

**FİRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR SÜRÜCÜLERİNDE
KOMÜTASYON MOMENT SALINIMININ AZALTILMASINA
YÖNELİK YENİ BİR TOPOLOJİ**

MEHMET KARAYEL

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**DANIŞMAN
DOÇ. DR. EMRE ÇELİK**

DÜZCE, 2024

T.C.
DÜZCE ÜNİVERSİTESİ
LİSANSÜSTÜ EĞİTİM ENSTİTÜSÜ

FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR SÜRÜCÜLERİNDE KOMÜTASYON
MOMENT SALINIMININ AZALTILMASINA YÖNELİK YENİ BİR
TOPOLOJİ

Mehmet KARAYEL tarafından hazırlanan tez çalışması aşağıdaki jüri tarafından Düzce Üniversitesi Lisansüstü Eğitim Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Doç. Dr. Emre ÇELİK

Düzce Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Doç. Dr. Emre ÇELİK

Düzce Üniversitesi

Prof. Dr. Uğur GÜVENÇ

Düzce Üniversitesi

Prof. Dr. Nihat ÖZTÜRK

Gazi Üniversitesi

Prof. Dr. Erdal BEKİROĞLU

Gazi Üniversitesi

Doç. Dr. Orhan KAPLAN

Gazi Üniversitesi

Tez Savunma Tarihi: 15/11/2024

BEYAN

Bu tez çalışmasının kendi çalışmam olduğunu, tezin planlanmasından yazımına kadar bütün aşamalarda etik dışı davranışımın olmadığını, bu tezdeki bütün bilgileri akademik ve etik kurallar içinde elde ettiğimi, bu tez çalışmasıyla elde edilmeyen bütün bilgi ve yorumlara kaynak gösterdiğimi ve bu kaynakları da kaynaklar listesine aldığımı, yine bu tezin çalışılması ve yazımı sırasında patent ve telif haklarını ihlal edici bir davranışımın olmadığını beyan ederim.

15 Kasım 2024

Mehmet KARAYEL

TEŞEKKÜR

Doktora öğrenimimde ve bu tezin hazırlanmasında gösterdiği her türlü destek ve yardımdan dolayı çok değerli hocam Doç. Dr. Emre ÇELİK'e en içten dileklerimle teşekkür ederim.

Bu çalışma boyunca yardımlarını ve desteklerini esirgemeyen sevgili aileme ve Çankırı Karatekin Üniversitesinde görev yapan Öğretim Üyesi Fatih ISSI'ya teşekkürlerimi sunarım.

Bu tez çalışması, Düzce Üniversitesi BAP-2022.06.03.1291 numaralı Bilimsel Araştırma Projesiyle desteklenmiştir. Bu nedenle DÜBAP'a desteklerinden dolayı teşekkürü borç bilirim.

15 Kasım 2024

Mehmet KARAYEL

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ŞEKİL LİSTESİ.....	vii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	x
KISALTMALAR.....	xi
SİMGELER	xii
SİMGELER	xiii
ÖZET.....	xiv
ABSTRACT	xv
EXTENDED ABSTRACT.....	xvi
1. GİRİŞ.....	1
2. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARI.....	9
2.1. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARININ YAPISI	10
2.1.1. Rotor Yapısı.....	11
2.1.1.1. İç Rotorlu Fırçasız DC Motorlar.....	12
2.1.1.2. Dış Rotorlu Fırçasız DC Motorlar.....	13
2.1.2. Stator Yapısı	14
2.1.3. Hava Aralığı.....	14
2.1.4. Konum Algılayıcısı	15
2.2. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARININ ÇALIŞMA PRENSİBİ	16
2.3. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUNUN ÜÇ FAZ MATEMATİKSEL MODELLENMESİ.....	20
2.3.1. Stator Referans Düzleminde FDAM'ın Matematiksel Modeli	21
2.3.2. Referans Düzlem Dönüşümleri	26
2.3.2.1. Clarke Dönüşümü $(a, b, c) \leftrightarrow (\alpha, \beta)$	26
2.3.2.2. Park Dönüşümü $(\alpha, \beta) \leftrightarrow (d, q)$	27
2.3.3. Rotor Referans Düzleminde FDAM'nin Matematiksel Modeli (d-q model)	28
2.4. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARINDA MOMENT SALINIMI.....	30
2.4.1. Komütasyon Moment Salınımı ve Analizi	31
2.5. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUNUN DENETİMİ	38
2.5.1. Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) Tekniği.....	39
2.5.2. Doğrudan Moment Kontrol Tekniği	40
2.5.3. DA Hat Akımı Kontrol Tekniği	41
2.5.4. Evirici Giriş Gerilimi Kontrol Tekniği	42
3. FDAM SÜRÜCÜ SİSTEMİ TASARIMI.....	43
3.1. ÜÇ FAZLI EVİRİCİ DEVRESİNİN KARARLI DURUM ANALİZİ	43
3.2. FDAM SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN Sİİ TABANLI DONANIMI.....	52
3.2.1. Fırçasız Doğru Akım Motoru.....	53
3.2.2. Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı Evirici Bloğu	54

3.2.3. Yalıtım Devreleri	55
3.2.4. Akım Algılama Devresi	57
3.2.5. Gerilim Algılama Devresi	58
3.2.6. Pozisyon Algılayıcısı	60
3.2.7. Sayısal İşaret İşlemci	61
4. ÖNERİLEN FDAM SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN TASARIMI	64
4.1. TASARLANAN SÜRÜCÜ YÜKSEK HIZ ANALİZİ	66
5. BENZETİM VE UYGULAMA SONUÇLARI	69
5.1. BENZETİM SONUÇLARI	69
5.2. UYGULAMA SONUÇLARI	78
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	93
7. KAYNAKLAR	98
ÖZGEÇMİŞ	107

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1. FDAM genel yapısı.	10
Şekil 2.2. FDAM çeşitleri ve denetim algoritmaları.	10
Şekil 2.3. FDAM sabit mıknatıs yerleşimine göre rotor çeşitleri. (a) Dış yüzeye monteli, (b) İç yüzeye monteli, (c) Oluklara monteli.	11
Şekil 2.4. İç rotorlu FDAM yapısı.	13
Şekil 2.5. Dış rotorlu FDAM yapısı. (a) Dış yüzeye monteli, (b) İç yüzeye monteli.	14
Şekil 2.6. Hall etkili algılayıcı ve yapısı.	15
Şekil 2.7. Hall etkili algılayıcı çıkış sinyalleri (a) Saat yönünde (b) Saat yönünün tersi yönde	16
Şekil 2.8. Bir fırçasız doğru akım motor sürücü sisteminin klasik kontrol modeli.	17
Şekil 2.9. Üç fazlı FDAM komütasyon sırası.	18
Şekil 2.10. Hall sensörlerine göre faz sargılarının dalga şekilleri.	19
Şekil 2.11. FDAM'e ait dalga şekilleri.	20
Şekil 2.12. FDAM'nin üç faz eşdeğer devresi.	21
Şekil 2.13. SMSM sargılarına uygulanan faz akımları, sinüsoidal dalga zıt emk ve üretilen moment dalga şekilleri.	24
Şekil 2.14. Referans düzlem dönüşümleri.	26
Şekil 2.15. Clarke dönüşüm bileşenleri.	26
Şekil 2.16. Park dönüşüm bileşenleri.	27
Şekil 2.17. Rotor referans düzleminde FDAM modeli (a) d eksenini eşdeğer devresi, (b) q eksenini eşdeğer devresi.	28
Şekil 2.18. FDAM moment salınımı kaynakları.	30
Şekil 2.19. Evirici Beslemeli FDAM eşdeğer devresi.	31
Şekil 2.20. Komütasyon öncesi iletim bölgesinde faz akımları.	33
Şekil 2.21. Komütasyon bölgesinde faz akımları.	34
Şekil 2.22. Komütasyon bölgesinde akım ve moment değişimi, (a) $td = ty$, (b) $td < ty$, (c) $td > ty$	38
Şekil 2.23. AYK'ye dayalı FDAM sürücü sistemi donanımının blok şeması.	40
Şekil 2.24. DMK'ye dayalı FDAM sürücü sistemi donanımının blok şeması.	40
Şekil 2.25. DA hat akımına dayalı FDAM sürücü sistemi donanımının blok şeması. ...	41
Şekil 2.26. Evirici giriş gerilimine dayalı FDAM sürücü sistemi donanımının blok şeması.	42
Şekil 3.1. Akım denetmeli FDAM sürücü sistemi blok şeması.	43
Şekil 3.2. FDAM sürücü eşdeğer devresi.	44
Şekil 3.3. I. duruma ait FDAM sürücü eşdeğer devresi.	46
Şekil 3.4. II. duruma ait FDAM sürücü eşdeğer devresi.	47
Şekil 3.5. III. duruma ait FDAM sürücü eşdeğer devresi.	48
Şekil 3.6. IV. duruma ait FDAM sürücü eşdeğer devresi.	49
Şekil 3.7. V. duruma ait FDAM sürücü eşdeğer devresi.	50
Şekil 3.8. VI. duruma ait FDAM sürücü eşdeğer devresi.	51
Şekil 3.9. FSDAM sürme sistemi donanımının blok diyagramı.	53
Şekil 3.10. FDAM faz sargılarına uygulanan a fazına ait akımı ve sinüsoidal dalga zıt emk gösterimi.	53
Şekil 3.11. Üç fazlı H köprü evirici devresi genel yapısı.	54
Şekil 3.12. IGBT sürme ve DA besleme devresi.	55

Şekil 3.13. Optik-yalıtım devreleri (a) IGBT sürücü devresi için (b) Pozisyon algılayıcısı için.	56
Şekil 3.14. Optik-yalıtım devreleri (a) ISIS tasarımı, (b) üretilen devre kartı.	56
Şekil 3.15. Bir faz için akım algılama devresi.	57
Şekil 3.16. Akım algılama devreleri (a) ISIS tasarımı, (b) üretilen devre kartı.....	58
Şekil 3.17. LEM LV 25-P gerilim dönüştürücü bağlantı şeması.	59
Şekil 3.18. Bir faz için gerilim algılama devresi.	60
Şekil 3.19. Artırımlı sayıcı genel yapısı.	61
Şekil 3.20. eZdsp TMS320F28335 kartının konnektör bağlantıları.	63
Şekil 4.1. Tasarlanan sürücü topolojisinin blok şeması.	64
Şekil 4.2. FDAM sürücüsü için önerilen eşdeğer devre şeması.	65
Şekil 4.3. İletim bölgesinde kondansatör şarj işlemi eş değer devresi. (a) S_2 anahtarı iletimde, (b) S_2 anahtarı kesimde.	66
Şekil 4.4. Komütasyon bölgesinde kondansatörün deşarj olduğu eş değer devre.	67
Şekil 4.5. Tasarlanan sürücünün denetimi için akış şeması.	68
Şekil 5.1. Tez çalışmasında kullanılan SMSM'nin zıt emk dalga şekilleri.	70
Şekil 5.2. 2250 d/d hız ve 1,25 Nm yük değerlerinde (a) geleneksel sürücü, (b) önerilen sürücü benzetim sonuçları.	71
Şekil 5.3. 2500 d/d hız ve 1,25 Nm yük değerlerinde (a) geleneksel sürücü, (b) önerilen sürücü benzetim sonuçları.	72
Şekil 5.4. 2750 d/d hız ve $TL=1,25$ Nm yük değerlerinde (a) geleneksel sürücü, (b) önerilen sürücü benzetim sonuçları.	73
Şekil 5.5. 3000 d/d hız ve 1,25 Nm yük değerlerinde (a) geleneksel sürücü, (b) önerilen sürücü benzetim sonuçları.	74
Şekil 5.6. 2250 d/d hız ve 2,5 Nm yük değerlerinde (a) geleneksel sürücü, (b) önerilen sürücü benzetim sonuçları.	75
Şekil 5.7. 2500 d/d hız ve 2,5 Nm yük değerlerinde (a) geleneksel sürücü, (b) önerilen sürücü benzetim sonuçları.	76
Şekil 5.8. 2750 d/d hız ve 2,5 Nm yük değerlerinde (a) geleneksel sürücü, (b) önerilen sürücü benzetim sonuçları.	77
Şekil 5.9. 3000 d/d hız ve 2,5 Nm yük değerlerinde (a) geleneksel sürücü, (b) önerilen sürücü benzetim sonuçları.	77
Şekil 5.10. FDAM sürücü sistemi donanımı uygulama görüntüsü.	79
Şekil 5.11. Önerilen FDAM sürücü sistemi kapalı çevrim denetim şeması.	81
Şekil 5.12. Hız: 2250 d/d, TL : 1.25 Nm yükte faz akımları (a) geleneksel yöntem, (b) Önerilen yöntem, (c) geleneksel yöntem komütasyon anı, (d) Önerilen yöntem komütasyon anı.	82
Şekil 5.13. Hız: 2500 d/d, TL : 1.25 Nm yükte faz akımları (a) geleneksel yöntem, (b) Önerilen yöntem, (c) geleneksel yöntem komütasyon anı, (d) Önerilen yöntem komütasyon anı.	83
Şekil 5.14. Hız: 2750 d/d, TL : 1.25 Nm yükte faz akımları (a) geleneksel yöntem, (b) Önerilen yöntem, (c) geleneksel yöntem komütasyon anı, (d) Önerilen yöntem komütasyon anı.	84
Şekil 5.15. Hız: 3000 d/d, TL : 1.25 Nm yükte faz akımları (a) geleneksel yöntem, (b) Önerilen yöntem, komütasyon anı.	84
Şekil 5.16. Hız: 2250 d/d, TL : 2.5 Nm yükte faz akımları (a) geleneksel yöntem, (b) Önerilen yöntem, (c) geleneksel yöntem komütasyon anı, (d) Önerilen yöntem komütasyon anı.	86
Şekil 5.17. Hız: 2500 d/d, TL : 2.5 Nm yükte faz akımları (a) geleneksel yöntem, (b) Önerilen yöntem,	86

Şekil 5.18. Hız: 2750 d/d, TL : 2.5 Nm yükte faz akımları (a) geleneksel yöntem, (b) Önerilen yöntem, (c) geleneksel yöntem komütasyon anı, (d) Önerilen yöntem komütasyon anı.	87
Şekil 5.19. Hız: 3000 d/d, TL : 2.5 Nm yükte faz akımları (a) geleneksel yöntem, (b) Önerilen yöntem, (c) geleneksel yöntem komütasyon anı, (d) Önerilen yöntem komütasyon anı.	88
Şekil 5.20. Önerilen yöntemin hız değişimlerinde dinamik tepkisi (a) Genel görünüm, (b) 1. Alan yakınlaştırılmış görünümü, (c) 2. Alan yakınlaştırılmış görünümü,	90
Şekil 5.21. Önerilen yöntemin sabit $TL=1,25Nm$, 3000-2000 d/d hız değişimine dinamik tepkisi.	91
Şekil 5.22. Önerilen yöntemin sabit 3000d/d hızda, yük değişimine dinamik tepkisi (a) Genel görünüm, (b) 1. Alan yakınlaştırılmış görünümü.....	92



ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Çizelge 1.1. FDAMve SMSM'nin bazı özellikleri.	3
Çizelge 3.1. Rotor konumuna bağlı anahtar durumları.....	45
Çizelge 3.2. TMS320F28335 Teknik özellikleri.	62
Çizelge 4.1. Önerilen topolojinin üretim maliyeti.	65
Çizelge 5.1. Motor Parametreleri.....	69
Çizelge 5.2. $TL=1,25Nm$ yük değerinde elde edilen benzetim sonuç tablosu.....	74
Çizelge 5.3. $TL=2,5Nm$ yük değerinde elde edilen benzetim sonuç tablosu.....	78
Çizelge 5.4. $TL=1,25Nm$ yük değerinde elde edilen uygulama sonuç tablosu.	85
Çizelge 5.5. $TL=2,5Nm$ yük değerinde elde edilen uygulama sonuç tablosu.	89
Çizelge 5.6. Önerilen yöntemin uygulama ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması.	89
Çizelge 6.1. Önerilen topolojinin diğer çalışmalar ile karşılaştırılması.	94



KISALTMALAR

AA	Alternatif akım
ADC	Analog dijital dönüştürücü
Al-Ni-Co	Alüminyum-niket-kobalt mıknatıs
AYK	Alan yönlendirmeli kontrolü
DA	Doğru akım
DGM	Darbe genişlik modülasyonu
DMK	Doğrudan moment kontrolü
emk	Elektromotor kuvvet
FDAM	Fırçasız doğru akım motor
KAS	Komütasyon akım salınımı
KMS	Komütasyon moment salınımı
MSF	Moment salınım faktörü
Nd-B-Fe	Neodyum-Boron-Demir mıknatıs
Sİİ	Sayısal işaret işleyici
SMAAM	Sabit mıknatıslı alternatif akım motor
SMDAM	Sabit mıknatıslı doğru akım motor
SMSM	Sabit mıknatıslı senkron motor
Sm-Co	Samarium-Kobalt mıknatıs

SİMGELER

a, b, c	Stator faz sargı isimleri
$d - q$	İki fazlı sabit düzlem bileşenleri
E	Zıt elektromotor kuvvet değeri (V)
e_a, e_b, e_c	Anlık zıt emk değerleri (V)
E_m	Zıt emk dalga şeklinin maksimum değeri (V)
H_a, H_b, H_c	Hall etkili algılayıcılar
I	Evirici bara akımı (A)
I_{hata}	Hata akımı (A)
$I_i, I_s,$	LV 25-P gerilim dönüştürücü giriş ve çıkış akımları (A)
I_m	Maksimum etkin faz akımı (A)
i_a, i_b, i_c	Gerçek faz akımları (A)
i_d, i_q	d-q ekseninde stator akımları (A)
i_α, i_β	α - β ekseninde stator akımları (A)
J	Eylemsizlik momenti (Nm.s ²)
k_e	Endüklenen gerilim sabiti (sn)
L_a, L_b, L_c	Faz sargılarına ait toplam endüktans değerleri (H)
L_{ab}, L_{bc}, L_{ca}	Sargılar arasındaki karşılıklı endüktans değerleri (H)
L_d, L_q	d ve q eksen endüktansları (H)
L_s	Senkron edüktans (H)
M	Sargılar arasındaki karşılıklı endüktans değeri (H)
P	Motorun kutup sayısı
P_a, P_b, P_c	Fazların elektriksel güçleri (W)
P_o	Toplam elektriksel çıkış gücü (W)
R_a, R_b, R_c	Faz sargılarının omik direnci (Ω)
R_i	LV 25-P gerilim dönüştürücü giriş direnci (Ω)
R_m	LV 25-P gerilim dönüştürücü ölçüm direnci (Ω)
R_s	Stator direnci (Ω)
t	Zaman birimi (sn)
$T_1 - T_6$	Eviricide kullanılan yarıiletken anahtarlar
T_e	Elektriksel moment (Nm)
$T_{e(kom)}$	Komütasyon bölgesinde üretilen moment (Nm)
t_{kom}	Komütasyon süresi (sn)
T_L	Yük momenti (Nm)
T_{ref}	Referans moment değeri (Nm)
$T_{salınım}$	Komütasyon moment salınımı (Nm)
t_y, t_d	Faz akımlarının yükselme ve düşme süreleri (sn)
u_a, u_b, u_c	Faz gerilimleri (V)
u_{an}, u_{bn}, u_{cn}	Faz gerilimleri nötr noktaları (V)
V_{bara}	Evirici bara gerilimi (V)
V_{cap}	Kondansatör gerilimi (V)
V_{cap}^*	Kondansatör şarj gerilimi (V)
V_d, V_q	d ve q eksen gerilimleri (V)
V_{DA}	Evirici giriş gerilimi (V)
V_i, V_o	LV 25-P gerilim dönüştürücü giriş ve çıkış değerleri (V)

SİMGELER

V_N	Yıldız bağlı stator sargılarının nötr noktası gerilimi (V)
V_s	Gerilim algılama devresi çıkış gerilimi (V)
$\alpha - \beta$	İki fazlı stator referans düzlem bileşenleri
θ_r	Rotorun elektriksel pozisyon (rad)
Ψ_d, Ψ_q	d ve q eksen akıları (Weber)
Ψ_m	Stator manyetik alan akısı (Weber)
ω_e	Rotorun elektriksel hız (rad/s)
ω_{hata}	Hızın hata değeri (rad/s)
ω_m	Rotorun mekanik hızı (rad/s)
ω_r	Gerçek hız değeri (rad/s)
ω_{ref}	Referans hız değeri (rad/s)
δ_{iletim}	İletim bölgesi DGM görev oranı
δ_{kom}	Komütasyon bölgesi DGM görev oranı

