značajno manji od karakterističnog magnetnog polja, to je ugao magnetizacija slobodnog feromagnetnog sloja relativno mali, maksimalne amplitude od 2° do 5° . Stoga se može usvojiti da važi $\cos \theta \approx 1$ pa (2.3.2) postaje:

$$\sin \theta \approx \frac{H_y}{H_0} = \frac{H}{H_0} \cdot \sin \phi. \quad (2.3.3)$$

Slično, sinus dvostrukog ugla magnetizacije, koji je neophodan za model AMR senzora, može se odrediti kao:

$$\sin 2 \cdot \theta = 2 \cdot \sin \theta \cdot \cos \theta \approx 2 \cdot \frac{H}{H_0} \cdot \sin \phi. \quad (2.3.4)$$

Poređenjem (2.3.3) i (2.3.4) sa (2.2.1) i dopuštenim vrednostima parametra m_S iz tablice 2.2.1, dolazi se do opšteg oblika zavisnosti:

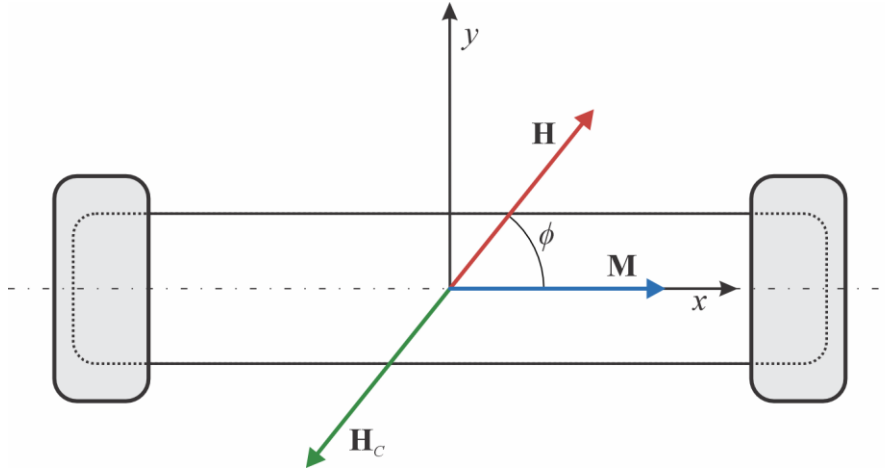
$$\sin(m_E \cdot \theta) \approx m_E \cdot \frac{H}{H_0} \cdot \sin \phi. \quad (2.3.5)$$

Dalje, smenom (2.3.5) i (2.2.1) u (2.2.4) nezavisno za x i y grane mosta, i uzevši u obzir opisane geometrijske relacije, dolazi se do prenosne funkcije senzora pravca magnetnog polja u linearnom radnom režimu:

$$\begin{aligned} u_x(\phi) &= \frac{K_B \cdot \Delta R \cdot m_E}{H_0} \cdot H \cdot \cos \phi, \\ u_y(\phi) &= \frac{K_B \cdot \Delta R \cdot m_E}{H_0} \cdot H \cdot \sin \phi. \end{aligned} \quad (2.3.6)$$

Prema (2.3.6) u linearnom radnom režimu magnetorezistivnog senzora pravca magnetnog polja ne postoji razlika između električnog i mehaničkog koordinatnog sistema senzora, odnosno, ova dva koordinatna sistema se uvek poklapaju.

Konačno, na slici 2.15 je predstavljen kompenzovani radni režim senzora pravca magnetnog polja.



Slika 2.15: Kompenzovani radni režimi senzora pravca magnetnog polja.

Za razliku od prethodno pomenutih radnih režima, u ovom slučaju je koordinatni sistem određen kompenzacionim namotajima, koji se najčešće poklapa sa mehaničkim. Stoga je, kada se sensor pravca magnetnog polja nalazi u kompenzovanom radnom režimu, spoljašnje magnetno polje kompenzovano primenom nezavisnih elektromagneta. Analogni interfejs obrazuje povratnu spregu, po svakoj osi nezavisno, koji osigurava da su merni mostovi balansirani. Istovremeno, izlaz ovakvog senzora je upravljački signal elektromagneta, sa pojačanjem analognog interfejsa A , kao u:

$$\begin{aligned} u_x(\phi) &= A \cdot H \cdot \cos \phi, \\ u_y(\phi) &= A \cdot H \cdot \sin \phi. \end{aligned} \quad (2.3.7)$$

Posebno interesantnu realizaciju omogućavaju AMR senzori pravca magnetnog polja u kompenzovanom radnom režimu. Naime, kod ovih senzora je moguće promeniti znak prenosne funkcije dovoljno velikim magnetnim poljem u pravcu ose „lake“ magnetizacije magnetorezistivnih elemenata. Stoga se primenom povorke impulsa za promenu polariteta može modulisati izlazni signal što, posle adekvatne demodulacije, omogućava eliminisanje greške ofseta senzora. U tu svrhu se izrađuju AMR senzori pravca sa dodatnim elektromagnetima za promenu znaka osetljivosti, poput KMZ52 [65]. Pored velike kompleksnosti analognog interfejsa, značajan nedostatak ovakvog rešenja je što dodatno povećava potrošnju i samo-grejanje senzora pravca magnetnog polja.

Poređenjem (2.3.1), (2.3.6), i (2.3.7) može se uvideti da relativni intenzitet spoljašnjeg magnetnog polja H u odnosu na intenzitet karakterističnog magnetnog polja senzora H_0 kvalitativno menja ponašanje senzora. Celobrojni umnožak ugla magnetizacije m_E se javlja samo u prvom slučaju, pa postoji skokovita promena ponašanja pri promeni iz direktnog u linearni radni režim ako $m_E \neq 1$. Kako je to slučaj samo za AMR senzore, to se oni ne primenjuju kada je intenzitet spoljašnjeg magnetnog polja uporediv sa intenzitetom karakterističnog magnetnog polja senzora.

U linearnom i kompenzovanom režimu vektor merenja magnetnog polja $\mathbf{u}(\phi)$ je direktno proporcionalan intenzitetu spoljašnjeg magnetnog polja, dok u direktnom režimu ne zavisi od njega.

Međutim, intenzitet spoljašnjeg polja ne utiče na argument vektora merenja pravca magnetnog polja $\mathbf{u}(\phi)$ ni u jednom radnom režimu, jer fizički ista veličina utiče na oba merna mosta.

3. INTEGRISANI MAGNETOREZISTIVNI SENZORI

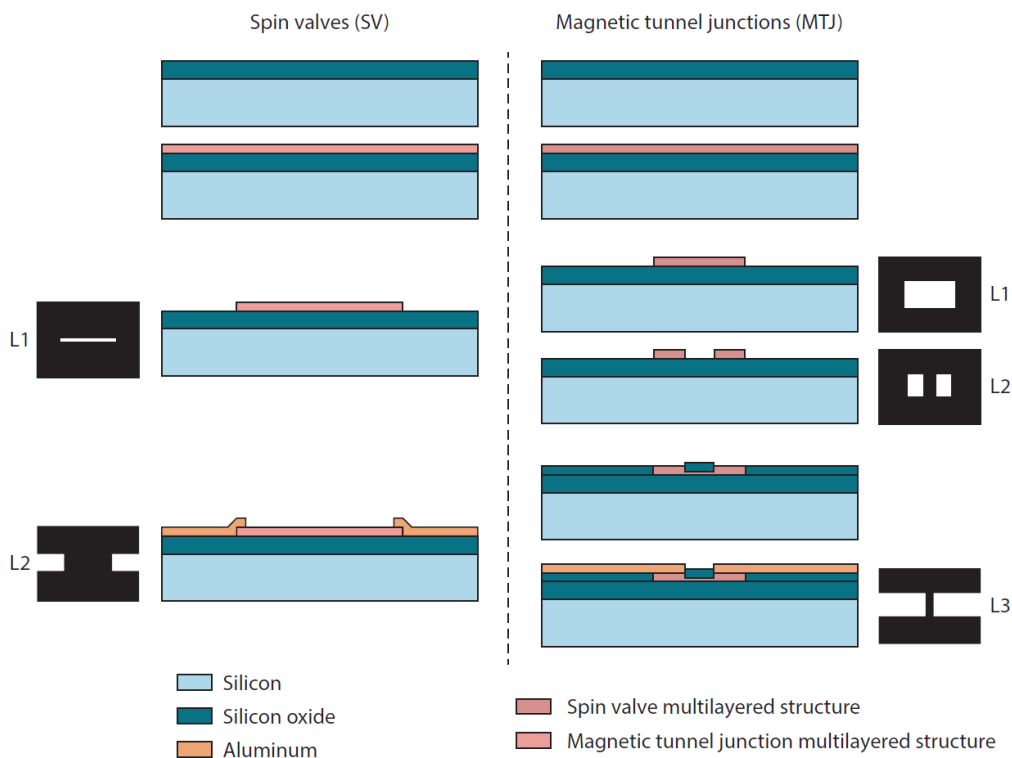
U dosadašnjem izlaganju obrađeni su senzori i pretvarači u svom idealizovanom obliku. U ovom poglavlju biće izveden model realnih integrisanih magnetorezistivnih senzora, koji uključuje podesiv model sistematskih grešaka konverzije.

3.1. Model Magnetorezistivnog Elementa

Neka je $\hat{R}_E(\theta')$ otpornost magnetorezistivnog elementa u funkciji ugla magnetizacije slobodnog feromagnetnog sloja θ' , $e_E(\theta')$ greške konverzije magnetorezistivnog elementa, a $R_E(\theta')$ idealizovan model magnetorezistivnog elementa (2.2.1). Tada se model realnog magnetorezistivnog elementa može opisati u obliku:

$$\begin{aligned} \hat{R}_E(\theta') &= R_E(\theta') + e_E(\theta') \\ &= R \pm \Delta R \cdot \cos(\theta' - \theta_E) + e_E(\theta'). \end{aligned} \tag{3.1.1}$$

Greška konverzije integrisanih magnetorezistivnih elemenata u magnetorezistivnom mostu su prvenstveno posledica tehnoloških ograničenja procesa izrade, prikazanog na slici 3.1.



Slika 3.1: Postupak izrade magnetorezistivnog elementa [48]

Postupak izrade magnetorezistivnog elementa [47] započinje deponovanjem magnetorezistivnog materijala na silicijumsku podlogu. Deponovani materijal se može sastojati od samo jednog homogenog sloja, što je slučaj pri izradi AMR elemenata [63], ili biti deponovan u

vidu višeslojnog sendviča za izradu GMR [47] i TMR elemenata [66]. Tokom ovog procesa se primenjuje polarizaciono magnetno polje za uspostavljanje orijentacije magnetizacija kristalne rešetke deponovanih slojeva.

Postupak se nastavlja primenom fotolitografije (maska L1) za obrazovanje geometrije magnetorezistivne strukture. Za izradu TMR senzora, neophodan je dodatni korak fotolitografije (maska L2) kojim se formiraju stubovi *Current Perpendicular to Plane* (CPP) strukture. U poslednjem koraku fotolitografije (maska L3) izrađuju se provodne elektrode, i povezuje se magnetorezistivni element.

Tolerancije tokom procesa deponovanja utiču na debljinu i sastav deponovanog sloja, što direktno utiče na parametre R i ΔR magnetorezistivnog elementa [67]. Međutim, zbog male dimenzije senzora se može smatrati da je svaki deponovani sloj homogen, pa su greške parametara modela identične za sve magnetorezistivne elemente deponovane u istom koraku. Praktično, magnetorezistivni elementi sa istim znakom priraštaja otpornosti imaju identičnu grešku parametara modela, dok za magnetorezistivne elemente sa različitim znakom priraštaja otpornosti ovo zavisi od tehnologije izrade. Suprotno, tolerancije tokom procesa fotolitografije magnetorezistivne strukture maskama L1 i, eventualno, L2, su nezavisne za svaki magnetorezistivni element ponaosob. Prema (2.1.3) za AMR elemente, odnosno (2.1.9) za GMR i TMR elemente, relativne tolerancije dimenzija magnetorezistivnog elementa podjednako utiče na parametre R i ΔR . Stoga je pogodno da se parametrom $\varepsilon_{E,1}$ modeluje relativna greška otpornosti magnetorezistivnog elementa proistekla iz geometrijskih tolerancija debljine deponovanog magnetorezistivnog materijala i tolerancija dimenzija magnetorezistivne strukture formirane tokom procesa fotolitografije, a parametrom $\varepsilon_{E,2}$ relativna greška parametra ΔR koja je posledica tolerancija u sastavu magnetorezistivnog materijala.

Međutim, ne posotji jedan korak procesa fabrikacije koji sam određuje pravac spontane magnetizacije, i time grešku parametra θ_E modela magnetorezistivnog elementa. Tolerancije pravca polarizacionog magnetnog polja primenjenog tokom deponovanja magnetorezistivnog materijala uzrokuje odstupanje položaja ose „lake“ magnetizacije kristalne rešetke. Sa druge strane, tolerancije tokom postupka fotolitografije utiču na grešku geometrije magnetorezistivnog elementa, što se odražava na odstupanje demagnetizacionog magnetnog polja. Prema (A.3.8), ova odstupanja na kompleksan način utiču na pravac ose „lake“ magnetizacije, odnosno na parametar θ_E modela magnetorezistivnog elementa. Naravno, ako se u proizvodnji primenjuje neki od procesa za naknadno uspostavljanje pravca sopstvene magnetizacije, njegove tolerancije direktno utiču na grešku ovog parametra. Stoga je pogodno da se zajednički uticaj proizvodnih tolerancija modeluje kao apsolutna greška $\varepsilon_{E,3}$ parametra θ_E modela magnetorezistivnog elementa.

Konačno, pri modelovanju GMR i TMR senzora mora se uzeti u obzir i parazitni AMR element [68], čiji se relativni uticaj može opisati parametrom $\varepsilon_{E,4}$. Uzevši u obzir da se referentni ugao parazitnog AMR elementa uvek poklapa sa osom lake magnetizacije slobodnog feromagnetnog sloja, odnosno da ne zavisi od karakteristika referentnog feromagnetnog sloja, model realnog magnetorezistivnog elementa se može opisati u obliku:

$$\hat{R}_E(\theta') \approx (1 + \varepsilon_{E,1}) \cdot \left(R \pm \Delta R \cdot (1 + \varepsilon_{E,2}) \cdot \left(\cos(\theta' - \theta_E + \varepsilon_{E,3}) + \varepsilon_{E,4} \cdot \cos(2 \cdot \theta') \right) \right). \quad (3.1.2)$$

Dalje, ovaj model se može transformisati razdvajanjem članova uz različite funkcije ugla spontane magnetizacije slobodnog feromagnetnog sloja θ' , kao u:

$$\begin{aligned} \hat{R}_E(\theta') \approx & (R + \varepsilon_{E,1} \cdot R) \pm \Delta R \cdot (1 + \varepsilon_{E,1} + \varepsilon_{E,2} + \varepsilon_{E,1} \cdot \varepsilon_{E,2}) \cdot \cos(\theta' - \theta_E + \varepsilon_{E,3}) \\ & \pm \Delta R \cdot (1 + \varepsilon_{E,1} + \varepsilon_{E,2} + \varepsilon_{E,1} \cdot \varepsilon_{E,2}) \cdot \varepsilon_{E,4} \cdot \cos(2 \cdot \theta'). \end{aligned} \quad (3.1.3)$$

Parametri $\varepsilon_{E,i}$ modela (3.1.3) su izabrani kao nezavisne slučajne varijable, što ih čini pogodnom za analizu uticaja parametara proizvodnog procesa na tačnost konverzije magnetorezistivnog elementa, kao i za primenu u Monte-Carlo simulacijama. Međutim, agregat greške parametra idealnog modela su pogodnije za analitičko modelovanje mernog procesa. Stoga, ako se usvoji da je $r_{E,1}$ zbir grešaka uz parametar R , $r_{E,2}$ zbir grešaka uz parametar ΔR , $r_{E,3}$ apsolutna greška orijentacije senzora, a $r_{E,4}$ apsolutni uticaj parazitnog AMR elementa, (3.1.3) se svodi na:

$$\hat{R}_E(\theta') \approx (R + r_{E,1}) \pm (\Delta R + r_{E,2}) \cdot \cos(\theta' - \theta_E + r_{E,3}) + r_{E,4} \cdot \cos(2 \cdot \theta'). \quad (3.1.4)$$

Neka je \mathbf{r}_E vektor greške parametara modela magnetorezistivnog elementa:

$$\mathbf{r}_E = \begin{bmatrix} r_{E,1} \\ r_{E,2} \\ r_{E,3} \\ r_{E,4} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varepsilon_{E,1} \cdot R \\ (\varepsilon_{E,1} + \varepsilon_{E,2} + \varepsilon_{E,1} \cdot \varepsilon_{E,2}) \cdot \Delta R \\ \varepsilon_{E,3} \\ (1 + \varepsilon_{E,1} + \varepsilon_{E,2} + \varepsilon_{E,1} \cdot \varepsilon_{E,2}) \cdot \varepsilon_{E,4} \cdot \Delta R \end{bmatrix}. \quad (3.1.5)$$

Grešku konverzije magnetorezistivnog elementa $e_E(\theta')$ u (3.1.1) moguće približno odrediti primenom linearne aproksimacije modela (3.1.4) u okolini $\mathbf{r}_E = 0$. Stoga, ako je D_r operator totalnog diferencijala funkcije po elementima vektora \mathbf{r}_E , greška konverzije magnetorezistivnog elementa je približno data sa:

$$e_E(\theta') \approx D_r R_E(\theta') \cdot \mathbf{r}_E. \quad (3.1.6)$$

Izračunavanjem parcijalnih izvoda (3.1.4) po elementima vektora greške parametara modela \mathbf{r}_E dolazi se do:

$$D_r R_E(\theta') = \begin{bmatrix} 1 \\ \cos(\theta' - \theta_E + r_{E,3}) \\ (\Delta R + r_{E,2}) \cdot \sin(\theta' - \theta_E + r_{E,3}) \\ \cos(2 \cdot \theta') \end{bmatrix}^T. \quad (3.1.7)$$

Odnosno, kada se u (3.1.7) zanemare efekti drugog reda, te se vrednost izračuna u nominalnoj radnoj tački prema tabeli 2.2.2:

$$D_r R_E(\theta') = \begin{bmatrix} 1 \\ \cos(\theta' - \theta_E) \\ \Delta R \cdot \sin(\theta' - \theta_E) \\ \cos(2 \cdot \theta') \end{bmatrix}^T. \quad (3.1.8)$$

Konačno, smenom (3.1.8) u (3.1.5) dolazi se do približne formule za grešku konverzije magnetorezistivnog elementa modela (3.1.1) u obliku:

$$\begin{aligned} e_E(\theta') \approx & r_{E,1} \\ & + r_{E,2} \cdot \cos(\theta' - \theta_E) + r_{E,3} \cdot \Delta R \cdot \sin(\theta' - \theta_E) \\ & + r_{E,4} \cdot \cos(2 \cdot \theta'). \end{aligned} \quad (3.1.9)$$

Greška konverzije ugla magnetizacije slobodnog feromagnetnog sloja koja potiče od geometrijskih grešaka fotolitografskog postupka, tehnoloških grešaka deponovanja

magnetorezistivnog materijala, i inherentnih grešaka tehnologije ima oblik harmonijske funkcije drugog reda u zavisnosti od ugla magnetizacije slobodnog feromagnetnog sloja.

3.2. Model Magnetorezistivnog Mernog Mosta

Neka je $\hat{u}_B(\theta')$ izlaz modela mernog mosta u funkciji ugla magnetizacije slobodnog feromagnetnog sloja θ' , $e_u(\theta')$ greška merenja mernog mosta, a $u_B(\theta')$ izlaz idealizovane prenosne funkcije predstavljene u (2.2.3). Tada se model realnog mernog mosta sa analognim interfejsom može opisati u obliku:

$$\begin{aligned}\hat{u}_B(\theta') &= u_B(\theta') + e_u(\theta') \\ &= K_B \cdot \Delta R_E(\theta') + e_u(\theta').\end{aligned}\quad (3.2.1)$$

Greška merenja mernog mosta potiče od greške pojačanja analognog interfejsa g_B , ofseta analognog interfejsa e_0 , kao i od greške konverzije mernog mosta $e_B(\theta')$. Stoga je:

$$\begin{aligned}\hat{u}_B(\theta') &= (1 + g_B) \cdot (K_B \cdot \Delta R_E(\theta') + e_B(\theta') + e_0) \\ &= (1 + g_B) \cdot (u_B(\theta') + e_B(\theta') + e_0).\end{aligned}\quad (3.2.2)$$

Upoređivanjem (3.2.1) sa (3.2.2), dolazi se do izraza za grešku merenja mernog mosta u funkciji identifikovanih izvora grešaka:

$$e_u(\theta') = g_B \cdot K_B \cdot \Delta R_E(\theta') + (1 + g_B) \cdot (e_B(\theta') + e_0). \quad (3.2.3)$$

Greška konverzije mernog mosta $e_B(\theta')$ se može približno odrediti u funkciji grešaka konverzija elemenata mernog mosta, primenom linearne aproksimacije na idealizovani model (2.2.3) u okolini nominalne radne tačke. Stoga, ako je $\mathbf{e}_R(\theta')$ vektor grešaka konverzije elemenata mernog mosta, a $D_{\mathbf{R}}$ operator totalnog diferencijala funkcije po otpornostima elemenata mernog mosta, greška konverzije mernog mosta je približno data sa:

$$e_B(\theta') \approx D_{\mathbf{R}} u_B(\theta') \cdot \mathbf{e}_R(\theta'). \quad (3.2.4)$$

Međutim, totalni diferencijal $D_{\mathbf{R}} u_B(\theta')$ zavisi od konfiguracije mernog mosta pa je (3.2.4) potrebno izvesti nezavisno za svaku konfiguraciju ponaosob. U slučaju mernog mosta napajanog izvorom konstantnog napona, parcijalnim diferenciranjem (2.2.1) dolazi se do:

$$D_{\mathbf{R}} u_{VB}(\theta') = A \cdot V_0 \cdot \left[\frac{R_3}{(R_1 + R_3)^2} \quad -\frac{R_4}{(R_2 + R_4)^2} \quad -\frac{R_1}{(R_1 + R_3)^2} \quad \frac{R_2}{(R_2 + R_4)^2} \right]. \quad (3.2.5)$$

Dalje, smenom nominalnih vrednosti za most sa četiri aktivna elementa iz tabele 2.2.1 u (3.2.5), određuje se vrednost totalnog diferencijala u nominalnoj radnoj tački:

$$D_{\mathbf{R}} u_{VB}(\theta') = \frac{A \cdot V_0}{R} \cdot [1 \quad -1 \quad -1 \quad 1] - \frac{A \cdot V_0}{R^2} \cdot \Delta R_E(\theta'). \quad (3.2.6)$$

Konačno, posle upoređivanja (3.2.6) sa tabelom 2.2.2, vrednost totalnog diferencijala u nominalnoj radnoj tački se može iskazati u pojednostavljenim obliku:

$$D_{\mathbf{R}} u_{VB}(\theta') = K_B \cdot [1 \quad -1 \quad -1 \quad 1] - K_B \cdot \frac{\Delta R_E(\theta')}{R}. \quad (3.2.7)$$

Sa druge strane, u slučaju mosta napajanog izvorom konstantne struje, parcijalnim diferenciranjem (2.2.2) dolazi se do:

$$D_{\mathbf{R}}u_{CB}(\theta') = \frac{A \cdot I_0}{(R_1 + R_2 + R_3 + R_4)^2} \cdot \begin{bmatrix} (R_2 + R_4) \cdot (R_3 + R_4) \\ -(R_1 + R_3) \cdot (R_3 + R_4) \\ -(R_1 + R_2) \cdot (R_2 + R_4) \\ (R_1 + R_2) \cdot (R_1 + R_3) \end{bmatrix}^T. \quad (3.2.8)$$

Iako se postupak neznatno razlikuje za most sa dva i četiri aktivna elementa, smenom nominalnih vrednosti iz tabele 2.2.1 u (3.2.8), te upoređivanja sa tabelom 2.2.2, dolazi se do identičnog rezultata za vrednosti totalnog diferencijala u nominalnoj radnoj tački mernog mosta napajanog izvorom konstantne struje u obliku:

$$D_{\mathbf{R}}u_{CB}(\theta') = \frac{K_B}{4} \cdot [1 \quad -1 \quad -1 \quad 1]. \quad (3.2.9)$$

Poređenjem (3.2.7) i (3.2.9) može se izvesti opšti oblik totalnog diferencijala izlaza mernog mosta u nominalnoj radnoj tački, sa parametrima k_1 i k_2 koji zavise od konfiguracije:

$$\begin{aligned} D_{\mathbf{R}}u_B(\theta') &= \mathbf{k}_1 + \mathbf{k}_2 \cdot \frac{\Delta R_E(\theta')}{R}, \\ \mathbf{k}_1 &= k_1 \cdot K_B \cdot [1 \quad -1 \quad -1 \quad 1], \\ \mathbf{k}_2 &= -k_2 \cdot K_B \cdot [1 \quad 1 \quad 1 \quad 1]. \end{aligned} \quad (3.2.10)$$

Parametri univerzalnog modela (3.2.10) koji zavise od konfiguracije mernog mosta mogu se odrediti prema tabeli 3.2.1.

Tabela 3.2.1. Parametri modela mernog mosta u zavisnosti od konfiguracije

BROJ ELEMENATA	IZVOR	K_B	k_1	k_2
4	Naponski	$\frac{A \cdot V_0}{R}$	1	2
2	Strujni	$\frac{A \cdot I_0}{2}$	$\frac{1}{4}$	0
4	Strujni	$A \cdot I_0$	$\frac{1}{4}$	0

Konačno, smenom (3.2.10) u (3.2.4) dolazi se do modela greške konverzije mernog mosta u zavisnosti od ugla magnetizacije slobodnog feromagnetnog sloja i individualnih grešaka konverzije magnetorezistivnih elemenata:

$$e_B(\theta') \approx \mathbf{k}_2 \cdot \mathbf{e}_R(\theta') \cdot \frac{\Delta R_E(\theta')}{R} + \mathbf{k}_1 \cdot \mathbf{e}_R(\theta'). \quad (3.2.11)$$

Interesantno je primetiti da i ovaj model ukazuje na prednosti napajanja izvorom konstantne struje i za merne mostove sa četiri aktivna elementa. Ovo se može uočiti upoređivanjem koeficijenata k_1 za različite konfiguracije sa identičnim pojačanjima K_B , uzevši u obzir da je u slučaju mernog mosta napajanog izvorom konstantnog napona relativni doprinos članova (3.2.11) uz \mathbf{k}_2 i \mathbf{k}_1 proporcionalan magnetorezistivnom odnosu MR . Stoga je primena mernog mosta napajanog izvorom konstantne struje uvek opravdana za AMR i GMR senzore, dok je kod TMR senzora potrebno izvesti detaljniju analizu.

Za dalju analizu, neophodno je spojiti model greške konverzije mernog mosta (3.2.11) sa modelom greške konverzije magnetorezistivnog elementa u (3.1.9). Postupak započinjemo uvođenjem matrice \mathbf{r}_B , u kojoj je kolona \mathbf{r}_i vektor greška parametra modela magnetorezistivnih elementa (3.1.5) za i -ti magnetorezistivni element mernog mosta:

$$\mathbf{r}_B = [\mathbf{r}_1 \mid \mathbf{r}_2 \mid \mathbf{r}_3 \mid \mathbf{r}_4]. \quad (3.2.12)$$

Tada je, prema (3.1.6), vektor grešaka konverzije elemenata mernog mosta $\mathbf{e}_R(\theta')$ moguće napisati u kompaktnoj formi:

$$\mathbf{e}_R(\theta') \approx (D_r R_E(\theta') \cdot \mathbf{r}_B)^T = \mathbf{r}_B^T \cdot (D_r R_E(\theta'))^T. \quad (3.2.13)$$

Model greške merenja mernog mosta u zavisnosti od ugla magnetizacije slobodnog feromagnetnog sloja može se odrediti smenom vektora grešaka konverzije elemenata mernog mosta iz (3.2.13) u model (3.2.11):

$$e_B(\theta') \approx \mathbf{k}_2 \cdot \underbrace{\mathbf{r}_B^T \cdot (D_r R_E(\theta'))^T}_{\mathbf{A}^*} \cdot \frac{\Delta R_E(\theta')}{R} + \mathbf{k}_1 \cdot \underbrace{\mathbf{r}_B^T \cdot (D_r R_E(\theta'))^T}_{\mathbf{B}^*}. \quad (3.2.14)$$

Primitimo da su samo vektori \mathbf{A}^* i \mathbf{B}^* iz (3.2.14) funkcije ugla magnetizacije slobodnog feromagnetnog sloja, dok su preostali članovi konstantni parametri. Istovremeno, vektor \mathbf{B}^* je već dat sa (3.1.8). Sa druge strane, vektor \mathbf{A}^* može odrediti primenom trigonometrijskih transformacija na proizvod (3.1.8) i druge jednačine modela (2.2.1):

$$\begin{aligned} \mathbf{A}^* &= \begin{bmatrix} 1 \\ \cos(\theta' - \theta_E) \\ \Delta R \cdot \sin(\theta' - \theta_E) \\ \cos(2 \cdot \theta') \end{bmatrix}^T \cdot \frac{\Delta R}{R} \cdot \cos(\theta' - \theta_E) \\ &= \frac{\Delta R}{R} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta' - \theta_E) \\ \cos^2(\theta' - \theta_E) \\ \Delta R \cdot \sin(\theta' - \theta_E) \cdot \cos(\theta' - \theta_E) \\ \cos(2 \cdot \theta') \cdot \cos(\theta' - \theta_E) \end{bmatrix} \\ &= \frac{\Delta R}{2R} \cdot \begin{bmatrix} 2 \cdot \cos(\theta' - \theta_E) \\ 1 + \cos(2 \cdot \theta' - 2 \cdot \theta_E) \\ \Delta R \cdot \sin(2 \cdot \theta' - 2 \cdot \theta_E) \\ \cos(3 \cdot \theta' - \theta_E) + \cos(\theta' + \theta_E) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (3.2.15)$$

Stoga se može zaključiti da (3.2.14) predstavlja linearnu kombinaciju elemenata vektora \mathbf{A}^* i \mathbf{B}^* , gde je svaki član linearne kombinacije proizvod koeficijenta $e_{B,i}$ i harmonijske funkcije f_i ugla magnetizacije slobodnog feromagnetnog sloja prema tabeli 3.2.2.

Tabela 3.2.2. Element linearne kombinacije vektora A^* i B^*

i	RED	$f_i(\theta')$	$e_{B,i}$
1	0	1	$\mathbf{k}_1 \cdot [r_{i,1}]^T + \frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{\mathbf{k}_2 \cdot [r_{i,2}]^T}{2}$
2	1	$\cos(\theta' - \theta_E)$	$\mathbf{k}_1 \cdot [r_{i,2}]^T + \frac{\Delta R}{R} \cdot \mathbf{k}_2 \cdot [r_{i,1}]^T$
3	1	$\sin(\theta' - \theta_E)$	$\Delta R \cdot \mathbf{k}_1 \cdot [r_{i,3}]^T$
4	1	$\cos(\theta' + \theta_E)$	$\frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{\mathbf{k}_2 \cdot [r_{i,4}]^T}{2}$
5	2	$\cos(2 \cdot \theta')$	$\mathbf{k}_1 \cdot [r_{i,4}]^T$
6	2	$\cos(2 \cdot \theta' - 2 \cdot \theta_E)$	$\frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{\mathbf{k}_2 \cdot [r_{i,2}]^T}{2}$
7	2	$\sin(2 \cdot \theta' - 2 \cdot \theta_E)$	$\frac{\Delta R^2}{R} \cdot \frac{\mathbf{k}_2 \cdot [r_{i,3}]^T}{2}$
8	3	$\cos(3 \cdot \theta' - \theta_E)$	$\frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{\mathbf{k}_2 \cdot [r_{i,4}]^T}{2}$

Smenom izraza iz tabele 3.2.2 u (3.2.14), model greške merenja mernog mosta u zavisnosti od ugla magnetizacije slobodnog feromagnetnog sloja može se predstaviti kao harmonijski zbir najviše trećeg reda, kao:

$$\begin{aligned}
 e_B(\theta') &\approx \sum_{i=1}^8 e_{B,i} \cdot f_i(\theta') \\
 &= e_{B,1} + \underbrace{\sum_{i=2}^4 e_{B,i} \cdot f_i(\theta')}_{red=1} + \underbrace{\sum_{i=5}^7 e_{B,i} \cdot f_i(\theta')}_{red=2} + \underbrace{e_{B,8} \cdot f_8(\theta')}_{red=3}.
 \end{aligned} \tag{3.2.16}$$

Prema (3.2.16), greška konverzije magnetorezistivnog mernog mosta opisana je harmonijskom funkcijom ugla magnetizacije slobodnog feromagnetnog sloja, najviše trećeg reda. Međutim, prema tabeli 3.2.1 parametar k_2 je uvek jednak nuli u slučaju mernog mosta napajanog izvorom konstantne struje, pa se na osnovu izraza iz tabele 3.2.2 zaključuje se da su u ovom slučaju i koeficijenti $e_{B,6}$, $e_{B,7}$, i $e_{B,8}$ uvek jednaki nuli. Stoga je u slučaju mernog mosta napajanog izvorom konstantne struje greška konverzije opisana harmonijskom funkcijom najviše drugog reda.

Nezavisno od izvora napajanja, red harmonijske funkcije (3.2.16) je uvek veći za merne mostove realizovane primenom GMR ili TMR elemenata, nego za merne mostove realizovane primenom AMR elemenata. Naime, parametar $r_{S,4}$ modeluje parazitni AMR efekat kod GMR i TMR elemenata, dok mu je vrednost nula u modelima AMR elemenata. Stoga u modelu magnetorezistivnih mernih mostova zasnovanih na AMR elementima ne postoje harmonijski članovi uz koeficijente $e_{B,5}$ i $e_{B,8}$, što čini da harmonijska funkcija (3.2.16) bude drugog reda u slučaju mernog mosta napajanog izvorom konstantnog napona, odnosno prvog reda u slučaju mernog mosta napajanog izvorom konstantne struje.

Smenom (3.2.16) u modela mernog mosta u funkciji ugla magnetizacije slobodnog feromagnetnog sloja (3.2.2), dolazi se do:

$$\hat{u}_B(\theta') = (1 + g_B) \cdot K_B \cdot \Delta R_S(\theta') + (1 + g_B) \cdot \left(\sum_{i=1}^8 e_{B,i} \cdot f_i(\theta') + e_0 \right). \quad (3.2.17)$$

Sa druge strane, i univerzalna karakteristika magnetorezistivnog elementa $R_E(\theta')$ (2.2.1) se može izraziti pomoću harmonijske funkcije iz tabele 3.2.2 u obliku:

$$\Delta R_E(\theta') = \Delta R \cdot \cos(\theta' + \theta_E) = \Delta R \cdot f_2(\theta'). \quad (3.2.18)$$

Dalje, smenom (3.2.18) u (3.2.17) dolazi se do modela mernog mosta:

$$\begin{aligned} \hat{u}_B(\theta') &= (1 + g_B) \cdot K_B \cdot \Delta R \cdot f_2(\theta') + (1 + g_B) \cdot \left(\sum_{i=1}^8 e_{B,i} \cdot f_i(\theta') + e_0 \right) \\ &= \underbrace{(1 + g_B) \cdot (e_{B,1} + e_0)}_{red=0} + \underbrace{(1 + g_B) \cdot \left(K_B \cdot \Delta R \cdot f_2(\theta') + \sum_{i=2}^4 e_{B,i} \cdot f_i(\theta') \right)}_{red=1} \\ &\quad + \underbrace{(1 + g_B) \cdot \sum_{i=5}^8 e_{B,i} \cdot f_i(\theta')}_{1 < red \leq 3}. \end{aligned} \quad (3.2.19)$$

Model magnetorezistivnog mernog mosta (3.2.19) je harmonijska funkcija ugla magnetizacije slobodnog feromagnetnog sloja, i to najviše trećeg reda. Stvaran red harmonijske funkcije u modelu zavisi od izbora napajanja mernog mosta, kao i od izbora tehnologije magnetorezistivnih elemenata na isti način kao i model greške merenja mernog mosta u zavisnosti od ugla magnetizacije slobodnog feromagnetnog sloja (3.2.16).

3.3. Model Senzora Pravca Magnetnog Polja

Princip rada magnetorezistivnog senzora pravca magnetnog polja predstavljen je u odeljku 2.3, gde je pokazano da se on sastoji od dva integrisana magnetorezistivna merna mosta koji su orijentisani tako da su im prenosne funkcije fazno pomerene za 90° . Stoga se model senzora pravca magnetnog polja može predstaviti kao dva nezavisna modela mernog mosta (3.2.19). Međutim, prenosna funkcija koja povezuje pravac magnetnog polja sa pravcem magnetizacije zavisi od radnog režima senzora pravca magnetnog polja. Stoga je, u nastavku, model izveden za svaki radni režim ponaosob.

3.3.1. Direktni Radni Režim

U slučaju direktnog radnog režima, pravac magnetizacije slobodnog feromagnetnog sloja se poklapa sa pravcem spoljašnjeg magnetnog polja, kako je izvedeno u prenosnoj funkciji senzora pravca magnetnog polja u direktnom radnom režimu (2.3.1). Usvojimo da je θ_0 referentni ugao senzora pravca magnetnog polja u električnom koordinatnom sistemu senzora, u odnosu na koji određujemo model. Dalje, neka je ϕ' pravac spoljašnjeg magnetnog polja u električnom koordinatnom sistemu, tako da važi:

$$\phi' = m_E \cdot \phi = \theta' + \theta_0. \quad (3.3.1)$$

Smenom (3.3.1) u model mernog mosta (3.2.19), dolazimo do modela mernog mosta u funkciji ugla spoljašnjeg magnetnog polja, kao u:

$$\hat{u}_B(\phi') = \underbrace{(1+g_B) \cdot (e_{B,1} + e_0)}_{red=0} + \underbrace{(1+g_B) \cdot \left(K_B \cdot \Delta R \cdot f_2(\phi' - \theta_0) + \sum_{i=2}^4 e_{B,i} \cdot f_i(\phi' - \theta_0) \right)}_{red=1} + \underbrace{(1+g_B) \cdot \sum_{i=5}^7 e_{B,i} \cdot f_i(\phi' - \theta_0)}_{red>1}. \quad (3.3.2)$$

Posmatrajmo harmonijski član prvog reda u (3.3.2). Primetimo da je u njemu sadržana celokupna funkcija prenosa idealnog mernog mosta (2.2.4), ali i uticaj greške konverzije mernog mosta, kao i greške analognog interfejsa. Stoga je pogodno da se ovaj član predstavi u alternativnom obliku, uvođenjem ekvivalentnog pojačanje mernog mosta A_B i ekvivalentnog faznog pomaka mernog mosta θ_B tako da važi:

$$A_B \cdot \cos(\phi' - \theta_0 + \theta_B) = (1+g_B) \cdot \left(K_B \cdot \Delta R \cdot f_2(\phi' - \theta_0) + \sum_{i=2}^4 e_{B,i} \cdot f_i(\phi' - \theta_0) \right). \quad (3.3.3)$$

Uvedimo još i ekvivalentni ofset o_B modela mernog mosta, kao izvedeni parametar prema:

$$o_B = (1+g_B) \cdot (e_{B,1} + e_0). \quad (3.3.4)$$

Konačno, smenom (3.3.3) i (3.3.4) u (3.2.2) dolazi se do modela mernog mosta u direktnom radnom režimu:

$$\hat{u}_B(\theta') = A_B \cdot \cos(\phi' - \theta_0 + \theta_B) + o_B + (1+g_B) \cdot \sum_{i=5}^8 e_{B,i} \cdot f_i(\phi' - \theta_0). \quad (3.3.5)$$

Bez gubitka opštosti, usvojimo referentni pravac senzora pravca magnetnog polja tako da se poklapa sa stvarnim pravcem magnetorezistivnog mernog mosta smeštenog u y-osi:

$$\phi' = \theta' + \theta_y. \quad (3.3.6)$$

Smenom realnog modela mernog mosta (3.3.5) nezavisno za mostove u x i y osama, uz usvojeni referentni pravac (3.3.6), i uzevši u obzir opisanu geometrijske relacije, dolazi se do zajedničkog modela mernih mostova senzora pravca magnetnog polja u direktnom radnom režimu:

$$\begin{aligned} \hat{u}_x(\phi') &= A_x \cdot \cos(\phi' + \theta_x - \theta_y) + o_x + (1+g_x) \cdot \sum_{i=5}^8 e_{x,i} \cdot f_i(\phi' - \theta_y), \\ \hat{u}_y(\phi') &= A_y \cdot \cos\left(\phi' - \frac{\pi}{2}\right) + o_y + (1+g_y) \cdot \sum_{i=5}^8 e_{y,i} \cdot f_i\left(\phi' - \theta_y - \frac{\pi}{2}\right). \end{aligned} \quad (3.3.7)$$

Model (3.3.2) se može pogodno predstaviti u matricnoj notaciji:

$$\hat{\mathbf{u}}(\phi') = \mathbf{G} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\phi') \\ \sin(\phi') \end{bmatrix} + \mathbf{o} + \mathbf{e}(\phi'), \quad (3.3.8)$$

gde su matrica pojačanja modela \mathbf{G} , fazni pomak ϕ_0 , i vektor ofseta modela \mathbf{o} dati sa:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} A_x \cdot \cos \phi_0 & -A_x \cdot \sin \phi_0 \\ 0 & A_y \end{bmatrix}, \quad \phi_0 = \theta_x - \theta_y, \quad \mathbf{o} = \begin{bmatrix} o_x \\ o_y \end{bmatrix}, \quad (3.3.9)$$

dok je rezidualna greška $\mathbf{e}(\phi')$ data sa:

$$\mathbf{e}(\phi') = \begin{bmatrix} e_x(\phi') \\ e_y(\phi') \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1+g_x) \cdot \sum_{i=5}^8 e_{x,i} \cdot f_i(\phi' - \theta_y) \\ (1+g_y) \cdot \sum_{i=5}^8 e_{y,i} \cdot f_i\left(\phi' - \theta_y - \frac{\pi}{2}\right) \end{bmatrix}. \quad (3.3.10)$$

Magnetorezistivni senzor pravca magnetnog polja u direktnom radnom režimu opisan je pomoću matrice pojačanja modela \mathbf{G} , vektora ofseta modela \mathbf{o} , i harmonijskog modela rezidualne greške $\mathbf{e}(\phi')$ u funkciji pravca spoljašnjeg magnetnog polja u električnom koordinatnom sistemu.

Model rezidualne greške $\mathbf{e}(\phi')$ može sadržati samo članove drugog i trećeg reda, u zavisnosti od izbora napajanja mernog mosta, kao i od izbora tehnologije magnetorezistivnih elemenata. Tako, model rezidualne greške magnetorezistivnog mernog mosta sa AMR elementima napajanog izvorom konstantne struje ne sadrži ni jedan član. Suprotno, model rezidualne greške sadrži član trećeg reda samo u slučaju magnetorezistivnog mernog mosta sa GMR ili TMR elementima napajanog izvorom konstantnog napona, što je posledica koeficijenata $e_{x,8}$ i $e_{y,8}$ uz harmonijsku funkciju trećeg reda f_8 kojima se modelira parazitni AMR senzor.

Napomenimo da, prema (3.3.3), izvedeni parametri (3.3.9) zavise od fizičkih veličina sa značajnom temperaturnom osetljivošću, a pre svega ofseta i pojačanja analognog interfejsa, kao i ofseta i osetljivosti magnetorezistivnog mernog mosta. Suprotno, prema tabeli 3.3.2, temperaturna osetljivost modela rezidualne greške (3.3.10) je prvenstveno posledica temperaturne osetljivosti parazitnog AMR efekta. Međutim, kako je prema [68] magnituda parazitnog AMR efekta čini približno 5% ukupnog magnetorezistivnog efekta, to je kratkoročna varijabilnost parametara modela prvenstveno posledica varijabilnosti parametara (3.3.9).

