



UNIVERSITETI POLITEKNIK I TIRANES  
FAKULTETI I INXHINIERISË ELEKTRIKE  
DEPARTAMENTI I AUTOMATIKËS

## **DISERTACION**

PËR MBROJTJEN E GRADËS SHKENCORE  
**DOKTOR**

# **STRATEGJITË E KONTROLLIT TË TRANSMISIONEVE ELEKTRIKE ME MOTORË BLDC**

Përgatitur nga

**Msc. Ing. LORETA PËLLUMBI (NAKUÇI)**

Udhëheqës Shkencor

**Prof. Dr. Aida SPAHIU**

Tiranë, 2022



REPUBLIKA E SHQIPËRISË  
UNIVERSITETI POLITEKNIK I TIRANES  
FAKULTETI I INXHINIERISË ELEKTRIKE

# DISERTACION

I paraqitur nga

Msc. Ing. LORETA PËLLUMBI (NAKUÇI)

PËR MARRJEN E GRADËS SHKENCORE

**“DOKTOR”**

**Në Inxhinieri Elektrike – drejtimi Automatizimi i  
Industrië**

TEMA:

## **STRATEGJITË E KONTROLLIT TË TRANSMISIONEVE ELEKTRIKE ME MOTORË BLDC**

Mbrohet më datë \_\_\_/\_\_\_2022 para jurisë, e miratuar nga KKPA e FIE  
me Vendimin Nr. 3, datë 21.02.2022.

- |                                    |                         |
|------------------------------------|-------------------------|
| <b>1. Prof. Dr. ORION ZAVALANI</b> | <b>KRYETAR</b>          |
| <b>2. Prof. Dr. PIRO CIPO</b>      | <b>ANËTAR (OPONENT)</b> |
| <b>3. Prof. Dr. GËZIM KARAPICI</b> | <b>ANËTAR</b>           |
| <b>4. Prof. Asc. ASTRIT BARDHI</b> | <b>ANËTAR (OPONENT)</b> |
| <b>5. Prof. Asc. GENCI SHARKO</b>  | <b>ANËTAR</b>           |



UNIVERSITETI POLITEKNIK I TIRANES  
FAKULTETI I INXHINIERISË ELEKTRIKE  
DEPARTAMENTI I AUTOMATIKËS

STRATEGJITË E KONTROLLIT TË TRANSMISIONEVE  
ELEKTRIKE ME MOTORË BLDC

"Disertacion i paraqitur në  
Fakultetin e Inxhinierisë Elektrike,  
Universiteti Politeknik i Tiranës,  
Në përputhje të plotë  
me kërkesat  
për fitimin e gradës shkencore Doktor.

Mars 2022



## **Dedim**

Ja dedikoj familjes sime që më ka mbështetur dhe përkrahur vazhdimisht.

---

## **"Mirënjohje/falenderim"**

Mbrojtja e një teze dizertacioni nuk është një punë e lehtë. Ajo kërkon shumë mund e kohë dhe pa mbështetjen e shumë personave, ajo nuk mund të realizohet.

Një falenderim të madh për udhëheqësen time shkencore Aida Spahiu, që me ka dhënë ndihmë konkrete, udhëhequr e përkrahur, por mbi të gjitha që më rrëzoi disa mure imagjinare që kisha ngritur rrotull vetes sime, se gjërat më dukeshin më të vështira se sa ishin në realitet.

Faleminderit për të gjithë pedagogët e Fakultetit të Inxhinierisë Elektrike, të cilët më kanë vlerësuar dhe respektuar, duke më bërë të ndihem mirë, megjithëse kanë kaluar shumë vjet pa qenë aty.

Një faleminderim për drejtorinë e shkollës Harry Fultz, ku unë kam më shumë se 25 vjet që punoj, të cilën e kam pasur mbështetje.

Faleminderit familjes sime.

---

## **Deklaratë mbi origjinalitetin**

Unë, e nënshkruara Loreta Nakuçi Pëllumbi, deklaroj se jam autore e disertacionit, për mbrojtjen e gradës shkencore “Doktor”, me temë:

*“Strategjitë e kontrollit të transmisioneve elektrike me motorë BLDC”.*

Deklaroj në përgjegjësinë time personale, se disertacioni është një punim origjinal dhe në përputhje me rregullat akademike dhe etikën profesionale. Në punim përfshirja e informacionit të marrë nga literatura është kryer në përputhje të plotë me parimet e antiplagjaturës, duke cituar me përpikmëri çdo referim.

Autorja  
Loreta Nakuçi Pëllumbi

---

---

## **PËRMBAJTJA**

<b>Lista e tabelave.....</b>	<b>XI</b>
<b>Lista e figurave.....</b>	<b>XIII</b>
<b>ABSTRAKT.....</b>	<b>XIX</b>
<b>HYRJJE.....</b>	<b>1</b>
<b>KAPITULLI 1-NJOHURI TE PERGJITESHME PER MOTORIN BLDC.....</b>	<b>6</b>
1.1 Etapat e zhvillimit të motorit BLDC.....	6
1.2 Ndryshimet në strukturë të motorit BLDC.....	10
1.3 Krahasimi i vetive të motorit AC, DC dhe BLDC.....	11
1.4 Fushat e aplikimit të motorit BLDC.....	16
1.4.1 Zgjedhja e motorëve BLDC.....	19
1.5 Disa problematika që lidhen me motorin BLDC.....	21
<b>KAPITULLI I II. NDERTIMI KONSTRUKTIV DHE FUNKSIONIMI</b>	
<b>    I MOTORIT BLDC.....</b>	<b>23</b>
2.1 Komponentet përbërës të motorit BLDC.....	23
2.1.1 Lidhja e kundërt e brendshme e motorit.....	24
2.1.2 Magnetet permanente.....	26
2.1.3 Komponentet e komandimit dhe kontrollit.....	31
2.1.4 Kontrolli i motorit BLDC.....	32
2.2 Projektimi optimal i motorit BLCD.....	33
2.3 Komutimi i motorëve BLDC.....	34
2.4 Analiza e qarkut magnetik.....	38
2.5 Ekuacioni i momentit dhe forcës elektromotore.....	43
2.6 Karakteristika mekanike e motorit BLDC.....	47
<b>KAPITULLI 3 - KARAKTERISTIKAT E MOTORIT BLDC.....</b>	<b>49</b>
3.1 Karakteristikat e lëshimit.....	49
3.2 Karakteristikat e punës dhe rendimentit.....	51
3.3 Karakteristikat e shpejtësisë dhe fuqisë.....	53

3.4 Karakteristikat e rregullimit.....	55
<b>KAPITULLI 4 - MODELI MATEMATIK I MOTORIT BLDC.....</b>	<b>58</b>
4.1 Modeli matematik me anë të ekuacioneve diferenciale.....	58
4.2 Ekuacionet e gjendjes .....	65
4.3 Funkzioni transmetues i motorit BLDC.....	67
<b>KAPITULLI 5-SKEMAT ELEKTRONIKE TE MOTORIT BLDC.....</b>	<b>73</b>
5.1 Skemat e komandimit.....	73
5.1.1 Skema e komandimit me gjysëm urë.....	75
5.1.2 Mënyra e komandimit me urë të plotë.....	76
5.1.3 C- damp mode.....	77
5.1.4 Skema e komandimit urë me katër çelësa për fazë.....	77
5.1.5 Qarku i kyçjes me katër çelësa.....	78
5.2 Proçesi kalimtar gjatë komutimit të motorit BLDC.....	78
5.3 Metodat e detektimit të pozicionit të rrotorit.....	82
5.3.1 Metoda që bazohet tek f.k.e.m.....	83
5.3.2 Metoda e ndjeshmërisë së tensionit në dalje.....	84
5.3.3 Metoda e integritit të f.k.e.m.....	86
5.3.4 Metoda e harmonikës së tretë të f.k.e.m.....	88
5.3.5 Metoda e diodës së lidhjes së kundërt.....	90
<b>KAPITULLI 6 - STRATEGJITË E KONTROLLIT TË TRANSMISIONEVE</b>	
<b>ELEKTRIKE ME MOTORË BLDC.....</b>	<b>94</b>
6.1 Njohuri të përgjithshme për kontrollin e transmiseve elektrike me motorë BLDC.....	94
6.2 Performanca e transmiseve elektrike.....	98
6.3 Kontrolli tradicional me rregullatorët PD, PI dhe PID.....	102
6.3.1 Specifikimet e projektimit të sistemit të kontrollit.....	102
6.3.2 Konfigurimi i rregullatorit.....	102
6.3.3 Rregullatorët tradicionalë, PD, PI dhe PID.....	103
6.4 Strategjia PWM në kontrollin pa sensor.....	109
6.4.1 Teknika për shpejtësi dhe tension të ulët.....	110
6.4.2 Teknika për shpejtësi dhe tension të lartë.....	112



6.4.3	Teknika për aplikime me fuqi të vogla.....	102
6.4.4	Teknika PWM për kontrollin e rrymës së histerezisë.....	114
6.4.5	Rregullatori i histerezisë.....	15
6.5	Teknika moderne në kontrollin pa sensorë.....	116
6.5.1	Konceptet themelore të kontrollit sliding mode.....	117
6.6	Metoda e mbështetur mbi vlerësimin dhe modelin.....	121
6.6.1	Vëzhguesi Sliding- mode (SMO).....	123
6.6.2	Filtri i zgjeruar i Kalmanit.....	125
6.6.3	Sistemi adaptiv me model reference.....	127
6.6	Sistemi inteligjent i kontrollit.....	129
6.6.1	Struktura e sistemit të kontrollit inteligjent.....	130
6.7	Metodat inteligjente të kontrollit të motorit BLDC.....	131
6.8	Sistemet e kontrollit bazuar në logjikën FUZZY.....	133
6.8.1	Kontroli mbështetur në logjikën FUZZY.....	133
6.8.2	Relacionet e logjikës FUZZY.....	134
6.8.3	Kontroli sipas logjikës FUZZY.....	135
6.8.4	Metodat e kontrollit bazuar në logjikën Fuzzy.....	138
6.8.5	Procedura e projektimit të rregullatorit Fuzzy.....	140
6.9	Kontroli i optimizuar nëpërmjet algoritmit genetik.....	142
6.10	Rrjeti artificial neural.....	146
6.11.1	Arkitektura e rrjeti artificial neural ANN.....	147
6.11.2	Avantazhet e ANN.....	148
6.11.3	Algoritmi adaptiv RBF (Radial bases function).....	149
6.11.4	Neural network për kontrollin direkt të rrymës në motorin BLDC.....	151

## **KAPITULLI 7 -STUDIMI EKSPERIMENTAL I TRANSMISIONIT**

### **ELEKTRIK ME MOTOR BLDC .....157**

7.1.	Krahasimi motorit BLDC 3 fazor dhe AC 1 fazor.....	157
7.1.1	Njohuri të përgjithshme mbi humbjet dhe rendimentin e motorit.....	158
7.1.2	Karakteristika mekanike e ventilatorit, të motorit AC dhe BLDC.....	161

---

7.1.3 Studimi eksperimental i transmisionit me motor asinkron dhe BLDC.....	163
7.1.4 Realizimi i eksperimentit.....	165
7.2 Eksperimenti i regjimit të punës pa ngarkesë dhe me ngarkesë i motorit BLDC.....	170
7.3 Krahasimi i treguesve cilësore të motorit BLCD me AC.....	175
7.4 Problematikat gjatë zhvillimit të eksperimentit.....	183
Përfundime.....	185
Detyra për të ardhmen.....	188
Literatura.....	189
Shtojca Mjetet e punës të përdorura për realizimin e eksperimenteve.....	204

---

## LISTA E TABELAVE

Tabela 1	Targeti i kursimit të energjisë elektrike në çdo sektor .....	2
Tabela 1.1	Krahasimi i motorit BLDC me atë AC dhe DC, mbështetur në karakteristikën mekanike .....	12
Tabela 1.2	Krahasimi i motorit BLDC me atë AC dhe DC, mbështetur në detektimin e pozicionit të rrotorit.....	13
Tabela 1.3	Krahasimi i motorit BLDC dhe AC dhe DC, mbështetur në momentin e inercisë.....	13
Tabela 1.4	Krahasimi i motorit BLDC dhe AC dhe DC, mbështetur në humbjet në motor.....	14
Tabela 1.5	Krahasimi i BLDC dhe AC dhe DC, mbështetur në veti të ndryshme.....	14
Tabela 1.6	Përparësitë e motorit BLDC.....	15
Tabela 1.7	Përdorimi i motorëve BLDC në sistemet elektromekanike të automjeteve.....	17
Tabela 1.8	Përdorimi i motorëve BLDC ne sistemet elektromekanike në industri.....	17
Tabela 1.9	Përdorimi i motorëve BLDC në pajisjet mjekësore.....	18
Tabela 1.10	Përdorimi i motorëve BLDC në pajisjet e hapësirës.....	18
Tabela 1.11	Përdorimi i motorëve BLDC në pajisjet elektroshtëpiake.....	19
Tabela 1.12	Përdorimi i motorëve BLDC në pajisjet e automatizimit të zyrave.....	19
Tabela 2.1	Produkti energjetik për lloje të ndryshme materialesh.....	29
Tabela 2.2	Tipet e ndryshme të materialeve magnetike dhe vetitë e tyre.....	29
Tabela 2.3	Tabela për komutimin e motorit BLDC tre fazor.....	35
Tabela 6.1	Metodat e kontrollit të shpejtësisë së motorit BLDC.....	97
Tabela 6.2	Avantazhet dhe disavantazhet e rregullatoreve tradicionale PD, PI dhe PID .....	109
Tabela 6.3	Avantazhet dhe disavantazhet e strategjise PWM në kontrollin sensorless .....	116
Tabela 6.4	Permbledhje të avantazheve dhe kufizimeve të metodave të avancuara të kontrollit.....	128
Tabela 6.5	Tabela e rregullave Fuzzy.....	142

---

Tabela 6.6	Tabela e vendimeve Fuzzy pas optimizimit me algoritem genetik.....	144
Tabela 6.7	Përmbledhje të avantazheve dhe kufizimeve të metodave inteligjente të kontrollit.....	57
Tabela 7.1	Humbjet kryesore të motorëve DC, AC dhe BLDC.....	160
Tabela 7.2	Vlerat e tensionit, rrymës dhe fuqisë aktive të motorit asinkron.....	167
Tabela 7.3	Vlerat e tensionit, rrymës dhe fuqisë aktive të motorit BLDC.....	167
Tabela 7.4	Raporti i fuqisë aktive të marrë nga motori asinkron dhe BLDC.....	168
Tabela 7.5	Kursimi i energjisë elektrike nga zëvendësimi i motorit AC me motor BLDC.....	169
Tabela 7.6	Vlerat e rrymës dhe tensionit gjatë regjimit të punës pa ngarkesë të motorit BLDC.....	172
Tabela 7.7	Vlerat e rrymës dhe tensionit gjatë regjimit të punës me ngarkesë të motorit BLDC.....	172
Tabela 7.8	Karakteristikat e sjelljes dinamike të motorit BLDC pa dhe me ngarkesë.....	174
Tabela 7.9	Karakteristikat e sjelljes dinamike të motorit BLDC pa ngarkesë dhe me ngarkesë (vazhdim).....	174
Tabela 7.10	Vlerat e rrymës dhe tensionit në nisje për motorin BLDC me ngarkesë .....	177
Tabela 7.11	Vlerat e rrymës dhe tensionit në nisje për motorin AC me ngarkesë .....	178
Tabela 7.12	Vlerat e rrymës dhe tensionit në frenim për motorin BLDC me ngarkesë.....	179
Tabela 7.13	Vlerat e rrymës dhe tensionit në frenim për motorin AC me ngarkesë.....	179
Tabela 7.14	Karakteristikat e sjelljes dinamike të motorit BLDC e AC, me ngarkesë.....	181
Tabela 7.15	Karakteristikat e sjelljes dinamike të motorit BLDC e AC, me ngarkesë (vazhdim).....	182

---

## LISTA E FIGURAVE

Figura 1.1	Blokskema e motorit BLDC dhe komponentëve përbërës të tij.....	22
Figura 2.2	Blokskema e motorit DC me furça BLDC me lidhjen e kundërt të brendshme.....	25
Figura 2.2	Blokskema e motorit BLDC me lidhjen e kundërt të brendshme.....	25
Figura 2.3	a)Blokskema e funksionimit të Hall effect sensor, b) Pozicioni i vendosjes së Hall effect sensor ( $120^{\circ}$ larg njeri-tjetrit).....	26
Figura 2.4	Prerja tërthore e rrotorit të motorit BLDC a) me pole të ngjitur mbi sipërfaqen e rrotorit, b) me pole të vendosura mbi rrotor të mbështjellë me një cilindër çeliku dhe c)me pole të vendosura në kanale të rrotorit.....	27
Figura 2.5	Motor BLDC me a) rrotor të brendshëm, inrunner motor me 4 çifte polesh b) me rrotor të jashtëm, outrunner motor, me 7 çifte polesh.....	28
Figura 2.6	Qarku magnetik i statorit të motorit BLDC.....	30
Figura 2.7	Peshtjellja e statorit.....	30
Figura 2.8	Komponentët e komandimit dhe kontrollit të motorit BLDC.....	32
Figura 2.9	Motori BLDC me harkun e magnetit $180^{\circ}$ dhe me rrymës së fazës me valë katërkëndore $120^{\circ}$ .....	34
Figura 2.10	Komutimi i pështjellave të statorit të motorit BLDC (sekuencat e kyçje- shkyçjeve).....	36
Figura 2.11	Grafiku i shpërndarjes së rrymave në vartësi të këndit të rrotullimit si edhe komutimi i fazave për çdo moment të statorit.....	36
Figura 2.12	Forma e rrymës fazore a) Shpejtësi e lartë b) Shpejtësi e ulët.....	37
Figura 2.13	Inverter i motorit BLDC, a) Me lidhjen në yll të pështjellave fazore; b) Me lidhjen në trekëndësh të pështjellave fazore.....	37
Figura 2.14	a) Prerja tërthore e motorit BLDC pa peshtjellë në stator b) Grafiku i demagnetizimit të magnetëve dhe linja e ngarkesës.....	39
Figure 2.15	Skema ekuivalente e qarkut magnetik.....	40
Figura 2.16	Shpërndarja e induksionit magnetik në hapësirën ajrore.....	42
Figura 2.17	a) Prerja tërthore e motorit; b) Shpërndarja e induksionit magnetik; c)Vartësia e fluksit në funksion të këndit; d) f.e.m. $e_1$ ;e) f.e.m. $e_2$ ;	

f) f.e.m. e fazes $e_a = e_1 + e_2$ ; g) rryma e fazave ;h) Çelësat e kyçyr për çdo $60^\circ$ elektrike.....	46
Figura 2.18 Familja e karakteristikave të vartësisë të $M=f(\omega)$ .....	48
Figura.3.1 Grafiku i vartësisë së a) $n = f(t)$ dhe b) $i = f(t)$ .....	49
Figura 3.2 Vartësia e a) $I = f(Mst)$ dhe b) $\eta = f(Mst)$ , për $V = cte$ .....	53
Figura 3.3 Karakteristikat e punës për motorin BLDC .....	54
Figura 3.4 a) Familja e karakteristikave mekanike për tensione të ndryshme dhe b) familja e karakteristikave të rregullimit $n=f(V)$ për momente me vlera të ndryshme.....	57
Figura 4.1 Diagrama skematike e motorit BLDC.....	59
Figura 4.2 Topologjia e motorit BLDC .....	59
Figura 4.3 Qarku ekuivalent i motorit BLDC.....	59
Figura 4.4 Fluksi i magnetit permanent PM për fazën A.....	60
Figura 4.5 Efekti i pozicionit të rrotorit në qarkun magnetik.....	62
Figura 4.6 Lidhja fazore që ekziston midis $B(\theta)$ , $e_A$ , $f_A(\theta)$ .....	63
Figura 4.7 Qarku ekuivalent i motorit BLDC.....	64
Figura 4.8 Qarku ekuivalent për dy fazat e pështjellës që punojnë njëkohësisht.....	68
Figura 4.9 Blllokskema e motorit BLDC e funksionit transmetues gjatë punës pa ngarkesë.....	69
Figura 4.10 Blllokskema e funksionit transmetues të motorit BLDC.....	70
Figura 4.11 Blllokskema e funksionit transmetues për $L_a \approx 0$ .....	70
Figura 4.12 Përgjigjja kalimtare kur merret parasysht vetem konstantja mekanike.....	71
Figura 4.13 Blllokskema strukturore e motorit BLDC me moment ngarkese.....	72
Figura 5.1 Blllokskema e funksioneve të qarkut komandues.....	75
Figura 5.2 Skema Half-bridge mode .....	76
Figura 5.3 Sekuencat e kyçjes së fazave të pështjellës çdo $120^\circ$ elektrike.....	76
Figura 5.4 Skema Full-bridge mode.....	77
Figura 5.5 Sekuencat e kyçjes së fazave të pështjellës çdo $60^\circ$ elektrike.....	77
Figura 5.6 C-damp driving circuit.....	77
Figura 5.7 Skema H-bridge mode.....	78
Figura 5.8 Skema e komandimit me 4 çelësa, four-bridge driving circuit.....	78
Figura 5.9 Full- bridge driving mode a) para, b) gjatë dhe pas c) komutimit ..	80
Figura 5.10 Ndryshimi i rrymës në funksion të kohës gjatë procesit të komutimit.....	81

Figura 5.11 F.k.e.m. e tre fazave të motorit.....	83
Figura 5.12 Qarku ekuivalent i motorit BLDC kur përcjellin fazat A dhe B.....	84
Figura 5.13 Dedektor për përcaktimin e pikës zero të f.k.e.m.....	85
Figura 5.14 Lidhja midis sinjalit që merret nga integrimi i f.k.e.m. dhe momenti i komutimit.....	87
Figura 5.15 Lidhja midis kohës së komutimit, harmonikës f.k.e.m. dhe fluksit.....	89
Figura 5.16 Kalimi i rrymës në diodën e rrjedhjes së kundërt.....	91
Figura 5.17 Format valëve PWM.....	91
Figura 6.1 Format e sinjaleve test të hyrjes të sistemeve të kontrollit.....	100
Figura 6.2 a) Përgjigjja tipike kalimtare e sistemit të kontrollit për hyrjen shkallë njësi. b) Gabimi në gjëndjen e stabilizuar.....	101
Figura 6.3 Bllokskema e lidhjes së rregullatorit PD në sistemin e kontrollit.....	104
Figura 6.4 Skemat elektrike që realizojnë kontrollin PD a) me dy përforcues operacionalë, me parametra që varen nga njëri-tjetri, me tre përforcues operacionalë, me parametra të pavarur nga njëri-tjetri.....	104
Figura 6.5 Sinjali i daljes së sistemit në funksion të kohës, sinjali i gabimit dhe i shpejtësisë së gabimit në funksion të kohës .....	105
Figura 6.6 Përgjigjja kalimtare e sistemit pa rregullator dhe me rregullator PD.....	105
Figura 6.7 Bllokdiagram e sistemit të kontrollit me rregullator PI.....	106
Figura 6.8 Skemat elektrike që realizojnë rregullimin PI, a) me dy përforcues operacionalë, me vartësi të parametrave nga njëri-tjetri, b) me tre përforcues operacionalë, me parametra të pavarur nga njëri-tjetri.....	106
Figura 6.9 Sinjali i daljes së sistemit me rregullator PD dhe PI.....	108
Figura 6.10 Përgjigjja kalimtare e sistemit me rregullator PD, PI, dhe PID.....	109
Figura 6.11 a) Sinjali <i>PWM</i> , b) <i>PWM</i> sinjal me % të ndryshme të kohës së punës, c) Vlera mesatare e tensionit në vartësi të raportit të ciklit.....	110
Figura 6.12 Kontrolli tipik <i>PWM</i> i motorit BLDC.....	112
Figura 6.13 Kontrolli <i>PWM</i> për tension dhe shpejtësi të vogël.....	112
Figura 6.14 Kontrolli <i>PWM</i> për fuqi të vogla.....	113
Figura 6.15 Skema e komandimit të motorit BLDC.....	113
Figura 6.16 Bllokskema e kontrollit të motorit BLDC, që bazohet në rrymën e histerezisë.....	114
Figura 6.17 Kontrolli trefazor sipas rrymës së histerezisë.....	115
Figura 6.18 Bllokskema me funksionin transmetues të filtrit të rendit të parë	

me dalje gabimin $e_x$ .....	118
Figura 6.21 Bblokskema e filtrave me funksionet transmetuese me hyrje limitin e sipërm të pasaktësisë dhe dalje gabimin.....	121
Figura 6.19 Hapësira e gjendjes dhe sipërfaqja e ekuilibrit.....	119
Figura 6.20 Fenomeni Chattering.....	119
Figura 6.21 Bblokskema e filtrave me funksionet transmetuese me hyrje limitin e sipërm të pasaktësisë dhe dalje gabimin.....	121
Figura 6.22 Bblokdiagrama e lidhjes në sistem të një vëzhguesi.....	123
Figura 6.23 Kontrolli direkt i momentit rrotullues DTC.....	125
Figura 6.24 Bblokdiagrama e kontrollit me filtrin e zgjeruar të Kalmanit.....	126
Figura 6.25 Bblokskema e kontrollit me MRAS paralel.....	127
Figura 6.26 Struktura e sistemit inteligjent të kontrollit.....	131
Figura 6.27 Bblokskema e kontrollit inteligjent të motorit.....	132
Figura 6.28 Bblokskema e rregullatorit bazuar në logjikën Fuzzy, në një sistem rregullimi.....	135
Figura 6.29 Shtatë rrjeta të fuzzy-it të hyrjes për gabimin $e$ dhe për ndryshimin e gabimit $de/dt$ .....	136
Figura 6.30 Shtatë rrjeta fuzzy të dritareve të daljes për sinjalin e kontrollit ( $u$ ).....	137
Figura 6.31 Bblokskema tipike e kontrollit Fuzzy.....	137
Figura 6.32 Rregullatori Fuzzy një dimensional, dy dimensional dhe tre dimensional.....	138
Figura 6.33 Bblokskema e rregullatorit Fuzzy me PID.....	139
Figura 6.34 Bblokdiagrama e Fuzzy optimization.....	139
Figura 6.35 Sipërfaqja e kontrollit të rregullatorit PID dhe rregullatorit Fuzzy.....	141
Figura 6.36 Funkzioni i anëtarësisë trekëndor për rregullatorin Fuzzy.....	142
Figura 6.37 Mënyra e kodimit me anë të algoritmit gjenetik.....	143
Figura 6.38 Bblokskema e sistemit të kontrollit Fuzzy bazuar në optimizimin me algoritmin gjenetik.....	145
Figura 6.39 Procesi kalimtar me rregullator PID dhe Fuzzy kontroll të optimizuar gjenetikiht.....	146
Figura 6.40 Paraqitja skematike e formulës së llogaritjeve të peshës totale në rrjetin ANN.....	147
Figura 6.41 Hyrjet, daljet dhe shtresat e ndërmjetme (të fshehura) të sistemit artificial neural network.....	148



Figura 6.42 Trainimi off line i rrjetit neural adaptive <i>RBF</i> .....	153
Figura 6.43 Bllokskema e trainimit online të rrjetit adaptive <i>RBF</i> .....	153
Figura 6.44 Kontrolli dual me <i>RBF</i> network në kontrollin pa sensorë.....	155
Figura 6.45 Implementimi i rrjetit dual <i>RBF</i> në një DSP, për kontrollin e motorit BLDC.....	155
Figura 6.46 Kontrolli me një rrjet <i>RBF</i> me sensorë.....	156
Figure 7.1 Skema elektrike ekuivalente e motorit asinkron .....	159
Figure 7.2 Skema ekuivalente e motorit BLDC .....	159
Figura 7.3 Paraqitja skematike e humbjeve të motorit DC.....	160
Figura 7-4 Paraqitja skematike e humbjeve të motorit AC.....	160
Figura 7.5 Paraqitja skematike e humbjeve të motorit BLDC.....	160
Figura 7.6 Diagrama e fuqive të motorit BLDC.....	161
Figura 7.7 Karakteristikat mekanike të ventilatorit, motorit asinkron dhe BLDC.....	163
Figure 7.8 a) Bllokskema e komandimit të motorit AC, b) Bllokskema e komandimit të motorit BLDC.....	164
Figura 7.9 Tavolina e punës për eksperimentin e motorit BLDC trefazor .....	165
Figura 7.10 a) Pamja e jashtëme e ventilatorit b) pamja e motorit AC pasi janë hequr fletët e ventilatorit.....	166
Figura 7.11 a) Pamje e brendshme e motorit BLDC me rrotor të jashtëm b) Motori BLDC me fletët e ventilatorit.....	167
Figura 7.12 Pjesët përbërëse të motorit BLDC .....	168
Figura 7.13 Matja e këndit të sfazimit midis tensionit dhe rrymës me oshiloskop.....	168
Figura 7.14 Vartësia e fuqisë $P_1$ në hyrje të motorit AC dhe BLDC kundrejt shpejtësisë .....	169
Figura 7.15 Kursimi i energjisë elektrike, për një vit, nga zëvendësimi i motorit AC me motorin BLDC.....	170
Figura 7.16 Tavolina e punës për eksperimentimin e motorit BLDC me regjimin e punës pa dhe me ngarkesë. Matja e rrymës dhe tensionit me multimetër digital.....	171
Figura 7.17 Bllokskema e kontrollit të transmisionit elektrik të motorit BLDC për regjimin e punës pa dhe me ngarkesë.....	171
Figura 7.18 a) Vartësia e rrymës në funksion të kohës në regjimin e punës pa ngarkesë b) Vartësia e rrymës në funksion të kohës në regjimin e punës me ngarkesë c) Vartësia e tensionit në funksion të kohës	

në regjimin e punës pa ngarkesë d) Vartësia e tensionit në funksion të kohës në regjimin e punës me ngarkesë për motorin BLDC.....	173
Figure 7.19 a) Komponentët e motorit BLDC. b) Motori BLDC me fletët e ventilatorit të vendosura në boshtin e tij.....	175
Figure 7.20 a),b) Pamje e ventilatorit në qetësi dhe punë, c)Pamje e motorit asinkron pasi janë hequr fletët e ventilatorit.....	176
Figura 7.21 Tavolina e eksperimentimit të motorit BLDC dhe AC me ngarkesë.....	176
Figura 7.22 Bllokskema e kontrollit të a) motorit BLDC dhe b) AC me Arduino Mega 2560 dhe Arduino Uno.....	176
Figure 7.23 Skema për kontrollin e shpejtësisë të motorit me asinkron me opto-coupler dhe Arduino UNO.....	177
Figura 7.24 Rryma në funksion të kohës gjatë procesit të nisjes së a) motorit BLDC, b)motorit asinkron.....	178
Figura 7.25 Tensioni në funksion të kohës gjatë procesit të nisjes së a) motorit BLDC, b) motorit AC.....	178
Figura 7.26 Rryma në funksion të kohës gjatë procesit të ndalimit për a) motorin BLDC e b) motorin AC.....	180
Figura 7.27 Tensioni në funksion të kohës gjatë procesit të ndalimit të a) motorit BLDC, b) motorit AC.....	180
Figura 7.28 Një cikël pune, lëshim, punë e qëndrueshme dhe frenimi për motorin BLDC dhe AC.....	180

---

## Abstrakt

Motori BLDC, (Brushless Direct Current), është motori i fundit i projektuar në radhën e motorëve elektrikë, por ka pasur përhapjen më të madhe në aplikime të transmisioneve elektromekanike, pothuaj në të gjitha fushat. Shtysë për përdorimin e tij ka qenë rendimenti i lartë, që çonte në kursim të energjisë elektrike. Shoqëruar me të vinin avantazhet e tjera sikurse, mungesa e nyjes fuqë kolektor dhe zëvendësimi i saj me shndërrues elektronik, që sillte, humbje më të vogla, punë të qetë, jetëgjatesi etj., karakteristikë mekanike lineare, me moment të madh në nisje dhe lehtësi në kontroll, peshë dhe volum më të vogël se motorë DC, e AC për të njëjtën fuqi. Si rezultat moment inercie më të vogël dhe tregues dinamike të mirë që përmirësojnë më tej performancën e tij, magnetet permanente të fuqishëm që ka si efekt densitet momenti dhe densitet fuqie më të lartë se motorë e tjerë. Prandaj përdorimi i motorit BLDC edhe në pajisjet me fuqi të vogël dhe me shpejtësi konstante, është i leverdisshëm.

Në tezë janë trajtuar nga ana teorike problemet kryesore të motorit BLDC, të cilat kanë lidhje me ndryshimin e strukturës së tij, karakteristikat e punës, modelin matematik të shprehur me anë të ekuacioneve diferenciale, ekuacioneve të gjendjes dhe funksionit transmetues. Më tej janë trajtuar skemat elektronike të komandimit dhe më shumë në tezë është përqendruar vëmëndja te metodat e ndryshme të kontrollit. Është bërë një përmbledhje midis metodave tradicionale, të avancuara dhe inteligjente, anët pozitive dhe problemet e tyre si edhe përdorimi.

Punimi tenton të bëjë një përmbledhje të metodave të kontrollit, avantazheve, disavantazheve të secilës, si dhe një informacion të shkurtër mbi përdorimin e tyre. Komandimi elektronik i motorit BLDC krijon mundësinë e përdorimit të të gjitha llojeve të metodave të kontrollit nga ato me sensorë deri te metodat pa sensorë, nga metodat tradicionale tek ato inteligjente por edhe një kombinim metodash.

Për të treguar përparësitë e transmisionit elektrik, me motor BLDC krahasuar me atë me motor asinkron, është marrë në studim pajisje tip ventilatori, pasi ai është shumë i përdorur në fusha të ndryshme si në industri, pajisje elektroshtëpiake etj.

Në mënyrë eksperimentale janë krahasuar motori BLDC me motorin AC një fazor gjatë regjimit të punës së një ventilatori me fuqi të vogël. Është krahasuar harxhimi i

---

energjisë nga të dy motorët dhe rezultati tregoi se motori BLDC harxhon dy deri në tre herë më pak energji elektrike se motori AC. Gjatë një cikli pune janë krahasuar treguesit dinamikë të dy motorëve, ku përsëri motori BLDC ka nisjen më të shpejtë, ndalimin e saktë mbirregullim më të vogël.

---

## HYRJE

Tema e doktoraturës "*Strategjitë e kontrollit të transmisioneve elektrike me motorë BLDC*" erdhi si një nxitje nga punimet e shumta bashkëkohore, në drejtim të përdorimit të motorit të rrymës së vazhduar pa furça, Brushless Direct Current motor, BLDC, në transmisionet e elektrike me saktësi dhe dinamikë të lartë. Arsyeja e përdorimi gjithmonë e më të madh të këtij tipi motori krahasuar me motorin e rrymës së vazhduar me furça i dedikohet zhvillimit të madh të teknologjisë dhe veçanërisht elektronikës së fuqisë. Vetia kryesore, që e bën këtë motor të kërkuar në shumë aplikime praktike, pavarësisht ndonjë mangësie, është se harxhon shumë më pak energji elektrike krahasuar me tipet e tjera të motorëve elektrike, të së njëjtës fuqi dhe për të njëjtën ngarkesë në bosht. Kjo është e lidhur ngushtësisht sot me një nga sfidat më të mëdha që po kalojmë; ulja e konsumit të energjisë elektrike, rritja e eficiencës së të gjithë komponentëve përbërës të një sistemi elektromekanik. Punimet e ndryshme tregojnë se në rang botëror afërsisht 50% e energjisë elektrike konsumohet nga motorët elektrikë, 19% konsumohet nga ndriçimi, ndërsa 34% për qëllime të tjera.[1] Përderisa motorët elektrikë, pjesë përbërëse e transmisioneve elektrike, janë konsumatorët më të mëdhenj të energjisë elektrike, është e natyrshme që të kërkohet zëvendësimi i motorëve elektrike me rendimet të ulët me ato me rendiment të lartë, prandaj BLDC po përdoren gjithmonë e më shumë në praktikë, pasi sigurojnë kursime të rëndësishme të energjisë elektrike dhe sjellin përmirësime të procesit teknologjik [1].

E njëjta tendencë vihet re dhe në vendin tonë. Qeveria shqiptare po punon në dy drejtime për të rritur sigurinë e furnizimit me energji elektrike: 1) diversifikimin e prodhimit të energjisë elektrike nga burimet e rinovueshme si uji, dielli, era, biomasa etj. dhe përdorimit eficient të energjisë elektrike në të gjithë ciklin, prodhim transmetim dhe përdorues fundor. Qeveria shqiptare ka përgatitur dhe aprovuar të gjithë kuadrin ligjor, që i shërben rritjes së sigurisë së furnizimit me energji elektrike dhe mbështetjen e zhvillimeve ekonomike në sektorë të ndryshëm ekonomik-shoqëror si: Ligji 7/2017 "Për nxitjen e përdorimit të energjisë nga burimet e rinovueshme", Ligji i Eficencës së Energjisë 124/2015, ligjin nr. 116/2016, datë 10.11.2016 "Për performancën e energjisë së ndërtesave, VKM 480, datë 31.07.2018 "Për miratimin e strategjisë kombëtare të energjisë për periudhën 2018–2030". Strategjia kombëtare ka si target që ekonomia dhe shoqëria shqiptare të arrijë një nivel kursimi të energjisë kundrejt konsumit total me 15% në vitin 2030 [124] [VKM 480, f.2,] dhe ka treguar rrugët kryesore, me anë të të cilave synohet të

arrihet ky target, si zëvendësimi i motorëve me rendiment të ulët me ato me rendiment të lartë, përdorimi i shndërruesve statik në transmisionet me shpejtësi të rregullueshme, përmirësimi i faktorit të fuqisë etj. Strategjia kombëtare ka vendosur targeta të qarta për secilin sektor të vendit tonë në drejtim të kursimit të energjisë elektrike, siç tregohet në tabelën 1.

**Tabla 1. Targeti i kursimit të energjisë elektrike në çdo sektor [2]**

Sektori	Kursimi i energjisë në vitin 2018 [ktoe]	Kursimi i energjisë deri në vitin 2020 [ktoe]
Residential	10,6	37,43
Shërbimeve	6,27	16
Industrië	3,7	6,9
Transportit	14,2	49,49
Agrikulturës	3,7	13,9
Potenciali total i kursimit	38,5	123,7
Potenciali total i kursimit në [GWh]	447,8	1438,5

Nga tabela 1 shihet qartë se sektorët e banimit, shërbimeve dhe industrië kanë një rol të rëndësishëm në kursimin e energjisë. Duke ditur që motorët elektrikë përdoren në shumë pajisje elektroshtëpiake, makineri në industri, apo në shkallët lëvizëse, transportuese në qendra biznesi dhe shërbimesh etj., përdorimi i motorëve me rendiment të lartë siç janë dhe ato BLDC do të sjellin kursime të rëndësishme të energjisë elektrike në këta sektorë si dhe reduktim të gazeve sere. [54]

Në këtë punim do të trajtohet me hollësi dhe do të tregohet në mënyrë eksperimentale se si përdorimi i motorit BLDC në transmisionet elektrike, të cilët janë përdorues fundor të saj, shoqërohet me kursime të energjisë elektrike dhe reduktime të gazeve serë. Punimi synon të tregojë se përdorimi i transmiseve elektrike me rendiment të lartë, me motor BLDC, në pajisjet e ndryshme, që përdoren në apartamentet e banimit jep një kontribut të rëndësishëm në uljen e konsumit të energjisë elektrike, duke patur parasysh që sektori i banimit në vitin 2013 ka konsumuar 60% të energjisë elektrike në Shqipëri dhe konsumi është rritur me 2.2% në vit [2]. Studimi përqendrohet në kontrollin e transmiseve elektrike me BLDC dhe fokusohet në rëndësinë e përdorimit të tij në vend të motorit asinkron në pajisjet me ventilator siç janë: ventilatorët e kuzhinës, ventilatorët për ftohjen e pajisjeve, ventilatorët e tharëseve, ventilatorët e tavolinës, ventilatorët e brendshëm, ventilatorët aksialë, ventilatorët e papafingove, ventilatorët e ajrisjes së çatisë, etj. Fuqitë tipike të sistemeve me ventilatorë në këto përdorime variojnë nga 30W deri në 80W.

---

Tipet kryesore të motorëve elektrik të përdorur në aplikimet e ventilatorëve janë: motorët asinkron njëfazor, motorët e DC me fuçë, motorët me induksion njëfazor AC, motorët e rrymës së vazhduar me fuçë, motori asinkron me ploe të hijëzuara etj. [3].

Tema e disertacionit është fokusuar në transmisionet elektrike me fuqi të vogël, të cilët venë në lëvizje ventilatorët dhe nga përdorimi i komponentëve eficientë sigurojmë kursime të rëndësishme të energjisë elektrike si dhe përmirësohet cilësia e treguesve të punës së transmisionit. Mbështetur në këto dy tregues kryesor rritjen e cilësinë së treguesve të punës së transmisionit elektrik dhe uljen e konsumit të energjisë elektrike do të jepen kriteret e përzgjedhjes së motorit elektrik, të cilat përfshijnë rendimentin, koston e transmisionit elektrik, cilësinë e energjisë, dridhjet mekanike, momentin rrotullues, jetëgjatësinë e produktit etj.

Motorët që përdoren më shumë në transmisionet elektrike me fuqi të ulët, në pajisjet elektroshtëpiake, janë motorët asinkron njëfazor për shkak të përparësive që kanë krahasuar me motorët e rrymës së vazhduar me fuçë si: kostoja më e ulët, qëndrueshmëria në punë, nuk kërkojnë mirëmbajtje etj. Përparimi i shkencës dhe teknologjisë dhe veçanërisht ajo e prodhimit të magnetëve të përhershëm dhe elektronikës së fuqisë ka krijuar mundësinë e prodhimit të motorëve të rrymës së vazhduar pa fuçë BLDC, i cili tejkalon të metat e motorëve të rrymës së vazhduar me fuçë, duke mundësuar krijimin e një momenti elektromagnetik rrotullues më të madh se ai i krijuar nga motori asinkron për të njëjtën fuqi [4]. Këto shoqërohen dhe me ulje të konsumit të energjisë elektrike kur përdoren në transmisionet elektrike me shpejtësi të ndryshueshme veçanërisht në pompat dhe ventilatorët.

Fusha e përdorimit të motorëve BLDC po zgjerohet gjithnjë e më shumë për shkak të përparësive që ai ka, nga industria dhe sektorët e transportit. Tani BLDC po përdoret gjerësisht në sektorët e banimit, tregtisë dhe në mënyrë të veçantë në automjetet elektrike, për arsye të rendimentit më të lartë, efektivitetin e kostos, zvogëlimin e zhurmave dhe aftësinë për të arritur shpejtësi të mëdha në kohë të shkurtër, karakteristikës mekanike që siguron kufij të gjerë të rregullimit të shpejtësisë. [5]

Në transmisionet elektrike, që venë në lëvizje ventilatoreve, ka dy mënyra kryesore për të ulur konsumin e energjisë elektrike: 1) përdorimi i motorit me rendiment të lartë, kontrolli i sasisë së ajrit nëpërmjet ushqimit të motorit elektrik me anë të shndërruesve static. [5]

---

Studimi do të tregojë nëpërmjet rrugës eksperimentale se përdorimi i motorit BLDC në vend të motorit asinkron njëfazor në transmisionet me ventilator është një mënyrë efektive për të zvogëluar konsumin e energjisë elektrike në këto aplikime. Ky zëvendësim në transmisionet elektrike me ventilator, përveç rendimentit më të lartë ka dhe disa avantazhe të tjera si, vëllim dhe peshë më të vogël të transmisionit elektrik, veçanërisht të rëndësishme në aplikimet me shpejtësi të ndryshueshme, jetëgjatësi më të madhe. Për më sipër, kërkesa për jetë të gjatë dhe pa mirëmbajtje, na bën të përdorim motorët BLDC në vend të motorëve DC. E dyta, përdorimi i motoreve me shpejtësi të ndryshueshme për të kontrolluar qarkullimin e ajrit të ventilatorit sjell më pak humbje elektrike dhe krijon kushte të mira për të kontrolluar shpejtësinë, pozicionin ose momentin rrotullues të motorëve.

Kjo bëhet e qartë nga krahasimi i karakteristikave mekanike të motorëve me induksion, motorët DC dhe motorëve BLDC. [4] [6] [7] [8] [9] Rezultatet eksperimentale kanë treguar që përdorimi i motorit BLDC në aplikimin e ventilatorëve në vend të motorit të induksionit kursen energjinë nga 25% deri në 43% dhe zvogëlon emetimin e CO<sub>2</sub>.

Të gjitha këto avantazhe na shtojnë që të shohim zëvendësimin e motorit një fazor asinkron me një motor BLDC në përdorimet e ventilatorëve të vegjël.

Në punim fillimisht janë krahasuar disa veti midis motorit BLDC me motorin AC dhe DC. Disa prej të cilave janë provuar edhe eksperimentalisht.

Është trajtuar ndryshimi në konstruksion i motorit BLDC nga motorët e tjerë që ka sjellë një përmirësim të performancës në shumë drejtime. Dhe si rrjedhim ndikimin në karakteristikat e këtij motori.

Për të vazhduar studimin e mëtejshëm të tij, ekuacionet e sjelljes dinamike, të cilat janë përdorur si bazë për përcaktimin e funksionit transmetues dhe ekuacioneve të gjendjes, mbi të cilat ngrihen metodat e ndryshme të kontrollit të këtij motori.

Kapituj të veçantë i janë kushtuar pjesës elektronike, të tij, si pjesë përbërëse e pa ndashme nga motori, skemat e ushqimit, metodat e përpunimit të sinjalit dhe mënyrat e kontrollit të motorit.

Kapitulli i fundit i është kushtuar eksperimenteve në lidhje me motorin BLDC, vlerësimi i rendimentit, i momentit të inercisë, të kohës më të shkurtër të nisjes, stabilizimit dhe ndalimit.



---

Motori BLDC ka avantazhin se për të mund të përdoren të gjitha llojet e strategjive të kontrollit. Kjo e bën të përshtatshëm për aplikime nga më të ndryshme, sepse është motor shumë fleksibël dhe i adaptueshëm.

Nga ana tjetër ndikimi i tij në mbrojtjen e ambientit është i konsiderueshëm në shumë drejtime krahasuar me motorët e tjerë, sikurse, përdorimi i më pak material për ndërtimin e tij, humbje më të vogla, nxehje më të vogël, rendiment më i lartë, zhurma të pakonsiderueshme, mungesë të interferencave etj.

---

# KAPITULLI 1

## NJOHURI TË PËRGJITHSHME PËR MOTORI BLDC

### 1.1 ETAPAT E ZHVILLIMIT TË MOTORIT BLDC

Motori BLDC (*BrushLess Direct Current Motor*), është motor i rrymës së vazhduar pa furça. Nga emërtimi karakteristika kryesore e këtij motori është mungesa e shndërruesit elektromekanik, kolektorit dhe furçave, për të transformuar rrymën e vazhduar në rrymë alternative dhe zëvendësimi i tij me çelësa të përgjithësuar, rrjedhimisht nuk ka shkëndija, nuk ka nevojë për mirëmbajtje, e cila shoqërohet me një jetëgjatësi të madhe. Zhvillimi i teknologjise ka treguar se ky motor zotëron edhe një sërë vetish të tjera, shumë të mira krahasuar me motorin e rrymës së vazhduar me furça dhe atë asinkron, si rendiment më i lartë, qëndrueshmëri, aftësi për mbingarkesa, zvogëlim të kostos, etj. Kjo është arsyeja që ky motor ka gjetur dhe gjen sot aplikime në shumë fusha të ndryshme, ku ajo më domethënëse është tek automjetet elektrike dhe ato hibride.

Motori BLDC, që përdoret sot në transmisionet elektrike me shpejtësi të rregullueshme, është rezultat i kërkimeve të shumë shkencëtarëve jo vetëm në fushën e makinave elektrike, por edhe në fusha të tjera, si ajo e elektronikës së fuqisë, e qarqeve të integruar, mikroprocesorit dhe mikrokontrollerit, programimit, zhvillimit dhe uljes së kostos së materialeve me veti magnetike shumë të mira etj.

Fillimisht motori BLDC është përdorur në aplikimet elektrike në fushën e hapësirës, tek *Apollo Spacecraft*, në sistemin e kondicionimit dhe të qarkullimit të oksigjenit. Gradualisht përdorimi i tij është zgjeruar në sistemet elektromekanike në fushën

---

ushtarake, ku rëndësi kryesore ka siguria në punë dhe jetëgjatësia e më tej kostoja e sistemit elektromekanik. Më tej me zhvillimin e vrullshëm të teknologjisë dhe veçanërisht të elektronikës së fuqisë dhe uljen e kostos së tyre, në drejtim të përmirësimit të cilësisë së kontrollit të transmisioneve elektrike BLDC po gjen një përdorim gjithmonë e më të gjerë në industri, te sistemet kompjuterike, pajisjet elektroshtëpiake, në automobilat elektrikë etj. Kërkimet dhe përdorimet e para të motorit BLDC në sistemet elektromekanike në fushën ushtarake janë bërë nga shkencëtarët e Shteteve të Bashkuara të Amerikës, më tej këto kërkime janë vazhduar nga shkencëtarët japonezë për përdorimin e tij në sistemet e automatizuara në industri. Sot kërkimet vazhdojnë në drejtim të kontrollit të transmisioneve elektrike me motorë BLDC me saktësi dhe dinamikë të lartë, ku mund të përmendim sistemet e automatizuara, manipulatorët, *CNC machine*, robotët etj. Kompanitë e prodhimit të motorëve BLDC janë të shtrira në të gjithë botën. Ato mund të prodhojnë jo vetëm motorin, por edhe motorin me të gjithë komponentët e tyre të ushqimit dhe komandimit. [14].

Kërkesa për një motor të rrymës së vazhduar por pa brusha dhe kolektor erdhi së pari nga hapësira. Motorët e rrymës së vazhduar përdoren në satelitë për dy arsye kryesore, e para sepse energjia që mund të sigurohet në satelitë ishte e rrymës së vazhduar, ose me bateri ose me panele diellore dhe e dyta se motori DC ka karakteristika mekanike lineare që lejon kontrollin shumë të mirë të tij. Por mirëmbajtja e detyrueshme e nyjes fuqë kolektor, konsumi i vazhdueshëm i tij dhe ndërrimi kohë pas kohe i tyre, shtroi përpara kërkuesve detyrën - A ka mundësi të projektohet një motor elektrik me karakteristikat e motorit të rrymës së vazhduar, por pa furça dhe kolektor? Përgjigja e kësaj pyetje erdhi gradualisht.

Në vitin 1950, H.D.Brailsford, prezantoi motorin e parë DC pa furça, duke përdorur çelësa me tranzistorë. Ai tregoi se kjo mënyrë komutimi me tranzistorë e motorit mund të funksionojë.

Ndërkohë në vitin 1960, skemat elektronike me tiristorë për komandimin dhe kontrollin e motorëve filluan të përdoren gjerësisht që çonte në rritje të thjeshtësisë dhe rendimentit.

Evidenca e parë e motorit DC pa furça, ishte në vitin 1962 kur T.G. Wilson and P.H. Trickey shkruan një artikull për motorin DC pa furça. Ai ishte zhvilluar kryesisht për momente elektromagnetike të larta në transmisione me përgjegjësi të lartë në aplikime speciale sikurse magnetofonë, te rrotulluesi i diskut të kompjuterit, në robotikë, në

---

sistemet e pozicionit, në pajisjet e aviacionit, ku problemi i brushave ishte i patolerueshëm për arsye të përqindjes së lagështirës. Ky motor nuk mund të punonte për qëllime industriale me kërkesa për fuqi më të mëdha se 5 horse power (3728.5W). Ata paraqitën një motor DC me komutim solid, pa komutator mekanik, por me komutator elektronik. Ky shënoi një revolucion në motorët DC.

Pas dy vitesh, Sperry-Ferrogut zhvilloi motorin e parë në serinë e motorëve pa fuqja që u përdorën në shumë programe të hapësirës. Përdori sensorë photoelektrik për përcaktimin e pozicionit të rrotorit dhe komutimin elektronik. Ky motor kishte aftësinë e vetë startimit, rendiment dy herë më të madh se një motor AC me fuqi të njëjtë. Jetëgjatësia e këtyre motorëve u var vetëm nga kushinetat, të cilat u ndërruan vetëm pas 7 vjetësh.

Në po të njëjtin vit Kearfort Productions konstruktroi motorin DC pa fuqja me një skemë me 12 Hall Sensorë, të cilët prodhonin tensionin elektrik në përpjestim me fortësinë e fushës magnetike, çelësa tranzistorë dhe përforcues fuqie.

Kështu, në vitin 1965 u përdorën motorët DC pa fuqja në aplikime tek *Apollo Lunar Module*, në sistemin e qarkullimit të oksigjenit dhe tek *SATURN I-B* për vënien në punë të pompës ftohëse.

Këto aplikime nuk kërkonin rregullim të shpejtësisë dhe momentit.

Midis viteve 1964-1966 Cassoday at Sperry dhe Goddard by Sperry, modernizuan armaturën "*Ironless armature*" duke përmirësuar karakteristikat e motorit. Përdorën një armaturë pa bërthamë, me pështjella stacionare dhe me rrotor me magnet permanent me shumë pole. Përgjigja e rrotorit u bë më e shpejtë sepse nuk kishte pështjella që rrotulloheshin. Kjo çoi në eliminimin e humbjeve për histerezi dhe rrymave Fuko.

*Në mesin e viteve 1960 motori DC pa fuqja kishte këto pjesë, Sensor pozicioni, Përforcues, Përforcues fuqie, Seksioni i rregullimit të rrymës, Skema urë për revers, Tahometër, Reduktues të ndryshëm shpejtësie. Ishte një sistem shumë i kushtueshëm. Prandaj u propozua të përdoret rregullimi direkt i shpejtësisë me anë të logjikës elektronike, e cila do të çonte në eliminimin e kompleksitetit dhe e do ta bënte motorin më të shpejtë dhe më pak të shtrenjtë.*

Siemens Electric dhe General Electric punuan për të përmirësuar motorin BLDC, të krijuar deri tani, duke arritur një performancë më të mirë se motori i zakonshëm DC për të njëjtën fuqi. Më 1970 William Lear Toshiba (Japan) krijoi të parin motor DC pa busha, me kosto më të ulët se motori DC, për përdorime industriale dhe automjete. Këta motorë

---

mund të siguronin shpejtësi të ulëta me moment të madh dhe anasjelltas, ose shpejtësi konstante dhe rregullim shpejtesie 10:1, jetëgjatësi 8000 orë pune.

*Shumë përparime teknologjike në fusha të tjera ndikuar në zhvillimin e mëtejshëm të motorëve BLDC.*

*1. Filluan të përdoren, Hall effect sensor prej silikoni të cilët kishin përmasa më të vogla, por kërkonin përforcues në dalje.*

*2. Zëvendësimi i materialeve të magnetëve prej qeramike me ato me performancë magnetike më të lartë, me përmasa më të vogla që sigurojnë një fushë magnetike më të fuqishme.*

*3. Përdorimi i qarqeve të integruara reduktoi koston e qarqeve për përforcim, komutim dhe kontroll logjik.*

Philips Electronics, Hollandë, në vitin 1972, bashkoi të gjitha këto teknologji të ndryshme në *chipe* të veçanta, i montoi në një plaketë të vendosur brenda kasës së motorit për magnetofon portabël, me kosto të ulët, dhe që ushqehet me bateri. Ai kishte shpejtësi konstante me tre shkallë dhe moment të madh rrotullues.

Në vitin 1972 u ndërtuan motorë me përgjigje dinamike të shpejtë, me reduktim të momentit të inercisë nëpërmjet zvogëlimit të diametrit të rrotorit, me përdorim të materialeve magnetike me performancë të lartë që lejojnë të kemi një nxitim më të madh. Përdorimi i konceptit të "*Ironless Armature*" e bën përgjigjen dinamike më të shpejtë, karakteristika të buta, dhe reduktimin 10 herë të humbjeve. Më 1980, Robert E. Lordo POWERTECH industrial corporation rriti fuqinë e motorit BLDC 10 fish, duke përdorur materiale cilësore për magnetin permanent dhe skema komandimi me tiristorë me tension të lartë.

Materialet që përdoren për ndërtimin e magnetëve, në vitin 1930, ishin prej *Al-Ni-Co* (*Alumin-Nikel-Cobalt*). Në 1960 *Barium ferrite*, *Strontium ferrite*, *Samarium-Cobalt* dhe në vitin 1983 *Nd-Fe-B* (*Neodymium-Ferit-Boron*).

Materialet magnetike të reja kanë sjellë në ndërtimin e motorëve konstruksion më të thjeshtë, përmasa më të vogla, peshë më të lehtë, zvogëlimi i numrit të spirave të pështjellës në kushte të njëjta, heqja e pështjellës së poleve.

Zbulimi i materialeve të reja magnetike çon në ndryshimin e strukturës së motorit dhe pastaj në përmirësimin e metodave të kontrollit që rrit performancën e motorit dhe zgjeron gamën e përdorimit të tyre në fusha të ndryshme.

---

Sot materialet për ndërtimin e magnetëve permanente janë të ashtuquajturat materiale *Nanocomposite*. Motorët BLDC përdorin teknika kontrolli të avancuara pa sensorë (*sensorless*).

Rritja e popullaritetit të motorit me magnet permanent pa furça në ditët e sotme erdhi si rezultat i rënies së çmimit të magnetëve me produkt energjistik të lartë dhe skemave elektronike. Motorët me magnet permanent dhe pa furça kanë rendiment më të lartë dhe performancë më të mirë sesa makinat me eksitim elektromagnetik, moment rrotullues më të madh për peshë dhe moment më të madh për wat. [73], [74]

Në kohën e sotme, kompanitë e ndryshme kujdesen të prodhojnë motorë BLDC, të cilët të kenë parasysh mbrojtjen e ambientit duke filluar nga përdorimi i materialeve me kosto të ulët, në pole, me pak pësjtjella, pa furça e kolektor, e duke vazhduar të mungesa e zhurmave, dhe mungesa e interferencës në valët e radios etj.

Firmat e ndryshme prodhuese ofrojnë në një shkallë të madhe fleksibiliteti duke prodhuar motorë me komponentë të standartizuar ose në përputhje me kërkesat e projekteve. [6], [7], [10], [11], [12], [13], [14], [16], [21], [24]. [73], [74]

## 1.2 NDRYSHIMET NË STRUKTURË TË MOTORIT BLDC

Motori BLDC që përdoret sot gjerësisht në praktikë, është rezultat i kërkimeve të shumë shkencëtarëve jo vetëm në fushën e konstruksionit të motorëve, por edhe në fusha të tjera të teknologjisë së shndërruesve statik, algoritmave të kontrollit, etj.. Elementët kryesore, të cilat kanë ndihmuar shkencëtarët në ndërtimin konstruktiv të motorit BLDC janë: ***brushless (pa furça), ironless (bosh), electronic driver (shndërrues static), neodymium permanent magnet magnet permanent), advanced sensorless and intelligent control methods (metodat e kontrollit të avancuar pa sensor dhe ato inteligjente.***

Mbështetur në këto elemente, struktura e motorit BLDC ka pësuar këto ndryshime krahasuar me motorin e rrymës së vazhduar tradicional, atë me furça në kolektor:

1. Eliminimi i furçave dhe kolektorit, (*shndërruesi elektromekanik*) nga zëvendësimi me anë të qarqeve elektronike (*çelës i përgjithësuar*), për ushqimin e motorit me valë katër këndore ose sinusoidale, që sjell si pasojë mungesën e shkëndijave, zvogëlimin e nevojës për mirëmbajtje, dhe një jetëgjatësi më të madhe. Nga ana tjetër ky ndryshim çon në zvogëlimin e peshës dhe volumit të motorit BLDC, rritjen e shpejtësisë së përgjigjes

---

dinamike gjatë proceseve kalimtare. Mungesa e kolektorit në motorin BLDC ndikon edhe në zvogëlimin e humbjeve elektrike dhe mekanike. Si pasojë kemi rritjen e rendimentit të tij gjatë punës.

2. Përdorimi i magnetëve permanentë të fuqishëm, të përbërë prej *Neodymium Ferrite Boron* ka çuar në eliminimin e pështjellës së eksitimit të poleve, gjë e cila çon zvogëlimin e peshës dhe volumit të motorit BLDC, zvogëlimin e momentit të inercisë dhe si pasojë rritjen e shpejtësisë së përgjigjes dinamike të motorit, zvogëlim të humbjeve elektrike dhe rritje të rendimentit.

Përdorimi i magnetëve permanentë të fuqishëm, sjell zvogëlimin e përmasave të statorit, si rrjedhim zvogëlimin e humbjeve në bërthamën e tij, për shkak të zvogëlimit të humbjeve për histerezi magnetike dhe rrymave Fuko.

3. Përdorimi i lidhjeve të kundërta, për të përcaktuar saktë pozicionin e rrotorit, të realizuar me metoda me sensorë ose pa sensorë, sjell një karakteristikë mekanike të motorit në formë lineare, me një diapazon të gjerë të rregullimit të shpejtësisë dhe në shpejtësi të ulëta, dhe një lehtësi të kontrollit të shpejtësisë dhe pozicionit të rrotorit.

4. Së fundi zhvillimi i teknikave të kontrollit të avancuar ka çuar në rritjen e performancës së motorit, veçanërisht në proceset e punës, të cilat kërkojnë një saktësi dhe dinamikë të lartë.

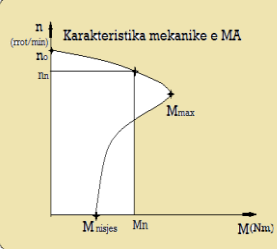
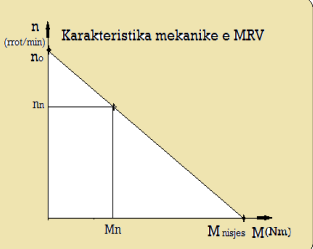
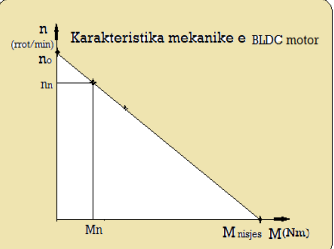
Transmisioni elektrik me motor BLDC është i përbërë nga këto komponente kryesore: motori, shndërruesi statik, dhe kontrollori, pa të cilën ky motor nuk mund të punojë, ndryshe nga tipet e tjerë të makinave elektrike, që kontrollorin e përdorin për të përmirësuar procesin e punës. [15]

### **1.3 KRAHASIMI I VETIVE TË MOTORIT AC, DC DHE BLDC**

Me zhvillimin e madh të teknologjisë e sidomos të elektronikës së fuqisë, motori BLDC po zëvendëson motorë të tjerë sikurse motorin asinkron dhe MRVEP. Për të kuptuar me mire arsyet e përdorimit të gjerë në kohët e sotme të motorit BLDC në sistemet elektromekanike të projektuara, do të bëhet një krahasim i vetive të motorit BLDC, AC e DC. Në tabelat 1.2, 1.3, 1.4, 1.5, dhe 1.6 janë paraqitur në mënyrë të përmbledhur krahasimet midis vetive të motorit BLDC me motorin asinkron e MRVEP për të njëjtën fuqi. Kriteret mbi të cilat janë bërë krahasimet e tipeve të ndryshme të motorëve elektrikë,

që përdoren në transmisionet me shpejtësi të ndryshueshme, janë grupuar sipas marrëdhënieve që kanë me karakteristikën mekanike, me detektimin e pozicionit të rrotorit, humbjet në motor, momentin e inercisë së motorit etj. [4], [6], [7], [8], [9], [15], [16], [20], [21], [24], [28], [55], [60], [92].

**Tabela 1.2** Krahasimi i vetive të motorit BLDC, AC dhe DC, mbështetur në karakteristikën mekanike

Vetitë	Motori asinkron	Motori DC me furça	Motori BLDC
<b>Fuqia</b>	Përdoret për fuqi të ndryshme, të vogla, të mesme dhe të mëdha	Përdoret për fuqi të ndryshme, të vogla, të mesme dhe të mëdha	Më shumë përdoret për fuqi të vogla dhe të mesme. Më i fuqishëm se motori DC për përmasa të njëjta. Këta motorë gjenden nga motorët me fuqi shumë të vogël sikurse te hard disk driver deri te motorët me fuqi të mesme.
<b>Karakteristika mekanike</b>	Karakteristikë jo lineare si rezultat i marrëdhënies komplekse që ekziston midis fushës magnetike rrotulluese të statorit dhe fushës magnetike të induktuar të rrotorit. Moment nisje i vogël	Karakteristikë mekanike lineare. Mund të punojë në çfarëdo lloj shpejtësie. Rënie të momentit në shpejtësi të larta për arsye të humbjeve në furça e kolektor. Moment nisje i madh.	Karakteristikë mekanike lineare Mund të punojë në çfarëdo lloj shpejtësie. Tipi me magnet permanent dhe me një lidhje të kundërt të pozicionit të rrotorit që i jep motorit BLDC mundësinë e një momenti të madh në nisje.
<b>Momenti i nisjes</b>			
<b>Rregullimi i shpejtësisë</b>	Rregullimi i butë i shpejtësisë në një diapazon të ngushtë, jo ekonomik në një diapazon më të gjerë. Është shumë e vështirë të kontrollohet si rezultat i karakteristikës mekanike jo lineare.	Është më i lehtë kontrolli i shpejtësisë për shkak të linearitetit. Rregullimi i shpejtësisë dhe reversi më i lehtë se tek motori AC. Mund të komandohet edhe me skema elektronike. Ka kufizime mekanike të shkaktuara nga furçat dhe kolektori.	Diapazon i madh i rregullimit të shpejtësisë. Realizohet kontrolli i shpejtësisë. Rregullatori është më kompleks, kërkon një përshtjellë shtesë për të ushqyer qarkun e komutimit elektronik. Nuk i ka kufizimet mekanike të shkaktuara nga furçat dhe kolektori.
<b>Kërkesa për kontrollin</b>	Nevojitet rregullator për shpejtësi të ndryshueshme.	Nevojitet rregullator për shpejtësi të ndryshueshme.	Kërkohet gjithmonë një rregullator për kontrollin e sekuencave të komutimit për shpejtësi konstante dhe të ndryshueshme. Karakteristika kontrolli të optimizuara.
<b>Diapazoni i rregullimit</b>	I ngushtë, varet nga frekuenca e tensionit ushqyes. Rritja e ngarkesës sjell zvogëlim të diapazonit të rregullimit të shpejtësisë.	Diapazoni i rregullimit i gjerë për shkak të linearitetit të karakteristikës mekanike, por i moderuar për shkak të humbjeve në furça.	Diapazoni i rregullimit i gjerë për shkak të linearitetit të karakteristikës mekanike. Është i lartë se nuk i ka humbjet në furça.



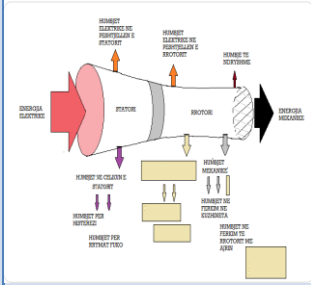
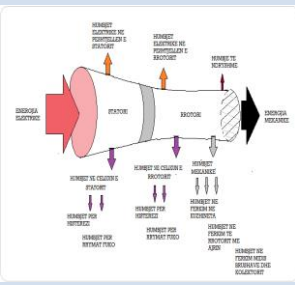
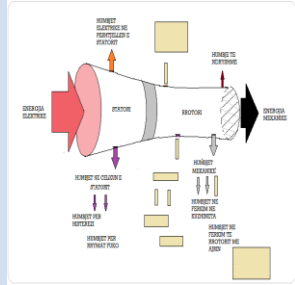
**Tabela 1.3 Krahasimi i motorit BLDC, AC dhe DC, mbështetur në detektimin e pozicionit të rrotorit**

Vetitë	Motori Asinkron	Motori DC me fuqja	Motori BLDC
<b>Detektimi i pozicionit të rrotorit</b>	Nuk nevojitet detektim të pozicionit të rrotorit.	Ka detektim të pozicionit të rrotorit nëpërmjet fuqave dhe kolektorit.	Ka detektim të pozicionit të rrotorit nëpërmjet Hall sensor, enkoderave optik, përsheptuesve etj. ose metodat pa sensorë.
<b>Komutimi</b>	Kërkon qarqe speciale në nisje, për shkak të rrymave të mëdha të lëshimit dhe momentit të vogël, në varësi të procesit teknologjik	Mekanik, me zhurma interferenca, shkëndija, fërkim mekanik, etj.	Çelësa statikë, komutim elektronik, zhurma të ulta, s'ka shkëndija, hark elektrik, fërkim mekanik. Komutimi elektronik i jep më shumë fleksibilitet dhe adaptueshmeri.
<b>Nisja</b>	E vështirë, rryma lëshimi të mëdha, 4-7 herë të rrymës nominale	Moment i nisjes më i madh se motori AC	Kosto më e lartë e nisjes se motori DC. Moment nisje i madh.
<b>Ndryshimi i kahut të rrotullimit</b>	Ndryshimi i renditjes së dy fazave.	Ndryshimi i polaritetit të tensionit.	Nëpërmjet ndryshimit të rradhës së sekuencave të kyeje shkyqjeve.
<b>Rrëshqitja</b>	Rrotori rrotullohet me shpejtësi më të vogël se shpejtësia e rrotullimit të fushës magnetike të statorit		Motori BLDC është motor sinkron se rrotori rrotullohet me të njëjtën shpejtësi si fusha magnetike e statorit.

**Tabela 1.4 Krahasimi i motorit BLDC, AC dhe DC, mbështetur në momentin e inercisë**

Vetitë	Motori Asinkron	Motori DC me fuqja	Motori BLDC
<b>Ndërtimi konstruktiv</b>	I thjeshtë. Por ka dy pështjella të vendosura në stator edhe në rrotor. Strukturë qëndrueshme.	Më i komplikuar se motori AC për shkak të shndërruesit elektromekanik. Fusha magnetike krijohet nga elektromagnet ose për fuqi të vogla me magnet permanent.	Avantazh në konstruksion, por kompleks në komandim. Fusha magnetike krijohet nga magnet permanent.
<b>Përmasat</b>	Motori asinkron ka përmasat më të mëdha se motorët BLDC.	Motoret DC i kane përmasat më të mëdha në krahasim me motorët BLDC.	Më i vogël dhe më i lehtë se motori DC, nuk ka pështjellë rrotori dhe fuqja e kolektor.
<b>Raporti i fuqisë në dalje me përmasat</b>	I moderuar.	I moderuar ose i ulët. Përmasa dhe peshë më të vogël për një fuqi të dhënë të llogaritur se motori AC.	I lartë. Ka pështjella vetëm në stator. Përmasa më të vogla për të njëjtën fuqi.
<b>Momenti i inercisë</b>	Më i lartë se motori BLDC.	Më i lartë se motori BLDC. Inercia është e madhe. Për aplikime të shpejta nisje- ndalim inercia e madhe është problem.	I ulët, inerci e vogël e rrotorit për arsye të magnetëve permanentë dhe mungesës së pështjellës në rrotor, fuqave e kolektorit.
<b>Përgjigja dinamike</b>	E ngadaltë, moment i madh i inercisë.	E ngadaltë, moment i madh i inercisë.	E shpejtë, momenti i vogël i inercisë.

**Tabela 1.5 Krahasimi i motorit BLDC, AC dhe DC, mbështetur në humbjet në motor**

Vetitë	Motori Asinkron	Motori DC me furça	Motori BLDC
<b>Humbjet</b>	Humbje më të mëdha në krahasim me motorin BLDC. 	Humbje më të mëdha në krahasim me motorin BLDC, për shkak të pështjellës së poleve dhe nyjes furçë-kolektor. 	Humbje më të vogla nga mungesa e pështjellës së rrotorit, furçave dhe kolektorit. 
<b>Rendimenti</b>	Më i ulët si rezultat i humbjeve elektrike në stator dhe të rrymave cirkulare në rrotor. Për të rritur pak rendimentin rritet shumë kosto	Më i vogël se motorin BLDC për arsye të humbjeve më të mëdha që ai ka.	Rendimenti maksimal tek këta motorë mund të shkojë edhe deri në 98%, për arsye të zvogëlimit të humbjeve. Rënia e tensionit dhe humbjet në çelësin elektronik janë më të vogla se tek njëja furçë-kolektor e motorit DC.
<b>Performanca termike</b>	Më e mirë se motorin DC por më e ulët se motorin BLDC.	Më e dobët se motorin AC dhe BLDC.	Më e mirë. Humbjet në nxehtësi janë vetëm në pështjellën e statorit, i cili në shumicën e rasteve është në pjesën e jashtme të motorit, dhe nxehtësia largohet më lehtë.
<b>Mbingarke-sa</b>	$M_{max}/M_n = (1.6-2.5)$	$M_{max}/M_n = (2-2.5)$	Aftesi më e madhe për mbingarkesa. $P_{max}/P_n = (2-5)$ herë

**Tabela 1.6 Krahasimi i motorit BLDC, AC dhe DC, mbështetur në veti të ndryshme [4], [6], [7], [8], [9], [15], [16], [20], [21], [24], [25], [55], [92]**

Vetitë	Motori Asinkron	Motori DC me furça	Motori BLDC
<b>Mirëmbajtja</b>	Ka nevojë minimale për mirëmbajtje. Ky është një ndër përparësitë e motorit AC.	Mirëmbajtje periodike. Kërkon kontroll dhe zëvendësime të furçave si edhe pastrim të sipërfaqes së kolektorit.	Nevoja minimale për mirëmbajtje.
<b>Siguria në punë</b>	I sigurtë.	Probleme të sigurisë nga ekzistenca e furçave dhe kolektorit.	Më i sigurtë se motorin DC.
<b>Jetëgjatësia</b>	Jetëgjatësi më të madhe se motorin DC.	Zvogëlohet për arsye të problemeve që vijnë nga furçat.	Jetëgjatësia, orët totale të punës janë shumë më të mëdha se motorin DC. Motorin BLDC ka mesatarisht jetëgjatësinë prej dhjetra mijra orësh pune [151].

<b>Ndotja e ambientit</b>	Zhurma të ulta.	Zhurma për shkak të furçave dhe kolektorit dhe interferencave RFI.	Nivel me i ulët se MRRVEP Redukton interferencën elektromagnetike (EMI) [21].
<b>Kosto</b>	Më e ulët se e motorit DC.	Më e lartë se e motorit AC.	Është zvogëluar në mënyrë relative. Kosto fillestare është më e madhe se motori DC.
<b>Teknologjia e përdorur</b>	Teknologjia e prodhimit të motorit asinkron është 100 vjet e vjetër, por janë zhvilluar më tej skemat e kontrollit elektronik.	Teknologjia e prodhimit të motorit DC nuk ka ndryshuar por janë përmiresuar skemat e kontrollit.	Teknologji e re bazuar në materiale më cilësore për magnetët permanentë dhe skema elektronike për komutimin dhe rregullimin e shpejtësisë, pozicionit dhe momentit rrotullues.
<b>Aplikimi</b>	Zhurmat dhe lëkundjet e momentit e kufizojnë përdorimin e motorit AC prandaj përdoret më shumë në transmisionet me shpejtësi konstante.	Natyrisht ku burimi i energjisë elektrike është DC. Me fuqi të vogël vazhdojnë të përdoren në automatizim dhe në sistemin e kontrollit, në fusha të tjera është e kufizuar vetëm kur kërkohet moment i madh në nisje.	Në automobilat elektrike, hibride, në aerospace, pajisjet shtëpiake, në industri, robotikë, ushtri, mjekësi etj. Në aplikimet ku pesha dhe hapësira luajnë një rol kryesor. Mund të përdoret edhe me ushqim DC edhe me ushqim AC, vetëm duhet të shoqërohet me qarkun shndërrues elektronik përkatës.

Sikurse shihet qartë nga tabelat e mësipërme motori BLDC i përdorur veçanërisht në transmisionet elektrike me shpejtësi të rregullueshme me saktësi të lartë ka shumë përparësi krahasuar me përdorimin e motorit asinkron dhe atij të vazhduar me furça.

Në mënyrë të përmbledhur përparësitë e motorit BLDC janë paraqitur në tabelën 1.7.

**Tabela 1.7 Përparësitë e motorit BLDC**

<b>Karakteristika mekanike</b>	<b>Humbjet</b>	<b>Konstruksioni</b>	<b>Pa furça</b>	<b>Të ndryshme</b>
Lineare	Humbje të vogla	Peshë e ulët	Punë pa zhurma	Qëndrueshmëri
Diapazon i madh i rregullimit të shpejtësisë	Rendiment i lartë	Volum i vogël	Punë pa shkëndija	Jetë të gjatë
Moment i madh në nisje	Kushte të mira termike	Përmasa të vogla	Nuk ka nevojë për inspektim	Kosto që zvogëlohet me zhvillimin e teknologjisë
Me detektim të pozicionit të rrotorit	Aftësi për mbingarkesa më të larta	Moment i vogël i inercisë	Nevojë të vogël për mirëmbajtje	E përshtashme për kontroll automatik
Mundësi për kontroll të shpejtësisë, pozicionit dhe momentit		Shpejtësi të mëdha deri 10000 rrot/min	Nuk ka interferenca	Teknologji e re
		Përgjigje dinamike e lartë	Ndotje e vogël e ambientit	Kontrolli i shpejtësisë, pozicionit dhe momentit
		Konstruksion i thjeshtë		

---

Por motori BLDC përveç përparësive ka dhe disa të meta siç janë:

1. Kompleksiteti i kontrollit të motorit
2. Kosto e lartë e pjesës elektronike, e cila për motorët me fuqi të vogël është pothuajse e barabartë me koston e vetë motorit, duke rritur kështu koston e transmisionit elektrik në përgjithësi. [21]

## **1.4 FUSHAT E APLIKIMIT TE MOTORIT BLDC**

Për të treguar rëndësinë e kësaj teme doktrate, në këtë paragraf do të shqyrtojmë fushat e aplikimit të motorit BLDC dhe arsyet pse sot bëhen kërkime të rëndësishme në drejtim të rritjes së saktësisë së rregullimit të shpejtësisë dhe një përgjigje dinamike të shpejtë, duke përdorur metoda të ndryshme kontrolli me apo pa sensor. Përdorimi i motorit BLDC në transmisionet me shpejtësi të rregullueshme, ka filluar nga viti 1980, si një nevojë që lindi nga kufizimet e motorit të rrymës së vazhduar me furça, për shkak të pranisë së furçave dhe kolektorit, dhe është rritur gjithmonë e më shumë, duke zëvendësuar motorët e tjerë, atje ku është e mundur. Transmisionet elektrike me motor BLDC i gjejmë të aplikuara në industri, automatizimin e zyrave, automjete, sistemet ngritëse transportuese, pajisjet mjeksore, pajisjet e hapësirës, pajisjet elektro-shtëpiake etj.