ÖZET

FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTOR SÜRÜCÜLERİNDE KOMÜTASYON MOMENT SALINIMININ AZALTILMASINA YÖNELİK YENİ BİR TOPOLOJİ

Mehmet KARAYEL

Düzce Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim Enstitüsü, Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Danışman: Doç. Dr. Emre ÇELİK

Kasım 2024, 106 sayfa

Fırçasız doğru akım motor (FDAM)'nin komütasyon (Faz akımı değişimi) anında devreye alınan faz akımı ile devreden çıkarılan faz akımının yükselme ve düşme süreleri arasındaki fark, akım ve moment salınımlarının oluşmasına neden olmaktadır. Komütasyon moment salınımı (KMS) FDAM'da hız dalgalanması, vuruntu, titreşim ve akustik gürültü gibi etkilere neden olmakta ve yüksek performans gerektiren servo sistemlerde kullanımını önemli ölçüde kısıtlamaktadır. KMS, komütasyona uğrayan faz akımlarının değişim sürelerinin eşitlenmesi ile yok edilebilir. Bu iki sürenin birbirine eşit olduğu durumda Kirchhoff'un akım kanunu gereğince moment salınımı teorik olarak sıfır olmaktadır ($i_a + i_b + i_c = 0$). Aynı zamanda bu durum, FDAM için evirici doğru akım (DA) bara geriliminin (V_{bara}), FDAM'ın ürettiği sinüsoidal zıt elektromotor kuvvet (emk, E)'in 6 katına eşit olduğu anlamına gelmektedir. FDAM zıt emk değeri motor hızı ile doğru orantılıdır. Dolayısıyla düşük hızlarda $V_{\text{bara}} > 6E$, yüksek hızlarda ise $V_{\text{bara}} < 6E$ olmaktadır. Düşük hızlarda KMS azaltma işlemi için basit olarak devreye giren faz akımına darbe genişlik modülasyonu (DGM) uygulamak yeterli iken yüksek devirlerde KMS'yi azaltmak için daha yüksek gerilime ihtiyaç duyulmaktadır. Bu yaklaşım dikkate alınarak bu tez çalışmasında yüksek hızlarda KMS azaltılması için bara gerilimi genliğini kontrol edecek yardımcı yükseltme devre topolojisi sunulmuştur. Önerilen topoloji DA güç kaynağı ile giriş üç fazlı eviricinin arasına bağlanmıştır. Çalışmada normal çalışma sırasında devredeki kondansatör şarj edilmektedir. Komütasyon anında ise DA bara gerilimini yükseltmek için şarj edilen kondansatör anahtar devresi üzerinden DA güç kaynağına seri bağlanmakta ve DA bara gerilimi (V_{bara}) zıt emk'nın 6 katına eşit olacak şekilde yükseltilmektedir. Önerilen yöntemin performansı değerlendirmek için Matlab®/Simulink® ortamında benzetim ve uygulama çalışmaları gerçekleştirilmiştir. Uygulamada EzDSP TMS320F28335 sayısal işaret işlemci (Sİİ) kullanılmıştır. Benzetim ve uygulama sonuçlarına göre, geleneksel yöntemle kıyasla önerilen yöntem ile komütasyon moment salınımlarında %57,14'e kadar ve komütasyon süresinde ise %57,2'e kadar iyileştirme sağlanmıştır.

Anahtar sözcükler: Fırçasız DA Motoru, Komütasyon akım salınımı, Komütasyon moment salınımı, DA bara gerilim kontrolü. DA – DA Dönüştürücü

ABSTRACT

A NEW TOPOLOGY FOR COMMUTATION TORQUE RIPPLE REDUCTION IN BRUSHLESS DIRECT CURRENT MOTOR DRIVES

Mehmet KARAYEL

Duzce University

Graduate School, Department of Electrical - Electronic Engineering

Doctoral Thesis

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Emre ÇELİK

November 2024, 106 pages

During the commutation period in brushless direct current motors (BLDCMs), discrepancies between the rise and fall times of the incoming and outgoing phase currents lead to the generation of current and torque ripples. These ripples, known as commutation torque ripple (CTR), result in adverse effects such as speed fluctuations, knocking, vibration, and acoustic noise. These phenomena significantly restrict the utilization of BLDCMs in high-performance servo systems. Theoretically, CTR can be eliminated by equalizing the rise and fall times of the commutated phase currents. When these durations are balanced, torque ripple is effectively nullified, in accordance with Kirchhoff's current law ($i_a + i_b + i_c = 0$). It also means that the inverter's direct current (DC) bus voltage (V_{bus}) for the BLDCM is equal to 6 times the sinusoidal back electromotive force (emf, E) generated by the BLDCM. The BLDCM's back emf value is directly proportional to the motor speed. Therefore, it is satisfied that at low speeds $V_{bus} > 6E$ and at high speeds $V_{bus} < 6E$. While it is sufficient to simply apply pulse width modulation (PWM) to the phase current to reduce the CTR at low speeds, a higher voltage is needed to reduce the CTR at high speeds. Considering this, an auxiliary boost circuit topology that will control the bus voltage amplitude for reducing the CTR at high speeds is presented in this thesis. The proposed topology is connected between the input DC power supply and the three-phase inverter. The capacitor in the circuit is charged during the normal conduction period. During the commutation period, the charged capacitor is connected in series with the DC power supply via the switch circuitry to increase the DC bus voltage and the DC bus voltage (V_{bus}) is raised to a value equal to 6 times the back emf. To evaluate the performance of the proposed method, simulation and experimental studies were conducted at the Matlab®/Simulink® environment. For the practical implementation, digital signal processor (DSP) of EzDSP TMS320F28335 was utilized. According to the results of the simulation and experimentation, the proposed method could achieve an improvement up to %57.14 for the commutation torque ripple and a %57.2 for the commutation time comparing with the traditional method.

Keywords: Brushless DC Motor, Commutation current ripple, Commutation moment ripple, DC bus voltage control. DC-DC Converter.

EXTENDED ABSTRACT

A NEW TOPOLOGY FOR COMMUTATION TORQUE RIPPLE REDUCTION IN BRUSHLESS DIRECT CURRENT MOTOR DRIVES

Mehmet KARAYEL

Düzce University

Graduate School, Department of Electrical - Electronic Engineering

Doctoral Thesis

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Emre ÇELİK

November 2024, 106 pages

1. INTRODUCTION

Brushless direct current motors (BLDCMs) offer numerous advantages, including a simple structure, high starting torque, high efficiency, high power density, and wide speed range. These characteristics make them widely applicable in industrial, aviation, medical, and electric vehicle systems. However, during the commutation period, which involves switching the phase currents, torque ripples are generated. These commutation torque ripples (CTRs) have significant drawbacks, particularly in high-power-density applications, as they introduce issues such as vibration, noise, and speed fluctuations. These limitations restrict the deployment of BLDCMs in systems demanding high precision and performance. This research presents a novel topology aimed at mitigating unwanted CTR, thereby enhancing the operational scope of BLDCMs.

2. MATERIAL AND METHODS

Under ideal conditions, the phase currents in BLDCMs are of the rectangular waveforms that align with the back electromotive force (emf). However, practical systems produce trapezoidal current waveforms due to the finite rise and fall times, resulting in torque fluctuations. The discrepancy between the rise and fall times of the commutated phases becomes pronounced in BLDCMs operating at high speeds with a limited DC source voltage, where the incoming phase current completes its commutation more slowly than the outgoing phase current. This generates a significant current ripple in the noncommutation phase current. To address this problem, an auxiliary boost circuit topology is proposed. This circuit is introduced between the DC power supply and the inverter to elevate the DC bus voltage to the required level during commutation. It consists of two capacitors, one inductor and a switch circuitry. During the normal conduction period, the capacitor is charged. The charged capacitor is connected in series with the DC power supply via the switch circuitry during the commutation period, thus

boosting the DC bus voltage momentarily. Such an additional voltage compensates for the limitation of the primary power source, ensuring smoother commutation. Furthermore, the proposed design obviates the need for large-capacity components, as only a fraction of the required voltage and power is supplied by the auxiliary circuit introduced during the commutation period.

3. RESULTS AND DISCUSSIONS

To evaluate the proposed topology, extensive simulation and experimental studies were conducted under varying speed and load conditions. First, a mathematical model of the BLDCM drive system and the proposed auxiliary circuit was developed and simulated. The results demonstrated that the proposed method could effectively reduce CTR compared with the traditional method. Subsequently, a physical prototype of the BLDCM drive system incorporating the auxiliary boost circuit was developed. Experimental studies were conducted under identical conditions using both the proposed and traditional methods. A total of 38 tests were performed. The results confirmed a significant reduction in CTR and improved commutation time using our proposal. Additionally, the system's dynamic response to changes in speed reference and load torque was assessed, demonstrating superior performance under all tested conditions.

4. CONCLUSION AND OUTLOOK

This study introduced an auxiliary boost circuit topology to mitigate CTR in BLDCMs. The performance of the proposed method is evaluated by the simulation and experimental results. For the practical implementation, DSP of EzDSP TMS320F28335 was utilized. According to the results achieved, the proposed method could achieve an improvement up to %57.14 for the commutation torque ripple and a %57.2 for the commutation time comparing with the traditional method. While our proposal achieved significant improvements, the use of a fixed switching frequency for capacitor charging presents challenges. Specifically, this approach sometimes fails to maintain the capacitor voltage at the desired voltage value across different speeds, leading to undercharging or overcharging. To address these limitations, future work could explore metaheuristic algorithm-based controllers for adaptive and more effective capacitor charging. Additionally, further refinement of the auxiliary boost circuit design could enhance the system's overall performance and adaptability to diverse operational conditions.

1. GİRİŞ

Son zamanlarda, fosil yakıtların hızla azalması sebebiyle ortaya çıkan enerji krizi dünyada alternatif enerji kaynağı arama, mevcut enerjiyi daha verimli kullanma ve farklı yöntemler geliştirme gibi çeşitli alanlarda araştırma ve bilimsel çalışmalar yapılmasını zorunlu hale getirmektedir. Bu alanlardan bazıları otomotiv ve havacılık çalışmalarıdır. Günümüzde tüm dünyada olduğu gibi ülkemizde de taşımacılıkta fosil yakıt ile çalışan araçların yerine alternatif olarak geliştirilen ve hızla büyüyen bir pazara sahip elektrikli araçlardır. Elektrikli araçlar için bu gereksinimler göz önüne alındığında elektrikli araçlarda fırçasız doğru akım motor (FDAM) kullanımı daha cazip hale gelmektedir. Elektrikli araç sisteminin türü ve biçimine bağlı olarak elektrikli motor ve güç elektroniği sistemi, toplam üretim maliyetinin %25'inden daha fazlasını oluşturabilmekte ve bu durum araştırmacıların FDAM ve sürücülerini üzerindeki ilgisini daha çok artırmaktadır [1].

Son yıllarda, FDAM, elektrikli araçların otomotiv endüstrisindeki yaygınlığını kolaylaştırmak için yoğun bir araştırma konusu olmuştur. Manevra kabiliyeti, kompakt tasarımı ve hafifliği nedeniyle FDAM otomotiv endüstrisi, havacılık endüstrisi, medikal endüstrisi ve elektrikli el aletleri endüstrisi gibi çeşitli endüstrilerde yaygın olarak kullanılmaktadır [2].

FDAM basit yapısı, yüksek başlangıç momenti, yüksek verimlilik, yüksek güç yoğunluğu ve geniş hız aralığında çalışma gibi avantajlara sahip olması nedeniyle endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. FDAM fırça ve kollektörsüz yapısı ile faz komütasyonunun elektronik olarak gerçekleştirildiği göz önüne alındığında, fırçalı doğru akım (DA) motor veya indüksiyon motorlarına göre daha küçük hacim, daha az akustik gürültü, daha uzun ömür, fırçasız yapısı sayesinde çalışma sırasında aşınma ve kıvılcım sorunları olmamaktadır. Bundan dolayı daha güvenilir ve daha az bakım gereksinimi özellikleri ile otomotivde, sivil ve askeri havacılıkta, medikal uygulamalarda ve elektrikli ev aletlerinde kullanımı her geçen gün daha da artmaktadır[3], [4], [5].

FDAM'lerin asenkron ve DA motorlara göre olumlu yönleri aşağıdaki gibi sıralanabilir [6], [7].

- ✓ Fırçalı motorlarda doğrudan pozisyon kontrolü yapmak mümkün değilken, fırçasız motorlarda hassas pozisyon kontrolü yapılabilmektedir.
- ✓ FDAM'nin atalet momentleri asenkron motor ve DA motor gibi fırçalı motorlara göre aynı güç için daha düşük olduğundan referans değişimlerine veya elektriksel momente karşı daha hızlı tepki verir. FDAM'lerin moment/atalet oranı daha yüksektir
- ✓ FDAM'ler daha yüksek bir verime sahiptir. FDAM ihmal edilebilir rotor kayıpları olmasına karşılık, asenkron motorlarda rotor kayıpları oldukça fazladır. Bu kayıplar, asenkron motorun rotorunu mıknatıslamak için güç kaynağından ayrıca reaktif formda bir akım çekmesiyle önemli bir ısı oluşmasına neden olur. Ayrıca fırçalı motorlarda, fırça ve kollektörlerden kaynaklanan mekaniksel sürtünme nedeniyle ısınma meydana gelir. Bu durum, soğutmanın yeterli olmadığı ortamlarda çalışma akımı ve hızı sınırlanabilir. Fırçasız motorda ise sürtünmeden dolayı aşırı ısınma sorunu yoktur.
- ✓ FDAM'lerde kollektör ve fırçalar olmadığından boyları aynı güç değerine sahip DA ve asenkron motorlarına göre daha küçük ve hafiftir. Boyutlarının küçük olmasına karşılık yüksek güç yoğunluğuna yani akım/moment oranına sahiptir.
- ✓ FDAM'lerin statoruna uygulanan akımlar sadece moment üretmek için kullanılır. Asenkron motorlarda olduğu gibi uyarma alanı için endüktif karakterli mıknatıslama akımları ihtiyaç duymazlar. Bu durum, FDAM'nun aynı çıkış gücü için daha az akım çekmesi anlamına gelir.
- ✓ FDAM'lerin rotorları sabit mıknatıslı olduğundan DA motorlar için gerekli olan uyarım akımlarına ihtiyaç duymazlar.
- ✓ FDAM'lerde fırça ve kollektör bulunmadığından mekanik gürültü seviyesi çok düşüktür. Oldukça sessiz çalışırlar.
- ✓ FDAM'lerde Komutasyon elektronik olarak gerçekleştirildiğinden fırça ve kollektörlerde sürtünmeden dolayı meydana gelen kıvılcımlar oluşmamaktadır. Bu nedenle tehlikeli ortamlarda çalışabilme ve bakım gereksinimini azaltma imkânı sağlarlar.
- ✓ Hız kontrol olanakları çok iyidir. Asenkron motorlara nazaran kontrol edilebilen hız aralıkları daha geniştir.

Elektrik motorların üretiminde kullanılan mıknatısların manyetik özelliklerinin iyileştirilmesi ile ilgili hızlı ilerlemeler ve motor sürücü teknolojisindeki gelişmelere bağlı

olarak, endüstriyel uygulamaların vazgeçilmez parçası olan elektrik motor ve sürücülerinin verimini, çeşitliliğini ve kalitesini artırmak üzere odaklanmışlardır. Bu yapılan çalışmalar, yüksek verim, yüksek moment/ağırlık oranı ve düşük bakım gereksinimi olan sabit mıknatıslı senkron makinaların ortaya çıkmasına neden olmuştur [8].

Temel olarak sabit mıknatıslı senkron makinalar, çalışma gerilimlerine göre sabit mıknatıslı alternatif akım makineleri (SMAAM) ve sabit mıknatıslı doğru akım motorları (SMDAM) olmak üzere iki gruba ayrılır. SMAAM'lar stator sargılarında üretilen zıt elektromotor kuvveti (emk) dalga şekilleri dikkate alınarak, sinüsoidal ve trapezoidal olmak üzere iki gruba ayrılabilir. Zıt emk dalga şekli sinüsoidal olan SMAAM'lere sabit mıknatıslı senkron motor (SMSM), zıt emk dalga şekli trapezoidal olan SMAAM'lere ise fırçasız doğru akım motor (FDAM) olarak adlandırılır [9].

FDAM ve SMSM karşılaştırıldığında temel öne çıkan özellikler Çizelge 1.1'de verilmektedir [10], [11].

Çizelge 1.1. FDAMve SMSM'nin bazı özellikleri.

Karşılaştırma Türü	FDAM	SMSM
Besleme Gerilimi	Doğru Akım	Alternatif Akım
Zıt emk	Trapezoidal	Sinüsoidal
Güç Yoğunluğu	Yüksek	Düşük
Akım Dalga Şekli	Kısmi kare dalga	Sinüsoidal
Kontrol	Daha kolay (altı bölgeli komitasyon)	Daha Karmaşık (sürekli 3 faz sinüs dalga denetimi)
Anahtarlama Kayıpları	Düşük (Aynı anda sadece iki faza ait anahtar iletimde)	Yüksek (Aynı anda sadece üç faza ait anahtar iletimde)
Moment	Yüksek	FDAM'a göre daha düşük
Moment salınımı	Var	Yok
Gürültü	SMSM'ye göre yüksek	Daha düşük

Elektrik motorlarında çıkış momenti faz akımlarının toplamı ile zıt emk'nin çarpımı olduğundan sabit moment üretimi için sinüsoidal zıt emk'ye sahip SMSM sinüsoidal akımlarla, trapezoidal zıt emk'ye sahip FDAM ise 120° kare dalga akımlarla beslenmesi gerekir. Faz akımları veya zıt emk'nin ideal dalga şekillerinde herhangi bir sapma doğrudan moment salınımına neden olur [12]. Temel olarak moment salınımını

azaltılmasına yönelik çalışmalarda iki yöntem üzerine odaklanılmıştır. Birincisi, motorun tasarım aşamasında kullanılacak mıknatısın seçimi, mıknatısın yerleşim asimetrisi, hava boşluğu eksantrikliği, stator ve rotor manyetik tasarımı gibi parametrelere bağlı olarak indüklenen zıt emk'nin dalga şekilleri ayarlanmaya çalışılmıştır. İkincisinde ise motor sürücü sistemi geliştirilerek faz akımları dalga şekilleri ayarlanmaya çalışılmıştır. FDAM'de meydana gelen moment salınımları ile ilgili detaylı bilgi sonraki bölümlerde açıklanmaktadır.

FDAM performansını ve kullanım alanlarını önemli ölçüde kısıtlayan ve tezde ele alınan komütasyon moment salınımı azaltmaya yönelik çalışmalar ile ilgili geniş çapta literatür taraması yapılmıştır. Son zamanlarda komütasyon moment salınımı çeşitli kontrol yöntemleri arasında temel olarak kontrol yöntemlerine göre üç gruba ayrılabilir.

Birinci yöntem DA bara akım kontrolüne dayanmaktadır. Song ve arkadaşları 2004'te, tek bir DA akım sensörü ile komütasyon moment salınımını azaltmak için bir yöntem kullanmıştır. Bu yöntemde, komütasyon anında devreye giren ile devreden çıkan faz akımlarının değişimleri darbe genişlik modülasyonu (DGM) tekniği ile eşitlenerek komütasyon moment salınımı azaltılmıştır [13].

Shi ve arkadaşları 2013'te, moment salınımını azaltmak için üç segmentli modülasyon yöntemi önermiştir. Önerilen yöntemde, her bir DGM periyodu, komütasyon süresi boyunca üç ayrı kısma bölünmüş, uygun DGM oranları seçilerek devreye giren faz akımı ile devreden çıkan faz akımı değişim oranları eşitlenmiş ve moment salınımı azaltılmıştır [14]. Xia ve arkadaşları 2014'te, integral değişken yapı kontrolü kullanarak moment salınımını azaltmak için bir akım iyileştirme yöntemi önermiştir [15]. Kim ve arkadaşları 2006'da, komütasyon periyodu sırasında komütasyonsuz faza DGM uygulayarak, komütasyondan önce ve sonra komütasyonsuz fazın bozulmuş ortalama gerilimini eşitlemiş ve moment salınımını azaltmıştır [16]. Xia ve arkadaşları 2013'te, sonlu durum tahmine dayalı kontrol modeli moment salınımını azaltmak için önermiştir. Önerilen modelde komütasyon sırasında FDAM'ın ayrık zamanlı komütasyonsuz faz akım tahmin modeli oluşturulmuştur. Önceden tanımlanmış maliyet fonksiyonuna göre, en uygun anahtarlama durumu doğrudan seçilmiş ve bir sonraki örnekleme döngüsünün en uygun iletim durumu, dinamik yanıtı hızlandıran maliyet fonksiyonundan doğrudan elde edilmiştir [17]. Jiang ve arkadaşları 2012'de, komütasyon moment salınımını azaltmak için koordinat dönüşümü önermişlerdir [18].