3.3.2. Linearni Radni Režim

Za primenu linearnog radnog režima senzora pravca magnetnog polja neophodno je da svi magnetorezistivni elementi budu linearni, pa se na osnovu tabele 2.2.1 može zaključiti da je θ_E uvek 90° nezavisno od upotrebene tehnologije magnetorezistivnih elemenata. Sa druge strane, veza između ugla magnetnog polja i ugla magnetizacije može se uspostaviti primenom metode opisane u odeljku 2.3, pomoću (2.3.2), (2.3.3), (2.3.4) i (2.3.5). Za određivanje modela neophodno je još odrediti harmonijsku funkciju f_7 u zavisnosti od ugla magnetnog polja, što se može postići primenom aproksimacije (2.3.3):

$$\begin{aligned} f_7(m_E \cdot \theta) &= \sin(2 \cdot m_E \cdot \theta - 2 \cdot \theta_E) = \sin(2 \cdot m_E \cdot \theta) \\ &= 2 \cdot \sin(m_E \cdot \theta) \cdot \cos(m_E \cdot \theta) \\ &\approx 2 \cdot \frac{m_E \cdot H}{H_0} \cdot \sin \phi. \end{aligned} \quad (3.3.11)$$

Slično, harmonijska funkcija f_8 u zavisnosti od ugla magnetnog polja može se odrediti prema:

$$\begin{aligned}
f_8(m_E \cdot \theta) &= \cos(3 \cdot m_E \cdot \theta - \theta_E) = \sin(3 \cdot m_E \cdot \theta) \\
&= 3 \cdot \sin(m_E \cdot \theta) - 4 \cdot \sin^3(m_E \cdot \theta) \\
&\approx 3 \cdot \frac{m_E \cdot H}{H_0} \cdot \sin \phi - 4 \cdot \left(\frac{m_E \cdot H}{H_0} \right)^3 \cdot \sin^3 \phi \\
&= 3 \cdot \frac{m_E \cdot H}{H_0} \cdot \sin \phi - 4 \cdot \left(\frac{m_E \cdot H}{H_0} \right)^3 \cdot \frac{3 \cdot \sin \phi - \sin(3 \cdot \phi)}{4} \\
&= 3 \cdot \frac{m_E \cdot H}{H_0} \cdot \left(1 - \left(\frac{m_E \cdot H}{H_0} \right)^2 \right) \cdot \sin \phi + \left(\frac{m_E \cdot H}{H_0} \right)^3 \cdot \sin(3 \cdot \phi).
\end{aligned} \tag{3.3.12}$$

Na osnovu dobijenih rezultata, sada je moguće predstaviti sve harmonijske funkcije f_i za primenu linearnih magnetorezistivnih elemenata, što je sumarno predstavljeno u tabeli 3.3.1.

Tabela 3.3.1. Harmonijske funkcije f_i za primenu linearnih magnetorezistivnih elemenata

i	$f_i(\theta')$	$f_i(\theta', \theta_E = 90^\circ)$	$f_i(\phi)$
1	1	1	1
2	$\cos(\theta' - \theta_E)$	$\sin \theta'$	$\approx \frac{m_E \cdot H}{H_0} \cdot \sin \phi$
3	$\sin(\theta' - \theta_E)$	$-\cos \theta'$	≈ -1
4	$\cos(\theta' + \theta_E)$	$-\sin \theta'$	$\approx -\frac{m_E \cdot H}{H_0} \cdot \sin \phi$
5	$\cos(2 \cdot \theta')$	$\cos(2 \cdot \theta')$	≈ 1
6	$\cos(2 \cdot \theta' - 2 \cdot \theta_E)$	$-\cos(2 \cdot \theta')$	≈ -1
7	$\sin(2 \cdot \theta' - 2 \cdot \theta_E)$	$-\sin(2 \cdot \theta')$	$\approx -2 \cdot \frac{m_E \cdot H}{H_0} \cdot \sin \phi$
8	$\cos(3 \cdot \theta' - \theta_E)$	$\sin(3 \cdot \theta')$	$3 \cdot \frac{m_E \cdot H}{H_0} \cdot \left(1 - \left(\frac{m_E \cdot H}{H_0} \right)^2 \right) \cdot \sin \phi$ $+ \left(\frac{m_E \cdot H}{H_0} \right)^3 \cdot \sin(3 \cdot \phi)$

Smenom izraza iz tabele 3.3.1 u model mernog mosta (3.2.19), dolazimo do modela mernog mosta u funkciju ugla spoljašnjeg magnetnog polja u linearnom režimu, kao:

$$\begin{aligned}
\hat{u}_B(\phi) &= \underbrace{(1+g_B) \cdot (e_{B,1} - e_{B,3} + e_{B,5} - e_{B,6} + e_0)}_{red=0} \\
&+ \underbrace{(1+g_B) \cdot \frac{m_E \cdot H}{H_0} \cdot \left(K_B \cdot \Delta R + e_{B,2} - e_{B,4} - e_{B,7} + 3 \cdot e_{B,8} \cdot \left(1 - \left(\frac{m_E \cdot H}{H_0} \right)^2 \right) \right)}_{red=1} \cdot \sin \phi \quad (3.3.13) \\
&+ \underbrace{(1+g_B) \cdot e_{B,8} \cdot \left(\frac{m_E \cdot H}{H_0} \right)^3}_{red=3} \cdot \sin(3 \cdot \phi).
\end{aligned}$$

Ponavljajući metod koji je primenjen u direktnom režimu, odredimo ekvivalentno pojačanje modela mernog mosta A_B , i ekvivalentni ofset o_B modela mernog mosta, prema:

$$\begin{aligned}
A_B &= (1+g_B) \cdot \frac{m_E \cdot H}{H_0} \cdot \left(K_B \cdot \Delta R + e_{B,2} - e_{B,4} - e_{B,7} + 3 \cdot e_{B,8} \cdot \left(1 - \left(\frac{m_E \cdot H}{H_0} \right)^2 \right) \right), \quad (3.3.14) \\
o_B &= (1+g_B) \cdot (e_{B,1} - e_{B,3} + e_{B,5} - e_{B,6} + e_0).
\end{aligned}$$

Konačno, smenom (3.3.14) u (3.3.13) dolazi se do modela mernog mosta u linearnom radnom režimu:

$$\hat{u}_B(\theta) = A_B \cdot \sin \phi + o_B + (1+g_B) \cdot e_{B,8} \cdot \left(\frac{m_E \cdot H}{H_0} \right)^3 \cdot \sin(3 \cdot \phi). \quad (3.3.15)$$

Ponovo, usvojimo stvaran pravac magnetorezistivnog mernog mosta smeštenog u y-osi za referentni pravac senzora pravca magnetnog polja. Smenom modela mernog mosta u linearnom radnom režimu (3.3.15) nezavisno za merne mostove smeštene u x i y osama, uz usvojeni referentni pravac i uzevši u obzir opisanu geometrijske relacije, dolazi se do zajedničkog modela mernih mostova senzora pravca magnetnog polja u linearnom radnom režimu:

$$\begin{aligned}
\hat{u}_x(\phi) &= A_x \cdot \cos(\phi + \phi_0) + o_x + (1+g_x) \cdot e_{x,8} \cdot \left(\frac{m_E \cdot H}{H_0} \right)^3 \cdot \cos(3 \cdot (\phi + \phi_0)), \\
\hat{u}_y(\phi) &= A_y \cdot \sin \phi + o_y + (1+g_y) \cdot e_{y,8} \cdot \left(\frac{m_E \cdot H}{H_0} \right)^3 \cdot \sin(3 \cdot \phi).
\end{aligned} \quad (3.3.16)$$

Model (3.3.16) se može pogodno predstaviti u matricnoj notaciji:

$$\hat{\mathbf{u}}(\phi) = \mathbf{G} \cdot \begin{bmatrix} \cos \phi \\ \sin \phi \end{bmatrix} + \mathbf{o} + \mathbf{e}(\phi), \quad (3.3.17)$$

gde su matrica pojačanja modela \mathbf{G} i vektor ofseta modela \mathbf{o} dati sa:

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} A_x \cdot \cos \phi_0 & -A_x \cdot \sin \phi_0 \\ 0 & A_y \end{bmatrix}, \quad \mathbf{o} = \begin{bmatrix} o_x \\ o_y \end{bmatrix}, \quad (3.3.18)$$

dok je rezidualna greška $\mathbf{e}(\theta)$ data sa:

$$\mathbf{e}(\phi) = \begin{bmatrix} e_x(\phi) \\ e_y(\phi) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1+g_x) \cdot e_{x,8} \cdot \left(\frac{m_E \cdot H}{H_0}\right)^3 \cdot \cos(3 \cdot (\phi + \phi_0)) \\ (1+g_y) \cdot e_{y,8} \cdot \left(\frac{m_E \cdot H}{H_0}\right)^3 \cdot \sin(3 \cdot \phi) \end{bmatrix}. \quad (3.3.19)$$

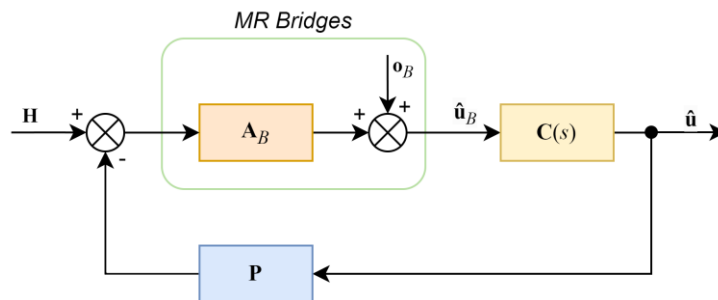
Interesantno je primetiti da je matrica pojačanja modela \mathbf{G} u slučaju linearnog radnog režima po obliku identična matrici pojačanja modela \mathbf{G} u slučaju direktnog radnog režima. Takođe, fazni pomak ϕ_0 je identičan, što je očekivani rezultat znajući da je on dominantno određen geometrijom senzora.

Sa druge strane, u linearnom radnom režimu rezidualna greške $\mathbf{e}(\phi)$ postoji samo u slučaju magnetorezistivnog mernog mosta sa GMR ili TMR elementima napajanog izvorom konstantnog napona, kada se on svodi na član trećeg reda koji je posledica parazitnih AMR elementa. Stoga je rezidualna greške $\mathbf{e}(\phi)$ senzora pravca magnetnog polja u linearnom radnom režimu generalno manja od rezidualne greške ekvivalentnog senzora pravca magnetnog polja u direktnom radnom režimu.

Kako sve rečeno za temperaturnu stabilnost senzora pravca magnetnog polja u direktnom radnom režimu važi i za senzor pravca magnetnog polja u linearnom radnom režimu, to je i u ovom slučaju kratkoročna varijabilnost parametara modela prvenstveno posledica varijabilnosti izvedenih parametara (3.3.18).

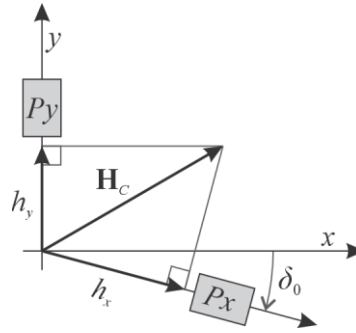
3.3.3. Kompenzovani Radni Režim

Izvođenje zajedničkog modela mernih mostova senzora pravca magnetnog polja u kompenzovanom režimu je kompleksnije nego u prethodnim slučajevima, jer na njega dominantno utiče upravljački sklop. Stoga krenimo od dijagrama toka signala senzora pravca magnetnog polja u kompenzovanom režimu prikazanog na slici 3.2.



Slika 3.2: Dijagram toka signala senzora pravca magnetnog polja u kompenzovanom režimu

Izlaz linearnih mernih mostova, predstavljen vektorom \mathbf{u}_B , vodi se na kompenzator $\mathbf{C}(s)$ čiji je izlaz istovremeno i izlaz senzora pravca magnetnog polja u kompenzovanom režimu \mathbf{u} . Sa druge strane, izlaz kompenzatora $\mathbf{C}(s)$ zatvara povratnu sprega kroz matricu pojačanja \mathbf{P} . U praktičnim realizacijama, ova povratna sprega se formira sa dva nezavisna pojačivača snage kojima se napajaju dve ortogonalno postavljene zavojnice. Tako dobijeno magnetno polje zavojnica kompenzuje mereno magnetno polje \mathbf{H} . Dijagram praktične realizacije prikazan je na slici 3.3.



Slika 3.3: Princip generisanja polja za kompenzaciju

Kako je realna prenosna funkcija povratne sprege izrazito linearna, to matrica pojačanja \mathbf{P} predstavlja dobar model. Usvajimo da se referentna osa merenja poklapa sa stvarnom y osom matrice pojačanja, te da su P_x i P_y pojačanja u pravcu x i y osa respektivno, a da je δ_0 fazni pomak osa, odnosno, odstupanje od idealne ortogonalnosti. Tada se matrica pojačanja može predstaviti kao:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} P_x \cdot \cos \delta_0 & -P_x \cdot \sin \delta_0 \\ 0 & P_y \end{bmatrix}. \quad (3.3.20)$$

Sa druge strane, bez ulaska u detalje strukture, kompenzator $\mathbf{C}(s)$ se konstruiše tako da poseduje astatizam prvog reda, pa je u stacionarnom stanju njegov ulaz \mathbf{u}_B identički jednak nuli. Stoga možemo zaključiti da je ugao magnetnog polja ϕ koje je prisutno na magnetorezistivnim elementima mali, pa važi:

$$\begin{aligned} \sin \phi &\approx \phi, \\ \sin(3 \cdot \phi) &\approx 3 \cdot \phi. \end{aligned} \quad (3.3.21)$$

Smenom (3.3.21) u (3.3.13) dolazi se do:

$$\begin{aligned} \hat{u}_B(\phi) &= \underbrace{(1 + g_B) \cdot (e_{B,1} - e_{B,3} + e_{B,5} - e_{B,6} + e_0)}_{red=0} \\ &+ \underbrace{(1 + g_B) \cdot \frac{m_E \cdot H}{H_0} \cdot (K_B \cdot \Delta R + e_{B,2} - e_{B,4} - e_{B,7} + 3 \cdot e_{B,8})}_{red=1} \cdot \phi. \end{aligned} \quad (3.3.22)$$

Dakle, u slučaju kompenzovanog radnog režima prenosna funkcija mernog mosta je linearna, sa ekvivalentnim pojačanjem A_B i ofsetom o_B modela mernog mosta datim sa:

$$\begin{aligned} A_B &= (1 + g_B) \cdot \frac{m_E \cdot H}{H_0} \cdot (K_B \cdot \Delta R + e_{B,2} - e_{B,4} - e_{B,7} + 3 \cdot e_{B,8}), \\ o_B &= (1 + g_B) \cdot (e_{B,1} - e_{B,3} + e_{B,5} - e_{B,6} + e_0). \end{aligned} \quad (3.3.23)$$

Smenom (3.3.23) u (3.3.22) dolazi se do modela mernog mosta u kompenzovanom radnom režimu:

$$\hat{u}_B(\phi) = A_B \cdot \phi + o_B. \quad (3.3.24)$$

Očigledno da je u ovom slučaju prenosna funkcija modela mernog mosta linearna, pa je i zajednička prenosna funkcija za merne mostove smeštene u x i y osama linearna:

$$\hat{\mathbf{u}}_B(\phi) = \mathbf{A}_B \cdot \phi + \mathbf{o}_B. \quad (3.3.25)$$

Međutim, pri određivanju matrice pojačanja senzora \mathbf{A}_B treba uzeti u obzir i ugao ϕ_1 koji stvarni pravac mernog mosta smeštenog u y osi senzora zaklapa sa usvojenim referentnim pravcem, kao i fazni pomak ϕ_0 . Stoga su matrica pojačanja senzora \mathbf{A}_B i vektor ofseta modela \mathbf{o}_B dati sa:

$$\mathbf{A}_B = \begin{bmatrix} \cos \phi_1 & -\sin \phi_1 \\ \sin \phi_1 & \cos \phi_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_x \cdot \cos \phi_0 & -A_x \cdot \sin \phi_0 \\ 0 & A_y \end{bmatrix}, \quad \mathbf{o}_B = \begin{bmatrix} o_x \\ o_y \end{bmatrix}. \quad (3.3.26)$$

Znajući da je u stacionarnom stanju \mathbf{u}_B konstantno nula, shema sa slike 16 u stacionarnom stanju se može opisati kao:

$$\mathbf{A}_B \cdot (\mathbf{H}(\phi) - \mathbf{P} \cdot \hat{\mathbf{u}}(\phi)) + \mathbf{o}_B = 0. \quad (3.3.27)$$

Odnosno, posle razdvajanja promenljivih:

$$\mathbf{A}_B \cdot \mathbf{P} \cdot \hat{\mathbf{u}}(\phi) = \mathbf{A}_B \cdot \mathbf{H}(\phi) + \mathbf{o}_B. \quad (3.3.28)$$

Rešavanjem (3.3.28), dolazi se do modela senzora pravca magnetnog polja u kompenzovanom režimu:

$$\hat{\mathbf{u}}(\phi) = \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{H}(\phi) + \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{A}_B^{-1} \cdot \mathbf{o}_B. \quad (3.3.29)$$

Model (3.3.29) se može pogodno predstaviti u notaciji analognoj (3.3.17) za model senzora pravca magnetnog polja u linearnom radnom režimu, odnosno (3.3.8) za model senzora pravca magnetnog polja u direktnom radnom režimu:

$$\hat{\mathbf{u}}(\phi) = \mathbf{G} \cdot \begin{bmatrix} \cos \phi \\ \sin \phi \end{bmatrix} + \mathbf{o} + \mathbf{e}(\phi), \quad (3.3.30)$$

gde su matrica pojačanja modela \mathbf{G} i vektor ofseta modela \mathbf{o} , i rezidualna greška $\mathbf{e}(\phi)$ dati sa:

$$\mathbf{G} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{P}^{-1}, \quad \mathbf{o} = \mathbf{P}^{-1} \cdot \mathbf{A}_B^{-1} \cdot \mathbf{o}_B, \quad \mathbf{e}(\phi) = 0. \quad (3.3.31)$$

Model senzora pravca magnetnog polja u kompenzovanom radnom režimu je linearan, i opisan samo matricom pojačanja modela \mathbf{G} i vektorom ofseta modela \mathbf{o} . U nekim realizacijama ovakvog senzora se primenjuje i pomoćno magnetno polje kojim se može „obrnuti“ karakteristike magnetorezistivnih elemenata, što menja znak matrice pojačanja modela \mathbf{G} , ali ne utiče na vektor ofseta modela \mathbf{o} . Karakteristika periodično menja znak priraštaja tako da se, posle demodulacije izlaza mernih mostova, eliminiše i ofset merenja. Model (3.3.30) bi bio primenljiv i u ovom slučaju, ali bi bio opisan samo matricom pojačanja modela \mathbf{G} , dok bi ofset modela \mathbf{o} bio nula vektor.

3.3.4. Univerzalni Model

Poređenjem modela senzora pravca magnetnog polja u direktnom radnom režimu (3.3.8), sa modelom senzora pravca magnetnog polja u linearnom radnom režimu (3.3.17), kao modelom senzora pravca magnetnog polja i u kompenzovanom radnom režimu (3.3.30) može se uočiti da se oni razlikuju samo za konstantu uz ugao magnetnog polja ϕ . Stoga, neka je m_B pomoćni parametar senzora pravca magnetnog polja, određen tako da je jednak sa m_E ako je primenjen direktan radni režim, a 1 inače. Sada se model senzora pravca magnetnog polja može predstaviti nezavisno od radnog režima u obliku:

$$\begin{aligned}\phi' &= m_B \cdot \phi, \\ \hat{\mathbf{u}}(\phi') &= \mathbf{G} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\phi') \\ \sin(\phi') \end{bmatrix} + \mathbf{o} + \mathbf{e}(\phi').\end{aligned}\quad (3.3.32)$$

Rezultat merenja, odnosno približan pravac magnetnog polja, bi se mogao odrediti direktno, kao argument vektora $\hat{\mathbf{u}}$. Međutim, treba imati u vidu da bi takva naivna aproksimacija unela nedopustivo veliku grešku, pa je za praktičnu primenu potrebno transformisati model (3.3.32) u oblik pogodan za pseudo-inverziju. Drugi nedostatak modela (3.3.32) je da oblik rezidualne greške (3.3.10) i (3.3.19) nije informativan, jer direktno ukazuje samo na individualne greške konverzije komponenti vektora $\hat{\mathbf{u}}$, dok je rezultat merenja sadržan samo u njegovom argumentu. Stoga je pogodno da se u modelu senzora pravca magnetnog polja umesto rezidualne greške mernih mostova $\mathbf{e}(\phi')$ uvrsti rezidualna greška ugla magnetnog polja $\hat{e}(\phi')$, kao u:

$$\begin{aligned}\phi' &= m_B \cdot \phi, \\ \hat{\mathbf{u}}(\phi') &= \mathbf{G} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\phi' + m_B \cdot \hat{e}(\phi')) \\ \sin(\phi' + m_B \cdot \hat{e}(\phi')) \end{bmatrix} + \mathbf{o}.\end{aligned}\quad (3.3.33)$$

Kako modeli (3.3.32) i (3.3.33) moraju da budu identični, to se izjednačavanjem njihovih izlaza dolazi do:

$$\mathbf{G} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\phi') \\ \sin(\phi') \end{bmatrix} + \mathbf{o} + \mathbf{e}(\phi') = \mathbf{G} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\phi' + m_B \cdot \hat{e}(\phi')) \\ \sin(\phi' + m_B \cdot \hat{e}(\phi')) \end{bmatrix} + \mathbf{o}.\quad (3.3.34)$$

Odnosno, posle preuređivanja:

$$\begin{bmatrix} \cos(\phi') \\ \sin(\phi') \end{bmatrix} + \mathbf{G}^{-1} \cdot \mathbf{e}(\phi') = \begin{bmatrix} \cos(\phi' + m_B \cdot \hat{e}(\phi')) \\ \sin(\phi' + m_B \cdot \hat{e}(\phi')) \end{bmatrix}.\quad (3.3.35)$$

Određivanjem argumenta obe strane (3.3.35) dolazi se do transcendentnog izraza za rezidualnu grešku ugla magnetnog polja $\hat{e}(\phi')$:

$$\arg \left\{ \begin{bmatrix} \cos(\phi') \\ \sin(\phi') \end{bmatrix} + \mathbf{G}^{-1} \cdot \mathbf{e}(\phi') \right\} = \phi' + m_B \cdot \hat{e}(\phi').\quad (3.3.36)$$

Rezidualna greška ugla magnetnog polja $\hat{e}(\phi')$ se može približno odrediti u funkciji rezidualne greške mernih mostova, primenom linearne aproksimacije na model (3.3.36) u okolini nominalne radne tačke. Znajući da je gradijent argumenta vektora dat sa:

$$\nabla \arg \left\{ \begin{bmatrix} x \\ y \end{bmatrix} \right\} = \frac{1}{x^2 + y^2} \begin{bmatrix} -y \\ x \end{bmatrix},\quad (3.3.37)$$

približna vrednost leve strane (3.3.36) u okolini nominalne radne tačke je data sa:

$$\begin{aligned}\arg \left\{ \begin{bmatrix} \cos(\phi') \\ \sin(\phi') \end{bmatrix} + \mathbf{G}^{-1} \cdot \mathbf{e}(\phi') \right\} &\approx \arg \left\{ \begin{bmatrix} \cos(\phi') \\ \sin(\phi') \end{bmatrix} \right\} + \nabla \arg \left\{ \begin{bmatrix} \cos(\phi') \\ \sin(\phi') \end{bmatrix} \right\}^T \cdot \mathbf{G}^{-1} \cdot \mathbf{e}(\phi') \\ &= \phi' + \begin{bmatrix} -\sin(\phi') \\ \cos(\phi') \end{bmatrix}^T \cdot \mathbf{G}^{-1} \cdot \mathbf{e}(\phi').\end{aligned}\quad (3.3.38)$$

Konačno, posle smene (3.3.38) u (3.3.36) i preuređivanja, dolazi se do približnog izraza za rezidualnu grešku ugla magnetnog polja $\hat{e}(\phi')$ u obliku:

$$\hat{e}(\phi') \approx m_B^{-1} \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\phi') \\ \cos(\phi') \end{bmatrix}^T \cdot \mathbf{G}^{-1} \cdot \mathbf{e}(\phi'). \quad (3.3.39)$$

Uzevši u obzir da je matrica pojačanja modela \mathbf{G} konstantna u svim razmatranim slučajevima, kao i da je rezidualna greška mernih mostova $\mathbf{e}(\phi')$ harmonijska funkcija najviše trećeg reda, to je model rezidualne greške ugla magnetnog polja (3.3.39) harmonijska funkcija najviše četvrtog reda. Pregled oblika rezidualne greške ugla magnetnog polja $\hat{e}(\phi')$, u zavisnosti od primenjenog radnog režima, izvora napajanja, i postojanja parazitnog AMR elementa, predstavljen je u tabeli 3.3.2.

Tabela 3.3.2. Oblik rezidualne greške ugla magnetnog polja

PARAZITNI AMR	RADNI REŽIM	IZVOR NAPAJANJA	$\hat{e}(\phi')$
Ne	Direktni	konstantni napon	Harmonijska funkcija, treći red
Ne	Direktni	konstantna struja	= 0
Da	Direktni	konstantni napon	Harmonijska funkcija, četvrti red
Da	Direktni	konstantna struja	Harmonijska funkcija, treći red
Ne	Linearni	konstantni napon	= 0
Ne	Linearni	konstantna struja	= 0
Da	Linearni	konstantni napon	Harmonijska funkcija, četvrti red
Da	Linearni	konstantna struja	= 0
Ne	Kompenzovani	konstantni napon	= 0
Ne	Kompenzovani	konstantna struja	= 0
Da	Kompenzovani	konstantni napon	= 0
Da	Kompenzovani	konstantna struja	= 0

Naglasimo da rezidualna greška ugla magnetnog polja $\hat{e}(\phi')$ ne sadrži konstantni element ni u jednom posmatranom slučaju, što olakšava uspostavljanje referentnog položaja. Ovo je direktna posledica harmonijskog oblika rezidualne greške mernih mostova (3.3.10), (3.3.19), i (3.3.31), u kojima ne učestvuje prvi harmonik.

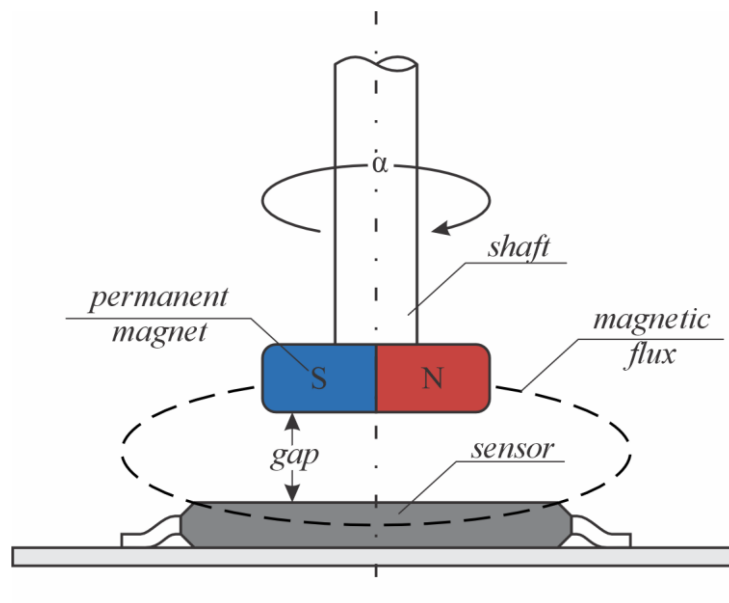
4. MERNI PROCES UGAONE POZICIJE

U prethodnom poglavlju razvijen je fizički model senzora pravca magnetnog polja, koji će u ovom poglavlju biti primenjen za određivanje modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije, te konstrukciju kompenzovanog mernog procesa ugaone pozicije.

Pored samo modela mernog procesa, biće razrađene i metode neophodne za njegovu praktičnu realizaciju primenom malih mikrokontrolera sa ograničenim računskim resursima.

4.1. Magnetorezistivni Pretvarač Ugaone Pozicije

Magnetorezistivni pretvarač ugaone pozicije prikazan je na slici 4.1. Stalan magnet je postavljen iznad magnetorezistivnog senzora pravca magnetnog polja. Istovremeno, stalan magnet je spojen sa osovinom čija se ugaona pozicija meri, tako da njegovo magnetno polje rotira zajedno sa osovinom. Pri tome je odnos ugla osovine α i ugla magnetnog polja ϕ jednak broju parova polova stalnog magneta p .



Slika 4.1: Magnetorezistivni pretvarač ugaone pozicije

Stoga, uzevši u obzir prenosne funkcije senzora pravca magnetnog polja u zavisnosti od radnog režima (2.3.1), (2.3.6), i (2.3.7) predstavljene u odeljku 2.3, opšti oblik prenosne funkcije magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije može se opisati sa:

$$\begin{aligned}u_x(\alpha) &= U \cdot \cos(m \cdot \alpha), \\u_y(\alpha) &= U \cdot \sin(m \cdot \alpha).\end{aligned}\tag{4.1.1}$$

U tabeli 4.1.1 dat je pregled parametara U i m prenosne funkcije (4.1.1) za uobičajene tehnologije izrade magnetorezistivnih senzora ugaone pozicije.

Tabela 4.1.1. Parametri prenosne funkcije magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije

RADNI REŽIM	U	m
Direktni AMR	$K_B \cdot \Delta R$	$2 \cdot p$
Direktni GMR/TMR	$K_B \cdot \Delta R$	p
Linearni AMR	$2 \cdot \frac{K_B \cdot \Delta R}{H_0} \cdot H$	p
Linearni GMR/TMR	$\frac{K_B \cdot \Delta R}{H_0} \cdot H$	p
Kompenzovani	$A \cdot H$	p

U industrijskim primenama za merenje ugaone pozicije dominantno se primenjuju senzori pravca magnetnog polja u direktnom radnom režimu, zbog male osetljivosti na magnetne smetnje. Naime, u ovim primenama intenzitet spoljašnjeg magnetnog polja je obično konstruktivni izbor, pa se može izabrati da bude značajno veći od intenziteta eventualnih magnetnih smetnji, što umanjuje njihov relativni doprinos. Ograničenja postoje samo u primeni GMR i TMR senzora pravca magnetnog polja, gde se mora obezbediti da spoljašnje magnetnog polje ne utiče na spontanu magnetizaciju referentnog sloja.

Suprotno, senzori pravca magnetnog polja u linearnom radnom režimu se primenjuju samo izuzetno, kada nije moguće postići dovoljno veliki intenzitet spoljašnjeg magnetnog polja. Ovo je slučaj pri izradi kompasa, ili kada postoji magnetna barijera između izvora spoljašnjeg magnetnog polja i senzora. Međutim, u svim ovim slučajevima tačnije merenje se može postići primenom senzora pravca magnetnog polja u kompenzovanom radnom režimu, koji eliminišu nelinearne greške magnetorezistivnih mernih mostova. Sa druge strane, elektromagneti za kompenzaciju povećavaju potrošnju i samo-grejanje senzora, što može predstavljati neprihvatljivo ograničenje za baterijski napajane uređaje.

4.2. Model Magnetorezistivnog Pretvarača Ugaone Pozicije

U prethodnom odeljku opisan je princip rada magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije, gde je pokazano da se ugaona pozicija meri indirektno, kao pravac magnetnog polja koje stvara stalni magnet postavljen na osovinu. Stoga se mogu identifikovati tri osnovna uzroka grešaka merenja: greške konverzije mehaničkog ugla u pravac magnetnog polja $e_H(\alpha)$, greške merenja uzrokovane spoljnjim magnetnim poljem smetnji e_D , i greške merenja magnetorezistivnog senzora pravca magnetnog polja opisane u odeljku 3.3.

Rezultati predstavljeni u [A:5, A:6, A:7] ukazuju da je nelinearna merna greška, koja se javlja kao posledica karakteristika stalnih magneta i mehaničkih tolerancija sistema, sporo promenljiva periodična funkcija ugaone pozicije. Stoga je izabran harmonijski funkcionalni model greške konverzije mehaničkog ugla u pravac magnetnog polja, sa parametrima e_{H0} , $e_{Ha,k}$ i $e_{Hb,k}$:

$$e_H(\alpha) = e_{H0} + \sum_{k=1}^n [e_{Ha,k} \cdot \cos(k \cdot \alpha) + e_{Hb,k} \cdot \sin(k \cdot \alpha)]. \quad (4.2.1)$$

Suprotno, analiza uticaja sporo promenljivog spoljašnjeg magnetnog polja na magnetorezistivne senzore pravca magnetnog polja [5] ukazuje da se ono manifestuje kao greška

ofseta, po prirodi nerazlučiva od greške ofseta analognog interfejsa. Stoga je dovoljno da se u primenjenom modelu senzora pravca magnetnog polja uveća procenjena greška ofseta analognog interfejsa e_0 iz (3.2.2), odnosno \mathbf{o} iz (3.3.33), tako da uključi i efekte spoljnjeg magnetnog polja.

Uzevši sve navedeno u obzir, te smenom vrednosti iz tabele 4.1.1 u model (3.3.33) dolazi se do modela realnog magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije u obliku:

$$\begin{aligned} \phi' &= m \cdot (\alpha + e_H(\alpha)), \\ \hat{\mathbf{u}}(\phi') &= \mathbf{G} \cdot \begin{bmatrix} \cos(m \cdot (\alpha + e_H(\alpha)) + m \cdot \hat{e}(m \cdot (\alpha + e_H(\alpha)))) \\ \sin(m \cdot (\alpha + e_H(\alpha)) + m \cdot \hat{e}(m \cdot (\alpha + e_H(\alpha)))) \end{bmatrix} + \mathbf{o}. \end{aligned} \quad (4.2.2)$$

Međutim, kako su i greška konverzije mehaničkog ugla u pravac magnetnog polja $e_H(\alpha)$, i rezidualna greška ugla magnetnog polja $\hat{e}(\phi')$ sporo-promenljive funkcije male amplitude, to se u (4.2.2) mogu zanemariti efekti drugog reda, tako da važi:

$$\hat{e}(m \cdot (\alpha + e_H(\alpha))) \approx \hat{e}(m \cdot (\alpha + e_{H0})). \quad (4.2.3)$$

Smenom (4.2.3) u (4.2.2) dolazi se do približnog modela realnog magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije u obliku:

$$\hat{\mathbf{u}}(\phi') = \mathbf{G} \cdot \begin{bmatrix} \cos(m \cdot (\alpha + e_H(\alpha) + \hat{e}(m \cdot (\alpha + e_{H0})))) \\ \sin(m \cdot (\alpha + e_H(\alpha) + \hat{e}(m \cdot (\alpha + e_{H0})))) \end{bmatrix} + \mathbf{o}. \quad (4.2.4)$$

Model (4.2.4) ukazuje da se magnetorezistivni pretvarač ugaone pozicije može predstaviti kao sekvencijalna tri nezavisna segmenta. Naime, uočimo da centralni segment (4.2.4) predstavljaju trigonometrijske funkcije sa identičnim argumentima, u kojima se prepoznaje kružni modulator sa celobrojnim umnoškom m . Stoga, neka je pomoćni ugao α_H ulazni signal kružnog modulatora predstavljen u mehaničkom koordinatnom sistemu, koji je prema (4.2.4) određen nelinearnim harmonijskim segmentom datim sa:

$$\alpha_H = \alpha + e_H(\alpha) + \hat{e}(m \cdot \alpha + m \cdot e_{H0}), \quad (4.2.5)$$

onda je izlaz kružnog modulatora $\hat{\mathbf{u}}_M$ dat sa:

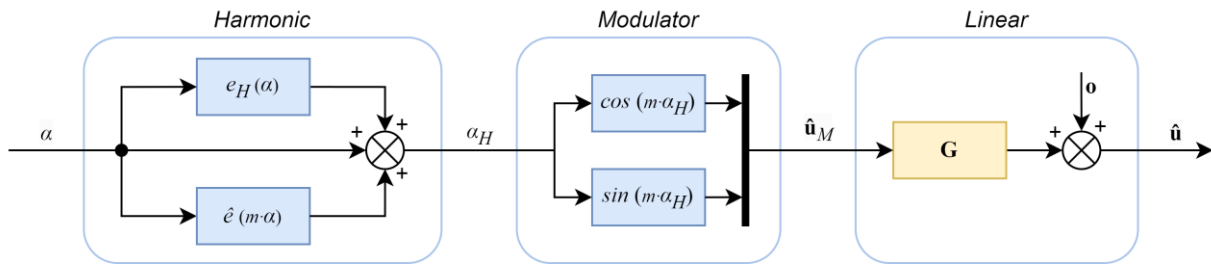
$$\hat{\mathbf{u}}_M(\alpha) = \begin{bmatrix} \cos(m \cdot \alpha_H) \\ \sin(m \cdot \alpha_H) \end{bmatrix}. \quad (4.2.6)$$

Smenom (4.2.6) u (4.2.4) dolazi se do preostalog linearnog segmenta modela, u obliku:

$$\hat{\mathbf{u}}(\alpha) = \mathbf{G} \cdot \hat{\mathbf{u}}_M(\alpha) + \mathbf{o}. \quad (4.2.7)$$

Razdvajanje linearnog i nelinearnog segmenta modela značajno olakšava praktičnu primenu, i sugerise metod za kompenzaciju merenja.

Dijagram toka signala modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije kod kojeg su eksplicitno razdvojeni linearni segment (4.2.7), kružni modulator (4.2.6), i nelinearni harmonijski segment (4.2.5) prikazan je na slici 4.2.

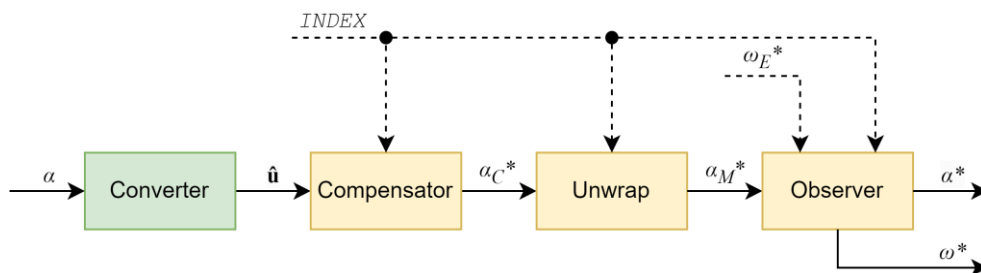


Slika 4.2: Dijagram toka signala modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije

Nažalost, model (4.2.3) je teško direktno primeniti u praksi, zbog ograničenja u primeni funkcionalnog modela greške konverzije mehaničkog ugla u pravac magnetnog polja (4.2.5). Naime, u pitanju je harmonijski model u funkciji mehaničkog ugla α , koji je u opštem slučaju poznat samo kroz svoj umnožak konstantom m . Istovremeno, rekonstrukcija originalnog ugla nije uvek moguća, pogotovu ako ne postoji spoljni referentni položaj. U takvoj situaciji je neophodno primeniti redukovani model greške konverzije mehaničkog ugla u pravac magnetnog polja, u kojem su parametri $e_{Ha,k}$ i $e_{Hb,k}$ različiti od nule samo za k deljivo sa m .

4.3. Model Mernog Procesa Ugaone Pozicije

Na slici 4.3 predstavljen je model kompenzovanog mernog procesa ugaone pozicije primenom magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije.



Slika 4.3: Model mernog procesa ugaone pozicije.

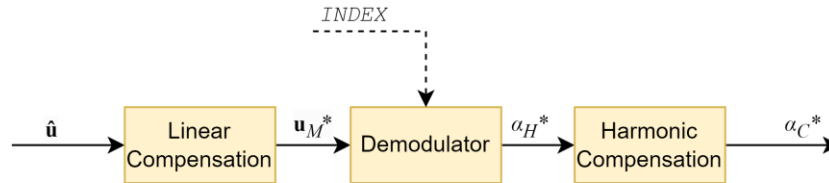
Proces merenja ugaone pozicije započinje konverzijom merene ugaone pozicije α primenom magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije. Rezultat konverzije, predstavljen vektorom $\hat{\mathbf{u}}$, se zatim procesira primenom kompenzatora merenja, u cilju kompenzovanja poznatih sistematskih grešaka konverzije čime se određuje kompenzovana procena ugaone pozicije α_C^* . U primenama kod kojih je merni opseg veći od punog ugla, neophodno je odviti (*Unwrap*) kompenzovanu procenu ugaone pozicije α_C^* da bi se odredila rekonstruisana mehanička ugaona pozicija α_M^* . Na kraju primenom linearnog observera ugaone pozicije za filtriranje šuma i dinamičku kompenzaciju rezultata, dolazi se do konačnog rezultata merenja α^* , kao i procene trenutne ugaone brzine ω^* . Pri tome, karakteristike linearnog observera se mogu dodatno unaprediti u realizacijama kod kojih je dostupna nezavisna procena trenutne ugaone brzine ω_E^* .

Sa druge strane, merni proces ugaone pozicije se može značajno unaprediti i kada je dostupan indikator prolaska kroz referentni položaj, predstavljen logičkim signalom INDEX, jer omogućava rekonstrukciju kompenzovane procene ugaone pozicije α_C^* i u realizacijama kod koji je prenosna funkcija magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije višeznačna. Slično prethodnom, ovaj indikator omogućava i rekonstruisanje mehaničke ugaone pozicije α_M^* u primenama kod kojih je radni opseg mernog procesa ugaone pozicije veći od punog ugla. Uobičajeno je da u takvim

realizacijama indikator prolaska kroz referentni položaj bude zapravo indikator krajnjeg položaja, koji se onda interpretira i kao zahtev za ponovnu inicijalizaciju linearnog observera.

4.4. Kompenzator Merenja

Blok shema kompenzatora merenja prikazana je na slici 4.4.



Slika 4.4: Kompenzator merenja.

Kompenzator merenja je konstruisan na osnovu modela (4.2.5), (4.2.6), i (4.2.7) prikazanih na slici 4.2. Svaki segment modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije je nezavisno kompenzovan da bi se, onda, dobijene kompenzacije povezale sekvencijalno u obrnutom redosledu. Stoga se prvo, primenom linearne kompenzacije, kompenzuje linearni segment modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije, čime se određuje procenjena vrednost izlaza kružnog modulatora \mathbf{u}_M^* . U sledećem koraku se demodulatorom izračunava rekonstruisana vrednost ulaznog signala kružnog modulatora, u vidu pomoćnog ugla α_H^* . Na kraju se, primenom harmonijske kompenzacije, kompenzuje nelinearni harmonijski segment modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije, čime se određuje kompenzovana procena ugaone pozicije α_C^* .

Nažalost, prema (4.2.6), argument kružnog modulatora je celobrojni umnožak pomoćnog ugla α_H , pa je prenosna funkcija kružnog modulatora višeznačna u realizacijama sa magnetorezistivnim pretvaračima ugaone pozicije kod kojih je parametar m iz tabele 4.1.1 veći od 1. Kako u tom slučaju postoji više grana inverzne funkcije, to je potpuna inverzija nemoguća. Ovo predstavlja značajan ograničavajući faktor u realizacijama u kojima je magnetorezistivni pretvarač ugaone pozicije zasnovan na AMR magnetorezistivnom senzoru u direktnom radnom režimu ili kada je primenjen stalni magnet sa višestrukim polovima.

Jedno od mogućih rešenja u ovim slučajevima je upotreba spoljnog indikatora prolaska kroz referentni položaj, predstavljenog logičkim signalom INDEX. Naime, kada je ovaj signal aktivan izlaz demodulatora se ograničava na referentnu granu inverzne prenosne funkcije. U suprotnom, demodulator prati relativne promene pomoćnog ugla α_H^* te kontinuirano prati aktivnu granu inverzne prenosne funkcije. Kako se ovaj signal koristi samo kao indikator referentne grane, njegova tačnost ne utiču na tačnost merenja.

Predloženi model je značajno kompleksniji u odnosu na postojeća rešenja, poput [14] u slučaju primene rezolvera ili [9] u slučaju primene AMR pretvarača ugaone pozicije. Posebno nepovoljna situacija se javlja kod demodulatora, koji je u postojećim rešenjima uobičajeno realizovan primenom faznog diskriminatora u sklopu zatvorene petlje observera za praćenje ugla (*Angle Tracking Observer*). Međutim, takvo rešenje nije primenljivo u ovom slučaju jer ne postoji direktan metod za konstrukciju observera čiji bi unutrašnji model inkorporirao nelinearni harmonijski segment modela ugaonog pretvarača. Sa druge strane, alternativno rešenje pri kojem bi se harmonijska kompenzacija primenila posle observera nije primenljivo. Naime, metode samokalibracija harmonijske kompenzacije [18, 22] se zasnivaju na razlici procene merne veličine na izlazu demodulatora i observera pri velikim brzinama, pa je za njihovu primenu neophodno da

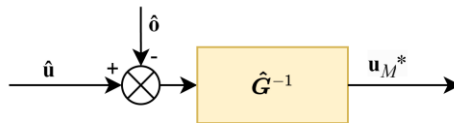
dinamika signala na izlazu demodulatora bude očuvana. Stoga je realizacija računski efikasnog demodulatora nužan preduslov za primenu ove metode u uslovima ograničenih resursa.

