

UNIVERSITETI POLITEKNIK FAKULTETI I INXHINIERISË ELEKTRIKE DEPARTAMENTI I AUTOMATIKËS

DISERTACION

PËR MBROJTJEN E GRADËS SHKENCORE **DOKTOR**

TEKNIKAT E AVANCUARA TË KONTROLLIT TË TRANSMISIONEVE ELEKTRIKE ME MOTOR SINKRON ME MAGNET PERMANENT

Përgatitur nga: Msc.Ing. Lindita DHAMO

Udhëheqës Shkencor: **Prof.Asc. Dr. Aida SPAHIU**

Tiranë, 2014

Përmbajtja

Përmbajtja2
ABSTRAKT
MIRËNJOHJE8
SHKURTIMET
SIMBOLET
HYRJE
Historiku i kontrollit të makinave elektrike11
Motivimi për këtë projekt13
KAPITULLI I
Modelimi i transmisioneve elektrike me PMSM15
Si trajtohet modeli i PMSM në literaturë15
Modeli matematik i PMSM18
Modeli matematik i PMSM në zonën e kohës18
Modeli matematik i PMSM në koordinatat e statorit20
Modeli matematik i PMSM në koordinatat e rotorit25
Modelimi i Inverterit
Kontrolli i Inverterit29
Modulimi me Vektor Hapsinor (SVM)
Kompensimi i joidealitetit të Inverterit34
Eleminimi i shqetësimeve nga tensioni DC
Kompensimi i kohës së pandjeshmërisë35
Përcaktimi i tensioneve fazore37
KAPITULLI II
Kontrolli Vektorial i PMSM
Parimi i punës
Konturi i kontrollit të rrymës39
Objektivat e kontrollit42
Dobësimi i Fushës42
Kontrolli pa Sensor pozicioni i PMSM43
Vështrim mbi literaturën43
Kontrolli skalar ose kontrolli me raport U/f=Konstante47
Parimi i punës47
Stabilizimi
Rendimenti54
KAPITULLI III
Një vështrim krahasimor i strategjive të kontrollit56
Hyrje
Vështrim i literaturës për strategjitë e kontrollit57

Metodologjia e vlerësimit dhe krahasimit të performancave të strategjive të
kontrollit
Kriteret e Performancës59
Strategjitë e kontrollit për shpejtësi më të vogla se shpejtësia bazë61
Strategjia e kontrollit me Rendiment Maksimal62
Strategjia e kontrollit me rrymë Zero sipas aksit-d63
Strategjia e kontrollit me moment maksimal për njësi të rrymës64
Strategjia e kontrollit me koefiçent fuqie njësi65
Strategjia e kontrollit me fluks të hapësirës ajrore konstant66
Krahasimi i strategjive të kontrollit bazuar në konceptin e humbjeve
konstante të fuqisë66
Zona e punës poshtë shpejtësisë bazë66
Krahasimi i performancës në karakteristikën e punës
Karakteristika rrymë-moment70
Karakteristika fluks i hapësirës ajrore-moment70
Karakteristika koefiçent fuqie-moment71
Karakteristika rrymë sipas aksit d-moment71
Madhësia e momentit71
Përzgjedhja e strategjisë së kontrollit72
KAPITULLI IV74
Kontrolli vektorial pa sensor pozicioni i transmisioneve elektrike me PMSM
74
Vështrim i literaturës në lidhje me teknikat kryesore për kontrollin pa
sensor pozicioni të PMSM74
Skema e kontrollit vektorial pa sensor pozicioni të transmisioneve elektrike
me PMSM
Parimi i Kontrollit të Orientimit të Fushës80
KAPITULLI V
Sistemi Adaptiv me Model Referencë83
Hyrje
Kontrolli Adaptiv
Vështrim teorik83
Ekuacionet e gjendjes në formë matricore85
Ligji i kontrollit
Ligji adaptiv
Analiza87
Shtrimi i problemit për rastin e PMSM88
Sistemi Adaptiv me Model Referencë i identifikimit të shpeitësisë90
5-5-5-5-1-1-4-P-1
Skema e vlerësuesit të shpejtësisë me MRAS
Skema e vlerësuesit të shpejtësisë me MRAS

KAPTULLI VI	99
Kontrolli Sliding Mode i PMSM	99
Hyrje	99
Projektimi i rregullatorëve sliding mode10	00
Analiza e performancës së kontrollit pa sensor pozicioni të transmisionit	
elektrik me PMSM nëpërmjet vëshguesit SMO10	08
Metodologjia10	08
Modeli i PMSM1	09
Vëzhguesi konvencional Sliding Mode10	09
Vëzhguesi SMO me funksion kyçës "Saturation"1	12
Vëzhguesi SMO me funksion kyçës "Sigmoid"1	14
Konfigurimi i Sistemit1	16
Rezultatet e simulimeve dhe diskutime1	17
Përfundime1	22
KAPITULLI VII	24
Rezultatet eksperimentale1	24
Hyrje1	24
Disa konsiderata praktike në lidhje me punën e PMSM1	26
Konfigurimi i hardware-it1	27
Konfigurimi i Software1	28
Projekti në CCSv51	28
Zbatimi i strukturës së kontrollit1	28
Algoritmi dixhital i Kontrollit të Orientimit të Fushës1	31
Skema e kontrollit pa sensor pozicioni13	32
Metodologjia për vlerësimin e pozicionit të rotorit1	34
Bllokskema e algoritmit të vëzhguesit SMO1	34
Zhvillimi i projektit në Code Composer Studio1	35
Verifikimi i performancës së vëzhguesit SMO1	37
Verifikimi i performancës së vëzhguesit SMO në regjim kalimtar 1	37
Verifikimi i performancës së vëzhguesit SMO në regjim të stabilizuar. 1	38
Rezultatet eksperimentale të punës pa sensor pozicioni të sistemit të	
kontrollit të IPMSM me vëzhgues SMO1	42
Optimizimi i koefiçentit të vëzhguesit SMO sipas strategjisë: moment	
maksimal për të njëjtën rrymë1	49
Përfundime për pjesën eksperimentale1	51
PËRFUNDIME1	52
KONTRIBUTI I PUNIMIT1	54
OBJEKTIVAT PËR TË ARDHMEN1	56
SHTOJCË 11	57
SHTOJCË 21	58
SHTOJCË 31	59

Skema e bllokut të fuqisë	
Skema e Mikrokontrollerit	160
Skema e pjesës analoge	161
LITERATURA	

ABSTRAKT

Transmisionet elektrike me Motor Sinkron me Magnet Permanent (PMSM) po përdoren gjithnjë e më shumë në një gamë të gjerë aplikimesh industriale që kërkojnë përgjigje dinamike të shpejta dhe saktësi në kontroll për diapazone të gjera shpejtësie. Veç kësaj, ende mbetet sfidë projektimi i sistemeve të kontrollit të PMSM pa sensor pozicioni, që punojnë në diapazone të gjera të rregullimit të shpejtësisë në të dy zonat: me moment konstant dhe fuqi konstante. Në këtë disertacion, janë paraqitur dy teknika kontrolli pa sensor pozicioni për PMSM, mbështetur në metodën e kontrollit vektorial sipas parimit të Kontrollit të Orientimit të Fushës (Field Oriented Control-FOC). Këto teknika kontrolli bazohen:

- e para në një metodë adaptive, për vlerësimin e shpejtësisë dhe pozicionit të rotorit prej rrymave të statorit, mbështetur në një mekanizëm adaptiv të vendosur në lidhjen e kundërt, dhe quhet Sistem Adaptiv me Model Referencë (Model Reference Adaptive System-MRAS)
- e dyta në një metodë jolineare, për vëzhgimin e gjendjeve të sistemit nëpërmjet një vëzhguesi që bazohet në dukurinë e rrëshqitjes (Sliding Mode) dhe që nëpërmjet kontrollit ekuivalent në lidhjen e kundërt vlerëson shpejtësinë dhe pozicionin e rotorit.

Objektivi i kërkimit është realizimi i një skeme të plotë kontrolli pa sensor pozicioni për një transmision elektrik me motor sinkron me magnet permanent,nëpërmjet një metode që garanton cilësi të lartë kontrolli ,kosto relativisht të ulët e zgjerimin e zonës së punës së transmisionit edhe në zona të konsideruara si të pavëzhgueshme. Përmirësimi i qëndrueshmërisë së kontrollit dhe përshtatshmërisë me ndryshimet e kushteve të punës, si dhe përmirësimi i performancës në regjimet dinamike dhe statike.

Në këtë punim paraqitet një Sistem Adaptiv me Model Referencë (MRAS) për kontrollin vektorial pa sensor të pozicionit të PMSM nëpërmjet një vlerësuesi të tipit MRAS. Vlerësuesi përdor rrymat e statorit dhe modelin elektrik të makinës për vlerësimin e shpejtësisë dhe pozicionit të rotorit, të cilat shërbejnë si sinjale në lidhjen e kundërt për:

- rregullimin e shpejtësisë në konturin e jashtëm,
- dhënien e informacionit të nevojshëm në blloqet e transformimeve vektoriale, me qëllim gjenerimin e tensionit sinusoidal që ushqen motorin me amplitudën, fazën dhe frekuencën e duhur.

Teknika e dytë e prezantuar është Vëzhguesi Sliding Mode (SMO), i cili është zhvilluar sipas tre skemave të ndryshme krahasuar me vëzhguesin tradicional SMO, për vlerësimin e shpejtësisë dhe pozicionit të rotorit të PMSM, me anë të të cilit realizohet një kontroll vektorial pa sensor pozicioni. Konceptime të ndryshme të kontrollit ekuivalent janë aplikuar për zgjerimin e zonës së punës edhe në pjesë konsideruara si "të pavëzhgueshme" duke të përmirësuar performancën e vlerësimit të pozicionit të rotorit. Gabimi i vlerësimit të pozicionit të rotorit zvogëlohet në zonën e shpejtësive të ulëta dhe konvergjenca e vëzhguesit është e garantuar edhe në zonën e shpejtësive të mëdha kur koefiçenti i përforcimit të kontrollit ekuivalent është zgjedhur në mënyrë të përshtatshme.

Realizueshmëria dhe efektiviteti i metodave është provuar nga rezultatet e simulimeve në MATLAB/Simulink. Për metodën jolineare me vëzhguesin SMO, efektshmëria e metodës është verifikuar edhe në mënyrë eksperimentale.

MIRËNJOHJE

Mirënjohje udhëheqëses Prof. Asc. Dr. Aida Spahiu, për drejtimin, ekspertizën, inkurajimin drejt përvojave të reja, mbështetjen e gjithanshme dhe miqësinë që tregoi ndaj meje gjatë periudhës së studimeve të doktoraturës.

Falenderim nga zemra për profesorët e nderuar pjesë e stafit aktual akademik ose jo, që me vlerësimin e vazhdueshëm kanë rritur tek unë vetëbesimin. Këshillat e çmuara dhe sugjerimet e tyre konstruktive në lidhje me çështje të veçanta të disertacionit, kanë qenë ndihmë për realizimin e procedurës së doktoraturës në të gjitha fazat e saj.

Mirënjohje për ndihmën e paçmuar që pata nga Universiteti i Ljubljanës, Fakulteti i Elektroteknikës, Departamenti i Mekatronikës dhe drejtuesi i tij, Prof. Vanja Ambrožič e PhD. Mitja Nemec, të cilët u treguan të gatshëm të ndanin me mua eksperiencën e tyre dhe të bënin të mundur realizimin e objektivave në fushën eksperimentale.

Mirënjohje për familjen time, bashkëshortin dhe dy vajzat, që në periudhën e studimeve mirëkuptoi angazhimet e mia dhe më mbështeti duke bërë sakrifica të shumta, që më dhanë qetësi e kurajo të përmbyllja me sukses këtë program studimi.

SHKURTIMET

PMSM Motor sinkron me magnet permanent IPMSM Motor sinkron me magnet permanent në brendësi të rotorit SPMSM Motor sinkron me magnet permanent në sipërfaqe të rotorit IM Motor me induksion, Makinë asinkrone ME Strategjia e kontrollit me rendiment maksimal MTPC Strategjia e kontrollit me moment maksimal për të njëjtën rrymë ZDAC Strategjia e kontrollit me rrymë zero sipas aksit-d UPF Strategjia e kontrollit me koefiçent fuqie njësi CMFL Strategjia e kontrollit me fluks lidhës reciprok konstant CBE Strategjia e kontrollit me f.e.m=konstante SSV Strategjia e kontrollit me tension me gjashtë shkallë SMO Vëzhgues "sliding mode" Sistem adaptiv me model referencë MRAS MRAC Kontroll adaptiv me model referencë Kontrolli direkt i momentit DTC FOC Kontrolli i orientimit të fushës ΡI Rregullator me veprim proporcional dhe integrues **SVPWM** Modulimi në gjerësi i pulsit me vektor hapsinor DSP Procesor i sinjalit dixhital

SIMBOLET

\mathbf{i}_{dq}	Vlera e çastit të vektorit të rrymës në sistemin dq		
Udq	Vlera e çastit të vektorit të tensionit në sistemin dq		
i_a, i_b, i_c	Vlerat e çastit të rrymave në fazat a, b dhe c të motorit		
\mathbf{i}_{α} , \mathbf{i}_{β}	Vlerat e çastit të rrymave në sistemin α , β		
i _d , i _q	Vlerat e çastit të rrymave në sistemin d, q		
u_a, u_b, u_c	Vlerat e çastit të tensioneve fazore a, b dhe c të motor		
ω _m	Shpejtësia mekanike e rotorit		
ω _r	Shpejtësia elektrike e rotorit		
ωs	Shpejtësia e rrotullimit të fushës së statorit		
$\mathbf{v}_{ ext{DC}}$	Vlera e çastit të tensionit DC në bllokun e inverterit		
Ud	Vlera e çastit të tensionit sipas aksit-d		
uq	Vlera e çastit të tensionit sipas aksit -q		
Ψ_{PM}	Fluksi i magnetëve permanent		
Ls	Induktiviteti i pështjellës së statorit		
R _s	Rezistenca e pështjellës se statorit		
n _p	Numri i çiftpoleve		
В	Koefiçenti i viskozitetit		
J	Momenti i inercisë		

HYRJE

Historiku i kontrollit të makinave elektrike

Në një të shkuar jo shumë të afërt, makinat e rrymës së vazhduar ishin konkurenti kryesor për kontrollin me shpejtësi të ndryshueshme të transmisioneve elektrike, ndërsa makinat e rrymës alternative përdoreshin kryesisht në aplikimet me shpejtësi konstante sepse ato ushqeheshin nga burime me frekuencë konstante [1]. Zhvillimi i teknologjisë së gjysmëpërçuesve dhe përdorimi i tyre në elektronikën e fuqisë, zgjeruan teknikat e atëhershme të vlefshme për kontrollin e makinave të rrymës së vazhduar dhe rrymës alternative. Përveç kësaj, u realizuan teknika të reja kontrolli. Sinjalet e kontrollit për celësat elektronikë gjenerohen me qarqe logjike. "Ardhja" e mikrokontrollerave e lehtësoi zhvillimin e qarqeve të komandimit duke rritur fleksibilitetin zvogëluar kompleksitetin nëpërmjet uljes së numrit dhe të komponentëve. Lidhur me këtë, sigurisht që kompleksiteti u zhvendos nga pjesa hardware në software.

Kërkuesit kuptuan se makinat elektrike tani mund të projektohen ndryshe për aplikimet e reja dhe pa u shqetësuar nëse do të ishte e mundur të kontrolloheshin. Efektiviteti i kontrollit ishte një çështje tjetër, por performanca e gjysmëpërçuesve dhe kompleksiteti i algoritmave të kontrollit u rritën me hapa të mëdha. Teknologjia e gjysmëpërçuesve luajti një rol të rëndësishëm, sepse madhësitë elektrike që ushqenin makinat mund të kontrolloheshin. Edhe karakteristikat e makinës u përmirësuan në saje të kërkimeve që u bënë për materialet prej të cilave ishin ndërtuar makinat. Magnetët Permanent, të prodhuar prej materialeve të rralla të tokës, me koercivitet të lartë (pra që zvogëlonin mundësinë e demagnetizimit të mundshëm nga rrymat e motorit që kontrollohet) dhe magnetizim mbetës të lartë, i mundësonin makinës sinkrone me magnet permanent karakteristika më të mira se makina e rrymës së vazhduar dhe makina asinkrone [4]. Pavarësisht rendimentit më të lartë të makinave me shpejtësi të ndryshueshme, Monajemy pohoi se makinat me shpejtësi të ndryshueshme janë ende të pashfrytëzuara sepse zona e punës së tyre përcaktohej në të njëjtën mënyrë si për makinat me shpejtësi konstante. Ai shkoi me tej, duke paraqitur konceptin e humbjeve konstante të fuqisë si kufirin korrekt të zonës së punës, që rezulton në një shfrytëzim më të mirë të makinës [5].

Makina Sinkrone me Magnet Permanent (PMSM) zëvendësoi tipet e tjera të makinave në shumë aplikime. Kur krahasohet me makinën e rrymës së vazhduar, makinën asinkrone dhe makinën sinkrone, makina PMSM ka rendiment më të lartë, siguri në punë dhe kosto më të ulët për mirëmbajtje. Performanca në punë: si raport më i lartë moment/inerci, vibrime më të vogla të momentit dhe koefiçent fuqie më të lartë, është faktor superior kundrejt makinave të tjera [6,2]. Disavantazhi i përdorimit të makinave PMSM është kostoja e tyre e lartë që vjen kryesisht prej magnetëve me materiale të rralla të tokës që ata kanë në konstruksionin e tyre [2]. Ky disavantazh vjen duke u lehtësuar prej rënies së kostos së magnetëve permanent në vitet e fundit. Koha e vetëshlyerjes së investimit fillestar mund të zvogëlohet prej kursimit të energjisë elektrike nga përdorimi i PMSM me rendiment të rritur duke e kontrolluar sipas strategjive të avancuara të kontrollit. Pritshmëria është që, si edhe me teknologjitë e tjera, kostoja e makinave PMSM të zvogëlohet pasi janë zbuluar materiale alternative me kosto më të ulët, metodat e prodhimit janë përmirësuar dhe gjithashtu edhe konkurenca midis prodhuesve ka sjellë efektet e veta pozitive në këtë drejtim.

Karakteristikat e mira të PMSM kanë garantuar punën e shumë aplikimeve, ku përfshihen autoveturat elektrike [7,8], makina të lidhura në një bosht, njësitë motor/gjenerator [9], robotikë, aktuatorë të aerospace [4], karriket me rrota elektrike [10], aplikimet të tipit ventilator [3], turbo kompresorë [11].

Përveç karakteristikave të mira, përdorimi i PMSM është zgjeruar prej performancës më të lartë dinamike dhe statike të sistemit që ai kontrollon. Egzistojnë dy metoda bazë për kontrollin e PMSM (të cilat janë adoptuar nga teoria e kontrollit të makinës asinkrone), që janë :

• Kontrolli skalar, me raport U/f = konstante;

• Kontrolli vektorial.

Kontrolli skalar, U/f= konstante, është një metodë kontrolli në kontur të hapur, ndërsa kontrolli vektorial është një metodë kontrolli në kontur të mbyllur. Ka disa faktorë që influencojnë në performancën dhe koston e këtyre dy metodave kontrolli, siç janë: përdorimi i enkoderit të pozicionit apo implementimi i një teknike kontrolli pa sensor pozicioni, aftësia llogaritëse e rregullatorit të kërkuar, shpejtësia e përgjigjes, qëndrueshmëria dhe rendimenti në punë i makinës.

Motivimi për këtë projekt

Motivimi për këtë punim vjen prej trendit në rritje të përdorimit të PMSM nga industri të ndryshme. Dy tregues që konfirmojnë këtë janë:

1. Studimi i bërë mbi bazën e analizës së patentave të teknologjive që prodhojnë dhe përdorin PMSM, për të investiguar statusin, fokusin e kërkimit dhe trendin e së ardhmes së teknologjisë me PMSM. Në këtë studim, u shfrytëzuan të dhënat për 2216 patenta të regjistruara në periudhën 1976-2010, të marra nga USPTO (United States Patent and Trademark Office). Metoda e kërkimit u mbështet në ciklin e jetës së teknologjisë, klasifikimin IPC (International Patent Classification), citimet e patentave dhe tendencën e aplikimeve. Rezultatet treguan që trendi më i lartë i zhvillimit është në drejtim të perfeksionimit të metodave të kontrollit. Gjithashtu në fokus janë aplikimet për makinat elektrike, ashensorët etj. Zhvillimi i qarqeve elektronike dhe materialeve të magnetëve permanent shoqërojnë zhvillimet në tërësi të teknologjisë, por kanë ritëm më të ulët[12].

Një tregues i thjeshtë por domethënës i dominimit të PMSM merret duke shqyrtuar rritjen e numrit relativ të punimeve akademike [13]. Për ilustrim, raporti i numrit të artikujve shkencorë botuar tek revista IEEE (të aksesueshme në internet) për grupin e motorëve PMSM e BLDC, është rritur si në figurën H.2.



Figura H.1 Trendi i rritjes së teknologjive me PMSM



Figura H.2 Trendi i rritjes së raportit të artikujve të botuar (PMSM, BLDC/IM)

2. Shtysë e fortë për përzgjedhjen e këtij projekti vjen edhe prej faktit se në Universitetin Politeknik të Tiranës, Fakulteti i Inxhinierisë Elektrike, nuk është bërë një kërkim i këtij niveli në lidhje me transmisionet elektrike me PMSM.

Që studimi të jetë i justifikuar në qëllimin e tij, është bërë studimi dhe nxjerrja e përfundimeve teorike nëpërmjet simulimeve në MATLAB/Simulink me metodën e kontrollit vektorial pa sensor pozicioni nëpërmjet dy teknikave të ndryshme. Kontrolli skalar prezantohet vetëm teorikisht për efekt historik (si një metodë kontrolli pa sensor pozicioni në kontur të hapur) ose didaktik të mëvonshëm, por nuk është në fokus të studimit. Në përfundim të studimit, për njërën prej teknikave të kontrollit vektorial pa sensor pozicioni, atë me Vëzhguesin Sliding Mode (SMO) janë kryer eksperimente për vërtetim në praktikë të rezultateve teorike.

KAPITULLI I

Modelimi i transmisioneve elektrike me PMSM

Modeli i një transmisioni elektrik me PMSM përbëhet nga tre komponente kryesore: modeli i motorit PMSM, modeli i inverterit dhe modeli i bllokut të kontrollit. Konsultimi i literaturës për këtë kapitull është bërë në drejtim të njohjes së modeleve që kërkues të ndryshëm kanë ndërtuar për të tre komponentët. Në këtë kapitull do të prezantojmë modelimin e motorit dhe inverterit, ndërsa modelimi i bllokut të konturit të kontrollit, që është edhe objektivi kryesor i punimit, do të prezantohet në detaje në kapitujt vijues.

Si trajtohet modeli i PMSM në literaturë

Projektimi i një sistemi kontrolli për PMSM, së pari ka nevojë për një model të saktë të makinës. Nëse kemi një model në formën e ekuacioneve të Variablave të Gjendjes, modeli invers mund të vendoset në kaskadë me hyrjen referuese të rregullatorit. Ky është parimi i kontrollit në kontur të hapur. Kur në sistem kemi sinjalet e variablave të gjendjes në lidhjen e kundërt, kërkesa për saktësi e modelit invers nuk është shumë e rreptë sepse gabimi që rezulton përdoret si sinjal veprues në sistemin e kontrollit me kontur të mbyllur. Në disa sisteme jolineare, për të patur një performancë të kënaqshme, një model i saktë është i nevojshëm edhe kur ai përdoret në sisteme kontrolli me kontur të mbyllur. Shembull i kësaj është kontrolli »servo« i PMSM.

Ka një diferencim midis modeleve: modelet shumë të saktë por inefiçentë nga pikpamja llogaritëse dhe modele më pak të saktë por shumë të përdorshëm në kontrollin në kohë reale të sistemeve që përmbajnë një Procesor të Sinjaleve Dixhitale (DSP). Hadžiselimovic et al. prezanton një model jolinear dinamik të PMSM. Në modelim janë marrë parasysh: shpërndarja e pështjellave, vetitë e materialeve, ngopja e qarkut magnetik, hapësira ajrore. Modeli është verifikuar nëpërmjet analizës me Elementët e Fundëm. Autori konkludon se modeli është më i sakti i ndërtuar që ai njeh dhe që është i përshtatshëm për projektim kontrolli [14].

Një model tjetër që merr parasysh dinamikat komplekse është prezantuar prej Jing et al. Ky model, si dhe modeli i mëparshëm, konsideron faktorë të ndryshëm, ndër të tjera edhe një hapësirë ajrore jo të lëmuar. Analiza investigon qëndrueshmërinë duke përdorur teorinë e bifurkacionit. Modeli është përgjithësues dhe mund të përdoret në aplikimet e ardhshme me PMSM [15].

Modeli Direkt-Kuadraturë (dq) i PMSM prezantohet tek [16] dhe një model simulimi në MATLAB/Simulink® është zhvilluar nga modeli matematik. Modeli dq merret nga transfomimi vektorial i sistemit 3fazor në sistemin 2-fazor (dq) sipas rrafshit që rrotullohet me shpejtësi sinkrone me rotorin. Transformimi dq fillimisht u zhvillua nga Park për makinën sinkrone [17]. Avantazhi i këtij transformimi është se komponentet e rrymave të statorit: ajo që prodhon momentin (komponentja që është pingule me aksin magnetik të magnetëve permanent të rotorit) dhe rryma e magnetizimit ndahen. Kjo nuk përdoret vetëm për qëllime simulimi por edhe për implementimin e Kontrollit Vektorial. Kontrolli Vektorial njihet ndryshe edhe si Kontroll i Orientimit të Fushës (FOC) në literaturë, sepse aksi i rrymave të statorit orientohet sipas aksit magnetik të rotorit me qëllim që të përmbushë kriteret e kontrollit dhe nëse këndi i orientimit është 90°, atëherë për çdo njësi rryme prodhohet moment maksimal.

Tek Mohammed et al. [18], prezantohet një model njëfazor i variablave fizike të PMSM. Modeli është një qark elektrik dhe merr vlerat e parametrave të modelit nga analiza dinamike me metodën e Elementëve të Fundëm. Ai demonstron se modeli jep rezultate më të sakta simulimi se modeli dq dhe është më efiçent në llogaritje se analiza me Metodën e Elementëve të Fundëm. Gjithashtu ai mund të përdoret per qëllime kontrolli.

Një model sipas ekuacioneve të variablave të gjendjes me shumë hyrje e shumë dalje (MIMO) për PMSM është zhvilluar tek [19]. Këtu diskutohet edhe për metodën e linearizimit të modelit. Një tjetër autor që përdor modelin e linearizuar të PMSM tek [20], investigon dinamikën e sinjaleve të vogla të makinës për analizën e qëndrueshmërisë. Përftimi i modeleve simbolike të linearizuara të makinave elektrike, përfshirë edhe PMSM, prezantohet tek [21]. Tek [22], autorët paraqesin një metodë për përcaktimin e modelit numerik të linearizuar duke përdorur MATLAB/Simulink®.

Modelet e ndryshme matematike të paraqitura më lart, janë shterues, të lodhshëm. Gjatë studimit të literaturës doli e qartë se modeli standard i përdorur për modelimin e sistemeve të kontrollit është modeli dq i PMSM. Janë në përdorim tre metoda kryesore për marrjen e modelit dq të PMSM. Metodat e shumta i dedikohen faktit që në esencë, statorët e makinave të tipeve të ndryshme, janë të njëjtë. Në të vërtetë, është vërtetuar që makinat e rrymës së vazhduar dhe makinat e rrymës alternative janë raste të veçanta të makinës me model të përgjithësuar matematik të quajtur makina me »ushqim të dyfishtë«, njohur në literaturë si »double fed machine«. Teoria e makinës së përgjithësuar i atribuohet G.Kron [23].

Tek [24], është nxjerrë modeli dinamik i makinës asinkrone. Për të marrë modelin e PMSM, termat që përfshijnë rrymat e rotorit janë hequr dhe një term për fluksin lidhës është shtuar në shprehjen e fluksit lidhës sipas aksit-d për të konsideruar fluksin e magnetëve permanent të rotorit.

Në mënyrë edhe më natyrale, modeli i PMSM mund të shihet si një rast i veçantë i makinës sinkrone ku ekuacioni dinamik elektrik i rotorit është neglizhuar dhe termat e fushës së rrymës së rotorit në ekuacionin e tensioneve të statorit janë pranuar konstantë [25].

Një metodë tjetër për marrjen e modelit të PMSM është duke ndërtuar ekuacionet mbi bazën e parimit të punës.

Është për t'u shënuar që modeli matematik i motorit me hapa me magnet permanent është egzaktësisht i njëjtë si për motorin sinkron me magnet permanent PMSM [25, 26]. Ndryshimi qëndron në vlerat e parametrave dhe jo në shprehjen simbolike të modelit të motorit me hapa me magnet permanent (psh. »dukshmëria e poleve« është e lartë në motorin me hapa me magnet permanent, që do të thotë se induktivitetet sipas rrafsheve d e q kanë një diferencë më të madhe). Një përmbledhje e hapave të ndjekur për marrjen e modelit dq të PMSM jepet më poshtë, ndërsa për më tepër në derivimin e këtij modeli mund të referohemi tek [24, 25, 21, 26].

Modeli matematik i PMSM

Modeli matematik i PMSM në zonën e kohës

Përshkrimi i qartë dhe i saktë i sjelljes dinamike të makinës sinkrone me magnet permanent përmes ekuacioneve elektromekanike, është një kërkesë themelore për aplikimin e kontrollit në transmisione ku nevojitet kontrolli i shpejtësisë dhe momentit. Ekuacionet diferenciale që përshkruajnë këto dinamika janë të pranuara nga shumë kërkues, dhe bazuar në modelin e dhënë nga Khorrami dhe Krause, mund të paraqesim modelin në sistemin 3-fazor si më poshtë:

$$U_{abc} = Ri_{abc} + \frac{d\Phi_{abc}}{dt}$$
(1.1)

ku, $U_{abc} = [U_a, U_b, U_c]^T$, $i_{abc} = [i_a, i_b, i_c]^T$ dhe $\Phi_{abc} = [\Phi_a, \Phi_b, \Phi_c]^T$

janë përkatësisht vektorët e tensioneve, rrymave të statorit dhe flukseve magnetike. Fluksi plotë jepet me formulën e mëposhtme:

$$\Phi_{abc} = L_{abc} i_{abc} + L_{abcf} i_f \tag{1.2}$$

ku:

$$L_{abc} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}$$
(1.3)

është matrica e induktiviteteve të pështjellave të statorit, dhe

$$L_{abcf} = \begin{bmatrix} L_{af} \\ L_{bf} \\ L_{cf} \end{bmatrix}$$
(1.4)

është matrica e induktiviteteve ekuivalente të magnetëve permanentë të rotorit. Madhësia i_f është një rrymë fiktive për shkak të magnetëve permanentë. Termat e induktiviteteve në ekuacionin (1.3) e (1.4) janë :

$$L_{aa} = L_{x} + L_{y} \cos(2n_{p}\theta)$$

$$L_{bb} = L_{x} + L_{y} \cos(2n_{p}\theta + \frac{2\pi}{3})$$

$$L_{cc} = L_{x} + L_{y} \cos(2n_{p}\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$L_{ab} = L_{ba} = -\frac{L_{x}}{2} + L_{y} \cos(2n_{p}\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$L_{ac} = L_{ca} = -\frac{L_{x}}{2} + L_{y} \cos(2n_{p}\theta + \frac{2\pi}{3})$$

$$L_{bc} = L_{cb} = -\frac{L_{x}}{2} + L_{y} \cos(2n_{p}\theta)$$

$$L_{af} = L_{m0} + L_{m1} \cos(n_{p}\theta)$$

$$L_{bf} = L_{m0} + L_{m1} \cos(n_{p}\theta - \frac{2\pi}{3})$$

$$L_{cf} = L_{m0} + L_{m1} \cos(n_{p}\theta + \frac{2\pi}{3})$$
(1.5)

Ku: L_x, L_y, L_{m0}, L_{m1} janë konstante pozitive, n_p është numri i çiftpoleve të rotorit ndërsa θ është pozicioni i rotorit. Termat e para të induktiviteteve i përkasin kontureve midis statorit dhe hapësirës ajrore ndërsa termat e dyta i përkasin induktiviteteve në konturet midis statorit dhe magnetëve permanentë. Ato janë funksione sinusoidale të pozicionit të rotorit sepse magnetët permanentë rrotullohen me shpejtësinë e rotorit. Momenti elektromagnetik i prodhuar nga motori llogaritet :

$$M = \frac{1}{2} i_{abcf}^{T} \frac{dL}{d\theta} i_{abcf}$$
(1.6)

Ku: L është matrica e induktiviteteve:

$$L = \begin{bmatrix} L_{abc} & L_{abcf} \\ L^{T}_{abcf} & L_{ff} \end{bmatrix}$$
(1.7)

dhe L_{ff} është një konstante pozitive e lidhur me magnetët permanentë. Matricat e induktiviteteve (1.3) dhe (1.7) janë simetrike dhe termat e induktiviteteve janë funksione sinusoidale të pozicionit të rotorit dhe të zhfazuara me $2\pi/3$ nga njëra tjetra. Kjo është për shkak se pështjellat e statorit janë të shpërndara në mënyrë simetrike dhe gjithashtu janë simetrike edhe në pikpamje të karakteristikave elektrike dhe magnetike. Duke përdorur ekuacionin (1.5), ekuacioni (1.7) mund të shprehet si:

$$M = -n_{p}L_{y}\left[i_{a}^{2}\sin(2n_{p}\theta) + i_{b}^{2}\sin(2n_{p}\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_{c}^{2}\sin(2n_{p}\theta + \frac{2\pi}{3})\right] - 2n_{p}L_{y}\left[i_{a}i_{b}\sin(2n_{p}\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_{b}i_{c}\sin(2n_{p}\theta) + i_{c}i_{a}\sin(2n_{p}\theta + \frac{2\pi}{3})\right] - n_{p}L_{m1}i_{f}\left[i_{a}\sin(n_{p}\theta) + i_{b}\sin(n_{p}\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_{c}\sin(n_{p}\theta + \frac{2\pi}{3})\right]$$
(1.8)

Modeli matematik i PMSM në koordinatat e statorit

Ekuacionet (1.1) dhe (1.8) mund të implementohen drejtpërdrejt në kontrollin e Motorit Sinkron me Magnet Permanent, në të cilin rrymat dhe tensionet janë madhësi sinusoidale me frekuencë konstante sa shpejtësia e rrotullimit të rotorit, por ato janë të papërshtatshme në aplikimet e kontrollit me shpejtësi të ndryshueshme, meqë pozicioni i rotorit është një madhësi e përfshirë në mënyrë eksplicite në ekuacionet e mësipërm. Prandaj, është jo vetëm e dëshirueshme por edhe e domosdoshme që këta ekuacione të thjeshtohen. Metoda më e përdorur është transformimi i koordinatave nga sistemi 3-fazor **a,b,c** në:

- sistemin koordinativ të fiksuar në stator që quhet sistemi αβ,
- sistemin koordinativ të fiksuar në rotor që quhet edhe sistemi dq.

Para se të kryejmë transformimin e modelit të PMSM në sistemin **dq**, kujtojmë shkurt se si është i përcaktuar ai. I referohemi një PMSM 3fazor me 1çiftpol, si në Figurën 1.1:



Figura 1.1. Koordinatat 3-fazore $\pmb{a,b,c}$, koordinatat \pmb{dq} dhe koordinatat $\pmb{a\beta}$

Sistemi koordinativ dq është i fiksuar në magnetët permanent të rotorit. Koordinata gjatësore ose aksi d është i orientuar sipas polit Nord të magnetit, ndërsa koordinata tërthore ose aksi q është i orientuar me 90° përpara në fazë ose në krahun antiorar me aksin d. Në mënyrë të ngjashme mund të përcaktojmë edhe sistemin tjetër koordinativ $a\beta$, që është sistemi koordinativ i fiksuar në stator. Aksi aështë i orientuar sipas aksit të fazës a, ndërsa aksi β është i orientuar 90° para në fazë ose në drejtimin antiorar me aksin a. Origjina e të dy sistemeve koordinative ndodhet në qendër të rotorit. Në figurën e mësipërme, këndi i rotorit θ është shfazimi këndor midis sistemeve koordinative dq dhe $a\beta$. Nëse rotori ka magnet permanent me më shumë se një çiftpol, ai mund të modelohet si një rotor me magnet ekuivalent me një çiftpol, ku këndi i rotorit do të jetë θ^*n_p , ku n_p është numri i çiftpoleve.

Në Figurën 1.1, këndi i rotorit zero (θ =0) i përket rastit kur aksi **d** përputhet me aksin **a**. Ky pozicionim është i rëndësishëm për sinkronizimin e fushës magnetike të statorit dhe rotorit. Ai është përcaktues për fazën e pothuajse të gjithë funksioneve sinusoidale të përfshirë në transformimet koordinatave (**dq** - $\alpha\beta$) dhe transformimet e anasjellta. Përcaktimi i këndit të pozicionit të rotorit, është shumë i rëndësishëm në transformimet koordinative, veçanërisht në projektimin e rregullatorit në sistemin **d**,**q**.