Senthilnathan ve arkadaşı (2020) çalışmalarında, KMS azaltmak için hizteresiz tabanlı programlanabilir kapı dizisi denetleyici tekniği önermektedir. Önerilen teknikte motorun üç faz akımı ölçülerek her biri için ayrı ayrı hizteresiz denetleyici kullanılmaktadır. Komütasyon esnasında devreden çıkan faz akımı devreye giren faz akımının hizteresiz referans akımı olarak kullanılmakta ve devreye giren faz akımını referans akımına göre anahtarlanması sağlanmaktadır. Bu çalışmanın dezavantajları olarak, Her bir faz akımı ayrı ayrı ölçülerek birbirinden bağımsız hizteresiz denetleyici kullanılması Sİİ'nin yüksek işlem kapasitesine sahip olamasını gerektirmekte, hizteresiz denetleyicinin kullanılması nedeniyle evirici anahtarlarını yüksek anahtarlama yapması, dolayısıyla anahtarlama kayıpları ve titreşimlerinin artması anlamına gelmektedir. Ayrıca komütasyon esnasında komütasyona giren faz akımlarına anahtarlama görev oranı uygulanması komütasyon süresinin artması anlamına gelmektedir [19].

JunHwi ve arkadaşı 2020 çalışmalarında, KMS azaltmak için iyileştirilmiş DGM tabanlı anahtarlama tekniği önermektedir. Önerilen çalışmada FDAM iletim bölgesinde geleneksel iki fazlı anahtarlama tekniği kullanılmış, komütasyon bölgesinde ise değiştirilmiş üç faz fazlı anahtarlama tekniği kullanılmıştır. Komütasyon bölgesinde zıt emk değerine bağlı olarak DGM görev oranı ve komütasyon süresi hesaplanmıştır. Yapılan çalışmalarda KMS etkili bir şekilde azaltıldığı gösterilmiştir.

Birinci yöntem KMS azaltılmasında etkili tekniktir. Ancak, bu teknikte komütasyon esnasında faz akımlarının değişimlerini ayarlamak için hızlı değişen faz akımı DGM uygulanarak yavaş değişen faz akımına eşitlemeye çalışılmaktadır. Bu nedenle, komütasyon süresi uzamakta ve anahtarlama kayıplarının artmasına neden olmaktadır.

İkinci yöntem, moment kontrolüne dayanmaktadır. Lu ve arkadaşları 2008'de, sınırlı DA bara geriliminin etkisini dikkate alarak normal iletim ve komütasyon süresi boyunca ortalama momenti sabit tutmak için gerçek zıt emk'ye dayanan DGM stratejisi önermiştir [20]. Liu ve arkadaşları 2007'de, moment salınımını azaltmak için bir doğrudan moment kontrolü (DMK) geliştirmişlerdir. Tasarlanan DMK ile komütasyon anında çalışma modu uyarlamalı olarak momentin dinamik karakteristiği, geliştirilen moment farkı tarafından belirlenmiştir [21]. Zhou ve arkadaşları 2016'da, çıkıntılı kutuplu FDAM için sensörsüz bir doğrudan moment kontrolü (DMK) yöntemi önermiştir. Bu yöntemde, elektromanyetik momenti tahmin etmek için stator akım tahmincisi ve faz kilitlemeli çevrim kullanılmıştır. Çalışma performansı ve yük değişimlerindeki sağlamlığı iyileştirilmiş ve kararlı çalışma hızı 33 d/d gibi düşük bir değere indirilmiştir [22]. Carey

ve arkadaşları 2019’da, sensörsüz FDAM için bir hibrit kontrol şeması önermiştir. Önerilen yöntem, parametre belirsizliklerine karşı güçlü bir dayanıklılığa sahiptir ve geniş bir hız aralığında uygulanabilmektedir [23]. Shi ve arkadaşları 2017’de yapılan çalışmada, moment eğimine bağlı olarak ana vektör ve yardımcı vektörden oluşan iki anahtarlama tablosu oluşturulmuş ve hem ideal olmayan zıt emk hem de komütasyon anında faz akımlarının değişiminin neden olduğu moment salınımı, iki tip vektörün kombinasyonu ile etkin bir şekilde azaltılmıştır [24]. Sheng ve arkadaşları 2015’te, motorun moment dalgalanmasını bastırmak için tek döngülü bir moment kontrol algoritması önermiştir. Bu çalışmada, birim çevrim gücü, ortalama momentin referans momenti takip etmesini sağlamak için geri besleme momenti olarak kullanılmış, moment salınımı ve donanım karmaşıklığı azaltılmıştır. Yüksek hız aralığında komütasyon moment salınımı, yukarıdaki bastırma yöntemleriyle etkin bir şekilde azaltılmakta, ancak sabit DA-bara gerilimi nedeniyle komütasyon süresi uzamaktadır [25].

Bu teknikte, KMS azaltılmasında etkili tekniktir. Ancak, yüksek anahtarlama gereksinimi, karmaşık denetim yapısına ve uzun komütasyon süresi bu tekniğin dezavantajı olarak söyleyebiliriz.

Üçüncü yöntem ise DA bara gerilim kontrolüne dayanmaktadır. Komütasyon moment salınımını azaltmak için, istenen DA bara gerilimini elde etmek amacıyla sürücü devresine çeşitli DA- DA dönüştürücüler eklenmektedir.

Xiaofeng ve arkadaşı 2006’da, bir düşürücü (buck) dönüştürücüyü üç fazlı eviricinin girişine eklemiştir. İstenilen DA bara gerilimi, dönüştürücünün görev döngüsü (Duty-cycle) kontrol edilerek elde edilmiştir. Önerilen yöntem, düşük hız aralığında etkili olmaktadır [26]. Hu ve arkadaşları 2019’da, tek fazlı bir FDAM için H-köprüsünü ve LRC devresini birleştiren bir gerilim düzenleme devresi önermiştir. Sonuçlar, akustik gürültünün ve komütasyon moment salınımının açıkça azaldığını göstermiştir [27]. Shi ve arkadaşları 2010’da, DA bara gerilimini kontrol etmek için tek uçlu birincil indüktör dönüştürücü (SEPIC) modeli önermiştir. Önerilen modelde evirici, güç kaynağı tarafından seçici anahtarlar ile komütasyon dışı (iletim) durumunda beslenmekte, komütasyon anında ise SEPIC dönüştürücü tarafından beslenmektedir. Bu anahtarlama yöntemi ile, komütasyon anında gerekli olan DA bara gerilimi ($V_{\text{bara}} = 6E$) SEPIC dönüştürücü tarafından sağlandığından moment salınımı etkin bir şekilde azaltılmaktadır [28]. Viswanathan ve arkadaşları 2018’de, iyileştirilmiş SEPIC dönüştürücü ile üç seviyeli bir nötr nokta kenetlemeli çevirici birleştirilerek DA bara gerilim kontrolü

önermiştir. Önerilen çalışma, karışık yapıya sahip olması ile birlikte moment salınımı ve harmonik bileşenleri azaltmaktadır [29]. Li ve arkadaşları 2016'da, komütasyon moment salınımını azaltmak için, Z-kaynaklı evirici ile ateşleme vektörü ve aktif vektör görev döngüleri düzenleyen bir stratejisi önermiştir. Önerilen strateji sonuçlarında, komütasyon moment salınımının yaklaşık %10 azaldığı gösterilmiştir [30]. Xia ve arkadaşları 2016'da, ayarlanabilir komütasyon gerilimi elde etmek için yarı Z-kaynak ağına sahip kontrol stratejisi tasarlamıştır [31]. Jiang ve arkadaşları 2016'da, DA bara gerilimini kontrol etmek için endüktif olmayan bir gerilim düzenleyici yapı sunmuştur. Önerilen yapıda, geniş hız aralığında komütasyon moment salınımı azaltılmıştır [32]. Chen ve arkadaşları 2017'de, CUK dönüştürücü yapısına dayanan yeni bir FDAM için komütasyon moment salınımını azaltma stratejisi önermiştir. Önerilen strateji ile Komütasyon anında ve normal iletim anında CUK dönüştürücünün çıkış modları sırasıyla düşürücü-yükseltici (buck-boost) ve yükseltici (boost) şeklinde uygulanmış, tüm hız aralığı boyunca komütasyon moment salınımı azaltılmıştır [33].

Viswanathan ve arkadaşı (2018) çalışmalarında komütasyon moment salınımını azaltmak için modifiye edilmiş tek uçlu birincil indüktör dönüştürücü (SEPIC) ve 3 seviyeli diyot kenetlemeli çoklu seviyeli evirici (DKÇSE) kullanmışlardır. FDAM dönüş hızına bağlı olarak evirici bara gerilimini iyileştirilmiş SEPIC dönüştürücüdeki 4 adet gerilim seçici güç anahtarı ile komütasyon anında ihtiyaç duyulan gerilim değerini ayarlamak için kullanmaktadır. Çalışma 2 seviyeli invertere göre yüksek devirde 80 KHz frekansta daha iyi sonuç verdiği görülmektedir. Ancak sistemin yüksek frekansta çalışması ve üretim maliyetinin çok yüksek olması dezavantajlarındandır [34].

Achary ve arkadaşları (2020) çalışmalarında, evirici bara gerilimini yükseltecek devre topolojisi ve gerilim modülasyon şeması önermektedir. Önerilen yöntemde, FDAM'nin düşük ve yüksek hızlarda moment salınımı azaltılması için iki ayrı modülasyon kullanılmıştır. Düşük hızlarda evirici bara gerilimi komütasyon geriliminden daha yüksek olduğundan darbe genişlik modülasyonu (DGM) işlemi ile moment salınımını azaltmaktadır. Yüksek hızlarda ise DA kaynağına paralel bağlı iki kondansatör şarj edilmektedir. Komütasyon anında kondansatörler arasında bulunan güç anahtarının iletime alınmasıyla evirici beslemesi iki kondansatör üzerinden DA kaynak geriliminin iki katına çıkarılmakta ve ihtiyaç duyulan komütasyon gerilimi değerine göre DGM işlemi uygulanmaktadır [35].

Akhil ve arkadaşları (2022) çalışmalarında, komütasyon moment salınımını azaltmak için

hibrit CUK DA-DA dönüştürücü topolojisi önermektedir. Geleneksel CUK dönüştürücü topolojisinde DA kaynağı ile dönüştürücü arasında enerji akışını denetlemek için iki güç anahtarı kullanılırken bu çalışmada ise bir anahtar ve bir diyot kullanılmaktadır. İletim bölgesinde yüksek hızlarda önerilen dönüştürücüde bulunan kondansatör gerekli olan evirici bara geriliminin yalnızca DA kaynağından farkı kadar şarj edilmekte ve komütasyon anında dönüştürücü anahtarı açılarak DA kaynağına seri şekilde eviriciye bağlamaktadır. Bu sayede düşük kapasite seviyelerinde gerekli evirici bara gerilimi elde edilerek etkili bir KMS azaltma işlemi gerçekleştirmektedir [36].

Bu tez çalışması altı bölümden meydana gelmektedir.

Birinci bölüm olan bu bölümde; günümüzde FDAM'ın günümüzdeki kullanım alanları, avantaj-dezavantajları, diğer motorlar ile karşılaştırmaları ve tezin çalışma konusu olan komütasyon moment salınımı ile ilgili son zamanlarda yapılan bazı literatür çalışmaları verilmiştir.

İkinci bölümde; FDAM'ların yapısı, çeşitleri, çalışma prensibi, üç faz matematiksel modellemesi, FDAM'da meydana gelen moment salınımı çeşitleri, komütasyon moment salınımının analizi ve matematiksel modeli ve son olarak FDAM denetim teknikleri detaylı olarak sunulmuştur.

Üçüncü bölümde; FDAM sürücü sistemi tasarımı gerçekleştirilmiştir. Bu bölümde, FDAM'ın kararlı durum analizi yapılmış, sürücü sisteminin sayısal işaret işleyici (Sİİ) tabanlı donanımı ile ilgili bilgiler ayrı ayrı verilmiştir.

Dördüncü bölümde; Önerilen sürücü sisteminin tasarımı, topolojisi ve çalışma prensibi ayrıntılı olarak verilmektedir.

Beşinci bölümde; Önerilen FDAM sürücü sisteminin komütasyon moment salınımının azaltılmasında etkinliğini vurgulamak için önce bilgisayar ortamında benzetimi, sonrasında ise üretilen sürücü sistemi ile uygulaması hem geleneksel yöntem hem de önerilen yöntem ile aynı çalışma durumlarında gerçekleştirilmiştir. Farklı hız ve yük değerlerinde elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak bu bölümde sunulmuştur.

Altıncı ve son bölümde; sonuçlar ve önerilere verilmiştir.

2. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARI

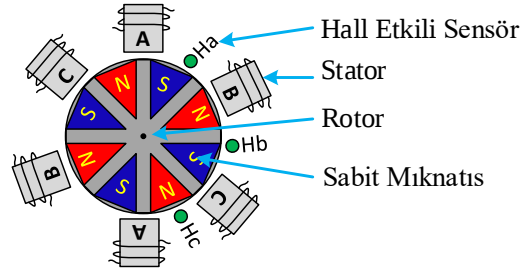
1960'lı yıllarda, T. G Wilson ve PH Trickey, Lorentz'in kuvvet yasasına dayanan FDAM fikrinin temelini oluşturan katı hal elektronığının geliştirilmesiyle komütasyonlu Doğru Akım (DA) motorlarını çalıştırmak için çeşitli deneyler gerçekleştirdiler[37], [38]. O yıllarda yarıiletken anahtarlama elemanları ve mıknatıs teknolojisinde yeterli ilerleme olmadığından yeni icat edilen elektrik motorunun kullanılmaya başlaması 1980'li yıllara kadar gecikmiştir. Mıknatıslar ve yarıiletken teknolojisindeki gelişmeler FDAM diğer motorlara göre çok güçlü bir alternatif haline getirmiştir [39].

Geleneksel fırçalı doğru akım motorlarında stator sargılarına uygulanan sabit akıma bağlı olarak sabit bir manyetik alan, rotor sargılarına kollektör ve fırçalar üzerinden uygulanan akım ile döner bir manyetik alan oluşturulur. Bu sayede stator ve rotor sargılarında oluşan manyetik alanlar etkileşime girerek motorda döndürme momenti meydana gelir. Rotor sargılarına uygulanan akımın yönü, rotorun konumuna bağlı olarak kollektör ve fırçalar üzerinden değiştirilerek rotor sargılarında döner bir manyetik alan oluşur. Bu tip motorlarda komitasyon (Akım yönü değişimi) mekanik olarak yapılır. Geleneksel fırçalı DA motorlarının verimi ve momenti yüksek olmasına rağmen fırça ve kollektöre ihtiyaç duymaları en büyük dezavantajlarıdır. Motorun çalışma esnasında, fırçalar sürtünmeye bağlı aşınmakta, sıklıkla bakıma ihtiyaç duymakta ve komütasyon esnasında oluşan arklar nedeniyle motor çok fazla ısınmaktadır.

FDAM'ler statoru üzerinde üç faz akım uygulanarak döner bir manyetik alanın oluşturulduğu sargıları, rotorunda sabit bir manyetik alan oluşturması için sabit mıknatıslar bulunan ve ürettiği zıt emk dalga şekli trapezoidal olan senkron motorlardır. Rotorunda sabit mıknatıslar olması nedeniyle fırça ve kollektöre ihtiyaç duymamaktadır. Bu motorlar, geleneksel DA motorlardaki alan sargıları ile indüksiyon motorlarındaki stator sargılarına uygulanan faz akımlarıyla meydana getirilen hava aralığı manyetik akı bileşenini doğrudan rotoruna yerleştirilmiş sabit mıknatıslardan üretirler. FDAM'lerin statoruna uygulanan faz akımlarında indüksiyon motorlarında olduğu gibi rotor mıknatıslanması için manyetik bileşene ihtiyaç duymazlar. Bu nedenle, FDAM'ler indüksiyon motorlara göre aynı enerji değeri ile daha yüksek çıkış gücü elde edilir[40].

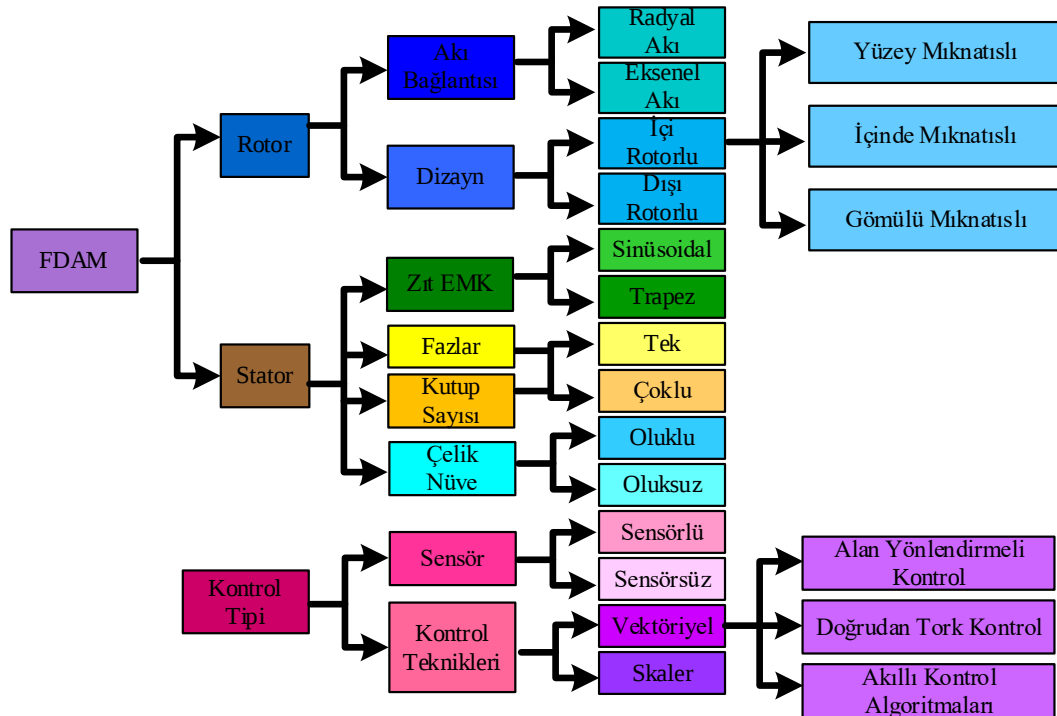
2.1. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARININ YAPISI

Fırçasız doğru akım motorları genel olarak rotor, stator ve konum algılayıcılardan meydana gelmektedir. Klasik doğru akım motorların komütasyon işlemi mekanik olarak fırça ve kollektör üzerinden gerçekleştirilirken, FDAM elektronik komütasyon yapılmasından dolayı fırça ve kollektöre ihtiyaç duymamaktadır. FDAM genel yapısı Şekil 2.1’de gösterilmektedir.



Şekil 2.1. FDAM genel yapısı.

FDAM’ler yüksek verim, güç yoğunluğu, yüksek hız ve pozisyon denetimi, düşük bakım ve güvenilirlik vb. gibi özellikleri sayesinde endüstriyel makineler, elektrikli ev aletleri, havacılık ve otomotiv gibi birçok alanda farklı yapıda kullanılmaktadır [19-23]. Şekil 2.2’de FDAM çeşitleri ve denetim algoritmaları gösterilmektedir.