Još jedna specifičnost predložene metode je postojanje nezavisne linearne kompenzacije pre demodulatora. Naime, uobičajena rešenja, poput [69] koje integriše linearnu kompenzaciju sa demodulatorom, nisu primenljiva jer pretpostavljaju integraciju observera sa demodulatorom. Pored toga, ovakva rešenja zahtevaju veliki broj transcendentnih operacija, pa su izrazito računski kompleksna.

Napomenimo da najveća prednost nezavisnih komponenti kompenzatora u modelu procesa merenja, a posebno nezavisne linearne i harmonijske kompenzacije, dolazi do izražaja kada se ona posmatra u kontekstu metoda za samokalibraciju. Naime, analiza fizičkog porekla parametara modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije predstavljenog u prethodnom poglavlju ukazuje da je kratkoročna varijabilnost parametara modela dominantno posledica temperaturne zavisnosti karakteristika magnetorezistivnog senzora i analognog interfejsa. Istovremeno, pokazano je da se temperaturna zavisnost ovih karakteristika disproportionalno preslikava na parametre linearnog segmenta modela. Izdvajanje komponenti kompenzatora u modelu procesa merenja omogućava samokalibraciju linearne kompenzacije i u situacijama kada raspoloživi uzorak nije dovoljan za kalibraciju kompletnog modela, što značajno doprinosi stabilnosti tačnosti merenja.

4.4.1. Linearna Kompenzacija

Model toka signala linearne kompenzacije predstavljen je na slici 4.5.



Slika 4.5: Model linearne kompenzacije.

Linearna kompenzacija se može odrediti direktnom inverzijom linearnog segmenta modela (4.2.7). Naime, primetimo da matrica \mathbf{G} zavisi od radnog režima magnetorezistivnog senzora, pa je shodno tome određenja sa (3.3.9), (3.3.18), ili (3.3.31). Međutim, lako se pokazuje da je matrica \mathbf{G} regularna u svakom od ovih izraza, jer je determinanta samo proizvod ne-nultih elemenata na glavnoj dijagonali. Stoga, ako je matrica $\hat{\mathbf{G}}$ procena vrednosti matrice \mathbf{G} , a $\hat{\mathbf{o}}$ procena vrednosti vektora \mathbf{o} , rezultat linearne kompenzacije \mathbf{u}_M^* se može odrediti u funkciji izlaza magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije kao:

$$\mathbf{u}_M^* = \hat{\mathbf{G}}^{-1} \cdot (\hat{\mathbf{u}} - \hat{\mathbf{o}}). \quad (4.4.1)$$

Iako je ovde usvojeno da je matrica $\hat{\mathbf{G}}$ procena vrednosti matrice \mathbf{G} , primetimo da u primenama ona može biti skalirana proizvoljnim pozitivnim realnim faktorom bez uticaja na rezultat merenja. Ovo je posledica ponašanja demodulatora, na čiji izlaz ne utiče modul rezultata linearne kompenzacije \mathbf{u}_M^* , već samo njegov argument.

Napomenimo da je razmatrano i rešenje pri kojem bi se linearna kompenzacija mogla realizovati kao ekvivalentni harmonijski korektor posle demodulatora, što bi omogućilo eventualnu integraciju sa već postojećom harmonijskom kompenzacijom. Nažalost, red zajedničkog harmonijskog korektora u takvoj realizaciji bi bio veći od reda već postojećeg harmonijskog korektora, pa se ovim postupkom ne postiže poboljšanje računске efikasnosti.

4.4.2. Harmonijska Kompenzacija

Određivanje prenosne funkcije harmonijske kompenzacije se može započeti inverzijom nelinearnog harmonijskog segmenta modela (4.2.5), i primenom tako dobijenog rezultata sa rekonstruisanom vrednošću pomoćnog ugla α_H^* , čime se dolazi do prenosne funkcije harmonijske kompenzacije u implicitnom obliku:

$$\alpha_C^* = \alpha_H^* - e_H(\alpha_C^*) - \hat{e}(m \cdot \alpha_C^*). \quad (4.4.2)$$

Uzevši u obzir da su obe funkcije na desnoj strani (4.4.2), $e_H(\alpha_C^*)$ i $\hat{e}(m \cdot \alpha_C^*)$, harmonijske funkcije po uglu α_C^* , to je i njihov zbir harmonijska funkcija. Stoga, uvedimo funkciju harmonijskog korektora $h(\alpha_C^*)$ i konstantno harmonijsko odstupanje h_0 , tako da važi:

$$h_0 + h(\alpha_C^*) = e_H(\alpha_C^*) + \hat{e}(m \cdot \alpha_C^*), \quad (4.4.3)$$

i

$$h(\alpha_C^*) = \sum_{k=1}^n [a_k \cos(k \cdot \alpha_C^*) + b_k \sin(k \cdot \alpha_C^*)], \quad (4.4.4)$$

gde su a_k i b_k parametri modela, a n red harmonijskog korektora, tako da je prenosna funkcija harmonijske kompenzacije data sa:

$$\alpha_C^* = \alpha_H^* - h_0 - h(\alpha_C^*). \quad (4.4.5)$$

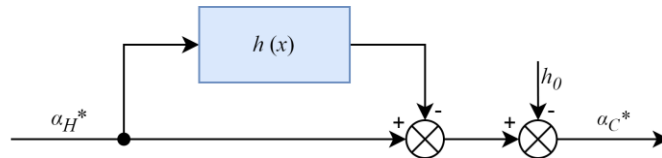
Nažalost, upotrebnost vrednost implicitnog modela (4.4.5) je ograničena, zbog postojanja zatvorene algebarske petlje koja bi se morala iterativno rešavati u realnom vremenu, a da pri tome ne postoje garancije konvergencije niti jedinstvenosti rešenja. Umesto toga, primetimo da je maksimalna amplituda harmonijske korekcije (4.4.5) u praksi manja od 1.5° , pa u prvoj aproksimaciji važi:

$$\alpha_C^* \approx \alpha_H^*. \quad (4.4.6)$$

Kako je harmonijski korektor (4.4.4) glatka sporo-promenljiva funkcija, primena aproksimacije (4.4.6) na argument harmonijskog korektora u (4.4.3) neće dovesti do značajne greške, pa je:

$$\alpha_C^* = \alpha_H^* - h_0 - h(\alpha_H^*). \quad (4.4.7)$$

Rezultirajući model toka signala harmonijske kompenzacije predstavljen je na slici 4.6.



Slika 4.6: Model toka signala harmonijske kompenzacije.

U praktičnim realizacijama harmonijski korektor (4.4.4) je relativno malog reda, što je direktna posledica malih harmonijskih redova funkcija $e_H(\alpha_C^*)$ i $\hat{e}(m \cdot \alpha_C^*)$. Posmatrajući uobičajeno rešenje kod kojeg je u magnetorezistivnom pretvaraču ugaone pozicije primenjen stalni magnet sa jednim parom polova, prema modelu iz odeljka 4.2 ova prenosna funkcija ima najviše tri harmonika. Stoga se praktična realizacija harmonijske kompenzacije može ostvariti primenom tabele trigonometrijskih funkcija, bez većeg uticaja na performanse. Alternativno, kako je harmonijska kompenzacija jednoznačna funkcija svog argumenta bez memorije, moguća je i

realizacija pri kojoj su sve vrednosti harmonijskog korektora unapred pripremljene u tabeli. Ovome pogoduje i mala amplituda samog korektora, što omogućava da čak i direktna LUT realizacija bez interpolacije poseduje zadovoljavajuću tačnost.

4.5. Metoda za Demodulaciju

Izbor metode za demodulaciju značajno zavisi od vrednosti parametra m magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije iz table 2.4.1. Metoda je posebno jednostavna kada je $m=1$, jer je tada dovoljno odrediti argument vektora \mathbf{u}_M^* , kao u:

$$\alpha_H^* = \arg(\mathbf{u}_M^*) \mid m=1. \quad (4.5.1)$$

U svim ostalim slučajevima je neophodna rekonstrukcija originalnog ugla. Naime, inverzna prenosna funkcija kružnog modulatora sa celobrojnim umnoškom m se može odrediti samo do nivoa celobrojnog signala k , kao u:

$$\begin{aligned} \alpha_H^* &= m^{-1} \cdot (\arg(\mathbf{u}_M^*) + 2 \cdot k \cdot \pi), \\ 0 &\leq k < m, \quad k \in \mathbb{Z}, \\ -\pi &\leq \alpha_H^* < \pi. \end{aligned} \quad (4.5.2)$$

Signal k iz (4.5.2) se može interpretirati i kao indeks aktivne grane inverzne funkcije prenosa, pa je u osnovi zadatka rekonstrukcije pomoćnog ugla α_H^* određivanje optimalne strategije za njen izbor. Radi se o poznatom problemu odvijanja faze (*Phase Unwrapping*), sa uobičajenim rešenjem opisanim u [70] i [71]. Ovde je, međutim, primenjen drugačiji pristup, za koji se pokazalo da ima neznatno bolju računsku efikasnost dok se, istovremeno, značajno lakše integriše sa ostalim elementima sistema.

U predloženom rešenju, optimalne strategija za određivanje vrednosti celobrojnog signala k se svodi na limitiranje maksimalnog priraštaja izlaza demodulatora α_H^* . Naime, primetimo da je u uobičajenim primenama ugaona pozicija sporo-promenljiva veličina u odnosu na frekvencu uzrokovanja, pa se može zaključiti da su rezultati dva uzastopna merenja bliski. Stoga usvojimo da je najveći dopušteni priraštaj rekonstruisane vrednosti pomoćnog ugla α_H^* takav da uzastopni uzorci pripadaju susednim ili istim granama inverzne funkcije modulatora, odnosno da važi:

$$-\frac{\pi}{m} < \Delta(\alpha_H^*) < \frac{\pi}{m}. \quad (4.5.3)$$

Neka je ϕ_H^* rekonstruisana vrednost pomoćnog ugla α_H^* u električnom koordinatnom sistemu, tako da je

$$\phi_H^* = m \cdot \alpha_H^*, \quad (4.5.4)$$

odnosno, da je prenosna funkcija demodulatora izvedena iz (4.5.2) data sa:

$$\begin{aligned} \phi_H^* &= \arg(\mathbf{u}_M^*) + 2 \cdot k \cdot \pi, \\ 0 &\leq k < m, \quad k \in \mathbb{Z}, \\ -m \cdot \pi &\leq \phi_H^* < m \cdot \pi. \end{aligned} \quad (4.5.5)$$

Uslov (4.5.3) u novom koordinatnom sistemu ne zavisi od parametra m sistema, te je pojednostavljen na:

$$-\pi < \Delta(\phi_H^*) < \pi. \quad (4.5.6)$$

Istovremeno, priraštaj rekonstruisanog pomoćnog ugla u električnom koordinatnom sistemu ϕ_H^* je identičan priraštaju argumenta vektora \mathbf{u}_M^* do aditivnog celobrojnog umnoška punog ugla, kao u:

$$\Delta(\phi_H^*) = \Delta(\arg(\mathbf{u}_M^*)) + 2 \cdot \Delta k \cdot \pi, \quad \Delta k \in \mathbb{Z}. \quad (4.5.7)$$

Stoga je potrebno da se u svakom ciklusu merenja odredi nova vrednost k iz (4.5.5) tako da priraštaj rekonstruisanog pomoćnog ugla u električnom koordinatnom sistemu ϕ_H^* iz (4.5.7) zadovoljava (4.5.6). U tom cilju uvedimo funkciju $g_1(x)$ koja ciklično redukuje svoj argument na opseg od $-\pi$ do π , kao u:

$$g_1(x) = x - 2 \cdot \pi \cdot \left\lfloor \frac{x + \pi}{2 \cdot \pi} \right\rfloor. \quad (4.5.8)$$

Primenimo (4.5.8) na obe strane (4.5.7):

$$g_1(\Delta(\phi_H^*)) = g_1(\Delta(\arg(\mathbf{u}_M^*)) + 2 \cdot \Delta k \cdot \pi), \quad \Delta k \in \mathbb{Z}. \quad (4.5.9)$$

Međutim, zbog ograničenja (4.5.6) funkcija $g_1(x)$ ne utiče na levu stranu (4.5.9). Istovremeno, vrednost funkcije $g_1(x)$ se ne menja ako se njenom argumentu doda ceo broj punih uglova, pa stoga ne utiče ni Δk punih uglova sa desne strane (4.5.9), tako da važi:

$$\Delta(\phi_H^*) = g_1(\Delta(\arg(\mathbf{u}_M^*))). \quad (4.5.10)$$

Odnosno, kada se priraštaj u (4.5.10) prikaže u diskretnom obliku:

$$\phi_H^* \cdot (1 - z^{-1}) = g_1(\arg(\mathbf{u}_M^*) \cdot (1 - z^{-1})). \quad (4.5.11)$$

Međutim, iz (4.5.7), (4.5.8) i (4.5.11) sledi da je razlika vrednosti argumenta vektora \mathbf{u}_M^* i pomoćnog ugla u električnom koordinatnom sistemu ϕ_H^* uvek celobrojni umnožak punog ugla. Stoga, ako se u (4.5.11) umesto zakašnjenja vrednosti argumenta vektora \mathbf{u}_M^* upotrebi zakašnjenje vrednosti pomoćnog ugla u električnom koordinatnom sistemu ϕ_H^* , argument funkcije $g_1(x)$ se menja za ceo broj punih uglova što ne utiče na njenu vrednost. Ako primenimo ovu zamenu u (4.5.11), i preuredimo dobijeni izraz, metod demodulacije se može predstaviti u obliku:

$$\phi_H^* = g_1(\arg(\mathbf{u}_M^*) - \phi_H^* \cdot z^{-1}) + \phi_H^* \cdot z^{-1}. \quad (4.5.12)$$

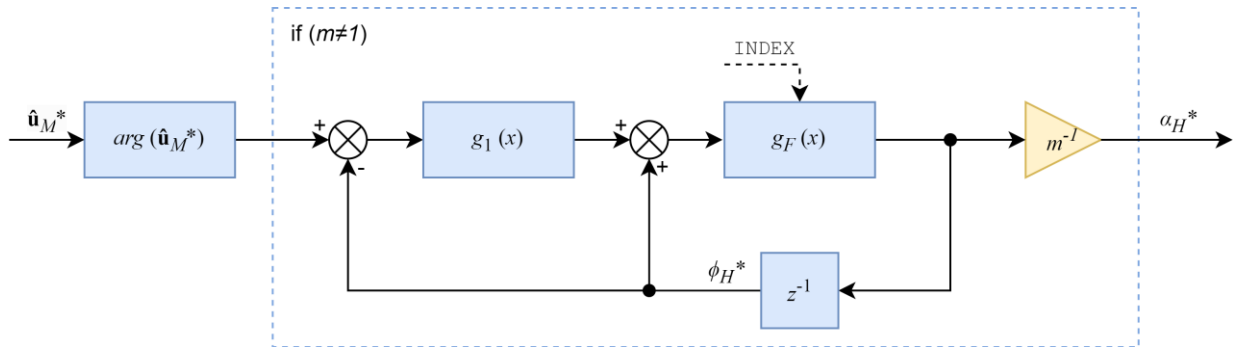
Sa druge strane, prema (4.5.5) stvarna vrednost pomoćnog ugla ϕ_H^* je ciklična, pa je i rezultat (4.5.12) potrebno ciklično redukovati na opseg od $-\pi m$ do πm . Suprotno, kada je aktivan indikator prolaska kroz referentni položaj INDEX sistem fizički prolazi kroz referentnu granu inverzne funkcije modulatora, pa se stvarni opseg signala ϕ_H^* nalazi u opsegu od $-\pi$ do π u okolini referentne grane inverzne funkcije. Stoga uvedimo prvo pomoćnu funkciju $g_m(x)$ koja, slično funkciji $g_1(x)$ iz (4.5.8), ciklično redukuje svoj argument na opseg od $-\pi m$ do πm , kao:

$$g_m(x) = x - 2 \cdot m \cdot \pi \cdot \left\lfloor \frac{x + m \cdot \pi}{2 \cdot m \cdot \pi} \right\rfloor. \quad (4.5.13)$$

Dalje, uvedimo pomoćnu funkciju $g_F(x)$ koja svodi aritmetički rezultat akumulacije na stvaran opseg pomoćnog ugla ϕ_H^* u zavisnosti od logičke vrednosti signala INDEX, kao u:

$$g_F(x) = \begin{cases} g_1(x) + 2 \cdot \pi \cdot k_0, & \text{INDEX} \\ g_m(x), & \overline{\text{INDEX}} \end{cases}, \quad (4.5.14)$$

gde celobrojni parametar k_0 određuje referentnu granu inverzne funkcije, te predstavlja konstruktivnu karakteristiku sistema. Primetimo još da $g_F(x)$ iz (4.5.14) menja svoj argument za ceo broj punih uglova, nezavisno od logičke vrednosti signala INDEX, pa njeno uvođenje u procesiranje pomoćnog ugla ϕ_H^* neće uticati na izračunati priraštaj prema (4.5.10). Stoga se dolazi do modela toka signala demodulatora u obliku prikazanom na slici 4.7.



Slika 4.7: Model toka signala demodulatora.

Demodulator na slici 4.7 se sastoji od tri osnovna bloka, od kojih prvi izračunava argument vektora \mathbf{u}_M^* . Rezultat se procesira u nelinearnom diskretnom paru diferencijator – integrator, gde je nelinearna funkcija $g_1(x)$ smeštena u direktnoj grani diferencijatora, dok se nelinearna funkcija $g_F(x)$ nalazi u direktnoj grani integratora. Na kraju, rezultat se konvertuje iz električnog u mehanički koordinatni sistem. U specijalnom slučaju kada je $m=1$, demodulator se sastoji samo od prvog bloka.

Primetimo još da je za ponašanje demodulatora dovoljno da indikator prolaska kroz referentni položaj bude sporadično generisan, odnosno, da je dopušteno da neki prolasci kroz referentni položaj ne budu detektovani. Stoga su prihvatljiva rešenja u kojima je sam signal INDEX generisan nepouzdanim metodama, poput referenciranja krajnjeg položaja.

4.6. Celobrojni Demodulator

U prethodnom odeljku izvedena je metoda za demodulaciju koja je, nažalost, izrazito računski zahtevna. Naime, pored višestrukih operacija deljenja, metoda koristi i transcendentalnu funkciju za određivanje argumenta vektora. Kako se metoda izvršava pri svakom merenju, od posebnog interesa je njena računski efikasna realizacija, pogodna za ograničene resurse 8-bitnih mikrokontrolera.

Realizacija celobrojnog demodulatora je zasnovana na primeni CORDIC (*Coordinate Rotation Digital Computer*) algoritma [72] za određivanje argumenta vektora. Postupak započinje rotacijom ulaznog vektora \mathbf{u}_M^* za ugao π ako je njegova x komponenta negativna, tako da se problem svede na I i IV kvadrant koordinatnog sistema. Rezultat se dekomponuje u vektor $[x_0, y_0]$, od kojeg se generiše niz vektora $[x_{i+1}, y_{i+1}]$ rotiranjem prethodnog elementa niza pogodno izabranim uglom ϕ_i . Uglovi ϕ_i su izabrani tako da približavaju niz vektora $[x_{i+1}, y_{i+1}]$ x osi koordinatnog sistema, a da su pri tome same rotacije vektora računski efikasne. Konačno, argument ulaznog vektora je suma niza uglova ϕ_i , eventualno korigovan za ugao π ako je ulazni vektor \mathbf{u}_M^* rotiran pre dekompozicije.

Sa druge strane, posmatrajmo niz matrica $\mathbf{R}(\phi_i)$ koje odgovaraju nizu uglova ϕ_i , datih sa:

$$\mathbf{R}(\varphi_i) = \begin{bmatrix} \cos(\varphi_i) & -\sin(\varphi_i) \\ \sin(\varphi_i) & \cos(\varphi_i) \end{bmatrix} \quad (4.6.1)$$

Znajući da je φ_i ograničen na opseg od $-\pi/2$ do $\pi/2$, tako da je kosinus ugla φ_i uvek pozitivan, matrica rotacije $\mathbf{R}(\varphi_i)$ može predstaviti u funkciji od tangensa ugla kao:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}(\varphi_i) &= \frac{1}{\cos(\varphi_i)} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\tan(\varphi_i) \\ \tan(\varphi_i) & 1 \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{\sqrt{1 + \tan^2(\varphi_i)}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\tan(\varphi_i) \\ \tan(\varphi_i) & 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.6.2)$$

Konačno, ako uvedemo restrikciju za niz φ_i , tako da važi:

$$\tan(\varphi_i) = \pm 2^{-i}, \quad (4.6.3)$$

matrica rotacije $\mathbf{R}(\varphi_i)$ postaje:

$$\mathbf{R}(\varphi_i) = \frac{1}{\sqrt{1 + 2^{-2i}}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & \mp 2^{-i} \\ \pm 2^{-i} & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.6.4)$$

Prisetimo da restrikcija (4.6.3) ograničava izbor ugla rotacije φ_i u svakom koraku algoritma za određivanje argumenta vektora, pa je dovoljno odrediti znak ugla φ_i kojim se vektor $[x_{i+1}, y_{i+1}]$ približava x osi koordinatnog sistema. Uzevši u obzir da se niz vektora $[x_i, y_i]$ nalazi u desnoj poluravni koordinatnog sistema, ova odluka se može doneti na osnovu znaka y_i komponente vektora iz prethodnog koraka. Stoga magnituda vektora u nizu nije od značaja za ispravan rad algoritma, pa se umesto matrice rotacije $\mathbf{R}(\varphi_i)$ mogu primeniti i efikasnije denormalizovane matrice rotacije $\mathbf{R}^*(\varphi_i)$ date sa:

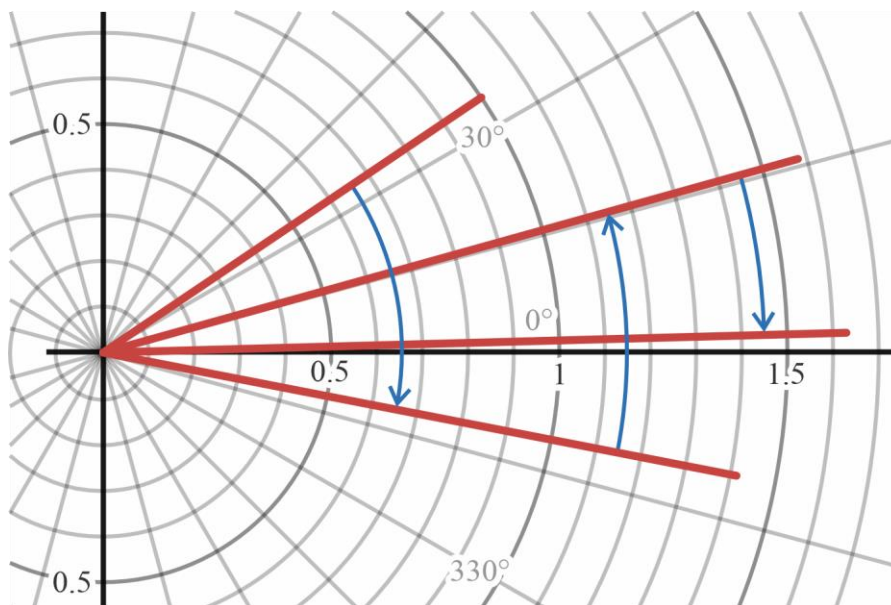
$$\mathbf{R}^*(\varphi_i) = \begin{bmatrix} 1 & \mp 2^{-i} \\ \pm 2^{-i} & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.6.5)$$

Napomenimo da proizvod faktora izostavljenih iz (4.6.5) konvergira ka konstantnoj vrednosti od 0.607, čemu odgovara relativan rast magnitude vektora u nizu za faktor 1.647. Ovo ne predstavlja praktičan problem, osim što je potrebno predvideti dovoljan pretek širine u radnim registrima. Konačno, ako je β_i tekuća suma uglova rotacije, jedna iteracija ovog algoritma se može opisati sa:

$$\begin{aligned} s_i &= \text{sgn}(y_i), \\ \Delta\beta_i &= \arctan(2^{-i}), \\ x_{i+1} &= x_i + s_i \cdot y_i \cdot 2^{-i}, \\ y_{i+1} &= y_i - s_i \cdot y_i \cdot 2^{-i}, \\ \beta_{i+1} &= \beta_i + s_i \cdot \Delta\beta_i. \end{aligned} \quad (4.6.6)$$

Prisetimo i da je $\Delta\beta_i$ niz konstanti, nezavisnih od argumenta algoritma. Kako se u tipičnim primenama ovog algoritma izvršava 8 do 16 iteracija, podrazumevano da je ovaj niz unapred izračunat, i smešten u tabelu.

Primer izvršenja prve tri iteracije (4.6.6) ovog algoritma predstavljen je na slici 4.8.



Slika 4.8: Primer prve tri iteracije algoritma za određivanje argumenta vektora.

Iz primera sa slike 4.8 se vidi da prelazni proces nije monoton, pa je potrebno obratiti pažnju na broj iteracija potrebnih za zadatu tačnost, pa primena u realizaciji demodulatora zahteva pažljiv kompromis. Naime, iako mnogi savremeni mikrokontroleri imaju zaseban hardver za akceleraciju CORDIC iteracija, poput [73] i [74], ili dopuštaju optimizovanu realizaciju primenom FPGA [75, 76], to nije slučaj kod mikrokontrolera koji se obično primenjuju za izradu senzora i aktuatora. Šta više, mnogi od njih, poput [77], nemaju *barrel*-pomerač već se logičko pomeranje izvršava bit-sekvencijalno. Stoga je neophodno pažljivo izabrati dužine različitih registara, a posebno x_i i y_i koji se pomeraju u svakoj iteraciji.

Jednačina (4.6.6) je invarijantna na izbor celobrojne reprezentacije ugla β_i , dokle god je ista takva reprezentacija upotrebljena za tabelu niza $\Delta\beta_i$. Međutim, u konkretnoj primeni pogodno je da se izabere celobrojna reprezentacija u kojoj je π predstavljen stepenom dvojke, jer se time pojednostavljuje realizacija funkcije $g_l(x)$. Naime, neka je X celobrojna reprezentacija broja x , S faktor za konverziju iz celobrojne reprezentacije u realnu vrednost, a N_{PI} broj bitova u reprezentaciji π , tako da važi:

$$x = S \cdot X, \quad S = \frac{\pi}{2^{N_{PI}}}. \quad (4.6.7)$$

Neka je, dalje, $G_m(X)$ celobrojni ekvivalent funkcije $g_m(x)$, tako da važi:

$$G_m(X) = S^{-1} \cdot g_m(X \cdot S). \quad (4.6.8)$$

Odnosno, posle smene (4.5.13) u (4.6.8), te eliminisanje konstante π pomoću (4.6.7):

$$\begin{aligned} G_m(X) &= S^{-1} \cdot \left(X \cdot S - 2 \cdot m \cdot \pi \cdot \left\lfloor \frac{X \cdot S + m \cdot \pi}{2 \cdot m \cdot \pi} \right\rfloor \right) \\ &= S^{-1} \cdot \left(X \cdot S - 2 \cdot m \cdot 2^{N_{PI}} \cdot S \cdot \left\lfloor \frac{X \cdot S + m \cdot 2^{N_{PI}} \cdot S}{2 \cdot m \cdot 2^{N_{PI}} \cdot S} \right\rfloor \right). \end{aligned} \quad (4.6.9)$$

Konačno, posle sređivanja (4.6.9) dolazi se do celobrojnog ekvivalentnog funkcije $g_m(x)$ u obliku:

$$G_m(X) = X - 2 \cdot m \cdot 2^{N_{PI}} \cdot \left\lfloor \frac{X + m \cdot 2^{N_{PI}}}{2 \cdot m \cdot 2^{N_{PI}}} \right\rfloor. \quad (4.6.10)$$

Međutim, kada je parametar m stepen dvojke deljenje, odsecanje, i množenje u umanjioocu iz (4.6.10) se može zameniti sa bit-po-bit konjunkcijom (*Bitwise And*), pa je:

$$G_m(X) = X - \text{AND}(X + m \cdot 2^{N_{PI}}, 2 \cdot m \cdot 2^{N_{PI}} - 1) \mid \text{AND}(m, m-1) = 0. \quad (4.6.11)$$

Kako (4.6.11) važi za svako m koji je stepen dvojke, to važi i u specijalnom slučaju pomoćne funkcije $g_I(x)$, što omogućava njenu efikasnu realizaciju. Šta više, pogodnim izborom konstante N_{PI} bit-po-bit konjunkcija iz (4.6.11) može postati prirodna posledica dužine registra, pa se (4.6.11) svodi na uobičajenu operaciju celobrojnog oduzimanja kroz prekoračenje.

Dobijeni rezultat se može primeniti i za određivanje celobrojnog ekvivalentna funkcije $g_F(x)$, $G_F(X)$. Prema (4.5.14), u slučaju kada je signal INDEX aktivan, prenosna funkcija $G_F(X)$ se lako određuje kao suma $G_1(X)$ i konstante $2 \cdot \pi \cdot S^{-1} \cdot k_0$. Sa druge strane, kada signal INDEX nije aktivan potrebno je razdvojiti slučajeve u zavisnosti od toga da li je m stepen dvojke. Naime, kada je m stepen dvojke izraz (4.6.11) je moguće direktno primeniti. U suprotnom, kada m nije stepen dvojke, mora se pribeći inkrementalnom metodu, znajući da je priraštaj prenosne funkcije $g_F(x)$ ograničen sa (4.5.6). Stoga, uvedimo inkrementalnu prenosnu funkciju $G_{\Delta F}(X)$, tako da važi:

$$G_{\Delta F}(X) = \begin{cases} X - m \cdot 2^{N_{PI}}, & X \geq m \cdot 2^{N_{PI}} \\ X + m \cdot 2^{N_{PI}}, & X < m \cdot 2^{N_{PI}} \\ X, & \text{else} \end{cases}. \quad (4.6.12)$$

Kombinovanjem realizacija u svim navedenim slučajevima sa njihovim uslovima, dolazi se do celobrojnog ekvivalentna funkcije $g_F(x)$ u obliku:

$$G_F(X) = \begin{cases} G_1(X) + K_0, & \text{INDEX} \\ G_m(X), & \overline{\text{INDEX}} \wedge \text{AND}(m, m-1) = 0, \\ G_{\Delta F}(X), & \overline{\text{INDEX}} \wedge \text{AND}(m, m-1) \neq 0 \end{cases} \quad (4.6.13)$$

$$K_0 = 2 \cdot 2^{N_{PI}} \cdot k_0.$$

Konačno, celobrojno deljenje konstantom m pri prelasku iz električnog u mehanički koordinatni sistem se može zameniti celobrojnim množenjem recipročnom vrednošću, uz eventualnu korekciju poslednjeg bita, kako je to opisano u [78] i [79].

Dobijeni celobrojni demodulator je, po strukturi, identičan demodulatoru predstavljenom na slici 4.7 kada se svaki blok ponaosob zameni metodama iz ovog odeljka. Međutim, za razliku osnovne metode demodulacije, celobrojni demodulator nema ni transcendentalne funkcije ni deljenja, niti zahteva operacije sa pokretnim zarezom, pa je pogodan za realizaciju u mikrokontrolerskim sistemima sa ograničenim računskim resursima.

4.7. Rekonstrukcija Mehaničke Pozicije

Rezultat harmonijske kompenzacije (4.4.7) se obrađuje u bloku za odvijanje ugaone pozicije. Naime, u praktičnim primenama se javlja potrebna za merenje mehaničke ugaone pozicije sa opsegom većim od punog ugla, dok je rezultat harmonijske kompenzacije α_C^* normalizovan na opseg od $-\pi$ do π , pa je neophodna rekonstrukcija mehaničke ugaone pozicije, uz posebnu pažnju na ponašanje na krajevima mernog opsega. Alternativno rešenje, pri kojem bi se rekonstrukcija

mehaničke ugaone pozicije izvela u sklopu demodulatora, se pokazalo kao manje efikasno, zbog negativnih efekata na računsku složenost harmonijskog korektora.

Stoga, neka je α_M^* rekonstruisana mehanička ugaona pozicija. Kako je kompenzovana procena ugaone pozicije α_C^* identična rekonstruisanoj vrednosti mehaničke ugaone pozicije normalizovane na opseg od $-\pi$ do π , to je njihova razlika k punih uglova, kao u:

$$\alpha_M^* = \alpha_C^* + 2 \cdot k \cdot \pi, \quad k \in \mathbb{Z}. \quad (4.7.1)$$

Postupak rekonstrukcije mehaničke ugaone pozicije je sličan postupku primenjenom za rekonstrukciju pomoćnog ugla α_H^* u metodi demodulacije, gde se predložena strategija za izbor optimalne vrednosti celobrojnog signala k svodi na limitiranje maksimalnog priraštaja rekonstruisane mehaničke ugaone pozicije α_M^* . Dakle, uvedimo uslov da je najveći dopušteni priraštaj rekonstruisane mehaničke ugaone pozicije takav da je apsolutna razlika celobrojnog signala k u uzastopnim uzorcima ne bude veća od jedan, odnosno da važi:

$$-\pi < \Delta(\alpha_M^*) < \pi. \quad (4.7.2)$$

Istovremeno, priraštaji (4.7.1) je dat sa:

$$\Delta(\alpha_M^*) = \Delta(\alpha_C^*) + 2 \cdot \Delta k \cdot \pi, \quad \Delta k \in \mathbb{Z}. \quad (4.7.3)$$

Primenimo funkciju $g_1(x)$ definisanu u (4.5.8) na obe strane (4.7.3):

$$g_1(\Delta(\alpha_M^*)) = g_1(\Delta(\alpha_C^*) + 2 \cdot \Delta k \cdot \pi), \quad \Delta k \in \mathbb{Z}. \quad (4.7.4)$$

Međutim, vrednost funkcije $g_1(x)$ se ne menja ako se njenom argumentu doda ceo broj punih uglova pa stoga ne utiče ni Δk punih uglova sa desne strane (4.7.4). Istovremeno, zbog ograničenja (4.7.2) funkcija $g_1(x)$ ne utiče na levu stranu (4.7.4), pa se (4.7.4) može pojednostaviti na:

$$\Delta(\alpha_M^*) = g_1(\Delta(\alpha_C^*)). \quad (4.7.5)$$

Odnosno, kada se priraštaj u (4.7.5) prikaže u diskretnom obliku:

$$\alpha_M^* \cdot (1 - z^{-1}) = g_1(\alpha_C^* \cdot (1 - z^{-1})). \quad (4.7.6)$$

Prema (4.7.1), ako se u (4.7.6) umesto zakašnjenje kompenzovane procene ugaone pozicije α_C^* upotrebi zakašnjenja vrednost rekonstruisane mehaničke ugaone pozicije α_M^* , argument funkcije $g_1(x)$ se menja za ceo broj punih uglova što ne utiče na njenu vrednost. Ako primenimo ovu zamenu u (4.7.6), dolazi se do izraza za rekonstruisanu mehaničku ugaonu poziciju u obliku:

$$\alpha_M^* = g_1(\alpha_C^* - \alpha_M^* \cdot z^{-1}) + \alpha_M^* \cdot z^{-1}. \quad (4.7.7)$$

Sa druge strane, (4.7.7) ne zadovoljava uslove na krajevima mernog opsega, gde je potrebno da rekonstruisana mehanička ugaona pozicija bude ograničena na radni opseg. Takođe, kada je aktivan indikator prolaska kroz referentni položaj INDEX sistem fizički prolazi kroz referentnu mehaničku poziciju, pa se rekonstruisana mehanička ugaona pozicija α_M^* nalazi u opsegu od $-\pi$ do π u okolini referentnog ugla.

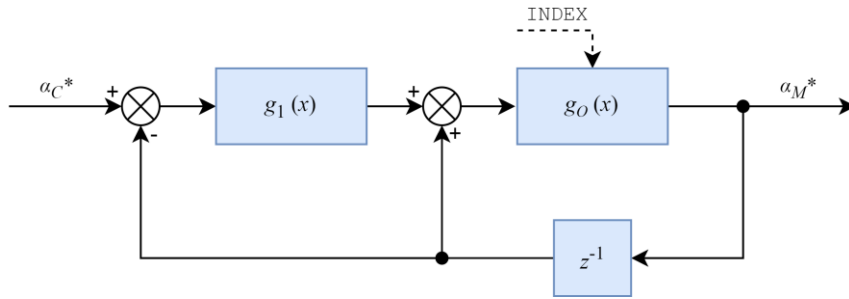
Neka su k_{\min} i k_{\max} granice opsega celobrojnog signala k , a k_1 vrednost celobrojnog signala k pri kojem se generiše logički signal INDEX. Uvedimo pomoćnu funkciju $g_{SAT}(x)$ koja ograničava vrednost celobrojnog signala k u aritmetičkom rezultatu akumulacije na stvaran opseg, kao u:

$$g_{SAT}(x) = \begin{cases} g_1(x) + 2 \cdot \pi \cdot k_{\min}, & x < \pi \cdot (2 \cdot k_{\min} - 1) \\ g_1(x) + 2 \cdot \pi \cdot k_{\max}, & x \geq \pi \cdot (2 \cdot k_{\max} + 1) \\ x, & \text{else} \end{cases} \quad (4.7.8)$$

Dalje, uvedimo pomoćnu funkciju $g_O(x)$ koja svodi aritmetički rezultat akumulacije na stvaran opseg mehaničke ugaone pozicije α_M^* u zavisnosti od logičke vrednosti signala INDEX, kao u:

$$g_O(x) = \begin{cases} g_1(x) + 2 \cdot \pi \cdot k_1, & \text{INDEX} \\ g_{SAT}(x), & \overline{\text{INDEX}} \end{cases}, \quad (4.7.9)$$

Primitimo još da $g_O(x)$ iz (4.7.9) menja svoj argument za ceo broj punih uglova, nezavisno od logičke vrednosti signala INDEX, pa njeno uvođenje u izračunavanje rekonstruisane mehaničke ugaone pozicije α_M^* neće uticati na izračunati priraštaj prema (4.7.7). Stoga se dolazi do modela toka signala sklopa za rekonstrukciju mehaničke ugaone pozicije u obliku prikazanom na slici 4.9.



Slika 4.9: Sklop za rekonstrukciju mehaničke ugaone pozicije.

Struktura sklopa za rekonstrukciju mehaničke ugaone pozicije se sastoji od nelinearnog diskretnom para diferencijator – integrator, gde je nelinearna funkcija $g_I(x)$ smeštena u direktnoj grani diferencijatora, dok se nelinearna funkcija $g_O(x)$ nalazi u direktnoj grani integratora. Napomenimo da je za ispravno funkcionisanje sklopa neophodno da kretanje sistema bude fizički ograničeno na opseg određen sa k_{\min} i k_{\max} čak i u prisustvu šuma, ali i da istovremeno može da dosegne granice opsega. Formalno, ako su α_{\min} i α_{\max} fizičke granice merene ugaone pozicije α , onda mora da važi:

$$\begin{aligned} -\pi < \alpha_{\min} - 2 \cdot \pi \cdot k_{\min} < \pi, \\ -\pi < \alpha_{\max} - 2 \cdot \pi \cdot k_{\max} < \pi. \end{aligned} \quad (4.7.10)$$

U suprotnom, kada uslov (4.7.10) nije ispunjen, u paru diferencijator – integrator u sklopu za rekonstrukciju mehaničke ugaone će akumulirati grešku jednaka celom broju punih uglova.

U cilju efikasne realizacije, razvijene su celobrojne ekvivalentni pomoćnih nelinearnih funkcija $g_{SAT}(x)$ i $g_O(x)$ primenom celobrojne reprezentacije (4.6.7) i funkcije (4.6.11). Tako se, smenom ovih izraza u (4.7.8) lako se dolazi do celobrojnog ekvivalenta funkcije $g_{SAT}(x)$, $G_{SAT}(X)$, u obliku:

$$G_{SAT}(X) = \begin{cases} G_1(X) + K_{\min}, & X < K_{\min} - 2^{N_{PI}} \\ G_1(X) + K_{\max}, & X \geq K_{\max} + 2^{N_{PI}} \\ X, & \text{else} \end{cases}, \quad (4.7.11)$$

a njihovom smenom u (4.7.9) do celobrojnog ekvivalenta funkcije $g_O(x)$, $G_O(X)$, u obliku:

$$G_o(X) = \begin{cases} G_1(X) + K_1, & \text{INDEX} \\ G_{SAT}(X), & \text{INDEX} \end{cases}, \quad (4.7.12)$$

gde su parametri K_1 , K_{\min} , i K_{\max} dati sa:

$$K_1 = 2 \cdot 2^{N_{Pl}} \cdot k_1, \quad K_{\min} = 2 \cdot 2^{N_{Pl}} \cdot k_{\min}, \quad K_{\max} = 2 \cdot 2^{N_{Pl}} \cdot k_{\max}. \quad (4.7.13)$$

Efikasnost celobrojne realizacije opisane prenosnim funkcijama (4.6.11), (4.7.11), (4.7.12), i (4.7.13) potvrđuje ispravnost odluke da se rekonstrukcija mehaničke pozicije obavi nezavisno od ostalih koraka kompenzovanog mernog procesa. Naime, opisana celobrojna realizacija zahteva zanemarljivi broj računskih operacija dok, istovremeno, omogućava da se ostali koraci nezavisno konstruišu i optimizuju.

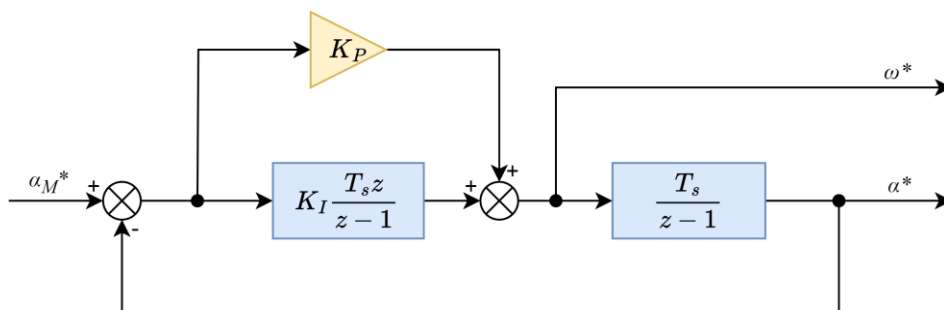
4.8. Linearni Observer Ugaone Pozicije

Rekonstruisana mehanička ugaona pozicija α_M^* se obrađuje u linearnom observeru ugaone pozicije, u cilju uklanjanja šuma i kompenzaciju dinamičkog odziva merene veličine. Posebno značajnu ulogu linearni observer pozicije ima u primenama pri kojima se izmerena ugaona pozicija koristi za zatvaranje povratne sprege servo sistema, a kada postoji mogućnost dinamičke promene parametara mernog procesa usled kalibracije ili samo-kalibracije. Naime, promena parametara kompenzatora magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije dovodi do trenutne promene kompenzovane procene ugaone pozicije α_C^* , a time i do trenutne promene rekonstruisane mehaničke ugaone pozicije α_M^* . Bez observera pozicije, kalibracija parametara mernog procesa bi uvela neželjenu dinamiku u izlaz servo sistema.

Za konstrukciju linearnih observera ugaone pozicije uobičajeno se primenjuje ATO (*Angle Tracking Observer*) struktura, opisane u [80] i [81] za realizacije u kojima je rezolver primenjen kao senzor za merenje ugaone pozicije. Ovi linearni observeri ugaone pozicije se zasnivaju na jednostavnom linearnom modelu procesa rotacije, u kojem su ugaona brzina ω i mehanička pozicija α izabrane promenljive stanja, kao u:

$$\omega(s) = \frac{K_M}{\tau_M s + 1} \cdot T_M(s), \quad \alpha(s) = \frac{\omega(s)}{s}, \quad (4.8.1)$$

gde je τ_M vremenska konstanta mehaničkog sistema, K_M konstanta pojačanja mehaničkog sistema, a $T_M(s)$ nepoznati pogonski moment. Primer realizacije takvog linearnog observera ugaone pozicije u diskretnom domenu prikazan je na slici 4.10, gde je T_s perioda odabiranja, K_I koeficijent integralnog dejstva, a K_P koeficijent proporcijalnog dejstva u povratnoj sprezi.