Për thjeshtimin e modelit 3-fazor (1.1), zbërthejmë termin e fluksit, dhe duke zëvendësuar (1.3)-(1.5) tek ekuacioni (1.1) kemi:

$$L_{abc}\frac{di_{abc}}{dt} + \omega \frac{\partial L_{abc}}{\partial \theta}i_{abc} + \omega i_f \frac{dL_{abcf}}{d\theta} = U_{abc} - Ri_{abc}$$
(1.9)

Shënojmë që:

$$1 \quad 1 \quad -L_{abc} = L_{aa} + L_{ba} + L_{ca} \quad L_{ab} + L_{bb} + L_{cb} \quad L_{ac} + L_{bc} + L_{cc} = (1.10.A)$$

Në mënyrë të ngjashme :

$$1 \quad 1 \quad 1 \stackrel{-}{-} \frac{dL_{abcf}}{d\theta} = 0 \tag{1.10.B}$$

Meqë në shumicën e motorëve të lidhur në Y, pika neutrale është e izoluar, atëherë në bazë të ligjit të parë të Kirkofit, shuma e rrymave fazore do të jetë zero, pra:

$$1 \quad 1 \quad 1 \quad \dot{1} = 0 \tag{1.10.c}$$

Duket që shuma e tre ekuacioneve tek (1.9), jep një barazim me të dy anët e ekuacionit zero. Kjo do të thotë që nga tre ekuacionet në modelin e sistemit 3-fazor, vetëm dy janë linearisht të pavarura, prandaj është i mundshëm transformimi në forma më të thjeshta. Rrymat, tensionet dhe flukset në sistemin 3-fazor, mund të paraqiten si vektorë në sistemin koordinativ $\alpha\beta$ nëpërmjet transformimit si më poshtë:

$$f_{0\alpha\beta} = T_k f_{abc} \tag{1.11}$$

Ku: *f* është një funksion që mund të përfaqësojë një rrymë, tension ose fluks. Matrica e madhësisë së transformuar është si më poshtë:

$$f_{0\alpha\beta} = \int_{0}^{\infty} f_{\alpha} f_{\beta} \frac{\overline{T}}{\underline{T}}$$
(1.11.A)

Matrica që bën këtë transformim është :

$$T_{k} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$
(1.12)

Matrica e transformimit plotëson kushtin:

$$\mathbf{T}_{\mathbf{k}}^{\mathbf{T}}\mathbf{T}_{\mathbf{k}} = \mathbf{I} \tag{1.12.1}$$

Koefiçenti $(2/3)^{1/2}$ siguron që transformimi i madhësive të mos ndikojë në energjinë e sistemit. Përmes transformimit (1.11), matrica e induktiviteteve **L**_{abc}, transformohet në:

$$L_{0\alpha\beta} = T_{k}L_{abc}T_{k}^{T} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{x} + L_{y}\cos(2n_{p}\theta) & -L_{y}\sin(2n_{p}\theta) \\ 0 & -L_{y}\sin(2n_{p}\theta) & L_{x} - L_{y}\cos(2n_{p}\theta) \end{bmatrix}$$
(1.13)
$$L_{0\alpha\beta} = T_{k}L_{abcf} = \begin{bmatrix} \sqrt{3}L_{m0} \\ \sqrt{\frac{3}{2}}L_{m1}\cos(n_{p}\theta) \\ -\sqrt{\frac{3}{2}}L_{m1}\sin(n_{p}\theta) \end{bmatrix}$$
(1.14)

Gjithashtu:

Në koordinatat e transformuara, momenti elektromagnetik i gjeneruar është:

$$M = \frac{1}{2} i_{abc}^{T} T_{k}^{T} \frac{\partial T_{k} L_{abc}^{T} T_{k}^{T}}{\partial \theta} T_{k} i_{abc} + i_{abc}^{T} T_{k}^{T} \frac{\partial T_{k} L_{abcf}}{\partial \theta} i_{f}$$

$$= \frac{1}{2} i_{0\alpha\beta}^{T} \frac{\partial L_{0\alpha\beta}}{\partial \theta} + i_{0\alpha\beta}^{T} \frac{\partial L_{0\alpha\beta f}}{\partial \theta} i_{f}$$

$$= \frac{3n_{p} L_{y}}{2} \sin(2n_{p}\theta)(-i_{\alpha}^{2} + i_{\beta}^{2}) - 3n_{p} L_{y} i_{\alpha} i_{\beta} \cos(2n_{p}\theta)$$

$$+ \frac{\sqrt{6}n_{p} L_{m1} i_{f}}{2} [-i_{\alpha} \sin(n_{p}\theta) - i_{\beta} \cos(n_{p}\theta)]$$
(1.15)

Dinamikat elektrike në koordinatat $\mathbf{0}, \alpha, \beta$ mund të shprehen si:

$$\mathbf{L}_{\mathbf{0}\alpha\beta}\frac{d\mathbf{i}_{\mathbf{0}\alpha\beta}}{dt} + \omega \frac{\partial \mathbf{L}_{\mathbf{0}\alpha\beta}}{\partial \theta} \mathbf{i}_{\mathbf{0}\alpha\beta} + \omega \mathbf{i}_{\mathrm{f}} \frac{d\mathbf{L}_{\mathbf{0}\alpha\beta\mathbf{f}}}{d\theta} = \mathbf{U}_{\mathbf{0}\alpha\beta} - \mathrm{R}\mathbf{i}_{\mathbf{0}\alpha\beta}$$
(1.16)

Ekuacioni i parë në ekuacionin (1.16) vektorial (3x1), është algjebrik meqë elementët e rreshtit të parë të L_{abc} , janë zero, dhe siç tregohet në (1.10.c), kemi:

$$i_0 = \sqrt{\frac{1}{3}}(i_a + i_b + i_c) = 0$$

Prandaj ekuacioni i parë mund të neglizhohet për analizën e dinamikave dhe projektimin e kontrollit. Ekuacioni i dytë dhe i tretë janë ekuacionet diferenciale që përshkruajnë dinamikat në sistemin $\alpha\beta$ dhe që janë si më poshtë:

$$L_{\alpha\beta}\begin{bmatrix}i_{\alpha}\\i_{\beta}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}u_{\alpha}\\u_{\beta}\end{bmatrix} - R\begin{bmatrix}i_{\alpha}\\i_{\beta}\end{bmatrix} - 3n_{p}L_{y}\omega\begin{bmatrix}i_{\alpha}\sin(2n_{p}\theta) + i_{\beta}\cos(2n_{p}\theta)\\i_{\alpha}\cos(2n_{p}\theta) - i_{\beta}\sin(2n_{p}\theta)\end{bmatrix} - \frac{\sqrt{6}}{2}n_{p}L_{m1}\omega i_{f}\begin{bmatrix}\cos(n_{p}\theta)\\-\sin(n_{p}\theta)\end{bmatrix}$$
(1.17)

Me :

$$L_{\alpha\beta} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} L_x + L_y \cos(2n_p\theta) & L_y \sin(2n_p\theta) \\ L_y \sin(2n_p\theta) & L_x - L_y \cos(2n_p\theta) \end{bmatrix}$$
(1.18)

Për një PMSM me magnetë permanentë të montuar në sipërfaqen e rotorit, ekuacionet e tensionit në sistemin e fiksuar në stator ($\alpha\beta$) janë :

$$\mathbf{u}_{\alpha\beta} = R_{\alpha\beta}\mathbf{i}_{\alpha\beta} + L_{\alpha\beta}\mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{e}_{\alpha\beta}$$
(1.19)

$$R_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad L_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix}, \quad \mathbf{e}_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix} = \omega_r \Psi_{PM} \begin{bmatrix} -\sin\theta_{\alpha\beta} \\ \cos\theta_{\beta\beta} \end{bmatrix}$$

Ku :

Në ekuacionin e mësipërm, termi i fundit $e_{\alpha\beta}$, paraqet fem e induktuar në pështjellat e makinës në sistemin ($\alpha\beta$). Duke zgjedhur si variabla të pavarur rrymat e statorit, ky ekuacion mund të rishkruhet në formën e ekuacioneve diferenciale të PMSM në sistemin (a- β), si:

$$\dot{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = -L^{-1}{}_{\alpha\beta}R_{\alpha\beta}\mathbf{i}_{\alpha\beta} + L^{-1}{}_{\alpha\beta}(\mathbf{u}_{\alpha\beta} - \mathbf{e}_{\alpha\beta})$$
(1.20)

Ose, në formë matricore:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{\alpha} \\ \dot{i}_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s / L_s & 0 \\ 0 & -R_s / L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 / L_s & 0 \\ 0 & 1 / L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{\alpha} \\ u_{\beta} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_{\alpha} \\ e_{\beta} \end{bmatrix}$$
(1.21)

Modeli matematik i PMSM në koordinatat e rotorit

Modeli 3-fazor i shprehur me ekuacionet (1.1) dhe (1.8), është transformuar në forma më të thjeshta, si në ekuacionet (1.15) dhe (1.17), nga 3 në 2 ekuacione. Por edhe në ekuacionet e thjeshtuara vazhdon të jetë i shprehur në mënyrë eksplicite pozicioni i rotorit. Prandaj edhe ^{ekuacionet} dinamike në sistemin $\alpha\beta$ vazhdojnë të jenë të papërshtatshme për analizën dhe implementimin e strategjive të kontrollit.

Sistemi koordinativ dq është i fiksuar në rotor, dhe projeksioni i madhësive nga sistemi koordinativ $a\beta$ në atë dq përmban funksionin sinusoidal të këndit të rotorit θ . Është e mundur që nëpërmjet transformimit të mëtejshëm të koordinatave nga $a\beta$ në dq, të marrim shprehjet për momentin elektromagnetik dhe dinamikat elektrike të pavarura nga pozicioni i rotorit. Ky transformim koordinativ shprehet me ekuacionet e mëposhtme:

$$\mathbf{f}_{0qd} = \mathbf{T}_{\mathbf{p}} \mathbf{f}_{0\alpha\beta} \tag{1.22}$$

$$\mathbf{T}_{\mathbf{p}} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(n_p \theta) & \sin(n_p \theta) \\ 0 & -\sin(n_p \theta) & \cos(n_p \theta) \end{bmatrix}$$
(1.23)

Ku:

Dhe është shumë e ngjashme me ekuacionin (1.11). Duke kombinuar ekuacionin (1.11) me (1.22), variablat në sistemin koordinativ d,q mund të merren nga variablat në sistemin koordinativ a,b,c, sipas ekuacionit të mëposhtëm:

$$\mathbf{f}_{0qd} = \mathbf{T}_{dq} \mathbf{f}_{abc} \tag{1.24}$$

Me:
$$\mathbf{T}_{dq} = \mathbf{T}_{p}\mathbf{T}_{k} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos(n_{p}\theta) & \cos(n_{p}\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(n_{p}\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(n_{p}\theta) & -\sin(n_{p}\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(n_{p}\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$
 (1.25)

Shënojmë që:

Që do të thotë se matrica inverse është sa e transpozuara. Duke përdorur transformimin (1.25), matrica e induktiviteteve në sistemin dq bëhet:

$$\mathbf{L}_{0dq} = \mathbf{T}_{dq} \mathbf{L}_{abc} \mathbf{T}_{dq}^{T} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} (L_{x} + L_{y}) & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2} (L_{x} - L_{y}) \end{bmatrix}$$
(1.26)

Dhe termat e induktiviteteve të magnetëve permanent të rotorit në

sistemin **d,q** bëhen:

$$\mathbf{L}_{0dqf} = \mathbf{T}_{dq} \mathbf{L}_{abcf} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{3\sqrt{2}}{2} L_{m0} \\ \frac{3}{2} L_{m1} \\ 0 \end{bmatrix}$$
(1.27)

Vërejmë se L_{0dq} dhe L_{0dqf} nuk kanë të shprehur në mënyrë eksplicite pozicionin e rotorit, si rrjedhim janë shumë më të thjeshta se ato të shprehur në ekuacionet (1.3) e (1.4). Për të marrë ekuacionet në sistemin dq duhet treguar kujdes sepse matrica e transformimit T_{dq} ka në përbërje funksione sinusoidale të pozicionit te rotorit. Shënojmë që:

$$\frac{d\Phi_{abc}}{dt} = \frac{d(\mathbf{L}_{abc}\mathbf{i}_{abc} + \mathbf{L}_{abcf}\mathbf{i}_{f})}{dt} = \frac{d\mathbf{T}_{dq}^{T}(\mathbf{L}_{0qd}\mathbf{i}_{0qd} + \mathbf{L}_{0qdf}\mathbf{i}_{f})}{dt}$$
(1.28)

Për i_f konstante, dinamikat elektrike në sistemin **dq** rrjedhin prej ekuacionit (1.1) dhe janë:

$$\mathbf{L}_{0qd} \frac{d\mathbf{i}_{0qd}}{dt} + \mathbf{T}_{dq} \frac{d\mathbf{T}_{dq}^{T}}{dt} (\mathbf{L}_{0qd} \mathbf{i}_{0qd} + \mathbf{L}_{0qdf} \mathbf{i}_{f}) = \mathbf{U}_{0qd} - R\mathbf{i}_{0qd}$$
(1.29)

Shënojmë që :
$$\mathbf{T}_{dq} \frac{d\mathbf{T}_{dq}^{T}}{dt} = n_{p} \omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$
(1.30)

Përsëri, ekuacioni i parë në ekuacionin vektorial matricor (3x1) është algjebrik, prandaj mund të mos merret parasysh. Përfundimisht, ekuacionet diferenciale që përshkruajnë dinamikën e madhësive elektrike në sistemin **dq** janë:

$$L_{d} \frac{di_{d}}{dt} = -Ri_{d} + n_{p}\omega L_{q}i_{q} + u_{d}$$

$$L_{q} \frac{di_{q}}{dt} = -Ri_{q} - n_{p}\omega L_{d}i_{d} - K_{e}\omega_{m} + u_{q}$$
(1.31)

Në mënyrë të ngjashme, dhe ekuacioni (1.15) për momentin mund të transformohet në sistemin **dq** si më poshtë:

$$M = 3n_{p}L_{y}i_{d}i_{q} + \frac{\sqrt{6}}{2}n_{p}L_{m1}i_{f}i_{q}$$
(1.32)

$$L_{d} = \frac{3}{2}(L_{x} + L_{y})$$

$$L_{q} = \frac{3}{2}(L_{x} - L_{y})$$

$$K_{\tau} = 3n_{p}L_{y}$$

$$K_{e} = \sqrt{\frac{3}{2}}n_{p}L_{m1}i_{f}$$

Shënojmë:

Përfundimisht, ekuacionet dinamike të madhësive elektrike të motorit sinkron me magnet permanent në sistemin d,q shprehen me ekuacionet e mëposhtme:

$$L_{d} \frac{di_{d}}{dt} = -Ri_{d} + n_{p}\omega L_{q}i_{q} + u_{d}$$

$$L_{q} \frac{di_{q}}{dt} = -Ri_{q} - n_{p}\omega L_{d}i_{d} - K_{e}\omega_{m} + u_{q}$$

$$M = K_{\tau}i_{d}i_{q} + K_{e}i_{q}$$
(1.34)

Në ekuacionin e momentit termi i parë tregon kontributin e fluksit të statorit ndërsa termi i dytë tregon kontributin prej fluksit të magnetëve permanent të rotorit. Për regjim pune me shpejtësi sa shpejtësia nominale, fluksi i magnetëve permanent luan rolin dominant në krijimin e fluksit të plotë. Prandaj, për shumë aplikime, termi i parë është shumë i vogël krahasuar me të dytin, si rrjedhim mund ta neglizhojmë dhe përfundimisht, ekuacionin e momentit mund ta shkruajmë si:

$$M = K_e i_q \tag{1.35}$$

Modeli (1.34) në koordinatat **dq** nuk përfshin në mënyrë eksplicite pozicionin e rotorit, prandaj është më i thjeshtë dhe më i favorshëm për t'u përdorur për qëllime të analizës dhe projektimit të kontrollit. Për regjim pune të stabilizuar dhe të qëndrueshëm, shpejtësia këndore elektrike e motorit ω_r konsiderohet konstante dhe e barabartë me shpejtësinë e rrotullimit të sistemit **dq**. Duke konsideruar edhe që ndryshimi në kohë i flukseve magnetike është i neglizhueshëm, ekuacionet e tensioneve dhe momentit për regjimin e stabilizuar janë:

$$U_{ds} = R_s I_{ds} - \omega_r L_q I_{qs}$$

$$U_{qs} = R_s I_{qs} + \omega_r (L_d I_{ds} + \Psi_{PM})$$

$$M_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{n_p}{2}\right) (\Psi_{PM} i_{qs} - (L_q - L_d) i_{qs} i_{ds})$$
(1.36)

Modelimi i Inverterit

Inverterat 3-fazorë, përdorin çelësa elektronikë të tipit IGBT, MOSFET, etj, siç tregohet në Figurën 1.2.



Figura 1.2: Inverter 3 fazor me çelësa elektronikë të tipit MOSFET.

Bornat janë vendi i predispozuar për lidhjen me qarqet e jashtëm, si drejtuesi 3-fazor që ushqen bllokun e kapacitorëve dhe daljet e inverterit që lidhen me motorin PMSM. Në këtë figurë nuk është treguar qarku i komandimit të MOSFET-ve. Seicili nga MOSFET-ët ka diodën e saj të »rrugës së lirë« për të siguruar një shteg komutimi për rrymat e ngarkesave induktive. Çelësi i sipërm dhe i poshtëm i një faze të inverterit quhet »leg« ose këmbë e inverterit. Në varësi të gjendjes së çastit të inverterit, rryma mund të rrjedhë nga njëra këmbë e inverterit tek këmba tjetër ose të kthehet në bllokun e kapacitorëve. Kondicioni i çastit on/off i tranzistorëve për inverterin me 6 çelësa, përcakton gjendjen e inverterit. Çdo këmbë e inverterit ka dy gjendje të mundshme të lejuara kyçjeje. Gjendja e tretë e mundshme ku të dy çelësat, edhe i sipërmi edhe i poshtmi i të njëjtës këmbë, të përcjellin njëkohësisht, nuk lejohet, pasi do të lidhte në të shkurtër bllokun e kapacitorëve, e që do të shkaktonte dëmtimin e çelësave. Kështu, për inverterin me 3 këmbë, ka 8 gjendje të mundshme (2³) të cilat mund të paraqiten me një vektor gjendjeje. Meqë çelësi i poshtëm është komplement i çelësit të sipërm, vektori i gjendjes mund të paraqitet vetëm nga gjendjet e çelësave të sipërm. Vektorët e gjendjes janë përmbledhur në Tabelën 1.1.

	Q5	Q3	Q1
K0	0	0	0
K1	0	0	1
K2	0	1	1
K3	0	1	0
K4	1	1	0
K5	1	0	0
K6	1	0	1
K7	1	1	1

Tabela 1.1: Vektorët e gjendjes së kyçjeve të Inverterit

Kontrolli i Inverterit

Qëllimi i një inverteri 3-fazor është të veprojë si një burim tensioni i kontrollueshëm. Në aplikimet e fuqive të vogla (një amplifikues audio), humbjet mund të jenë të pranueshme, por jo në aplikimet me fuqi të mesme e të lartë, si në kontrollin e motorëve. Për të kufizuar humbjet, çelësat kontrollohen në mënyrë ose »on« ose »off«. Kjo do të thotë që përcjellin rrymën e plotë të ngarkesës me rënie të vogla tensioni përgjatë çelësit, ose nuk përcjellin rrymë me një rënie tensioni të madhe përgjatë çelësit. Për të pasur tensionin e kërkuar, gjendjet e çelësave ndryshojnë në rradhë (modulohen, rregullohen), kështu që vlera mesatare e tensionit të daljes të jetë sa tensioni i kërkuar. Metoda e përdorur për ndryshimin e gjendjeve të çelësave me qëllim arritjen e kërkesës së kontrollit (në vlerë mesatare) njihet si skema e modulimit. Nëpërmjet një skeme modulimi, mund të imponojmë ose zbatojmë një komandë tensioni. Në rastin e një komande rryme, rryma përdoret si sinjal në lidhjen e kundërt. Gabimi i rrymës më pas përdoret për gjenerimin e komandës së tensionit. Kështu që inverteri që do të përdorim do të jetë i tipit »Inverter si burim tensioni« ose (VSI). Në praktikë egzistojnë skema të shumta modulimi, me avantazhe dhe disavantazhe të ndryshme. Skemat kryesore të modulimit janë:

• Modulimi »Sine-triangle« ose PWM (Pulse Width Modulation). Një metodë për kontrollin e kyçjeve të inverterit është duke bërë krahasimin e tensionit të komandës me një sinjal trekëndor. Nëse tensioni i komandës është më i madh se sinjali trekëndor, çelësi i sipërm i këmbës së inverterit është »on« dhe në të kundërt, çelësi i poshtëm është »on«. Në regjim të stabilizuar pune të PMSM, tensioni i komandës është sinusoidal, kështu që skema e modulimit njihet si modulimi »sinus-trekëndor«. Në literaturë, modulimi »sine-triangle« shpesh quhet edhe modulimi në gjerësi i pulsit ose (PWM), megjithëse përcaktimi i saktë i PWM, si e ka dhënë Krause et al., i referohet një modulimi të një lloji tjetër [27]. Që inverteri të ketë sjellje lineare, tensioni referencë v^* , duhet te jetë brenda intervalit të ndryshimit të sinjalit trekëndor $\pm \hat{v}_c$. Pranë dhe përtej këtyre kufijve, inverteri punon në zonën e mbimodulimit.



Figura 1.3: Tensioni i daljes me modulimin »sine-triangle«.

Në këtë rast, sjellja lineare i referohet vlerës mesatare të sinjalit në dalje. Forma e saj llogaritet për një periodë të kyçjeve të inverterit Tc, dhe emërtohet si *mesatarja e shpejtë* (mesatarja në një periodë e sinjalit modulues në regjim të stabilizuar është zero).

Amplifikimi i inverterit në zonën lineare është si [28]:

$$G(v_{dc}) = \frac{\bar{v}_{xn}}{\bar{v}_{xn}^*} = \frac{v_{dc}}{2\hat{v}_c}$$
(1.37)

Ku: \bar{v}_{xn} është vlera mesatare e tensionit të daljes në fazën x kundrejt neutrit fiktiv, ndërsa \bar{v}_{xn}^* është tensioni referencë. Ekuacioni (1.37) tregon se përforcimi është një funksion i tensionit të vazhduar, v_{dc} , prandaj vibrimet në tension do të shkaktojnë vibrim në rrymën e ngarkesës. Në një rregullator PWM analog, një devijim me frekuencë të ulët nga vlera maksimale e valës trekëndore do të shkaktojë gjithashtu shqetësim në rrymën e ngarkesës. Rregullatorët dixhitalë kanë avantazhin që piku i valës trekëndore mund të mbahet konstant. Rregullatorët PWM analogë mund të gjenerojnë valën trekëndore si funksion të tensionit të vazhduar, prandaj përjashtohet vibrimi i tensionit të vazhduar deri në një farë niveli. Me implementimin e duhur të rregullatorit, si PWM analog ashtu edhe PWM dixhital janë në gjendje të kompensojnë shqetësimet nga tensioni i vazhduar. Rregullatorët dixhitalë janë më rezistentë ndaj interferencave elektromagnetike të shkaktuara të gjeneruara prej kyçjeve të shpejta të tranzistorëve. Ekuacioni (1.37) tregon gjithashtu se vlera maksimale e mundshme e pikut të tensionit, duke pranuar mënyrën lineare, është $\frac{v_{dc}}{2}$. Vlera maksimale e mundshme e tensionit të inverterit mund të rritet duke shtuar një harmonikë të rendit të tretë në sinjalin referncë. Kjo njihet si teknika e injektimit të harmonikës së tretë. Vlera maksimale e mundshme e tensionit me injektim të harmonikës së tretë është $\frac{v_{dc}}{\sqrt{3}}$ (megjithëse përforcimi i inverterit vazhdon të jetë $\frac{v_{dc}}{2}$). Për më tepër në lidhje me vetitë e injektimit të harmonikës së

tretë, mund të referohemi tek [27].

• **Modulimi Hysteresis**. Është një skemë që gjeneron sinjalet e kyçjes duke vendosur një bllok me karakteristikë hysteresis pas

sinjalit referencë. Sinjali në dalje futet në lidhjen e kundërt dhe krahasohet tek blloku hysteresis. Nëse sinjali pret karakteristikën hysteresis, çelësat kyçen në mënyrë të tillë që sinjali të drejtohet në anën tjetër të karakteristikës. Modulimi Hysteresis ilustrohet në Figurën 1.4, ku H_w është madhësia e »dritares« së karakteristikës hysteresis. Modulimi Hysteresis është jolinear. Në ndryshim nga skema e modulimit »sine-triangle« e cila mund të punojë në kontur të hapur, modulimi hysteresis nuk mund të punojë pa prezencën e lidhjes së kundërt.

Tek [6] paraqitet një krahasim midis skemës së modulimit PWM dhe skemës së modulimit hysteresis. Përfundimi është se PWM mund të shkaktojë vonesë faze në kontroll, por nëse perioda e kyçjeve është më e vogël se 1/10 e konstantes së kohës së sistemit, vonesa në fazë e shkaktuar është e neglizhueshme. Kontrolli me skemë modulimi Hysteresis shkakton një frekuencë kyçjeje të lartë e cila është në përpjestim të zhdrejtë me H_W. Nga ana tjetër, kontrolli me skemë modulimi Hysteresis ka humbjet e kyçjeve më të larta se teknika e modulimit PWM. Rritja e saktësisë së ndjekjes së rrymës për rritje të frekuencës nuk ka ndryshim domethënës për këto dy teknika modulimi. Në aplikimet me PMSM të shpejtësive të mëdha, induktivitetet fazore janë të vogla, e cila nënkupton një konstante kohe të vogël. Kjo favorizon kontrollin e rrymës me skemën e modulimit hysteresis, sepse kjo skemë nuk ka vonesë faze, por kërkon një inverter që mund të përballojë humbjet e larta.



Figura 1.4: Tensioni në dalje me modulimin hysteresis .

Modulimi me Vektor Hapsinor (SVM)

Skemat e modulimit »sine-triangle« ose PWM dhe hysteresis, kontrollojnë tensionin e çdo faze në mënyrë të pavarur, e cila konsiderohet si jooptimale. Gjendjet e çelsave të treguar në Tabelën 1.1 mund të paraqiten në formë diagrame si në figurën 1.5, Në këtë figure është paraqitur dhe vektori rezultant i tensionit për një gjendje kyçjeje të dhënë të çelsave. Orientimi në hapësirë i vektorëve të tensionit i atribuohet aksit magnetik të vektorit të fluksit rezultant që krijohet nga rryma që rrjedh për një gjendje specifike të çelsave të inverterit. Origjina e natyrës vektoriale të tensionit është e njëjtë si për vektorin e rrymës në modelin me vektor hapsinor të PMSM. Në regjimin e stabilizuar të PMSM, ekziston një diferencë faze midis vektorit të rrymës dhe vektorit të tensionit të aplikuar.

Modulimi me Vektor Hapsinor (SVM) konsideron që në cilin sektor ndodhet vektori i tensionit referencë për çdo cikël kyçjeje. Vlera mesatare e tensionit referencë merret si kombinim linear i vektorëve të tensionit që rrethojnë sektorin në të cilin ndodhet vektori i tensionit referencë në atë moment. Për t'u bërë më e qartë, nëse vektori i tensionit të kërkuar ndodhet në sektorin 1, atëherë:

$$\overline{v}^* = av_1 + bv_2 + cv_0 + dv_7 \tag{1.38}$$

Koefiçentët a dhe b përcaktojnë fraksionin e duhur të periodës së kyçjes që inverteri duhet të ketë për një gjendje specifike, për të marrë tensionin referencë të kërkuar.



Figura 1.5: Vektorët hapsinorë të tensionit

Meqë shuma e a dhe b nuk është domosdoshmërisht e barabartë me periodën e kyçjes, koha e mbetur do të konsumohet me vektorët zero të tensionit, v_0 dhe v_7 , të cilët nuk kanë influencë në vlerën mesatare të tensionit. Qëllimi i modulimit me vektor hapsinor është të realizojë kyçjet e inverterit $K_{0;k;k+1;7}$ në një sekuencë të tillë për të patur numër minimal kyçjesh, pra do të kemi humbje minimale nga kyçjet e inverterit dhe minimum të harmonikave të gjeneruara.

Kompensimi i joidealitetit të Inverterit

Projektimi i sistemit të kontrollit të PMSM supozon se inverteri është ideal. Në realitet, inverteri ka disa jolinearitete të cilat nevojiten të kompensohen, në mënyrë që kontrolli i motorit të mund të arrijë performancën e parashikuar nga projektimi. Në zonën e mbimodulimit të teknikës »sine-triangle«, karakteristika e përforcimit të inverterit është jolineare. Rowan et al. prezanton një metodë kompensimi që mban përforcim linear edhe në zonën e mbimodulimit[28].

Eleminimi i shqetësimeve nga tensioni DC.

Siç e përmendëm më lart, një vibrim në sinjalin e tensionit DC shkakton vibrim rryme në sinjalin e rrymave të motorit. Në rastin kur tensioni referencë gjenerohet prej gabimit të rrymës, si në rastin e kontrollit vektorial, konturi i kontrollit të rrymës do të eliminojë vibrimin e tensionit. Në rastin e rregullatorit të tensionit në kontur të hapur, si tek kontrolli skalar me raport U/f=Konstant, vibrimi i tensionit DC duhet të kompensohet. Tensioni referencë i gjeneruar nga qarku i kontrollit të pWM, që gjeneron sinjalet e portave. Koefiçenti i normalizimit është në përpjestim të zhdrejtë me përforcimin e inverterit në ekuacionin (1.37). Përforcimi invers i inverterit në kaskadë me përforcimin e inverterit do të na japë një përforcim total të barabartë me 1. Prandaj, inversi i shqetësimit të tensionit DC përdoret për të llogaritur përforcimin invers.

Kompensimi i kohës së pandjeshmërisë.

Për të evituar situatën, kur të dy çelsat e një krahu të inverterit, edhe i poshtmi edhe i sipërmi, të përcjellin njëkohësisht, duke shkaktuar kështu një lidhje të shkurtër, gjatë tranzicionit të kyçjeve futet një kohë. Kjo vonesë, T_{dt} , njihet edhe si »koha vonesë në e pandjeshmërisë« ose »kohë boshe«. Koha e pandjeshmërisë e shtrembëron formën e sinjalit të tensionit të daljes duke shkaktuar një zhvendosje të vogël në vlerën mesatare të tensionit të daljes, si në Figurën 1.6. Shtrembërimi në tension shkakton një shtrembërim edhe në rrymën e PMSM, e si rrjedhim edhe një vibrim në moment. Për shpejtësi të vogla, vibrimet e momentit shkaktojnë probleme në lëshim ndërsa në shpejtësitë më të larta kontribuon tek humbjet magnetike (humbjet nga histerezia dhe rrymat Fuko). Deformimi pranë pikës së kalimit në zero njihet me termin »clamping«. Në pamje të parë, deformimi prej kohës së pandjeshmërisë mund të ngatërrohet me prezencën e harmonikës së tretë. »Clamping« tek rryma zero shkaktohet prej natyrës induktive të ngarkesës: rrymë, e cila mbetet prapa në fazë ndaj tensionit, detyrohet nga tensioni të ndryshojë drejtimin, për të cilën merr pak kohë për shkak të zvogëlimit të tensionit që shkaktohet nga deformimi prej kohës së pandjeshmërisë. Ekuacioni analitik i zhvendosjes së tensionit (vlerës mesatare) në fazën x, për shkak të kohës së pandjeshmërisë jepet nga Ben-Brahim tek [29]:

$$\Delta v_x = -\frac{T_{dt}}{T_c} V_{dc} \times \operatorname{sgn}(i_x)$$
(1.39)

Ku, sgn (i_x) është funksioni »shenjë« i rrymës në fazën x, ndërsa parametrat e tjerë janë përcaktuar më sipër. Zhvendosja e tensionit prej kohës së pandjeshmërisë mund të normalizohet me përforcimin e inverterit, ekuacioni (1.37), dhe të shprehet pavarësisht nga tensioni i vazhduar, si:

$$\Delta d_x = -2f_c T_{dt} \hat{V}_c \times \operatorname{sgn}(i_x) \tag{1.40}$$

Ku: Δd_x është zhvendosja efektive e ciklit të punës, »duty cycle«, dhe \hat{V}_c është vlera maksimale e valës trekëndore të PWM .



Figura 1.6. Efekti i kohës së pandjeshmërisë

Shprehja analitike, e cila jep zhvendosjen e tensionit nga koha e pandjeshmërisë përdoret si term »feed-forward« në rrugën e drejtë për të eliminuar ose të paktën kompensuar, efektin e kohës së pandjeshmërisë. Kjo teknikë njihet me emrin kompensimi i kohës së pandjeshmërisë. Pra, termi kompensues i shtohet tensionit referencë për të prodhuar një tension referencë të kompensuar si tek [29]:

$$v_c^* = v^* + \Delta v_x^* = v^* + \frac{T_{dt}}{T_c} V_{dc} \times \operatorname{sgn}(i_x)$$
 (1.41)

Ku: $\Delta v_x^* = -\Delta v_x$. Vemë në dukje se ekuacioni (1.39) është nxjerrë duke marrë parasysh vetëm vonesën në kohë prej kohës së pandjeshmërisë dhe është pranuar që çelësat janë idealë dhe kyçja ndodh në mënyrë të menjëhershme (pjerrësi infinit për tranzicionin e kyçjes). Sul et al. jep një analizë më të saktë, e cila merr parasysh rëniet e tensionit në çelësa si dhe pjerrësinë e fundme të tranzicionit të kyçjeve [30]. Për të kompensuar efektin e kohës së pandjeshmërisë, nevojitet të njihet më saktë çasti i kalimit të rrymës në zero, për shkak të prezencës së temit *sgn (i_x)*. Njohja jo e saktë e momentit kur rryma kalon në zero, për shkak të zhurmave të matjes dhe harmonikave të larta të rrymës, zvogëlojnë efektivitetin e termit të shtuar në rrugën e drejtë të kontrollit. Për shmangien e efektit të zhurmës së rrymave, Ben-Brahim sugjeron që rryma referencë të përdoret në vend të rrymës së matur.

Ai propozon një formë të modifikuar të teknikës konvencionale të kompensimit, duke përdorur një tranzicion të butë të rrymës në vend të funksionit »sign« [31]. Disavantazhi i përdorimit të rrymës referencë është se mund të aplikohet vetëm në rastet kur kontrollohet rryma, si
në rastin e kontrollit vektorial. Në rastin e kontrollit në kontur të hapur të tensionit, siç është kontrolli skalar me U/f=konstant, duhen përdorur rrymat e matura, pasi rrymë referencë nuk kemi.

Një metodë kompensimi për zhurmat e rrymës është përdorimi i filtrave brezlejues të frekuencave të ulëta, ose siç njihen »low pass filter« (LPF). Një filtër normal do të shkaktonte vonesë në fazë e si rrjdhim do të na jepte një moment të gabuar për kalimin e rrymës në zero. Kjo zhvendosje në fazë mund të parandalohet nëse sinjali më parë transformohet në rrafshin e rrotullueshëm të rotorit, sistemi dq, më pas filtrohet dhe ritransformohet në sistemin $\alpha\beta$. Ky veprim "nxjerr" komponenten bazë të rrymës pa zhvendosje faze. Një metodë e tillë filtrimi është zbatuar nga Wang et al. [32].

Leggate dhe Kerkman propozuan një skemë kompensimi e cila korrekton efektin e kohës së pandjeshmërisë puls pas pulsi. Kjo metodë prodhon më pak devijim në amplitudë dhe fazë sesa kompensimi sipas skemës tradicionale [33].

Përcaktimi i tensioneve fazore

Matja e tensioneve fazore është e rëndësishme për identifikimin e parametrave. Kontrolli vektorial me sensorë kërkon matjen vetëm të rrymave të motorit dhe pozicionit të rotorit, por në skemat e kontrollit vektorial pa sensor pozicioni, tensionet fazore janë të nevojshëm për vlerësimin (llogaritjen) e pozicionit të rotorit. Aksesi i pikës së neutrit për qëllime matjeje në përgjithësi është i pamundur edhe për arsye se në skema kontrolli përgjithsisht synohet të ketë minimum kabllosh. Tensioni në pikën e neutrit të izoluar të PMSM, matematikisht është i barabartë me tensionin në pikën e neutrit fiktiv. Kjo nuk është e vërtetë për vlerën e çastit, por për vlerën mesatare. Ky fakt është i dobishëm të dihet sepse modeli i PMSM nxirret në terma të tensionit fazor. Prandaj, tensioni fazor mund të përcaktohet pa patur nevojë për pikën e neutrit duke e transformuar tensionin e matshëm fazë-tokë në tensionin fazor fazë-neutër sipas [27] me ekuacionin:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ag} \\ V_{bg} \\ V_{cg} \end{bmatrix}$$
(1.42)

Ku tensionet fazë-neutër dhe fazë-tokë janë si në Figurën 1.1.

KAPITULLI II

Kontrolli Vektorial i PMSM

Parimi i punës

Kontrolli vektorial i përgjigjet pyetjes se si të kontrollojmë një rrymë 3fazore sinusoidale që të marrim momentin referencë të kërkuar. Përdorimi i sistemit koordinativ **dq** është në qendër të zgjidhjes. Rryma e kontrolluar trajtohet si një vektor në rrafshin që rrotullohet me shpejtësinë e rotorit, duke rezultuar tashmë një rrymë referencë konstante pasi është arritur regjimi i stabilizuar. Rryma referencë kontrollohet nga një rregullator me veprim proporcional e integral, PI.

Skema e përdorur për kontrollin vektorial ka dy konture kontrolli: konturin e kontrollit të shpejtësisë, konturi i jashtëm, dhe konturin e kontrollit të rrymave, konturi i brendshëm, figura 2.1.



Figura 2.1. Skema e kontrollit vektorial të PMSM.

Konturi i kontrollit të rrymës

Kontrolli vektorial i PMSM mundëson një kontroll të pavarur në kontur të mbyllur për fluksin dhe momentin, si pasojë e të cilës marrim një strukturë kontrolli të ngjshme me atë të motorit të rrymës së vazhduar me eksitim të pavarur. Momenti elektromagnetik, i shprehur nëpërmjet komponenteve të rrymës së statorit në sistemin dq, sipas ekuacionit (1.36), është:

$$M_{e} = \left(\frac{3}{2}\right) n_{p} (\Psi_{PM} i_{qs} - (L_{q} - L_{d}) i_{qs} i_{ds})$$
(2.1)

Ku: L_d dhe L_q janë induktivitete sinkrone gjatësore dhe tërthore.

Seicili nga dy termat në ekuacionin (2.1) ka një interpretim fizik të dobishëm. Termi i parë i përket momentit që prodhohet si kontribut i magnetëve permanent, i cili është i pavarur nga komponentja e rrymës ids por drejtpërdrejt proporcionale me komponenten igs të rrymës së statorit. Termi i dytë në shprehjen për momentin, është proporcional me produktin e komponenteve të rrymave të statorit: (ids*iqs) dhe me diferencën e vlerave të induktiviteteve (L_d-L_q) . Si shihet qartë nga ky ekuacion, momenti elektromagnetik varet nga tipi i rotorit dhe induktivitetet e tij L_d e L_q, si dhe nga magnetët permanentë të montuar në rotor. Një PMSM me pole të padukshme i ka magnetët permanentë të montuar në sipërfaqen e rotorit dhe termi i dytë në shprehjen e momentit bie. Në rast të PMSM me pole të dukshme, momenti elektromagnetik dominohet prej termit të dytë se për shkak të hapsirës ajrore jokonstante kemi induktivitete L_d dhe L_q. Në rastin e një PMSM me magnetë permanentë të montuar në sipërfaqen e rotorit, me hapsirë ajrore konstante, ku pranohet që L_d=L_q, atëherë shprehja për momentin bëhet:

$$M_e = \left(\frac{3}{2}\right) n_p \Psi_{PM} i_{qs} \tag{2.2}$$

Nga ekuacioni (2.1) shihet se për të patur prodhim maksimal të momentit, duhet që të kontrollojmë rrymën e statorit në mënyrë të tillë që fazori i rrymës së statorit të përmbajë vetëm komponenten sipas aksit q, pra i_q, shiko Figurën 2.2. Shprehja e përgjithshme e momentit mund të shkruhet si:

$$M_{e} = \left(\frac{3}{2}\right) n_{p} \Psi_{PM} |i_{s}| \sin \delta$$
(2.3)

Ku: δ është këndi midis vektorit të fluksit rotorit dhe vektorit të rrymës së statorit,i cili quhet ndryshe kënd i momentit, ndërsa fluksi i magnetëve permanentë Ψ_{PM} pranohet të jetë konstant.



Figura 2.2: Vendi gjeometrik i vektorit të rrymave të statorit.

Në figurën 2.2 tregohet se si komponentja e rrymës së statorit sipas aksit q, I_q ndryshon madhësinë gjatë ndryshimit të pozicionit të vektorit të rrymës së statorit I_s , që rezulton në ndryshim të këndit δ . Për një vlerë të dhënë të rrymës së statorit, maksimumi i momentit elektromagnetik merret për kënd $\delta = 90^{\circ}$. Në këto kushte, regjimi i punës jep moment maksimal në bosht për të njëjtën rrymë e si rrjedhim rendiment të lartë. Për të mundësuar këtë regjim, që vektori i rrymës së statorit të përmbajë vetëm komponenten I_q , duhet që komponentja sipas aksit d, I_d , të mbahet në vlerën 0. Motori punon në kushte ku fluksi i magnetizimit është në vlerën e tij nominale gjatë gjithë ciklit të punës. Komponentja sipas aksit d e rrymës së statorit I_d , detyrohet të jetë zero gjatë gjithë kohës dhe amplituda e fluksit të statorit dhe e fluksit të magnetëve permanent është e njëjtë. Përdorimi i një strategjie të tillë kontrolli shmang regjimet e punës ku motori mund të jetë i mbieksituar ose i nëneksituar.

Kontrolli i rrymës në sistemin **dq**, për herë të parë është propozuar nga Kerkman dhe Rowan. Ky kontroll ka gjerësi brezi të kufizuar sepse pas një vlere të caktuar të frekuencës, kontrolli i rrymës gradualisht bëhet i paaftë të detyrojë rrymën referencë. Gjithashtu është menduar se reduktimi i përforcimit është për shkak të forcave elektromotore. Kerkman dhe Rowan treguan se paaftësia e rregullatorit vinte prej vetive të rregullatorit në rrafshin e palëvizshëm dhe jo prej motorit, pra forcave elektromotore.

Rregullatori i rrymës në sistemin **dq** ka gabim zero në regjim të stabilizuar për një gjerësi brezi frekuencash shumë më të madhe [34].

Lorenz et al. gjithashtu studjuan rregullatorët e rrymës në sistemin dq dhe e modeluan rregullatorin e rrymës duke përdorur vektorët kompleks. Ata treguan se modeli i një ngarkese të thjeshtë 3-fazore, aktivo-induktive (RL) e transformuar në sistemin d), ka një term ndërvarësie ose siç njihet në literaturë »cross-coupling term«. Megjithëse rregullatori i rrymës në sistemin dq ka gabim zero në regjim të stabilizuar, termi i ndërvarësisë e degradon performacën dinamike të kontrollit të rrymës. Ata treguan se termi i ndërvarësisë mund të pavarësohet (decoupling) me anë të një termi në rrugën e drejtë (feed-forward) të kontrollit, duke rezultuar me një performancë dinamike të përmirësuar të kontrollit të rrymës [35].

Në varësi të mënyrës se si vendosen blloqet e ndryshme në skemën e kontrollit, termi i pavarësimit mund të vendoset në rrugën e drejtë (feed-forward) ose në lidhjen e kundërt (feedback). Që këtej, ky tip linearizimi i PMSM njihet më shumë si linearizimi i lidhjes së kundërt, paraqitur prej Chiasson et al. [36]. Quang dhe Dittrich përdorën një metodë formale në të cilën termi i kërkuar në lidhjen e kundërt, për linearizimin e një klase të caktuar sistemesh jolineare, përcaktohet në mënyrë sistematike. Metoda është e njohur si linearizimi i saktë ose »Exact linearization« [37]. Në rastin e modelit të PMSM, termi i kërkuar i rrugës së drejtë për linearizim mund të merret përmes këqyrjes së modelit të tij matematik.

Për konturin e kontrollit të shpejtësisë, konturi i kontrollit të rrymës konsiderohet ideal, sepse konstantet e kohës mekanike dhe elektrike ndryshojnë shumë nga njëra-tjetra. Në sistemet servo të kontrollit, me inerci të vogël të rotorit, kjo mund të mos jetë e vërtetë.

Objektivat e kontrollit

Kontrolli vektorial si fillim është njohur si kontroll i rrymës me kënd konstant, ku këndi i rrymës, γ është 90°. Krishnan e quajti këtë kontroll të momentit me kënd konstant, ku ai e përcaktoi këndin e momentit si këndin e matur nga aksi –d tek vektori rezultant i rrymës statorit, *i*_s, [24]. Sarma përcakton si kënd të momentit, këndin δ , si këndin e matur nga aksi –q tek vektori rezultant i tensionit të statorit, u_s [38].

Një kënd momenti konstant prej 90°, e bën kontrollin më efiçentin e mundshëm sepse rryma reaktive sipas aksit –d bëhet zero. Strategji të tjera kontrolli mund të përdoren për përcaktimin këndit të momentit me qëllim realizimin e objektivave të ndryshme të kontrollit: kontroll me koefiçent fuqie njësi, kontrolli me fluks të hapsirës ajrore konstant, kontroll me raport minimal moment/rrymë dhe kontroll në zonën me fluks të dobësuar. Qëllimi i tre tipeve të para të kontrollit është kryesisht perdorimi më efiçent i inverterit ndërsa kontrolli në zonën me fluks të dobësuar është që motori të punojë me shpejtësi më të madhe se nominalja [24].