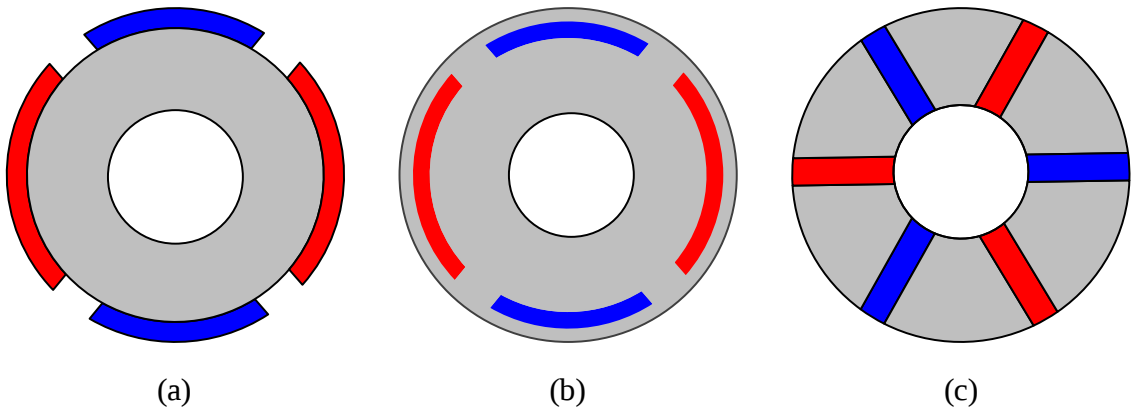


Şekil 2.2. FDAM çeşitleri ve denetim algoritmaları.

2.1.1. Rotor Yapısı

FDAM’de rotor, sabit mıknatısların monte edildiği dönen kısımdır. Sabit mıknatıslar rotor üzerine birbirine bitişik stator sargıları ile karşılıklı değişik monte şekline göre dikdörtgen kesitli veya radyal olarak özel yapıştırıcılar ile sabitlenerek kutuplar oluştururlar. Rotorlarda kutup sayısı, maksimum dönme hızıyla ters orantılıdır. Mıknatıslar FDAM’nin en önemli parçalarından biridir. Motorun güç yoğunluğuna göre rotor kutuplarında farklı tipte mıknatıslar kullanılmaktadır. FDAM’de kullanılan mıknatıslar B-H düzleminde geniş bir histeresiz döngüye sahiptir. Günümüzde çok çeşitli mıknatıs malzemeler bulunmakla birlikte FDAM rotor kutuplarında en çok Alüminyum-niket-kobalt (Al-Ni-Co), Neodyum-Boron-Demir (Nd-B-Fe), Samaryum-Kobalt (Sm-Co) ve Ferit gibi manyetik malzemeler kullanılmaktadır. Nd-B-Fe mıknatıslar, en yüksek güç yoğunluğuna sahiptir. Ferrit mıknatıslar ise ucuz maliyetinden dolayı en yaygın kullanılan mıknatıs çeşididir[41], [42].

FDAM’lerde sabit mıknatıslar rotor üzerine değişik şekillerde monte edilmektedir. Rotorun üzerine yerleştirilen mıknatısların monte ediliş biçimine göre motorlarda farklı çalışma özellikleri meydana gelmektedir. Şekil 2.3’te sabit mıknatıs montajına göre rotor çeşitleri bulunmaktadır [43].



Şekil 2.3. FDAM sabit mıknatıs yerleşimine göre rotor çeşitleri. (a) Dış yüzeye monteli, (b) İç yüzeye monteli, (c) Oluklara monteli.

FDAM’lerde sabit mıknatıslar temelde üç farklı şekilde yerleştirilebilmektedir[44], [45], [46]. Birincisi, Şekil 2.3 (a)’da gösterildiği gibi dış yüzey monteli tip FDAM’dir. En çok kullanılan tip rotorlar olup mıknatıslar, rotorun dış yüzeyine özel tutturucu ile monte edilirler. Bu düzenleme tasarım açısından rotor üretimi kolay olmakta ve sabit mıknatıslar stator kutupları karşısında herhangi bir manyetik kesintiye uğramadan hava boşluğuna

baktığından akı yoğunluğu oldukça yüksek ve tutma (cogging) momenti daha küçüktür. Dış yüzeye monteli tip FDAM'nin en önemli dezavantajı mıknatıslar, çelik nüveli rotorun yüzeyine yapıştırıldığından mekanik sağlamlığı çok düşüktür. Yüksek hızlarda merkez kaç kuvvetinden dolayı mıknatıslar rotordan kopabilirler. Bu nedenle, genellikle 3000 d/d'nin üzerindeki yüksek hızlı uygulamalar için tercih edilmezler. [47].

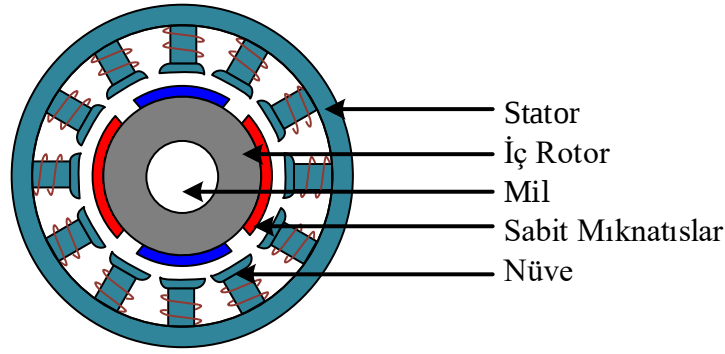
İkinci düzenlemede Şekil 2.3 (b)'de gösterildiği gibi iç yüzeye monteli tip FDAM'dir. Bu rotor tipinde sabit mıknatıslar rotorun nüvesinde bulunan oluklara yerleştirilmektedir. Oluklara yerleştirilen mıknatıslar, rotora tamamen ve mekanik olarak gömüldüğünden bu tip rotorlar yüzey monteli tiplere göre daha sağlamdır. Bu durum yüzey monteli tip FDAM'lerin en büyük dezavantajı olan düşük mekanik dayanıklılığına göre oldukça yüksek mekanik dayanıklılığa sahiptir. Bu nedenle bu tip rotora sahip FDAM'ler yüksek hızlı uygulamalar için elverişlidir ve uyartım için elde edilen akı yoğunluğu yüzey monteli tipler için daha fazladır. Bu tip rotora sahip motorların q-ekseni endüktansı, d-ekseni endüktansına oranla rotor konumuna bağlı olarak yaklaşık 2-2,5 kat daha yüksek olabilir[48].

Üçüncü düzenlemede Şekil 2.3 (c)'de gösterildiği gibi oluklara monteli tip FDAM'dir. Bu tip rotorlarda sabit mıknatıslar, rotor nüvelerinin ortasına açılan kanallara sırasıyla radyal veya aksel olarak yerleştirilir. Bu rotor tipinin mekanik yapısı çok sağlamdır. Bu nedenle yüksek hızlı uygulamalar için uygundur. Bu tip rotorun üretimi yüzeye ve iç yüzeye monteli tip rotorlara göre üretimi daha zor, karmaşık ve pahalı olduklarından dolayı yüksek enerji yoğunluğu gerektiren uygulamalar için uygun değildir. Bu rotor tipleri genelde düşük enerji yoğunluğuna sahip ve ferrit gibi düşük maliyetli mıknatıslarla sınırlandırılabilir.

Fırçasız DA motorlar, rotorun içerde veya dışarda bulunmasına göre iç rotorlu ve dış rotorlu FDAM olarak iki gruba ayrılır.

2.1.1.1. İç Rotorlu Fırçasız DC Motorlar

İç rotorlu FDAM, dış tarafında faz akımlarının uygulandığı sabit endüvi sargıların bulunduğu kısım olan stator, iç tarafında ise motorun hareketli kısmı olan ve sabit mıknatısları taşıyan rotordan oluşmaktadır. Bu tip motorlar yapısal olarak asenkron ve senkron motorlara benzemektedirler. Bu motorların en önemli özellikleri, düşük eylemsizlik yüksek moment/atalet oranına sahip olmalarıdır. Şekil 2.4'te İç rotorlu fırçasız doğru akım motoru yapısı gösterilmektedir.

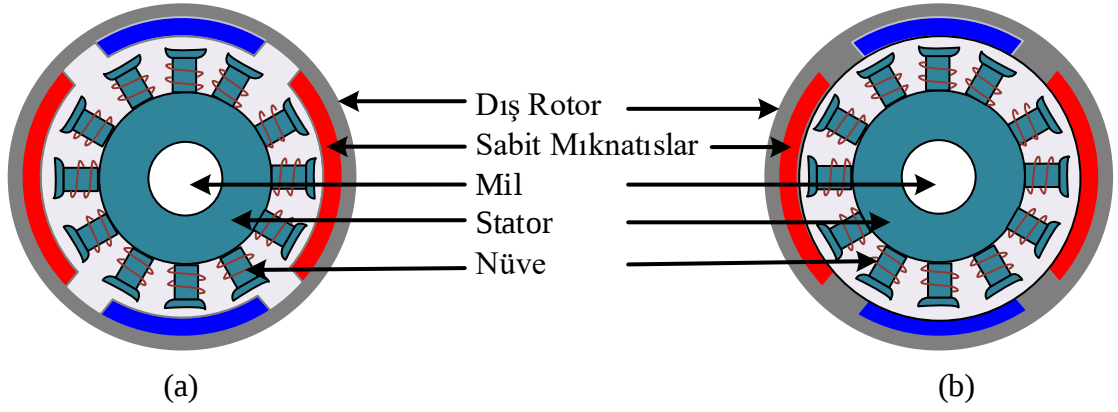


Şekil 2.4. İç rotorlu FDAM yapısı.

İç rotorlu yapının dış rotorlu yapıya göre önemli olumsuz tarafları, motorun yüksek hızlarda merkez kaç kuvvetinden dolayı sabit mıknatısların rotor üzerinden çıkma ihtimalinin olması, üretiminin daha zor ve daha maliyetli olmasıdır. İç rotorlu FDAM endüstride genellikle hassas pozisyon ve hız denetimi gerektiren CNC tezgahlarında, servo motor ve kompresör uygulamalarında kullanılmaktadır.

2.1.1.2. Dış Rotorlu Fırçasız DC Motorlar

Motorun hareketli kısmı olan rotorun endüvi sargılarını taşıyan statorun dış tarafına yerleştirilmesi ile oluşturulan ve en yaygın kullanılan fırçasız doğru akım motor yapılarından biridir. Şekil 2.5'te Dış rotorlu FDAM dış yüzeye monteli ve iç yüzeye monteli yapısı gösterilmektedir. Bu tip motorlar yapısal olarak fırçalı doğru akım motorlara benzemektedirler. Bu tür motorlarda endüvi sargılarının statorun dış tarafına yerleştirilmesi üretim sürecini önemli ölçüde kolaylaştırmaktadır. Sabit mıknatısları taşıyan rotorun dış tarafta olması, iç motorlu motorlarda meydana gelen yüksek hızlarda mıknatısın kopma ihtimali ortadan kalkmaktadır. Motorun yüksek hızlarda oluşan merkez kaç kuvveti, rotordaki sabit mıknatısları rotora daha sıkı tutunmasını sağlamaktadır. Ancak rotor dış tarafta olması ile mıknatıslar dış etkilere daha fazla maruz kalmakta ve kırılma riski bulunmaktadır. Bu tip motorlarda, iç rotorlu yapıya göre daha düşük akı yoğunluğu gerektiğinden düşük maliyetli ferrit mıknatıslar daha fazla kullanım alanı bulmuştur. Bu tip motorlar yüksek eylemsizliğe sahip olduklarından düşük vuruş momenti, ani moment değişimlerine karşı sabit hızda çalışma ve daha sessiz çalışma özelliklerine sahiptirler[49], [50].



Şekil 2.5. Dış rotorlu FDAM yapısı. (a) Dış yüzeye monteli, (b) İç yüzeye monteli.

Genellikle dış rotorlu motorlarda hareket eden rotorda oluşan merkez kaç kuvveti mıknatısların rotora daha sıkı tutunmasını sağladığından kolay üretim ve düşük maliyet avantajlarından dolayı Şekil 2.5 (a)'daki gibi rotor yüzeyine bir yapıştırıcı ile tutturulur.

2.1.2. Stator Yapısı

Fırçasız doğru akım motorlarında stator, döner elektromanyetik alanı oluşturan endüvi sargılarından ve nüveden oluşan hareketsiz kısımdır. Nüve, manyetik geçirgenliği yüksek, elektriksel kayıpları en aza indirecek şekilde yumuşak silisli sacların paketlenmesinden yapılır. Endüvi sargılarının motorun hareketsiz kısmı olan statorda bulunması, döner manyetik alan oluşturmak amacıyla uygulanan enerji için fırça kollektör gibi ek donanım ihtiyacı duymamaktadır ve sargılarda meydana gelen ısı dışarıya daha kolay aktarılmaktadır.

2.1.3. Hava Aralığı

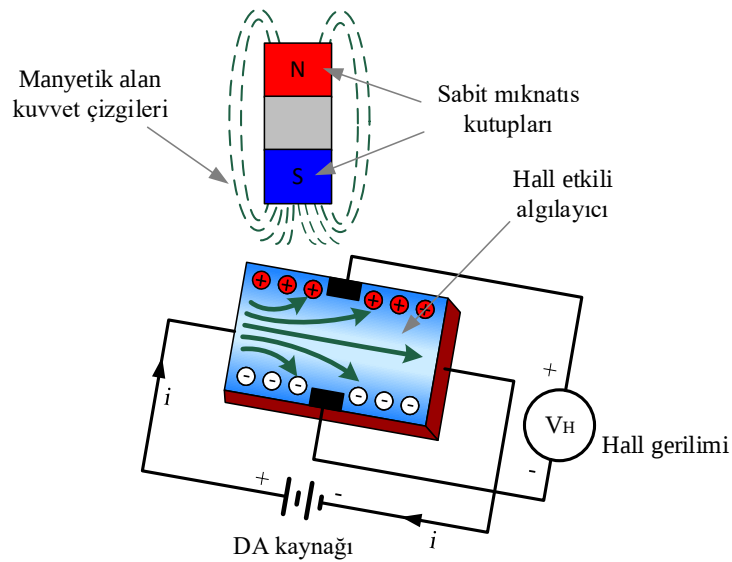
Hava aralığı, döner elektrik makinalarında hareketli rotor ile sabit stator arasındaki fiziksel aralığı ifade etmektedir. Hava aralığı döner elektrik makinalarının performansına ve güvenilirliğine önemli derecede etki eden tasarım parametresidir. Hava boşluğunun boyutlarına ilişkin toleranslar, gevşek yataklar ve çalışma sırasında rotordaki salınımlar dikkate alınarak rotor stator arasındaki teması önleyecek büyüklükte olması gerekir. Aynı zamanda hava boşluğunun mümkün olduğunca küçük olması gerekir. Çünkü hava boşluğundaki aralık arttıkça sabit mıknatısların meydana getirdiği manyetik akının etkisinin zayıflamasına neden olur. Bu durumun sonucunda motorun verimi ve performansını olumsuz yönde etkilenir. Aynı zamanda hava boşluğunun düzgün olması da son derece önemlidir. Hava boşluğu eksantrik olduğunda motorda titreşim ve gürültü

meydana gelmektedir. Gürültü tek başına büyük bir sorun oluşturmazsa da hem gürültü hem de titreşim motor performansını azaltmakta ve motor bileşenlerinin normalden daha hızlı aşınmasına yol açmaktadır[51], [52], [53].

2.1.4. Konum Algılayıcısı

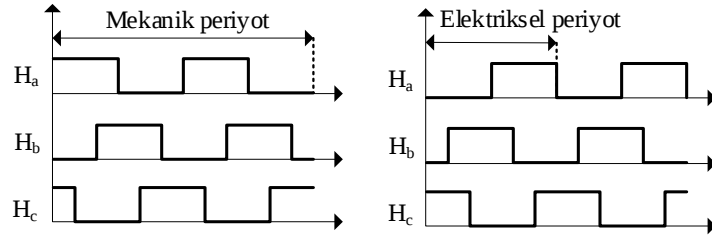
Geleneksel fırçalı motorlarda stator sargılarından geçen akım aynı zamanda fırça kollektörler üzerinden rotora aktarıldığı için komütasyon işlemi mekanik olarak yapılmaktadır. FDAM’de fırça kollektör düzeneği olmadığından komütasyon işlemi elektronik olarak gerçekleşmektedir. Elektronik komütasyon işlemi için ise rotorun gerçek konumunun bilinmesine ihtiyaç vardır. FDAM’nin endüvi sargılarına uygulanan gerilim rotor konumu ile doğrudan bağlantılıdır. Motorda maksimum moment elde etmek için stator akısı ile rotor akısı arasındaki açının 90° ’ye yakın olması gerekir. Bu nedenle FDAM rotor konumunun ölçülmesinde enkoder, resolver, fotoelektrik, hall etkili gibi farklı algılayıcılar kullanılmaktadır[54], [55].

FDAM’da komütasyon elektriksel çevrim başına sadece 60° aralıklarla konum bilgisine ihtiyaç duyduğundan konum algılayıcısı basit yapıda olabilmekte ve en yaygın kullanılan konum algılayıcısı hall etkili algılayıcılardır [56]. Hall etkili algılayıcılar, elektrik akımı taşıyan bir iletken manyetik alan içinde tutulduğu zaman, manyetik alanın hareketli yük taşıyıcıları üzerinde onları bir tarafa doğru itme eğiliminde olan enine bir kuvvet uyguladığını belirten Hall etkisi teorisine dayanmaktadır. Şekil 2.6’da Hall etkili algılayıcı ve yapısı gösterilmektedir.



Şekil 2.6. Hall etkili algılayıcı ve yapısı.

FDAM’de genelde stator sargıları arasına üç adet hall etkili algılayıcı kullanılır ve mekanik 30° , 60° veya 120° aralıklarla yerleştirilirler [8]. Rotor manyetik kutupları Hall algılayıcıların yakınından geçtiğinde, N ve S kutuplarına göre yüksek veya düşük sinyal verir. Bu üç algılayıcının sinyal kombinasyonuna dayanarak komütasyon sırası belirlenir. Şekil 2.7’de H_a , H_b ve H_c konum algılayıcılarının mekanik 60° aralıkla yerleştirilmesiyle elde edilen sinyaller gösterilmektedir.

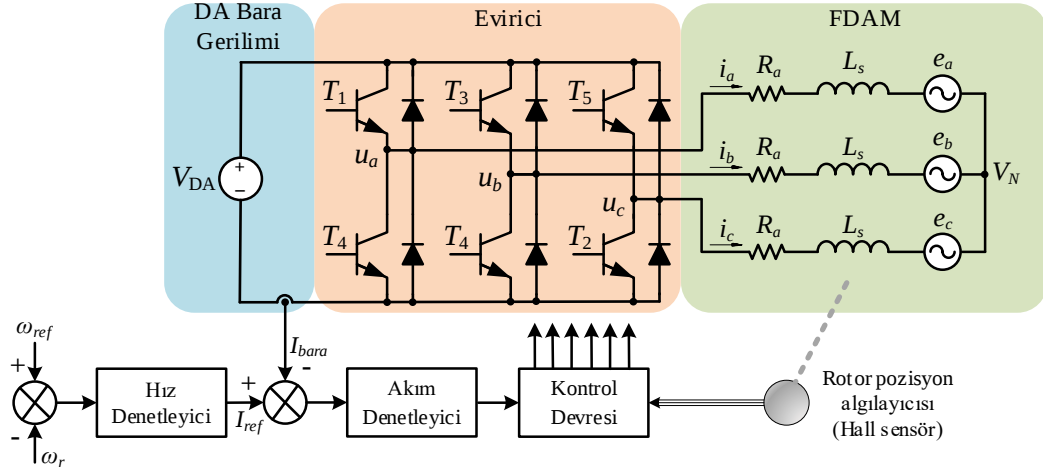


Şekil 2.7. Hall etkili algılayıcı çıkış sinyalleri (a) Saat yönünde (b) Saat yönünün tersi yönde

2.2. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARININ ÇALIŞMA PRENSİBİ

FDAM sürücü sistemi, doğru akım kaynağına bağlı yarıiletken güç anahtarlarına sahip H köprü evirici devresi ve kontrol devrelerini içeren sayısal işaret işleyici (Sİİ) algoritmalarından oluşur. Fırçasız doğru akım motorunun stator sargıları, bir fazlı ya da üç fazlı bir H-köprü yapısına sahip bir evirici üzerinden beslenir. Rotorda bulunan sabit mıknatıslar, N ve S kutupları oluşturacak şekilde yan yana yerleştirilir. DA kaynağına bağlı evirici devresindeki güç anahtarları rotor konumuna bağlı olarak sırasıyla anahtarlanır. Rotorun konum bilgisi rotora yerleştirilen konum algılayıcısından alınarak Sİİ’ye aktarılır ve eviricinin hangi anahtarının ilettime alınacağı belirlenir [8]. Stator sargılarına uygulanan akımın oluşturduğu manyetik alan ile rotorda bulunan sabit mıknatısların oluşturduğu manyetik alanın etkileşimi sonucu itme çekme kuvvetine bağlı olarak motorda döndürme momenti meydana gelir[57], [58]. Bir FDAM sürücü sisteminin klasik kontrol algoritması Şekil 2.8’de verilmektedir. Motor sürücüsü, referans hız bilgisi ile motorun hız bilgisi arasındaki farkı bir hız denetleyicisine aktarır. Hız denetleyicisi hız farklarına bağlı olarak referans akım değeri üretir ve bara akımı ile farkını alarak akım denetleyicisine aktarır. Akım denetleyicisi ise akım farklarına bağlı olarak evirici bloğunda bulunan güç anahtarlarının Darbe genişlik modülasyonu (DGM) görev oranlarını değiştirerek stator sargılarına uygulanan gerilimi kontrol eder[59], [60].