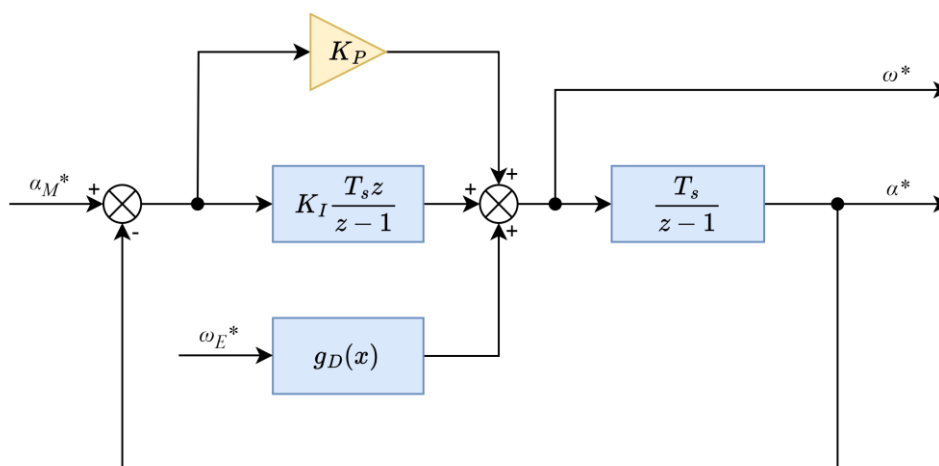


Slika 4.10: Model toka signala observera za praćenje ugla.

ATO struktura je bliska strukturi PLL-a (*Phase Locked Loop*), odnosno, zatvorenoj povratnoj sprezi po razlici rekonstruisane mehaničke ugaone pozicija α_M^* na ulazu observera i rezultata merenja α^* na njegovom izlazu. Ova razlika se obrađuje diskretnim PI kontrolerom, da bi se dobila procena trenutne ugaone brzine ω^* . Konačno, integracijom dobijene ocene brzine dolazi se do rezultata merenja α^* .

Poznate su metode, poput [82], gde se primenom proširenog observera stanja značajno smanjuje šum senzora uz očuvanje dinamičkih karakteristika. Ovakvo rešenje se može dodatno unaprediti primenom kombinacije sa Kalmanovim filterom za procenu nemerljivih poremećaja, kao što je pokazano u [83]. Nažalost, ove tehnike imaju ograničenu primenljivost u mernim sistemima opšte namene, jer nije moguće unapred odrediti adekvatan model sistema čije se stanje meri, što predstavlja nužan preduslov za sistem sintezu.

Sa druge strane, u primenama koje zahtevaju merenje ugaone pozicije često je moguće obezbediti nezavisnu estimaciju ugaone brzine velike tačnosti. Za primene u automobilskoj industriji razvijen je metod za određivanje brzine vozila, podloge, i točkova zasnovani na proširenom Kalmanovom filteru [84]. Suprotno, kod servo sistema zasnovanih na elektromotornim pogonima postoji veliki broj različitih metoda za indirektno određivanje ugaone brzine na osnovu izmerenog napona i struje električne mašine. Tako se ugaona brzina može odrediti primenom *sliding-mode* observera [85, 86], integracijom povratne Elektro-Motorne Sile [87], pomoću observera za praćenja ugla [88], ili primenom observera fluksa električne mašine [89]. Pored navedenih, u literaturi postoji veliki broj netradicionalnih metoda za estimaciju ugaone brzine elektromotornih pogona, čiji pregled se može naći u [90]. Naravno, merenje ugaone brzine se može izvesti i primenom brzinskog senzora ili na osnovu periode prolaska kroz zadatu poziciju, kako je to urađeno u [91] i [92]. Stoga je od posebnog interesa konstruisati observer ugaone pozicije koji može iskoristiti već postojeće estimaciju ugaone brzine velike tačnosti. Primer jednog takvog observera predstavljen je na slici 4.11.



Slika 4.11: Model toka signala proširenog observera za praćenje ugla.

Osnovno unapređenje proširenog observera za praćenje ugla se postiže izračunavanjem efektivne procene ugaone brzine kao zbir nezavisne procene trenutne ugaone brzine ω_E^* i procene ugaone brzine na izlazu PI kontrolera. Međutim, nezavisna procena trenutne ugaone brzine se pre primene u linearnom observeru može procesirati nelinearnom funkcijom tipa mrtve zone, nominalne širine ω_0 , date sa:

$$g_D(x) = \begin{cases} x - \omega_0, & x \geq \omega_0 \\ x + \omega_0, & x \leq -\omega_0 \\ 0, & |x| \leq \omega_0 \end{cases} \quad (4.8.2)$$

Razlog za uvođenje nelinearne funkcije u observer je priroda nezavisne procene trenutne ugaone brzine, koja je u mnogim praktičnim primenama pouzdana samo za velike vrednosti. Ovo je posebno izraženo kod servo sistema sa elektromotornim pogonom, kod kojih postoji izražen merni šum napona električni mašine kao posledica PWM ili *Space-Vector* modulacije. U ovim sistemima uobičajeno je da merni šum pri malim brzinama bude značajno veći od samog napona statora, pa je i procena trenutne ugaone brzine nepouzdana. Uvođenjem nelinearne funkcije (4.8.2) obezbeđeno je da se za male vrednosti ugaone brzine prošireni observer za praćenje ugla sa slike 4.11 svodi na običan observer za praćenje brzine sa slike 4.10 dok, istovremeno, ima unapređenu dinamiku praćenja za velike vrednosti ugaone brzine. Naravno, izborom nulte vrednosti parametra ω_0 , (4.8.2) se svodi na identičnu funkciju, dok prošireni observer za praćenje ugla sa slike 4.11 postaje strogo linearan.

Primitimo i da je, pod određenim uslovima, linearne observe ugaone pozicije sa slika 4.10 i 4.11 moguće realizovati zajedno sa sklopom za rekonstrukciju mehaničke ugaone pozicije. Naime, nezavisno od izabrane strukture, linearni observer ugaone pozicije sadrži zatvorenu negativnu povratnu spregu po signalu greške e_α . Uvedimo ograničenje tako da je stvarna vrednost signala greške u povratnoj sprezi ograničen na opseg od $-\pi$ do π , odnosno da važi:

$$-\pi < e_\alpha < \pi. \quad (4.8.3)$$

Međutim, funkcija $g_1(x)$ definisana u (4.5.8) ciklično redukuje svoj argument na opseg od $-\pi$ do π , pa se stvarna vrednost signala greške može odrediti njenom primenom na aritmetičku razliku kompenzovane procena ugaone pozicije α_C^* i rezultata merenja α^* na izlazu observera, kao u:

$$e_\alpha = g_1(\alpha_C^* - \alpha^* \cdot z^{-1}). \quad (4.8.4)$$

Za rekonstrukcija mehaničke ugaone pozicije je dovoljno zatvoriti povratnu spregu observera po grešci definisanoj sa (4.8.4), pod uslovom da se konstrukcijom observera obezbedi da uslov (4.8.3) uvek važi. Dodatno, da bi se zadržala identična prenosna funkcija, u direktne grane integratora estimiranih ugaonih pozicija u linearnim observerima ugaone pozicije sa slika 4.10 i 4.11 je potrebno uvesti nelinearnu funkciju $g_0(x)$ datu sa (4.7.8) i (4.7.9). Međutim, kako je uslov (4.8.3) teško garantovati u opštem slučaju, i kako je metod za rekonstrukciju mehaničke pozicije izuzetno računski efikasan, to ovo spajanje blokova nije primenjeno.

Slično metodi za demodulaciju iz odeljka 4.5.1 i sklopa za rekonstrukciju mehaničke pozicije iz odeljka 4.5.4, i linearni observeri ugaone pozicije sa slika 4.10 i 4.11 bi se mogli konstruisati tako da koriste indikator prolaska kroz referentni položaj, i da ograniče procenu ugaone pozicije na radni opseg mernog procesa. Međutim, ovim izmenama bi se uvela mogućnost trenutne promene estimirane ugaone pozicije, što je neprihvatljivo za primene u kojima se izmerena vrednost koristi za zatvaranje povratne sprege servo sistema.

5. SAMOKALIBRACIJA MERNOG PROCESA

Uobičajena industrijska rešenja elektro-mehaničkih aktuatora zasnovane su na primeni koračnih motora, sa jednostavnim diskretnim sistemom upravljanja motorom bez zatvaranja povratne sprege po poziciji rotora. Nažalost, ovakav sistem upravljanja primenljiv je samo u situacijama kada je izabran pogonski motor sa značajnim pretekom snage, pa su razvijeni aktuatori suboptimalni po kriterijumima mase, zapremine, i potrošnje. Suprotno, u primenama kod koji ove metrike predstavljaju kritične parametre dizajna, kao što je slučaj u automobilskoj i avio industriji, značajno bolji rezultati se mogu postići izborom sinhronog motora sa stalnim magnetima (PMSM - *Permanent Magnet Synchronous Motors*) za pogon aktuatora jer, pored manje zapremine i mase za istu snagu, poseduju i veće radne brzine, veće maksimalno ubrzanje, i veću toleranciju preopterećenja [93]. Međutim, računaska kompleksnost odgovarajućih algoritama upravljanja zasnovanih na IFOC (*Indirect Field Oriented Control*) i DFOC (*Direct Field Oriented Control*) metodama kontrole PMSM pogona [94], kao i posledični komercijalni razlozi, dovela je do ograničene rasprostranjenost ovakvih rešenja.

Do novog interesovanja za primenu aktuatora zasnovanih na PMSM pogonu došlo je tek nedavno kada je, pod pritiskom Murovog zakona, postalo moguće realizovati DFOC metodu upravljanja primenom standardnih mikrokontrolera, specijalizovanih integrisanih kola, ili prilagođenjem mikrostep kontrolera koračnih motora. Tako je u [95] predstavljen proporcionalni hidraulični ventil zasnovan na PMSM pogonu, kod kojeg je prenosna karakteristika aktuatora linearizovana integrisanjem unutrašnjeg modela ventila sa DFOC metodom kontrole motora. Istovremeno, pokazane su dve nezavisne praktične realizacije, od kojih je jedna zasnovana na povezivanju komercijalnih industrijskih komponenti, DFOC kontrolera i PLC-a, dok je drugu realizaciju predstavljalo namenski uređaj zasnovan na 32-bitnom mikrokontroleru opšte namene. Pokazano je i da se ovakva rešenja mogu dodatno unaprediti, bez značajnog povećanja računске kompleksnosti, primenom preciznijeg modela upravljanog aktuatora, pa su tako razvijene varijante DFOC metode upravljanja koje optimizuju raspoloživi pogonski moment za primenu u električnim ventilima [96].

Poznavanje trenutne pozicije rotora motora je neophodno za primenu DFOC metode upravljanja PMSM pogonima u sistemima visokih performansi, kao preduslov za efektivnu sinhronizaciju vektora struje statora. Iako postoje rešenja bez dodatnih senzora, praktično sve realizacije aktuatora sa PMSM pogonom su konstruisane primenom senzora ugaone pozicije [97]. Razlog za ovo su praktični problemi pri konstrukciji observera pozicije rotora (RPO - *Rotor Position Observer*) koji bi imao zadovoljavajuću tačnost u oblasti ultra-niskih brzina rotacije, kada je dopuštena brzina rotacije manja od 5% nominalne brzine motora [98, 99]. Naime, u ovoj oblasti brzina rotacije intenzitet povratne elektromotorne sile je izrazito mali u odnosu na SVM (*Space Vector Modulation*) šum, pa je određivanje ugaone pozicije na osnovu poznatih napona i struja statora motora izrazito računski kompleksno, i obično zahtevaju uvođenje pomoćnih signala za identifikaciju [100].

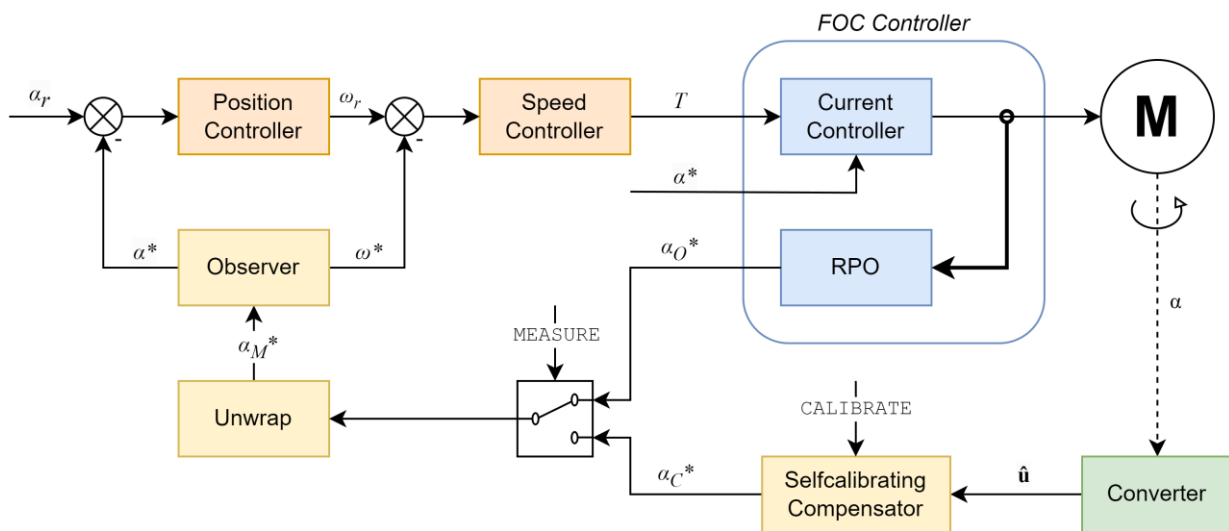
Suprotno, postojanje senzora ugaone pozicije nije od uticaja kada je brzina rotacije veća od 20% nominalne brzine [101], jer je u ovom opsegu moguće postići zadovoljavajuću tačnost primenom observera stanja samo na osnovu poznatih napona i struja statora. Tako je, prema rešenju

predstavljenom u [18], u ovom radnom režimu moguće prekinuti povratnu spregu sa senzora, te iskoristiti observer pozicije rotora kao unutrašnju referencu velike tačnosti za samokalibraciju mernog procesa.

U nastavku ovog poglavlja biće pokazana nova metoda samokalibracije zasnovan na primeni observera pozicije rotora kao reference visoke tačnosti. Pored same metode samokalibracije, biće razrađena integracija sa sistemom upravljanja, kao i algoritmi za određivanje koeficijenata sa linearne i harmonijske kompenzacije. Zatim će biti pokazana transformacija novog metoda u distribuirani metod samokalibracije, prilagođen automobilskim računskim platformama. Na kraju će biti prikazana realizacija distribuirane metode samokalibracija sa uobičajenim protokolima u automobilskim mrežnim sistemima.

5.1. Metoda za Samokalibraciju

Na slici 5.1 je prikazana struktura servo sistema sa sistemom merenja ugaone pozicije, pogodna za samokalibraciju.



Slika 5.1 - Struktura servo sistema sa sistemom merenja ugaone pozicije

Pogonski deo servo sistema se sastoji od integrisanog FOC (*Field Oriented Control*) kontrolera, koji u zavisnosti od zadate vrednosti pogonskog momenta T upravlja naponima statora elektromotora. Upravljanje je realizovano primenom strujnih kontrolera za struje statora I_d i I_q u koordinatnom sistemu dq vezanom za rotor motora, pri čemu se izmerena ugaona pozicija α^* koristi za sinhronizaciju koordinatnih transformacija. Kako rad elektromotora u oblasti slabljenja polja nije uobičajen u realizacijama elektro-mehaničkih aktuatora, to je referentna vrednost struje I_q proporcionalna zadatoj vrednosti pogonskog momenta T , dok je referentna vrednost struje I_d uvek nula. Istovremeno, observer pozicije rotora u sklopu integrisanog FOC kontrolera procenjuje ugaonu poziciju rotora α_O^* na osnovu izmerenih napona i struja statora upravljanog motora.

Upravljački podsistem servo sistema se sastoji od kaskadne veze regulatora pozicije i regulatora brzine. Stoga se zadata vrednost pogonskog momenta T motora kontinualno menja po zakonu upravljanja realizovanom u regulatoru brzine u zavisnosti od razlike zadate ugaone brzina ω_r i procenjene ugaone brzine ω^* . Pri tome je magnituda zadate vrednosti pogonskog momenta T ograničena tako ne prelazi raspoloživi pogonski moment motora T_{\max} , pa je uobičajeno da regulator brzine bude realizovan kao PI kontroler u inkrementalnom obliku i saturacijom integratora unutar opsega $\pm T_{\max}$.

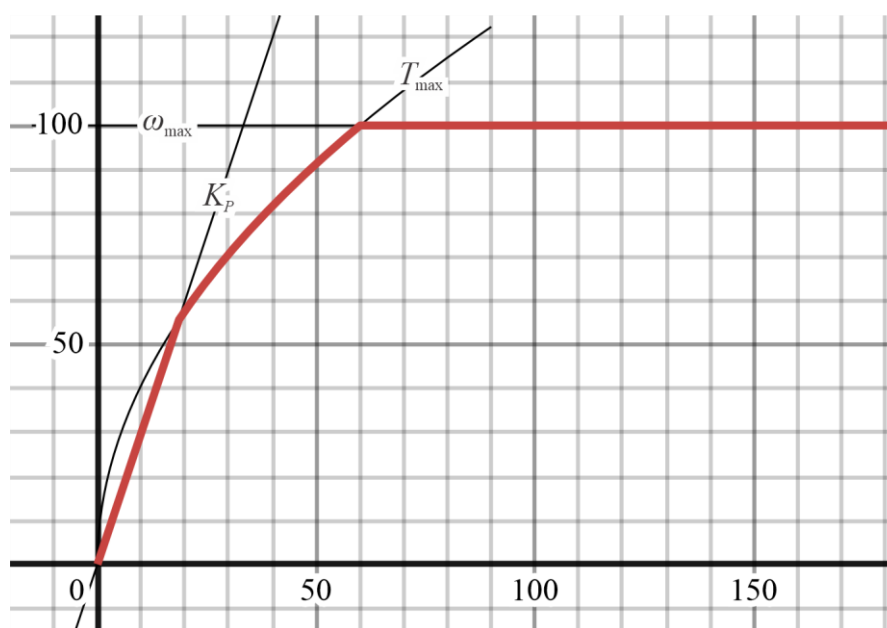
Istovremeno, zadata ugaone brzina ω_r se kontinualno menja po zakonu upravljanja realizovanom u regulatoru pozicije u zavisnosti od razlike zadate ugaone pozicije α_r i izmerene ugaone pozicije α^* . Međutim, usled kompleksnog oblika oblasti fizički ostvarivih ugaonih brzina, optimalne performanse sistema se mogu postići samo primenom optimalnog nelinearnog zakona upravljanja [102]. Stoga je u osnovi regulatora pozicije linearni proporcionalni regulator sa proporcionalnim pojačanjem K_P čija je magnituda izlaza ograničena nelinearnom funkcijom f_ω greške pozicije $\Delta\alpha$ tako da se, na osnovu fizičkih ograničenja sistema, dinamički određuje najviša moguća brzina rotacije motora pri kojoj je moguće ostvariti prelazni proces bez preskoka.

Prema [102], optimalni izbor funkcije f_ω ograničava brzinu rotacije tako da se u svakom trenutku sistem može zaustaviti bez preskoka kočenjem maksimalno raspoloživim momentom T_{\max} dok, istovremeno, vrednost funkcije f_ω ne može biti veća od maksimalne dopuštene brzine rotacije motora ω_{\max} . Stoga, uzimajući da je J mehanički moment inercije sistema, optimalni nelinearni zakon upravljanja dat sa:

$$\Delta\alpha = \alpha_r - \alpha^*,$$

$$\omega_r = \text{sgn}(\Delta\alpha) \cdot \min\left(\omega_{\max}, \sqrt{\frac{2 \cdot T_{\max}}{J}} \cdot |\Delta\alpha|, K_P \cdot |\Delta\alpha|\right). \quad (5.1.1)$$

Prenosna funkcija optimalnog nelinearnog zakona upravljanja (5.1.1) prikazana je na slici 5.2.



Slika 5.2 – Prenosna funkcija regulatora pozicije.

Prema (5.1.1) i slici (5.2), za male vrednosti greške pozicije na ulazu, unutar opsega $\pm\Delta\alpha_P$, optimalni regulator pozicije ponaša kao uobičajeni linearni P regulator. Suprotno, optimalnost i nelinearnost dolaze do izražaja samo kada je greška pozicije dovoljno velika tako da je odziv linearnog PI regulatora izvan fizički ostvarivog opsega. Posebno, kada je greška pozicije dovoljno velika, van opsega određenog sa $\pm\Delta\alpha_{\text{sat}}$, regulator pozicije prelazi u režim zasićenja, u kome je izlaz regulatora konstantan i jednak najvećoj dopuštenoj brzini. U ovom radnom režimu rezultat merenja ugaone pozicije ne utiče na zadatu brzinu rotacije već samo na odluku o izlasku iz režima zasićenja,

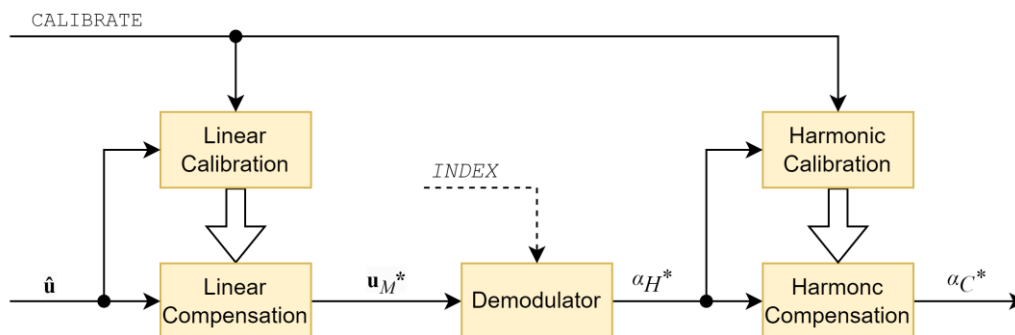
pa je povratna sprega zatvorena po poziciji efektivno prekinuta. Same granice opsega radnih režima, $\Delta\alpha_P$ i $\Delta\alpha_{sat}$, se mogu odrediti rešavanjem (5.1.1) za granične uslove, kao u:

$$\Delta\alpha_P = \frac{2 \cdot T_{\max}}{J \cdot K_p^2}, \quad \Delta\alpha_{sat} = \frac{J \cdot \omega_{\max}^2}{2 \cdot T_{\max}}. \quad (5.1.2)$$

Sa druge strane, magnetorezistivni pretvarač ugaone pozicije spojen je sa osovinom motora, tako da vrši konverziju njene ugaone pozicije α u merni vektor $\hat{\mathbf{u}}$. Primenom samokalibrirajućeg kompenzatora, u cilju kompenzovanja poznatih sistematskih grešaka konverzije, određuje se kompenzovana procena ugaone pozicije α_C^* . Pri tome, kada je izabran radni režim CALIBRATE merni vektor $\hat{\mathbf{u}}$ se istovremeno koristi i za proceduru kalibracije, tokom koje se identifikuju parametri modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije.

Dalji postupak merenja zavisi od izabranog radnog režima. Naime, kada je izabran radni režim MEASURE nastavlja se obrada kompenzovane procena ugaone pozicije α_C^* . U suprotnom, kada radni režim MEASURE nije izabran, kompenzovana procena ugaone pozicije α_C^* se odbacuje, te se umesto nje obrađuje procena ugaone pozicije rotora α_O^* određena primenom observera pozicije rotora u sklopu integrisanog FOC kontrolera. Nezavisno od izabranog radnog režima, izabrana ugaona pozicija se dalje odvija metodom predstavljenom u odeljku 4.7 da bi se odredila rekonstruisana mehanička ugaona pozicija α_M^* . Na kraju, primenom linearnog observera ugaone pozicije za filtriranje šuma i dinamičku kompenzaciju rezultata, određuje se izmerena ugaona pozicija α^* , kao i procena ugaone brzine ω^* .

Blok shema samokalibrirajućeg kompenzatora prikazan na slici 5.3, konstruisan je proširenjem kompenzatora magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije prikazanog u odeljku 4.4.



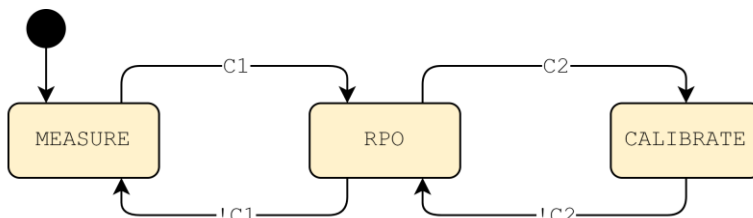
Slika 5.3 - Struktura samokalibrirajućeg kompenzatora.

U direktnoj putanji samokalibrirajućeg kompenzatora nalazi se kompenzator magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije, sastavljen od tri sekvencijalna procesa. Prvo se, primenom linearne kompenzacije, kompenzuje linearni segment modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije, čime se određuje procenjena vrednost izlaza kružnog modulatora \mathbf{u}_M^* . Zatim se, primenom demodulatora opisanog u odeljcima 4.5 i 4.6, rekonstruiše vrednost ulaznog signala kružnog modulatora, da bi se odredio pomoćni ugao α_H^* . Konačno, primenom harmonijske kompenzacije, određuje se kompenzovana procena ugaone pozicije α_C^* .

Kada je izabran radni režim CALIBRATE merni vektor $\hat{\mathbf{u}}$ se istovremeno koristi za proceduru linearne kalibracije, tokom koje se identifikuju parametri linearnog segment modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije (4.2.7). Rezultat identifikacije ovih parametara se, zatim, koristi za podešavanje parametara linearne kompenzacije.

Slično prethodnom, kada je izabran radni režim CALIBRATE, pomoćni ugao α_H^* se koristi za identifikaciju parametara harmonijskog segmenta modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije (4.2.5) u sklopu procedure harmonijske kompenzacije, da bi se tako dobijen model primenio za podešavanje parametara harmonijske kompenzacije.

Na slici 5.4 prikazan je dijagram stanja servo sistema sa sistemom merenja ugaone pozicije.



Slika 5.4 – Konačni automat za izbor radnog režima.

Pored već opisanih radnih režima MEASURE i CALIBRATE, konačni automat za izbor režima servo sistema sa sistemom merenja ugaone brzine sadrži i pomoćni radni režim RPO. Tokom ovog radnog režima, povratna sprega je zatvorena na osnovu procene ugaone pozicije rotora α_O^* dok, istovremeno, sprovođenje procedure samokalibracije nije dozvoljeno. Time je omogućeno razdvajanje radnih režima MEASURE i CALIBRATE, gde se radni režim RPO javlja tokom prelaznih procesa između ova dva radna režima.

Kako bi se izbegao posebno nepovoljni radni režim observera pozicije rotora u oblasti malih brzina, neophodno je da radni režim MEASURE bude izabran kada god je ugaona brzina ω manja od 20% nominalne brzine elektromotora. Suprotno, kada je ugaona brzina ω veća od 25% nominalne brzine elektromotora, povratna sprega se može zatvoriti na osnovu procene ugaone pozicije rotora α_O^* bez uticaja na performanse servo sistema, što je slučaj kada je izabran radni režim RPO. Stoga je uslov prelaska iz radnog režima MEASURE u radni režim RPO određen je logičnim signalom C1, koji je aktivan kada je procenjena ugaona brzina ω^* veća od granične vrednosti ω_1 , kao u:

$$C1 = (\omega^* > \omega_1)_{denoised} \quad (5.1.3)$$

Optimalni izbor granične vrednosti ω_1 određuje se na osnovu uslova stabilnog rada observera pozicije rotora u sklopu integrisanog FOC kontrolera, te tipično iznosi 20% – 25% nominalne brzine motora. Dodatno, logički signal C1 u (5.1.3) mora da bude adekvatno očišćen od neželjenih posledica mernog šuma procenjene ugaone brzina ω^* .

Sa druge strane, kompenzovana procena ugaone pozicije α_C^* se odbacuje kada radni režim MEASURE nije izabran, pa je tada samokalibrirajući kompenzator isključen iz upravljačke petlje servo sistema. Stoga su tada brzina rotacije osovine motora, merni vektor $\hat{\mathbf{u}}$, i procena ugaone pozicije rotora α_O^* ne zavise od modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije, pa se procedura kalibracije može svesti na problem identifikacije parametara modela pretvarača koji minimizuju odstupanje kompenzovane procene ugaone pozicije α_C^* od procene ugaone pozicije rotora α_O^* .

Nažalost, rezultati predstavljeni u [87] sugerišu da se varijansa procene pozicije rotora α_O^* nalazi u opsegu od 1° do 2° , što predstavlja ograničavajući faktor za direktnu primenu u ulozi unutrašnje reference. Međutim, ako se procedura kalibracije dozvoli samo u stacionarnom stanju kontrolera brzine pri kojem se osovina motora rotira konstantnom brzinom, ograničenja proistekla iz nedovoljne preciznosti observera pozicije rotora se mogu prevazići pristupima predstavljenim u [18] i [22]. Oba pomenuta rešenja se zasnivaju na primeni srednje brzine tokom jedne periode

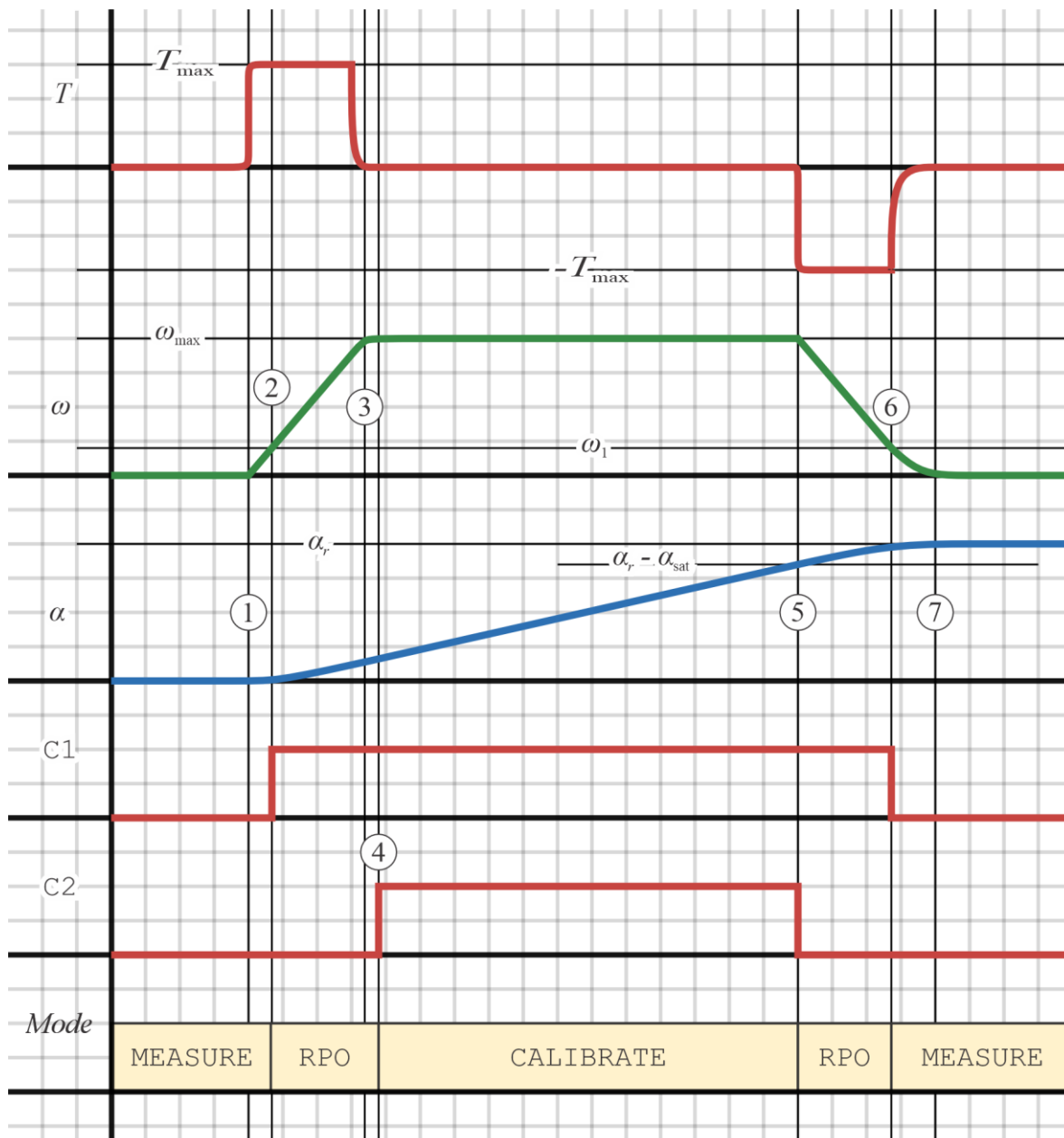
rotacije u ulozi reference visoke tačnosti, tako što se observer pozicije rotora koristi samo za održavanje konstantne brzine rotacije, dok se referentni ugao određuje linearnom interpolacijom tokom jedne periode rotacije.

Od posebnog praktičnog interesa za metod samokalibracije predstavlja prelazni proces sistema upravljanja pri skokovitoj promeni zadate ugaone pozicije α_r . Naime, prema optimalnom nelinearnom zakonu upravljanja (5.1.1), pri dovoljno velikoj promeni zadate ugaone pozicije α_r regulator pozicije prelazi u režim zasićenja, pa je zadata ugaone brzina ω_r jednaka maksimalnoj dopuštenoj brzini rotacije motora ω_{\max} . Posledično, po završetku prelaznih procesa čije je trajanje određeno karakteristikama elektromotora i mehaničkog dela sistema, i kontroler brzine prelazi u stacionarno stanje tokom kojeg je moguće izvršiti proceduru kalibracije. Stoga je uslov prelaska iz radnog režima RPO u radni režim CALIBRATE određen je logičkim signalom C2, koji je aktivan kada su procenjena ugaona brzina ω^* i zadata ugaona brzina ω_r jednake maksimalnoj dopuštenoj brzini rotacije motora ω_{\max} :

$$C2 = (\omega_r = \omega_{\max}) \wedge (\omega^* = \omega_{\max})_{denoised} . \quad (5.1.4)$$

Slično logičkom signalu C1 u (5.1.3), i logički signal C2 u (5.1.4) mora da bude adekvatno očišćen od neželjenih posledica mernog šuma procenjene ugaone brzina ω^* .

Dijagram prelaznog procesa servo sistema sa sistemom merenja ugaone pozicije pri skokovitoj promeni zadate ugaone pozicije α_r tokom koje se izvršava procedura kalibracije prikazan je na slici 5.5.



Slika 5.5 – Vremenski dijagram metode samokalibracije.

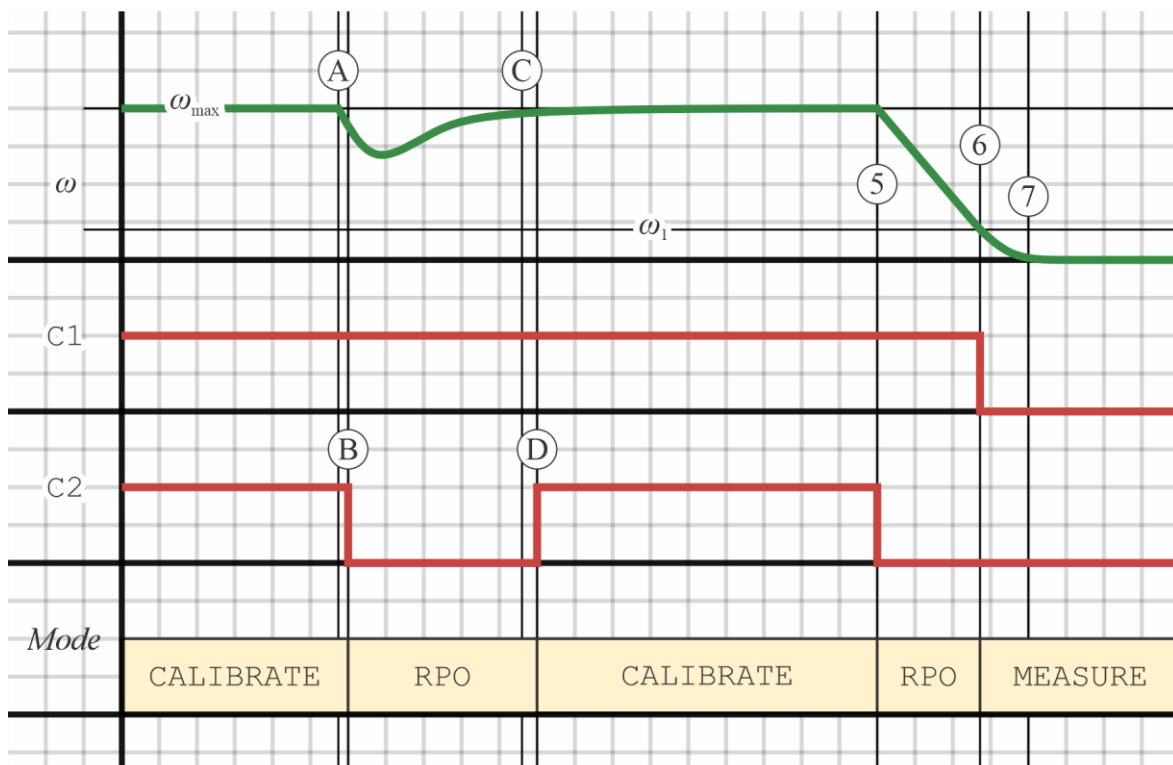
Predstavljeni metod samokalibracije započinje u stacionarnom stanju, pri kojem je sistem u radnom režimu MEASURE, zadata ugaona pozicija α_r jednaka izmerenoj ugaonoj poziciji α^* , dok su procenjena ugaona brzina ω^* i stvarna ugaona brzina jednake nuli. U trenutku (1) dolazi do skokovite promene zadate ugaone pozicije α_r pri kojoj regulator pozicije i regulator brzine prelaze u režim zasićenja. Stoga se motor ubrzava maksimalno dopuštenim momentom, tako da njegova ugaona brzina linearno raste. U trenutku (2), procenjena ugaona brzina ω^* postaje veća od granične vrednosti ω_1 pa, pod dejstvom logičkog signala C1, dolazi do promene izabranog radnog režima iz radnog režima MEASURE u radni režim RPO. Kako ova promena nema uticaja na ponašanje servo sistema, to se nastavlja ubrzavanje motora maksimalno dopuštenim momentom do trenutka (3) kada on dosegne maksimalnoj dopuštenu brzinu rotacije motora ω_{\max} . Posledično, regulator brzine prelazi u linearni radni režim, u kojem nastavlja održavanje konstantne ugaone brzine. Istovremeno, ispunjeni su uslovi za promenu vrednosti logičkog signala C2 koji, posle kašnjenja uslovljenog

izabranim postupkom za uklanjanje neželjenih posledica mernog šuma, postaje aktivan u trenutku (4), što uslovljava promenu izabranog radnog režima iz radnog režima RPO u radni režim CALIBRATE.

Kako se motor rotira konstantnom ugaonom brzinom, to se i razlika između zadate ugaone pozicije α_r i izmerene ugaone pozicije α^* linearno smanjuje, do trenutka (5) kada ova razlika postane manja od granične vrednosti $\Delta\alpha_{sat}$ određene u (5.1.2), kada regulator pozicije prelazi u režim ograničenja pogonskog momenta, dok regulator brzine prelazi u režim zasićenja. Stoga se motor usporava maksimalno dopuštenim momentom, tako da njegova ugaona brzina linearno smanjuje. Istovremeno, kako je zadata ugaona brzina ω_r manja od maksimalno dopuštene brzine rotacije motora ω_{max} , to uslov (5.1.4) više nije ispunjen. Stoga logički signal C2 postaje neaktivan, pa dolazi do promene izabranog radnog režima iz radnog režima CALIBRATE u radni režim RPO.

Usled usporavanja motora procenjena ugaona brzina ω^* postaje manja od granične vrednosti ω_1 pa, pod dejstvom promene logičkog signala C1 u trenutku (6), dolazi do promene izabranog radnog režima iz radnog režima RPO u radni režim MEASURE. Stoga, servo sistem nastavlja da funkcioniše u kontinualnom radnom režimu, pri kojem se regulatora pozicije nalazi u radnom režimu ograničenja momenta ili linearnom radnom režimu, određeno razlikom zadate ugaone pozicije α_r i izmerene ugaone pozicije α^* , regulator brzine nalazi u linearnom radnom režimu, dok se izmerena ugaona pozicija α^* određuje primenom magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije. Konačno, u trenutku (7), sistem dolazi do zadate pozicije, te smirivanja prelaznih pojava.

Primitimo da se procedura kalibracije prekida u slučaju pojave poremećaja između trenutaka (A) i (D), kao što je prikazano na slici 5.6.



Slika 5.6 – Uticaj poremećaja na proceduru kalibracije.

Naime, usled dejstva poremećaja u trenutku (A) procenjena ugaona brzina ω^* postaje manja od maksimalno dopuštene brzine rotacije motora ω_{max} . Pod dejstvom promene logičkog signala C2

u trenutku (B), dolazi do promene izabranog radnog režima iz radnog režima CALIBRATE u radni režim RPO, i time prekida procedure kalibracije. Kada se, u trenutku (C), otkloni uticaj poremećaja na ponašanje sistema, i ponovo ispune uslovi za izbor radnog režima CALIBRATE, procedura kalibracija počinje iz početka u trenutku (D).

Na osnovu dijagrama 5.5, može se proceniti minimalna potrebna promena zadate ugaone pozicije $\Delta\alpha_{min}$ potrebna da bi se procedura kalibracije izvršila, uzevši u obzir da prema [18] i [22] sama procedura zahteva jednu periodu rotacije:

$$\Delta\alpha_{min} = 2 \cdot (\Delta\alpha_{sat} + \pi). \quad (5.1.5)$$

Stvarna vrednost je neznatno veća od procene u (5.1.5), zbog kašnjenja koje se unosi postupkom za uklanjanje neželjenih posledica mernog šuma logičkog signala C2. Nezavisno od toga, granica (5.1.5) ukazuje da predstavljeni metod garantuje izvršavanje procedure kalibracije u servo sistemima kod kojih dolazi do skokovitih promena zadate ugaone pozicije α_r većih od $\Delta\alpha_{min}$.

Uslovi prelaska između različitih radnih režima su izabrani konzervativno, tako da se najviši prioritet daje radnom režimu MEASURE, koji je ujedno i inicijalni radni režim, dok radni režim CALIBRATE ima najmanji prioritet.

Od posebnog interesa je stacionarno stanje u režimu zasićenja regulatora pozicije, kada osovina motora rotira konstantnom brzinom. Naime, srednju brzinu je moguće izmeriti sa velikom tačnošću merenjem periode rotacije, pa se srednja brzina može upotrebiti kao unutrašnja referenca velike tačnosti. Stoga se procedura kalibracije izvršava samo u stacionarnom stanju u režimu zasićenja regulatora pozicije, kada osovina motora rotira najvećom dopuštenom brzinom. Ukoliko procenjena ili zadata brzina opadnu iz bilo kog razloga, procedura se prekida. Procena parametara modela se vrši periodično, kada osovina pretvarača opiše pun ugao. Ovakvim postupkom obezbeđena je reprezentativnost uzorka i stabilnost procenjenih parametara modela.