Dobësimi i Fushës

Rritja e shpejtësisë së një makine PMSM përtej kufijve, që vendosen nga tensioni i vazhduar DC, kërkon që fluksi i induksionit reciprok, ndërmjet statorit dhe rotorit, të zvogëlohet sipas aksit –d, dhe ky quhet dobësim fluksi. Kjo është e nevojshme sepse për shpejtësi të mëdha, forcat elektromotore e tejkalojnë tensionin që mund të modulohet nga inverteri. Ky kufizim vendoset nga tensioni i vazhduar. Mund të zgjedhim një burim tensioni të vazhduar më të lartë, por kjo do të rriste humbjet e inverterit. Gjithashtu kjo do të kërkonte rritjen e specifikimeve për çelsat elektronikë të inverterit e kështu dhe koston e tij. Gjithashtu, një burim tensioni të vazhduar më të madh mund të mos e kemi në dispozicion.

Dobësimi i fushës ose siç njihet »Field weakening« është diskutuar nga Pillay dhe Krishnan si një nga kriteret për krahasimin e punës së makinës BDCM dhe PMSM [2]. Vas et al. ka bërë diskutimin në lidhje me dobësimin e fushës dhe zbatimin e saj në algoritmet e kontrollit vektorial dhe kontrollit direkt të momentit (DTC). Karakteristikat e performancës si: vibrimi i momentit dhe shpejtësia e përgjigjes së momentit janë përdorur për krahasimin e dy algoritmave të kontrollit. Nga ana tjetër është theksuar paqëndrueshmëria e teknikës me kontroll direkt të momentit (DTC) në zonën e shpejtësive të mëdha [39].

Po kështu, një algoritëm adaptiv për dobësimin e fushës është prezantuar nga Xu dhe Wang, i cili është efiçent nga ana llogaritëse [40].

Metoda e kontrollit të rrymës prezantuar tek [41] automatkisht e çon makinën në regjimin me fluks të dobësuar, sapo tensionet e statorit në sistemin dq të arrijnë një vlerë të caktuar.

Kontrolli pa Sensor pozicioni i PMSM

Vështrim mbi literaturën

Në aplikimet e shpejtësive të larta, përdorimi i një enkoderi për të marrë informacion në lidhje me pozicionin e rotorit (që këtej edhe i shpejtësisë) është jopraktik. Kjo është në saje të kostos dhe sigurisë së senorëve të pozicionit për shpejtësitë e larta [42].

Një mënyrë për zgjidhjen e këtij problemi është rritja e sigurisë së sensorit të pozicionit. Bünte dhe Beineke propozuan një metodë për reduktimin e gabimeve sistematike të resolverave dhe enkoderave (në aplikimet me performanca të larta) të cilët japin një sinjal sinusoidal, pa rritje të ndjeshme në llogaritje [43].

Metoda e dytë është pa përdorimin e sensorëve të pozicionit. Egzistojnë dy teknika kryesore që përcaktojnë pozicionin dhe shpejtësinë e PMSM pa sensor pozicioni, të quajtura: injektimi i sinjaleve me frekuencë të lartë dhe vëzhguesat e gjendjes [9]. Kontrolli vektorial pa sensor pozicioni ilustrohet në figurën 2.3. Në lidhjen e kundërt të sistemit të kontrollit, në vend të një sinjali të matur për pozicionin e rotorit, kemi një vlerësim (llogaritje) të tij prej vlerave të matura të rrymave dhe tensioneve të statorit. Teknika e injektimit të sinjaleve me frekuencë të lartë varet shumë nga dukshmëria e poleve ose »saliency« e makinës (induktivitete të ndryshme sipas akseve –d dhe -q). Për më tepër pranohet që frekuenca e kyçjeve të inverterit mundet të modulohet mjaftueshëm lart për injektimin e këtyre frekuencave, e cila nga ana tjetër do të rriste humbjet e inverterit. Që këtej, kjo teknikë bëhet jopraktike në makinat me dukshmëri të vogël dhe/ose që punojnë në shpejtësi të larta. Pavarësisht nga varësia në dukshmëri, Staines et al. e përdori këtë teknikë për një SPMSM, pra me magnetë të montuar në sipërfaqen e rotorit, i cili ka një faktor dukshmërie shumë të vogël.



Figura 2.3: Skema e kontrollit vektorial pa sensor pozicioni të PMSM.

Vëzhguesit masin e llogarisin disa nga variablat e gjendjes dhe inkorporojnë matjet në një model invers (vlerësues në rrugën e drejtë të konturit të kontrollit) për të gjetur me përafërsi variablat e panjohura të gjendjes, siç është pozicioni dhe shpejtësia e PMSM [41].

Një tjetër tip vëzhguesi përdor modelin me variabla gjendjeje, ku gabimi midis daljes së vlerësuar dhe daljes së matur, përdoret për të drejtuar modelin e brendshëm të gjendjes tek ai i sistemit fizik, siç është Vëzhguesi Luenberger. Vëzhguesit nuk japin informacionin e duhur në shpejtësitë e ulëta, sepse funksionimi i tyre mbështetet tek vlerat e forcave elektromotore të PMSM, të cilat kanë një raport shumë të vogël sinjal/zhurmë në shpejtësitë e ulëta [9]. Për kapërcimin e problemit që kanë transmisionet pa sensor pozicioni në shpejtësitë pranë zeros, janë ndërtuar dhe zbatuar në transmisione pothuajse-pa sensorë ose siç njihen në literaturë »quasi-sensorless«. Kjo është arritur duke përdorur sensorë me efekt fushe për përcaktimin e pozicionit të rotorit afër shpejtësisë zero. Pasi shpejtësia dhe forcat elektromotore rriten, rregullatori fillon funksionimin duke përdorur vetëm vëzhguesin, por mund t'i përdorë edhe të dyja [10,44,11].

Një teknikë që kombinon informacionin e marrë nga vëzhguesi me atë të marrë nga sensorët, për të patur variabla gjendjeje me saktësi më të lartë, është Filtri Kalman. Bolognani et al. përdor një filtër të zgjeruar Kalman, ose siç njihet në literaturë Extended Kalman Filter (EKF). Filtri normal Kalman përdoret vetëm për sistemet lineare, ndërsa EKF është i përshtatshëm edhe për sisteme jolineare, siç është PMSM, por duke përdorur vetëm informacionin në gjendje dinamike, si një vëzhgues për shpejtësinë dhe pozicionin. Teknika e tij nuk kërkon njohje paraprake të parametrave mekanikë ose pozicionit [45].

Në disa raste të tjera një sekuencë pulsesh e paracaktuar aplikohet për të orientuar rotorin në një pozicion të njohur përpara lëshimit. Në disa aplikime kjo teknikë (me orientim shkallë) nuk është e lejueshme. Hu et al. diskuton një teknikë për identifikimin e pozicionit të poleve magnetike duke përdorur Modelimin në Gjerësi të Pulsit me Vektor Hapsinor, SVPWM dhe konfirmon përdorimin në praktikë të tij. Si fillim, përcaktohet aksi i poleve magnetike, por me pasaktësi 180°, pas së cilës polariteti i poleve përcaktohet duke përdorur një teknikë që mbështetet tek dukuria e ngopjes [46]. Batzel dhe Lee tek [47] pohojnë se nëse rotori është në lëvizje, sekuenca e paracaktuar e pulseve mund të përdoret në mënyrë alternative për një lëshim me vibrim të makinës .

Östlund dhe Brokemper gjithashtu prezantojnë një teknikë dedektimi të pozicionit nga zero në shpejtësinë nominale. Në shpejtësi afër zeros, kjo teknikë mbështetet tek dukshmëria ndërsa në shpejtësitë e larta përdoret vëzhguesi [48].

Shinnaka prezanton një vëzhgues gjendjeje për fluksin magnetik të një makine me ose pa pole të dukshme, me ngarkesë të ulët llogaritëse, që e bën atë të përdorshme për qëllime kontrolli të frekuencave të larta [49]. Një tip tjetër vëzhguesi vlerëson shpejtësinë nga sinjali i matur i pozicionit, në vend të përdorimit të metodës përafruese me diferenca të prapme për derivimin. Kjo metodë është propozuar nga Chiasson et al. tek [36]. Është parë se vëzhguesi i shpejtësisë jep shpejtësi me saktësi më të lartë krahasuar me rezultatin e marrë nga diferencimi numerik me diferencat e prapme të sinjalit të pozicionit të marrë nga një enkoder pozicioni (kjo nuk është teknikë kontrolli pa sensorë, por permendet meqë përdoret një vëzhgues). Enkoderi nuk mund të masë pozicionin fillestar, por vetëm një $\Delta\theta$ për çdo puls të enkoderit që jepet si sinjal në dalje kur ai rrotullohet. Kështu rotori orientohet mëparë në një pozicion të njohur , θ_{stan} , dhe pozicioni rezultant i rotorit merret nga:

$$\theta(t) = \sum \Delta \theta + \theta_{start} \tag{2.4}$$

Yue et al. zhvilloi një vëzhgues të qëndrueshëm të tipit adaptiv për pozicionin fillestar dhe shpejtësinë e rotorit, duke përdorur teorinë e qëndrueshmërisë të Lyapunov-it. Inercia e ngarkesës dhe parametrat e motorit supozohen si të panjohura. Vëzhguesi pranon shqetësime dhe fërkim të kufizuar. Hyrjet e vëzhguesit janë sinjalet e rrymave të statorit dhe të një enkoderi rritës [50]. Kjo është e ngjashme me observerin e prezantuar nga [36], me përjashtim se pozicioni fillestar me orientim paraprak nuk kërkohet.

Në rastet kur kërkesat e sjelljes dinamike janë të ulëta, si në rastin e aplikimeve me mekanizma të tipit ventilator, kërkesat për vëzhguesin janë gjithashtu më të ulëta. Sul et al. zhvilloi një vëzhgues linear, së bashku me një tip të ri rregullatori ndjekës duke përdorur teknikën e ngrirjes së fazës së konturit, e njohur në literaturë »phase-locked loop« ose PLL, që ndjek pozicionin dhe shpejtësinë e rotorit. Këtu prezentohen edhe hapat e projektimit të rregullatorit. Megjithëse prezantohet për një rregullator pa sensor pozicioni, projektimi i konturit të kontrollit të shpejtësisë dhe rregullatorëve të rrymës, është i aplikueshëm edhe tek Kontrolli Vektorial me sensor pozicioni në lidhjen e kundërt [41].

Ngarkesa e makinës është pjesë e modelit të procesit. Ndryshimet e ngarkesës shkaktojnë shmangie të rregullatorit nga puna optimale e tij dhe gjendjet e vëzhguara nuk janë më aq të sakta. Për të marrë parasysh ndryshimet në sistem, rregullatori ka nevojë për një shkallë të caktuar adaptueshmërie. Tursini et al. prezanton një teknikë tarimi të koefiçentëve të një rregullatori të tipit PI kur ngarkesa është e ndryshueshme [51].

Natyra jolineare e PMSM bën që sistemi ku përdorim vëzhgues linearë me koefiçentë të pandryshueshëm të jetë i paqëndrueshëm. Për arritjen e qëndrueshmërisë së sistemit, duhet aplikuar programimi i koefiçentëve. Për çdo pikë pune, koefiçenti i vëzhguesit llogaritet për modelin e linearizuar të PMSM rreth kësaj pike pune.

Rregullatori optimal i Chang et al. përdor një teknikë programimi koefiçentësh [19]. Xu dhe Wang prezantojnë një vëzhgues adaptiv për pozicionin e rotorit, të cilit i kërkohet që të zvogëlojë gabimet e shkaktuara nga vonesa në matjen e madhësivë elektrike që përdor vëzhguesi [40]. Xu dhe Chi e zgjidhin problemin e qëndrueshmerisë që ngrihet kur një algoritëm kontrolli vektorial pa sensor pozicioni zhvillohet për një motor që punon me shpejtësi deri 60000 rrot/min. Këtu ata theksojnë edhe efektin e padëshirueshëm të vonesave nga kampionimi dhe vazhdojnë të zhvillojnë një vëzhgues fluksi me zhvendosje faze më të vogël [9]. Zhurmat e kyçjeve të shkaktuara nga inverteri, mund të reduktohen duke përdorur një filtër LC 3-fazor. Një përmbledhje e topologjive të ndryshme të filtrave LC 3-fazor dhe projektimin e tyre për një vëzhgues të zgjeruar, për transmisionet me makina asinkrone dhe PMSM, jepet nga Salomäki tek [52].

Kontrolli skalar ose kontrolli me raport U/f=Konstante

Parimi i punës

Kontrolli i quajtur me raport U/f= konstante, është një metodë kontrolli në kontur të hapur, pra një metodë kontrolli pa sensor pozicioni ose shpejtësie në lidhjen e kundërt. Në lëshim, aplikohet një tension i vogël në statorin e PMSM, i cili krijon fushën magnetike të statorit. Për shkak të pranisë së magnetëve permanent në rotor, egziston edhe një farë momenti, i cili tendon ta orientojë rotorin sipas fushës së statorit. Frekuenca e fushës së krijuar nga rrymat e statorit rritet gradualisht, si pasojë edhe rotori fillon të ndjekë fushën rrotulluese. Për shkak të zhvendosjes në hapësirë dhe në fazë të akseve magnetike të seicilës fazë të statorit, krijohet një fushë magnetike rrotulluese. Në stator induktohet një forcë elektromotore për shkak të ndryshimit të fluksit të induksionit reciprok (fluksit të hapësirës ajrore, nga rrotullimi i magnetëve permanentë) kundrejt pështjellave të palëvizshme të statorit. Rryma që prodhon momentin kontrollohet nëpërmjet tensionit të vazhduar, i cili duhet të tejkalojë forcën elektromotore, por kjo në madhësinë e duhur, me qëllim që amplituda e rrymës të mbetet konstante. Forca elektromotore është proporcionale me frekuencën e rrotullimit të rotorit, siç duket edhe nga ekuacioni i mëposhtëm:

$$\mathbf{e} = j\boldsymbol{\omega}_{\mathbf{r}} \Psi_{PM} \tag{2.5}$$

Kështu, tensioni i kontrolluar duhet të rritet proporcionalisht me shpejtësinë e rrotullimit, që shpjegon edhe emrin e kësaj metode kontrolli. Kjo mënyrë kontrolli është e përshtatshme për aplikime që kërkojnë performanca dinamike të ulëta, pra ndryshim të ngadaltë në shpejtësinë referencë, dhe ndryshime jo të menjëhershme të momentit të ngarkesës, si në aplikimet me pompa dhe ventilatorë [20].

Përdorimi i metodës së kontrollit skalar me raport U/f=Konstant për makinën Sinkrone me Magnet Permanent, ofron avantazhin e madh të kontrollit pa sensor pozicioni. Informacioni për shpejtësinë këndore mund të vlerësohet indirekt nga frekuenca e burimit të ushqimit. Shpejtësia këndore e llogaritur nga frekuenca e burimit të ushqimit jepet nga ekuacionit (2.6)

$$\omega_s = \frac{2\pi f_s}{n_p} \tag{2.6}$$

Shpejtësia këndore sinkrone ω_s është proporcionale me frekuencën e burimit të tensionit f_s ndërsa n_p është numri i çiftpoleve. Vlera efektive e forcës elektromotore të induktuar jepet si :

$$E_f = \sqrt{2}\pi f_s N_s k_\omega \phi \tag{2.7}$$

Duke mos marrë parasysh rëniet e tensionit në rezistencat e statorit, dhe duke pranuar regjimin e punës të stabilizuar, tensioni i statorit është i barabartë me forcën elektromotore të induktuar dhe shprehja e fluksit magnetik mund të shkruhet si:

$$\phi = \frac{U_{sf}}{\sqrt{2\pi}f_s N_s k_\omega} = c \frac{U_{sf}}{f_s}$$
(2.8)

Për të mbajtur fluksin në vlerën minimale të tij dhe konstant, në zonën me shpejtësi bazë, raporti U/f duhet mbajtur konstant. Nëse raporti nuk mbahet konstant, motori do të mbieksitohet ose nëneksitohet në varësi të vlerës së frekuencës kundrejt asaj nominale. Rasti i parë ndodh kur vlera e frekuencës është më e ulët se vlera nominale ndërkohë që tensioni është mbajtur konstant. Në këtë rast kemi mbieksitim, që do të thotë që fluksi i magnetizimit është më i lartë se vlera e tij nominale. Rritja e fluksit të magnetizimit çon drejt rritjes së rrymës së magnetizimit. Në këtë rast humbjet nga hysteresis dhe rrymat "eddy" nuk janë më të neglizhueshme. Motori është i nëneksituar kur vlera e frekuencës është më e madhe se vlera e saj nominale dhe tensioni është mbajtur konstant.

Forca elektromotore e induktuar tek PMSM, E_f prodhohet nga fluksi i magnetëve permantë, pra $E_{f} \approx E_{PM}$.

$$E_f = E_{PM} = \frac{2\pi f_s}{\sqrt{2}} \Psi_{PM} N_s k_{\omega s} = 2\pi f_s \Psi_{PM}$$
(2.8a)

Shprehjen e momentit elektromagnetik maksimal, kur nuk kemi marrë rezistencën e statorit dhe e kemi shprehur rezistencë sinkrone gjatësore në funksion të frekuencës dhe induktivitetit, mund ta rishkruajmë si:

$$M_{m} = \frac{3n_{p}}{2\pi f_{s}} \frac{U_{sf} E_{PM}}{2\pi f_{s} L_{d}} = \frac{3n_{p}}{2\pi f_{s}} \frac{U_{sf} 2\pi f_{s} \Psi_{PM}}{2\pi f_{s} L_{d}}$$
(2.8b)

Të gjitha konstantet tek (2.8b) i zëvendësojmë me konstanten C, dhe shprehja e modifikuar për momentin maksimal do të jetë:

$$M_m = C \frac{U_{sf}}{f_s} \tag{2.9}$$

Ku, $C = \frac{3n_p \Psi_{PM}}{2\pi L_d}$, pasi kemi pranuar që edhe Ψ_{PM} = konstante.

Mbështetur tek ekuacioni (2.9), momenti mbetet konstant në një diapazon të gjerë të shpejtësisë, nëse raporti i tensionit të statorit me frekuencën mbahen konstante.

$$U_{sf}/f_s = konstante$$
 (2.10)

Ekuacionet (2.8b) dhe (2.10) janë të vlefshëm vetëm nëse R_s mund të jetë e neglizhueshme krahasuar me rezistencën sinkrone X_d . Kjo është e vlefshme për makinat me fuqi të mesme e të mëdha dhe për frekuenca rreth nominales. Meqë X_d është proporcionale me frekuencën e statorit, rezistenca R_s nuk mund të neglizhohet në rendin e frekuencave të ulta (më pak se 10Hz). Prandaj, mbajtja konstante e raporit U_{sf}/f_s nuk është e mjaftueshme në gjithë diapazonin e ndryshimit të shpejtësisë. Për frekuenca të ulëta, zvogëlimi i tensionit duhet të jetë më i ngadalshëm. Kjo arrihet duke mbajtur tensionin konstant në zonën e frekuencave të ulëta, si në Figurën 2.4:



Figura 2.4: Marrëdhënia tension fazor -frekuencë

Bllokdiagrama e kësaj metode kontrolli tregohet në Figurën 2.5.



Figura 2.5: Bllokdiagrama e kontrollit skalar të PMSM

Motori nuk punon me fluks magnetik nominal gjatë gjithë cikleve të punës. Në lëshim, ai mund të ketë mbieksitim, që mund të shkaktojë ngopje të qarkut magnetik, një rritje të rrymës së magnetizimit e si rrjedhim edhe rritje të humbjeve. Puna e motorit me fluks të statorit në vlera nominale ndodh vetëm në regjim të stabilizuar pa ngarkesë, ku rryma e magnetizimit është afërsisht zero.

Në fakt, kontrolli skalar me U/f=konstant është strategji kontrolli që përdoret më tepër tek makinat asinkrone. Në rastin e PMSM, fluksi kryesor prodhohet nga magnetët permanentë në rotor. Rryma përmes bobinave të statorit prodhon një fluks të quajtur fluksi i reaksionit të induktit Ψ_a , sepse indukti e PMSM është statori. Më tej, fluksi i plotë i statorit merret si shumë vektoriale e këtyre dy flukseve, si në figurën 2.6.



Figura 2.6: Diagrama vektoriale e fazorëve që ilustron marrëdhënien e flukseve të rotorit dhe statorit

Fluksi i reaksionit të induktit është: $\Psi_a = L_a I_s$, ku L_a është induktiviteti i pështjellës së statorit. Në rrafshin e rotorit dq, ky fluks mund të shprehet si:

$$\Psi_{ad} = L_d I_d = L_d I_s \cos\delta,$$

$$\Psi_{ag} = L_g I_g = L_g I_s \sin\delta.$$
(2.11a)

Fluksi i plotë në sistemin dq është si:

$$\Psi_{d} = \Psi_{ad} + \Psi_{PM} = L_{d}I_{d} + \Psi_{PM},$$

$$\Psi_{q} = \Psi_{aq} = L_{q}I_{q}.$$
(2.11b)

Marrëdhënia reciproke e fluksit të plotë me flukset e tjera e ilustruar në Figurën 2.7, mund të shprehet me:

$$\Psi_{s}^{2} = (L_{q}I_{s}\sin\delta)^{2} + (L_{d}I_{s}\cos\delta + \Psi_{PM})^{2}$$
(2.12)

Këndi δ , i quajtur edhe këndi i momentit, është këndi ndërmjet vektorit të rrymës së statorit I_s dhe aksit d, i cili është i orientuar sipas vektorit të fluksit të magnetëve permanentë të rototrit. Gjithashtu nga Figura 2.7, shihet se amplituda e fluksit të plotë magnetik varet nga vendndodhja dhe amplituda e fazorit të rrymës së statorit. Për shembull, motori i eksituar me fluks nominal në zonën e punës pa ngarkesë në regjim të stabilizuar, prodhon një rrymë statori të vogël. Më tej, fluksi i reaksionit të induktit në sistemin (dq), është i neglizhueshëm. Në këtë rast amplitudat e flukseve të plota të statorit dhe fluksi i prodhuar prej magnetëve permanent konsiderohen të barabartë:

$$\Psi_{PM} \approx \Psi_s \tag{2.13}$$

Aplikimi i kontrollit skalar me U/f=Konstante të PMSM nuk lejon kontrollin e rrymës së statorit, e cila shkakton ndryshimin e amplitudës së fluksit të statorit sipas ekuacionit (2.12). Më tej, fluksi i plotë i PMSM është shumë më i lartë se fluksi nominal nëse këndi δ < 90°, dhe e kundërta, është më i vogël se fluksi nominal nëse këndi δ >90°.



Figura 2.7: Diagrama vektoriale e PMSM në lëshim

Në rast se vektori i rrymës së statorit është i pozicionuar në mënyrë të tillë që komponentja e tij sipas aksit-d është në të njëjtin drejtim dhe kah si fluksi i magnetëve permanent, atëherë fluksi total sipas aksit – d merret si shumë e fluksit të magnetëve permanent dhe kontributit sipas aksit –d të fluksit të reaksionit të induktit: $\Psi_{ad} = L_d I_d$.

Fluksi Ψ_s paraqet fluksin e plotë në makinë dhe dhe E_s është f.e.m e induktuar e prodhuar nga ky fluks. Në rastin e Figurës 2.7, $E_s > E_{PM}$. Ky rast i korespondon kontrollit skalar në lëshim. Në të kundërt, nëse vektori i rrymës së statorit sipas aksit –d është në kah të kundërt me fluksin e magnetëve permanent, fluksi i plotë sipas aksit-d, merret si

diferencë ndërmjet fluksit të magnetëve permanentë Ψ_{PM} dhe kontributit sipas aksit-d të fluksit të reaksionit të induktit Ψ_{ad} .



Figura 2.8: Diagrama vektoriale e PMSM në zonën me fluks të dobësuar

Forca elektromotore e induktuar E_s e prodhuar nga fluksi kryesor Ψ_s është më e vogël se forca elektromotore e induktuar prej magnetëve permanent E_{PM} , Figura 2.8.

Stabilizimi

Makina asinkrone punon qëndrueshëm në mënyrë natyrale. Nëse shpejtësia e rotorit zvogëlohet, rritet shkarja, prandaj induktohet një rrymë më e lartë për prodhimin e momentit, që stabilizon makinën. I njëjti efekt stabilizues mund të merret në makinën sinkrone duke shtuar pështjellat e shuarjes ose qetësimit në rotor. Makinat PMSM të tipit Line-start kanë një pështjellë qetësimi, kështu që ato e kanë momentin e lëshimit si makina asinkrone [20,6]. Pasi lëshohet, ajo hyn në sinkronizëm dhe pështjella e qetësimit ndihmon në ruajtjen e tij (sinkronizmit). Makinat PMSM të tipit Line-start, zakonisht i kanë magnetët të futur në brendësi të rotorit ndërsa pështjellat e qetësimit janë në periferi të tij. Këto makina kanë një densitet më të ulët të energjisë se tipet e tjera të PMSM-ve. Makinat PMSM të ushqyera nga një inverter, nuk kanë nevojë për pështjellat e qetësimit që të kenë një moment lëshimi, pra edhe më pak humbje fuqie (që lidhen me këto pështjella), e si rrjedhim kanë densitet më të lartë energjie, për faktin se magnetët mund të vendosen në sipërfaqen e rotorit.

Aplikimet e shpejtësive të larta përdorin motor PMSM me magnetë të montuar në pjesën e brendshme të rotorit, kështu që magnetët nuk janë subjekt i forcave të mëdha centrifugale. Duke shtuar »këmisha« çeliku të pandryshkshëm rreth rotorit, duke bërë përmirësime në fortësinë e materialeve magnetike dhe duke përdorur ngjitësit e duhur, bëhet i mundur përdorimi i PMSM me magnetë të montuar mbi sipërfaqen e rotorit, ose siç njihen shkurt SPMSM, në aplikimet me shpejtësi të lartë [53]. Në makinat SPMSM, pështjellat e qetësimit rrisin kompleksitetin e konstruksionit dhe koston. Tek SPMSM me shpejtësi të larta, kjo madje është edhe e parealizueshme. Pa pështjellën e qetësimit që ndihmon makinën të ruajë sinkronizmin, arritja e qëndrueshmërisë mbetet një problem [20,6]. Një shqetësim në ngarkesë ose një ndryshim i menjëhershëm në frekuencën referencë, do të shkaktonte humbjen e sinkronizmit [54]. Gjithashtu, makina PMSM në natyrën e saj është e paqëndrueshme për frekuenca të rendit të mesëm [20].

Ancuti dhe Boldea përmirësuan skemën e zakonshme të stabilizimit duke përfshirë një kontur kontrolli që eliminonte shqetësimet në fluksin e induksionit reciprok dhe në ndryshimet e fuqisë. Me konturin e shtuar të stabilizimit, kontrolli skalar me U/f=konstant bëhet shumë i ngjashëm me kontrollin vektorial, në faktin që kërkohen transformime trigonometrike. Por gjithsesi kjo metodë kontrolli ka intensitet llogaritjesh më të ulët se kontrolli vektorial pa sensor pozicioni [55].

Parametrat e ngarkesës dhe të makinës influencojnë në projektimin e ligjit U/f. Zhao et al. prezanton një metodë optimale për projektimin e këtij ligji për PMSM-të në aplikimet e shpejtësive të larta, e cila merr parasysh rezistencën e statorit [56]. Rëndësia e marrjes parasysh të rezistencës së statorit, për fluks konstant, diskutohet nga Blaabjerg et al. [20].

Rendimenti

Në një transmision elektrik me PMSM të kontrolluar sipas metodës skalare me raport U/f=konstante, rryma është më e madhe se sa nevojitet, pra përveç rrymës që prodhon momentin, është e pranishme edhe një komponente reaktive. Komponentja reaktive në vektorin e rrymës rrit humbjet në bakër. Prandaj kërkues të ndryshëm kanë punuar për të zbutur këtë problem.

Colby dhe Novotny prezantuan një rregullator »kërkues« për minimzimin e humbjeve. Fuqia në hyrje matet, tensioni në dalje rregullohet, fuqia në hyrje rimatet për të parë nëse ndryshimi në tensionin e daljes solli zvogëlimin e fuqisë në hyrje. Konturi i stabilizimit parandalon që fuqia aktive e reduktuar në hyrje nga rregullatori »kërkues«të nxjerrë motorin nga sinkronizmi [57].

Itoh et al. prezanton një kusht analitik që minimizon rrymën sipas aksit-d duke minimizuar fuqinë reaktive. Kështu stabiliteti ruhet pa ndikuar tek fuqia aktive, duke përmirësuar rendimentin nëpërmjet minimizimit të fuqisë reaktive. Ky kontur kontrolli optimizues kërkon njohjen e induktiviteteve fazore të pështjellave të statorit [58].

KAPITULLI III

Një vështrim krahasimor i strategjive të kontrollit

Hyrje

Kontrolli Vektorial lejon zbatimin e disa strategjive kontrolli në transmisionet me PMSM. Duke patur parasysh zonat e punës kundrejt karakteristikës mekanike natyrale, strategjitë e kontrollit ndahen në dy grupe:

1. Strategjitë e kontrollit për shpejtësi më të ulëta se shpejtësia në karakteristikën natyrale që mund ta quajmë edhe si shpejtësia bazë, ku bëjnë pjesë:

- (a) Rendiment ose Efiçensë Maksimale (ME)
- (b) Moment Maksimal për të njëjtën rrymë (MTPC)
- (c) Rrymë Zero sipas Aksit-D (ZDAC)
- (d) Koefiçent Fuqie Njësi (UPF)
- (e) Fluks Induksioni Reciprok Konstant (CMFL)

2. Strategjitë e kontrollit për shpejtësi më të mëdha se shpejtësia bazë janë:

- (a) F.e.m Konstante (CBE)
- (b) Tension me Gjashtë Shkallë (SSV)

Vështrim i literaturës për strategjitë e kontrollit

Në zonën e punës me shpejtësi më të vogël se shpejtësia bazë kriteret e performancës mund të optimizohen duke ruajtur linearitetin e momentit. Kjo mundëson zbatimin e strategjive të ndryshme të kontrollit. Strategjia e kontrollit me rrymë sipas aksit-d zero, ZDAC [63, 64] është përdorur gjerësisht në industri pasi detyron momentin të jetë proporcional me amplitudën e rrymës. Strategjia e kontrollit me moment maksimal për njësi rryme MTPC është bërë e njohur prej [65]. Strategjia e kontrollit MTPC [65] mundëson moment maksimal për një rrymë të dhënë. Pra, minimizon humbjet në bakër për një moment të dhënë. Strategjia e kontrollit MTPC përdoret në aplikimet ku efiçensa është e rëndësishme, dhe rezulton të jetë si një nga strategjitë më të studiuara e të përdorura nga kërkuesit e kësaj fushe. Megjithatë, strategjia e kontrollit MTPC nuk i optimizon humbjet totale të sistemit. Strategjia e kontrollit me koeficent fuqie njësi UPF [63] optimizon kërkesat e sistemit për fuqinë e plotë të marrë nga burimi duke mbajtur koefiçentin e fuqisë sa njësia. Strategjia e kontrollit me rendiment maksimal ME [66, 67] minimizon humbjet totale të fuqisë së motorit për çdo pikë pune. Kjo strategji kontrolli po kërkohet veçanërisht në sistemet me bateri të kontrollit të lëvizjes, me qëllim zgjatjen e kohës së punës së sistemit.

Strategjia e kontrollit me fluks konstant të hapësirës ajrore CMFL [63] kufizon fluksin e hapësirës ajrore në një vlerë të njohur e cila zakonisht është fluksi i magnetëve. Kjo bëhet me qellim që të evitohet ngopja e qarkut magnetik. Seicila nga strategjitë e sipërpërmendura ka meritat dhe mangësitë e veta. Tek [63] bëhet një krahasim ndërmjet strategjive të kontrollit ZDAC, UPF dhe CMFL nga pikpamja e momentit për njësi rryme dhe koefiçentit të fuqisë. Strategjia e kontrollit UPF raportohet se jep një raport të vogël moment/rrymë. Tek [68] bëhet një krahasim midis strategjisë MTPC dhe ZDAC për një IPMSM. Ky studim tregon se strategjia e kontrollit MTPC është kundreit ZDAC si për rendimentin dhe superiore raportin moment/rrymë. Momenti është kufizuar deri tek momenti nominal. Kjo zonë pune njihet si zona e punës me moment konstant.

Në zonën e punës me shpejtësi më të madhe se shpejtësia bazë komponentja bazë e tensionit fazor të zbatuar në motor duhet të jetë konstante. Përveç linearitetit të momentit, asnjë kriter tjetër performance nuk mund të optimizohet me këtë kusht për shkak të kufizimit të tensionit. Kjo zonë pune njihet edhe si zona e punës me fluks të dobësuar. Në këtë zonë janë të mundshme dy strategji kontrolli në varësi të madhësisë së tensionit fazor të zbatuar: maksimal ose më i vogël se maksimal.

Strategjia e kontrollit CBE [69, 70, 71] kufizon forcën elektromotore në një vlerë më të ulët se tensioni fazor maksimal i mundshëm. Duke bërë këtë, mbahet një rezervë tensioni që mund të përdoret për implementimin e kontrollit të çastit të rrymës fazore. Aplikimet që kërkojnë cilësi të lartë kontrolli të momentit në zonën me shpejtësi më të madhe se shpejtësia bazë, përdorin strategjinë e kontrollit CBE. Strategjia e kontrollit SSV aplikon tensionin fazor maksimal të mundshëm. Në këtë rast, vetëm momenti mesatar mund të kontrollohet ndërsa është i pranishëm një vibrim më i lartë i momentit. Tek [72] prezantohet një procedurë për studimin e performancës së një motori asinkron me strategjinë e kontrollit SSV. Vlerësimi i performancës për një BDCM me strategjinë e kontrollit SSV

Në literaturat [69, 70, 71, 75, 76] diskutohet kontrolli me performancë të lartë i PMSM në zonën me fluks të dobësuar. Fuqia është kufizuar deri tek fuqia nominale në të gjitha këto studime, në zonën që njihet si zona e punës me fuqi konstante. Strategjitë e kontrollit të PMSM në zonën me fluks të dobësuar rezulton me kontroll jolinear mbi momentin. Kjo ndodh për shkak të mos marrjes parasysh të impaktit të humbjeve magnetike. Strategjia e kontrollit SSV është përdorur gjerësisht në shumë aplikime [77].

Metodologjia e vlerësimit dhe krahasimit të performancave të strategjive të kontrollit

Në këtë paragraf për seicilën nga strategjitë e kontrollit jepet procedura për përcaktimin e komandave për rrymat sipas akseve q dhe d si funksion i momentit dhe shpejtësisë. Gjithashtu tregohet edhe mënyra e marrjes së momentit maksimal të mundshëm për një shpejtësi të dhënë në kushtet e humbjeve maksimale të fuqisë. Më tej vazhdohet me krahasimin e këtyre strategjive të kontrollit. Në krahasimin e bërë, jemi bazuar kryesisht tek momenti maksimal i mundshëm për shpejtësi brenda zonës së përcaktuar të punës. Momenti maksimal i mundshëm për shpejtësi brenda një zone të caktuar, varet nga humbjet maksimale të mundshme të fuqisë dhe është në të njëjtën kohë funksion i strategjisë së zgjedhur të kontrollit dhe parametrave të transmisionit elektrik. Prandaj, për një makinë të dhënë, çdo strategji kontrolli ka zonë unike të punës. Si rrjedhim, performanca e sistemit me çdo strategji kontrolli është unike. Momenti maksimal, rryma, fuqia, momenti për njësi të rrymës, forca elektromotore dhe koefiçenti i fuqisë përkundrejt rrymës, janë treguesit kryesorë që kemi përdorur për krahasimin e strategjive të kontrollit. Gjithashtu, për të patur një pamje të performancës në brendësi të sistemit brenda zonës së punës, kemi krahasuar edhe rrymën, flukset e hapësirës ajrore dhe rrymën sipas aksit d përkundrejt momentit. Kjo është bërë nën pranimin se maksimumi i mundshëm i humbjeve të fuqisë është konstant në të gjithë zonën e punës. Ky pranim na ka ndihmuar në thjeshtimin e analizës e analizës së bërë.

Procedura të ngjashme për analizën dhe krahasimin e strategjive të ndryshme të kontrollit për një maksimum arbitrar të humbjeve të fuqisë mund të përdoren edhe kundrejt shpejtësisë. Procedurat e paraqitura këtu mund të përdoren për zgjedhjen e strategjisë optimale të kontrollit bazuar në kërkesat e një aplikimi të caktuar si dhe në mundësitë e motorit të zgjedhur.

Kriteret e Performancës

Më poshtë po paraqesim një tablo të plotë të kritereve të performancës që mund të përdoren në një gamë të gjerë studimesh, ndërkohë që për një studim në veçanti, projektuesi do të përzgjedhë kriteret që do të përdorë mbështetur në detyrën e dhënë. Kriteret e performancës mund ti grupojmë në katër grupe kryesore: teknike, ekonomike, të analizës dhe të zbatimit.

- 1. Në kriteret teknike janë futur madhesitë më bazike që karakterizojnë punën e një motori në transmisionin elektrik:
- Momenti, rryma dhe tensioni.
- Fuqia aktive.

- Fuqia e dukshme ose e plotë.
- Faktori ose koefiçenti i fuqisë.
- Humbjet e fuqisë.
- Në grupin e kritereve ekonomike janë futur ato madhësi që ndikojnë drejtpërdrejt në rritjen ose zvogëlimin e kostos së aplikimit:
- Kostoja
- Kompleksiteti i zbatimit
- Rendimenti
- 3. Në grupin e kritereve të analizës bëjnë pjesë ato kritere që kanë lidhje me analizën teorike dhe kompleksitetin që ato sjellin:
- Fluksi i hapësirës ajrore.
- *Rrymat sipas aksit-* d.
- Forca elektromotore
- 4. Në grupin e kritereve të zbatimit, janë ato kritere që lidhen me aplikimin konkret dhe që mund të mos kenë peshë të njëjtë në çdo rast:
- Momenti për njësi të Rrymës.
- Karakteristika e Momentit Maksimal në profilin e shpejtësisë
- Momenti për njësi të humbjeve të fuqisë.
- Shpejtësia Bazë.
- Shpejtësia Maksimale.
- Vibrimet e rrymës dhe momentit

Kostoja është kriteri bazë në transmisionet elektrike, si në çdo produkt tjetër të tregut. Një transmision elektrik duhet të projektohet i tillë që kostoja e përgjithshme të jetë minimale për arritjen ose tejkalimin e kërkesave të aplikimit. Kostoja e përgjithshme përfshin projektimin, materialin, prodhimin, garancinë dhe shërbimin.

Strategjitë e kontrollit për shpejtësi më të vogla se shpejtësia bazë

Objektivi më i rëndësishëm i strategjive të kontrollit të performancave të larta është realizimi i një kontrolli linear mbi momentin. Prandaj, rrymat i_q dhe i_d duhet të kënaqin ekuacionin për momentin e kërkuar, si më poshtë:

$$M_{e} = 1.5n_{p}(\Psi_{PM}i_{q} + (L_{d} - L_{q})i_{d}i_{q})$$
(3.1)

Nga ekuacioni (3.1) shihet qartë se vlerat e rrymave i_q dhe i_d mund të ndryshojnë në një diapazon të gjerë dhe të japin të njëjtin moment.

Seicila nga strategjitë e kontrollit e përdor këtë shkallë lirie të mundësuar dhe që e pamë prezente edhe në ekuacionin (3.1), për arritjen e një objektivi të caktuar. Ekuacioni (3.2) jep një përshkrim të përgjithshëm për rrymat i_q dhe i_d , momentit M_e dhe shpejtësisë ω_r , për një strategji kontrolli të dhënë.

$$\begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Lambda(M_e, \omega_r) \\ \Gamma(M_e, \omega_r) \end{bmatrix}$$
(3.2)

Ku Λ dhe Γ paraqesin marrëdhënien e përshkruar nga (3.1) të kombinuar me objektivin e strategjisë specifike të kontrollit. Për një shpejtësi të dhënë, momenti maksimal i mundshëm kufizohet nga humbjet maksimale të mundshme të fuqisë, Plm. Prandaj, i_q dhe i_d duhet të kënaqin ekuacionin e mëposhtëm kur sistemi është duke punuar me moment maksimal.

$$P_{lm} = 1.5R_s(i^2_{qs} + i^2_{ds}) + \frac{1.5}{R_c}\omega_r^2 \left[L_q i_q\right]^2 + \left(\Psi_{PM} + L_d i_d\right)^2$$
(3.3)

Ku: i_{qs} dhe i_{ds} janë funksione të rrymave i_q dhe i_d që jepen si mëposhtë :

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{L_d \omega_r}{R_c} \\ -\frac{L_q \omega_r}{R_c} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\Psi_{PM} \omega_r}{R_c} \\ 0 \end{bmatrix}$$

Në mënyrë të përgjithshme, momenti maksimal i mundshëm është funksion i shpejtësisë, humbjeve maksimale të mundshme dhe strategjisë së kontrollit:

$$M_{em} = Y(\omega_r, P_{lm}) \tag{3.4}$$

Ku: *M*_{em} është momenti maksimal i mundshëm.

Funksioni Y varet nga strategjia e zgjedhur e kontrollit dhe parametrat e makinës. Strategjitë e kontrollit: Momenti maksimal për efiçensë maksimale, momenti maksimal për njësi të rrymës dhe rrymë zero sipas aksit-d, kufizohen vetëm nga maksimumi i humbjeve të mundshme të motorit. Megjithatë, seicila nga strategjitë e tjera të kontrollit: koefiçent fuqie njësi dhe fluks të induksionit reciprok konstant, japin një moment maksimal.