Në tabelat 1.8, 1.9, 1.10, 1.11, 1.12, dhe 1.13 janë paraqitur në mënyrë të përmbledhur aplikimet e transmisioneve elektrike me motorë BLDC, mbështetur në specifikimet, kërkesat dhe veçantitë e tyre. [5], [6], [7], [10], [15], [16], [17], [18], [21], [24], [25], [53], [ 91]

**Tabela 1.8 Përdorimi i motorëve BLDC në sistemet elektromekanike të automjeteve**

Në automobilat e sotëm ka dhjetra deri qindra motorë në një makinë			
Përdorimi	Kërkesat	Të veçanta	
Motorët BLDC përdoren në automobilat elektrike dhe hibride	-Kondicionerët e ajrit -Fshirëset e xhamave -Air bags -Dyert elektrike -Komandimi i ndenjësve	1. Ngarkesë konstante, pa kërkesa të veçanta për përgjigjen dinamike 2. Kursim energjie 3. Mbrojtje e ambientit 4. Rendiment i lartë 5. Volumi dhe peshë e vogël 6. Mungesë të zhurmave	Kontrolli i bazuar në teknikën pa sensorë merr një rëndësi të veçantë sepse vendosja e sensorëve rrit volumin dhe shkurton jetëgjatësinë. Teknikat për rregullimin e shpejtësisë shkojnë paralel me zhvillimin e elektronikës së fuqisë, kontrollin automatik dhe shkencat kompjuterike
	-Kontrolli i pompës së lëndës djegëse -Kontrolli elektronik i timonit -Kontrolli i motorit me djegje të brëndëshme -Kontrolli i makinës elektrike	1. Ngarkesa në motor ndryshon mbi një gamë të shpejtësisë. 2. Kërkojnë një saktësi në kontrollin e shpejtësisë së lartë 3. Një përgjigje dinamike të mirë.	Këto aplikacione mund të përdorin skema të lidhjes së kundërt dhe mund të punojnë me gjysëm qark të mbyllur ose me qark të mbyllur, për arsye se ngarkesa është e ndryshueshme. Në to përdoren algoritma të kontrollit të avancuar, kështu që rregullatori është i komplikuar. Gjithashtu, kjo rrit çmimin e komplet sistemit.

**Tabela 1.9 Përdorimi i motorëve BLDC në sistemet elektromekanike në industri**

Përdorimi i motorëve BLDC në industri është rritur shumë			
Përdorimi	Kërkesat	Të veçanta	
Motorët BLDC në industri	1. Në industrinë e robotëve dhe manipulatorëve 2. Makineritë e tekstileve 3. Makineritë e printimit 4. Makineritë e përpunimit të drurit 5. Makineritë e industrisë së shtypit 6. Makinat e industrisë ushqimore 7. Makineritë e prodhimit të materialeve plastike, etj	1. Përgjigje dinamike të shpejtë 2. Gabim i vogël i rrugës 3. Diapazon i gjerë i rregullimit të shpejtësisë 4. Shpejtëm dhe ngadalsim i madh, i saktë për procese me shpejtësi dhe ngarkesë me një profil jouniform.	Aplikimet kanë disa lloje transmisionesh. Këto sisteme zakonisht vepronjnë në qark të mbyllur. Sistemet mund të kenë tre lloje rregullimesh. Qarkun e kontrollit të momentit, qarkun e kontrollit të shpejtësisë dhe qarkun e kontrollit të pozicionit.
	1. Mjetet e punës me kontroll digjital 2. CNC Computer Numeric Controller 3. Kontrolli i proceseve, 4. Kontrolli i makinerive	1. Pozicion fiks i rrotorit 2. Përgjigja e shpejtë dinamike e shpejtësisë dhe momentit. 3. Revers të rrotullimit herë pas here. 4. Cilikle tipike me fazën e akselerimit, fazën e shpejtësisë konstante, fazën e ngadalësimit dhe fazën e ndalimit. 5. Ngarkesa e ndryshme në të gjitha fazat e ciklit. duke e bërë rregullatorin shumë kompleks.	

**Tabela 1.10 Përdorimi i motorëve BLDC në pajisjet mjekësore**

Përdorimi i motorëve BLDC në fushën e mjekësisë	Përdorimi	Kërkesat	Të veçanta
	Pajisjet respiratore për të vënë në punë fryresin e ajrit	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Akselerimin pozitiv ose negative</li> <li>2. Ndryshim i menjëhershëm i ngarkesës</li> <li>3. Mungesë e zhurmave për të mos krijuar ankthe tek të sëmurët.</li> </ol>	
	Aparatet e analizave	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Moment i madh rrotullues</li> <li>2. Diapason i gjerë i ndryshimit të shpejtësisë</li> <li>3. I aftë për shumë cikle pune</li> <li>4. Jetëgjatësia</li> </ol>	Motorët BLDC sigurojnë aftësi më të mira të transmetimit të nxehtësisë sidomos n.q.s. pështjella e statorit vendoset në pjesën e jashtme të motorit.
	<p>Analizuesi mjekësor</p> <p>Analizon lëngjet e trupit të njeriut.</p> <p>Punon minimumi 8 orë në ditë, çdo ditë pa pushim</p>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Përmasa të vogla</li> <li>2. Eficenca në largimin e nxehtësisë</li> <li>3. Jetëgjatësi</li> <li>4. Karakteristika mekanike në shpejtësi të mëdha</li> </ol>	Mungesa e furçave eliminon mirëmbajtjen dhe zëvendësimin e tyre duke rritur jetëgjatësinë. Një motor BLDC ka jetëgjatësinë mesatarisht 10000 orë pune, ndërsa një motor DC 2000 deri 5000 orë pune.

**Tabela 1.11 Përdorimi i motorëve BLDC në pajisjet e hapësirës**

Përdorimi i motorëve BLDC në pajisjet e hapësirës	Tendenca e re zëvendësimi i transmiseve' hidraulike dhe pneumatike nga transmetimet me motorë elektrikë		
	Përdorimi	Kërkesat	Të veçanta
<p>Në pajisjet e hapësirës ka një numër aplikimesh të motorit BLDC,</p> <p>1.centrifugat,</p> <p>2.pompat,</p> <p>3.kontrolli i krahut robotik,</p> <p>4.kontrolli i gyroskopit</p> <p>5.Kamerat me shpejtësi të lartë, e kështu me rradhë.</p>	<ol style="list-style-type: none"> <li>1. Përmasa të vogla</li> <li>2. Strukturë e thjeshtë</li> <li>3. Ngarkesë variable</li> <li>4. Rregullim i mirë për shpejtësi të larta</li> <li>5. Përgjigje dinamike e shpejtë</li> <li>6.Rritja e performancës për shpejtësi të lartë</li> <li>7.Saktësi në kontrollin e shpejtësisë së lartë</li> <li>8. Akselerimin dhe ngadalësimin nën kushte të variacionit të ngarkesës</li> </ol>	<p>Metodat e kontrollit pa sensorë të motorëve BLDC janë më të përshtatshëm për përdorim në hapësirë.</p> <p>Këto aplikime përdorin algoritma të kontrollit të avancuar, sepse kanë ngarkesë të ndryshueshme Rregullatori komplikohet. Gjithashtu, kjo rrit çmimin e komplet sistemit.</p> <p>Pajisjet që punojnë në hapësirë kanë diferencë të dallueshme të tensionit dhe frekuencës në krahasim me pajisjet normale që punojnë në industri. Kështu që motorët BLDC kërkojnë qarqe të tjera speciale që nevojiten për të përshtatur tensionin dhe frekuencën. Në skemat e kontrollit përdoret teknologjia soft-switching, e cila minimizon zhurmat dhe humbjet gjatë kycje-ç'kycjeve të frekuencave të larta dhe përmireson vetitë e sistemit.</p> <p>Zëvendësimi i kuzhinetave mekanike me kuzhineta magnetike ose skema pa kuzhineta.</p>	

**Tabela 1.12 Përdorimi i motorëve BLDC në pajisjet elektroshtëpiake**

Kohët e fundit përdorimi i motorëve BLDC në pajisjet shtëpiake është rritur 30% në çdo vit.			
Përdorimi	Kërkesat	Të veçanta	
Përdorimi i motorëve BLDC në pajisjet elektroshtëpiake	-Fshesa me korent	1. Kursimin e energjisë	Në ditët e sotme 90% e motorëve që vënë në lëvizje kompresorët janë zëvendësuar me motorë BLDC Për shmangjen e ndikimit të temperaturës në sensorët e pozicionit, përdoret kontrolli pa sensorë bazuar në metoden e f.k.e.m <b>Aplikimet me ngarkesë konstante</b> Këto janë një tip i aplikimeve ku një shpejtësi variabël është më e rëndësishme se mbajtja e saktësisë të shpejtësisë në një shpejtësi të vendosur. Si shtesë raporti i akselerimit dhe ngadalsimit nuk ndyshojnë në mënyrë dinamike. Në këto tipe të aplikimeve, ngarkesa është e lidhur direkt me boshtin e motorit. Për detyra më të thjeshta kërkojnë rregullator me kosto të ulët, në më të shumtën që punojnë me qark të hapur. Për detyra më të komplikua përdorin algoritma të kontrollit të avancuar, kështu e komplikojnë edhe rregullatorin. Gjithashtu, kjo rrit çmimin e komplet sistemit. Për rritjen e momentit përdoren tipe me një ose dy statorë me shumë pole dhe rrotor në pjesën e jashtëme.
	-Kondicionerë	2. Zhurmave të ulta	
	-Frigoriferë	3. Inteligjentë	
	-DVD dhe	4. Siguri të lartë	
	-CD players	5. Reduktimi i emisionit	
	-Kamera	6. Peshë të vogël	
	-Tharëse	7. Kosto e lirë	
	-Pompa	8. Moment i madh me përmasa më të vogla	
	-Ventilim	9. Faktor fuqie i lartë	
	-Bicikletat elektrike	10. Rendiment i lartë	
		11. Saktësi në kontrollin e shpejtësisë së lartë	
		12. Përgjigje dinamike e mirë	
		13. Rritje e ulët e temperaturës	
		14. Nivel i lartë i komfortit dhe stabilitetit	

**Tabela 1.13 Përdorimi i motorëve BLDC në pajisjet e automatizimit të zyrave**

Shumica e motorëve në automatizimin e zyrave dhe periferikët e kompjuterave janë motorë BLDC, që është një kombinim i teknologjisë së avancuar dhe mikroelektronikës			
Përdorimi	Kërkesat	Të veçanta	
Motorë BLDC në automatizimin e zyrave	1. Për të vënë në lëvizje boshtin kryesor të hard diskut	1. Shpejtësi e lartë rrotullimi	Motori BLDC i përdorur në këto fusha është i ndërtuar me rrotor të jashtëm ku polet janë të ndërtuar prej materiali të lidhur NdFeB.
	2. Për të vënë në lëvizje diskut optik dhe floppy disk	2. Këto aplikime kërkojnë nxitim rapid deri në shpejtësi konstante	
	3. Ventilatorin e kompjuterit	3. Zhurma të vogla	
	4. Kamerat digjitale	4. Temperatura të ulta	
	5. Printer Lasser	5. Tolerance të lartë të temperaturës	
	6. Fotokopje	6. Të përballojë tronditjen dhe vibrimet ne një kufi të caktuar për të përmirësuar stabilitetin e sistemit	
	7. Faksimile (Riprodhim)	7. Konstruksion kompakt	
	8. Regjistruer	8. Jetëgjatësi	
	9. LD video disk players	9. Diapazon i rregullimit të shpejtësisë	
	10. Grirese letrash Etj.		

### 1.4.1 Zgjedhja e motorëve BLDC

Në transmisionet elektrike me shpejtësi të rregullueshme komponentët kryesorë, që duhet të zgjedhë inxhinieri janë: motori elektrik, shndërruesi statik dhe kontrollori, në varësi të burimit të ushqimit që ka në dispozicion dhe ngarkesës që do të vihet në lëvizje apo procesit teknologjik. Mbështetur në literaturën e shqyrtuar dhe nga aplikimet praktike të dhëna në paragrafin e mësipërm po japim disa sugjerime të përgjithshme për përcaktimin

---

e llojit të motorit që mund të përdoret në aplikime të ndryshme [19], të cilat i kemi patur parasysh dhe gjatë punimit të temës së disertacionit.

Zgjedhja e tipit të motorit elektrik varet nga burimi i ushqimit që kemi në dispozicion, që është burim alternativ me frekuencë nominale 50Hz dhe plotësimi i të gjitha kërkesave të mekanizmit, që do të vihet në lëvizje nga transmissioni elektrik. Nëse kemi për të vënë në lëvizje një mekanizëm me shpejtësi konstante, atëherë motorët asinkronë janë më të përshtatshëm për këto transmissione si sitem i hapur. Megjithatë edhe motori BLDC mund të përdoret në transmissione me shpejtësi konstante, pasi kostoja e tij është afër koston së motorit asinkron. Në këtë rast duhet të bëhet një krahasim tekniko-ekonomik për të vendosur se cilin motor të përdorim në transmissione me shpejtësi konstante, pasi motori BLDC mund të ketë kosto pak më të lartë se motori asinkron, por me avantazhin e një rendimenti më të lartë, përmasa më të vogla, përgjigje më e shpejtë kalimtare, lëshim më të butë, etj. [19]

Për të plotësuar të gjitha kërkesat që ka mekanizmi mund të na nevojitet transmissio elektrik me shpejtësi të ndryshueshme. Në këtë rast motori BLDC është i përzgjedhuri krahasuar me motorin, asinkron pasi ai ofron një rregullim shumë të mirë dhe të saktë të shpejtësisë, me anë të komutimit elektronik dhe mikrokontrollerit me kosto shtesë të papërfillshme. Përdorimi i BLDC në transmissio me shpejtësi të rregullueshme e rrit pak koston e transmissio por koha e vetëshlyerjes së kësaj kostoje shtesë është e shkurtër. [19]

Në mekanizmat e saktësisë së lartë, ku kërkohet kontroll i pozicionit, në pothuaj të gjitha rastet motori BLDC është zgjedhja më e mirë për shkak të përparësive teknike që na siguron dhe koston më të ulët krahasuar me transmissio e tjera.

Në transmissio elektrike, të cilat përdoren në ambjente pa zhurma, është e kuptueshme që motorët BLDC është zgjedhja më e mirë, përderisa ata nuk kanë fuçë dhe puna e tyre nuk shoqërohet me zhurmat audio dhe nuk ka interferenca RFI (Radio frequency interference). Në motorin BLDC kemi dy lloje komutimesh, të cilat kanë efekt të ndjeshëm te zhurmat e gjeneruara: 1) komutimi standard me ushqim të pëstjellave në mënyrë sekuenciale; 2) komutimi me valë sinusoidale, i cili përdoret për aplikimet me nivele të ulta të zhurmave. Komutimi standard quhet ndryshe dhe si kontrolli me “6 shkalle” ndërsa komutimi me valë sinusoidale është më i shtrenjtë, pasi kërkon rezolucio të lartë.[19]



---

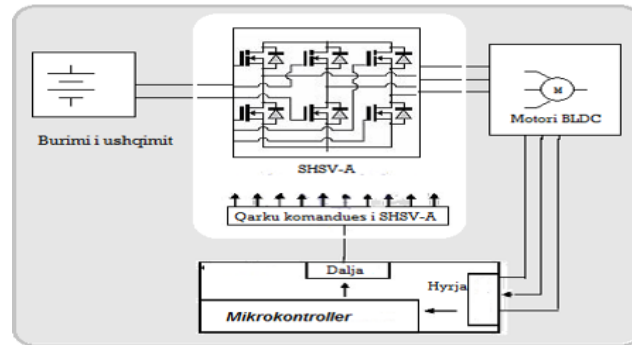
Së fundmi, në transmisionet elektrike me shpejtësi të larta ose për shpejtësi shumë të vogla te ndryshueshme në mënyrë të vijueshme, është më e përshtatshme përdorimi i një nën-klase të motorëve BLDC, të ashtuquajtur motor pa kanale, “slotless” motor, të cilët, duke patur induktivitete shumë të vogla, janë veçanërisht të përshtatshëm për aplikimet me procese kalimtare të shpeshta. [19]

## **1.5 DISA PROBLEMATIKA QË LIDHEN ME MOTORIN BLDC**

Në paragrafët e mëparshëm u trajtuan përparësitë e motorit BLDC në transmisionet me shpejtësi të ndryshueshme krahasuar me ato asinkron dhe DC, por pavarësisht përparësive dhe treguesve shumë të mirë teknik të motorit BLDC, vazhdon puna kërkimore për të minimizuar sa më shumë të jetë e mundur të metat kryesore të tij, të cilat lidhen me koston, kompleksitetin, por edhe për rritjen e performancës në mekanizmat e saktësisë së lartë nëpërmjet përdorimit të metodave të ndryshme të kontrollit. Për të kuptuar më qartë tipet e problemeve, që hasen në transmisionet me shpejtësi të rregullueshme me motor BLDC, në figurën 1 është paraqitur një bllok skeme të përgjithshme e motorit dhe e komponentëve përbërës të tij.

Komponentët përbërës të bllokskemës së paraqitur në figurën 1.1 janë:

1. Burimi i ushqimit të vazhduar.
2. Invertitori (shndërruesi statik) nga i vazhduar në alternativ me tension dhe frekuencë të ndryshueshme, DC/AC, i cili zëvendëson furçat me kolektorin e motorit të rrymës së vazhduar. Ai krijon valët katërkëndore të tensionit, me të cilat ushqehen fazat e pështjellës së statorit të motorit BLDC, sipas një rradhe të caktuar.
3. Mikrokontroller-i, i cili përpunon sinjalet e marra nga sensori i pozicionit, duke i dërguar më pas ato te qarku komandues i shndërruesit statik. Me anë të këtyre sinjaleve komandohen hapjet dhe mbylljet e çelësave të përgjithësuar të shndërruesit statik. Nga ana tjetër, mikrokontrolleri realizon kontrollin e shpejtësisë së motorit sipas një ligji të caktuar, në varësi të kërkesave të mekanizmit që po vë në lëvizje.
4. Motori BLDC.



**Figura 1.1** Blokskema e motorit BLDC dhe komponenteve përbërës të tij.

Duke shqyrtuar bllokskemën e paraqitur në figurën 1.1 dhe duke pasur parasysh problemet e diskutuara, që lindin gjatë punës së transmiseve elektrike me motor BLDC, kërkimet shkencore sot vazhdojnë në këto drejtime kryesore:

1. Gjetja e *materialeve të reja magnetike*, gjë e cila çon edhe në një strukturë të re të ndërtimit konstruktiv për motorin BLDC.
2. *Zvoglimi i përmasave të motorit* duke shfrytëzuar shkallën e integritit të skemave elektronike dhe mundësisht t'i pozicionojnë ato brënda motorit
3. Gjetja e *metodave të tjera për përcaktimin e saktë të pozicionit të rrotorit*, pasi për këtë motor është i vështirë lëshimi direkt me metoda indirekte.
4. *Minimizimi i luhatjeve të momentit elektromagnetik rrotullues*. [64], [79], [85], [116]
5. Rritja e performancës, më specifiku një trio e më të lartave, *rendiment më i lartë, densitet fuqie më i lartë dhe densitet momenti më i lartë* [10]
6. Gjetja e *metodave të reja të kontrollit*, të cilat çojnë në përmirësimin e treguesve teknik të tij, veçanërisht kur përdoret në transmetimet elektrike të saktësisë së lartë dhe uljen e kostos së pjesës elektronike të komutimit të tij.
7. Projektimi i sigurisë, *rregullatorë kompaktë* dhe të aftë për t'u përshtatur të integruar në motorët BLDC. [159]

Motori BLDC u krijua duke patur parasysh të metat e motorit të rrymës së vazhduar me furça, nga *një trio pa furça, pa hekur dhe pa sensorë*, prandaj sot puna kërkimore shkencore është përqendruar kryesisht në rritjen e cilësive tekniko ekonomike të tij, nëpërmjet sigurimit të *një rendimenti më të lartë*, i lidhur drejtpërdrejtë me uljen e konsumit të energjisë elektrike, *densitet fuqie më të lartë dhe moment elektromagnetik më të madh* për të njëjtën rrymë. [7], [26], [27]

---

# KAPITULLI 2

## NDËRTIMI KONSTRUKTIV DHE FUNKSIONIMI I MOTORIT BLDC

### 2.1 KONPONENTËT PËRBËRËS TË MOTORIT

Motorët BLDC, janë një klasë relativisht e re e motorëve elektrikë, përdorimi i të cilëve në aplikime të ndryshme ka patur një rritje të shpejtë vit pas viti, për arsye se njëkohësisht me zvogëlimin e kostos së transmisioneve elektrike me shpejtësi të rregullueshme, kemi edhe përmirësim të treguesve teknikë dhe ekonomikë të këtyre transmisioneve, siç u tregua qartë në kapitullin 1.

Dy kanë qenë arsyet kryesore të kalimit nga motorët e rrymës së vazhduar me furça në ato BLDC, si rezultat i zhvillimit të fuqishëm të teknologjisë: përdorimi i materialeve magnetike gjithnjë e më cilësore për qarkun magnetik dhe zhvillimi dhe ulja e kostos së elementeve të elektronikës së fuqisë. Këto zhvillime të vrullshme të teknologjisë ndihmuan në ndërtimin konstruktiv të motorit BLDC mbështetur në: *mungesën e fuqave, materialeve magnetike me përcjellshmëri të lartë, shndërruesit statik, metodat e kontrollit të avancuara pa sensor dhe inteligjente*. Mbështetur në këto ndryshime, ndërtimi konstruktiv i motorit BLDC ka pësuar këto ndryshime krahasuar me motorin e rrymës së vazhduar me furça:

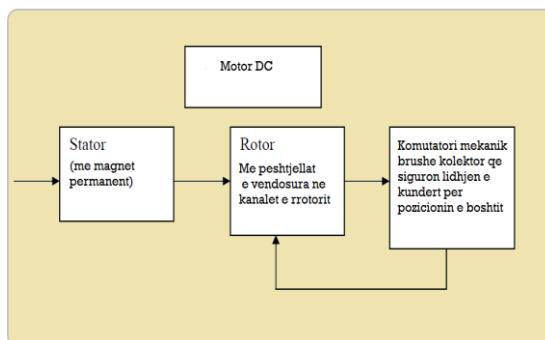
1. Prania e lidhjes së kundërt midis pozicionit të rrotorit dhe tensionit ushqyes të pësjtjellës së statorit, realizuar me metoda me sensorë ose pa sensorë.

2. Përdorimi i magnetëve permanentë të fuqishëm, të përbërë prej Neodymium Ferrite Boron.
3. Eliminimi i furçave dhe kolektorit, shndërruesit elektromekanik, nga zëvendësimi me anë të qarqeve elektronike, që punojnë si çelës i përgjithësuar.
4. Zhvillimi i teknikave të kontrollit të avancuar, të cilat çojnë në rritjen e performancës së motorit.

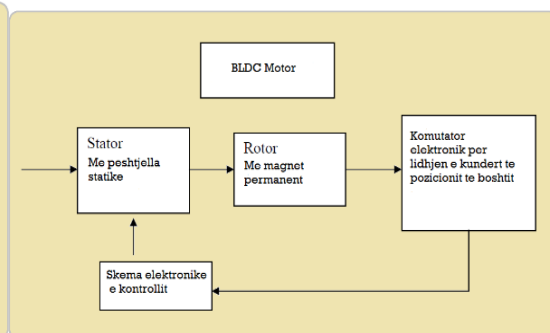
Sikurse shihet, në përbërje të motori BLDC, si pjesë funksionale e tij është edhe skema elektronike e komutimit, pa të cilën ky motor nuk mund të punojë. [19]

### 2.1.1 Lidhja e kundërt e brëndëshme e motorit

Motori BLDC ka një ngjashmëri të madhe në ndërtimin konstruktiv me motorin e rrymës së vazhduar me furça. Në të dy tipet e motorëve kemi një lidhje të kundërt të brendshme të pozicionit të boshtit të rotorit, e cila bën që këto motorë të kenë moment të madh në lëshim dhe karakteristika mekanike, shpejtësi në funksion të momentit elektromagnetik, lineare. Karakteristika mekanike lineare bën të mundur një kontroll në diapazon të gjerë të shpejtësisë, kontroll të vijueshëm, kontroll me saktësi të shpejtësisë dhe pozicionit. Në figurat 2.1 dhe 2.2 janë dhënë në mënyrë skematike bllokskemat e të dy tipeve të motorëve të rrymës së vazhduar me furça dhe pa furça, për të shpjeguar më qartë realizimin e lidhjes së kundërt.



**Figura 2.1** Bllokskema e motorit DC me furça me lidhjen e kundërt të brendshme



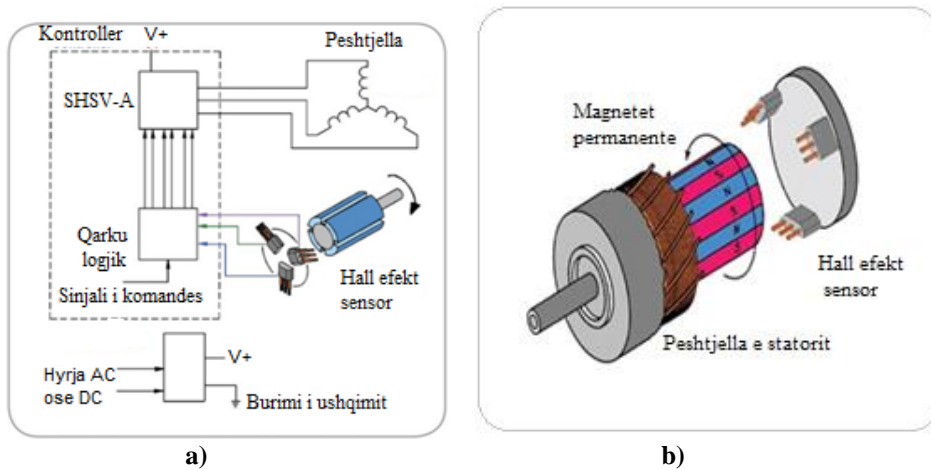
**Figura 2.2** Bllokskema e motorit BLDC me lidhjen e kundërt të brendshme

Në motorët e rrymës së vazhduar me furça lidhja e kundërt realizohet me anë të shndërruesit elektromekanik, furçë-kolektor, ndërsa në motorët BLDC realizohet me anë

të sensorëve elektronikë si: sensori Hall, enkoder, resolver etj, të cilët sigurojnë, kyçjen dhe shkycjen në mënyrë të njëpasnjëshme të pështjellave të motorit. [19]

Pozicioni i rrotorit tek motori BLDC përcaktohet sipas dy metodave: metoda direkte me anë të sensorëve, që quhet edhe metoda tradicionale dhe metoda indirekte që quhet metoda pa sensorë. Sensori më i përdorshëm në motorët BLDC është sensori i Hall-it, i cili prodhohet në formën e qarqeve të integruara. Një nga përparësitë e sensorit Hall është se ka volum të vogël dhe sinjali i tij përforcohet nga një skeme elektronike. Këto sensorë duhet të sigurojnë: ndjeshmëri, qëndrueshmëri, përsëritshmëri, dhe kohë të shkurtër të përgjigjes. Sensori i Hall-it përveç anëve pozitive të përmendura më sipër ka dhe disa disavantazhe si: rritje e përmasave të motorit në përgjithësi, ndikimi nga kushtet atmosferike, temperatura dhe lagështia dhe kërkohet montimi shumë i saktë i tij. Një devijim shumë i lehtë i montimit të tyre ndikon direkt në treguesit teknik të motorit BLDC dhe shkakton interferenca. Nga ana tjetër, për shkak të prezencës së tij rritet kostoja e transmisionit elektrik në tërësi, sidomos për motorët me fuqi të vogël, kostoja e sensorit është e krahasueshme me atë të motorit.

Në figurën 2.3 jepet bllokskema e funksionimit me sensor Hall dhe mënyra e montimit të tij në motorin BLDC.



**Figura 2.3 a) Bllokskema e funksionimit të Hall efekt sensor, b) Pozicioni i vendosjes së Hall effect sensor (120° larg njëri-tjetrit)**

Ndërsa metoda indirekte pa sensorë, bazohet në një algoritëm kontrolli, që mat vlerën e tensionit ose rrymës në pështjellën e statorit dhe prej kësaj përcaktohet pozicioni i rrotorit. Kjo metodë ka përparësi krahasuar me metodën me sensor, sidomos sot me zhvillimin e mikrokontrollerit dhe metodave të tjera inteligjente, sepse ka kosto më të ulët. Një nga

---

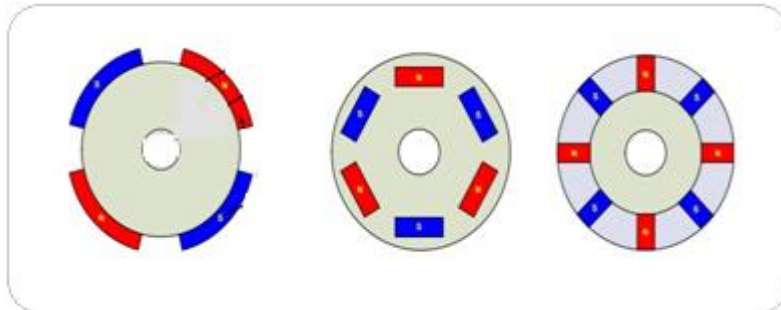
metodat më të përdorura sot në përcaktimin e pozicionit të rrotorit, është ajo që mat vlerën e forcës kundër elektromotore në pëstjellën e statorit, f.k.e.m. Pasi f.k.e.m. e një faze të pëstjellës të kalojë nëpër vlerën zero,  $30^0$  elektrike. Më vonë kyçet kjo fazë e pëstjellës dhe qëndron e kyçur për  $120^0$  elektrike, e kështu me radhë për fazat e tjera. Rëndësi të veçantë ka përcaktimi sesi f.k.e.m. kalon nëpër vlerën zero duke u zvogëluar apo duke u rritur, pasi kjo ndikon në kahun e rrymës në pëstjellë si dhe përcaktimi i saktë i kalimit të saj në vlerën zero. Për këtë qëllim sot përdoren metoda të ndryshme, ku më të përdorshmet janë: *terminal voltage sensing method*, *back -EMF integration method*, *third-harmonic back-EMF method*, *line back -EMF method* etj. [4], [6], [7], [19]

### **2.1.2 Magnetet permanente**

Motori BLDC është një lloj versioni i përbysur i një motori të rrymës së vazhduar me furça pasi magnetet e përhershëm janë instaluar në rotor, pra polet janë në rotor, ndërsa pëstjellja e rrotorit është e vendosur në stator. Te motorët BLDC përdoren magnetet permanente të një cilësie shumë të lartë, të vendosur në rotor, në tre mënyra të ndryshme, siç tregohet në figurën 2.4. [7], [19], [20] [33], [34]

1. Me ngjitje mbi sipërfaqen prej çeliku të rrotorit. Ngjitësi duhet të ketë veti të tilla që të parandalojë shkëputjen e poleve nga sipërfaqja gjatë procesit të punës. Kjo kufizon edhe shpejtësinë maksimale të motorit. Difektet që mund të shkaktohen në këtë rast në rotorin e makinës, varen nga cilësia e ngjitësit dhe krisjet e magnetëve. Ngjitës si epoxies janë shumë të mirë për temperatura normale, por vetitë e tyre ndikohen nga rritja e temperaturës. Po ashtu kërkohet që edhe elasticiteti i materialeve të magnetëve të jetë i lartë, në mënyrë që të durojnë ndryshimet ciklike të temperaturës, ose të procesit të punës. Kjo është sidomos e rëndësishme për motorët të projektuar të punojnë në shpejtësi ose fuqi të mëdha.
2. Mënyrë tjetër e vendosjes së magnetëve mbi rotor është mbështjellja e tyre me anë të një cilindri prej çeliku, i cili vendoset mbi magnetët dhe mund të ketë veti të mira magnetike ose jo. Në këtë rast rritet siguria e punës, mund të rritet numri i rrotullimeve dhe fuqia e motorit, por një pjesë e f.m.m. shpenzohet për kalimin e fluksit magnetik kryesor nëpërmjet kësaj sipërfaqeje. Kjo shkakton ngopje të materialit të cilindrit, e cila ndikon në keqësimin e treguesve teknikë dhe energjistikë të punës së motorit.

Mund të përdoret rrotor i fashuar me material fibroz me fortësi të lartë, në mënyrë që të mbaj të fiksuar magnetët e ngjitur dhe në kushte pune ekstreme. Kjo mënyrë e vendosjes së poleve është e mirë në qoftë se polet nuk kanë cepa, pasi ato grumbullojnë tensione të larta midis tyre.



**Figura 2.4** Prerja tërthore e rrotorit të motorit BLDC:

a) me pole të ngjitur mbi sipërfaqen e rrotorit, b) me pole të vendosur mbi rotor dhe të mbështjellë me një cilindër çeliku, c) me pole të vendosur në kanalet e rrotorit

- Polet mund të vendosen edhe në kanale të hapura të rrotorit, por duke u siguruar që ato të jenë të fiksuar mirë dhe të mos lëvizin, e rëndësishme kjo kur punohet me shpejtësi të mëdha.

Ekzistojnë dy tipe motorësh BLDC, *inrunner motors*, *outrunner motors* (motor me rrotor të brendshëm dhe motor me rrotor të jashtëm). Zakonisht motorët me rrotor të brendshëm janë të përshatshëm për shpejtësi të larta ndërsa motorët me rrotor të jashtëm sigurojnë moment më të madh rrotullues. Rritja e numrit të poleve rrit momentin elektromagnetik por zvogëlon shpejtësinë e punës. Në figurën 2.5 janë paraqitur motor BLDC a) rrotor i brendshëm me katër çifte polesh, b) rrotor i jashtëm me 7 çifte polesh.



1.

b)

**Figura 2.5** Motor BLDC me a) rrotor të brendshëm, *inrunner motor* me 4 çifte polesh,  
2. me rrotor të jashtëm, *outrunner motor*, me 7 çifte polesh

Materiali i përdorur për magnetet permanentë fillimisht në motorin BLDC ka qënë prej magnetëve qeramike. Ndërsa në ditët e sotme përdoret Neodymium Ferit Boron,



shkurtimisht Neo, i lidhur dhe i sintetizuar. Magnetët permanentë të përbërë nga Neo i lidhur janë të përshtatshme për motorë të vegjël, të vendosur në brendësi të rotorit dhe të mbështjellë me anë të një cilindri në formën e unazës, figura 2.4 b). Kjo formë e ndërtimit të rotorit të motorit BLDC na siguron punë të qëndrueshme dhe në shpejtësi të larta. Magnetët permanentë të përbërë nga materiali Neo i sintetizuar janë më të fuqishëm dhe ofrohen në formën e poleve të veçanta, të cilat duhet të ngjiten individualisht në bosht. [4], [7], [19], [20]

Parametri që karakterizon fortësinë e fushës magnetike të magnetit permanent është:

$$\text{Produkti energjik} = B \times H \quad (2.1)$$

Ku: B - Induksioni magnetik,

H- intensiteti i fushës magnetike,

Produkti energjetik i matuar në [Mega Oersted]

(Sipas sistemit të matjes SI, Produkti Energjetik matet:  $\text{Tesla} \cdot \text{A/m} = (\text{Vs/m}^2) \cdot \text{A/m} = \text{VAs/m}^3 = \text{J/m}^3$  ( $\text{kJ/m}^3$ ). Sipas sistemit të matjes CGS, Produkti Energjetik matet: Mega Oersted (MgOe)). [160]

Në tabelën 2.1 jepen treguesit energjetik të llojeve të ndryshme të materialeve magnetike të përdorur për motorët DC e BLDC.

**Tabela 2.1 Produkti energjetik për lloje të ndryshme materialesh [19]**

Lloji i materialit të magnetit permanent	Magnetet prej qeramike	Magnete Neo i lidhur	Magnete Neo i sintetizuar
Produkti energjetik	4 MGOe	10-12 MGOe	30-45 MGOe
Motorët	Motorë DC	motorë BLDC	motorë BLDC

Tabela 2.1 tregon në mënyrë shumë të qartë zhvillimin shumë të madh, që është bërë në fushën e materialeve të magnetëve permanentë, ku sot kemi magnetë permanent afërsisht 10 herë më të fuqishëm. Magnetët permanentë ndikojnë drejtpërdrejt në zvogëlimin e përmasave të motorit, uljen e peshës, zvogëlimin e humbjeve dhe rritjen e rendimentit.

Tipet e ndryshme të materialeve magnetike që përdoren sot në ndërtimin e qarkut magnetic të motorit BLDC dhe vetitë e tyre janë dhënë në tabelën 2.2.



**Tabela 2.2 Tipet e ndryshme të materialeve magnetike dhe vetitë e tyre [4], [7]**

Materiali i magnetit	$B_{mb}$ [Tesla]	$\mu_0 H_C$ [Tesla]	$(B \times H)_{max}$ [MGOe]	Temperatura e punës [° celcius]	Temperatura Curie [° celcius]	Kosto
Alnico (1930)	1.35	0.074	7.5	500	900	E lartë
Ferite Qeramike (1930)	0.405	0.37	3.84	400	450	E ulët
Samantium Cobalt (1960)	1.06	0.94	26	250-300	700	E lartë
Nd-Fe-B (1983)	1.12	1.06	30	150-200	300	Më e lartë se Alnico, Ferite por më e ulët se Samantium
Nanokompozite (Sot)	I lartë	I lartë	Shumë më i lartë se ND-Fe-B			

Ku:  $B_{mb}$  - induksioni magnetik mbetës [T]  
 $\mu_0 H_C$  - forca koercitive [T]  
 $(B \times H)_{max}$  - produkti energjetik [MGOe]

Materialet magnetike të reja kanë çuar në ndërtimin e motorëve me konstruksion më të thjeshtë, përmasa më të vogla, peshë më të lehtë, zvoglim të numrit të spirave të pështjellës së statorit në kushte të njëjta, heqje e pështjellës së poleve. Zbulimi i materialeve të reja magnetike ka çuar në ndryshimin e strukturës së motorit dhe më tej, në përmirësimin e metodave të kontrollit, gjë e cila ka përmirësuar treguesit teknikë dhe ekonomikë të motorit BLDC dhe ka sjellë zgjerimin e gamës së përdorimit të tij në fusha të ndryshme.

Statori i motorit BLDC përbëhet nga dy pjesë kryesore, bërthama magnetike e ndërtuar me fletë çeliku elektroteknik, të izoluar nga njëri tjetri, dhe pështjella. Për qarkun magnetik një rol kryesor luan edhe forma, përpunimi i fletëve të çelikut në volumin, peshën, mirëmbajtjen etj. Në qarkun magnetik janë hapur kanale gjatësore ku vendoset pështjella e statorit, e cila do të krijojë një fushë magnetike që bashkëvepron me fushën magnetike të rotorit për të krijuar momentin elektromagnetik rrotullues. Fazat e pështjellës së statorit ushqehen në sekuenca të caktuara të kohës, në mënyrë të njëpasnjëshme.

Në figurën 2.6 janë paraqitur fletët e qarkut magnetik të statorit si dhe ndërtimi konstruktiv i tij, ndërsa në figurën 2.7 tregohet një pamje e pështjellës së statorit, e cila mund të jetë e përqëndruar ose e shpërndarë.



**Figura 2.6** Qarku magnetik i statorit të motorit BLDC;

**Figura 2.7** Pështjella e statorit

Lloji i pështjellës, e përqëndruar ose e shpërndarë, ndikon në formën e f.k.e.m. dhe performancën e motorit. Pështjella e statorit mund të jenë një, dy ose trefazore. Më e përdorshme është pështjella trefazore, me dy bobina për fazë, secila e shfazuar me  $60^{\circ}$  elektrike, pra me zonë fazore  $60^{\circ}$ , gjë e cila rrit koeficientin e përhapjes së pështjellës. Kalimi i rrymës në pështjellë krijon fushën magnetike të statorit, e cila në bashkëveprim me fushën magnetike të rrotorit, të krijuar nga magnetët permanentë, krijojnë momentin elektromagnetik rrotullues. Ky bashkëveprim i fushave magnetike shkakton ngopje të dhëmbëve të statorit dhe ndryshon pikën e punës së magnetëve permanentë. Meqenëse ky efekt është i vështirë për t'u marrë parasysh, atëhere rritet f.m.m. të magnetëve 10% që të sigurojë punë normale për kushte të ndryshme pune të motorit.

Lidhja e pështjellës mund të jetë në yll ose në trekëndësh, por më e përdorshme është lidhja në yll, e cila siguron edhe rendiment më të lartë, por ajo lejon frekuencat e larta parazitare të rrymës elektrike, të qarkullojnë brenda motorit. [92]. Nga pikëpamja e kontrollit të motorit, të dy llojet e lidhjes së pështjellës trajtohen ekzaktësisht njësoj. [92]

Në statorin e motorit BLDC mund të përdoren edhe pështjella të ndara, me nga dy bobina të një faze të shfazuara nga njëra tjetra me  $30^{\circ}$  elektrike. Në këtë rast kemi një f.m.m. të pështjellës pak më të vogël se rasti i parë, por luhatjet e momentit elektromagnetik janë më të vogla.

### 2.1.3 Komponentet e komandimit dhe kontrollit

Komponentët kryesorë që përdoren për komandimin dhe kontrollin e motorit BLDC janë 4:

- Inverteri, i cili është pjesa më e kushtueshme e skemës elektronike. Ajo ndërtohet nga 6 çelësa të përgjithësuar për motorët tre fazorë, të cilët mund të jenë tranzistorë ose tiristorë. Sa më e madhe të jetë fuqia e llogaritur, rryma e llogaritur, aq më të shtrenjtë janë edhe çelësat e përgjithësuar të përdorur. Kosto kryesore e kontrollorit është tek tranzistorët dhe tiristorët si dhe tek kondensatori i stadi të ndërmjetëm më rrymë të vazhduar. Për motorë të vegjël, si elementet kryesorë komutues, përdoren tranzistorë *MOSFET (Metal Oxid Semiconductor Field Effect Transistor)*, ndërsa për motorët e mëdhenj përdoren *IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistors)*. [78]
- Qarqet logjike, dekodojnë informacionin e marrë nga lidhja e kundërt e pozicionit të boshtit dhe kyçin çelësin e përgjithësuar që duhet për të ushqyer bobinën e nevojshme të përshtjellës së statorit. Qarqet logjike gjenerojnë sinjal të moduluar sipas *PWM, Pulse Width Modulation*, për të ndikuar mbi tensionin e hyrjes së motorit, i cili do të rregullojë shpejtesinë e tij. [75]
- Kondensatorët filtrues që vendosen në rastin e ushqimit alternativ.
- Hardware për të menxhuar nxehtësinë, që gjenerohet në procesin e komutimit. [19]

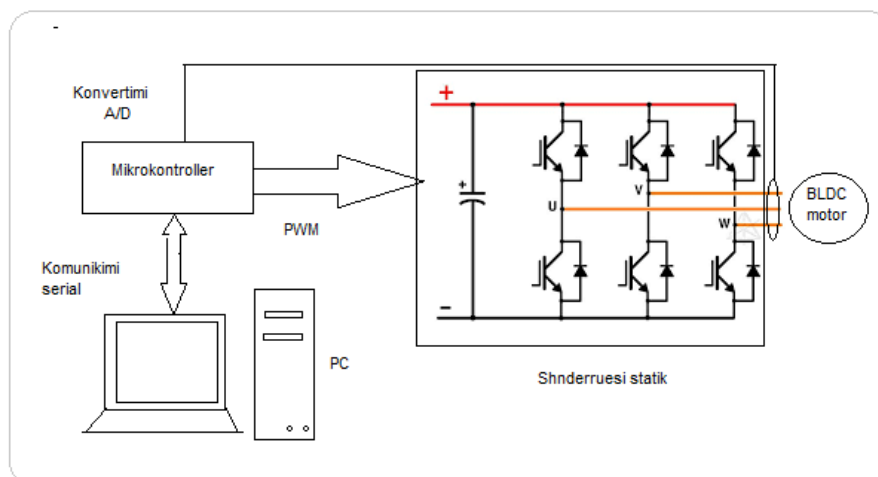


Figura 2.8 Komponentet e komandimit dhe kontrollit të motorit BLDC

---

## **2.1.4 Kontrolli i motorit BLDC**

Tipet e kontrollit që përdoren në transmisionet elektrike me motor BLDC janë tre, kontrolli i shpejtësisë, i pozicionit dhe i momentit elektromagnetik rrotullues, të cilat mund të realizohen nëpërmjet metodave tradicionale me rregullatorë PID metodave të avancuara dhe inteligjente. Në varësi të strategjive të kontrollit të përdorura në këto transmisione me motor BLDC janë ndërtuar 1. *Microprocessors (MP)*, 2. *Field Programmable Gate Array (FPGA)*, 3. *Microcontrollers* përdoren zakonisht në transmisionet që vënë në lëvizje mekanizma që nuk kanë kërkesa të larta. Mikrokontrollerat përdorin zakonisht metodën e f.k.e.m., për të përcaktuar pozicionin e rrotorit. Ky sinjal futet në një nga periferiket e mikrokontrollerit. Në periferikë të tjerë del sinjali i përpunuar në përputhje me strategjinë PWM, për të komanduar kohën e komutimit të fazave të pëstjellës së statorit. Nëpërmjet metodave të ndryshme shpejtësia kontrollohet në të gjithë diapazonin e ndryshimit të saj. 4. *Digital Signal Processors (DSP)*. Këto përdoren në metodat inteligjente të kontrollit të transmisioneve elektrike me saktësi dhe dinamikë të lartë, për arsye të aftësive shumë të mëdha që ato kanë në llogaritje dhe përpunim të dhënash.

[3], [6], [7], [19], [43], [44], [45], [46], [47], [48], [49], [50], [52], [75], [144]

## **2.2 PROJEKTIMI OPTIMAL I MOTORIT BLDC**

Projektimi optimal i motorit BLDC varet nga rëndësia që kanë:

1. *Kosto e motorit në varësi të përmasave të tij,*
2. *Ngrohja*
3. *Eficienta.*

Faktorët më të rëndësishëm në optimizimin e motorit BLDC, që duhen mbajtur parasysh janë:

- a) *Tipi i materialit të magnetit*
- b) *Vlera e pranueshme e rrymës së ngarkesës*

Për të patur një motor BLDC me tregues tekniko-ekonomik sa më të mirë duhet të përdoret një material magnetik me produkt energjetik të lartë, si për shembull samarium-cobalt ose neodmium-iron-boron. Por, vetëm përdorimi i këtyre materialeve nuk është i mjaftueshëm për të arritur një raport të lartë fuqi/përmasa prandaj është shumë e

---

rëndësishme dhe zgjedhja e pikës së punës së magnetit permanent, në mënyrë të tillë që rryma e statorit të mos jetë e madhe. Në rast se zgjedhim pikën e punës së magnetit me qëllim që të marrim maximumin e produktit energjetik të materialit të magnetit, atëherë do të marrim një vëllim minimal të magnetit dhe kostos. Pothuaj gjysma e magnetit dhe vlera mesatare e induksionit magnetik në hapësirën ajrore do të jetë e ulët. Prandaj për të zvogëluar rrymën e statorit, pranojmë një produkt energjistik pak më të vogël, që i korespondon induksion magnetik më i madh.

Motorët BLDC, që prodhohen sot përdorin materiale të reja për magnetet permanente sikurse materialet e rralla (NdFeB) Neodymium Ferrite Boron, të cilat kanë vlera të larta të induksionit magnetik. Këto materiale sigurojnë:

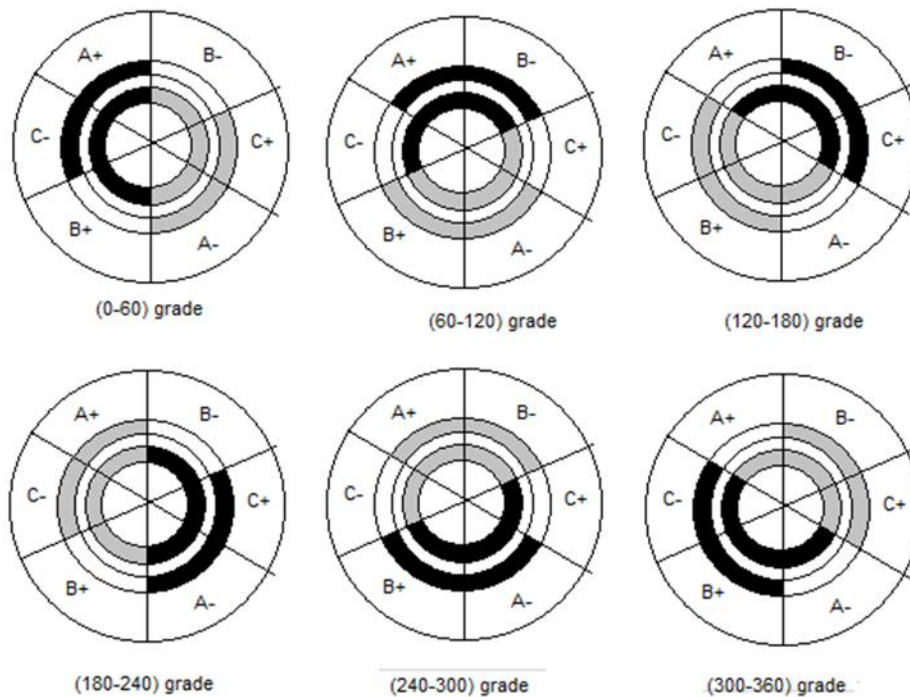
1. *Në temperaturën e dhomës 20<sup>0</sup>C, produkt energjetik më të lartë se të gjithë materialet e tjera të magneveve permanentë*
2. *Induksionin magnetik mbetës të lartë*
3. *Forcë koercitive të lartë*

Këto avantazhe të përfutuara nga përdorimi i materialeve të reja për magnetet permanente te motori BLDC bëjnë të mundur zvogëlimin e përmasave të motorit për të njëjtën fuqi në bosht. Magnetet prej material qeramike janë më të lirët dhe janë të ndjeshëm ndaj temperaturave, prandaj punojnë normalisht deri në temperaturën 100<sup>0</sup>C. Ka materiale të tjera sikurse Alnico ose materiale te rralla te tokës Cobalt, Samarium, të cilat mund të punojnë deri në temperaturën 200<sup>0</sup>C e deri në 250<sup>0</sup>C. [7]

### **2.3 KOMUTIMI I MOTORËVE BLDC**

Mbështetur në informacionin e marrë nga sensorët ose në mënyrë indirekte, nëpërmjet metodave pa sensorë, për pozicionin e rrotorit, ose më saktë për pozicionin e poleve të rrotorit, përcaktohen cilat nga fazat e pëstjellës së statorit do të ushqehen me tension dhe në cilin moment të kohës me saktësi. Për këtë ndërtohet tabela e komutimit të fazave dhe renditja e tyre që tregon drejtimin e rrotullimit, kohën e kyçje-shkyçjeve, nga e cila do të varet dhe shpejtësia e rrotullimit të motorit BLDC. Në tabelën 2.3 jepet komutimi i motorit BLDC trefazor, me dy çifte polesh me hark 180<sup>0</sup>, i cili krijon një shpërndarje të induksionit magnetik në hapësirën ajrore përgjatë 180<sup>0</sup>, e cila është maximumi i mundshëm. Ky induksion krijon një fluks linear që përcakton tensionin e induktuar në

bobinë dhe rryma që kalon do të këtë vlerë konstante për  $120^0$  elektrike [4]. Në figurën 2.9 jepet në mënyrë skematike motori BLDC me një çift polësh.



**Figura. 2.9** Motori BLDC me harkun e magnetit  $180^0$  dhe me rrymës të fazës  $120^0$ , valë katërkëndore, për pozicione të ndryshme

Bobinat e secilës fazë të pëstjellës trefazore të statorit janë të përbëra nga dy pjesë, dhe kanë një zonë fazore  $60^0$  elektrike. Midis dy fazave f.m.m. është 0, ndërsa polariteti i dy fazave të njëpasnjëshme është i kundërt. F.m.m. e statorit krijon polet e veta Nord, Sud që në bashkëveprim me fushën e rrotorit krijojnë momentin elektromagnetik rrotullues. Kur krijohen pole të njëjta momenti rrotullues është pozitiv, kur krijohen pole të kundërta momenti rrotullues është negativ. Momenti i plotë është integrali i gjithë momenteve që veprojnë mbi sipërfaqen e rrotorit. Kur f.m.m. është e barabartë me 0, atëherë edhe momenti rrotullues është zero. Në çdo rast vetëm  $2/3$  e përcjellsave të statorit dhe  $2/3$  e harkut të magnetit kontribuojnë në krijimin e momentit elektromagnetik rrotullues. [4]

Për rrotullim të motorit në drejtim të akrepave të sahatit, f.m.m. dhe fluksi kanë një mbivënie që qëndron konstante për  $120^0$  elektrike. Pra momenti qëndron konstant në këtë hark. Kjo situatë vazhdon për  $60^0$  elektrike për çdo rrotullim. Kur cepi i polit fillon të largohet nga faza C, fillon të futet te faza B, po ashtu ndodh edhe me rrymën. Kontribut i fazës C fillon të zvogëlohet linearisht. Gjatë kohës që faza C fillon të dalë nga puna

futet në punë faza B me të njëjtin polaritet dhe kështu rrotori vazhdon të rrotullohet pa e ndërjerë ndryshimin. Momenti elektromagnetik rrotullues nuk ndikohet nga kjo zhvendosje [4]. Për kushtet e thëna më sipër, harku i magnetit të një poli është  $180^0$ , pëstjtjella e statorit e lidhur në yll dhe valë katërkëndore të rrymës së fazës me  $120^0$ , është ndërtuar tabela 2.3 e komutimit të fazave dhe kyçjes së çelësave të përgjithësuar. [4]

**Tabela 2.3 Tabela për komutimin e motorit BLDC tre fazor**

Pozicioni i rrotorit	A	B	C	Çelësi A <sub>L</sub>	Çelësi A <sub>P</sub>	Çelësi B <sub>L</sub>	Çelësi B <sub>P</sub>	Çelësi C <sub>L</sub>	Çelësi C <sub>P</sub>
0-60 <sup>0</sup>	+1	0	-1	1	0	0	0	0	1
60 <sup>0</sup> -120 <sup>0</sup>	+1	-1	0	1	0	0	1	0	0
120 <sup>0</sup> -180 <sup>0</sup>	0	-1	+1	0	0	0	1	1	0
180 <sup>0</sup> -240 <sup>0</sup>	-1	0	+1	0	1	0	0	1	0
240 <sup>0</sup> -300 <sup>0</sup>	-1	+1	0	0	1	1	0	0	0
300 <sup>0</sup> -360 <sup>0</sup>	0	+1	-1	0	0	1	0	0	1

Secila fazë qëndron e kyçur për 120<sup>0</sup> elektrike dhe e inaktivizuar për 60<sup>0</sup>. Në çdo moment të kohës, janë njëkohësisht në punë 2 faza, pra shfrytëzohen 2/3 e pëstjtjellave. Ka edhe raste kur kyçen të tre fazat në të njëjtën kohë. Pëstjtjellat shfrytëzohen 100%, por humbjet elektrike në këtë rast rriten 1.5 herë. Rreziku i kyçjes së dy çelësave te inverterit në një degë, lart e poshtë, duke shkaktuar lidhje e shkurtër bën që kjo skemë të mos punojë shumë e sigurt. Nga tabela 2.3 është ndërtuar grafiku i kyçjeve dhe shkyçjeve të çdo faze të pëstjtjellës së statorit. Gjendja ndryshon për çdo 60<sup>0</sup> elektrike, siç jepet nga figura 2.10.

Në figurën 2.11 është pasqyruar grafiku i shpërndarjes së rrymave në vartësi të këndit të rrotullimit si edhe komutimi i fazave për çdo moment të punës së pëstjtjellës së statorit. [15], [20].

Për motorët me numër të madh çift polësh problemet janë të njëjta si ato me një çift pole, po ato vetëm se do të paraqiten në gradë elektrike dhe frekuenca e kyçjeve dhe shkyçjeve do të jetë më e lartë. [4]

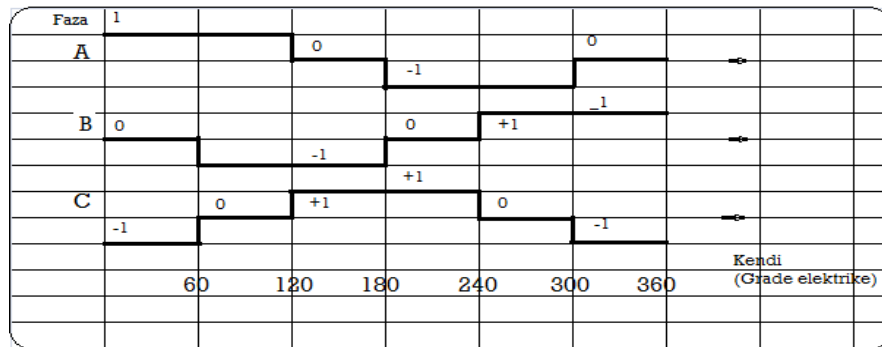


Figura 2.10 Komutimi i pësjtjellave të statorit të motorit BLDC (sekuencat e kyçje- shkycjeve)

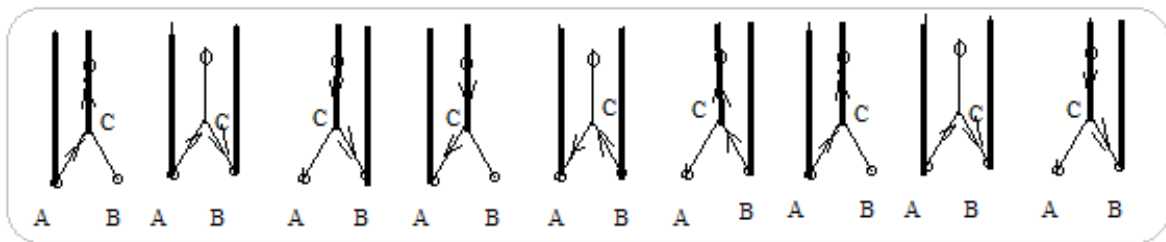


Figura 2.11 Grafiku i shpërndarjes së rrymave në vartësi të këndit të rrotullimit si edhe komutimi i fazave për çdo moment të statorit.

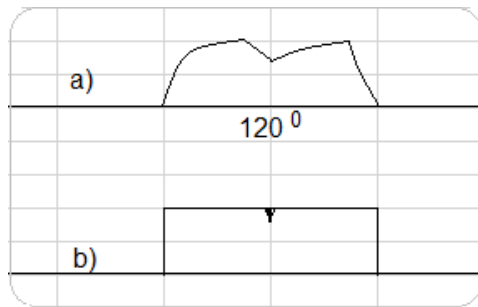
Format e f.m.m. nuk janë të pastra 4 këndore për arsye të formës së fundit të poleve edhe të pranisë së kanaleve në qarkun magnetik të statorit, ku vlera e induksionit magnetik është e ndryshme nga vlera e tij në hapsirën ajrore. Shpesh herë qëllon që këto dy faktorë kompesojnë njëri-tjetrin. Megjithatë në çdo  $60^0$  elektrike ka një rënie të momentit duke shkaktuar lëkundje me një frekuencë  $6p$ . ( $p$ -numri i çift poleve). Amplituda dhe gjerësia e rënieve të momentit varen nga diferenca në kohë dhe shkycjes së një faze dhe e kyçjes së fazës tjetër. Gjithashtu ky proces kalimtar varet nga induktiviteti i fazës dhe madhësia e tensionit të zbatuar. [4]

Është e rëndësishme të theksohet se f.k.e.m. (*back-EMF*) ka vlerën e vet maksimale në dy raste:

- ✓ kur faza po kyçet dhe f.k.e.m. (*back-EMF*) është e tillë që kundërshton, frenon rritjen e rrymës, pengon komutimin.
- ✓ kur faza po shkycet, nuk do të lejojë zvogëlimin e rrymës, duke ndihmuar komutimin në fazën tjetër.

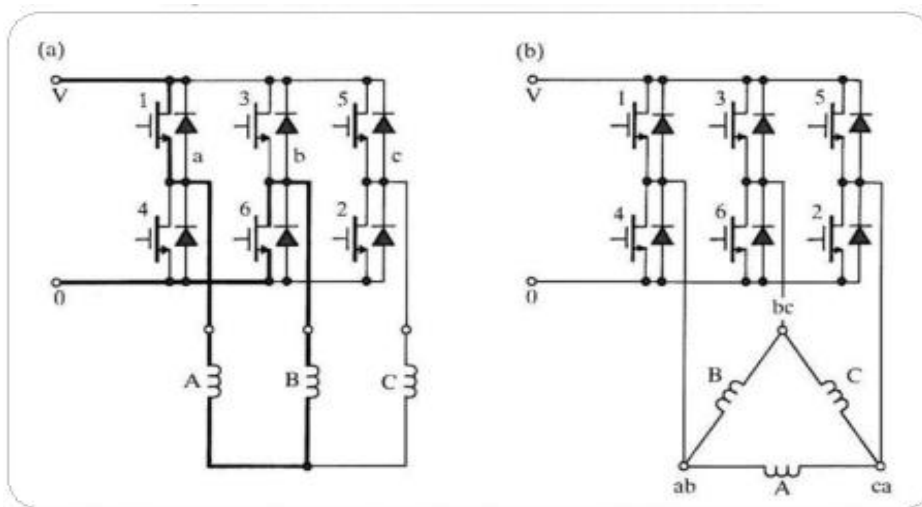
Kjo është një nga arsyet kryesore për asimetrimin e shfaqur të rrymës fazore. Në figurën 2.12 është treguar forma e rrymës nën ndikimin e f.k.e.m. (*back-EMF*), kur zbatohet tensionin e plotë pa përdorur strategjinë PWM.





**Figura 2.12 Forma e rrymës fazore [4]**  
 a) Shpejtësi e lartë b) Shpejtësi e ulët

Në figurën 2.13 jepet lidhja e inverterit të shndërruesit statik me pëstjtjellën e statorit të motorit BLDC të lidhur në yll dhe trekëndësh.



**Figura 2.13 Inverter i motorit BLDC (a) Me lidhjen në yll të pëstjtjellave fazore; (b) Me lidhjen në trekëndësh të pëstjtjellave fazore [4]**

Shpërndarja e f.m.m. në hapësirën ajrore qëndron e palëvizshme për  $60^{\circ}$  elektrike dhe pastaj rrotullohet përnjëherë në një hap tjetër prej  $60^{\circ}$ . Ndërsa fusha magnetike e krijuar nga magnetet permantë rrotullohet bashkë me rrotorin. Për motorin BLDC mund të themi që fusha e statorit rrotullohet me hap, jo si tek motori AC që ajo rrotullohet në mënyrë të vazhdueshme. Pra, në motorin BLDC, fusha magnetike e rrotorit rrotullohet në mënyrë të vijueshme, ndërsa fusha magnetike e statorit rrotullohet me hap. [4]

## 2.4 ANALIZA E QARKUT MAGNETIK

Për të bërë analizën e qarkut magnetik të motorit BLDC mbështetemi në formën e shpërndarjes së induksionit magnetik në hapësirën ajrore. Forma e induksionit në hapësirën ajrore varet nga forma e magnetëve dhe hapësira që ato përfshijnë. Fluksi i

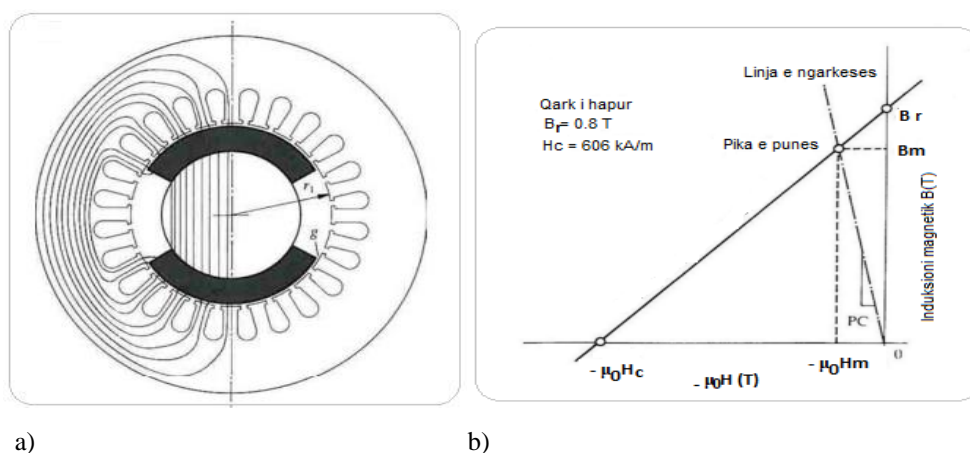
krijuar nga magnetët në hapësirën ajrore, që bashkëvepron me rrymën në pështjellën e statorit, për të prodhuar një tension ose f.k.e.m. (*back-EMF*) në pështjellën e statorit, mund të pësojë deformim si pasojë e një pjese të fluksit magnetik të shpërndarjes, i cili nuk kalon në hapësirën ajrore, por e mbyll rrugën në periferi tek magneti tjetër. Kjo pjesë e fluksit magnetik çon në një grafik tjetër të çmagnetizimit. Për të përcaktuar formën e saktë të shpërndarjes së induksionit magnetik në hapësirën ajrore duhet të përdoret një program kompjuterik si për shembull ai i analizës së fushës magnetike me anë të *finite elements*. Ky soft merr parasysh, efektin e ngopjes dhe çmagnetizimit nga reaksioni i induktit në pikën e punës, për çdo vlerë të ngarkesave dhe pozicionin e rrotorit në lidhje me ushqimin e përshtjellës së statorit. Fluksi magnetik i plotë është i përbërë nga fluksi i hapësirës ajrore tërthor dhe fluksi gjatësor, nëse madhësia e hapësirës ajrore është e ndryshueshme. Pranojmë që forma e shpërndarjes së fluksit në hapësirën ajrore të jetë trapezoidale. [4]

Për të bërë analizën e qarkut magnetik do të pranojmë këto kushte:

- 1) qarku i hapur, d.m.th. pa rrymë në pështjellën e statorit ku shohim vetëm influencën e fushës magnetike kryesore të krijuar nga magnetët permanentë prej materialesh të rralla,
- 2) kemi një çift polesh
- 3) pështjellë e statorit tre fazore e lidhur në yll.

Gjithashtu duhet të kemi parasysh edhe kurbën e çmagnetizimit të magnetëve.

Në figurën 2.14 a) është treguar shpërndarja e vijave të fluksit magnetik të poleve për motorin BLDC dhe në figurën 2.14, b, grafiku i çmagnetizimit të magnetëve, linja e ngarkesës dhe pika e punës, si ndërprerje e këtyre dy vijave.



**Figura 2.14 a) Prerja tërthore e motorit BLDC pa pështjellë në stator**  
**b) Grafiku i demagnetizimit të magnetëve dhe linja e ngarkesës [4]**

Fillimisht ndërtohet skema ekuivalente për analizën e qarkut magnetik duke përcaktuar rrugën e mbylljes së vijave të fushës magnetike, rezistencën dhe përcjellshmërinë magnetike të kësaj rruge. Pranojmë që fusha magnetike nuk është e deformuar, pra pjesa mbi aksin e motorit është e njëjtë me pjesën e poshtme të aksit, i cili është ekuipotencial. Nëse nuk janë simetrike të dy pjesët përseri aksi është ekuipotencial, por do të kemi fluks mbetës që shkakton induktim të rrymave në aks dhe në kushineta, që janë të padëshirueshme. [4]

Pranojmë gjithashtu që përcjellshmëria magnetike e bërthamës së statorit prej çeliku dhe boshtit të rrotorit të jetë infinit. Sipas teoremës së Nortonit, çdo pol është paraqitur nëpërmjet me një gjenerator fluksi në paralel me një rezistencë të rrugës së rrymave të rrjedhjes.

Fluksi magnetik i gjeneratorit llogaritet:

$$\phi_r = B_r \times A_m \quad (2.2)$$

Ndërsa përcjellshmëria e magneve

$$P_{m0} = \frac{\mu_0 \mu_{rcc} A_m}{l_m} \quad (2.3)$$

ku:  $\phi_r$  - fluksi i krijuar nga magneti [Wb]

$B_r$  - induksioni magnetik mbetes [T]

$A_m$  - Siperfaqja e poleve [mm<sup>2</sup>]

Duke qënë se sipërfaqja e pjesës së jashtme dhe ajo e pjesës së brendshme nuk janë të barabarta, atëhere në formulë për thjeshtësi llogaritje është përdorur mesatarja e tyre.

$\mu_0$  - përkueshmëria magnetike e hapësirës ajrore [ $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  (Wb/Am)]

$\mu_{rcc}$  - përkueshmëria magnetike relative e materialit, që është e barabartë me pjerësinë e grafikut të çmagnetizimit të pjestuar me  $\mu_0$ . [pa njesi]

$l_m$  - është gjatësia e magnetit në drejtim të magnetizimit (në këtë rast është trashësia radiale [m])

$P_{m0}$  - përcjellshmëria e magneve

$$A_m = (2/3) * \pi (r_1 - g - (l_m/2)) * l \quad (2.4)$$

$$R_g = g' / \mu_0 A_g \quad (2.5)$$

ku:  $R_g$  - rezistenca magnetike e hapësirës ajrore (Aspira/Wb)

$g$  - gjatësia e hapësirës ajrore e lejuar për dhëmbët e statorit në drejtim radial [m]

$g'$  - gjatësia ekuivalente e hapësirës ajrore e lejuar për dhëmbët e statorit [m]

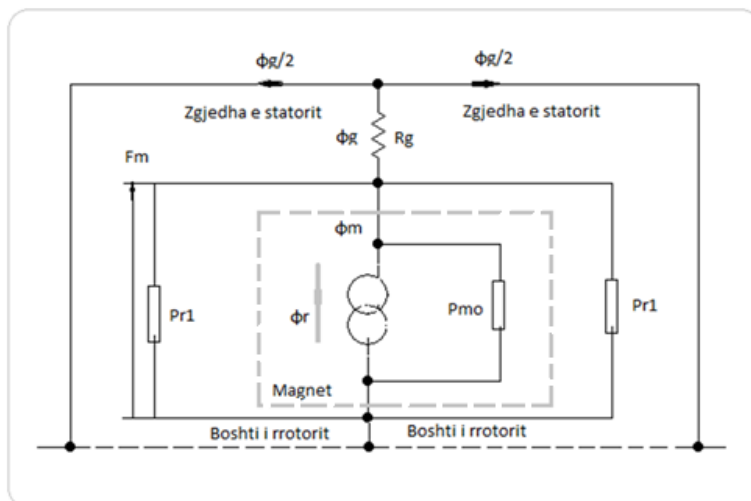
$$g' = K_c * g \quad (2.6)$$

$K_c$  - koeficienti Carter

$A_g$  - sipërfaqja e hapësirës ajrore në të cilën kalon fluksi.

Duke qënë se cepat e poleve janë të rrumbullakosura dhe kjo sipërfaqe është e vështirë të llogaritet, me afërsi marret  $g$  më e madhe për të katër kufijtë.

Në figurën 2.15 jepet skema ekuivalente e qarkut magnetik.



**Figura 2.15 Skema ekuivalente e qarkut magnetik**

Mbështetur në skemën ekuivalente të qarkut magnetik mund të shkruajmë që:

$$P_m = P_{m0} + P_{r1} = P_{m0} (1 + (P_{r1}/ P_{m0})) = P_{m0} (1 + p_{r1}) \quad (2.7)$$

Ku:  $P_{r1}$  - komponentja e përcjellshmërisë së rrjedhjes e rrotorit që bie gjatë hapësirës ajrore e cila është shumë e vogël. Ajo shkon nga (5-29)% e  $P_{m0}$ .

$p_{r1} = P_{r1}/ P_{m0}$  - përcjellshmeria relative e hapësirës ajrore

Atëhere f.m.m që nevojitet për të krijuar fluksin magnetik është: Qarku ekuivalent llogaritet si qark elektrik i thjeshtë në paralel, ku f.m.m. është ekuivalente me tensionin  $E_t$ ;  $\phi_r$  me  $I_t$ ;  $\phi_g$  me  $I_g$ ; degët paralel  $R_g$  dhe  $P_m$   $\phi_g = \phi_r/(1+R_g P_m)$

$$F.m.m. = (\phi_r - \phi_g)/P_m = \phi_g R_g \quad \text{ku : } \phi_g = \phi_r/(1+R_g P_m) \quad (2.8)$$

Po të paraqesim raportin e sipërfaqeve të poleve kundrejt asaj të hapësirës ajrore kemi:

$$C_\phi = Am/A_g \quad (2.9)$$

atëhere shkruajmë induksionin magnetik të hapësirës ajrore si :

$$B_g = B_r * C_\phi / (1+R_g P_m) \quad (2.10)$$

dhe

$$B_m = B_r^* (1 + P_{r1}R_g) / (1 + R_g P_m) \quad (2.11)$$

$B_m$ - induksioni magnetik i pikës së punës (T)

Pas llogaritjes së  $B_m$  llogaritet  $H_m$  nga grafiku i çmagnetizimit.

$$- H_m = \frac{B_r - B_m}{\mu_0 \mu_{rcc}} [A/m] \quad (2.12)$$

Shenja minus tregon që jemi duke punuar në kuadratin e dytë, kuadrati i demagnetizimit. Vija që del nga origjina e koordinatave dhe pritet me grafikun e çmagnetizimit quhet vija e ngarkesës. Pjerrësia e saj në raport me përcjellshmërinë e volumit jepet me formulën:

$$PC = \mu_{rcc} \frac{1 + P_{r1}R_g}{P_{m0}R_g} \quad (2.13)$$

dhe quhet koeficienti i përcjellshmërisë magnetike. Në termat e përmasave gjeometrike

$$PC = \frac{1 + p_{r1} \mu_{rcc} C_\phi \frac{g}{l_m}}{C_\phi \frac{g}{l_m}} \quad (2.14)$$

Boshtet e grafikut të çmagnetizimit janë emërtuar  $\mu_0 H_m$  dhe  $B_m$ . Kjo do të thotë që njësitë matëse të dy boshteve janë të njëjta [T] dhe koeficienti i përcjellshmërisë magnetike është pjerrësia aktuale e linjës së ngarkesës. Ky koeficient dominohet nga raporti i gjatësisë së magnetit me gjatësinë efektive të hapësirës ajrore. Dhe në qoftë se  $C_\phi$  ka vlerën e njësisë dhe  $p_{r1}$  afërsisht zero, atëherë koeficienti është i barabartë me raportin e gjatësive. Ky koeficient tregon se sa poshtë në kurbën e çmagnetizimit të magnetit punon motori në qark të hapur.

$$\frac{B_m}{B_r} = \frac{PC}{PC + \mu_{rcc}} \quad (2.15)$$

Në motorët me përqendrim të dobët të faktorit të koncentrimin të fluksit, motori duhet të punojë në qark të hapur me koeficient të përcjellshmërisë të lartë, në mënyrë që të maksimizojë induksionin magnetik të hapësirës ajrore dhe momentit elektromagnetik për amper, dhe të kenë një marzh kundrejt çmagnetizimit nga reaksioni i induktit. Motorët me magnetet të vendosur në siperfaqe zakonisht punojnë me koeficient të përqendrimit të

fluksit të dobët dhe koeficienti i përcjellshmërisë magnetike 6 ose më shumë është fare normal për magnetet e "fortë" si qeramik, kobalt, neodymium-ferit boron.

Shpërndarja e induksionit magnetik në hapësirën ajrore jepet në grafikun e mëposhtëm, figura 2.16. [4]

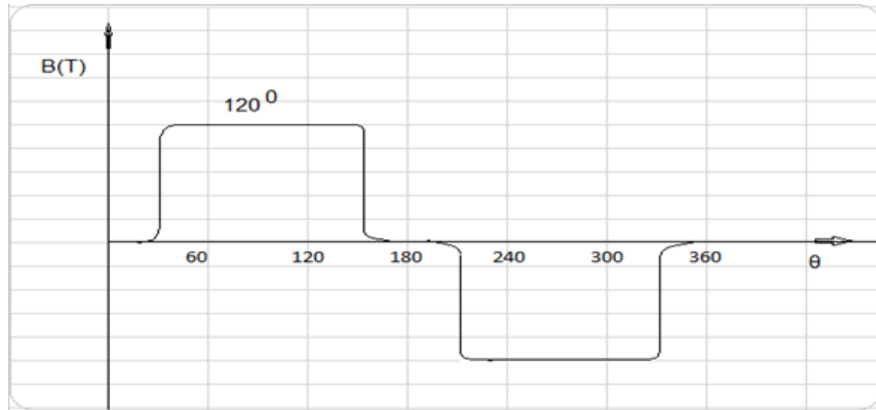


Figura 2.16 Shpërndarja e induksionit magnetik në hapësirën ajrore [4]

Për arsye të cepave të poleve forma e induksionit magnetik në praktikë nuk është perfekt katërkëndore, ajo ka komponenten gjatësore dhe tërthore që veprojnë në cepat e magnetit. Gjithashtu edhe ekzistenca e dhëmbëve të rrotorit ka ndikimin e vet dhe kërkon një llogaritje shumë të komplikuar nëse do të merret në konsideratë [4]. Analiza e një motori me shumë pole është e njëjtë me atë me dy pole. [4]

## 2.5 EKUACIONI I MOMENTIT DHE FORCËS ELEKTROMOTORE

Ekuacionet bazë të momentit dhe të f.e.m. për motorin BLDC janë shumë të thjeshta dhe të ngjashme me motorin e rrymës së vazhduar me furça. Nxjerrja e këtyre ekuacioneve është e rëndësishme, sepse duhet të kuptohet kontrolli i karakteristikave dhe kufizimet e tyre. Nga ana tjetër do të na ndihmojë edhe ngjashmëria dhe diferenca me motorët e tjerë.

Për të nxjerrë ekuacionet do të marrim në shqyrtim një motor me dy pole, me një hark  $180^\circ$ . Statori me përshtjellë tre fazore, supozohet me dy bobina për fazë për pol. Bobinat janë ndërtuar me një shtresë. Dy bobinat e një faze janë të sfazuara nga njëra tjetra për  $30^\circ$  elektrike. Në figurën 2.17 a, është treguar prerja tërthore e një motori të tillë. Në përcjellësa është paraqitur edhe drejtimi i kalimit të rrymës. Gjatë procesit të punës së motorit dallojmë dy flukse. Fluksi kryesor i krijuar nga magnetët permanentë, i cili gjatë gjithë gjerësisë së polit ka vlerë konstante, induksioni magnetik konstant,  $B=cte$ , figura

2.17, b. (Në cepat e poleve, si rezultat i rumbullaksisë së tyre, induksioni magnetik ka komponenten horizontale dhe vertikale, rrjedhimisht nuk është i njëjtë me atë në gjerësi të polit). Po ashtu edhe fluksi i krijuar nga kalimi i rrymës në pështjellën e statorit, i cili ndryshon në mënyrë lineare me këndin e shfazimit të rrotorit nga pozicioni referencë (aksi d). [4]

Vlera maksimale pozitive e fluksit të pështjellës së statorit merret për këndin  $\theta = 0^0$ , dhe vlera maksimale negative për këndin  $\theta = 180^0$ , figura 2.17, c.