5.2. Identifikacija Parametara Linearne Kompenzacije

Trag signala $\hat{\mathbf{u}}$ iz modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije (3.4.5), (3.4.6), i (3.4.7) opisuje elipsu, koja se može predstaviti u implicitnom obliku pomoću funkcije algebarskog odstojanja $f(\hat{\mathbf{u}}; \mathbf{q})$ sa vektorom parametara \mathbf{q} :

$$\begin{aligned} f(\hat{\mathbf{u}}; \mathbf{q}) &= [\hat{u}_x^2 \quad \hat{u}_x \hat{u}_y \quad \hat{u}_y^2 \quad \hat{u}_x \quad \hat{u}_y \quad 1] \cdot \mathbf{q} = 0, \\ \mathbf{q} &= [a \quad 2b \quad c \quad 2d \quad 2f \quad g]^T, \\ ac - b^2 &> 0. \end{aligned} \quad (5.2.1)$$

Uočimo da intenzitet vektora parametra \mathbf{q} ne utiče na (5.2.1), pa ga je moguće proizvoljno izabrati tako da izraz $ac - b^2$ ima pozitivnu zadata vrednost. Usvajanjem konstantne zadate vrednosti 0.25, pogodno izabrane tako da rezultirajuća metoda ima najmanji broj računskih operacija, dolazi se do dodatnog uslova koji menja nejednačinu iz (5.2.1):

$$ac - b^2 = 0.25. \quad (5.2.2)$$

Optimalni vektor parametara \mathbf{q} minimizuje sumu kvadrata algebarskog odstojanja $f(\hat{\mathbf{u}}; \mathbf{q})$ za poznati niz merenja ulaznog signala $\hat{\mathbf{u}}[i]$, $i=1..N$. Za određivanje njegova vrednost može se primeniti modifikacija direktne metode za određivanje jednačine elipse [103, 104]. U tom smislu, uvedimo pomoćni vektor $\mathbf{x}[i]$, zadan u funkciji ulaznog signala $\hat{\mathbf{u}}[i]$ kao:

$$\mathbf{x} = [\hat{u}_x^2 \quad \hat{u}_x \hat{u}_y \quad \hat{u}_y^2 \quad \hat{u}_x \quad \hat{u}_y \quad 1]^T. \quad (5.2.3)$$

Dalje, neka matrica uzorka \mathbf{D} sadrži sve vektor $\mathbf{x}[i]$ za poznati niz merenja:

$$\mathbf{D} = [\mathbf{x}[1] \quad \mathbf{x}[2] \quad \cdots \quad \mathbf{x}[N]]^T. \quad (5.2.4)$$

Suma kvadrata algebarskog odstojanja $f(\hat{\mathbf{u}}; \mathbf{q})$ za poznati niz merenja ulaznog signala $\hat{\mathbf{u}}[i]$ se može napisati u matricnom obliku korišćenjem matrice merenja \mathbf{D} , kao u:

$$\sum_{i=1}^N f(\hat{\mathbf{u}}_i; \mathbf{q}) = \mathbf{q}^T \cdot \mathbf{D}^T \cdot \mathbf{D} \cdot \mathbf{q} = \mathbf{q}^T \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{q}, \quad (5.2.5)$$

gde je \mathbf{S} kovarijantna matrica vektora \mathbf{x} dimenzija 6 x 6, koja se može izraziti kao u:

$$\mathbf{S} = \mathbf{D}^T \cdot \mathbf{D} = \sum_{i=1}^N \mathbf{x} \cdot \mathbf{x}^T. \quad (5.2.6)$$

Uočimo i da se uslov (5.2.2) može predstaviti u vektorskom obliku:

$$\mathbf{q}^T \cdot \mathbf{C} \cdot \mathbf{q} = 0.25, \quad (5.2.7)$$

gde je matrica uslova \mathbf{C} konstanta kvadratna blok-matrica dimenzije 6 x 6 data sa:

$$\mathbf{C} = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{C}_1 & \mathbf{0} \\ \hline \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{array} \right], \mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0.5 \\ 0 & -0.25 & 0 \\ 0.5 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.2.8)$$

Lagranžev multiplikator \mathcal{L} koji odgovara kriterijumu (5.2.5) pod uslovom (5.2.7) je prema [105] dat sa:

$$\mathcal{L} = \mathbf{q}^T \cdot \mathbf{S} \cdot \mathbf{q} - \lambda \cdot (\mathbf{q}^T \cdot \mathbf{C} \cdot \mathbf{q} - 0.25). \quad (5.2.9)$$

Izjednačavanjem izvoda Lagranževog multiplikatora sa nulom, dolazi se do uslova za minimizaciju kriterijuma (5.2.5) pod uslovom (5.2.6):

$$\begin{aligned} \nabla_{\mathbf{q}}(\mathcal{L}) &= 2 \cdot (\mathbf{S} \cdot \mathbf{q} - \lambda \cdot \mathbf{C} \cdot \mathbf{q}) = 0, \\ \mathbf{S} \cdot \mathbf{q} &= \lambda \cdot \mathbf{C} \cdot \mathbf{q}. \end{aligned} \quad (5.2.10)$$

Rešenje (5.2.10) je generalizovani sopstveni vektor matricnog para (\mathbf{S}, \mathbf{C}) kojem odgovara najveća generalizovana sopstvena vrednost. Međutim, pošto je matrica \mathbf{C} singularna, a matrica \mathbf{S} skoro singularna, direktno rešavanje (5.2.10) je numerički nestabilno. Umesto toga, primenićemo princip izložen u [103]. Zato, predstavimo matricu \mathbf{S} kao blok-matricu u funkciji kvadratnih matrica \mathbf{S}_1 , \mathbf{S}_2 , i \mathbf{S}_3 , sve dimenzija 3 x 3, a vektor parametara \mathbf{q} kao blok-vektor sastavljen od vektora \mathbf{q}_1 i \mathbf{q}_2 dimenzije 3, kao u:

$$\mathbf{S} = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_2 \\ \hline \mathbf{S}_2^T & \mathbf{S}_3 \end{array} \right], \quad \mathbf{q} = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_1 \\ \mathbf{q}_2 \end{bmatrix}. \quad (5.2.11)$$

Sada se (5.2.10) može predstaviti u blok formi, kao:

$$\left[\begin{array}{c|c} \mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_2 \\ \hline \mathbf{S}_2^T & \mathbf{S}_3 \end{array} \right] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{q}_1 \\ \mathbf{q}_2 \end{bmatrix} = \lambda \cdot \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{C}_1 & \mathbf{0} \\ \hline \mathbf{0} & \mathbf{0} \end{array} \right] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{q}_1 \\ \mathbf{q}_2 \end{bmatrix}, \quad (5.2.12)$$

odnosno, u obliku sistema od dve matricne jednačine:

$$\mathbf{S}_1 \cdot \mathbf{q}_1 + \mathbf{S}_2 \cdot \mathbf{q}_2 = \lambda \cdot \mathbf{C}_1 \cdot \mathbf{q}_1, \quad (5.2.13)$$

$$\mathbf{S}_2^T \cdot \mathbf{q}_1 + \mathbf{S}_3 \cdot \mathbf{q}_2 = \mathbf{0}. \quad (5.2.14)$$

Primetimo da je matrica \mathbf{S}_3 singularna samo kada postoji linearna zavisnost između koordinata ulaznih tačaka, što ovde nije slučaj. Stoga se (5.2.14) može transformisati u:

$$\mathbf{q}_2 = -\mathbf{S}_3^{-1} \cdot \mathbf{S}_2^T \cdot \mathbf{q}_1. \quad (5.2.15)$$

Smenom (5.2.15) u (5.2.13) dolazi se do:

$$\mathbf{S}_1 \cdot \mathbf{q}_1 - \mathbf{S}_2 \cdot \mathbf{S}_3^{-1} \cdot \mathbf{S}_2^T \cdot \mathbf{q}_1 = \lambda \cdot \mathbf{C}_1 \cdot \mathbf{q}_1, \quad (5.2.16)$$

odnosno, posle rešavanja, i izdvajanja pomoćne matrice \mathbf{M} :

$$\mathbf{M} = \mathbf{C}_1^{-1} \cdot (\mathbf{S}_1 - \mathbf{S}_2 \cdot \mathbf{S}_3^{-1} \cdot \mathbf{S}_2^T), \quad (5.2.17)$$

$$\mathbf{M} \cdot \mathbf{q}_1 = \lambda \cdot \mathbf{q}_1.$$

Optimalni vrednost vektora \mathbf{q}_1 se izračunava kao svojstveni vektor matrice \mathbf{M} kojem odgovara najveća svojstvena vrednost, da bi se onda izračunala vrednost vektora \mathbf{q}_2 pomoću (5.2.15). Spajanjem ova dva vektora dolazi se do optimalne vrednosti vektora \mathbf{q} .

Sa druge strane, elipsa (5.2.1) se može predstaviti u kanoničnom obliku linearnom transformacijom koordinata:

$$\hat{\mathbf{u}}(\alpha) = \mathbf{R}(\varphi_1) \cdot \begin{bmatrix} k_x & 0 \\ 0 & k_y \end{bmatrix} \cdot \mathbf{R}(\varphi_0) \cdot \hat{\mathbf{u}}_M(\alpha) + \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \end{bmatrix}, \quad (5.2.18)$$

gde je $\mathbf{R}(\varphi_i)$ matrica rotacije:

$$\mathbf{R}(\varphi_i) = \begin{bmatrix} \cos(\varphi_i) & -\sin(\varphi_i) \\ \sin(\varphi_i) & \cos(\varphi_i) \end{bmatrix}. \quad (5.2.19)$$

Smenom (5.2.18) u (5.2.1), i rešavanjem, dobijaju se parametri kanoničnog oblika elipse u funkciji poznatih parametara elipse \mathbf{q} :

$$\Delta = \sqrt{(a-c)^2 + 4 \cdot b^2},$$

$$k_{x,y} = -\sqrt{2 \cdot (4 \cdot a \cdot f^2 + 4 \cdot c \cdot d^2 - 8 \cdot b \cdot d \cdot f - g) \cdot (a+c \mp \Delta)}, \quad (5.2.20)$$

$$x_0 = 4 \cdot (b \cdot f - c \cdot d), \quad y_0 = 4 \cdot (b \cdot d - a \cdot f),$$

$$\varphi_0 = \arctan\left(-\frac{k_x \cdot \sin(\varphi_1)}{k_y \cdot \cos(\varphi_1)}\right), \quad \varphi_1 = \arctan\left(\frac{c-a-\Delta}{2 \cdot b}\right).$$

Konačno, upoređivanjem (5.2.20), (5.2.18) i linearnog segmenta modela (4.2.7), određuju se parametri linearne kompenzacije (4.4.1):

$$\hat{\mathbf{o}} = [x_0 \quad y_0]^T,$$

$$\hat{\mathbf{G}}^{-1} = \mathbf{R}(-\varphi_0) \cdot \begin{bmatrix} k_x^{-1} & 0 \\ 0 & k_y^{-1} \end{bmatrix} \cdot \mathbf{R}(-\varphi_1). \quad (5.2.21)$$

Izvedeni postupak identifikacije parametara linearne kompenzacije može se predstaviti kao sekvenca dve nezavisne koraka, **collect** i **process**, tako da se tokom prvog koraka prikupljaju podaci za identifikaciju, koji se onda obrađuju tokom drugog koraka.

Tokom koraka **collect** izračunava se kovarijantna matrica **S** prema (5.2.6), iterativno za svaki odbirak ulaznog signala $\hat{\mathbf{u}}[i]$. Izračunavanje kovarijantne matrice **S** je završeno kada osovina pretvarača opiše pun ugao, i kada se prelazi na sledeći korak postupka. Shodno prethodnom, izvršavanje koraka **collect** započinje kada sistem pređe iz radnog režima RPO u radni režim CALIBRATE, koji onda mora ostati nepromenjen tokom celog izvršavanja ovog koraka. U suprotnom, ako tokom izvršavanja koraka **collect** sistem pređe iz radnog režima CALIBRATE u radni režim RPO, postupak identifikacije se smatra neuspešnim.

Drugi korak, **process**, započinje izračunavanjem pomoćne matrice **M** na osnovu izračunate kovarijantne matrice **S**, prema (5.2.17), da bi se zatim izračunala i njena dekompozicija na svojstvene vrednosti i odgovarajuće svojstvene vektore. Optimalna vrednost vektora \mathbf{q}_1 se bira kao svojstveni vektor pomoćna matrica **M** kojem odgovara najveća svojstvena vrednost da bi se onda, primenom (5.2.15), odredila i vrednost vektora \mathbf{q}_2 . Koefficienti vektora \mathbf{q}_1 i \mathbf{q}_2 se dalje primenjuju za određivanjem parametara kanoničnog oblika elipse, prema (5.2.20). Konačno, parametri linearne kompenzacije se određuju smenom izračunatih parametara kanoničnog oblika elipse u (5.2.21). Kako se tokom ovog koraka samo obrađuju već prikupljeni podaci, to se korak **process** može izvršiti nezavisno od izabranog radnog režima.

Tačnost parametri linearne kompenzacije određenih u (5.2.21) ne zavisi od tačnosti brzine rotacije, odnosno tačnosti regulatora i observera brzine, što je posledica upotrebe implicitnog oblika elipse u modelu (5.2.1). Stoga je za ispravnu identifikaciju dovoljno da matrica **D** predstavlja reprezentativan uzorak, koji obuhvata pun ugao.

Sa druge strane, primetimo da računaska kompleksnost predstavlja značajan ograničavajući faktor za praktičnu primena predloženog postupka. Ova kompleksnost se posebno odražava u računskoj kompleksnosti (5.2.17) i (5.2.20), kao i potrebi za određivanjem svojstvenih vektora matrica.

5.3. Identifikacija Parametara Harmonijske Kompenzacije

Parametri harmonijskog modela se identifikuju upoređivanjem referentnog ugla sa nizom izmerenih vrednosti pomoćnog ugla $\alpha_H^*[i]$. Istovremeno, kada je brzina rotacije konstantna, referentni ugao $\alpha_{ref}(i)$ je dat sa:

$$\alpha_{ref}(i) = \alpha_l(i) + \alpha_0, \quad (5.3.1)$$

gde je $\alpha_l(i)$ linearna komponenta referentnog ugla data sa:

$$\alpha_l(i) = \frac{2\pi}{N} \cdot (i-1), \quad (5.3.2)$$

dok je α_0 početna vrednost referentnog ugla. Uzevši i obzir da je da y_s – osa senzora usvojena kao referentna osa merenja, to je početna vrednost referentnog ugla određena na osnovu prolaska izmerene vrednosti pomoćnog ugla $\alpha_H^*[i]$ kroz nulu, pa je greška referentnog ugla (5.3.1) samo posledica odstupanja trenutne brzine od srednje brzine. Međutim, kako su regulator brzine i observer projektovani tako da potiskuju grešku brzine u niskofrekventnom delu spektra, to u stacionarnom stanju greška reference sadrži samo visokofrekventne komponente. Stoga je ovako usvojena referenca pogodna za određivanje parametara modela.

Kada se model harmonijske kompenzacije (4.4.7) primeni na referentne uglove (5.3.1), i reši po harmonijskom korektoru, dolazi se do:

$$h_0 + h(\alpha_H^*[i]) = \alpha_H^*[i] - \alpha_{ref}(i). \quad (5.3.3)$$

Iz (5.3.3) optimalni koeficijenti harmonijskog korektora h_0 , a_k , i b_k za poznati niz izmerenih vrednosti pomoćnog ugla $\alpha_H^*[i]$ se mogu odrediti primenom linearne regresije. Nažalost, takav metod zahteva rad sa relativno velikim matricama čiji red raste sa redom korektora $h(x)$ u (4.4.4). Stoga je razvijen i približni metod, koji se zasniva na opservaciji da je maksimalna amplituda harmonijskog korektora $h(x)$ relativno mala, značajno manja od 1.5° u praktičnim primenama, pa se u prvoj aproksimaciji može zanemariti:

$$h_0 + h(\alpha_H^*[i]) \approx h_0. \quad (5.3.4)$$

Posle smene aproksimacije (5.3.4) u model harmonijske korekcije (4.4.7) primenjen na referentne uglove (5.3.1), i rešavanja, dolazi se do:

$$\alpha_H^*[i] \approx \alpha_{ref}(i) + h_0. \quad (5.3.5)$$

Primetimo da je harmonijski korektor (4.4.7) glatka funkcija koja se sporo menja u odnosu na argument, pa stoga primena aproksimacije (5.3.5) na argument harmonijskog korektora $\beta(i)$ u (5.3.3) neće dovesti do značajne greške:

$$\begin{aligned} h_0 + h(\beta(i)) &= \alpha_H^*[i] - \alpha_{ref}(i), \\ \beta(i) &= \alpha_{ref}(i) + h_0. \end{aligned} \quad (5.3.6)$$

Sada se do optimalnih koeficijenata harmonijske kompenzacije dolazi primenom linearne regresije na (5.3.6) za poznati niz merenja pomoćnog ugla $\alpha_H^*[i]$. Međutim, u ovom slučaju se linearna regresija može predstaviti kao modifikovana diskretna Furijeova transformacija razlike referentnog ugla (5.3.1) i izmerenih vrednosti pomoćnog ugla $\alpha_H^*[i]$, kao u:

$$h_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\alpha_H^*[i] - \alpha_{ref}(i)), \quad (5.3.7)$$

$$a_k = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N (\alpha_H^*[i] - \alpha_{ref}(i)) \cdot \cos(k \cdot \beta(i)), \quad (5.3.8)$$

$$b_k = \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N (\alpha_H^*[i] - \alpha_{ref}(i)) \cdot \sin(k \cdot \beta(i)). \quad (5.3.9)$$

Nažalost, direktna primena (5.3.7), (5.3.8), i (5.3.9) bi zahtevala poznavanje celokupnog niza izmerenih vrednosti pomoćnog ugla $\alpha_H^*[i]$, pre svega jer je potrebno izračunati vrednost koeficijenta h_0 pre ostalih koeficijenata, ali i zato što je početni referentni ugao α_0 inicijalno nepoznat. Stoga, transformišimo (5.3.7) tako da se izdvoji deo vrednost koji se može izračunati nezavisno od referentnog ugla α_0 , kao u:

$$h_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\alpha_H^*[i] - \alpha_l(i) - \alpha_0) = F_0 - \alpha_0, \quad (5.3.10)$$

gde je F_0 parcijalna suma data sa:

$$F_0 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (\alpha_H^*[i] - \alpha_l(i)). \quad (5.3.11)$$

Smenom (5.3.1) i (5.3.10) u (5.3.6) argument $\beta(i)$ se može izraziti nezavisno od početnog referentnog ugla:

$$\beta(i) = \alpha_l(i) + F_0. \quad (5.3.12)$$

Sada, smenom (5.3.12) u (5.3.8) i sređivanjem dolazi se do:

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N (\alpha_H^*[i] - \alpha_l(i) - \theta_0) \cdot \cos(k \cdot \alpha_l(i) + k \cdot F_0) \\ &= \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N (\alpha_H^*[i] - \alpha_l(i)) \cdot \cos(k \cdot \alpha_l(i)) \cdot \cos(k \cdot F_0) \\ &\quad - \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N (\alpha_H^*[i] - \alpha_l(i)) \cdot \sin(k \cdot \alpha_l(i)) \cdot \sin(k \cdot F_0) \\ &= \cos(k \cdot F_0) \cdot \frac{2}{N} \cdot \sum_{i=1}^N (\alpha_H^*[i] - \alpha_l(i)) \cdot \cos(k \cdot \alpha_l(i)) \\ &\quad - \sin(k \cdot F_0) \cdot \frac{2}{N} \cdot \sum_{i=1}^N (\alpha_H^*[i] - \alpha_l(i)) \cdot \sin(k \cdot \alpha_l(i)). \end{aligned} \quad (5.3.13)$$

Slično, smenom (5.3.12) u (5.3.9) i sređivanjem dolazi se do:

$$\begin{aligned} b_k &= \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N (\alpha_H^*[i] - \alpha_l(i) - \theta_0) \cdot \sin(k \cdot \alpha_l(i) + k \cdot F_0) \\ &= \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N (\alpha_H^*[i] - \alpha_l(i)) \cdot \sin(k \cdot \alpha_l(i)) \cdot \cos(k \cdot F_0) \\ &\quad + \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N (\alpha_H^*[i] - \alpha_l(i)) \cdot \cos(k \cdot \alpha_l(i)) \cdot \sin(k \cdot F_0) \\ &= \cos(k \cdot F_0) \cdot \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N (\alpha_H^*[i] - \alpha_l(i)) \cdot \sin(k \cdot \alpha_l(i)) \\ &\quad + \sin(k \cdot F_0) \cdot \frac{2}{N} \sum_{i=1}^N (\alpha_H^*[i] - \alpha_l(i)) \cdot \cos(k \cdot \alpha_l(i)). \end{aligned} \quad (5.3.14)$$

Izdvojimo parcijalne sume $F_{S,k}$ i $F_{C,k}$ iz (5.3.13) i (5.3.14), kao:

$$\begin{aligned} F_{C,k} &= \sum_{i=1}^N (\alpha_H^*[i] - \alpha_l(i)) \cdot \cos(k \cdot \alpha_l(i)), \\ F_{S,k} &= \sum_{i=1}^N (\alpha_H^*[i] - \alpha_l(i)) \cdot \sin(k \cdot \alpha_l(i)). \end{aligned} \quad (5.3.15)$$

Treba primetiti da se parcijalne sume iz (5.3.11) i (5.3.15) mogu izračunati inkrementalno, bez poznavanja celog niza izmerenih vrednosti pomoćnog ugla $\alpha_H^*[i]$. Istovremeno, parametri modela a_k i b_k se mogu odrediti samo na osnovu ovih suma, smenom (5.3.15) u (5.3.13) i (5.3.14):

$$\begin{aligned} a_k &= \frac{2}{N} \cdot (\cos(k \cdot F_0) \cdot F_{C,k} - \sin(k \cdot F_0) \cdot F_{S,k}), \\ b_k &= \frac{2}{N} \cdot (\cos(k \cdot F_0) \cdot F_{S,k} + \sin(k \cdot F_0) \cdot F_{C,k}). \end{aligned} \quad (5.3.16)$$

Za određivanje koeficijenta h_0 dovoljno je primetiti da dobro podešeni harmonijski korektor nema uticaja kada se izmereni pravac magnetnog polja poklapa sa referentnom osom. Kako je usvojeno da y_s – osa senzora bude referentna osa, to je potreban uslov:

$$h_0 + h(0) = 0. \quad (5.3.17)$$

Stoga, rešavanjem (5.3.17) dolazi se do izraza za koeficijent u kojem se više ne javlja početna vrednost referentnog ugla:

$$h_0 = -\sum_{k=1}^N a_k. \quad (5.3.18)$$

Slično postupku identifikacije parametara linearne kompenzacije, i postupak identifikacije parametara harmonijske kompenzacije može se predstaviti kao sekvenca dva nezavisna koraka, gde se tokom prvog koraka prikupljaju podaci za identifikaciju da bi se onda obradili u drugom koraku.

Tokom koraka **collect** se za svaki odabirak pomoćnog ugla $\alpha_H^*[i]$ iterativno izračunavaju parcijalne sume (5.3.11) i (5.3.15). Izračunavanje parcijalnih suma se završava kada osovina pretvarača opiše pun ugao. Slično kao u slučaju identifikacije parametara linearne kompenzacije, izvršavanje koraka **collect** započinje kada sistem pređe iz radnog režima RPO u radni režim CALIBRATE, koji onda mora ostati nepromenjen tokom celog izvršavanja ovog koraka. U suprotnom, ako tokom izvršavanja koraka **collect** sistem pređe iz radnog režima CALIBRATE u radni režim RPO, postupak identifikacije se smatra neuspešnim.

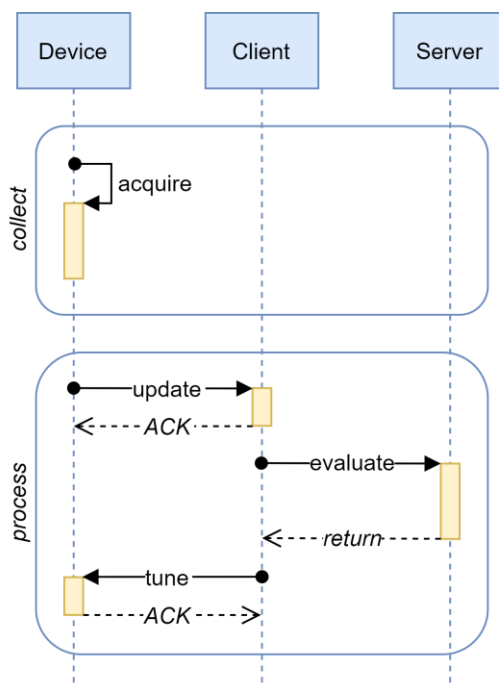
U drugom koraku, **process**, izračunate parcijalne sume se koriste za izračunavanje koeficijenta harmonijske kompenzacije prema (5.3.16) i (5.3.18). Ovaj koraka se može izvršiti nezavisno od izabranog radnog režima, jer se svodi na računsku obradu već prikupljenih podataka.

Primena harmonijskog modela malog reda je suštinski značajna za potiskivanje greške unutrašnje reference jer koristi samo niskofrekventni deo spektra za identifikaciju. Stoga se greška reference ponaša kao nezavisan slučajan šum, pa je greška identifikovanih parametara obrnuto proporcionalna kvadratnom korenu dužine ulaznog niza N .

5.4. Distribuirana Metoda za Samokalibraciju

U dosadašnjem izlaganju predstavljen je metod za samokalibraciju mernog procesa ugaone pozicije u servo sistemima sa magnetorezistivnim pretvaračima ugaone pozicije, zasnovan na nezavisnoj identifikaciji parametara linearne kompenzacije i parametara harmonijske kompenzacije. Nažalost, pokazano je da postupak identifikacije parametara zahteva značajne računске resurse, kao i primenu biblioteka za linearnu algebru u pokretnom zarezu, što predstavlja prepreku za izravnu implementaciju na mikrokontrolerima ograničenog kapaciteta kakvi se uobičajeno koriste za realizaciju aktuatora. Stoga, da bi se prevazišle ova prepreke bez upotrebe naprednijih mikrokontrolera, što bi se negativno odrazilo na pouzdanost i ekonomsku održivost sistema, predložena je implementacija distribuirane metode za određivanje parametara kompenzacije.

Naime, primetimo da se i postupak identifikacije parametara linearne kompenzacije, kao i postupak identifikacije parametara harmonijske kompenzacije, sastoji od dva sekvencijalna koraka, **collect** i **process**. Takođe, zajedničko za oba postupka identifikacije parametara je da izvršavanje koraka **process** ne zavisi od fizičkog stanja sistema, pa time ni izabranog radnog režima, već se svodi na računsku obradu već prikupljenih podataka. Stoga je, moguće transformisati predloženi metod tako da se izvršavanje koraka **process** distribuira na slobodne računске resurse. Vremenski dijagram predložene metode prikazan je na slici 5.7.



Slika 5.7 – Dijagram distribuirane metode za kalibraciju

Pored samog uređaja (**Device**) koji predstavlja aktuator sa servo sistemom, u metodi za distribuiranu kalibraciju interaguju još dva učesnika. Glavni sistem za računsku obradu podataka predstavlja aplikativni server (**Server**), čija uloga je da izvrši računski kompleksan deo procedura identifikacije. Konačno, uloga klijenta (**Client**) je da omogući razmenu podataka između uređaja i servera. Sama metoda ne postavlja ograničenja na fizičku realizaciju učesnika, tako da su moguće realizacije kod kojih da su sva tri učesnika realizovana na istoj elektronskoj kontrolnoj jedinici, ali i realizacije kod kojih je neki od učesnik realizovan umrežavanjem više nezavisnih elektronskih kontrolnih jedinica.

Metoda za distribuiranu kalibraciju je sekvenca četiri nezavisne asinhronne procedure, metodološki organizovane prema koracima identifikacije opasnim u odeljcima 5.2 i 5.3. Izvršenje sukcesivnih procedura u sekvenci se inicira porukom sa zahtevom za obradu, koji se obrađuje tek kada se oslobode potrebni računski i komunikacioni resursi. Sekvencijalni broj zahteva za obradu omogućava praćenje toka metode kroz distribuirani sistem, čak i u situaciji kada komunikaciona infrastruktura sadrži dodatne čvorove, te odbacivanje zastarelih zahteva. Naime, kako su zahtevi za kalibraciju nezavisni, dovoljno je da se svaka sledeća procedura u sekvenci izvrši samo za zahtev sa najvećim sekvencijalnim brojem. Svi ostali zahtevi za obradu se mogu odbaciti bez uticaja na tačnost rezultata. Stoga svi komunikacioni baferi imaju kapacitet za samo jednu poruku, dok su prijemni filteri podešeni tako da prihvataju samo poruke sa većim sekvencijalnim brojem kalibracije.

Izvršavanje distribuirane metode započinje na samom uređaju, procedurom **acquire**, tokom koje se prikupljaju potrebni podaci, i priprema zahtev za kalibraciju. U skladu sa postupkom identifikacije parametara linearne kompenzacije predstavljenim u odeljku 5.2, kao i sa postupkom identifikacije parametara harmonijske kompenzacije predstavljenim u odeljku 5.3, procedura **acquire** započinje kada sistem pređe iz radnog režima RPO u radni režim CALIBRATE, koji onda mora ostati nepromenjen tokom celog izvršavanja ovog koraka. U suprotnom, ako tokom izvršavanja procedure **acquire** sistem pređe iz radnog režima CALIBRATE u radni režim RPO, postupak identifikacije se smatra neuspešnim.

Procedura **acquire** se završava kada osovina pretvarača opiše pun ugao što, znajući da se osovina pretvarača rotira konstantnom brzinom, odgovora konstantnom broju uzoraka. Stoga, kada se obradi dovoljno veliki uzorak, zahtevu za kalibraciju se dodeljuje sekvencijalni broj i procedura se prekida. Dalja obrada zahtevu za kalibraciju je u potpunosti asinhrona, primenom standardne komunikacione infrastrukture.

Procedura **acquire** je uvek realizovana kao deo prekidne rutine kontrolnog algoritma, tokom koje se podaci obrađuju inkrementalno za svaki odbirak signala senzora. Ograničenje računskog vremena potrebnog za izračunavanja inkrementa je kritična za ostvarljivost realizacije, te je stoga poželjno da se koriste isključivo celobrojne operacije bez skaliranja. Ovo je od posebnog značaja kada se za realizaciju koriste 8-bitni mikrokontroleri, kod kojih je pomeranje višebajtnih registara računski skupa operacija. Stoga je neophodno da algoritmi i strukture podataka budu prilagođene takvoj realizaciji.

Tokom procedure **update** zahtev za kalibraciju prenosi od uređaja ka klijentu. Poželjno je da se prenos obavi pouzdanim kanalom, jer prikupljanje podataka zavisi od spoljnih faktora pa se ne može garantovati najveće moguće vreme između zahteva. Međutim, dovoljno je garantovati prenos sa semantikom „najmanje jednom“, pošto se sekvencijalni broj zahteva za obradu može upotrebiti za odbacivanje ponovljenog zahteva.

Procedura **evaluate** se u potpunosti izvršava u pozadinskom procesu aplikativnog servera, kao obrada RPC (*Remote Procedure Call*) zahteva klijenta. Tokom ove procedure se izračunavaju stvarni parametri kalibracije na osnovu primljenog zahteva. Na kraju, rezultat je konvertovan u celobrojnu reprezentaciju, te se formira poruka rezultata koja je ujedno i odgovor na RPC-a.

Konačno, procedura **tune** prenosi rezultat kalibracije od klijenta do uređaja. Kao i kod zahteva u proceduri **update** i ovde je potrebno da se prenos obavi pouzdanim kanalom sa „najmanje jednom“ semantikom.

5.5. Distribuirana Identifikacija Parametara Linearne Kompenzacije

Distribuirana identifikacija parametara linearne kompenzacije započinje procedurom **acquire**, tokom koje se inkrementalno izračunava kovarijantna matrica **S**. Sama procedura započinje izračunavanjem vrednosti pomoćnog vektora **x** iz (5.2.3), primenom procedure date u tabeli 5.5.1 gde je **ADC_x** rezultat A/D konverzije signala u_x u prvom mernom mostu MR senzora, **ADC_y** rezultat A/D konverzije signala u_y u drugom mernom mostu MR senzora, a **ADC0** konstanta koja odgovara polovini opsega konverzije.

Tabela 5.5.1. Izračunavanja pomoćnog vektora

POLJE	TIP	VREDNOST	OPIS
in_x	Int16	ADC_x - ADC0	Signal $u_x[i]$
in_y	Int16	ADC_y - ADC0	Signal $u_y[i]$
in_x2	Int32	in_x * in_x	Signal $(u_x[i])^2$
in_y2	Int32	in_y * in_y	Signal $(u_y[i])^2$
in_xy	Int32	in_x * in_y	Signal $u_x[i] \cdot u_y[i]$

Tako dobijena celobrojna reprezentacija pomoćnog vektora **x** se onda koristi za izračunavanje inkrementa kovarijantne matrice **S**. Kako ova matrica ima samo 15 različitih

vrednosti, od čega je jedna konstanta 1, to je dovoljno inkrementalno izračunavati vrednosti 14 polja predstavljenih u tabeli 5.5.2.

Tabela 5.5.2. Izračunavanja kovarijantne matrice

POLJE	TIP	INKREMENT	OPIS
S_x4	Int64	in_x2 * in_x2	Suma $(u_x[i])^4$
S_y4	Int64	in_y2 * in_y2	Suma $(u_y[i])^4$
S_x3y	Int64	in_x2 * in_xy	Suma $(u_x[i])^3 \cdot u_y[i]$
S_y3x	Int64	in_y2 * in_xy	Suma $(u_y[i])^3 \cdot u_x[i]$
S_x2y2	Int64	in_y2 * in_x2	Suma $(u_x[i])^2 \cdot (u_y[i])^2$
S_x3	Int64	in_x2 * in_x	Suma $(u_x[i])^3$
S_y3	Int64	in_y2 * in_y	Suma $(u_y[i])^3$
S_x2y	Int64	in_x2 * in_y	Suma $(u_x[i])^2 \cdot u_y[i]$
S_y2x	Int64	in_y2 * in_x	Suma $(u_y[i])^2 \cdot u_x[i]$
S_x2	Int32	in_x2	Suma $(u_x[i])^2$
S_y2	Int32	in_y2	Suma $(u_y[i])^2$
S_xy	Int32	in_xy	Suma $u_x[i] \cdot u_y[i]$
S_x	Int32	in_x	Suma $u_x[i]$
S_y	Int32	in_y	Suma $u_y[i]$

Procedura **acquire** se završava kada osovina pretvarača opiše pun ugao što, znajući da se osovina pretvarača rotira konstantnom brzinom, odgovora konstantnom broju uzoraka. Tada se, u proceduri **update**, formira poruka zahteva za kalibraciju prema tabeli 5.5.3, tako što se upakuju zajedno jedinstveni identifikacioni broj uređaja, sekvencijalni broj zahteva, i polja tabele 5.5.2 koja opisuju kovarijantne matrice **S**. Kako kriterijum optimalnosti (5.2.5) zavisi od niza merenja ulaznog signala $u[i]$ samo preko kovarijantne matrice **S**, to ovako sačinjena poruka sadrži sve potrebne podatke.

Tabela 5.5.3. Poruka zahteva za kalibraciju

POLJE	TIP	OPIS
Device	UInt32	Jedinstveni identifikacioni broj uređaja
Sequence	UInt32	Sekvencijalni broj zahteva
S_*	Binary[92]	Polja koja opisuju kovarijantnu matricu S iz tabele 5.5.2.

Procedura **evaluate** se izvršava kao deo pozadinskog procesa na aplikativnom serveru, tako da računaska kompleksnost nije kritična. Aktivira ga primljeni zahtev u proceduri **update**, ali je izvršenje odloženo dok se ne oslobodi procesorsko vreme. U ovoj proceduri se izračunavaju parametri kalibracije, rešavanjem matričnog sistema (5.2.17), te primenom (5.2.15), (5.2.20) i (5.2.21) na dobijeni rezultat. Na kraju se rezultat konvertuje u celobrojnu reprezentaciju, kao u tabeli 5.5.4.

Tabela 5.5.4. Rezultat kalibracije

POLJE	TIP	MATRICA	OPIS
R_Ox	Int16	O	Konstantni pomeraj po x-osi, o_x
R_Oy	Int16	O	Konstantni pomeraj po y-osi, o_y
R_G11	Int16	G ⁻¹	Kompenzaciona matrica, element (1,1)
R_G22	Int16	G ⁻¹	Kompenzaciona matrica, element (2,2)
R_G12	Int16	G ⁻¹	Kompenzaciona matrica, element (1,2)

Konačno, formira se poruka zahteva za podešavanje u proceduri **tune** prema tabeli 5.5.5, tako što se upakuje sekvencijalni broj zahteva zajedno sa poljima iz tabele 5.5.4 koja opisuju rezultat kalibracije.

Tabela 5.5.5. Poruka zahteva za podešavanje

POLJE	TIP	OPIS
Device	UInt32	Jedinstveni identifikacioni broj uređaja
Sequence	UInt32	Sekvencijalni broj zahteva
R_*	Binary[10]	Polja koja opisuju rezultat kalibracije iz tabele 5.5.4.

Za praktičnu primenu poželjno je, mada ne i nužno, da se binarna polja u porukama 5.5.3 i 5.5.5 serijalizuju u mrežnom redosledu, odnosno redom kojim su navedeni u tabelama 5.5.2 i 5.5.4 respektivno, i MSB (*Most Significant Byte*) formatu.

5.6. Distribuirana Identifikacija Parametara Harmonijske Kompenzacije

Za razliku od prethodne, distribuirana identifikacije parametara harmonijske kompenzacije je parametarizovana prema broju odbiraka tokom kojeg osovina pretvarača opiše pun ugao rotirajući se najvećom dopuštenom brzinom N , i odabranom redu harmonijskog korektora K . Stoga će oblik zahteva za obradu, kao i format i sadržaj poruka, zavisiti od ovih parametra.

Distribuirana identifikacija parametara harmonijske kompenzacije započinje procedurom **acquire**, tokom koje se inkrementalno izračunavaju parcijalne sume F_0 , $F_{C,k}$, i $F_{S,k}$. Procedura započinje izračunavanju celobrojne reprezentacije linearne komponente referentnog ugla $\alpha_l(i)$, kao i njegove razlike od pomoćnog ugla $\alpha_H^*[i]$. Stoga, ako je AlphaL celobrojna reprezentacija linearne komponente referentnog ugla $\alpha_l(i)$, DAlphaL celobrojna reprezentacija priraštaja referentnog ugla tokom jedne periode odabiranja prema (5.3.1) i (5.3.2), AlphaH celobrojna reprezentacija pomoćnog ugla $\alpha_H^*[i]$, a DAlpha pomoćna varijabla koja sadrži celobrojnu reprezentaciju razlike pomoćnog ugla $\alpha_H^*[i]$ i linearne komponente referentnog ugla $\alpha_l(i)$, postupak izračunavanja parcijalnih suma započinje sa:

$$\begin{aligned} DAlpha &= AlphaH - AlphaL, \\ AlphaL &= AlphaL + DAlphaL. \end{aligned} \tag{5.6.1}$$

Primitimo da se u izrazima parcijalnih suma $F_{C,k}$ i $F_{S,k}$ u (5.3.15) javljaju trigonometrijske funkcije celobrojnog umnoška linearne komponente referentnog ugla $\alpha_l(i)$. Međutim, kako su N mogućih vrednosti linearne komponente referentnog ugla $\alpha_l(i)$ unapred poznate, to se osnovne trigonometrijske funkcije mogu izračunati unapred i smestiti u odgovarajuće celobrojne tabele, COS i SIN. Stoga, ako je N_{LUT} broj bitova u reprezentaciji unosa u tabelu, tada važi:

$$\begin{aligned} \text{COS}[i] &= 2^{N_{LUT}} \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N} \cdot i\right), \\ \text{SIN}[i] &= 2^{N_{LUT}} \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{N} \cdot i\right). \end{aligned} \quad (5.6.2)$$

Trigonometrijske funkcije celobrojnog umnoška linearne komponente referentnog ugla se lako određuju na osnovu tabela COS i SIN, kada se ove indeksiraju celobrojnim umnoškom indeksa po modulu N . Kako je ovakvo indeksiranje moguće izraziti u inkrementalnom obliku, čime se izbegavaju skupe operacije množenja i modula, to uticaj ovih operacija nije od značaja za računsku kompleksnost procedure. Konačno, postupak izračunavanja inkrementa parcijalnih suma F_0 , $F_{C,k}$, i $F_{S,k}$ predstavljen je u tabeli 5.6.1.

Tabela 5.6.1. Izračunavanja parcijalnih suma

POLJE	TIP	INKREMENT	OPIS
S_NF0	Int32	DAlpha	Suma $N \cdot F_0$, prema (5.3.11), pomnožena sa N
S_FC	Int32 [K]	DAlpha * COS [(k*i) %N]	Niz suma $F_{C,k}$, prema (5.3.15)
S_FS	Int32 [K]	DAlpha * SIN [(k*i) %N]	Niz suma $F_{S,k}$, prema (5.3.15)

Kao i u slučaju distribuirane identifikacije parametara linearne kompenzacije, procedura se završava kada osovina pretvarača opiše pun ugao kada se, u proceduri **update**, formira poruka zahteva za kalibraciju prema tabeli 5.6.2. Tako dobijena poruka se sastoji od jedinstvenog identifikacioni broja uređaja, sekvencijalnog broja zahteva, i polja tabele 5.6.1 koja opisuju parcijalne sume F_0 , $F_{C,k}$, i $F_{S,k}$.

Tabela 5.6.2. Poruka zahteva za kalibraciju

POLJE	TIP	OPIS
Device	UInt32	Jedinstveni identifikacioni broj uređaja
Sequence	UInt32	Sekvencijalni broj zahteva
S_*	Binary[4 + 8 · K]	Polja koja opisuju parcijalne sume F_0 , $F_{C,k}$, i $F_{S,k}$ iz tabele 5.6.1.

Međutim, samo izračunavanje parametara tokom procedure **evaluate** je u ovom slučaju značajno računski jednostavnije nego što je to bio slučaj kod distribuirane identifikacije parametara linearne kompenzacije. Stoga se procedura **evaluate** može izvršiti kao deo pozadinskog procesa na zasebnoj hardverskoj platformi, ali i na samom uređaju. Tokom ove procedure se prvo finalizira izračunavanje parcijalne sume F_0 tako što se prikupljena suma podeli sa N , da bi se onda odredili koeficijenti harmonijskog korektora prema (5.3.16), a zatim i ofset harmonijskog korektora prema (5.3.18). Na kraju se rezultat konvertuje u celobrojnu reprezentaciju, kao u tabeli 5.6.3.

Tabela 5.6.3. Rezultat kalibracije

POLJE	TIP	OPIS
R_h0	Int16	Ofset harmonijskog korektora, h_0
R_a	Int16 [K]	Niz koeficijenata harmonijskog korektora, a_k
R_b	Int16 [K]	Niz koeficijenata harmonijskog korektora, b_k

Konačno, formira se poruka zahteva za podešavanje u proceduri **tune** prema tabeli 5.6.4, na isti način kao i u slučaju distribuirane identifikacije parametra linearne kompenzacije, tako što se upakuje sekvencijalni broj zahteva zajedno sa poljima iz tabele 5.6.3 koja opisuju rezultat kalibracije.

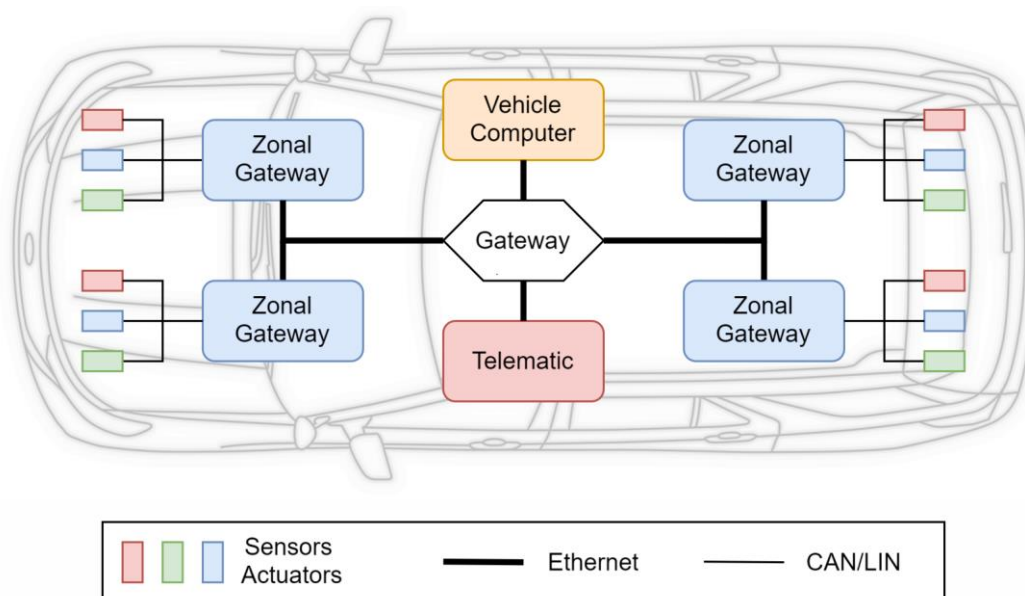
Tabela 5.6.4. Poruka zahteva za podešavanje

POLJE	TIP	OPIS
Device	UInt32	Jedinstveni identifikacioni broj uređaja
Sequence	UInt32	Sekvencijalni broj zahteva
R_*	Binary[2 + 4·K]	Polja koja opisuju rezultat kalibracije iz tabele 5.6.3.