Strategjia e kontrollit me Rendiment Maksimal

Rrymat i_q dhe i_d janë zgjedhur, që të minimizojnë humbjen e fuqisë, P_l , për çdo moment e shpejtësi të karakteristikës së punës.

Humbja e fuqisë mund të jepet me ekuacionin e mëposhtëm:

$$P_{l} = 1.5R_{s}(i^{2}_{qs} + i^{2}_{ds}) + \frac{1.5}{R_{c}}\omega_{r}^{2} \left[L_{q}i_{q}\right]^{2} + \left(\Psi_{PM} + L_{d}i_{d}\right)^{2}$$
(3.5)

Ku,

$$\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{L_d \omega_r}{R_c} \\ -\frac{L_q \omega_r}{R_c} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{\Psi_{PM} \omega_r}{R_c} \\ 0 \end{bmatrix}$$
(3.6)

Çifti optimal i rrymave, i_q dhe i_d , që japin minimum të humbjeve të fuqisë, për një shpejtësi dhe moment të dhënë, gjendet duke përdorur ekuacionet (3,1), (3.5) dhe (3.6).

Ekuacioni (3.5) është një paraqitje e thjeshtuar e shumës së humbjeve në bakër e në çelik. Në zbatimet praktike, një përcaktim më e saktë për humbjet në çelik, mbështetur në ekuacione ose tabela, është e nevojshme të përdoret me qëllim rritjen e saktësisë së përcaktimit të humbjeve totale. Llojet e tjera të humbjeve, si ato elektronike, mekanike etj, mund të merren parasysh në llogaritje dhe ekuacionet për to mund t'i gjejmë në studimet e bëra nga [78, 79].

Minimizimi i P₁ për shpejtësi afërsisht zero, rezulton në minimizim të humbjeve në bakër, meqë humbjet në çelik janë afërsisht zero në

shpejtësi zero. Nga ana tjetër, minimizimi i humbjeve në bakër është ekuivalent me minimizimin e rrymës.

Prandaj, strategjia e kontrollit me rendiment maksimal rezulton me minimum rryme për një regjim pune me moment e shpejtësi të dhënë, që do të thotë se për shpejtësi afërsisht zero, strategjia e kontrollit me efiçensë maksimale dhe moment maksimal për njësi të rrymës, kanë performancë të njëjtë.

Strategjia e kontrollit me rrymë Zero sipas aksit-d

Këndi i momentit përcaktohet si këndi midis vektorit të rrymës së statorit dhe vektorit të fluksit të rotorit. Në rastin e strategjisë së kontrollit me rrymë zero sipas aksit-d, ky kënd mbahet 90°. Kjo strategji kontrolli është më e përdorura nga aplikimet në industri. Në këtë strategji kontrolli, përveç këndit të momentit, kontrollohet edhe vlera e rrymës sipas aksit-d e cila mbahet në zero. Avantazhi kryesor i kësaj strategjie kontrolli është se ajo thjeshton mekanizmin e kontrollit të momentit nëpërmjet linearizimit të marrëdhënies midis momentit dhe rrymës. Kjo do të thotë që kontrollin linear të momentit mund ta realizojmë me anë të një rregullatori linear rryme. Në rastin e motorit të rrymës së vazhduar, vektorët e rrymës dhe fushës magnetike janë gjithmonë të zhvendosura në 90°, prandaj strategjia e kontrollit me rrymë zero sipas aksit-d e bën punën e PMSM shumë të ngjashme me atë të MRV. Ky fakt e bën këtë strategji kontrolli tepër terheqëse për projektuesit industrialë. Për këtë strategji kontrolli, është i vlefshëm relacioni i shprehur me ekuacionin:

$$M_e = 1.5n_p \Psi_{PM} i_s \tag{3.7}$$

Ku i_s është amplituda e rrymës fazore dhe:

$$i_q = i_s$$
 (3.8)

$$i_d = 0$$
 (3.9)

rryma is, për një moment të dhënë, Me, mund të llogaritet si ,

$$i_s = \frac{M_e}{1.5n_p \Psi_{PM}}$$
 (3.10)

Fluksi i hapësirës ajrore mund të përshkruhet si:

$$\lambda_m = \sqrt{(\Psi^2_{PM} + L^2_d i_s^2)} \tag{3.11}$$

Strategjia e kontrollit me rrymë zero sipas aksit-d, është e vetmja strategji që detyron i_d =0. Ky është i vetmi disavantazh i kësaj strategjie kontrolli krahasuar me katër strategjitë e tjera që kemi përmendur pasi një rrymë $i_d \neq 0$, ka avantazhin e zvogëlimit të fluksit sipas aksit d që kundërshton fluksin lidhës të magnetëve. Kjo shërben për gjenerimin e një momenti shtesë për PMSM me magnetë të vendosur në brendësi të rotorit dhe gjithashtu zvogëlon fluksin e hapësirës ajrore. Zvogëlimi i fluksit të hapësirës ajrore rezulton në një kërkesë më të ulët për tensionin. Prandaj aplikimi i strategjisë së kontrollit me rrymë zero sipas aksit-d ka fluks të hapësirës ajrore dhe forcë ektromotore më të lartë krahasuar me strategjitë e tjera të kontrollit. Kufizimi i momentit maksimal të mundshëm në këtë strategji kontrolli vjen vetëm prej maksimumit të mundshëm të humbjeve të fuqisë.

Strategjia e kontrollit me moment maksimal për njësi të rrymës

Strategjia e kontrollit me moment maksimal për njësi të rrymës, është strategjia e kontrollit e studiuar më gjerësisht prej kërkuesve. Zbatimi i kësaj strategjie kontrolli rezulton me prodhim të momentit maksimal të mundshëm për një rrymë të dhënë, pra minimizon rrymën për një moment të dhënë. Si rrjedhim, humbjet në bakër janë minimale gjithashtu. Kufizimet shtesë të vendosura për rrymat i_q dhe i_d për motorët PMSM me pole të dukshme janë:

$$i_q^2 = i_d (i_d + \frac{\Psi_{PM}}{L_d - L_q}), L_d \neq L_q$$
 (3.12)

Për tipin e motorëve me magnetë të montuar mbi sipërfaqen e rotorit që nuk e paraqesin vetinë e poleve të dukshme (SPMSM) strategjitë e kontrollit me Moment Maksimal për njësi Rryme dhe me Rrymë Zero sipas aksit-d, janë e njëjta gjë. Strategjia e kontrollit me Moment Maksimal për njësi Rryme (MTPC) rezulton në shfrytëzim maksimal të transmisionit për aq kohë sa jemi të interesuar për rrymën. Kjo vjen prej faktit se më shumë moment është prodhuar për çdo njësi të rrymës, krahasuar me teknikat e tjera. Ndërsa nëse krahasojmë strategjinë MTPC me strategjinë me rendiment maksimal (ME), rezulton se këto strategji janë identike referuar komandave të rrymës për shpejtësi zero. Maksimumi i momentit të mundshëm në këtë strategji kontrolli kufizohet vetëm prej maksimumit të mundshëm të humbjeve të fuqisë.

Strategjia e kontrollit me koefiçent fuqie njësi

Koefiçenti ose faktori i fuqisë (cos φ), përcaktohet si funksioni "cos" I këndit midis fazorëve të tensionit dhe rrymës në një konsumator. Këndi φ përcaktohet si:

$$\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{\Psi_{PM} + L_d i_d}{-L_q i_q}\right) - \tan^{-1}\left(\frac{i_q}{i_d}\right)$$
(3.13)

Koefiçenti i fuqisë mund të mbahet në vlerën 1 nëse midis rrymave i_q dhe i_d , është kjo marrëdhënie:

$$L_d i^2{}_d + L_q i^2{}_q + \Psi_{PM} i_d = 0 \tag{3.14}$$

Kjo strategji kontrolli imponon një moment maksimal të mundshëm absolut në sistem. Ky moment maksimal i lejuar gjendet duke vendosur rrymën i_q si një funksion të i_d nga ekuacioni (3.14) në ekuacionin e momentit (3.1), dhe më pas diferencimi i momentit kundrejt i_d . Pas diferencimit të këtij ekuacioni bëjmë barazimin me zero të rrymës sipas aksit-d, I_{dm} , gjejmë momentin maksimal të mundshëm M_{em} . Nga ekuacioni i mëposhtëm gjejmë I_{dm}

$$\alpha I_{dm}^{2} + \beta I_{dm} + \gamma = 0 \tag{3.15}$$

Ku:
$$\alpha = 4(L_d - L_q)L_d$$
, $\beta = 3(L_d - L_q)\Psi_{PM} + 2\Psi_{PM}L_d$, $\gamma = \Psi^2_{PM}$

Duke vendosur I_{dm} tek (3.14) marrim rrymën sipas aksit-q, I_{qm} , për moment maksimal absolut. Vendosim I_{qm} dhe I_{dm} tek (3.1) dhe marrim momentin maksimal të mundshëm absolut në strategjinë e kontrollit me koefiçent fuqie sa njësia.

Strategjia e kontrollit me fluks të hapësirës ajrore konstant

Mbajtja konstante e fluksit të hapsirës ajrore e mbron makinën nga ngopja. Gjithashtu, mund të zgjerojmë zonën e punës me fluks të dobësuar për të marrë shpejtësi më të mëdha se shpejtësia bazë. Përzgjedhja më e zakonshme është mbajtja e fluksit të hapsirës ajrore në vlerën e fluksit të magnetëve. Në këtë rast mund të shkruajmë ekuacionin:

$$\Psi^{2}_{PM} = (\Psi_{PM} + L_{d}i_{d})^{2} + (L_{q}i_{q})^{2}$$
(3.16)

Kjo strategji kontrolli imponon një moment maksimal në sistem. Ky moment maksimal i lejuar gjendet duke vendosur i_q si funksion të i_d nga ekuacioni (3.16) në ekuacionin e momentit (3.1), dhe më pas diferencimi i momentit kundrejt i_d . Pas diferencimit të këtij ekuacioni bëjmë barazimin me zero të rrymës sipas aksit-d, I_{dm} , gjejmë momentin maksimal të mundshëm M_{em} . Nga ekuacioni i mëposhtëm gjejmë I_{dm} ,

$$\alpha I_{dm}^{3} + \beta I_{dm}^{2} + \gamma I_{dm} + \vartheta = 0$$
 (3.17)

ku,

$$\begin{aligned} \alpha &= 4L^{2}_{d}(L_{d} - L_{q})^{2}, & \beta &= 6\Psi_{PM} L_{d} (L_{d} - L_{q})(2L_{d} - L_{q}) , \\ \gamma &= 2\Psi^{2}_{PM} L_{d} (5L_{d} - 4L_{q}), & \vartheta &= 2\Psi^{2}_{PM} L_{d} \end{aligned}$$

Përzgjedhja e drejtë do të ishte zgjidhja e ekuacionit (3.17) që do të kishte pjesë reale negative sa më të vogël. I_{qm} mund të llogaritet duke vendosur I_{dm} tek (3.16). Zëvendësimi i I_{dm} dhe I_{qm} tek (3.1) jep momentin maksimal të mundshëm absolut në këtë strategji kontrolli (CMFL). Ky moment maksimal zakonisht është shumë i madh për PMSM dhe kërkon rrymë të rritur.

Krahasimi i strategjive të kontrollit bazuar në konceptin e humbjeve konstante të fuqisë

Zona e punës poshtë shpejtësisë bazë

Si tregues për vlerësimin e performancës kemi përdorur momentin maksimal, rrymën, fuqinë, raportin moment/rrymë, fem, faktorin e fuqisë. Karakteristika mekanike moment -shpejtësi, përcakton nëse një transmision elektrik e plotëson kërkesën për moment në një mekanizëm të caktuar. Karakteristika elektromekanike rrymëshpejtësi na lejon të vlerësojmë ngarkesën e motori elektrik në [A].

Treguesi "moment për njësi rryme" është një ndër treguesit e performancës më të përdorur nga kërkuesit. Prandaj karakteristika moment/njësi rryme-shpejtësi është studiuar për seicilën nga strategjitë e kontrollit. Karakteristika fuqi aktive-shpejtësi tregon maksimumin e mundshëm të fuqisë aktive për një shpejtësi të dhënë për seicilën strategji kontrolli në veçanti. Karakteristika koefiçent fuqie-shpejtësi, tregon se sa mirë një strategji e caktuar kontrolli shfrytëzon fuqinë e plotë që merret nga burimi i ushqimit.

A. Karakteristika moment-shpejtësi

Strategjia e kontrollit ME-efiçensë maksimale, mundëson momentin më të madh për çdo shpejtësi, krahasuar me të gjitha strategjitë e kontrollit. Strategjia MTPC-moment maksimal për njësi rryme, mundëson një moment shumë pak më të vogël se strategjia ME. Megjithatë, momenti maksimal për strategjinë MTPC zvogëlohet më shpejt kur rritet shpejtësia. Strategjia e kontrollit ZDAC-me rrymë sipas aksit d zero, jep momentin më të vogël për çdo shpejtësi. Kjo vjen kryesisht prej faktit që strategjia e kontrollit ZDAC nuk e përdor komponenten e momentit të reluktancës së motorit. Karakteristikat moment maksimal-shpejtësi, për strategjinë e kontrollit UPF-me koeficent fuqie njësi, dhe CMFL-me fluks induksioni reciprok konstant, ndodhen ndërmjet strategjive ZDAC dhe ME. Strategjia e kontrollit UPF prodhon një moment lehtësisht më të madh se strategjia e kontrollit CMFL për të gjitha shpejtësitë. Vemë re se strategjia e kontrollit ME, ndërkohë që gjeneron më shumë moment se strategjia MTPC, kërkon gjithashtu më shumë rrymë për çdo shpejtësi. Momenti maksimal për strategjinë e kontrollit ZDAC, arrihet për shpejtësi 0.7 deri 0.9, në njësi relative. Kjo vjen prej futjes së rrymës jozero sipas aksit d në zonën me fluks të dobësuar, e cila prodhon komponenten e momentit të reluktancës.

B. Karakteristika rrymë-shpejtësi

Të gjitha strategjitë e kontrollit kërkojnë të njëjtën rrymë për shpejtësi zero kur respektojnë kriterin e humbjeve konstante të fuqisë. Kjo vjen prej faktit që humbjet në bërthamë për shpejtësi zero, janë zero. Prandaj, humbjet e plota konstante të fuqisë nënkuptojnë humbje konstante në bakër për shpejtësi zero. Dhe, humbjet konstante në bakër rezultojnë në amplitudë identike të rrymës për të gjitha strategjitë e kontrollit në shpejtësi zero. Kur shpejtësia rritet, kërkesat për rrymë në të pesë strategjitë e kontrollit, divergjojnë në mënyrë të dukshme. Strategjia e kontrollit CMFL ka kërkesat më të larta për rrymë. Ritmi i zvogëlimit të rrymës rritet sipas kësaj rradhe të strategjive të kontrollit: UPF, ME, MTPC dhe ZDAC.

C. Karakteristika fuqi-shpejtësi

Strategjia e kontrollit ME prodhon fuqi më shumë se çdo strategji tjetër për një shpejtësi të dhënë. Niveli i fuqisë së prodhuar vjen duke u zvogëluar sipas kësaj rradhe MTPC, UPF, CMFL dhe ZDAC.

D. Raporti moment/rrymë-shpejtësi

Strategjitë e kontrollit ME dhe MTPC prodhojnë pothuajse të njejtën karakteristikë moment/rrymë-shpejtësi. Strategjitë e kontrollit ZDAC dhe CMFL rezultojnë në perafërsisht 1 njësi relative moment për rrymë për gjithë diapazonin e shpejtësisë. Karakteristika moment/rrymë për strategjinë e kontrollit UPF është vetëm paksa më e lartë se ajo e strategjisë CMFL.

E. Forcë elektromotore-shpejtësi

Strategjia e kontrollit ZDAC rezulton me forcën elektromotore më të lartë krahasuar me të gjitha strategjitë e tjera. Si pasojë, kufizohet zona e rregullimit të shpejtësisë para zonës me fluks të dobësuar. Strategjitë UPF dhe CMFL rezultojnë me f.e.m. më të vogël midis pesë strategjive të diskutuara, dhe kërkesa për f.e.m. më të vogël çon drejt rritjes së shpejtësisë para zonës me fluks të dobësuar për këto dy strategji kontrolli. Strategjitë ME dhe MTPC kanë kërkesa pothuajse të njëjta për f.e.m., të cilat janë dukshëm më të larta se në strategjitë UPF dhe CMFL.

F. Karakteristika fluks i hapësirës ajrore-shpejtësi

Për një shpejtësi të dhënë, forcë elektromotore më e lartë do të thotë fluks i hapësirës ajrore më i lartë. Prandaj, kërkesa për fluks të hapësirës ajrore (fluks i induksionit reciprok) mund të studiohet duke përdorur karakteristikat f.e.m.-shpejtësi. Strategjia e kontrollit ZDAC kërkon fluks të hapësirës ajrore më të lartë se të gjitha strategjitë e tjera për një shpejtësi të dhënë. Kjo mund të sjellë shqetësimin e ngopjes për disa makina. Strategjitë ME dhe MTPC kërkojnë afërsisht të njëjtin fluks të hapësirës ajrore. Strategjitë CMFL dhe UPF kërkojnë fluks minimal të hapësirës ajrore krahasuar me të gjitha strategjitë e kontrollit.

G. Karakteristika koefiçent fuqie- shpejtësi

Strategjia e kontrollit UPF rezulton me faktorin e fuqisë më të lartë të mundshëm, pra 1, për gjithë dispazonin e rregullimit të shpejtësisë. Strategjia e kontrollit CMFL rezulton me faktor fuqie pranë 1. Strategjia e kontrollit ZDAC rezulton me faktorin e fuqisë më të ulët krahasuar me të gjitha strategjitë e kontrollit, afërsisht 0.65. Strategjitë e kontrollit ME dhe MTPC, që të dyja rezultojnë në faktor fuqie të pranueshëm, që ndryshon nga 0.85 për shpejtësi të ulta, në 0.95 në shpejtësitë e larta. Faktori i fuqisë për të dyja këto strategji rritet me rritjen e shpejtësisë.

H. Diapazoni i rregullimit të shpejtësisë me fluks të plotë

Strategjia e kontrollit CMFL rezulton në diapazonin më të gjerë të shpejtësisë në zonën e punës me fluks të plotë, krahasuar me strategjitë e tjera. Strategjia UPF ka një diapazon rregullimi pak më të ulët se CMFL. Strategjia ZDAC ka diapazonin më të ngushtë të rregullimit të shpejtësisë. Kryesisht kjo vjen prej vlerës më të madhe të fluksit të hapësirës ajrore që kërkohet në këtë strategji kontrolli. Strategjia ZDAC është e vetmja strategji kontrolli ku fluksi magnetik nuk kundërshtohet asnjëherë nga fusha magnetike e krijuar sipas aksit –d të rotorit. Diapazoni i rregullimit të shpejtësisë për strategjitë e kontrollit ME dhe MTPC ndodhet midis ZDAC dhe UPF. Strategjia e kontrollit ME rezulton në me një diapazon rregullimi pak më të lartë se strategjia MTPC.

I. Shpejtësia Bazë

Shpejtësia në të cilën forca elektromotore arrin vlerën maksimale të mundshme në gjithë karakteristikën moment maksimal-shpejtësi, quhet shpejtësi bazë. Shpejtësia bazë është funksion i humbjeve maksimale të lejuara të fuqisë, tensionit maksimal fazor dhe strategjisë së kontrollit që kemi përzgjedhur. Objektivi specifik i një strategjie kontrolli për punë me shpejtësi më të vogël se shpejtësia bazë, nuk mund të arrihet përtej shpejtësisë bazë të karakteristikës së punës së sistemit. Shihet se strategjia e kontrollit CMFL mundëson shpejtësi bazë më të madhe krahasuar me të gjitha strategjitë e kontrollit. Shpejtësia bazë zvogëlohet sipas kësaj rradhe: UPF, MTPC, ME dhe ZDAC.

J. Kompleksiteti i zbatimit

Strategjia e kontrollit ZADC është më e thjeshta për zbatim. Rryma I_d , detyrohet të jetë zero, e cila bën që momenti të jetë propocional me rrymën fazore. Strategjitë MTPC, CMFL dhe UPF, të gjitha kërkojnë implementimin e funksioneve të veçantë për seicilën nga rrymat e akseve d dhe q. Këto rryma janë funksion vetëm i momentit. Prandaj, për zbatimin e strategjive MTPC, CMFL dhe UPF, kërkohet i njëjti nivel kompleksiteti. Megjithatë, në rastin e strategjisë së kontrollit ME, rrymat, i_q dhe i_d , janë që të dyja, funksione edhe të momentit edhe të shpejtësisë.

Krahasimi i performancës në karakteristikën e punës

Në këtë paragraf do të krahasojmë performancën e strategjive të kontrollit si funksion i momentit.

Karakteristika rrymë-moment

Strategjia e kontrollit MTPC rezulton me kërkesa më të ulëta për rrymë për çdo vlerë të momentit krahasuar me strategjitë e tjera të kontrollit. Strategjitë e kontrollit ZDAC dhe CMFL kanë kërkesa të ngjashme për rrymë për të gjithë diapazonin e ndryshimit të momentit. Strategjia e kontrollit UPF ka kërkesa të ngjashme për rrymë me strategjinë ZDAC deri në moment 0.6 në njësi relative. Megjithatë, kërkesat për rrymë për këtë strategji rriten shumë për nivele momenti më të larta se 0.6 në njësi relative.

Karakteristika fluks i hapësirës ajrore-moment

Kërkesa për fluks në strategjinë e kontrollit UPF është rreth 1 në njësi relative. për moment deri në 1.2 në njësi relative. Megjithatë, kërkesat për fluks në strategjinë UPF zvogëlohen për nivel momenti më të lartë se 1.2 në njësi relative. Strategjia e kontrollit CMFL detyron (sipas përkufizimit) kërkesën për fluks sa njësia. Strategjia e kontrollit ZDAC ka kërkesën më të lartë për fluks për çfarëdo vlere të momentit. Strategjia e kontrollit MTPC ka kërkesë më të ulët për fluks sesa strategjia ZDAC, por më të lartë sesa strategjitë UPF dhe CMFL. Kërkesa e lartë për fluks të induksionit reciprok në strategjitë ZDAC dhe MTPC mund të çojnë në ngopje të qarkut magnetik për vlera të larta momenti.

Karakteristika koefiçent fuqie-moment

Strategjitë e kontrollit CMFL dhe UPF japin një koefiçent fuqie afërsisht sa njësia, për të gjithë diapazonin e ndryshimit të momentit koefiçenti i fuqisë në strategjinë e kontrollit MTPC bie në mënyrë të vazhdueshme me rritjen e momentit. Megjithatë, koefiçenti i fuqisë mbetet sipër vlerës së arsyeshme prej 0.8 për gjithë diapazonin e ndryshimit të momentit. Koefiçenti i fuqisë për strategjinë ZDAC bie në mënyrë të ndjeshme me rritjen e momentit referencë.

Karakteristika rrymë sipas aksit d-moment

Strategjia e kontrollit ZDAC detyron rrymën e aksit-d të ketë vlerën zero. Të gjitha strategjitë e tjera të kontrollit kërkojnë një rritje të madhësisë negative të rrymës sipas aksit –d me rritjen e momentit. Kërkesa për rrymë në aksin –d të strategjive të kontrollit UPF dhe CMFL janë të ngjashme dhe relativisht të konsiderueshme. Strategjia e kontrollit MTPC kërkon një vlerë të caktuar rryme sipas aksit –d për të gjithë diapazonin e ndryshimit të momentit. Vlera e lartë e rrymës sipas aksit –d mund të sjellë ç'magnetizimin e magnetëve.

Madhësia e momentit

Strategjia e kontrollit UPF realizon vlerën më të vogël të momentit krahasuar me katër strategjitë e tjera. Kjo vjen prej faktit që përtej një vlere të momentit, koefiçenti i fuqisë nuk mund të mbahet në vlerën 1. Strategjitë e tjera të kontrollit, nuk kanë një kufi absolut për momentin. Megjithatë, kufizimet e fluksit të hapsirës ajrore dhe rrymës sipas aksit –d, mund të imponojnë kufizime të momentit në këto strategji kontrolli, në varësi nga stuktura e motorit. Fluksi i hapësirës ajrore kufizohet fillimisht prej ngopjes magnetike. Prandaj, aplikimi i strategjisë së kontrollit ZDAC mund të rezultojë me kufizim të momentit per shkak të kërkesës reltivisht të lartë për fluks të hapësirës ajrore. Në mënyrë të ngjashme, maksimumi i mundshëm i rrymës sipas aksit –d, imponon kufizime momenti për strategjitë e kontrollit UPF dhe CMFL në saje të kërkesave të tyre relativisht të larta për rrymë sipas aksit –d.

Përzgjedhja e strategjisë së kontrollit

Në paragrafët e mësipërm, u analizuan pikat e dobëta dhe pikat e forta të strategjive të kontrollit për punë të transmisionit elektrik me PMSM poshtë karakteristikës natyrale. Në studimin tonë përqëndrimi është në transmisione që projektohen të punojnë poshtë karakteristikës natyrale. Për këtë arsye, konkluzionet e nxjerra gjatë analizës së mësipërme janë paraqitur në tabelën 3.1, ku jepet krahasimi i strategjive të kontrollit.

Tendenca e sotme e aplikimeve të ndryshme industriale është ndërtimi i transmisioneve elektrike me kosto sa më të ulët për një nivel të caktuar të performancës statike dhe dinamike të diktuar nga teknologjia përkatëse, prandaj në përzgjedhjen e strategjisë për kontrollin e transmisionit elektrike me PMSM jemi nisur nga kriteret si mëposhtë

- 1. kriteri i kostos më të ulët që reflektohet tek kompleksiteti më i ulët i strategjisë së kontrollit,
- 2. kriteri i mospërdorimit të strategjive të kontrollit që mund të na çonin drejt çmagnetizimit të përhershëm të magnetëve, pra dëmtimit të motorit,
- 3. kriteri i kërkesës për rrymë minimale për të njëjtën shpejtësi,
- 4. kriteri i kërkesës për rrymë minimale për të njëjtin moment,
- 5. kriteri i kërkesës për moment maksimal.

Këto kërkesa shumë të rëndësishme për punën e një transmisioni elektrik nuk mund të plotësohen në mënyrë të menjëhershme duke përdorur një strategji kontrolli të vetme. Duke iu referuar analizës së mësipërme, u pa më e dobishme përdorimi i kombinuar i strategjisë së kontrollit me rrymë sipas aksit-d zero (ZDAC) dhe strategjisë së kontrollit me moment maksimal për njësi të rrymës (MTPC).
Tabela 3.1: Krahasimi i strategjive të kontrollit për shpejtësi më të vogël se shpejtësia në karakteristikën natyrale.

	M / W	 / w	P / W	MI / W	Fem / w	Y / W	KF / w	 / M	Y / M	KF / M	Id / M	w	м	K O M P L E K S I T E T I	D I A P A Z O N I
M A X	ME	CMFL	ME	ME	ZDAC	ZDAC	UPF	ZDAC	ZDAC	CMFL UPF	UPF	CMFL	мтрс	ME	CMFL
M E S	MTPC CMFL UPF	UPF ME MTPC	MTPC UPF CMFL	MTPC ZDAC UPF	ME MTPC	ME MTPC	CMFL ME MTCP	CMFL UPF	MTPC UPF	MTPC	CMFL MTPC	UPF MTPC ME	ZDAC CMFL	MTPC CMFL UPF	UPF ME MTPC
M I N	ZDAC	ZDAC	ZDAC	CMFL	UPF CMFL	UPF CMFL	ZDAC	мтрс	CMFL	ZDAC	ZDAC	ZDAC	UPF	ZDAC	ZDAC

Për këtë arsye, gjatë procesit të projektimit të kontrollit vektorial pa sensor pozicioni të PMSM, rryma referencë sipas aksit d është detyruar të jetë zero, $i_d=0$, ndërsa optimizimi i koefiçentëve të rregullatorëve dhe vëzhguesve është bërë eksperimentalisht (me anë të simulimeve ose me eksperiment) duke pasur si synim përzgjedhjen e koefiçentëve që garantonin moment maksimal për të njëjtën rrymë ose rrymë minimale për të njëjtin moment.

KAPITULLI IV

Kontrolli vektorial pa sensor pozicioni i transmisioneve elektrike me PMSM

Vështrim i literaturës në lidhje me teknikat kryesore për kontrollin pa sensor pozicioni të PMSM

Për kontrollin e transmisioneve me PMSM me përgjigje të shpejtë dinamike, rregullim shpejtësie me saktësi dhe efiçensë të lartë, është e nevojshme të njihet pozicioni i rotorit me qëllim zbatimin e Kontrollit Vektorial, ose ndryshe e njohur si metoda e Kontrollit të Orientimit të Fushës. Tradicionalisht, në skemat e kontrollit, pozicioni i rotorit është marrë nga një enkoder optik i montuar në boshtin e motorit, nga resolvera ose nga sensorët me efekt fushe. Por, është e dëshirueshme që prania e këtij sensori në skemat e kontrollit të transmisioneve elektrike me PMSM të eliminohet, me qëllim që:

- 1. Të reduktohet kostoja e transmisionit elektrik me PMSM.
- 2. Të reduktohet kompleksiteti hardware-ik i sistemit.
- 3. Të rritet qëndrueshmëria dhe siguria mekanike.
- 4. Të reduktohen kërkesat për mirëmbajtje.
- 5. Të sigurohemi që inercia e sistemit nuk është rritur.
- 6. Të imunizojmë sistemin nga zhurmat [82-113].

Për arsyet e mësipërme, kërkimet e dy dekadave të fundit e në vazhdim janë të përqëndruara në studimin e thelluar të metodave e teknikave të avancuara për kontrollin pa sensor pozicioni të transmisioneve elektrike me PMSM, të cilat mund të kategorizohen si më poshtë:

1) Vlerësues të fluksit magnetik bazuar në modelin e tensioneve të PMSM [82, 83];

2) Vlerësues që bazohen tek ndryshueshmëria e induktiviteteve për shkak të efekteve gjeometrike (dukshmëria e poleve) dhe të jolinearitetit të qarkut magnetik (ngopja) [84-90];

3) Vëzhgues të gjendjes [91-96];

4) Filtri i zgjeruar "Kalman" [97-99];

5) Skemat e kontrollit bazuar në Sistemin Adaptiv me Model Referencë (MRAS) [100-103];

6) Vëzhgues që bazohen në dukurinë e rrëshqitjes ose "sliding" (SMO) [104-113]; dhe

7) Vëzhgues që bazohen në rregullatorët inteligjente me logjikë fuzzy, rrjetat neurale dhe tek inteligjenca artificiale [114-116].

Dy kërkues, Wu et al dhe Xu et al, respektivisht kanë prezantuar një vlerësues fluksi bazuar në modelin matematik të tensioneve të PMSM. Nëpërmjet matjes së tensioneve lineare dhe rrymave të statorit, vlerësohet vektori i fluksit të statorit nga integrimi i diferencës së tensioneve në skaje me rëniet e tensionit në peshtjellat e statorit. Më pas, këndi i fluksit të statorit është llogaritur dhe njëkohësisht përdorur për gjetjen e shpejtësisë nëpërmjet derivimit të këndit të fluksit. Është e gartë se performanca e kontrollit të transmisionit me PMSM që adopton këtë metodë varet shumë nga saktësia e vlerësimit të komponenteve të flukseve të statorit, të cilat, gjithashtu varen nga saktësia e tensioneve dhe rrymave të matura, dhe gjithashtu në përzgjedhjen e algoritmit integrues. Megjithëse egzistojnë shumë metoda kompensimi, veprimi integrues i pastër, në software ose hardware, mbetet problematik në frekuencat e ulta, ku vlerat e tensioneve në statori janë shumë të vogla dhe dominohen nga rëniet e tensionit në pështjellat e statorit [82, 83].

Pozicioni i rotorit mund të vlerësohet edhe duke shfrytëzuar ndryshueshmërinë e induktiviteteve që shkaktohet prej efekteve të jolinearitetit të qarkut magnetik (ngopja) dhe efekteve gjeometrike (dukshmeria e poleve) e PMSM. Teknikat që bazohen në këtë ide, janë shumë të rëndësishme në kontrollin pa sensor pozicioni të transmisioneve elektrike të rrymës alternative që kanë kërkesa për regjimin e punës në shpejtësi të ulëta, në kushte të ngarkesës së plotë në bosht. Metoda "INFORM" e propozuar prej Schroedl, që bazohet në matjen në kohë reale të induktiviteteve përdor efektet e dukshmërisë së poleve dhe ngopjes. Vlerësimi i këndit të fluksit llogaritet prej rezistencës komplekse INFORM në një interval kohe shumë të vogël [84]. Nga ana tjetër, Corley dhe Lorenz shqyrtuan metodën e injektimit të sinjalit me frekuencë të lartë në mënyrë që tensionet me frekuencën e mbartur të zbatuar në pështjellat e PMSM, të krijojnë rryma me frekuencë të lartë, amplituda e të cilave ndryshon në varësi të pozicionit të rotorit. Rrymat e matura nga sensorët procesohen me një teknikë "heterodyning" që prodhon një sinjal afërsisht proporcional me diferencën ndërmjet vlerës aktuale dhe të vlerësuar të pozicionit të rotorit [85]. Megjithatë, të gjitha këto metoda kërkojnë matje me precision të lartë, të shpejtë dhe aftësi për përpunim të shpejtë të sinjalit, gjë që imponon rritjen e kompleksitetit dhe kostos së kontrollit të sistemit. Tensionet e injektuara me frekuencë të lartë mund të shkaktojnë edhe rritje të vibrimeve të momentit, vibrime të boshtit të makinës dhe shtim të zhurmave audio. Për më tepër, për shkak të kufizimeve që vijnë prej gjeometrisë së rotorit dhe frekuencës maksimale të kyçjes së PWM, metoda të tilla japin rezultat të mirë në motora tepër specifikë dhe në kushte të kufizuara pune, si puna në shpejtësitë e ulëta.

Projektimi i kontrollit klasik, bazuar në ekuacionet e gjendjes së sistemeve lineare me koefiçentë konstantë, ka marrë interes të vazhdueshëm për qëllime kërkimi e zhvillimi. Lim et al, ka propozuar një çift vëzhguesish "Luenberger" në kaskadë, nga të cilët, ai më i shpejti bën vlerësimin e pozicionit të rotorit nëpërmjet rrymave të matura, ndërsa ai i ngadalti, vlerëson shpejtësinë këndore. Modeli i linearizuar i motorit për vëzhguesin e shpejtë të pozicionit konsiderohet pothuajse me koefiçentë konstantë brenda një periode kampionimi të vëzhguesit të ngadaltë të shpejtësisë, me supozimin që dinamikat e sistemit mekanik janë shumë më të ngadalta se dinamikat e sistemit elektrik. Kim et al, gjithashtu propozoi një vëzhgues "Luenberger", i cili mundëson një proces vlerësimi të thjeshtë, të tipit vëzhgues gjendjeje i pjesshëm, për të marrë informacionin për forcat elektromotore të induktuara. Për pasojë, pozicioni i rotorit dhe shpejtësia mund të merren prej ekuacioneve të tensionit të makinës në rrafshin e fiksuar në stator. Për më tepër, një metodë linearizimi e gjendjeve të lidhjes së kundërt të sistemit jolinear, për ndërtimin e një vëzhguesi të plotë të gjendjes, si dhe një vëzhgues i tipit -D, prezantohen tek [94] dhe [96] respektivisht, për të amortizuar ndryshimin e parametrave dhe shqetësimet e jashtme deri në një farë mase. Megjithatë, polet e zerot e funksionit transmetues të sistemit mund të ndryshojnë për shkak të ndryshimit të parametrave, dhe pasaktësitë e modelimit mund ta përkeqësojnë performancën e këtyre vëzhguesve. Filtri i Zgjeruar i Kalman (EKF) është i aftë të sigurojë një filtrim optimal të zhurmave në matje dhe në brendësi të sistemit, nëse i njohim kovariancat e këtyre zhurmave. Ky mund të konsiderohet një vëzhgues stochastic optimal për vlerësimin e gjendjeve të dinamikës së sistemeve jolineare. Prandaj, konsiderohet një kandidat me shanse për sukses (i zbatueshëm), për përcaktimin në kohë reale të pozicionit të rotorit dhe shpejtësisë së PMSM [97-99]. Megjithatë, nuk ka patur raportime nga industritë për aplikime të kontrollit pa sensorë të PMSM me EKF. Kjo, prej vështirësive teknike ku mund të përmendim:

1) model dinamik i detajuar i PMSM dhe njohje e pozicionit fillestar të rotorit;

2) formulimi i modelit të EKF në formë të mbyllur;

3) modeli i diskretizuar i gjithë sistemit të kontrollit dhe detajet e qarqeve të elektronikës së fuqisë dhe implementimit;

4) metoda komplekse për korrektimin e ndryshimit të fluksit të rotorit;

5) konvergjenca e pozicionit fillestar të rotorit;

6) kompjuterizim me kosto të lartë, projektim specifik etj.

Kontrolli Adaptiv duket se është një nga teknikat e kontrollit modern më premtuese të raportuara në literaturë [100-103]. Cerruto et al propozon një skemë kontrolli adaptiv, e quajtur Kontrolli Adaptiv me Model Referencë (MRAC), e karakterizuar nga reduktimi i sasisë llogaritëse. MRAC është e aftë të kompensojë ndryshimet e parametrave të sistemit, si inercia dhe momenti. Për balancimin e momentit të kërkuar të ngarkesës dhe zvogëlimin e kompleksitetit të algoritmit adaptiv, është përdorur një vëzhgues i shqetësimeve të momentit. Baik et al shqyroi mekanizmin adaptiv mbi bazën e MRAC për vlerësimin e ndryshimit të ngadaltë të parametrave duke përdorur teorinë e qëndrueshmërisë së Lyapunov-it. Nxjerrja e një modeli të linearizuar dhe të pavarur parashikon ndikimin e ndryshimit të inercisë dhe gabimeve në matjen e shpejtësisë në kontrollin jolinear të shpejtësisë së PMSM. Kërkimet në këtë drejtim kanë treguar se kontrolli adaptiv mund ta përmirësojë fortësinë e karakteristikës mekanike të transmisioneve elektrike me PMSM. Megjithatë, identifikimi i sistemit dhe vlerësimi i gjendjes kërkojnë llogaritje të shumta. Për më tepër, ata bazohen në pranimin se struktura e modelit të sistemit është specifike dhe veçanërisht dinamikat motor/ngarkesë njihen shumë mirë, gjë e cila nuk mund të garantohet lehtë në praktikë.

Midis metodave egzistuese të kontrollit pa sensor pozicioni, metoda e bazuar mbi dukurinë e rrëshqitjes, ose "sliding mode" është njohur si metodologjia e së ardhmes për kontrollin e makinave elektrike. Studimet e mëparshme tregojnë se vëzhguesit "sliding mode" (SMO) kanë avantazhe të mëdha në lidhje me ndjeshmërinë e ulët ndaj shqetësimeve të ngarkesës si dhe ndaj ndryshimit të parametrave [104-113].

Koncepti i kontrollit ekuivalent të komponentes jo të vazhduar në metodën "sliding mode" i futur nga Prof. Utkin, luan rolin kyç në teorinë "sliding mode". Ai fillon me vëzhgimin e sistemit fizik, duke mundësuar një burim shtesë informacioni për sistemin e kontrollit dhe duke reduktuar kompleksitetin e sistemit në tërësi. Përfundimi është që teknika "sliding mode" e kombinuar me vëzhguesit asimptotikë, mund të konsiderohen si zgjerim i teknikave të kontrollit tradicional, siç është kontrolli hysteresis [117].

Peixoto et al propozoi një sistem kontrolli shpejtësie për transmisionin elektrik me PMSM, ku vëzhguesi "sliding mode" përdoret për vlerësimin e forcave elektromotore të induktuara, llogaritjen e pozicionit të rotorit dhe shpejtësisë. Ky vëzhgues është ndërtuar bazuar në ekuacionet që përshkruajnë dinamikat elektrike të PMSM. Informacioni për forcat elektromotore të induktuara merret pas filtrimit të sinjalit, që rezulton nga aplikimi i sinjalit jo të vazhduar kyçës mbi gabimin e vlerësimit të rrymave. Përfundimi ishte se realizimi i një detyre të tillë për diapazon të gjerë të rregullimit të shpejtësisë është një sfidë e vërtetë [106].

Han et al prezantoi një metodë per vlerësimin e shpejtësisë së PMSM duke përdorur një vëzhgues "sliding mode". Përcaktimi i ligjit adaptiv për vlerësimin e shpejtësisë dhe rezistencës së statorit, bëhet me ndihmën e zgjedhjes së përshtatshme të funksionit të Lyapunov-it. Është provuar se kushti i egzistencës së "sliding mode" nuk garantohet lehtë të konvergjojë sipas kësaj metode. Gjithashtu integrimi i shpejtësisë këndore të rotorit, mund të sjellë një gabim më të madh në vlerësimin e pozicionit të rotorit [107].

Elbuluk et al shqyrtoi një vëzhgues "sliding mode" për vlerësimin e pozicionit të rotorit dhe shpejtësisë të PMSM. Në vend të përdorimit të drejtpërdrejtë të sinjalit kyçës të filtruar nga një filtër "low-pass", është projektuar një vëzhgues që merr përsipër detyrën e filtrimit për forcën elektromotore të vlerësuar. Konstatohet se vëzhguesi ka strukturën e një filtri të zgjeruar Kalman (EKF) dhe pritet që të ketë veti të mira filtrimi [112], por nuk janë paraqitur rezultate eksperimentale. Një teknikë e ngjashme është diskutuar tek [117].