Duke integruar induksionin magnetik për gjatë polit në hapësirën ajrore, vlera maksimale e fluksit për një bobinë gjendet:

$$\Psi_{1max} = N_1 \int B(\theta) * r_1 * d\theta l = N_1 * B_g * \pi * r_1 \quad (2.16)$$

ku:  $N_1$ - Numri i përcjellësave të një bobine

$B(\theta)$  - Induksioni magnetik në funksion të këndit  $\theta$

$B_g$ - Induksioni magnetik i hapësirës ajrore

$r_1$  - Rrezja e harkut të magnetit

$\theta$  - Këndi i rrotullimit të rrotorit në lidhje me aksin d

$\Psi_{1max}$  - Vlera maksimale e fluksit

Ndryshimi i  $\psi$ -së me ndryshimin e këndit  $\theta$  nga  $0^0$  në  $180^0$  do të jetë:

$$d\psi_1 (\theta) = \left[ 1 - \frac{\theta}{\pi/2} \right] * \psi_{1max} \quad (2.17)$$

Atëhere f.e.m. e induktuar në bobinën 1 do të jetë:

$$e_1 = - \frac{d\psi_1}{dt} = - \frac{d\psi_1}{d\theta} * \frac{d\theta}{dt} = - \omega \frac{d\psi_1}{d\theta} \quad (2.18)$$

$$e_1 = 2N_1 B_g l r_1 \omega V \quad (2.19)$$

F.e.m. e bobinës së dytë është e njëjtë si f.e.m. e bobinës së parë, por e shfazuar me  $30^0$ . Në qoftë se të dy bobinat do të jenë të lidhura në seri, atëhere f.e.m. totale do të jetë e barabartë me shumë e tyre. Efekti i parë i ndarjes së pështjellës fazore në dy bobina është prodhimi i një f.e.m. me shkallë siç tregohet në figurën 2.17 d,e. Ndërsa efekti i cepave të rumbullakosur të poleve e bën që f.e.m. të ketë formën e treguar me vijë të ndërprera. *Si përfundim forma e f.e.m. është trapezoidale, karakteristike për motorin BLDC.*[4]

Me dy pole nga  $180^0$  dhe dy bobina për fazë pjesa konstante e f.e.m. është  $150^0$ , por duke marrë parasysh efektin e cepave të poleve kjo shkon në  $120^0$ .

Vlera e pjesës konstante është:

$$e = 2N_f B_g l r_1 \omega V \quad (2.20)$$

ku:  $N_f$ - numri i spirave në seri për faze =  $2N_1$

Periudhat e përcjellshmërisë të çdo faze janë  $120^0$  me  $60^0$  pushim, dhe pastaj fillon procesi në drejtim të kundërt. Në qoftë se pështjella është e lidhur në yll, në çdo moment të kohës përcjellin dy faza dhe dy tranzistorë. Gjatë  $120^0$ , fuqia elektrike, e cila kthehet në fuqi mekanike është:

$$P = \omega M_c = 2eI \quad (2.21)$$

Ku:  $P$  – fuqia elektrike që kthehet ne fuqi mekanike

$\omega$  – shpejtesia kendore e rrotullimit te rrotorit

$M_c$  – Momenti qe zhvillon nje faze

$I$  – vlera e rrymes nje faze.

$e$  – f.k.e.m e nje faze

Numri 2 vendoset sepse dy faza ushqehen njëkohësisht.

$$M_c = \frac{P}{\omega} = \frac{2eI}{\omega} = 4N_f B_g l r_1 I \quad [\text{Nm}] \quad (2.22)$$

Ky ekuacion është i vlefshëm për çdo çift polësh.

Shënojmë me  $E = 2e$ , (si shumë e  $e_1 + e_2$ ) dhe kemi:

$$E = k\phi\omega \quad (2.23)$$

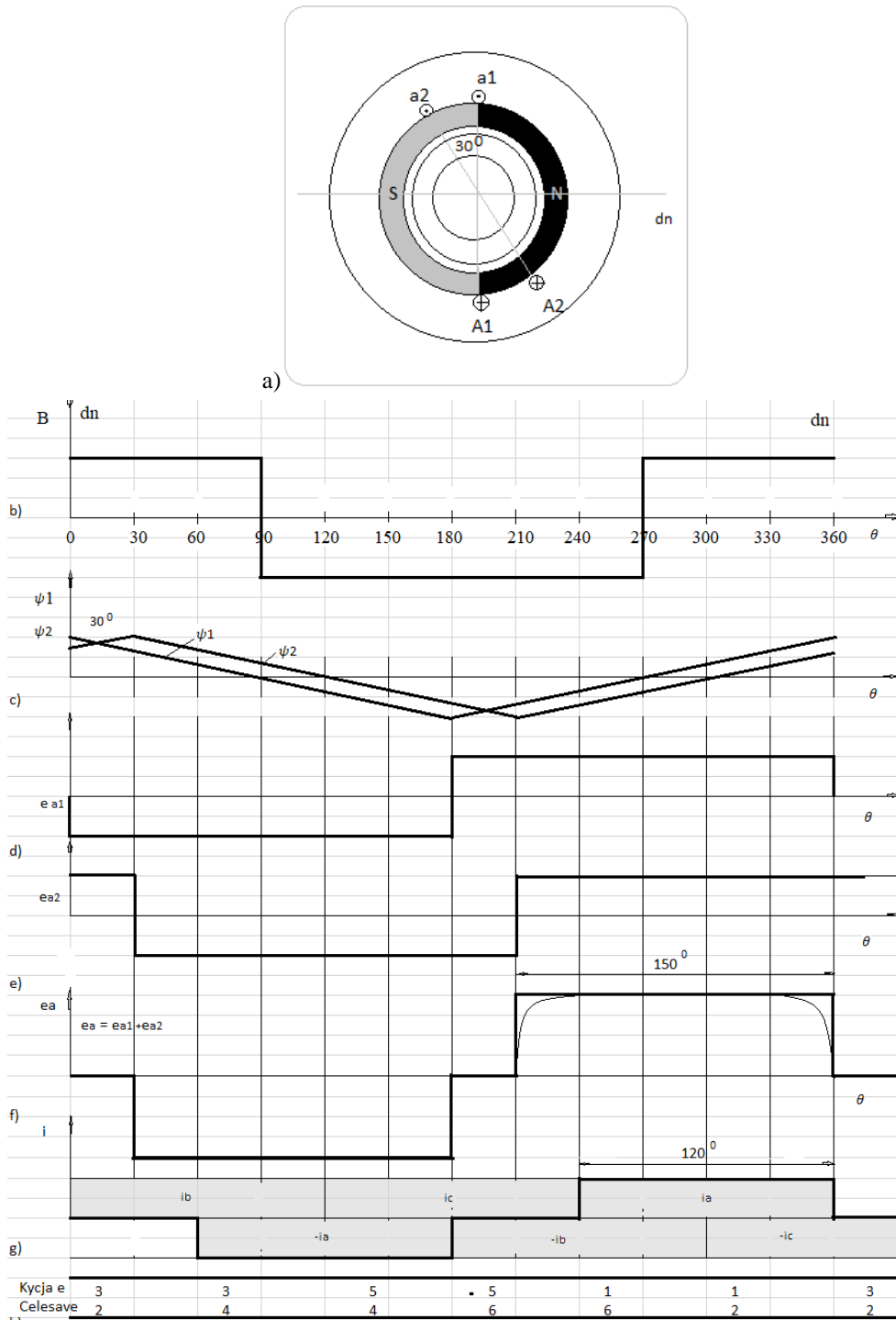
$$M = k\phi I \quad (2.24)$$

Ku:  $k = 4 N_{ph}$ , dhe  $\phi = B_g r_1 \pi l$ ,  $k$  quhet konstante e pështjellës.

Këto ekuacione janë të njëjta me motorin e rrymës së vazhduar me furça vetëm se vlera e koefiçentëve është e ndryshme. [4]

Në rast se kemi formë ideale të valëve dhe komutim të saktë këto ekuacione janë të vërteta gjatë gjithë kohës.





**Figura 2.17 a) Prerja tërthore e motorit; b) Shpërndarja e induksionit magnetik; c) Vartësia e fluksit në funksion të këndit; d) f.e.m.  $e_1$ ; e) f.e.m.  $e_2$ ; f) f.e.m. e fazes  $e_a = e_1 + e_2$ ; g) rryma e fazave; h) Çelesat e kyçyr çdo  $60^\circ$  elektrike**

Komutatori elektronik që luan rolin e shndërruesit elektro-mekanik na jep një makinë të pastër e rrymës së vazhduar me furça me moment konstant por me lëkundje. Në fakt në praktikë asnjë nga konditat nuk është ideale dhe nuk mund të realizohet perfekt.

---

*Nga formula duket që E është në përpjesëtim të drejtë me shpejtësinë dhe momenti me rrymën, njësoj si te motori DC por ndryshimi është se momenti ka lëkundje, (ripples).[4]*

## **2.6 KARAKTERISTIKA MEKANIKE E MOTORIT BLDC**

Grafiku i varësisë shpejtësi-moment nxirret nga ekuacionet e mësipërme. Në qoftë se komutimi është i saktë, ligji i ndryshimit të rrymës është i njëjtë me atë të treguar në figurën 2.17g, dhe në qoftë se inverteri e ushqen motorin nga një burim ideal i rrymës së vazhduar, atëhere tensioni i motorit do të shkruhet:

$$V = E + IR \quad (2.25)$$

Ku:  $R = R_1 + R_2$ , duke pranuar se të dy fazat janë të lidhura në seri.

$E = E_1 + E_2$ , duke pranuar se të dy fazat janë të lidhura në seri

Rëniet e tensionit në çelësat e përgjithësuar janë eliminuar nga formula, por ato janë të njëjta me rëniet e tensionit në furçat e motorit të rrymës së vazhduar me furça.

Nga ekuacioni i f.e.m dhe i momentit marrim:

$$\omega = \omega_0 \left[ 1 - \frac{M}{M_0} \right] \quad (2.26)$$

ku:  $\omega_0$  - shpejtësia e punimit pa ngarkesë,  $\omega_0 = V/k\phi$ , [rad/sec]

$M_0 = M_{Ish}$  - momenti i nisjes,  $M_{Ish} = k\phi I_{Ish}$ , momenti kur shpejtësia është e barabartë me zero, [Nm]

$I_0 = I_{Ish}$  - rryma e lëshimit,  $I_{Ish} = V/R$  [A]

Në figurën 2.18 është paraqitur karakteristika mekanike e motorit BLDC, e cila ndahet në dy zona: zona e regjimit të punës së pandërprerë, regjim i gjatë i punës, ku kemi edhe pikën e punës me parametra nominale, dhe zona e regjimit të shkurtër të punës, ku momenti rrotullues ka vlera të mëdha, shpejtësia me vlera të vogla dhe fuqia arrin vlerën e saj nominale 2-5 fishin e fuqisë nominale, e pastaj me rritjen e mëtejshme të momentit ajo zvogëlohet deri në zero. Kjo zonë shoqërohet me rryma të mëdha dhe ngrohje të motorit e prandaj nuk lejohet të punohet ne regjim e ndërprerë të punës [4]. Vijat paralele në figurën 2.18 tregojnë karakteristikat artificiale që merren me ndryshim tensioni për kontrollin e shpejtësisë së motorit.

Figura 2.18 paraqet nje familje karakteristikash mekanike  $M=f(\omega)$  per motorin BLDC.

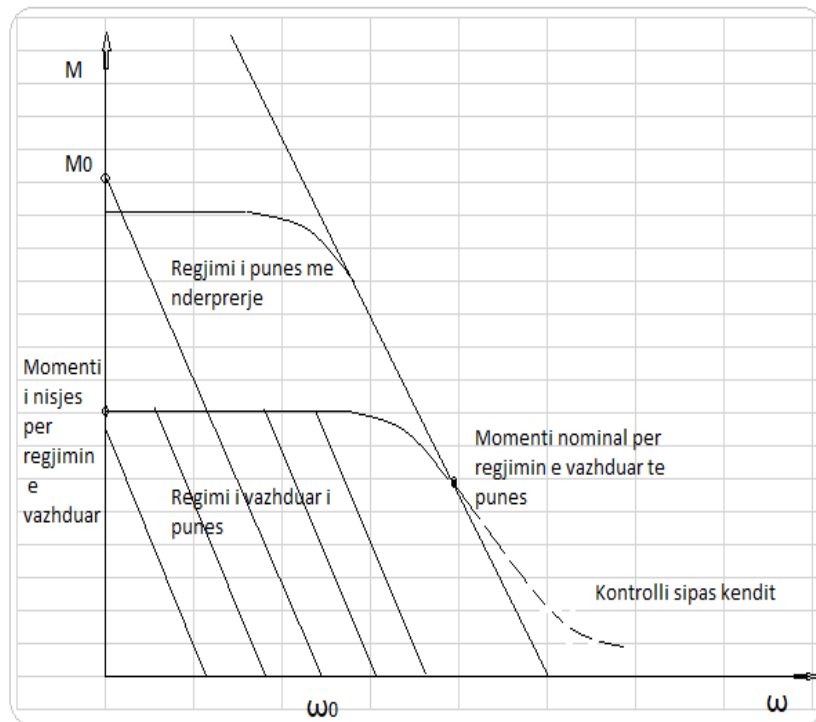


Figura 2.18 Familja e karakteristikave të vartësisë të  $M=f(\omega)$  [4]

Në qoftë se rezistenca e brendshme e motorit (rezistenca e pësjtjellës së statorit) do të ketë vlerë të vogël, sikurse supozohet të jetë, atëhere këto karakteristika janë të ngjashme me karakteristikat e motorit të rrymës së vazhduar me eksitim në paralel ose të pavarur.

Kontrolli i shpejtësisë realizohet me anë të ndryshimit të tensionit të burimit, ose të ndryshimit të frekuencës së kyçje-çkyçje të tij. Për çdo shpejtësi rrotullimi kemi në korespondencë një moment rrotullues, i cili varet nga ngarkesa në boshtin e motorit. Kur momenti i ngarkesës rritet, shpejtësia zvogëlohet dhe për ta mbajtur konstant atë duhet të rritet momenti rrotullues duke thithur rryma më të mëdha. [4] Tensioni zakonisht kontrollohet me anë të copëzimit ose nëpërmjet teknikës *PWM*. Kjo çon në një familje karakteristikash të treguara në figurën 2.18. Kufijtë për regjim të gjatë të punës, kufizohen nga transformimi i nxehtësisë dhe rritja e temperaturës [4]. Kufiri për zonën e regjimit të shkurtër të punës, përcaktohet nga llogaritja e maksimumit që mund të marret nga skemat gjysëm përcjellëse në rregullator ose nga rritja e temperaturës.

Në praktikë karakteristika moment-shpejtësi devijon nga ajo ideale për shkak të efektit të ndryshimit të vlerës së rezistencës nga rritja e temperaturës, si dhe nga ndikime të tjera

---

parazitare. Duke ndryshuar edhe këndin  $\theta$ , mund të zgjerohet akoma më shumë diapazoni i rregullimit të shpejtësisë. [4]

---

# KAPITULLI 3

## KARAKTERISTIKAT E MOTORIT BLDC

### 3.1 KARAKTERISTIKAT E LËSHIMIT

Me karakteristika të lëshimit, nisjes do të kuptojmë varësitë e shpejtësisë dhe rrymës në funksion të kohës, nga vlera zero deri në vlerën e stabilizuar, nën një tension konstant të ushqimit [22]. Në momentin fillestar të dyja madhësitë shpejtësia edhe f.k.e.m. janë zero dhe rryma e induktit llogaritet:

$$I = \frac{V - \Delta V}{R_i} \quad (3.1)$$

ku:  $\Delta V$ - rënia e tensionit në çelësat e përgjithësuar të inverterit

Varësitë e ndryshimit të  $n = f(t)$  dhe  $i = f(t)$  jepen në figurën 3.1

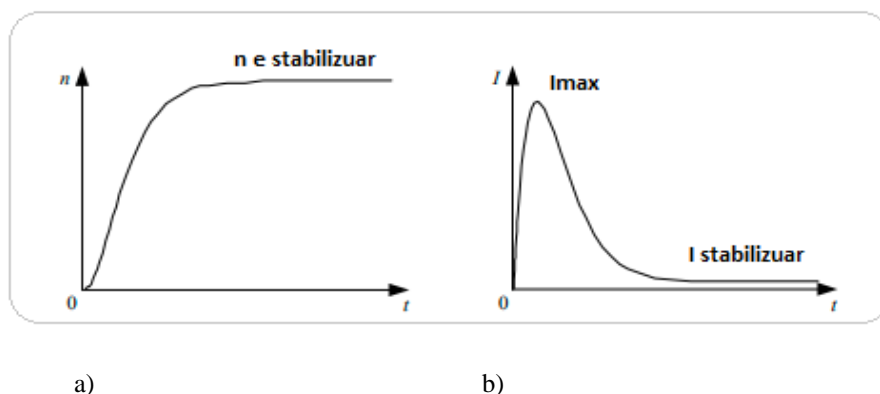


Figura 3.1 Grafiku i vartësisë së a)  $n = f(t)$  dhe b)  $I = f(t)$  [6]

Nga formula 3.1, duket qartë se për vlera të vogla të  $\Delta V$  dhe  $R_i$ , kemi një rrymë lëshimi shumë të madhe tek motori BLDC, për një periudhë kohe shumë të vogël. Kjo rrymë

---

mund të jetë afërsisht 10-50 herë më e madhe se rryma nominale e punës. Në një zonë të lejueshme, rryma e madhe është ndihmesë për përsheptimin e rrotorit, kështu që motori mund të lëshohet shpejt edhe me ngarkesë të plotë. Në kushtet e nisjes kur  $n = 0$  dhe  $f.k.e.m. = 0$ , vlera e madhe e rrymës nënkupton vlerë të madhe të momentit elektromagnetik, shumë më i madh se ai i ngarkesës dhe sjell rritjen e shpejtë të shpejtësisë. Me rritjen e shpejtësisë, për fluks konstant kemi rritje të f.k.e.m. fillon të rritet, gjë e cila shkakton zvogelimin e rritjes së rrymës së përshtjellës së statorit, derisa ajo arrin maksimumin, e pas saj fillon të zvogëlohet. Ky zvogëlim i rrymës do të çojë në zvogëlim të momentit elektromagnetik rrotullues, derisa barazohet me momentin e ngarkesës dhe transmissioni elektrik punon me shpejtësinë e kërkuar nga ngarkesa. Forma e grafikut të shpejtësisë dhe rrymës në funksion të kohës varet nga koeficienti i shuarjes  $\xi$  për sistemin elektromekanik. Në rast se kemi  $0 < \xi < 1$  procesi i shuarjes është me lëkundje, pra ka mbirregullim. Në praktikë për arsye të kufizimeve ato nuk dallohen. [6]

Në skemat elektronike, çelësi i përgjithësuar elektronik është më i ndjeshëm ndaj rrymave të lëshimit dhe nëse ato kalojnë vlerën e rrymës së lejuar të tyre për kohë të shkurtër, kjo mund të çojë shpejt në një brack- down. Për tranzistoret IGBT koha e lejuar është  $< 10 \mu s$ , për këtë arsye zgjidhen çelësa të përgjithësuar me kapacitet më të madh për të duruar rrymat e lëshimit. Megjithatë duke njohur që rryma nominale e motorit BLDC është shumë më e vogël se ajo e lëshimit, po ashtu edhe rryma që kalon në çelësin e përgjithësuar të fuqisë, është më e vogël se vlera e rrymës që kalon në to gjatë lëshimit, për shumicën e proceseve të punës. Në këto kushte efienca e përdorimit të çelësave të përgjithësuar të fuqisë bie, dhe kostoja e tyre rritet. Kështu që kur zgjidhen çelësat e përgjithësuar të fuqisë, duhet të marrim parasysh karakteristikën e lëshimit dhe karakteristikën e punës. [6] Nga njëra anë dëshirojmë që rrymat e lëshimit të jenë të mëdha për të na siguruar një përgjigje dinamike të shpejtë, por vlera e rrymës së lëshimit duhet të jetë brënda kufijve të lejuar të sigurisë për çelësat elektronikë.

Në lëshim rryma dhe momenti janë më tepër se 10 herë më të mëdha se vlera e tyre e llogaritur. Por në rastin e punimit pa ngarkesë, vlerat e rrymës dhe e momentit të vendosur janë shumë të vogla. [6] Duke qënë se shuarja e motorit është shumë e madhe, shpejtësia arrin vlerën e vendosur pa lëkundje dhe pa mbirregullim.

Rryma në procesin e lëshimit të motorit BLDC kur punon me ngarkesë, është afërsisht e njëjtë si dhe kur motori punon pa ngarkesë, por koha për të arritur vlerën e saj maksimale, figura 3.1, është më e gjatë, gjë e cila na shkakton ngrohje më të madhe të motorit dhe

---

shndërruesit statik. Si tek motorët e rrymës së vazhduar me furça për të kufizuar rrymën e lëshimit përdoret një rezistencë në seri ose e ushqejmë me tension të zvogëluar, por lëkundjet e rrymës dhe momentit në këto kushte janë më të mëdha. [6] Në mënyrë të ngjashme, kur ngarkesa ndryshon papritur, përdoret kontrolli me PWM për të zvogëluar tensionin në pështjellën e induktit.

Si përfundim, përgjigjja e procesit dinamik të lëshimit të motorit BLDC, është e shpejtë dhe kjo kryesisht është përcaktuar nga densiteti i lartë i fuqisë, momenti rrotullues i madh në dalje dhe përmasat e vogla. Problem motori BLDC ka lëkundjet e momentit, të cilat krijojnë shqetësim në aplikimet me performancë të lartë, kufizimi i të cilave është edhe një nga detyrat që po punohet sot dhe që jemi përpjekur ta trajtojmë në këtë temë disertacioni. [6]

### **3.2 KARAKTERISTIKAT E PUNËS DHE RENDIMENTIT**

Si pjesë e karakteristikave të punës të motorit BLDC janë edhe ato që praqesin varësinë e rrymës së statorit, rendimentit, në funksion të momentit elektromagnetik në boshtin e motorit për tension konstant në hyrje. [22]

1. Vartësia e rrymës në funksion të momentit të ngarkesës për tension konstant.

Nga ekuacioni i momentit:

$$M_e = 2p\psi_m I_A = k_T I \quad (3.2)$$

ku:  $M_e$  - momenti elektromagnetik

$k_T$  - koeficienti i momentit, me fluks konstant, ( $k_T = 2p\psi_m$ )

Me rritjen e momentit të ngarkesës do të rritet edhe rryma në pështjellën e statorit, e cila, sipas ekuacionit 3.2, do të sjellë rritjen e momentit elektromagnetik, që, mbështetur në ekuacionin e lëvizjes së transmisionit elektrik, do të balancojë momentin e ngarkesës. Pra rryma ndryshon në përpjesëtim të drejtë me momentin elektromagnetik. Prandaj ajo paraqitet teorikisht si një vijë lineare. Praktikisht ka shmangie nga lineariteti, kur fluksi në hapësirën ajrore nuk qëndron konstant, siç tregohet në figurën 3.2a). Në figurën 3.2 a) është paraqitur vartësia e  $I = f(M)$ . [6]

2. Varësia e rendimentit nga momenti i ngarkesës, për tension konstant.

Për të gjetur këtë vartësi nisemi nga relacioni i balancës së fuqisë. Fuqia e hyrjes së motorit llogaritet:

$$P_1 = V_d I = R_i I^2 + \frac{\pi}{30} k_e n I + \Delta V I \quad (3.3)$$

$$P_1 = P_{CU} + P_e + P_T \quad (3.4)$$

ku:  $n$  - shpejtësia e rrotullimit rrot/min

$P_{CU}$  - humbjet elektrike në pështjellën e statorit

$P_e$  - fuqia elektromagnetike ( $P_e = k_e \omega I$ )

$P_T$  - humbjet e fuqisë në çelesat elektronike të fuqisë ( $P_T = \Delta V I$ ), e cila është e lidhur me karakteristikën e këtyre çelësave elektronike të fuqisë dhe tensionit të zbatuar në to, të cilat konsiderohen konstante. [6]

Nga ekuacioni 3.4 duket qartë që fuqia e hyrjes është e barabartë me shumën e fuqisë elektromagnetike plus shumën e humbjeve në bakër dhe çelesat e fuqisë.  $P_e$  është fuqia e konsumuar për të mbuluar f.k.e.m. Kjo e fundit kthehet në energji mekanike nëpërmjet fushës magnetike, e cila vepron në rrotor në formën e momentit elektromagnetik.

$$P_e = (M_{st} + M_0) \omega = P_2 + P_0 \quad (3.5)$$

ku:  $M_{st}$  - momenti i ngarkesës

$M_0$  - momenti i punimit pa ngarkesë që i korespondon humbjeve pa ngarkesë  $P_0/$

$\omega$

$P_2$  - Fuqia e daljes  $P_2 = M_{st} \omega$

$P_0$  - humbjet e punimit pa ngarkesë që përfshin humbjet në bërthamë dhe humbjet mekanike në fërkim

Atëhere  $\eta$  i motorit jepet:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_1 - (P_{CU} + P_T + P_0)}{P_1} = 1 - \frac{\Sigma \Delta P}{P_1} \quad (3.6)$$

$$\eta = 1 - \frac{R_i I^2}{V_d I} - \frac{P_T + P_0}{V_d I} = 1 - \frac{R_i I}{V_d} - \frac{P_T + P_0}{V_d I} \quad (3.7)$$

$$\eta = 1 - \frac{R_i I}{V_d} - \frac{P_T + P_0}{V_d I} \quad (3.8)$$

Për të gjetur vlerat kufi të  $\eta$  në lidhje me rrymën, e derivojmë dhe e barazojmë me zero.

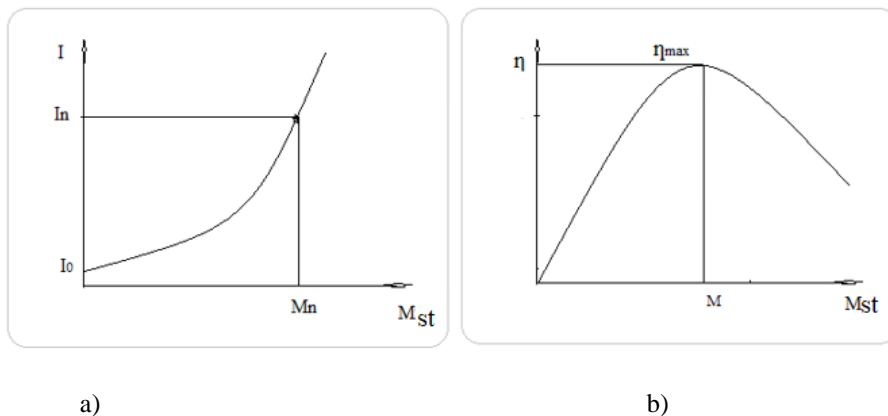


ku marrim vlerën maksimale të rendimentit:

$$P_T + P_0 = r_a I^2 = P_{CU} \quad (3.9)$$

$P_T + P_0$  janë humbje konstante dhe nuk ndryshojnë me ndryshimin e ngarkesës, ndërsa humbjet në bakër  $P_{CU}$  varen nga ngarkesa dhe prandaj quhen humbje të ndryshueshme. Vlera maksimale e rendimentit merret atëhere kur humbjet e ndryshueshme barazohen me humbjet e pandryshueshme. [6]

Grafiku i varësisë së rendimentit në funksion të momentit të ngarkesës jepet në figurën 3.2 b.



**Figura 3.2.** Vartësia e a)  $I = f(M_{st})$  dhe b)  $\eta = f(M_{st})$ , për  $V = c^{te}$

Nga ekuacioni duket se rendimenti merr vlerën maksimale atëhere kur humbjet e pandryshueshme barazohen me humbjet e ndryshueshme. Rendimenti ka vlerën maksimale në regjimin e vazhduar rrotull pikës së punës të llogaritur për motorin. Me rritjen e ngarkesës, rendimenti zvogëlohet si rezultat i rritjes së rrymës, që rrit humbjet në motor. [6]

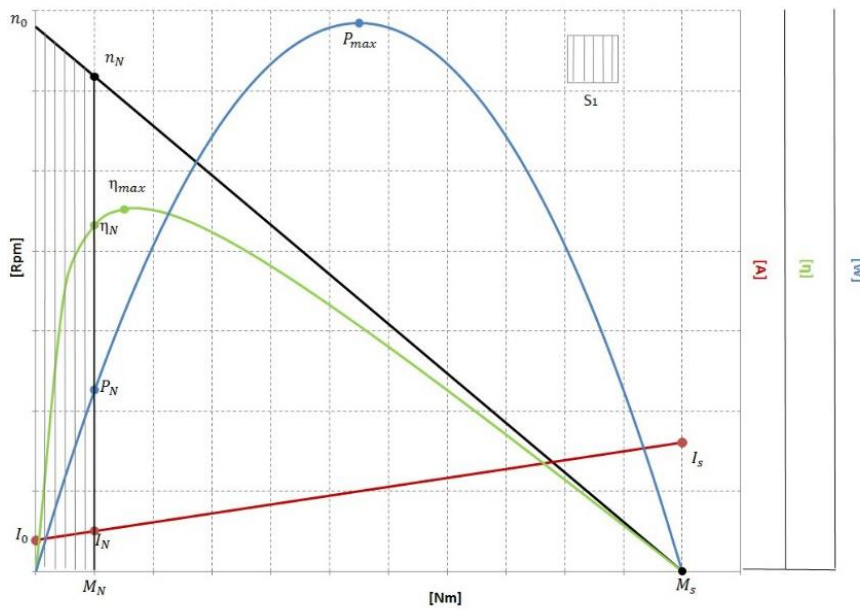
### 3.3 KARAKTERISTIKAT E SHPEJTËSISË DHE FUQISË

Në karakteristikat e punës futen edhe varësitë e shpejtësisë së rrotullimit dhe fuqisë në funksion të momentit të ngarkesës, për tension konstant.

1. Varësia e shpejtësisë së rrotullimit në funksion të momentit të ngarkesës, që jep dhe karakteristikën mekanike të motorit BLDC, sikurse e kemi parë në kapitullin 2.6, paragrafi 4, është varësi lineare. Rritja e momentit të ngarkesës shkakton rënie të shpejtësisë. Pika e prerjes së kësaj karakteristike me boshtin e abshisave përcakton momentin e lëshimit dhe nga figura 3.3 duket qartë që ky moment i lëshimit është shumë i madh, që ndihmon për nisjen e shpejtë dhe me ngarkesë të motorit. Në figurën 3.3 janë

treguar karakteristikat e punës së motorit BLDC, konkretisht  $n = f(M)$ ;  $P = f(M)$  dhe  $I = f(M)$  dhe  $\eta = f(M)$ , për tension konstant.

Karakteristika mekanike e motorit BLDC  $n=f(M)$ , konsiderohet lineare, por në praktikë nga influenca e humbjeve të ndryshueshme dhe reaksionit të indukti, kjo karakteristikë pranohet afërsisht lineare. Në regjimin e lëshimit dhe të frenimit, motori do të thithë rryma të mëdha, të cilat bëjnë që të rriten rëniet e tensionit në çelësat elektronikë dhe tensioni i zbatuar në motor të zvogëlohet. [6], [22]



**Figura 3.3 Karakteristikat e punës për motorin BLDC**

(Marre nga: <https://www.google.com/search?q=bldc+motor++12v+characteristics+curve>) [23], [139]

Kontrolli i elektronik i rrymës, krijon mundësi që motori të punojë me shpejtësi më të mëdha se normalja për një periudhë kohe më të shkurtër. Vlera e rrymës mund të shkojë edhe tre herë më e madhe se rryma e llogaritur. Kjo shkakton gjenerim më të madh të nxehtësisë, prandaj në qoftë se motori do të punojë i mbingarkuar, ai duhet të punojë një kohë më të shkurtër. Sa më e madhe mbingarkesa, aq më e vogël koha e lejuar e punës të motorit. Por në shpejtësi shumë të vogla kontrollori i motorit nuk punon shumë mirë. Në veçanti, në motorët me numër të vogël polësh, luhatja e momentit për rrotullim në shpejtësi të vogla është kaq e dallueshme sa lëvizja e butë bëhet e pamundur. Kufiri i poshtëm i punës për këta lloje motorësh është 1/8 e shpejtësisë nominale. Në qoftë se kërkohet një shpejtësi edhe më e vogël atëherë duhet të gjendet një zgjidhje tjetër me kuti shpejtësie me ingranazhe. Në përgjithësi karakteristikat tregojnë marrëdhënien e madhësive në kushte ideale, prandaj për të qënë korrekt nuk duhet të punojmë asnjëherë

---

afër kufijve të poshtëm dhe të sipërm të karakteristikave. Pjesa e grafikut në figurën 3.3, që është majtas vijës së ndërprerë, me shpejtësi të mëdha dhe moment rrotullues të vogël, është rasti i punës në regjimin e rrymave të pandërprera të motorit BLDC. Ndërsa pjesa djathtas vijës së ndërprerë i përgjigjet regjimit të shkurtër të punës, me rrymave të ndërprera, i cili nuk është një regjim pune i dëshirueshëm për transmisionet elektrike. [23]

2. Varësia e fuqisë, që zhvillon motori BLDC në funksion të momentit të ngarkesës jepet në figurën 3.3. Shihet që kjo varësi ka një maksimum që mund të zhvillojë motori BLDC, e cila varet nga tipi i motorit, por ajo shkon nga 2-5 e deri 10 fishin e fuqisë nominale. [16]. Kjo për arsye të kushteve të mira të ftohjes që ka ky motor dhe që lejon mbingarkesa për një kohë të shkurtër. Pas vlerës maksimale të fuqisë, prishja e kushteve të ftohjes bën që vlera e fuqisë që marrim të zvogëlohet. Maksimumi i fuqisë rritet për motor BLDC me stator të jashtëm. Pra ky motor mund të punojë në regjim të gjatë pune për ngarkesë nominale ose më të vogël se nominalja, për regjim të shkurtër të punës deri në fuqinë maksimale, pas kësaj rendimenti bie shumë. [23]

### **3.4 KARAKTERISTIKAT E RREGULLIMIT**

Motori BLDC i përdorur në transmisionet me shpejtësi të rregullueshme duhet të plotësojë më së miri të gjitha kërkesat e ngarkesës. Nëse motori ka inerci të vogël, por ngarkesa ka inerci të madhe, kjo sjell humbjen e momentit të vogël të inercisë, kurse për motor me moment të madh inercie, i cili vë në punë një mekanizëm me moment të vogël inercie, zvogëlohet rendimenti i sistemit elektromekanik. Prandaj gjithmonë kërkohet të zgjidhet një motor i përshtatshëm në varësi të mekanizmit që do të vërë në lëvizje. Për këtë është e rëndësishme njohja shumë e mirë e mekanizmit dhe kërkesave të tij. Transmisioni elektrik me motor BLDC punon qëndrueshëm nga ana statike, në pikën e prerjes së dy karakteristikave mekanike të motorit dhe mekanizmit. Gjatë punës së një transmisioni me motor BLDC, duhet të merren në konsideratë momenti në gjëndje të stabilizuar, momenti i përshpejtimit dhe momenti i lëshimit për një mekanizëm të dhënë. [6]

Me karakteristika rregullimi të motorit BLDC do të kuptojmë lidhjen që ekziston midis shpejtësisë dhe tensionit të ushqimit për moment elektromagnetik konstant. Në qoftë se

nuk do të merrnim parasysh humbjet në çelësat e përgjithësuar të fuqisë, atëhere motori konsiderohet se po punon në regjim të qëndrueshëm. [6], [22].

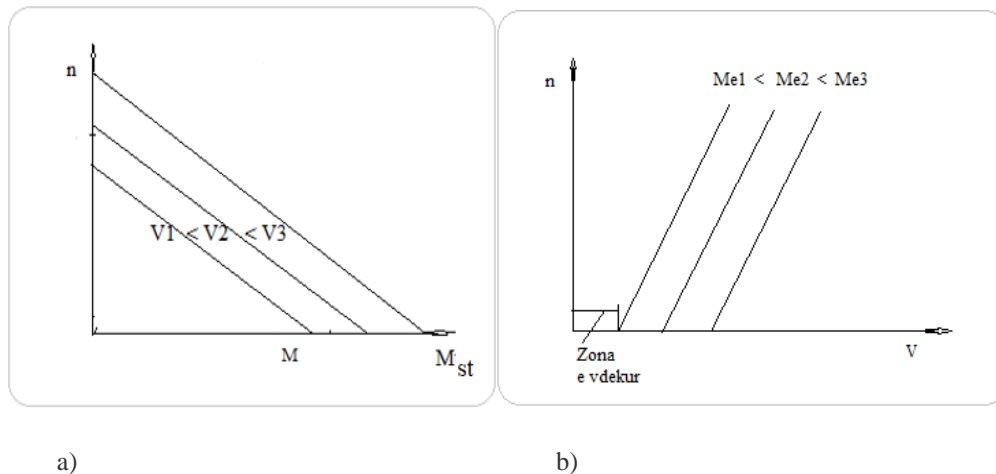
Duke pasur parasysh formulën 3.2 dhe 3.3 kemi:

$$V = r_a I + \frac{\pi}{30} k_e n \quad \text{dhe} \quad M_e - M_{st} = \frac{\pi}{30} B_v n = k_T I - M_{st} \quad (3.10)$$

atëhere:

$$n = \frac{30k_T}{\pi k_T k_e + \pi r_a B_v} V - \frac{30r_a}{\pi k_T k_e + \pi r_a B_v} M_{st} \quad (3.11)$$

Në figurën 3.4 a, është paraqitur familja e karakteristikave mekanike të motorit për tensione të ndryshme. Ndërsa figura 3.4 b, tregon familjen e karakteristikave të rregullimit  $n=f(V)$ , për moment konstant



**Figura 3.4. a) Familja e karakteristikave mekanike për tensione të ndryshme dhe b) familja e karakteristikave të rregullimit  $n=f(V)$  për momente me vlera të ndryshme**

Për  $M_{st}$  konstant në bosht të motorit nëse rritet tensioni do të rritet dhe shpejtësia, siç tregohet në figurën 3.4 a). Në karakteristikat e rregullimit, figura 3.4 b) vihet re se kemi një zonë, që është quajtur zonë e vdekur, ku, megjithëse tensioni rritet, shpejtësia vazhdon të qëndrojë zero, pasi momenti elektromagnetik në këtë zonë është më i vogël se momenti i ngarkesës. Shpejtësia fillon të bëhet më e madhe se zero, kur momenti elektromagnetik rrotullues i motorit, bëhet me i madh se momenti frenues i ngarkesës. Madhësia e zonës së vdekur varet nga madhësia e momentit të ngarkesës, sa më i madh momenti i ngarkesës aq më e madhe zona e vdekur. [6]

Për motorin BLDC, te dy karakteristikat mekanike dhe e rregullimit janë lineare.

---

# KAPITULLI 4

## MODELI MATEMATIK I MOTORIT BLDC

### 4.1 MODELI MATEMATIK ME ANË TË EKUACIONEVE DIFERECIALE

Sikurse dihet studimi i analizës dhe sintezës të sistemeve automatike bazohet në ekuacionet diferenciale që paraqesin sjelljen dinamike të sistemit dhe që shkruhen bazuar në modelin matematik të zgjedhur.

Ekuacioni diferencial për motorin BLDC është nxjerrë duke pasur parasysh këto pranime:

1. Pështjella e statorit tre fazore
2. Lidhja e pështjellave në yll
3. Ndërtimi i pështjellave, i koncentruar
4. Rrotori me dy pole
5. Tri sensorë Hall të vendosur nga  $120^0$  nga njëri-tjetri

Lëshimet që janë bërë për të nxjerrë ekuacionet janë dhënë si mëposhtë:

1. Nuk merret parasysh ngopja e bërthamës, pra qarku magnetik pranohet linear
2. Nuk merren parasysh humbjet për rrymat Fuko dhe histerezi
3. Nuk merret parasysh reaksioni i induktit dhe shpërndarja e fushës magnetike në hapësirën ajrore pranohet trapezoidale, ku baza e vogël është  $120^0$  elektrike.

4. Çelësat e përgjithësuar të fuqisë dhe diodat e lidhjes së kundërt pranohen ideale, pra rëniet e tensionit në to janë zero.

Në figurën 4.1 jepet në mënyrë skematike a) ndërtimi i motorit BLDC; b) Lidhja yll e pëstjtjellës së statorit; c) drejtimi i rrymës dhe fluksit të fazës A të pëstjtjellës së statorit.

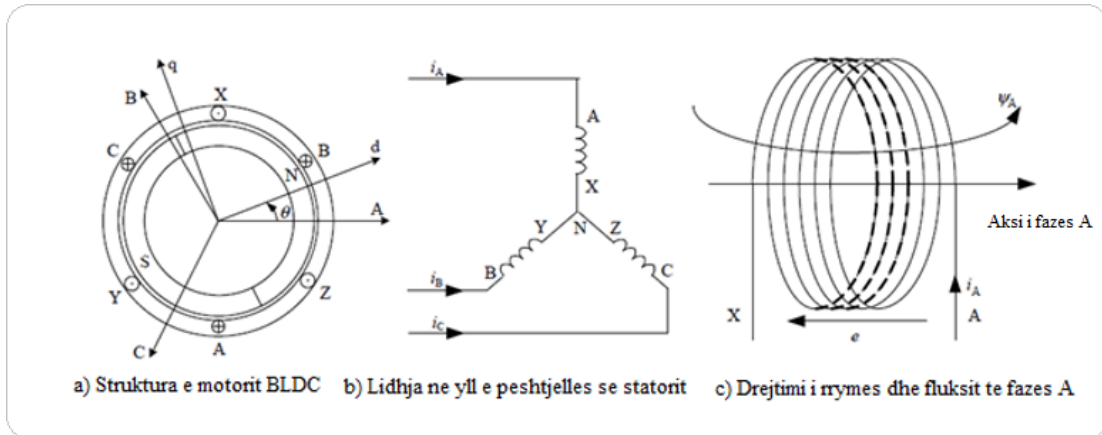


Figura 4.1 Diagrama skematike e motorit BLDC

Për pëstjtjellën e fazës A mund të shkruajmë:

$$V_x = R_x i_x + e_{\psi_x} \quad (4.1)$$

Ku:  $v_x$  – tensioni fazor, x nënkupton secilën prej fazave

$i_x$  – rryma fazore

$e_{\psi_x}$  – f.e.m. e induktuar te faza përkatëse

$R_x$  – rezistenca e fazës për pëstjtjellën 3 fazore simetrike  $R_x = R_A = R_B = R_C$

Në figurën 4.2 është dhënë topologjia e motorit BLDC me sensor dhe në figurën 4.3 qarku ekuivalent i tij.

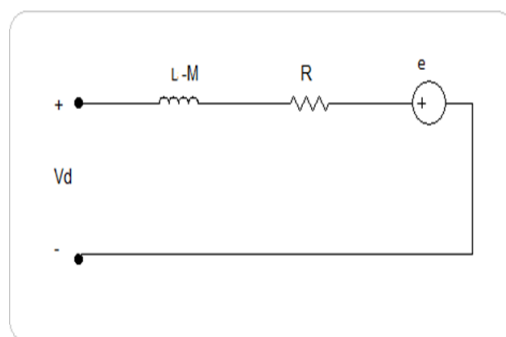
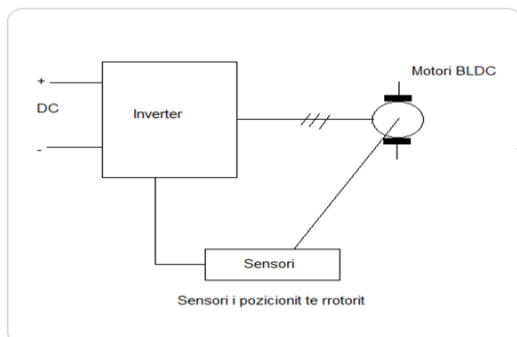


Figura 4.2 Topologjia e motorit BLDC, Figura 4.3 Qarku ekuivalent i motorit BLDC

Sikurse dihet

$$e_{\Psi x} = \frac{d\Psi x}{dt} \quad (4.2)$$

Fluksi i fazës A:

$$\Psi_a = L_A i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C + \Psi_{pm}(\theta) \quad (4.3)$$

Ku:  $\Psi_{pm}(\theta)$  – fluksi i magnetëve permanentë që përshkon fazën A

$\theta$  - këndi i pozicionit të rrotorit midis aksit d të rrotorit dhe aksit të fazës A

$L_A$  – induktanca vetiake e fazës A

$M_{AB}, M_{AC}$  – induktancat reciproke midis fazës A dhe fazave B dhe C

Madhësia, amplituda e fluksit  $\Psi_{pm}$  varet nga fusha magnetike e shpërndarjes së magnetit permanent në hapësirën ajrore. [6]. Komponentja radiale e fluksit magnetik të magnetit permanent, PM në hapësirën ajrore shpërndahet në formë trapezoidale në brendësinë e statorit si në figurën 4.4.

Në qoftë se rrotori rrotullohet në kahun antiorar, faza AX do të ketë një lëvizje relative kundrejt poleve në drejtim të kundërt me ta. Fluksi që përshkon bobinat e fazes A do të varet nga këndi i zhvendosjes së aksit të kësaj faze kundrejt aksit të poleve sikurse duket në figurën 4.4. Kur këndi i çfazimit të aksit të rrotorit dhe aksit të fazes A është  $\alpha$ , atëherë shkruajmë: [6]. [116]

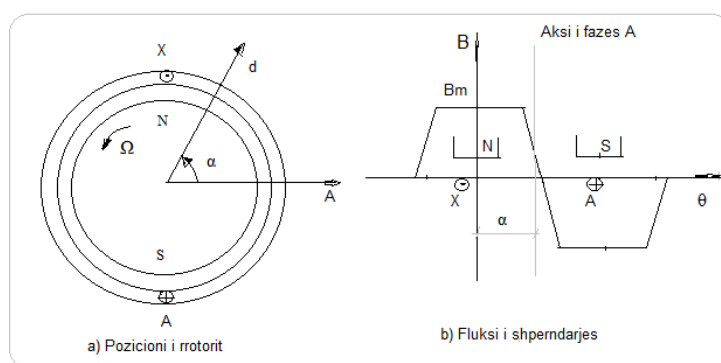


Figura 4.4 Fluksi i magnetit permanent PM për fazën A

$$\Psi_{pm}(\alpha) = N \phi_{PM}(\alpha) = NS \int_{-\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} B(\theta) d\theta \quad (4.4)$$

Ku:  $\Psi_{pm}(\alpha)$  – fluks i fazës A, kur pozicioni i rrotorit është i zhvendosur me këndin  $\alpha$

$B(\theta)$  – induksioni magnetik i fluksit radial, në hapësirën ajrore, i cili ka një

shpërndarje trapezoidale përgjatë këndit  $\theta$

$N$  – numri i spirave të pështjellës

$S$  – sipërfaqja efektive e fluksit magnetik.

Po të zëvendësojmë shprehjet e gjetura kemi:

$$V_A = R_{A1}i_A + e_{\Psi A} = R_{A1}i_A + \frac{d\Psi_A}{dt} = R_{A1}i_A + \frac{d[L_A i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C + \Psi_{pm}(\theta)]}{dt}$$

$$R_{A1}i_A + \frac{d[L_A i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C + NS \int_{-\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} B(\theta) d\theta]}{dt} =$$

$$V_A = R_{A1}i_A + \frac{d[L_A i_A + M_{AB} i_B + M_{AC} i_C]}{dt} + e_A \quad (4.5)$$

Ku:  $e_A$  – është f.k.e.m e fazës A.

Fomula përmban produktet e rrymës së fazës A dhe induktivitetin e pështjellës së fazës A dhe produktin e rrymë  $i_B$  dhe  $i_C$  dhe induktivitetin reciprok të fazave A me B dhe C. Induktivitetet vetjake dhe ato reciproke jepen me formulat e mëposhtme:

$$L_A = N^2 \lambda_A; \quad M_{AB} = N^2 \lambda_{AB} \quad (4.6)$$

Ku:  $\lambda_A$  – përshkueshmëria magnetike e fluksit në fazën A

$\lambda_{AB}$  - përshkueshmëria magnetike e fluksit midis fazen A, dhe B [6].

Përshkueshmëria magnetike e poleve të dukshme të rrotorit ndryshon në drejtim të aksit gjatësor  $d$  dhe aksit tërthor  $q$ , kështu që induktivitetet vetjake dhe reciproke ndryshojnë me ndryshimin e pozicionit të rrotullimit. Por për motorin me pole të padukshme, për shkak të madhësisë së njëjtë të hapësirës ajrore sipas drejtimit gjatësor dhe tërthor, fluksi është i njëjtë në të gjitha drejtimet, prandaj përshkueshmëria magnetike nuk ndikohet nga pozicioni i rrotorit. Si rezultat induktiviteti vetiak dhe reciprok nuk ndryshon me ndryshimin e pozicionit të rrotorit dhe kohës. Efekti i pozicionit të rrotorit në madhësinë e induktivitet jepet në figurën e mëposhtme 4.5. [6]

Në përgjithësi motorët BLDC ndërtohen me pole të montuara mbi sipërfaqen e rrotorit dhe në këto kushte induktiviteti nuk ndryshon me kohën, sepse pështjellat ndërtohen simetrike.

$$L_A = L_B = L_C; \quad M_{AB} = M_{BA} = M_{BC} = M_{CB} = M_{AC} = M_{CA}$$

Po të zëvendësojmë në ekuacion kemi:



$$V_A = Ri_A + L \frac{di_A}{dt} + M \frac{di_B}{dt} + M \frac{di_C}{dt} + e_A \quad (4.7)$$

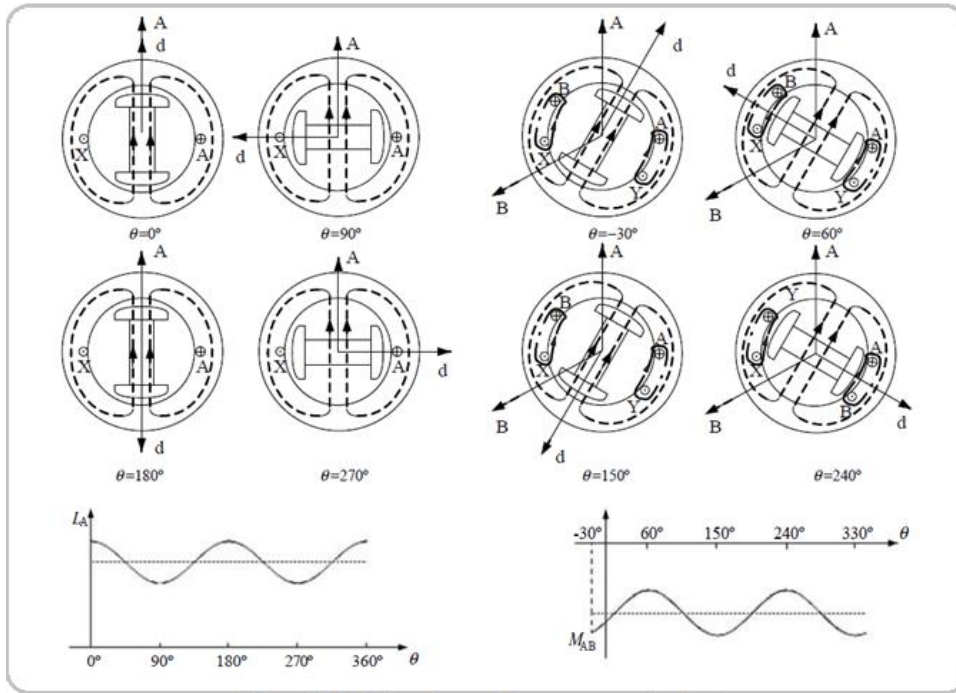


Figura 4.5 Efekti i pozicionit te rrotorit ne qarkun magnetik

ku:

$$e_A = \frac{d[NS \int_{-\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{\pi}{2} + \alpha} B(\theta) d\theta]}{dt} = NS[B(\frac{\pi}{2} + \theta) - (-\frac{\pi}{2} + \theta)] \frac{d\theta}{dt}$$

$$e_A = NS\omega[B(\frac{\pi}{2} + \theta) - B(-\frac{\pi}{2} + \theta)] \quad (4.8)$$

Ku:  $\omega$  – shpejtësia këndore e rrotorit rad/s

Në përputhje me shpërndarjen e induksionit magnetik në hapësirën ajrore  $B(\theta)$  ka një periodë  $2\pi$ , dhe  $B(\theta + \pi) = -B/\theta$

$$e_A = NS\omega[B(\frac{\pi}{2} + \theta) - B(-\frac{\pi}{2} + \theta)] = NS\omega[B(\frac{\pi}{2} + \theta) - B(\frac{\pi}{2} + \theta + \pi - 2\pi)]$$

$$e_A = 2NS\omega B(\frac{\pi}{2} + \theta) \quad (4.9)$$

Nga formula 4.9 duket që f.k.e.m e fazes A, varet nga këndi  $\theta$ , i cili është  $\frac{\pi}{2}$  përpara në fazë se induksioni magnetik në hapësirën ajrore. Prandaj formula 4.9 mund të shprehet edhe me formulën 4.10.

$$e_A = 2NS\omega B_m f_n(\theta) \quad (4.10)$$

Ku:  $B_m$  – vlera maksimale e induksionit magnetik PM në hapësirën ajrore

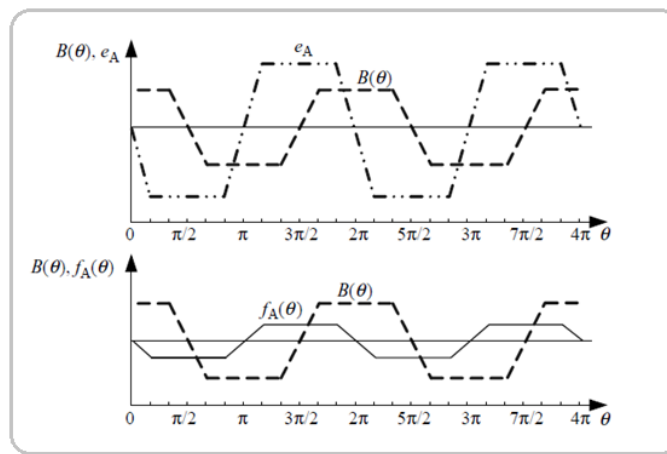
$\Psi_m$ - vlera maksimale e fluksit lidhes të PM për çdo pështjelle  $\Psi_m = 2NSB_m$

$f_A(\theta)$  – funksioni i formës së f.k.e.m. për fazën A

Pranojmë se  $f_A(\theta)$  ka formën e një shpërndarje trapezoidale në lidhje me pozicionin e rrotorit dhe vlera e saj maksimale dhe minimale është +1; -1. Të njëjtën vartësi kemi edhe për fazën B dhe C, prandaj për pështjella simetrike tre fazore ekziston relacioni:

$$f_B(\theta) = f_A(\theta - 2\frac{\pi}{3}), f_C(\theta) = f_A(\theta + 2\frac{\pi}{3}) \quad (4.11)$$

Në figurën 4.6 është paraqitur lidhja fazore që ekziston midis  $B(\theta)$ ,  $e_A$  dhe  $f_A(\theta)$ .



**Figura.4.6** Lidhja fazore që ekziston midis  $B(\theta)$ ,  $e_A$ ,  $f_A(\theta)$

Nëse rryma e çdo faze është  $i_A = i_B = i_C$ , ekuacioni mund të thjeshtohet më tej

$$V_A = Ri_A + (L-M)\frac{di_A}{dt} + e_A. \quad (4.12)$$

Atëhere matrica e tensionit fazor për motorin BLDC 3 fazor shprehet:

$$\begin{bmatrix} v_A \\ v_B \\ v_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A \\ e_B \\ e_C \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Në shumicën e aplikimeve praktike pështjellat e statorit të motorit BLDC janë të lidhura në yll, ku pika me tokën nuk nxirret dhe është shumë vështirë të përcaktohet tensioni fazor. Por është më lehtë të matet tensioni i linjës.

$$\begin{bmatrix} v_{AB} \\ v_{BC} \\ v_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R - R & 0 \\ 0 & R - R \\ -R & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - M & M - L & 0 \\ 0 & L - M & M - L \\ M - L & 0 & L - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_A - e_B \\ e_B - e_C \\ e_C - e_A \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

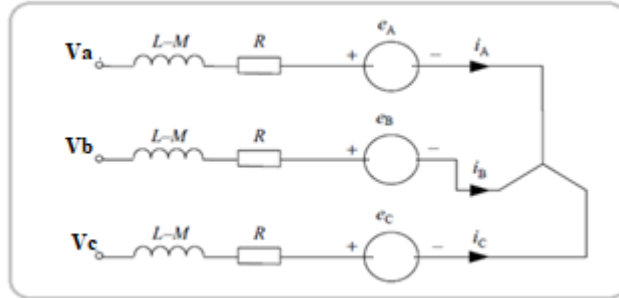


Figura 4.7 Qarku ekuivalent i motorit BLDC

Njësoj si te motori i rrymës së vazhduar me furça, analiza e fuqisë dhe momentit nxirret nga rrjedha e transformimit të energjisë. Kur motori BLDC punon në regjimin motor, merr nga rrjeti elektrik fuqinë e nevojshme, një pjesë e së cilës humbet në pështjella dhe në qarkun magnetik, si dhe në humbje mekanike, ndërsa pjesa kryesore transformohet në fuqi të dobishme për mekanizmin që vë në lëvizje. Fuqia e transformuar në rrotor, që quhet fuqi elektromagnetike është e barabartë me shumatoren e produktit të f.k.e.m. me rrymën e çdo faze. [6], [87]

$$P_e = e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C \quad (4.15)$$

Nëse nuk marrim parasysh humbjet mekanike, atëherë fuqia elektromagnetike në bosht të rrotorit kthehet e gjitha në fuqi të dobishme në mekanizëm.

$$P_e = M_e \Omega \quad (4.16)$$

Ku:  $M_e$  - momenti elektromagnetik

$\Omega$  - shpejtësia këndore e rrotullimit

Marrim:

$$M_e = \frac{e_A i_A + e_B i_B + e_C i_C}{\Omega} \quad (4.17)$$

Momentit elektromagnetik mund të shprehet dhe në një formë tjetër:

$$M_e = p[\psi_m f_A(\theta) i_A + \psi_m f_B(\theta) i_B + \psi_m f_C(\theta) i_C] \quad (4.18)$$

Ku:  $p$  - numri i çift poleve

---

Në rast se rrotori i motorit BLDC rrotullohet për  $120^\circ$ , në gjendje përcjellshmërie dhe kur nuk merret parasysh procesi kalimtar i komutimit, rryma, kalon vetëm në dy faza të pësjtjellës të lidhura në yll dhe ekuacioni i momentit shkruhet më i thjeshtuar:

$$M_e = 2p\psi_m i_A = k_T i \quad (4.19)$$

Ku:  $k_T$  - koeficienti i momentit  
 $i$  - rryma e fazës

Për të ndërtuar modelin matematik të sistemit elektromekanik, shkruhet ekuacioni i lëvizjes të transmisionit elektrik:

$$M_e - M_{st} = J \frac{d\Omega}{dt} + B_v \Omega \quad (4.20)$$

ku:  $M_{st}$  - momenti i ngarkesës  
 $J$  - momenti i inercisë së rrotorit  
 $B_v$  - koeficienti i fërkimit viskoz. [87], [126], [127], [128], [129]

## 4.2 EKUACIONET E GJENDJES

Në teorinë moderne të kontrollit automatik të sistemeve, gjithnjë e më shumë po përdoren metoda e variablave të gjendjes, kjo falë përdorimit të kompjuterave. Metodatat që bazohen në ekuacionet e gjendjes janë:

1. kontrolli optimal
2. Kalman filter
3. identifikimi dinamik i sistemit
4. filtrat vetadaptiv
5. kontrolli vetadaptiv

Variablat e gjendjes janë një tërësi variablash të sistemit, të përcaktuara nga ne, që kanë një lidhje me ekuacion diferencial të gradës së parë midis tyre dhe të cilët na ndihmojnë për të përshkruar sjelljen dinamike të sistemit. Ekuacionet e gjendjes së motorit BLDC mund të merren nga transformimi algjebrik i modelit të ekuacioneve diferenciale. [6]

Si fillim duhen zgjedhur variablat, të cilat vetëm duhet të plotësojnë kushtin që duhet të jenë të pavarura nga njëra-tjetra. Numri i variablave të gjendjes është i barabartë me numrin e ekuacioneve diferenciale.

Rryma e pështjellës dhe këndi i rrotullimit zgjidhen si variabla. Ekuacionet e gjëndjes jepen në formën:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.21)$$

Ku:  $x = |i_A \ i_B \ i_C \ \Omega|$

$u = |u_A \ u_B \ u_C \ M_L|$

$$A = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L-M} & 0 & 0 & -\frac{p\psi_m(\theta)}{L-M} \\ 0 & -\frac{R}{L-M} & 0 & -\frac{p\psi_m(\theta-2\frac{\pi}{3})}{L-M} \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L-M} & -\frac{p\psi_m(\theta-4\frac{\pi}{3})}{L-M} \\ \frac{p}{J}\psi_m(\theta) & -\frac{p}{J}\psi_m(\theta-2\frac{\pi}{3}) & \frac{p}{J}\psi_m(\theta-4\frac{\pi}{3}) & -\frac{Bv}{J} \end{pmatrix} \quad (4.22)$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{1}{L-M} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{pmatrix} \quad (4.23)$$

Në ekuacionin e gjëndjes, pozicioni i rrotorit detektohet nga sensori i pozicionit. Nëse nuk marrim parasysh reaktionin e induktit, fluksi i plotë i magnetëve permanentë PM,  $\psi_{PM}(\theta)$  është vetëm funksion i këndit  $\theta$ , që është e pavarur nga rryma dhe shpejtësia. Prandaj  $\psi_{PM}(\theta)$  mund të merret si koeficient i ekuacionit. Kur  $\theta$  ndryshon në varësi të kohës, atëhere rrotori rrotullohet dhe matrica A varet nga koha. Në këtë rast ekuacioni i gjëndjes paraqet një sistem linear të vazhduar të varur nga koha me shumë hyrje e shumë dalje, MIMO, multi input and multi output. [6]

Aftësia për të kontrolluar një sistem linear përcaktohet nga matrica M, që quhet Matrica e kontrollueshmërisë, *Controllability matrix*.

$$M = |M_0 \ M_1 \ M_2 \ M_3|$$

Ku:  $M_0 = B; \ M_i = A^i B; \ i = 1, 2, \dots$

atëhere matrica M transformohet:

$$M = \begin{pmatrix} \lambda & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \lambda & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \lambda & 0 & M1 & M2 & M3 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{J} & \dots & \dots & \dots \end{pmatrix} \text{ ku: } \lambda = \frac{1}{L-M} \quad (4.24)$$

Në qoftë se matrica M plotëson kushtin e rangut  $[M] = 4$ , atëhere sistemi i përfaqësuar nga ekuacioni (4.21) është i kontrollueshëm dhe të gjitha polet e sistemit mund të vendosen në mënyrë arbitrare nga *State feedback*. [6], [35], [127], [130], [131], [132]

### 4.3 FUNKSIONI TRANSMETUES I MOTORIT BLDC

Modelet matematikore, bazuar në funksionin transmetues, përdoren sot gjerësisht në fushën e kontrollit automatik. Funkcioni transmetues i motorit BLDC është i rëndësishëm për analizën dhe përcaktimin e kontrollit të duhur të motorit. Nëse motorin BLDC e krahasojmë me motorin e rrymës së vazhduar me furça, ku veprimin e shndërruesit elektromekanik, e realizojnë çelësat e përgjithësuar, të cilat i ushqejnë fazat e pështjellës në varësi të pozicionit të rrotorit. Duke qënë se ekuacionet e f.k.e.m dhe momentit elektromagnetik, janë të njëjtë me ato të motorit rrymës së vazhduar me furça, metodat e analizës së motorit BLDC mund të adaptohen nga ato të motorit DC. [6]

Pranojmë që motori tre fazor BLDC ushqehet nëpërmjet skemës drejtuese të plotë ku përcjellin njëkohësisht dy faza, atëhere nëse përcjellin pështjellat e fazës A dhe B kemi:

$$\begin{cases} i_A = -i_B = i \\ \frac{di_A}{dt} = -\frac{di_B}{dt} = \frac{di}{dt} \end{cases} \quad (4.25)$$

Kështu që ekuacioni i tensionit të linjës mund të rishkruhet:

$$v_{AB} = 2 R_i + 2(L-M)\frac{di}{dt} + (e_A - e_B) \quad (4.26)$$

Kur nuk marrim parasysh procesin kalimtar f.k.e.m.  $e_A$  dhe  $e_B$  janë të barabarta në amplitudë por me shenjë të kundërt, në rast se përcjellin njëkohësisht faza A dhe B. Prandaj ekuacioni 4.26 mund të shkruhet si:

$$\begin{aligned} v_{AB} = v_d &= 2R_i + 2(L-M)\frac{di}{dt} + 2e_A = \\ v_{AB} &= r_a i + L_a \frac{di}{dt} + k_c \Omega \end{aligned} \quad (4.27)$$

ku:  $v_d$  - tensioni i vazhduar në stadin e ndërmjetëm të shndërruesit statik

$r_a$  - rezistenca e linjës së pështjellës,  $r_a = 2R$

$L_a$  - induktiviteti ekuivalent i pështjellës së linjes,  $L_a = 2(L-M)$

$k_e$  - koeficienti i linjës për back-EMF,  $k_e = 2p\psi_m = 4pNSB_m$

Ky ekuacion jep ekuacionin për tensionin kur janë në punë dy faza, dhe qarku ekuivalent për këtë rast jepet në figurën 4.8.

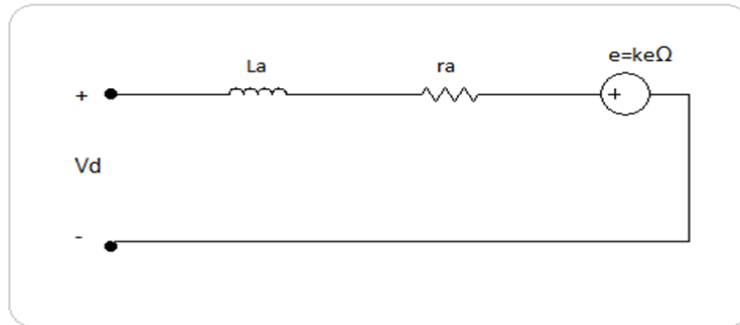


Figura 4.8 Qarku ekuivalent për dy fazat e pështjellës që punojnë njëkohësisht

Kjo skemë ekuivalente vlen edhe për skemat e drejtimit gjysmë urë për motorin BLDC trefazor, me koeficientet specifike  $k_e$  dhe  $k_T$ . Nëse shprehim rrymën në varësi të shpejtësisë këndore, përftojmë funksionin transmetues të motorit BLDC, të marrë nga relacioni midis tensionit të vazhduar dhe shpejtësisë këndore.

$$M_e - M_{st} = J \frac{d\Omega}{dt} + B_v \Omega \quad (4.28)$$

Ku:  $M_e$  - momenti elektromagnetik i motorit,  $M_{st}$  - momenti statik i mekanizmit,  $J$  - momenti i inercise së rrotorit të motorit,  $B_v$  – koeficienti i viskozitetit.

për punën pa ngarkesë kemi:

$$i = \frac{J}{k_T} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{B_v}{k_T} \Omega \quad (4.29)$$

Ku:  $k_T$  – koeficienti i momentit për fluks konstant,  $k_T = 2p\psi_m$

Duke zëvendësuar rrymën marrim:

$$v_d = r_a \left( \frac{J}{k_T} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{B_v}{k_T} \Omega \right) + L_a \frac{d \left( \frac{J}{k_T} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{B_v}{k_T} \Omega \right)}{dt} + k_e \Omega$$

$$v_d = \frac{L_a J d^2 \Omega}{k_T dt^2} + \frac{r_a J + L_a B_v}{k_T} \frac{d\Omega}{dt} + \frac{r_a B_v + k_e k_T}{k_T} \Omega \quad (4.30)$$

Duke përdorur transformimin e Laplasit kemi:

$$G_v(s) = \frac{\Omega(s)}{v_d(s)} = \frac{k_T}{L_a J s^2 + (r_a J + L_a B_v) s + (r_a B_v + k_e k_T)} \quad (4.31)$$

Ekuacioni 4.31 paraqet funksionin transmetues të motorit BLDC. Funksioni transmetues është i gradës së dytë dhe mund të shkruhet në formën:

$$G_v(s) = \frac{k_T}{r_a B_v + k_e k_T} \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.32)$$

Ku:  $\omega_n = \sqrt{\frac{r_a B_v + k_e k_T}{L_a J}}$ , është frekuenca natyrore e sistemit të rendit të dytë

$\xi = \frac{1}{2} \frac{r_a J + L_a B_v}{\sqrt{L_a J} \sqrt{r_a B_v + k_e k_T}}$ , është koeficienti i shuarjes së sistemit të rendit të dytë

Në figurën 4.9 jepet Bllokskema e motorit BLDC mbështetur në funksionin transmetues të dhënë nga ekuacioni 4.31.

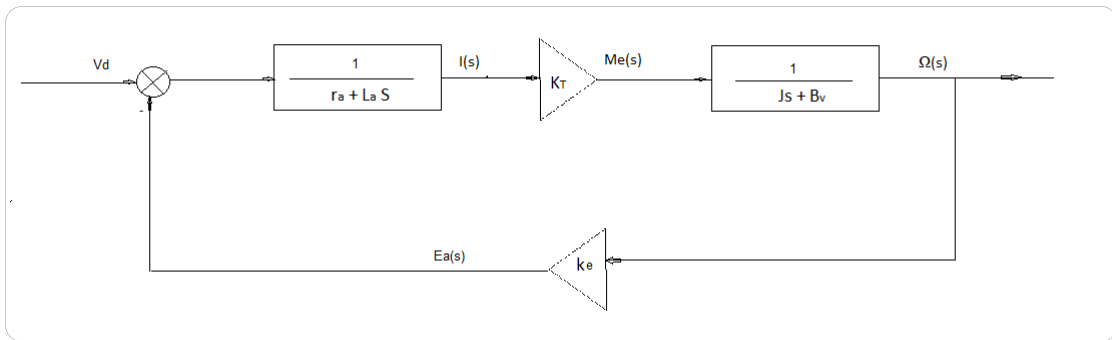


Figura 4.9 Bllokskema e motorit BLDC e funksionit transmetues gjatë punës pa ngarkesë

Nga llogaritja e ekuacionit karakteristik, rrënjët e funksionit transmetues llogariten:

$$S_{1,2} = -\xi\omega_n \pm \omega_n \sqrt{\xi^2 - 1}; S_{1,2} = f(\omega_n, \xi) \quad (4.33)$$

Për funksionin shkallë-njësi konvergjenca e grafikut të përgjigjes kalimtare varet nga  $\omega_n$ . Sa më e madhe të jetë ajo, aq më shpejt konvergon përgjigja [6].

#### 4.3.1. Përgjigja kalimtare e motorit BLDC

Po të shënojmë konstanten mekanike të kohës me:

$$t_m = \frac{r_a J + L_a B_v}{r_a B_v + k_e k_T} \quad (4.34)$$



atëhere konstantja elektromagnetike e kohës përcaktohet:

$$t_e = \frac{L_a J}{r_a J + L_a B_v} \quad (4.35)$$

Në këtë rast ekuacioni i funksioni transmetues do të shkruhet:

$$G_V(s) = \frac{k_T}{r_a B_v + k_e k_T} \frac{1}{s^2 t_m t_e + s t_m + 1} \quad (4.36)$$

Duke ditur që  $t_m \gg t_e$  ekuacioni 4.36 mund të shkruhet:

$$G_V(s) = \frac{k_T}{r_a B_v + k_e k_T} \frac{1}{(s t_m + 1)(s t_e + 1)} \quad (4.37)$$

Ekuacioni i fundit tregon se funksioni transmetues i motorit BLDC mund të shprehet nga dy elemente inerciale të lidhur në seri, dy nyje aperiodike. [6]

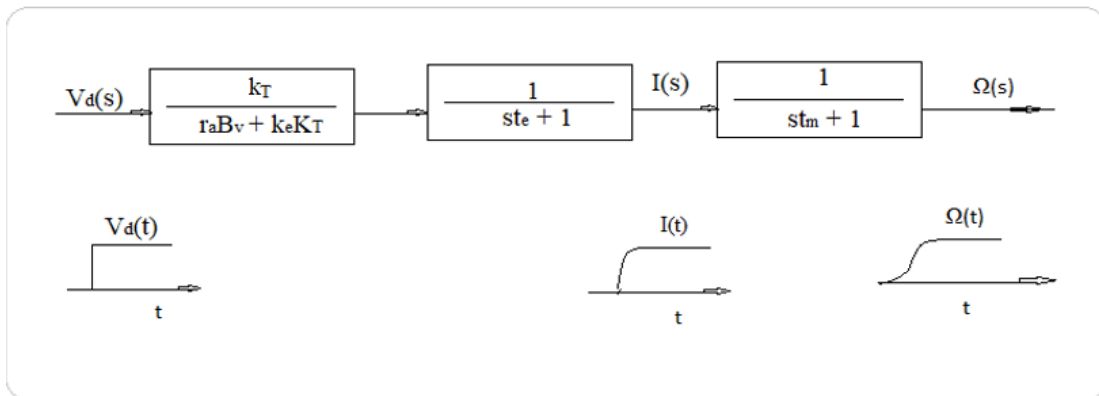


Figura 4.10 Bllokskema e funksionit transmetues të motorit BLDC

Nëse në hyrjet e motorit zbatohet tensioni shkallë njësi, atëhere rryma i përgjigjet këtyre ndryshimeve me  $\frac{1}{(s t_e + 1)}$ , e cila varet nga konstantja elektromagnetike e kohës, ndërsa shpejtësia do t'i përgjigjet ndryshimit të rrymës me  $\frac{1}{(s t_m + 1)}$ , që varet nga konstantja mekanike e kohës  $t_m$ .

Në rastin e motorit BLDC konstantja elektromagnetike e kohës është e vogël dhe mund të mos merret parasysh, pra  $L_a \approx 0$ , dhe ekuacioni i funksionit transmetues thjeshtohet më shumë dhe kthehet në një ekuacion të rendit të parë.

$$G_V(s) = \frac{k_T}{r_a B_v + k_e k_T} \frac{1}{(s t_m + 1)} \quad (4.38)$$

Në këtë rast zgjidhja kundrejt shpejtësisë është:

$$\Omega(t) = \frac{k_T U_d}{r_a B_v + k_e k_T} (1 - e^{-\frac{t}{t_m}}) \quad (4.39)$$

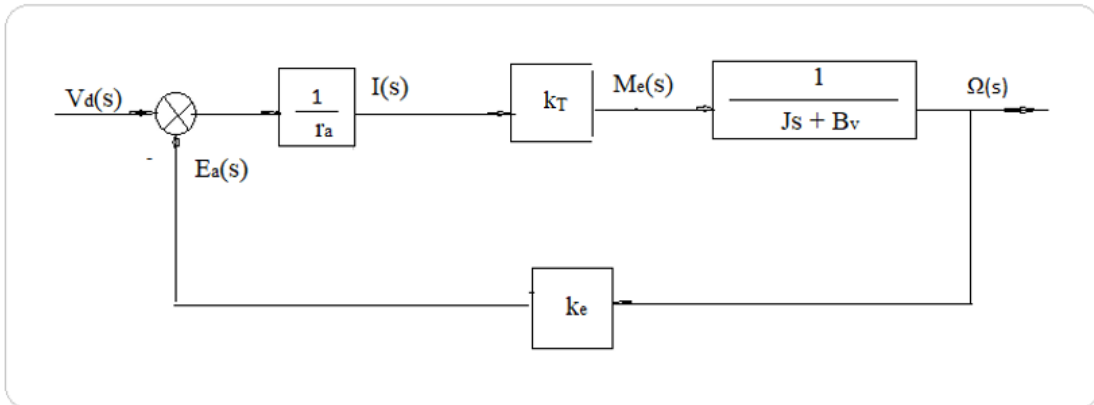
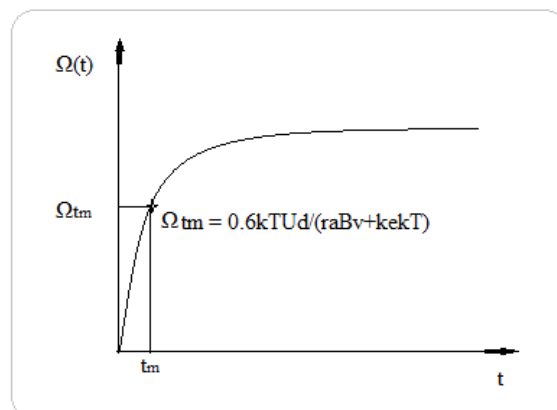


Figura 4.11 Bllokskema e funksionit transmetues pwr  $L_a \approx 0$

Sa më e vogël të jetë vlera e  $t_m$ , aq më e vogël është koha për të cilën shpejtësia arrin vlerën e vendosur,  $\Omega(t)$ . Për sistemet e kontrollit është e dëshirueshme që koha e vonesës të jetë sa më e shkurtër. Nëse konstantja mekanike ka vlerë të madhe, atëherë sistemi duhet të projektohet në mënyrë të tillë që të rrisë shpejtësinë e përgjigjes. Stabiliteti në punë dhe shpejtësia e përgjigjes merren në konsideratë së bashku, gjatë punës së një transmisioni elektrik. Kur  $t_m$  është me vlerë të madhe, rrit kohën e stabilizimit të përgjigjes kalimtare, ndërsa koeficienti i përforcimit i madh rrit oshilimet, ndikon në prishjen e stabilitetit, sjell humbje më të mëdha, dhe kështu zvogëlon rendimentin e sistemit elektromekanik. [6]

Në figurën 4.12 është paraqitur forma e përgjigjes kalimtare kur nuk është marrë parasysh konstantja elektromagnetike, pasi ajo është shumë herë më e vogël se konstantja mekanike e kohës. Për kohën  $t = t_m$ , shpejtësia në dalje ka vlerën 0.6 të vlerës së vendosur, pasi vlera e vendosur arrihet për  $(3-4)t_m$ .