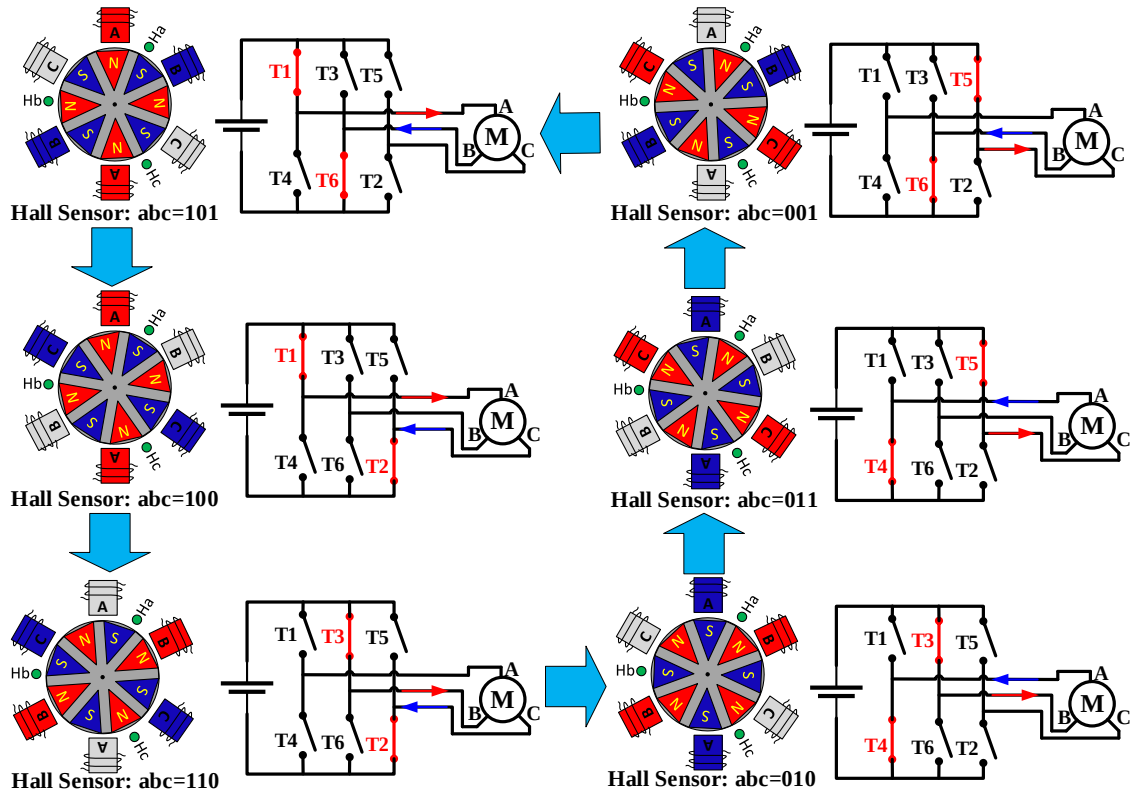
Stator sargılarına uygulanan gerilim doğrudan motor hızına etki ettiğinden motor hız denetimi gerçekleştirilmiş olur.



Şekil 2.8. Bir fırçasız doğru akım motor sürücü sisteminin klasik kontrol modeli.

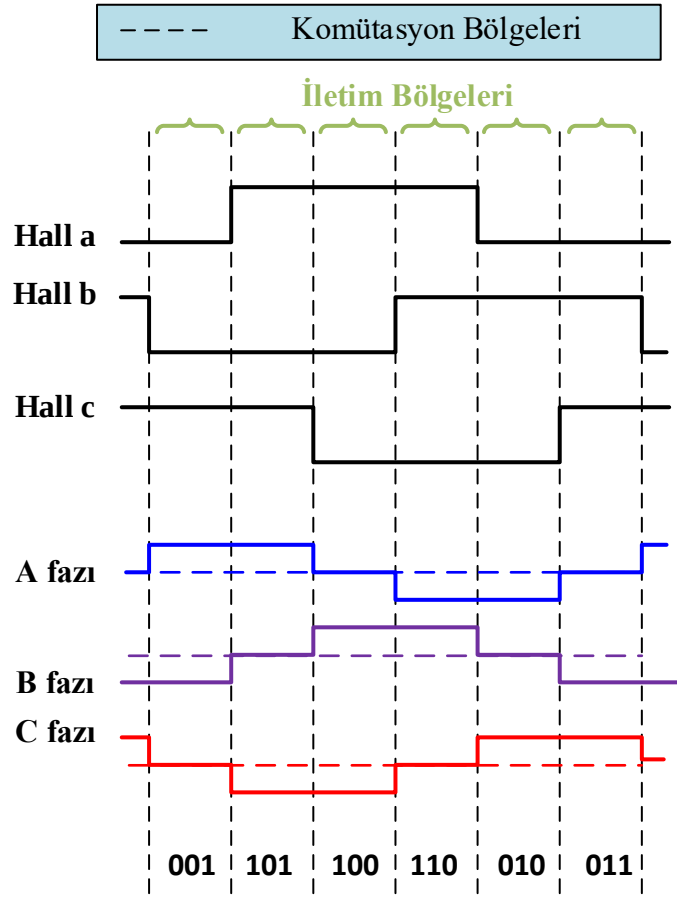
FDAM elektronik komütasyon ile denetimi yapılan motor olması sebebiyle çalışma prensibi iletim bölgesi ve komütasyon bölgesi olmak üzere iki bölgeye ayrılır. Bir elektriksel çevrim içerisinde stator faz sargıları 120° boyunca iletimdedir ve her 60° de bir iki faz sargısında komütasyon meydana gelir [61]. Üç fazlı bir FDAM rotorun konumunu algılamak için üç Hall sensörü gerekir. Üç Hall sensörü ("a", "b" ve "c") 60° aralıklarla stator üzerine monte edilirken, hall sensörlerinden gelen konum bilgisine göre üç faz sargılarından sadece ikisi enerjilenir ve diğer sargı boşta bırakılır. Sargıların enerjilenmesi H köprü yapılı evirici devresinde bulunan yarıiletken anahtarların tetiklenmesi ile gerçekleştirilir [62], [63].

Şekil 2.9'de saat yönünün tersine dönüş için üç fazlı bir FDAM sürücü evirici devresindeki yarıiletken anahtarların iletim ve kesim durumları ve komütasyon sırasını göstermektedir. Her 60° dönüş için, Hall sensörlerinden biri durumunu değiştirir; 360° elektriksel döngü 6 adımda tamamlanmaktadır. Üç fazlı FDAM için komütasyon anı bir döngüde 6 defa meydana gelmektedir. Her bir komütasyon anında üç fazlı H köprü eviricinin bir üst anahtarı (T_1, T_3, T_5) ve bir alt anahtarı (T_2, T_4, T_6) iletime geçirilir.



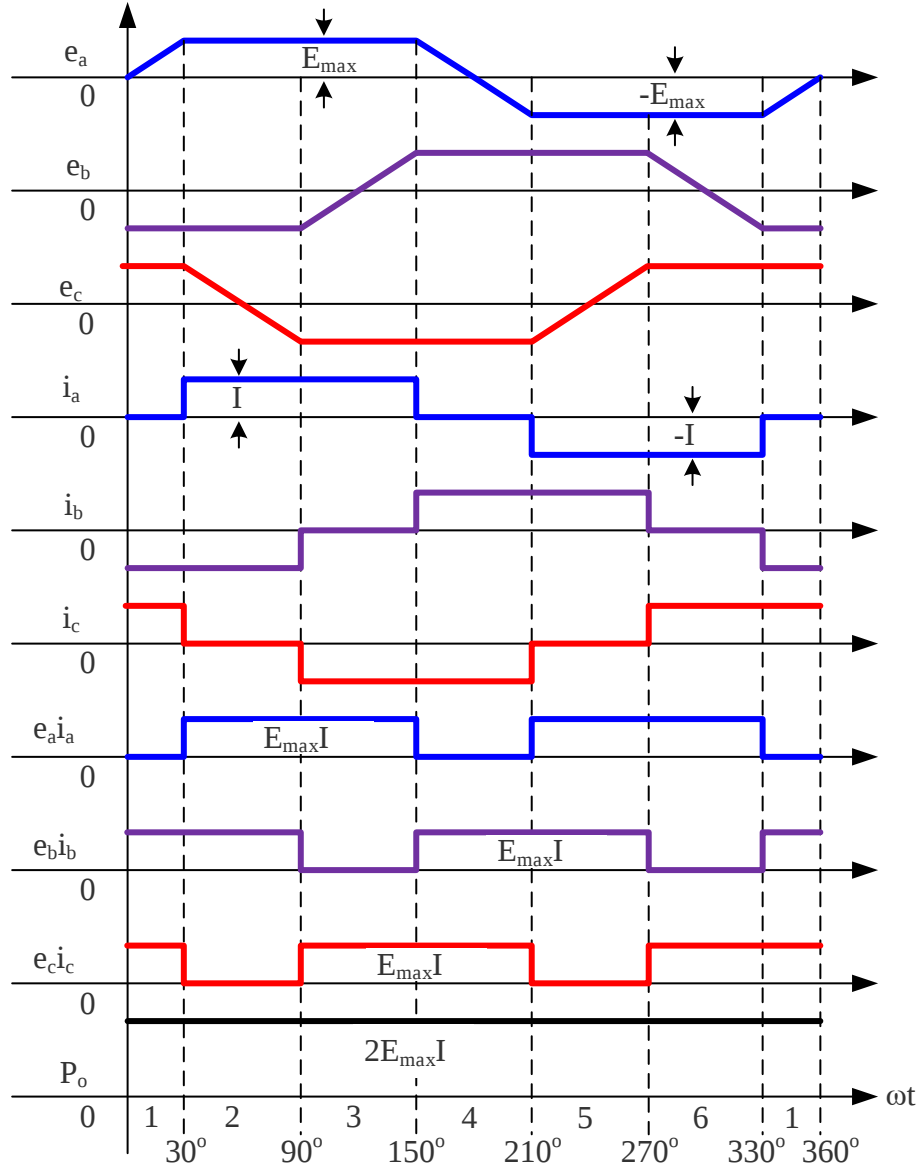
Şekil 2.9. Üç fazlı FDAM komütasyon sırası.

Şekil 2.10’de faz sargılarının (A, B ve C) Hall sensörü H_a , H_b ve H_c sinyallerine göre gerilim uygulandığı dalga şekilleri gösterilmektedir. Dalga şekilleri incelendiğinde, stator faz sargılarının her biri bir elektriksel döngünün $2/3$ ’ü kadar sürede iletimde olduğu ve üzerinden akım aktığı görülmektedir.



Şekil 2.10. Hall sensörlerine göre faz sargılarının dalga şekilleri.

FDAM faz akımları, döndürme momenti üretebilmesi için stator sargılarına sırasıyla ve elektriksel 120° faz farklı uygulanır. Stator sargılarına uygulanan akım, evirici hat akımı I 'ya eşit ve tepe bölgesi 120° boyunca dikdörtgen veya kısmi dikdörtgen formatındadır. FDAM tarafından üretilen zıt emk ve faz akımı dalga şekilleri aynı fazdadır [64]. Bu durumda rotor manyetik alanı ve stator manyetik alanı birbirine 90° 'lik bir dik açıya sahip olduğundan maksimum güç ve moment üretilir. Güç, akım ve gerilimin çarpımı olduğu için her bir fazın ürettiği güç $E_{\max}I$ 'dır. FDAM elektriksel döngünün her anında iki faz akımı iletimde olduğundan toplam güç sabit $2E_{\max}I$ değerine eşittir. Şekil 2.11'de bir elektriksel döngüde FDAM'e ait faz akımları, üretilen zıt emk'ler, her faz için üretilen güç ve toplam çıkış gücü dalga şekilleri gösterilmektedir.



Şekil 2.11. FDAM'e ait dalga şekilleri.

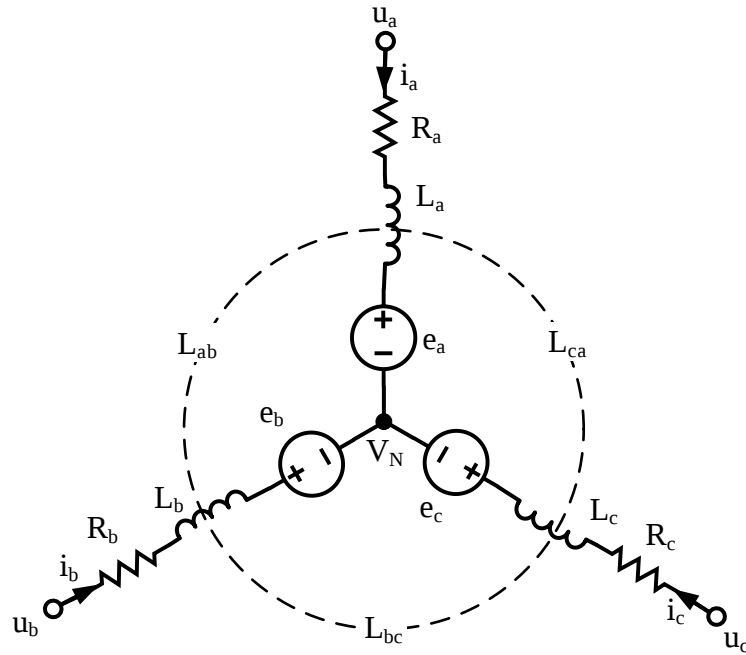
2.3. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUNUN ÜÇ FAZ MATEMATİKSEL MODELLENMESİ

Elektrik motorlarının denetiminde genellikle matematiksel modele ihtiyaç duyulur. Bu işlem bir motorun davranışını geçici ve kalıcı durumda analizinin ve denetiminin yapılabilmesi için oldukça önemlidir. Üç fazlı bir motorun modellenmesinde genellikle üç yapı kullanılmaktadır. Bunlar, değişkenlerin stator referans düzleminde ifade edilmesi (iç faz model), değişkenlerin rotor referans düzleminde ifade edilmesi (iki faz d-q model) ve değişkenlerin iki faz sabit düzleminde ifade edilmesi (iki faz α - β model) [65].

Matematiksel model doğrusal sistemlerde durum değişkenlerinin gerçek değerleri alınarak oluşturulurken, doğrusal olmayan sistemlerde değişkenler belirli durumlarda sabit, belirli durumlarda ise eşit kabul edilerek oluşturulur[66].

2.3.1. Stator Referans Düzleminde FDAM'ın Matematiksel Modeli

FDAM'nin matematiksel modeli oluşturulurken değişkenler ile ilgili bazı varsayımlar ve kabuller yapılması gerekmektedir. Bunlar, stator sargılarının Şekil 2.12'de gösterildiği gibi yıldız bağlı ve dengede olduğu kabul edilmektedir. Bu kabule bağlı olarak, stator sargılarının direnç, endüktans ve karşılıklı endüktans değerlerinin sabit olduğu kabul edilmiştir.



Şekil 2.12. FDAM'nin üç faz eşdeğer devresi.

Şekil 2.12'deki devreye kirchhoff'un gerilim kanunu uygulandığında FDAM'nin üç faz gerilim eşitliği denklem (2.1)'de verilmektedir.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ca} \\ L_{ab} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{bc} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Burada, u_a, u_b, u_c terminal faz gerilimlerini, i_a, i_b, i_c faz sargı akımlarını, e_a, e_b, e_c zıt emk gerilimlerini, L_a, L_b, L_c sargıların endüktans değerini ve L_{ab}, L_{bc}, L_{ca} sargılar arasındaki karşılıklı endüktans değerlerini temsil etmektedir.

FDAM stator sargıları simetrik olduğundan üç faza ait sargıların direnç değerleri ve endüktans değerleri birlerine eşittir. Bu eşitlikler;

$$L_a = L_b = L_c = L_s \quad (2.2)$$

$$L_{ab} = L_{bc} = L_{ac} = M \quad (2.3)$$

$$R_a = R_b = R_c = R_s \quad (2.4)$$

Şeklinde ifade edilebilir. Burada, R_s stator direncini, L_s ise senkron endüktansını temsil etmektedir. Denklem (2.1)'de verilen gerilim eşitlikleri denklem(2.5)'de olduğu gibi yeniden yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Denklem (2.5)'deki zıt emk, rotor açısal hızı ile sabit mıknatıs tarafından sağlanan ve denklem (2.6)'da verilen rotordaki manyetik akıya bağlıdır.

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -\omega_r \psi_m \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin (\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin (\theta_r + \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Burada, ω_r elektriksel hızı, θ_r elektriksel pozisyonu ve ψ_m denklem (2.6)'daki zıt emk eşitlikleri denklem(2.5)'de yerine konulursa elde edilen FDAM'nin üç faz gerilim eşitliği;

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & M & M \\ M & L_s & M \\ M & M & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \omega_r \psi_m \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin (\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin (\theta_r + \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

FDAM üç fazlı yıldız bağlı bir eşdeğer devreye sahip olduğundan stator faz akımları sıfırdır ($i_a + i_b + i_c = 0$). Dolayısıyla a fazına ait akım değeri $i_a = -(i_b + i_c)$ olur. Denklem(2.7) yeniden düzenlenirse Denklem(2.8) elde edilir.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s - M & 0 & 0 \\ 0 & L_s - M & 0 \\ 0 & 0 & L_s - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \dots \\
&\dots - \omega_r \psi_m \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin (\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin (\theta_r + \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix}
\end{aligned} \tag{2.8}$$

Denklem(2.8) FDAM faz akımları eşitliklerinin elde edilmesi için gerekli düzenlemeler yapılarak durum uzay formunda akım ifadeleri denklem(2.9)'da olduğu gibi elde edilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{L_s - M} - \left\{ \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_r \psi_m \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin (\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ \sin (\theta_r + \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \right\} \tag{2.9}$$

FDAM'un toplam güç ifadesi her bir sargıya uygulanan akım ile indüklenen zıt emk değerinin çarpımı ile elde edilmektedir. Güç denklemleri ifadesi;

$$P_a = e_a i_a \tag{2.10}$$

$$P_b = e_b i_b \tag{2.11}$$

$$P_c = e_c i_c \tag{2.12}$$

$$P_o = P_a + P_b + P_c \tag{2.13}$$

Fırçasız DA motorda moment, enerjilenen stator fazlarıyla rotor kutuplarının aynı hizaya gelme eğilimi ile üretilir. FDAM'da üretilen momentin genel ifadesi;

$$T_e = \frac{P_o}{\omega_m} = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \tag{2.14}$$

Burada ω_m rotorun mekanik hızıdır. Denklem (2.14)'e göre FDAM tarafından sabit moment üretilmesi, fazların ürettiği güçlerin toplamının ve rotorun mekanik hızının sabit olmasına bağlıdır. Dolayısıyla, hız ve faz akımlarındaki değişim doğrudan torku etkilemektedir. Mekanik açısal hız ile elektriksel açısal hız arasındaki ilişkiyi motorun kutup sayısı (P) belirler. Denklem(2.15) ve (2.16)'da sırasıyla elektriksel açısal hız (ω_e) ve elektriksel konum eşitlikleri verilmektedir.