Kang et al propozon një vëzhgues "sliding mode" iterativ për vlerësimin e forcës elektromototre e që këtej edhe pozicionin e rotorit të PMSM për shpejtësi të larta. Nga aplikimi i një algoritmi iterativ mbi vëzhguesin SMO konvencional, në mënyrë rekursive disa herë brenda një periode kampionimi të rregullatorëve PI të rrymës, vihet re një reduktim i komponentes "chattering" që i mbivendoset rrymave dhe f.e.m. të vlerësuar. Megjithatë, kjo metodë nuk ndihmon shumë për punën në shpejtësitë e ulëta [113].

Në literaturë prezantohen edhe vlerësues që bazohen në logjikën fuzzy, rrjetat neurale dhe inteligjencën artificiale për kontrollin pa sensor pozicioni të PMSM [114-116]. Këto metoda përdorin rrjetat artificiale neurale (ANN) ose rrjetat fuzzy-neural të kombinuara me teknikat adaptive. Ato janë komplet ndryshe nga metodat vlerësuese që bazohen mbi modelin matematik që përshkruam më lart. Për një transmision elektrik me PMSM, me disa shkallë lirie, modeli i PMSM konsiderohet i njohur duke mos marrë parasysh praninë e faktorëve jolinearë, siç është ngopja. Ky përafrim është i pranueshëm në shumicën e aplikimeve industriale. Nga kjo pikëpamje, vlerësuesit bazuar në inteligjencën artificiale, mundësojnë një alternative të mirë për kontrollin pa sensor pozicioni të PMSM. Por, parametrat në modelin e makinës dhe ndryshimi i tyre prej ndryshimeve të regjimit të punës, mundet të mos njihet me saktësi. Për t'i bërë këta vlerësues inteligjentë më praktikë dhe efektivë për zbatimin në kohë reale, duhet që të konsiderojmë edhe disa aspekte të tjera. Për shembull, përdorimi i metodës së rrjetave artficiale neurale të drejtpërdrejtë me shumë shtresa (FANN) shoqërohet me probleme statike, që kufizon mundësinë e adaptimit në aplikime me kërkesa për kontroll në kohë reale [116].

Për më tepër, vlerësuesit me inteligjencë artificiale, janë relativisht të komplikuar dhe kërkojnë kohë të gjatë llogaritjesh, pra zbatimi i tyre do kërkonte përdorimin e mikroprocesorëve ose DSP me kosto të lartë, gjë që nuk është e përshtatshme për realizimin e sistemeve me kosto të ulët ose efektive për transmisionet elektrike.

Skema e kontrollit vektorial pa sensor pozicioni të transmisioneve elektrike me PMSM

Avantazhet kryesore të Kontrollit Vektorial janë: performancë e lartë në kontroll dhe pandjeshmëri ndaj zhurmave. Disavantazh mund të përmendet kërkesa për ndërtimin e algoritmave të kontrollit më të komplikuar, por mundësia e përdorimit të rregullatorëve të sinjaleve dixhitalë me kapacitet llogaritës të lartë, lejon përdorimin e algoritmave të komplikuar dhe procesimin e tyre në kohë reale. Kontrolli vektorial mund të zbatohet në konfigurime të ndryshme, dhe aktualisht është një nga metodat më të konsoliduara që zbatohet në procese teknologjike të ndryshme. Impakti që ka kontrolli vektorial në transmisionet elektrike të rrymës alternative është një motiv i vlefshëm për të punuar në këtë drejtim. Metoda e kontrollit vektorial të makinave AC është bazuar tek principi i Kontrollit të Orientimit të Fushës, që e kombinuar me strategjinë ZDAC, realizuar nëpërmjet detyrimit të rrymës i_d=0, rezulton si një nga metodat më efiçente të kontrollit të PMSM.

Në probleme praktike të ndryshme, del e nevojshme që të realizohen transmisione elektrike me PMSM me shpejtësi të ndryshueshme që të jenë me kosto të ulët dhe që plotësojnë kërkesa të larta të performancës dinamike dhe statike. Në këtë studim jemi përqëndruar në metodën e kontrollit vektorial të PMSM, si një nga metodat që i përmbush më së miri këto kërkesa.

Parimi i Kontrollit të Orientimit të Fushës

Kontrolli Vektorial i makinave elektrike të rrymës alternative, bazohet në parimin e Kontrollit të Orientimit të Fushës (FOC), ku konturi i kontrollit të lëvizjes (konturi i pozicionit, shpejtësisë ose momentit) dhe konturi i kontrollit të magnetizimit (konturi i fluksit ose i rrymave) janë të pavarur (decoupled) nëpërmjet përdorimit të vektorit (fazorit) të fluksit si madhësi referencë dhe zbërthimin e fazorit të rrymës së statorit në komponenten aktive dhe reaktive. Kjo strategji kontrolli ka kërkesa më të larta në lidhje me kohën e llogaritjeve dhe kapacitetin e mikroprocesorit, gjë që mund të ketë reflektimin e vet në koston e transmisionit, por që siguron një performancë dinamike shumë të mirë dhe efiçente nga pikpamja e konsumit të energjisë për kontroll me shpejtësi të ndryshueshme.

Parimi i Kontrollit të Orientimit të Fushës (FOC) është në analogji të plotë me Motorin e Rrymës së Vazhduar me eksitim të pavarur. Në këtë motor, fluksi dhe momenti mund të kontrollohen në mënyrë të pavarur nga njëri-tjetri. Algoritmi i kontrollit në këtë rast mund të zbatohet duke përdorur tre rregullatorë tradicionalë PI: një rregullator PI për kontrollin e shpejtësisë dhe 2 rregulltorë PI për kontrollin e rrymave përgjegjëse për fluksin e momentin.

Në transmisionet me PMSM, kontrolli i pavarur i fluksit dhe momentit është i mundur në rast se sistemi koordinativ që përdorim në konturet e kontrollit është i lidhur (i fiksuar) me vektorin e fluksit të rotorit. Fluksi magnetik kontrollohet vetëm nëpërmjet rrymës që krijon fushën magnetike dhe emërtohet edhe rryma përgjegjëse për krijimin e fluksit. Nëse mbajmë konstante rrymën përgjegjëse për krijimin e fushës në çdo moment të kohës, (pra mbahet edhe fluksi konstant), atëherë momenti mund të kontrollohet në mënyrë të pavarur vetëm nga kontrolli i rrymës së induktit, që emërtohet edhe rryma përgjegjëse për krijimin e momentit. Kontrolli i amplitudave të rrymës së fushës dhe rrymës së induktit si variabla të pavarur, bën që fluksi dhe momenti elektromagnetik të kontrollohen njësoj si tek MRV me eksitim të pavarur, i cili ka një kontroll dinamik të shkëlqyer të fluksit dhe momentit. Për zgjidhjen e këtij problemi, na duhet të gjejmë një rrymë ekuivalente përgjegjëse për krijimin e fluksit dhe një rrymë ekuivalente përgjegjëse për krijimin e momentit. Mënyrat për të realizuar kontroll vektorial në transmisionet elektrike me makina të rrymës alternative janë dy: (1) makina modelohet në planin d,q, e cila redukton makinën reale trefazore në një makinë me një pështjellë në rotor dhe një pështjellë në stator, pra në një makinë ekuivalente të rrymës së vazhduar, dhe (2) ushqimi i makinës me anë të një inverteri, i cili është i aftë të gjenerojë rrymë, fazori i të cilës është plotësisht i kontrollueshëm në amplitudë, frekuencë dhe fazë [2]. Bllok skema e plotë për kontrollin vektorial të PMSM pa sensor pozicioni bazuar në FOC është si në Figurën 4.1:



Figurën 4.1 : Skema e kontrollit vektorial pa sensor pozicioni për PMSM

KAPITULLI V

Sistemi Adaptiv me Model Referencë

Hyrje

Teknika e kontrollit pa sensor pozicioni me MRAS vlerëson shpejtësinë dhe pozicionin e motorit, duke vepruar si një sensor i shpejtësisë dhe pozicionit në lidhjen e kundërt. Metoda Adaptive mundëson një strukturë kontrolli të qëndrueshme kundrejt shqetësimeve siç janë ndryshimet në komandën e shpejtësisë dhe momentit. Analiza teorike dhe simulimet e bëra provojnë efektivitetin e metodës së propozuar.

Kontrolli Adaptiv

Kontrolli adaptiv mund të përcaktohet në disa mënyra. Një përcaktim i mundshëm mund të jetë: "një sistem që adapton vetvehten ndaj ndryshimeve në proces". Një përcaktim tjetër jo aq domethënës është: "një sistem i projektuar nga një këndvështrim adaptiv". Një përcaktim i mirë do të ishte: "një sistem që përbëhet nga dy konture kontrolli, i pari që kujdeset për ndryshimet e sinjaleve në proces dhe i dyti që kujdeset për ndryshimet e variablave të gjendjes së procesit". Në përcaktimin e dytë, konturi i parë është joadaptiv, ndërsa konturi i dytë është sistem adaptiv. Është e qartë se ndryshimi i gjendjeve të procesit nxit veprimin adaptiv të sistemit. Qëllimi i reagimit ndaj ndryshimeve të gjendjes së procesit është ruajtja e një performance të caktuar të sistemit edhe kur variablat e procesit nuk njihen egzaktësisht ose ndryshojnë vazhdimisht [118].

Vështrim teorik

Në literaturë, nga kërkues të ndryshëm, janë zhvilluar teknika të ndryshme të kontrollit adaptiv. Sistemi Adaptiv me Model Reference (MRAS) është një nga metodat më të përdorura në aplikimet për kontrollin pa sensor pozicioni të transmisioneve elektrike me motor të rrymës alternative, për vëzhgimin e ndjekjen e gjendjeve të sistemit.

Kontrolli me Sistem Adaptiv me Model Reference është një ndër teknikat kryesore të kontrollit adaptiv. Struktura kryesore e mënyrës së realizimit të MRAS jepet në Figurën 5.1. Modeli i referencës është zgjedhur në mënyrë të atillë që të gjenerojë trajektoren e dëshiruar, y_m e cila duhet të ndiqet nga dalja e objektit të rregullimit y_p . Gabimi i ndjekjes $e_1 = y_p - y_m$ përfaqëson devijimin e daljes së objektit të rregullimit nga trajektorja e dëshiruar. Konturi i mbyllur i objektit të rregullimit është ndërtuar duke u bazuar mbi ligjin e kontrollit me lidhje të kundërt, i cili përmban objektin e rregullimit, rregullatorin $C(\theta)$ dhe një mekanizëm rregullues i cili gjeneron parametrat e rregullatorit $\theta(t)$ të vlerësuara në kohë reale.

Qëllimi i këtij kapitulli është projektimi i rregullatorit dhe mekanizmit rregullues të parametrave të rregullatorit, kështu që të gjitha sinjalet në konturin e lidhjes së kundërt të objektit të rregullimit të ndryshojnë brenda një kufiri të caktuar (vlerave kufitare) dhe dalja e objektit të rregullimit y_p ndjek me një gabim të pranueshëm y_m .

Skemat e MRAS klasifikohen si direkte ose indirekte dhe me ligj adaptiv të normalizuar ose jo të normalizuar. Në skemat direkte vektori i parametrave $\theta(t)$ i rregullatorit $C(\theta)$ ndryshon parametrat në mënyrë direkte nga një ligj adaptiv, kurse në skemat indirekte $\theta(t)$ llogaritet në secilën kohë t nëpërmjet zgjidhjes së ekuacioneve algjebrike te caktuara, të cilat lidhin $\theta(t)$ me parametrat e objektit të rregullimit të vlerësuara në kohë reale. Rregullatori $C(\theta)$ është kombinuar me një ligj adaptiv (ose një ligj adaptiv dhe ekuacione algjebrike në rastin indirekt), i cili zhvillohet në mënyrë të pavarur pavarësisht teknikës që përdoret. Kjo mënyë projektimi na lejon që të përdorim një klasë të gjerë të ligjeve adaptive sic janë metoda e gradientit, katrorëve më të vegjël dhe ato që mbështeten në Teorinë e Qëndrueshmërisë SPR (strictly pozitive real)-Lyapunov.



Figura 5.1. Struktura e përgjithshme e skemës MRAC.

Nga ana tjetër në rastin e skemës MRAC me ligj adaptiv të panormalizuar projektimi i rregullatorit $C(\theta)$ dhe ligjit adaptiv është më e komplikuar si për skemat direkte dhe ato indirekte, por analiza është më e thjeshtë. Kjo vjen për faktin se funksioni i Lyapunovit është i vetëm.

Ekuacionet e gjendjes në formë matricore.

Le të marrim në shqyrtim një sistem të rendit n:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{y} \tag{5.1}$$

Ku matrica A ka përmasat nxn, matrica B ka përmasa nxq. Gjithashtu pranojmë që matricat A dhe B kanë koefiçentë konstant, vlera e të cilëve nuk njihet. Objektivi i kontrollit është zgjedhja e vektorit të hyrjes u i cili të na sigurojë kufizueshmërinë e të gjitha sinjaleve të konturit të mbyllur dhe gjithashtu duhet të na sigurojë që dalja x e objektit të rregullimit të ndjekë daljen x_m të modelit të referencës. Modeli i referencës ka pamjen e mëposhtme:

$$\dot{\mathbf{x}}_m = \mathbf{A}\mathbf{x}_m + \mathbf{B}\mathbf{y}_m \tag{5.2}$$

Ku matrica A ka përmasat nxn dhe B ka përmasat nxq, ndërsa r është vektori i hyrjes i cili ka përmasa 1xq. Modeli i referencës dhe hyrja r janë zgjedhur në mënyrë të atillë që x_m të jetë trajektorja e dëshiruar e cila duhet të ndiqet nga x.

....

Ligji i kontrollit

Në qoftë se njihen matricat A dhe B mund të aplikojmë një ligj të tillë kontrolli

$$\mathbf{u} = \mathbf{K}^* \mathbf{x} + \mathbf{L}^* \mathbf{r} \tag{5.3}$$

Dhe përftojmë në këtë mënyrë konturin e mbyllur

$$\dot{\mathbf{x}} = (\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}^*)\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{L}^*\mathbf{r}$$
(5.4)

Matrica K^* ka përmasat qxn ndërsa matrica L^* ka përmasa qxq. Të dyja këto matrica janë zgjedhur në mënyrë të atillë që të kënaqin ekuacionet algjebrikë të mëposhtëm

$$\mathbf{A} - \mathbf{B}\mathbf{K}^* = \mathbf{A}_m, \mathbf{B}\mathbf{L}^* = \mathbf{B}_m \tag{5.5}$$

Në këtë mënyrë matrica transmetuese e konturit të mbyllur është e njëjtë me atë të modelit të referencës, pra $x(t) \rightarrow x_m(t)$ në mënyrë eksponenciale me shuarje të shpejtë për çdo sinjal reference r(t). Nëse njihet struktura e A dhe B atëherë A_m dhe B_m mund të projektohen dhe në këtë mënyrë gjenden matricat K^*, L^* . Pasi përcaktohen matricat K^*, L^* ligji i kontrollit ka formën e mëposhtme

$$\mathbf{u} = -\mathbf{K}(t)\mathbf{x} + \mathbf{L}(t)\mathbf{r}$$
(5.6)

Ligji adaptiv

Duke bërë mbledhjen dhe zbritjen e termit të hyrjes së dëshiruar $-B(K^*x-L^*r)$ në ekuacionin e objektit të rregullimit, përftojmë:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_m \mathbf{x} + \mathbf{B}_m \mathbf{r} + \mathbf{B} (\mathbf{K}^* \mathbf{x} - \mathbf{L}^* \mathbf{r} + \mathbf{u})$$
(5.7)

Mund të konstatojmë që gabimi i ndjekjes $\mathbf{e} = \mathbf{x} - \mathbf{x}_{m}$ dhe gabimet e parametrave $\widetilde{\mathbf{K}} = \mathbf{K} - \mathbf{K}^{*}$, $\widetilde{\mathbf{L}} = \mathbf{L} - \mathbf{L}^{*}$ kënaqin ekuacionin.

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}_{\mathbf{m}} \mathbf{e} + \mathbf{B}(-\widetilde{\mathbf{K}}\mathbf{x} + \widetilde{\mathbf{L}}\,\mathbf{r}) \tag{5.8}$$

i cili gjithashtu varet nga matrica e panjohur B. Në rastin matricor pranojmë që L^* është një matricë e përcaktuar pozitivisht ose negativisht dhe $\Gamma^{-1} = L^* \operatorname{sgn}(l)$, ku l = 1 në qoftë se L^* është matricë e përcaktuar pozitivisht dhe l = -1 në qoftë se L^* është matricë e përcaktuar negativisht. Atëherë kemi $B = B_m L^{*-1}$ dhe ekuacioni (5.8) merr formën:

$$\dot{\mathbf{e}} = \mathbf{A}_{\mathbf{m}} \mathbf{e} + \mathbf{B}_{m} \mathbf{L}^{*-1} (-\widetilde{\mathbf{K}} \mathbf{x} + \widetilde{\mathbf{L}} \mathbf{r})$$
(5.8.1)

Propozojmë një funksion të tillë të Lyapunovit

$$\mathbf{V}(\mathbf{e}, \widetilde{\mathbf{K}}, \widetilde{\mathbf{L}}) = \mathbf{e}^{\mathrm{T}} \mathbf{P}_{\mathbf{e}} + \mathbf{tr}[\widetilde{\mathbf{K}}^{\mathrm{T}} \Gamma \widetilde{\mathbf{K}} + \widetilde{\mathbf{L}}^{\mathrm{T}} \Gamma \widetilde{\mathbf{L}}]$$
(5.8.2)

Ku P=PT>0 kënaq ekuacionin e Lyapunovit

$$\mathbf{P}\mathbf{A}_{\mathbf{m}} + \mathbf{A}^{\mathrm{T}}_{\mathbf{m}}\mathbf{P} = -\mathbf{Q} \tag{5.8.3}$$

Për disa Q=Q^T>0. Atëherë,

$$\dot{\mathbf{V}} = -\mathbf{e}^{\mathrm{T}}\mathbf{Q}_{\mathrm{e}} + 2\mathbf{e}^{\mathrm{T}}\mathbf{P}\mathbf{B}_{\mathrm{m}}\mathbf{L}^{*-1}(-\widetilde{\mathbf{K}}\mathbf{x} + \widetilde{\mathbf{L}}\mathbf{r}) + 2tr[\widetilde{\mathbf{K}}^{\mathrm{T}}\Gamma\dot{\widetilde{\mathbf{K}}} + \widetilde{\mathbf{L}}^{\mathrm{T}}\Gamma\dot{\widetilde{\mathbf{L}}}]$$
(5.8.4)

nga ku:

$$\mathbf{e}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{\mathbf{m}}\mathbf{L}^{*-1}\widetilde{\mathbf{K}}\mathbf{x} = tr[\mathbf{x}^{T}\widetilde{\mathbf{K}}^{T}\mathbf{\Gamma}\mathbf{B}^{T}_{\mathbf{m}}\mathbf{P}_{\mathbf{e}}]sgn(l) = tr[\widetilde{\mathbf{K}}^{T}\mathbf{\Gamma}\mathbf{B}^{T}_{\mathbf{m}}\mathbf{P}^{T}_{\mathbf{ex}}]sgn(l) \qquad (5.8.5)$$

Dhe

$$\mathbf{e}^{T}\mathbf{P}\mathbf{B}_{\mathbf{m}}\mathbf{L}^{*-1}\widetilde{\mathbf{L}}\mathbf{r} = tr[\widetilde{\mathbf{L}}^{T}\mathbf{\Gamma}\mathbf{B}^{T}_{\mathbf{m}}\mathbf{P}^{T}_{\mathbf{e}r}]\operatorname{sgn}(l)$$
(5.8.6)

Në këtë mënyrë për

$$\dot{\tilde{\mathbf{K}}} = \dot{\mathbf{K}} = \mathbf{B}^{\mathrm{T}}{}_{\mathbf{m}}\mathbf{P}^{\mathrm{T}}{}_{\mathbf{ex}}\operatorname{sgn}(l), \\ \dot{\tilde{\mathbf{L}}} = \dot{\mathbf{L}} = -\mathbf{B}^{\mathrm{T}}{}_{\mathbf{m}}\mathbf{P}^{\mathrm{T}}{}_{er}\operatorname{sgn}(l),$$
(5.9)

Kemi

$$\dot{\mathbf{V}} = -\mathbf{e}^{\mathrm{T}}\mathbf{Q}_{\mathrm{e}} \tag{5.9.1}$$

Duke parë V, V arrijmë në përfundimin që K(t), L(t), e(t) janë të kufizuara dhe në këtë mënyrë $e(t) \rightarrow 0$ kur $t \rightarrow \infty$.

Analiza

Metodat adaptive krahasojnë gabimin midis madhësisë së matur në dalje të sistemit real dhe madhësisë së daljes së llogaritur nga modeli matematik për bllokun shndërrues statik/makinë dhe adaptimi i parametrave të modelit, me qëllim minimizimin e gabimit ndërmjet sistemit real dhe modelit. Është e dëshirueshme që procesi i adaptimit të jetë i qëndrueshëm. Mekanizmi i adaptimit ndërtohet mbi bazën e tri metodave:

1. Kriteri i hiperqëndrueshmërisë Popov,

.

2. Filtri Kalman,

3. Metoda e gabimit sipas katrorëve më të vegjël.

Metodat që përdorin kriterin e Popov-it ndahen në dy nëngrupe:

- MRAS, Sistem Adaptiv me Model Referencë
- Vezhguesi Luenberger.

Është shumë e rëndësishme të themi që mekanizmi adaptiv nuk duhet barazuar me metodën adaptive. Në veçanti, vlerësuesit MRAS përdorin kriter qëndrueshmërie të ndryshëm nga ai që përdorin vlerësuesit e tipit vëzhgues. Shumica e metodave adaptive përdorin ekuacionet e variablave të gjendjes për kontrollin e sistemeve të pandryshueshme në lidhje me kohën.

Metoda me vlerësues bazuar në Sistemet Adaptive me Model Referencë MRAS, përdor një "Model Referencë", i cili përmban modelin matematik të dëshiruar dhe një "Model Adaptiv", i cili adapton modelin referencë. Modeli adaptiv, përmban më tepër se modeli referencë, diferencën ndërmjet vlerës së dëshiruar dhe vlerës së llogaritur të vektorit të daljes.

Shtrimi i problemit për rastin e PMSM

Për thjeshtësi, kemi pranuar disa kufizime në modelin matematik të PMSM: 1) qarku magnetik është pranuar i pangopur, pra punojmë në zonën lineare të karakteristikës së magnetizimit; 2) forcat elektromotore janë pranuar sinusoidale; 3) nuk janë marrë parasysh humbjet magnetike. Modeli 3-fazor ekuivalent i motorit është treguar në Figurën 5.2.



Figura 5.2: Modeli 3-fazor ekuivalent i PMSM

Në këto kushte ekuacionet që përshkruajnë Motorin Sinkron me Magnet Permanent në sistemin koordinativ dq janë:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d}i_d + \omega_e i_q + \frac{u_d}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q}i_q - \omega_e i_d - \omega_e \frac{\Psi_{PM}}{L_q} + \frac{u_q}{L_q} \\ \frac{d\omega_r}{dt} = -\frac{B}{J}\omega_r + \frac{1}{J}M_e - \frac{1}{J}M_L \\ M_e = \frac{3n_p\Psi_{PM}}{2}i_q \\ \omega_e = n_p\omega_r \end{cases}$$

(5.10)

Ku: u_d , u_q , i_d , i_q janë tensionet dhe rrymat e statorit në sistemin koordinativ dq; L_d , L_q janë induktivitetet sipas akseve d dhe q, të tilla që $L_d=L_q=L$ për rastin e një PMSM me magnetë të montuar në sipërfaqen e rotorit; R_s është rezistenca e statorit, Ψ_{PM} është fluksi i rotorit; ω_e është shpejtësia këndore elektrike; ω_r është shpejtësia këndore e rotorit; B e J janë përkatësisht koefiçenti i fërkimit dhe momenti i inercisë; n_p është numri i çiftpoleve të motorit.

Nga ekuacioni (5.10) mund të marrim:

Ku:

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_d + \Psi_{PM} / L_d \\ i_q \end{bmatrix} = \mathbf{A}\begin{bmatrix} i_d + \Psi_{PM} / L_d \\ i_q \end{bmatrix} + \mathbf{B}\begin{bmatrix} u_d + R_s \Psi_{PM} / L_d \\ u_q \end{bmatrix}$$
(5.11)

Shënojme me:
$$i' = \begin{bmatrix} i_d + \Psi_{PM} / L_d \\ i_q \end{bmatrix}, \quad u' = \begin{bmatrix} u_d + R_s \Psi_{PM} / L_d \\ u_q \end{bmatrix}$$

Pra, ekuacioni (5.11) mund të rishkruhet si më poshtë:

$$\frac{d}{dt}i' = \mathbf{A}i' + \mathbf{B}u'$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & \omega_r \\ -\omega_r & -R_s/L_q \end{bmatrix} \quad \text{dhe} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 \\ 0 & 1/L_q \end{bmatrix}$$
(5.12)

Ekuacioni i modelit të adaptueshëm mund të merret si:

$$\frac{d}{dt}\hat{i}' = \hat{\mathbf{A}}i' + \mathbf{B}\hat{u}' \tag{5.13}$$

Ku:
$$\hat{i}' = \begin{bmatrix} \hat{i}_d + \Psi_{PM} / L_d \\ \hat{i}_q \end{bmatrix}, \quad \hat{u}' = \begin{bmatrix} u_d + R_s \Psi_{PM} / L_d \\ u_q \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} -R_s / L_d & \hat{\omega}_r \\ -\hat{\omega}_r & -R_s / L_q \end{bmatrix}$$

Duke zbritur ekuacionin (5.13) nga (5.12), marrim gabimin e përgjithsuar: $e = i' - \hat{i}'$

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} e_d\\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & \omega_r\\ -\omega_r & -R_s/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_d\\ e_q \end{bmatrix} - J(\omega_r - \hat{\omega}_r) \begin{bmatrix} i'_d\\ i'_q \end{bmatrix}$$
(5.14)

Ku: $e_d = i'_d - \hat{i}'_d$, $e_q = i'_q - \hat{i}'_q$, $J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$

Nga ekuacioni (5.14) mund të marrim:

$$\frac{d}{dt}\mathbf{e} = \mathbf{A}e - \mathbf{I}\omega \qquad \qquad v = De \qquad (5.15)$$

Ku: $\omega = -J(\omega_r - \hat{\omega}'_r)\hat{i}'$, zgjedhim: D=I, më pas kemi: v = Ie = e

Mbështetur tek teorema e superqëndrueshmërisë së Popov-it, nëse kushtet e mëposhtme plotësohen:

- 1) Matrica H(s)=D(sI-A)⁻¹është pozitive, reale
- 2) $\eta(0,t_0) = \int_0^{t_0} v^T \omega dt \ge -\gamma_0^2$, ku $t_0 \ge 0$, dhe γ_0 është një konstante

pozitive e cila është e pavarur nga t₀,

atëherë, sistemi i kontrollit me MRAS i identifikimit të shpejtësisë është asimptotikisht i qëndrueshëm në shkallë të gjerë dhe $\lim_{t\to 0} e(t) = 0$.

Sistemi Adaptiv me Model Referencë i identifikimit të shpejtësisë.

Në mbështetje të teoremës së superqëndrueshmërisë së Popov-it, dhe në vëzhguesin e plotë adaptiv me model referencë konvencional [119], duke zëvendësuar i'_d , i'_q me i_d , i_q , shpejtësia e vlerësuar mund të përshkruhet si më poshtë:

$$\hat{\omega}_{r} = 2\hat{\omega}_{e} / n_{p} = 2\left\{k_{p}\left[i_{d}\hat{i}_{q} - i_{q}\hat{i}_{d} - \frac{\Psi_{PM}}{L_{q}}(\hat{i}_{q} - i_{q})\right] + \int_{0}^{t} K_{i}\left[i_{d}\hat{i}_{q} - i_{q}\hat{i}_{d} - \frac{\Psi_{PM}}{L_{q}}(\hat{i}_{q} - i_{q})\right]d\tau\right\} / n_{p}$$
(5.16)

Ku, i_d , \hat{i}_d , janë respektivisht vlerat reale dhe të vëzhguara të rrymës sipas aksit-d; i_q , \hat{i}_q , janë respektivisht vlerat reale dhe të vëzhguara të rrymës sipas aksit-q. Në saje të kushtit për strategjinë e kontrollit që kemi aplikuar, që të mbajmë $i_d=0$, i_d , \hat{i}_d janë afërsisht zero, kështu që vëzhguesi MRAS mund të jetë i pjesshëm (me rend të reduktuar) dhe mund të deduktohet [120] si më poshtë:

$$\hat{\omega}_{r} = 2\hat{\omega}_{e} / n_{p} = 2\left\{k_{p}\left[\frac{\Psi_{PM}}{L_{q}}(i_{q} - \hat{i}_{q})\right] + \int_{0}^{t} K_{i}\left[\frac{\Psi_{PM}}{L_{q}}(i_{q} - \hat{i}_{q})\right]d\tau\right\} / n_{p} \quad (5.17)$$

Mekanizmi adaptiv që do të kryejë detyrën, është zgjedhur jo një rregullator konvencional PID por një strukturë variable e tipit sliding mode.

Ligji i adaptimit për skemën e tipit sliding mode për vlerësimin e shpejtësisë bazohet në teorinë e Lyapunov-it për të garantuar qëndrueshmëri dhe dinamikë të shpejtë të gabimit.

Përcaktoj
më gabimin e rrymës sipas aksit-q si: $e_1 = (\hat{i}_q - i_q)$, dhe duke zgjedhur si sipërfaqe sliding (të rrëshqitjes):

$$S = e_1 + k \int_0^t e_1(\tau) d\tau$$
 (5.18)

Kështu që dinamikat e gabimit në sipërfaqen e rrëshqitjes S=0, do të detyrohen të shkojnë drejt zeros sipas një ligji eksponencial. Kur sistemi do ta arrijë sipërfaqen e rrëshqitjes, do të kemi

$$\dot{S} = \dot{e}_1 + ke_1 = 0$$
 (5.19)

Pra mund të marrim:

$$(k - \frac{R_s}{L_q})e_q + \frac{\Psi_r}{L_q}(\omega_e - \hat{\omega}_e) + \omega_e i_d = 0$$
(5.20)

Meqënëse $i_d=0$, n.q.se $e_q=0$, atëherë $\hat{\omega}_e = \omega_e$. Shpejtësia e vlerësuar projektohet të jetë si:

$$\hat{\omega}_r = 2\hat{\omega}_e / n_p = 2k_s sat(S,\varepsilon) / n_p$$
(5.21)

$$sat(\sigma) = \begin{cases} \sigma/\varepsilon & (|\sigma| \le \varepsilon) \\ sign(\sigma) & (|\sigma| > \varepsilon) \end{cases}$$
(5.22)

Teoremë: Në se kënaqet kushti $(S\dot{S} < 0)$, me ligjin e identifikimit të shpejtësisë sipas ekuacionit (5.21), shpejtësia e vlerësuar konvergjon në vlerën aktuale në mënyrë të shpejtë dhe të saktë, dhe sistemi i projektimit të identifikimit të shpejtësisë do të jetë i stabilizuar[121]. Për të provuar qëndrueshmërinë e vëzhguesit të pjesshëm me strukturë variable MRAS[122], përcaktojmë funksionin e Lyapunov-it V si:

$$V = S^T S \tag{5.23}$$

Derivojmë funksionin e Lyapunovit (5.23) :

$$\dot{V} = S^{T} \left[\frac{\Psi_{PM}}{L_{q}} (\omega_{r} - k_{s} sat(S)) + (k - \frac{R_{s}}{L_{q}})e_{1} \right]$$

$$\leq \left| S^{T} \left[\frac{\Psi_{PM}}{L_{q}} (\omega_{r} - k_{s} sat(S)) + (k - \frac{R_{s}}{L_{q}})e_{1} \right]$$
(5.24)

Nëse kënaqet barazimi: $k_s > \left| \frac{L_q}{\Psi_r} (k - \frac{R_s}{L_q}) e_1 + \omega_r \right|$

(5.25)

Atëherë,

$$S^T S < 0. dhe \dot{V} < 0$$

dhe trajektoret e gjendjeve të sistemit detyrohen të arrijnë sipërfaqen e rrëshqitjes dhe të qëndrojnë në të për një kohë të fundme[123].

Ligji i projektuar për identifikimin e shpejtësisë (5.21) është i qëndrueshëm ndaj ngacmimeve shqetësuese. Që ta provojmë këtë, konsiderojmë se gabimi që egziston në identifikimin e shpejtësisë, ndikon në projektimin e sipërfaqes së rrëshqitjes, siç janë gabimi i matjeve, shqetësimet e ngarkesës etj., dhe dinamika e sipërfaqes së rrëshqitjes mund të rishkruhet si:

$$\dot{S} = \dot{e'}_q + e'_q + \zeta$$

(5.26)

Ku ζ përcakton shumën e zhurmave të ndryshme.

Derivati i funksionit të Lyapunov-it është:

$$\dot{V} = S^{T} \left[\frac{\Psi_{r}}{L_{q}} (\omega_{r} - k_{s} sat(S)) + (k - \frac{R_{s}}{L_{q}})e_{1} + \zeta \right]$$

$$\leq \left| S^{T} \left[\frac{\Psi_{r}}{L_{q}} (\omega_{r} - k_{s} sat(S)) + (k - \frac{R_{s}}{L_{q}})e_{1} + \zeta \right]$$
(5.27)

Në qoftë se plotësohet mosbarazimi :

$$k_{s} > \left| \frac{L_{q}}{\Psi_{r}} (k - \frac{R_{s}}{L_{q}}) e_{1} + \omega_{r} + \zeta \right|$$
(5.28)

Atëhere, $\dot{V} < 0$,

dhe trajektoret e gjendjeve të sistemit detyrohen të arrijnë sipërfaqen e rrëshqitjes, duke provuar se sistemi i kontrollit që kemi projektuar është i qëndrueshëm edhe në prani të ngacmimeve të jashtme [124].

Skema e vlerësuesit të shpejtësisë me MRAS

Figura 5.3 tregon skemën e vlerësuesit të shpejtësisë sipas sistemit adaptiv me model referencë. Ai përdor daljet e dy modeleve: modelit referencë që ka hyrje të pavarura nga shpejtësia e rotorit dhe modelit adaptiv që ka hyrje që varen nga shpejtësia e rotorit, për të formuar një sinjal gabimi. Në mekanizmin e adaptimit përdorim një rregullator PI për të garantuar konvergjencën e sistemit [125].



Figura 5.3. Skema e vlerësuesit të shpejtësisë me MRAS

Rezultatet e simulimit dhe diskutime

Bazuar në kontrollin vektorial tradicional, rryma referencë sipas aksit d mbahet në vlerën zero, pra $i_d=0$ dhe përdorim metodën e Modulimit në gjerësi të pulsit me vektor hapsinor, për kontrollin e inverterit 3fazor. Struktura variable e vëzhguesit të pjesshëm të gjendjes me MRAS vepron si një sensor i shpejtësisë dhe pozicionit të vendosur në lidhjen e kundërt.



Figura 5.4. Bllokdiagrama e kontrollit pa sensor pozicioni të PMSM me MRAS

Ai vlerëson shpejtësinë këndore të rotorit dhe prej kësaj gjeneron pozicionin këndor të rotorit. Bllokdiagrama e kontrollit të sistemit tregohet në Figurën 5.4. Parametrat e motorit sinkron me magnet permanent që kemi përdorur janë si në shtojcën 1.

Skema e realizuar në ambientin MATLAB/Simulink për kontrollin e shpejtësisë pa sensor pozicioni të PMSM me MRAS tregohet në figurën 5.5. Ky bllok është ndërtuar sipas skemës që kemi paraqitur në figurën 5.3 dhe vlerëson shpejtësinë e rotorit të PMSM sipas ekuacionit 5.17.



Figura 5.5. Skema e MRAS në MATLAB/Simulink

Modeli i transmisionit elektrik me PMSM, i ndërtuar në ambjentin MATLAB/Simulink lëshohet me dhe pa ngarkesë. Më tej, modeli i propozuar verifikohet nga testimi i bërë në tri regjime pune të ndryshme të përcaktuara si:

- 1) shpejtësia referencë (komanda për shpejtësinë) ndryshon nga 400 rrot/min në 1500 rrot/min në kohën t=0.2s, me moment që ndryshon në t=0.2s nga $M_{t=0-0.2}$ =0.3Nm në $M_{t=0.2-0.4}$ =0.9Nm
- 2) shpejtësia referencë ndryshon nga +1000rrot/min në -1000 rrot/min, në t=0.2s për moment konstant në bosht M=0.7Nm
- 3) Shpejtësia referencë ndryshon nga 0-1500 rrot/min dhe momenti në bosht ndryshon sipas një formë katërkëndore: $M_{t=0-0.1}=-1[Nm]$, në $M_{t=0.1-0.2}=1[Nm]$ dhe kjo përsëritet edhe për intervalet e mëpasme.

Për seicilin regjim pune janë bërë simulimet dhe rezultatet grafike janë dhënë në Figurat 5.6, 5.7, 5.8, të cilat tregojnë qartë përgjigjet e sistemit për kushtet specifike të punës të përcaktuara nga ana jonë. Në të tre regjimet vërehet se vëzhguesi i pjesshëm që kemi vendosur në lidhjen e kundërt MRAS na garanton dinamikë shumë të mirë të kontrollit të shpejtësisë së Motorit Sinkron me Magnent Permanent.

Përgjigja kalimtare e shpejtësisë ka performancë të mirë dinamike, duke arritur stabilizimin për një kohë prej 0.03-0.05s, me mbirregullim jo më shumë se 5-10% në rastin më të keq dhe me një gabim absolut të shpejtësisë në regjim të stabilizuar (0-1s pas komutimit) prej1-5rrot/min, që i korrespondon një saktësie prej rreth 0,1%-0.5% respektivisht.



Figura.5.6. Shpejtësitë e rotorit [rrot/min], pozicionet e rotorit dhe gabimet absolute të shpejtësisë [rrot/min] për regjimin e parë dhe të dytë.

Sjellja e strukturës adaptive me model referencë që kemi testuar përmes simulimeve, tregon se ngacmimet shqetësuese në formën e ndryshimit të menjëhershëm të momentit referencë amortizohen shumë mirë dhe nuk përbëjnë një problem për punën e transmisionit. Pozicioni i rotorit, që është një madhësi e vlerësuar shumë e rëndësishme për funksionimin e konturit të brendshëm (të rrymave), që është edhe konturi më delikat e me prentedime, vlerësohet shumë saktë dhe shpejt, duke mos krijuar vonesa që do të çonin në degradimin e performancës ose humbjen e qëndrueshmërisë së kontrollit. Gjithashtu edhe kontrolli i momentit në boshtin e motorit bëhet me saktësi të kënaqshme dhe me vibrime të vogla.Ndjekja e shpejtësisë prej sistemit adaptiv me model referencë ka një dinamikë dukshëm të "butë" dhe me gabim të vogël. Edhe dinamika e ndryshimit të kahut të rrotullimit të motorit ndiqet me saktësinë dhe shpejtësinë e nevojshme,madje edhe në kushtet e ndryshimit të menjëhershëm të shpejtësisë referencë nga +1000rrot/min në -1000 rrot/min. Pozicioni i rotorit vlerësohet saktësisht.



Regjimi III:

Figura 5.7: Gabimi i shpejtësisë [rrot/min], momenti në bosht, shpejtësia e rotorit [rrot/min] dhe pozicioni i tij për regjimin e punës me shpejtësi nominale në prani të ndryshimit të momentit në bosht



Figura 5.8. Paraqitje e detajuar e gabimit të shpejtësisë për të tre regjimet: a) në regjimin I, b) në regjimin II, c) në regjimin III

Përfundime

• Skema e paraqitur me vëzhgues të pjesshëm sipas strukturës së ndryshueshme MRAS për kontrollin vektorial pa sensor pozicioni të motorit sinkron me magnet permanent, u provua në regjime të ndryshme pune të karakterizuar nga shpejtësi dhe momente ngarkese referencë që e vendos transmisionin në kushtet e punës në të katër kudrantet.

• Tarimi i parametrave të rregullatorëve është bërë duke testuar përmes simulimeve arritjen e rrymës minimale në pështjellat e statorit për të njëjtin moment në bosht.

• Rezultatet e marra nga simulimet provojnë se teknika adaptive me sistem adaptiv me model referencë garanton performancë të kënaqshme për identifikimin dhe rregullimin e shpejtësisë pa sensor pozicioni.

• Skema e kontrollit vektorial pa sensor pozicioni me vëzhgues MRAS realizon kontroll të momentit me saktësi të kënaqshme dhe me vibrim minimal, që nuk sjell shqetësim për punën e motorit.

• Teknika adaptive e përdorur siguron ndjeshmëri të ulët ndaj ndryshimit të parametrave të motorit, si dhe përgjigje dinamike shumë të shpejtë e të saktë ndaj shqetësimeve, ku mund të përfshijmë ndryshimin e momentit në boshtin e motorit, ndryshimin e shpejtësisë referencë etj.

• Teknika me sistem adaptiv me model referencë ka pritshmëri shumë të mira në lidhje me performancën e kontrollit që realizon, prandaj mund të rishqyrtohet në të ardhmen për një zbatim praktik.