**Figura 4.12 Përgjigjja kalimtare kur merret parasysh vetëm konstantja mekanike**

### 4.3.2. Funkzioni transmetues me ngarkesa në bosht

Në këtë paragraf do të shihet shpejtësinë në dalje, por tashmë jo gjatë punimit pa ngarkesë, por me ngarkesë të ndryshme nga zero në bosht. Duke pranuar sistemin linear, përdoret principi i superpozimit duke studiuar veç daljen e sistemit elektromekanik, kur si hyrje merret tensioni dhe daljen, kur si hyrje merret momenti statik. Dalja përfundimtare merret si shumë e dy daljeve të veçanta. [6]

Së pari po pranojmë tensionin e hyrjes të barabartë me zero.

$$\Omega(s) = \left[ -k_e \frac{1}{r_a + L_a s} k_T \Omega(s) - M_{st}(s) \right] \frac{1}{Js + B_v} \quad (4.40)$$

$$\Omega(s) \left[ \frac{(r_a + L_a s)(Js + B_v) + k_e k_T}{(r_a + L_a s)} \right] = -M_{st}(s) \quad (4.41)$$

atëhere funksioni transmetues sipas momentit dhe shpejtësisë është:

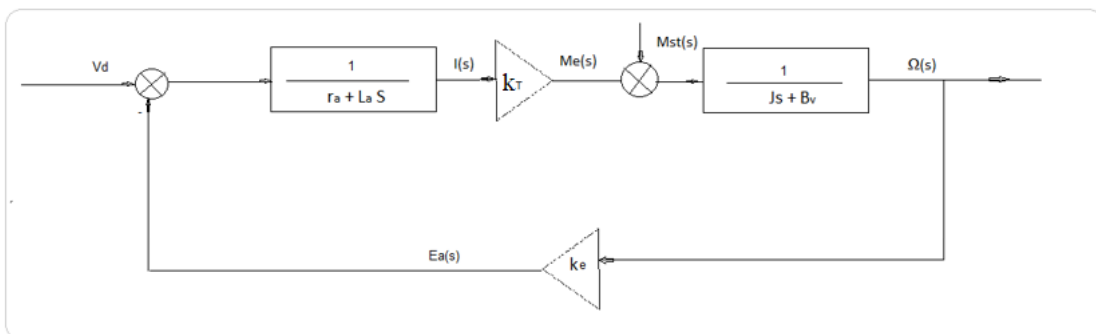
$$G_{st}(s) = \frac{\Omega(s)}{M_{st}(s)} = - \frac{(r_a + L_a s)}{L_a Js^2 + (r_a J + L_a B_v)s + (r_a B_v + k_e k_T)} \quad (4.42)$$

Funksioni transmetues i  $\Omega(s)$  kur kemi si hyrje tensionin edhe momentin kemi:

$$\Omega(s) = G_u(s)U_d(s) + G_{st}(s)M_{st}(s) \quad (4.43)$$

$$\Omega(s) = \frac{k_T U_d(s)}{L_a Js^2 + (r_a J + L_a B_v)s + (r_a B_v + k_e k_T)} - \frac{(r_a + L_a s) M_{st}(s)}{L_a Js^2 + (r_a J + L_a B_v)s + (r_a B_v + k_e k_T)} \quad (4.44)$$

Në figurën 4.13 është paraqitur bllokskema strukturore e motorit BLDC kur merret parasysh edhe momenti i ngarkesës. [6], [129], [133], [134], [135], [136]



**Figura 4.13 Bllokskema strukturore e motorit BLDC me moment ngarkese**

---

# KAPITULLI 5

## SKEMAT ELEKTRONIKE TË MOTORIT BLDC

### 5.1. SKEMAT E KOMANDIMIT

Sikurse është thënë në kapitujt e mëparshëm komponentët përbërës të transmisioneve elektrike moderne siç janë dhe ato me motor BLDC janë; burimi i ushqimit, shndërruesit statik, motori, ngarkesa dhe kontrollori. Në varësi të llojit të ngarkesës dhe fuqisë, detyrat që do të kryejë dhe kërkesat që duhet të plotësojë ky motori, në varësi të ngarkesës, zgjidhet motori elektrik. Për transmisionet me shpejtësi konstante dhe fuqi të mëdha, preferohen motorët asinkron. Për transmisionet elektrike me shpejtësi të rregullueshme, saktësi dhe dinamike të lartë dhe fuqi të vogël gjithmonë e më shumë po përdoret motori BLDC, që po zëvendëson motorët me furça.

Motori BLDC ka të njëjtën karakteristikë mekanike si motori me furça, por mungesa e shndërruesit elektromekanik, kolektorit dhe furçave e bën atë më të kërkuar për transmisionet me shpejtësi të rregullueshme, të cilat kërkojnë rregullim të shpejtësisë në diapazon të gjerë. Gjithashtu, si pjesë përbërëse e motorit BLDC, është edhe shndërruesin statik, i cili nuk përdoret vetëm në skemën e kontrollit, por zëvendëson edhe rolin e furçave dhe kolektorit, mungesa e të cilave i ka sjellë shumë përparësi motorit BLDC kundrejt motorit të rrymës së vazhduar, siç është mungesa e zhurmave, interferencave, mungesa e kontrolleve dhe mirëmbajtjes, ulja e peshës së motorit, mungesë e humbjeve

---

mekanike dhe elektrike, zvogelimi i gjatësisë së motorit, rritja e qëndrueshmërisë në punë, rritja e jetëgjatësisë etj.

Për një performancë më të lartë të motorit BLDC gjatë kontrollit të shpejtësisë apo pozicionit, përdoret dhe lidhja e kundërt për kontrollin e vlerës së rrymës dhe kufiri të saj, kufirit të lëkundjeve dhe mbirregullimit të rrymës. Kontrolli i tensionit realizohet nga frekuenca e kyçje-shkyçjeve me shpejtësi të lartë të tranzistorëve hyrës të motorit si edhe si përgjigje e komandës hyrëse dhe e sinjaleve të ndryshme të *feedback-ut* sikurse ai i rrymës, pozicionit dhe shpejtësisë. [4]

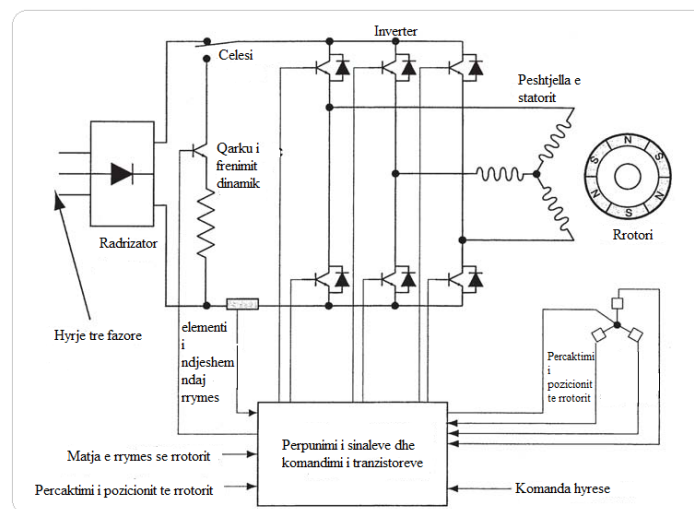
Në regjimin e frenimit dalja e drejtuesit çkyçet, rryma e gjeneruar kthehet mbrapash nëpërmjet diodave të inverterit dhe kontrollori përdor elementët elektronikë të frenimit dhe rezistencën e shuarjes së energjisë së grumbulluar. Shndërruesi statik lejon ndryshimin e kahut të rrotullimit duke ndryshuar në revers sekuencat e rrymës së aplikuar në pështjellën tre fazore të statorit. Elementët elektronikë të hyrjes drejtojnë rrymën dhe ushqejnë fazat e pështjellës në raport me pozicionin e rrotorit, për të siguruar rrotullimit me shpejtësi të njëjtë të fushës magnetike të rrotorit dhe të statorit. [4]

Ndjeshmëria e pozicionit të rrotorit merret nga skemat e bazuara në efektin e sensorit Hall, ose në skemat bazuar në ndjeshmërine elektromagnetike ose me anë të photodiodës, që dallon ndërprerjen e dritës nga një cilindër ose rrotë enkoderi ose përdoren metoda alternative pa sensorë. [4]

Në vartësi të detyrave që duhet të plotësojë transmissioni me motor BLDC, për të plotësuar të gjitha kërkesat që ka mekanizmi i cili po vihet në lëvizje, për shëmbull nevojën për rritjen ose zvogëlimin e shpejtësisë, përcaktohet edhe vlera e rrymës maksimale që duhet të kalojë në motor. Rryma që kalon në pështjellën e motorit BLDC, kufizohet nga rryma në elementët elektronikë të shndërruesit statik, nxehja termike e motorit, humbjet në pështjellë, vlera maksimale e lejuar e tensionit, rënia e tensionit, gjenerimi i f.k.e.m. Në rastin e frenimit të motorit duhet patur kujdes madhësia e rrymës që kalon në motor, i cili po punon në regjim gjeneratori. Në qoftë se mekanizmi nuk ka kërkesa të veçanta për frenimin, veçanërisht kohën, apo nuk ka shumë procese kalimtare si lëshime dhe frenime të shpeshta, atëhere ose frenohen në gjendje të lirë pasi është shkyçur nga ushqimi, ose shfrytëzohet frenimi dinamik.

Në figurën 5.1, jepet bllokskema e qarkut të komandimit për motorin BLDC.

Skemat konvertuese DC/AC, të ashtuquajtura inverter, që përdoren në motorin BLDC, janë disa lloje ku ato që përdoren më shumë në praktikë janë: *full-bridge mode*, *half-bridge mode*, *C-damp mode*, *H - bridge mode*, *four switch driving circuit*. Si çelësa elektronike, ato rregullojnë sekuencat e kyçje-shkyçjeve të fazave të pëstjellës së statorit. Këto faza nuk qëndrojnë gjatë gjithë kohës në punë, në vartësi të llojit të skemës ndryshon periudha e komutimit. Kjo sjell një rrotullim të fushës magnetike të krijuar nga pëstjella e statorit, jo në mënyrë të vazhduar, por me hap, gjatësia e të cilit varet nga skema e zgjedhur e komandimit. [4]. [78]



**Figura 5.1** Bilokskema e funksioneve të qarkut komandues [4]

### 5.1.1. SKEMA E KOMANDIMIT ME GJYSËM URË

Skema e komandimit gjysëm urë, half bridge mode, ka në përberjen e saj tre elemente elektronike si çelësa të përgjithësuar, që ushqejnë secilën nga fazat e motorit. Paralel me to lidhen diodat e rrjedhjes së lirë, për mbylljen e rrugës së rrymës gjatë procesit të komutimit. Kondesatori në hyrje të skemës ka për qëllim të minimizojë luhatjet e tensionit. Figura 5.1 tregon skemën e komandimit Half- bridge mode. [6]

Çelësat e përgjithësuar, siç jepet në figurën 5.2 lidhen në seri me secilën fazë të pëstjellës së statorit. Sensorët e pozicionit japin informacion se cili çelës do të kyçet dhe çdo fazë qëndron e kyçur për  $120^{\circ}$  elektrike, që do të thotë se fusha magnetike e saj zë po  $120^{\circ}$  elektrike në hapësirë. Në këto kushte, çdo pëstjellë qëndron e kyçur vetëm  $1/3$  e kohës. Gjatë procesit të komutimit hapi rrotullues i fushës magnetike gjenerohet për çdo fazë të pëstjellës së statorit, në hapësirën ajrore, duke krijuar tre gjendje magnetike në zonën  $360^{\circ}$  elektrike. Kjo skemë ka avantazhin se ka një numër të vogël

komponentësh, kosto më të ulët, e lehtë për t'u komanduar, por përdoret rrallë për arsye të disavantazhit të lëkundjeve të mëdha të momentit elektromagnetik dhe shfrytëzimit të vogël të pështjellës. [6], [36]

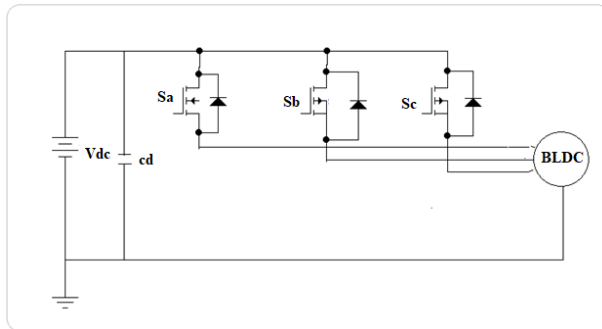


Figura 5.2 Skema Half-bridge mode [6]

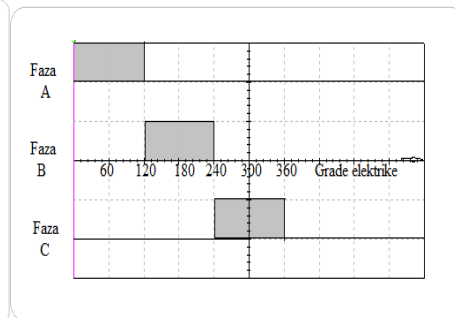


Figura 5.3 Sekuencat e kyçjes së fazave të pështjellës çdo 120° elektrike [6]

### 5.1.2. MËNYRA E KOMANDIMIT ME URË TË PLOTË

Në këtë skemë komanduese me urë të plotë, full bridge mode, përdoren gjashtë çelësa elektronike të përgjithësuar, pra çdo fazë ka dy çelësa komandues. Skema e komandimit përdoret në dy mënyra: duke ushqyer dy faza njëkohësisht, ose të trija fazat njëkohësisht. Kur ushqehen dy faza njëkohësisht, faza e tretë është e shkyçur përkohësisht. Rregulli se si do të ushqehen bobinat përcaktohet nga drejtimi i rrotullimit, ndërsa koha, kur duhet të ushqehet secila bobinë e fazës varet nga informacioni që jep sensori i pozicionit. Fusha magnetike e rrotorit rrotullohet e mënyrë të vijueshme ndërsa fusha magnetike e statorit rrotullohet me hap. Çdo 60° elektrike statusi i fushës magnetike ndryshon. Gjithsej kemi gjashtë gjendje të ndryshme të fushës magnetike dhe në çdo gjendje kemi dy faza të pështjellës në punë. Rryma në çdo fazë gjithashtu është e shfazuar për 120° elektrike. [6], [36].[88]

Në një gjendje njëri nga çelësat e pjesës së sipërme të urës lejon kalimin e rrymës në një fazë duke krijuar momentin rrotullues, dhe në të njëjtën kohë një çelës në pjesën e poshtme të urës që ushqen fazën tjetër krijon momentin rrotullues nga rryma në drejtim të kundërt. Kombinimi i fazave, të cilat marrin pjesë në krijimin e momentit rrotullues, ndryshojnë çdo 60° elektrike, ndërsa secila fazë ndryshon për 120° elektrike. Çdo 60° ndryshon vetëm njëra nga fazat, prandaj lëkundjet e momentit janë më të vogla krahasuar me skemën half-bridge mode. [6], [36].[88], [115], [125]

Skema Full-bridge mode me tre faza njëkohësisht është e ngjashme me skemën e mëparshme, vetëm se ushqehen në të njëjtën kohë të tre fazat e pështjellës së statorit.

Figura 5.4. Secila nga fazat qëndron e lidhur për  $360^{\circ}$  elektrike, vetëm se i ndryshon polariteti i rrymës çdo  $120^{\circ}$ . Gjithsej kemi tri gjendje të ndryshme të fushës magnetike, lëkundja e momentit zvogëlohet shumë, dhe pështjella shfytëzohet shumë më mirë, gati 100%. [6], [36].[88], [125]

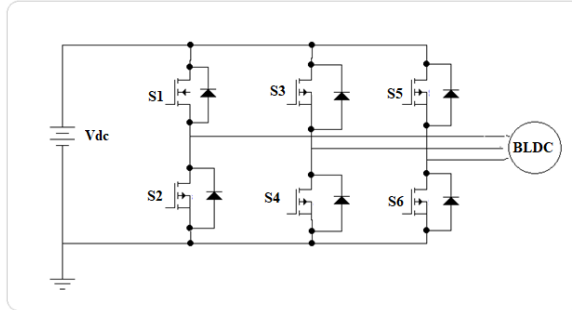


Figura 5.4 Skema Full-bridge mode [6]

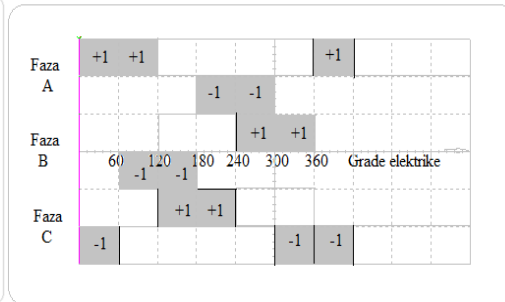


Figura 5.5 Sekuencat e kyçjes së fazave të pështjellës çdo  $60^{\circ}$  elektrike [6]

Por kjo skemë nuk përdoret sepse nuk është shumë e sigurt në punë. Mund të ndodhë që për vonesa të kyçje-shkyçjeve, të kemi njëkohësisht në punë të dy çelësat e një krahu të urës, e cila shkakton lidhje të shkurtër.

### 5.1.3 C- DAMP MODE

Mënyra e komandimit C-Damp mode është skemë me katër çelësa elektronikë të përgjithësuar, e cila është një skemë midis Half-bridge mode dhe Full-bridge mode. Kjo skemë ka performancë të mirë të kontrollit të shpejtësisë dhe pozicionit, por kosto të ulët, përmasa më të vogla dhe humbje të energjisë më të vogla. [6], [36] Skema e komandimit C-Damp mode është dhënë në figurën 5.6.

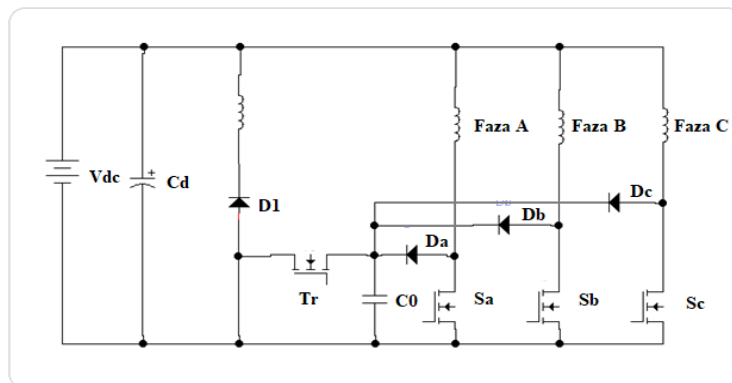


Figura 5.6 C-damp driving circuit [6]

Lëkundjet e momentit për këtë metodë janë më të mëdha se sa te skema *Full-bridge mode* dhe më të vogla se skema *Half-bridge mode*. [6], [36]



#### 5.1.4 SKEMA E KOMANDIMIT URË ME KATËR ÇELËSA PËR FAZË

Kjo mënyrë komandimi e motorit BLDC ka katër çelësa elektronike të përgjithësuar të lidhur në formë H për çdo fazë dhe krijon mundësinë e punës në të katër kuadrantet të transmisionit elektrik me BLDC. Kjo mënyrë komandimi është e shtrenjtë dhe më komplekse se mënyrat e tjera të komandimit dhe zakonisht përdoret për transmisionet elektrike me motor BLDC një dhe dy fazore, të cilët punojnë në të katër kuadrantet. [6], [36]. [88] Skema e komandimit urë-H për motorin BLDC është dhënë në figurën 5.7.

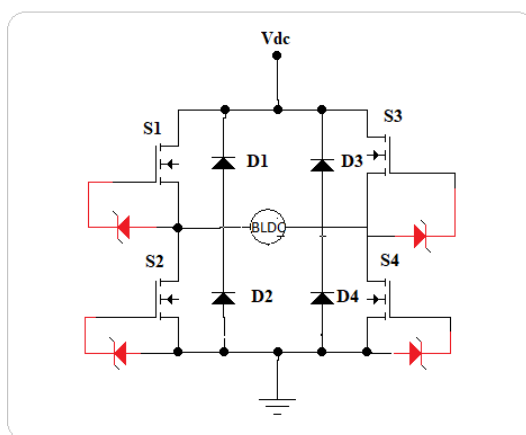


Figura 5.7 Skema H-bridge mode [6]

Në këtë skemë komandimi duhet patur parasysh që nevojitet patjetër një kohë vonese për të shmangur mbylljen e njëkohëshme të dy çelësve të përgjithësuar të një krahu të urës, lart e poshtë. Pra çelësi i një ane duhet të përcjellë për aq kohë sa çelësi i anës tjetër të jetë i shkyçur me siguri. Koha e vdekur të jetë më e madhe se koha e shkyçjes së çelësit komandues. [6], [36]. [58], [88]

#### 5.1.5 QARKU I KYÇJES ME KATËR ÇELËSA

Në skemën e komandimit me katër çelësa të përgjithësuar, *four-switch driving circuit*, të motorit BLDC janë zëvendësuar dy çelësa elektronike të përgjithësuar me dy kondensatorë. Në këtë mënyrë ka kursim të elementëve të skemës së komandimit dhe ul koston e komandimit dhe transmisionit elektrik në tërësi.

Skema e komandimit me katër çelësa të përgjithësuar jepet në skemën e figurës 5.8. [6], [36], [80], [86], [125], [157]

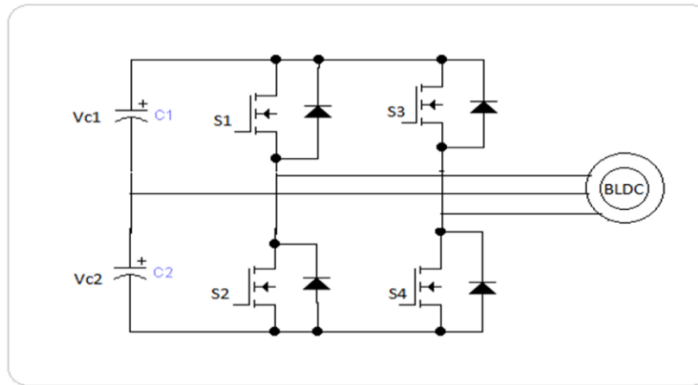


Figura 5.8 Skema e komandimit me katër çelësa, *four-bridge driving circuit* [6]

Funksionimi i skemës është i njëjtë si skema urë me gjashtë çelësa.

## 5.2 PROCESI KALIMTAR GJATË KOMUTIMIT TË MOTORIT BLDC

Një nga problematikat kryesore të motorit BLDC, i rëndësishëm sidomos kur vihen në lëvizje mekanizma, të cilët kërkojnë performancë të lartë, në proceset të cilat kërkojnë saktësi të lartë, është lëkundja e momentit elektromagnetik. Kjo lëkundje shkaktohet si rezultat i ndërprerjes së rrymës në fazat e pëstjellës gjatë procesit kalimtar të komutimi [6]. Gjatë këtij procesi ndryshon edhe rryma edhe f.k.e.m. Në rastin e një motori BLDC tre fazor me pëstjellë simetrike të lidhur në yll, me skemë *ushqimi full-bridge driving* ekuacioni diferencial i tensioneve shkruhet:

$$V_x = Ri_x + (L - \mathcal{M}) \frac{di_x}{dt} + e_x \quad (5.1)$$

ku:  $x$  = paraqet fazat A, B, C.

$V_x$  – tensioni fazor

$i_x$  – rryma e fazës

$e_x$  – f.k.e.m. e fazës

$R$  – rezistenca aktive e fazës

$L$  – induktiviteti vetiak i pëstjellës fazore

$\mathcal{M}$  – induktiviteti reciprok midis fazave të pëstjellës

Ndërsa ekuacioni elektromagnetik

$$M_e = (e_{A1}i_A + e_{B1}i_B + e_{C1}i_C) / \Omega \quad (5.2)$$

ku:  $\Omega$  – shpejtësia këndore mekanike e motorit

$M_e$  - momenti elektromagnetik

Në mënyrë që momenti elektromagnetik të mbetet konstant për  $\Omega$  konstante, duhet që  $e_{A1}i_A + e_{B1}i_B + e_{C1}i_C$  të jetë konstante. [6]. Duke pranuar që fusha magnetike në hapësirën

ajrore është plotësisht trapezoidale, me të njëjtën formë si të f.k.e.m, atëhere edhe rryma  $i_x$  do të jetë me valë katërkëndore dhe në fazë me f.k.e.m  $e_x$ . Në këtë rast momenti elektromagnetik mund të mbahet konstant.

Për rastin e motorit BLDC me pështjellë trefazore simetrike, të lidhur në yll, pështjella e të cilit ushqehet me skemën e komandimit urë e plotë, vetëm dy faza përcjellin njëkohësisht, ndërsa tjetra nuk ka rrymë. Supozojmë se përcjellin fazat A dhe C, dhe atëhere do të kemi:

$$i_C = -i_A, i_B = 0, e_C = -e_A$$

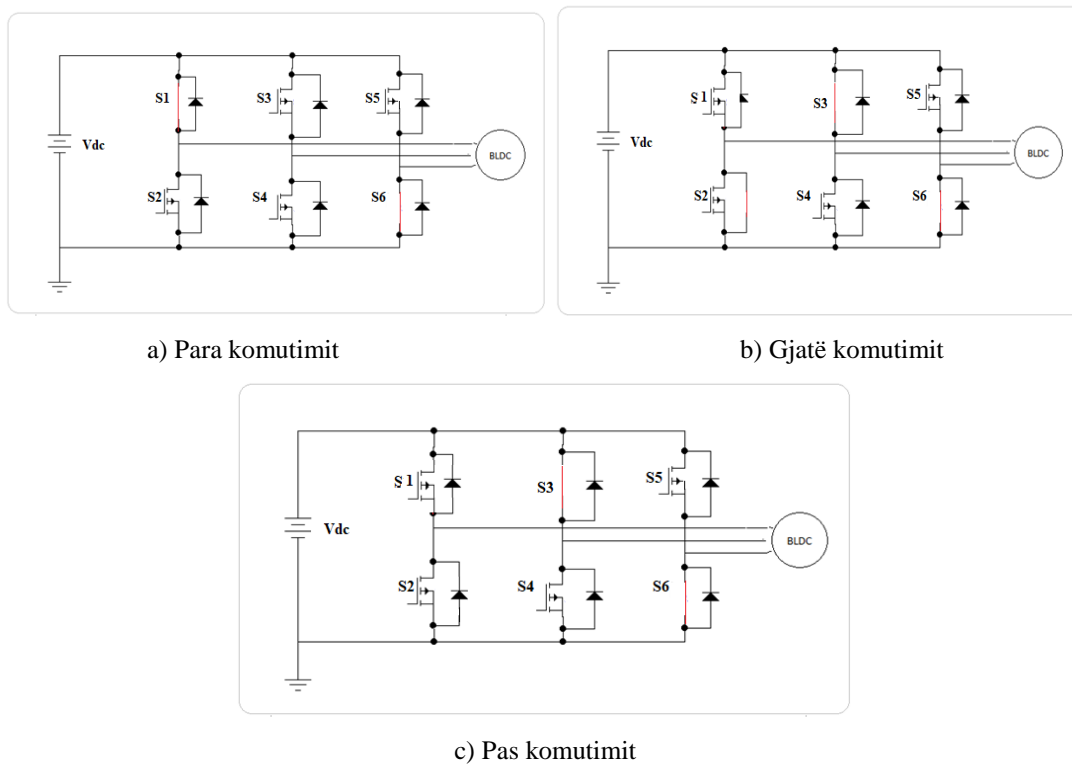
$$M_e = [(-1) e_C (-1) i_C + 0 + e_C i_C] / \Omega = 2e_C i_C / \Omega \quad (5.3)$$

Duke pranuar që:  $i_C = -I$ ,  $e_C = -E$ , atëhere shprehja e momentit elektromagnetik shkruhet:

$$M_e = 2EI / \Omega \quad (5.4)$$

Formula 5.4 tregon vlerën mesatare të momentit elektromagnetik.

Procesi i komutimit në rastin e ushqimit me skemën e komandimit urë e plotë jepet në figurën 5.9. Para komutimit, faza A dhe faza C janë në punë, më tej gjatë procesit të komutimit shkyçet faza A dhe do të kyçet faza B. Pra, mbasi kontrollori çon sinjal, çelësi  $S_1$  shkyçet dhe  $S_3$  kyçet, figura 5.9 b).



**Figura 5.9 Full – bridge driving mode a) para, b) gjatë dhe c) pas komutimit**

Duke patur parasysh se kemi qarqe me induktivitet, kemi inerci elektromagnetike, prandaj rryma në fazën A nuk bëhet menjëherë zero. Për këtë arsye kur çelësi  $S_1$  është i

shkyçur, rryma e mbyll qarkun nëpërmjet diodës së rrjedhjes së lirë. Në qoftë se nuk marrim parasysh rezistencën active të fazës dhe f.k.e.m. pranohet të ketë formë trapezoidale ideale, atëhere ndryshimi i rrymës së fazës shprehet: [6]

$$\begin{cases} \frac{di_A}{dt} = -\frac{Vd+2E}{3(L-\mathcal{M})} \\ \frac{di_B}{dt} = +\frac{2(Vd-E)}{3(L-\mathcal{M})} \\ \frac{di_C}{dt} = -\frac{Vd-4E}{3(L-\mathcal{M})} \end{cases} \quad (5.5)$$

Pranohet që në procesin e komutimit  $e_A = E$ , meqë koha e komutimit është shumë e shkurtër. Ligji i ndryshimit të rrymës së fazës në funksion të kohës gjatë komutimit nxirret nga ekuacioni 5.5.

$$\begin{cases} i_A = I - \frac{Vd+2E}{3(L-\mathcal{M})} t \\ i_B = \frac{2(Vd-E)}{3(L-\mathcal{M})} t \\ i_C = -I - \frac{Vd-4E}{3(L-\mathcal{M})} t \end{cases} \quad (5.6)$$

Gjatë procesit të komutimit është i vërtetë barazimi i mëposhtëm [6]:

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (5.7)$$

Pas komutimit kemi  $i_A = 0$   $i_C = -i_B$ .

Shënojmë  $t_1$  kohën që i duhet  $i_A$  të shkojë nga vlera  $I$  deri në vlerën  $0$  dhe  $t_2$  kohën që i duhet  $i_B$  të shkojë nga vlera  $0$  në  $I$ . Në figurën 5.10 është treguar ndryshimi i rrymës në çdo faze në funksion të kohës. [6] Gjatë procesit të komutimit, amplituda e  $i_C$  është më e madhe se  $I$  kur  $t_1 > t_2$ . Kur  $t_1 = t_2$  amplituda e  $i_C$  mbetet konstant, e barabarte me  $I$ , ndërsa kur  $t_1 < t_2$  amplituda e  $i_C < I$ . Atëhere nga ekuacioni, gjendet koha që i duhet  $i_A$ -së të zvogëlohet nga  $I$  në zero si:

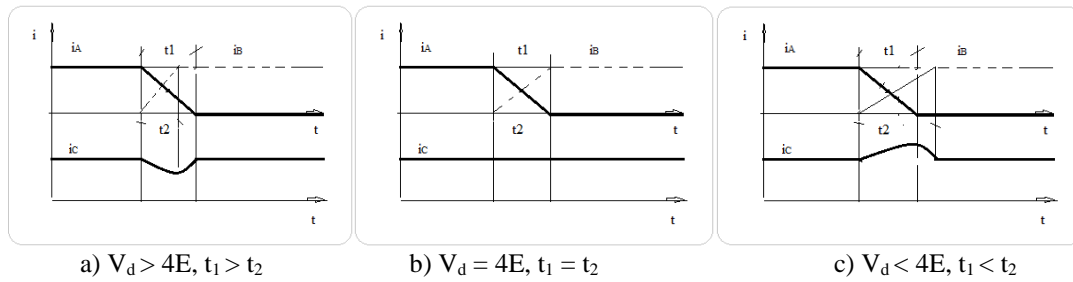
$$t_{fA} = \frac{3(L-\mathcal{M})I}{Vd+2E} \quad (5.8)$$

pasi  $t_{fA}$  kalon, llogarisim  $i_B$  si:

$$i_B(t_{fA}) = \frac{2(Vd-E)}{Vd+2E} I \quad (5.9)$$

Nga ekuacioni i fundit nxirren këto konkluzione:

1. Kur  $V_d > 4E$ ,  $t_1 > t_2$  momenti rritet
2. Kur  $V_d = 4E$ ,  $t_1 = t_2$  momenti konstant
3. Kur  $V_d < 4E$ ,  $t_1 < t_2$  momenti zvogëlohet



**Figura 5.10** Ndryshimi i rrymës në funksion të kohës gjatë procesit të komutimit [6]

Siç shihet nga ekuacionet e mësipërme edhe në regjim pune të qëndrueshëm, gjatë procesit të komutimit, lëkundjet e momentit elektromagnetik akoma ekzistojnë në motorin BLDC, të cilat kanë lidhje me shpejtësinë. [10]. Prandaj duhet zgjedhur një strategji kontrolli e përshtatshme, siç është metoda e kontrollit PWM, për të eliminuar lëkundjet e momentit gjatë komutimit. [6]

### 5.3 METODAT E DETEKTIMIT TË POZICIONIT TË RROTORIT

Motori BLDC ndryshe nga motorët e tjerë nuk i ushqen fazat e pësjtjellës në mënyrë të vazhdueshme, por i ushqen ato në mënyrë sekuenciale në përputhje me pozicionin e rrotorit. Për këtë duhet të përcaktohet pozicioni i poleve të rrotorit, që të përcaktohet se cila fazë e pësjtjellës duhet të ushqehet dhe për sa kohë. Janë përpunuar metoda të ndryshme për përcaktimin e pozicionit të rrotorit. Dy më kryesoret janë:

1. Metoda e detektimit **direkt** të pozicionit të rrotorit, e cila realizohet me sensorë dhe quhet metodë tradicionale. Sensorët mund të jenë Hall effect sensor, optic encoder, resolver etj.
2. Metodatat e detektimit **indirekt** të pozicionit të rrotorit, e cila realizohet me anë të metodave pa sensorë. Kjo bazohet në një algoritëm, i cili mat vlerën e tensionit ose rrymës në rrotor.

Metodat indirekte përfshijnë: [6], [20]

1. Metoda e mbështetur në f.k.e.m., *Back EMF- based method*
2. Metoda e mbështetur në induktivitetin, *Inductance- based method*
3. Metoda e mbështetur tek fluksi, *Flux linkage- based method*
4. Metoda e diodës së lidhjes së kundërt, *Freewheeling diode- based method*,

- 
5. Metoda e mbështetur në strukturën e ndryshueshme, *Variable structure-based method*
  6. Metoda e vlerësimit me observer, *Observer estimation - method*
  7. Metoda e vlerësimit inteligjent, *Intelligent estimation- method*

Në metodat direkt sensorët që përdoren për detektimin e pozicionit të rrotorit janë më së shumti të tipit elektromagnetik, photoelektrik, ose me ndjeshmëri magnetike. Ekzistenca e një sensori në motor e kufizon në disa raste përdorimin e motorit BLDC në transmisionet me shpejtësi të rregullueshme për shkak se:

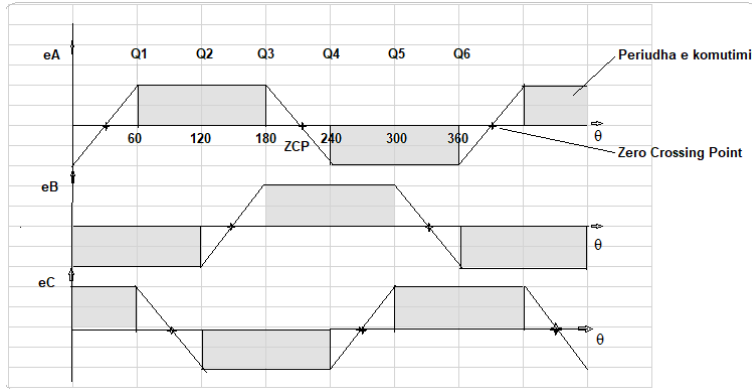
1. rrisin volumin
2. kërkojnë një pështjellë shtesë midis motorit dhe CU, që mund të shkaktojë shumë thjesht interferenca
3. Në kushte të temperaturave të larta, presioni ose lageshtie ndjeshmëria e sensorëve zvogëlohet dhe sistemi nuk punon shumë i sigurt.
4. Sensorët e pozicionit kanë kërkesë kryesore instalimin me saktësi të lartë, sepse çdo devijim do të sillte efekt në performancën e punës së motorit.

Këto janë arsyt pse metodat indirekte, teknologjia e kontrollit pa sensor ose sensorless, ka marrë sot një vëmendje shumë të madhe, sidomos me përmirësimet e mikrokontrollerit, të mënyrave të detektimit, teknologjive të kontrollit, të cilat janë zhvilluar në mënyrë shumë të shpejtë. [6], [51]

### **5.3.1 METODA QE BAZOHET TEK F.K.E.M**

Nga të gjitha metodat e detektimit të pozicionit të rrotorit, metoda që bazohet në f.k.e.m. të motorit, është metoda më e përpunuar, e cila është përdorur që nga fillimi i përdorimit të metodës sensorless e vazhdon të përdoret edhe sot me sukses. [6], [92] Në figurën 5.11 janë treguar f.k.e.m. të çdo faze, të shfazuara nga njëra tjetra me  $120^0$  si edhe është treguar sa kohë qëndron e kyçur secila fazë. Siç duket qartë nga figura 5.11, fazat kyçet  $30^0$  pasi f.k.e.m. ka kaluar vlerën zero. Sipas kësaj metode kërkohet të përcaktohet me saktësi çasti kur f.k.e.m. kalon nëpër vlerën zero, *zero crossing poin*. F.k.e.m. e çdo faze e pret boshtin dy herë në një periudë. Komutimi kryhet  $30^0$  më vonë se koha e pikëprerjes së boshtit. Gjithsej për të tre fazat do të marrim 6 sinjale diskrete të pozicionit të rrotorit. Ky informacion kalon në qarkun logjik, përpunohet dhe jepet komanda për kyçjen e fazës

koresponduese. Kur kalon një pikë e *zero-crossing*,  $30^\circ$  më vonë shkyçet ushqimi tek faza që ishte në punë dhe kyçet te faza pasardhëse, e kështu me radhë.



**Figura 5.11 F.k.e.m. e të tre fazave të motorit, periudha kur qëndron kyçur dhe pikëprerjet me boshnin të secilës fazë**

E rëndësishme është edhe se si kalon f.k.e.m. nëpër pikën zero, nga vlera negative drejt asaj pozitive, apo nga vlera pozitive drejt negatives. Nga kjo vendoset drejtimi i rrymës në fazën e përshtjellës së motorit. Bazuar te përcaktimi i f.k.e.m. janë përpunuar disa metoda të ndryshme si mëposhtë. [6], [36], [92], [143], [150]

1. Metoda e ndjeshmërisë së tensionit në dalje, *Terminal voltage sensing method*
2. Metoda e integritit të f.k.em., *back -EMF integration method*
3. Metoda e harmonikës së tretë të f.k.e.m., *third-harmonic back-EMF method*
4. Metoda e diodës së lidhjes së kundërt, *freewheeling diode method*
5. Metoda e linjës së f.k.e.m., *line back -EMF method*

### 1. Metoda e ndjeshmërisë së tensionit në dalje

Modeli matematik i motorit BLDC shkruhet me anë të ekuacioneve diferenciale si më poshtë:

$$\begin{cases} v_{AG} = Ri_A + (L - \mathcal{M}) \frac{di_A}{dt} + e_A + v_N \\ v_{BG} = Ri_B + (L - \mathcal{M}) \frac{di_B}{dt} + e_B + v_N \\ v_{CG} = Ri_C + (L - \mathcal{M}) \frac{di_C}{dt} + e_C + v_N \end{cases} \quad (5.10)$$

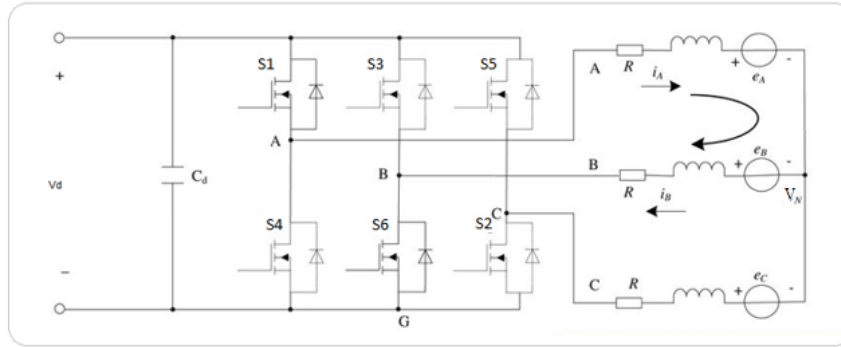
Ku:  $v_{AG}$ ,  $v_{BG}$ ,  $v_{CG}$  - tensionet e fazës,

$v_N$  - tensioni i pikës neutrale,

$L$ -  $\mathcal{M}$  - induktiviteti ekuivalent i secilës fazë të pësjtjellës që merr parasysht

induktivitetin vetiak dhe atë reciprok

Në figurën 5.12 jepet qarku ekuivalent i motori BLDC kur përcjellin fazat A dhe B të pësjtjellës së statorit.



**Figura 5.12** Qarku ekuivalent i motorit BLDC kur përcjellin fazat A dhe B

Supozojmë se fazat A dhe B janë të ushqyera me tension, ndërsa faza C nuk është e aktivizuar,  $i_C = 0$ . Nga figura 5.12 shohim se  $e_A + e_B = 0$ ; dhe  $i_A + i_B = 0$

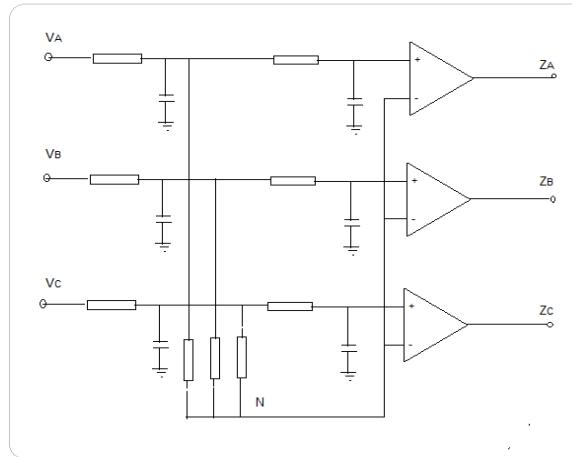
Duke mbledhur tensionet fazore të fazës A dhe fazës B kemi  $v_{AG} + v_{BG} = 2v_N$  rrjedhimisht  $v_N = (v_{AG} + v_{BG})/2$ . Që këtë e zëvendësojmë tek ekuacioni i tretë i modelit matematik, ekuacioni 5.10 dhe nxjerrim vlerën e *f.k.e.m.*:

$$\begin{aligned} e_C &= v_{CG} - (v_{AG} + v_{BG})/2, \text{ kur faza C është e inaktivizuar} \\ e_B &= v_{BG} - (v_{AG} + v_{CG})/2, \text{ kur faza B është e inaktivizuar} \\ e_A &= v_{AG} - (v_{BG} + v_{CG})/2, \text{ kur faza A është e inaktivizuar} \end{aligned} \quad (5.11)$$

F.k.e.m. që merret nga formulat e mësipërme kalon dy herë në një cikël nëpër pikën *zero-crossing-point*. Pra në cikël kemi gjithsej 6 *zero crossing-points*. Ato dallohen se në fazën jo aktive f.k.e.m. ndryshon shenjë. Sfazimi prej  $30^\circ$  përpara se të ushqehet kjo faze, realizohet nëpërmjet një kondensatori të vendosur në hyrje të skemës, i cili kryen gjithashtu edhe rregullimin e tensionit dhe filtrimin. [6] Tre filtra të frekuencave të ulëta janë shfrytëzuar për të eliminuar harmonikat e larta të tensionin fazor të shkaktuar nga komutimi i inverterit. Në këtë metodë kontrolli koha e vonësës së filtrit kufizon përdorimin e metodës në shpejtësitë e larta. [36] Të dhënat pastaj kalojnë nëpërmjet një algoritmi në qarkun hardware.

Në figurën 5.13 jepet ndërtimi i detektorit për përcaktimin e pikës zero të f.k.e.m.





**Figura 5,13 Dedektor për përcaktimin e pikës zero të f.k.e.m. [6]**

Supozojmë se faza c e motorit BLDC nuk ushqehet nga shndërruesi statik. Gjatë gjithë kohës kur faza C është e shkyçur kemi:

$$e_C = v_{CG} - (v_{AG} + v_{BG})/2 \quad (5.12)$$

ku:  $v_N = (v_{AG} + v_{BG})/2$ .

Skema është një krahasues dhe kur  $e_C = 0$  kemi:

$$v_{CG} = (v_{AG} + v_{BG})/2 = v_N \quad (5.13)$$

Pra kur tensioni i fazës C barazohet me gjysmën e shumës së dy tensioneve të fazave të tjera, ose barazohet me tensionin e neutrit  $v_N$ , kemi zero crossing point. [6], [36], [92]. [93], [150]

Vlera e *zero crossing point* merret pasi kanë përfunduar sinjalet e PWM, për të eliminuar ndikimin e zhurmave që shkaktohen nga kyçja dhe shkyçja e çelësave gjatë kohës që zgjidhet kampioni i sinjalit të f.k.e.m, i cili merret nga tensioni fazor. Kjo do të na sillte avantazhin e mos pasjes nevojë për filtrim dhe do të influenconte në rritjen e performancës së motorit në një diapason të gjerë të rregullimit të shpejtësisë. [36]. Zgjerimi më tej i diapazonit të rregullimit të shpejtësisë sjell ndjeshmëri nga zhurmat, gjë e cila ndikon në zvogëlimin e performancës së motorit, sidomos në shpejtësi të vogla. Gjithashtu gabime në kohën e kyçje dhe shkyçjeve të çelësave ka edhe në momentet e ndryshimit të shpejtësisë, të rritjes apo të zvogëlimit të tyre. Zona ku kjo metodë funksionon mirë është duke filluar nga 20% e shpejtësisë nominale të motorit e lart. [36]

Kjo metodë përdoret për aplikimet industriale me kosto të ulët sikurse ventilatorët, pompat, kompresorët, që nuk kërkojnë ndryshime të shpeshta të shpejtësisë. Gjithashtu

përdoren edhe në mekanizmat me shpejtësi të lartë, për arsye të peshës së lehtë dhe përmasave të vogla për të njëjtën fuqi. [36], [150]

### 5.3.3 Metoda e integrimit të f.k.e.m.

Kjo metodë kontrolli bazohet në llogaritjen e integralit të f.k.e.m. të induktuar. Karakteristika kryesore e saj është që sipërfaqja e integrimit të f.k.e.m., është afërsisht e njëjtë për të gjitha llojet e shpejtësive. Integrimi fillon atëhere kur f.k.e.m. e fazës së pa aktivizuar kalon në zero dhe kur vlera e integrimit arrin vlerën e tensionit kufi të elementit elektronik, e cila korespondon me pikën e komutimit. Atëhere elementi elektronik kyçet dhe rryma ushqen fazën e pësjtjellës së motorit. Përafrimi integral është më pak i ndjeshëm nga zhurmat e komutimit dhe rregullohet automatikisht për çdo ndryshim shpejtësie. Por në shpejtësitë e vogla është problem akumulimi i gabimit të integrimit, dhe tensionit offset. Duke supozuar që f.k.e.m. ndryshon në mënyrë lineare kur kalon nga vlera pozitive në atë negative dhe duke pranuar më tej, që pjerësia nuk ndryshon me shpejtësinë, atëhere tensioni  $V_{th}$  mbahet konstant për një diapazon të caktuar të ndryshimit të shpejtësisë. [36]. [93]

Kur kalohet në *zero-crossing -point*, f.k.e.m. është lineare dhe shprehet nëpërmjet ekuacionit 5.14.

$$e(t) = \pm E_0 t \quad (5.14)$$

dhe sapo kalon çasti *zero crossing* integratori fillon të punojë dhe të llogarisë vlerën e integralit të f.k.e.m.

$$V_{out} = \left| \int_0^t \frac{e(t)}{k} dt \right| = \left| \frac{E_0 t^2}{2k} \right| \quad (5.15)$$

Ku:  $E_0$  - gradienti i pjerësisë për f.k.e.m.

$V_{out}$  - tensioni i daljes pas integratorit

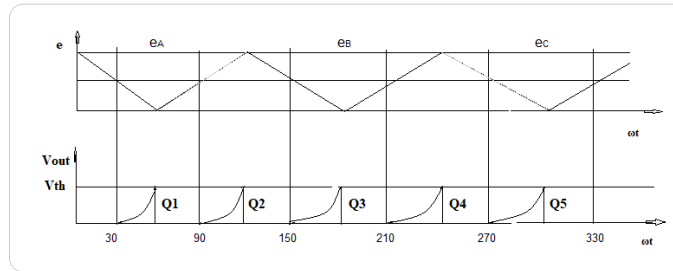
$k$  - konstantja e përforcimit të integratorit.

$$V_{out} = \left| \frac{1}{2k} \frac{K_e \omega}{t} t^2 \right| = \left| \frac{1}{2k} K_e \omega t \right| = \left| \frac{1}{2k} K_e \frac{\pi}{6} \right| = V_{TH} \quad (5.16)$$

Ku:  $V_{th}$  - tensioni i pragut,

$K_e$  - koeficienti i f.k.e.m. me fluks konstant.

Në figurën 5.14 jepet lidhja midis sinjalit që merret nga integrimi i f.k.e.m. dhe momenti i komutimit.



**Figura 5.14 Lidhja midis sinjalit që merret nga integrimi i f.k.e.m. dhe i momentit të komutimit.[6]**

Kur tensioni i daljes së integratorit të bëhet i barabartë me tensionin e pragut, jepet sinjali për komutimin e pështjellës së radhës dhe pas kësaj integratori nuk punon më. Ai fillon të punojë vetëm kur përsëri f.k.e.m. kalon në pikën zero. Formula e mësipërme e  $V_{out}$  është për të marrë parasysh edhe këndin prej  $30^{\circ}$ . Kjo metodë kërkon të llogaritet së pari  $V_{th}$  nga formula e mësipërme. Pastaj sistemi i kontrollit bën një krahasim në kohë reale midis  $V_{out}$  dhe  $V_{th}$  për të përcaktuar fillimin e komutimit. [6]. [93]

Metoda e detektimit të pozicionit të rrotorit nëpërmjet integrit të f.k.e.m., përmirëson në mënyrë të dukshme performancën e motorit BLDC krahasuar me metodat e tjera. Përdorimi i kësaj metode kontrolli ka dy përparësi kryesore, redukton ndjeshmërinë nga zhurmat e komutimit dhe rregullon në mënyrë automatike kohën e kyçjes së inverterit në përputhje me ndryshimin e shpejtësisë së motorit [36].

Disavantazhet e kësaj metode kontrolli të motorit BLDC janë gabimet e akumuluar të integrit dhe problemi i caktimit të pragut. [6].

#### **5.3.4 Metoda e harmonikës së tretë të f.k.e.m.**

Kjo metodë kontrolli e motorit BLDC shfrytëzon harmonikën e tretë të f.k.e.m. për të përcaktuar momentin e komutimit të motorit BLDC. Ajo mbështetet në faktin që në lidhjen yll të pështjellës së motorit, me shpërndarje të fluksit në hapësirën ajrore në formë trapezoidale, shumica e të gjitha harmonikave të 5<sup>-ta</sup>, 7<sup>-ta</sup>, etj. është e barabartë me zero. Rezultati i shumës dominohet nga komponentja e harmonikës së tretë, e cila ka gjithmonë një shfazim konstant në fazë me induksionin e hapësirës ajrore për çdo ngarkesë dhe shpejtësi [36]. Në këtë mënyrë kontrolli rezulton se pika zero e harmonikes së tretë të jetë në kohën e komutimit të pështjellave. [93]

$$\begin{cases} e_A = E_1 \sin\theta + E_3 \sin 3\theta + E_5 \sin 5\theta \\ e_B = E_1 \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) + E_3 \sin 3(\theta - \frac{2\pi}{3}) + E_5 \sin 5(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ e_C = E_1 \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) + E_3 \sin 3(\theta - \frac{4\pi}{3}) + E_5 \sin 5(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (5.17)$$

Ku:  $\theta$ - këndi elektrik i rrotorit. N.q.s. mbledhim të tre f.k.e.m. kemi:

$$e_A + e_B + e_C = 3E_3 \sin 3\theta + 3E_9 \sin 9\theta + E_{15} \sin 15\theta + \dots \approx 3E_3 \sin 3\theta$$

Po të shkruajmë tensionet fazore të motorit BLDC do të kemi:

$$\begin{cases} V_A = R i_A + (L - \mathcal{M}) \frac{di_A}{dt} + e_A \\ V_B = R i_B + (L - \mathcal{M}) \frac{di_B}{dt} + e_B \\ V_C = R i_C + (L - \mathcal{M}) \frac{di_C}{dt} + e_C \end{cases} \quad (5.18)$$

Dhe nëse kemi parasysh që:  $i_A + i_B + i_C = 0$  atëhere shuma e tre tensioneve fazore është e barabartë me shumën e tre f.k.e.m  $= 3 E_3 \sin 3\theta$

$$\begin{aligned} V_{\text{sum}} = V_A + V_B + V_C &= (R + (L - \mathcal{M}) \frac{d}{dt})(i_A + i_B + i_C) + (e_A + e_B + e_C) \\ &= e_A + e_B + e_C \approx 3E_3 \sin 3\theta \end{aligned} \quad (5.19)$$

atëhere fluksi harmonikes së tretë shprehet.

$$\psi_{3rd} = \int V_{\text{sum}} dt \quad (5.20)$$

Sikurse shihet nga formulat e më sipërme, shuma e tre tensioneve të fazës, përmban informacionin e komponenteve të harmonikës së tretë për f.k.e.m të fazës. Harmonikën e tretë të fluksit mund ta fitojmë nga integrimi i  $V_{\text{sum}}$ , tek i cili pika e ndërprerjes së zeros është ekzaktesisht çasti i komutimit. Nëpërmjet programimit, harmonika e tretë e fluksit mund të merret nga tensionet fazore  $v_A, v_B, v_C$ , [6]. *The zero crossings point* e komponentes së harmonikës së tretë të fluksit të rrotorit çfaqet në 60 gradë elektrike, pikërisht në çastin e dëshiruar të komutimit. [36]. [93]

Në figurën 5.15 jepen ligjet e ndryshimit f.e.m, tensionit shumator dhe harmonikës së tretë të fluksit në funksion të kohës.

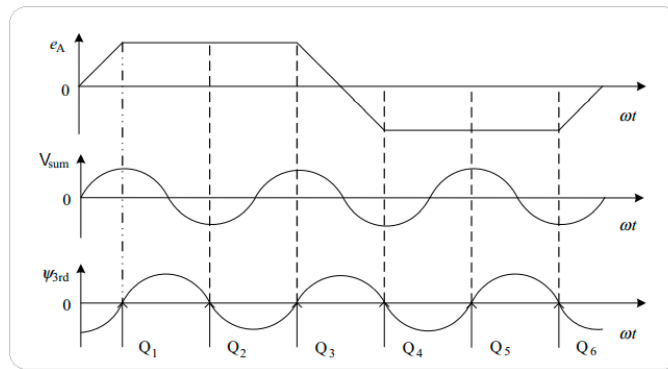


Figura 5.15 Lidhja midis kohës së komutimit, harmonikes së tretë të f.k.e.m. dhe fluksit [6]

Duke u krahasuar këtë metodë kontrolli me atë të tensioneve të daljes për përcaktimin e pozicionit të rrotorit, metoda e harmonikës së tretë të fluksit ka këto avantazhe: diapazon të gjërë të rregullimit të shpejtësisë edhe në shpejtësi të vogla, lejon kontrollin e saktë të rrymës së inverterit, vonesa të vogla fazore, kërkon më pak filtrim krahasuar me metodat e tjera, ka performancë në nisje shumë më të mirë se metodat e tjera etj. [36]. Disavantazhi kryesor i kësaj metode është se nga akumulimi i vazhdueshëm i gabimit të sinjalit të zhurmës në shpejtësi të vogla, bëhen gabime gjatë procesit të integrit, që do të shkaktojnë komutim jo të saktë. [6], [92]. [93], [155]

### 5.3.5 Metoda e përcjellshmërisë së diodës së lidhjes së kundërt

Kjo metodë kontrolli e motorit BLDC është e njohur si metoda e përcjellshmërisë e fazës së tretë, *the third-phase conducted method*, në të cilën pozicioni i rrotorit është përcaktuar nga koha e kyçjes së diodës së lidhjes së kundërt, e cila është e lidhur në paralel me elementin elektronik të fuqisë. Për ta shqyrtuar këtë metodë, pranojmë që faza A dhe B janë të kyçura në qarkun e udhëqimit dhe janë në gjendje përcjellshmërie, ndërsa faza C është e shkyçur, (çelësi  $S_1$  i shkyçur) figura 5.16. Çelësat  $S_1$  dhe  $S_6$  janë të kyçur, por faza A është duke punuar në *PWM chopping mode*, figura 5.16. Në këtë rast kushtet e veprimit të inverterit janë treguar në figurën 5.17. Nga kjo figurë duket që kur çelësi  $S_1$  është *off*, rryma do të kalojë nga dioda e lidhjes së kundërt, *freewheeling diode*,  $D_4$ . Atëhere çelësi  $S_6$  dhe dioda  $D_4$  do të krijojnë qarkun e përcjellshmërisë. Në lidhje me këtë, tensioni  $V_{CG}$ , tensioni i daljes i fazës që nuk ushqehet jepet si: [6]

$$V_{CG} = e_C + V_N = e_C + \frac{V_{CE} - V_D}{2} - \frac{e_A + e_B}{2} \quad (5.21)$$

Ku -  $V_{CE}$  është rënia e tensionit të çelësin e fuqisë

$V_D$ - është rënia e tensionit të polarizimit të drejtë të diodës.

Në mënyrë që dioda e lidhjes së kundërt  $D_2$  të përcjellë, duhet të kemi:  $V_{CD} < -V_D$  dhe nga zëvendësimet marret:

$$e_C - \frac{e_A + e_B}{2} < -\frac{V_{CE} + V_D}{2} \quad (5.22)$$

Kur f.k.e.m e fazës C i afrohet vlerës zeros, kemi  $e_A + e_B = 0$  dhe,

$$e_C < -\frac{V_{CE} + V_D}{2} \quad (5.23)$$

Në përgjithësi, tensionet  $V_{CE}$  dhe  $V_D$  janë shumë të vogla në krahasim me f.k.e.m. Kur f.k.e.m. bëhet negative, do të kalojë një rrymë përgjatë diodës së lidhjes së kundërt  $D_2$  në fazën e paushqyer. Në këto kushte, pika negative mundet të konsiderohet përafërsisht si pika zero e f.k.e.m. Atëhere, pozicioni i rrotorit do të përcaktohet nga gjendja e përcjellshmërisë së diodës së lidhjes së kundërt. [6] Por është e pamundur të përcaktohet pozicioni i rrotorit në gjendje qetësie, meqenëse rryma e fazës jo aktive vjen si rezultat i f.k.e.m., e cila është e barabarte me zero. Prandaj është e nevojshme që të përdoret një procedurë për përcaktimin e pozicionit të rrotorit fillimisht. Procedura fillon duke eksituar në mënyrë arbitrare dy faza. Rrotori rrotullohet në atë drejtim që përcaktojnë dy fazat e ushqyera me tension. Në fund të kohës bëhet komutimi me qark të hapur për çdo  $120^\circ$  dhe ndryshohet polariteti i rrymës. Pas nisjes komutimi vazhdon të realizohet nëpërmjet përcjellshmërisë së diodës së lidhjes së kundërt [36].

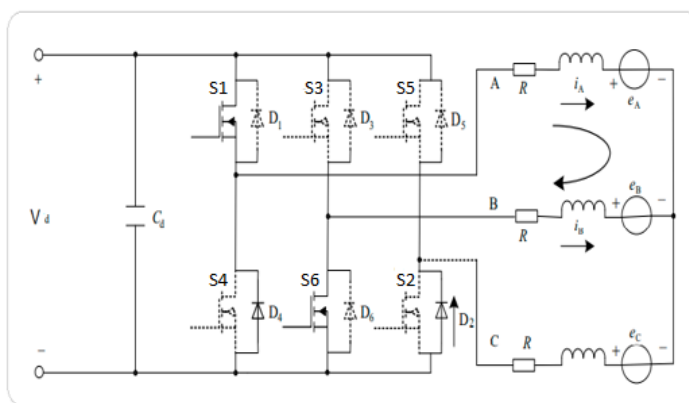


Figura 5.16 Kalimi i rrymës në diodën e lidhjes së kundërt

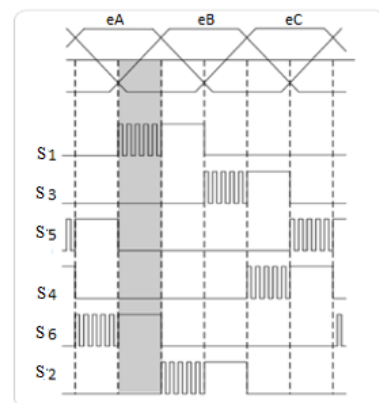


Figura 5.17 Format valëve PWM

Kjo metodë kontrolli e motorit BLDC është realizuar nga pika zero e f.k.e.m. dhe nga rryma që kalon përgjatë diodës së rrjedhjes së kundërt. Kjo metodë ka avantazhin e një ndjeshmërie të lartë, diapazon të gjerë të rregullimit të shpejtësisë. Disavantazhi i kësaj

---

metode kontrolli është se nevojiten 6 burime të pavarura në qarkun shtesë të detektimit. Pra qarku i detektimit është më i komplikuar se te metodat e tjera. Gjithashtu ka edhe një gabim pozicioni si të gjitha metodat e tjera në gjendjet e ndryshueshme. Megjithatë kjo teknikë ka avatazh kundrejt teknikave të tjera në shpejtësi të vogla. [6], [36], [92]

---

# KAPITULLI 6

## STRATEGJITË E KONTROLLIT TË TRANSMISIONEVE ELEKTRIKE ME MOTORË BLDC

### 6.1 NJOHURI TË PËRGJITSHME PËR KONTROLLIN E TRANSMISIONEVE ELEKTRIKE ME MOTORË BLDC

Në këtë paragraf do të jepen njohuri të përgjithshme në lidhje me mënyrat e kontrollit të transmisioneve elektrike me motor BLDC, për aplikimet me shpejtësi të rregullueshme. Motori BLDC, siç është theksuar dhe argumentuar dhe në kapitujt e mëparshëm, po përdoret gjithmonë e më shumë për të vënë në lëvizje mekanizma, të cilët kërkojnë rregullim të saktë të shpejtësisë dhe me dinamikë të lartë në të gjitha fushat. Kjo ka ardhur si rezultat jo vetëm i vetive shumë të mira që e shoqërojnë motorin BLDC, por dhe nga mundësia e përdorimit të të gjithë metodave të kontrollit tradicionale dhe moderne që përdoren për të gjithë tipet e tjerë të motorëve, gjë e cila i ka dhënë një avantazh shumë të madh në përshtatjen e tij për të përmushur çdo kërkesë të mekanizmit. Komandimi elektronik i motorit e ka ndihmuar atë të jetë i përshtatshëm për skemat e kontrollit, duke filluar nga ato me sensorë, për përcaktimin e pozicionit të rrotorit, deri te metodat sensorless (pa sensorë), nga metodat tradicionale të kontrollit me rregullatorë PI, PD, PID e deri te metodat e avancuara e inteligjente të kontrollit. Po ashtu prodhimi dhe përdorimi i qarqeve të integruara për qëllime specifike komerciale. Kjo përparësi e tij bën që motori të zgjidhet për funksione të ndryshme, të jetë fleksibël dhe i adaptueshëm. Natyrisht në bazë të kërkesave të ngarkesës, që do të vihet në lëvizje nga transmisioni elektrik me motor BLDC zgjidhet edhe metoda e kontrollit që plotëson këto kërkesa. Ndonjëherë mund të përdoren edhe kombinime të metodave të kontrollit, për të përfituar nga anët pozitive të secilës prej tyre.



---

Siç u përmend në paragrafin e mësipërm, kontrolli i motorit BLDC në transmisionet me saktësi të lartë mund të realizohet me metoda me sensorë ose pa sensorë, por për të reduktuar koston e pajisjeve, preferohet të përdoren metodat pa sensorë. Avantazhi i metodave pa sensorë është mungesa e sensorëve si pajisje që lidhin daljen me hyrjen e transmisionit dhe si pasojë sjell reduktimin në mënyrë të ndjeshme të transmisionit elektrik. Disavantazhi kryesor i kontrollit pa sensorë të transmisioneve elektrike me motor BLDC është nevoja për një algoritëm kontrolli dhe skemë elektronike më komplekse [55].

Në përgjithësi kontrolli i motorit BLDC përdoret në transmisionet elektrike ku kërkohet:

1. Rregullimi i shpejtësisë.
2. Rregullimi i pozicionit të rrotorit në varësi të kërkesës së mekanizmit
3. Kontroll i momentit rrotullues në funksion të kërkesës së mekanizmit.

Nga shqyrtimi i literaturës dhe eksperimenteve të zhvilluar arrihet në konkluzionin se për punë të transmisionit elektrik në kushtet kur parametrat e brendshëm të motorit janë konstant apo po punohet me ngarkesë të pandryshueshme në bosht, metodat tradicionale të kontrollit me rregullator, PI, PID etj. japin rezultate të kënaqëshme në praktikë. Në këtë rast transmisioni elektrik shihet dhe trajtohet si sistem linear dhe studiohet e projektohet sipas metodave të mirënjohura, duke pranuar modelin e sistemit linear, i cili shprehet nëpërmjet funksionit transmetues sipas Laplasit. Më tej vazhdohet me zgjedhjen e rregullatorit dhe përcaktimin e parametrave të tij, që përgjigja kalimtare të plotësojë kërkesat e specifikuara të mekanizmit, i cili vihet në lëvizje nga transmisioni me motor elektrik. [31]

Në rast se në transmisionin elektrik me motor BLDC kemi ndryshimin e parametrave të motorit, ndryshimin në kufij të gjerë të momentit të ngarkesës, atëherë ai paraqitet si një sistem jo linear dhe modeli matematik i tij shprehet nëpërmjet ekuacioneve të gjendjes. Metodatat e kontrollit më të përdorshme në këtë rast do të jenë Sliding mode Observer, MASR etj. [29], [36].

Natyrisht që çdo metodë kontrolli ka kufizimet e veta, prandaj dhe rritja e performancës dhe optimizimi i funksionimit të transmisionit elektrik me motor BLDC arrihet duke përdorur metodat inteligjente të kontrollit ku përfshihen: kontrolli mbështetur në logjikën Fuzzy, kontrolli nëpërmjet rrjetave artificiale neurale, algoritmi gjenetik etj. Këto metoda kontrolli inteligjente janë ndërtuar mbi bazën e koncepteve të tjera si: jolineariteti, papërcaktueshmëria, pasiguria etj. Metodatat e kontrollit inteligjente nuk kanë nevojë për

---

një model matematik të sistemit, sepse ato dallohen nga vetia e tyre e të analizuarit, të mësuarit në linjë dhe jashtë saj dhe gjetja e zgjidhjes optimale në çdo rast, kur kushtet e punës të mekanizmit, që vihet në lëvizje, ndryshojnë. [6]

Teza e disertacionit është fokusuar më tepër tek metodat e kontrollit të përdorura për kontrollin e shpejtësisë së motorit BLDC. Sikurse dihet shpejtësia e motorit BLDC është në përpjesëtim të drejtë me tensionin, që zbatohet në pështjellën e statorit të motorit. Pra sa më e madhe vlera e tensionit, që zbatohet në motorin BLDC, aq më e madhe është shpejtësia me të cilën punon transmisioni elektrik. Pra ka një varësi lineare midis shpejtësisë dhe tensionit të ushqimit të motorit, e cila përdoret për të kontrolluar shpejtësinë e motorit [55]. Për transmisionet me motor BLDC me fuqi të vogël, tensioni i motorit ndryshohet, deri në vlerën nominale të tij, duke përdorur tranzistorë fuqie, të cilët funksionojnë si një rregullator linear. Në rastet e transmisioneve me motor BLDC me fuqi të madhe kjo mënyrë e rregullimit të shpejtësisë nuk është praktike. Prandaj në këto transmisione elektrike rregullimi i shpejtësisë realizohet nëpërmjet strategjisë PWM, të shoqëruar me një mikrokontroller, që llogarit nisjen dhe funksionimin e mëtejshëm të motorit. PWM përdoret për të zbatuar një tension të ndryshueshëm në pështjellën e motorit, ku vlera e tensionit është e barabartë me ciklin e punës së PWM. Nëse komutimi në motorin BLDC ndodh në kohën e duhur, karakteristika moment shpejtësi e motorit BLDC është identike me atë të motorit të rrymës së vazhduar me furça. [94]

Detyrat që përfshin sistemi i kontrollit në transmisionin elektrik me motor BLDC janë:

1. Përcaktimi i pozicionit të rrotorit duke përdorur ose sensorin me efekt Hall, ose vlerësimin e f.k.e.m., nëpërmjet metodës pa sensor.
2. Përpunimi i sinjalit nga sensori dhe dhënia e impulsit për kyçjen e çelësit të përgjithësuar të inverterit nëpërmjet strategjisë PWM, për të rregulluar shpejtësinë sipas kërkesës së ngarkesës në bosht.
3. Komutimi i motorit nëpërmjet inverterit.

Komutimi i çelësave të fuqisë bën të mundur të ushqehen njëkohësisht dy nga fazat e pështjellës së statorit, në mënyrë që të marrë optimumin e momentit rrotullues. Për këtë duhet që të përcaktohet saktë pozicioni i rrotorit të motorit, në mënyrë që komutimi të ndodhë në kohën e duhur. [94]

Në tabelën 6.1 janë paraqitur në mënyrë të përmbledhur metodat e kontrollit të transmisioneve elektrike me motor BLDC.

**Tabela 6.1** Metodat e kontrollit të shpejtësisë së motorit BLDC [4], [6], [8], [162]

Tipi i kontrollit	Metoda e kontrollit					
Kontrolli me sensorë	Kontrolli i motorit BLDC me sensorë	Hall efekt Sensor	Enkoder ose resolver	Sensorët me rezistencë elektromagnetikë të ndryshueshme	Akselerometër	
	Metodat tradicionale kontrolli me sensorë	Kontrolli PI PID	Kontrolli i shuarjes së oshilimeve			
Kontrolli pa sensorë Teknika sensorless	Teknika dhe avancime në kontrollin sensorless. (Metodat e përcaktimit të pozicionit të rrotorit)	F.k.e.m.	Metoda direkte e detektimit të f.k.e.m.	Metoda e ndjeshmërisë së tensionit në dalje	Metoda e integritit të f.k.e.m.	Metoda e Integritit të harmonikës së tretë të f.k.e.m.
			Metoda indirekte e detektimit të f.k.e.m.	Metoda që bazohen te induktiviteti	Metoda që bazohen te fluksi	Metoda e percjellshmërisë së diodës së lidhjes së kundërt
	Strategjitë PWM	Teknika PWM	Teknika e eliminimit të pikës neutrale virtuale	Teknika PWM për shpejtësi të ulët	Teknika PWM për aplikimet me fuqi të vogël	Teknika PWM për kontrollin e rrymës (kontrolli i rrymës së histerezisë)
	Metoda e vlerësimit të modelit me observer.	Vëzhguesi Sliding Mode (SMO)	Filtri i zgjeruar Kalman Filter (EKM)	Sistemi me Adaptive model reference (MRAS)	Vëzhgues adaptive	Vëzhgues adaptivë-fluksi (AFFO) Vëzhgues adaptivë-me pseudo reduktim të fluksit (APFO)
	Kontrolli inteligjent (kontrolli automatik dhe koncepti i inteligjencës artificiale)	Rrjetat neurale artificiale (ANN)	Rrjetat neurale Fuzzy (FNN)	Algoritmat gjenetik	Kontrolli gri Gray control	- Algoritmi i optimizimit - Kontrolli i rrjetave neurale i të mësuarit adaptiv bazuar në reagimet artificiale
	Zhvillimi i kontrollorëve duke përdorur procesorët elektronikë ose qarqe specifike	(DSP) Digital signal Processors	(FPGA) Field Programmable Gate Array	(MP) Microprocessor	(MC) Microcontrollers	Qarqet specifike të aplikimit (ASIC) - Allegro's A8902CLBA - Gjysmëperçues ML4425

Kontrolli i shpejtësisë në transmisionet me motor BLDC mund të realizohet në dy mënyra:

1. Kontrolli me kontur të hapur
2. Kontrolli me kontur të mbyllur

Kontrolli me kontur të hapur përfshin thjeshtë kontrollin e tensionit të vazhduar, të zbatuar në bornat e motorit, nëpërmjet rregullimit impulsiv të tij, i cili ndryshon vlerën mesatare të tensionit që zbatohet në motorin BLDC. Kjo metodë e kontrollit si sistem i

---

hapur ka kufizim në zonën e me regjim të shkurtër të punës që mund të çojë në paqëndrueshmëri të transmisionit elektrik.

Kontrolli i transmisionit elektrik si sistem i mbyllur, përfshin kontrollin e tensionit ushqyes nëpërmjet lidhjes së kundërt duke marrë informacion mbi shpejtësinë reale të punës së transmisionit dhe duke e krahasuar atë me vlerën e referencës, të kërkuar nga mekanizmi. Prandaj tensioni i ushqimit të motorit kontrollohet në varësi të sinjalit të gabimit të shpejtësisë. Kontrolli i shpejtësisë së transmisionit elektrik si sistem i mbyllur konsiston në tre komponente bazë [94]:

1. Qarku PWM për të gjeneruar pulset PWM, i cili mund të jetë realizuar me anë të një mikrokontrolleri ose një Timer IC.
2. Skemat e ndjeshmërisë, për të ndjerë shpejtësinë aktuale të motorit që mund të ndërtohet me sensor me efekt Hall, encoder optik etj., ose me skema pa sensorë
3. Rregullatori i shpejtësisë. [94]

## 6.2 PERFORMANCA E TRANSMISIONIT ELEKTRIK

Për të përmirësuar performancën e transmisioneve elektrike në mënyrë që ato të plotësojnë të gjitha kërkesat e mekanizmit që vënë në lëvizje, përdoren metoda të ndryshme kontrolli. Kur flasim për performancën e transmisionit elektrik me motorë të ndryshëm, pra dhe me motor BLDC, merren parasysh disa tregues, një nga të cilët është edhe përgjigjja dinamike e sistemit pas një ndryshimi të gjendjes së dëshiruar apo jo, e shprehur nëpërmjet sinjalit të daljes së sistemit në funksion të kohës. [31]

Në sistemet e kontrollit, sinjali i daljes në funksion të kohës jepet nëpërmjet dy përbërësve, përgjigjes kalimtare dhe asaj të vendosur, ekuacionit 6.1.

$$y(t) = y_t(t) + y_{ss}(t) \quad (6.1)$$

ku:  $y_t(t)$  – përgjigjja kalimtare, që është pjesë e përgjigjes së sistemit, e cila me kalimin e kohës barazohet me zero, domethënë  $\lim_{t \rightarrow \infty} y_t(t) = 0$

$y_{ss}(t)$  – përgjigjja e stabilizuar, që është pjesë e përgjigjes së sistemit dhe që merret kur  $y_t(t)$  bëhet e barabartë me zero, për kohë që shkon në infinit. Pas kësaj vlere e stabilizuar mund të jetë një vlerë fikse, ose një sinjal sinusoidal, etj.

Në këtë rast sinjali i daljes barazohet me atë të gjëndjes së stabilizuar, pra

$$y(t) = y_{ss}(t) |_{t \rightarrow \infty}.$$

Për shkak të inercisë mekanike dhe elektromagnetike, (kemi masa që rrotullohen dhe induktivitete të bobinave, të cilat janë në çdo sistem dhe nuk mund të neglizhohen,

---

veçanërisht inercia mekanike), dalja e sistemit nuk mund ti përgjigjet menjëherë ndryshimit në hyrje të tij, por kemi një proces kalimtar deri në vendosjen e gjendjes së re të stabilizuar. Pikërisht përgjigjja kalimtare, gjatë kalimit nga një gjendje e vendosur në një gjendje tjetër të vendosur është objekt studimi në të gjithë sistemet e qëndrueshme, ndërsa kontrolli i kësaj përgjigjeje është pjesë përbërëse kryesore e dinamikës së sistemit dhe shmangia midis përgjigjes dalëse reale dhe asaj të dëshiruar përpara se të arrihet gjëndja e stabilizuar është objekti i rregullimit të sistemit [31], [37]. Nga ana tjetër dhe përgjigjja e stabilizuar, që merret pasi procesi kalimtar ka përfunduar, është objekt studimi. Kontrollonhet vlera e sinjalit të daljes reale krahasuar me vlerën e dëshiruar. Nëse midis tyre ka ndryshim atëhere flasim për gabim të gjendjes së vendosur, gjë e cila lidhet me treguesin e saktësisë së sistemit. [30], [31], [37]

Studimi i sistemit në lidhje me kohën gjatë proceseve kalimtare, përfshin studimin e të dyja komponentëve, përgjigjes kalimtare dhe përgjigjes së stabilizuar. [30], [31], [37]

Për projektimin e sistemeve të kontrollit, të përdorura në transmisionet elektrike, si sinjale hyrëse zgjidhen disa tipe sinjalesh test dhe për to kontrollonhet dalja, nëse i plotëson apo jo kriteret e performances, sepse shpesh mund të ndodhë që sinjali i hyrjes mund të jetë i një forme dhe madhësie të paparashikueshme. Është e pamundur të projektohet një sistem kontrolli që të marrë parasysh të gjitha format e sinjaleve hyrëse. Prandaj zgjidhen disa sinjale testimi, me formë dhe madhësi të caktuar. Për këto lloje sinjalesh provohet nëse sistemi i kontrollit i plotëson të gjitha kërkesat e projektimit. Përfundimet që nxirren për sinjalet testuese përgjithësohen dhe mund të nxirren konkluzione edhe për forma të tjera sinjalesh. Sidomos kjo është më e lehtë për sistemet lineare, ku mund të përdoret parimi i superpozimit. Si sinjale testi zakonisht përdoren sinjali shkallë njësi, sinjali në përpjesëtim të drejtë me kohën, dhe sinjali parabolik në lidhje me kohën. [30], [31], [37]

Për sistemet lineare zakonisht përdoret si sinjal test hyrja shkallë-njësi dhe për këtë sinjal në hyrje, studiohen treguesit e përgjigjes kalimtare dhe gabimi i gjendjes së stabilizuar. Në figurën 6.1 janë paraqitur format e sinjaleve të hyrjes për testimin e sistemeve të kontrollit a) funksioni shkallë njësi, b) sinjal që ndryshon në përpjestim të drejtë me kohën, c) sinjal me vartësi parabolike në lidhje me kohën. [30], [31], [37]

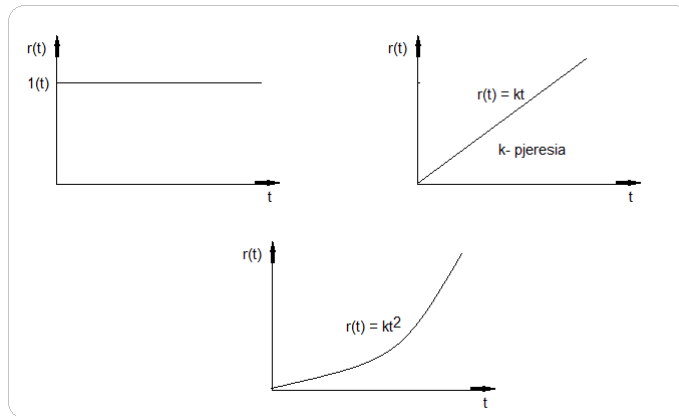


Figura 6.1 Format e sinjaleve test të hyrjes të sistemeve të kontrollit

Sinjalit të daljes i kontrollohet vlera e amplitudes, nëse ajo do të kalonte limitet e lejuara nga procesi teknologjik dhe sa kohë duhet që kjo përgjigje kalimtare të shkojë në zero dhe të vendoset gjëndja e stabilizuar. [30], [31], [37]

Kriteret e kontrollit për hyrjen shkallë njësi janë:

1. Mbirregullimi. Nëse shënojmë me  $y(t)$  - daljen e sistemit,  $y_{\max}$  - vlerën maksimale që merr dalja,  $y_{ss}(t)$  - vlerën e stabilizuar të daljes, atëherë do të kemi  $M = y_{\max} - y_{ss}(t)$ . E dhënë në përqindje jepet me ekuacionin 6.2:

$$M\% = \{ [y_{\max} - y_{ss}(t)] / y_{ss}(t) \} 100\% \quad (6.2)$$

Vlera maksimale e mbirregullimit është tregues për qëndrueshmërinë relative të sistemit, vlerat e mëdha janë të padëshiruara. Vlera maksimale e mbirregullimit është një nga specifikimet e projektimit të sistemit të kontrollit. Në përgjithësi vlera maksimale e përgjigjes kalimtare ndodh në lëkundjen e parë. Por ka raste që mund të ndodhë në lëkundjet e tjera, ose të kemi një maksimum negativ. [30], [31], [37]

2. Koha e vonesës, e cila është koha kur sinjali i daljes së përgjigjes kalimtare arrin 50% të vlerës së vendosur, gjithmonë kur në hyrje kemi sinjalin shkallë-njësi
3. Koha e rritjes, është koha kur sinjali i daljes shkon nga 10% - 90% të vlerës së vendosur, gjithmonë kur në hyrje kemi sinjalin shkallë njësi.
4. Koha e vendosur, është koha kur sinjali i daljes do të marrë vlerën 5% më të vogël se vlera e vendosur (pranohet se ndryshimi i vlerës  $\pm 5\%$  nuk merret parasysh).