Preferencijalni oblik serijalizacije binarnih polja u porukama 5.6.2 i 5.6.4 zavisi od izabranog modela za izvršavanje procedure **evaluate**. Naime, ako se procedura **evaluate** izvršava na zasebnoj hardverskoj platformi, poželjno je da se binarna polja u ovim poruka serijalizuju u mrežnom redosledu, odnosno redom kojim su navedeni u tabelama 5.6.1 i 5.6.3 respektivno, i MSB (*Most Significant Byte*) formatu. U suprotnom, kada se procedura **evaluate** izvršava na samom uređaju, poželjno je da serializacija binarnih polja bude u C-ABI (*C Application Binary Interface*) formatu, čime se izbegava transformacija podataka tokom procesa serijalizacije i deserijalizacije.

5.7. Distribuirana Samokalibracija u Automobilskim Sistemima

Globalni trendovi u automobilskoj industriji indiciraju značajan rast učešća softvera i elektronike u automobilskoj industriji u narednoj dekadi, kao i da će taj rast biti uslovljen centralizacijom hardvera praćena virtualizacijom softverske arhitekture [106]. Krupan korak u tom pravcu predstavlja tranzicija računarskog mrežnog sistema vozila sa domenske arhitekture četvrte generacije na zonalnu arhitekturu pete generacije. Osnovni dijagram ove arhitekture predstavljen je na slici 5.8.



Slika 5.8 – Zonalna arhitektura računarskog mrežnog sistema vozila.

U osnovi zonalne arhitekture računarskog mrežnog sistema vozila se nalaze zonski kontroleri, specijalizovane elektronske kontrolne jedinice organizovane prema njihovim fizičkim lokaciji (zonama) u vozilu [107]. Svaki zonski kontroler je zadužen za povezivanje sa sensorima i aktuatorima u svojoj fizičkoj zoni, nezavisno od toga da li se radi o inteligentnim ili diskretnim komponentama. U slučaju povezivanja sa diskretnim sensorima i aktuatorima, zonski kontroler je dodatno zadužen i za izvršavanje zadataka u realnom vremenu. Stoga je uobičajeno da svaki zonski kontroler uključuje procesor opšte namene, mikrokontroler, kao i mrežne interfejsse [108].

Dodatno, zonalna arhitekture računarskog mrežnog sistema vozila uvodi centralni računar vozila visokih performansi, zadužen za obavljanje svih računskih zadataka [109]. Time je omogućeno razdvajanje funkcije od implementacije, a posebno softverske i hardverske platforme, čime je započela tranzicija na SDV (*Software Defined Vehicle*) paradigmu.

Distribuirana metoda samokalibracije predstavljena u odeljku 5.4, a posebno paradigme usvojene tokom njene konstrukcije, se idealno preslikava u ciljeve i paradigme zonalne arhitekture računarskog mrežnog sistema vozila. Naime, u realizacijama distribuirane metode samokalibracije namenjenim vozilima sa zonalnom arhitekturom računarskog mrežnog sistema, zonalni kontroler preuzima ulogu klijenta distribuirana metoda samokalibracije, dok centralni računar vozila preuzima ulogu aplikativnog servera. Pri tome se komunikacija između učesnika distribuirane metode samokalibracije obavlja primenom standardnih komunikacionih protokola, namenjenih za automobilsku industriju. Stoga će u nastavku ovog poglavlja biti analizirane primena tri uobičajena automobilska komunikaciona protokola, LIN, CAN, i SOME/IP.

5.7.1. Primena LIN protokola

LIN (*Local Interconnect Network*) je mrežni protokol, koji je zbog svoje niske cene, jednostavnosti, i pouzdanosti u širokoj upotrebi za povezivanje inteligentnih senzora i aktuatora sa elektronskim kontrolnim jedinicama u automobilskoj industriji. Za praktičnim primene ovog protokola, standardizovani su slojevi druge grupe OSI referentnog modela (fizički sloj, sloj veze, mrežni sloj, i transportni sloj) u [110]. Tako se fizički sloj OSI modela sastoji od deljene serijske magistrale, sa bitskom brzinom do 20kbit/s. Topologiju fizičke veze čini samo jedan provodnik, na koju je povezan jedan *commander* čvor i do 15 *responder* čvorova formiranjem žičanog-i (*wired-and*) kola.

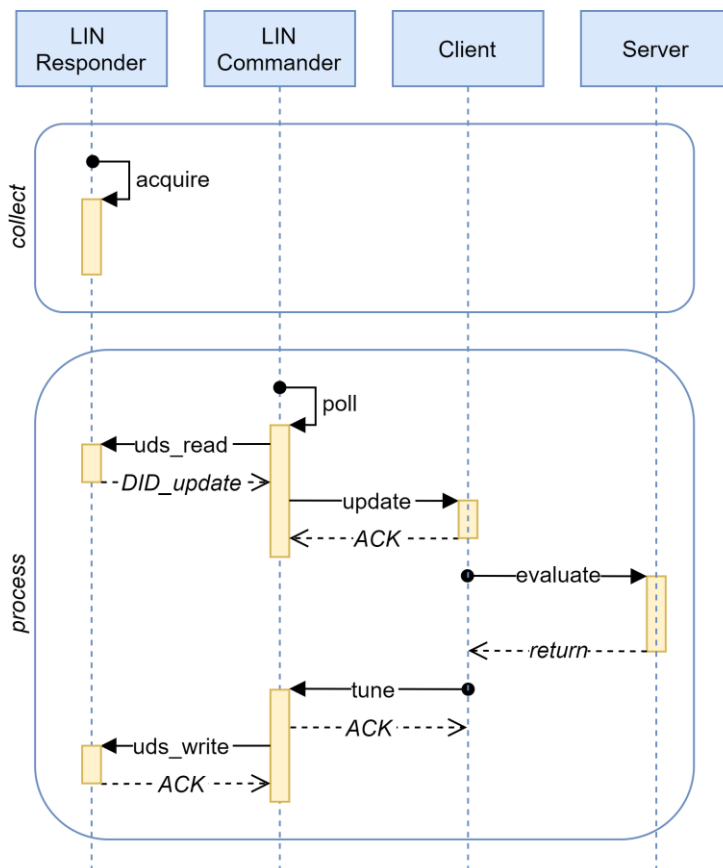
Sloj veze OSI modela je organizovan pomoću okvira sa 2, 4, ili 8 bajtova korisnih podataka, sa kontrolnom sumom za detekciju greške. Adresiranje je postignuto 6-bitnom fizičkom adresom, od čega su dve fizičke adrese (0x3C i 0x3D) rezervisane za dijagnostički i konfiguracioni protokol, dok su još dve fizičke adrese (0x3E i 0x3F) rezervisane za buduća proširenja. Slanje okvira uvek inicira *commander* čvor prema unapred definisanim tabelama planera, tako da ne može doći do njihove nekontrolisane kolizije na magistrali.

Konačno, na sloju mreže OSI modela primenjena je 7-bitna logička adresa sa (prvenstveno) statičkom alokacijom. Iako postoji nekoliko varijanti dinamičke alokacije adresnog prostora, zbog kompleksnosti dodatnog hardvera neophodnog za njihovu realizaciju, one nisu našle širu primenu.

Nažalost, standardizovani transportni sloj OSI modela je prvenstveno namenjen realizaciji dijagnostičkih servisa na fizičkim adresama rezervisanim za dijagnostiku, te nije pogodan za primenu u opštem slučaju. Istovremeno, izrazito ograničen fizički adresni prostor LIN protokola ne ostavlja mogućnost za alokaciju dodatnog para fizičkih adresa neophodnih za realizaciju nezavisnog transportnog komunikacionog kanala. Konačno, *commander/responder* model prenosa ne može se direktno primeniti sa metodom distribuirane samokalibracije predstavljenom u odeljku 5.4, jer

predstavljani metod podrazumeva da sam uređaj inicira zahtev za obradu kojim se prelazi iz procedure **acquire** u proceduru **update**.

Da bi se ova ograničenja LIN mrežnog protokola prevazišla, u realizaciji metode za distribuiranu samokalibraciju uloga uređaja je podeljena na dve elektronskoj kontrolnoj jedinice. Naime, sam aktuator u užem smislu je realizovan kao nezavisna elektronska kontrolna jedinica, povezana u mrežu kao LIN *Responder* čvor. Međutim, deo servisa neophodnih za komunikaciju sa klijentom, ali i za komunikaciju sa aktuatorom, locirani su na elektronskoj kontrolnoj jedinici koja je povezana u mrežu kao LIN *Commander* čvor. Vremenski dijagram metode za distribuiranu kalibraciju prilagođene LIN protokolu prikazan je na slici 5.9.



Slika 5.9 – Dijagram metoda za distribuiranu kalibraciju za LIN protokol

U odnosu na metodu za distribuiranu samokalibraciju prikazanu na slici 5.7, metoda prilagođena LIN protokolu sadrži dodatnu proceduru **poll**, kao i dodatne korake u proceduri **tune**, koji obezbeđuju komunikaciju između koncentratora (**Commander**) i aktuatora (**Responder**). Ova komunikacija je periodična, i uvek inicirana od strane koncentratora. Komunikacijski kanal je realizovan primenom standardnog UDS (*Unified Diagnostic Services*) dijagnostičkog protokola [111] na nivou sesije, uz praćenje sekvencijalnog broja zahteva kroz strukture podataka opisanim u tabeli 5.5.3, tabeli 5.5.5, tabeli 5.6.2, i tabeli 5.6.4.

Procedura **poll** se izvršava periodično na koncentraotru, i odgovorna je za preuzimanje zahteva za kalibraciju sa aktuatora čitanjem DID_update dijagnostičkih podataka. Ako je sekvencijalni broj preuzetog zahteva uvećan u odnosu na sekvencijalni broj poslednje obrađenog zahteva, novi zahtev se obrađuje pozivom **update** procedure.

Tokom procedure **tune**, primljeni rezultat kalibracije dodatno se prenosi na LIN Slave čvor upisom `DID_tune` dijagnostičkog podatka. Opet, radi uštede opsega, ovaj korak se može preskočiti ukoliko je sekvencijalni broj poslednje primljenog zahteva za kalibraciju u proceduri **tune** manji ili jednak od sekvencijalnog broj poslednje prenetog rezultata kalibracije.

Konačno, OSI model povezivanja uređaja i koncentratora primenom LIN protokola prikazan je u tabeli 5.7.1.

Tabela 5.7.1. OSI model povezivanja uređaja i koncentratora primenom LIN protokola

SLOJ	PROTOKOL
Aplikacija	Odeljak 5.4, Slika 5.7
Prezentacija	Odeljak 5.5, Odeljak 5.6
Sesija	ISO 14229, Tabele 5.5.3 i 5.6.2, Tabele 5.5.5 i 5.6.4
Transport	ISO 17987-2
Mreža	ISO 17987-2
Sloj Veze	ISO 17987-3
Fizički Sloj	ISO 17987-4

Za komunikaciju uređaja i koncentratora primenjena su dva različita UDS dijagnostička identifikatora (DID). Prenos poruke zahteva za kalibraciju je realizovan primenom standardne UDS usluge `0x22` (*Read Data By Identifier*) sa prvim dijagnostičkim identifikatorom (`DID_update`), i strukturom dijagnostičkog podataka opisanom tabelama 5.5.3 i 5.6.2. Slično tome, prenos poruke zahteva za podešavanje je realizovan primenom standardne UDS usluge `0x2E` (*Write Data By Identifier*) ali sa drugim dijagnostičkim identifikatorom (`DID_tune`), i strukturom dijagnostičkog podataka opisanim tabelama 5.5.5 i 5.6.4.

5.7.2. Primena CAN protokola

CAN (*Controller Area Network*) je pouzdan mrežni protokol srednje brzine, prilagođen primeni u automobilske industriji. Za razliku od LIN protokola, bazni standard uključuje samo fizički sloj i sloj veze OSI referentnog modela [112], što omogućava formiranje fleksibilnog steka protokola, prilagođenog pojedinačnim primenama.

Fizički sloj OSI modela je realizovan u vidu deljene serijske magistrale, dok najveća bitska brzina zavisi od izabranog primopredajnika, konfiguracije okvira, i konfiguracije same mreže. Tako se zaglavlje okvira uvek prenosi brzinom do 1Mbit/s, nezavisno od izabranog standarda. Suprotno, brzina prenosa korisnih podataka unutar okvira je određena sadržajem zaglavljem samog okvira i konfiguracijom mreže, te može biti do 1Mbit/s sa klasičnim CAN primopredajnikom, do 5Mbit/s uz primenu CAN FD primopredajnika, pa sve do 20Mbit/s uz primenu CAN SIC primopredajnika [113]. Svi čvorovi povezani na magistralu su ravnopravni, sa diferencijalnom žičano-i (*wired-and*) vezom. Arbitracija na magistrali se postiže na osnovu sadržaja poruke, tako što arbitraciju gubi svaki čvor koji pokuša slanje recesivnog bita (1) na magistralu u situaciji kada postoji makar jedan čvor na magistrali koji šalje dominantni bit (0).

Sloj veze OSI modela je organizovan pomoću okvira sa do 8 bajtova korisnih podataka u slučaju standardnog CAN okvira, 64 bajtova korisnih podataka u slučaju CAN FD okvira, odnosno 2048 bajtova korisnih podataka u slučaju CAN XL okvira. Nezavisno od tipa okvira, podaci su zaštićeni kontrolnom sumom za detekciju greške. Adresiranje je postignuto organizovano u dva

adresna prostora, standardni adresni prostor sa 11-bitnim fizičkim adresama, i prošireni adresni prostor sa 29-bitnim fizičkim adresama. Zbog postupka arbitracije, adresa okvira istovremeno određuje i prioritet poruke.

Za potrebe ove implementacije, usvojena je primena CAN-TP protokola u slojevima mreže i transporta OSI modela, a koji je deo standarda za primenu CAN mrežnog protokola u dijagnostičke svrhe [114]. Tako dobijeni OSI model povezivanja uređaja i klijenta primenom CAN protokola u procesu distribuirane samokalibracije dat je u tabeli 5.7.2.

Tabela 5.7.2. OSI model povezivanja uređaja i klijenta primenom CAN protokola

SLOJ	PROTOKOL
Aplikacija	Odeljak 5.4, Slika 5.7
Prezentacija	Odeljak 5.5, Odeljak 5.6
Sesija	Tabele 5.5.3 i 5.6.2, Tabele 5.5.5 i 5.6.4
Transport	ISO 15675-2
Mreža	ISO 15675-2
Sloj Veze	ISO 11898
Fizički Sloj	ISO 11898

Komunikacija između uređaja i klijenta u procesu distribuirane samokalibracije zahteva primenu dve fizičke adrese, koje se preferencijalno biraju iz 29-bitnog prostora čime se, istovremeno, identifikuje i zahtev za obradu. U slučaju okvira sa prvom fizičkom adresom prenosi se **update** zahtev, sa podacima organizovanim prema tabelama 5.5.3 i 5.6.2. Suprotno, druga fizička adresa se primenjuje za prenos **tune** zahteva, sa podacima organizovanim prema tabelama 5.5.5 i 5.6.4. Nezavisno od zahteva koji se prenosi, podaci se serijalizuju primenom ISO 15675-2 standarda [114].

Primena ISO standardnih protokola u drugoj grupi slojeva OSI modela omogućava upotrebu standardne komunikacione opreme, pa se realizacija svodi na konfigurisanje dva standardna transportna kanala. Ovo je od posebnog značaja za primenu u automobilskoj komunikacionoj mreži, gde obično postoji više fizičkih i logičkih magistrala povezanih standardnim mrežnim prolazima (*Gateway*).

5.7.3. Primena SOME/IP protokola

SOME/IP (*Service Oriented Middleware over IP*) je klijent-server komunikacioni protokol, razvijen za realizaciju naprednih sistema u automobilskoj industriji. Protokol standardizuje samo sloj sesije OSI modela [115], dok se druga grupa OSI slojeva obično realizuje primenom standardnog TCP/IP ili UDP/IP steka protokola.

Sloj sesije OSI modela SOME/IP protokol specificira metod za udaljeno pozivanje procedura (*Remote Procedure Call, RPC*), metod za prenos poruka o asinhronim događajima, te standardizovani postupak serijalizacije podataka. U situacijama kada se primenjuje u konfiguracija sa UDP transportnim protokolom, sloj sesije dodatno obezbeđuje integritet i pouzdanost prenosa podataka, te protokole za rešenje slučajeva komunikacionih grešaka.

Referentni OSI model povezivanja klijenta i aplikativnog servera primenom SOME/IP protokola dat je u tabeli 5.7.3.

Tabela 5.7.3. OSI model povezivanja klijenta i servera primenom SOME/IP protokola

SLOJ	PROTOKOL
Aplikacija	Odeljak 5.4, Slika 5.7
Prezentacija	Odeljak 5.5, Odeljak 5.6
Sesija	SOME/IP: RPC interface
Transport	UDP
Mreža	IP
Sloj Veze	IEEE Ethernet MAC + VLAN (802.1Q)
Fizički Sloj	Automotive Ethernet. 100/1000Base-T1

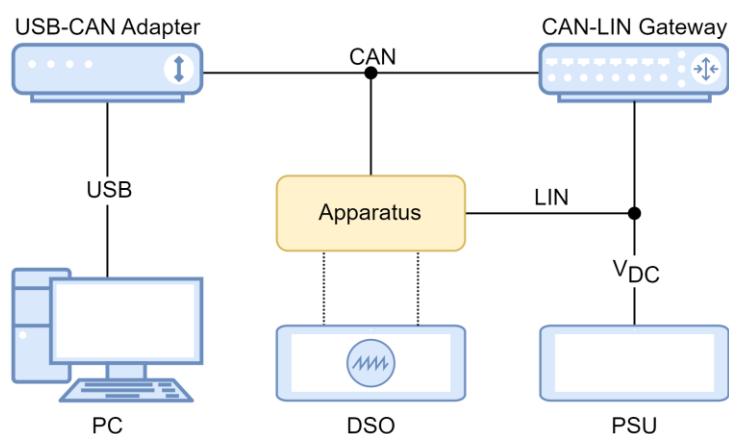
Znajući da je SOME/IP komunikacioni protokol razvijen posebno za realizaciju sistema sa asinhronim izvršenjem procedura, ne iznenađuje direktno preslikavanje procedura distribuirane metode samokalibracije na njegove entitete. Komunikacija klijenta i servera je realizovana primenom jednog SOME/IP RPC poziva, **evaluate**. Argument ovog poziva je zahtev za kalibraciju prema tabelama 5.5.3 i 5.6.2, dok je povratna vrednost sadrži rezultat kalibracije prema tabelama 5.5.5 i 5.6.4. Međutim, kako je potrebno da serijalizacija podataka bude u skladu sa SOME/IP standardom, to se podaci sa SOME/IP implementacijom komuniciraju u izvornom obliku.

Za ovu primenu, SOME/IP komunikacioni protokol je konfigurisan tako da oporavak od grešaka postiže prostim ponavljanjem zahteva na transportnom sloju. Naime, potreban komunikacijski kapacitet prema tabelama 5.5.3, 5.6.2, 5.5.5 i 5.6.4 je zanemarljivo mali u poređenju sa kapacitetom fizičkog sloja, pa njihovo ponavljanje neće biti od značaja na projektovani kapacitet komunikacionog kanala. Istovremeno, metod za distribuiranu samokalibraciju predstavljen u odeljku 5.4 je inherentno otporan na ponovljene zahteve.

6. EKSPERIMENTALNI REZULTATI

6.1. Eksperimentalna Postavka

Predložena metoda distribuirane samokalibracije je realizovana i eksperimentalno verifikovana na namenski sastavljenoj eksperimentalnoj postavci, čija je blok shema predstavljena na slici 6.1.



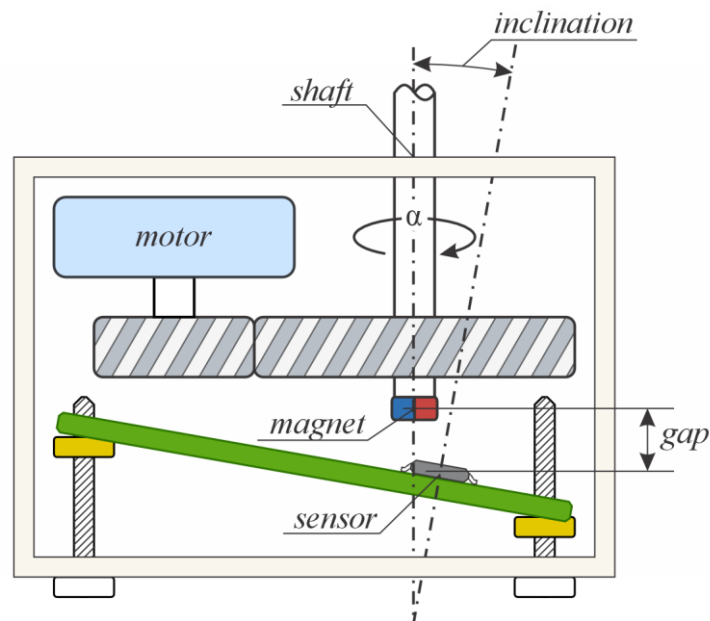
Slika 6.1: Blok-shema eksperimentalne postavke.

Centralni deo eksperimentalne postavke predstavlja eksperimentalna aparatura, namenski konstruisan uređaj koji se sastoji od pozicionog servo sistema pogodnog za realizaciju distribuirane metode samokalibracije, i komunikacionih uređaja. Komunikacija sa aparaturom je omogućena preko CAN i LIN magistrale, pri čemu LIN magistrala predstavlja primarni metod za komunikaciju sa aparaturom. Suprotno, CAN magistrale je primenjena za prikupljanje periodičnih dijagnostičkih podataka sa aparature. Ovaj komunikacijski kanal je iskorišćen da bi se dobio uvid u sve interne signale i stanja algoritma što, zbog ograničenog propusnog opsega, ne bi bilo moguće preko LIN magistrale.

Komunikacija preko LIN magistrala je ostvarena preko CAN magistrale primenom komercijalnog CAN-LIN gejtveja, uLINC kompanije Synchrotek [116], koji je konfigurisan prema potrebama algoritma za distribuiranu metodu samokalibracije. Dodatni programabilni generator napona (PSU) je primenjen za emulaciju automobilske mreže napajanja, neophodne za funkcionisanje LIN magistrale i eksperimentalne aparature.

Upravljanje tokom eksperimenta i snimanje podataka omogućeno je primenom personalnog računara (PC) koji je, preko USB magistrale i USB-CAN adaptera, povezan sa CAN magistralom. Primenjen je komercijalni USB-CAN adapter, PCAN-USB kompanije Peak Systems [117]. Konačno, digitalni osciloskop (DSO) povezan je direktno na eksperimentalnu aparaturu, radi provere naponskih nivoa statora motora i magnetorezistivnih senzora, kao i komunikacije.

Principijelna mehanička shema eksperimentalne aparature prikazana je na slici 6.2.



Slika 6.2: Mehanička shema aparature.

Dvofazni motor male snage, nominalnog radnog napona 12V i struje statora 250mA, povezan je prenosnim sistemom odnosa 18:149 na radnu osovinu, tako da je perioda rotacije radne osovine pri maksimalnoj ugaonoj brzini motora iznosila 7,94s. Na kraju radne osovine postavljen je stalan SmCo magnet sa jednim parom polova, oblika radijalno magnetizovane podloške debljine 1mm, unutrašnjeg prečnika 5mm i spoljašnjeg prečnika 11mm, i nominalne magnetne indukcije od 200 mT. Pri tome, kraj radne osovine sa stalnim magnet je postavljen iznad AMR senzora ugaone pozicije u direktnom radnom režimu, APS00B kompanije Honeywell [118], na relativno velikom rastojanju $d \approx 2\text{mm}$. Stoga je intenzitet magnetnog polja blizu donje granice radnog opsega izabranog senzora, što odgovara realnim okolnostima kada su magnetorezistivni senzor i magnet smešteni u hermetički odvojenim prostorima.

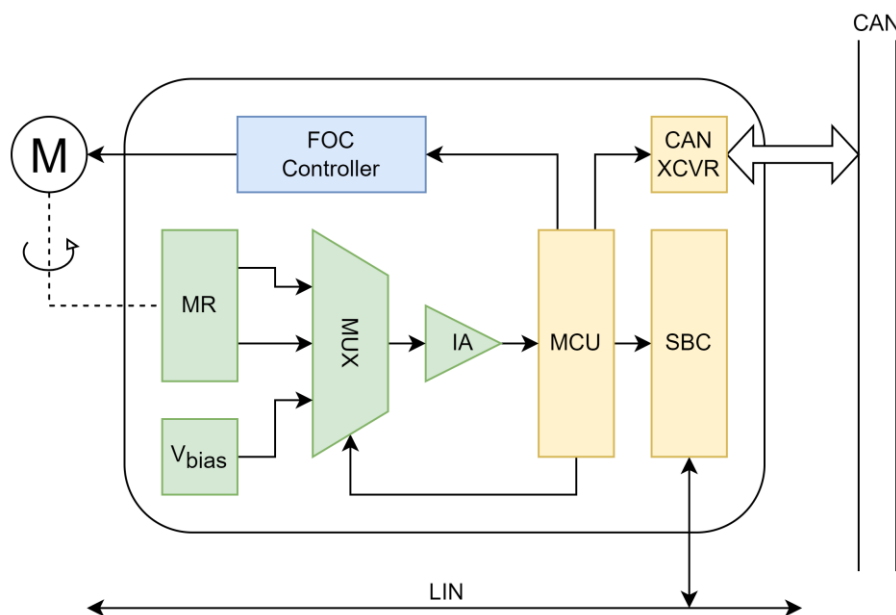
Magnetorezistivni senzor je montiran na štampanu ploču (PCB) koja sadrži elektronski podsistem aparature, i koja je mogla biti postavljena pod proizvoljnim uglom u odnosu na osu magneta tako da omogući verifikaciju ponašanja sistema i u slučaju ne-nulte inklinacije senzora i magneta. Nažalost, opisana mehanička konstrukcija omogućava samo kvalitativno određivanje relativnog položaja senzora i magneta, pa su eksperimenti izvedeni u tri osnovne konfiguracije, predstavljane u tabeli 6.1.1.

Tabela 6.1.1 Pregled eksperimentalnih konfiguracija

KONFIGURACIJA	OPIS
I	Poravnate ose senzora i magneta Bez inklinacije senzora Bez magnetnog polja smetnji
II	Ose senzora i magneta nisu poravnate Bez inklinacije senzora Stalno magnetnog polje smetnji
III	Ose senzora i magneta nisu poravnate Značajna inklinacija senzora Bez magnetnog polja smetnji

U eksperimentalnoj konfiguraciji (I) ose magneta i senzora su se „skoro“ poklopile, tako da se može smatrati da je ova konfiguraciji bez inklinacije senzora i spoljnog magnetnog polja smetnji. U drugoj eksperimentalnoj konfiguraciji (II) uvedeno je stalno polje magnetnih smetnji, pažljivim pozicioniranjem dodatnih stalnih magneta u neposrednoj blizini senzora. Nažalost, ovo je zahtevalo i da ose magneta i senzora budu translatorno pomerene jedna u odnosu na drugu. Na kraju, u trećoj eksperimentalnoj konfiguraciji (III), izabran je najveći mogući ugao između ose magneta i senzora pri kojem je intenzitet magnetnog polja u ravni senzora ostao u okviru nominalnog radnog opsega senzora. U ovoj konfiguraciji, inklinacija štampane pločice sa sensorom je bila približno 15°.

Blok shema elektronskog podsistema aparature predstavljena je na slici 6.3.



Slika 6.3: Blok-shema realizovane elektronskog podsistema aparature.

Elektronski podsistem aparature, koji upravlja motorom i očitava senzor, namenski je izgrađen za potrebe istraživanja naprednih metoda obrade signala u okviru servo sistema u automobilske industriji. Osnovu elektronskog podsistema predstavlja 8-bitni mikrokontroler (MCU) sa integrisanim CAN i LIN interfejsima, pogodan za primenu u automobilske industriji, ATMEGA64M1 kompanije Atmel [119]. Mikrokontroler je povezan sa sistemskim čipom (SBC - *System Basis Chip*) ATA6622C kompanije Atmel [120], koji sadrži kontroler napajanja, sigurnosni tajmer (*watchdog timer*), i komunikacioni interfejs za povezivanje sa automobilske platformom preko LIN magistrale. Upotrebljeni sistemski čip je dopunjen nezavisnim CAN primopredajnikom (CAN XCVR), kojim je mikrokontroler povezan na CAN magistralu.

Upravljanje motorom realizovano je primenom integrisanog regulatora dvofazne struje, DVR8825 kompanije Texas Instruments [121], koji je sa mikrokontrolerom povezan kombinacijom analognog i diskretnog digitalnog interfejsa. Konačno, dekođer ugla povratne elektromotorne sile potreban za observer pozicije rotora, regulator položaja, kao i regulator brzine, realizovani su u okviru glavnog programa mikrokontrolera.

Osnovu analognog mernog interfejsa čini instrumentacioni pojačavač (IA) za pojačanje ulaznog signala pre A/D konverzije, čiji ulazni signal se bira primenom analognog multipleksera (MUX). Analogni multiplekser podržava tri nezavisna merna ulaza, od kojih su dva namenjena za povezivanje sa mernim mostovima magnetorezistivnog senzora (MR), dok je treći ulaz povezan na izvor referentnog napona. Ovakva konstrukcija omogućava da oba merna mosta magnetorezistivnog

senzora koriste isti instrumentacioni pojačavač, tako da njegova greška pojačanja ne utiče na izmereni ugao. Sa druge strane, kada je izabran treći ulaz analognog multipleksera, i pozitivan i negativan ulaz instrumentacionog pojačavač su povezani na referentan napon približno jednak polovini napona napajanja mernih mostova magnetorezistivnog senzora. Stoga, elektronski podsistem u ovoj konfiguraciji omogućava nezavisno određivanje greške ofseta analognog interfejsa, i njenu kompenzaciju nezavisnu od postupka samokalibracije.

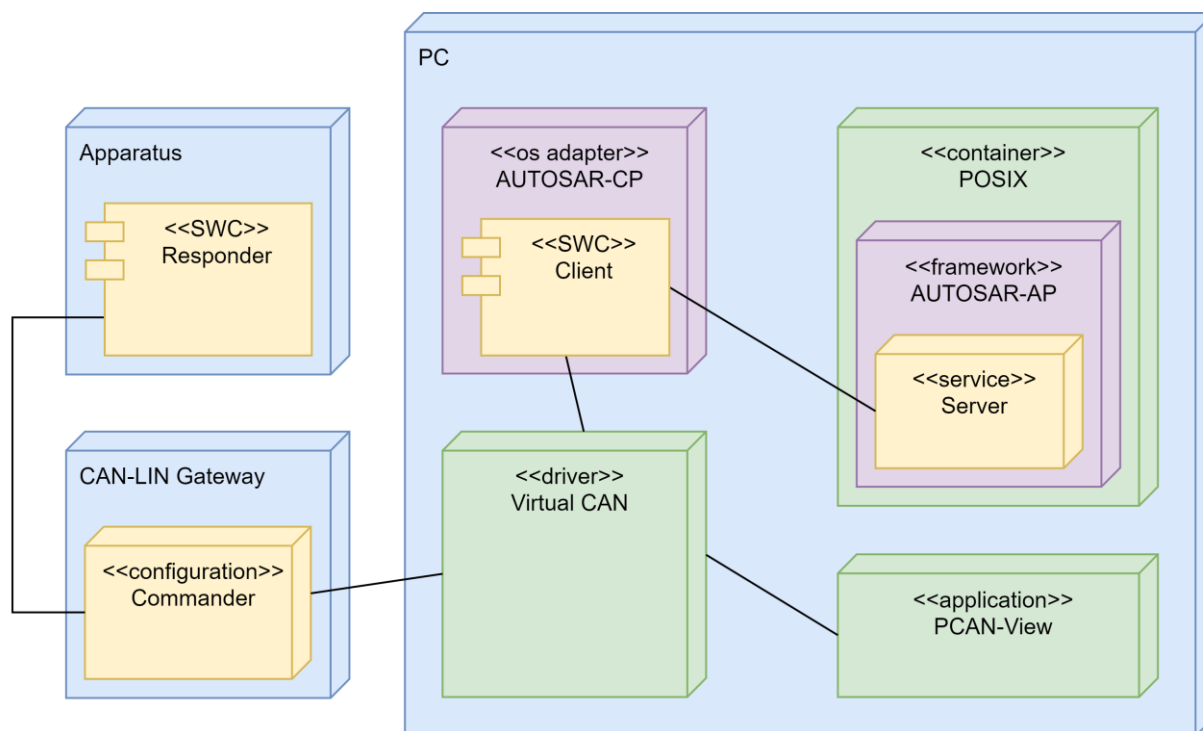
Kako je primenjen AMR senzor u direktnom radnom režimu i magnet sa jednim parom polova to je, prema tabeli 4.1.1, parametar $m = 2$. Aparatura nema spoljni indikator prolaska kroz referentni položaj pa je, u skladu sa diskusijom u odeljku 4.4, potpuna rekonstrukcija mehaničkog ugla nemoguća. Stoga, unutrašnja reprezentacija ugaonih veličina u ovoj realizaciji primenjuje električni koordinatni sistem.

Regulator položaja, realizovan kao deo glavnog programa aparature, implementiran automatski i manuelni radni režim, koja se mogu proizvoljno birati komandom preko LIN magistrale. U automatskom radnom režimu regulatora položaja implementira optimalni nelinearni zakon upravljanja (5.1.1) sa konzervativnim podešavanjem parametara, tako da je parametar $\Delta\alpha_{sat}$ podešen na 30° , dok je parametar $\Delta\alpha_P$ podešen na 10° . Stoga, prema (5.1.5) minimalna potrebna promena zadate ugaone pozicije $\Delta\alpha_{min}$ potrebna da bi se procedura kalibracije izvršila iznosi 420° , iako se sama procedura završava pre silazne rampe rotacione brzine, odnosno, na 390° od početne pozicije. Suprotno, u manuelnom radnom režimu ugaona brzina na izlazu regulatora položaja je zadata signalom sa LIN magistrale. Napomenimo još jednom da su u ovoj realizaciji sve ugaone veličine izražene u električnom koordinatnom sistemu.

Glavni program aparature je projektovan sa osnovnim periodom odabiranja od 10ms što je, istovremeno, i period uzorkovanja analognog interfejsa. Stoga je jedna period rotacije osovine u električnom koordinatnom sistemu ekvivalentna sa 397 perioda odabiranja, dok se procedura **acquire** završava za 517 perioda odabiranja od početka kretanja, uključujući i rampu ubrzanja. Uzevši u obzir da je konfigurisano trajanje tabele LIN planera 210ms, što ujedno čini i period **pull** procedure opisane u odeljku 5.7.1, to ukupno trajanje postupka kalibracije na uređaju od početka kretanja do završetka **uds_read** procedure iznosi 5,38 s.

U svakoj periodi odabiranja, glavni program aparature formira dijagnostički paket koji sadrži rezultate svih A/D konverzija, procenjenu ugaonu brzinu ω^* , izmerenu ugaonu poziciju α^* , pomoćni ugao α_H^* , procenjenu vrednost izlaza kružnog modulatora \mathbf{u}_M^* , merni vektor $\hat{\mathbf{u}}$, zadatu ugaonu poziciju α_r , zadatu ugaonu brzinu ω_r , izabrani radni režim, kao i komande FOC kontroleru. Dijagnostički paket se emituje kroz CAN interfejs skupom nezavisnih poruka unutar kojih su upakovani izabrani signali, što je omogućilo da se komunikacija realizuje primenom hardverske podrške izabranog mikrokontrolera. Stoga se rutina za dijagnostičku komunikaciju svela na kopiranje signala u memorijski-preslikane hardverske objekte, te nije uticala na performanse sistema. Realizacija ovakvog namenskog dijagnostički interfejsa omogućila je upoređivanje različitih metoda, kao i nezavisnu analizu modela mernog procesa.

Na slici 6.4 predstavljen je dijagram raspoređivanja softverskih komponenti eksperimentalne postavke.



Slika 6.4: Raspoređivanje softverskih komponenti eksperimentalne postavke.

Softverske komponente realizovane prema distribuiranoj metodi samokalibracije predstavljenoj u odeljku 5.7.1 raspoređene na su eksperimentalnoj postavci tako da emuliraju realnu automobilsku platformu. Shodno prethodnoj diskusiji, **Responder** je razvijen u vidu softverske komponente raspoređene na samoj aparaturi, dok je **Commander** raspoređen u vidu konfiguracionog fajla za CAN-LIN gejtvjer.

U cilju realizacije aplikativnog servera, na personalnom računaru je instaliran docker kontejner sa POSIX operativnim sistemom, unutar kojeg je raspoređena komercijalna AUTOSAR adaptivna platforma (AUTOSAR-AP). Pogodnim podešavanjem konfiguracije kontejnera omogućeno je rutiranje SOME/IP interfejsa AUTOSAR-AP platforme na komunikacioni interfejs personalnog računara. Konačno, sam aplikativni server za distribuiranu metodu samokalibracije razvijen je u vidu AUTOSAR adaptivnog softverskog servisa, te je raspoređen unutar AUTOSAR-AP platforme.

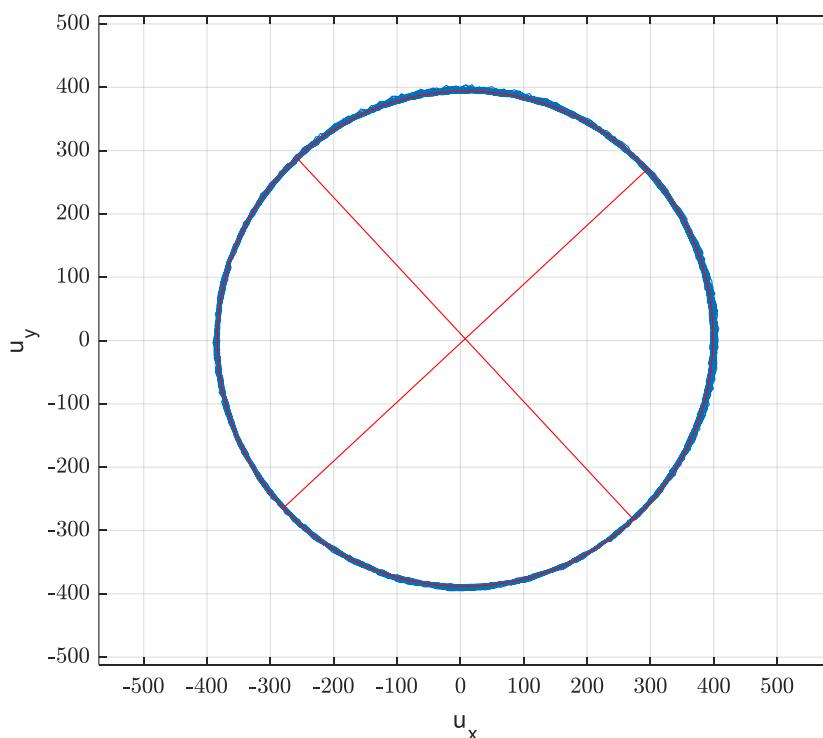
Slično prethodnom, na istom personalnom računaru pokrenut je komercijalni adapter interfejsa klasičnog AUTOSAR operativnog sistema (AUTOSAR-CP) za Windows, unutar kojeg je raspoređen klijent razvijen kao standardna AUTOSAR softverska komponenta. Povezivanje sa CAN magistralom omogućeno je raspoređivanjem drajvera za virtualnu CAN magistralu, koji je integrisao fizički USB-CAN adapter sa adapterom interfejsa klasičnog AUTOSAR operativnog sistema. Konačno, na personalnom računaru je raspoređena i PCAN-View aplikacija, koja je obezbedila korisnički interfejs za upravljanje izvršenjem eksperimenta preko virtualne CAN magistrale. Ista aplikacija je primenjena i za snimanje komunikacije na CAN magistrali tokom eksperimenta, uključujući i dijagnostičke poruke, što je omogućilo njihovu kasniju analizu.

6.2. Verifikacija Modela Pretvarača

Verifikacije modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije sprovedena je u tri nezavisna eksperimenta, po jedan sa svakom eksperimentalnom konfiguracijom. Eksperimenti

započinju izborom manuelnog radnog režima regulatora pozicije, konfigurisanog tako da manuelno zadata ugaona brzina bude identična maksimalno dopuštenoj ugaonoj brzini motora. Po uspostavljanju stacionarnog stanja eksperimentalne postavke tokom najmanje jednog periode rotacije radne osovine, započinje snimanje dijagnostičkih paketa koje emituje aparatura preko CAN magistrale.

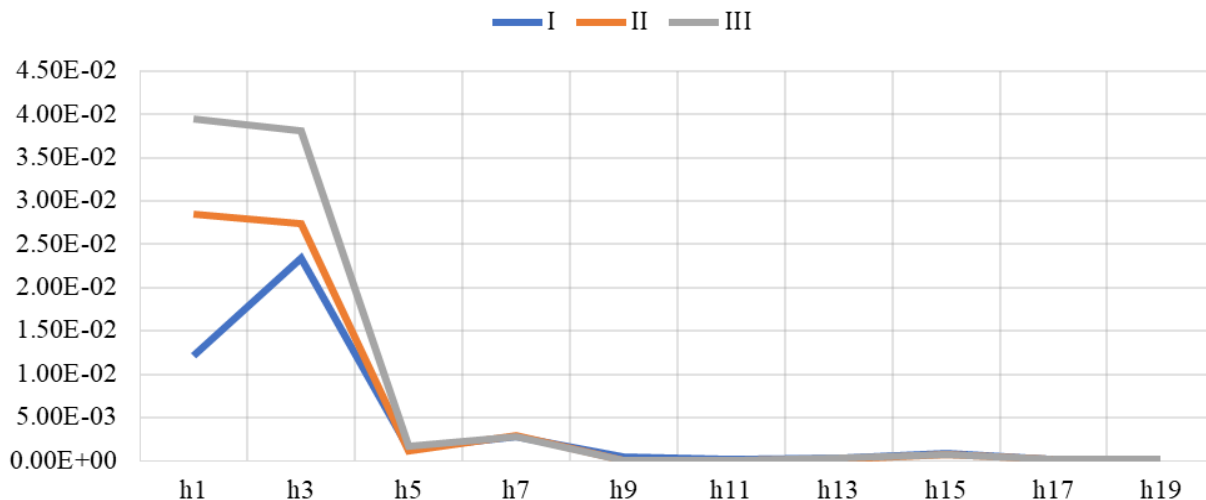
Obrada snimljenih podataka je izvršena primenom skupa automatizovanih MATLAB skripti. Tokom njihovog izvršenja, izdvojeni su snimljeni signali nastali A/D konverzijom signala mernih mostova, te je uklonjen zaostali ofset analognog interfejsa. U cilju umanjenja uticaja šuma na proces identifikacije parametara modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije, uzorak je formiran u vidu srednje vrednost svih snimljenih punih perioda rotacije osovine. Zatim je izvršena identifikacija parametara modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije, primenom metoda opisanih u odeljku 5.2 i odeljku 5.3 na tako formiran uzorak. Koeficijenti harmonijske funkcije greške identifikovani su do desetog reda ugla u električnom koordinatnom sistemu, odnosno do dvadesetog reda ugla u mehaničkom koordinatnom sistemu. Kako aparatura nema spoljni indikator prolaska kroz referentni položaj to, u skladu sa diskusijom u odeljcima 3.3.4 i 4.4 vezano za primenu AMR senzora u direktnom radnom režimu, nije moguće identifikovati neparne harmonike ugla u mehaničkom koordinatnom sistemu. Na slici 6.5 prikazan je trag ulaznog signala \mathbf{u} snimljen tokom eksperimenta izvedenog sa I eksperimentalnom konfiguracijom.



Slika 6.5: Trag ulaznog vektora (plavo) i identifikovani linearni segment modela (crveno), I eksperimentalna konfiguracija.

U svim izvedenim eksperimentima, trag ulaznog signala \mathbf{u} i identifikovani linearni segment modela pokazuju izuzetno poklapanje sa modelom (4.2.5), (4.2.6), i (4.2.7), što jasno ukazuje na opravdanost hipoteze o razdvajanju linearnog segmenta modela, kružnog modulatora, i nelinearnim harmonijskim segmentom modela predstavljen u odeljku 4.2. Indirektno, ovaj rezultat potvrđuje i opravdanost nezavisne linearne kompenzacije merenja pre demodulacije primenjen u modelu mernog proces, kako je opisano u odeljcima 4.3 i 4.4.