KAPTULLI VI

Kontrolli Sliding Mode i PMSM

Hyrje

Njohja e modelit matematik është baza e ndërtimit të algoritmit të kontrollit për sistemin që do të kontrollohet. Modelet matematike të makinave elektrike duhet të jenë të përpikta mjaftueshem për analizën e sjelljes dinamike të tyre. Ato paraqesin dy burime të gabimit: pasaktësi parametrike (pasaktësia strukturore) dhe pasaktësi e modelit (dinamika të pamodelueshme ose pasaktësi jostrukturore).

Pasaktësitë parametrike vijnë prej gabimeve mbi termat e përfshira në model jo të njohura egzaktësisht (psh. rezistencat dhe induktivitetet e motorit), ndërsa pasaktësitë e modelit vijnë prej faktit që sistemi mund të jetë modeluar me dinamikë të një rendi me të ulët se ai real. Këto gabime të modelit mund të venë në krizë strategjitë e kontrollit tradicional, mbi të gjitha kur ka kërkesa për performancë të lartë në sistem, si në rastin e transmisionit elektrik me kontroll vektorial.

Kontrolli *sliding mode* është një strategji e kontrollit të qëndrueshëm, sepse është në gjendje të punojë në mënyrë korrekte dhe në prani të pasaktësive të modelit, si ato strukturore ashtu dhe ato jostrukturore. Por që të sigurojmë punë "ideale", dhe në prani të gabimeve të modelit, na nevojitet një ligj kontrolli i aftë edhe ndaj ndryshimeve në një frekuencë pafundësisht të rritur. Kjo kërkesë, përveçse nuk është praktikisht e realizueshme, është në kontraditë me praninë e dinamikave jo të modelueshme që mund të nxiten nga frekuencat e rritura të kontrollit. Një problem i tillë sjell modifikimin e ligjit të kontrollit "ideal" në mënyrë që të kemi një ligj të ndërmjetëm midis një frekuence kontrolli të pranueshme dhe një saktësie të caktuar.

Projektimi i rregullatorëve sliding mode

Kontrolli sliding mode konsiston në dy faza:

- 1. Projektimin e një sipërfaqe të ekuilibrit ose të rrëshqitjes, të quajtur *sliding surface*, të tillë që gjithë trajektoret e gjendjes, që arrijnë një herë në sipërfaqe, karakterizohen nga sjellja e dëshiruar;
- 2. Projektimin e një ligji kontrolli jo të vazhdueshëm të aftë ta sjellë sistemin mbi sipërfaqet e ekuilibrit, në një kohë sa më të vogël.

Shkruajmë ekuacionin karakteristik të një sistemi të rendit të dytë:

$$p^2 x = f \bigstar + b \bigstar y \tag{6.1}$$

Ku: x është madhësia që duam të kontrollojmë (psh. shpejtësia e rotorit të një motori elektrik), $x = \begin{bmatrix} \dot{x} & \dot{z} \end{bmatrix}$ është gjendja e sistemit që kontrollohet, u është madhësia e kontrollit (psh. tensioni i ushqimit), $f \in dhe \ b \in d$ janë dy funksione, në përgjithësi jolineare, dhe p është operatori i derivatit d/dt.

Funksionet $f \in dhe b \in nuk$ i njohim me egzaktësi prandaj është marrë një maksimale e gabimeve të modelit. Në përgjithësi maksimalja e $f \in dhe b \in e$ shtë një numër konstant, ose një funksion i vazhdueshëm i gjendjes. Problemi i kontrollit është ndjekja e gjendjes së sistemit për të arritur në një gjendje të dëshiruar $x_d = \int_d \dot{x}_d$. Që gjendja e dëshiruar të jetë në ndjekje, çast për çast, me gabim zero dhe pa kërkuar një veprim kontrolli të pafund, ajo duhet të ndryshojë në vazhdimësi, dhe gjendja e dëshiruar në çastin fillestar duhet të konçidojë me gjendjen fillestare. Në gjithë rastet e tjera, gjendja e dëshiruar mund të arrihet, por vetëm pas nje proçesi kalimtar. Përcaktojmë gabimin

$$e_x = x - x_d \tag{6.2}$$

dhe siperfaqet, të quajtura të ekuilibrit, ekuacioni

$$s_x = 0 \tag{6.3}$$

ku

$$s_x = pe_x + \lambda_x e_x \tag{6.4}$$

dhe λ_x është një konstante pozitive. Në rastin kur x është shpejtësia e motorit elektrik, s_x është shuma e peshuar e gabimit të shpejtësisë dhe përshpejtimit. Problemi i kontrollit, për të konçiduar gjendja me gjendjen e dëshiruar, mund të ndalojë me sjelljen e gjendjes mbi sipërfaqet e ekuilibrit dhe duke e bërë gjendjen të mbetet pafundësisht në to. Ekuacioni (6.3) është, në fakt, një ekuacion diferencial linear në të cilin zgjidhja e vetme është dhënë nga

$$pe_x = e_x = 0 \tag{6.5}$$

ku kondita fillestare konsiston në gabimin dhe derivatin e gabimit zero. Me fjalë të tjera mund të thuhet që gabimi e_x është dalja e një filtri të rendit të parë, me funksion transferues

$$G_f = \frac{1}{p + \lambda_x} \tag{6.6}$$

dhe s_x në hyrje. Shihet qartë që, nëse sistemi gjendet mbi sipërfaqen e ekuilibrit, do të rrëshqasë mbi të derisa të anullojë gabimin dhe derivatin e tij të parë, dhe do të mbetet mbi sipërfaqe deri në hyrjen e shkaqeve të jashtme shqetësuese.

Tani kemi arritur në pjesën e dytë të projektimit të rregullatorit *sliding mode*: të projektojmë një ligj kontrolli jo të vazhdueshëm të aftë ta sjellë sistemin mbi sipërfaqen e ekuilibrit, në një kohë të fundme. Ligji i kontrollit do të duhet të kënaqë konditën në vazhdim, kur gjendja është jashtë sipërfaqes:

$$\frac{1}{2}ps_x^2 \le -\eta |s_x| \tag{6.7}$$

ku η është një konstante pozitive. Ekuacioni (6.7) tregon që distanca e gjendjes nga sipërfaqja e ekuilibrit, ngritur në katror (s_x^2), zvogëlohet gjatë trajektoreve në hapsirën e gjendjes. Trajektoret duhet pra të kalojnë kundrejt sipërfaqes së ekuilibrit, siç tregohet në Figurën 6.1. Në figurën 6.1 janë vizatuar, përveç sipërfaqes së ekuilibrit, dhe trajektoret që karakterizohen nga të qenit vende me vlerë të njëjtë s_x . Nëse kondita (6.7) është verifikuar, vija të tilla mund të kalojnë vetëm në një drejtim, në atë që afron gjendjen me sipërfaqen e ekuilibrit.



Figura 6.1. Sipërfaqja e ekuilibrit në hapsirën e gjendjes.

Kur arrin sipërfaqen, sjellja dinamike e sistemit do të përcaktohet nga ekuacioni (6.3), pra mbetet e pandryshuar. Me fjalë të tjera, nëse kondita (6.7) kënaqet edhe në prani të pasaktësive mbi parametrat, gjendja do të arrijë siperfaqen e ekuilibrit, dhe që nga ky moment e më pas dinamika do të jetë e pavarur nga pasaktësitë.

Kondita (6.7) siguron gjithashtu që sipërfaqja e ekuilibrit të jetë arritur në një kohë të fundme t_r , nëse konditat fillestare të gabimit dhe derivatit të gabimit nuk do të jenë zero. Koha t_r është shprehur si mëposhtë:

$$t_r < \frac{|s_x \bullet = 0]}{\eta} \tag{6.8}$$

siç duket menjëherë duke integruar (6.7).

Ligj kontrolli u(t), i cili mund të verifikojë konditën (6.7), duhet të jetë jo i vazhdueshëm mbi sipërfaqen e ekuilibrit. Në aplikimet praktike, nuk është e mundur të zbatohen në mënyrë perfekte ligje të tilla kontrolli. Komutimet nuk do të jenë të çastit por do të kenë një farë vonese, frekuenca e komutimit nuk mund të rritet pafundësisht, përveç kësaj s_x nuk njihet në mënyrë perfekte. Kështu gjendja nuk do

të rrëshqasë mbi sipërfaqe, por do të oshilojë rrotull saj, siç tregohet në Figurën 6.2. Një fenomen i tillë merr emrin fenomeni *chattering*.



Figura 6.2. Fenomeni chattering.

Chattering është një fenomen i padëshiruar, që kërkon një frekuencë të rritur të veprimit të kontrollit: nga e cila mund te lindin dinamika me frekuencë të rritur, që nuk janë marrë parasysh në model (gabime jostrukturale). Pra duhet të modifikojmë ligjin e kontrollit në mënyrë që ti bëjmë ndryshimet sa më pak të mprehta, përreth sipërfaqes së ekuilibrit. Sistemi i kontrollit duhet të jetë i qëndrueshëm jo vetëm nga pasaktësitë strukturore, por dhe nga ato jostrukturore. Për të arritur këtë objektiv duhet të ndërmjetësojmë midis saktësisë së kontrollit dhe zvogëlimit të fenomenit *chattering*.

Kur arrihet sipërfaqja e ekuilibrit, dinamika do të respektojë ekuacionin diferencial të mëposhtëm:

$$ps_x = 0 \tag{6.9}$$

Duke e rizgjidhur atë, bëhet e mundur të gjehet hyrja e kontrollit e aftë të mbajë pafundësisht (6.9), nën hipotezën që modeli matematik i sistemit të kontrollit të njihet në mënyrë perfekte. Një veprim i tillë i kontrollit merr emrin hyrje ekuivalente, dhe për sistemin e përshkruar nga ekuacioni

$$p^2 x = f \bigstar + u \tag{6.10}$$

vlen:

$$u_{eq} = -f(x) - \lambda_x p e_x + p^2 x_d \tag{6.11}$$

kështu që dinamika e sistemit te kontrollit, gjatë *sliding mode* do të jetë:

$$p^2 x = p^2 x_d - \lambda_x p e_x \tag{6.12}$$

që dukshëm koinçidon me (6.9).

Në të vërtetë nuk njihet në mënyrë perfekte modeli i sistemit të kontrollit por vetëm një përafrim i tij i dhënë nga:

$$p^2 x = \hat{f} \bigstar + u \tag{6.13}$$

ku $\hat{f} \in$ është vlerësimi i $f \in$, i tillë që:

$$f(x) - \hat{f} \bigstar = \Delta f(x) \tag{6.14}$$

Supozohet që njihet limiti i sipërm i pasaktësisë $\Delta f(x)$:

$$F > \left| \Delta f(x) \right| \tag{6.15}$$

Përafrimi më i mirë i mundshëm i hyrjes ekuivalente do të jetë:

$$\hat{u}_{eq} = -\hat{f}(x) - \lambda_x p e_x + p^2 x_d$$
(6.16)

Për të kënaqur konditën (6.7), dhe në prani të pasaktësive mbi modelin, nevojitet të mbledhim bashkë me vlerësimin e hyrjes ekuivalente një term që ndryshon me jovazhdimësi mbi sipërfaqen e ekuilibrit:

$$u^{sliding} = -k \cdot sign(s_x) \tag{6.17}$$

ku $sign(s_x)$ është 1 nëse s>0, përndryshe është -1. Ligji i kontrollit i përdorur do të jetë:

$$u = \hat{u}_{eq} + u^{sliding} \tag{6.18}$$

Duke zgjedhur k-në mjaft të madhe mund të garantojmë kënaqjen e konditës (6.7). Në fakt, duke përdorur (6.1), (6.4) dhe (6.19) kemi:

$$\frac{1}{2}ps_x^2 = ps_x \cdot s_x = f(x) + \lambda_x pe_x - p^2 x_d + Q_{eq} + u^{sliding} \underbrace{s_x}_{s_x}$$
(6.19)

Duke zëvendësuar në këtë të fundit ekuacionin (6.16) dhe (6.17) përftojmë:

$$\frac{1}{2}ps_x^2 = \P(x) - \hat{f}(x) \hat{s}_x - k \cdot |s_x|$$
(6.20)

Duke zgjedhur

$$k = F + \eta \tag{6.21}$$

përftohet

$$\frac{1}{2}ps_x^2 \le -\eta |s_x| \tag{6.22}$$

Ekuacioni (6.21) tregon se si, nga rritja e pasaktësive të modelit, rritet jovazhdimësia e veprimit të kontrollit mbi sipërfaqen e ekuilibrit. Duhet gjithashtu të saktësojmë që F mund të jetë një madhësi konstante por dhe e ndryshueshme e funksioneve të gjendjes, të kohës ose madhësive të tjera të matshme.

Pasi të kemi demonstruar që një ligj, "i duhuri", jo i vazhdueshëm i kontrollit është në gjendje të garantojë rrjedhjen mbi sipërfaqen e dëshiruar, dhe pasi të kemi shpjeguar se si një jovazhdimësi e tillë sjell fenomenin e *chattering*, do të tregojmë se si është e mundshme të zvogëlohet jovazhdimësia në një zonë rrethuese të shtresës kufizuese dhe eleminimin i fenomenit *chattering*. Në fakt, është e mundur të futim një shtresë të hollë, përreth sipërfaqes së ekuilibrit, në brendësi të së cilës dalja e kontrollit $u^{sliding}$ ndryshon linearisht nga -k në k. Një shtresë e tillë merr emrin e shtresës limite (shiko Figurën 6.3).



Figura 6.3. Paraqitja e shtresës limite.

Me Δ_x është shënuar trashësia e shtresës limite dhe me Φ_x/λ_x gjerësia. Në praktikë, nëse gjendja është jashtë shtresës limite, ligji i kontrollit mbetet i pandryshuar, dhe kondita (6.7) verifikohet. Shtresa limite do të jetë një shtresë tërheqëse për gjendjen: një herë në brendësi të saj, gjendja do të mbetet e pacaktuar. Në brendësi të shtresës limite, kemi s_x/Φ_x në vend të sign(s_x), në ekuacionin (6.17), siç jepet në Figurën 6.4.



Figura 6.4. Paraqitja e shtresës limite në u^{sliding}.

Termi i kontrollit *u*^{sliding} modifikohet në mënyrën e mëposhtme:

$u^{sliding} = -k \cdot sat\left(\frac{s_x}{\Phi_x}\right)$	(6.23)				
$sat\left(\frac{s_{x}}{\Phi_{x}}\right) = \begin{cases} \frac{s_{x}}{\Phi_{x}} & \text{if } \left \frac{s_{x}}{\Phi_{x}}\right < 1\\ sign\left(\frac{s_{x}}{\Phi_{x}}\right) & \text{if } \left \frac{s_{x}}{\Phi_{x}}\right \ge 1 \end{cases}$					
5.24)					

Ku:

(6.24)

Kjo zgjedhje garanton që referimi të ndiqet nga një gabim sigurisht më i vogël në gjerësinë e shtresës limite Φ_x/λ_x , në vend të gabimit zero, siç tregohet në Figurën 6.3. Futja e shtresës limite ka krijuar, në fakt, një veprim të filtrit brezlejues të frekuencave të ulëta mbi dinamikën e variablit s_x , kur gjendet në brendësi të shtresës. Kjo na jep një kriter të projektimit te parametrave λ_x dhe Φ_x : kështu ne duhet të realizojmë një ndërmjetësim midis qëndrueshmërisë nga pasaktësitë e

modelit dhe saktësisë së kontrollit. Duke konsideruar (6.19), në brendësi të shtresës limite, përftohet:

$$s_x = \Delta f \frac{1}{p + \frac{k}{\Phi_x}} \tag{6.25}$$

Variabli s_x është dalja e një filtri të rendit të parë frekuenca e të cilit është k/Φ_x , ndërsa si hyrje të filtrit kemi pasaktësinë Δf . Lidhja midis pasaktësisë Δf , variablit s_x dhe gabimit e_x është dhënë nga ekuacionet (6.4) dhe (6.25), Kjo lidhje është demostruar në bllokskemën e figurës 6.5. Frekuencat e dy filtrave të rendit të parë duhet të jenë të tilla që të presin dinamikat jo të modeluara nga frekuenca e rritur. Mund të zgjidhen frekuenca prerje të barabarta midis tyre:

$$\frac{k}{\Phi_x} = \lambda_x \tag{6.26}$$

Lidhja midis pasaktësisë Δf dhe gabimit e_x është dhënë nga ekuacioni në vazhdim:

$$e_x = \frac{1}{\langle \!\!\!\! \, \phi + \lambda_x \rangle^2} \Delta f \tag{6.27}$$

Parametri Φ_x zgjidhet në mënyrë të tillë që të garantojë frekuencën e dëshiruar të prerjes në lidhje me pasaktësitë parametrike.



Figura 6.5. Lidhja midis pasaktësisë Δf , variablit s_x dhe gabimit e_x . Nga Figura 6.5 shihet që gabimi i regjimit permanent është dhënë nga:

$$|e_{x}| = |\Delta f| \frac{\Phi_{x}}{k\lambda_{x}} = |\Delta f| \frac{1}{\P + \eta} \frac{\Phi_{x}}{\lambda_{x}} < \frac{\Phi_{x}}{\lambda_{x}}$$
(6.28)

duke mbajtur të pranishëm ekuacionin (6.21).

Karakteristikat e rregullatorëve *slidingmode* janë adaptuar mirë në kontrollin e transmisioneve elektrike, sepse garantojnë punë konstante, dhe në prani të pasaktësive mbi modelin. Mbi të gjitha, karakteristikat jolineare të rregullatorëve *slidingmode* mund të shfrytëzohen në mënyrë efikase për të përftuar rezultate që nuk mund ti arrijmë nga përdorimi i rregullatorëve tradicionalë.

Analiza e performancës së kontrollit pa sensor pozicioni të transmisionit elektrik me PMSM nëpërmjet vëshguesit SMO

Qëllimi i këtij paragrafi është realizimi i një skeme kontrolli vektorial pa sensor pozicioni për një motor sinkron me magnet permanent duke përdurur një vëzhgues gjendjeje të tipit "Sliding Mode", thënë me fjalë të tjera, që bazohet në dukurinë e rrëshqitjes, që do të vlerësojë pozicionin e fluksit të rotorit dhe shpejtësinë e rotorit.

Kërkues të shumtë kanë propozuar metoda të ndryshme. Një sistem real me PMSM, "vuan" prezencën e shqetësimeve dhe pasaktësive të shumta:ndryshime të vazhdueshme të parametrave dhe të ngarkesës, dinamika të pamodeluara etj. Këto shqetësime nuk mund të kompensohen shumë shpejt prej metodave lineare të kontrollit, siç janë algoritmat PI ose PID. Prandaj, metodat e kontrollit jolinear janë preferuar prej shumë kërkuesve për të zhvilluar dhe përmirësuar performancën e kontrollit të implementimeve praktike të sistemeve me prezencë të shqetësimeve dhe pasaktësive të ndryshme.

Përpjekjet e shumta në fushën e kontrollit pa sensor pozicioni të transmisioneve elektrike me makina të rrymës alternative, kanë treguar se teknika jolineare e kontrollit Sliding Mode, ka avantazhe të dukshme në qëndrueshmërinë ndaj shqetësimeve dhe ndjeshmëri të ulët ndaj ndryshimit të parametrave[129-133].

Metodologjia

Metodologjia e përdorur bazohet në modelin matematik të motorit sinkron me magnet permanent në sistemin koordinativ $\alpha\beta$ për të ndërtuar një vëzhgues për gjendjet e sistemit në të cilat jemi interesuar. Vëzhguesi është zgjedhur i tipit "Sliding Mode", i cili ka avantazhe të shumta kundrejt metodave të tjera, megjithëse jemi të ndërgjegjshëm për problemet e tij, siç është fenomeni "chattering". Struktura e vëshguesit është zgjedhur e thjeshtë e efektive, bazuar në
konceptin e detektimit të forcës elektromotore duke futur edhe një funksion korrektues në vlerësimin e këndit të rotorit, i cili mungon në vëzhguesin tradicional. Vëzhguesi përmban një korrektues të këndit të rotorit dhe një filtër të tipit brezlejues të frekuencave të ulëta ose Low Pass (LPF) me frekuencë prerje të ndryshueshme në varësi të shpejtësisë së rotorit, për kompensimin e vonesës fazore në përcaktimin e këndit që shkaktohet nga LPF.

Modeli i PMSM

Për transmisione me dinamika të shpejta, është shumë e rëndësishme që koha e llogaritjeve të algoritmit të kontrollit të jetë sa më e vogël, sepse edhe pika e punës ndryshon shumë shpejt. Prandaj ekuacionet e vëzhguesit duhet të jenë sa më të thjeshta. Mbështetur në pranimet e bëra në fillim të kapitullit, modeli matematik i motorit sinkron me magnet permanent, mund të paraqiten në terma të madhësive ekuivalente 2 fazore në rrafshin e palëvizshëm të statorit, sistemi koordinativ $\alpha\beta$, si më poshtë:

$$\dot{i}_s = Ai_s + Bv_s + K_E E_s + \xi \tag{6.29}$$

ku: $i_s = i_{\alpha} i_{\beta} \frac{\overline{T}}{2}$ - vektori i rrymave të statorit në rrafshin α - β $v_s = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \end{bmatrix}^T$ - vektori i tensioneve të statorit në rrafshin α - β

 $E_s = \mathbf{e}_{\beta} \mathbf{e}$

$$A = \left(-\frac{R_s}{L_s}\right)I \quad , \quad B = \left(\frac{1}{L_s}\right)I$$

$$R_s, L_s -$$
Rezistenca aktive dhe induktiviteti i pështjellës së statorit
$$I: 2 \times 2 \text{ matrica njesi,} \qquad K_E - \text{ konstantja e forcës elektromotore.}$$

$$\zeta = \left[\zeta_\alpha \quad \zeta_\beta\right]^T \qquad -$$
Vektori i shqetësimeve.

Vëzhguesi konvencional Sliding Mode

Vëzhguesi Sliding mode projektohet sipas ekuacionit të mëposhtëm:

Lindita Dhamo

$$\hat{i}_{s} = A\hat{i}_{s} + Bv_{s} + K_{sw}\operatorname{sgn}(\hat{i}_{s} - i_{s})$$
 (6.30)

ku \hat{i}_s : është madhësia e vlerësuar e i_s

*K*_{sw}=*kI*: Koefiçenti i Vezhguesit

$$\operatorname{sgn}(\hat{i}_{s} - i_{s}) = \left[\operatorname{sgn}(\hat{i}_{\alpha} - i_{\alpha}) \quad \operatorname{sgn}(\hat{i}_{\beta} - i_{\beta})\right]^{T}$$

Sipërfaqja e rrëshqitjes S, realizohet për variablat e gjendjes, pra rrymat e statorit, nëpërmjet funksionit kyçës si më poshtë:

$$S = \hat{i}_s - i_s \equiv e_s = 0 \tag{6.31}$$

Vlerësimi i dinamikës së gabimit bëhet duke zbritur (6.29) nga (6.30) si më poshtë

$$\dot{e}_s = Ae_s - K_E E_s + K_{sw} \operatorname{sgn}(e_s) - \xi$$
 (6.32)

Për të kënaqur kushtin e nevojshëm të konvergjencës së procesit të rrëshqitjes, K_{sw} duhet të zgjidhet i tillë që të plotësohet kushti

$$e_s \dot{e}_s^T < 0$$

Përdorimi i metodës projektuese të kontrollit ekuivalent [135], na çon në përfundimin që:

$$\dot{e}_s = e_s = 0 \tag{6.33}$$

Që këtej, karakteristikat e vëzhguesit SMO në planin e rrëshqitjes mund të përcaktohen si:

$$z = K_{SW} \operatorname{sgn}(e_{S}) = K_{E}E_{S} + \xi$$

$$z = K_{E}\begin{bmatrix} -\omega \sin \theta \\ \omega \cos \theta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \xi_{\alpha} \\ \xi_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{\alpha} \\ z_{\beta} \end{bmatrix}$$
(6.34)

Ku: *z*, sinjali kyçës i rrymave, përmban informacion në lidhje me forcën elektromotore të vlerësuar.

Forca elektromotore e vlerësuar merret nga filtrimi me LPF i sinjalit kyçës z:

$$\hat{e}_{\alpha} = \frac{\omega_{cutoff}}{s + \omega_{cutoff}} z_{\alpha} \qquad \qquad \hat{e}_{\beta} = \frac{\omega_{cutoff}}{s + \omega_{cutoff}} z_{\beta} \qquad (6.35)$$

Problemi kryesor për aplikimin me sukses të kontrollit pa sensor pozicioni të PMSM është egzistenca e regjimeve të punës për të cilat performanca e vëzhguesit përkeqësohet dukshëm prej vështirësive në vlerësimin korrekt të pozicionit të rotorit. Për transmisionet me PMSM, egziston problemi i mosvëzhgueshmërisë së pozicionit në shpejtësinë zero, e cila konsiderohet si pikë e pavëzhgueshme e gjendjes dhe që ende është në fokus të shumë kërkuesve. Pozicioni i rotorit, kur motori punon jashtë zonës së pavëzhgueshmërisë, mund të merret nga (6.35) si më poshtë:

$$\hat{\theta} = -\tan^{-1} \left(\frac{\hat{e}_{\alpha}}{\hat{e}_{\beta}} \right)$$
(6.36)

Bllokskema e sistemit të kontrollit pa sensor pozicioni të transmisionit me PMSM nëpërmjet vëzhguesit SMO tregohet në Figurën 6.6

Meqë sinjali kyçës i vëzhguesit SMO përmban informacionin për forcën elektromotore të motorit, është e mundur të marrim shpejtësinë dhe pozicionin e motorit direkt nga sinjali kyçës [105]. Por, fenomeni "chattering" është prezent për shkak të pranisë së funksionit kyçës jo të vazhduar të kontrollit (funksioni "sgn") në vëzhguesin SMO dhe përbën faktorin kryesor për vibrimet e larta në sistem.



Figura 6.6. Bllok skema e plotë e kontrollit vektorial të shpejtësisë pa sensor pozicioni të PMSM me SMO

Bllokskema e vëzhguesit tradicional Sliding Mode është si figura 6.7.

Lindita Dhamo



Figura 6.7. Vëzhguesi tradicional SMO me funksion kyçës "sign".

Për tejkalimin e një problemi të tillë, kemi përdorur një filtër të tipit Low pass, me frekuencë prerjeje ω_n , por ai gjeneron një vonesë kohe në vlerësimin e pozicionit të rotorit. Në rastin e vëzhguesit SMO tradicional, frekuenca e prerjes ω_n për filtrin LPF llogaritet si më poshtë:

$$\omega_n = \omega_{n-1} + \left(\frac{\omega_{c2} - \omega_{c1}}{\omega_2 - \omega_1}\right) \omega_{ref} - \left(\frac{\omega_{c2} - \omega_{c1}}{\omega_2 - \omega_1}\right) \omega_1$$
(6.37)

Ku: $\omega_n = 2\pi f$,

 ω_{ref} - është shpejtësia referencë e rotorit ,

f - është frekuenca e prerjes për filtrin,

 ω_{n-1} - është vlera e mëparshme e ω_n .

Gjithashtu, ω_{c1} dhe ω_{c2} janë frekuencat këndore të shpejtësisë së rotorit për ω_1 dhe ω_2 , respektivisht. Në përputhje me (6.37), është e njohur që rregullimi i frekuencës së prerjes mund të përdoret për vlerësimin e shpejtësisë dhe pozicionit të rotorit me saktësinë më të lartë të mundshme në vëzhguesin tradicional SMO.

Kështu, pozicionit të llogaritur të rotorit, i shtohet edhe vlera offset-it të pozicionit. Vëzhguesi SMO i përmirësuar, zëvendëson kontrollin jo të vazhduar duke përdorur si funksione kyçëse funksionet ngopje ose "sat" dhe "sigmoid", me qëllim reduktimin e fenomenit "chattering".

Vëzhguesi SMO me funksion kyçës "Saturation"

Për të rritur performancën e aplikimit, kontrolli me funksion kyçës "bang-bang" ose "sign", zëvendësohet me funksionin "saturation", si tregohet në Figurën 6.8.

Lindita Dhamo



Figura 6.8. Bllok skema e vëzhguesit SMO me funksion kyçës "ngopje"

Filtri Low Pass është përdorur për vlerësimin e forcës elektromotore nga funksioni kycës z i vëzhguesit. Shpejtësia dhe pozicioni i rotorit llogariten nga kjo forcë elektromotore. Vonesa në fazë e shpejtësisë dhe pozicionit të vlerësuar, shkaktohet nga ndryshimi i shpejtësisë së rotorit, sepse filtri LPF përdoret për të marrë këtë forcë elektromotore nga funksioni kyçës z. Për kompensimin e kësaj vonese, nevojitet një memorje me kapacitet të lartë, siç janë tabelat ROM, në rastin e filtrave tradicional LPF, megë frekuenca e prerjes me metodën tradicionale mbetet konstante pavarësisht nga shpejtësia e rotorit [134]. Për thjeshtimin e sistemit në aspektin hardware, filtri egzistues zëvendësohet me një filtër LPFme frekuencë prerjeje të ndryshueshme, në varësi nga shpejtësia e rotorit. Kështu, frekuenca e prerjes për filtrin LPF të propozuar, do të llogaritet si më poshtë:

$$\omega_{cutoff} = \frac{\hat{\omega}}{K} \tag{6.38}$$

Filtri LPF me frekuencë prerje të ndryshueshme, ka karakteristikë amplitude-fazore që kënaq ekuacionin:

$$H(j\omega) = \frac{\omega_{cutoff}}{j\omega + \omega_{cutoff}} = \frac{1}{1 + jK}$$
(6.39)

dhe vonesa fazore e këndit është:

$$\tan^{-1}(\frac{\omega}{\omega_{cutoff}}) = \tan^{-1} K$$
(6.40)

Nga ekuacini (6.40) shihet se vonesa fazore e këndit është konstantja K për gjithë diapazonin e ndryshimit të shpejtësisë së rotorit. Kështu, memorja ROM për kompensimin e vonesës fazore të këndit është zvogëluar krahasuar me metodën tradicionale. Për shpejtësi të rotorit shumë të vogla, pozicioni i rotorit dhe nxitimi, është i pavëzhgueshëm për shkak se forcat elektromotore janë pothuajse inegzistente, dhe në këto kushte, ekuacioni (6.36) i vëzhguesit nuk mund të përdoret. Për këtë arsye, një sistem shkëmbyes Vlerësues/Vëzhgues, siç propozohet nga [135], lejon përdorimin e vëzhguesit në shpejtësi të larta dhe shkëmbehet automatikisht në vlerësues kur shpejtësia bëhet më e vogël se një vlerë e paracaktuar shumë e vogël. Pozicioni i vlerësuar llogaritet si më poshtë:

$$\hat{\theta} = \int_{0}^{t} \left| \hat{\omega} \right| dt + Cte \tag{6.41}$$

$$\left|\hat{\omega}\right| = \frac{\sqrt{\hat{e}^{2}\alpha + \hat{e}^{2}\beta}}{\Psi_{PM}}$$
(6.42)

Vlera fillestare e vlerësuar e pozicionit është e barabartë me vlerën e fundit të llogaritur nga vëzhguesi me ekuacionin (6.36) para shkëmbimit në vlerësues. Shpejtësia e vlerësuar llogaritet nga:

$$\hat{\omega} = \frac{\sqrt{\hat{e}^2_{\ \alpha} + \hat{e}^2_{\ \beta}}}{\Psi_{PM}} \operatorname{sgn}(\hat{e}_{\alpha} \sin \hat{\theta} - \hat{e}_{\beta} \cos \hat{\theta})$$
(6.43)

Vëzhguesi SMO me funksion kyçës "Sigmoid"

Një mënyrë tjetër për thjeshtimin dhe përmirësimin e vëzhguesit tradicional SMO është zëvendësimi i funksionit kyçës jo të vazhduar "sign" me një tjetër, të vazhduar siç është funksioni "sigmoid". Bllokskema e vëzhguesit SMO me funksion kyçës "sigmoid" është treguar në Figurën 6.9.



Figura 6.9. Bllok skema e vëzhguesit SMO me funksion kyçës "sigmoid"

Ekuacionet e variablave të gjendjes së vëzhguesit në këtë rast mund të paraqiten si:

$$\dot{\hat{i}}_{s} = -\frac{R_{s}}{L_{s}}\hat{i}_{s} + \frac{1}{L_{s}}v_{s} - \frac{1}{L_{s}}kH(\hat{i}_{s} - i_{s})$$
(6.44)

H- paraqet funksionin kyçës "sigmoid" që zëvendëson funksionin "signum" dhe filtrin LPF, dhe mund ta formulojmë si më poshtë:

$$H(e_{s}) = \left(\frac{2}{1 + \exp^{(-\alpha e_{s})}}\right) - 1$$
(6.45)

Ku: a>0, është pjerrësia e funksionit "sigmoid" ndërsa e_s është vektori i gabimit të rrymës. Sipërfaqja e rrëshqitjes s_n mund të përcaktohet si vlerësimi i gabimit të rrymave të statorit. Kur kënaqet kondita

$$\dot{s}_n s_n < 0$$
 ,

dukuria e rrëshqitjes egziston (mund të arrihet), dhe kjo nënkupton që $s_n \rightarrow 0$ për $t \rightarrow \infty$.

Për të gjetur kushtin e egzistencës së rrëshqitjes, përcaktojmë funksionin kandidat të Lyapunov-it si më poshtë:

$$V = \frac{1}{2} s_{n}^{T} s_{n} = \frac{1}{2} \left(2 \alpha + s^{2} \beta \right)^{2}$$
(6.46)

Nga ekuacioni i dinamikave të PMSM dhe ekuacioni i vëzhguesit, përkatësisht (6.29) dhe (6.44), ekuacioni i gabimit është:

$$\dot{s}_n = \dot{\hat{i}}_s - \dot{i}_s = -\frac{R_s}{L_s}(\hat{i}_s - i_s) + \frac{1}{L_s}E_s - \frac{1}{L_s}kH(\hat{i}_s - i_s)$$
(6.47)

Kondita e egzistencës së rrëshqitjes arrihet nëse kënaqet ky barazim:

$$\dot{V} = s^T{}_n \dot{s}_n < 0.$$

Mund të provohet se kushti i vëzhguesit është:

$$k \ge \max(\left|e_{\alpha}\right|, \left|e_{\beta}\right|) \tag{6.48}$$

Koefiçenti i vëzhguesit k duhet të jetë një vlerë konstante ndërmjet k_{max} dhe $+k_{max}$ për plotësimin e konditës së qëndrueshmërise sipas Lyapunov. Kujtojmë që kur përdorim funksionin kyçës "signum" në vëzhguesin konvencional SMO, vlera e k është -1 ose 1.

Funksioni "sigmoid" mund të zvogëlojë fenomenin "chattering" të shkaktuar nga funksioni kyçës jo i vazhduar, dhe eliminon nevojën e një filtri LPF pas funksonit "signum". Kështu, kostoja totale llogaritëse me funksionin "sigmoid" bëhet më e vogël se në vëzhguesin tradicional SMO. E meta e këtij zëvendësimi është se përgjigja e sistemit ngadalësohet pak dhe gabimet e vlerësimeve rriten për shkak të koefiçentëve të vegjël të përforcimit në afërsi të kufijve të kyçjes. Prandaj, për punë në zonën e shpejtësive të mëdha, nevojitet një koefiçient i lartë përforcimi për funksionin kyçës, që të kompensojë gabimet e vlerësimit. Nga ana tjetër koefiçientët e lartë të funksionit kyçës shkaktojnë "chattering" në vlerësim, megjithëse e shpeiton përgjigjen e sistemit. Prandaj duhet të jemi të kujdesshëm në zgjedhjen e koeficientit të vëzhguesit, me qëllim që të arrijmë rezultate të kënaqshme për zvogëlimin e gabimit të vlerësimit, zvogëlimit të "chattering" dhe shpejtësinë e duhur në përgjigjen e sistemit. Kur koefiçienti i vëzhguesit nuk zgjidhet siç duhet, vëzhguesi mund të mos konvergjojë prej vonesës fazore.

Konfigurimi i Sistemit

Bllokskema e sistemit të kontrollit pa sensor pozicioni të PMSM është treguar në Figurën 6.6. Motori sinkron me magnet permanent është modeluar në sistemin koordinativ trefazor dhe më pas është transformuar në sistemin koordinativ dyfazor *dq*, për të realizuar kontrollin vektorial. Reduktimi i gabimit të akumuluar për shpejtësinë dhe rrymat bëhet nëpërmjet rregullatorëve PI. Rryma që ushqen statorin e motorit ka formë sinusoidale dhe gjenerohet prej një teknike kontrolli tepër efektive në kontrollin vektorial, siç është SVPWM. Zbatimi i kontrollit pa sensor pozicioni bëhet duke përdorur pozicionin dhe shpejtësinë e vlerësuar të motorit.

Për të bërë një analize të plotë në rrafshin teorik, bllokskema ndërtohet dhe simulohet në MATLAB/Simulink, dhe të dhënat e motorit janë si në shtojcën 1. Në kontrollin vektorial tradicional me FOC, rryma referencë sipas aksit -d është zero, pra, id=0 dhe kontrolli i inverterit 3-fazor realizohet me teknikën PWM me vektor hapsinor, ose siç njihet SVPWM. Sinjalet e lidhjes së kundërt janë rrymat e statorit dhe tensionet e statorit të transformuara në sistemin koordinativ dyfazor të fiksuar në stator, ose sistemin $\alpha\beta$. Skema ka 2 konture kontrolli të shpejta, të cilat janë të pavarura nga njëra tjetra, dhe që rregullojnë rrymat e statorit sipas rrafshit (d,q) nëpërmjet dy rregullatorëve PI. Meqë rryma sipas aksit d kontrollon fluksin e magnetizimit të rotorit që është konstant, atëherë zgjidhet si reference, i_d*=0. Komponentja e rrymës së statorit sipas aksit q, (iq) kontrollon momentin e motorit. Daljet e rregullatorëve PI të rrymave janë tensionet e korrektuara të statorit, që duhet të aplikohen në motor, në sistemin d,q. Kështu, vektori i dëshiruar i tensionit të statorit në sistemin 3-fazor gjenerohet prej inverterit, i cili nëpërmjet teknikës SVPWM gjen sekuencën optimale të kyçjes së tranzistorëve, dhe aplikohet në motor [136].

Rezultatet e simulimeve dhe diskutime

Qëllimi i këtij kapitulli është vlerësimi i performancës së kontrollit vektorial pa sensor pozicioni me vëzhgues SMO në zonën e punës me shpejtësi shumë të vogël, prandaj skenarët e simulimeve janë ndërtuar sipas kushteve të mëposhtme:

Transmisioni me PMSM lëshohet me shpejtësi referencë 30rrot/min ose 2% e shpejtësisë nominale për moment ngarkese 0.5Nm, dhe në çastin t=0.1s shpejtësia referencë bëhet 1500rrot/min, e barabartë me shpejtësinë nominale, ndërsa momenti i ngarkesës bëhet 2Nm. Për këtë regjim, janë kryer simulimet në tre skemat e prezantuara më sipër, dhe rezultatet janë paraqitur në formë krahasimore, si më poshtë:

- grafiku i parë i çdo triplete i përket rezultateve të skemës me vezhgues me SMO me funksion kyçës "saturation" me LPF.
- grafiku i dytë i çdo triplete i përket rezultateve të skemës me vezhgues me SMO me funksion kyçës "saturation" pa LPF.

• grafiku i tretë i çdo triplete i përket rezultateve të skemës me vezhgues me SMO me funksion kyçës "sigmoid" pa LPF.

Tripleta e parë në figurën 6.10, tregon forcat elektromotore të vlerësuara nga tre skemat me vëzhgues me SMO. Për shkak se modelimi i vëzhguesit me SMO është projektuar mbi bazën e modelit të forcës elektromotore, analizimi i tyre është i rëndësishëm.





- a) SMO me funksion kyçës "sat" me LPF
- b) SMO me funksion kyçës "sat" pa LPF
- c) SMO me funksion kyçës "sigmoid" pa LPF

Nga grafikët shihet qartazi se skemat me vëzhgues me SMO me funksion kyçës "sat" me LPF dhe SMO me funksion kyçës "sigmoid" pa LPF kanë të njëjtën performancë shumë të mirë për vlerësimin e forcave elektromotore, pa vibrime. Skema me vëzhgues me SMO me funksion kyçës "sat" pa LPF demonstron performancë më të ulët, që evidentohet nga prezenca e rreth 10% vibrim në zonën e punës me shpejtësi nominale. Në zonën e shpejtësive të ulëta, të tre skemat paraqesin pothuajse të njëjtën performancë, pa vibrime.





- a) SMO me funksion kyçës "sat" me LPF
- b) SMO me funksion kyçës "sat" pa LPF
- c) SMO me funksion kyçës "sigmoid" pa LPF

Tripleti i dytë, Figura 6.11, tregon kontrollin e shpejtësisë së rotorit për transmisionin pa sensor pozicioni me PMSM me vëzhgues SMO për shpejtësi shumë të vogla dhe për shpejtësi nominale. Nëse vlerësojmë performancën dinamike dhe statike për përgjigjen e shpejtesisë, shihet qartë se të tre skemat nuk kanë diferenca të dukshme në performancën e tyre. Pra, nëse duhet të bëjmë një përzgjedhje midis tre skemave, nuk do ta bëjmë referuar kontrollit të shpejtësisë, por referuar kontrollit të madhësive të tjera.

Tripleti i tretë, treguar në Figurën 6.12, paraqet kurbat e kontrollit të pozicionit të rotorit të PMSM me vëzhgues SMO.