Të katër kriteret e mësipërme të kontrollit, mund të maten në përgjigjen kalimtare, por është e vështirë të llogariten matematikisht, sidomos kur rendi i sistemit është më i madh se tre.

5. Gabimi në gjendjen e vendosur, është diferenca midis vlerës së dëshiruar të daljes dhe asaj të vendosur, kur procesi kalimtar ka përfunduar. Ky gabim mund të llogaritet për çfarëdo sinjali në hyrje, si shkallë njësi, si proporcional, si parabolik etj. Gabimi në gjendjen e stabilizuar asnjëherë nuk bëhet zero, për arsye të mosperfeksionit të sistemeve, prandaj si detyrë e projektimit kërkohet që ky gabim të ketë një vlerë sa më të vogël, ose brenda limiteve të përcaktuara. Kësaj kërkese i shtohen edhe specifikimet e përgjigjes kalimtare të sistemit. [30], [31], [37]

Në figurën 6.2 a) është paraqitur përgjigja kalimtare tipike e sinjalit të daljes për hyrjen shkallë njësi, ndërsa në figurën 6.2 b) është treguar gabimi në gjendjen e stabilizuar. Në figurat 6.2 a) dhe b) tregohen dhe kriteret e kontrollit për transmisionin elektrik. [30], [31], [37]

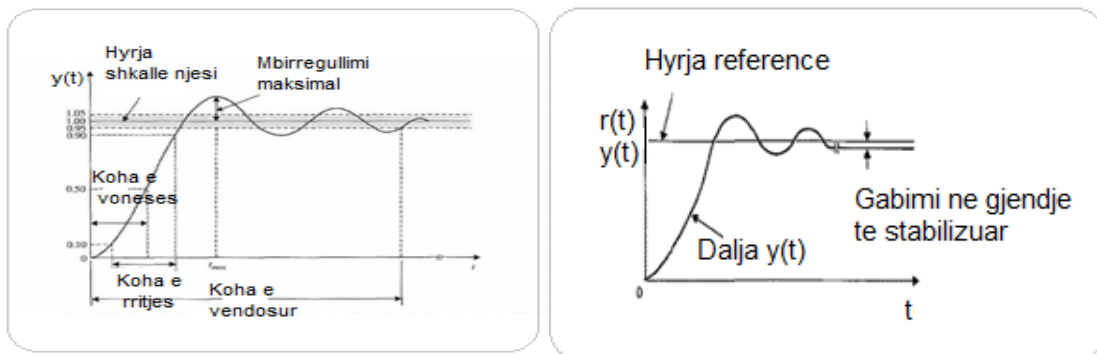


Figura 6.2 a) Përgjigja tipike kalimtare e sistemit të kontrollit për hyrjen shkallë njësi.  
b) Gabimi në gjendjen e stabilizuar

### 6.3 KONTROLLI TRADICIONAL ME RREGULLATORËT PD, PI DHE PID

Qëllimi i projektimit të një sistemi kontrolli në transmisionin elektrik është që sistemi të kryejë detyrën e tij duke plotësuar kriteret e përcaktuara mire që në fillim. Detyrat e projektimit janë:

1. Të përcaktojë se cila është detyra e sistemit dhe si do ta realizojë atë.
2. Të përcaktojë konfigurimin e rregullatorit dhe si do të lidhet ai në sistem.
3. Përcaktimi i vlerave të parametrave të rregullatorit, që sistemi të plotësojë detyrën e tij.

---

### ***6.3.1 Specifikimet e projektimit të sistemit të kontrollit***

Me anë të specifikimeve të projektit përcaktohen se çfarë duhet të bëjë sistemi dhe në çfarë mënyre ta realizojë atë. Te specifikimet futen: qëndrueshmëria relative, gabimi në gjendje të stabilizuar, karakteristikat e përgjigjes kalimtare dhe karakteristikat e përgjigjes në fushën e frekuencës. Ndonjëherë mund të shtohen edhe specifikime të tilla si ndjeshmëria nga ndryshimi i parametrave, ose shqetësimeve nga ndryshimi i momentit të ngarkesës. Shumica e specifikimeve të kërkuara nga sistemi i kontrollit janë të lidhura me fushën e kohës, ndërsa qëndrueshmëria relative lidhet me magnitudën në dB e madhësinë e fazës. Në fushën e kohës punohet vetëm për sisteme të rendit të dytë, ose në sisteme të rendeve të larta kur ato ekuivalentohen me sisteme të rendit të dytë. Ndërsa në fushën e frekuencës nuk ka rëndësi rendi i sistemit. Me zhvillimin e MATLAB-it, studimi në fushën e kohës është shumë i thjeshtë, pasi mund të përdoren metoda të ndryshme kontrolli për një kohë të shkurtër dhe të vendoset se cila do të përdoret në transmisionin elektrik në varësi të plotësimit të kërkesave të ngarkesës apo procesit teknologjik. [30], [31], [37]

### ***6.3.2 Konfigurimi i rregullatorit***

Konfigurimi i rregullatorit ka të bëjë me atë se si do ta vendosim atë në skemë për të realizuar kompesimin e gabimit në mënyrë që të marrim përgjigjen e dëshiruar. Dhe kështu së bashku me të, të përcaktohet sinjali i kontrollit që realizon këtë kompesim. Mënyrat e lidhjes së rregullatorëve janë të ndryshme, duke filluar nga lidhja në seri, kaskadë, me lidhje të kundërt etj. Zgjedhja e strukturës ka të bëjë edhe me shkallën e lirisë së rregullatorit. Nëse rregullatori është me një shkallë lirie kontrollon shumë mirë një kriter të projektimit ndërsa kriteret e tjera të kontrollit nuk mund të plotësohen në shkallën e duhur. Për shembull, po të plotësohet si duhet kriteri i qëndrueshmërisë relative, do të kemi ndjeshmëri jo të lartë ndaj ndryshimit të parametrave. Për të rritur shkallën e lirisë të rregullatorit duhet të zgjedhim konfigurime të tjera që janë kombinime të tyre. [30], [31], [37]

### ***6.3.3 Bazat e principeve të projektimit të rregullatorit.***

Pas përzgjedhjes së konfigurimit të rregullatorit, duhet të vendoset se çfarë lloj tipi rregullator do të zgjidhet dhe të përcaktohen parametrat e tij, në mënyrë që të plotësojnë



---

kriteret e kontrollit. Në praktikë zakonisht tentohet që të zgjidhet rregullatori më i thjeshtë që plotëson kriteret kryesore të kontrollit. Në shumë raste sa më kompleks të jetë rregullatori aq më e madhe kostoja e tij, më pak i besueshëm dhe më i vështirë për t'u projektuar [31]. Pas zgjedhjes së rregullatorit, vazhdohet me përzgjedhjen e parametrave të tij, duke patur parasysh se si influencon secili parameter i rregullatorit në përgjigjen e sistemit. Por shpesh herë këto parametra kanë lidhje me njëra-tjetrën dhe mund të japin rezultate kontradiktore. [30], [31], [37], [42]

#### **6.3.4 Rregullatorët tradicionalë, PD, PI dhe PID**

Rregullatori më i përdorshëm në praktikë është rregullatori PID, proporcional, integral dhe diferencial, i cili nuk është gjë tjetër veçse një lidhje në kaskadë e rregullatorit PI dhe PD. Për këtë arsye është më e lehtë të shohim efektin e rregullatorëve të ndarë PI dhe PD, pastaj të lidhur të dy së bashku në skemën e kontrollit.

*Rregullatori PD.* Në figuren 6.3 është treguar rregullatori PD i lidhur me objektin e kontrollit, të pranuar me një funksion transmetues të gradës së dytë. Pjesa proporcionale dhe pjesa derivuese janë të lidhura në paralel me njëra-tjetrën, por vetë rregullatori PD është i lidhur në seri me objektin e rregullimit.

Funksioni transmetues i rregullatorit është:

$$G_c(s) = K_p + K_D s \quad (6.3)$$

Sinjali i kontrollit jepet:

$$u(t) = K_p e(t) + K_D [de(t)/dt] \quad (6.4)$$

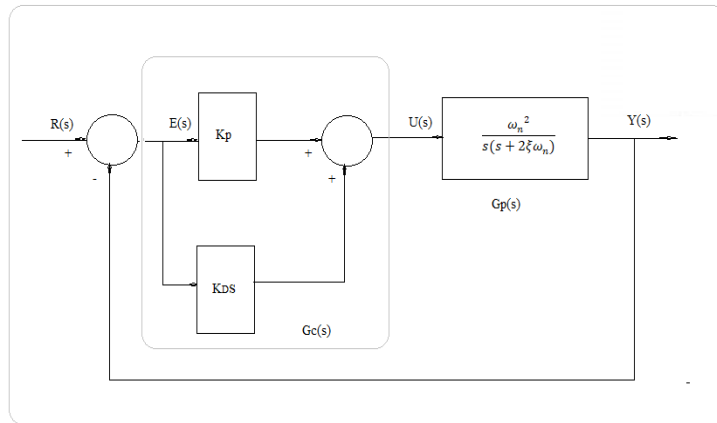


Figura 6.3 Blokkema e lidhjes së rregullatorit PD në sistemin e kontrollit

Ku:  $K_p$  dhe  $K_D$  janë konstantet e proporcionalitetit dhe derivimit.

Skemat elektrike që realizojnë rregullatorin PD janë dhënë në figurën 6.4 a) dhe b). Skema e figurës 6.4 a), përdor vetëm dy përforcues operacionalë, por koeficientët  $K_p$  dhe  $K_D$  nuk janë të pavarur nga njëri tjetri, sepse secili prej tyre varet nga rezistenca  $R_2$ . Në qoftë se  $R_2$  ka vlerë të madhe edhe  $c_2$  duhet të ketë vlerë të madhe.

Ku:  $K_p = R_2/R_1$ ,  $K_D = R_2C_1$

Në figurën 6.4 b), janë përdorur tre përforcues operacionalë, por në këtë rast sigurohet pavarësia e koeficientëve të proporcionalitetit. [31] Në figurën 6.4 b) kemi:  $K_p = R_2/R_1$ ,  $K_D = R_dC_d$ .

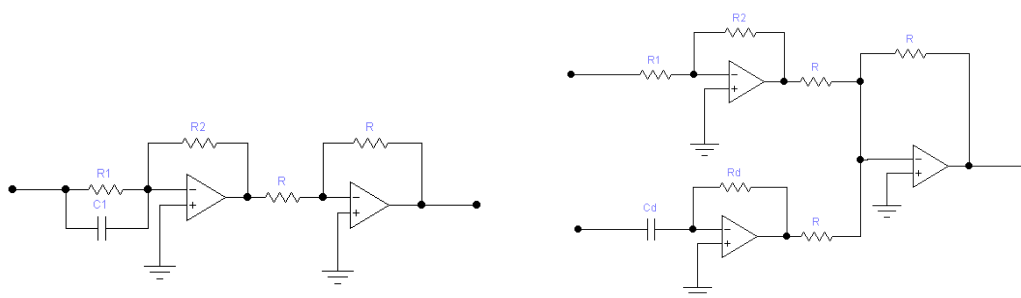


Figura 6.4 Skemat elektrike që realizojnë kontrollin PD

1. me dy përforcues operacionalë, me parametra që varen nga njëri-tjetri,
2. me tre përforcues operacionalë, me parametra të pavarur nga njëri-tjetri.

Funksioni transmetues i sistemit do të jetë:

$$G(s) = G_c(s)G_p(s) = (K_p + K_{DS})G_p(s) = (K_p + K_{DS})\frac{\omega_n^2}{s(s+2\xi\omega_n)} = \frac{\omega_n^2(K_p + K_{DS})}{s(s+2\xi\omega_n)} \quad (6.5)$$

Pra siç shihet kontrolli PD shton në funksionin transmetues të sitemit një zero të thjeshtë në pikën  $s = -K_p/K_D$ . [31]

Nëse bëjmë interpretimin në fushën e kohës, efekti i kontrollit PD duket në përgjigjen kalimtare të sistemit. Objekti i rregullimit i rendit të dytë ka një përgjigje në dalje për hyrjen shkallë njësi, me lëkundje. Rregullatori PD duke shtuar një zero, shkakton një nënrrregullim që në total do të zvogëlojë mbirregullimin. Në figurën 6.5 janë dhënë sinjali i daljes, sinjali i gabimit dhe i ndryshimit të gabimit në funksion të kohës. [30], [31], [37] Kontrolli PD ka efekt mbi gabimin në gjendje të stabilizuar vetëm nëse gabimi ndryshon në lidhje me kohën. Në qoftë se gabimi është konstant në lidhje me kohën, atëherë ky rregullim nuk ndikon mbi të.

Në figurën 6.6 është paraqitur përgjigja kalimtare e sistemit pa rregullator dhe me rregullator PD. [31]

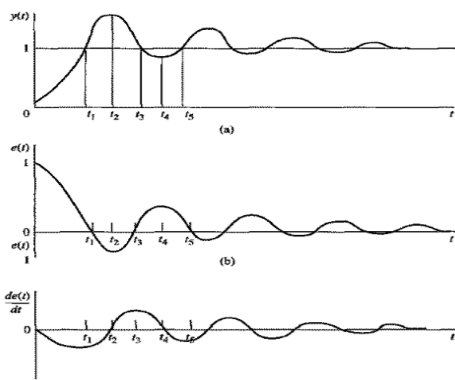


Figura 6.5 Sinjali i daljes së sitemit në funksion të kohës, sinjali i gabimit dhe i shpejtësisë së gabimit në funksion të kohës [31]

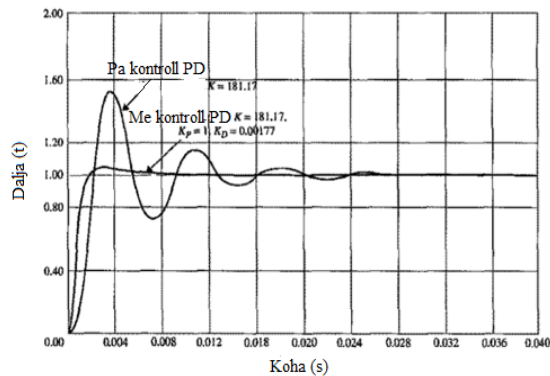


Figura 6.6 Përgjigja kalimtare e sistemit pa rregullator dhe me rregullator PD [31]

Siç shihet nga figura rregullatori PD ka zvogëluar mbirregullimin dhe kohën e rritjes.

Rregullatori PD mund të përmirësojë shuarjen, kohën e rritjes së përgjigjes kalimtare të sistemit të kontrollit, ndërsa te gabimi në gjendje të stabilizuar nuk ndikon në qoftë se ai nuk varet nga koha, por kjo nuk është rasti i funksionit të hyrjes shkallë njësi. Ky rregullim nuk mund të plotësojë të gjitha kërkesat në situata të ndryshme të punës së sistemit.

Rregullatori PI. Në figuren 6.7 është dhënë bllokdiagrama e objektit të rregullimit të rendit të dytë me rregullatorin PI në seri me të. [31] [87] Pjesa integrale e rregullatorit PI prodhon një sinjal që është proporcional me integralin e sinjalit të hyrjes së rregullatorit.

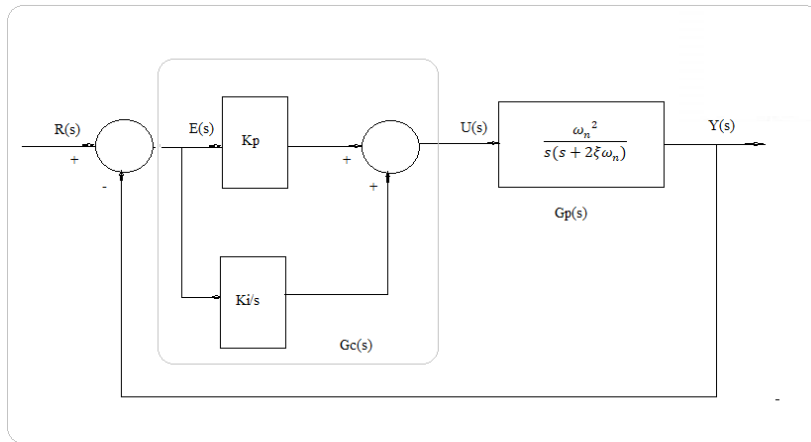


Figura 6.7 Bllok diagram e sistemit të kontrollit me rregullator PI [31]

Funksioni transmetues i rregullatorit PI jepet:

$$G_c(s) = K_p + K_i/s \quad (6.6)$$

Skemat elektrike që realizojnë kontrollin PI jepen në figuren 6.8.

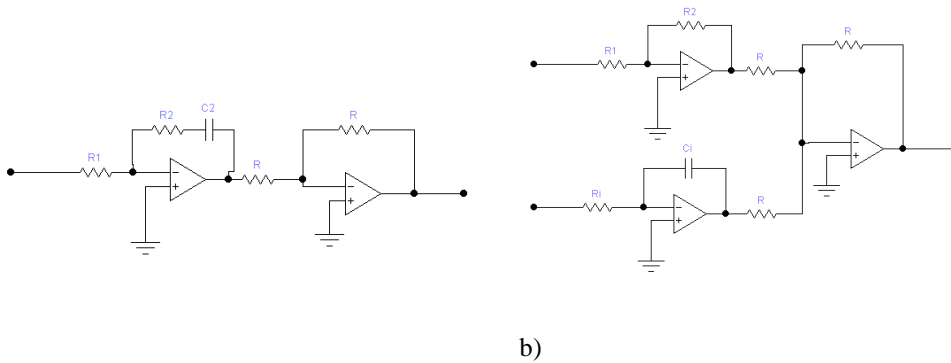


Figura 6.8 Skemat elektrike që realizojnë rregulimin PI,  
a) me dy përforcues operacionalë, me vartësi të parametrave nga njëri-tjetri,  
b) me tre përforcues operacionalë, me parametra të pavarur nga njëri-tjetri.

Parametrat e rregullatorit PI varen nga parametrat e qarkut elektrik. Në figurën 6.8 a, llogaritja e parametrave jepet me:

$$K_p = R_2/R_1, K_i = R_2/R_1C_2, \quad (6.7)$$

$$\text{ndërsa në figurën 6.8 b): } K_p = R_2/R_1, K_i = 1/R_1C_1. \quad (6.8)$$

Njësoj si në rastin e rregullatorit PD, në skemën elektrike 6.8 a), parametrat varen nga njëri-tjetri, ndërsa në skemën 6.8 b), ato janë të pavarur.

Funksioni transmetues i sistemit do të jetë:

$$G(s) = (K_p + K_i/s) \frac{\omega_n^2}{s(s+2\xi\omega_n)} = \frac{\omega_n^2(K_p s + K_i)}{s^2(s+2\xi\omega_n)} \quad (6.9)$$

Efektet e rregullatorit PI janë:

1. Shton një zero te pika  $s = -K_i/K_p$  në funksionin transmetues të sistemit.
2. Shton një pol tek  $s = 0$  në funksionin transmetues të sistemit. Kjo tregon se tipi i sistemit nga 1 është rritur në 2. Gabimi i gjendjes së stabilizuar përmirësohet me një rend. Pra në qoftë se gabimi i sistemit original do të jetë konstant, rregullatori e çon në zero, kur hyrja është funksioni shkallë njësi.

Meqë sistemi është i rendit të tretë, ai nuk është aq i qëndrueshëm sa si i rendit të dytë në qoftë se parametrat  $K_p$  dhe  $K_i$  nuk zgjidhen saktë, që të kemi nga ana tjetër një përgjigje kalimtare të kënaqshme. Ndërsa në fushën e kohës rregullatori PI përmirëson gabimin në gjendje të stabilizuar. Nga ana tjetër në qoftë se pozicioni i zeros së rregullatorit do të zgjidhet siç duhet do të kemi përmirësim edhe të shuarjes. Por ky rregullator ka një kohë rritje më të madhe dhe njëkohësisht kohë të vendosur më të madhe. Pra sistemi me këtë rregullator është më i ngadaltë. [31], [145]

Avantazhet dhe disavantazhet e përdorimit të rregullatorit PI:

1. Përmirëson shuarjen dhe redukton mbirrregullimin.
2. Rrit kohën e ngritjes.
3. Zvogëlon gjerësinë e brezit të frekuencave.
4. Përmirëson amplitudën logaritmike, fazën.
5. Filtron zhurmat e shkaktuara nga frekuencat e larta.

Në figurën 6.9 është paraqitur krahasimi i treguesve të rregullimit për rregullatorin PD dhe PI në sinjalin e daljes.

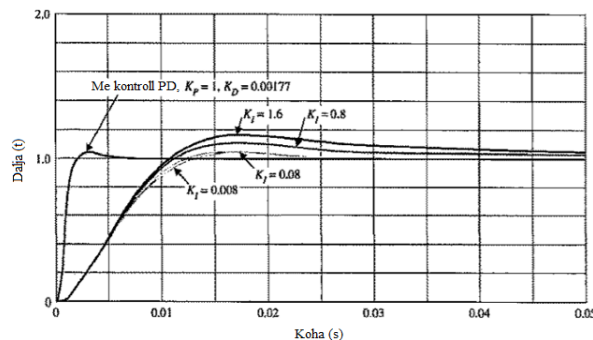


Figura 6.9 Sinjali i daljes së sistemit me rregullator PD dhe PI. [31]

Siç shihet nga figura 6.9, edhe rregullimi me rregullator PI ashtu si ai me PD zvogëlon mbirregullimin, çon në zero gabimin në gjendje të stabilizuar, por është më i ngadalshëm. [30], [31], [37] [87] Rregullatori PD shtonte shuarjen në sistem, por nuk ndikonte te gabimi në gjendje të stabilizuar. Rregullatori PI përmirësonte qëndrueshmërinë relative dhe gabimin e gjendjes së stabilizuar në të njëjtën kohë, por rriste kohën e rritjes. Për të përfutur nga anët pozitive të dy rregullatorëve përdoret rregullatori PID si kombinim i tyre.

Rregullatori PID. Sikurse është thënë, rregullatori PID është formuar nga lidhja në kaskadë të rregullatorit PI me PD. Funkcioni transmetues i rregullatorit PID do të shkruhet:

$$G_c(s) = K_p + K_D s + K_i/s \quad (6.10)$$

Konstantja proporcionale e kontrollit PD është marrë sa njësia, në mënyrë që të kemi vetëm tre parametra për rregullatorin PID. Pjesa PI e rregullatorit projektohet përpara për të siguruar stabilitetin relativ, pastaj pjesa e rregullatorit PD. Pra marrim rregullatorin PID me të mirat e dy rregullatorve PD dhe PI. [30], [31], [37] [87], [133], [137]

Në figurë 6.10 është paraqitur krahasimi i përgjigjes kalimtare e sistemit për të tre rregullatorët PD, PI dhe PID.

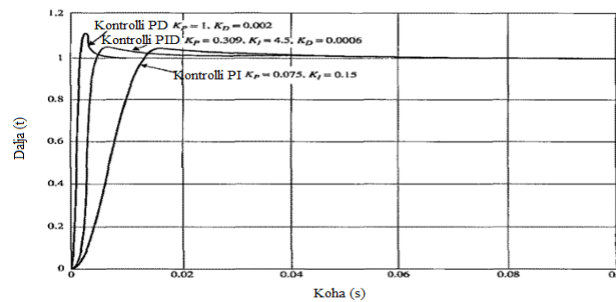


Figura 6.10 Përgjigja kalimtare e sistemit me rregullator PD, PI dhe PID [31]

Siç duket nga figura 6.10 rezultatin më të mirë e marrim me anë të rregullatorit PID, me mbirregullim afërsisht sa rregullatori PI, por me kohëzgjatje më të vogël dhe gabim në gjendjen e stabilizuar zero. Në tabelën 6.2 janë paraqitur në mënyrë të përmblendhur avantazhet dhe disavantazhet e rregullatorëve tradicionalë PI, PD dhe PID, të përdorur në sistemet e kontrollit të transmiseve elektrike

**Tabela 6.2 Avantazhet dhe disavantazhet e rregullatoreve tradicionale PD, PI dhe PID**

<b>Rregullatori</b>	<b>Avantazhet</b>	<b>Disavantazhet</b>
<b>PD</b>	Eshtë një kontroll parashikues. Jep me precision efektin e kompesimit të kërkuar. Zvogëlon mbirregullimin dhe kohën e rritjes.	Ka efekt mbi gabimin në gjëndje të stabilizuar vetem nëse gabimi ndryshon në lidhje me kohën. Në qoftë se ai është konstant, atëher ky rregullim nuk ndikon mbi të.
<b>PI</b>	Përmirëson gabimin në gjëndje të stabilizuar dhe shuarjen.	Ka një kohë rritje më të madhe dhe kohë të vendosur më të madhe. Pra sistemi është më i ngadaltë.
<b>PID</b>	Mbirregullim është afërsisht sa i rregullatorit PI, kohëzgjatje më të vogël, gabim në gjëndjen e stabilizuar zero.	

#### 6.4 STRATEGJIA PWM NË KONTROLLIN PA SENSOR

Në kontrollin e sistemeve me metodën pa sensor, sensorless, strategjia më e përdorshme për përpunimin e sinjalit dhe dhënien e impulsit për komutimin e çelësave të inverterit, është kontrolli PWM (*Pulse Width Modulation*). Skemat e elektronikës së fuqisë me komandim sipas strategjisë PWM janë më të përdorshme në praktikë, sepse janë të aftë të prodhojnë tension alternativ me madhësi dhe frekuencë të ndryshueshme. Teknika PWM është e përshtatshme për sistemet me inerci siç janë dhe transmisionet elektrike, të cilët nuk ndikohen menjëherë nga ndryshimet që vijnë nga kyçja dhe shkyçja e sinjalit. [86], [98]

*Pulse Width Modulation (PWM)*, ose *pulse-duration modulation (PDM)*, është një metodë e reduktimit të vlerës mesatare të fuqisë të dhënë nga një sinjal elektrik, duke fraksionuar sinjalin në pjesë diskrete. Sa më gjatë të vazhdojë pjesa *ON* e sinjalit në krahasim me periodën e tij, aq më e madhe do të jetë vlera mesatare e fuqisë së dhënë. [88] [98] [137]

Kontrolli i shpejtësisë me anë të teknikës *PWM* bazohet në ushqimin e motorit elektrik me anë të një serie të pulseve dhe të ndryshimit të ciklit të punës, *duty cycle*, pra të ndryshimit të pjesës së kohës kur sinjali qëndron *ON* në krahasim me atë *OFF*, duke mbajtur frekuencën konstante. [67], [88] [98]

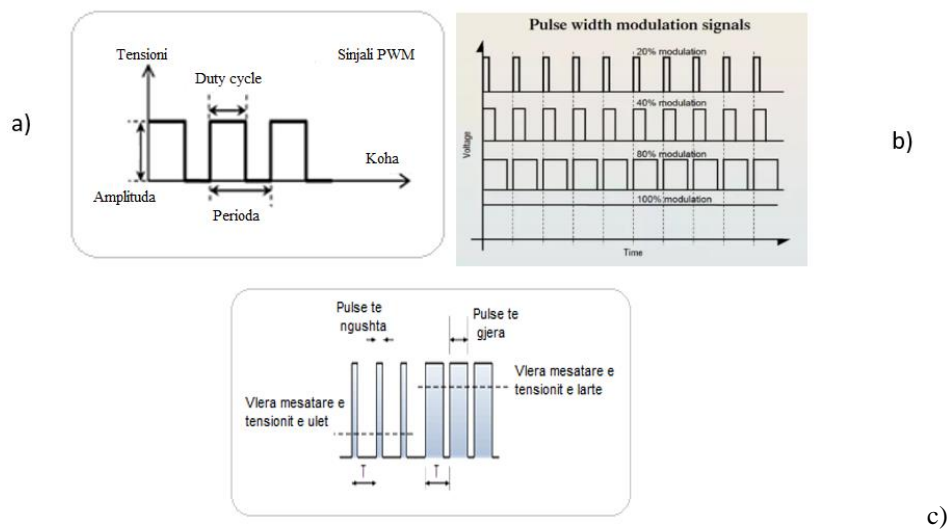


Figura 6.11 a) Sinjali PWM, [98], b) PWM sinjal me % të ndryshme të kohës së punës, [99]

c) Vlera mesatare e tensionit në vartësi të raportit të ciklit [100]

#### 6.4.1 Teknika për shpejtësi dhe tension të ulët

Transmisionet elektrike me motor, për të punuar në shpejtësi të vogla, duhet të ushqehen me vlera të vogla të tensionit dhe në këtë rast rënia e tensionit në çelësat elektronikë, në tranzistorë apo tiristorë ndikon në performancën e motorit. Duke ditur që vlera e f.k.e.m. është në përpjestim të drejtë me shpejtësinë e rrotullimit të rrotorit, me zvogëlimin e shpejtësisë zvogëlohet dhe f.k.e.m. Kjo mund të çojë në atë, që pika e kalimit nëpër zero, *zero crossing point*, nuk kapet dhe akoma më shumë në qoftëse shpejtësia vazhdon të zvogëlohet edhe vlera e vetë f.k.e.m. zvogëlohet aq sa është e pamundur të detektohet. Ekzistojnë dy metoda për të korrigjuar tensionin offset të sinjalit të f.k.e.m. Njëra metodë është të përdorim një algoritëm komplementar PWM, i cili redukton humbjet e përcjellshmërisë. Metoda tjetër konsiston në eliminimin e efektit të rënies së tensionit në diodë, duke shtuar një tension konstant, i cili do të lejojë dhe shmangjen e asimetrisë gjatë detektimit të pikës zero të f.k.e.m. [36].

Supozojmë që në një kohë të caktuar, faza A dhe faza B përcjellin dhe faza C nuk përcjell. Tensioni në bornat e fazës C,  $V_C$  dërgohet kur çelësi i sipërm i gjysmës së urës është i kyçur dhe rryma kalon nëpërmjet diodës së rrjedhjes së lirë D. Gjatë kësaj kohe, tensioni në dalje  $V_C$  është detektuar si faza e f.k.e.m. Në një transistor MOSFET me tension të



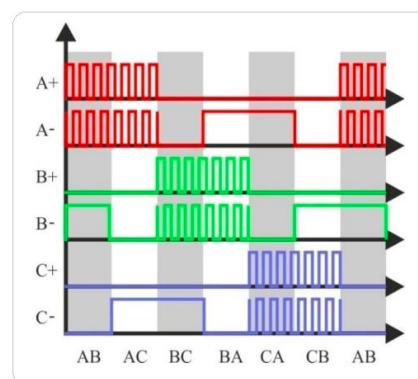
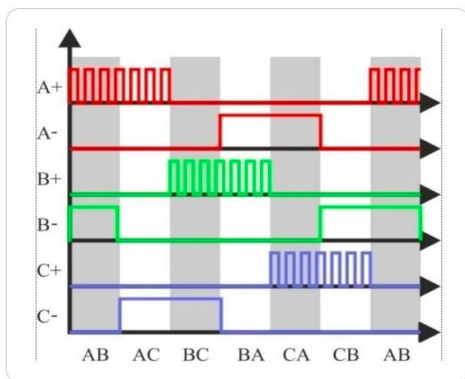
ulët, në të cilin edhe  $R_{DS(on)}$  është shumë e ulët rënia e tensionit në të,  $V_{DS}$  mund të mos merret parasysh:

$$V_N = \frac{V_{DS} - V_D}{2} + \frac{e_c}{2} \quad (6.11)$$

$$V_C = e_c + V_N = (3/2) e_c - (V_D/2) \quad (6.12)$$

Nga ekuacioni 6.12 shohim, që kur f.k.e.m. është e madhe mjaftueshëm, rënia e tensionit në diodë mund të neglizhohet. Për shpejtësi të vogla, veçanërisht gjatë lëshimit, vetë vlera e f.k.e.m. është e vogël dhe efekti i rënies së tensionit në diodë luan një rol të rëndësishëm. Ky tension offset do të shkaktojë pa dashje zhvendosjen e pikës zero të f.k.e.m., e cila do të shkaktojë komutime të papritura dhe do të ndikojë në performancën e sistemit [36]. Prandaj, duke u nisur nga fakti, që sinjali i f.k.e.m. është shumë i dobët, në shpejtësi të vogla, përdoret një përforcues, si qark paraprak për rregullimin e offset dhe amplifikimin e sinjalit afër pikës zero, zero crossing point.

Në figurat 6.12 dhe 6.13 jepet kontrolli PWM në transmisionet elektrike me motor BLDC dhe kontrolli për shpejtësi të vogla, për tensionet fazore dhe tensionet e linjës.



**Figura 6.12** Kontrolli tipik *PWM* i motorit BLDC [111] **Figura 6.13** Kontrolli *PWM* për tension dhe shpejtësi të vogël [36]

Me masat e marra, si mësipër, marret një diapason i gjerë i rregullimit të shpejtësisë për transmisionet elektrike me motor BLDC, i cili shkon nga 50 rrot/min deri në 2500 rrot/min. [36]

---

#### **6.4.2 Teknika për shpejtësi dhe tension të lartë**

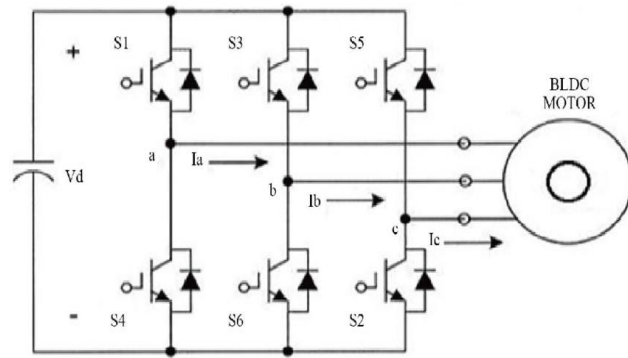
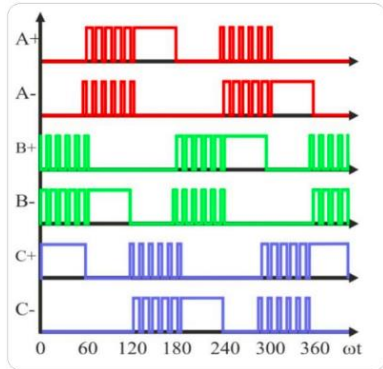
Në skemat që përdorin metodën e f.k.e.m. për të detektuar pozicionin e rrotorit, mikrokontrolleri ushqehet me tensionin e të tre fazave nëpërmjet rezistorëve, në mënyrë që të kufizohet vlera e rrymës. Në rast se cikli i punës, *duty cycle*, i *PWM* është i lartë, shfaqet një *zero crossing point* e gabuar. Ky problem shkaktohet nga konstantja e kohës e lartë nga rezistorët, të cilët përdoren për të kufizuar rrymën dhe nga kapacitetet parazitare brenda mikrokontrollerit. [36] Këto rezistenca së bashku me kapacitetet parazitare në skemë do të shkaktojë shumë vonesa që çojnë në detektim fals të f.k.e.m. sidomos kur kampioni i sinjalit të f.k.e.m. merret në fund të kohës së shkyçjes së *PWM*. Një mënyrë për ta përmirësuar këtë problematikë, është përdorimi i rezistorëve më të vegjël në paralel me rezistencën, e cila përcakton konstanten e kohës dhe një diode, që të blloktojë rrymën e ngarkimit të kalojë nëpërmjet rezistencës në paralel. Duke përdorur masat e diskutuara më sipër, kontrolli pa sensor përdoret me sukses për shpejtësi nga 300V/30000 rrot/min. Kjo teknikë përdoret në aplikimet me shpejtësi të larta për fryrjen e ajrit. [36]

#### **6.4.3 Teknika për aplikime me fuqi të vogla**

Për aplikimet me fuqi të vogla të motorit BLDC, për shembull aplikimet në ventilator, për arsye të përdorimit të baterisë, por edhe sepse hapësira për transmetimin e nxehtësisë është e kufizuar, reduktimi i konsumit të fuqisë është një nga çështjet kryesore në teknikën *PWM*. Në metodat konvencionale të kontrollit të transmisioneve elektrike me motor BLDC, humbjet nga harmonikat e larta gjatë komutimit brenda shndërruesit statik, janë të vogla, por rezultojnë me rritje të humbjeve brenda në motor. Po kështu kur rryma do të kalojë përgjatë diodës antiparalel, do të shfaqen humbje në diodë, të cilat janë të barabarta me produktin e rënies së drejtë të tensionit në diodë dhe të rrymës së ngarkesës. [89] Kjo lloj humbje nxehtësie është e konsiderueshme, për aplikimet me fuqi të vogla dhe duhet të zvogëlohet.

Në mënyrë që të marrim zvogëlim të humbjeve, në kontrollin *PWM*, figura 6.14, raporti i ciklit të punës, *duty cycle* merret nga shpejtësia referencë ose gabimi i shpejtësisë. Një sinjal kontrolli i ngjashëm aplikohet tek ana e skemës së fuqisë së ulët, por i shfazuar me  $180^\circ$ . Këto sinjale kontrolli aplikohen dhe te dy fazat e tjera me vonesë në kohë  $120^\circ$ .

Skema e fuqisë funksionon me tension të fraksionuar në perioda bazë të njëpasnjëshme brenda  $60^\circ$  elektrike. Skema e fuqisë funksionon me *chop control*, ndërsa skema e komandimit që e shoqëron është trigeruar nga sinjali *invers i chop control-it*. Këto sinjale kontrolli aplikohen te dy fazat e tjera me vonesë  $120^\circ$ , figura 6.15. [36]



**Figura 6.14** Kontrolli *PWM* për fuqi të vogla [36]. **Figura 6.15** Skema e komandimit të motorit BLDC [113]

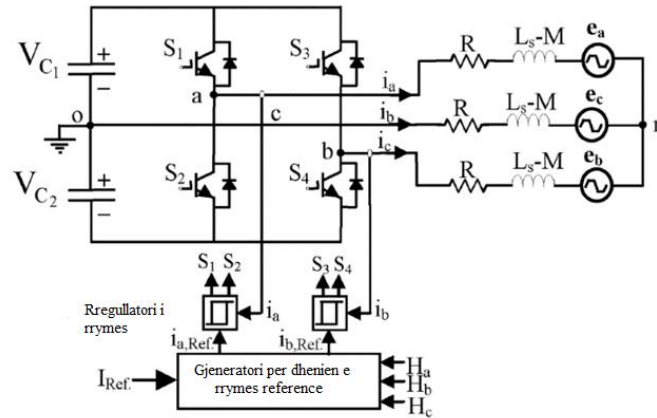
Përdorimi i kontrollit *PWM*, redukton në mënyrë të ndjeshme rënien e tensionit të shkaktuar nga kyçja e rezistencës në skemën e fuqisë, rrymën e ngarkesës, rrjedhimisht rënien pozitive të tensionit të diodës, të cilat sjellin ulje të konsumit të fuqisë dhe zvogëlim të ndjeshëm të humbjeve të nxehtësisë.

Kjo metodë gjen përdorim praktik në skemën e komandimit të boshtit të DVD, duke përdorur FPGAs, ku futen kampionet e tensioneve të tre fazave për të llogaritur komutimin fillestar. Për të dhënë referencën për raportin e *duty cycle* përdoret një resistor i jashtëm dhe një konvertues A/D me 8 bit. [36]

#### 6.4.4 Teknika *PWM* për kontrollin e rrymës së histerezisë

Në transmisionet elektrike me motor BLDC për ushqimin e pështjellës së statorit mund të përdoret skema e inverterit me katër çelësa të përgjithësuar dhe dy kondensatorë që komutojnë çelësat, figura 6.16. Me këtë mënyrë ushqimi të motorit BLDC, problematike është asimetria e tensionit, që njihet me emërtimin *asimetric voltage PWM*. Teknika e kontrollit direkt të rrymës së histerezisë *PWM*, në vend të kontrollit të tensionit me *PWM*,

gjeneron një përgjigje të qëndrueshme të shpejtësisë dhe të momentit dhe është e thjeshtë të zbatohet nga pikëpamja e *hardware dhe software* [36], [88]. Për këtë arsye inverteri që ushqen motorin BLDC trefazor me 4 çelësa të përgjithësuar, i cili është përdorur kryesisht në transmisionin elektrike me motorë asinkron, është një alternative e mirë për një konfigurim konvencional me kosto të ulët dhe e një performancë të lartë, figura 6.16.



**Figura 6.16** Bllokskena e kontrollit të motorit BLDC, që bazohet në rrymën e histerezisë [114]

Në strategjinë e kontrollit *PWM* të motorit trefazor me 4 çelësa të përgjithsuara, rrymat tre fazore gjithmonë do të plotësojnë ekuacionin

$$I_c = - (I_A + I_B) \quad (6.13)$$

Kjo do të thotë që kontrolli i rrymave të dy fazave garanton gjenerimin e 120 gradë përcjellshmërie të profilit të rrymës trefazore. Për plotësimin e kësaj detyre rrymat e të dy fazave kontrollohen direkt duke përdorur metodën e kontrollit të rrymës së histerezisë, *hysteresis current control* për katër çelësat e përgjithësuar. [56], [68], [71], [36] [88]

#### 6.4.5 Rregullatori i histerezisë

Kontrolli i rrymës së histerezisë zbatohet për të kontrolluar rrymën e inverterit. Rregullatori do të gjenerojë një rrymë referencë me inverterin në një zone, e cila është e fiksuar nga një brez. Në këtë kontroll rryma e dëshiruar e fazës së dhënë është mbledhur me vlerën negative të rrymës së matur. Gabimi shkon te krahasuesi që ka një brez histerezie. Kur gabimi takon kufirin e ulët të brezit të histerezisë, çelësi i sipërm i degës së inverterit kyçet. Por kur rryma takon kufirin e sipërm të brezit të histerezisë, çelësi i poshtëm kyçet. Ky lloj rregullatori nuk ka një frekuencë të caktuar të kyçje- shkyçjeve,

dhe ndryshon vazhdimisht, por është i lidhur me gjerësinë e brezit të histerezisë. [55]  
[152]

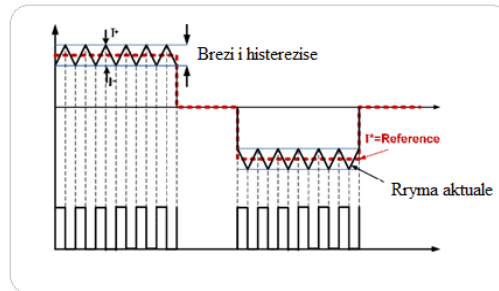


Fig 6.17 Kontrolli trefazor sipas rrymës së histerezisë

Në mënyrë që rrymat e fazave të jenë sa më afër atyre të referencës duhet që bandat e rregullatorit të jenë sa më të ngushta. Zvogëlimi i bandës së rregullatorit të histerezisë rrit frekuencën e komutimit dhe sa më e vogël të jetë banda e rregullatorëve aq më e madhe është frekuenca e komutimit, gjë e cila rrit koston e elementeve të elektronikës së fuqisë së shndërruesit statik dhe gjithashtu humbjet në të. Përgjithësisht banda e rregullatorëve të histerezisë merren 5% të rrymave të referimit. [152]

Tabela 6.3 Avantazhet dhe disavantazhet e strategjise PWM në kontrollin sensorless

Strategjia PWM në kontrollin pa sensor	Përparësitë	Kufizimet
Teknika PWM për shpejtësi dhe tension të ulët	Diapazoni i gjerë i rregullimit të shpejtësisë 50-2500 rrot/min	Kufizim vështiresia e detektimit të f.k.e.m, për arsye të vlerave shumë të vogla të saj.
Teknika PWM për shpejtësi dhe tension të lartë	Përdoret me sukses për shpejtësi deri në 300V/30000 rrot/min.	Kufizim vështirësia e kycjes në kohë, pasi frekuenca e kycje - shkycjeve shumë e madhe.
Teknika PWM për aplikime me fuqi të vogël	Redukton në mënyrë të ndjeshme rënien e tensionit të shkaktuar nga kycja e rezistencës në skemën e fuqisë, rrymën e ngarkesës, dhe rrjedhimisht rënien pozitive të tensionit të diodës. Konsumi i fuqisë dhe humbjet e nxehtësisë reduktohen ndjeshëm.	Problemi në këto skema është zvogëlimi i konsumit të energjisë dhe i humbjeve, që reduktohen nga mënyra e komandimit dhe kontrollit dhe shtimi i rezistencës në qarkun e fuqisë.
K Kontrollin i rrymës së histerezisë	Rregullim i qëndrueshëm i shpejtësisë dhe momentit. Eliminon problematikën e asimetrisë së tensionit.	Me rritjen e frekuencës së komutimit, rritet kostoja e elementeve të elektronikës së fuqisë së shndërruesit statik dhe gjithashtu humbjet në të.

---

## 6.5 TEKNIKA MODERNE NË KONTROLLIN PA SENSORË

Në transmisionet elektrike me motor BLDC, të cilat vënë në lëvizje mekanizma ku kërkohet vetëm kontrolli i shpejtësisë, jo i pozicionit dhe nuk ka kërkesa të veçanta për dinamikën e sistemit, sensorët e pozicionit mund të mos përdoren. Kjo çon në reduktim më tej të kostos së transmisionit elektrik dhe përmasave të motorit.

Në fakt, disa metoda kontrolli të transmisioneve elektrike me motor BLDC, të cilat mbështeten në f.k.e.m dhe në ndjeshmërinë kundrejt rrymës, japin në shumicën e rasteve, informacion të mjaftueshëm për të vlerësuar pozicionin e rrotorit me një saktësi të kënaqshme. Në këto raste motori punon i sinkronizuar me rrymën e fazës. Transmisioni me motor BLDC që nuk kërkon sensor pozicioni, por vetëm matje të madhësive elektrike, quhet transmision elektrik pa sensor, *sensorless electric drive*.

Motori BLDC është një tip motori i përshtatshëm për funksionimin pa sensorë, për arsye të mënyrës së eksitimit të tij dhe në mënyrë të natyrshme na ofron një mënyrë me kosto të ulët për të marrë informacion për pozicionin e rrotorit nga tensioni në bornat e motorit. [36]. [146]

### 6.5.1 *Konceptet themelore të kontrollit sliding mode.*

Kontrolli tradicional i transmisionit elektrik me motorë BLDC kërkon njohjen e modelit matematik të sistemit. Sa më i përafërt të jetë ky model me atë real, aq më të mirë janë treguesit e performancës së tij. Por përsëri në ekuacionet matematike të modelit ka pasaktësi, të cilat ndahen në dy grupe të mëdha:

1. Pasaktësi strukturore, që përfshijnë vështirësinë e njohjes së parametrave të modelit, ose edhe të ndryshimit të tyre gjatë punës.
2. Pasaktësi jostrukturore, pasaktësi të paraqitjes së modelit matematik, dinamika jo të modelueshme, ose përafrim të tij, për shembull ulja e rendit të modelit.

Për kërkesa të zakonshme të kontrollit, këto pasaktësi nuk ndikojnë, por nëse rriten kërkesat ndaj transmisionit elektrik për cilësinë, atëhere me anë të kontrollit tradicional me pasaktësi nuk mund të arrihen rezultatet e dëshiruara. [29], [145], [153]

*Sliding mode* është një metodë kontrolli, që siguron plotësim të kërkesave të cilësisë edhe në prani të pasaktësive, për arsye të gjetjes së një ligji kontrolli të aftë edhe ndaj

---

ndryshimeve, i cili duhet të përmbushë një saktësi të caktuar me një frekuencë kontrolli të pranueshme. [29]

### ***Projektimi i rregullatorëve sliding mode***

Projektimi i kontrollit sipas metodës *sliding mode* kalon nëpër dy etapa:

1. Projektimi i sipërfaqes së ekuilibrit, që karakterizohet nga sjellja e dëshiruar dhe nga ku duhet të kalojnë të gjithë trajektoret e gjendjes.
2. Projektimi i ligjit të kontrollit që të jetë i aftë ta sjellë sistemin mbi sipërfaqen e ekuilibrit në një kohë sa më të shkurtër dhe ta mbajë aty pas çdo ndryshimi.

Problemi i kontrollit është të ndjekë gjendjen e sistemit dhe ta çojë atë në gjendjen e dëshiruar. Gjendja fillestare e sistemit duhet të përputhet me gjendjen e dëshiruar fillestare, ndërsa gjendjet e tjera duhet të ndjekin gjendjen e dëshiruar çdo moment me gabim zero pa veprime të pafundme, por sigurisht pas një procesi kalimtar [29].

Duke supozuar një sistem të rendit të dytë

$$p^2x = f(x) + b(x)u \quad (6.14)$$

Ku:  $x$  – madhësia që duhet të kontrollohet (shpejtësia e motorit, për shëmbull)

$x = [x \ \dot{x}]$  – gjendja e sistemit që kontrollohet

$f(x)$ ,  $b(x)$  – dy funksione në përgjithësi jo lineare që nuk njihen me ekzaktësi, prandaj merret një maksimale e gabimeve të modelit, e cila mund të jetë një numër konstant ose një funksion i vazhdueshëm.

$u$  – madhësia e kontrollit (tensioni i ushqimit)

$p$  – operatori i derivatit  $d/dt$

$x_d = [x_d \ \dot{x}_d]$  – gjendja e dëshiruar e sistemit

Gabimi i sistemit përcaktohet si diferenca midis gjendjes reale dhe asaj të dëshiruar.

$$e_x = x - x_d \quad (6.15)$$

Sipërfaqet e ekuilibrit duhet të plotësojnë kushtin që:

$$S_x = 0 \quad (6.16)$$

Ku:  $s_x = p e_x + \lambda_x e_x$

$\lambda_x$  - është një konstante positive

$s_x$  – shuma e peshuar e gabimit dhe e shpejtësisë së gabimit

Ekuacioni është një ekuacion diferencial linear, zgjidhja e vetme e të cilit është:

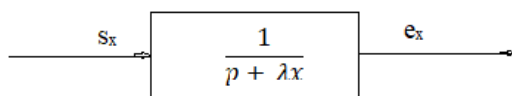
$$pe_x = e_x = 0 \quad (6.17)$$

ku kondita fillestare konsiston në gabimin dhe shpejtësinë e gabimit zero.

Pra gabimi  $e_x$  është dalja e një filtri të rendit të parë me funksion transmetues:

$$G_f = \frac{1}{p + \lambda x} = \frac{e_x}{s_x} \quad (6.18)$$

Dhe  $s_x$  është hyrja e filtrit.



**Figura 6.18** Blokskema me funksionin transmetues të filtrit të rendit të parë me dalje gabimin  $e_x$ .

Nëse sistemi do të ndodhet mbi sipërfaqen e ekuilibrit, ai do të rrëshqasë mbi të derisa të bëjë gabimin dhe shpejtësinë e ndryshimit të gabimit, të barabartë me zero dhe do të mbetet në këtë sipërfaqe derisa të ndodhet nën ndikimin e shqetësimeve të tjera [29]. Detyra shtrohet: Projektimi i një ligji kontrolli, jo i vazhdueshëm që duhet të sjellë sistemin në sipërfaqen e ekuilibrit në një kohë të fundme dhe të vahdojë ta mbajë në të. Kur gjendja është jashtë sipërfaqes ligji duhet të përmbushë kushtin:

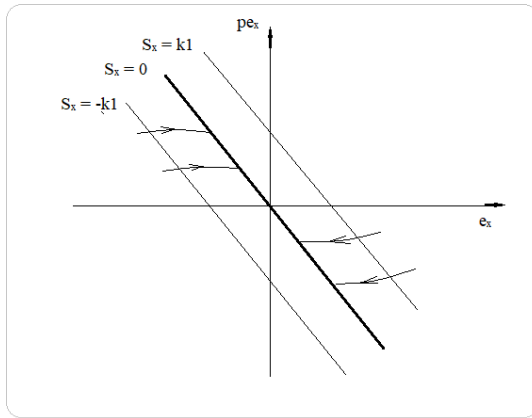
$$\frac{1}{2} (ps_x^2) \leq -\eta |s_x| \quad (6.19)$$

Ku:  $\eta$  – është një konstante positive

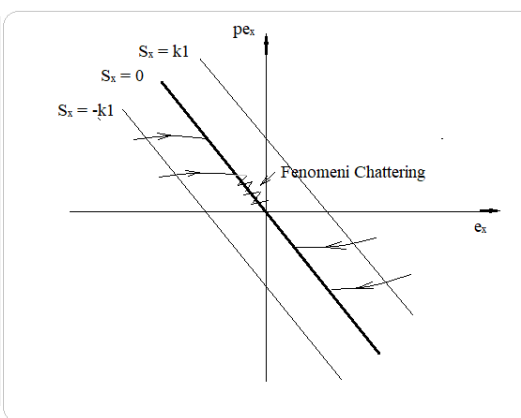
Ekuacioni tregon se në qoftë se plotësohet ky kusht, distanca e sipërfaqeve të gjëndjeve e ngritur në katror me sipërfaqen e ekuilibrit, zvogëlohet gjatë trajktoreve në hapësirën e gjëndjes. Trajektoret kalojnë nga sipërfaqja e ekuilibrit, që do të thotë afrojnë gjëndjen me këtë sipërfaqe. Në këtë rast plotësohet ekuacioni  $S_x = 0$ . Plotësimi i kushtit të distancës edhe në prani të pasaktësive bën që kur arrihet sipërfaqja e ekuilibrit, dinamika e sistemit nuk ndikohet më nga pasaktësitë. [29]

Në figurën 6.19 është paraqitur hapësira e gjëndjes dhe sipërfaqja e ekuilibrit, gjendja e dëshiruar.





**Figura 6.19** Hapësira e gjëndjes dhe sipërfaqja e ekuilibrit



**Figura 6.20** Fenomeni Chattering

Kushti, përveç konvergencës, siguron edhe që sipërfaqja e ekuilibrit të arrihet në një kohë të fundme, e cila merret duke integruar ekuacionin e kushtit të ekuilibrit [29].

$$t_v = \frac{|s_x(t=0)|}{\eta} \quad (6.20)$$

Ligji i kontrollit, që plotëson kushtin, duhet të jetë jo i vazhdueshëm në sipërfaqen e ekuilibrit. Në zbatimet praktike këto ligje nuk mund të aplikohen në mënyrë perfekte, për arsye të vonesave të komutimeve, kufizimit të frekuencës së komutimeve dhe pasaktësisë së njohjes së  $s_x$ -it. Pra gjendja nuk rrëshqet në sipërfaqen e ekuilibrit, por oshilon rrotull saj. Ky quhet fenomeni *chattering*, figura 6.20. Kjo kërkon modifikim të ligjit të kontrollit, për t' i bërë oshilimet sa më pak të mprehta. Për të arritur këtë qëllim duhet të marrim parasysh edhe saktësinë e kontrollit edhe zvogëlimin e fenomenit *chattering*. [29] Kur arrihet sipërfaqja e ekuilibrit, dinamika duhet të zbatohet përveç ekuacionit  $s_x = 0$ , edhe  $p s_x = 0$ . Duke rizgjidhur këtë ekuacion gjendet hyrja e kontrollit që të mbajë gjatë gjithë kohës plotësimin e ekuacionit, duke menduar që modeli matematik njihet plotësisht. Ky veprim i kontrollit quhet hyrje ekuivalente. [29]

$$u_{eq} = -f(x) - \lambda_x p e_x + p^2 x_d \quad (6.21)$$

Por modeli matematik nuk njihet në mënyrë perfekte, por vetem përafrimi i tij, i tillë që:

$$f(x) - \hat{f}(x) = \Delta f(x) \quad (6.22)$$

ku:  $\hat{f}(\cdot)$  – vlerësimi i  $f(x)$

$\Delta f(x)$  – limiti i sipërm i pasaktësisë

Pas funksionit përafrues marrim ligjin e kontrollit ekuivalent të përafruar. Ligjit të kontrollit i shtojmë edhe një term që ndryshon me jovazhdimësi mbi sipërfaqen e ekuilibrit.

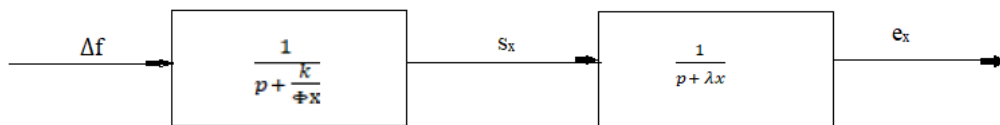
$$\hat{u} = u_{eq} + u^{sliding} \quad (6.23)$$

Ekuacionet në vazhdimësi tregojnë që, me rritjen e pasaktësive të modelit, rritet edhe jo vazhdimësia e veprimit të kontrollit mbi sipërfaqen e ekuilibrit. Ligji i kontrollit jo i vazhdueshëm sjell rrëshqitjen e gjendjes në sipërfaqen e ekuilibrit, por kjo jo vazhdimësi sjell fenomenin e chattering. Ekziston mundësia që të zvogëlohet jo vazhdimësia në një zonë rrethuese të sipërfaqes së ekuilibrit dhe eliminimi i fenomenit chattering. [29]

Për këtë përcaktohet një zonë rrethuese rrotull sipërfaqes së ekuilibrit me trashësi  $\Phi_x$  dhe gjërësi  $\Phi_x/\lambda_x$ . Brenda kësaj shtrese, që quhet edhe shtresa limit, dalja e kontrollit  $u^{sliding}$  ndryshon linearisht nga  $-k$  në  $k$ . Në gjendjet jashtë kësaj shtrese, ligji i kontrollit mbetet i pandryshuar. Brenda shtresës limite, ligji i kontrollit modifikohet, i cili sjell një gabim më të vogël sesa jashtë shtresës limite, por jo zero. Ky modifikim luan rolin e një filtri, dalja e të cilit jepet me:

$$s_x = \Delta f \frac{1}{p + \frac{k}{\Phi_x}} \quad (6.24)$$

Si hyrje e filtrit të rendit të parë është pasaktësia  $\Delta f$ , si dalje  $s_x$  dhe frekuenca e tij është  $\frac{k}{\Phi_x}$ . Lidhja midis dy filtrave paraqitet në bllokskemën e figures 6.21 [29].



**Figura 6.21** Blokskema e filtrave me funksionet transmetuese me hyrje limitin e sipërm të pasaktësisë dhe dalje gabimin

Frekuencat e dy filtrave të rendeve të para duhet të jenë të tilla, që të presin dinamikat jo të modeluara nga frekuenca e rritur. Mund të zgjidhen frekuenca të barabarta midis tyre të tilla që  $\frac{k}{\Phi_x} = \lambda_x$ , atëhere gabimi në funksion të pasaktësisë do të jepet në formën:

$$e_x = \frac{1}{(p + \lambda_x)^2} \Delta f \quad (6.25)$$

Parametri  $\lambda_x$  zgjidhet në mënyrë të tillë që të garantojë frekuencën e dëshiruar të prerjes në lidhje me saktësitë parametrike. [29]

Projektimi i rregullatorëve *sliding mode* ka të bëjë me individualizimin e ligjit të kontrollit që merr parasysh në mënyrë efikase pasaktësitë e modelit. Gjithashtu është e mundur të përftojmë teorikisht punë ideale, pavarësisht nga vlera e pasaktësive, por kjo

---

do të sillte ligje kontrolli të perealizueshme në praktikë. Projektimi i rregullatorit *sliding mode* duhet të jetë një zgjedhje midis qëndrueshmërisë dhe saktësisë së kontrollit. [29]

Karakteristikat e rregullatorëve *sliding mode* janë adaptuar mirë në kontrollin e transmiseve elektrike, sepse garantojnë punë konstante, dhe në prani të pasaktësive mbi modelin. Mbi të gjitha, karakteristikat jolineare të rregullatorëve *sliding mode* mund të shfrytëzohen në mënyrë efikase, për të përfutur rezultate që nuk mund t'i arrijmë nga përdorimi i rregullatorëve tradicional. [29].[158]

## 6.6 METODA E MBËSHTETUR MBI VLERËSIMIN DHE MODELIN

Kur projektojmë një sistem të kontrollit me lidhje të kundërt, supozohet që vektori i gjendjes i hyrjes të ketë madhësi të cilat të jenë të matshme. Në qoftë se këto madhësi, që përbëjnë vektorin e gjendjes së hyrjes, nuk mund të maten, sikurse ndodh në shumicën e sistemeve komplekse, ligji i kontrollit nuk mund të zbatohet. Atëhere duhet të sigurohet një përafrim i ri për vektorin e gjendjes së hyrjes, që të zëvendësohet brenda ligjit të kontrollit. Pothuaj në çdo situatë projektohet edhe vektori i përafërt i gjendjes. [36]

Nisur nga kjo pikëpamje, problemi i projektimit të kontrollit ndahet në dy faza:

1. Projektohet ligji i kontrollit, duke supozuar se vektori i gjendjes është i vlefshëm. Ky ligj mund të bazohet për shembull në një optimizim ose teknika të tjera dhe zakonisht rezulton ligj kontrolli pa dinamikë.
2. Projektohet sistemi që prodhon një përafrim për vektorin e gjendjes. Ky sistem është quajtur vëzhgues, *observer*, që ka si hyrje, hyrjet e sistemit dhe si dalje daljet e vlefshme të sistemit, që do t'i afrohet dhe ka një vektor gjendje që është linearisht i lidhur me përafrimin e dëshiruar.

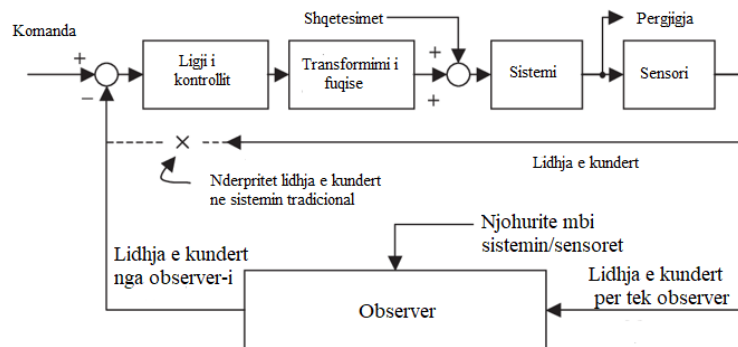
Thjeshtësia e projektimit të tij është avantazhi më i madh i përdorimit të vëzhguesit, pasi të gjitha gjendjet në modelin e sistemit mund të vlerësohen duke përfshirë edhe gjendjet që janë vështirë të merren nga matjet. [36]

Në shfrytëzimin praktik të tyre, vëzhguesat ofrojnë një teori shoqëruese, e cila është e lidhur me bazat e koncepteve të sistemeve lineare të kontrollueshmërisë, vëzhgueshmërisë, përgjigjes dinamike dhe stabilitetit dhe krijon një mjedis të tillë, ku të gjitha këto koncepte ndërveprojnë. Vëzhguesi, nëpërmjet njohurive që ka mbi sistemin dhe informacionit që merr nga daljet e matura, prodhon vlerësimin e daljeve. Gabimi midis daljeve të vlerësuara dhe madhësive të matura kthehet mbrapsh te modeli i sistemit

për të korektuar vlerat e vlerësuar, sikurse pozicioni i rrotorit dhe shpejtësia, sikurse do të ishte me variablat e matura në një kontroll me kontur të mbyllur. [36]

Pra vëzhguesi mund të përdoret për të shtuar ose zëvendësuar sensorët në një sistem kontrolli. Vëzhguesit janë algoritma, që kombinojnë sinjalet e matura (*sensed*) me njohuri mbi sistemin e kontrollit për të prodhuar sinjalet e vëzhguara (*observed*). Parimi i një vëzhguesi është që nga kombinimi i sinjaleve të matura të lidhjes së kundërt me njohuritë e komponentëve të sistemit të kontrollit, sjellja e sistemit mund të njihet me një saktësi më të lartë, sesa nga përdorimi vetëm i sinjalit të lidhjes së kundërt. Vëzhguesi i paraqitur në figurën 6.22. zvogëlon koston e sistemit, duke rritur performancën e një sistemi me sensor me kosto të ulët. Në qoftë se i kombinojmë të dyja, përfitojmë performancën e sistemit me sensor me kosto të lartë. Në raste ekstreme vëzhguesi mund të eliminojë fare sensorët, duke ulur koston e sensorit dhe të skemës elektrike që i shoqerojnë ato. [102]. [145]

Pra kjo metodë siguron konvergjencë më të shpejtë se metoda tradicionale dhe në përgjithësi performancë më të lartë të transmisionit elektrik.



**Figura 6.22 Bllokdiagrama e lidhjes në sistem të një vëzhguesi [101]**

Megjithatë shumica e metodave që bazohen te vëzhguesit janë përdorur për motorët me magnet permanentë të rrymës alternative, të cilat kanë një f.k.e.m. sinusoidale dhe kanë nevojë për pozicionin e rrotorit në mënyrë të vazhdueshme. Kurse për motorin BLDC që nevojiten vetem 6 pika për të marrë informacion për pozicionin e rrotorit, nevoja për informacion të vazhdueshëm nga vëzhguesi nuk nevojitet. Por kjo metodë mund të përdoret në ato raste kur motori do të punojë me fluks të dobësuar, për kontrollin e avancuar të këndit të rrotorit që nevojiten edhe për pozicione të tjera veç atyre të komutimit. [36]

---

### 6.6.1 Vëzhguesi *Sliding-mode* (SMO)

Për të kontrolluar transmissiionin elektrik me motor BLDC duhet të njihet një pozicion absolut i rrotorit, kështu që për këtë qëllim përdoren sensorët. Por këta sensorë pozicioni janë të shtrenjtë, veçanërisht për transmissiionet me fuqi të vogël dhe kërkojnë kujdes të madh në montim. Gjithashtu ekuacionet e gjendjes së motorit BLDC janë jo lineare, kështu që është e vështirë për të zbatuar teorinë e kontrollit linear. Prandaj për të përmirësuar qëndrueshmërinë e sistemit dhe për të reduktuar koston e tij, sensorët zëvendësohen me disa teknika pa sensorë. [36] [82], [83]. [102]

Në ditët e sotme janë zhvilluar disa metoda kontrolli të përshtatshme pa sensor për këto transmissiione, për shembull duke përdorur vëzhguesin *sliding mode*, SMO, *sliding-mode observer*, një nga të cilat është metoda e kontrollit direkt të momentit, DTC, *Direct torque control*. Për të arritur një lidhje midis këndit të vektorit të rrymës së statorit dhe këndit të vektorit të f.k.e.m. me qëllim vlerësimin e këndit të gabimit minimal dhe reduktimin e lëkundjeve të momentit në zonat e komutimit, shfrytëzohet ekuacioni i gjendjes së motorit BLDC. Në këtë metodë vektori i tensionit është zgjedhur nga *look-up table*, duke përdorur pozicionin e vektorit të fluksit të rrotorit dhe gabimin e momentit, i cili çon në histerezinë e parapërcaktuar. Në saktësinë e vlerësimit të fluksit të statorit ndikon ndryshimi i vlerës së rezistencës së statorit, interferenca elektrike, interferencë magnetike, gabimi i matjes, etj. [36] [82], [83]

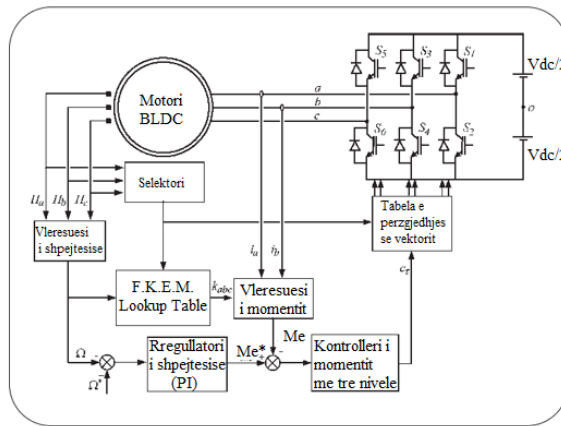
Megjithatë metoda e kontrollit DTC bazuar në histerezinë ka disa të meta si:

1. Pulsim të lartë të momentit elektromagnetik.
2. Pulsim të fluksit.
3. Frekuenca e ndryshueshme e komutimit të inverterit.

Këto të meta janë zgjidhur nëpërmjet skemës *DTC space vector modulation*, e cila përdor një komutim me frekuencë konstante. Megjithatë kjo skemë ka nevojë për një transferim nga *stationary reference frame* në *stator flux field orientation frame* dhe e kundërta, kërkon një kohë të madhe për llogaritje dhe akumulon gabimin. Figura 6.19 tregon bllokskemën për kontrollin direkt të momentit në transmissiionet elektrike me motor BLDC. [36]

Gjatë kontrollit të shpejtësisë pa sensorë, të transmissiioneve elektrike me teknikën DTC, dhe veçanërisht në sistemet e saktësisë së lartë, duhet patur kujdes në marrjen në konsideratë të vlerës së rezistencës së statorit, pasi ka kërkesa për një performancë

optimale edhe në zonën e shpejtësive të vogla. Kjo ndikon shumë në saktësinë e vlerësimit të fluksit të statorit dhe shpejtësisë së rrotullimit të transmisionit elektrik. Në shpejtësitë e larta, rënia në rezistencën aktive të pësjtjellës së statorit është e vogël krahasuar me vetë vlerën e tensionit që zbatohet në këtë pësjtjellë, prandaj vlerësimi i fluksit të statorit dhe i shpejtësisë realizohen me saktësi të lartë. Kjo ndikon shumë në saktësinë e vlerësimit të fluksit të statorit dhe shpejtësisë së rrotullimit [36].



**Figura 6.23 Kontrolli direkt i momentit rrotullues DTC [95]**

Për të llogaritur shpejtësinë dhe vlerën e rezistencës së statorit në mënyrë të pavarur përdoret një algoritëm i vlerësimit bazuar në *SMO*, që garanton një stabilitet global dhe një konvergjencë të parametrave të vlerësuar. *SMO* (*Sliding mode observer*) mund të përdoret edhe tek sistemet jo lineare sikurse janë transmisionet elektrike me motor BLDC. [36] [104], [116]

Problemi kryesor i metodës *SMO* e zbatuar në praktikë janë vlerat e larta të tensionit të dhënë nga burimi i ushqimit dhe stresit të shkaktuar mbi shndërruesit statikë të fuqisë. Nga ana tjetër është shumë efiçente në vlerësimin e gjendjes së sistemit, është robuste kundrejt variacionit të parametrave dhe shqetësimeve duke përfshirë edhe zhurmat e matjes. [36]

Për të përmirësuar punën e kontrollit mund të përdoren edhe *vëzhguesit* digital.

### 6.6.2 Filtri i zgjeruar i Kalmanit

Filtri i zgjeruar i Kalmanit, *Extended Kalman Filter*, *EKF* është një algoritëm i vlerësimit optimal rekursiv për sistemet jo lineare. Ky algoritëm bën një vlerësim të shpejtë dhe të saktë të variablave për të cilat kemi interes në përputhje me saktësinë e kërkuar, dhe gjithashtu arrin një konvergjencë të shpejtë. [36] Kjo bëhet e mundur pasi *EKF* përdor:

1. Njohuritë për dinamikën e sistemit.

2. Përshkrimin statistikor të gabimeve të sistemit.
1. Informacion për kushtet fillestare të variablave që interesit

Algoritmi i ndërtuar paraqet një llogaritje intensive, i cili duhet të shoqërohen edhe me aspekte të ndryshme të zbatimit, siç janë kërkesat për komutim, koha e procesimit, kërkesa për hapsirë në memorje, etj. dhe kompjuteri të llogarisë kohën e ekzekutimit të ciklit, rrjetin e instruksioneve, matematikën e përdorur etj. [36] [38]

Kjo metodë përdoret për përcaktimin e pozicionit të rrotorit dhe të shpejtësisë nëpërmjet llogaritjes së tensionit të linjës së statorit, rrymës së fazës dhe f.k.e.m. Përgjatë këtij procesi sinjalet e tensionit dhe rrymës nuk janë të filtruar, dhe pozicioni i rrotorit dhe shpejtësia vlerësohen me saktësi të mjaftueshme në të dyja gjendjet, e qëndrueshme dhe dinamike. Por kërkesa për një performancë sa më të lartë, kompleksiteti i llogaritjeve dhe shpejtësia e f.k.e.m. janë problematika që duhen patur në konsideratë gjatë përdorimit të kësaj metode kontrolli në transmisionet elektrike me motor BLDC [36].

Blokkdiagrama e sistemit për vlerësimin e shpejtësisë për këtë metodë kontrolli e paraqitur në figurën 6.20 ndahet në dy pjesë kryesore:

1. Sistemi i kontrollit të shpejtësisë
2. Sistemi i vlerësimit

E para konsiston në një qark fuqie, burimi i ushqimit DC, inverteri dhe motori dhe e dyta qarqet e kontrollit, të cilat kryejnë tre funksione:

1. Komutimin e rrymës
2. Kontrollin e rrymës
3. Kontrollin e shpejtësisë

Si lidhje e kundërt përdoret informacioni nga shpejtësia e matur, rryma e fazës dhe pozicioni i rrotorit (këndi). [36] [38]

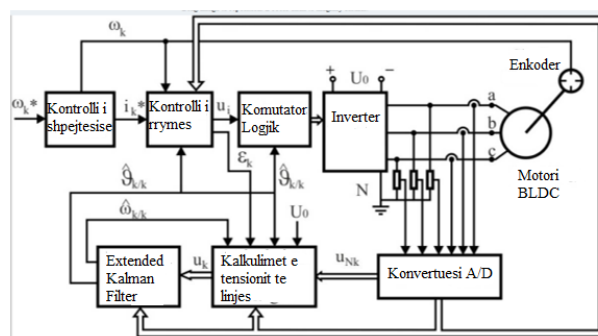


Figura 6.24 Blokkdiagrama e kontrollit me filtrin e zgjeruar të Kalmanit [103]

---

Blloku kryesor i algoritmave të vlerësimit, figura 6.20 përmban:

1. F.k.e.m;
2. Blloku i llogaritjes së vlerës mesatare të tensionit të linjës.
3. Llogaritet vektori i vlerës mesatare të tensionit të linjës, në lidhje me vektorin e pikës neutrale.
4. Cikli i punës, *Duty cycle* i çelësit të fuqisë të inverterit, gabimi, tensioni i inverterit, shpejtësia e vlerësuar, pozicioni i rrotorit dhe vektori i matur i rrymës. [36] [38]

### **6.6.3 Sistemi adaptiv me model reference**

Në disa raste vlerësimi i vlerës së rezistencës së statorit dhe rrotorit nuk është i aplikueshëm, kur sistemi i kontrollit pa sensor është në gjendje kalimtare, sikurse dhe funksionimi nën një ndryshim të gjerë të momentit të ngarkesës, apo ndryshimi në komandën e shpejtësisë. [36]

Në këto raste vlerësimi i rezistencave, kur dërgohen sinjale me frekuencë të lartë, mund të realizohet me anë të metodës së kontrollit me sistem adaptiv me model reference, *Model Reference Adaptive System*, MRAS. Megjithëse vlerësimi i rezistencës së statorit për një interval kohe të shkurtër, kur shpejtësia këndore e rrotorit ka arritur në vlerën e stabilizuar, të dyja edhe rezistenca e statorit dhe shpejtësia këndore e rrotorit përforcohen në mënyrë të ndërsjelltë. Sisteme adaptive me model reference, janë zhvilluar duke përdorur kriterin e qëndrueshmërisë së POPOV-it, i cili është një nga teknikat më premtuese të përdorur në kontrollin adaptiv për vlerësimin e shpejtësisë dhe rezistencës së statorit. [36]

Midis tipeve të ndryshme të konfigurimeve të sistemeve adaptive ajo me model reference, MRAS është e rëndësishme sepse ajo është relativisht e thjeshtë për t'u zbatuar, në një adaptim të shpejtë për një zonë të madhe aplikimi. [36], [106], [107]

Principi bazë i kontrollit MRAS është ilustruar në figurën 6.21, i quajtur MRAS në paralel.