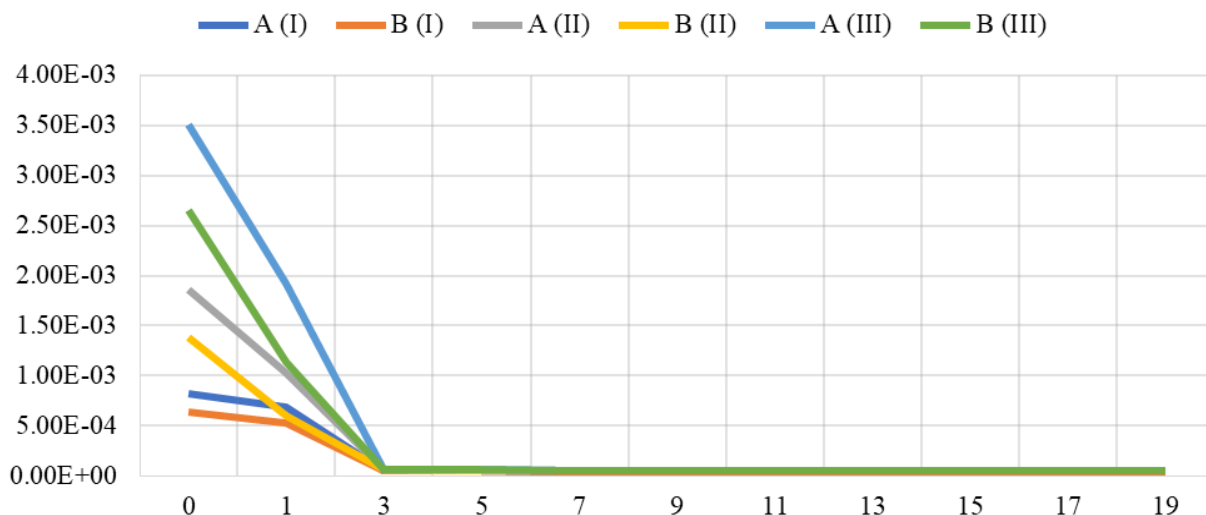
Magnituda identifikovanih koeficijenta harmonijskog segmenta modela u zavisnosti od harmonijskog reda prikazane su na slici 6.6.



Slika 6.6: Magnituda koeficijenta harmonijskog segmenta modela, za I, II, i III eksperimentalnu konfiguraciju.

Dobijeni eksperimentalni rezultati pokazuju dobro poklapanje sa harmonijskim segmentom modela. Magnituda harmonijskih koeficijenata je zanemarljiva posle koeficijenta drugog reda, što je u okviru očekivanih rezultata prema tabeli 3.3.2. Odsustvo koeficijenta trećeg reda je posledica povoljne korelacije proizvodnih grešaka magnetorezistivnih elemenata iz istog mernog mosta koja, usled geometrije i postupka izrade izabranog AMR senzora [118], dovodi do kompenzacije grešaka uz harmonijske funkcije f_6 i f_7 prema tabeli 3.2.2.

Iako na prvi pogled postoje mala odstupanja na koeficijentima četvrtog i osmog harmonijskog reda, ona ne utiču na tačnost modela. Da bi smo to pokazali, identifikovan model je primenjen u ulozi prediktora ulaznog signala \mathbf{u} , da bi se onda utvrdilo srednje kvadratno odstupanje rezultata tako dobijenog prediktora od stvarnih vrednosti izmerenih tokom eksperimenta. Rezultat ove analize prikazan je na slici 6.7.



Slika 6.7: Srednje kvadratno odstupanje modela mostova A i B u zavisnosti od reda harmonijskog segmenta, za I, II, i III eksperimentalnu konfiguraciju.

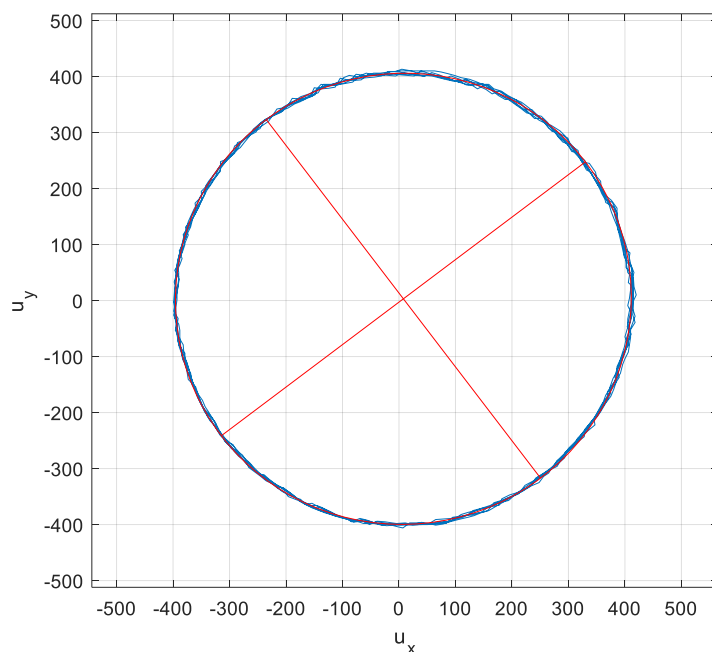
Prema rezultatima predstavljenim na slici 6.7, srednje kvadratno odstupanje modela brzo opada sa redom harmonijskog segmenta modela, i praktično je zanemarivo već sa primenom harmonijske funkcije drugog reda. Istovremeno, nemogućnost identifikacije neparnih harmonika mehaničkog ugla nije uticala na tačnost modela, što ukazuje na opravdanost izbora električnog koordinatnog sistema u poglavlju 3.3.1.

Iz predstavljenih rezultata se može zaključiti da je red harmonijskog segmenta modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije određen primenjenim senzorom pravca magnetnog polja, odnosno, da model greške konverzije mehaničkog ugla u pravac magnetnog polja (4.2.1) nije uticao na povećanje reda. U izvesnoj meri, ovo je posledica simetričnosti stalnog magneta primenjenog u konstrukciji aparature, kao i nedostatka magnetne interferencije u okruženju aparature. Međutim, uporedna analiza rezultata predstavljenih u [A:5, A:6, A:7] sa rezultatima ovog eksperimenta ukazuju da bi nizak harmonijski red mogao biti i inherentna karakteristika modela (4.2.1).

6.3. Verifikacija Metode za Distribuiranu Samokalibraciju

Slično postupku verifikacije modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije, i verifikacija metode za distribuiranu samokalibraciju je sprovedena u tri nezavisna eksperimenta, po jedan sa svakom eksperimentalnom konfiguracijom. Eksperimenti započinju izborom automatskog radnog režima regulatora pozicije, sa zadatom ugaonom pozicijom jednakoju nuli i identičnom početnom mehaničkom ugaonom pozicijom za svaku eksperimentalnu konfiguraciju. Po uspostavljanju mirnog stacionarnog stanja eksperimentalne postavke, zadati ugaona pozicija je promenjena na 1800° , čemu odgovara pet punih perioda rotacije u električnom koordinatnom sistemu. Potrebno vreme za izvršenje metode za distribuiranu samokalibraciju zavisi od varijabilnog kašnjenja koje uvodi tabela LIN planera, ali je u svim eksperimentima izvršenje metode završeno pre nego što je stvarna ugaona pozicija dosegla 450° . Napomenimo da se snimanje dijagnostičkih paketa koje emituje aparatura preko CAN magistrale sprovodi tokom celokupnog trajanja eksperimenta.

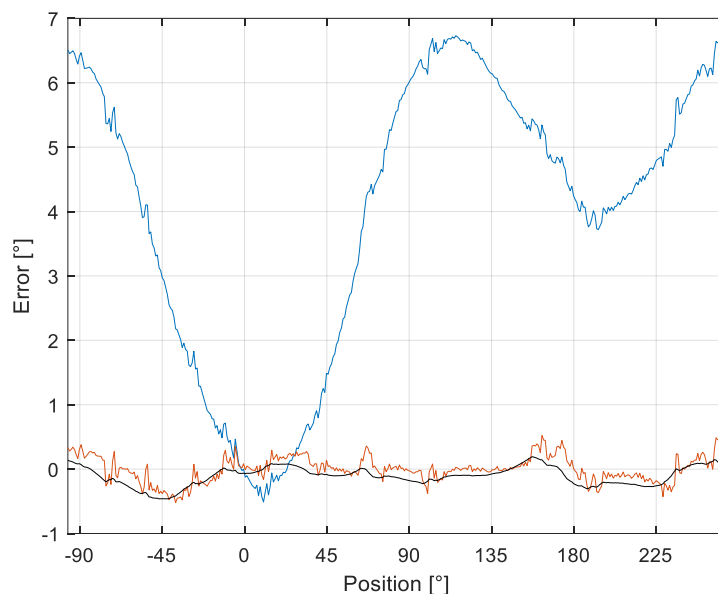
Na slici 6.8 prikazan je trag ulaznog signala **u** snimljen tokom eksperimenta izvedenog sa III eksperimentalnom konfiguracijom.



Slika 6.8: Trag ulaznog vektora (plavo), i identifikovani model MR senzora (crveno), III eksperimentalna konfiguracija.

Bez obzira na izrazito nepovoljne uslove eksperimenta, trag pokazuje izuzetno poklapanje sa modelom. Loše poravnanje osa i stalno polje smetnji uticali su samo na translatorno pomeranje elipse, dok su preostali parametri modela praktično identični u svim eksperimentalnim konfiguracijama. Rezultati ostvareni metodom distribuirane samokalibracije primenjenoj na linearni segment modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije, po tačnosti su uporedivi sa rezultatima dobijenim tokom verifikacije modela pretvarača. Time je potvrđeno da predložena metoda distribuirane samokalibracije poseduje numeričku robusnost i značajnu otpornost na šum, koja nije narušena ograničenim uzorkom za identifikaciju, kao ni uvođenjem celobrojnih aritmetičkih aproksimacija.

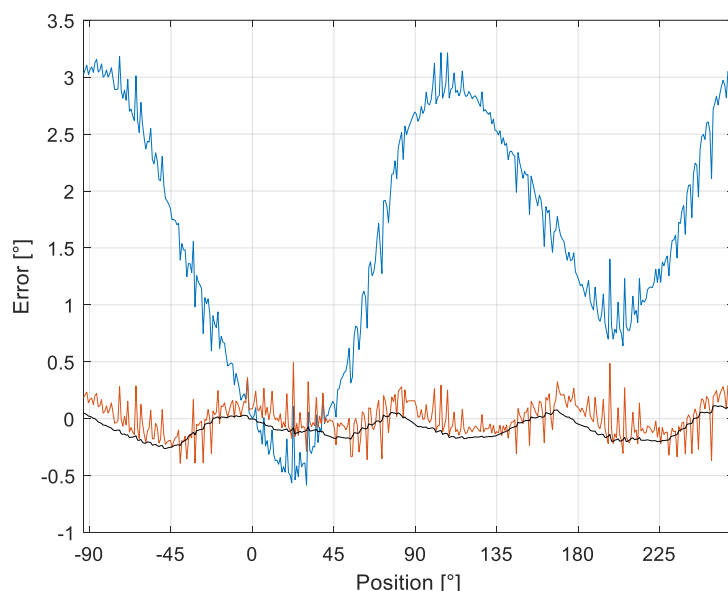
Na slici 6.9 prikazano je odstupanje magnetnog ugla od referentnog ugla u eksperimentu izvršenom sa III eksperimentalnom konfiguracijom, primenom metode [18] (crveno) kao i predložene metode [22] (crno).



Slika 6.9: Odstupanje ugla od reference pre i posle korekcije, III eksperimentalna konfiguracija.

Greška merenja pre kompenzacije je najveća u pravcu najvećeg odstojanja magneta i senzora, gde je intenzitet magnetnog polja na granici osetljivosti senzora. Bez kompenzacije granica greške doseže 7° , što je neprihvatljivo za većinu primena. Istovremeno, uz primenu predložene metode, granica greške je smanjena na svega 0.5° .

Poređenja radi, kada se identičan eksperiment ponovi sa I eksperimentalnom konfiguracijom kod koje ne postoji inklinacija senzora, kao što je prikazano na slici 6.10, rezultat se značajno razlikuje samo u pravcu nagiba.



Slika 6.10: Odstupanje ugla od reference pre i posle korekcije, I eksperimentalna konfiguracija.

Na slici 6.10 se vidi značajno ograničenje eksperimentalne aparature, naime veliki merni šum kod eksperimenata izvedenih sa I eksperimentalnom konfiguracijom. Naime, integrisani regulator dvofazne struje primenjen u eksperimentalnoj aparaturu koristi histerzis za upravljanje strujama statora, što dovodi do značajnih interferencija u eksperimentima sa I eksperimentalnom

konfiguracijom. Stoga dobijeni rezultati sa različitim eksperimentalnim konfiguracijama nisu direktno uporedivi.

Za potrebe poređenje tačnosti merenja postignute primenom predložene distribuirane metode samokalibracije odabrane su tri dodatne metode kalibracije, i to metoda kompenzacije ofseta na osnovu [17], metoda linearne kompenzacije zasnovana na modelima predstavljenim u [14] i [16], kao i metoda predstavljena u [18]. Metode predstavljene u [15] i [12] su odbačeni jer su zasnovane na primeni specifičnog ugaonog senzora, pa stoga nisu primenljive na eksperimentalnoj aparaturi. Slično tome, metoda predstavljena u [13] se zasniva na primeni magnetnih barijera, što mehanički nije ostvarivo u okvirima upotrebljene eksperimentalne postavke. Konačno, usled nedovoljne dugoročne mehaničke stabilnosti eksperimentalne aparature nije bilo moguće realizovati ni metode zasnovane na primeni višeslojnih neuronskih mreža, a koje zahtevaju dugotrajnu akviziciju relevantnog ulaznog skupa za obuku.

Nažalost, samo predloženi metod je bio pogodan za izvršenje u realnom vremenu. Stoga je izvršenje svih preostalih metode izabranih za poređenje izvršeno simulacijom u računskom vremenu na personalnom računaru. Pri tome je ulaz u ove metode predstavljao niz prikupljenih A/D konverzija iz dijagnostičkih paketa koje je emitovala aparatura tokom originalnog eksperimenta sa predloženom metodom. Posebno, za primenu metode kompenzacije ofseta na osnovu [17] ulazni podaci su morali biti dodatno filtrirani kako bi se osetljivost na šum svela na prihvatljiv nivo.

Rezultati merenja su prikazani u tabeli 6.3.1, tabeli 6.3.2 i tabeli 6.3.2 za I, II i III eksperimentalnu konfiguraciju, respektivno.

Tabela 6.3.1. Eksperimentalni rezultati kompenzacije, I eksperimentalna konfiguracija

METOD	MAX	MEAN	VARIANCE	MSE
Bez kompenzacije	3.1618	-1.5327	0.8844	3.2334
Kompenzacija ofseta	2.5792	-1.5208	0.8844	2.7734
Linearna kompenzacija	2.2340	-0.0164	1.1390	1.1391
Metod [18]	0.5777	-0.0049	0.0279	0.0279
Predloženi metod	0.4102	0.0815	0.0100	0.0167

Može se uočiti da je mehaničke tolerancije u značajnoj meri utiču na grešku merenja pre kompenzacije, čak i u slučaju dobrog mehaničkog poravnanja u I eksperimentalnoj konfiguraciji. U ovom eksperimentu, metoda kompenzacije ofsete nije značajno uticala na poboljšanje tačnost merenja. Sa druge strane, metoda linearne kompenzacije je značajno smanjila srednju vrednost greške merenja, ali je istovremeno dovela povećanje njene varijanse. Suprotno, metode [18] kao i predložena metoda distribuirane samokalibracije značajno unapređuju tačnost merenja i u slučaju dobre mehaničke konstrukcije.

Tabela 6.3.2. Eksperimentalni rezultati kompenzacije, II eksperimentalna konfiguracija

METOD	MAX	MEAN	VARIANCE	MSE
Bez kompenzacije	3.7734	-1.2207	1.7774	3.2646
Kompenzacija ofseta	3.0553	-1.2069	0.8389	2.3939
Linearna kompenzacija	2.8736	-0.1358	2.6262	2.6402
Metod [18]	0.4073	-0.0014	0.0179	0.0179
Predloženi metod	0.1593	-0.0091	0.0047	0.0048

Uvođenje stalnog polja magnetnih smetnji u II eksperimentalnoj konfiguraciji dovelo je do značajnog rasta varijanse greške merenja, što je posledica povećanog ofseta mernih mostova. Ovo je lako proveriti uvidom u rezultate metode za kompenzaciju ofseta, koja je bila dovoljna za redukciju varijanse greške merenja. Nažalost, primena metode kompenzacije ofseta nije bila dovoljna za eliminaciju srednje vrednosti greške merenja, kao što je postignuto primenom metode linearne kompenzacije. Konačno, primena metoda predstavljena u [18] kao i predložene metode distribuirane samokalibracije redukuje i srednju vrednost i varijansu merne greške, što se ogleda i u značajno manjem srednjem kvadratnom odstupanju.

Tabela 6.3.3. Eksperimentalni rezultati kompenzacije, III eksperimentalna konfiguracija

METOD	MAX	MEAN	VARIANCE	MSE
Bez kompenzacije	7.0427	-3.9452	4.2433	19.808
Kompenzacija ofseta	6.2475	-3.9283	3.2137	18.645
Linearna kompenzacija	4.5289	-0.0087	4.9284	4.9282
Metod [18]	0.7501	-0.0070	0.0369	0.0369
Predloženi metod	0.4973	0.0969	0.0218	0.0312

Nepovoljne mehaničke karakteristike III eksperimentalne konfiguracije manifestuju se kroz dvostruko uvećanje merne greške. Primena metode kompenzacije ofseta nije uticala na tačnost merenja u ovoj eksperimentalnoj konfiguraciji, dok je primena metode linearne kompenzacije značajno umanjila srednju vrednost greške merenja. Kao i u prethodnim eksperimentalnim konfiguracijama, najbolji rezultati se postižu primenom metode distribuirane samokalibracije.

Poređenjem rezultata predstavljenih u tabelama 6.3.1, 6.3.2, i 6.3.3 uočava se da je primenom predloženog metoda distribuirane samokalibracije srednja kvadratna greška merenja smanjena za dva reda veličine nezavisno od eksperimentalne konfiguracije. Prema tehničkoj specifikaciji senzora [118], rezidualna srednja kvadratna greška merenja je svedena na nivo razlučivosti primenjenog senzora.

Nakon primene samokalibrisanog kompenzatora nije zabeležen značajan uticaj mehaničke konfiguracije na varijansu greške, osim u ekstremnim slučajevima, što ukazuje na dobro potiskivanje mehaničkih tolerancija aparature. Istovremeno, procenjena apsolutna greška merenja je smanjena za red veličine, uporedivo sa savremenim EOL procedurama kalibracije.

Predstavljeni rezultati potvrđuju primenljivost predložene metode za samokalibraciju magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije u servo sistemima. Kako se sam servo sistem ponaša kao niskopropusni filter, to se slučajne greške merenja dodatno potiskuju, pa je očekivana granica greške pozicioniranja bolja od procenjene granice greške merenja.

Upoređivanjem sa metodom [18] uočava se da predložena metoda postiže značajno bolju tačnost merenja, sa greškom koja je 30% do 60% manja. Deo ovog unapređenja potiče od složenijeg algoritma za linearnu samokalibraciju koji, zahvaljujući distribuiranoj realizaciji na aplikativnom serveru, nije bio ograničen procesorskom snagom mernog uređaja. Takav algoritam je, dalje, omogućilo i primenu unapređenog algoritma za harmonijsku kalibraciju. Konačno, pokazalo se i da je uvođenje observera pozicije značajno smanjilo uticaj mernog šuma i elektromagnetnih smetnji na grešku merenja. Ovo se posebno vidi u eksperimentu sa I eksperimentalnom konfiguracijom na slici 6.9 gde je, ujedno, i zabeleženo najveće poboljšanje.

Velika prednost predloženog metoda distribuirane samokalibracije je što se može izvršiti na osnovu relativno skromnog skupa ulaznih podataka, prikupljenih tokom jednog punog ugla rotacije

osovine pri maksimalnoj brzini. Poređenja radi, algoritmi gradijentnog spuštanja, kao u [14] i [15], zahtevaju znatno više ulaznih podataka, obično prikupljenih tokom 50 do 100 punih rotacija osovine pretvarača. Međutim, u praktičnim primenama za izradu aktuatora namenjenih automobilske industriji, obično je na raspolaganju svega pet ciklusa rotacije osovine pretvarača po sesiji vožnje. Ovo čini predloženu metodu jedinstveno pogodnom za automobilske aplikacije, gde su promene zadate tačke relativno retke u poređenju sa pomacima parametara izazvanim ekstremnim mehaničkim i temperaturnim naprezanjima.

7. ZAKLJUČAK

U ovoj disertaciji razmatrana je primena magnetorezistivnih senzora ugaone pozicije u servo sistemima. Servo sistemi predstavljaju metod izbora za konstrukciju savremenih aktuatora sa indirektnim upravljanjem, gde obezbeđuje veću preciznost, brži odziv, i linearnu prenosnu funkciju, uz mogućnost rane detekcije otkaza. Pored toga što tačno merenje ugaone pozicije predstavlja nužan preduslov za zatvaranje povratne sprege servo sistema, ono omogućava i značajno unapređenje mehaničkih karakteristika aktuatora u realizacijama kod kojih je pogon zasnovan na FOC metodi upravljanja sinhronim motorom sa stalnim magnetima.

Magnetorezistivni pretvarači ugaone pozicije su postali primarni izbor za konstrukciju servo sistema indirektnih aktuatora, zbog svoje pouzdanosti, dugotrajnosti, te otpornosti na nepovoljne uslove okruženja. Međutim, na tačnost merenja ugaone pozicije primenom magnetorezistivnih pretvarača ugaone pozicije nepovoljno utiču mehaničke tolerancije mernog sistema, a posebno odstupanje ose senzora, ose magneta, i ose rotacije. Stoga je nužno integrisati sistem za kompenzaciju greške merenja sa upravljačkom strukturom servo sistema, kojim se postiže zadovoljavajuća tačnost merenja. Nažalost, pored toga što se pokazalo da kalibracija takvog sistema u sklopu proizvodnog procesa nije uvek izvodljiva, takvo rešenje ne obezbeđuje dugoročnu stabilnost postignute tačnosti.

Tokom prve faze istraživanja za ovu doktorsku disertaciju, analizom dostupne literature uočene su prednosti metoda samokalibracije u odnosu na kalibraciju na kraju proizvodnog procesa. Dalja analiza postojećih metoda samokalibracije senzora ugaone pozicije ukazala je da su njihovi nedostaci posledica nezadovoljavajuće tačnosti funkcionalnog modela senzora ugaone pozicije, kao i spore konvergencije algoritama zasnovanih na gradijentnom spuštanju.

Tokom druge faze istraživanja, razvijen fizički model magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije, na osnovu kojeg je konstruisan model mernog procesa. Pretpostavljeno je da su tri osnovna uzroka grešaka merenja ugaone pozicije greška konverzije mehaničkog ugla u pravac magnetnog polja, greška merenja uzrokovane spoljnim magnetnim poljem smetnji, kao i greška merenja magnetorezistivnog senzora pravca magnetnog polja koja je direktna posledica proizvodnih tolerancija individualnih magnetorezistivnih elemenata i grešaka analognog interfejsa. Kombinovanjem individualnih modela za različite radne režime i konfiguracije, izveden je unificirani model magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije koji se sastoji od sekvencijalne veze harmonijskog segmenta modela, modulatora, i linearnog segmenta modela.

Kako izvedena prenosna funkcija modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije nije jednoznačna, niti je moguće odrediti granu inverzne funkcije u zatvorenom obliku, kompenzator merenja, koji predstavlja osnovu modela mernog procesa, konstruisan je postupkom pseudo-inverzije. Svaki segment modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije je nezavisno kompenzovan, pa se kompenzator može predstaviti kao sekvencijalna veza linearne kompenzacije, demodulatora, i harmonijske kompenzacije. Kako se pokazalo da demodulator ima neprihvatljivu veliku računsku kompleksnost, razvijena je i računski efikasna metoda sa celobrojnim demodulatorom.

Problem spore konvergencije metoda za samokalibraciju zasnovane na gradijentnim algoritmima adresiran je tokom treće faze istraživanja. Predložen je metod za samokalibraciju koji za identifikaciju parametra modela mernog procesa prikuplja podatke dok se osovina pretvarača rotira najvećom dopuštenom ugaonom brzinom. Procedura identifikacije parametara modela mernog procesa se izvršava periodično, kada osovina pretvarača opiše pun ugao, pri čemu se srednja ugaona brzina koristi kao referenca visoke tačnosti. Stoga se problem identifikacije svodi na problem optimizacije kriterijuma, odnosno minimiziranja sume algebarskog odstojanja prikupljenih očitavanja senzora i očekivanja modela. Izvedeno je analitičko rešenje ovog problema, koje se sastoji od nezavisne identifikacije parametara linearnog i harmonijskog segmenta modela.

Nažalost, pokazalo se da je predstavljeno analitičko rešenje izrazito računski zahtevno, te da nije pogodno za implementaciju na mikrokontrolerima ograničenog kapaciteta kakvi se uobičajeno koriste za realizaciju aktuatora. Stoga je u četvrtoj fazi istraživanja razvijena distribuirana metoda za samokalibraciju, koja za identifikaciju parametara koristi isključivo slobodne kapacitete postojeće računarske infrastrukture, bez značajnog uticaja na brzinu i kašnjenje već postojećih servisa. To je postignuto podelom metode u četiri asinhrona procedure, gde se svaki korak izvršava tek kada su potrebni resursi slobodni. Istovremeno, računski kompleksna procedura identifikacije parametara linearnog i harmonijskog segmenta modela se raspoređuje na aplikativni server, čime je eliminisana potreba za naprednim računskim kapacitetima na samom mikrokontroleru aktuatora. Razvijen je odgovarajući aplikativni protokol, i ukazano mogućnost primene sa postojećim transportnim protokolima. Konačno, pokazana je integracija distribuirane metode samokalibracije u automobilske platforme pete generacije, primenom standardnih komunikacionih protokola namenjenih automobilske industriji. Da bi metoda bila primenljiva i na LIN magistrali, koja se uobičajeno primenjuje za povezivanje automobilskih aktuatora, razvijen je pouzdani transportni protokol zasnovan na UDS-u, kao i odgovarajući koncentrator za AUTOSAR-CP sistem.

Predstavljeni modeli magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije i metoda distribuirane samokalibracije su eksperimentalno verifikovane na namenski eksperimentalnoj postavci, u sklopu koje je realizovan i indirektni aktuator sa servo sistemom konstruisanom u skladu sa potrebama automobilske industrije. Pokazalo se da periodična identifikacija parametara zajedno sa distribuiranom realizacijom značajno olakšava implementaciju, uprkos računskoj kompleksnosti predloženih metoda.

Verifikovano je dobro slaganje eksperimentalnih rezultata sa modelom magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije, uz praktično idealno poklapanje sa linearnim segmentom modela. Pokazano je da su manja odstupanja rezultata od harmonijskog segmenta modela posledica konzervativne pretpostavke najnepovoljnijeg međusobnog uticaja grešaka konverzije individualnih magnetorezistivnih elemenata. Stoga je indikativnog da bi jedan od pravaca daljeg istraživanja mogao biti određivanje statističke zavisnosti parametara grešaka konverzije, u zavisnosti od geometrijske konfiguracije.

Eksperimentalna rezultati realizacije i verifikacije distribuirane metode samokalibracije pokazala je da primena predložene metode povećava tačnost merenja za red veličine, posmatrano kroz granicu greške merenja, odnosno nekoliko redova veličine kada se posmatra njena varijansa. Na tačnost merenja posle kalibracije nije značajno uticala eksperimentalna konfiguracija, niti nepovoljni uslovi okruženja i eksperimentalne postavke, dok je postignuta merna nesigurnost manja od 0.5° uporediva sa rezultatima savremenih EOL procedura kalibracije. Istovremeno, rezultati distribuirane metode samokalibracije su dostupni posle samo jednog ciklusa rotacije osovine pretvarača, u poređenju sa više desetina ciklusa rotacije neophodnih za gradijentne metode, što je čini izrazito pogodnom u primenama za izradu aktuatora namenjenih automobilske industriji.

Izrazito dobro poklapanje eksperimentalnih rezultata sa teoretskim modelom otvara više potencijalnih pravaca za dalje istraživanje. Rezultati sugerišu da bi se samokalibracija linearne kompenzacije mogla izvršavati nezavisno od brzine rotacije, umesto samo kada se osovina pretvarača rotira najvećom brzinom. Dodatno, teoretska analiza predstavljenog modela magnetorezistivnog pretvarača ugaone pozicije ukazuje da bi se efektivna samokalibracija linearne kompenzacije mogla izvršiti sa mnogo manjim uzorkom. Analiza podataka prikupljenih tokom verifikacije modela sugeriše da bi za izvršenje samokalibracija linearne kompenzacije mogao biti dovoljan uzorak koji obuhvata oko 30° , ali je potrebno dalje istraživanje da bi se ova granica utvrdila. Alternativan pravac razvoja bi mogao biti primena gradijentnog algoritma za naknadno podešavanje harmonijske kompenzacije u cilju daljeg smanjenja potrebnih računskih kapaciteta.

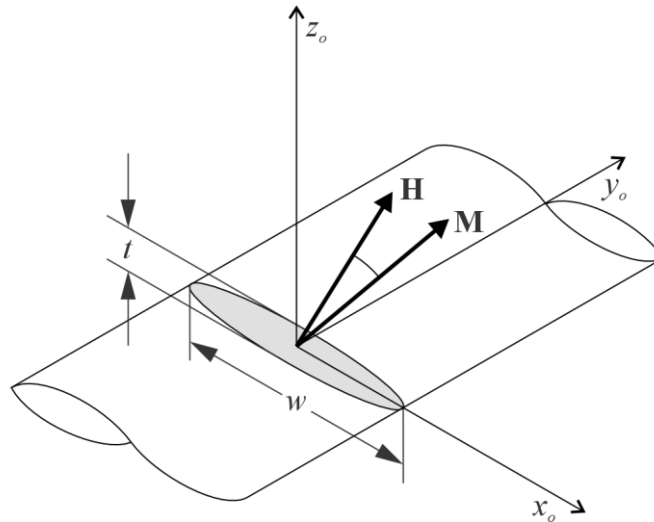
Na kraju, naglasimo da se ova disertacija nije bavila problem slučajne komponente greške merenja, odnosno mernim šumom. Razvoj ekvivalentnog stohastičkog modela magnetorezistivnih senzora koji bi uključivao model mernog šuma omogućio bi optimizaciju konstrukcije observera unutar mernog procesa, metodama zasnovanim na Kalmanovom filteru.

A. MODEL TANKOG FEROMAGNETNOG FILMA

Nezavisno od fizičkog efekta koji je u njihovoj osnovi, bez obzira da li se radi o AMR, GMR, ili TMR, svi magnetorezistivni elementi u svojoj osnovi sadrže slobodan sloj tankog feromagnetnog filma, čija spontana magnetizacija rotira pod dejstvom spoljašnjeg magnetnog polja. Stoga je fizički model spontana magnetizacija integrisanog tankog feromagnetnog filma od fundamentalnog značaja za modelovanje funkcionisanja magnetorezistivnih senzora.

A.1. Demagnetizaciono magnetno polje

Posmatrajmo tanki feromagnetni film eliptičnog preseka ($w \gg t$) i beskonačne dužine prikazan na slici A1. Usvojen je koordinatni sistem u kojem se x_o osa poklapa sa glavnom osom filma, y_o osa sa glavnom osom eliptičnog preseka, dok se z_o osa poklapa sa sporednom osom eliptičnog preseka i upravna je na ravan filma.



Slika A1: Presek tankog feromagnetnog filma

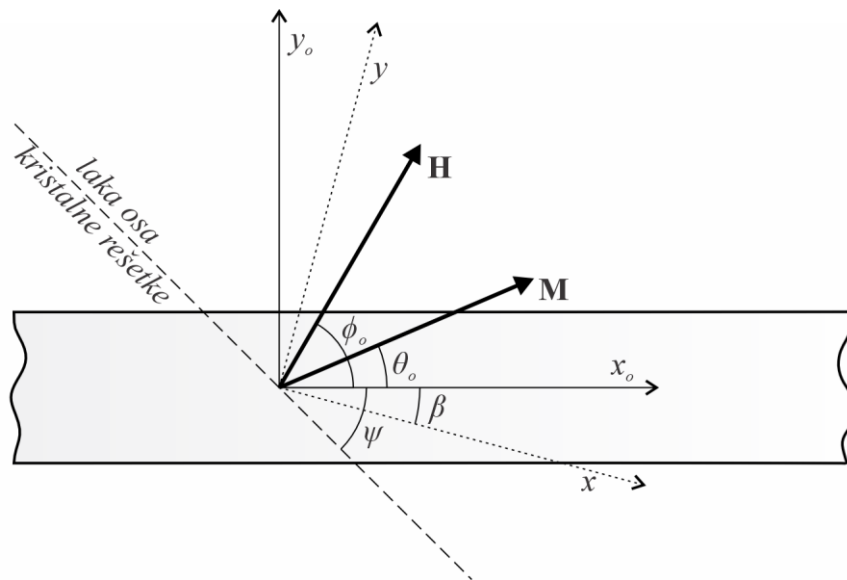
Pretpostavimo da je tanki feromagnetni film namagnetisan, tako da je vektor spontane magnetizacije \mathbf{M} , a magnetizacija zasićenja M_s . Usled toga, postoji demagnetizaciono magnetno polje \mathbf{H}_D , dato sa:

$$\mathbf{H}_D = -\mathbf{N}_D \cdot \mathbf{M}, \quad \mathbf{N}_D = \begin{bmatrix} N_x & 0 & 0 \\ 0 & N_y & 0 \\ 0 & 0 & N_z \end{bmatrix}, \quad \text{tr}(\mathbf{N}_D) = 1. \quad (\text{A.1.1})$$

Pri tome, \mathbf{N}_D je matrica demagnetizacionih faktora koji zavise samo od geometrije filma. U slučaju tankog filma eliptičnog preseka beskonačne dužine, ovi faktori su izračunati u [122] kao:

$$N_x = \frac{t}{w+t}, \quad N_y = 0, \quad N_z = \frac{w}{w+t}. \quad (\text{A.1.2})$$

Uzimajući u obzir uobičajene dimenzije ($w \sim 10 \mu\text{m}$, $t \sim 50 \text{nm}$, $l \sim 10 \text{mm}$ do 15mm) i geometriju realnih integrisanih magnetorezistivnih senzora [33], može se pokazati da je demagnetizacioni faktor u pravcu x_o ose $N_x \sim 10^{-4}$ nekoliko redova veličine manji od demagnetizacionog faktora u pravcu z_o ose $N_z \sim 1$. Istovremeno, kako je magnetizacija zasićenja upotrebljivanih feromagnetnih materijala reda $M_S \sim 10^6 \text{ A/m}$, to iz (A.1.1) proizilazi da je koeficijent za intenzitet demagnetizacionog magnetnog polja u pravcu z_o ose $N_z \cdot M_S \sim 10^6 \text{ A/m}$. Prema tome, spoljašnja magnetna polja uobičajenih intenziteta dovde do zanemarljive spontane magnetizacije u pravcu z_o ose, pa se model tankog feromagnetnog filma može predstaviti u dvodimenzionalnom koordinatnom sistemu prikazanom na slici A2.



Slika A2: Koordinatni sistem u ravni tankog feromagnetnog filma

Sličan postupak se može primeniti i u slučaju tankog filma elipsoidnog oblika, čija je dužina uporediva sa širinom. Tada i dalje važi (A.1.1), ali se demagnetizacioni faktori više ne mogu izraziti u zatvorenom obliku. Međutim, numeričke vrednosti predstavljene u [123] i [124] ukazuju da je i u tom slučaju demagnetizacioni faktor u pravcu z_o ose nekoliko redova veličine veći od preostalih demagnetizacionih faktora, pa je primena dvodimenzionalnog koordinatnog sistema i dalje opravdana.

Pod uslovom da je širina tankog feromagnetnog filma dovoljno mala (manja od $20 \mu\text{m}$), može se smatrati da je njegova spontana magnetizacija homogena, odnosno da postoji samo jedan magnetni domen [123]. Kako je ovaj uslov ispunjen u svim praktičnim realizacijama magnetorezistivnih senzora, to se vektor spontane magnetizacije može odrediti primenom *Stoner-Wohlfarth* modela.

A.2. Gustina Slobodne Energije

Ukupna gustina slobodne energije jednodomenskog tankog feromagnetnog filma g je zbir gustine slobodne magnetokristalne energije g_K , gustine slobodne magnetostatičke energije g_D , i gustine slobodne *Zimanove* energije g_H , kao u:

$$g = g_K + g_D + g_H. \quad (\text{A.2.1})$$

Slobodna magnetokristalna energija potiče od anizotropije kristalne rešetke feromagnetnog materijala. U prvoj aproksimaciji može se modelovati kao uticaj prividnog polja anizotropije H_K [39], tako da je gustina slobodne magnetokristalne energije data sa:

$$g_K = \frac{\mu_0 M_S}{2} \cdot H_K \cdot \sin^2(\psi + \theta_o). \quad (\text{A.2.2})$$

Slobodna magnetostatička energija je posledica interakcije spontane magnetizacije feromagnetnog materijala i demagnetizacionog polja [125]. Stoga se njena gustina može izračunati na osnovu demagnetizacionog polja (A.1.1) kao:

$$g_D = \frac{\mu_0 M_S^2}{2} (N_x \cdot \cos^2 \theta_o + N_y \cdot \sin^2 \theta_o). \quad (\text{A.2.3})$$

Međutim, pogodno je da se (A.2.3) svede na oblik sličan obliku u (A.2.2), odnosno da se $\cos^2 \theta$ zameni sa $1 - \sin^2 \theta$, kako bi se gustina slobodne magnetostatičke energije izrazila u funkciji demagnetizacionog polja H_D :

$$g_D = \frac{\mu_0 M_S^2}{2} N_x + \frac{\mu_0 M_S}{2} H_D \cdot \sin^2 \theta_o, \quad H_D = M_S \cdot (N_y - N_x). \quad (\text{A.2.4})$$

Konačno, *Zimanova* energija je posledica interakcije spontane magnetizacije sa spoljašnjim magnetnim poljem H , tako da je njena gustina data sa:

$$g_H = -\mu_0 M_S H \cdot \cos(\phi_o - \theta_o). \quad (\text{A.2.5})$$

Treba istaći da u *Stoner–Wohlfarth* modelu jednačina za gustinu slobodne energije sistema (A.2.1) ne učestvuje u izvornom obliku, već samo kroz svoje parcijalne izvod, pa se članovi koji ne zavise od ugla spontane magnetizacije mogu zanemariti bez uticaja na ponašanje modela. Stoga su, preglednosti radi, u daljem izlaganju su svi zanemareni članovi su grupisani u niz konstanti C_i . Tako, smenom (A.2.2), (A.2.4), i (A.2.5) u (A.2.1), izraz za slobodnu energiju sistema postaje:

$$g = \frac{\mu_0 M_S}{2} \cdot (H_K \cdot \sin^2(\psi + \theta_o) + H_D \cdot \sin^2 \theta_o - 2 \cdot H \cdot \cos(\phi_o - \theta_o) + C_1). \quad (\text{A.2.6})$$

Potrebno je naglasiti da je gustina slobodne energije sistema (A.2.6) izvedena pod pretpostavkom jednodomenskog feromagnetnog filma i proste magnetokristalne anizotropije sa jednom osom.

A.3. Karakteristično Magnetno Polje

Poređenjem (A.2.6) sa (A.2.1) uviđa se da samo magnetokristalna energija i magnetostatička energija doprinose ukupnoj anizotropiji energije, a da pri tome ne zavise od spoljašnjeg magnetnog polja. Stoga, predstavimo njihovu sumu kao gustinu anizotropne energije g_A , u obliku:

$$g_A = g_K + g_D = \frac{\mu_0 M_S}{2} \cdot (H_K \cdot \sin^2(\psi + \theta_o) + H_D \cdot \sin^2 \theta_o + C_1). \quad (\text{A.3.1})$$

Može se pokazati da se minimumi (A.3.1) nalaze na pravcu koja prolazi kroz koordinatni početak, i predstavlja pravac minimalne gustine anizotropne energije, pa je pogodno transformisati (A.3.1) u funkciju ugla koji spontana magnetizacija zaklapa sa tim pravcem. Stoga, uvedimo novi koordinatni sistem u ravni tankog feromagnetnog filma u kojem se osa x poklapa sa pravcem minimuma gustine anizotropne energije, i zaklapa ugao β sa x_o osom inicijalnog koordinatnog sistema. Uzimajući u obzir simetriju problema, gustina anizotropne energije se može opisati u novom koordinatnom sistemu kao posledica interakcije spontane magnetizacije sa karakterističnim magnetnim poljem H_0 kao:

$$g_A = \frac{\mu_0 M_S}{2} \cdot (H_0 \cdot \sin^2(\beta + \theta_o) + C_2). \quad (\text{A.3.2})$$

Poređenjem (A.3.1) i (A.3.2), dolazi se do transcendentale jednačine ugla β u obliku:

$$H_K \cdot \sin^2(\psi + \theta_o) + H_D \cdot \sin^2 \theta_o + C_1 = H_0 \cdot \sin^2(\beta_o + \theta_o) + C_2. \quad (\text{A.3.3})$$

Transformacijom kvadrata trigonometrijskih funkcija iz (A.3.3) u trigonometrijske funkcije dvostrukih uglova, i grupisanjem konstantnih članova, dolazi se do:

$$H_K \cdot \cos(2\psi + 2\theta_o) + H_D \cdot \cos(2\theta_o) = H_0 \cdot \cos(2\beta + 2\theta_o) + C_3. \quad (\text{A.3.4})$$

Daljom transformacijom trigonometrijskih funkcija zbira uglova, (A.3.4) se transformiše u:

$$\begin{aligned} H_K \cdot \cos(2\psi) \cdot \cos(2\theta_o) - H_K \cdot \sin(2\psi) \cdot \sin(2\theta_o) + H_D \cdot \cos(2\theta_o) \\ = \\ H_0 \cdot \cos(2\beta) \cdot \cos(2\theta_o) - H_0 \cdot \sin(2\beta) \cdot \sin(2\theta_o) + C_3. \end{aligned} \quad (\text{A.3.5})$$

Jednačina (A.3.5) mora da važi za svako θ_o , pa se poređenjem izraza uz iste funkcije ugla $2\theta'$ dobija sistema jednačina:

$$H_K \cdot \sin(2\psi) = H_0 \cdot \sin(2\beta), \quad (\text{A.3.6})$$

$$H_D + H_K \cdot \cos(2\psi) = H_0 \cdot \cos(2\beta). \quad (\text{A.3.7})$$

Vrednost ugla β se sada može odrediti deljenjem (A.3.6) sa (A.3.7), kao:

$$\tan(2\beta) = \frac{H_K \cdot \sin(2\psi)}{H_D + H_K \cdot \cos(2\psi)}. \quad (\text{A.3.8})$$

Suprotno, vrednost karakterističnog magnetnog polja H_0 se može odrediti kao kvadratni koren zbira kvadrata (A.3.6) i (A.3.7), u obliku:

$$H_0 = \sqrt{H_K^2 + H_D^2 + 2 \cdot H_D \cdot H_K \cdot \cos(2\psi)}. \quad (\text{A.3.9})$$

Smenom (A.3.1) i (A.3.4) u (A.2.6) dolazi se do izraza za slobodnu energiju sistema u novom koordinatnom sistemu:

$$\begin{aligned} g = \frac{\mu_0 M_S}{2} \cdot (H_0 \cdot \sin^2 \theta - 2 \cdot H \cdot \cos(\phi - \theta) + C_2), \\ \theta = \beta + \theta_o, \quad \phi = \beta + \phi_o. \end{aligned} \quad (\text{A.3.10})$$

Jednačina (A.3.10) pokazuje da je ponašanje tankog feromagnetnog filma u opštem slučaju određeno karakterističnim magnetnim poljem (A.3.9), i osom „lake“ magnetizacije određene sa (A.3.8).