Figura 6.12. Kontrolli i pozicionit [rad].

a) SMO me funksion kyçës "sat" me LPFb) SMO me funksion kyçës "sat" pa LPFc) SMO me funksion kyçës "sigmoid" pa LPF

Krahasimi i këtyre perfomancave tregon qartë se ato janë të ndryshme. Skema e kontrollit me vëzhgues SMO me funksion kyçës "sat" pa LPF ka performancën më të dobët për shkak se fenomeni "chattering" është më i madh, në zonën rreth 0.04rad për shpejtësi nominale dhe 0.01rad për shpejtësitë e vogla, ndërsa performanca e ndjekjes së pozicionit është e mirë. Skema e kontrollit me vëzhgues SMO me funksion kyçës "sigmoid" pa LPF ka performancë më të mirë se skema e parë, 0.15 rad chattering, por skema me vëzhgues SMO me funksion kyçës "sat" me LPF ka performancën më të mirë. Gabimi absolut për vlerësimin e pozicionit është 0.01rad në shpejtësi nominale dhe 0.005rad vibrim për punë me shpejtësi 30 rrot/min.

Figura 6.13 dhe 6.14 tregon përgjigjen e momentit për tre skemat e propozuara. Shihet qartazi që performanca në regjim të stabilizuar është pothuajse e njëjtë, por përgjigja dinamike është e ndryshme.



Figura 6.13. Kontrolli i momentit elektromagnetik [Nm]



Figura 6.14: Momenti elektromagnetik në shpejtësi shumë të vogla [Nm].

Vëzhguesi SMO me funksion kyçës "sigmoid" dhe SMO me funksion kyçës "sat", realizojnë performancë kontrolli të momentit më të mirë, me vibrime më të vogla të momentit dhe përgjigje më të shpejtë, krahasuar me vëzhguesin SMO me funksion kyçës "sat" pa LPF. Koefiçientët në vëzhguesin SMO dhe tre rregullatorët PI janë zgjedhur me kujdes, sepse ata janë shumë të rëndësishëm dhe ndikojnë drejtpërdrejt në dinamikat e kontrollit të konturit të mbyllur dhe saktësinë e vëzhgimit të gjendjeve të sistemit. Koefiçentët e përdorur në simulim janë si më poshtë:

Koefiçentët e rregullatorit PI për shpejtësinë: k_p=1.4, k_i=45; Koefiçentët e rregullatorit PI për i_d: k_p=10, k_i=1000 ; Koefiçentët e rregullatorit PI për i_q: k_p=12, k_i=1000; Koefiçenti i përforcimit të SMO: K_{sw}=625.

Përfundime

• Mbështetur në rezultatet e simulimeve për skemën e kontrollit vektorial pa sensor pozicioni të PMSM me teknikën jolineare me vëzhgues "Sliding Mode" arrijmë në përfundimin se kjo teknikë është premtuese për realizim praktik të kontrollit me performancë të lartë.

• Transmisioni është testuar në regjime pune me shpejtësi dhe moment reference të ndryshueshme. Duke qenë se për këtë lloj teknike, shpejtësitë e ulëta, pranë shpejtësisë zero konsiderohen si pikë e dobët, dhe zona rrotull shpejtësisë zero quhet si "zonë pvëzhgueshmërie", kemi treguar rezultatet e simulimeve kryesisht në këtë zonë. Për shpejtësi pranë nominales, simulimet japin rezultate shumë më të mira.

• Për të mundësuar rezultate eksperimentale të pritshme sa më të mira me këtë teknikë kontrolli, është bërë ndërtimi i skemave të ndryshme të vëzhguesit SMO. Këto skema ndryshojnë nga vëzhguesi tradicional prej funksionit kyçës që përdorim, me qëllim minimizimin e fenomenit "chattering". Nga krahasimi i rezultateve është e dukshme se përdorimi i funksioneve kyçës "ngopje" ose "sat" dhe "sigmoid" realizojnë pothuajse të njëjtën performancë në vëzhgimin e pozicionit

të rotorit për kontrollin e transmisionit elektrik me PMSM pa sensor pozicioni.

• Rezultatet e simulimeve tregojnë se përdorimi i një vëzhguesi SMO në kontrollin pa sensor pozicioni të një transmisioni me PMSM, e bën atë imun ndaj shqetësimeve dhe ndryshimit te parametrave. Ndryshimi i momentit të ngarkesës në bosht të motorit ndiqet me dinamikë të kënaqshme dhe vibrimi i momentit në regjim të stabilizuar nuk është shqetësim për punën e transmisionit.

• Skemat janë të vlefshme për zbatim praktik por përzgjedhja midis të trejave varet nga kërkesat e teknologjisë.

KAPITULLI VII

Rezultatet eksperimentale

Hyrje

Përdorimi i mikrokontrollerave të sotëm në skemat e aplikimeve të kontrollit të motorëve elektrikë sjell një sërë avantazhesh, si:

- Rendiment më të lartë të punës së transmisionit elektrik
- Kontroll me saktësi më të lartë të shpejtësisë dhe mometit
- Ulje të kostos së zbatimit.

në një gamë të gjerë aplikimesh industriale si:

- a. Aplikimet e paisjeve elektroshtëpiake me ventilatorë dhe kompresorë si paisjet larëse e frigoriferët.
- b. Sistemet e ngrohjes, ventilimit dhe kondicionimit të ajrit.
- c. Transmisionet elektrike industriale të tipit "servo" të përdorura për kontrollin e lëvizjes dhe robotikë.
- d. Kontrolli i sistemeve automotive, që përfshijnë sistemet e drejtimit elektrik (timonët elektrikë), sistemet e kontrollit të frenimit, antibllokimit etj.

Prodhues të ndryshëm kanë ndihmuar kërkuesit e shumtë në sfidat për projektimin e sistemeve të kontrollit me performancë të lartë. Ata kanë mundësuar përdorimin e algoritmave të avancuara të kontrollit me qëllim arritjen e kërkesave gjithnjë e më të larta në lidhje me përdorimin efiçent të energjisë dhe reduktim të EMI (Electro Magnetic Interference). Në ndihmë të kërkuesve, është Texas Instruments një nga prodhuesit më të fuqishëm sot, ofron një gamë të gjerë mikrokontrollerash në përputhje me nevojat e aplikimeve konkrete. Në aplikimin tonë, kemi përdorur një nga pjestarët e serisë TMS320C2000^{тм} Piccolo™ MCU. Seria Piccolo MCU, ka një arkitekturë të optimizuar për integrimin e periferikëve specifikë, që mundëson perdorimin në kohë reale te algoritmave për një kontroll më të saktë e të plotë. Kjo seri realizon kontroll me koefiçient fuqie të permirësuar, dhe mund të realizojë kontrollin në mënyrë të njëkohshme disa motorë nga e njëjta njësi kontrolli, thjeshton projektimin e sistemeve nëpërmjet kontrollit pa sensor pozicioni, redukton kompleksitetin dhe koston e sistemit.

Në këtë aplikim prezantohet një zgjidhje e kontrollit të transmisionit me motor sinkron me magnet permanent të montuar në brendësi të rotorit, me mikrokontrollerin **Piccolo F28069 controlstick**, i cili është pjesë e familjes C2000 të mikrokontrollerave ose Digital Signal Proccesor-s (DSP).



Figura 7.1. Mikrokontrolleri Piccolo F28069 controlstick

Ai mundëson një projektim efektiv nga pikpamja e kostos së rregullatorëve inteligjentë të motorëve 3-fazorë, duke reduktuar komponentët harduerik të sistemit me rendiment dhe performancë të rritur. Me këto paisje është i mundshëm realizimi i algoritmave më të saktë të kontrollit vektorial dixhital, siç është Kontrolli i Orientimit të Fushës, ose siç njihet në literaturë Field Oriented Control (FOC). Kontrolli i transmisionit me PMSM i realizuar eksperimentalisht me ndihmën e mikrokontrollorit na realizon kontrollin e saktë në një diapazon të gjerë të ndryshimit të shpejtësisë duke marrë parasysh edhe ndryshime të momentit të ngarkesës.

Lindita Dhamo

Disa konsiderata praktike në lidhje me punën e PMSM.

Nga ana konstruktive, magnetët permanentë janë të palëvizshëm kundrejt boshtit të rrotullimit dhe krijojnë një fluks të rotorit me madhësi konstante. Kur ushqejmë pështjellat e statorit, krijohet një fushë magnetike rrotulluese, e cila mund të kontrollohet duke kontrolluar rrymat e statorit. Struktura e rotorit të PMSM ndryshon në varësi të rendit të fuqisë dhe shpejtësisë nominale të makinës. Përsa i takon fuqisë, Makinat Sinkrone me Magnet Permanent janë në përgjithësi të rendit disa kilowat, ndërsa nisur nga shpejtësia nominale, rotori i PMSM ndërtohet me magnetë permanentë të montuar mbi sipërfaqen e rotorit ndërsa për shpejtësi të mëdha, rotori ndërtohet i tillë që magnetët permanentë janë të vendosur në brendësi të rotorit. I pari njihet me inicialet SPMSM ndërsa i dyti IPMSM. Në aplikimin tonë kemi përdorur një IPMSM.

Nga bashkëveprimi i flukseve magnetike të rotorit dhe statorit, prodhohet një moment rrotullues. Këndi midis fluksit magnetik të statorit dhe fluksit të magnetëve permanentë të rotorit duhet të kontrollohet me kujdes me gëllim që momenti rrotullues i prodhuar të ietë maksimal në mënyrë që të kemi edhe një shndërrim elektromekanik sa më efiçent. Për këtë qëllim, pasi mbyllim konturet e kontrollit të PMSM, nevojiten tarime të imta të disa parametrave me qëllim që të kemi vlera minimale të rrymës për të njëjtat vlera të shpejtësisë dhe momentit. Këndi midis flukseve magnetike të rotorit dhe statorit duhet të mbahet 90° në mënyrë që të kemi një moment maksimal të prodhuar në boshtin e rotorit. Ky sinkronizim kërkon njohjen e pozicionit të rotorit, pra edhe të fushës magnetike të rotorit, me qëllim gjenerimin e fushës së duhur të statorit. Fusha magnetike e statorit mund të krijohet nga ana jonë me amplitudë dhe drejtim të çfarëdoshëm, nëpërmjet rregullimit të rrymave të statorit. Fusha magnetike rrotulluese e statorit duhet të rrotullohet me të njëjtën shpejtësi si fusha e magnetëve permanentë të rotorit, përndryshe rotori do të na japë në dalje një moment oshilues, që ndryshon shpejt midis vlerash pozitive e negative. Kjo situatë duhet evituar sepse jo vetëm që nuk prodhon moment optimal, por rrit vibrimet e makinës, zhurmat, stresin e pjesëve të veçanta të saj etj.

Lindita Dhamo

Konfigurimi i hardware-it



Figura 7.2. Ambienti eksperimental i kontrollit të shpejtësisë dhe momentit për një IPMSM

Figura më lart tregon një foto të ambientit eksperimental që përmban :

- 1. Dy makina sinkrone me magnet permanent të montuar në brendësi të rotorit IPMSM, të lidhur në të njëjtin bosht, me të dhëna, si në shtojcën 2.
- 2. Sistemi DSP (Digital Signal Procesor), i cili në aplikimin tonë është mikrokontrolleri i familjes C2000, nga Texas Instruments, Piccolo F28069 USB (TMDX28069USB), float-point.
- 3. Driveri ose Bordi i elektronikës së fuqisë :
 - inverteri, i përbërë nga një urë me 6 tranzistorë MOSFET (IRFP4410),
 - sensorët e rrymës (LTS15NP),
 - ndërfaqe RS-422/RS-485
 - Full-Duplex RS- 485,
 - fototransistor optocoupler ACPL-217-500E ,
 - rele elektromekanike EA2-12NU,
- 4. Enkoder absolut i pozicionit i tipit Hengstler AD35,rezolucion deri 22bit.
- 5. Host kompjuter

Konfigurimi i Software

Ambienti software ku u zhvillua dhe u testua skema e kontrollit vektorial të IPMSM, është Code Composer Studio V.5.0, produkt i Texas Instruments, i cili bazohet mbi konceptin COFF (Common Object File Format). Kjo bëhet në përpjekje për të standardizuar procesin e zhvillimit software-ik. COFF ka disa veçori të cilat e bëjnë atë një sistem zhvillues software-ik shumë të fuqishëm. Është i dobishëm më së shumti, kur detyra që do të zhvillohet, ndahet midis programuesve të ndryshëm.

Zbatimi i një detyre bëhet i mundur nëpërmjet një projekti ose kodi. Seicili »file« i kodit, që quhet »*modul*«, mund të shkruhet në mënyrë të pavarur, duke përmbajtur specifikimet e gjithë burimeve të nevojshme për funksionimin e modulit. Modulet mund të shkruhen në Code Composer Studio (CCS) ose në një »text editor«, çfarëdo që mund të sigurojë një »file« daljeje të tipit ASCII. Module të shumta bashkohen në një projekt ose kod për të formuar një program të vetëm duke përdorur një file lidhës ose *linker*.

Projekti në CCSv5

Code Composer Studio (CCS) punon mbi një projekt shembull. Në esencë, brenda CCS ne krijojmë një projekt për çdo program të egzekutueshëm që duhet të zbatojmë. Projekti ruan të gjithë informacionin e kërkuar për ekzekutim. Ky informacion ruhet në foldera të tillë si: source files, header files, memory-map e sistemit target, dhe opsionet e ndërtimit të programit.

Zbatimi i strukturës së kontrollit

Objekti i kërkimit është ndërtimi i një skeme kontrolli vektorial pa sensor pozicioni me vëzhgues të tipit SMO për një IPMSM, prodhim i industrisë sllovene LETRIKA të prodhimit të motorëve elektrikë, dedikuar për sistemet mekatronike të timonëve elektrikë. E thënë me fjalë të tjera, të zëvendësojmë një pjesë hardware të sistemit të kontrollit, siç është sensori i pozicionit (enkoder), me një pjesë software, i cili shtohet si grup modulesh në algoritmin e kontrollit vektorial të IPMSM.

Ky objektiv u arrit duke implementuar në skemën e kontrollit vektorial mikrokontrollerin Piccolo F28069 ControlSTICK, prodhim i Texas Instruments.

Skema, si në Figurën 7.3, përfaqëson skemën e zbatimit të strukturës së kontrollit që bazohet në principin e kontrollit të orientimit të fushës ose FOC.



Figura 7.3. Skema e zbatimit të strukturës së kontrollit.

Si fillim, pështjellat e motorit nuk janë të ushqyera dhe sistemi pret përdoruesin të shtypë butonat start/stop. Kur butoni start/stop shtypet një herë nga përdoruesi, sistemi fillon inicializimin e gjendjeve, ku të gjithë variablat vendosen në vlerat fillestare, inicializohen periferikët dhe aktivizohet rutina e ndërprerjeve periodike (ISR). Më pas, fillon egzekutimin subrutina e lëshimit ose "start-up", e cila nënkupton punë të strukturës kontrollit në kontur të hapur, ku komponentet e rrymave për momentin I_q dhe fluksin I_d kontrollohen ndërsa këndi i rotorit komutohet prej një funksioni "ramp" deri sa motori të fillojë rrotullimin me një shpejtësi më të madhe se shpejtësia e "start up", që jepet si variabël nga përdoruesi. Kjo bëhet me qëllim që të kapërcehet zona e pavëzhgueshmërisë së vëzhguesit SMO, e cila është rreth 8% e shpejtësisë nominale. Kështu që mbështetur në eksperimentet e bëra në stadin e zhvillimit të projektit, ku është testuar performanca e vëzhguesit, vlera e shpejtësisë së "start up" vendoset e tillë që të jetë jashtë zonës së pavëzhgueshmërisë. Pasi përfundon subrutina e lëshimit, sistemi kyç soft-çelësat për punë pa sensor pozicioni ku incializohet edhe egzekutimi i rregullatorit PI të shpejtësisë dhe vëzhguesi "sliding mode" fillon vlerësimin e këndit Q dhe të shpejtësisë së rotorit.

Kur motori punon pa sensor pozicioni, shpejtësia referencë lexohet vazhdimisht nga një potenciometër i jashtëm dhe butoni start/stop ndihmon përdoruesin për të monitoruar frenimin e motorit. Nëse gjatë egzekutimit të rutinave evidentohet ndonjë difekt prej programit sipas udhëzimeve të dhëna në lidhje me vlerat e lejuara të rrymave, tensioneve, momentit, shpejtësisë, frekuencës së procesimit etj, shkakton frenimin e motorit në mënyrë që ta mbrojmë atë. Por përdoruesi mund ta përdorë këtë buton edhe për një frenim normal, që e çon motorin në gjendje të ndalur.



Figura 7.4. Skema e realizuar e kontrollit të transmisionit me PMSM

Kjo është skema e realizuar e kontrollit pa sensor pozicioni të IPMSM nëpërmjet kontrollit të orientimit të fushës. Blloku i sipërm përmban elementët e elektronikës së fuqisë ndërsa blloku i poshtëm përmban mikrokontrollerin i cili në rastin tonë është Piccolo F28069 USB. Blloku i mikrokontrollerit përbëhet nga blloqet hardware që tregohen në "portokalli" dhe blloqet software që tregohen në "Pink" dhe "Cayan". Blloqet në "Cayan" janë modulet software që kemi shtuar në strukturën e kontrollit dhe që zëvendësojnë një pjesë të hardware (sensorin e pozicionit) me qëllim zbatimin e punës "sensorless". Në fillim, në fazën e parë të realizimit të projektit, janë përdorur në paralel edhe sensori i pozicionit që e jep sinjalin për këndin përmes QEP-it edhe vëzhguesi SMO me qëllim krahasimin e sjelljeve të sistemit me dhe pa sensor pozicioni. Blloku SMO është vëzhguesi i tipit «Sliding Mode», i cili llogarit këndin e fluksit të rotorit nga tensionet dhe rrymat e statorit në sistemin $\alpha\beta$.

Algoritmi dixhital i Kontrollit të Orientimit të Fushës

Nëse vërejmë diagramat e treguara në Figurat 7.5 dhe 7.6, duket qartë marrëdhënia midis momentit dhe këndit të krijuar prej fluksit të rotorit dhe vektorit të rrymës së statorit. Është e qartë se për të prodhuar moment maksimal, duhet që ky kënd të jetë 90° ose -90°.



Figura 7.5: Varësia e mometit ndaj këndit të krijuar prej fluksit të rotorit dhe vektorit të rrymës së statorit



Figura 7.6. Vendi gjeometrik i rrymës së statorit dhe pozicioni reciprok me fluksin e rotorit

Kështu, na duhet të orientojmë vektorin e rrymës së statorit të jetë 90° kundrejt vektorit të fluksit të rotorit për moment maksimal. Duke kontrolluar rrymat 3-fazore ia, ib dhe ic, është e mundur të marrim një vektor rryme me amplitudë dhe fazë çfarëdo. Kështu, algoritmi i FOC fillon me matjen e këndit të fluksit të rotorit (marrë nga një sensor pozicioni). Më pas, llogaritim vlerat e duhura të rrymave 3-fazore, që prodhojnë një vektor të rrymës së statorit që është 90° kundrejt fluksit të rotorit. Më tej llogaritim vlerat e duhura të tensionit 3-fazor, me të cilët duhet të ushqejmë motorin me qëllim që të na kalojnë në motor rryma e dëshiruar, dhe më pas, ndërpresim rutinën aktuale që po egzekutohet për të shkuar në një cikël tjetër ISR (Interrupt Service Routine) të procesorit. Në rutinën pasardhëse, këndi i fluksit të rotorit ka një vlerë të re të ndryshme, sepse motori po rrotullohet, kështu që duhet të rimasim këndin e fluksit të rotorit, duhet të rillogarisim vlerat e duhura të rrymave 3-fazore që krijojnë një vektor rryme të statorit 90° kundrejt fluksit të rotorit, rillogarisim vlerat e duhura të tensionit që ushqejnë motorin me qëllim që rrymat aktuale që rrjedhin në motor të jenë sa rrymat e dëshiruara, dhe më pas, dalim nga rutina aktuale për të shkuar në një cikël të ri të procesorit. Kjo përsëritet shumë herë në një sekondë, dhe kështu funksionon FOC digital.

Skema e kontrollit pa sensor pozicioni

Në figurën 7.7 paraqitet skema e zbatuar e kontrollit vektorial sipas FOC pa sensor pozicioni me vëzhgues të tipit SMO.

Në këtë skemë, sinjalet e lidhjeve të kundërta për konturet e kontrollit të shpejtësisë dhe rrymave vijnë në mënyrë paralele nga dy drejtime:

- 1. Sipas skemës me sensor pozicioni, ku për shpejtësinë dhe pozicionin e rotorit përdoret informacioni i marrë nga sensori i pozicionit.
- 2. Sipas skemës pa sensor pozicioni, ku për shpejtësinë dhe pozicionin përdoret informacioni nga blloku SMO, i cili i llogarit ato duke përdorur sinjalet e rrymave të matura e të transformuara në sistemin α , β dhe tensionet e llogaritura të transformuara në sistemin α , β .

Lindita Dhamo



Figura 7.7. Skema e zbatuar për kontrollin vektorial pa sensor pozicioni të IPMSM me vëzhgues të tipit SMO.

Në modulin kryesor që realizon këtë skemë kontrolli, kemi krijuar dy variabla, që i korespondojnë dy soft-çelësave, të cilët bëjnë që skema të punojë në këto gjendje të mundshme:

- a) Punë e sistemit të kontrollit me sensor pozicioni
- b) Punë e sistemit të kontrollit pa sensor pozicioni
- c) Punë e sistemit të kontrollit pjesërisht me sensor pozicioni, sipas konturit të shpejtësisë ose të rrymave.

Kjo mënyrë funksionimi e skemës është e nevojshme për fazën e zhvillimit të algoritmit pa sensor pozicicioni ose sensor-less, në mënyrë që të krahasohet performanca e vëzhguesit të projektuar me enkoderin. Këto teste performancash të vëzhgimit të shpejtësisë dhe pozicionit të rotorit i kemi kryer për soft-çelës në pozicionin 1 (regjim pune me sensor) ku paralelisht merren dhe krahasohen të dhënat nga sensori dhe vëzhguesi për regjimin e stabilizuar dhe procesin kalimtar, dhe kur rezultati i marrë ka qenë i kënaqshëm kemi kaluar në punim pa sensor pozicioni.

Metodologjia për vlerësimin e pozicionit të rotorit

Detyra jonë është të vlerësojmë pozicionin e rotorit. Cilin variabël duhet të vlerësojmë ose të matim për të arritur këtë?

Nga ekuacionet e tensionit në sistemin α , β , vihet re se komponentja e f.e.m ka një marrëdhënie me këndin e rotorit, pra ka informacionin e këndit të rotorit. Që të gjejmë pozicionin e rotorit, duhet të gjejmë mënyrën për të dedektuar ose matur f.e.m, që ka informacionin për këndin e rotorit. Por, sinjali i f.e.m nuk mund të matet drejtpërdrejt, sepse është një sinjal që ndodhet thellë në makinë. Kështu, duhet të ndërtojmë një vëzhgues që të merret sinjali që na nevojitet. Për këtë, përcaktojmë rrymën që kalon në qarkun e motorit, i cili paraqitet me modelin e thjeshtuar,ku rryma ka dy terma, komponenten e regjimit të vendosur dhe atë të regjimit kalimtar. Më tej, rryma e vlerësuar krahasohet me rrymën e matur, gjenerohet një sinjal gabimi, i cili pas amplifikimit nga rregullatori PI, dhe pas ndryshimit të shenjës, gjeneron sinjalin e f.e.m. Ky sinjal vjen në lidhjen e kundërt, krahasohet me sinjalin referencë, në një kontur të mbyllur që ka si dalje f.e.m-në e vlerësuar.

Bllokskema e algoritmit të vëzhguesit SMO

Figura 7.8 paraqet bllokskemën e algoritmit të vëzhguesit tipi "sliding mode" të pozicionit të fluksit të rotorit bazuar mbi modelin e rrymave të statorit.



Figura 7.8: Bllokskema e algoritmit të vëzhguesit SMO.

Blloku me rozë është modeli i diskretizuar i motorit, variablat në hyrje të të cilit së bashku me dy konstantet përbëjnë modelin e IPMSM, ndërsa në dalje kemi rrymat e vlerësuara të statorit. Më pas gjenerohet gabimi i rrymave të statorit, që shërbejnë si hyrje e bllokut SMO, të cilin e kemi projektuar me sipërfaqe të rrëshqitjes sipas funksionit "sat" për të gjeneruar sinjalin e kontrollit ekuivalent. Më pas filtrojmë këtë sinjal dhe marrim sinjalin e f.e.m të vlerësuar. Meqë frekuenca bazë e kontrollit ekuivalent ndryshon në varësi të shpejtësisë së rotorit, një LPF me frekuencë prerje konstante do të shkaktonte vonesa fazore të ndryshme në shpejtësi të ndryshme. Prandaj kemi përdorur një algoritëm të përshtatshëm kompensimi që nevojitet për të kompensuar këtë vonesë fazore të ndryshueshme të LPF me qellim vlerësimin sa më të saktë të pozicionit të rotorit.

Nga ana tjetër përdorimi i funksionit kyçës "sat" ka patur qëllim zvogëlimin e problemit chattering, që është i pranishëm dhe shqetësues në SMO konvencional. Teoria e qëndrueshmërisë së Lyapunov-it jep procedurën e gjetjes së kushtit të egzistencës së rrëshqitjes, i cili ka rol thelbësor për konvergjencën dhe qëndrueshmërinë e sistemit në zbatim.

Zhvillimi i projektit në Code Composer Studio

Figura 7.9 paraqet dritaret e hapura në software-in ku kemi zhvilluar platformën e TI: Piccolo F28069 controlSTICK, që është Code Composer Studio. Në këtë figurë, dallojmë:

1. Dritaren e projektit, ku tregohen folder-at, në të cilët janë organizuar modulet për mikrokontrollerin, periferikët, libraritë e nevojshme, modulet e blloqeve që përbëjnë skemën e FOC. Me të kaltër kemi rrethuar modulet që i përkasin vëzhguesit SMO, llogaritjes së konstanteve të tij dhe llogaritësit të shpejtësisë. Në këtë folder bëjnë pjesë edhe modulet që rakordojnë veprimet software me hardware: veprimet me butonat e indikatorët për punë normale e difektet, potenciometrat për sinjalet referencë të shpejtësisë e momentit, përcaktimin e mënyrës së punës në kontroll (shpejtësie, momenti, inercie) etj. Përveç kësaj është edhe moduli kryesor që realizon FOC sipas algoritmit digital që përmendëm më lart e ku përcaktohen edhe variablat, mënyrat e lidhjes së tyre, radha e llogaritjes, variblat që do lexohen e afishohen si grafikë në dataloger, koha se kur do regjistrohen këto variabla etj.

CCS Debug - Piccolo_PMSM_controlstick/source/PER_int.c - Code Composer Studio				🗊 🛛 🗙
File Edit View Project Tools Run Scripts Window Help				
📫 • 🖩 🖻 🚛 🕸 • 📓 % 😃 • 🔊 10 💣 • 🛷 •		🗈 😰 co	S Debug	5 (²⁰
🕸 Debug 🕮 🐘 🖩 🔍 이 그 이 고 🖄 🍁 🌝 🚳 🏹 🖓	Project Explorer 😫 📃 🗆	00- Variables 🐨 Expressions 😂 👬	Registers	- 0
a 😳 Piccolo_PMSM_controlstick [Code Composer Studio - Device Debugging]		2 4 F + X 2	8 C C	* 🐵 🔻
9 Texas Instruments XDS100v1 USB Emulator_0/C28xx (Running)	# 1 Piccolo PMSM controlsti	Expression	Type	Value
Pexas Instruments XDS100v1 USB Emulator_0/CLA_0 (Disconnected : Unknown)	Binaries	the seeds	fight	1 077665
	Includes	why kot al	float	2 709229
B SMUPUS.n B Sreevest.n B SMUPUS_const.n B Ptr_intc ⊗ B main.c B BALK_loop.c B define.n B dv_Tsc.asm	- 🕞 🧀 cmd	b C fault_flags	struct F	{}
849 dlog.jptr5 = &speed_meh;	Debug	þ 🍠 dlog	struct D	()
<pre>850 dlog.iptr6 = &evaluated_speed;</pre>	b 🗁 dvt	(x)= state	enum S	Work
851 dlog.iptr7 = &navor	p @ gel	(4)= debug_step_speed	int	0
852	a include	(x)= mode	enum	Speed
<pre>853 dlog_trig_swich =use_observer_variables_angle;</pre>	ADC dry h	(4)- Smopos.Kslide	float	3.5
854 dlog.trig = &dlog_trig_swich;	BACK loop.h	> Smopos	struct <	{}
alog.trig_value = 0.5;	CLARKE_float.h	SmoposConst	struct <	()
alog.slope = Positive;	b la define.h	b b speedest	float	-0.1038898
	DLOG_gen.h	(4)= cos temp	float	0.9871863
	FLT_Int.h	00- theta est	float	0.2092774
	b B globals.h	(4)- speed_meh	float	16.11328
§ 1.602.00	IPARK_float.h	(+)- reg_speed.Ref	float	16.10547
Burn has no many many many many many many many many	IQmathLib.h	(v)- angle_pu	float	0.3618274
I read I Mar A. Mar Mar A. Mar Mar A. Mar Mar Mar A.	DARK float h	(4)- Speedest.EstimatedSpeedHz	float	16.07627
* 1.59600 _ ·	PCB utilb	(x)= evaluated_speed	float	16.07927
85504 +25 +50 +75 +100 +125 +150 +175 +200 +225 +250 +275 +200 +325 +350 +375 +400 +425 +450 +475 +500	PER int.h	(x)= navor	float	-1.317836
sample	PID float.h	(4): est_speed_nz	float	0.0000007
	RDIF_float.h	Mr use observer variables angle	int	1
	SCI_drv.h	(4)- use observer variables speed	int	1
▶ 1.620.40 -		ey dieg dig swich	noat	1.0
2 10010	SMOPOS.h	(4)= kot_raw	float	11342.0
5	IN SPEED_est.h	(x)= tok_d	float	-0.0303666
1.540:10 -	b Di Set datamich	(x)= tok_q	float	-8.555344
2000 - 25 - 60 - 75 - 100 - 125 - 150 - 025 - 250 - 275 - 200 - 225 - 500 - 125 - 400 - 425 - 450 - 475 - 500	TIC toch	(4)+ reg_iq.Ref	float	-8.635736
sample	b 🔐 lib	00- reg_id.Ref	float	0.0
	Release	(the inark_napetost_kipna	float	-0.2204204
	b b source	fd= kot el	float	2.709229
	XDS100.ccxml [Active/	(x)= kot_offset	float	-11645.0
9 3.000 -		reg_speed	struct PI	()
		(4)- kot_raw	float	11342.0
		04)- cpu_load	float	0.9187499
82432 +25 +50 +75 +100 +125 +150 +175 +200 +225 +250 +275 +300 +325 +350 +375 +400 +425 +450 +475 +500		(4)- debug	int	0
sampte		(4)- debug_frequency	float	10.0
🖳 Console 🔤 Single Time-0 🖄 副 👘 👘 👘 🖬 🏥 👘 🖓 🔛 📓 🖶 👘 🖓 👘 🖓 👘 🖓 👘 🖓 👘 🖓 👘 👘 👘 👘 👘 👘 👘 👘 👘 👘 👘 👘 👘		Add new expression		
\$ 4000				
8096 +75 +90 +75 +100 +125 +150 +175 +200 +225 +250 +275 +200 +225 +250 +275 +400 +425 +450 +425 +500				
sample		<		•
□° & Licensed		N. AND N.		
😵 🖸 😩 😌 🔁 🔺		SL _ P•	1	9:17 4.3.2014

Figura 7.9. Paraqitje e projektit të zhvilluar në CCS gjatë punës pa sensor pozicioni të IPMSM.

- 2. Dritare e rëndësishme është ajo e vëzhgimit të variablave, ku në kohë reale tregohen vlerat e përditsuara të tyre, regjistrat ku ndodhen, etj.
- 3. Dritarja ku mund të shohim brendinë e çdo moduli, të cilin mund ta editojmë, ndryshojmë, të shtojmë variabla të rinj, të ndryshojmë mënyrën e llogaritjes së tyre etj.
- 4. Dritarja e dataloger ku në kohë reale afishojmë grafikisht variablat që na interesojnë dhe nga ku mund të ndjekim dinamikën e tyre.

Në figurë, me të kuqe janë rrethuar dy soft-çelësat e krijuara prej nesh në sistemin e kontrollit, që komandojnë rrjedhjen e informacionit në lidhjet e kundërta në konturet e shpejtësisë e rrymave, dhe që vlera e tyre në 1, si në figurë, tregon se skema e kontrollit po punon me informacionin që merr prej vëzhguesit, pra jemi në punë pa sensor pozicioni.

Verifikimi i performancës së vëzhguesit SMO

Përpara kyçjes së soft-çelësave, është e domosdoshme të verifikojmë se me çfarë saktësie është në gjendje të ndjekë vëzhguesi i projektuar SMO pozicionin e matur nga sensori i pozicionit. Vëzhguesi përdor si hyrje rrymat e matura të statorit të transformuara në sistemin α,β , dhe tensionet e llogaritura nga Kontrolli i Orientimit të Fushës, tensionet α,β , dhe prej tyre llogarit pozicionin e rotorit, e më pas mbi bazën e kësaj vlere të llogaritur, llogarit edhe shpejtësinë e rotorit. Verifikimin e saktësisë së llogaritjes e kemi realizuar si në regjim kalimtar dhe në regjim të stabilizuar, dhe rezultatet janë paraqitur në paragrafin e mëposhtëm.

Verifikimi i performancës së vëzhguesit SMO në regjim kalimtar

Këto janë kurbat e marra eksperimentalisht gjatë regjimit kalimtar për testimin e vëzhguesit në lidhje me gabimin e vlerësimit të pozicionit dhe vlerësimit të shpejtësisë. Eksperimentalisht janë testuar pika të ndryshme pune, por po tregojmë rezultatet vetëm për njërën prej tyre:



Figura 7.10. Vlerësimi i shpejtësisë së rotorit prej informacionit të marrë nga vëzhguesi, enkoderi dhe krahasimi me shpejtësinë referencë (rreth 12 rrot/s) gjatë regjimit kalimtar.

Pozicioni vlerësohet me një gabim më të vogël ose të barabartë me 3%, figura 7.11.



Figura 7.11. Gabimi i vlerësimit të pozicionit të rotorit prej vëzhguesit gjatë regjimit kalimtar për shpejtësinë referencë (rreth 12 rrot/s)

Shpejtësia e vlerësuar prej informacionit të marrë prej enkoderit dhe vëzhguesit janë krahasuar me shpejtësinë referencë, e cila ndryshon në mënyrë dinamike, për moment referencë konstant në bosht. Nga krahasimi i kurbave vihet re se koha e rregullimit për të dy sinjalet është pothuajse e njëjtë, ndërsa mbirregullimi në rastin e sinjalit të vlerësuar nga vëzhguesi është rreth 7% më i ulët se në sinjalin e llogaritur prej informacionit marrë prej sensorit (enkoderit). Konkluzioni prej këtyre kurbave është që performanca e regjimit kalimtar është e pranueshme.

Verifikimi i performancës së vëzhguesit SMO në regjim të stabilizuar

Kurbat e paraqitura në figurat 7.12-7.15, i takojnë verifikimit të performancës në regjim të stabilizuar të vlerësimit të madhësive: pozicion dhe shpejtësi nga vëzhguesi, për pika pune në kuadrantet I - IV. Pika e punës është zgjedhur për një shpejtësi relativisht të ulët, afër zonës së pavëzhgueshmërisë së vëzhguesit. Kjo është bërë qëllimisht, sepse kur performanca është e pranueshme për një regjim të diskutueshëm (siç është shpejtësia e ulët për vezhguesit SMO), në regjimet me shpejtësi më të lartë, kjo performancë është me siguri më e mirë. Praktikisht i kemi nxjerrë rezultatet edhe për pika pune me

shpejtësi deri tek shpejtësia nominale, por po paraqesim qëllimisht ato pika që i takojnë një regjimi me performancë relativisht të ulët.



Figura 7.12. Ndjekja e a) shpejtësisë dhe b) pozicionit në kuadrantin e I: shpejtësi 5.3 rrot/s, moment 1Nm

Nga Figura 7.12 që tregon rezultatet e saktësisë së vlerësimit të shpejtësisë dhe pozicionit të rotorit në regjim të stabilizuar në kuadrantin e I, shohim se vlerësimi i shpejtësisë bëhet me gabim më të vogël se 0.75% ndërsa vlerësimi i këndit bëhet me gabim më të vogël se 1.2%.

Në Figurën 7.13 paraqiten rezultatet për një pikë pune afër zonës së pavëzhgueshmërisë (jashtë saj) që ndodhet në kuadrantin e II.





Figura 7.13. Ndjekja e a) shpejtësisë dhe b) pozicionit në Kuadrantin e II: shpejtësi 5.4 rrot/s (revers), moment 0.5Nm

Figura 7.13 tregon rezultatet e saktësisë së vlerësimit të shpejtësisë dhe pozicionit të rotorit në regjim të stabilizuar në kuadrantin e II, shohim se vlerësimi i shpejtësisë bëhet me gabim më të vogël se 1.8% ndërsa vlerësimi i këndit bëhet me gabim më të vogël se 2%. Mund të konsiderohet si rezultat shumë i mirë nëse kujtojmë se jemi shumë pranë zonës në të cilën forcat elektromotore të induktuara janë shumë të vogla krahasuar me vlerat për shpejtësi nominale,pasi ky fakt ndikon në mënyrë të drejtpëdrejtë në saktësinë e përcaktimit të pozicionit të rotorit, e që këtej edhe të shpejtësisë së rrotullimit të motorit. Në Figurën 7.14 paraqiten rezultatet për një pikë pune afër zonës së pavëzhgueshmërisë (jashtë saj) që ndodhet në kuadrantin e III.



Figura 7.14. Ndjekja e a) shpejtësisë dhe b) pozicionit në Kuadrantin e III shpejtësi 4.75 rrot/s (revers), moment 0.7Nm

Figura 7.14 tregon rezultatet e saktësisë së vlerësimit të shpejtësisë dhe pozicionit të rotorit në regjim të stabilizuar në kuadrantin e III, dhe shohim se vlerësimi i shpejtësisë bëhet me gabim më të vogël se 2.1% ndërsa vlerësimi i këndit bëhet me gabim më të vogël se 1.9%.

Në Figurën 7.15 paraqiten rezultatet për një pikë pune afër zonës së pavëzhgueshmërisë që ndodhet në kuadrantin IV.





Figura 7.15. Ndjekja e a) shpejtësisë dhe b) pozicionit në Kuadrantin IV: shpejtësi 5.65 rrot/s (revers), moment 0.5Nm

Figura 7.15 tregon rezultatet e saktësisë së vlerësimit të shpejtësisë dhe pozicionit të rotorit në regjim të stabilizuar në kuadrantin IV, dhe shohim se vlerësimi i shpejtësisë bëhet me gabim më të vogël se 1.8% ndërsa vlerësimi i këndit bëhet me gabim më të vogël se 1.6%.

Rezultatet eksperimentale të punës pa sensor pozicioni të sistemit të kontrollit të IPMSM me vëzhgues SMO

Nga rezultatet e performancës së vëzhguesit në regjim kalimtar dhe të stabilizuar, vemë re se vëzhguesi vlerëson pozicionin e rotorit dhe shpejtësinë e tij me saktësi të kënaqshme dhe me dinamikën e duhur. Kështu kalojmë në fazën e dytë, realizimin e kontrollit pa sensor pozicioni të sistemit të kontrollit. Për këtë, kyçim dy soft-çelësat, që do të thotë: në dritaren e variablave, ndryshojmë vlerat e tyre nga 0 në 1 (si në figurën 7.9).

Rezultatet e marra gjatë punës së sistemit të kontrollit të IPMSM pa sensor pozicioni tregohen më poshtë. Këto rezultate janë marrë nga datalogeri, që ka regjistruar dhe afishuar të dhënat (nga eksperimenti) në formë kurbash pikërisht në momentin që janë kyçur këto softçelsa. Pra në një farë mënyre, paraqiten kurbat e procesit kalimtar të kyçjes nga "punë me sensor pozicioni" në "punë pa sensor pozicioni". Shihet qartë që kalimi është shumë i butë, praktikisht i pandjeshëm për transmisionin.

Figurat 7.16-7.20 tregojnë rezultatet eksperimentale gjatë punës pa sensor pozicioni të sistemit të kontrollit të IPMSM në kufi të zonës së pavëzhgueshmërisë së vëzhguesit SMO, pra është shpejtësia më e vogël që është mundur të "kapet" eksperimentalisht në punën pa sensor pozicioni, që i korespondon shpejtësisë referencë rreth 3.65 [rrot/s]. Kjo është shpejtësia për të cilën marrim performancën më të dobët të vëzhguesit të projektuar, por që gjithsesi garanton punën pa sensor pozicioni. Këtë shpejtësi do ta konsiderojmë edhe si kufirin që definon zonën e "pavëzhgueshmërisë në karakteristikën e shpejtësisë.



Figura 7.16. Shpejtësia e rotorit e vlerësuar prej vëzhguesit, sensorit të pozicionit dhe shpejtësia referencë.



Figura 7.17. Pozicioni i rotorit i vlerësuar prej vëzhguesit e sensorit



Figura 7.18. Momenti në boshtin e motorit.



Figura 7.19. F.e.m e vlerësuara në sistemin α , β .


Figura 7.20. Rrymat e matura të statorit .