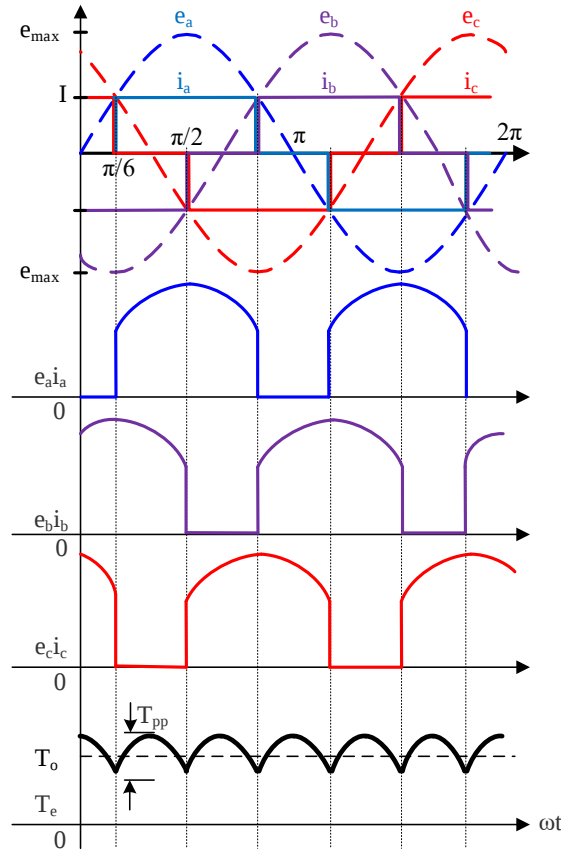
$$\omega_e = \frac{P}{2} \omega_m \quad (2.15)$$

$$\frac{d}{dt} \theta = \omega_e \quad (2.16)$$

Motorun elektromanyetik moment denklemi; T_L yük momentine, J eylemsizlik momentine ve b sürtünme faktörüne bağlı olarak denklem(2.17)'deki gibi ifade edilir.

$$T_e = J \frac{d\omega}{dt} + b\omega_m + T_L \quad (2.17)$$

Çalışmada, sinüsoidal zıt emk'ye sahip SMSM kısmi kare dalga akımlarla sürüldüğünden dolayı motorda üretilen çıkış momenti dalga şeklinde salınımlar meydana gelmektedir. Şekil 2.13'de SMSM sargılarına uygulanan faz akımları, sinüsoidal dalga zıt emk ve üretilen moment dalga şekilleri verilmektedir.



Şekil 2.13. SMSM sargılarına uygulanan faz akımları, sinüsoidal dalga zıt emk ve üretilen moment dalga şekilleri.

Denklem (2.14)'de verilen elektriksel momentin $\pi/6 \leq \theta_r \leq \pi/2$ arasındaki anlık faz güçleri denlem (2.18)'deki gibidir.

$$\begin{aligned} e_a i_a &= e_a(\omega_r t) I \\ e_b i_b &= -[e_a(\omega_r t - 2\pi/3)] I \\ e_c i_c &= 0 \end{aligned} \quad (2.18)$$

Deneklem (2.18)'ye göre toplam elektriksel momentin anlık ifadesi denklem (2.19)'daki gibi yazılabilir

$$T_e = \frac{I}{\omega_m} [e_a(\omega_r t) - e_a(\omega_r t - 2\pi/3)] \quad (2.19)$$

SMSM'nin zıt emk dalga şekilleri sinüsoidal olduğundan denklem (2.19), denklem (2.20)'deki gibi yeniden yazılabilir.

$$T_e = \frac{E_{max} I}{\omega_m} \sqrt{3} \sin(\omega_r t + \pi/6) \quad (2.20)$$

Denklem (2.20)'de verilen eşitliğin $\pi/6 \leq \theta_r \leq \pi/2$ aralığında ortalaması alınarak ortalama moment eşitliği denklem (2.21)'deki gibi hesaplanabilir

$$T_o = \frac{E_{max} I}{\omega_m} \sqrt{3} \underbrace{\frac{1}{(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{6})} \int_{\pi/6}^{\pi/2} \sin\left(\omega_r t + \frac{\pi}{6}\right) d\theta_r}_1 = \frac{3\sqrt{3} E_{max} I}{\pi \omega_m} \quad (2.21)$$

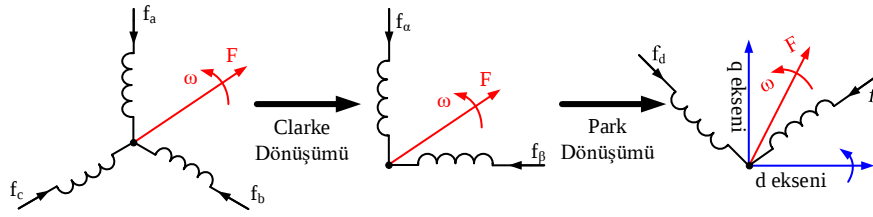
Denklem (2.20) ve denklem (2.21) kullanılarak tepeden tepeye moment salınım faktörü (MSF) denklem (2.22)'deki gibi hesaplanabilir.

$$MSF = \frac{T_{pp}}{T_o} = \frac{\frac{E_{max} I}{\omega_m} \sqrt{3} [\sin(\frac{\pi}{2}) - \sin(\frac{\pi}{3})]}{\frac{3\sqrt{3} E_{max} I}{\pi \omega_m}} = 0,14 \quad (2.22)$$

Denklem (2.22)'de elde edilen sonuca göre komütasyon anında meydana gelen akım salınımları tamamen yok edilse bile SMSM'nin ürettiği sinüsoidal zıt emk dalga formundan dolayı çıkış momentinde %14 oranında salınım meydana geleceği anlaşılmaktadır.

2.3.2. Referans Düzlem Dönüşümleri

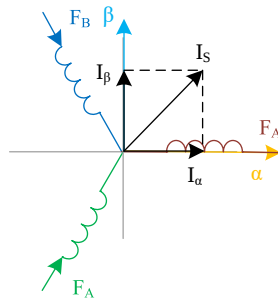
Üç fazlı Alternatif akım motorların denetimi için matematiksel model oluşturmak karmaşık ve kontrol algoritmalarının uygulanması zordur. Bu nedenle, üç fazlı düzlemde referans iki fazlı d-q düzlemine dönüşüm yaygın olarak kullanılan bir tekniktir[67]. Üç fazlı alternatif akım motorların modellenmesi yapılırken, faz düzlemleri arasında dönüşüm gerçekleştirilir. Faz dönüşümü genellikle üç fazlı düzlemde referans iki faz sabit düzleme (Clarke dönüşümü) veya referans iki faz sabit düzlemde çok fazlı düzleme (Ters Clarke dönüşümü) dönüşüm olarak adlandırılır. Ayrıca referans iki faz sabit düzlemde birbirine 90° dik iki faz rotor düzlemine (Park dönüşümü) ve birbirine 90° dik iki faz rotor düzleminden referans iki faz sabit düzleme (Ters Park dönüşümü) şeklinde gerçekleştirilir [68]. Şekil 2.14'te referans düzlem dönüşümleri verilmektedir.



Şekil 2.14. Referans düzlem dönüşümleri.

2.3.2.1. Clarke Dönüşümü ($a, b, c \leftrightarrow \alpha, \beta$)

Clarke dönüşümü yöntemi kullanılarak, motor sinyalleri üç faz stator sabit düzlemde iki faz birbirine 90° dik referans sabit düzleme dönüştürülür. Üç faz sabit düzlemde iki faz sabit düzleme dönüştürme için Clarke dönüşümü kullanılır. Faz dönüşümleri ile motor modellemesinde değişkenlerin sayısı azaltılmakta ve çözüm kolaylaştırılmaktadır. Şekil 2.14'de Clarke dönüşüm bileşenler gösterilmekte ve fazör diyagramında a fazına ait düzlem ile α fazına ait düzlem aynı yönde oldukları kabul edilmiştir.



Şekil 2.15. Clarke dönüşüm bileşenleri.

Statorda bulunan üç faza ait değişkenlerin referans iki faz döner düzleme dönüşümü için Clarke dönüşümü kullanılır. Bu dönüşüm denklem (2.18)'de verilmiştir.

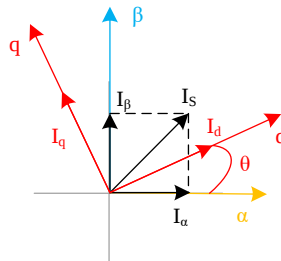
$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Referans iki faz döner düzleminden üç faz düzleme dönüşüm için Ters Clarke dönüşümü kullanılır. Bu dönüşüm denklem (2.19)'da verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

2.3.2.2. Park Dönüşümü $(\alpha, \beta) \leftrightarrow (d, q)$

Park dönüşüm yöntemi, iki faz birbirine 90° dik referans sabit düzleminden iki faz rotor düzlemine iki faz rotor döner düzleminden, iki faz birbirine 90° dik referans sabit düzleme dönüşüm için kullanılır. Şekil 2.16'te Park dönüşümünde bileşenlerine ait vektör diyagramı verilmiştir.



Şekil 2.16. Park dönüşüm bileşenleri.

İki faz döner düzlem bileşenleri $(\alpha-\beta)$, iki faz sabit düzlem bileşenlerine $(d-q)$ Park dönüşümü kullanılarak aktarılır. Bu dönüşüm;

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

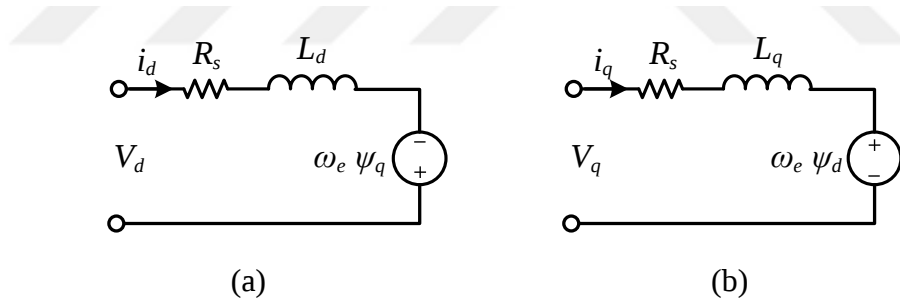
İki faz sabit düzlem bileşenleri (d-q), iki faz döner düzlem bileşenlerine (α - β) Park dönüşümü kullanılarak aktarılır. Bu dönüşüm;

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Denklem (2.25) ve (2.26)'de f_d ve f_q rotor referans düzleminde stator d-q fazör bileşenlerini, θ_r rotor açısını ifade etmektedir. Burada d-q fazör bileşenlerini ait akım ve gerilim değişkenleri bu denklemler kullanılarak tespit edilebilir.

2.3.3. Rotor Referans Düzleminde FDAM'nin Matematiksel Modeli (d-q model)

FDAM modellenmesinde kullanılan bir diğer yöntem de stator değişkenlerinin rotor referans düzlemine aktararak elde edilen d-q modelidir. Bu modelde stator değişkenleri dönen rotor referans düzlemine aktarılır. Serbest uyarımlı senkron makinaları modeline benzeyen bu modelde hesaplama yapmak daha kolay ve hızlıdır. Üç faz düzlemdeki akım ve gerilim değişkenleri sırayla Clarke dönüşümü ve park dönüşümü yöntemleri kullanılarak rotor referans düzlemine taşınmaktadır. Şekil 2.17'de FDAM d-q eşdeğer devresi verilmektedir.



Şekil 2.17. Rotor referans düzleminde FDAM modeli (a) d eksenini eşdeğer devresi, (b) q eksenini eşdeğer devresi.

Şekil 2.16'da akım ve gerilim eşitlikleri üç fazdan iki faza park dönüşümü kullanılarak aktarılmaktadır. FDAM'nin rotor referans düzleminde stator gerilim eşitlikleri denklem (2.22) ve (2.23)'deki gibi elde edilir.

$$V_d = r_s i_d + \frac{d}{dt} \psi_d - \psi_q \omega_e \quad (2.27)$$

$$V_q = r_s i_q + \frac{d}{dt} \psi_q - \psi_d \omega_e \quad (2.28)$$

Burada V_d ve V_q d ve q eksen gerilimlerini, i_d ve i_q d ve q eksen akımlarını, ψ_d ve ψ_q ise d ve q eksen akı ifadeleri, denklem (2.29) ve (2.30)'de verilmektedir.

$$\psi_q = L i_q \quad (2.29)$$

$$\psi_d = L i_d + \psi_m \quad (2.30)$$

Akı ifadeleri denklem (2.27) ve (2.28)'de yeniden yazılacak olursa;

$$V_d = r_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - L_q i_q \omega_e \quad (2.31)$$

$$V_q = r_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + L_d i_d \omega_e + \omega_e \psi_m \quad (2.32)$$

İfadesi elde edilir. Denklem (2.31) ve (2.32)'de gerekli düzenlemeler yeniden yapılırsa i_d ve i_q denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilir,

$$\frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} \{V_d - r_s i_d + L_q i_q \omega_e\} \quad (2.33)$$

$$\frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} \{V_q - r_s i_q + L_d i_d \omega_e - \omega_e \psi_m\} \quad (2.34)$$

FDAM'nin ürettiği elektromanyetik momentin ifadesi denklem (2.35)'da verilmektedir.

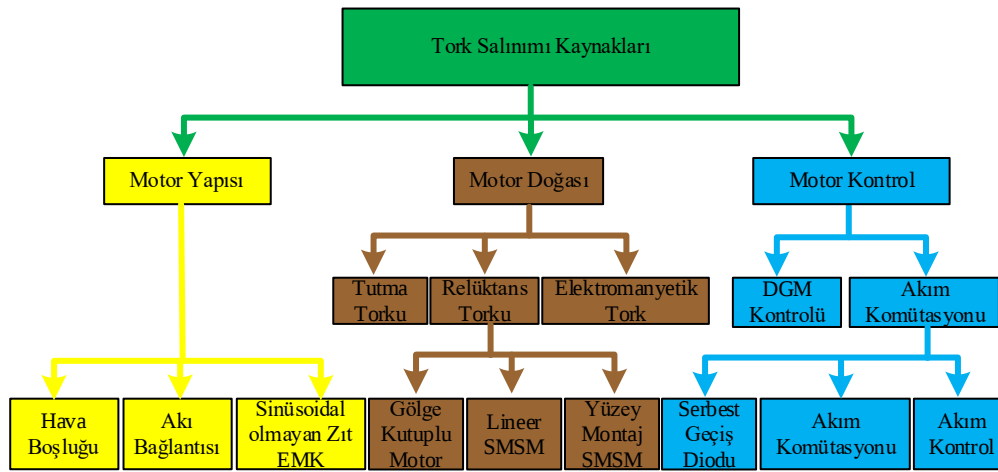
$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\psi_m i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2.35)$$

Burada P motorun kutup sayısını, $\psi_m i_q$ ifadesi mıknatıs tarafından üretilen momenti ve $(L_d - L_q) i_d i_q$ ifadesi ise relüktans farkından kaynaklanan relüktans momentini ifade etmektedir. Son olarak FDAM'nin hız eşitliği (2.36)'da verilmektedir.

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{3}{2} \frac{p}{J} \{(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \psi_m\} - \frac{B \omega_m}{J} - \frac{T_m}{J} \quad (2.36)$$

2.4. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARINDA MOMENT SALINIMI

FDAM basit yapısı, yüksek verimlilik ve güvenilirlik, hassas hız ve pozisyon denetimi vb. özellikleri nedeniyle endüstride sıklıkla tercih edilmektedir. Ancak, FDAM'nin çalışması sırasında stator sargılarına uygulanan faz akımlarının değişmesi (komütasyon) sırasında motorun çıkış momentinde salınımlar meydana gelmektedir. Bu salınımlar FDAM en önemli dezavantajlarından olup yüksek güç yoğunluğu gerektiren uygulamalarda kullanımını kısıtlamaktadır[69]. Moment salınımı çeşitli nedenlerden dolayı meydana gelir. Şekil 2.18'de FDAM moment salınımı kaynakları gösterilmektedir.



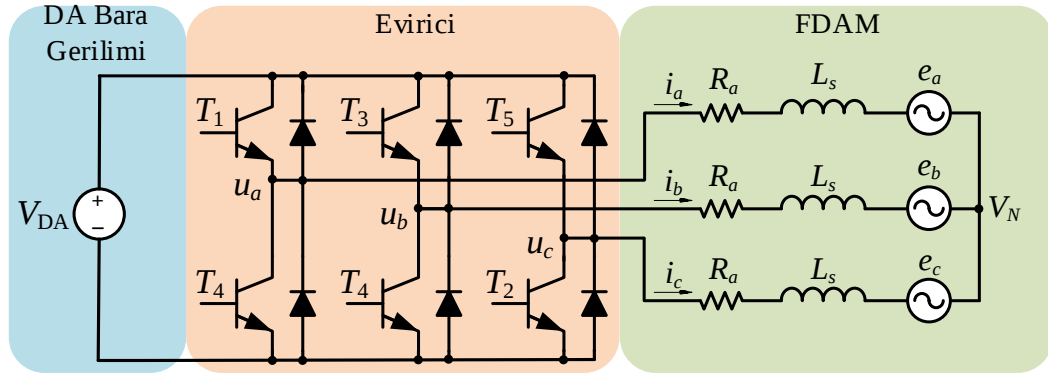
Şekil 2.18. FDAM moment salınımı kaynakları.

Moment salınımı genel olarak altı sınıfa ayrılabilir [70]. Birincisi; sabit mıknatıslar ve stator arasındaki manyetik etkileşimden kaynaklanan vuruntu moment (cogging torque) salınımidir [71], [72], [73]. Vuruntu momentinin toplam moment salınımindaki etkisi çok azdır ve stator olukları veya mıknatıs eğimleri ayarlayarak nominal momentin %1'inin altına düşürülebilir [74], tüm stator sargılarının özdeş olmamasından kaynaklanan zıt elektromotor kuvveti (emk) etkisinden dolayı oluşan moment salınımidir. Bu salınım motor tasarımı ve üretimi aşamasında giderilebilir [75]. İkincisi; stator akımının histerezis veya darbe genişliği modülasyon (DGM) kontrolünün bir nedeni olan yüksek frekanslı moment salınımidir. Bu tarz salınım ise daha yüksek bir anahtarlama frekansında çalıştırılarak ve aktif-pasif filtre devreleri kullanılarak azaltılabilir. Üçüncüsü; ölü zaman ve sıfır akım kenetlenmesinden doğan moment salınımlarıdır. Bu salınımlar moment salınıma kayda değer katkıda bulunmadığından genellikle göz ardı edilir [76]. Dördüncüsü; FDAM'ın sinüzoidal akım ile denetiminden kaynaklanmaktadır [71].

Sonuncusu ise komütasyon anında faz akımlarının değişiminde oluşan farklılığa bağlı moment salınımlarıdır ki bu salınım “komütasyon moment salınımı” olarak bilinir ve genliği korkunç şekilde ortalama momentin %50'sine varabilmektedir. Yüksek performans gerektiren uygulamalarda komütasyonun vuruntusuz, hassas, salınımsız ve hızlı bir şekilde gerçekleşmesi gerekmektedir.

2.4.1. Komütasyon Moment Salınımı ve Analizi

Üç fazlı FDAM DA kaynağa bağlı H köprü yapılı yarıiletken anahtarlarının hall sensörlerinden gelen bilgiye göre tetiklenmesi ile kontrol edilir. Her bir elektriksel döngüde üç faz stator sargılarının ikisi enerjilendirilirken diğer faz sargısı boşa bırakılır. Bu işlem her bir elektriksel döngüde altı defa yarıiletken anahtarların ikisi iletime alınarak gerçekleşir. FDAM, kare dalga faz akımları ile beslenir ve yamuk (trapezoidal) zıt emk dalga biçimine sahiptir. Teorik olarak stator sargılarına her ne kadar kare dalga akım uygulansa da pratikte stator sargılarının endüktans özelliği ve stator yapısı nedeniyle komütasyon anında uygulanan akımın yükselmesi ve devreden çıkarılan akımın düşmesi elektriksel zaman sabiti ($t=L/R$) kadar sürede meydana gelir. Akımların değişim sürelerinin farklı olması moment salınımı oluşmasına neden olmaktadır.



Şekil 2.19. Evirici Beslemeli FDAM eşdeğer devresi.