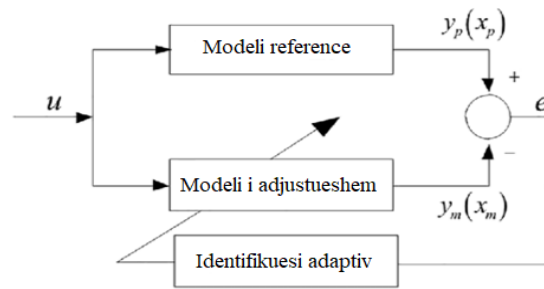


Figura 6.25 Blokskema e kontrollit me MRAS parallel [36]

Modelet dinamike në këtë metodë kontrolli, figura 6.25, janë paraqitur sipas një blloku “Reference Model”, i cili është sistemi aktual, për shembull, motori që përmban të gjithë parametrat e panjohur, domethënë shpejtësinë e motorit, rezistencën e statorit, rezistencën e rrotorit, dhe blloku i rregullimit të modelit, *Adjustable Model*, i cili ka të njëjtën strukturë si modeli i referencës, por me parametrat e rregulluara ose të vlerësuara në vend të atyre të panjohurave. Vektori i gabimit “e” është derivuar duke marrë diferencën e daljeve të dy modeleve dinamike dhe çohet në zero nëpërmjet ligjeve të adaptimit. Si rezultat vektori i parametrave të vlerësuar do të konvergojë në vlerat e vërteta x. [36]

Një nga përparësitë kryesore të këtij tipi sistemi adaptiv është shpejtësia e lartë e adaptimit. Kjo i referohet faktit se matja e diferencës midis daljeve të modelit referencë dhe modelit të rregulluar merret drejtpërsëdrejti nga krahasimi i gjendjeve, daljeve të modelit reference me ato të modelit të rregulluar. Gabimi i sinjalit mund të formulohet me fluks (*F-MRAS*), *Back EMF (E MRAS)*, fuqia reaktive, *Q-MRAS*, fuqia aktive (*P-MRAS*). Për shembull, një MRAS me fuqi reaktive të çastit, mund të përdoret për vlerësimin e shpejtësisë të vektorit *sensorless* për kontrollin e transmisionit elektrik me motor BLDC. Kjo metodë kontrolli *Q-MRAS* konverton në një vektor sasie, pra vektor rryme, në një sasi skalare, duke përdorur konceptin e fuqisë reaktive dhe modeli reference shfrytëzon vektorin e matur të rrymës. Gjithashtu modeli adjustable përdor vektorin e rrymave të statorit të vlerësuar, përgjatë ekuacioneve të gjendjes së makinës të konfiguruar në termat e fuqisë reaktive.

Skema e një kontrolli *P-MRAS*, me fuqi aktive, është bazuar në identifikimin e rezistencës së rrotorit, vlerësimi i të cilit është efektiv, në një zonë të gjerë të ndryshimit dhe mund të aplikohet në kohë reale *Field Oriented Control (FOC)*. [36]

**Tabela 6.4 Permbledhje te avantazheve dhe kufizimeve te metodave te avancuara te kontrollit. [6], [36], [38], [104], [105], [106], [107]**

Metodat e avancuara te kontrollit	Përparësitë	Kufizimet
<i>Estimation and model-based method</i>	Thjeshtësia e projektimit	
<i>Aplikime</i>	<i>PMSM, BLDC, etc.</i>	
<i>Sliding-mode observer (SMO) DTC teknik</i>	Arrihet një performancë optimale edhe në zonën e shpejtësive të vogla. Ka diapason të gjerë të rregullimit të shpejtësisë. Është shumë efiçente në vlerësimin e gjëndjes së sistemit, është e qëndrueshme kundrejt ndryshimit të parametrave dhe shqetësimeve duke përfshirë edhe zhurmat e matjes.	Problem janë vlerat e larta të tensionit të dhënë nga burimi i ushqimit dhe stresit të shkaktuar mbi shndërruesit statikë të fuqisë. Megjithatë metoda <i>DTC</i> bazuar në histerezinë kanë disa të meta serioze si pulsime të lartë të momentit, pulsime të fluksit, frekuenca variable të komutimit të inverterit.
<i>Aplikime</i>	Kontrolli i pozicionit në transmisionet me motor asinkron, që përdorin <i>FPGA</i> , transmisionet me motorë <i>PMSM</i> dhe <i>BLDC</i> që kërkojnë siguri, qëndrueshmëri dhe performancë të lartë.	
<i>Extended Kalman Filter (EKF)</i>	Posicioni i rrotorit dhe shpejtësia mund të vlerësohen me saktësi të mjaftueshme në të dy gjëndjet dinamike dhe statike. Arrin një konvergencë të shpejtë.	Llogaritje të shumta.
<i>Aplikime</i>	<i>Extended Kalman Filter përdoret në transmisionet me motorë BLDC për të vlerësuar variablat e gjëndjes së motorit vetëm duke përdorur matjet e tensionit të linjës së statorit dhe rrymën. EKF projektohet dhe zbatohet për vlerësimin e shpejtësisë dhe pozicionit të rrotorit të motorit BLDC në këto transmise dhe për shpejtësi të vogla.</i>	
<i>Model Reference Adaptive System (MRAS)</i>	Përdoret në ato raste kur duam të vlerësojmë vlerën e rezistencës së statorit dhe rrotorit kur sistemi i kontrollit sensorless është në gjëndje kalimtare, sikurse veprimi nën një variacion të gjërë të ngarkesës ose nën komanda të ndryshimit të shpejtësisë. Një nga avantazhet është shpejtësia e madhe e adaptimit. Është relativisht e thjeshtë të implementohet me një adaptim të shpejtë për një fushë të gjërë të aplikimeve.	
<i>Aplikime</i>	<i>Për disa probleme që kanë lidhje me kontrollin e manipulatoreve multifunksionalë (robotët industrialë) me shpejtësi të lartë me lëvizje konstante, me ndërlidhje të shumta dhe jo lineare, modeli i të cilave është i njohur, mund të përdoret përafërsisht që bazohet në metodën e kontrollit të Model Reference Adaptive System (MRAS). Kontrolli me MRAS siguron konvergencë për një klasë të caktuar procesesh.</i>	

---

## 6.7 SISTEMI INTELIGJENT I KONTROLLIT

Nga të gjitha metodat e kontrollit të transmiseve elektrike që kemi shqyrtuar deri tani, asnjëra prej tyre nuk ka rezultate shumë të mira në performancën e sistemit, në të gjithë diapazonin e ndryshimit të parametrave apo shqetësimeve të tjera në transmissiionin elektrik me motor BLDC. [6] Fillimisht vetë modeli matematik i zgjedhur për studimin e sistemeve të rregullimit është i përafërt me realitetin, gjë që ndikon në performancën e motorit. Pas tij kemi pasaktësi, të cilat vijnë si rezultat i gabimeve në vëzhgimin të momentit rrotullues, të f.k.e.m. apo gabime nga vetë shkalla e saktësisë së algoritmave të vëzhgimit. Në funksionimin e motorit ndikojnë edhe problemet që kanë të bëjnë me fushën magnetike siç janë, ngopja magnetike, efektet e reaksionit të induktit, shtrembërim i fluksit në hapësirën ajrore pjesërisht nga ngopja e çelikut të rrotorit dhe pjesërisht nga cepat e poleve, etj. [6]

Efekt tjetër, i cili influencon të funksionimi i sistemit të kontrollit është edhe ndryshimi i induktivitetit, i cili është funksion i amplitudës së rrymës së motorit dhe këndit të fazës së tij, ndikimi i të cilit duket tek koeficienti i përforsimit të sistemit dhe të konstantja e kohës e konturit të hapur të sistemit. Ndryshimi i temperaturës ka efektin e vet të densiteti i fluksit magnetik, ndryshimit të rezistencës së pështjellës së statorit, dhe ngopjen magnetike në motor. Po ashtu induksioni magnetik mbetës zvogëlohet me rritjen e temperaturës. [6]

Performanca e kontrollit të motorit mund të degradojë edhe si rrjedhim i pasaktësisë së modelit të f.k.e.m. në kushtet e kontrollit pa sensor. Prandaj në sistemet e kontrollit të motorit BLDC, parametrat elektrike siç janë rezistenca e statorit, dhe induktiviteti i pështjellës së statorit janë të ndjeshme edhe nga temperatura e ambjentit dhe shpejtësia këndore e rrotullimit të rrotorit, veçanërisht kur motori punon me shpejtësi të lartë, dhe ngarkesë të plotë. Pra përfundimisht konstantja e kohës do të ndryshojë nga të gjithë këta faktorë dhe performanca e transmissiionit elektrik ndryshon në dinamika të ndryshme edhe në kushtet e funksionimit të stabilizuar. [6]

Si përfundim, për të përmirësuar rezultatet e performancës së motorit gjatë rregullimit, janë përpunuar një grup tjetër metodash të kontrollit të transmiseve elektrike me motorë BLDC, që janë metodat e kontrollit inteligjente. [6]

### 6.7.1 Struktura e sistemit të kontrollit inteligjent

Sistemi i kontrollit inteligjent, ka një numër nënsistemesh, *nënsistemi i perceptimit*, *nënsistemi i njohjes dhe nënsistemi i veprimit*, sikurse është treguar në figurën 6.22.

*Nënsistemi i perceptimit* mbledh informacionet nga impianti dhe ambjenti, dhe i përpunon ato në një formë të përshtatshme për t'u njohur nga nënsistemi. Nëpërmjet informacioneve të papërpunuara të marra në lidhje me impiantin dhe ambjentin nëpërmjet sensorëve, i përpunon ato dhe i transformon në formë të përshtatshme që *data fusion* t'i përdorë së bashku me të dhënat multidimensionale të gjendjes për të ndërtuar një riparaqitje të impiantit dhe ambjentit, pra realizon njohjen e modelit, "*pattern recognition*". [38]

*Nënsistemi i njohjes* është i lidhur me procesin e marrjes së vendimeve nën kushtet e josigurisë. Aktivitetet kyç të tij përfshijnë: arsyetimin, duke përdorur sistemin bazë të njohjes dhe logjikën fuzzy; planifikimi strategjik që përdor evoluimin e matur të optimumit, kërkimin adaptiv dhe algoritmin genetic; planifikimin e rrugës dhe të mësuarit, duke përdorur të mësuarit e kontrolluar në rrjetat neural, të mësuarit e pakontrolluar në rrjetat neural, të mësuarit adaptive. [38]

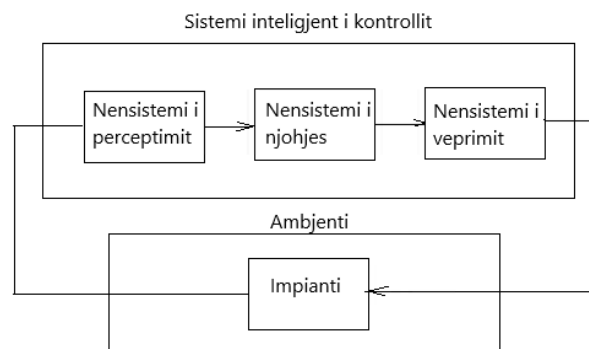


Figura 6.26 Struktura e sistemit inteligjent të kontrollit

*Nënsistemi i veprimit* ku futen aktorët, të cilët veprojnë duke përdorur sinjale nga nënsistemi i njohjes me qëllim që të vënë në punë impiantin në disa gjendje të dëshiruara. Në qoftë se veprimi i aktorit ose sensorit dështon, atëherë sistemi inteligjent i kontrollit është në dispozicion dhe është i aftë të rikonfigurojë strategjinë e tij të kontrollit. [38]

## 6.8 METODAT INTELIGJENTE TË KONTROLLIT TË MOTORIT BLDC

Për të kontrolluar funksionimin e transmisionit elektrik me motor BLDC, sipas kërkesave të mirëpërcaktuara, përdoren edhe një sërë metodash kontrolli inteligjente, numri i të cilave vazhdon të rritet. Metodën më të përdorshme sot janë Logjika Fuzzy, Neural Network, Genetic Algorithm.

Këto metoda janë të përshtatshme për t'u aplikuar në detyra të tilla si:

1. Kontrollin e shpejtësisë, pozicionin dhe momentin e motorit.
2. Identifikimin e parametrave të motorit dhe vlerësimin e gjendjes së tij.
3. Detektimin e difekteve
4. Diagnostikimin e tyre

Në figurën 6.27 është paraqitur bllokskema e kontrollit inteligjent të motorit.

Algoritmi i kontrollit inteligjent është i pavarur ose pothuaj i pavarur nga të dhënat e motorit BLDC, që do të kontrollohet, pra nga paraqitja e tij nëpërmjet modelit matematik. [6], [119]

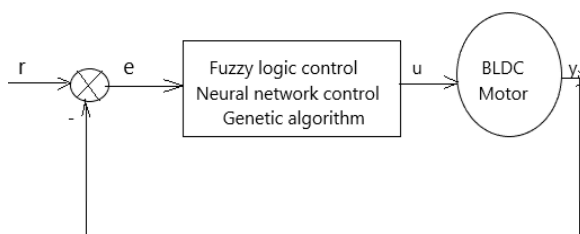


Figura 6.27 Bllokskema e kontrollit inteligjent të motorit

Për shembull, kontrolli me anë të *Logjikës Fuzzy* kërkon më pak llogaritje, ka aftësi të mira arsyetimi, por nuk ka aftësi për rregulla të reja, pra aftësi për të mësuar shumë të dobta, lehtësi në zbatim, i përshtatshëm për sisteme komplekse dinamike, fleksibilitet të lartë, natyrë robuste. Është e vështirë të merren rregulla fuzzy dhe *membership function* optimale. [6], [119], [120]

Kontrolli i bazuar në rrjetat neurale, *Neural-Network*, ka aftësi shumë të mira për të zgjidhur pasigurinë e strukturuar dhe shqetësimet e sistemit, por kërkon kapacitet më të madh për llogaritje dhe hapësirë më të madhe për memorje. [6]

---

Ndërsa metodat e tjera të kontrollit inteligjent si: *Genetic Algorithm*, *Ant-Colony Algorithm*, *Artificial Immune Algorithm*, kanë mundësi të optimizojnë parametrat online dhe offline për të marrë një performancë më të mirë nga kontrolli, por kërkojnë kohë më të gjatë për llogaritje dhe hapësirë më të madhe për memorje. [6]

Që të përfitohen avantazhet nga secila metodë në praktikë, metodat inteligjente mund të kombinohen me njëra-tjetrën, dy e nga dy, ose të trija metodat së bashku. Për shembull, mund të ndërtohen kontrollorë mbështetur në logjikën Fuzzy dhe rrjetat neurale, rregullator *Fuzzy Genetic*, rregullator *Fuzzy Immune*. Kombinimi i tyre mund të jetë një bashkim i thjeshtë ose një integrim te njëri-tjetri.

Sikurse dihet kontrolli *Fuzzy* ka aftësi arsyetimi të mira, por aftësi për të mësuar shumë të dobta, ndërsa *rrjetat neurale* kanë aftësi shumë të mira për të mësuar dhe aftësi të dobta për të arsyetuar. Po t'i kombinojmë të dy këto lloj kontrollesh do të marrim një sistem kontrolli edhe me aftësinë për të arsyetuar edhe me aftësinë për të mësuar shumë të mirë. Por në qoftë se ky kombinim do të bashkohet edhe me algoritmin gjenetik, *Algoritmin Genetic*, i cili do të lejojë optimizimin e rregullave të interferencës fuzzy do të kemi përmirësim të besueshmërisë së sistemit dhe përpikmërisë së kontrollit. [6]

Eshtë e pamundur të zgjidhen të gjitha problemet e kontrollit të transmisioneve elektrike me motor BLDC vetëm me një metodë kontrolli, qoftë kjo edhe inteligjente. Prandaj për të arritur një nivel optimal të kontrollit, kontrolli inteligjent kombinohet edhe me rregullatorë të tjerë tradicionalë ose me metodat moderne të kontrollit. [6]

## **6.9 SISTEMET E KONTROLLIT BAZUAR NË LOGJIKËN FUZZY**

### ***6.9.1 Kontrolli mbështetur në logjikën FUZZY***

Logjika e Fuzzy-it është propozuar së pari nga Zadeh (1965) dhe është bazuar në konceptin e rregullave Fuzzy. Teoria Fuzzy i jep kuptim prezantimit të pasigurisë, ose paqartësisë. Në përgjithësi, teoria e probabilitetit është mjete primar për analizën e pasigurisë, dhe supozon se pasiguria është një proces i rastit. Megjithatë, jo çdo lloj pasigurie është e rastit, dhe teoria e Fuzzy-it është përdorur për të modeluar atë lloj paqartësie që është e lidhur me pasaktësinë, hutimin dhe boshllëkun e informacionit. [38], [119]

Logjika Fuzzy është një përafrim i shkencës kompjuterike që imiton mënyrën se si truri i njeriut mendon dhe zgjidh problemet. Idea e logjikës Fuzzy është që të marrë një vendim të përafërt duke përdorur termat e gjuhës njerëzore në vend të termave sasiore. Ajo është konsideruar si modeli i informacionit ku përcaktimet nuk mund të jenë precize, por mund të vendosen disa kufij të përcaktimeve. Për arsye të thjeshtësisë dhe efektivitetit, Logjika Fuzzy është përdorur shumë në aplikime në fushën e shkencës dhe industrisë. [95]

Koncepti qendror i teorisë Fuzzy është që funksioni anëtarësim  $\mu$ , në mënyrë të ngjashme me teorinë e probabilitetit, mund të ketë një vlerë midis 0 dhe 1. Funksioni membership  $\mu$  ka një lidhje lineare me aksin e x-eve, i quajtur universi i diskutimit U. Kjo krijon një formë trekëndore të rrjetit fuzzy. [38], [119]

Rrjeti fuzzy prezantohet nga trekëndësha simetrikë që përdoren për arsye se ato japin një rezultat të mirë me llogaritje të thjeshta. Një tjetër marrvëshje përfshin trekëndësha jo simetrike, trapezoid kurba me forma Gausiane dhe këmbore. [38], [119]

### 6.9.2 Relacionet e logjikës FUZZY

Një aspekt i rëndësishëm i logjikës FUZZY është aftësia për të vendosur një lidhje midis universeve të ndryshëm diskutimi.

Marrim në konsideratë lidhjen

$$\text{“IF L... THEN M”} \quad (6.26)$$

Në ekuacionin, L është e njohur si shkak dhe M si një pasojë. Lidhja jepet me barazimin:

$$A = L \times M \quad (6.27)$$

Vendime të tilla si:

$$\text{“IF L is low THEN M is medium”} \quad (6.28)$$

formojnë një strategji kontrolli dhe janë të lidhura nga bashkimi i tyre: [38], [119]

$$A = A_1 + A_2 + A_3 + \dots + A_n \quad (6.29)$$

### 6.9.3 Kontrolli sipas logjikës FUZZY

Struktura bazë e sistemit të kontrollit sipas logjikës Fuzzy, *Fuzzy Logic Control, FLC*, është treguar në figurën 6.24, ku blloqet kryesore janë fuzifikimi, ose procesi i transformimit sipas logjikës së Fuzzy, të dhënat dhe rregullat bazë, Fuzzy interference, konkluzionet e Fuzzy dhe defuzzifikimi.

Fuzifikimi është një proces i hartës së hyrjeve të *FLC* të vlerat e anëtarësisë të rrjetit fuzzy në universe të diskutimit me hyrje të ndryshme. Vendimi ka nevojë që të bëhet në përputhje me numrin e hyrjeve, përmasat e universeve të diskutimit dhe numri i formave të rrjetit fuzzy. [6], [38], [108], [119], [120], [121], [122], [123]

Rregullatori bazuar në logjikën Fuzzy imiton një rregullator PD, pra do t'i kërkohej të minimizojë gabimin  $e(t)$  dhe të llogarisë ndryshimin e gabimit  $de/dt$ , ose  $e_c$ . Përmasat e universit të diskutimit do të varen nga zona e pritur, zakonisht deri në nivelin e ngopjes të variablave të hyrjes. Numri i formave të rrjetit fuzzy, në një pjesë të universit të diskutimit përcaktohet midis saktësisë së veprimit të kontrollit dhe të kompleksitetit të llogaritjes në kohë reale. [6], [38], [119]

Për ta konkretizuar po marrim një shembull me shtatë rrjeta trekëndore. Të shtatë rrjetat e Fuzzy të hyrjeve për  $e$  dhe  $e_c$  janë treguar në figurën 6.28. Secili rrjet është emërtuar me gërmën e parë të fjalës për ta identifikuar atë si, Positive Big (PB), Positive Medium (PM), Positive Small (PS), Zero (ZE), Negative Small (NS), Negative Medium (NM) dhe Negative Big (NB).

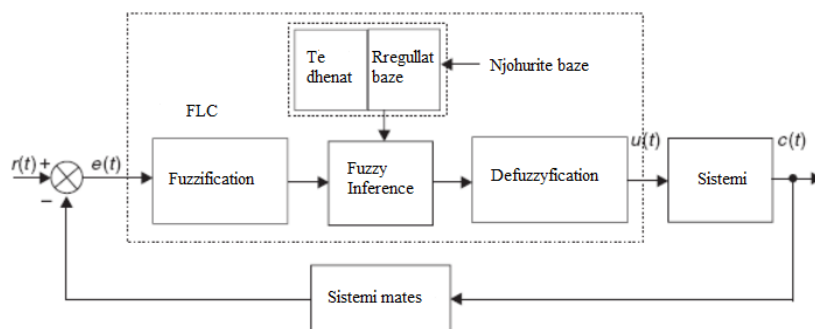


Figura 6.28 Blokskema e rregullatorit bazuar në logjikën Fuzzy, në një sistem rregullimi [84]



Rregullat bazë të logjikës fuzzy-it konsistojnë në një rrjet të rregullave linguistike të shkak-pasojës të paraqitura në formë nga ekuacioni 6.30: [6], [38], [119], [120], [121], [122], [123]

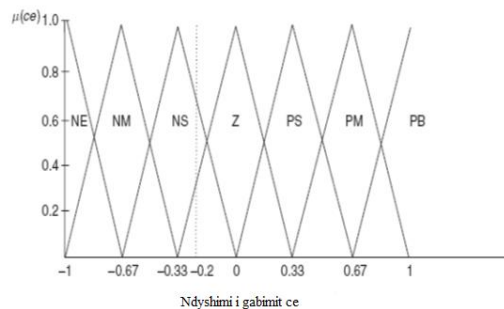
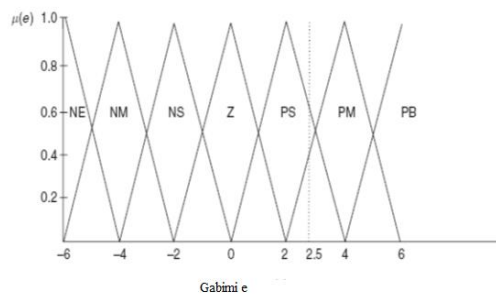
$$\text{IF } e \text{ është PS dhe } de/dt \text{ është NS atëhere } u \text{ është PS} \quad (6.30)$$

Kjo mënyrë e shprehjeve të kushtëzuara të logjikës Fuzzy, shpesh është quajtur rregulla tip “Mamdani”, pasi Mamdani (1976) ishte i pari që përdori ato, në rregullat bazë të Fuzzy për të kontrolluar impiantin e avullit. Rregullat bazë janë formuar nga përdorimi i njohurive apriori (*a priori*) nga njëri ose nga të gjitha burimet e mëposhtme:

1. Ligjet e fizikës, të cilat drejtojnë dinamikën e impiantit
2. Të dhëna nga rregullatorët ekzistues.
3. Njohuritë heuristike jo të sakta të fituara nga ekspertë me eksperiencë.

Nëse mbështetemi te pika 3 e mësipërme është e qartë se në këtë rast njohuritë e modelit matematik të mekanizmit nuk kërkohen. Të dy dritaret e shtatë hyrjeve të rrjetit fuzzy janë treguar ne figurën 6.29, e cila na jep një mundësi rregullash të rrjetit të kontrollit 7x7, në formën e dhënë të ekuacionit 6.30, që e kemi quajtur inferenca Fuzzy. [6], [38], [84], [119], [120], [121], [122], [123]

Në figurën 6.30 është supozuar se dritaret e daljes përmbajnë shtatë rrjeta të fuzzy-t me të njëjtën simbolikë sikurse rrjeti i fuzzy-it të hyrjes.



**Figura 6.29** Shtatë rrjeta të fuzzy-it të hyrjes për gabimin  $e$  dhe për ndryshimin e gabimit  $de/dt$ .

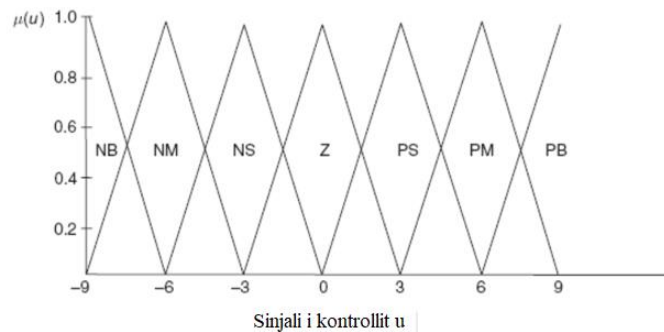
Pranojmë se një rregull i veçantë, në tërësinë e rregullave bazë, jepet nga ekuacioni 6.31.

$$\text{OR IF } e \text{ është } A \text{ AND } de/dt \text{ është } B \text{ THEN } u = C \quad (6.31)$$

Funksioni OR i Bool-it merr veprimin e fuzzy-it max dhe funksioni AND i Bool-it bëhet veprimi min i fuzzy-it. Atëhere ekuacioni 6.28 mund të shkruhet si:

$$\mu_c(u) = \max[\min(\mu_A(e), \mu_B(de/dt))] \quad (6.32)$$

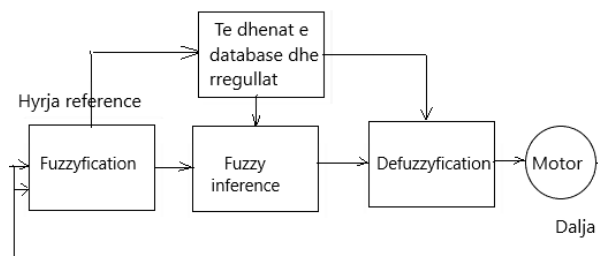
Ekuacioni 6.32 është referuar si procesi i inferences *max-min* ose *max-min fuzzy reasoning*.



**Figura 6.30** Shtatë rrjeta fuzzy të dritareve të daljes për sinjalin e kontrollit (u).

Kontrolli Fuzzy është një metodë kontrolli inteligjente e pavarur nga saktësia e modelit matematikor të transmisionit elektrik, që kontrollon. Nuk ka rëndësi nëse transmisioni që kontrollohet është sistem linear apo jo linear, kontrolli Fuzzy mund të zbatohet në mënyrë efektive me qëndrueshmëri dhe adaptueshmëri të mirë. Në themel kjo metodë kontrolli reflekton arsyetimin njerëzor. [38], [119]

Katër komponentët përbërës të kontrollit Fuzzy janë paraqitur në bllokskemën e kontrollit të një motori BLDC, figura 6.31. [95]



**Figura 6.31** Blokskema tipike e kontrollit Fuzzy

Kontrolli bazuar në logjikën Fuzzy përdoret shumë në transmisionet elektrike me shpejtësi të ndryshueshme, pasi ngarkesa e tyre në shumë raste ndryshon në kufinj të

gjerë dhe aftësia për të rregulluar shpejtësinë është shumë e rëndësishme në të gjitha kushtet e punës. Duke marrë parasysh kufizimin e konsumit të kohës për algoritmin, metodat e kontrollit jo linear bazuar në logjikën Fuzzy, janë një zgjidhje shumë e mirë për kontrollin e transmiseve elektrike me motor BLDC. [6], [38], [66], [84], [108], [119], [120], [121], [122], [123]

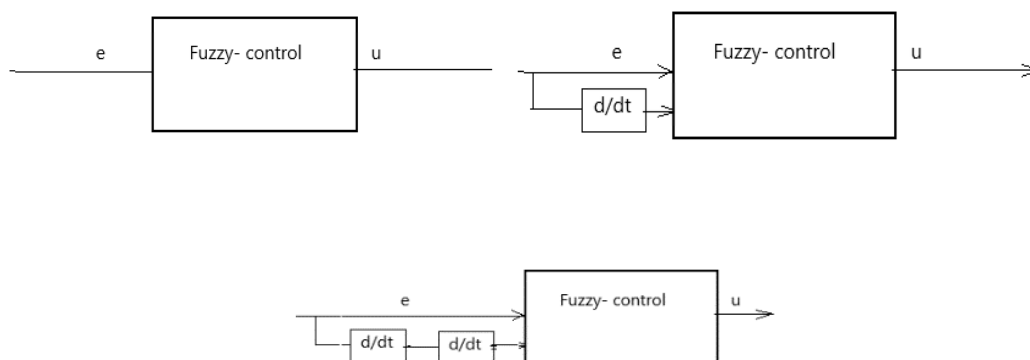
#### 6.9.4 Metodatat e kontrollit bazuar në logjikën Fuzzy

Metodat e kontrollit bazuar në logjikën Fuzzy ndahen në tre grupime të mëdha:

1. Rregullatori standart Fuzzy, *Standard Fuzzy controller*
2. Rregullatori Fuzzy me PID, *Fuzzy PID switch controller*
3. Kontrolli Fuzzy i optimizuar, *Optimised Fuzzy control*

*Rregullatorët standart Fuzzy*, në varësi të sinjalit të hyrjes, janë një dimensionale, dy dimensionale dhe tre dimensionale. Teorikisht mund të ndërtohen rregullator Fuzzy disa dimensionale, por në praktikë shkohet deri në tre dimensional. Me rregullator një dimensional do të kuptojmë kur në hyrje kemi vetëm sinjalin e gabimit. Dy dimensionale kur kemi edhe sinjalin e gabimit dhe të shpejtësisë së ndryshimit të gabimit, pra e derivatit të parë të gabimit dhe tre dimensionale kur kemi tre sinjale në hyrje të gabimit, të derivatit të parë të gabimit dhe të derivatit të dytë të gabimit [6].

Në figurën 6.32 janë treguar bllokskemat e kontrollorit Fuzzy, një, dy dhe tre dimensional.



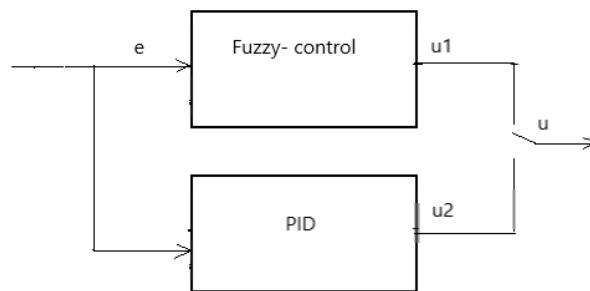
**Figura 6.32 Rregullatori Fuzzy një dimensional, dy dimensional dhe tre dimensional.**

Më të përdorshëm në praktikë janë rregullatorët me dy dimensione. Rritja e dimensioneve të rregullatorit vërtet rrit treguesit e rregullimit, por rritet shumë kompleksiteti i kontrollit. Rregullat Fuzzy bëhen më komplekse dhe algoritmi i kontrollit gjithashtu.

Në secilin tip të rregullatorit Fuzzy standard, zbatohen të gjitha hapat e e logjikës fuzzy siç janë fuzzyfikimi, përpunimi i të dhënave sipas rregullave fuzzy, inference dhe defuzzyfikimi. [6]

Strategjia e kontrollit me anë të *rregullatorit Fuzzy me PID* konsiston në integrimin e kontrollit Fuzzy, me kontrollin tradicional PID. Kur dalja e rregullatorit Fuzzy është zero, atëherë sistemi kyç rregullatorin PID. Në kushte të tjera punon vetëm kontrollori Fuzzy. Ky lloj rregullatorit përdoret për të përmirësuar kushtet e qëndrueshmërisë për shkak të shqetësimeve të ndryshme, nga ana tjetër ky lloj kontrolli ka treguar se zvogëlon mbirregullimin dhe kohën e vendosur të procesit kalimtar. [6]

Në figurën 6.33 tregohet *rregullatorit Fuzzy me PID*.



**Figura 6.33 Bllokskema e rregullatorit Fuzzy me PID**

Në metodën e kontrollit Fuzzy i optimizuar, rregullatorit fuzzy përdoret për të optimizuar dhe rregulluar parametrat e kontrollit tradicional PID duke përdorur rregullat Fuzzy. Kontrolli i parametrave rregullohet online në varësi të kushteve aktuale të punës të transmisionit elektrik, figura 6.34. Kjo është metoda online, e rregullimit inteligjent të parametrave të punës së transmisionit.

Me zhvillimin e mëtejshëm të teknologjisë, lloje të ndryshme të rregullatorëve Fuzzy po përdoren gjithnjë e më shumë për të kontrolluar transmisionet elektrike me motor BLDC. [6], [146]

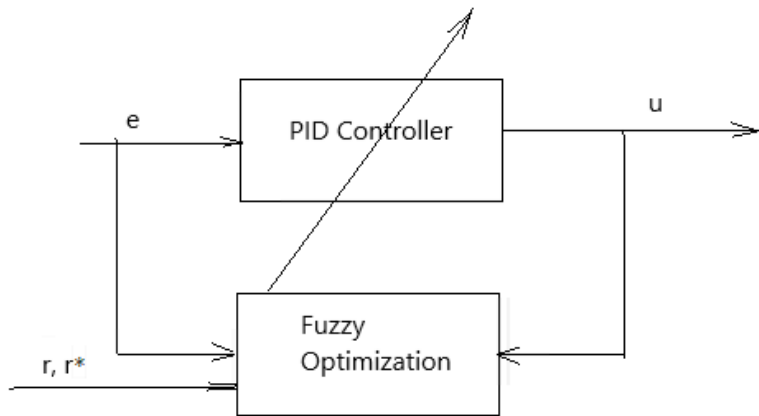


Figura 6.34 Bllokdiagrama e Fuzzy optimization

### 6.9.5 Procedura e projektimit të rregullatorit Fuzzy

Në sistemet e kontrollit të transmisioneve elektrike me motorë BLDC, bazuar në nevojat praktike, zakonisht përdoren rregullator Fuzzy dy dimensionalë. Si hyrje të këtyre rregullatorëve merret sinjali i gabimit dhe i shpejtësisë së ndryshimit të gabimit. Këto sinjale pas procedurave të fuzzifikimit, vendimeve Fuzzy dhe pas defuzzifikimit japin në dalje sinjal një dimensional, që përdoret pastaj për të rregulluar shpejtësinë e rrotullimit të motorit, në varësi të kërkesave që ka mekanizmi. Rregullatorët Fuzzy dy dimensionalë, të përdorur në transmisioinet elektrike me motor BLDC, japin një performancë shumë të mirë të rregullimit të shpejtësisë. [6], [38], [77], [81], [119], [120], [121], [122], [123], [153]

Për të projektuar një rregullator Fuzzy, të përdorur në këto transmisione, ndiqet procedura e mëposhtme:

1. Përcaktimi i sinjalit dinamik, gjurmimi i gabimi të shpejtësisë dhe nxitimit të tij përcaktohen me formulat si më poshtë:

$$\begin{cases} e(k) = n^*(k) - n(k) \\ ec(k) = e(k) - e(k-1) \end{cases} \quad (6.33)$$

ku:  $n^*(k)$ - shpejtësia referencë e kampionit të  $k$ -të

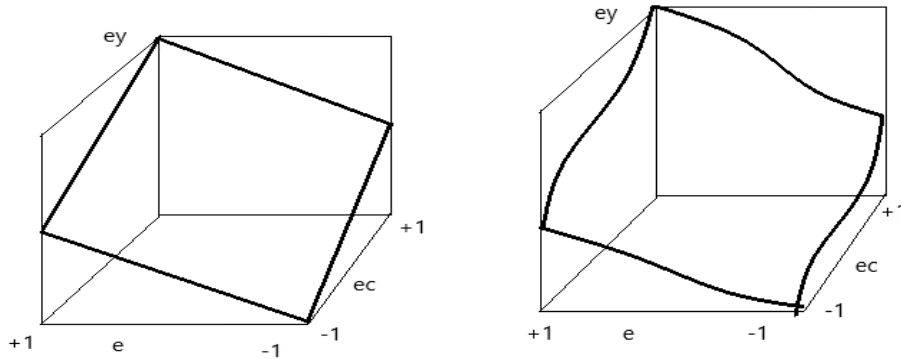
$n(k)$  – përgjigja e motorit për shpejtësinë referencë të kampionit të  $k$ -të.

Dalja e kontrollorit Fuzzy jepet:

$$e_y = f(e, e_c) \quad (6.34)$$

Kështu sipërfaqja e kontrollit të rregullatorit Fuzzy korespondon me sipërfaqen e kontrollit të rregullatorit PID, me pak ndryshime.

Në figurën 6.35 paraqiten të dy sipërfaqet e kontrollit, për të dy rregullatorët.



**Figura 6.35** Sipërfaqja e kontrollit të rregullatorit PID dhe rregullatorit Fuzzy.

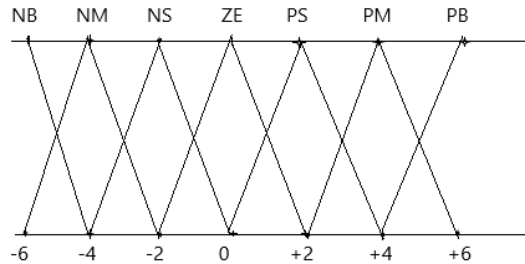
Për të rritur ndjeshmërinë e kontrollit dhe të komoditetit për aplikime të rregullave Fuzzy, vlera aktuale e gabimit dhe shpejtësia e ndryshimit të saj kuantizohen, duke përdorur faktorin e kuantizimit,  $K_{e1}$  dhe  $K_{ec}$ , dhe ato vendosen në zonën e rrjetit Fuzzy.

$$X = \{-m, -m+1, \dots, 0, m-1, m\} \quad (6.35)$$

Në përgjithësi performanca e sistemit përmirësohet duke rritur  $m$ , por rritja shumë e saj sjell vështirësi në përcaktimin e rregullave Fuzzy. Në përgjithësi zgjidhen në zonën Fuzzy 7 rregulla gjuhësore, duke përfshirë Negative Big (NB), Negative Medium (NM), Negative Small (NS), Zero (ZE), Positive Small (PS), Positive Medium (PM), Positive Big (PB), pasi është parë se në praktikë ky numër rregullash na siguron një saktësi të pranueshme. Gjithashtu duhet patur kujdes që dalja nga rregullatori Fuzzy nuk aplikohet drejtpërsëdrejti në sistemin e kontrollit por fillimisht sinjali i daljes konvertohet nga zona Fuzzy në vlerën e emërtuar të daljes duke përdorur faktorin shkallë  $K_u$ . [38], [108], [119], [147]

Për aplikime të ndryshme, ku përdoret kontrolli bazuar në logjikën Fuzzy, mund të zgjidhen lloje të ndryshme funksionesh anëtarësie, sikurse është thënë funksioni trapezoidal i shpërndarë, *trapezoidal distributed function*, funksioni trekëndor, *triangle distributed function*, dhe funksioni Gaussian, *Gaussian distributed function*. Për të përcaktuar funksionin e duhur të anëtarësisë, në varësi të aplikimit që kontrollohet, është e nevojshme të përdoret eksperimenti apo simulimi i sistemit. Nga literatura e shqyrtuar për këtë temë disertacioni për transmisionet elektrike me shpejtësi të rregullueshme me

motor BLDC funksioni i anëtarësisë më i përshtatshëm është funksioni trekëndor, paraqitur në figurën 6.36, prandaj në analizën e kryer i jemi referuar këtij funksioni anëtarësie.



**Figura 6.36 Funksioni i anëtarësisë trekëndor për rregullatorinn Fuzzy.**

Për përcaktimin e rregullave Fuzzy ndërtohet tabelën e rregullave Fuzzy, në bazë të experiencës dhe interferencës së rregullave “IF-THEN”, [6], [38], [119], [120], [121], [122], [123], për shembull:

If e është NM AND  $e_c$  është PS, THEN FD është ZE

If e është PB AND  $e_c$  është NS, THEN FD është PS

If e është NS AND  $e_c$  është MN, THEN FD është NM

Tabela e rregullave Fuzzy me përmasa 7x7 është paraqitur në tabelën 6.5.

**Tabela 6.5 Tabela e rregullave Fuzzy**

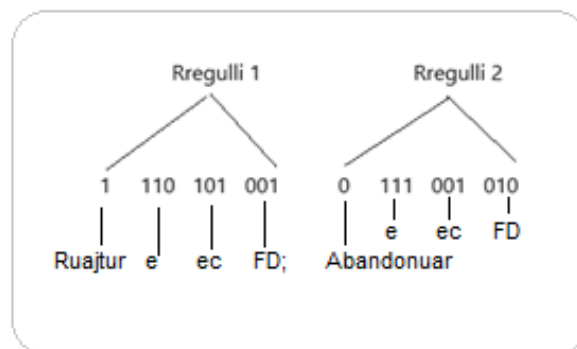
$e_c$ \ FD \ e	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NM	NS	NS	ZE	ZE
NM	NB	NB	NM	NS	NS	ZE	ZE
NS	NM	NM	NS	NS	ZE	ZE	PS
ZE	NM	NS	NS	ZE	PS	PS	PM
PS	NS	ZE	Z	PS	PS	PM	PM
PM	ZE	ZE	PS	PS	PM	PM	PB
PB	ZE	ZE	PS	PM	PM	PB	PB

## 6.10 KONTROLLI I OPTIMIZUAR NËPËRMJET ALGORITMIT GENETIK

Kontrolli Fuzzy, i cili futet në grupin e metodave inteligjente, dallohet për vendimmarrje të sakta bazuar në rregullat Fuzzy të vendosura që më parë. Por ky rregullator nuk mund

të ndryshojë rregullat për t`ju përshtatur ndryshimit të kushteve të punës, pasi ai është projektuar. Për një rregullim më të saktë të shpejtësisë në transmisionet elektrike me motor BLDC dhe për të rritur më tej performancën e këtij transmisioni, optimizohen më tej rregullat Fuzzy me ndihmën e algoritmave të avancuar siç janë: algoritmi gjenetik, *genetic algorithm*, *ant-colony algorithm*, dhe *artificial immune algorithm*, të cilët janë krijuar nga ngjashmëria me zhvillimin njerëzor, zhvillimin biologjik dhe sistemin imun të njeriut. [6], [120], [121], [122], [123], [136]

Me anën e algoritmit gjenetik mund të ndikojmë në optimizimin e rregullave fuzzy, pra në ndryshimin e tabelës së rregullave fuzzy dhe në optimizimin e koeficientëve të fuzzifikimit dhe defuzzifikimit të hyrjeve dhe daljes. Për një kontroll më të saktë të transmisionit elektrik me motor BLDC, duhet të merren parasysh të gjithë faktorët që ndikojnë në punën e tij, siç janë: ndryshimi i parametrave, ndikimi i temperaturës, gabimet në vëzhgim etj, që e paraqesin motorin BLDC me një marrëdhënie jo lineare. Shkrimi i rregullave Fuzzy për jolinearitetet është më i vështirë dhe nga ana tjetër ato nuk mund të përshtaten në kushtet e ndryshimeve. Nga analizat teorike dhe ekperiencia praktike është treguar që këto rregulla mund të optimizohen nëpërmjet algoritmit gjenetik. Në figurën 6.37 janë treguar mënyrat e enkodimit, *encoding modes*, që përdoren nga algoritmi gjenetik për të optimizuar rregullat Fuzzy.



**Figura 6.37 Mënyra e kodimit me anë të algoritmit gjenetik**

Siç shihet nga figura 6.37, 10 bit shërbejnë për të shprehur rregullat Fuzzy sipas algoritmit gjenetik. Në bitin e parë jepet një informacion nëse ky rregull përdoret ose jo. Nëse ai ka vlerën zero, kjo do të thotë se rregulli është braktisur, nëse ai ka vlerën 1, atëherë rregulli ruhet. Një kod me 2-4 bits, 5-7 bits dhe 8-10 bits paraqesin respektivisht sinjalin e gabimit e, të shpejtësisë së ndryshimit të gabimit e<sub>c</sub>, dhe vendimin Fuzzy, *Fuzzy decision*, *FD*. Me tre variablat 001, 010, 011, 100, 101, 110, 111 paraqiten respektivisht gjendjet NB, NM, NS, ZE, PS, PM, PB.



Për shembull: Në rregullin e parë kemi *IF e është PM AND e<sub>c</sub> është PS THEN FD është NB*. Rregulli i dyte me 0 përpara tregon direkt që ky rregull do të jetë braktisur pas optimizimit.

Në tabelën e mëposhtme tregohen rregullat Fuzzy pas optimizimit me algoritmin gjenetik. Aty duket qartë se gjashtë rregulla janë braktisur dhe 4 janë ndryshuar, vendimet e tjera të rregullatorit Fuzzy kanë mbetur njësoj. [6],[57], [120], [121], [122], [123].

**Tabela 6.6 Tabela e vendimeve Fuzzy pas optimizimit me algoritem genetic.**

e e <sub>c</sub> FD	NB	NM	NB	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NM		NS	ZE	ZE
NM		NM	NS	NS	NS	ZE	ZE
NS	NM	NM	NS	NS	ZE	ZE	PS
ZE	NM	NS	NS	ZE	PS	PS	PM
PS		ZE	Z	PS	PS	PM	
PM	ZE	ZE	ZE	PS	PM	PB	PB
PB	ZE		PS		PM	PB	PB

Eksperimentet dhe simulimet kanë treguar se faktori i *kuantizacionit dhe scale factor* i kontrollit fuzzy, kanë një influencë të madhe në performancën e tij. Kur karakteristikat e sistemit ndryshojnë, parametrat e rregullatorit fuzzy duhet të rregullohen në kohë reale, që të mund të fitohen përsëri karakteristika të mira statike dhe dinamike të daljes së sistemit. Rregullatori Fuzzy me parametra të pandryshuara humbet një mundësi për përgjithësim dhe adaptim. Prandaj për të projektuar kontrollin bazuar në logjikën Fuzzy të transmisionit elektrik me motor BLDC, mund të adaptohen rregullat e kontrollit me shprehje të thjeshta analitike me koeficientë të rregullueshëm.

Ndonjëherë në kontrollin Fuzzy mund të pranohen dy nga parametrat të pandryshueshëm dhe të rregullohet parametri i tretë [6], [120] për shembull:

1. Në qoftë se  $K_{e1}$  ka vlerë të madhe, sistemi përgjigjet shumë shpejt, por mund të shkaktoje mbirregullim të madh dhe kohë të gjatë për rregullimin e sistemit, ndërsa nëse  $K_{e1}$  është e vogël përgjigjja është e ngadaltë. Gabimi statik zvogëlohet.

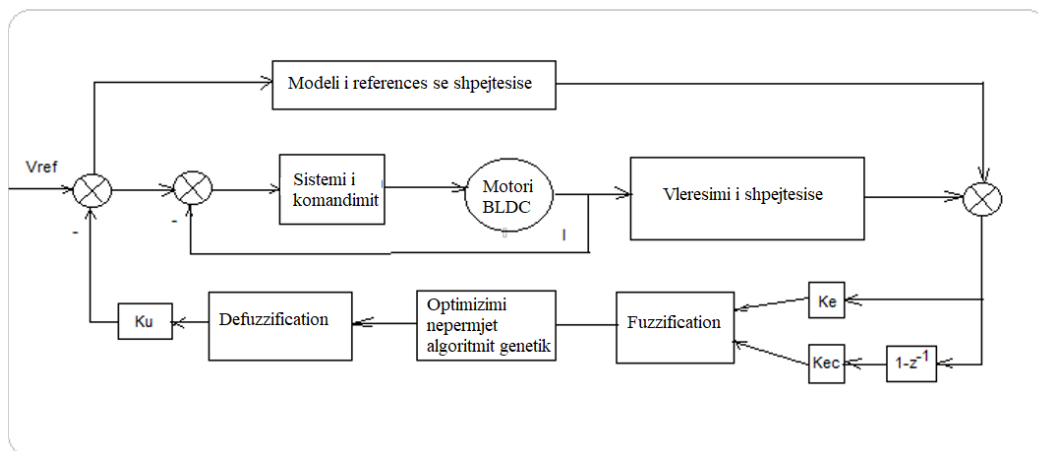
2. Në qoftë se  $K_{ec}$  është e madhe, atëherë më e ngadaltë përgjigja e sistemit, gjithashtu zvogëlon gabimin statik, Në qoftë se  $K_{ec}$  është e vogël kemi përgjigje të shpejtë të sistemit.
3. Sa më e madhe  $K_u$ , atëherë më e shpejtë është përgjigja e sistemit, por mund të çojë në oshilime serioze. Sa më e vogël  $K_u$  atëherë më e ngadalshme është përgjigja e sistemit.  $K_u$  ekuivalentohet me koeficientin e proporcionalitetit në një sistem kontrolli standart.

Nga të tre faktorët shkallë  $K_u$  është ai që ndikon më shumë në përgjigjen e sistemit.

Nuk mund të sigurohet një performancë e mirë e përgjigjes kalimtare dhe stabilitet me koeficientë fix, të pandryshueshëm. Është e domosdoshme që koeficientët të rregullohen on line në përputhje me dinamikën e sistemit në kushtet reale.

Si konkluzion, rregullimi i duhur i tre parametrave mund të rrisë përgjigjen e sistemit për shpejtësinë, zvogëlon mbirregullimin, përmirëson performancën statike dhe dinamike të rregullatorit fuzzy. [6], [110], [120], [121], [122], [123]

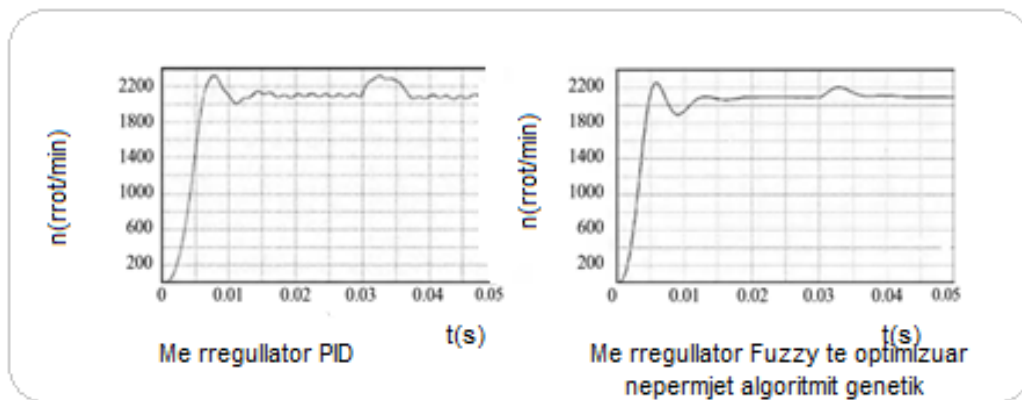
Në figurën 6.38 jepet bllokskema e sistemit të kontrollit Fuzzy bazuar në optimizimin me algoritmin gjenetik



**Figura 6.38** Bllokskema e sistemit të kontrollit Fuzzy bazuar në optimizimin me algoritmin gjenetik.

Shihet qartë se duke përdorur algoritmin gjenetik kemi një përmirësim të performancës së rregullimit të shpejtësisë në transmisionin elektrik me motor BLDC.

Mbështetur në literaturën e shqyrtuar [6], rregullatori Fuzzy i optimizuar nëpërmjet algoritmit gjenetik ka performancë më të mirë në rregullimin e shpejtësisë të transmisioneve me motor BLDC sesa rregullatori PID tradicional, figura 6.39.



**Figura 6.39** Procesi kalimtar me rregullator PID dhe Fuzzy kontroll te optimizuar genetikisht [6]

*Algoritmi Gjenetik* mund të kombinohet jo vetëm me kontrollin bazuar në logjikën Fuzzy, por dhe me kontrollin me rrjetin neural. Në këtë rast struktura e mësimit të rregullave, *learning rules*, e rrjetit neural optimizohet nëpërmjet algoritmit gjenetik, kështu që performanca e sistemit inteligjent përmirësohet. [6], [59], [61], [63], [110], [120], [121], [122], [123]

## 6.11 RRJETI ARTIFICIAL NEURAL

Me aplikimin në praktikë të shumë proceseve teknologjike të komplikuar, të cilat kanë dinamika të larta dhe kërkojnë cilësi të lartë, rriten vështirësitë në përcaktimin e modelit matematik, dhe përdorimi i kontrollit tradicional, për arsye të natyrës jo lineare të këtyre proceseve teknologjike. Prandaj shumë kërkues e gjetën zgjidhjen në rrjetin artificial neural, në përcaktimin e modelit matematik të një aplikimi jo linear. Arsyeja kryesore e përdorimit të rrjetit artificial neural në aplikimet jolineare është sepse ky kontroll ka aftësinë e të mësuarit së bashku me aftësinë e përshtatjes. [117] [118]

Rrjeti Artificial Neural është futur në përdorim në aplikimet me saktësi të lartë, në mesin e shekullit të 20-të dhe përdorimi i tij për kontrollin e transmisioneve elektrike është rritur në mënyrë eksponenciale. Kjo tregon qartë që rrjeti artificial neural do të kthehet në një pjesë të pazëvendësueshme të jetës sonë në mënyrë progressive për shkak të automatizimit gjithnjë e më shumë të proceseve të punës. [97]

### 6.11.1 Arkitektura e rrjeti artificial neural ANN,

Rrjeti artificial neural konsiston në një numër të madh të neuroneve artificiale, të cilat janë organizuar me shtresa. Parimisht shtresat që përdoren në rrjeti artificial neural janë: Shtresat e hyrjes, ku futen sinjalet nga programatori në disa formate të ndryshme. Shtresat e fshehura, të cilat kryejnë të gjithë llogaritjet për të gjetur veti të fshehura dhe për të zbuluar strukturën (*pattern*). Shtresa e daljes, ku merren sinjalet e daljes pasi sinjalet e hyrjes përpunohen dhe transformohen në shtresat e ndërmjetme. [97]

Rrjeti artificial neural merr hyrjet dhe llogarit shumën e peshave të hyrjes, por duke vendosur edhe një kufi. Kjo llogaritje paraqitet në formën e një funksioni transmetues.

$$\sum_{i=1}^n w_i * x_i + b \quad (6.36)$$

Ku:  $w_i$  – peshat,  $x_i$  – hyrjet,  $b$  – kufiri .

Në figurën 6.40 tregohet skematikisht formula e llogaritjeve të peshës totale në rrjetin ANN.

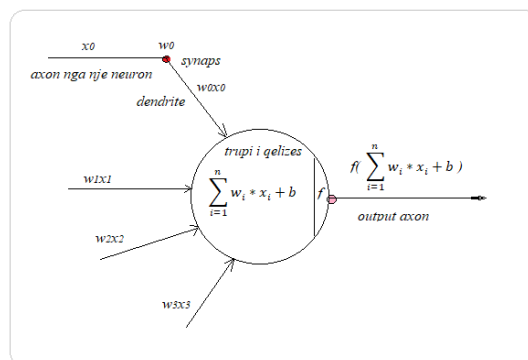
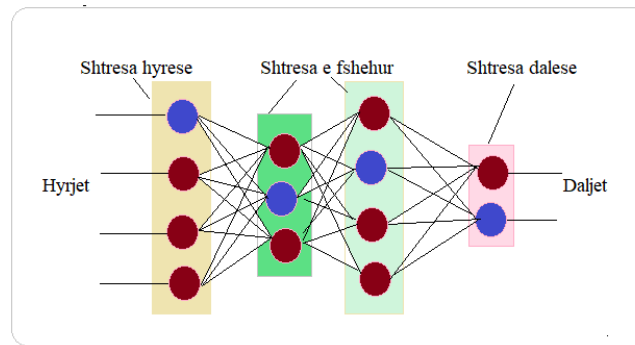


Figura 6.40 Paraqitja skematike e formulës së llogaritjeve të peshës totale në rrjetin ANN [96]

Pesha totale shërben si një hyrje për të aktivizuar funksionin që prodhon daljen. Funksioni zgjedh nëse një nyje, *node*, duhet të ndizet apo jo. Vetëm ato nyje që janë ndezur arrijnë në shtresën dalëse. Ka disa funksione që bëjnë aktivizimin e nyjeve. [97], [117]



**Figura 6.41** Hyrjet, daljet dhe shtresat e ndërmjetme (të fshehura) të sistemit artificial neural network

### 6.11.2 Avantazhet e ANN.

Rrjeti artificial neural ka disa përparësi dhe mangësi, sikurse edhe të gjithë metodat që përdoren. Aftësia për të procesuar njëkohësisht, domethënë ai mund të kryejë disa detyra në të njëjtën kohë. Të dhënat ruhen në të gjithë rrjetin, jo në një bazë të dhënash. Zhdukja e disa pjesëve të të dhënave në një vend nuk e pengon rrjetin të funksionojë.

Aftësia për të punuar me njohuri jo të plota. Pas trajnimit të ANN, informacioni mund të prodhojë rezultate edhe me të dhëna të papërshtatshme. Humbja e performancës mbështetet në rëndësinë e të dhënave që mungojnë.

Rrjeti artificial neural ka tolerancë ndaj gabimeve. Bllokimi i një ose më shumë qelizave të ANN nuk e ndalon atë të gjenerojë dalje.

Nuk ka asnjë udhëzues të veçantë për përcaktimin e strukturës së rrjeteve nervore artificiale. Struktura e përshtatshme e rrjetit arrihet përmes përvojës, provës dhe gabimit.

Rrjeti artificial neural ka sjellje të panjohur të tij. Kur ANN prodhon një zgjidhje testimi, nuk na jep të dhëna *Pse* dhe *Si* veproi ai. Kjo gjë zvogëlon besimin te rrjeti.

Rrjeti artificial neural ka varësi nga hardware. Rrjeti artificial neural ka nevojë për përpunues me fuqi përpunuese paralele, në përshtatje me strukturën e tyre.

Rrjeti artificial neural ka vështirësi në paraqitjen e problemit në rrjet. ANN -të punojnë me të dhëna numerike prandaj edhe problemet duhet të konvertohen në këto vlera përpara se të futen në të. Mekanizmi i prezantimit që zgjidhet ndikon drejtpërdrejt në performancën e rrjetit. Ai mbështetet në aftësitë e përdoruesit.

Në fushën e inteligjencës artificiale, rrjeti artificial neural imiton trurin e njeriut për të kuptuar situata dhe të marrë vendime në mënyrë të ngjashme me të. Kjo realizohet nga

---

projektimi i tij nëpërmjet programimit në kompjuter ngjashmërisht me mënyrën se si funksionon truri i njeriut. Rrjeti artificial neural përveç procesit të të mësuarit dhe të analizuarit, realizon edhe funksionin e një memorijeje, por pika e fortë e këtij sistemi është të mësuarit. [97]

Në ditët e sotme rrjeti artificial neural përdoret për identifikimin dhe kontrollin e sistemeve dinamike jo lineare, në elektronikën e fuqisë dhe të transmisioneve elektrike me shpejtësi të ndryshueshme. Përdorimi i tyre është zgjeruar shumë sepse ato janë të aftë të përafrohen në një zonë të gjerë të jo linearitetit me një shkallë të madhe të saktësisë. [73], [76], [97], [109], [117], [118]

Në transmisionet elektrike me motor BLDC, rrjeti artificial neural ka përdorim për disa qëllime monitorimi dhe kontrolli ku mund të përmendim:

1. Kontrolli i pozicionit.
2. Kontrolli i shpejtësisë.
3. Kontrolli i rrymës.
4. Identifikimi i parametrave.
5. Vlerësimi i gjendjes së stabilizuar të transmisionit elektrik.

### **6.11.3 Algoritmi adaptiv RBF (Radial bases function).**

Një nga metodat më të përdorura është rrjeti adaptiv RBF, i cili nuk është gjë tjetër, veçse një algoritëm mësimi me strukturë të thjeshtë dhe me konvergencë të shpejtë.

Rrjeti adaptiv RBF është bazuar në ndërtimin dhe funksionimin biologjik të sistemit nervor por edhe të teorisë së përafrimit, e cila funksionon shumë mirë edhe për funksionet e përafrimit multivariable. [6], [97], [109] Ai ka gjetur përdorim në fushat e njohjes së sistemit, funksionit të përafrimit, filtrimit adaptiv etj.

Vështirësia më e madhe e rrjetit adaptiv RBF qëndron në faktin e përzgjedhjes së duhur të njësive të shtresave të fshehura të *RBF*, të cilat kanë një ndikim të madh në kapacitetin e përafrimit dhe në performancën e sistemit. Numri i shtresave të fshehura ndikon në përmasat e rrjetit adaptiv RBF, por kur numri i tyre është i vogël, atëherë detyra nuk mund të kryhet si duhet, kur numri i tyre është më i madh se duhet, procesi i të mësuarit ngadalësohet shumë për arsye të shumë parametrave të rrjetit adaptiv.

Fenomeni i konvergencës së ulët apo jo konvergencës nga zgjedhja jo e duhur e parametrave fillestare të shtresës së fshehur, është kapërcyer nga përdorimi i një algoritmi adaptiv të strukturës së rrjetit, i cili rregullon në mënyre dinamike edhe paramentrat. Në përgjithësi, numri fillestar i shtresave të fshehura të rrjetit adaptive *RBF* mund të pranohet në zero, shtohen në mënyrë adaptive në përputhje me procesin e trainimit dhe në këtë mënyrë shtresat e fshehura me pak efekt në sinjalin e daljes mund të fshihen. Kjo bën të mundur një strukturë të thjeshtë dhe kompakte të rrjetit adaptiv. Për çdo kampion të hyrjes ( $X_i, t_i$ ) ndërtimi i algoritmit adaptiv konsiston në gjashtë hapa: [6]

1. Llogariten dalja e shtresës së fshehur  $\varphi_k(X_i)$  dhe dalja e rrjetit  $y(i)$ :

$$\varphi_k(X_i) = \exp\left(-\frac{\|X_i - c_i\|^2}{2\sigma_i^2}\right) \quad (6.37)$$

$$y(i) = f(X_i) = \sum_{k=1}^n \omega_k \varphi_k(x_i) \quad (6.38)$$

ku:  $X_i$  – hyrja  $n$ - dimensionale

$C_i$  – vektori qëndror i funksionit Gaussian të njësisë së shtresës së fshehur

$\sigma_i$  – konstante e normalizimit të shtresës së fshehur të  $i$ -të

$\omega_k$  – koefiçenti i peshës nga shtresa e fshehur në shtresën e jashtëme

2. Llogaritet gabimi i rrjetit midis përgjigjes kalimtare të daljes  $t_i$  dhe daljes aktuale  $y_i$

$$\|e_i\| = \|t_i - y_i\| \quad (6.39)$$

dhe devijimi midis kampionit dhe shtresës së jashtme ekzistuese

$$d_j = \|X_i - C_j\| \quad j = 1, 2, \dots, u, \quad (6.40)$$

Ku:  $u$ - numri i njësive të shtresave të fshehura

Le të pranojmë  $d_{\min} = \min(d_j)$

3. Nëse kjo ekziston, atëherë kemi:

$$\|e_i\| > \varepsilon, d_{\min} > \lambda(i) \quad (6.41)$$

$$\lambda(i) = \max(\lambda_{\max} \gamma^i, \lambda_{\min}) \quad (6.42)$$

ku:  $\varepsilon$  – saktësia e dëshiruar e rrjetit

$\lambda(i)$  – saktësia e përafritimit të networkut të hyrjes së  $i$ -të, e cila është e reduktuar nga  $\lambda_{\max}$  në  $\lambda_{\min}$

---

$\gamma$  – faktori i shuarjes ( $0 < \gamma > 1$ )

Nëse shtohet një njësi e re e shtresës së fshehur, atëhere parametrat e shtresës së re duhet të kënaqin:

$$C_k = X_i \quad (6.43)$$

$$\sigma_k = \frac{1}{q} (\sum_{j=1}^q \|X_i - C_j\|^2)^{1/2} \quad (6.44)$$

ku:  $C_j$  – është qendra e njësisë së shtresës së fshehur e  $q$ -të, e cila është më afër kampionit të hyrjes

4. N.q.s. ekuacioni 3 dhe 4 nuk kënaqen, atëhere adjustohet pesha e lidhjes me anë të metodës recursive të katrorit më të vogël

5. N.q.s. të gjitha hyrjet e lidhura i kënaqin

$$\left\| \frac{w_k \phi_k(X_i)}{y_i} \right\| \leq \delta \quad (6.45)$$

Ku:  $\delta$  – konstantja e paracaktuar

Në këtë rast njësia e  $k$ -të e shtresës së fshehur hiqet.

6. Futet nje kampion i ri dhe fillohet përsëri nga hapi i parë. [6]

#### **6.11.4 Neural network për kontrollin direkt të rrymës në motorin BLDC**

Rrjeti neural, siç u diskutua në paragrafët e mëparshëm, mund të përdoret për kontrollin e shpejtësisë, kontrollin e rrymës, dhe identifikimin e transmisionit elektrik me motor BLDC. Vlerësimi i shpejtësisë dhe pozicionit është një tjetër përdorim i rëndësishëm i Rrjeti neural në transmisionet elektrike në kushtet e ndryshimit të parametrave. [118]

Në sistemin e kontrollit të shpejtësisë së motorit BLDC, pozicioni i rrotorit direkt përcakton gjendjen on/off të çelësave të inverterit të fuqisë, e cila është baza themelore për kontrollin direkt të rrymës me anë të rrjetit neural. Nëpërmjet trainimit online dhe offline të rrjetit *RBF*, realizohet një lidhje jolineare midis tensionit dhe rrymës së pëstjellës së statorit dhe gjendjes on/off të çelësave të fuqisë dhe kjo bën të mundur që rryma të kontrollohet direkt. [6]

Për funksionimin e rrjetit neural, që të plotësojë kërkesat e sistemit, realizohet trainimi on dhe off line i tij. Trainimi off line kryhet me të dhënat e marra nga simulimi, por



sidomos nga eksperimentimi në mënyrë që t'i afrohet sa me shumë gjendjes reale të transmisionit elektrik.

Në motorin BLDC, tre fazor, me skemën që dy faza punojnë njëkohësisht dhe faza e tretë nuk përcjell rrymën, duke ditur që në lidhjen yll të fazave, që zakonisht ka motori BLDC, shuma e rrymave në çdo moment të kohës është e barabartë me zero ekuacioni në këtë rast shkruhet:

$$X_i = \{i_A(k), i_B(k), i_A(k-1), i_B(k-1), u_{AG}(k-1), u_{BG}(k-1)\} \quad (6.46)$$

Ku:  $u_{AG}$  dhe  $u_{BG}$  – janë respektivisht tensioni i daljes të fazës A dhe B në lidhje me tokën.

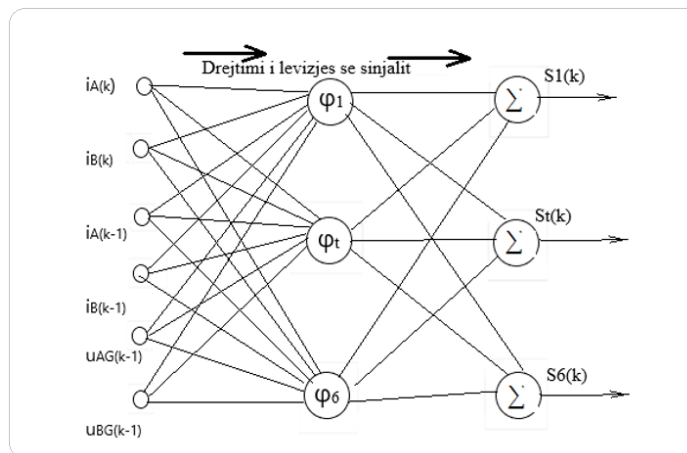
Si kampionë të daljes shërbejnë gjendja on/off e çelësave të fuqisë të shndërruesit statik. Për të detektuar gjendjen e tyre shfrytëzojmë pozicionin e rrotorit, me të cilën ato janë të lidhura. Me 1 vlerësohet gjendja on dhe 0 gjendja off, sipas logjikës digjitale. Vektori i daljes së kampionit të trainimit paraqitet:

$$y(i) = \{s_1, s_2, s_3, s_4, s_5, s_6\} \quad (6.47)$$

Ku:  $s_1, s_3, s_5$  – sinjalet përcjellëse të çelësave të fuqisë të pjesës së sipërme të skemës urë të inverterit tre fazor

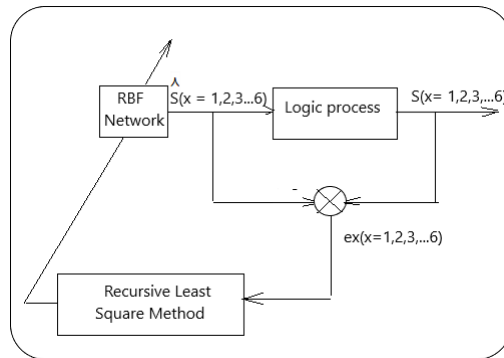
$s_2, s_4, s_6$  - sinjalet përcjellëse të çelësave të fuqisë të pjesës së poshtme të skemës urë të inverterit tre fazor.

I tërë algoritmi off line mund të realizohet me software të MATLAB-it. Duke marrë 3500 kampione rrjeti e arrin saktësinë e paracaktuar. Struktura fillestare e rrjetit është treguar në figurën 6.42.



**Figura 6.42** Trainimi off line i rrjetit neural adaptive *RBF*

Peshat e lidhjeve të rrjetit trajnohet online, duke përdorur metodën e katrorëve më të vegjël rekursivë, *recursive least square method*, në mënyrën supervizim, *supervision mode*. Sinjali që mëson rrjetin neural vjen nga sinjalet e daljes së rrjetit pas përpunimit në një proces logjik. Diagrama e trainimit online është treguar në figurën 6.43. [6]



**Figura 6.43** Blokskema e trainimit online të rrjetit adaptive RBF

Për të shmangur përcjellshmërinë e çelësave jo në kohën e duhur, nevojiten që sinjalet e gjendjes të rregullohen dhe të jenë të procesuara logjikisht. Sinjali i daljes korespondues i rrjetit neural do të jetë:

$$S_x(n) = \begin{cases} 0 & \hat{S}_x(n) \leq 0.25 \\ 1 & \hat{S}_x(n) \geq 0.7 \\ S_x(n-1) & \text{Të tjerat} \end{cases} \quad (6.48)$$

Në të cilin rregullat për procesionin logjik janë formuluar si më poshtë:

1. Në çdo moment kohe, vetëm një gjëndje e  $S_1$ ,  $S_3$ , dhe  $S_5$  është e barabartë me 1 dhe po kështu edhe gjendja e  $S_2$ ,  $S_4$ ,  $S_6$ .
2.  $S_1$  dhe  $S_4$ ,  $S_3$  dhe  $S_6$ ,  $S_5$  dhe  $S_2$  nuk mund të jenë 1 në të njëjtën kohë.
3. Në rast konflikti midis dy rregullave të mësipërm, sinjali i daljes së rrjetit neural vendoset në gjendjen e tij më të afërt. [6]

Procedurat kryesore të rregullave të mësimin të katrorëve më të vegjël rekursivë learning janë:

1. Për hyrjen e  $k^{\text{th}}$ , funksioni i daljes së networkut mund të rishkruhet si:

$$y(k) = \sum_{i=1}^n w_i \varphi_1(x(k)) = w^H(k)u(k) \quad (6.49)$$

Ku:  $w(k)$  – vektori i peshës,

$u(k)$  - vektori i kontrollit të RBF,

---

H – paraqet të konjuguarën.

2. Le të kemi vlerat fillestare të matricës recursive P dhe matricën e vektorit të peshave ë të jenë:

$$P(0) = \delta_0^{-1}I, \quad w(0) = 0 \quad (6.50)$$

Ku:  $\delta_0$  – një konstante positive e vogël dhe I matrica identitet

3. Llogaritet vlera e  $v(k)$ ,  $\xi(k)$ ,  $w(k)$  dhe  $P(k)$  në përputhje me ekuacionin

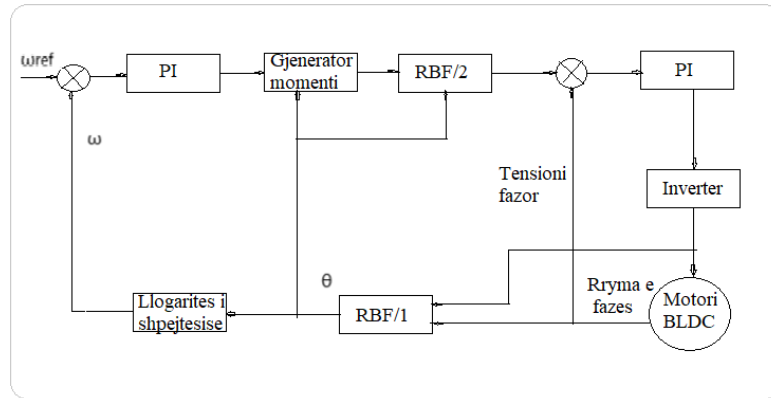
$$v(k) = \frac{\lambda^{-1}P(k-1)u(k)}{1 + \lambda^{-1}\mu^H(k)P(k-1)u(k)} \quad (6.51)$$

$$\xi(k) = y(k) - w^H(k-1)u(k) \quad (6.52)$$

$$\ddot{e}(k) = \ddot{e}(k-1) + v(k) \xi^*(k) \quad (6.53)$$

ku:  $\lambda$  – faktori I harresës ( $0 \leq \lambda \leq 1$ ), \*simboli i të konjuguarës komplekse

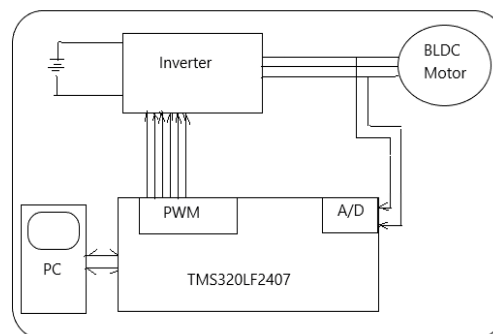
Algoritmi i trajnimit online duhet që të rregullojë peshat e lidhura midis nyjeve të shtresës së fshehur dhe të shtresës së jashtme, gjë e cila realizohet lehtësisht. Ky algoritëm zvogëlon ndjeshëm kohën e llogaritjes, gjë e cila çon në përmirësim të performancës së sistemit. Në metodat e kontrollit sensorless mund të përdoret një mënyrë duale e kontrollit me rrjetin adaptive *RBF*, siç tregohet në figurën 6.44. Sinjali i tensionit dhe rrymës fazore të motorit janë futur te rrjeti i parë *RBF*. Dalja e rrjetit do të jetë pozicioni këndor i rrotorit. Rrjeti është i trajnuar off line. Të gjitha kampionet e trainimit janë marrë nga të dhëna eksperimentale. Atëhere rrjeti i trajnuar mund të vlerësojë pozicionin e rrotorit on line. Rrjeti i dytë *RBF* përdor të njëjtin algoritëm të të mësuarit për të garantuar kompaktësinë e strukturës së rrjetit. Ky rrjet përdoret për të nxjerrë rrymën referencë nga pozicioni i rrotorit dhe i momentit rrotullues referencë. Në kushtet e punës së motorit me dy faza në punë në të njëjtën kohë nga tre fazat e peshtjellës së statorit të lidhur në yll, me 6 gjëndje të ndryshme. Në këto kushte, duke supozuar që f.k.e.m. ka formë trapezoidale ideale, atëhere kjo f.k.e.m. mund të përcaktohet nga këndi i pozicionit të rrotorit dhe nga kjo të llogaritet ndryshimi i shpejtësisë. Nga ana tjetër rryma referencë është funksion i momentit rrotullues të motorit dhe e pozicioni të rrotorit, i cili llogaritet nga *RBF* network 2. [6]



**Figura 6.44** Kontrolli dual me RBF network në kontrollin pa sensorë

Nga krahasimi i rrymës referencë dhe rrymës aktuale rregullohet rryma nëpërmjet rregullatorit PI, rryma që dërgohet në pështjellë kontrollohet, kështu që lëkundjet e momentit të sistemit të rregullimit të shpejtësisë janë zvogëluar.

Algoritmi i kontrollit të shpejtësisë pa sensorë i implementuar në një DSP, TMS320LF2407 përdoret për motorin BLDC dhe siguron një besueshmeri të lartë on-line për arsye të kapacitetit të madh të tij. Bllokskema tregohet në figuren 6.45. [6]



**Figura 6.45** Implementimi i rrjetit dual RBF në një DSP, për kontrollin e motorit BLDC

Si rrjedhim, kontrolli i shpejtësisë në transmisionin elektrik me motor BLDC, sipas skemës me rrjet dual *RBF* pa sensorë dhe me vlerësim të rrymës referencë, siguron më pak lëkundje të momentit, dhe përmirëson formën e rrymës.

Në qofë se pozicioni i rrotorit përcaktohet me anë të sensorëve, skema thjeshtohet me rrjet *RBF* dhe rregullatorë PI. Në këtë rast, konturi i shpejtësisë përdor kontrollin PI, ndërsa konturi i rrymës përdor rrjetin *RBF*. Strategjia e kontrollit me dy konture të mbyllur mundet të përdorë si kontur shpejtësie rrjetin *RBF* dhe si kontur rryme rregullator PI. [6]

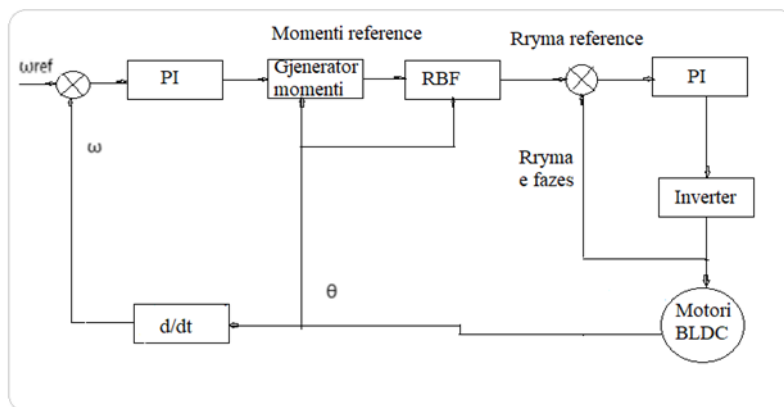


Figura 6.46 Kontrolli me një rrjet RBF me sensorë

Table 6.7. Përmbledhje të avantazheve dhe kufizimeve të metodave inteligjente të kontrollit [6], [36], [38], [108], [109], [110]

Kontrolli inteligjent	Avantazhet	Problemet
Kontrolli sipas llogjikes Fuzzy	Kërkon më pak llogaritje, ka aftësi të mira arsyetimi. Ka qëndrueshmëri dhe përshtatshmëri të mirë.	Nuk ka aftësi për rregulla të reja, aftësi shumë të dobëta të të mësuarit
Aplikime	<i>Automobila dhe në nënsisteme të tjera të automjeteve, të tilla si transmissione automatike, ABS dhe cruise control. Kondicionerë, kamera, përpunimi dixhital i imazhit, makina larëse enësh, ashensorë, makina larëse dhe pajisje të tjera shtëpiake. Njohja e modelit në Remote Sensing, algoritmet e klasifikimit të hidrometeorëve për radarët e motit. Logjika fuzzy është përfshirë gjithashtu në disa mikrokontrollues dhe mikroprocesorë.</i>	
Kontrolli sipas Rrjetave Artificiale Neurale ANN	Ka aftësi shumë të mira për të zgjidhur pasiguritë e strukturuar dhe shqetësimet e sistemit. Mëson shumë mirë. Aftësia për të kryer harta arbitrare jolineare. Lejimi i shtrirjes së skemave tradicionale të kontrollit në kontrollin e impianteve jolineare. Kanë potencialin për t'u aplikuar në problemet e zbulimit të gabimeve.	Kërkon më shumë kapacitet llogaritës dhe më shumë hapësirë memorie. I mungojnë aftësitë e mira të arsyetimit.
Aplikime	<i>Robotët janë struktura jolineare dhe të ndërlikuara. Robotika ishte një nga fushat e para ku u aplikuan ANN. Është ende një nga zonat më aktive për aplikimet e rrjeteve neurale artificiale. ANN-të janë aplikuar gjithashtu për zbulimin dhe diagnostikimin e dështimit të sensorit. Përdorimi i rrjeteve neurale, në tre kapacitetet e ndryshme të identifikuesve, njohësve të modeleve dhe kontrolluesve, për të zbuluar, klasifikuar dhe rikuperuar defektet në sistemet e kontrollit. Rrjetet neurale gjithashtu mund të ofrojnë tolerancë të konsiderueshme ndaj gabimeve, pasi dëmtimi i disa peshave nuk e dëmton ndjeshëm performancën e përgjithshme.</i>	
Algoritmi Gjenetik	Ka aftësinë të optimizojë vlerat e vendosura online dhe offline dhe të sigurojë një performancë më të mirë nga kontrolli.	Kërkon kohë më të gjatë në llogaritje dhe më tepër hapësirë në memorje.
Aplikime	<i>GA-të aplikohen në shumë fusha të ndryshme, të tilla si përpunimi i sinjalit, lojra, robotika, segmentimi i imazheve, planifikimi dhe inxhinieria e kontrollit. Aplikimi i GA-ve në inxhinierinë e kontrollit, kontrolli PID, kontrolli optimal, identifikimi i sistemit, identifikimi dhe kontrolli adaptive online.</i>	

---

# KAPITULLI 7

## STUDIMI EKSPERIMENTAL I TRANSMISIONIT ELEKTRIK ME MOTOR BLDC

### 7.1 KRAHASIMI I MOTORIT BLDC TRE FAZOR DHE AC NJË FAZOR

Në këtë kapitull tregohet nëpërmjet rezultateve eksperimentale përparësitë e transmisionit elektrik me motor BLDC trefazor kundrejt atij me motor asinkron njëfazor që vë në lëvizje një ventilator me fuqi të vogël.