Grafikët e figurave 7.16-7.20 i takojnë punës pa sensor pozicioni në shpejtësinë më të ulët pa sensor pozicioni, pra kjo është performanca më e dobët e mundshme, por gjithsesi, sistemi i kontrollit të IPMSM punon pa sensor pozicioni. Shohim që gabimi i ndjekjes së pozicionit është më pak se 4.7%, ndërsa gabimi i ndjekjes së shpejtësisë luhatet nga 4.1-8.2%. F.e.m e induktuara dhe rrymat janë të deformuara, nuk janë sinusoida të pastra, kemi prezencë të zhurmave.

Le të verifikojmë nëpërmjet rezultateve eksperimentale edhe punën pa sensor pozicioni në shpejtësitë më të mëdha, deri tek shpejtësia nominale.

Figurat 7.21-7.22 paraqesin rezultatet eksperimentale për punë pa sensor pozicioni në shpejtësi referencë rreth 9 [rrot/s]



Figura 7.21. Shpejtësia e rotorit e vlerësuar prej vëzhguesit, sensorit të pozicionit dhe shpejtësia referencë rreth 9[rrot/s].



Figura 7.22. Pozicioni i rotorit i vlerësuar prej vëzhguesit e sensorit

Figurat 7.23-7.27 paraqesin rezultatet eksperimentale për punë pa sensor pozicioni në shpejtësi referencë rreth 15 [rrot/s]



Figura 7.23. Shpejtësia e rotorit e vlerësuar prej vezhguesit, sensorit të pozicionit dhe shpejtësia referencë rreth 15[rrot/s]

Grafikët e Figurave 7.23-7.27 janë marrë nga puna pa sensor pozicioni për shpejtësi referencë 15[rrot/s], dhe moment referencë 0.6[Nm]. Duket, që në këtë regjim pune, i cili i takon një regjimi mesatar, pra jo ekstremal, ndjekja e shpejtësisë dhe pozicionit bëhen me një saktësi të pëlqyeshme, duke patur një gabim për ndjekjen e pozicionit me më pak se 1.2% dhe gabim të ndjekjes së shpejtësisë me më pak se 0.066%. Shihet qartë që edhe sinjali i f.e.m së vlerësuar është pothuajse sinusoidal, pa vibrime, dhe që garanton një performancë të lartë për vlerësimin e pozicionit. Edhe rrymat e statorit të motorit, të matura nga sensorët e rrymave, janë sinusoidale, pa deformime.



Figura 7.24. Pozicioni i rotorit i vlerësuar prej vëzhguesit e sensorit



Figura 7.25. Momenti në boshtin e motorit



Figura 7.26. F.e.m e vlerësuara në sistemin α , β .



Figura 7.27. Rrymat e matura të statorit

Më poshtë, në figurat 7.28 -7.30, jepen rezultatet eksperimentale për punë pa sensor pozicioni në shpejtësi referencë 20[rrot/s].



Figura 7.28: Shpejtësia e rotorit e vlerësuar prej vëzhguesit, sensorit të pozicionit dhe shpejtësia referencë rreth 20[rrot/s].



Figura 7.29. Pozicioni i rotorit i vlerësuar prej vëzhguesit e sensorit



Figura 7.30. Momenti në boshtin e motorit

Optimizimi i koefiçentit të vëzhguesit SMO sipas strategjisë: moment maksimal për të njëjtën rrymë

Në strukturën e kontrollit që kemi projektuar, është zbatuar si metodë bazë kontrolli vektorial, me strategji kontrolli "rrymë sipas aksit –d të barabartë me zero. Në zbatimin e kësaj strukture kontrolli, duhet të përdorim edhe një strategji tjetër kontrolli me qëllim arritjen e punës me rendiment maksimal, që është strategjia "moment maksimal për të njëjtën rrymë", që do të thotë për një moment të dhënë të kemi rrymë minimale në statorin e motorit. Për këtë qëllim, është testuar i njëjti regjim pune: shpejtësi referencë dhe moment referencë, për vlera të ndryshme të koefiçentit të vëzhguesit, të cilin teorikisht nga Teorema e Lyapunov-it e përcaktuam me ekuacionin:

$$k \ge \max(\left|e_{\alpha}\right|, \left|e_{\beta}\right|)$$

Në këtë eksperiment është matur rryma e statorit në një nga fazat e tij për vlera të ndryshme të koefiçentit të vëzhguesit që plotëson kushtin e mësipërm. Përmes kësaj procedure kemi optimizuar vlerën e koefiçentit të vëzhguesit sipas strategjisë "moment maksimal për të njëjtën rrymë". Vlerat e matura eksperimentalisht të rrymës së statorit në fazën a, tregojnë se për vlera të k=3.5-4.5, rryma në seicilën fazë të statorit është rreth 15% më e vogël se për vlerat e tjera të këtij koefiçenti që plotësojnë kushtin e konvergjencës dhe qëndrueshmërisë së vëzhguesit. Të dhënat eksperimentale tregohen në familjen e kurbave të rrymës së statorit për "k" parameter, si në Figurën 7.31.



Figura 7.31. Familja e kurbave të rrymës së statorit për optimizimin e koefiçentit të vëzhguesit "k".

Për këtë vlerë të optimizuar të koefiçenti të vëzhguesit, k=3.5, kemi kryer eksperimentet, rezultatet e të cilëve janë treguar më parë në lidhje me regjimin kalimtar dhe regjimet e stabilizuara.

Përfundime për pjesën eksperimentale

• Përdorimi i mikrokontrollerave e procesorëve të sinjaleve dixhitalë (DSP), sjell avantazhe të shumta në skemat e kontrollit të motorëve sinkron me magnet permanent pasi rrit fleksibilitetin e skemës, mundësinë për të aplikuar teknikat më të reja për rritjen e performancës si dhe uljen e kostos së transmisionit në tërësi nëpërmjet reduktimit të pjesës hardware.

• Teknika e kontrollit "Sliding Mode" si teknikë jolineare ofron një mënyrë shumë efektive për kontrollin pa sensorë pozicioni me performancë të lartë të PMSM që paraqet një karakter të theksuar jolinear e me kompleksitet të rritur për zbatim.

• Zbatimi i skemës së kontrollit vektorial pa sensor pozicioni të IPMSM, me vëzhgues gjendjeje të tipit "sliding mode"mund të përdorë modelin e thjeshtuar të motorit, kështu që nga pikëpamja llogaritëse mund të konsiderohet si teknikë me kosto të ulët.

• Skema e zbatuar e kontrollit i përgjigjet ndryshimeve të shpejtësisë referencë dhe momentit referencë me dinamikë të shpejtë duke e bërë zgjidhje të vlefshme për shumë aplikime. Gjithashtu, skema u provua se është imune edhe ndaj ndryshimit të parametrave të motorit, siç janë induktivitetet.

• Rezultatet eksperimentale të treguara më parë vërtetojnë se skema e kontrollit me vëzhgues "sliding mode" e zbatuar realizoi vlerësim me performancë të lartë të shpejtësisë dhe pozicionit të rotorit në të katër kuadrantet. Kontrolli i shpejtësisë dhe momentit gjatë punës pa sensor pozicioni bëhet në mënyrë të vijueshme, me vibrime të pandjeshme dhe pa goditje gjatë kontrollit në kohë reale të transmisionit.

PËRFUNDIME

Nisur nga rezultatet e marra në rrugë eksperimentale dhe nga simulimet në MATLAB/Simulink, për teknikën jolineare të kontrollit pa sensor pozicioni të transmisionit elektrik me PMSM nëpërmjet vëzhguesit që bazohet në dukurinë e rrëshqitjes, kemi ndërtuar tabelën e mëposhtme.

	Nga Eksperimenti	Nga Simulimet
NDJEKJA E SHPEJTËSISË		
Mbirregullim	18.7%	12%
Gabimi	0.066%	0.6%
Koha e rregullimit	0.01	0.02
NDJEKJA E POZICIONIT		
Gabimi	1.2%	1.2%
NDJEKJA E MOMENTIT		
Vibrimi	5.5%	4%
Koha e rregullimit	0.1s	0.01s
Zona e pavëzhgueshmërisë	8%	2%

• Nga kqyrja e rezultateve të marra eksperimentalisht dhe përmes simulimeve, shihet që skema e projektuar sipas metodës së kontrollit vektorial, që përdor si strategji kontrolli kombinimin e mbajtjes së "rrymës sipas aksit d në zero" dhe që kërkon "moment maksimal për të njëjtën rrymë", e zbatuar në një strukturë që zëvendëson një pjesë "hardware" (sensorin e pozicionit) me një "software", arrin objektivat e kontrollit në mënyrë të kënaqshme për aplikime industriale.

• Kontrolli "Sliding Mode" është një teknikë e mirë për kontrollin pa sensor pozicioni me performancë të lartë të PMSM.

• Modeli matematik i përdorur në skemat e kontrollit përmes simulimeve dhe në zbatimin praktik është modeli standard i PMSM, madje për zbatim praktik mund të përdoret edhe modeli i thjeshtuar, kështu që nga pikëpamja llogaritëse mund të konsiderohet si teknikë me kosto të ulët.

• Skemat e ndërtuara të kontrollit u testuan në kushte të ndryshimit të regjimit të punës në mënyrë dinamike si dhe në kushte të ndryshimit të induktiviteteve që merrnin pjesë në modelim. Rezultatet e marra treguan se struktura e kontrollit është imune ndaj ngacmimeve shqetësuese të ngarkesës dhe ndaj ndryshimit të parametrave të motorit.

• Skema me SMO e zbatuar realizoi vëzhgim me performancë të lartë të shpejtësisë dhe pozicionit të rotorit në katër kudrante dhe punim pa sensor pozicioni në një kuadrant.

• Përdorimi i mikrokontrollerave në skemat që përdorin teknika të avancuara kontrolli është jo vetëm i dobishëm por edhe i domosdoshëm, pasi jep mundësi për zhvillim të vazhdueshëm të këtyre skemave, mundësinë e zbatimit të teknikave të reja, performancë kontrolli shumë të lartë për shkak të procesimit gjithnjë e më të shpejtë e me kapacitete llogaritëse gjithnjë e më të larta.

• Skema e përdorur ka mundësi për përmirësime të mëtejshme. Kjo nënkupton që përdorimi i objektit të përdorur (IPMSM) në një transmision elektrik real që do të kishte detyra projektimi të caktuara në lidhje me cilësinë e kontrollit, mund të zbatohet drejtpërdrejt ose me ndërhyrje minimale në lidhje me tarimin e rregullatorëve.

KONTRIBUTI I PUNIMIT

Punimi i paraqitur jep një kontribut modest, i cili konsiston në:

- Ndërtimi i sistemeve të plota të kontrollit të transmisioneve elektrike me motor sinkron me magnet permanent në ambientin MATLAB/Simulink, duke përdorur rregullatorët tradicional PI të zbatuar në skemën e Kontrollit Vektorial, që zëvendëson sensorin e pozicionit me: a) vëzhguesin e tipit "sliding mode" dhe b) vlerësuesin që bazohet mbi Sistemin Adaptiv me Model Referencë.
- 2. Dhënia e kritereve të projektimit të rregullatorëve të një transmisioni me motor sinkron me magnet permanent bazuar mbi modelin sipas rrymave të statorit, të cilët synojnë të përftojnë sjellje më të mirë se ajo që mund të kemi me rregullatorë tradicional.
- 3. Jepet analiza e krahasimi i strategjive të kontrollit si dhe procesi i përzgjedhjes së tyre për arritjen e kritereve teknike e ekonomike optimale si dhe një analizë e hollësishme në lidhje me qëndrueshmërinë dhe përparësitë e tyre.
- 4. Kryerja e simulimeve përkatëse për të treguar përparësitë e shfrytëzimit të karakteristikave jolineare të rregullatorëve "Sliding mode" dhe skemave adaptive të zbatuara në skemën e kontrollit vektorial të motorëve sinkron me magnet permanent.
- 5. Me anë të simulimeve në sistemet e kontrollit që përdorin rregullatorët "sliding mode" dhe ata adaptivë është provuar superioriteti i kyre rregullatorëve krahasuar me ata tradicionalë në lidhje me thjeshtësinë, rendimentin dhe reduktimin e kohëve të proçeseve kalimtare.
- 6. Me anë të simulimeve dhe eksperimenteve ëshë provuar që karakteristikat jolineare të rregullatorëve "sliding mode" mund të shfrytëzohen me efikasitet për të përmirësuar saktësinë, stabilitetin dhe qëndrueshmërinë e transmisioneve elektrike.
- 7. Nga rezultatet e arritura eksperimentalisht, duket qartë se përdorimi i mikrokontrollerave në skemat e kontrollit të motorëve elektrike realizon performancë shumë të lartë në regjimet dinamike e statike, rendiment të lartë, skema me kosto

relativisht të ulët nëpërmjet zëvendësimit të pjesshëm të hardware me software, dhe mundësi të vazhdueshme për përmirësimin e karakteristikave të punës së një transmisioni të dhënë.

OBJEKTIVAT PËR TË ARDHMEN

Mbështetur në rezultatet e arritura, si në pjesën e simulimeve ashtu edhe ato eksperimentale, objektivat për të ardhmen i shoh në këto drejtime:

- Përmirësimi i skemave egzistuese në lidhje me kontrollin pa sensor pozicioni të Makinës Sinkrone me Magnet Permanent. Kjo do të konsistojë në zgjerimin e zonës së punës së transmisionit si dhe rritjen e rendimentit.
- 2. Zbatimi i teknikave të tjera për kontrollin pa sensor pozicioni të Motorit Sinkron me Magnet Permanent nëpërmjet përdorimit të rregullatorëve "inteligjentë" që bazohen në teorinë "Fuzzy". Kjo do të studiohet në dy faza:
 - Nëpërmjet simulimeve në MATLAB/Simulink
 - Nëpërmjet zbatimit praktik në një transmision real.
- 3. Thellimi i studimeve në drejtim të përdorimit të teorisë jolineare të kontrollit për të gjetur mënyra sa më efikase për kontrollin e transmisioneve elektrike me PMSM që karakterizohen nga prania e jolineariteteve shumë të forta.

SHTOJCË 1

Parametrat		Vlerat	
Fuqia nominale	\boldsymbol{P}_n	1100	W
Shpejtësia nominale	$\boldsymbol{\omega}_n$	15 <i>00</i>	rrot/min
Rezistenca e statorit	R_s	2.875	Ω
Induktivieti sipas aksit -d	L_d	8	mH
Induktivieti sipas aksit –q	L_q	8	mH
Fluksi magnetik i plotë	$oldsymbol{\Psi}_{PM}$	0.175	Wb
Numri i poleve	\mathbf{n}_p	4	
Inercia	\boldsymbol{J}	0.001	kgm²

Të dhënat e Motorit Sinkron me Magnet Permanent Nr.1

SHTOJCË 2

Parametrat	Vlerat		
Fuqia nominale	\boldsymbol{P}_n	600	W
Shpejtësia nominale	$\boldsymbol{\omega}_n$	1250	rrot/min
Rezistenca e statorit	R _s	0.06	Ω
Induktivieti sipas aksit -d	L_d	0.068	mH
Induktivieti sipas aksit –q	L_q	0.086	mH
Fluksi magnetik i plotë	$oldsymbol{\Psi}_{PM}$	0.0373	Wb
Numri i çiftpoleve	\mathbf{n}_p	3	
Inercia	J	0.0001682	kgm ²

Të dhënat e Motorit Sinkron me Magnet Permanent Nr.2

SHTOJCË 3



Skema e bllokut të fuqisë

Skema e Mikrokontrollerit



Skema e pjesës analoge



LITERATURA

[1] B. K. Bose, "Modern Power Electronics and AC Drives". Prentice Hall, 2002.

[2] P. Pillay, R. Krishnan, "Application characteristics of permanent magnet synchronousand brushless DC motors for servo drives", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 27, pp. 986–996, Sep./Oct. 1991.

[3] P. Kshirsagar, R. Burgos, A. Lidozzi, J. Jang, F. Wang, D. Boroyevich, S.K. Sul, "Implementation and sensorless vector-control design and tuning strategy for SMPM machines in fan-type applications," in Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference. 41st IAS Annual Meeting, vol. 4, pp. 2062–2069, Oct. 2006.

[4] P. Pillay, P. Freere, "Literature survey of permanent magnet AC motors and drives," in Conference Record of the 1989 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, pp. 74–84, Oct. 1989.

[5] R. Monajemy, "Control Strategies and Parameter Compensation for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives". PhD thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University,2000.

[6] P. Pillay, R. Krishnan, "Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives,: The permanent-magnet synchronous motor drive," IEEE Transactions onIndustry Applications, vol. 25, pp. 265–273, Mar./Apr. 1989.

[7] T. Batzel, K. Lee, "Electric propulsion with the sensorless permanent magnet synchronous motor: Model and approach," IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 20,pp. 818–825, Sep. 2005.

[8] Y. Dai, L. Song, S. Cui, "Development of PMSM drives for hybrid electric car applications,"IEEE Transactions on Magnetics, vol. 43, pp. 434–437, Jan. 2007.

[9] S. Chi, L. Xu, "Development of sensorless vector control for a PMSM running up to 60,000 rpm," in 2005 IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, pp. 834–839, May 2005.

[10] A. Lidozzi, L. Solero, F. Crescimbini, A. D. Napoli, "SVM PMSM drive with low resolution hall-effect sensors," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, pp. 282–290, Jan. 2007.

[11] B. Bae, S.-K. Sul, J. Kwon, J. Byeon, "Implementation of sensorless vector controlfor super-high-speed PMSM of turbocompressor," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, pp. 811–818, May/Jun. 2003.

[12] Zhang Jie,Cui Jing, Zhai Dongsheng, "Technology Analysis of PMSM based on Patent Information", IPCSIT vol.53,2012

[13]A.Borisavljevic,"Limits,Modeling and Design of High Speed PMM",Springer-Verlag Berlin Heidelberg 2013.

[14] M. Hadziselimovic, G. Stumberger, B. Stumberger, I. Zagradisnik, "Magnetically nonlinear dynamic model of synchronous motor with permanent magnets," Journal of Magnetism and Magnetic Materials, vol. 316, pp. 257–260, Sep. 2007.

[15] Z. Jing, C. Yu, G. Chen, "Complex dynamics in a permanentmagnet synchronous motor model," Journal of Chaos, Solitons and Fractals, vol. 22, pp. 831–848, Nov. 2004.

[16] S. B. Ozturk, "Modelling, simulation and analysis of low-cost direct torque control of PMSM using hall-effect sensors," Master's thesis, Texas A&M University, December 2005.

[17] R. H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines: Generalized method of analysis", Transactions of the American Institute of Electrical Engineers, vol. 48, pp. 716–727, Jul. 1929.

[18] O. Mohammed, S. Liu, Z. Liu, "Physical modeling of PM synchronous motors for integrated coupling with machine drives," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 41, pp. 1628–1631, May 2005.

[19] K. Chang, T. Low, T. Lee, "An optimal speed controller for permanent-magnet synchronous motor drives," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 41, pp. 503–510,Oct. 1994.

[20] P. Perera, F. Blaabjerg, J. Pedersen, P. Thogersen, "A sensorless, stable V/f control method for permanent-magnet synchronous motor drives," IEEE Transactions on IndustryApplications, vol. 39, pp. 783– 791, May/Jun. 2003. [21] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff, "Analysis of Electric Machinery and Drive Systems". Wiley-IEEE Press, 2002.

[22] C.-M. Ong, "Dynamic Simulations of Electric Machinery: Using MATLAB/Simulink" Prentice Hall, 1997.

[23] J. Edwards, "Electrical machines: an introduction to principles and characteristics", Aylesbury: International Textbook, 1973.

[24] R. Krishnan, "Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control", Prentice Hall, 2001.

[25] A. E. Fitzgerald, C. Kingsley, S. D. Umans., "Electric Machinery", McGraw-Hill, 6 ed.,

[26] J. Chiasson, "Modeling and High-Performance Control of Electric Machines", Wiley-IEEEPress, 2005.

[27] P. C. Krause, O. Wasynczuk, S. D. Sudhoff,"Analysis of Electric Machinery and Drive Systems", Wiley-IEEE Press, 2002.

[28] R. J. Kerkman, D. Leggate, B. J. Seibel, T. M. Rowan, "Operation of PWM voltage source-inverters in the overmodulation region," IEEE Transactions on Industrial Electronics,vol. 43, no. 1, pp. 132–141, 1996.

[29] L. Ben-Brahim, "On the compensation of dead time and zerocurrent crossing for a PWM inverter-controlled AC servo drive,"IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 51,no. 5, pp. 1113–1117, 2004.

[30] J.W. Choi S.K. Sul, "Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 11, no. 2, pp. 221–227, 1996.

[31] Ben-Brahim, "The analysis and compensation of dead-time effects in three phase PWM inverters," in IEEE Industrial Electronic Soc. Annu. Conf., pp. 792–797, 1998.

[32] G. L. Wang, D. G. Xu, Y. Yu, "A novel strategy of dead-time compensation for PWM voltage-source inverter," in Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2008. APEC 2008., pp. 1779–1783, Feb. 2008.

[33] D. Leggate R. J. Kerkman, "Pulse based dead time compensator for PWM voltageinverters," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, pp. 191–197, Apr. 1997. [34] T. M. Rowan, R. J. Kerkman, "A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated PWM inverters," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 22,no. 4, pp. 678–690, 1986.

[35] F. B. del Blanco, M. W. Degner, R. D. Lorenz, "Dynamic analysis of current regulators for AC motors using complex vectors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 35,no. 6, pp. 1424–1432, 1999.

[36] M. Bodson, J. Chiasson, R. Novotnak, R. Rekowski, "Highperformance nonlinear feedback control of a permanent magnet stepper motor," IEEE Transactions on Control SystemsTechnology, vol. 1, pp. 5–14, 1993.

[37] N. P. Quang J.-A. Dittrich, "Vector Control of Three-Phase AC Machines". Springer,2008.

[38] M. S. Sarma, "Electric Machines: Steady-State Theory and Dynamic Performance." Thomson Learning, 2 ed., 1994.

[39] M. Zordan, P. Vas, M. Rashed, C. Ng, S. Bolognani, M. Zigliotto, "Field-weakening in high-performance PMSM drives," COMPEL: The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, vol. 21, no. 2, pp. 338–354, 2002.

[40] L. Xu, C. Wang, "Implementation and experimental investigation of sensorless control schemes for PMSM in super-high variable speed operation," in The 1998 IEEE IndustryApplications Conference, 1998. Thirty-Third IAS Annual Meeting, vol. 1, pp. 483–489, Oct.1998.

[41] P. Kshirsagar, R. Burgos, A. Lidozzi, J. Jang, F. Wang, D. Boroyevich, S.-K. Sul, "Implementation and sensorless vector-control design and tuning strategy for SMPM machines in fan-type applications," in Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference. 41st IAS Annual Meeting, vol. 4, pp. 2062–2069, Oct. 2006.

[42] J.-I. Itoh, N. Nomura, H. Ohsawa, "A comparison between V/f control and position sensorlessvector control for the permanent magnet synchronous motor," in Proceedings of the Power Conversion Conference (PCC Osaka 2002), vol. 3, pp. 1310–1315, 2002.

[43] A. Bunte, S. Beineke, "High-performance speed measurement by suppression of systematic resolver and encoder errors," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 51,pp. 49–53, Feb. 2004.

[44] T. Batzel, K. Lee, "Slotless permanent magnet synchronous motor operation without a high resolution rotor angle sensor," IEEE Transaction on Energy Conversion, vol. 15,pp. 366–371, Dec. 2000.

[45] S. Bolognani, R. Oboe, M. Zigliotto, "Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46,pp. 184–191, Feb. 1999.

[46] J. Hu, L. Xu, J. Liu, "Magnetic pole identification for PMSM at zero speed based on space vector PWM," in CES/IEEE 5th International Power Electronics and Motion ControlConference (IPEMC 2006), vol. 1, pp. 1–5, August 2006.

[47] T. Batzel, K. Lee, "Starting method for sensorless operation of slotless permanent magnet synchronous machines," in Power Engineering Society Summer Meeting, 1999. IEEE,vol. 2, pp. 1243–1247, 1999.

[48] S. Ostlund, M. Brokemper, "Sensorless rotor-position detection from zero to rated speed for an integrated PM synchronous motor drive," IEEE Transactions on Industry Applications,vol. 32, pp. 1158– 1165, Sep./Oct. 1996.

[49] S. Shinnaka, "New "D-State-Observer"-based vector control for sensorless drive of permanent-magnet synchronous motors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 41, pp. 825–833, May/Jun. 2005.

[50] X. Yue, D. Vilathgamuwa, K. Tseng, "Observer based robust adaptive control for PMSM with initial rotor position uncertainty," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39,pp. 645–656, May/Jun. 2003.

[51] M. Tursini, F. Parasiliti, D. Zhang, "Real-time gain tuning of PI controllers for high performance PMSM drives," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 38, pp. 1018–1026, Jul./Aug. 2002.

[52] J. Salomaki, "Sensorless Control of AC Drives equipped with an Inverter Output Filter", PhDthesis, Helsinki University of Technology, 2007.

[53] R. Crowder, "Electric Drives and Electromechanical Systems: Applications and Control", Newness, 2006.

[54] B. K. Bose, "Power Electronics and Motor Drives: Advances and Trends", Elsevier, 2006.

[55] R. Ancuti, I. Boldea, "V/f control of PMSM super high speed drives with flux and power angle stabilizing loops," in Proc. 10th Int. Conf. on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM), vol. 3, pp. 17–22, May 2006.

[56] L. Zhao, C. Ham, Q. Han, T. Wu, L. Zheng, K. Sundaram, J. Kapat, L. Chow, "Design of an optimal V/f control for a super high speed permanent magnet synchronous motor," in 30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2004), vol. 3,pp. 2260–2263, Nov. 2004.

[57] R. Colby, D. Novotny, "An efficiency-optimizing permanentmagnet synchronous motor drive," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 24, pp. 462–469, May/Jun. 1988.

[58] J.-I. Itoh, N. Nomura, H. Ohsawa, "A comparison between V/f control and position sensorless vector control for the permanent magnet synchronous motor," in Proceedings of the Power Conversion Conference (PCC Osaka 2002), vol. 3, pp. 1310–1315, 2002.

[59] C. Mademlis, J. Xypteras, N. Margaris, "Loss minimization in surface permanent magnet synchronous motor drives," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47,pp. 115–122, Feb. 2000.

[60] S. Dan, F. Weizhong, H. Yikang, "Study on the direct torque control of permanent magnet synchronous motor drives," in Proceedings of the Fifth International Conference onElectrical Machines and Systems, 2001. ICEMS 2001., vol. 1, pp. 571 – 574, 2001.

[61] M. Kadjoudj, S. Taibi, N. Golea, H. Benbouzid, "Modified direct torque control of permanent magnet synchronous motor drives,"

International Journal of Sciences and Techniquesof Automatic control & computer engineering, vol. 1, no. 2, pp. 167–180, 2007.

[62] M. S. Merzoug, F. Naceri, "Comparison of field-oriented control and direct torque control for permanent magnet synchronous motor (PMSM)," World Academy of Science, Engineeringand Technology, vol. 45, pp. 299–304, 2008.

[63] S. Morimoto, Y. Takeda, T. Hirasa, "Current Phase Control Methods for PMSM," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 5, No. 2, April 1990, pp. 133-138.

[64] P. Pillay, R. Krishnan, "Modeling, analysis and simulation of high performance, vector controlled, permanent magnet synchronous motors," conference record, IEEE IndustryApplications Society Meeting, 1987, pp. 253-261.

[65] T.M. Jahns, et al, "Interior Permanent -Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, NO. 4, July/August 1986, pp.738-747.

[66] R.S. Colby, D.W. Novotny, "Efficient Operation of PM Synchronous Motors," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-23 Nov./Dec. 1987, pp. 1048-1054.

[67] S. Morimoto, et al, "Loss Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives," Transactions on Industry Applications, Vol. 41., NO. 5, October 1994, pp. 511-517.

[68] S. Morimoto, K. Hatanaka, Y. Tong, Y. Takeda, T. Hirasa, "Servo Drive System and Control Characteristics of Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Motor," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 2, Mar./Apr. 1993, pp. 338-343.

[69] R. Krishnan, "Control and Operation of PM Synchronous Motor Drives in the Field-Weakening Region", Conference Record, IEEE IECON, 1993, pp. 745-750.

[70] S. Morimoto, et al, "Wide-Speed Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with High-Performance Current Regulators", IEEE Transactions on IndustrialApplications, Vol. 30, July/August 1994, pp. 920-925. [71] T.M. Jahns, "Flux-Weakening Regime Operation of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive," IEEE Transactions on

Industry Applications, Vol. IA-23, No. 4, July/August 1987, pp. 681-689.

[72] Magureanu, R., "A state variable analysis of inverter-fed a.c. machines", Revue Roumainedes Sciences Techniques, Serie Electrotechnique et Energetique, vol.18, no.4, pp. 663-78, 1973.

[73] A. Fratta, A. Vagati, F. Villata, "Extending the Voltage Saturated Performance of a DC Brushless Drive," Europian Power Electronics Conference FIRENZE, 1991.

[74] G. Shaefer, "Field Weakening of Brushless Permanent Magnet Servomotor with Rectangular Current," Europian Power Electronics Conference FIRENZE, 1991, pp. 3-429,3-434.

[75] B. Sneyers, et al, "Field Weakening in Buried Permanent Magnet AC Motor Drives," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-21, No. 2, March/April 1985, pp. 398-407.

[76] J. Kim, S. Sul, "Speed Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive for the Flux Weakening Operation," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.33,No.1,Jan./Feb.1997,pp. 43-48.

[77] B.K. Bose, "A high-performance Inverter-Fed Drive System of an Interior PMSM", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 24, No. 6, Nov./Dec. 1988.

[78] G. Slemon, Xiau Liu, "Core Losses in Permanent Magnet Motors," IEEE Transactionson Magnetics, Vol. 26, No. 5, September 1990, pp. 1653-1656.

[79] T.J.E. Miller, "Back EMF waveform and Core Losses in Brushless DC Motors," IEEE Proceedings- Electrical Power Applications, Vol. 141, No. 3, May 1994, pp. 144-154.

[80] R. Monajemy, R. Krishnan, "Concurrent mutual flux and torque control for the permanent magnet synchronous motor," Conference record, IEEE Industry Applications SocietyAnnual Meeting, Oct. 1995, pp. 238-245.

[81] R. Monajemy, R. Krishnan, "Performance comparison of six-step voltage and constant back emf control strategies for PMSM," Conference record, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Oct. 1999, pp. 165-172.

[82] R. Wu, et al., "Permanent magnet motor drive without a shaft sensor," IEEE Trans.Ind. Applicat., vol. 27, pp. 1005-1011, Sept./Oct. 1991.

[83] L. Xu, C. Wang, "Implementation and experimental investigation of sensorless control schemes for PMSM in super-high variable speed operation," in Conf. Rec.IEEE-IAS Annu. Meeting, vol.1,1998, pp. 483–489.

[84] M. Schroedl, "Sensorless control of AC machines at low speed and standstill based on the "INFORM" method," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, vol. 1, 1996, pp. 270-277.

[85] M. J. Corley, R. D. Lorenz, "Rotor position and velocity estimation for permanent magnet synchronous machine at standstill and high speed," in Conf. Rec.IEEE-IAS Annu. Meeting, vol.1, 1996, pp. 36-41.

[86] R. Mizutani, T. Takeshita, N. Matsui, "Current model-based sensorless drives of salient-pole PMSM at low speed and standstill, "IEEE Trans. Ind. Applicat., vol.34, pp. 841-846, July/August, 1998.

[87] A. Consoli, G. Scarcella, A. Testa, "Industry application of zerospeed sensorless control techniques for PM synchronous motors," IEEE Trans. Ind.Applicat., vol. 37, pp. 513-521, March/April, 2001.

[88] M. Tursini, R. Petrella, F. Parasiliti, "Initial rotor position estimation method for PM motors," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 39, pp. 1630-1640, Nov./Dec.,2003.

[89] J. Jang, S. Sul, J. Ha, "Sensorless drive of surface-mounted permanent magnet motor by high-frequency signal injection based on magnetic saliency," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 39, pp. 1031-1039, July/August, 2003.

[90] J. Jang, J. Ha, A. Testa, "Analysis of permanent-magnet machine for sensorless control based on high-frequency signal injection," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol.40, pp. 1595-1603, Nov./Dec., 2004. [91] K. W. Lim, K. S. Low, M. F. Rahman, "A position observer for permanent magnet synchronous motor drive," IECON Annu. ConferenceRecord , pp. 1004–1008, 1994.

[92] J. S. Kim, S. K. Sul, "High performance PMSM drives without rotational position sensors using reduced order observer," in Proc. Conf. IEEE IAS Annu.Meeting, 1995, pp. 75–82.

[93] J. Kim, S. Sul, "New approach for high-performance PMSM drives without rotational position sensors," IEEE Trans. Power Electron., vol. 12, pp. 904–911,Sept. 1997.

[94] G. Zhu, A. Kaddouri, "Nonlinear state observer for the sensorless control of a permanent-magnet AC machine," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 48, pp.1098-1108, Dec. 2001.

[95] Y. Yamamoto, Y. Yoshida, T. Ashikaga, "Sensorless control of PM motor using full order flux observer," IEEJ Trans. Ind. Applt., vol. 124, pp. 743-749, Aug.2004.

[96] S. Shinnaka, "New "D-state-observer"-based vector control for sensorless drive of permanent-magnet synchronous motors," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 41, pp.825-833, May./June. 2005.

[97] R. Dhaouadi, N. Mohan, L. Norum, "Design and implementation of an extended Kalman filter for the state estimation of a permanent magnet synchronous motor," IEEE Trans. Power Electron., vol. 6, pp. 491–497, July 1991.

[98] S. Bolognani, R. Oboe, M. Ziglitto, "Sensorless full-digital PMSM drive with EKF estimation of speed and rotor position," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 46, pp. 184–191, Feb. 1999.

[99] A. Qiu, B. Wu, "Sensorless control of permanent magnet synchronous motor using extended Kalman filter," in Proc. Conf. Of CCECE 2004, Niagara Falls, pp. 1557-1562.

[100] E. Cerruto, A. Consoli, A. Raciti, A. Testa, "A robust adaptive controller for PM motor drives in robotic applications," IEEE Trans. Power Electron., vol. 10, pp. 62-71, Jan. 1995.

[101] K. J. Åström, B. Wittenmark, "A survey of adaptive control applications," in Proc. 34th IEEE Conf. Decision and Control New Orleans, LA, 1995, pp. 649-654.

[102] F. J. Lin, S. L. Chiu, "Adaptive fuzzy sliding mode control for PM synchronous servo motor drives," Proc. IEE—Contr. Theory Applicat., vol. 145, no. 1, pp. 63–72, 1998.

[103] I. C. Baik, K. H. Kim, M. J. Youn, "Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using adaptive and sliding mode control techniques," Proc.IEE—Elect. Power Applicat., vol. 145, no. 4, pp. 369–376, 1998.

[104] T. Furuhashi, et al., "Position-and-velocity sensorless control for brushless DC motors using an adaptive sliding mode observer," IEEE Trans. Ind. Electrons, vol.39, pp. 89-95, April, 1992.

[105] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 40, pp. 23–36, Feb. 1993.

[106] Z. M. Peixoto, et al., "Speed control of permanent magnet motors using sliding mode observers for induced emf, position and speed estimation," in Conf. Rec.IEEE-IAS Annu. Meeting, vol. 2, 1995, pp. 1023–1028.

[107] Y. S. Han, J. S. Choi, Y.S. Kim, "Sensorless PMSM drive with a sliding mode control based adaptive speed and stator resistance estimator," IEEE Trans.Magnetics, vol. 36, pp. 3588-3591, Sept. 2000.

[108] Z. Yan, C. Jin, V. I. Utkin, "Sensorless sliding-mode control of induction motors," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 47, pp. 1286–1297, Dec. 2000.

[109] R. G. Berstecher, R. Palm, H. D. Unbehauen, "An adaptive fuzzy sliding mode controller," IEEE Trans. Power Electron., vol. 48, pp. 18-31, 2001.

[110] C. Li, M. Elbuluk, "A sliding mode observer for sensorless control of permanent magnet synchronous motors," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting,vol. 2, 2001, pp. 1273–1278.

[111] Z. Yan, V. Utkin, "Sliding mode observers for electric machinesan overview"in Conf. Rec. IEEE-IES 28th Annu. Meeting IECON02, vol. 3, 2002, pp. 1842–1847.

[112] M. Elbuluk, C. Li, "Sliding mode observer for wide-speed sensorless control of PMSM drives," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, vol. 1, 2003, pp. 480–485.

[113] K. Kang, J. Kim, et al, "Sensorless control of PMSM in high speed range with iterative sliding mode observer," in Conf. Rec.IEEE-APEC'04, vol. 2, 2004, pp. 1111–1116.

[114] D. Schroëder, C. Schäffner, U. Lenz, "Neural-net based observers for sensorless drives," in Proc. 20th Int. Conf. Industrial Electronics Control and Instrumentation (IECON'94), vol. 3, Bologna, Italy, 1994, pp. 1599–1610.

[115] T. L. Hsien, Y. Y. Sun, M. C. Tsai, "H∞ control for sensorless permanent magnet synchronous drive," IEE Proc. Electr. Power Appl. Vol. 144, No. 3, pp. 173-181, May, 1997.

[116] Y. Yi, D. M. Vilathgamuwa, M. A. Rahman, "Implementation of an artificial neural-network-based real-time adaptive controller for an interior permanent magnet motor drive," IEEE Trans.Ind.Appl., vol. 39

[117] Vadim Utkin, J. Guldner, Jingxin Shi, "Sliding Mode Control in Electromechanical Systems", 1st Edition, Taylor & Francis, Philadelphia, 1999.

[118] H.Butler "Model Reference Adaptive Systems" London: Printice Hall, (1992).

[119] Meng Zhang, Yongdong Li, Tiefu Zhao, Zhichao Liu, Lipei Huang, "A speed fluctuation reduction method for sensorless PMSM-compressor system", IEEE, pp.1633-1637, 2005.

[120] Fu Zhou, Jianguo Yang, Beizhi Li, "A Novel Speed Observer Based on Parameter-optimized MRAS for PMSMs", ICNSC, pp.1708-1713, 2008.

[121] Wang Zhifu, Teng Qizhi, Zhang Chengning, "Speed identification about PMSM with MRAS", IEEE 6th IPEMC, pp.1880-1884, 2009.

[122] Yingpei Liu, Jianru Wan, Guangye Li, Chenhu Yuan, Hong Shen, "MRAS speed identification for PMSM based on fuzzy PI control", 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications,pp.1995-1998, 2009.

[123] Yan Liang, Yongdong Li, "Sensorless control of PM synchronous motors based on MRAS method and initial position estimation", Electrical Machines and Systems, vol. 1, pp.96-99, 2003. [124] Maoqing Zhang, Zhongcheng Yu, Hongcai Huan, Yanrong Zhou, "The Sliding Mode Variable Structure Control Based on Composite Reaching Law of Active Magnetic Bearing", Int.J. InnovativeComputing, Information and Control, vol.2, no.1, pp.59-63,2008.

[125] X. Zhong, H.Xing, K.Fujimoto, "Sliding mode variable structure control for uncertain stochastic systems", Int.J.Innovative Computing, Information and Control,pp.7726-7731, 2008.

[126] Ye Jiang, Qinglei Hu, Guangfu Ma, "Design of Robust Adaptive Integral Variable Structure Attitude Controller with Application to Flexible Spacecraft", Int.J.Innovative Computing, Informationand Control, vol.4, no.9,pp. 2431-2440,2008.

[127] Hong-Ming Chen, Zi-Yi Chen, Juhng-Perng Su, "Design of a Sliding Mode Controller for a Water Tank Liquid Level Control System", Int.J.Innovative Computing, Information and Control, vol.4,no.12,pp. 3149-3159,2008.

[128] Gadoue, S. M.; Giaouris, D. Finch, J. W., "MRAS Sensorless Vector Control of an Induction Motor Using New Sliding-Mode and Fuzzy-Logic Adaptation Mechanisms", IEEE Transactions on EnergyConversion, pp.1-9, 2009.

[129] Z. M. Peixoto, et al., "Speed control of permanent magnet motors using sliding mode observers for induced emf, position and speed estimation," in Conf. Rec.IEEE-IAS Annu. Meeting, vol. 2, 1995, pp. 1023–1028.

[130] Y. S. Han, J. S. Choi, Y.S. Kim, "Sensorless PMSM drive with a sliding mode control based adaptive speed and stator resistance estimator," IEEE Trans.Magnetics, vol. 36, pp. 3588-3591, Sept. 2000.

[132] M. Elbuluk, C. Li, "Sliding mode observer for wide-speed sensorless control of PMSM drives," in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, vol. 1, 2003, pp. 480–485.

[133] K. Kang, J. Kim, et al, "Sensorless control of PMSM in high speed range with iterative sliding mode observer," in Conf. Rec.IEEE-APEC'04, vol. 2, 2004, pp. 1111–1116.

[134] T.Furuhashi, et al., "Position-and-velocity sensorless control for brushless DC motors using an adaptive sliding mode observer," IEEE Trans. Ind. Electrons, vol.39, pp. 89-95, April, 1992.

[135] D.Zaltni,M.Ghanes, J.P. Barbot,M. N. Abdelkrim "Synchronous Motor Observability Study and an Improved Zero-speed Position Estimation Design" IEEE Conference on Decision and Control (CDC), Atlanta : United States (2010), inria-00531077, version 1 - 1 Nov 2010

[136] L.Dhamo, A.Spahiu, "Simulation Based Analysis of Two Different Control Strategies for PMSM", International Journal of Engineering Trends and Technology (IJETT) - Volume4, Issue4- April 2013, ISSN: 2231-5381, pg.596-602

[137] <u>http://www.ti.com</u>

[138] http://www.mathworks.com