Şekil 2.19'deki devreye kirchhoff'un gerilim kanunu uygulandığında;

$$u_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + V_N \quad (2.37)$$

$$u_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + V_N \quad (2.38)$$

$$u_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + V_N \quad (2.39)$$

Denklemleri elde edilir. Denklem (2.37), (2.38) ve (2.39) ifadeleri matris formda denklem (2.40)'deki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_N \\ V_N \\ V_N \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Burada V_N yıldız bağlı stator faz sargılarının nötr noktası gerilimini, u_a, u_b, u_c terminal faz gerilimlerini, i_a, i_b, i_c faz sargı akımlarını, e_a, e_b, e_c zıt emk gerilimlerini, $L = L_s - M$ her bir faz sargısı için toplam endüktansını, L_s ve M sırasıyla özendüktans ve karşılıklı endüktansı temsil etmektedir. Faz sargı dirençleri yaklaşık olarak birbirine eşittir. Bu nedenle $R_a = R_b = R_c = R$ olarak kabul edilmektedir.

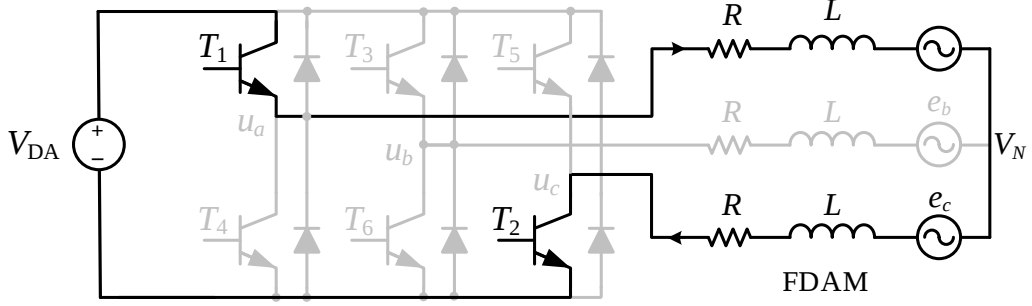
FDAM'lerde üretilen momentin genel ifadesi;

$$T_e = \frac{P_o}{\omega_m} = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} \quad (2.41)$$

Burada ω_m rotorun mekanik hızıdır. Denklem (2.14)'e göre FDAM tarafından sabit moment üretilmesi, fazların ürettiği güçlerin toplamının ve rotorun mekanik hızının sabit olmasına bağlıdır. Dolayısıyla, hız ve faz akımlarındaki değişim doğrudan torku etkilemektedir.

FDAM'nin komütasyon akım salınımı durumun analizi için süreci komütasyon öncesi (iletim) bölge ve komütasyon (akım değişim) bölgesi olarak iki ayrı bölgede incelenecektir.

FDAM'nin iletim bölgesinde çalışma esnasında stator faz sargılarının sadece ikisinde enerji olmaktadır. Bu çalışmada analiz yapılırken A fazı ile B fazı arasındaki komütasyon anı referans alınacaktır. Yani motor analiz yapılırken başlangıçta motor iletim bölgesinde iken Şekil 2.20'de gösterildiği gibi eviricinin T1 üst anahtarı ile T2 alt anahtarı iletimdedir. Bu durumda A faz sargılarından pozitif yönde, C faz sargılarından negatif yönde akım geçmekte ve B faz sargılarından ise akım geçmemektedir. Eviricinin iletimde olmayan güç anahtarları analizin kolay gözlemlenebilmesi amacıyla gri renkle gösterilmiştir.



Şekil 2.20. Komütasyon öncesi iletim bölgesinde faz akımları.

İletim bölgesinde, faz sargılarının dengeli olduğu kabul edildiğinde A ve C faz sargılarından aynı ama zıt yönlü akım akmakta ve boştaki B faz sargısından akım akmamaktadır. Dolayısıyla, üzerinden akım akan faz sargılarında zıt emk indüklenmektedir. İletim durumundaki akım ve endüklenen zıt emk eşitlikleri sırasıyla denklem (2.42) ve (2.43)'de verilmektedir.

$$i_a = -i_c = I_m, \quad i_b = 0 \quad (2.42)$$

$$e_a i_a = e_a(\omega_r) I_m, \quad e_b i_b = -[e_a(\omega_r - 2\pi/3)] I_m, \quad e_c i_c = 0 \quad (2.43)$$

Burada, toplam elektriksel momentin anlık ifadesi zıt emk, faz akımları ve mekanik hıza (ω_m) bağlı denklem(2.44)'deki gibi yazılabilir.

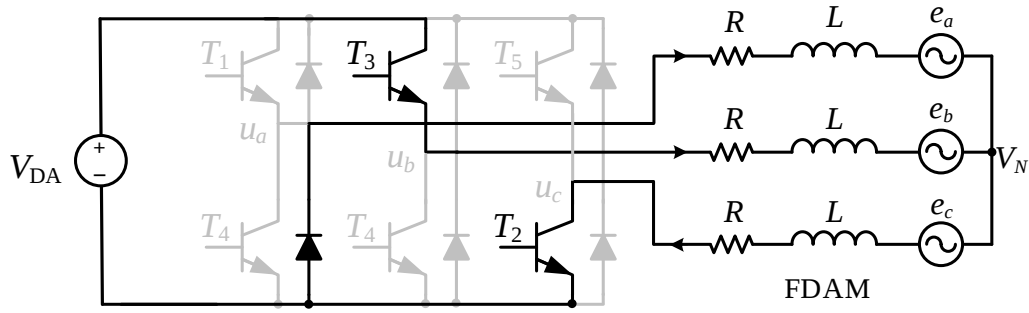
$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_m} = \frac{I_m}{\omega_m} [e_a(\omega_r) - e_a(\omega_r - 2\pi/3)] \quad (2.44)$$

Denklem (2.44)'de stator sargılarının ikisinden akım geçirildiğinde maksimum moment üretmektedir. Aynı zamanda stator sargı değerleri eşit olduğundan devreye giren akım ile devreden çıkan akım aynı sürede değişmekte ve zıt emk değerleri eşit olduğundan sabit moment üretmektedir.

Komütasyon bölgesinde, Şekil 2.21'de gösterildiği gibi evirici T1 anahtarı devreden çıkarılmakta, T3 ve T2 anahtarı ilettime alınmaktadır. Dolayısıyla, i_a ve i_b komütasyona uğrayan faz akımları iken i_c akımı ise komütasyon dışı faz akımıdır.

Komütasyon anında akımların başlangıç değerleri i_a ve i_c değerleri genlik olarak eşit, i_b ise sıfırdır. Bu durumda komütasyon anında gerilim, akım ve zıt emk başlangıç değerleri denklem (2.45), (2.46) ve (2.47)'deki gibi olacaktır. Komütasyon anında devreden çıkan a fazının sargı endüktans özelliğinden dolayı belli bir akım depolamakta ve depolanan

akım eviricinin a fazının serbest geçiş diyotu(D₄) üzerinden akmaktadır.



Şekil 2.21. Komütasyon bölgesinde faz akımları.

Komütasyon bölgesinde, Şekil 2.21’de gösterildiği gibi stator sargılarının üçünden akım akmaktadır. Komütasyon anında devreye alınan faz ile devreden çıkarılan faz akımlarının yükselme ve düşme süreleri aynı olduğunda kirchhoff’un akım kanununa göre faz akımlarının toplamı ($i_a + i_b + i_c = 0, i_a = -i_b$ ve $i_c = 0$) sifıra eşit olmakta ve moment salınımında meydana gelmediği görülmektedir. Aksi halde komütasyon dışı faz akımında komütasyon akım salınımı (KAS) meydana gelmekte ve bu durum doğrudan üretilen momenti etkilemektedir. Şekil 2.21’deki devreye kirchhoff’un gerilimler kanunu uygulandığında;

$$0 = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + V_N \quad (2.45)$$

$$V_{DA} = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + V_N \quad (2.46)$$

$$0 = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + V_N \quad (2.47)$$

Komütasyon anında devreden çıkarılan A fazı sargılarında endüklenen akım, eviricinin A fazına ait güç anahtarlarına zıt yönlü paralel bağlı serbest geçiş diyotu (D₄) üzerinden kaynağın toprak ucuna akmaktadır. Bu durumda a fazı ve c fazının üzerlerine düşen gerilim sıfır ve kaynağa bağlı b fazı V_{DA} gerilimine eşit olacaktır. Komütasyon anlarında yıldız bağlı faz sargılarının nötr noktası gerilim değeri sıfırdan farklıdır. Denklem (2.45), (2.46) ve (2.47)’deki eşitlikler taraf tarafa toplandığında denklem (2.48)’deki ifade elde edilir.

$$V_{DA} = R(i_a + i_b + i_c) + L\left(\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt}\right) + (e_a + e_b + e_c) + 3V_N \quad (2.48)$$

Kirchhoff'un akımlar kanunu göre kol akımları toplamı ($i_a + i_b + i_c = 0$) sıfırdır. Komütasyon süresi çok kısa süre olduğu için zıt emk değerleri sabit kabul edilmekte ve Em olarak temsil edilmektedir. Denklem (2.48) düzenlendiğinde motorun yıldız bağlı faz sargılarının nötr noktası gerilimi (V_N) ile Evirici giriş gerilimi (V_{DA}) arasındaki eşitlik denklem (2.51)'da elde edilir

$$V_{DA} = (e_a + e_b + e_c) + 3V_N \quad (2.49)$$

$$V_{DA} = (E_m + E_m - 2E_m) + 3V_N \quad (2.50)$$

$$V_N = \frac{V_{DA}}{3} \quad (2.51)$$

Komütasyon moment salınımı azaltmak için devreye giren akım ile devreden çıkan akımın değişim süreleri hesaplanması gerekir. Denklem (2.45)-(2.47) kullanılarak akım değişim süreleri hesaplanabilir. Komütasyon süresi çok kısa olduğundan stator sargı direnci akım değişimine etkisi çok az olmaktadır. Bu nedenle ihmal edilmiştir.

$$L \frac{di_a}{dt} = -E_m - \frac{V_{DA}}{3} \quad (2.52)$$

$$L \frac{di_b}{dt} = V_{DC} - E_m - \frac{V_{DA}}{3} \quad (2.53)$$

$$L \frac{di_c}{dt} = 2E_m - \frac{V_{DA}}{3} \quad (2.54)$$

Denklemleri elde edilir. Denklem (2.52)-(2.54) endüktans değerleri eşitliğin diğer tarafına aktarıldığında ve denklem düzenlendiğinde her bir faz akımının zamandaki değişim denklemi;

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{(V_{DA} + 3E_m)}{3L} \quad (2.55)$$

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{2V_{DA} - 3E_m}{3L} \quad (2.56)$$

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{V_{DA} - 6E_m}{3L} \quad (2.57)$$

Denklem (2.57)'de komütasyon uygulanmayan i_c akımının zamandaki değişimi, komütasyona uygulanan akımların zamandaki değişimlerine bağlı olduğu ve ayrıca V_{DC} kaynak ile sargılarda endüklenen zıt emk değerine bağlı olduğu görülmektedir.

Denklem (2.55) ve (2.56)'den devreye giren ve devreden çıkan faz akımlarının zaman denklemi elde edilebilir. Burada devreden çıkan akım değeri maksimum akım değerinden sıfıra düştüğü için;

$$\frac{di_a}{dt} = -\frac{(V_{DA} + 3E_m)}{3L} = -\frac{I_m}{t_d} \quad (2.58)$$

$$t_d = \frac{3LI_m}{V_{DA} + 3E_m} \quad (2.59)$$

Devreye giren akım değeri sıfırdan maksimum değere yükseldiğinden;

$$\frac{di_b}{dt} = \frac{2V_{DA} - 3E_m}{3L} = \frac{I_m}{t_y} \quad (2.60)$$

$$t_y = \frac{3LI_m}{2V_{DA} - 3E_m} \quad (2.61)$$

Olarak elde edilir. Komütasyon anında i_c akımı, komütasyon uygulanan i_a ve i_b akımlarının toplamının tersine eşit olduğu ($i_a + i_b = -i_c$) bilinmektedir. Buradan komütasyon bölgesinde üretilen moment denklemi;

$$T_{e(kom)} = -\frac{2E_m i_c}{\omega_m} \quad (2.62)$$

Şeklinde ifade edilir. Denklem (2.57) kullanılarak i_c akımı I_m şeklinde düzenlendiğinde üretilen moment denklemi;

$$T_{e(kom)} = \frac{2E_m}{\omega_m} \left(I_m + \frac{V_{DA} - 6E_m}{3L} t \right) \quad (2.63)$$

Komütasyon anında üretilen moment dalgalanması iletim bölgesindeki üretilen moment

ile komütasyon bölgesinde üretilen momentin farkı olacaktır.

$$T_{salınım} = T_{e(iletim)} - T_{e(kom)} = \frac{V_{DA} - 6E_m}{3L} t \quad (2.64)$$

Sonuc olarak denklem (2.64) elde edilir. Komütasyon moment dalgalanmasının azaltılması için gerekli süre (t_{kom}), devreye giren akım süresi t_y ile devreden çıkan akım süresi t_d eşitlenerek elde edilir.

$$t_{kom} = t_d = t_y \rightarrow \frac{3LI_m}{V_{DA} + 3E_m} = \frac{3LI_m}{2V_{DA} - 3E_m} \quad (2.65)$$

$$V_{DA} = 6E_m \quad (2.66)$$

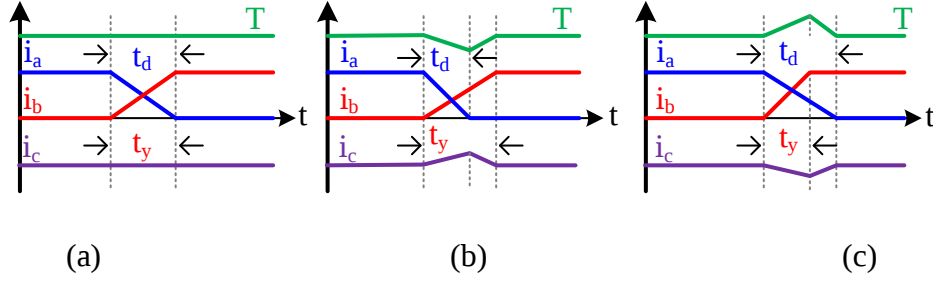
Denklem (2.66)'deki eşitlik Denklem (2.65)'de yerine yazıldığında komütasyon anında gerekli olan süre;

$$t_{kom} = \frac{3LI_m}{6E_m + 3E_m} = \frac{3LI_m}{9E_m} = \frac{LI_m}{3E_m} \quad (2.67)$$

Sonuç olarak üç fazlı FDAM komütasyon akım salınımını azaltmak için devreye giren akım ile devreden çıkan akım değişim sürelerinin eşitlenmesi veya V_{DA} kaynak geriliminin zıt emk geriliminin 6 katına eşit olması gerekir. Burada zıt emk denklemini yazarsak;

$$E_m = k_e \omega_m \quad (2.68)$$

Burada k_e endüklenen gerilim katsayısıdır. Zıt emk denklem (2.65)'de gösterildiği gibi endüklenen gerilim değeri rotor hızı ile doğru orantılıdır. Dolayısıyla düşük hızlarda endüklenen zıt emk değerinin 6 katı, kaynak gerilimi değerinden daha küçük ($V_{DA} > 6E_m$) olması, yüksek hızlarda ise endüklenen zıt emk değerinin 6 katı, kaynak gerilimi değerinden daha büyük ($V_{DA} < 6E_m$) olması anlamına gelmektedir. Bu durum, $V_{DA} < 6E_m$ eşitsizliğinde faz değişimleri Şekil 2.22 (b)'deki gibi komütasyonsuz faz akımında ve motor çıkış torkunda çökme (dip)'ye sebep olmakta, $V_{DA} > 6E_m$ eşitsizliğinde faz değişimleri Şekil 2.22 (c)'deki gibi komütasyonsuz faz akımında ve motor çıkış torkunda yükselme (spike)'ya sebep olmaktadır.



Şekil 2.22. Komütasyon bölgesinde akım ve moment değişimi, (a) $t_d = t_y$, (b) $t_d < t_y$, (c) $t_d > t_y$.

FDAM’larında komütasyon moment salınımını azaltmak için yukarıda elde edilen denklemlerde faydalanılarak literatürde farklı yöntem ve teknikler kullanılmıştır. Birinci teknik komütasyon anında devreye alınan ve devreden çıkarılan faz akımlarına ait evirici anahtarlarına darbe genişlik modülasyonu (DGM) ile her iki akım değişimi eşitlenerek moment salınımı azaltılmaya çalışılmaktadır [77], [78], [79], [80], [81], [82], [83]. DGM düşük hızlarda iyi sonuçlar vermesine karşın yüksek hızlarda V_{DA} kaynak gerilimi sonlu değere sahip olduğundan DGM’ye maksimum görev oranı (duty cycle) uygulansa da akım doyuma ulaştığından devreye giren akım ile devreden çıkan akım değişim sürelerinin eşitlenmesi için eviricinin alt anahtarlarına da DGM uygulanır ve çıkan akımın süresi uzamaktadır. Bu durum komütasyon süresinin uzamasına neden olur. Ayrıca yüksek frekanslarda anahtarlama harmoniklere ve anahtarlama kayıplara sebep olur.

İkinci teknik ise komütasyon anında evirici girişine yerleştirilen DA-DA dönüştürücü ile kaynak gerilimini yükselterek moment salınımı azaltılmaya çalışılmaktadır. FDAM’nin komütasyon anında devreye giren faz ile devreden çıkarılan faz akımlarının eğimleri eviricinin girişine bağlı sabit DA kaynağı ve motorun ürettiği zıt emk’ye bağlıdır. Üretilen zıt emk değeri de denklem (2.68)’de ifade edildiği gibi hız ile doğru orantılıdır. Burada eviricinin sabit bir DA kaynaktan beslenmesi nedeniyle kontrol edilemez ve değiştirilemez. Bu nedenle, evirici girişine yerleştirilen DA-DA dönüştürücü ile motorun hızına bağlı olarak komütasyon anında gerekli olan $V_{DA} = 6E_m$ gerilimi elde edilir [35], [84], [85], [86], [87], [88], [89], [90], [91], [92].

2.5. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORUNUN DENETİMİ

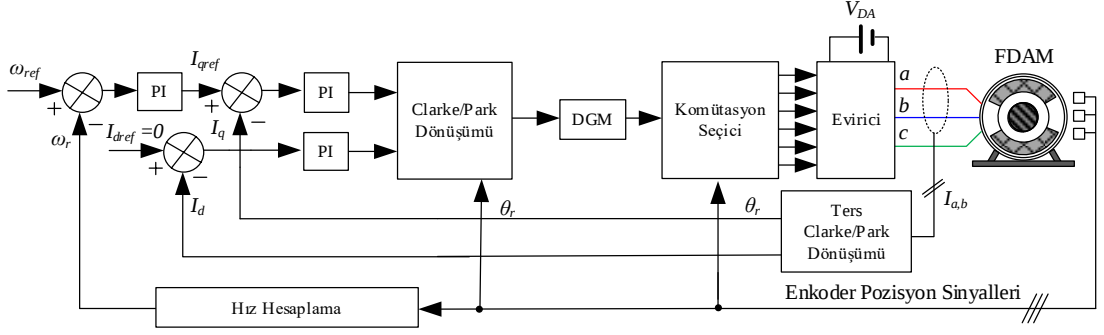
Bir motor sürücüsünde beklenen en önemli özellik olarak yüksek verimlilik, uzun süreli kararlı çalışma, uygun geçici durum yönetimi ve hassas pozisyon-hız denetimidir. DA

motorları bu özelliklerin çoğunu karşılamaktadır ancak fırça ve kollektör yapısı nedeniyle çok sık bakıma ihtiyaç duymaktadır. AA motorlar fırçasızdır ve sağlam yapısı sebebiyle bakım gerektirmeden güvenilir bir şekilde yüksek hızlarda uzun süre çalışabilirler. Ancak bu motorlar sabit frekanslı AA kaynak ile çalıştırıldığından pozisyon ve hız denetimi açısından hassas değildir. FDAM'lar DA ve AA motorların avantajlarını bir arada toplamış, dezavantajlarını ortadan büyük ölçüde kaldırmış motor yapıları olarak kabul görebilir [93]. Bu bağlamda, FDAM'ın karakteristik özellikleri denetiminde stator sargılarına uygulanan DA ve AA uyarılmasına bağlı olarak farklı üstünlükler ön plana çıkarır. Uyarım şekline göre denetimin avantaj ve dezavantajları vardır. Yüksek hız denetimi ve düşük çözünürlüklü pozisyon uygulamalarında DA uyarım elverişli iken, yüksek çözünürlüklü pozisyon kontrol uygulamalarında AA uyarım kullanımı daha elverişlidir. DA uyarımlı sürücü sisteminin çalışması prensibi gereği komütasyon moment salınımına neden olması bu sürücülerin en büyük sorunudur ve bu sorunun çözümü için literatürde birçok araştırma yapılmaktadır.