Në kapitujt e mëparshëm është diskutuar gjerësisht, mbështetur në literaturë dhe punimet e shumta shkencore, mbi përdorimin e gjerë në kohën e sotme të motorit BLDC në transmisionet me shpejtësi të rregullueshme si në industri, pajisjet elektroshtëpiake, automjetet elektrike, hibride etj.

Në këtë kapitull do të tregohet nëpërmjet eksperimenteve të ndryshme, të realizuara në laboratorët e Institutit Harry Fultz dhe ato të Fakultetit të Inxhinierisë Elektrike, përparësitë e transmisionit elektrik, që vë në lëvizje mekanizëm të tipit ventilator, me motor BLDC krahasuar me atë me motor asinkron. Është zgjedhur për studim ventilatori sepse ai është një pajisje shumë e përdorur në fusha të ndryshme si në industri, transport, rezidenca, pajisje të ndryshme elektroshtëpiake etj. Në rezidenca, fuqia e ventilatorëve standard varion nga 30W deri në 80W por në fusha të tjera, si në industrinë e çimentos fuqia e ventilatorëve mund të shkojnë në disa qindra kW, pra është një mekanizëm me diapazon të gjerë të fuqive. Tipet kryesore të motorëve elektrikë, që përdoren në

transmisionet elektrike për të vënë në punë një ngarkesë të tipit ventilator janë: motori i rrymës së vazhduar me furça, motori asinkron një dhe trefazor, motor me pole të hijezuara [3] dhe së fundi kanë filluar të gjejnë përdorim edhe motorët BLDC tre fazorë. Për këtë arsye në këtë temë disertacioni është zgjedhur të eksperimentohet një transmision elektrik me motor BLDC dhe një transmision elektrik me motor asinkron, të cilët vënë në lëvizje një ventilator, i cili është një mekanizëm, që kërkon rregullim shpejtësie.

### 7.1.1. Njohuri të përgjithshme mbi humbjet dhe rendimentin e motorit

Për të krahasuar rendimentin e dy motorëve, motorit BLDC tre fazor dhe motorit asinkron një fazor, që do të përdorim në aplikimin me ventilator do të shohim si rrjedh fluksi i energjisë dhe humbjet që shkaktohen gjatë procesit të transformimit të energjisë elektrike në energji mekanike. Mbështetur në skemën elektrike ekuivalente të makinës asinkrone, figura 7.1, shihet se humbjet kryesore në këtë motor janë: humbjet elektrike në pështjellën e statorit, humbjet magnetike në qarkun magnetik të statorit, humbjet elektrike në pështjellën e rrotorit dhe humbjet mekanike për shkak të fërkimit në kushineta dhe me ajrin. Humbjet në qarkun magnetik të rrotorit janë të neglizhueshme për shkak të frekuencës së ulët të rrymës në qarkun e rrotorit. [3], [7], [8], [90], [148], [149]

$$P_{cu,st} = I_1^2 R_1 - \text{humbjet në pështjellën e statorit} \quad (7.1)$$

$$P_{cu,rr} = I_r^2 R_2 - \text{humbjet në pështjellën e rrotorit} \quad (7.2)$$

$$P_{fe,st} = I_m^2 R_m - \text{humbjet në çelikon e statorit} \quad (7.3)$$

$$P_{fr} = M_{fr} \omega_{mek.} + B \omega_{mek.}^2 - \text{humbjet mekanike} \quad (7.4)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} * 100\% = \frac{P_{in} - P_{cu,st} - P_{fe,st} - P_{cu,rr} - P_{FR}}{P_{in}} * 100\% = \left(1 - \frac{\Delta P}{P_{in}}\right) - \text{rendimenti i motorit [3]} \quad (7.5)$$

Për motorin BLDC humbjet kryesore janë: humbjet elektrike në pështjellën e statorit, humbjet magnetike në qarkun magnetik të statorit, humbjet mekanike për shkak të fërkimit në kushineta dhe me ajrin. Humbjet elektrike në qarkun e rrotorit mungojnë, pasi nuk kemi pështjellë eksitimi rreth poleve. Në këtë motor mungojnë dhe humbjet elektrike

midis furçave dhe kolektorit për shkak të mungesës së shndërruesit elektromekanik. [3], [7], [8].

Në figura 7.2. është paraqitur skema elektrike ekuivalente e motorit BLDC, ku jemi mbështetur për përcaktimin e humbjeve në të.

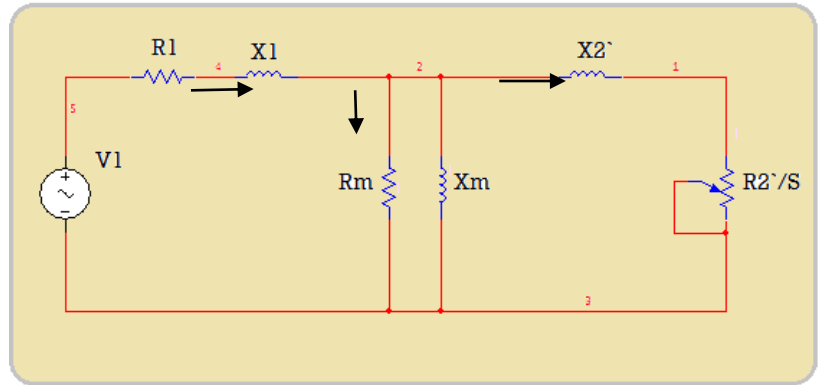


Figura 7.1 Skema elektrike ekuivalente e motorit asinkron një fazor [3]

$$P_{cu, st} = I^2 R_a - \text{humbjet elektrike në stator} \quad (7.6)$$

$$P_{fe, st} = I_m^2 R_m - \text{humbjet në çelik në stator} \quad (7.7)$$

$$P_{fr} = M_{fr} \omega_{mek} + B \omega_{mek}^2 - \text{humbjet mekanike} \quad [3], [7], [8]. \quad (7.8)$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} * 100\% = \frac{P_{in} - P_{cu, st} - P_{fe, st} - P_{fr}}{P_{in}} * 100\% = \left(1 - \frac{\Delta P}{P_{out}}\right) * 100\% - \text{rendimenti i motorit} \quad (7.9)$$

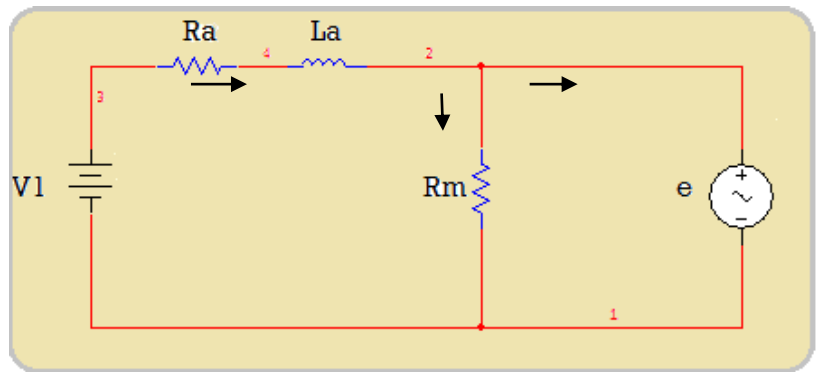


Figura 7.2 Skema elektrike ekuivalente e motorit BLDC [3]

Në tabela 7.1 janë dhënë në mënyrë të përmblodhur humbjet kryesore të motorëve të rrymës së vazhduar me furça, motorit asinkron dhe BLDC. Kjo tabelë ka shërbyer si ndihmëse për të ndërtuar diagramën e humbjeve të këtyre motorëve, të paraqitura përkatësisht në diagramat e rrjedhjes së fuqisë në figurat 7.3; 7.4; dhe 7.5. Kutitë bosh në



tabelën 7.1 tregojnë se humbje të caktuara nuk ekzistojnë në atë tip motori, ose janë të neglizhueshme dhe në shumicën e rasteve nuk merren parasysh në rezultatet praktike.

Në diagramat e figurave 7.3; 7.4; dhe 7.5, në pjesën e sipërme janë paraqitur humbjet elektrike dhe humbjet shtesë, kurse në pjesën e poshtme të tyre janë treguar humbjet në çelik dhe humbjet mekanike.

Tabela 7.1 Humbjet kryesore të motorëve DC, AC dhe BLDC [3], [7], [8], [39], [40]

Lloji i motorit	Humbjet elektrike		Humbjet ne çelik		Humbjet mekanike		
	$\Delta P_{Cu,stat}$	$\Delta P_{Cu,roto}$	$\Delta P_{Fe,stat}$	$\Delta P_{Fe,roto}$	$\Delta P_{Fr,bosht,kush}$	$\Delta P_{Fr,rrotora}$	$\Delta P_{Fr,brus kolekt}$
Motori DC	+	+	+	+	+	+	+
Motori AC	+	+	+	-	+	+	-
Motori BLDC	+	-	+	-	+	+	-

Sikurse shihet nga diagramet, motori DC ka më shumë lloje humbjesh (jo detyrimisht më të mëdha), ndërsa motori BLDC ka më pak lloje humbjesh, s`ka humbje elektrike të përshtjellës së rrotorit, s`ka humbje në çelikut e rrotorit, s`ka humbje në fërkim midis brushave dhe kolektorit dhe, po ashtu, s`ka humbje elektrike në brusha e kolektor. [39], [40],

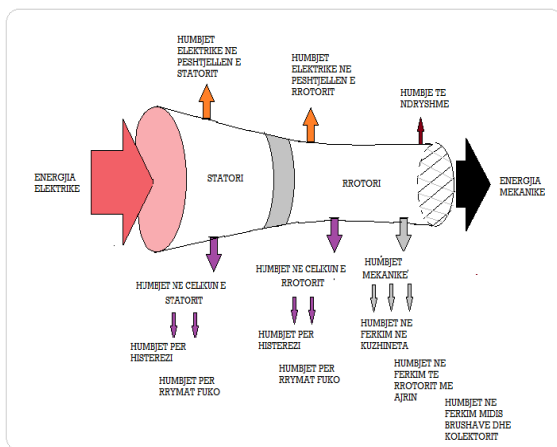


Figura 7.3 Paraqitja skematike e humbjeve të motorit DC [39]

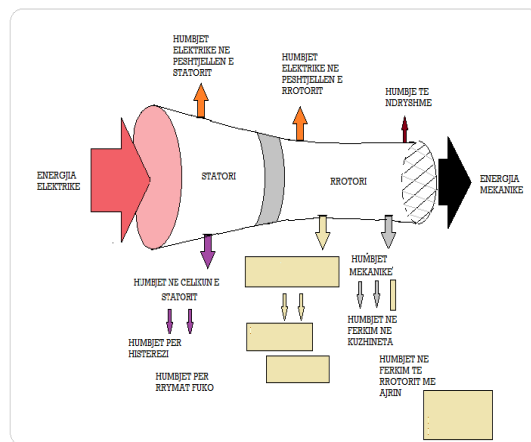


Figura 7.4 Paraqitja skematike e humbjeve të motorit AC [40]

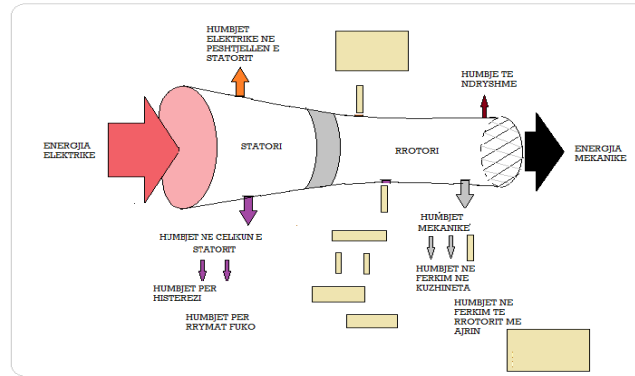


Figura 7.5 Paraqitja skematike e humbjeve të motorit BLDC [41]

Siç shihet qartë nga krahasimi i diagrameve të rrjedhjes së fuqisë për të tre tipet e motorëve, motori BLDC ka humbjet më të vogla, pra na siguron rendiment më të lartë të transmisionit elektrik. Rendimenti më i lartë i motorit BLDC, kundrejt motorit asinkron, pra për të njëjtën fuqi në dalje të kërkuar nga mekanizmi, të marrësh më pak fuqi elektrike nga burimi i ushqimit, nuk varet vetëm nga humbjet më të vogla por dhe nga prezenca e magnetëve permanentë. [148], [149]. Momenti rrotullues i motorit BLDC është produkt i fluksit, rrymës dhe koeficientit konstruktiv të makinës,  $M=k\Phi I$ . Prandaj një ndikim të konsiderueshëm në punën e tyre ka edhe fusha magnetike shumë e fuqishme e krijuar nga magnetët permanentë, të cilët janë formuar nga materiale të rralla, produkti energjetik i të cilëve është afërsisht nga 4-10 herë më shumë se e magnetëve të zakonshëm. Në figurën 7.6 është dhënë diagrama e fuqive duke paraqitur dhe ndikimin e fushës magnetike të magnetëve permanentë.

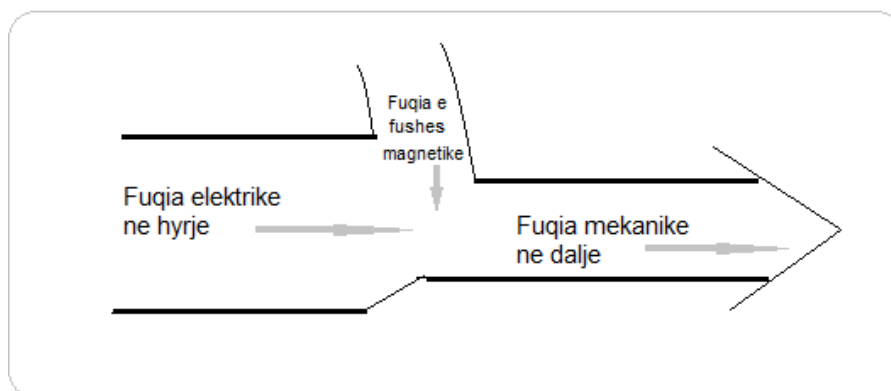


Figura 7.6 Diagrama e fuqive të motorit BLDC

---

### 7.1.2. Karakteristika mekanike e ventilatorit, motorit AC dhe BLDC

Karakteristika mekanike jep vartësinë e momentit në bosht të motorit ose mekanizmit në funksion të shpejtësisë së rrotullimit, për tension konstant. [22] Karakteristika mekanike e motorit elektrik dhe e mekanizmit përdoren për të analizuar punën e tyre në transmisionin elektrik. Në këtë temë disertacioni është zgjedhur si mekanizëm ventilatori, pasi është një ngarkesë me shpejtësi të rregullueshme dhe i përdorur gjerësisht në pajisjet elektroshtëpiake, industri, qendra komerciale etj. Në këtë temë janë krahasuar dy transmise elektrike me motor asinkron dhe BLDC, që venë në lëvizje një ventilator të njëjtë. Kriteri bazë që kemi përdorur në zgjedhjen e motorit elektrik asinkron apo BLDC, për të venë në lëvizje ventilatorin, është që ai të ketë fuqinë e duhur dhe të plotësojë kërkesat e kërkuara nga ngarkesa për punë të qëndrueshme dhe dinamike.

Sikurse e dimë funksionimi i transmisionit elektrik përcaktohet nga veprimi i dy momenteve: i momentit që zhvillon motori dhe atij të ngarkesës. Pika e punës së motorit dhe ngarkesës përcaktohet nga pikëprerja e karakteristikave mekanike të tyre.

Ngarkesat mekanike kanë karakteristika të ndryshme shpejtësi-moment, të cilat jepen me ekuacionin 7.10. Karakteristika mekanike e ventilatorit e ka momentin rrotullues në përpjestim të drejtë me katrorin e shpejtësisë, pra grafikisht është një parabolë, paraqitur në figurën 7.7 a), ndërsa fuqia e tij është në përpjesëtim të drejtë me kubin e shpejtësisë dhe mund të arrijë vlera shumë të mëdha për shpejtësi të larta. Ventilatori ka moment të vogël lëshimi, kështu që nuk shfaq problematika gjatë lëshimit të tij. [22], [32]

Formula me të cilën llogaritet momenti i ngarkesës mekanike në përgjithësi është:

$$M = M_0 + (M_n - M_0) \left(\frac{n}{n_n}\right)^k ; P = M \cdot \omega \quad (7.10)$$

$$\omega = 2\pi \cdot \frac{n}{60} = 2\pi \frac{f}{p}$$

ku:  $M_0$ - momenti i ngarkesës për shpejtësi zero, [Nm];

$M_n$ - momenti i ngarkesës për shpejtësi nominale, [Nm];

$n$  - shpejtësia e punës, [rrot/min];

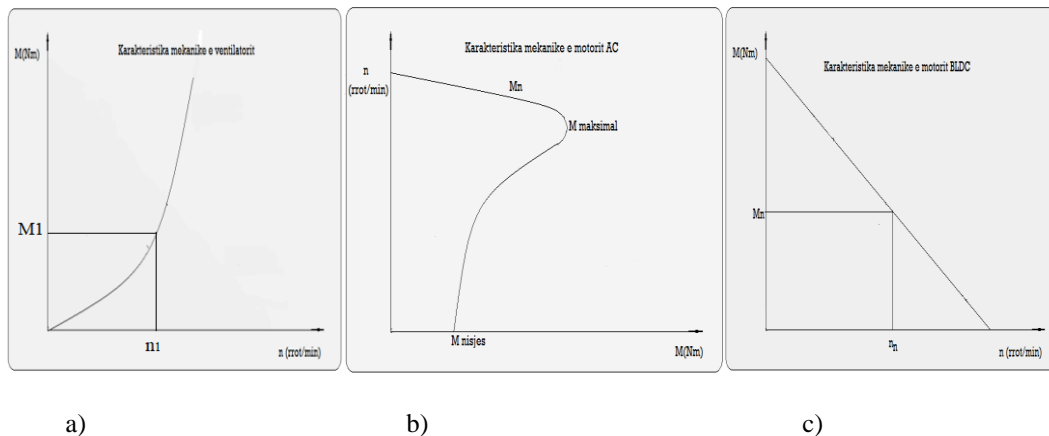
$n_n$  - shpejtësia nominale, [rrot/min];

$k$  - koeficient, merr vlera të ndryshme në vartësi të llojit të mekanizmit, për ventilatorin,  $k=2$ .

$P$  - fuqia që kërkon ventilatori, [W].

Karakteristika mekanike e motorit asinkron është një karakteristikë jo lineare, e cila është dhënë në figurës 7.7 b). Motori asinkron, siç shihet dhe nga karakteristika mekanike e tij mund të punojë vetëm në zonën e shpejtësive të mëdha, apo siç quhet ndryshe zona e punës. Motori asinkron në karakteristikën e tij natyrale ka moment lëshimi të vogël dhe rryma lëshimi të mëdha. [22]

Karakteristika mekanike e motorit BLDC është paraqitur në figurën 7.7 c). Kjo karakteristikë është lineare si rezultat i lidhjes së kundërt që ekziston midis pozicionit të rrotorit dhe momentit të dhënies së tensionit të hyrjes në çdo përshtjellë. Siç shihet qartë motori BLDC ka karakteristikë lineare, moment të madh lëshimi dhe një zonë shumë të gjerë pune.



**Figura 7.7 Karakteristikat mekanike të ventilatorit, motorit asinkron dhe BLDC**

Pika e punës së transmisionit elektrik, që ve në lëvizje ventilatorin, përcaktohet nga pikëprerja e dy karakteristikave të motorit dhe mekanizmit.

---

### 7.1.3. Studimi eksperimental i transmisionit me motor asinkron dhe motor BLDC

Në këtë paragraf do të studiohet në mënyrë eksperimentale eficienta e transmiseve elektrike me motor asinkron dhe me motor BLDC, të cilat venë në lëvizje ngarkesën mekanike të tipit ventilator.

Për të nxjerrë konkluzione të qarta dhe të sakta kemi patur parasysh që rendimenti i transmisionit elektrik merret si produkt i rendimenteve të komponentëve që e përbejnë atë. Rendimenti i motorit elektrik, si një nga komponentët kryesor të transmisionit elektrik, përcaktohet si raport i fuqisë në bosht të tij me atë që motori merr nga burimi i ushqimit, formula 7.11.

$$\eta_{AC} = \frac{P_{out,AC}}{P_{in,AC}} 100\%; \quad \eta_{BLDC} = \frac{P_{out,BLDC}}{P_{in,BLDC}} 100\% \quad (7.11)$$

Duke qenë se kemi zgjedhur një mekanizëm, ventilator, të njëjtë për të dy transmisionet, atëhere fuqia në dalje e motorit asinkron ose BLDC është e njëjtë sa fuqia që kërkon ventilatori:  $P_{bosht,AC} = P_{bosht,BLDC}$ , për të njëjtën shpejtësi rrotullimi, ndërsa fuqia e marrë nga rrjeti do të jetë e ndryshme, në varësi të rendimentit që ka motori. Sa më i lartë rendiment aq më e ulët është fuqia që marrim nga rrjeti dhe anasjelltas.

Në temën e mëparshme pamë karakteristikën mekanike të ventilatorit, figura 7.7 a) ku momenti është proporcional me shpejtësinë në katror, ndërsa varësia e fuqisë nga shpejtësia jepet me formulën e mëposhtme:

$$M \equiv n^2 ; \quad P = M * \omega = M \frac{2\pi n}{60} = 0.104 * M \quad (7.12)$$

Ku:  $n$ - shpejtësia e rrotullimit [rrot/min];

$\omega$ - shpejtësia këndore, [rad/sec];

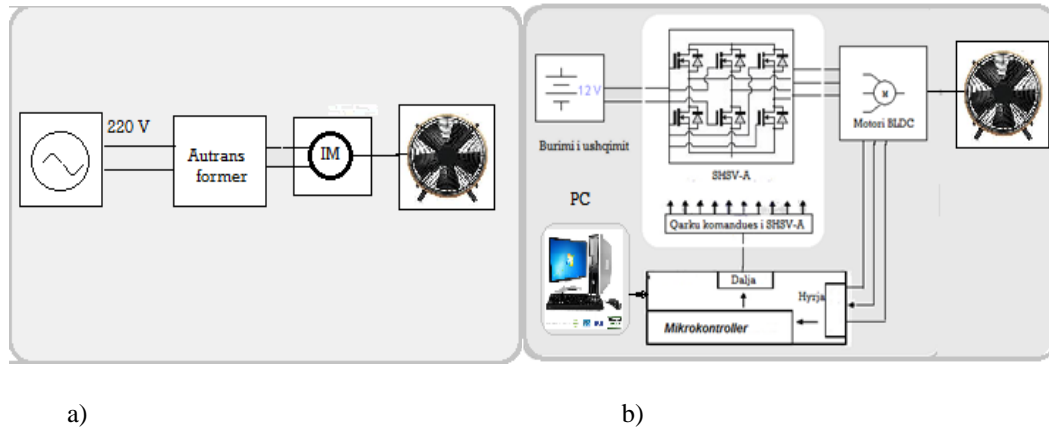
$M$  - momenti i ngarkesës, [Nm];

$P$  - fuqia e zhvilluar, [W];

Përcaktimi i momentit që zhvillon ventilatori merret nga karakteristika mekanike e tij, figura 7.7 a, ku për shpejtësinë e dhënë të punës gjendet vlera e momentit  $M$  dhe më tej llogaritet fuqia që ai kërkon me anë të formulës 7.12. Nëse të dy transmisionet, njëri me

motor asinkron dhe tjetrin me motor BLDC rrotullohen me të njëjtën shpejtësi dhe moment ngarkese të njëjtë do të kemi në dalje të njëjtën fuqi.

Në figurën 7. 8 janë dhënë bllokskemat e komandimit të transmisionit elektrik motori asinkron-ventilator dhe transmisionit elektrik motori BLDC-ventilator.



**Figura 7.8 a) Bllokskema e komandimit të motorit AC,  
b) Bllokskema e komandimit të motorit BLDC**

Eksperimentin e transmisionit elektrik me motor asinkron e kemi realizuar me ndryshimin e tensionit të motorit, me anë të autotransformatorit, figura 7.8 a) për të realizuar ndryshimin e shpejtësisë në bosht të tij, në varësi të shpejtësisë së kërkuar nga ngarkesa, ventilatori.

Ndërsa në transmisionin elektrik me motor BLDC, në varësi të shpejtësisë së kërkuar nga ngarkesa, ventilatori, e kemi realizuar me anë të mikrokontrollerit, figura 7.8 b).

Fuqia që merret nga rrjeti nga motorët asinkron dhe BLDC, për të njëjtën fuqi në bosht, është matur në mënyrë indirekte.

Për shpejtësi të ndryshme pune të transmisionit elektrik me motor asinkron janë matur tensioni, rryma dhe faktori i fuqisë në hyrje të motorit asinkron dhe me anë të formulës 7.13 përcaktohet fuqia aktive e marrë nga motori asinkron.

$$P_{\text{hyrje,AC}} = V_{\text{hyrje}} * I_{\text{hyrje}} * \cos\phi \quad (7.13)$$

Për shpejtësi të ndryshme pune të transmisionit elektrik me motor, që vë në lëvizje të njëjtin ventilator, janë matur tensioni dhe rryma në hyrje të motorit BLDC dhe me anë të formulës 7.14 përcaktohet fuqia aktive e marrë nga motori BLDC.

$$P_{\text{hyrje BLDC}} = V_{\text{hyrje}} * I_{\text{hyrje}} \quad (7.14)$$

Pasi është përcaktuar dhe fuqia në hyrje, mund të kalkulohet rendimenti i secilit motor. Më tej është llogaritur harxhimi vjetor i fuqisë aktive për të dy motorët dhe është bërë krahasimin midis tyre.

#### 7.1.4. Realizimi i eksperimentit [161]

Në figurën 7.9 është paraqitur tavolina punës për zhillimin e eksperimentit për krahasimin e fuqisë që thith motori BLDC kundrejt motorit asinkron, gjatë vënies në punë të të njëjtës ngarkesë, si tip dhe fuqi, ventilatorit.



**Figura 7.9 Tavolina e punës për eksperimentimin e motorit BLDC tre fazor dhe motorit AC një fazor**

Përmasat dhe vëllimi i motorit BLDC të përdorur është afërsisht 2 herë më i vogël se ai i motorit asinkron, kjo do të thotë që densiteti i fuqisë është më i lartë krahasuar me atë të motorit asinkron. Motori BLDC ushqehet me një bateri 11.1 V, ndërsa motori AC me tension 220 V nga rrjeti nëpërmejt autotransformatorit. [6],[11],[13], [24]

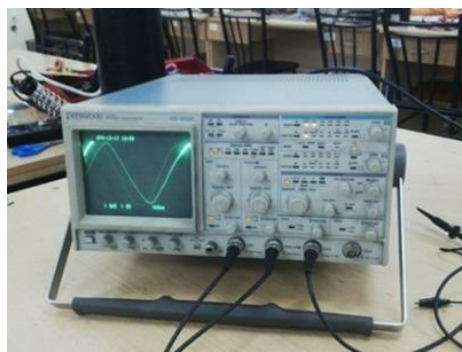
#### a) *Zhvillimi i eksperimentit [161]*

Në këtë paragraf do të përshkruhet mënyra e realizimit të eksperimentit për llogaritjen e fuqisë që thith motori asinkron dhe motori BLDC në transmisionin elektrik që ve në lëvizje një ngarkesë të tipit ventilator si edhe energjinë e konsumuar prej tyre gjatë një viti.

Motori asinkron, i cili rrotullon ventilatorin me një shpejtësi të caktuar, figura 7.10 a, ushqehet nëpërmjet autotransformatorit. Gjatë këtij procesi pune maten numri i rrotullimeve të rrotorit me tachometër, tensioni dhe rryma në hyrje të motorit me anë të multimetrit dhe këndi i sfazimit midis rrymës dhe tensionit me oshiloskop, figura 7.10, b. Llogaritet fuqia e plotë dhe ajo aktive që merr motori nga rrjeti. Ndryshohen vlerat e shpejtësisë së rrotullimit me anë të ndryshimit të vlerave të tensionit ushqyes të motorit asinkron nëpërmjet autotransformatorit dhe kryhen përseri matjet e të njëjta madhësie. Vlerat e matura janë paraqitur në tabelën 7.2.



a)



b)

**Figura 7.10 a) Pamja e jashtme e ventilatorit**

**b) Matja e këndit të sfazimit midis tensionit dhe rrymës me oshiloskop**

**Tabela 7.2 Vlerat e tensionit, rrymës dhe fuqisë aktive të motorit asinkron**

Nr.	Madhësi të matura per motorin AC				Madhësi të llogaritura	
	Numri i rrotullimeve (rrot/min)	Tensioni $V_1$ (V)	Rryma $I_1$ (mA)	$\cos(\varphi)$	Fuqia e plote $S_1 = V_1 * I_1$ (VA)	Fuqia $P_1 = S_1 * \cos(\varphi)$ (W)
1	1424	147.3	78.3	0.86	11.53	9.92
2	1505	150.0	79.5	0.86	11.93	10.26
3	2172	179.8	92.8	0.86	16.69	14.35
4	2344	200.0	104.0	0.86	20.80	17.89

Në transmisionin elektrik të ventilatorit, zëvendësohet motori asinkron me motorin BLDC, i cili ushqehet nga bateria me tension 12.4V.

Në figurën 7.11, është treguar një pamje e brëndëshme e motorit BLDC me rrotor të jashtëm. Në figuren 7.12 janë paraqitur komponentët përbërës të motorit BLDC.

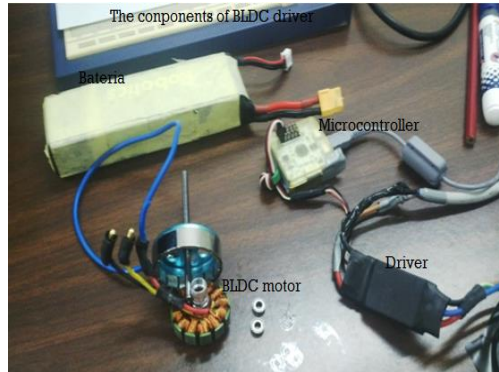
Motori asinkron pa fletët e ventilatorit shihet në figurën 7.13, a, të cilat janë vendosur në boshtin e motorit BLDC, figura 7.13,b.



Për të njëjtat vlera të shpejtësisë së rrotullimit të ventilatorit, të realizuara për transmisionin me motorin asinkron maten tensioni dhe rryma në hyrje të motorit BLDC dhe llogaritet fuqia në hyrje të motorit. Vlerat e matura janë vendosur në tabelën 7.3.



**Figura 7.11** Pamje e brëndëshme e motorit BLDC me rrotor të jashtëm



**Figura 7.12** Pjesët përbërëse të motorit BLDC



a)



b)

**Figura 7.13** a) pamja e motorit AC pasi janë hequr fletet e ventilatorit.  
b) Transmisioni elektrik me motor BLDC

**Tabela 7.3.** Vlerat e tensionit, rrymës dhe fuqisë aktive të motorit BLDC

Nr.	Madhësi të matura				Madhësi të llogaritura	
	Numri i rrotullimeve (rrot/min)	Tensioni $V_1=$ (V)	Rryma $I_1$ (mA)	Fuqia $P_1$ (E)	Fuqia e plote $S_1= V_1 * I_1$ (VA)	$\cos(\varphi)= P_1/ S_1$
1	1424	12.43	242	3.01	3.01	$\approx 1$
2	1505	12.42	259	3.22	3.22	$\approx 1$
3	2172	12.37	442	5.47	5.47	$\approx 1$
4	2344	12.34	526	6.49	6.49	$\approx 1$

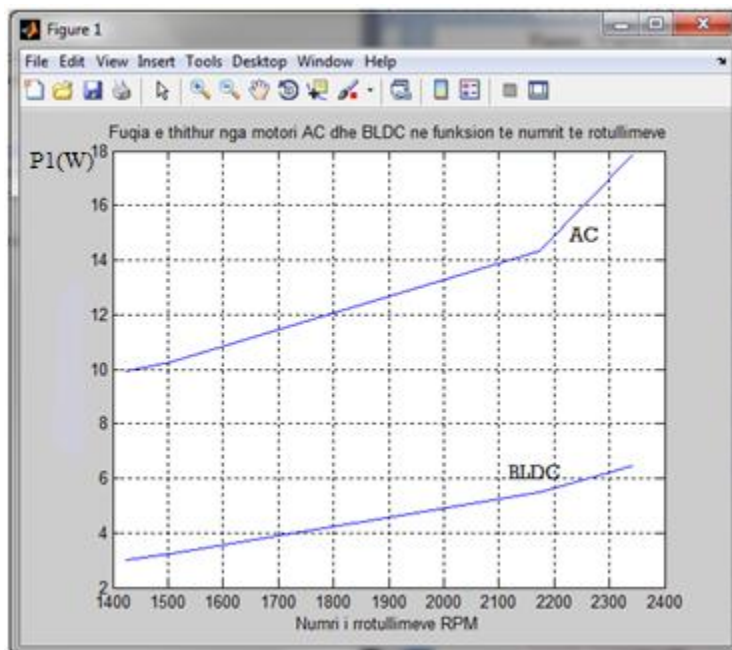
**b) Krahasimi i fuqisë aktive të thithur nga motori asinkron dhe motori BLDC**

Mbështetur në të dhënat e tabelave 7.2 dhe 7.3 është ndërtuar tabela 7.4, e cila llogarit raportin e fuqive aktive të thithur nga motori asinkron dhe motori BLDC, për të njëjtin numër rrotullimesh dhe për të njëjtën ngarkesë.

**Tabela 7.4 Raporti i fuqisë aktive të marrë nga motori asinkron dhe BLDC**

Nr.	Numri i rrotullimeve (rrot/min)	Fuqia $P_{1AC}$ (W)	Fuqia $P_{1BLDC}$ (W)	Raporti i fuqive $P_{MA}/P_{BLDC}$
3	1424	9.92	3.01	3.296
4	1505	10.26	3.22	3.19
5	2172	14.35	5.47	2.62
6	2344	17.89	6.49	2.75

Në figurën 7.14 është dhënë varësia e fuqisë së marrë nga burimi i ushqimit, për të dy transmisionet me motor asinkron, AC dhe motor BLDC që venë në lëvizje ventilatorin.



**Figura 7.14 Vartësia e fuqisë  $P_1$  në hyrje të motorit AC dhe motorit BLDC kundrejt shpejtësisë së rrotullimit**

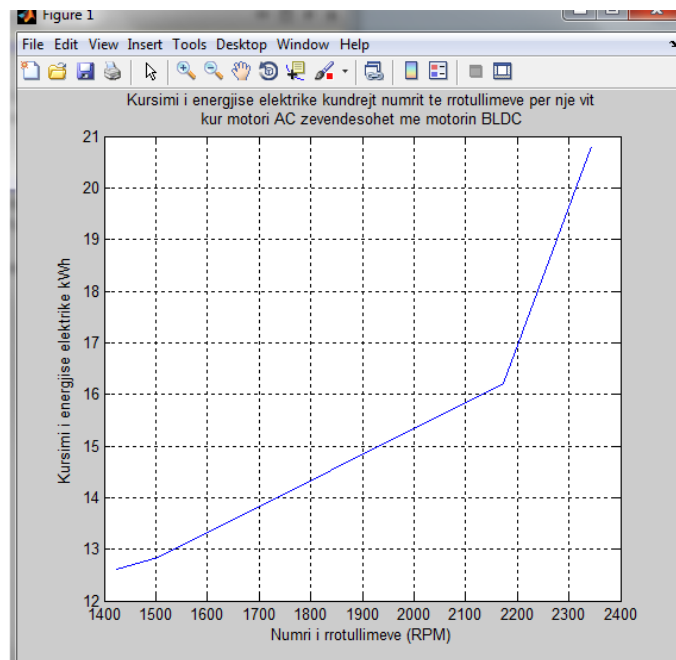
**c) Llogaritja e energjisë së kursyer nga zëvendësimi i motorit AC me motorin BLDC**

Nga figura 7.14 shihet shumë qartë që motori BLDC, për të njëjtën ngarkesë dhe shpejtësi merr nga rrjeti më pak fuqi aktive nga rrjeti se motori asinkron. Në mënyrë që të dalë më qartë kursimi në energji elektrike që ne marrim kur përdorimi në një aplikim me ventilator, motor BLDC në vend të motorit asinkron, është llogaritur energjia e harxhuar nga të dy transmisionet për një vit. Është pranuar që ngarkesa, ventilatori, punon 5 orë në ditë. Rezultatet e marra nga llogaritjet janë vendosur në tabelën 7.5.

**Tabela 7. 5 Kursimi i energjisë elektrike nga zëvendësimi i motorit AC me motor BLDC**

Nr.	Shpejtësia (rrot/min)	Motori AC		Motori BLDC		Kursimi i energjisë (kWh)
		Fuqia P <sub>1</sub> (W)	Konsumi për një vit (kWh)	Fuqia P <sub>1</sub> (V)	Konsumi për një vit (kWh)	
1	1424	9.92	18.1	3.01	5.49	12.61
2	1505	10.26	18.72	3.22	5.88	12.84
3	2172	14.35	26.19	5.47	9.98	16.21
4	2344	17.89	32.65	6.49	11.84	20.81

Grafiku i kursimit të energjisë në funksion të ngarkesës, kur zëvendësojmë motorin asinkron me motorin BLDC është dhënë në figurën 7.15.



**Figura 7.15 Kursimi i energjisë elektrike, për një vit, nga zëvendësimi i motorit AC me motorin BLDC.**

---

Rezultatet e marra në tabelën 7.5 dhe grafiku i figurës 7.15 tregojnë qartë se marrim kursime të rëndësishme të energjisë elektrike, nga 12.6 kWh deri në 20.8 kWh kur zëvendësojmë motorin asinkron me motorin BLDC në transmisionet me shpejtësi të rregullueshme, që venë në lëvizje ventilatorin. Duke patur parasysh përdorimin e gjerë që kanë pajisjet e tipit ventilator, arrijmë të marrim kursime të rëndësishme të energjisë dhe ulje të emetimit të gazeve serë. [161]

Këto rezultatet janë në përputhje të plotë me literaturën.

## **7.2 EKSPERIMENTI I REGJIMIT TË PUNËS PA NGARKESË DHE ME NGARKESË TË MOTORIT BLDC [138]**

Nëpërmjet këtij eksperimentit synohet të vlerësohen treguesit dinamikë të sjelljes së motorit BLDC në transmisionet elektrike me shpejtësi të ndryshueshme, gjatë regjimit të punës pa ngarkesë dhe me ngarkesë.

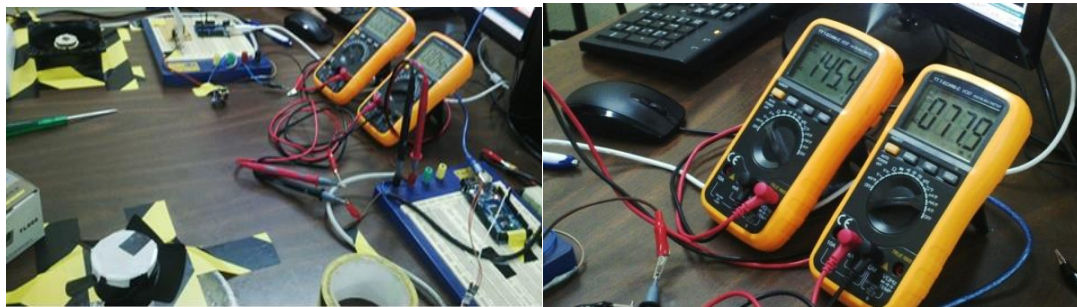
### ***Zhvillimi i eksperimentit***

Në figurën 7.16 është treguar tavolina e punës për eksperimentimin e transmisionit elektrik me motori BLDC kur punohet pa ngarkesë dhe me ngarkesë në bosht. Në këtë figurë është paraqitur dhe mënyra e matjes së tensionit dhe rrymës, që thith motori nga burimi i ushqimit për këto dy regjime pune.

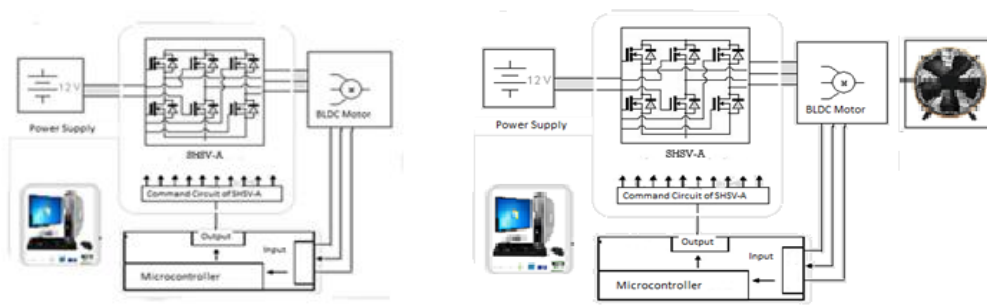
Në figura 7.17 është paraqitur bllokskema e transmisionit elektrik me motorin BLDC për të dyja regjimet e punës, pa ngarkesë dhe me ngarkesë, ventilatori.

Transmisioni me motor BLDC, i kontrolluar nga Arduino 2560, programuar në Arduino IDE (Integrated Development Environment) me gjuhën C++, vihet në punë pa ngarkesë, me shpejtësi 1440 rrot/min, punon për 30 sekonda dhe ndalon. Maten vlerat e rrymës dhe tensionit për regjimin e punimit pa ngarkesë, dhe vendosen në tabelën 7.6.

Mbështetur në të dhënat e tabelës 7.6 ndërtohet grafiku i rrymës në funksion të kohës për punimin pa ngarkesë të motorit BLDC dhe grafiku i tensionit në funksion të kohës të paraqitur respektivisht në figurat 7.19 a), c).



**Figura 7.16** Tavolina e punës për eksperimentimin e motorit BLDC në regjimin e punës pa ngarkesë dhe me ngarkesë. Matja e rrymës dhe e tensionit me multimetër digital.



**Figura 7.17** Bllokskema e kontrollit të transmisionit elektrik me motorit BLDC për regjimin e punës pa ngarkesë dhe me ngarkesë.

Në eksperimentin e punimit me ngarkesë ventilatori lidhet në boshtin e motorit BLDC, vihet në punë deri në shpejtësinë 1440 rrot/min, punon për 30 sec, dhe ndalon. Janë matur vlerat e rrymës dhe tensionit për regjimin e punimit me ngarkesë, të cilat janë vendosur në tabelën 7.7. Sipas këtyre të dhënave ndërtohet grafiku i rrymës në funksion të kohës për punimin me ngarkesë të motorit BLDC dhe grafiku i tensionit në funksion të kohës të paraqitur respektivisht në figurat 7.19 b), d).

**Tabela 7. 6 Vlerat e rrymës dhe tensionit gjatë regjimit të punës pa ngarkesë të motorit BLDC**

t (s)	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
I (A)	0.044	0.30	0.298	0.298	0.298	0.297	0.297	0.297	0.297	0.297	0.298	0.298
V (V)	12.47	12.38	12.37	12.38	12.38	12.38	12.38	12.38	12.38	12.38	12.38	12.38

12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24
0.297	0.297	0.297	0.297	0.298	0.297	0.297	0.298	0.298	0.298	0.298	0.297	0.297
<b>12.38</b>	12.38	12.38	12.38	12.38	12.38	12.38	12.38	12.38	12.38	12.38	12.38	12.38

25	26	27	28	25	29	30	31	
0.298	0.298	0.297	0.297	0.298	0.297	0.297	0.041	stop
<b>12.38</b>	12.38	12.38	12.38	12.38	12.38	12.38	12.41	

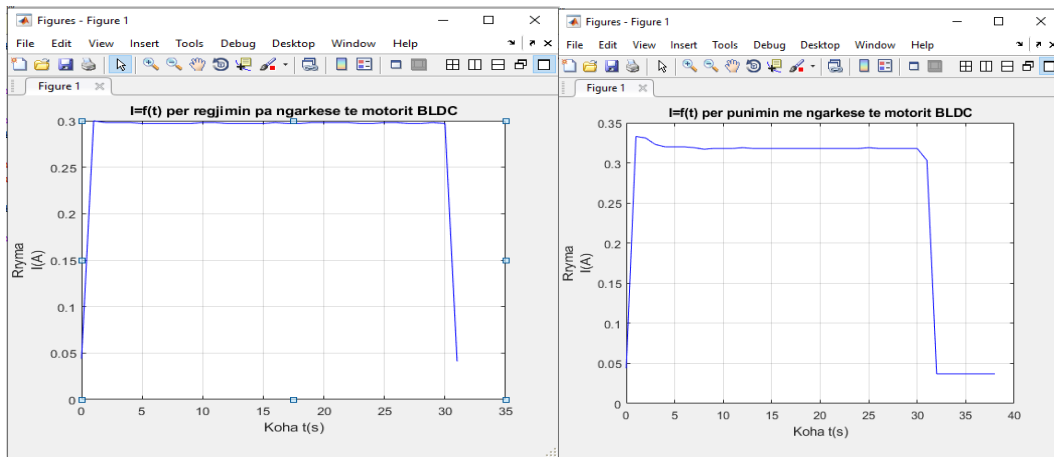
**Tabela 7. 7 Vlerat e rrymës dhe tensionit gjatë rgjimit të punës me ngarkesë të motorit BLDC**

t(s)	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
I(A)	0.044	0.333	0.331	0.323	0.32	0.32	0.32	0.319	0.317	0.318	0.318	0.318	0.319
V(V)	12.47	12.41	12.39	12.4	12.41	12.41	12.41	12.41	12.41	12.41	12.41	12.41	12.41

13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26
0.318	0.318	0.318	0.318	0.318	0.318	0.318	0.318	0.318	0.318	0.318	0.318	0.319	0.318
<b>12.41</b>	12.41	12.41	12.41	12.41	12.41	12.41	12.41	12.41	12.41	12.41	12.41	12.41	12.41

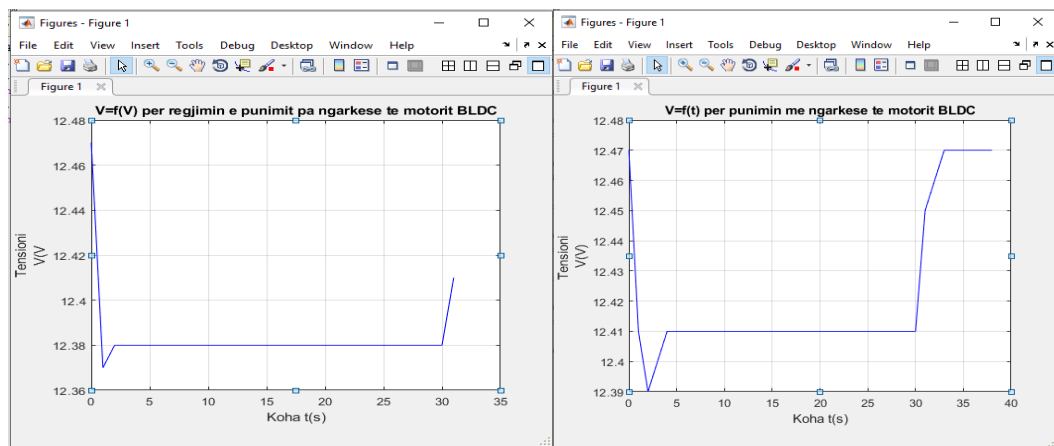
27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	
0.318	0.318	0.318	0.318	0.303	0.037	0.037	0.037	0.037	0.037	0.037	0.037	stop
12.41	12.41	12.41	12.41	12.45	12.46	12.47	12.47	12.47	12.47	12.47	12.45	

Mbështetur në rezultatet e matjeve të paraqitura në tabelat 7. 6 dhe 7. 7 janë ndërtuar grafikët e figurës 7.18, a, b, c dhe d.



a)

b)



c)

d)

**Figura 7.18** a) Vartësia e rrymës në funksion të kohës në regjimin e punës pa ngarkesë  
 b) Vartësia e rrymës në funksion të kohës në regjimin e punës me ngarkesë  
 c) Vartësia e tensionit në funksion të kohës në regjimin e punës pa ngarkesë  
 d) Vartësia e tensionit në funksion të kohës në regjimin e punës me ngarkesë  
 për motorin BLDC

Duke u bazuar në tabelat 7.6, 7.7 dhe grafikët e figurës 7.18 janë llogaritur disa nga karakteristikat e sjelljes dinamike të motorit BLDC gjatë regjimit të punës pa dhe me ngarkesë të motorit BLDC.

Rezultatet e llogaritjeve janë vendosur në tabelat 7.8 dhe 7.9.

**Tabela 7. 8 Karakteristikat e sjelljes dinamike te motorit BLDC pa dhe me ngarkesë**

Regjimi i punës i motorit BLDC	Vlera maksimale e rrymës I (A)	Vlera e stabilizuar e rrymës I(A)	Mbirregullim i (%)	Koha e vonesës t(s)
Pa ngarkesë	0.3	0.297	1%	0.4
Me ngarkesë	0.333	0.318	4.7%	0.5

**Tabela 7. 9 Karakteristikat e sjelljes dinamike te motorit BLDC pa ngarkesë dhe me ngarkesë (vazhdim)**

Regjimi i punës i motorit BLDC	Koha e ngritjes t(s)	Koha kur është arritur vlera maksimale e rrymës, t(s)	Koha e stabilizimit t(s)	Koha e ndalimit t(s)	Procesi i ndalimit
Pa ngarkesë	0.8	1	1	1	Pa luhatje
Me ngarkesë	1	1.2	3	1	Pa luhatje

Nga tabelat 7. 8 dhe 7. 9 shohim se mbirregullimi i motorit BLDC për regjimin e punimit pa ngarkesë është 1% kundrejt 4.7% në regjimin e punimit me ngarkesë. Gjithashtu edhe kohët e stabilizimit dhe të ndalimit shumë të vogla- 2,3 sekonda dhe 1 sekondë. Stabilizimet e shpejta të këtij motori na lejojnë që të vlerësojmë momentin e inercisë së motorit BLDC si shumë të vogël.

### **7.3 KRAHASIMI I TREGUESVE CILËSORË TË MOTORIT BLDC ME AC [138]**

Shumë aplikime kërkojnë gjatë punës së tyre ndryshim të shpejtësisë, lëshime dhe frenime të shpejta, me kërkesa për arritjen e shpejtësisë së stabilizuar për një kohë të caktuar, me një stabilizim sa më të shpejtë të regjimit të punës etj. Motorët BLDC janë shumë të përshtatshëm të përdoren në transmisionet elektrike me shpejtësi të ndryshueshme, për arsye të një përgjigje dinamike të shpejtë dhe me tregues cilësorë shumë të mirë dhe me saktësi të lartë krahasuar me transmisionin elektrik me motorin asinkron. Shëmbuj ka plot, sikurse komandimi i derës së ashensorit, i cili kërkon një rritje

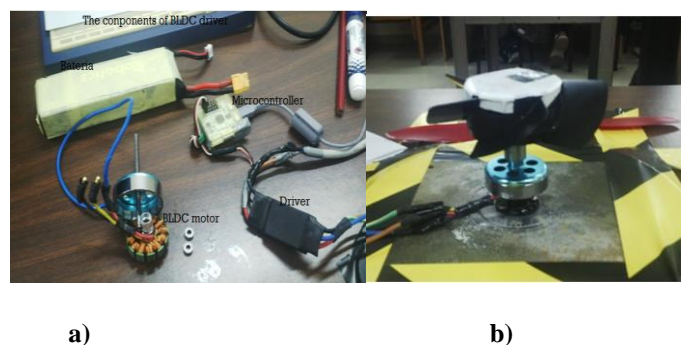


të shpejtë të nxitimit derisa ai të bëhet zero dhe shpejtësia të qëndrojë konstante; në kontrollin e pompës së lëndës djegëse në automobila; në industrinë e robotëve dhe manipulatoreve; precizioni në nxitim të lartë në një proces me profil jo uniform të shpejtësisë dhe ngarkesës; përmirësimi i stabilitetit në sistemin e pajisjeve të zyrës; të kufizojë goditjet dhe vibrimet në një limit të kufizuar etj.

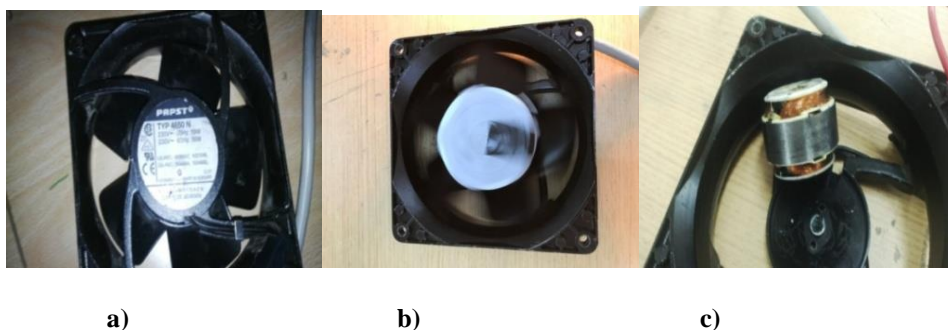
Për këtë arsye, është studiuar me hollësi përgjigja dinamike në lëshim, frenim të transmisionit me motor asinkron dhe me motor BLDC, me ngarkesë dhe për një cikël të plotë pune, lëshim, stabilizim në një shpejtësi të caktuar dhe frenime ku si ngarkesë përsëri përdoret ventilatori.

Për të realizuar kontrollin e shpejtësisë për të dy motorët janë përdorur procesorë Arduino, të lidhur me njësinë kryesore të kompjuterit, siç tregohet në figurën 7.21. Programohet i njëjti cikël pune për të dy motorët, asinkron dhe BLDC, në transmisionin elektrik, që ve në lëvizje ventilatorit. Programimi i Arduinos për kontrollin e shpejtësisë është treguar në Shtojcën A.

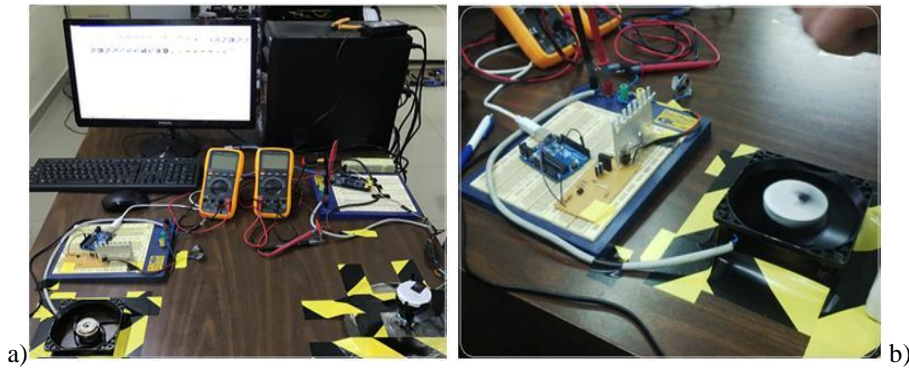
Foto nga eksperimentet e zhvilluar janë dhënë në figurat 7.19, 7.20 dhe 7.21.



**Figure 7.19 a) Komponentët e motorit BLDC. b) Motori BLDC me fletët e ventilatorit të vendosura në boshtin e tij.**

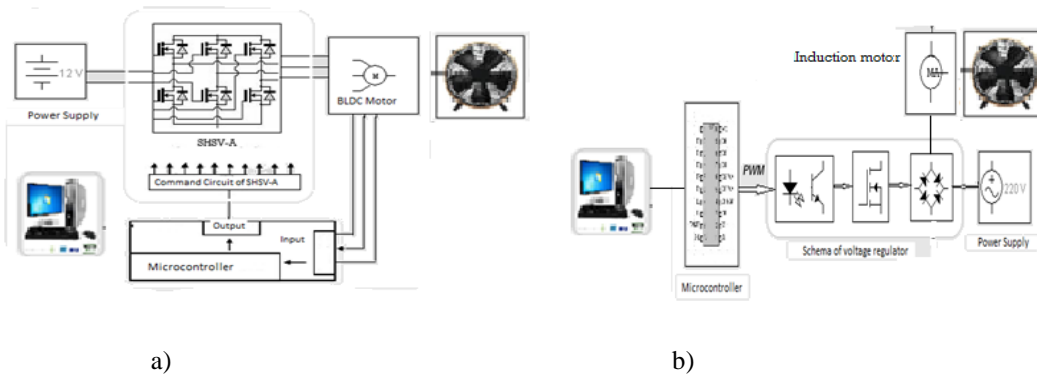


**Figure 7.20 a,b) Pamje e ventilatorit në qetësi dhe punë, c) Pamje e motorit asinkron pasi janë hequr fletët e ventilatorit**



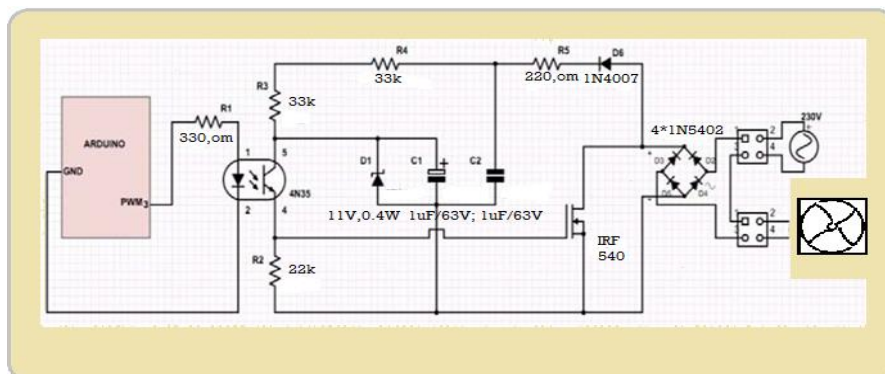
**Figura 7.21** Tavolina e eksperimentimit të motorit a) BLDC dhe b) AC me ngarkesë

Në figurën 7.22 janë dhënë bllokskemat e kontrollit të transmisionit elektrik me motor BLDC dhe motor asinkron me Arduino.



**Figura 7.22** Bllok skema e kontrollit të a) motorit BLDC me Arduino Mega 2560  
b) motorit AC me Arduino Uno

Në figurën 7.23 jepet skema e kontrollit të transmisionit elektrik me motor asinkron me opto-coupler dhe Arduino UNO.



**Figura 7.23.** Skema për kontrollin e shpejtësisë të motorit me asinkron me opto-coupler dhe Arduino UNO

Rezultatet e matjeve janë vendosur në tabelat 7.10 – 7.13 dhe mbështetur në këto rezultate janë ndërtuar grafikët përkatës.

**Zhvillimi i eksperimentit:**

Nga eksperimentet e kryera është provuar se transimisioni elektrik me motor BLDC ka performancë më të mirë, përgjigje dinamike më të shpejtë, punon më qëndrueshëm se motori asinkron me pole të hijezuara. Motori BLDC është ushqyer nga bateria 12V, dhe motori asinkron me tension alternativ 220 V. Të dy motorët janë me fuqi më të vogël se 100 W dhe vënë në lëvizje të njëjtin ventilator [1], [3]. Ligji i ndryshimit të shpejtësisë për ventilatorin është programuar me Arduino Mega 2560 për motorin BLDC dhe Arduino Uno për motorin asinkron. Motori AC kontrollohet me skemën elektronike me MOSFET dhe OPTO-COPLER. Matjet nga eksperimenti janë vendosur në tabelat 7.10, 7.11, 7.12, 7.13. Bazuar në rezultatet e vendosura në tabelë janë ndërtuar grafikët përkatës.

**Tabela 7.10 Vlerat e rrymës dhe tensionit në nisje për motorin BLDC me ngarkesë**

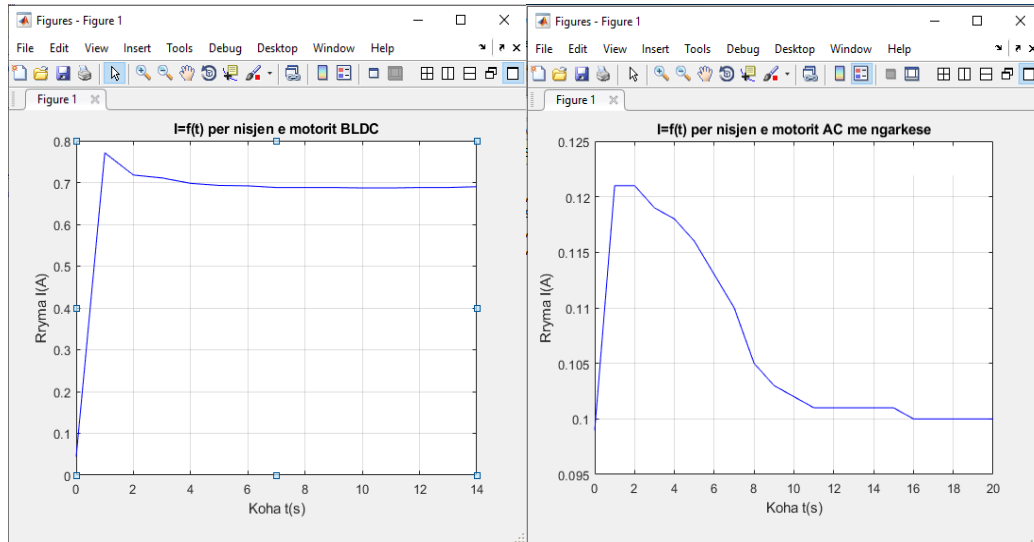
t (s)	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
I (A)	0.044	0.771	0.718	0.711	0.698	0.693	0.692	0.688	0.688	0.688	0.687	0.687
V(V)	12.47	12.11	12.17	12.19	12.2	12..21	12.21	12.21	12.21	12.21	12.21	12.21

12	13	14
0.688	0.688	0.69
<b>12.21</b>	12.21	12.21

**Tabela 7.11 Vlerat e rrymës dhe tensionit në nisje për motorin AC me ngarkesë**

t (s)	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
I (A)	0.099	0.121	0.121	0.119	0.118	0.116	0.113	0.110	0.105	0.103	0.102
V(V)	156	204	204.1	204.4	204.8	205	205.5	205.8	206.7	207	207.3

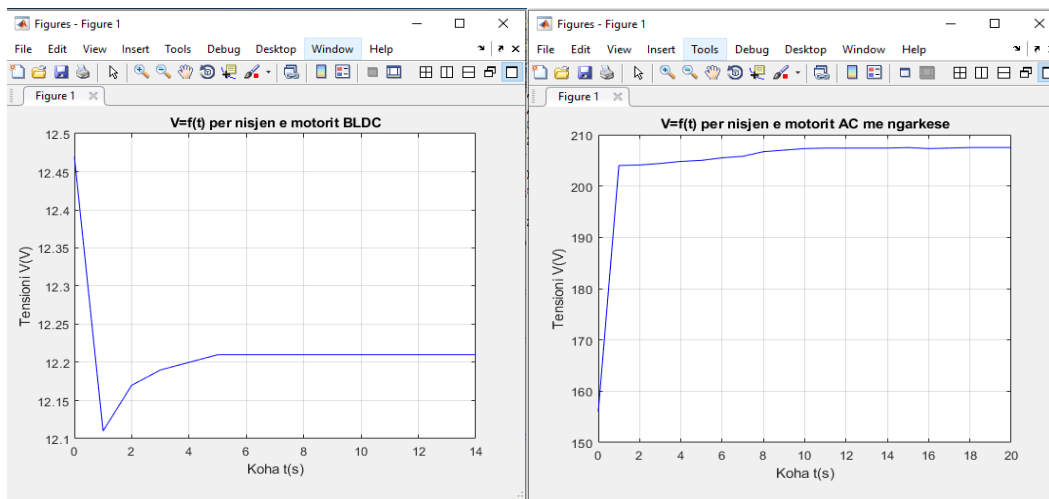
11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
<b>0.101</b>	<b>0.101</b>	0.101	0.101	0.101	0.100	0.100	0.100	0.100	0.100
<b>207.4</b>	207.4	207.4	207.4	207.5	207.3	207.4	207.5	207.5	207.5



a)

b)

Figura 7.24 Rryma në funksion të kohës gjatë procesit të nisjes së a) motorit BLDC, b) motorit asinkron



a)

b)

Figura 7.25 Tensioni në funksion të kohës gjatë procesit të nisjes për a) motorin BLDC e b) motorin AC

Tabela 7.12 Vlerat e rrymës dhe tensionit në frenim për motorin BLDC me ngarkesë

t (s)	0	1	2	3	4	5	6	7	8
I (A)	0.691	0.692	0.692	0.692	0.692	0.692	0.693	0.649	0.038
V(V)	12.21	12.21	12.22	12.23	12.23	12.23	12.23	12.24	12.24

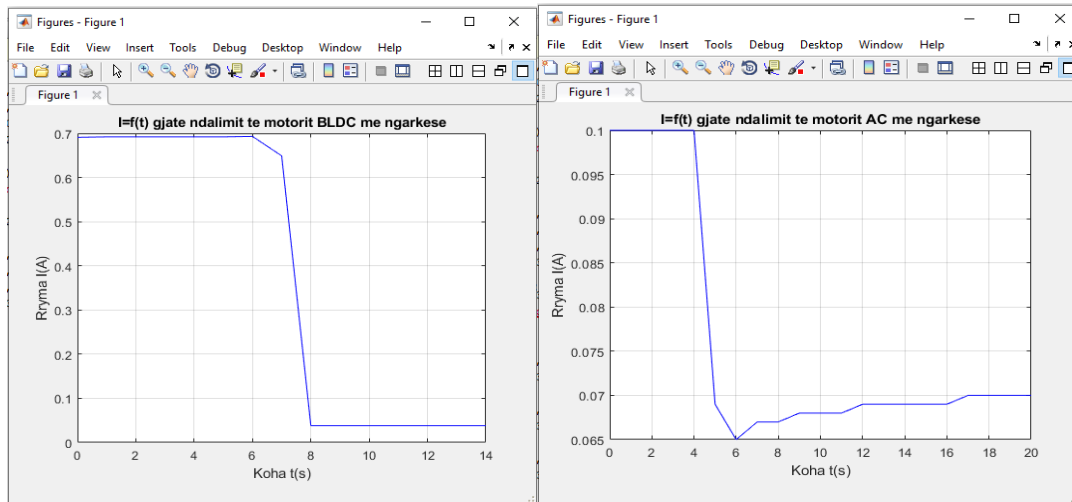
9	10	11	12	13	14				
<b>0.038</b>	0.038	0.038	<b>0.038</b>	0.038	0.038				
12.25	12.25	12.26	12.27	12.27	12.27				

**Tabela 7.13 Vlerat e rrymës dhe tensionit në frenim për motorin AC me ngarkesë**

t (s)	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
I (A)	0.100	0.100	0.100	0.100	0.100	0.069	0.065	0.067	0.067	0.068
V(V)	207.3	207.4	207.3	207.1	207.3	171.8	142.4	141.7	141.2	141.9

10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
0.068	0.068	0.069	0.069	0.069	0.069	0.069	0.070	0.070	0.070	0.070
140.6	140.4	140.1	139.9	140	140	140	139.8			

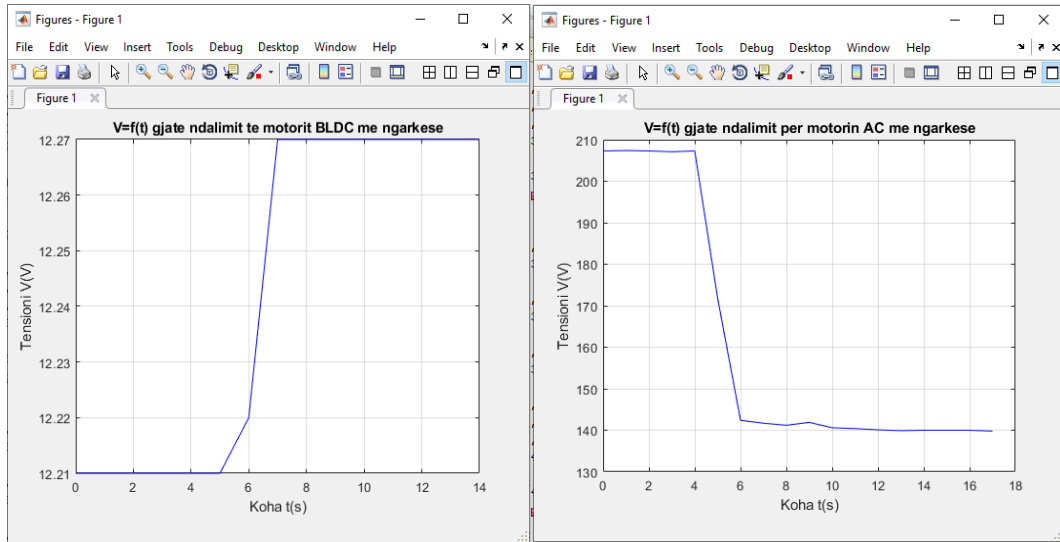
Mbështetur në vlerat e matura dhe të vendosura në tabelat 7.12 dhe 7.13, janë ndërtuar grafikët e figurës 7.26 a), b) dhe 7.27 a), b). Ndërsa, mbështetur në vlerat e matura dhe të vendosura në 7.10, 7.11, 7.12, 7.13 janë ndërtuar grafikët e figurës 7.28.



a)

b)

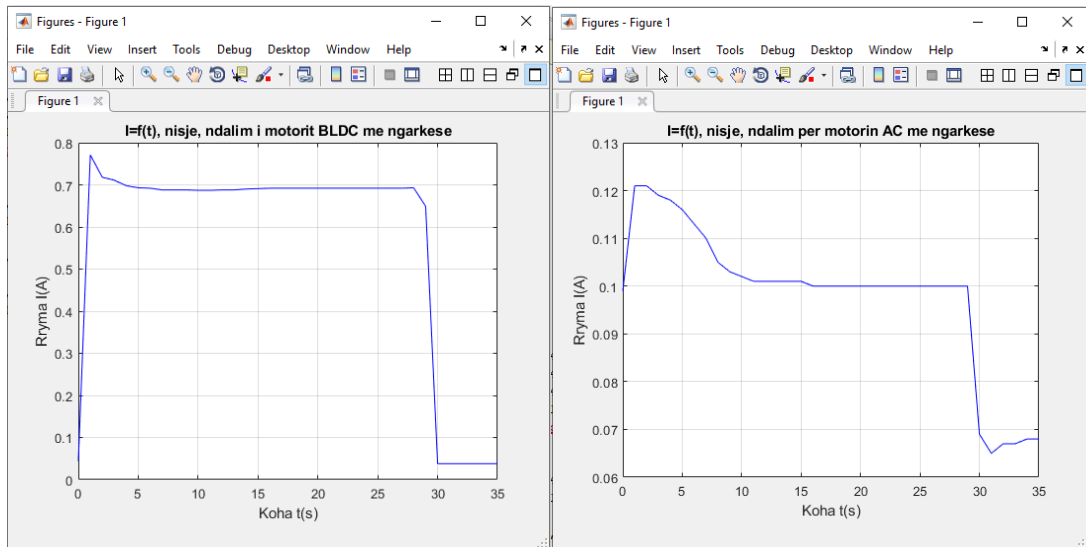
**Figura 7.26 Rryma në funksion të kohës gjatë procesit të ndalimit të  
a) motorit BLDC, b) motorit AC**



a)

b)

**Figura 7.27 Tensioni në funksion të kohës gjatë procesit të ndalimit për a) motorin BLDC e b) motorin AC**



a)

b)

**Figura 7.28 Një cikël pune, lëshim, punë e qëndrueshme dhe frenimi për motorin BLDC dhe AC**

Duke u nisur nga të dhënat e tabelave 7.10, 7.11, 7.12, 7.13 dhe grafikët e figurave 7.24, 7.25, 7.26, 7.27 dhe 7.28 janë llogaritur karakteristikat e përgjigjes kalimtare për nisjen, stabilizimin dhe ndalimin e motorit BLDC e AC dhe është bërë krahasimi i tyre.

1. Vlera e rrymës në regjimin e vendosur  $I(\infty)$ , kur procesi kalimtar ka përfunduar:  
[Për motorin BLDC:  $I(\infty) = 0.688A$ ; Për motorin AC:  $I(\infty) = 0.100A$ ]

2. Vlera maksimale që merr rryma gjatë procesit kalimtar  $I_{max}$  ,  
[Për motorin BLDC:  $I_{max} = 0.771A$ ; Për motorin AC:  $I_{max} = 0.121A$ ]
3. Mbirregullimi në përqindje, raporti i diferencës së vlerës maksimale me atë të vendosur, kundrejt vlerës së vendosur,  $m_r$  [%]  
 $m_r\% = 100 \frac{I_{max}-I_{\infty}}{I_{\infty}}$  ; [ $m_r\%_{BLDC} = 100 \frac{I_{max}-I_{\infty}}{I_{\infty}} = 100 \frac{0.771-0.688}{0.688} = 12 \%$  ;  
 $m_r\%_{AC} = 100 \frac{I_{max}-I_{\infty}}{I_{\infty}} = 100 \frac{121-100}{100} = 21 \%$ ]
4. Koha e mbirregullimit,  $t_{max}$ , koha kur  $I(t)$  arrin  $I_{max}$ .  
[ $t_{maxBLDC} = 1 \text{ sec}$ ;  $t_{maxAC} = 1.5 \text{ sec}$ ].
5. Koha e vonesës  $t_v$ , koha kur dalja merr për herë të parë vlerën 50% të  $I(\infty)$ ,  
[ $t_{vBLDC} = 0.6 \text{ sec}$ ;  $t_{vAC} = ?? \text{ sec}$ , (rryma që thith skema elektronike është më e madhe se vlera e rrymës për  $t_{vAC}$ )]
6. Koha e ngritjes  $t_n$ , koha kur dalja merr për herë të parë vlerën  $[I(\infty) - \varepsilon]$  [0.636A]. Madhësia  $\varepsilon$  është në kufijtë e (5-10)%  $I(\infty)$ .  
[ $\varepsilon_{BLDC} = 0.0265$ ;  $\varepsilon_{AC} = 0.636A$  ], { $[I(\infty) - \varepsilon]_{BLDC} = 0.688-0.0265 = 0.6615A$  ;  
 $[I(\infty) - \varepsilon]_{AC} = 100-5\% 100 = 95mA$  }  
[ $t_{nBLDC} = \sim 0.75 \text{ sec}$ ;  $t_{nAC} = \sim ???$  (sec rryma që thith skema elektronike është më e madhe se vlera e rrymës për  $t_{nAC}$ )].
7. Koha e rregullimit  $t_r$ , koha e nevojshme për të arritur një diferencë të caktuar  $\varepsilon$  midis vlerës  $I(t)$  dhe  $I(\infty)$ . Mbas kësaj kohe kjo diferencë do të jetë më e vogël, pra lakorja  $I(t)$ , në momentin  $t_r$  futet në zonën  $[I(\infty) - \varepsilon]$ ,  $[I(\infty) + \varepsilon]$  dhe për çdo vlerë  $t > t_r$  nuk del prej kësaj zone. [ $t_{rBLDC} \sim 2 \text{ sec}$ ;  $t_{rAC} \sim 10.5 \text{ sec}$ ].

Tabela 7.14 dhe 7.15 tregojnë që karakteristikat e sjelljes dinamike të motorit BLDC janë shumë më të mira se ato të motorit AC për të njëjtën ngarkesë në bosht.

**Tabela 7.14 Karakteristikat e sjelljes dinamike të motorit BLDC e AC, me ngarkesë**

Tipi i motorit	Vlera maksimale e rrymës $I$ (A)	Vlera e stabilizuar e rrymës $I$ (A)	Mbirregullimi (%)	Koha e vonesës $t$ (s)
BLDC	0.771	0.688	11.58%	~0.6
AC	0.121	0.100	21%	

**Tabela 7.15 Karakteristikat e sjelljes dinamike të motorit BLDC e AC, me ngarkesë (vazhdim)**

Tipi i motorit	Koha e ngritjes t (s)	Koha e arritjes së vlerës maksimale të rrymës t(s)	Koha e stabilizimit t(s)	Koha e ndalimit t(s)	Procesi
BLDC	0.75	1	2	1	Pa lëkundje
IM		1.5	8	10	Me lëkundje

*Shënim: Koha për të rritur 50% të vlerës së  $h_{\infty}$ , sikurse koha për të arritur për herë të parë vlerën  $[h_{\infty}) - \varepsilon]$  për motorin asinkron nuk ishte e mundur të matej, sepse në nisje, rryma që thihthe skema elektronike ishte më e madhe se këto vlera.[138]*

Theksojmë që këto llogaritje janë bërë për cilkin e punës të llogaritur çdo sekondë, me qëllim krahasimi midis dy transmisioneve. Vlera maksimale e rrymës në lëshim e motorit BLDC është më e madhe se ajo e vendosur në tabelë, por koha kur ajo arrihet është shumë e vogël me ms ose  $\mu$ s.