U specijalnom slučaju kada se osa „lake“ magnetizacije kristalne rešetke poklapa sa x' osom, (A.3.8) pokazuje da se koordinatni sistemi, kao i ose „lake“ magnetizacije, poklapaju. Istovremeno, izračunavanjem (A.3.9) se dobija vrednost karakterističnog magnetnog polje kao prost zbir prividnog polja anizotropije i demagnetizacionog polja.

Prema (A.3.8), (A.3.9), i (A.3.10) željena efektivna karakteristika tankog feromagnetnog filma se može ostvariti kombinacijom geometrijskih parametara i karakteristika feromagnetnog materijala, što je od posebnog značaja za proizvodnju integrisanih magnetnih struktura. Naime, pokazalo se da je proizvodnja feromagnetnog filma sa različitim osama „lake“ magnetizacije kristalne rešetke u sklopu istog deponovanog sloja izuzetno tehnički zahtevan problem. Stoga mnoge integrisane magnetne strukture koriste samo jednu orijentaciju kristalne rešetke po deponovanom sloju, dok se željeni parametri postižu geometrijski, izradom pogodne maske za fotolitografiju.

A.4. Koherentna Rotacija Spontane Magnetizacije

Pod dejstvom spoljašnjeg magnetnog polja \mathbf{H} dolazi do rotacije spontane magnetizacije tankog feromagnetnog fila iz pravca ose „lake“ magnetizacije za ugao θ koji dovodi do mehaničkog ekvilibrijuma. Uslov stabilnosti se može izraziti u funkciji izvoda gustine slobodne energije, tako da je:

$$\frac{\delta g}{\delta \theta} = 0, \quad \frac{\delta^2 g}{\delta \theta^2} > 0. \quad (\text{A.4.1})$$

Sa druge strane, diferenciranjem (A.3.10) dolazi se do parcijalnog izvoda gustine slobodne energije uglu spontane magnetizacije:

$$\frac{\delta g}{\delta \theta} = \frac{\mu_0 M_s}{2} \cdot (H_0 \cdot \sin \theta \cdot \cos \theta - H \cdot \sin(\phi - \theta)). \quad (\text{A.4.2})$$

Posle trigonometrijske ekspanzije sinusa razlike uglova, (A.4.2) postaje:

$$\frac{\delta g}{\delta \theta} = \frac{\mu_0 M_s}{2} \cdot (H_0 \cdot \sin \theta \cdot \cos \theta - H \cdot \sin \phi \cdot \cos \theta + H \cdot \cos \phi \cdot \sin \theta). \quad (\text{A.4.3})$$

Dalje, spoljašnje magnetno polje \mathbf{H} se može izraziti preko svojih komponenti H_x i H_y u usvojenom koordinatnom sistemu, pa je:

$$\frac{\delta g}{\delta \theta} = \frac{\mu_0 M_s}{2} \cdot (H_0 \cdot \sin \theta \cdot \cos \theta - H_y \cdot \cos \theta + H_x \cdot \sin \theta). \quad (\text{A.4.4})$$

Poređenjem (A.4.4) sa uslovom (A.4.1), dolazi se do transcendentne jednačine ugla spontane magnetizacije:

$$H_0 \cdot \sin \theta \cdot \cos \theta = H_y \cdot \cos \theta - H_x \cdot \sin \theta. \quad (\text{A.4.5})$$

U opštem slučaju, (A.4.5) ima dva rešenja u osnovnom opsegu [126], koja odgovaraju dvema granama magnetnog histerezisa. Koje od rešenje je validno zavisi od početnih uslova, jer se aktivna grana menja samo kada nejednakost iz (A.4.1) nije zadovoljena. Samo određivanje granice

promene se može postići diferenciranjem (A.4.4), tako da se dođe do drugog parcijalnog izvoda gustine slobodne energije po uglu spontane magnetizacije:

$$\frac{\delta^2 g}{\delta \theta^2} = \frac{\mu_0 M_s}{2} \cdot (H_0 \cdot (\cos^2 \theta - \sin^2 \theta) + H_y \cdot \sin \theta + H_x \cdot \cos \theta). \quad (\text{A.4.6})$$

Poređenjem (A.4.6) sa nejednačinom u (A.4.1), dolazi se do drugog uslova stabilnost u obliku:

$$H_0 \cdot \cos^2 \theta - H_0 \cdot \sin^2 \theta + H_x \cdot \cos \theta + H_y \cdot \sin \theta > 0. \quad (\text{A.4.7})$$

Dalje, rešavanjem (A.4.5) po H_x i H_y dolazi se do:

$$H_x = H_y \cdot \frac{\cos \theta}{\sin \theta} - H_0 \cdot \cos \theta, \quad H_y = H_0 \cdot \sin \theta + H_x \cdot \frac{\sin \theta}{\cos \theta}. \quad (\text{A.4.8})$$

Smenom (A.4.8) u (A.4.7) može se eliminisati karakteristično magnetno polje iz drugog uslova stabilnost, tako da postaje:

$$\frac{H_y}{\sin^3 \theta} + \frac{H_x}{\cos^3 \theta} > 0. \quad (\text{A.4.9})$$

Za određivanje granice stabilnosti se može (A.4.9) tretirati kao jednačina, pa se rešavanjem po H_x i H_y dolazi se do:

$$H_x = -H_y \frac{\cos^3 \theta}{\sin^3 \theta}, \quad H_y = -H_x \frac{\sin^3 \theta}{\cos^3 \theta}. \quad (\text{A.4.10})$$

Razdvajanje uslova za komponente spoljašnjeg magnetnog polja se postiže smenom (A.4.10) u (A.4.5), i rešavanjem:

$$H_x = -H_0 \cdot \cos^3 \theta, \quad H_y = H_0 \cdot \sin^3 \theta. \quad (\text{A.4.11})$$

Konačno, eliminisanjem ugla spontane magnetizacije iz (A.4.11), i upoređivanjem sa (A.4.1), dolazi se do uslova stabilnosti:

$$\sqrt[3]{H_x^2} + \sqrt[3]{H_y^2} \leq \sqrt[3]{H_0^2}. \quad (\text{A.4.12})$$

Iz (A.4.12) je proizilazi da je i stabilna granica amplitude spoljašnjeg magnetnog polja anizotropna, odnosno, da zavisi od njegovog pravca. Međutim, u praktičnim uslovima rad u blizini graničnih vrednosti se izbegava zbog nestabilnosti rešenja, pa anizotropija granice stabilnosti obično nije od značaja.

Transformacijom (A.4.5) i uz uslov (A.4.12) dolazi se do transcendentale jednačine ugla θ u obliku pogodnom za analizu magnetorezistivnih senzora u linearnom radnom režimu:

$$\sin \theta = \frac{H_y \cos \theta}{H_0 \cos \theta + H_x}, \quad \sqrt[3]{H_x^2} + \sqrt[3]{H_y^2} \leq \sqrt[3]{H_0^2}. \quad (\text{A.4.13})$$

Od posebnog praktičnog značaja je slučaj kada se spoljne magnetno polje poklapa sa y osom koordinatnog sistema, odnosno sa „teškom“ osom magnetizacije senzora. Smenom uslova u (A.4.13) dolazi se do rešenja za ugao θ za ovaj slučaj prema:

$$\sin \theta = \frac{H_y}{H_0}, \quad |H_y| \leq H_0. \quad (\text{A.4.14})$$

Kao i opšti uslov (A.4.13), i ovaj specijalni slučaj (A.4.14) ima dva rešenja za ugao θ , koja su posledica dva moguća početna stanja tankog feromagnetnog filma, odnosno, inicijalnog smera spontane magnetizacije senzora \mathbf{M} u odsustvu spoljašnjeg magnetnog polja.

LITERATURA

- [1] *Road vehicles – Functional safety*, ISO 26262, 2011.
- [2] A. S. A. Kumar, B. George, and S. C. Mukhopadhyay, "Technologies and Applications of Angle Sensors: A Review", *IEEE Sensors Journal*, vol. 21, no. 6, pp. 7195-7206, Mar. 2021, doi: 10.1109/JSEN.2020.3045461.
- [3] Infineon, *TLE5309D Dual GMR/AMR Angle Sensor v2.0*. (2018). Accessed: Mar. 30, 2022. [Online]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-TLE5x09A16_DS-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d462696dbf12016977889fe858c9
- [4] W. Granig, S. Hartmann, and B. Köppl, "Performance and Technology Comparison of GMR Versus Commonly used Angle Sensor Principles for Automotive Applications", in *SAE World Congress & Exhibition*, Apr. 2007, doi:10.4271/2007-01-0397.
- [5] U. Ausserlechner, "Inaccuracies of Giant Magneto-Resistive Angle Sensors Due to Assembly Tolerances", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 45, no. 5, pp. 2165-2174, May 2009, doi:10.1109/TMAG.2009.2013712.
- [6] P. M. Drljača, M. Demierre, C. Schott, and R. Popović, "Nonlinear effects in magnetic angular position sensor with integrated flux concentrator", in *Proc. of IEEE International Conference on Microelectronics*, May 2002, vol. 1, pp. 223-226, doi:10.1109/MIEL.2002.1003180.
- [7] U. Ausserlechner, "The Optimum Layout for Giant Magneto-Resistive Angle Sensors", *IEEE Sensors Journal*, vol. 10, no. 10, pp. 1571-1582, Oct. 2010, doi:10.1109/JSEN.2010.2040732.
- [8] Infineon, *TLE5014 Data Sheet v1.0*. (2017). Accessed: Mar. 30, 2022. [Online]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-TLE5014C_P_S_16D-DataSheet-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d46276fb756a01771a9fd67f3a19
- [9] Allegro, *AN269121 Advanced On-Chip Linearization in the A1332 Angle Sensor IC*. (2015). Accessed: Sep. 07, 2019. [Online]. Available: <https://www.allegromicro.com/-/media/Files/Technical-Documents/AN269121-Advanced-On-Chip-Linearization-A1332-Angle-Sensor-IC.ashx?la=en&hash=A1D5567A0EDC018BE0A8EA83D043C731D30360A1>
- [10] Danfoss, *Electric expansion valves, Type ETS 6*. (2019). Accessed: Sep. 14, 2023. [Online]. Available: <https://assets.danfoss.com/documents/37229/AI227986437323en-000901.pdf>
- [11] P. Meier, K. Rohramann, M. Sandner, and M. Prochaska, "A method to calculate displacements as End of Line Calibration for AMR-based angular sensors", in *Proc. of 2018 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference*, May 2018, pp. 1-6, doi:10.1109/I2MTC.2018.8409737.

- [12] P. Meier, K. Rohramann, M. Sandner, and M. Prochaska, "Analysis of output signals of angular position sensors for the use of neural networks", in *Proc. of 2019 IEEE Sensors Applications Symposium*, Mar. 2019, pp. 1-6, doi:10.1109/SAS.2019.8706010.
- [13] A. Faria, J. Fontainhas, D. Araujo, J. Cabral, and L. A. Rocha, "Study of the shielding of angular position sensors with magnetic transduction", in *Proc. of 2016 17th International Conference on Thermal, Mechanical and Multi-Physics Simulation and Experiments in Microelectronics and Microsystems*, Apr. 2016, pp. 1-5, doi:10.1109/EuroSimE.2016.7463330.
- [14] J. Faber, "Self-calibration and noise reduction of resolver sensor in servo drive application", in *Proc. of 2012 ELEKTRO, Rajec Teplice, Slovakia*, May 2012, pp. 174-178, doi:10.1109/ELEKTRO.2012.6225633.
- [15] Z. Gao, B. Zhou, B. Hou, C. Li, Q. Wei, and R. Zhang, "Self-Calibration of Nonlinear Signal Model for Angular Position Sensors by Model-Based Automatic Search Algorithm", *Sensors*, vol. 19, no. 12, p. 2760, June 2019, doi:10.3390/s19122760.
- [16] A. Arami, J. D. Rechenmann, and K. Aminian, "Reference-free Automated Magnetic Sensor Calibration for Angle Estimation in Smart Knee Prostheses", *IEEE Sensors Journal*, vol. 14, no. 6, pp. 1788-1796, Jan. 2014, doi:10.1109/JSEN.2014.2303644.
- [17] A. Zambrano and H. Kerkhoff, "Online Digital Offset Voltage Compensation Method for AMR Sensors", in *Proc. of 2015 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference*, May 2015, pp. 1512-1515, doi:10.1109/I2MTC.2015.7151502.
- [18] V. Čeperković and V. Drndarević, "A method for selfcalibration of a magneto-resistive angular position sensor in servo systems", *Tehnika*, vol. 75, no. 4, pp. 469-476, Aug. 2020, doi:10.5937/tehnika2004469C.
- [19] Microchip, *ATmega16M1/ATmega32M1/ATmega64M1/ATmega32C1/ATmega64C1 Automotive*. (2015). Accessed: Apr. 05, 2022. [Online]. Available: http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-7647-Automotive-Microcontrollers-ATmega16M1-32M1-64M1-32C1-64C1_datasheet.pdf
- [20] *Adaptive Platform*, AUTOSAR AP Release 18-03, 2018.
- [21] M. Tischer, *The Computing Center in the Vehicle: AUTOSAR Adaptive*, Vector Technical Article, Sep. 2018. Accessed: Nov. 28, 2022. [Online]. Available: https://cdn.vector.com/cms/content/know-how/_technical-articles/AUTOSAR/AUTOSAR_Adaptive_ElektronikAutomotive_201809_PressArticle_EN.pdf
- [22] V. Čeperković, V. Rajović, and M. Prokin, "A Distributed Method for Self-Calibration of Magnetoresistive Angular Position Sensor within a Servo System," *Sensors*, vol. 22, no. 16, p. 5974, Aug. 2022, doi:10.3390/s22165974.
- [23] W. Thomson, "On the electro-dynamic qualities of metals: Effects of magnetization on the electric conductivity of nickel and iron", in *Proc. Royal Society*, Dec. 1857, vol. 8, pp. 546-550, doi:10.1098/rspl.1856.0144.
- [24] R. Hunt, "A magnetoresistive readout transducer", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 7, no. 1, pp. 150-154, Mar. 1971, doi:10.1109/tmag.1971.1067019.

- [25] D. Thompson, L. Romankiw, and A. Mayadas, "Thin film magnetoresistors in memory, storage, and related applications", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 11, no. 4, pp. 1039-1050, July 1975, doi:10.1109/tmag.1975.1058786.
- [26] W. Metzdorf, M.Boehner, and H. Haudek, "The design of magnetoresistive multitrack READ heads for magnetic tapes", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 18, no. 2, pp. 763-768, Mar. 1982, doi:10.1109/tmag.1982.1061917.
- [27] H. Schewe and W. Schelter, "Industrial applications of magnetoresistive sensors", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 59, issue 1-3, pp. 165-167, June 1997, doi:10.1016/s0924-4247(97)80168-9.
- [28] C. Zheng et al, "Magnetoresistive sensor development roadmap (non-recording applications)", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 55, no. 4, pp. 1-30, Jan. 2019, doi:10.1109/TMAG.2019.2896036.
- [29] L. Jogschies et al, "Recent Developments of Magnetoresistive Sensors for Industrial Applications", *Sensors*, vol. 15, no. 11, pp. 28665-28689, Nov. 2015, doi:10.3390/s151128665.
- [30] T. McGuire and R. Potter, "Anisotropic magnetoresistance in ferromagnetic 3d alloys", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 11, issue 4, pp. 1018-1038, July 1975, doi:10.1109/TMAG.1975.1058782.
- [31] P. Ripka, Eds., "Magnetic Sensors and Magnetometers", *Measurement Science and Technology*, vol. 13, pp. 645, Apr. 2002, doi:10.1088/0957-0233/13/4/707.
- [32] W. Kwiatkowski and S. Tumanski, "The permalloy magnetoresistive sensors-properties and applications", *Journal of Physics E: Scientific Instruments*, vol. 19, issue 7, pp. 502-515, July 1986, doi:10.1088/0022-3735/19/7/002.
- [33] H. Hauser, G. Stangl, and J. Hochreiter, "High-performance magnetoresistive sensors", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 81, issue 1-3, pp. 27-31, Apr. 2000, doi:10.1016/S0924-4247(99)00165-X.
- [34] S. Decker and C. Tsang, "Magnetoresistive response of small permalloy features," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 16, issue 5, pp. 643-645, Sep. 1980, doi:10.1109/TMAG.1980.1060687.
- [35] C. Tsang, "Magnetics of small magnetoresistive sensors," *Journal of Applied Physics*, vol. 55, issue 6, pp. 2226-2231, Mar. 1984, doi:10.1063/1.333619.
- [36] S. Tumanski and M. Stabrowski, "Optimization of the performance of a thin film permalloy magnetoresistive sensor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 20, issue 5, pp. 963-965, Sep. 1984, doi:10.1109/TMAG.1984.1063184.
- [37] *Discrete Semiconductors SC17: Magnetic Field Sensors - General*, Philips Semiconductors, June 1997. Accessed: Sep. 07, 2023. [Online]. Available: https://www.mikrocontroller.net/attachment/33100/SC17_GENERAL_MAG_98_1.pdf
- [38] *Discrete Semiconductors SC17: Appendices - General*, Philips Semiconductors, Jan. 1997. Accessed: Sep. 07, 2023. [Online]. Available: http://web.foe.net:8000/ziliaoxiazai/PHILIPS/acrobat/various/SC17_GENERAL_APP_1_996_1.pdf

- [39] G. Bertotti, *Hysteresis in Magnetism: For Physicists, Materials Scientists, and Engineers*, Academic Press, May 1998, ISBN: 978-0120932702.
- [40] J. Feng, L. Romankiw, and D. Thompson, "Magnetic self-bias in the barber pole MR structure," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 13, issue 5, pp. 1466-1468, Sep. 1977, doi:10.1109/TMAG.1977.1059617.
- [41] S. Tumański and M. Stabrowski, "The optimization and design of magnetoresistive barber-pole sensors", *Sensors and Actuators*, vol. 7, issue 4, pp. 285-295, Aug. 1985, doi:10.1016/0250-6874(85)80008-1.
- [42] Philips Semiconductors, *KMZ51 Magnetic field sensor*. (2000). Accessed: Sep. 07, 2023. [Online]. Available: https://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/philips/KMZ51_3.pdf
- [43] M. N. Baibich et al, "Giant magnetoresistance of (001)Fe/(001)Cr magnetic superlattices", *Physical Review Letters*, vol. 61, issue 21, pp. 2472-2475, Nov. 1988. doi:10.1103/PhysRevLett.61.2472.
- [44] G. Binasch, P. Grunberg, F. Saurenbach, and W. Zinn, "Enhanced magnetoresistance in layered magnetic-structures with antiferromagnetic interlayer exchange", *Physical Review B*, vol. 39, issue 7, pp. 4828-4830, Mar. 1989, doi:10.1103/PhysRevB.39.4828.
- [45] E. Y. Tsymbal and D. G. Pettifor, "Perspectives of Giant Magnetoresistance", *Solid State Physics*, vol. 56, pp. 113-237, 2001, doi:10.1016/S0081-1947(01)80019-9.
- [46] N. F. Mott, "Electrons in transition metals", *Advances in Physics*, vol. 13, issue 51, pp. 325-422, July 1964, doi:10.1080/00018736400101041.
- [47] M. D. Cubells-Beltrán et al., "Integration of GMR Sensors with Different Technologies", *Sensors*, vol. 16, issue 6, pp. 939, Jun 2016, doi:10.3390/s16060939.
- [48] L. A. Francis and K. Poletkin, Eds. *Magnetic Sensors and Devices - Technologies and Applications*, CRC Press, Sep. 2017, doi:10.4324/9781315119595.
- [49] P. P. Freitas¹, R. Ferreira¹, S. Cardoso¹, and F. Cardoso¹, "Magnetoresistive sensors", *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 19, issue 16, pp. 165221, Apr. 2007, doi:10.1088/0953-8984/19/16/165221.
- [50] O. Elmatboly, A. Homaifar, and M. Zolghadri, "Giant magneto resistive sensing of critical power system parameters", in *Proc. of 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society 2005 (IECON 2005)*, Raleigh, NC, USA, Nov. 2005, pp. 6, doi:10.1109/IECON.2005.1569228.
- [51] H. D. Chopra, D. X. Yang, P. J. Chen, D. C. Parks, and W. F. Egelhoff Jr., "Nature of coupling and origin of coercivity in giant magnetoresistance NiO-Co-Cu-based spin valves", *Physical Review B*, vol. 61, issue 14, pp. 9642-9652, Apr. 2000, doi:10.1103/PhysRevB.61.9642.
- [52] M. Julliere, "Tunneling between ferromagnetic films", *Physics Letters A*, vol. 54, issue 3, pp. 225-226, Sep. 1975, doi:10.1016/0375-9601(75)90174-7.
- [53] E. Y. Tsymbal, O. N. Mryasov, and P. R. LeClair, "Spin-dependent tunnelling in magnetic tunnel junctions", *Journal of Physics: Condensed Matter*, vol. 15, issue 4, pp. R109, Jan. 2003, doi:10.1088/0953-8984/15/4/201.

- [54] S. Yan, Z. Zhou, Y. Yang, Q. Leng, and W. Zhao, "Developments and applications of tunneling magnetoresistance sensors," in *Tsinghua Science and Technology*, vol. 27, issue 3, pp. 443-454, June 2022, doi:10.26599/TST.2021.9010061.
- [55] S. Ikeda et al, "Tunnel magnetoresistance of 604% at 300K by suppression of Ta diffusion in CoFeB/MgO/CoFeB pseudo-spin-valves annealed at high temperature", *Applied Physics Letters*, vol. 93, issue 8, pp. 082508, Aug. 2008, doi:10.1063/1.2976435.
- [56] B. Tóth, L. Péter, Á. Révész, J. Pádár, and I. Bakonyi, "Temperature dependence of the electrical resistivity and the anisotropic magnetoresistance (AMR) of electrodeposited Ni-Co alloys", *The European Physical Journal B*, vol. 75, pp. 167-177, May 2010, doi:10.1140/epjb/e2010-00132-4.
- [57] S. A. Ketabi, S. G. Bahoosh, and N. Shahtahmasebi, "Temperature Dependence of the Giant Magnetoresistance in Fe/DNA/Fe Structure", *Journal of Nanoscience and Nanotechnology*, vol. 11, issue 10, pp. 8943-8946, Oct. 2011, doi:10.1166/jnn.2011.3485.
- [58] L. Yuan, S. H. Liou, and D. X. Wang, "Temperature dependence of magnetoresistance in magnetic tunnel junctions with different free layer structures", *Physical Review B*, vol. 73, issue 13, pp. 134403, Apr. 2006, doi:10.1103/PhysRevB.73.134403.
- [59] C. Reig, S. Cardoso, and S. C. Mukhopadhyay, *Giant Magnetoresistance (GMR) Sensors - From Basis to State-of-the-Art Applications*, Springer Link, 2013, ISBN: 978-3-642-37172-1.
- [60] D. Ramirez-Munoz, J. Sanchez, S. Casans, C. Reig, and A. E. Navarro, "Series Sensor Current Loop from a Generalized Impedance Converter Circuit with Reference Current Input," in *Proc. of 2006 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, Sorrento, Italy, 2006, pp. 2265-2270, doi:10.1109/IMTC.2006.328576.
- [61] C. Reig, M. D. Cubells-Beltrán, and D. Ramírez Muñoz, "Magnetic Field Sensors Based on Giant Magnetoresistance (GMR) Technology: Applications in Electrical Current Sensing", *Sensors*, vol. 9, no. 10, pp. 7919-7942, Oct. 2009, doi:10.3390/s91007919.
- [62] Y. Shaohua et al, "Design and Fabrication of Full Wheatstone-Bridge-Based Angular GMR Sensors", *Sensors*, vol. 18, no. 6, pp. 1832, June 2018, doi:10.3390/s18061832.
- [63] H. Hauser, G. Stangl, and J. Hochreiter, "High-performance magnetoresistive sensors", *Sensors and Actuators A: Physical*, vol. 81, issue 1-3, pp. 27-31, Apr. 2000, doi:10.1016/S0924-4247(99)00165-X.
- [64] *Discrete Semiconductors SC17: Sensor Systems – General*, Philips Semiconductors, Jan. 1997.
- [65] Philips Semiconductors, *KMZ52 Magnetic Field Sensor*. (2000). Accessed: Sep. 07, 2023. [Online]. Available: https://pdf.datasheetcatalog.com/datasheet/philips/KMZ52_1.pdf
- [66] Z. Jin, M. A. I. Mohd Noor Sam, M. Oogane, and Y. Ando, "Serial MTJ-Based TMR Sensors in Bridge Configuration for Detection of Fractured Steel Bar in Magnetic Flux Leakage Testing", *Sensors*, vol. 21, no. 2, p. 668, Jan. 2021, doi:10.3390/s21020668.
- [67] N. Rajasekaran and S. Mohan, "Giant Magnetoresistance in Electrodeposited Films: Current Status and the Influence of Parameters", *Critical Reviews in Solid State and*

- Materials Sciences*, vol. 37, issue 3, pp. 158-180, Sep. 2012, doi:10.1080/10408436.2011.613490
- [68] B. Dieny, V. S. Speriosu, S. S. P. Parkin, B. A. Gurney, D. R. Wilhoit, and D. Mauri, "Giant magnetoresistance in soft ferromagnetic multilayers", *Physical Review B*, vol. 43, issue 1, pp. 1297-1300, Jan. 1991, doi:10.1103/PhysRevB.43.1297.
- [69] A. Bunte and S. Beineke, "High-performance speed measurement by suppression of systematic resolver and encoder errors," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 1, pp. 49-53, Feb. 2004, doi:10.1109/TIE.2003.822084.
- [70] D. C. Ghiglia and M. D. Pritt, *Two-dimensional phase unwrapping theory, algorithms and software*, John Wiley & Sons, 1998.
- [71] M. Gdeisat and F. Lilley, *One-Dimensional Phase Unwrapping Problem*, Liverpool John Moores, University, Dec. 2010. Accessed: Feb. 20, 2024. [Online]. Available: https://www.ljmu.ac.uk/-/media/files/ljmu/about-us/faculties-and-schools/fet/geri/onedimensionalphaseunwrapping_finalpdf.pdf
- [72] J. E. Volder, "The CORDIC Trigonometric Computing Technique", *IRE Transactions on Electronic Computers*, vol. EC-8, issue 3, pp. 330-334, Sep. 1959, doi:10.1109/tec.1959.5222693.
- [73] ST, AN5325 *How to use the CORDIC to perform mathematical functions on STM32 MCUs*, Rev. 6. (2024). Accessed: Feb. 22, 2024. [Online]. Available: https://www.st.com/resource/en/application_note/an5325-how-to-use-the-cordic-to-perform-mathematical-functions-on-stm32-mcus-stmicroelectronics.pdf
- [74] K. D. Nguyen, D. T. Kiet, T. T. Hoang, N. Q. N. Quynh, X. T. Tran, and C. K. Pham, "A Trigonometric Hardware Acceleration in 32-bit RISC-V Microcontroller with Custom Instruction", *IEICE Electronics Express*, vol. 18, issue 15, pp. 20210266, July 2021, doi:10.1587/elex.18.20210266.
- [75] F. De Dinechin and M. Istoan, "Hardware Implementations of Fixed-Point Atan2," in *Proc. of 2015 IEEE 22nd Symposium on Computer Arithmetic*, Lyon, France, 2015, pp. 34-41, doi:10.1109/ARITH.2015.23.
- [76] E. Manor, A. Ben-David, and S. Greenberg, "CORDIC Hardware Acceleration Using DMA-Based ISA Extension", *Journal of Low Power Electronics and Applications*, vol. 12, no. 1, pp. 4, Jan. 2022, doi:10.3390/jlpea12010004.
- [77] Microchip, *AVR Instruction Set Manual*. (2021). Accessed: Aug. 12, 2022. [Online]. Available: <https://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/AVR-InstructionSet-Manual-DS40002198.pdf>
- [78] D. J. Magenheimer, L. Peters, K. W. Pettis, and D. Zuras, "Integer multiplication and division on the HP Precision Architecture," *IEEE Transactions on Computers*, vol. 37, no. 8, pp. 980-990, Aug. 1988, doi:10.1109/12.2248.
- [79] T. Granlund and P. Montgomery, "Division by invariant Integers using Multiplication", in *Proc. of ACM SIGPLAN 1994 Conference on Programming Language Design and Implementation*, 1994, vol. 29, no. 6, pp. 61-72, doi:10.1145/178243.178249.

- [80] P. Modesto, R. Cordero, and A. D'Estefani, "Design of an Angle Tracking Observer for Resolver Sensors using a Type-II System and Root Locus Technique," in *Proc. of IEEE XXVII International Conference on Electronics, Electrical Engineering and Computing (INTERCON)*, Lima, Peru, 2020, pp. 1-4, doi:10.1109/INTERCON50315.2020.9220224.
- [81] H. Qin and Z. Wu, "Angle Tracking Observer with Improved Accuracy for Resolver-to-Digital Conversion", *Symmetry*, vol. 11, no. 11, pp. 1347, Nov. 2019, doi:10.3390/sym11111347.
- [82] R. Madoński and P. Herman, "Method of sensor noise attenuation in high-gain observers - Experimental verification on two laboratory systems," in *Proc. of IEEE International Symposium on Robotic and Sensors Environments*, Magdeburg, Germany, 2012, pp. 121-126, doi:10.1109/ROSE.2012.6402616.
- [83] L. Wang, X. Li, Y. Liu, D. Mao, and B. Zhang, "High-Precision Control of Aviation Photoelectric-Stabilized Platform Using Extended State Observer-Based Kalman Filter", *Sensors*, vol. 23, no. 11, pp. 9204, Nov. 2023, doi:/10.3390/s23229204.
- [84] P. Aher, S. Saoji, and A. Bhat, "Implementation of Extended Kalman Filter for noise reduction in Anti-lock braking system," in *Proc. of 2015 International Conference on Industrial Instrumentation and Control (ICIC)*, Pune, India, May 2015, pp. 1448-1453, doi:10.1109/IIC.2015.7150977.
- [85] S. M. Kazraji, R. B Soflayi, and M. B. B. Sharifian, "Sliding-Mode Observer for Speed and Position Sensorless Control of Linear-PMSM", *Electrical, Control and Communication Engineering*, vol. 5, issue 1, pp. 20-26, May 2014, doi:10.2478/ecce-2014-0003.
- [86] M. Okte and Sathans, "Sliding-mode observer for estimating position and speed and minimizing ripples in rotor parameters of PMSM," in *Proc. of 2018 2nd International Conference on Inventive Systems and Control (ICISC)*, Coimbatore, India, 2018, pp. 506-511, doi:10.1109/ICISC.2018.8399124.
- [87] J. Gao, Y. Wang, M. Xu, and Y. Mi, "A Novel Rotor Position Observer for Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Adaptive Generalized Second-Order Integrator", *Machines*, vol. 10, no. 9, pp. 751, Aug. 2022, doi:10.3390/machines10090751.
- [88] L. Jarzebowicz, M. Cisek, and A. Opalinski, "Angle Tracking Observer for Filtering Rotor Position Estimates in Sensorless Electric Drives", *Elektronika Ir Elektrotechnika*, vol. 22, no. 5, pp. 38-41, doi:10.5755/j01.eie.22.5.16341.
- [89] S. U. Rahman and C. Xia, "Rotor Speed and Position Estimation Analysis of Interior PMSM Machines in Low and Medium-High Speed Regions Adopting an Improved Flux Observer for Electric Vehicle Applications", *Machines*, vol. 11, no 5., pp. 574, May 2023, doi:10.3390/machines11050574.
- [90] Y. Li, H. Wu, X. Xu, X. Sun, and J. Zhao, "Rotor Position Estimation Approaches for Sensorless Control of Permanent Magnet Traction Motor in Electric Vehicles: A Review", *World Electric Vehicle Journal*, vol. 12, no. 1, pp. 9, Jan. 2021, doi:10.3390/wevj12010009.

- [91] V. Čeperković, M. Prokin, and D. Prokin, "Single Buffered Angular Speed Measurement Method for Self-Calibration of Magnetoresistive Sensors," in *Proc. of 2023 12th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO)*, Budva, Montenegro, 2023, pp. 1-4, doi:10.1109/MECO58584.2023.10155004.
- [92] M. Prokin, V. Čeperković, and D. Prokin, "Double Buffered Angular Speed Measurement Method for Self-Calibration of Magnetoresistive Sensors," in *Proc. of 2023 12th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO)*, Budva, Montenegro, 2023, pp. 1-4, doi:10.1109/MECO58584.2023.10155085.
- [93] S. Derammelaere, M. Haemers, J. De Viaene, F. Verbelen, and K. Stockman, "A quantitative comparison between BLDC, PMSM, brushed DC and stepping motor technologies," in *Proc. of 2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Chiba, Japan, 2016, pp. 1-5.
- [94] Guoxiao Li, Hexu Sun, Yan Dong, and Guoliang Wang, "A study of the control strategy for mechatronics system of electric valve", in *Proc. of 5th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003.*, Singapore, 2003, vol.2, pp. 988-991, doi:10.1109/PEDS.2003.1283104.
- [95] D. Rybarczyk and A. Milecki, "Electrohydraulic Drive with a Flow Valve Controlled by a Permanent Magnet Synchronous Motor", *Transactions of FAMENA*, vol.44, no. 2, pp. 31-44, Jun 2020, doi:10.21278/TOF.44204.
- [96] Q. Wu, W. Li, G. Feng, and B. Zhang, "Optimization Control of Canned Electric Valve Permanent Magnet Synchronous Motor", *Electronics*, vol. 12, no. 11, pp. 2433, Mar. 2023, doi:10.3390/electronics12112433.
- [97] P. Mercorelli, "Control of Permanent Magnet Synchronous Motors for Track Applications", *Electronics*, vol. 12, no. 15, pp. 3285, July 2023, doi:0.3390/electronics12153285.
- [98] Y. Li, H. Wu, X. Xu, X. Sun, and J. Zhao, "Rotor Position Estimation Approaches for Sensorless Control of Permanent Magnet Traction Motor in Electric Vehicles: A Review", *World Electric Vehicle Journal*, vol. 12, no. 1, pp. 9, Jan. 2021, doi:10.3390/wevj12010009.
- [99] S. Wang, K. Yang, and K. Chen, "An Improved Position-Sensorless Control Method at Low Speed for PMSM Based on High-Frequency Signal Injection into a Rotating Reference Frame," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 86510-86521, June 2019, doi:10.1109/ACCESS.2019.2925214.
- [100] Y. Li, H. Hu, and P. Shi, "A Review of Position Sensorless Compound Control for PMSM Drives", *World Electric Vehicle Journal*, vol. 14, no. 2, pp. 34, Jan. 2023, doi:10.3390/wevj14020034.
- [101] S. -M. Gu, F. -Y. He, and H. Zhang, "Study on Extend Kalman Filter at Low Speed in Sensorless PMSM Drives," in *Proc. of 2009 International Conference on Electronic Computer Technology*, Macau, China, 2009, pp. 311-316, doi:10.1109/ICECT.2009.17.
- [102] S. N. Vukosavic, *Digital Control of Electrical Drives*, Springer New York, NY, 2007, doi:10.1007/978-0-387-48598-0.

- [103] A. Fitzgibbon, M. Pilu, and R. B. Fisher, "Direct least square fitting of ellipses", in *Proc. of 13th International Conference on Pattern Recognition*, 1996, vol. 1, pp. 253-257.
- [104] R. Halir and J. Flusser, "Numerically stable direct least squares fitting of ellipses", in *Proc. of 6th International Conference in Central Europe on Computer Graphics and Visualisation*, Plzen-Bory, Czech Republic, 1998, pp. 125-132.
- [105] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex optimization*, Cambridge University Press, 2004, doi:10.1017/CBO9780511804441.
- [106] O. Burkacky, J. Deichmann, and J. P. Stein, "Automotive software and electronics 2030", McKinsey & Company, 2019. Accessed: Jul. 27, 2024. [Online]. Available: <https://www.mckinsey.com/~media/mckinsey/industries/automotive%20and%20assembly/our%20insights/mapping%20the%20automotive%20software%20and%20electronics%20landscape%20through%202030/outlook%20on%20the%20automotive%20software%20and%20electronics%20market%20through%202030/automotive-software-and-electronics-2030-full-report.pdf>
- [107] A. Vemuri, *Processing the Advantages of Zone Architecture in Automotive*, Texas Instruments, Apr. 2023. Accessed: Jul. 27, 2024. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ta/sszt211/sszt211.pdf>.
- [108] P. Aberl, S. Haas, and A. Vemuri, *How a Zone Architecture Paves the Way to a Fully Software-Defined Vehicle*, Texas Instruments, Apr. 2023. Accessed: Jul. 27, 2024. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/wp/spry345b/spry345b.pdf>.
- [109] A. Mattausch, J. Schlosser, and M. Neukirchner, "E/E Architectures and the Automotive OS", in *Proc. of 23th Internationales Stuttgarter Symposium ISSYM 2023*, Stuttgart, 2023, pp. 175-183, doi:10.1007/978-3-658-42048-2_13.
- [110] *Road vehicles – Local Interconnect Network (LIN)*, ISO 17987, 2016.
- [111] *Road vehicles – Unified diagnostic services (UDS)*, ISO 14229, 2021.
- [112] *Road vehicles – Controller area network (CAN)*, ISO 11898, 2024.
- [113] *CAN FD node and system design - Part 4: Signal improvement*, CiA 601-4, 2023.
- [114] *Road vehicles – Diagnostic Communication Over Controller Area Network (DoCAN)*, ISO 15765, 2016.
- [115] *SOME/IP Protocol Specification*, AUTOSAR AP Release 22-11, 2022.
- [116] *μLINC Reference Manual 1.2.0*, Synchrotek, Belgrade, 2018.
- [117] Peak System, *PCAN-USB User Manual 3.2.0*. (2024). Accessed: Aug. 03, 2024. [Online]. Available: https://www.peak-system.com/produktcd/Pdf/English/PCAN-USB_UserMan_eng.pdf
- [118] Honeywell, *APS00B High Resolution Magnetic Angular Position Sensor IC*. (2011). Accessed: May. 04, 2022. [Online]. Available: <https://prod-edam.honeywell.com/content/dam/honeywell-edam/sps/siot/en-us/products/sensors/magnetic-sensors/linear-and-angle-sensor-ics/aps00b-angle-sensor-ic/documents/sps-siot-aps00b-ps-005924-2-en-ciid-51624.pdf>

- [119] Atmel Corporation, *ATmega16M1/ATmega32M1/ATmega64M1/ATmega32C1/ATmega64C1 Automotive*. (2015). Accessed: Apr. 05, 2022. [Online]. Available: http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-7647-Automotive-Microcontrollers-ATmega16M1-32M1-64M1-32C1-64C1_datasheet.pdf
- [120] Atmel Corporation, *ATA6622C/ATA6624C/ATA6626C LIN Bus Transceiver with 3.3V (5V) Regulator and Watchdog*. (2014). Accessed: May. 04, 2022. [Online]. Available: http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/atmel-4986-lin-networking-ata6622c-ata6624c-ata6626c_datasheet.pdf
- [121] Texas Instruments, *DRV8825 Stepper Motor Controller IC*. (2014). Accessed: May. 04, 2022. [Online]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/drv8825.pdf>
- [122] J. A. Osborn, "Demagnetizing Factors of the General Ellipsoid", *Physical Review*, vol. 67, issue 11-12, pp. 351-357, June 1945, doi:10.1103/PhysRev.67.351.
- [123] J. H. J. Fluitman, "The influence of sample geometry on the magnetoresistance of Ni-Fe films", *Thin Solid Films*, vol. 16, issue 3, June 1973, pp. 269-276, doi:10.1016/0040-6090(73)90080-1.
- [124] R. Prozorov and V. G. Kogan, "Effective Demagnetizing Factors of Diamagnetic Samples of Various Shapes", *Physical Review Applied*, vol. 10, issue 1, pp. 014030, July 2018, doi:10.1103/PhysRevApplied.10.014030.
- [125] F. Fiorillo, C. Appino, and M. Pasquale, "Chapter 1 - Hysteresis in Magnetic Materials", in *The Science of Hysteresis*, Academic Press, 2006, ch. 1, pp. 1-190 doi:10.1016/B978-012480874-4/50019-1.
- [126] E. C. Stoner and E. P. Wohlfarth, "A mechanism of magnetic hysteresis in heterogeneous alloys", *Philosophical Transactions of the Royal Society of London. Series A, Mathematical and Physical Sciences*, vol. 240, no. 826, pp. 599-642, May 1948, doi:10.1098/rsta.1948.0007.

BIOGRAFIJA

Vladimir Čeperković je rođen 9. Jula 1976. godine u Kraljevu. Diplomirao je na Elektrotehničkom fakultetu univerziteta u Beogradu 2008. godine, na odseku za automatiku sa ocenom 10 (deset). Prosek ocena u toku studija je bio 8,1. Diplomski rad pod nazivom: „Analiza i realizacija Adaptivnog MIMC regulatora” odbranila je na Elektrotehničkom fakultetu u Beogradu 2008. godine. Doktorske studije je upisao 2019. godine na Elektrotehničkom fakultetu, na modulu Elektronika.

Od 2011. do 2015. bio je zaposlen na katedri za elektroniku Elektrotehničkog fakulteta univerziteta u Beogradu, na poziciji istraživač pripravnik, da bi od 2015. godine prešao u centar za naučnoistraživački rad, na poziciji istraživač saradnik na projektu. Tokom ovog perioda, učestvovao je na nekoliko inovacionih projekata i projekata tehnološkog razvoja finansiranih od strane Ministarstva nauke Republike Srbije, kao i nekoliko komercijalnih fakultetskih projekata. Počevši od Januara 2022. je zaposlen u kompaniji Synchronetek Beograd, čiji je suosnivač.

Oblasti istraživanja Vladimira Čeperkovića obuhvata upravljanje sistemima, digitalna obrada signala, digitalna obrada slike, i mikroprocesorski sistemi. Autor je i koautor radova koji su publikovani u međunarodnim časopisima (2 rada), nacionalnim časopisima (2 rada), kao i radova saopštenih na međunarodnim konferencijama (8 radova) i nacionalnim konferencijama (1 rad). Pored toga autor je i koautor priznatih programskih sistema na međunarodnom nivou (7 radova), realizovanih patenata na međunarodnom nivou (7 patenata), i realizovanih patenata na nacionalnom nivou (2 patenta).

ИЗЈАВА О АУТОРСТВУ

Име и презиме аутора: Владимир Чеперковић

Број индекса: 2019/5040

Изјављујем

да је докторска дисертација под насловом

*Дистрибуирана метода за самокалибрацију магнеторезистивног
сензора угаоне позиције у серво систему*

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

У Београду, дана 16.12.2024.

Потпис аутора

Владимир Чеперковић

ИЗЈАВА О ИСТОВЕТНОСТИ ШТАМПАНЕ И ЕЛЕКТРОНСКЕ ВЕРЗИЈЕ ДОКТОРСКОГ РАДА

Име и презиме аутора: Владимир Чеперковић
Број индекса: 2019/5040
Студијски програм: Електротехника и рачунарство
(модул Електроника)
Наслов рада: Дистрибуирана метода за самокалибрацију магнеторезистивног
сензора угаоне позиције у серво систему
Ментор: проф. Др. Милан Прокин

Изјављујем да је штампана верзија мог докторског рада истоветна електронској верзији коју сам предао/ла ради похрањивања у **Дигиталном репозиторијуму Универзитета у Београду**.

Дозвољавам да се објаве моји лични подаци везани за добијање академског назива 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.

У Београду, дана 16. 12. 2024.

Потпис аутора

Владимир Чеперковић

ИЗЈАВА О КОРИШЋЕЊУ

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

Дистрибуирана метода за самокалибрацију магнеторезистивног сензора угаоне позиције у серво систему

која је моје ауторско дело.

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

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

1. Ауторство (CC BY)
2. Ауторство – некомерцијално (CC BY-NC)
3. Ауторство – некомерцијално – без прерада (CC BY-NC-ND)
4. Ауторство – некомерцијално – делити под истим условима (CC BY-NC-SA)
5. Ауторство – без прерада (CC BY-ND)
6. Ауторство – делити под истим условима (CC BY-SA)

(Молимо да заокружите само једну од шест понуђених лиценци. Кратак опис лиценци је саставни део ове изјаве).

У Београду, дана 16. 12. 2024.

Потпис аутора

Благодир Ћековић

1. **Ауторство.** Дозвољаваате 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.** Дозвољаваате 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 прерада.** Дозвољаваате 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.** Дозвољаваате 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 прерада.** Дозвољаваате 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.** Дозвољаваате 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.