---

## 7.5 PROBLEMATIKAT GJATË ZHVILLIMIT TË

### EKSPERIMENTIT

Gjatë zhvillimit të eksperimenteve për të krahasuar rendimentet e motorit asinkron dhe BLDC dhe të treguesve cilesorë në sjelljen dinamike të transmsioneve elektrike me shpejtësi të ndryshueshme, kemi hasur disa vështirësi, të cilat po i rendisim si më poshtë:

1. Gjetja e motorëve që do të eksperimentohen. Në laborator kishim dy tipe motorësh BLDC, i pari me fuqi më të madhe dhe shpejtësi rrotullimi më të vogël, i dyti me fuqi më të vogël dhe shpejtësi rrotullimi shumë më të madhe. U vendos të përdoret motori i BLDC me fuqi më të madhe dhe shpejtësi rrotullimi më të vogël.
2. Gjetja e motorëve asinkronë që të kishin shpejtësi të ndryshueshme, ose do te na duhej një autotransformator për të ndryshuar shpejtësinë. U vendos për motorin e ventilatorit të routerit.
3. Shkalla e ndryshimit të shpejtësisë midis vlerave 1400 rrot/min dhe 2485 rrot/min.
4. Problem tjetër ishte gjetja e wattmetrit me shkallën e përshtatshme dhe klasë saktësie sa më të lartë. Wattmetrat e gjetur fillimisht kishin shkallë shumë të madhe dhe madhësia që na duhej të matej ishte shumë e vogël.
5. Përshtatja e boshtit të dy motorëve për të njëjtin ventilator. Motori asinkron ishte i vetë ventilatorit dhe nuk kishte problem, por për motorin BLDC me seksion më të vogël të boshtit, mbajtja e fletëve të ventilatorit me peshë të madhe për të, ishte problem (500g). Përshtatja u realizua në oficinë, ku për të rritur edhe qëndrueshmerinë dhe sigurinë u ndërtua një platformë e rëndë.
6. Problem tjetër ishte matja me tahometer elektronik, gjetja e mënyrës së vendosjes së letrës me ngjyrë për të matur shpejtësinë.
7. Matja e këndit të shfazimit midis tensionit dhe rrymës në hyrje të motorit asinkron për të llogaritur faktorin e fuqisë. Oshiloskopi mat dhe vërtet vetëm tensione, dhe, që të vrojtohej rryma, ajo duhej të kthehej në tension nëpërmjet një rezistence omike me vlerë sa më të vogël. Fillimisht duhej të llogaritej fuqia e kësaj

---

rezistence që të përballonte rrymën që kalonte në të pa u djegur. U lidhën tre rezistenca në paralel me vlerë  $4.7\Omega$ .

8. Nxjerrja e valëve të tensionit në hyrje të motorit BLDC për secilën fazë. Motori kishte vetëm tre dalje, mungonte toka, e cila u realizua nëpërmjet tre rezistencave. Fillimet e tyre u lidhen me tre percjellësit e fazës së motorit dhe fundet e tyre u lidhën në yll. Kështu vendosja e fishës së fazës së oshiloskopit të një percjellës i fazës së motorit dhe toka e oshiloskopit të pika e përbashkët e lidhjes yll të rezistencave.
9. Nga ana tjetër duheshin shmangur ndikimet e rrjetit elektrik tek figura e oshiloskopit, e cila nuk ishte shumë e qartë. Për këtë u nda ushqimi i oshiloskopit nga rrjeti i ushqimit të kompjuterit që komandonte motorin BLDC. Në fakt për eksperimente të tilla duhet të përdoret tavolina, e cila nëpërmjet një transformatori ndarës shkëput rrjetin elektrik nga ai që eksperimentohet, për të mos patur lidhje galvanike.
10. Komandimi me Arduino i të dy motorëve, si edhe skema elektronike për rregullimin e tensionit të motorit asinkton një fazor.
11. Skema me Diak dhe Triak nuk dha rezultate të mira për të marrë shpejtësi të vogla, prandaj u përdor skema me MOSFET dhe Oppto- Coupler

---

## PËRFUNDIME

Në këtë punim me temë “*Strategjitë e kontrollit të transmisioneve elektrike me motorë BLDC*” janë trajtuar fillimisht disa çështje teorike në lidhje me motorin BLDC, dhe në pjesën e fundit janë përshkruar eksperimentet.

1. Teorikisht janë trajtuar ndryshimet në strukturë të motorit BLDC dhe avantazhet që i sillen këto ndryshime. Si rezultat i kësaj është bërë një krahasim midis vetive të motorit BLDC me motorin DC e AC. Përparësitë e motorit BLDC janë të dukshme. Natyrisht ai ka edhe të metat e tij, por që janë jashtëzakonisht të vogla krahasuar me anët pozitive.
2. Më tej është trajtuar forma e grafikut të induksionit magnetik në hapësirën ajrore, vlerat e f.k.e.m., momentit elektromagnetik dhe karakteristikat e punës. Modeli matematik i motorit është dhënë nëpërmjet ekuacioneve diferenciale, ekuacioneve të gjendjes dhe funksionit transferues sipas Laplasit, modele ku bazohen metodat e ndryshme të kontrollit të transmisioneve elektrike me motorë BLDC.
4. Si pjesë përbërëse shumë e rëndësishme e motorit janë parë disa skema komandimi me inverter të ndryshëm dhe skemat e përcaktimit të vlerës së f.k.e.m për gjetjen e saktë të pozicionit të rrotorit. Një vend të veçantë ka zënë kapitulli i strategjive të kontrollit të transmisioneve elektrike me motor BLDC, duke filluar nga ato tradicionale me rregullatorë PI,PD,PID, nga metodat e komandimit me sensorë e ato sensorless deri te metodat e avancuara dhe inteligjente të kontrollit.
5. Në pjesën e fundit janë zhvilluar eksperimente për transmesionin elektrik me motor BLDC. Së pari është matur harxhimi i energjisë së transmesionit elektrik me motor BLDC me ngarkesë tip ventilatori, krahasuar me harxhimin e energjise elektrike të transmesionit elektrik motor AC me të njëjtin ngarkesë.

Nga krahasimi i fuqisë së thithur të motorit AC dhe BLDC del se motori AC thith fuqi afërsisht nga 3.296 në 2.62 herë më shumë se motori BLDC. Duke llogaritur kursimin e energjisë elektrike nga përdorimi i motorit BLDC në vend të motorit AC shohim që ky kursim është i ndjeshëm për periudhën pesë orë në ditë për një vit nga 12.6 deri në 20.8 kWh. Dhe po të mendojmë që numri i pajisjeve të fuqisë

---

së ulët është i madh, ky kursim do të jetë i ndjeshëm. Si rrjedhim motori BLDC harxhon afërsisht 3 herë më pak energji se motori AC, e cila i dedikohet fushës magnetike të fuqishme dhe humbjeve më të vogla. [164]

6. Në eksperimentin e dytë është krahasuar puna pa dhe me ngarkesë e motorit BLDC.

Mbirregullimi i motorit BLDC për regjimin, e punimit pa ngarkesë është 1% kundrejt 4.7% në regjimin e punimit me ngarkesë. Gjithashtu edhe kohët e stabilizimit dhe të ndalimit shumë të vogla 2,3 sekonda dhe 1 sekondë. Stabilizimet e shpejta të këtij motori na lejojnë që të vlerësojmë momentin e inercisë së motorit BLDC shumë të vogël. [138]

7. Nga krahasimi i karakteristikave dinamike të motorit BLDC me motorin AC në regjimin e punimit me ngarkesë shohim që mbirregullimi i procesit të nisjes së motorit BLDC është 11.58%, ndërsa për motorin AC është 21%, për të njëjtën shpejtësi rregullimi dhe për të njëjtën moment ngarkese. Mbirregullimi është 1.8 herë më i vogël. Koha e stabilizimit është 4 herë më e vogël, dhe procesi i ndalimit 10 herë më i shpejtë dhe pa lëkundje. Kjo i dedikohet momentit shumë të vogël të inercisë së motorit BLDC. [138]

8. E provuar eksperimentalisht dhe e shkruar në literaturë motori BLDC ka moment inercie më të vogël se motori AC për të njëjtën fuqi. Influenca e tij duket në përgjigjen dinamike me kohe stabilizimi më e vogël dhe ndalim i shpejtë pa lëkundje. Për këtë arsye motori BLDC është më i përshtatshëm veçanërisht në transmisionet elektrike me shpejtësi të ndryshueshme. Përdorimi i këtij motori shoqërohet edhe me rritjen e rendimentit të transmisionit. Për më tepër, n.q.s. marrim në konsideratë edhe veti të tjera të motorit BLDC, karakteristikën mekanike lineare, diapazonin e gjërë të rregullimit, peshën dhe volumin më të vogël, etj. kjo e bën motorin BLDC shumë atraktiv për t'u zgjedhur në aplikime të ndryshme.

9. Kërkesat për rritjen e vazhdueshme të performancës së motorit BLDC janë gjithmonë në rritje. Ato sigurohen duke zgjedhur drejt metodën e kontrollit të motorit.

Po cilat metoda kontrolli përdoren për motorin BLDC? Është një pyetje që kërkon një përgjigje për këdo që fillon të studiojë motorin BLDC dhe kontrollin e tij.

---

Konfuzioni rritet me numrin e metodave të përdorura. Punimi tenton të bëjë një përmbledhje të metodave të kontrollit, avantazheve, disavantazheve të secilës, si dhe një informacion të shkurtër mbi përdorimin e tyre pa u zgjeruar në parimin mbi të cilin bazohet secila metodë.

Nga rishikimi i literaturës tregohet se për motorin BLDC mund të përdoren të gjitha llojet e metodave të kontrollit, nga ato me sensorë deri te metodat pa sensorë, nga metodat tradicionale tek ato inteligjente. Kjo do të thotë që mund të sigurohet çdo lloj performance që duam nëpërmjet motorit BLDC, pasi mund të kalojmë nga një metodë në tjetrën që kompenson mangësitë e së parës.

Nga metodat e bazuara në modelin e saktë matematikor të motorit, tek metodat që lejojnë edhe pasaktësi të modelit e deri tek ato që nuk kanë nevojë fare për një model matematikor.

Nga ana tjetër, mund të realizohet një kombinim metodash jo vetëm të së njëjtës natyrë, por edhe të natyrave të ndryshme për të përfituar nga avantazhet e secilës prej tyre, si metoda tradicionale me metodën inteligjente etj. Lloji i metodës së kontrollit zgjidhet sipas kërkesët që duhet të plotësojë transmissioni elektrik me motor BLDC.

10. Motori BLDC është motori me rritjen më të madhe të përhapjes në aplikime të ndryshme, sepse ofron veti shumë të mira dhe të shkëlqyera. Fushat ku ai përdoret janë trajtuar në kapitullin e parë dhe do të vazhdojë të zgjerohet gjithnjë e më shumë si për transmesionet me shpejtesi konstante e sidomos për ato me shpejtesi të ndryshueshme.

Për këtë arsye motori BLDC është më i përshtatshëm veçanërisht në transmissio­net elektrike me shpejtësi të ndryshueshme. Përdorimi i këtij motori sjell një performancë më të lartë. [138], Veçanërisht ky motor ka avantazhe edhe në mbrojtjen e ambientit, sikurse kursim i materialeve, kursim i energjisë elektrike, reagime të shpejta kundrejt ndryshimeve. [138], [163].

E ardhmja i takon motorit BLDC.

---

## DETYRA PËR TË ARDHMEN

Motori BLDC është i fundit në radhën e motorëve, por shumë atraktiv dhe prandaj ka një përdorim të gjerë pothuaj në të gjitha fushat.

Prandaj detyra për të ardhmen do të rëndisja më poshtë:

1. Shqyrtimi i sjelljes së motorit BLDC në regjimin gjenerator tek makinat elektrike dhe hibride.
2. Metodatat e matjes së parametrave të motorit BLDC (R, L, M, F.K.E.M.)
3. Eksperimentimin e vetive të këtij motori, sikurse llogaritja e humbjeve
4. Llogaritja e momentit të inercisë.
5. Matja e nivelit të zhurmave.
6. Ndërtimin e karakteristikave elektromekanike dhe mekanike etj.
7. Eksperimentimi apo simulimi i metodave të ndryshme të kontrollit të shpejtësisë, sikurse ato tradicionale, të avancuara dhe inteligjente.
8. Eksperimentimi apo simulimi i metodave të ndryshme të kontrollit të pozicionit, sikurse ato tradicionale, të avancuara dhe inteligjente.
9. Eksperimentimi apo simulimi i metodave të ndryshme të kontrollit të momentit, sikurse ato tradicionale, të avancuara dhe inteligjente.
10. Eksperimentimi apo simulimi i metodave të ndryshme të kontrollit me ngarkesë konstante apo të ndryshueshme.
11. Krahasime metodash të ndryshme.
12. Përdorimi i motorit BLDC në aplikimeve të ndryshme për të pasur parasysh edhe kërkesat specifike të çdo ngarkese, për të zgjedhur pastaj edhe metodën e kontrollit që plotëson më mirë këto kërkesa por është edhe ekonomike.
13. Vlerësimi i kursimit të materialeve krahasuar me motorë të tjerë dhe efekti mbi mbrojtjen e ambjentit.[156]
14. Kontrolli dhe monitorimi i transmisionit me motorë BLDC Wireless. [154]

---

## LITERATURA

- [1]. Waide P., Brunner C.U. (2011). *Energy-Efficiency Policy Opportunities for Electric Motor-Driven Systems*, International Energy Agency OECD/IEA, 2011  
Marrë nga : [www.iea.org/](http://www.iea.org/)
- [2]. Fletore Zyrtare Nr.214. (2017). "Për miratimin e planit të II dhe të III kombëtar të veprimit për efincencën e energjisë për Shqipërinë 2017-2020", VKM 709, datë 01.12.2017, pp.11183- 11193.
- [3]. Kuruppu S.S., Rote J. K. (2016). *Replacing single-phase ACIMs with three-phase BLDC Motors saves energy*, Texas Instruments, pp (1-14).  
Marrë nga: [https://www.ti.com/lit/ep/slyy083/slyy083.pdf?ts=1634817558823&ref\\_url=https%253A%252F%252F](https://www.ti.com/lit/ep/slyy083/slyy083.pdf?ts=1634817558823&ref_url=https%253A%252F%252F)
- [4]. Miller T.J.E. (1989). *Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives*, Oxford University Press, ISBN 0-19-859369-4, p.2.
- [5]. Spahiu A., Marango P., Zavalani O. (2010). *Transmesionet elektrike me rendiment të lartë, High efficiency electric drive*, (Copyright © Institute Alb-Shkenca Revistë Shkencore e Institutit Alb- Shkenca),  
[www.alb-shkenca.org/](http://www.alb-shkenca.org/) ISSN 2073-2244, (p.257-260)
- [6]. Xia Ch. L. (2012). *Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives and Controls*, Publisher: John Wiley & Sons Singapore Pte. Ltd., ISBN 978-1-118-18833-0,
- [7]. Toliyat H.A., Kliman G.B. (2004). *Handbook of electric motors*, Second edition, Publisher: Taylor & Francis Group, LLC.  
ISBN 10:0-8247-4105-6, ISBN 13:978-0-8247-4105-1
- [8]. Oriental motor New motion Newsletter. (February 2016). *The Power of Brushless DC Motors*, Oriental Motor USA Corp. Marrë nga:  
<http://www.orientalmotor.com/technology/articles/brushless-dc-motors-servo-motors-inverters.html>
- [9]. Dalvi J. (Oktober 2015). "24-V,50W BLDC Motor Sinusoidal Drive for Air Purifier Fans", TI Designs. [Online]. pp.1-13.  
Available: <http://www.ti.com/lit/ug/tiduaj0a/tiduaj0a.pdf>
- [10]. Alcatel Lucent, Deuchland AG. (n.d.). Dunkermotoren advanced motion solutions.  
Marrë nga: [www.dunkermotoren.com/](http://www.dunkermotoren.com/) (p.4, 5, 7,8,13,19)
- [11]. Zeraliu B. (1981). *Bazat e transmiseve elektrike*, Kombinati Poligrafik, Shtypshkronja e dispencave Tirane, (p.11)

- 
- [12]. Brushless DC motor. (n.d.). *History of BLDC motor*, Chapter 1. Marrë nga: <http://shodhganga.inflibnet.ac.in/bitstream/10603/50968/4/chapter%201.pdf> (pp.1,2)
- [13]. Doppelbauer M. (2014). *A short history of electric motors*, Elektrotechnisches Institut, Karlsruhe Institute of Technology. 2014-09-25  
Marrë nga: <http://www.eti.kit.edu/english/1376.php> (Part 1,2).
- [14]. Midwest Research Institute, (2017). *Brushless DC Motors*, Applications of Aerospace Technology NASA CR-2506, Shkurt 2017, National Aeronautics and Space Administration • Washington, D. C. • January 1975.  
Marrë nga: <https://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/19750007247.pdf> (pp.1-10)
- [15]. Padmaraja Yedamale; (2003). *Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals*, Microchip AN885, © 2003 Microchip Technology Incorporated DS00885A, printed in the U.S.A. Marrë nga: [http://download.ourdev.cn/bbs\\_upload782111/files\\_11/ourdev\\_469172.pdf](http://download.ourdev.cn/bbs_upload782111/files_11/ourdev_469172.pdf). (p.7)
- [16]. Dunkermotoren GmbH. (2016). *Dunkermotoren Motors Gearboxes Controllers 2016/2017 EN/DE*. Printed in Germany. 12/2016. Marrë nga: [http://dunkermotoren.de/fileadmin/files/doenloads/Produktkataloge/Gesamtkatalog\\_ëeb\\_Einzelseiten.pdf](http://dunkermotoren.de/fileadmin/files/doenloads/Produktkataloge/Gesamtkatalog_ëeb_Einzelseiten.pdf), (p.54)
- [17]. Hembach H. (2007). *Systematischer Vergleich von BLDC-Motorkonzepten mit Anëendung auf nass laufende Wasserpumpen kleiner Leistung*, Universität der Bundeswehr München Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik, Marrë nga: <http://athene-forschung.unibw.de/doc/86268/86268.pdf>, (pp.2-10)
- [18]. Preferred Reliability Practices. (n.d.). *Selection of Electric Motors for Aerospace Applications*, Practice No. PD-ED-1229 Marshall Space Flight Center. Marrë nga: [http://www.klabs.org/DEI/References/design\\_guidelines/design\\_series/1229msfc.pdf](http://www.klabs.org/DEI/References/design_guidelines/design_series/1229msfc.pdf), (p.5)
- [19]. Mubeen M. (July, 2008). *Brushless DC Motor Primer*, Radford, VA, Last Revision, Marrë nga: <https://www.pulseroller.com/files/NA/Sales%20Literature/Motorized%20Roller%20Primer.pdf>
- [20]. Jiang Zhao J. Yu Y. (2014). *Brushless DC Motor Fundamentals Application Note*; MPS The future of Analog IC technology, AN047, Rev.1.0;5/7/2014. Marrë nga: <https://dtsheet.com/doc/1288738/brushless-dc-motor-fundamentals-application-note/>



- 
- [21]. <http://www.anaheimautomation.com/manuals/forms/brushless-dc-motor-guide.php#sthash.TxHjlrDg.dpbs>
- [22]. Spahiu A. (2009). *Transmesionet Elektrike*, Shtëpia Botuese e Librit Universitar Tiranë, ISBN 978-99927-0-521-6,
- [23]. Roter electrical motion & control). Marrë nga:  
<https://rotero.com/en/blog/how-to-read-the-characteristics-of-a-dc-motor/>
- [24]. Nili B., Kapadnis D., Sonawane V., and Aher V. (2018). *Adjusting motion of Brushless dc motor through microcontroller*, Electronics and Telecommunication Dept. Vishwakarma Institute of Information Technology, Pune, Maharashtra, India ISSN: 2320-5407 Int. J. Adv. Res. 6(4), 1292-1296, DOI:10.21474/IJAR01/6981 DOI URL: Journal Homepage: - [www.journalijar.com/](http://www.journalijar.com/)
- [25]. Midwest Research Institute, (2017), *Brushless DC Motors*, Applications of Aerospace Technology NASA CR-2506, February 2017, National Aeronautics and Space Administration Washington, D. C. January 1975, Marrë nga:  
<https://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/19750007247.pdf>, (pp.1-10).
- [26]. Motion Control. (Viti). *New trends in electric motors: Efficiency, power density, torque*, Motion and control tips, a design world resource, BISON, Gear & Engineering Corp.1-800-AT- Bison, Marrë nga:  
<http://www.motioncontroltips.com/electric-motors-higher-and-higher-and-higher/>
- [27]. Feng G., Qi W., Zhang B.and Li, Ch. (2011). “*Analysis and comparison of three-phase variable frequency PMSM with single-phase induction motor in household appliances*” presented at the International Conference of Electrical Machines and Systems (ICEMS), Aug. 20- 23, 2011.
- [28]. De Almeida A.T., Ferreira F.J.T.E. and Fong J.A.C. (2011). “*Standards for Efficiency of Electric Motors*”, Industry Applications Magazine, IEEE, vol.17, no.1, Jan.-Feb 2011.
- [29]. Aida Spahiu, Doktorata, “Teknikat e projektimit të rregullatorëve Fuzzy dhe sliding mode për transmesionet elektrike”, Biblioteka Kombëtare Janar 2004.
- [30]. Goinaraghi F., Kuo B. C. (2010). *Automatic Control System*, ninth edition, Publisher: John Wiley & Sons INC, 2010, ISBN-13 978-0470-04896-2
- [31]. Kuo B. C. (1975). *Automatic Control System, third edition*, Publisher: Prentice-Hall, 1975, ISBN 0-13-054973-8  
[https://www.ligreducer.com/product-category/electrical-motor-equipment/?gclid=EAIaIQobChMI9Znzjb688AIVhJiyCh0n5Q8bEAMYAiAAEgJmy\\_DBëE](https://www.ligreducer.com/product-category/electrical-motor-equipment/?gclid=EAIaIQobChMI9Znzjb688AIVhJiyCh0n5Q8bEAMYAiAAEgJmy_DBëE)

- 
- [32]. <http://circuitglobe.com/shaded-pole-induction-motor.html#ixzz4dk0eqtui> (Janar 2018)
- [33]. Dunkermotoren GmbH. (10/2012). *Dunkermotoren advanced motion solutions*. Printed in Germany /MD, (10/2012).  
Marrë nga: [www.Di2Ideenschmiede4000D/11/](http://www.Di2Ideenschmiede4000D/11/)
- [34]. Rentzsch H. (1980). *Handbuch für Elektromotoren*, (Brown, Boveri & Cie, Aktiengesellschaft, Mannheim, 1980), ISBN 3-7736-0852-7
- [35]. Vaez-Zadeh S. and Zahedi, B. (2007). "A Steady State Model Including Iron loss for Variable Speed Single-Phase Induction Motors", presented at Power Electronics Specialists Conference, 2007. PESC 2007, IEEE. June 17-21, 2007.
- [36]. Gamazo-Real J.C., Vázquez-Sánchez E. and Gómez-Gil J. (2010). *Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends*,  
Sensors, ISSN 1424-8220, Sensors 2010, 10, 6901-6947;  
doi:10.3390/s100706901, Marrë nga: [www.mdpi.com/journal/sensors/](http://www.mdpi.com/journal/sensors/)
- [37]. Marango P. (2011). *Bazat e Automatikes 1*, Shtëpia botuese e Librit Universitar, 2011, ISBN 978-99927-0-578-0
- [38]. Levine W. S. (2010). *Control System Application*, CRS Press, Taylor & Francis Group, 2010, The Control Handbook, second edition, ISBN 978-1-4200-7360-7
- [39]. Xhoxhi N. (1979). *Makinat e Rrymes se Vazhduar*, Shtypshkronja Dispenca
- 
- [40]. Xhoxhi N. (1982). *Makinat Asinkrone*, Shtypshkronja Dispenca,
- [41]. Nakuçi L., Spahiu A., Jaupi E. (2017). *Technology trend in the field of the electrical drives*, Streha, 2017, Conference Proceedings, 1<sup>st</sup>International Conference in computing, Information Technology and Business Applications, ICCITBA, ISBN 978-9928-4387-5-1, (pp.105-108)
- [42]. Juniku I., Marango P. (2015). *Një përdorim i algoritmit inteligjent PSO për projektimin e kontrollit PID të një procesi të rendit të lartë*, Buletini i shkencave teknike, No.1/2015, Universiteti Politeknik i Tiranës
- [43]. Djup M., Allar E. (2015). *Sensorless Control of Brushless DC Motor in Hydraulic Application*. MSc Thesis. Lund University, Sweden. Printed in Sweden, Lund 2015. ISSN 0280-5316
- [44]. Tawadros M. (2012). *Sensorless Control of Brushless DC Motors*. PhD Dissertation. University of Western Sydney, Australia. December 2012.

- 
- [45]. Farid Farahmand, *Fundamentals of Microprocessor and Microcontroller*, Marrë nga:  
<http://web.sonoma.edu/users/f/fahraman/sonama/courses/es310/lecture/chapter1.pdf/>  
 (update 4/2/2016)
- [46]. Tocci R.J. (1991). *Digital Systems Principles and Applications*, Fifth Edition, Publisher: Prentice Hall, 1991, ISBN0-13-213133-1, (pp.675-693)
- [47]. Xhuvani A. (2004). *Elektronika e fuqise*, SHBLU, Tirane, 2004, ISBN 99927-0-277-X
- [48]. Robert L. Boylestad R.L., Nashelsky L. (2013) *Electronic Devices and circuit theory*, 11<sup>th</sup>- Edition, Publisher: Pearson), ISBN 978-0-13-262226-4,
- [49]. Kammerer J., Lamparter H.P., et.al. (1992). *Elektronik III Baugruppen der Mikroelektronik*, 7-vollst uberarbeitet, Pflaum Verlag Munchen, ISBN 3-7905-0630-3
- [50]. Dzieia W., Kunstler H.A., Rabens J. (1991). *Elektronik IV A Leistungs elektronik 4*. Auflage, Pflaum Verlag Munchen, ISBN 3-7905-0599-4
- [51]. Dhamo L. (2014). *Teknikat e avancuara të kontrollit të transmisioneve elektrike me Motor sinkron me magnet permanent*. Ph.D. Dissertation. Universiteti Politeknik i Tiranes, Fakulteti i Inxhinierise Elektrike, Tirane. 2014.
- [52]. Kormanyos Ch. (2013). *Real-Time C++, Efficient Object-Oriented and Template Microcontroller Programming*, Publisher: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, ISBN 978-3-642-34687-3 ISBN 978-3-642-34688-0 (eBook), DOI 10.1007/978-3-642-34688-0
- [53]. BLDC motor. (n.d.). *The Emergence of Brushless DC Motors Within Medical Applications*, NMB Technologies Corporation, A Minebea Group Company. Marrë nga: <http://www.nmbtc.com/>
- [54]. William Goetzler W., Sutherland T., Reis C. (2013). *Energy Saving Potential and Opportunities for High- Efficiency Electric Motors in Residential and Commercial Equipment, Prepared for:* U.S. Department of Energy, Office of Energy Efficiency and Renewable Energy Building Technologies Office. Marrë nga: <http://www.eere.energy.gov/buildings/>
- [55]. Dwivedi A. & Tiwari A.N.(2013). *Speed control analysis of BLDC motor drive using PI controller*, VSRD International Journal of Electrical, Electronics & Communication Engineering, Vol. III Issue X October 2013, e-ISSN: 2231-3346, p-ISSN: 2319-2232, ©VSRD, International Journals, pp 457-462. Marrë nga: [www.vsrjournals.com/](http://www.vsrjournals.com/)
- [56]. Azam A. F. N. et. el. (2013). *Current Control of BLDC Drives for EV Application*,

---

2013 IEEE 7 th International Power Engineering and Optimisation Conference (PEOCO)2013, Langkawi, Malaysia, 3-4 June, 2013, pp(411-416).

- [57]. Makavana R. Shah B. A. Makwana D. (2013). *Design of Fuzzy Logic Controller for Speed Regulation of BLDC motor using MATLAB*, IJSRD - International Journal for Scientific Research & Development| Vol. 1, Issue 2, 2013, ISSN (online): 2321-0613, pp (391-395).
- [58]. Balaji N. Dharmaprakash R. (2007). *Four Quadrant Operation of BLDC Motor with Load Variations*, International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics And Instrumentation Engineering, An ISO 3297: 2007 Certified Organization Vol. 3, Special Issue 1, February 2014, ISSN (Print): 2320 – 3765, ISSN (Online): 2278 – 8875, pp (255-260).
- [59]. Khobragade P. J., Choudhari J. (2016). *A Comparative Study of PID and Fuzzy Controller for Speed Control of Brushless DC Motor Drive*, International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET), Volume: 03 Issue: 02 | Feb-2016, e-ISSN: 2395 -0056, p-ISSN: 2395-0072, pp(1407-1412), Mare nga : [www.irjet.net](http://www.irjet.net),
- [60]. Soni A. Patidar L. (2017). *A Comparitively Analysis of BLDCM Technique to Increassing Efficiency of Time Reduction Algorithm*, IJESRT International Journal of Engineering Sciences & Research Technology, 6 (7): July, 2017, ISSN: 2277-9655,DOI: 10.5281/zenodo.827480, [http:// www.ijesrt.com/](http://www.ijesrt.com/) © pp(247-250).
- [61]. Davoudkhani I. F., Mohsen Akbari M. (2016). *Adaptive Speed Control of Brushless DC (BLDC) Motor Based on Interval Type-2 Fuzzy Logic*, 2016 24th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), 978-1-4673-8789-7/16, ©2016 IEEE, Pp (1119-1124).
- [62]. Kumar S., Kumar A. (2016). *An Efficient Hybrid System for Speed Control of Brushless DC Motor*, International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET) Volume: 03, Issue: 08, Aug-2016, [www.irjet.net/](http://www.irjet.net/) e-ISSN: 2395 -0056, p-ISSN: 2395-0072, ISO 9001:2008 Certified Journal, pp (438-442)
- [63]. Agarwal P., Bose A. (2013). *Brushless Dc Motor Speed Control Using Proportional Integral and Fuzzy Controller*, IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering (IOSR-JEEE) e-ISSN: 2278-1676, p-ISSN: 2320-3331, Volume 5, Issue 5 (May- Jun 2013), [www.iosrjournals.org](http://www.iosrjournals.org), pp 68-78,
- [64]. Ebadpour M., Sharifian B. (2014). *Cost effective current control and commutation torque ripple reduction in brushless dc motor drives*, International Journal on “Technical and Physical Problems of Engineering” (IJTPE) Published by International Organization of IOTPE, SSN 2077-3528, March 2014 Issue 18 Volume 6 Number 1, IJTPE Journal, [www.iotpe.com/](http://www.iotpe.com/) pp(154-159).

- 
- [65]. Alshehabi A., Ferdowsi M. H., and Alizadeh Pahlavani A. (2012). *Improving the Performance of Brushless DC Motor Using the Six Digits form of SVPWM Switching Mode*, Journal of Basic and Applied Scientific Research, © 2012, TextRoad Publication, ISSN 2090-4304, [www.textroad.com](http://www.textroad.com), 2(12), pp (12066-12077),
- [66]. Sawai J. S., Rathod A.V., Bhalerao A.A. (2017). *A review paper on closed loop control of BLDC motor using fuzzy logic*, International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET), Volume: 04 Issue: 01 | Jan -2017, e-ISSN: 2395 -0056 p-ISSN: 2395-0072, [www.irjet.net](http://www.irjet.net), pp (1481-1488).
- [67]. Mohan H., Remya K P. (2015). *Modeling and Control of DC Chopper Fed Brushless DC Motor*, International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET) Volume: 02 Issue: 03, June-2015, e-ISSN: 2395 -0056 p-ISSN: 2395-0072, [www.irjet.net](http://www.irjet.net) , pp(1987-1994).
- [68]. Gopalakrishnan D. & Gopalakrishnan V. (2017). *Low cost BLDC drive using single Current sensor*, International Journal of Electrical and Electronics Engineering Research (IJEEER), Vol. 7, Issue 4, Aug 2017, ISSN (P): 2250-155X; ISSN (E): 2278-943X, pp (95-102).
- [69]. Misal S. R. & Nitin R. Bhasme N. R. (2017), *Modelling and simulation of BLDC motor for industrial applications*, International Journal of Electrical and Electronics Engineering Research (IJEEER), Vol. 7, Issue 4, Aug 2017, ISSN (P): 2250-155X; ISSN (E): 2278-943X, pp (83-94)
- [70]. Balajee K., Anusha J., Krishna V., Chakravarthi Ch. V. (2016). *Simulation Approach to Speed Control of PMBLDC Motor using Various Control Techniques*, International Journal for Modern Trends in Science and Technology, Volume: 02, Issue No: 11, November 2016, ISSN: 2455-3778, pp (83-89). <http://www.ijmtst.com>
- [71]. Obed A.A., Kadhim A.K. (2018). *Speed and Current Limiting Control Strategies for BLDC Motor Drive System: A Comparative Study*, International Journal of Advanced Engineering Research and Science (IJAERS) [Vol-5, Issue-2, Feb- 2018], ISSN: 2349-6495, pp(2456-1908), <https://dx.doi.org/10.22161/ijaers.5.2.16>
- [72]. Shekhar V.Ch., Nageswara Rao K. & Ramana Rao M. V. (2015). *Speed control for BLDC*, Engineering Research (IJEEER), Vol. 5, Issue 1, Feb 2015, ISSN(P): 2250-155X; ISSN(E): 2278-943X, pp (75-86).
- [73]. Batham R., Singh R. (2017). *Speed Control of Brushless DC Motor Using Different Intelligence Schemes*, International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET), Volume: 04, Issue: 10 | Oct -2017, e-ISSN: 2395-005, p-ISSN: 2395-0072, [www.irjet.net](http://www.irjet.net) pp (654-659).
- [74]. Mishra A. Bhandakkar A. Jabalpur S. (2013). *Simulation Model of Buck Converter Closed System Using PMBLDC Drive*, Int. Journal of Engineering Research and Application, Vol. 3, Issue 5, Sep-Oct 2013, pp(377-383), [www.ijera.com](http://www.ijera.com)

---

(BO35377383)

- [75]. MadhusudhanaRao G. et.al. (2010). *Speed Control of BLDC Motor Using DSP*, International Journal of Engineering Science and Technology, Vol.2(3), 2010, pp (143-147): ISSN: 0975-5462
- [76]. Awdallah M.A. Morcos M.M. (2005). *Detection of insulation failure in BLDC Motors using neuro-fuzzy system*, Annual Report Conference on Electrical Insulation and Dielectric Phenomena, 0-7803-9257-4/05©2005 IEEE, pp (18-21).
- [77]. Krishna.K L. Viswanath.N&Bhargav.A. (2015). *Closed Loop Fuzzy Logic Control of 3-Ø BLDC Motor Driven by High Voltage Gain Interleaved Boost Converter*, International Journal of Science Engineering and Advance Technology, IJSEAT, Vol.3, Issue 4, ISSN: 2321-6905, Mars 2015, pp (72-77)
- [78]. Rashid M.H. (2011). *Power Electronics Handbook, Devices, Circuits, and Applications*, Third edition, Copyright © 2011, Elsevier, ISBN: 978-0-12-382036-5,
- [79]. Maniel S. Manikandan T. Saravanan P. (2014). *Implementation of LC filter in Torque Ripple Minimization of Sensorless BLDC Motor*, International Journal of Advanced Engineering Research and Science (IJAERS), Vo.1, Issue 7, Dec. 2014, ISSN: 2349-6495, pp (1-8).
- [80]. Abadpour M. Sharifian, Feuzi M.R. (2011). *A simple position sensorless for four-switch three- phase brushless DC motor drives using single current sensor*, 2th Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference, 2011, 978-1-61284-421-3/11©2011 IEEE
- [81]. MullickJ. A. (2017). *Fuzzy Controller for Speed Control of BLDC motor using MATLAB*, International Research Journal of Engineering and Technology(IRJET), Volume: 04, Issue: 02, Feb -2017, e-ISSN: 2395 -0056, p-ISSN: 2395, pp (1270-1274).
- [82]. Kusuma G., Begum S.R., Teja N. N, et.al.(2014). *Simulation of Brushless DC Motor using Direct Torque Control*, (Version1), April 2014, ISSN: 2248-9622, pp.436-441
- [83]. Sharifian M.B.B. et. el. (2000). *Direct Torque Control of Brushless DC Motor Drives Based on ANFIS Controller with Fuzzy Supervisory Learning*, IEEE Transactions on Industry Applications, pp (1-6)
- [84]. Siong T.CH. (2010). *Implementation of Fuzzy Logic Controller for Permanent Magnet Brushless DC Motor Drives*, 2010 IEEE International Conference on Power And Energy (PECon2010), Nov 29 - Dec 1, 2010, Kuala Lumpur, Malaysia, pp (462-467).
- [85]. Mirzaei H. (2013). *Minimization Torque Ripple of Brushless DC Motor Using SVPWM Algorithm with Two Phase Connection*, International Journal on Engineerin Applications (IREA), Vol. 1, Nr.2, ISSN: 2281-2881, pp (127-135)



- 
- [86]. Akhila R. Nikhil S. (n.d.). *A Comparative Study of Sensor and Sensorless Control of Four-Switch Inverter Fed Permanent Magnet Brushless DC Motor*,
- [87]. Agrawal L.K., Chauhan B.K., Banerjee G.K. (2018). *Speed Control of Brushless DC Motor Using Fuzzy Controller*, International Journal of Pure and Applied Mathematics, Volume 119, No. 15 2018, ISSN: 1314-3395 (on-line version), [url:http://www.acadpubl.eu/hub/](http://www.acadpubl.eu/hub/), Specia Issue, pp (2689-2696).
- [88]. Kiranp D. & Ramachandra Rao M. (2013). *Two-level and five-level inverter fed BLDC motor drives*, International Journal of Electrical and Electronics Engineering Research (IJEEER), Vol. 3, Issue 3, Aug 2013, ISSN 2250-155X, pp (71-82).
- [89]. Clayton R. Green C. R. (2015). *Modeling and test of the efficiency of electronic Speed controllers for brushless DC motors*, Master of Science in Aerospace Engineering, Faculty of California Polytechnic State University, September 2015,
- [90]. Singh H. (2013). *BLDC motor based ceiling fan solution proposal*, AN4339 Application note, November 2013, STMicroelectronics group of companies, pp (1-27)
- [91]. Mathew CH., Prathibha J.F. (2017). *Comparison of PI and PID Controller and Fuzzy PI Controller for BLDC Speed Control Applications*, IJSRD International Journal for Scientific Research & Development, Vol.5, Issue 09, 2017, ISSN (online): 2321-0613, pp (636-639)
- [92]. Sathish Raj L., Ganesan S., Danjel S. (2015). *A review of Novel Brushless DC Motor And Different Methods of Control*, IJSRD International Journal for Scientific Research & Development, Vol.3, Issue 01, 2015, ISSN (online): 2321-0613, pp (394-398).
- [93]. Kim T-S., Park B-G., Lee D-M., Ryu J-S. & Hyun D-S. (2008). *A New Approach to Sensorless Control Method for Brushless DC Motors*, International Journal of Control, Automation, and Systems, Vol. 6, no.4, August 2008, [www.academia.edu/7630192/](http://www.academia.edu/7630192/) pp (477-487).
- [94]. BLDC motor. (n.d.). *Speed control of BLDC electrical motor- concept*, <http://electricalbaba.com/speed> control of BLDC motor
- [95]. Patel B.P., Verma R., PG Student. (2015). *Compact Fuzzy Controller for Sensorless Direct Torque Controlling of Brushless DC Motor*, International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering (An ISO 3297 Certified Organization) Vol. 4, Issue 12, December 2015, Copyright to IJAREEIE, DOI:10.15662/IJAREEIE.2015.0412017 9513 ISSN (Print): 2320 – 3765 ISSN (Online): 2278 – 8875
- [96]. Marks J.W. (2021). *Medical definition of dendrite*, Revieëed on 6.3.2021, Marrë Nga [www.medicinnet.com](http://www.medicinnet.com), MedicineNet

- 
- [97]. <https://www.javatpoint.com/artificial-neural-network>
- [98]. <https://resources.pcb.cadence.com/blog/2020-pulse-width-modulation-characteristics-and-the-effects-of-frequency-and-duty-cycle>
- [99]. <https://www.google.com/search?q=pulse+width+modulation+signal&rlz=1C1GCEA>  
qershor 2021
- [100]. [wwwhttps://www.electronics-tutorials.es/blog/pulse-width-modulation.html](https://www.electronics-tutorials.es/blog/pulse-width-modulation.html)
- [101]. <https://www.google.com/search?q=hat+is+an+observer+in+the+control+system?>  
/qershor 2021
- [102]. [https://www.researchgate.net/publication/301075853\\_Introduction\\_to\\_Observers/](https://www.researchgate.net/publication/301075853_Introduction_to_Observers/)  
qershor 2021
- [103]. <https://www.google.com/search?q=block+diagram+of+extended+kalman+filter&tbm/>  
qershor 2021
- [104]. Zhixun M., Xin ZH.. (2018). *FPGA implementation of sensorless sliding mode observer with a novel rotation direction detection for PMSM drives*, (2018). IEEE Access, 6, 55528-55536. doi:10.1109/ACCESS.2018.2871730  
<https://hdl.handle.net/10356/103242> <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2018.2871730>
- [105]. Lenine D., Reddy B.R., Kumar S.V.(2007). *Estimation of speed and rotor position of BLD motor using extended Kalman filter*, IET-UK International Conference on Information and Communication Technology in Electrical Sciences (ICTES) (2007), Volume 20, Issue 5, September 1984, DOI: [10.1049/ic:20070652](https://doi.org/10.1049/ic:20070652), ISBN: 978 0 86341 937 9, (p. 433 – 440), (pp 635-644),  
[https://doi.org/10.1016/0005-1098\(84\)90013-X](https://doi.org/10.1016/0005-1098(84)90013-X)
- [106]. Nicosia S., Tomei P. (1984). *Model reference adaptive control algorithms for Industrial robots*, Automatica, Volume 20, Issue 5, September 1984, (pp 635-644),  
[https://doi.org/10.1016/0005-1098\(84\)90013-X](https://doi.org/10.1016/0005-1098(84)90013-X)
- [107]. Sugimoto H., Tamai SH.. (1987). *Secondary Resistance Identification of an Induction- Motor Applied Model Reference Adaptive System and Its Characteristics*, IEEE Transactions on Industry Applications, Volume: IA-23, Issue: 2, March 1987, DOI: 10.1109/TIA.1987.4504905, (pp 296 – 303)
- [108]. Singh B, & Mishra A. K., (2015). *Fuzzy Logic Control System and its Applications*, International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET), Volume:02, Issue: 08, Nov-2015, [www.irjet.net](http://www.irjet.net) , e-ISSN: 2395 -0056, p-ISSN: 2395-0072, (pp5)
- [109]. António Eduardo de Barros Ruano, (1992). *Applications of neural networks to*



---

*Control Systems* Thesis submitted to the University of Wales for the degree of Doctor of Philosophy School of Electronic Engineering Science University of Wales, Bangor,

- [110]. Wang Q, Spronck P., Tracht R. (2003). *An overview of genetic algorithms applied To Control problems*, Proceedings of the Second International Conference on Machine Learning and Cybecs, Xi'an, 2-5 November 2003, 0-7803-7865-2/03 ©2003 IEEE, (pp 6)
- [111]. <https://www.google.com/search?q=P EM+for+typical+control+&tbm=isch&ved/1>.
- [112]. <https://www.google.com/search?q=control+circuits+for+BLDc+motor&tbm=isch&/>  
2 maj 2021
- [113]. <https://www.google.com/search?q=six+s itch+inverter+of+BLDC+motor&tbm3>.
- [114]. <https://www.google.com/search?q=six+s itch+inverter+of+BLDC+motor&tbm/4>.  
maj 2021
- [115]. <https://www.google.com/search?q=six+s itch+inverter+of+BLDC+motor&tbm5>.  
maj 2021
- [116]. Reddy S., Prasad Ch. K. (2015). *Fuzzy Based Current Control Strategy for Torque Ripple Reduction of BLDC Drive*, International Journal of Scientific Engineering and Technology Reaserch, IJSETR, Vol.04, Issue.10, April-2015, ISSN 2319-8885 Pages:1885-1891, [www.ijsetr.com](http://www.ijsetr.com)
- [117]. Sreekala. P Jose V. (2015). *Application of neural network in speed control of brushless DC motor using soft switching inverter*, pp 6,  
<https://www.researchgate.net/publication/261045612/>
- [118]. Gokbulut M., Tekin A. (2006). *An Educational Tool for Neural Network Control of Brushless DC Motors*, Int. J. Engng Ed. Vol. 22, No. 1, Printed in Great Britain, 0949-149X/91 # 2006 TEMPUS Publications, pp. 197-204,
- [119]. Jaekel J., Mikut R. (2004). *Fuzzy Control Systems*, Institute of Applied Computer Science, Forschungszentrum Karlsruhe GmbH, Germany, January 2004, pp 31  
<https://www.researchgate.net/publication/258484987/>
- [120]. Mester G. (2014). *Design of the Fuzzy Control Systems Based on Genetic Algorithm For Intelligent Robots* Interdisciplinary Description of Complex Systems, July 2014, 6724 Szeged, Mars t r 7, Hungary, DOI: 10.7906/indecs.12.3.4, pp (246,253).  
[wwhttps://www.researchgate.net/publication/292340183](https://www.researchgate.net/publication/292340183)
- [121]. Danilo Pelusi D. (2011). *Optimization of a fuzzy logic controller using genetic algorithms*, Conference: Intelligent Human-Machine Systems and Cybernetics (IHMSC), 2011 International Conference, August 2011, Volume 2, pp ()  
DOI:[10.1109/IHMSC.2011.105](https://doi.org/10.1109/IHMSC.2011.105).

- 
- [122]. Cezary Z. Janikoë, Catalin Buiu & Ion Dumitrache. (n.d). *Learnin a Fuzzy Controller by Genetic*  
<http://www.umsl.edu/cmptsci/about/People/Faculty/CezaryJanikoë/folder%20tëo/Tuning%20Fuzzy%20Logic%20Controllers.pdf/>
- [123]. Li P., Du X. (2006). *A GA Optimization for FLC with Its Rule Base and Scaling Factor Adjustment*, International Conference on Intelligent Computing, ICIC 2006: Computational Intelligence, Part of the Lecture Notes in Computer Science book Series (LNCS, volume 4114), pp 1-10
- [124]. VKM 480, datë 31.07.2018 “Për miratimin e strategjisë kombëtare të energjisë për Periudhën 2018–2030”, Qendra e botimeve zyrtare, Marrë nga:  
<https://qbz.gov.al>2018/07/31>
- [125]. Chandru K., Mariaraja P., Kuppuseamy A. (2014). *Speed Control of Brushless DC Motor using Four Switch Topology*, International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT) Vol. 3 Issue 2, February - 2014 IJERT ISSN: 2278-0181, (pp553-556)
- [126]. Mouliswararao R., Bhaskararao K., Prasad Ch. (2019). *Mathematical Modeling of Brushless DC Motor and its Speed Control using Pi Controller*, International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), Vol. 8 Issue 05, May-2019, ISSN: 2278-0181 IJERTV8IS050446, Published by: [www.ijert.org](http://www.ijert.org) pp 880-883
- [127]. Dudhe Sh.S., Thosar A. G. (2014). *Mathematical modelling and simulation of three phase BLDC motor using MATLAB/SIMULINK*, International Journal of Advances in Engineering & Technology, Nov., 2014. ©IJAET ISSN: 22311963, pp 1426-1433
- [128]. Immaneni H. (2013). *Mathematical Modelling and Position Control of Brushless Dc (BLDC) Motor*, International Journal of Engineering Research and Applications (IJERA), Vol. 3, Issue 3, May-Jun 2013, ISSN: 2248-9622, [www.ijera.com](http://www.ijera.com), pp. (1050-1057)
- [129]. Xiang Ch., Wang X., Ma Y., and Xu B. (2015). *Practical Modeling and Comprehensive System Identification of a BLDC Motor*, Volume 2015 Article, ID 879581, <https://doi.org/10.1155/2015/879581>
- [130]. Chhatre CH., Kulkarni N. R. (2015). *State Space Modeling and Simulation and Analysis of Sensor-less BLDC motor Using MATLAB/SIMULINK*, International Journal of Scientific and Research Publications, Volume 5, Issue 6, June 2015, ISSN 2250-3153, pp (1-4)
- [131]. Muruganatham N. et. al. (2010). *State space modeling and simulation of sensorless Permanent magnet BLDC motor*, International Journal of Engineering Science and Technology Vol. 2(10), 2010, 5099-5106, ISSN: 0975-5462, pp 5099 -5106,

- 
- [132]. Mohankrishna C. et.al. (2016). *Modelling and Simulation of BLDC Motor Using State Space Approach*, International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering, IJIREEICE, Vol. 4, Issue 5, May 2016, ISSN (Online) 2321 – 2004, ISSN (Print) 2321 – 5526, pp (533-538)
- [133]. Oguntoyinbo O. J. (2009). *PID control of Brushless DC motor and Robot trajectory Planning and simulation with MatLab/ Simulink*, Technology and Telecommunication 2009, Vaasan Ammattikorkeakoulu, University of Applied Sciences, Deegry Programme of Information Technology.
- [134]. Xiang Wen X. Zhen-qiang L. (2017). *Brushless DC motor speed control strategy of Simulation research*, College of Electrical and Information Engineering, Guangxi University of Science and Technology, Liuzhou Guangxi 545006, China, MATEC Éeb of Conferences 139, 00172 (2017), DOI: 10.1051/mateconf/201713900172 ICMITE 2017, (pp 1-6), <http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>
- [135]. Kumar B., Sëain S. K. and Neogi N. (2017). *Controller Design for Closed Loop Speed Control of BLDC Motor*, International Journal on Electrical Engineering and Informatics - Volume 9, Number 1, March 2017, DOI: 10.15676/ijeei.2017.9.1.10, pp (146-160)
- [136]. Das U., Biswas P. K. (2020). *Closed Loop speed control of BLDC Motor Drive by Using classical controllers ëith Genetic Algorithm*, Journal of Power Technologies 100 (2) (2020) 161
- [137]. Patel V.KR.S., Pandey A.K. (2013). *Modeling and Performance Analysis of PID Controlled BLDC Motor and Different Schemes of PWM Controlled BLDC Motor*, International Journal of Scientific and Research Publications, Volume 3, Issue 4, April 2013 1 ISSN 2250-3153, pp (1- 14), ëëë. ijsrp.org
- [138]. Loreta Nakuçi, Aida Spahiu “*Advantages in dynamic behavior of BLDC electrical drives*”, International Journal of Ecosystems and Ecology Science (IJEES), Volume 8, Issue 4, October 2018, ISSN 2224-4980, pp. 825-834, <https://doi.org/10.31407/ijeess>
- [139]. <https://www.google.com/search?q=bldc+motor++12v+characteristics+curve>)
- [140]. [https://www.ebmpapst.fr/media/content/info-center/downloads/voltage\\_compact\\_fans/AC\\_axial\\_fans\\_2016\\_01\\_EN.pdf](https://www.ebmpapst.fr/media/content/info-center/downloads/voltage_compact_fans/AC_axial_fans_2016_01_EN.pdf)
- [141]. [https://hobbyking.com/en\\_us/hextronik-dt700-brushless-outrunner-700kv.html](https://hobbyking.com/en_us/hextronik-dt700-brushless-outrunner-700kv.html)
- [142]. <https://www.rtc dhaka.com/product/Ubec-Module-20A-ESC-HobbyKing-yHvus>
- [143]. Ambika D. Aspalli M. S. (2014). *Sensorless Speed Control of BLDC Motor*, IJSRD – International Journal for Scientific Research & Development| Vol. 2, Issue 07, 2014 | ISSN (online): 2321-0613, p. 615. [www.ijsrd.com/](http://www.ijsrd.com/)

- 
- [144]. Devendra1 P., Madhavi TVVS, Mary K.A., Saibabu Ch. (2011). *Microcontroller based control of three phase BLDC motor*, Journal of Engineering Research and Studies E-ISSN0976-7916, JERS/Vol. II/ Issue IV/October-December, 2011/
- [145]. Joseph L., Sreerag (2016). *Comparison of sliding mode and proportional integral control for brushless dc motor*, International Journal of Engineering Sciences & Research Technology, IJESRT, ISSN: 2277-9655, DOI: 10.5281/zenodo.59667, pp (372-378), [http:// www.ijesrt.com](http://www.ijesrt.com)
- [146]. Shekhar Ch., Rao K. N. & Rao M.V.R. (2015). *Speed Control for BLDC Motor Using PID and FUZZY PID Controllers*, V. International Journal of Electrical and Electronics Engineering Research (IJEEER) Vol. 5, Issue 1, Feb 2015, ISSN(P): 2250-155X; ISSN(E): 2278-943X pp (75-85)
- [147]. Davoudkhani I. F., Akbari M. (2016). *Adaptive Speed Control of Brushless DC (BLDC) Motor Based on Interval Type-2 Fuzzy Logic*, 2016 24th Iranian Conference On Electrical Engineering (ICEE), 978-1-4673-8789-7/16, 2016 IEEE, pp(1119-1124)
- [148]. Anderson I.F. (2021). *Turbo: energy efficient air blower*, Academia Letters, Article 2161, <https://doi.org/10.20935/AL2161>
- [149]. Rao M. (2012). *Energy efficient Ceiling fans using BLDC motors- A practical implementation*, Proc. of the Intl. Conf. on Advances in Computer, Electronics and Electrical Engineering, Copyright © 2012 Universal Association of Computer and Electronics Engineers, ISBN: 978-981-07-1847-3, doi:10.3850/978-981-07-1847-3 P0369, p 59
- [150]. Libor Prokop, Leos Chalupa. (2005). *3-phase BLDC Motor Control ëith Sensorless Back-EMF ADC Zero Crossing Detection using 56F80x*, AN1913 Rev. 3, 11/2005, [www.freescale.com](http://www.freescale.com)
- [151]. <https://www.anaheimautomation.com/manuals/brushless/FAQs-BLDC.pdf>
- [152]. Purna Chandra Rao A., Obulesh Y.P., Sai Babu CH. (2013). *Performance Improvement of BLDC Motor with Hysteresis Current Controller*, International Journal of Advance Reaserch in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering, Volum 2, Issue 12, December 2013, ISSN (print): 2320-3765, ISSN (online): 2278-8875, [www.ijareeie.com](http://www.ijareeie.com) Pp (5900-5907)
- [153]. Spahiu A., Marango P., Sharko G.(2011). *Fuzzy logic–based controller design for control of induction machine projektimi i rregullatorëve të logjikës fuzzy për kontrollin e motorit asinkron*, AKTET, Journal of Institute Alb-Shkenca, Revistë Shkencore e Institutit Alb-Shkenca, AKTET IV, 3: 436 - 442, 2011, Copyright © Institute Alb-Shkenca, ISSN 2073-2244 [www.alb-shkenca.org](http://www.alb-shkenca.org)

- 
- [154]. Srinu V., Sai Mounica P.S. , Devi S.S.V., Kumar S.S and Teja K.V. (2017). *A Novel Speed Control of Brushless DC Motor Using Arduino UNO R3 and BOT*, Asian Journal of Applied Science and Technology (AJAST) Volume 1, Issue 7, Pages 10-14, August 2017, Online ISSN: 2456-883X, Website: [www.ajast.net](http://www.ajast.net)
- [155]. Mandhare A., Pawar T., Raut V., Suryawanshi A.R. (2016). *Sensor Less BLDC Motor Control using 3<sup>rd</sup> Harmonic Voltage Signal*, IJRST, International Journal for Innovative Research in Science & Technology| Volume 2 | Issue 12 | May 2016 ISSN (online): 2349-6010, pp (210-217)
- [156]. Fourie, S. (2021). *The drive behind the development of renewable energies and the deeper philosophy of harnessing the energy of the planet*, Academia Letters, August 2021 Article 2816. <https://doi.org/10.20935/AL2816>. 4 ©2021 by the author — Open Access — Distributed under CC BY 4.0
- [157]. Cheng-Tsung Lin, Chung-Wen Hung, and Chih-Wen Liu. (2008). *Position Sensorless Control for Four-Switch Three-Phase Brushless DC Motor Drives*, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.23, Nr. 1, Januar 2008, 0885-8993 IEEE pp (438-444)
- [158]. Joseph L., Sreerag. (2016). *Comparison of Sliding Mode and Proportional Integral Control for Brushless dc Motor*, IJESRT, International Journal of Engineering Sciences & Research Technology, ISSN: 2277-9655, pp(372-378) <http://www.ijesrt.com/>
- [159]. Azidehak A., Hoshyari M., Sharbafi M.A. (2011). *Design and Implementation of Minimal Components Brushless DC Motor Driver for Mobile Robots*, International Conference on Mechatronics, April 13-15, 2011, Istanbul, Turkey, 978-1-61284-985-0/11, IEEE
- [160]. Tabellen Buch. (1993). *Friedrich Tabellen Buch Elektrotechnik Elektronik*, Ferd, Dümlers Verlag, Bon, ISBN 3-427-530-24-8, (pp13-12)
- [161]. Loreta Nakuçi, Aida Spahiu. (2018). *Saving Energy by Replacing IM with BLDC Motor in Fan Application*, EJECE, European Journal of Electrical and Computer Engineering, Vol.2, No. 5, August 2018, DOI: <http://dx.doi.org/10.24018/ejece.2018.2.5.27>
- [162]. Loreta Nakuci, Aida Spahiu, Enxhi Jaupi, (December 2017); *BLDC motors in the variable speed drives*; International Journal of science, Innovation and new technology, Volume 1, Nr.19, ISSN:2223-2257. ONLINE: ISSN:2225-0751, pp.34-42
- [163]. Loreta Nakuçi, Aida Spahiu, (September 2018). *Engineering sustainable education by selection the most comprehensive topics*, The Eurasia Proceedings of Educational & Social Sciences (EPESS) ISSN: 2587-1730; Volume 10, Pages 228-233,
- [164]. Loreta Nakuci, Aida Spahiu, Enxhi Jaupi. (Maj 2017). *Technology trend in the field of electrical drives*, on the 1<sup>st</sup> International Conference in Computing Information Technology and Business Applications, (ICCITBA), Maj 2017, held in Durres, Albania, Book of Proceedings ISBN 978-9928-4387-5-1, pp.105-108.

---

## Shtojca

### Mjetet e punës të përdorura për realizimin e eksperimenteve janë:

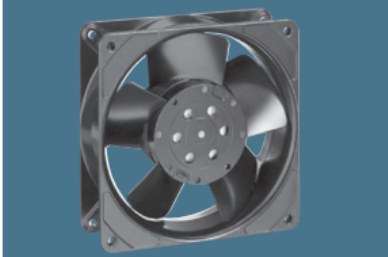
*Motor asinkron një fazor me këto të dhëna: PAPT-MOTOREN; TYPE 4650N; 230V/50Hz, 19W; 230V/60Hz, 18W*

- *Motor BLDC trefazor: hexTronik DT700 BrushlessOutrunner 700kv (Konstant velocity) [rrotullime për volt],  $V=11.1V$ .*
- *Ventilator tip: PAPT TYP4650N 4221546/ 230V /19Ë; High temperature metal cooling FAN.*
- *Autotransformator, Inco, Autotransformator Laboratory, AL-2500,  $250V \pm 10\%$ , 50Hz.*
- *Komandimi i tensionit të motorit asinkron njëfazor është realizuar me skema me MOSFET dhe OPTO-COPLER,*
- *Arduino UNO, Komandimi i shpejtësisë është programuar me Arduino IDE (Integrated development environment) (Language C++) për motorin AC*
- *Driver dhe mikrokontroller Hobby King 20A ESC 3A UBEC (F--20A, Atmel chip); Bateria 2-4Lipo, për motorin BLDC*
- *Arduino Mega 2560, Komandimi i shpejtësisë është programuar me Arduino IDE (Integrated development environment) (Language C++) për motorin BLDC*
- *Multimetër dixhital, TT T-ECHNI-C VC97 Digital Multimeter, Max 1000V DC dhe 750V AC, Max 400mA, 10A*
- *Tachometer electronic, DE LORENCO, DL2026R, range  $2.0 \div 20000$  rpm; accuracy  $-999.9 \pm 0.1$  rpm,  $1000 \div 9999 \pm 1$  rpm.*
- *Oshiloskop, KENWOOD oscilloscope, CS-6030, 100MHz, me katër kanale*

max. 180 m<sup>3</sup>/h

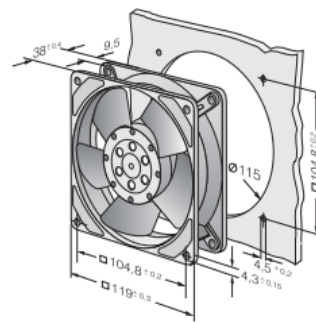
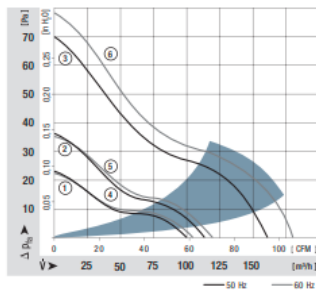
## AC axial fans

Series 4000 Z 119 x 119 x 38 mm



- AC fans with external rotor shaded-pole motor. Impedance protected against overloading.
- Metal fan housing and impeller.
- Air exhaust over struts. Direction of rotation clockwise, seen on rotor.
- Electrical connection via 2 flat plugs 2.8 x 0.5 mm.
- Optionally available: Models with reinforced flanges and single leads.
- Fan housing with grounding lug and screw M4 x 8 (TORX).
- Mass: 540 g.
- Please note our new ACmax series. With identical mounting dimensions and voltages, this series achieves higher energy efficiency.

Nominal data	Air flow		Nominal voltage	Frequency	Sound pressure level	Sound power level	Sinteric sleeve bearings Ball bearings	Power input	Nominal speed	Temperature range	Service life L <sub>10</sub> at 40 °C	at T <sub>max</sub>	Curve
	m <sup>3</sup> /h	CFM											
4850 Z	100	58,9	230	50	26	4,0	□	13,0	1 700	-10...+65	50 000 / 27 500		1
4856 Z	100	58,9	230	50	26	4,0	■	13,0	1 700	-40...+75	50 000 / 20 000		1
4580 Z	115	67,7	230	50	30	4,3	□	13,0	1 900	-10...+65	50 000 / 27 500		2
4586 Z	115	67,7	230	50	30	4,3	■	13,0	1 900	-40...+75	50 000 / 20 000		2
4650 Z	160	94,2	230	50	40	5,3	□	19,0	2 650	-10...+50	37 500 / 30 000		3
4656 Z	160	94,2	230	50	40	5,3	■	19,0	2 650	-40...+75	37 500 / 17 500		3
4800 Z	105	61,6	115	60	28	4,1	□	12,0	1 800	-10...+70	52 500 / 25 000		4
4806 Z	105	61,6	115	60	28	4,1	■	12,0	1 800	-40...+75	52 500 / 17 500		4
4530 Z	120	70,6	115	60	32	4,4	□	12,0	2 000	-10...+70	52 500 / 25 000		5
4536 Z	120	70,6	115	60	32	4,4	■	12,0	2 000	-40...+75	52 500 / 17 500		5
4600 Z	180	105,9	115	60	45	5,6	□	18,0	3 100	-10...+60	40 000 / 25 000		6
4606 Z	180	105,9	115	60	45	5,6	■	18,0	3 100	-40...+85	40 000 / 15 000		6



152



ebmpapst

Figura 1. Fletë nga katalogu i ventilatorit AC aksial. [140]



## Shaded Pole Induction Motor

*Shaded Pole Induction Motor është një motor i thjeshtë me induksion, një fazor. Ai është i ndërtuar nga starteri dhe një rrotor në formë kafazi. Statori është i ndërtuar nga pole të hijezuara. Një unazë bakri është vendosur në pjesën më të vogël të çdo poli. Kjo pjesë e polit është e njohur si Shaded Pole (pole te hijezuara). Unaza zakonisht është një bobinë me një spirë e njohur si Shading Coil (bobinë e hijezuar).*

*Në figurën 2. është dhënë një pamje skematike e motorit.*

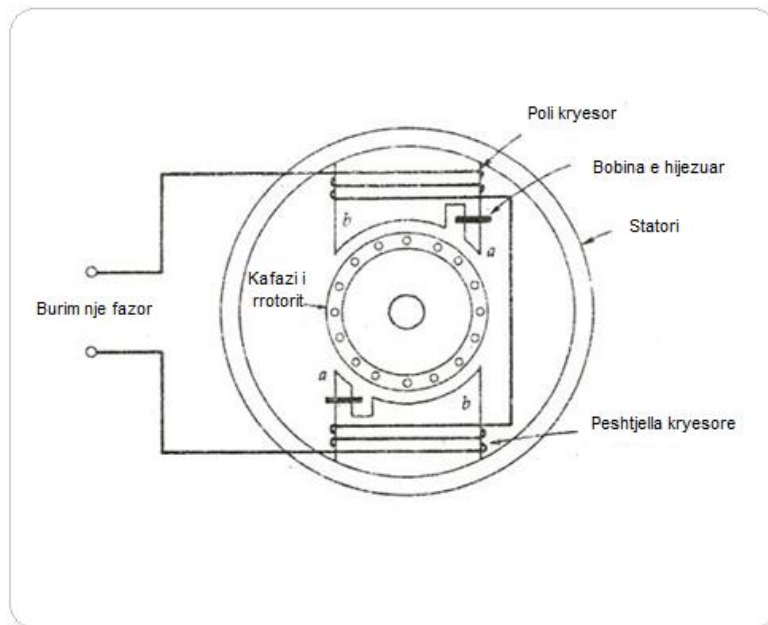


Figura 2. Pamje skematike e motorit asinkron një fazor

*N.q.s. bobina kryesore e motorit ushqehet me tension alternativ, atëhere në të do të kalojë një rrymë alterantive por e sfazuar  $90^0$  vonesë faze nga tensioni. Rryma kryesore do të krijojë fluksin kryesor, i cili është në përputhje faze me rrymën që e krijon. Duke qënë se edhe ky fluks është i ndryshueshëm ai do të indukojë një f.e.m. në bobinën e hijezuar, e cila tashmë luan rolin e bobinës sekondare të transformatorit. Qarku i bobinës së hijezuar është i mbyllur dhe do të kalojë një rrymë, e cila nga ana e saj krijon një fluks sekondar. Fluksi primar dhe sekondar janë të sfazuar nga njëri- tjetri në hapsirë dhe në kohë që plotësojnë kushtin për nisjen e rrotullimit të rrotorit të motorit.*

*Meqë të dy fluksesh primari dhe sekondari janë të varur nga njëri- tjetri, rrotullimi i motorit në drejtim të kundërt është i pamundur.*



---

*Motorët me pole të hijezuara janë shumë të lirë, dhe momenti i nisjes i zhvilluar nga motori është shumë i vogël. Humbjet janë të larta dhe faktori i fuqisë së motorit është i ulët. Kështu që rendimenti i motorit është i vogël. Për këto arsye motorët me pole të hijezuara ndërtohen në përmasa të vogla dhe fuqi më të vogël se 40 W.*

*Aplikimi i motorëve me pole të hijezuara, figura 3.*



*Figura 3. Tregon përdorimet e motorit me induksion me pole të hijezuara.*

- *Është i përshtatshëm për skema të vogla, si rele, ventilator të vegjël, për arsye të kostos së ulët dhe thjeshtësisë në nisje.*
- *Përdoren në ventilatorët për nxjerrjen e tymrave, tharësit e flokëve, dhe ventilatorët e tavolinës.*
- *Përdoren në kondicionerë, pajisjet freskuese dhe ventilatorët freskues.*
- *Për të vënë në lëvizje regjistruerit, manjetofonët, projektorët, makinat fotokopjuese*
- *Përdoren për të nisur orët elektronike [32]*



*Figura 4. Pamje e motorit BLDC. [141]*

***Specifikimet:***

*Required Voltage: 11.1v*

*Suggested Battery Capacity: 1300mAh +*

*Suggested Prop: 10x4.7, 11x3.8 or 11x4.7*

*Max current draw: 13A (with 11x4.7 prop)*

*Max thrust: 900g+*

*No Load Current: 1.2A*

*Shaft: 4M (perfectly suited to Towerpor/GWS SF Slow Fly props)*

*Weight: 78g*

*Diameter: 41mm*

*Overall length: 77mm*

*Kv: 700rpm/v [141]*

*[Kv- konstant velocity (rrrotullime per volt)]*

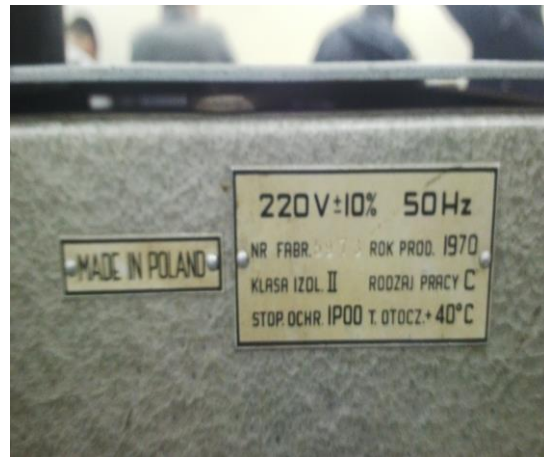
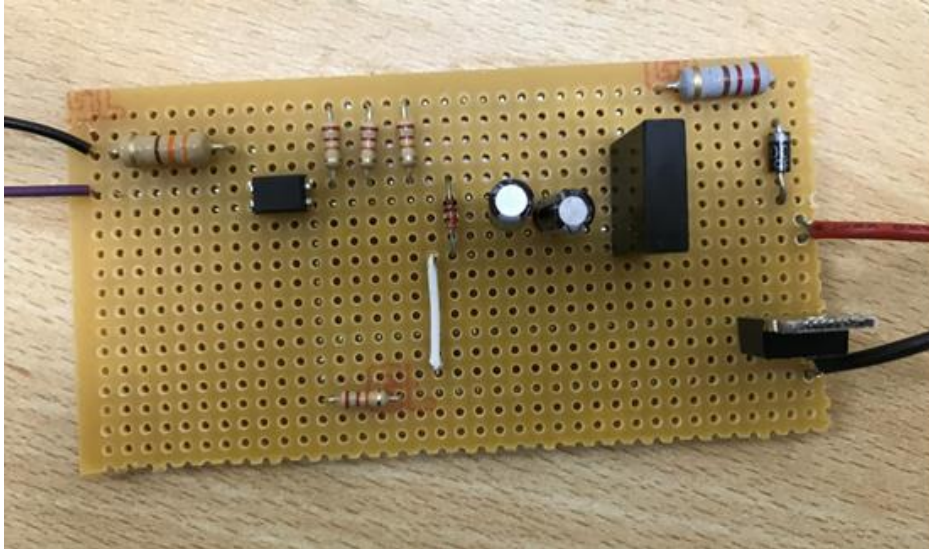
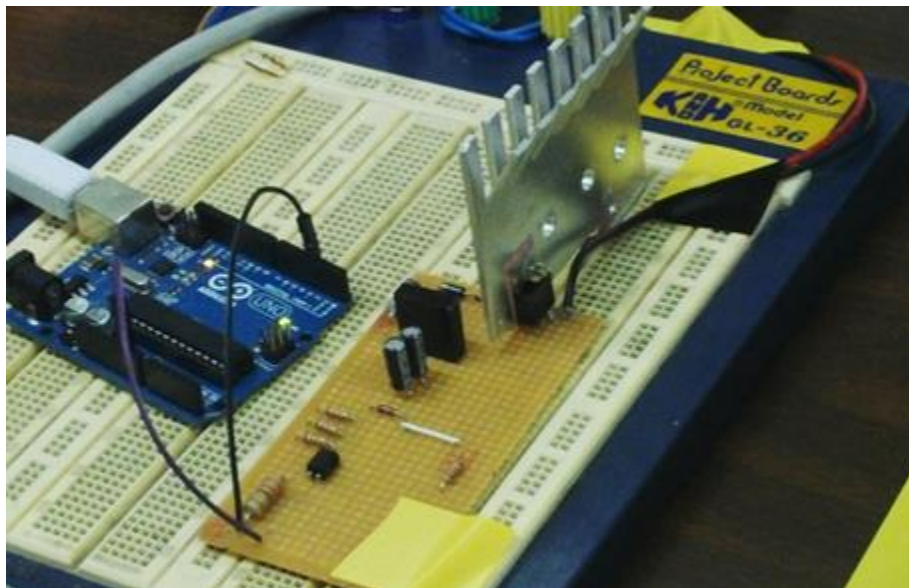


Figura 5. Pamje të autotransformatorit



*Figura 6. Komandimi i tensionit të motorit asinkron njëfazor me skemën me MOSFET dhe OPTO-COPLER,*



*Figura 7. Arduino UNO, Komandimi i shpejtësisë është programuar me Arduino IDE (Integrated development environment) (Language C++) për motorin AC*



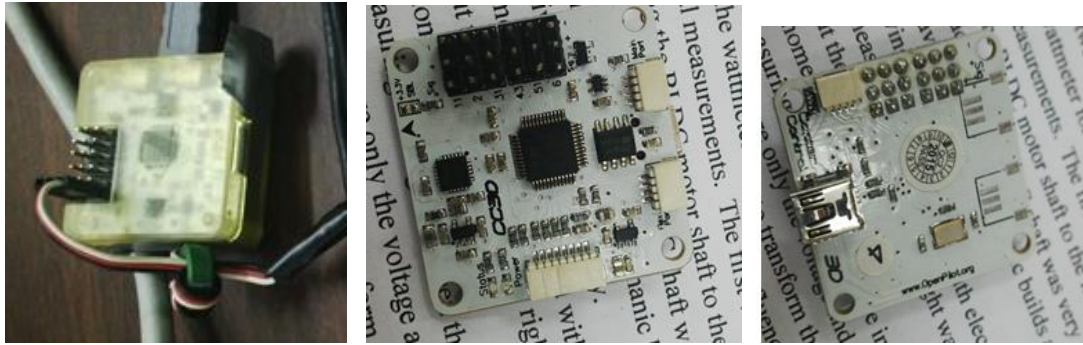


Figura 8. Pamje të ndryshme të mikrokontrollerit të motorit BLDC, F--20A, Atmel chip

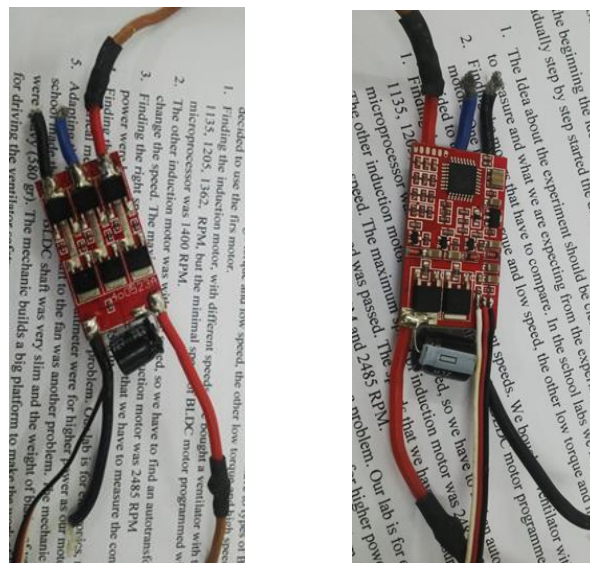


Figura 9. Pamje të Driver Hobby King 20A ESC 3A UBEC; Batery 2-4Lipo, për motorin BLDC

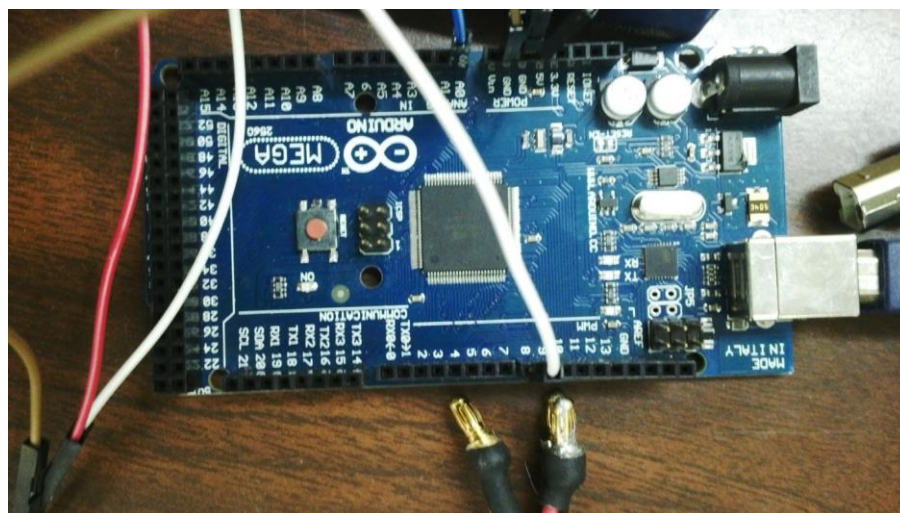


Figura 10. Arduino Mega 2560 per komandimin e shpejtësisë për motorin BLDC. Programuar me Arduino IDE (Integrated development environment) (Language C++)



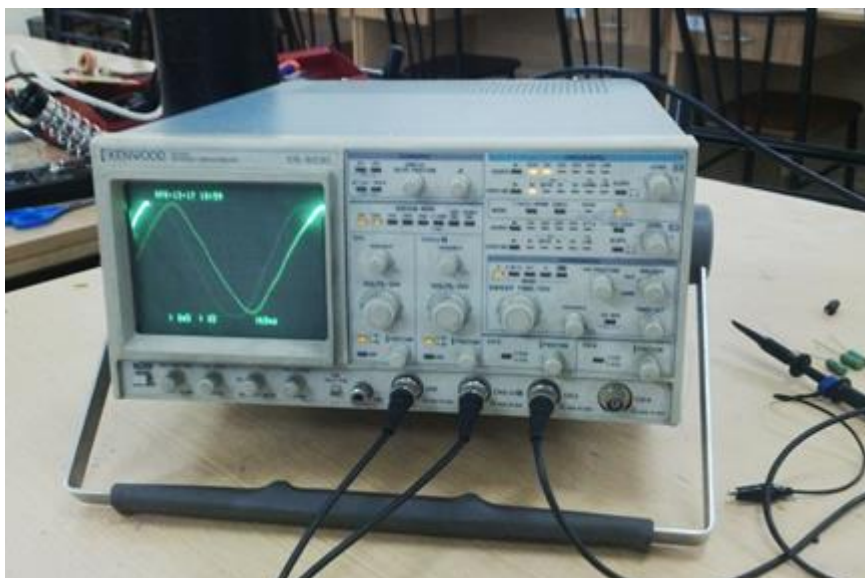
Figura 11. Multimeter digital, të përdorur për të matur rrymën dhe tensionin



Figura 12. Tachometer digital



*Figura 13. Pamje Oshiloskop, KENWOOD oscilloscope, CS-6030, 100MHz, me katërkanale*



*Figura 14. Duke matur këndin e çfazimit midis rrymës dhe tensionit të hyrjes së motorit asinron.*





*Figura 15. Pamje nga eksperimentimi i motorit AC*



*Figura 16. Pamje nga eksperimentimi i motorit BLDC*