Son yıllarda FDAM'lerde komütasyon moment salınımının azaltılmasına yönelik temel olarak (i) Alan yönlendirmeli kontrol tekniği, (ii) Doğrudan moment kontrol tekniği, (iii) DA hat akımı kontrol tekniği ve (iv) Giriş gerilimi kontrol tekniği kullanılmaktadır.

2.5.1. Alan Yönlendirmeli Kontrol (AYK) Tekniği

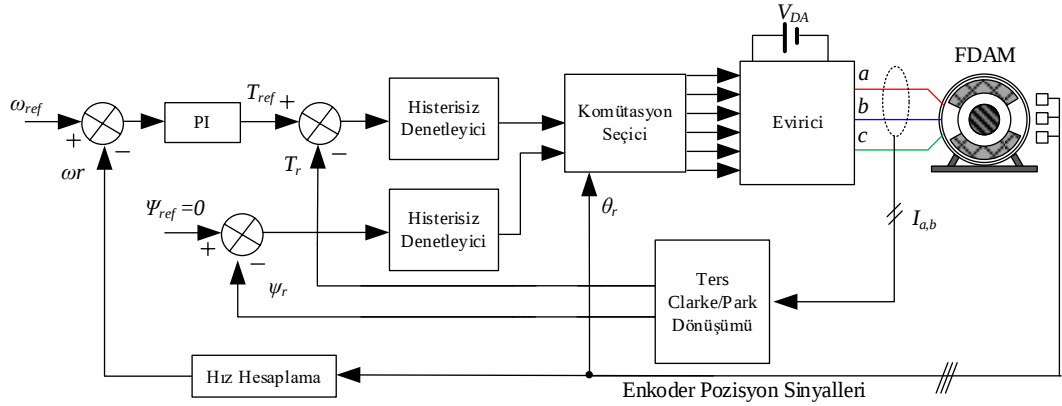
Bir vektör kontrol yöntemi olan alan yönlendirmeli kontrol, tüm hız aralığında gelişmiş dinamik performansı nedeniyle FDAM denetiminde yaygın olarak kullanılmaktadır. AYK, FDAM'nin denetiminde referans değeri ulaşmak için rotor akısına bağlı akım vektörü ile endüvi devresinden bağımsız ayrı olarak uyarılmış DA motor gibi yüksek dinamik performansta kontrol edilmesini sağlar. DA motorlarda akı ve tork üreten akımlar birbirine diktir ve bağımsız olarak kontrol edilebilir. Bu nedenle DA motorların moment ve manyetik akıyı birbirinden bağımsız kontrol edebilmektedir. Öte yandan AA makinelerde stator ve rotor alanları birbirine dik değildir ve dolayısıyla kontrol edilebilen tek akım stator akımıdır. AYK, stator akım miktarlarını (faz akımları) sabit referans düzleminden birbirine 90° dik dönen d-q referans düzlemine tork ve akı üreten akım bileşenlerine dönüştürerek tork ve akının bağımsız kontrolünü sağlamak için kullanılan tekniktir. Şekil 2.23'de AYK'ye dayalı FDAM sürücü sistemi donanımının blok şeması gösterilmektedir.



Şekil 2.23. AYK'ye dayalı FDAM sürücü sistemi donanımının blok şeması.

2.5.2. Doğrudan Moment Kontrol Tekniği

İyi modellenmiş bir kontrol tekniği olan doğrudan moment kontrolü (DMK), gerilim vektörlerini seçmek için motora uygulanan stator akımları aracılığıyla değil doğrudan akı ve moment değişkenleri kullanarak kontrol edebilmektedir [94]. DMK tekniğinde referans hız değeri (ω_{ref}) ile gerçek hız değeri (ω_r) farkı alınarak hızın hatası (ω_{hata}) elde edilir. Hızın hata değeri bir denetleyiciye aktarılır. Denetleyicin çıkışında referans moment değeri (T_{ref}) elde edilir. Referans moment ve akı değerleri gerçek değerleri ile farkları alınarak elde edilen hata değerleri histerisiz denetleyicilerden işlenerek en uygun evirici için anahtarlama sinyaller ve gerilim vektörü seçilir [94]. Şekil 2.24'de doğrudan moment kontrolüne dayalı FDAM sürücü sistemi donanımının blok şeması gösterilmektedir.



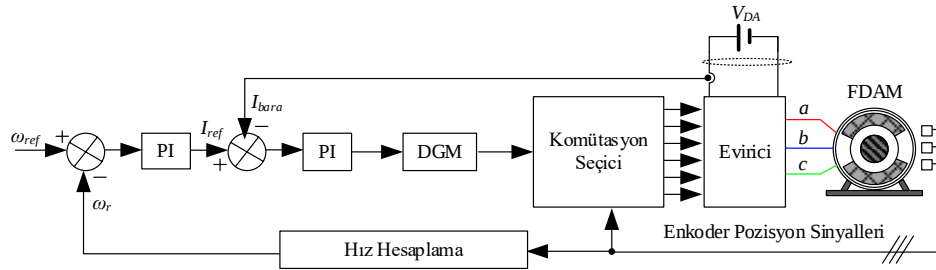
Şekil 2.24. DMK'ye dayalı FDAM sürücü sistemi donanımının blok şeması.

DMK tekniğinin avantajları genel olarak; çok hızlı çıkış momenti tepkisi, denetleyici için düşük hesaplama süresine ihtiyaç duyması ve basit yapısıdır. DMK tekniğinin basitliği, karmaşık hesaplamalara, koordinat dönüşümlerine ve modülatörlere ihtiyacı ortadan kaldırmasından kaynaklanmaktadır [95]. Ancak DMK'nin AYK ile karşılaştırıldığında;

düşük hızlarda daha yüksek gürültü, denetiminin daha zor olması, daha yüksek akım ve moment salınımları, değişken anahtarlama frekansı, akım denetiminin olmaması ve yüksek başlangıç akımına sahip olması en önemli dezavantajlarıdır [96].

2.5.3. DA Hat Akımı Kontrol Tekniği

DA hat akımı kontrol tekniği, FDAM sürücü sisteminden en yaygın kullanılan tekniklerden biridir. Bu teknik, FDAM'ların sürülmesi için en basit ve en ekonomik tekniklerden biridir. Genel olarak bir FDAM sürücüsü, üç fazlı sargıların akımlarının ya her fazda bulunan akım algılayıcıları ile doğrudan ölçüm yoluyla ya da evirici girişindeki DA bağlantı hattına yerleştirilen tek bir akım algılayıcısına dayalı bir tahmin yoluyla elde edilebildiği kapalı döngü bir akım kontrol sisteminden oluşur. Ancak sürücü sisteminde kullanılan her bir akım algılayıcının kullanımı ise sistemin maliyetini, boyutunu, karmaşıklığını artırır. Algılayıcı arızaları ve üç fazlı akım dengesizlikleri gibi sistem güvenilirliğinin azalmasından kaynaklanan teknik sorunlara neden olabilir. Bu sorunlar DA bağlantı hattına yerleştirilen bir akım algılayıcısı ile giderilebilir [97]. Şekil 2.25'te Evirici DA bağlantı hattı akım değerine dayalı FDAM sürücü sistemi blok şeması gösterilmektedir.



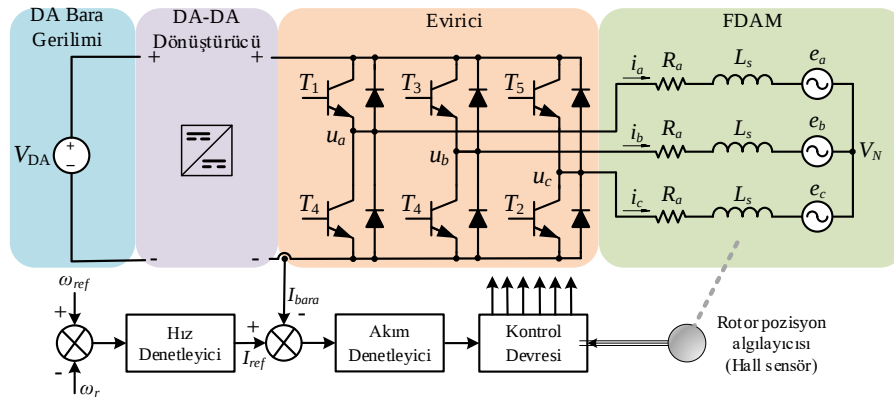
Şekil 2.25. DA hat akımına dayalı FDAM sürücü sistemi donanımının blok şeması.

FDAM sürücü sisteminden komütasyon anında sadece iki faz akımı iletimde diğer faz kesimde olduğundan stator sargılarına uygulanan faz akımlarının dalga formu evirici girişine yerleştirilen akım algılayıcı ile elde edilebilir. Bu algılayıcı ile elde edilen hat ($I_{\bar{a}}$) akımı evirici güç anahtarların görev oranları kontrol eden akım denetleyici yardımıyla referans akım değerinde sabit tutulmaktadır. DA hat akımı kontrol tekniği komütasyon dışında motor akımını denetlemede verimli performans gösterir. Komütasyon anında devreden çıkarılan akımının serbest geçiş diyotu üzerinde sıfıra düşene kadar akım geçici olarak motorun üç faz sargılarında dolaşır. Bu durum evirici girişine yerleştirilen tek akım algılayıcının motorun üç fazını algılamada yetersiz kaldığı

için akım denetiminde komütasyon anında moment salınımlarının oluşmasına neden olmaktadır. Bu kontrol tekniği basit ve düşük maliyetli olmasına rağmen komütasyon moment salınımlarına neden olması dezavantajlarından biridir.

2.5.4. Evirici Giriş Gerilimi Kontrol Tekniği

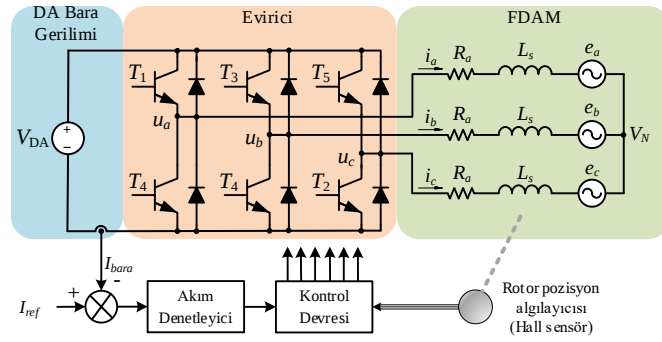
FDAM'nin DA hat akımının algılanmasına dayalı bir diğer kontrol tekniği evirici giriş gerilimi kontrol tekniğidir. İdeal olarak dikdörtgen akım ile beslenen FDAM faz sargılarının endüktansları ve sınırlı DA giriş gerilimleri nedeniyle pratikte akım dalga şekilleri dikdörtgen şeklinde değil trapez şeklindedir[98]. FDAM'nin yüksek hızlarda komütasyon anında devreye giren faz akımı ve devreden çıkan faz akımlarının değişim süreleri farklılık göstermektedir. Bunun sebebi FDAM'nin ürettiği zıt emk motor hızı ile doğru orantılı olması ve eviricinin sabit DA girişine sahip olmasıdır. Komütasyon anında yükek hızlarda stator sargılarında meydana gelen zıt emk serbest geçiş diyodu üzerinde hızlı boşalmakta, ancak stator sargılarına uygulanan faz akımı DA kaynağının sınırlı değerleri nedeniyle daha yavaş iletme geçmektedir. Bu kontrol tekniğinde Şekil 2.26'te gösterildiği gibi evirici girişine DA-DA dönüştürücü yerleştirilir. Burada referans akım değeri ve evirici giriş akımı hata değerleri ile DA-DA dönüştürücü görev oranı belirlenir. DA-DA dönüştürücü evirici giriş gerilimini ayarlarken yarıiletken güç anahtarlar ile rotor pozisyon bilgisine göre komütasyon işlemi gerçekleştirilir. Bu teknikte geleneksel iki fazlı DGM denetiminden farklı olarak bara gerilimi denetimi ve komütasyon birbirinden bağımsız gerçekleştiği için komütasyon gecikmeleri yaşanmamaktadır.



Şekil 2.26. Evirici giriş gerilimine dayalı FDAM sürücü sistemi donanımının blok şeması.

3. FDAM SÜRÜCÜ SİSTEMİ TASARIMI

FDAM sürücü sistemi DA güç kaynağı, üç fazlı H köprü evirici devresi, referans akım değerine bağlı DGM denetimi için PI (Oransal-İntegral) denetleyici, anahtarlama sırasını belirleyen komütasyon denetleme devresi ve motorun gerçek pozisyonunu algılanmasını sağlayan pozisyon algılayıcıdan oluşmaktadır. Şekil 3.1’de gösterilmektedir

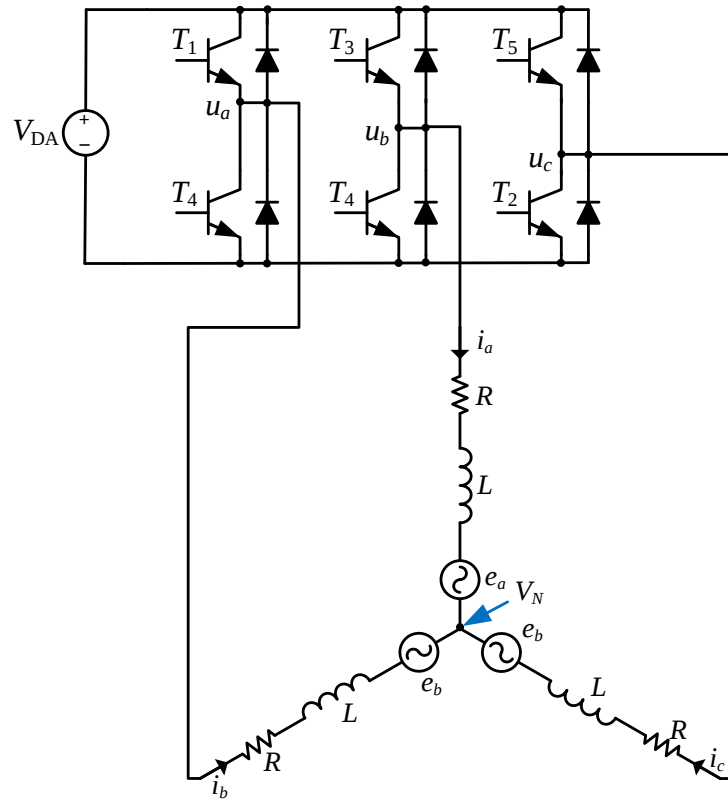


Şekil 3.1. Akım denetimli FDAM sürücü sistemi blok şeması.

FDAM sürücü sisteminde referans akım değeri ile evirici bara girişinden alınan gerçek akım değerinin farkı alınarak akımın hata değeri (I_{hata}) elde edilir ve akım denetleyici girişine aktarılır. Akım denetleyici, DGM için görev oranı değeri üretir ve kontrol devresine aktarır. Kontrol devresi ise pozisyon algılayıcısında gelen bilgiye göre eviricinin ilgili anahtarlarına DGM uygular. Böylece motor belirlenen referans akım değeri sınırlarında kalması sağlanır.

3.1. ÜÇ FAZLI EVİRİCİ DEVRESİNİN KARARLI DURUM ANALİZİ

Tez çalışmasının bu kısmında FDAM’nın çeşitli çalışma koşullarındaki kararlı durum analizi ve durum uzay tekniği kullanılarak matematiksel modeli oluşturulmaktadır. FDAM sürücü sisteminde durum uzay tekniği ile tam bir model elde edilebilmesi için DA kaynağı, evirici devresi ve motor modellerinin birleştirilmesi gerekir. Model oluşturulurken kullanılan 3 fazlı tam köprü evirici devresi ile stator sargıları yıldız bağlı motor eşdeğer devresi Şekil 3.2’te verilmektedir.



Şekil 3.2. FDAM sürücü eşdeğer devresi.

Geliştirilen matematik modelde motorun kutup sayısı, rotor yapısı, evirici devresinde kullanılan güç anahtarları dikkate alınmamıştır. Stator faz sargılarının öz ve karşılıklı endüktans değerleri ve direnç değerleri birbirine eşit ve sabit kabul edilmiştir. Ayrıca, modelde motorun doyma olmayan bölgede çalıştığı kabul edilmektedir.

FDAM sürücü sistemi evirici devresinde T_1 , T_2 , T_3 , T_4 , T_5 , T_6 olmak üzere 6 yarıiletken güç anahtarı kullanılmıştır. Güç elektroniği ve sürücü sistemi uygulamalarında anahtarlama elemanı olarak IGBT, MOSFET, BJT veya GTO tipi yarıiletken anahtarlar kullanılmaktadır. Anahtar seçimi uygulamada devrenin çalışma gerilimi, anahtardan geçecek akım değerine ve devrenin çalışma frekansına göre yapılır. Evirici devresinde her bir anahtar tekli yapılabileceği gibi her bir faza ait zıt yönlü serbest geçiş diyotlarını ile alt-üst anahtar çiftinden oluşan yarım köprü modülleri de kullanılmaktadır. Şekil 3.2’te verilen sürücü devresindeki T_1 - T_4 , T_3 - T_6 ve T_5 - T_2 anahtar çiftleri eviricinin sırasıyla a, b ve c fazlarına ait anahtarları göstermektedir.

FDAM sürücü sisteminin durum uzay modeli oluşturulurken, motor ve evirici devre topolojisinin rotorun her bir konumuna göre matematiksel denklem elde edilmektedir. FDAM’nın çalışma ilkesi gereği 60° ’lık elektriksel açıda komütasyon oluşmakta, üç fazlı

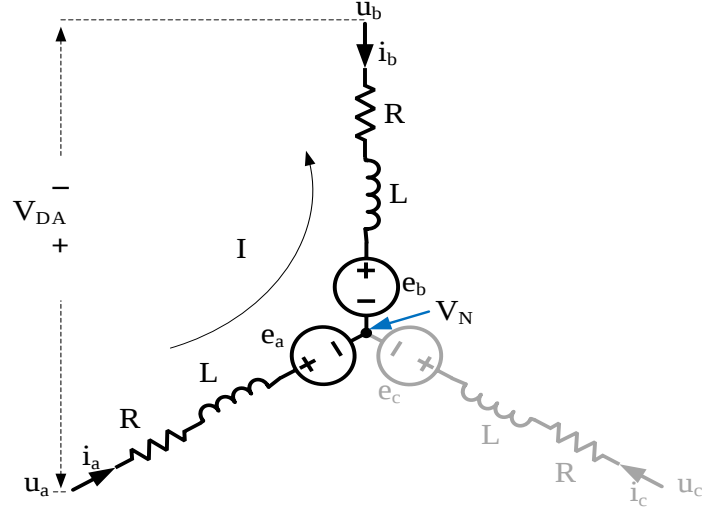
eviricinin uygun iki fazı iletime geçmekte ve her bir faz sargısı 120° iletimde kalmaktadır. Çizelge 3.1’de rotor konumuna bağlı iletimde olan anahtar çiftleri verilmektedir.

Çizelge 3.1. Rotor konumuna bağlı anahtar durumları.

Rotor Konumu	İletimdeki Güç Anahtarları
$\frac{\pi}{6} < \theta_e < \frac{\pi}{2}$	T1-T6
$\frac{\pi}{2} < \theta_e < \frac{5\pi}{6}$	T1-T2
$\frac{5\pi}{6} < \theta_e < \frac{7\pi}{6}$	T3-T2
$\frac{7\pi}{6} < \theta_e < \frac{3\pi}{2}$	T3-T4
$\frac{3\pi}{2} < \theta_e < \frac{11\pi}{6}$	T5-T4
$\frac{11\pi}{6} < \theta_e < \frac{\pi}{6}$	T5-T6

FDAM bir elektriksel çevrim boyunca Çizelge 3.1’de verildiği gibi sırası gelen anahtar çiftinin iletime alınmasıyla sürekli moment üretimi sağlanmaktadır. Dolayısıyla, altı adımlı komütasyon ve iletim için FDAM sürücü eşdeğer devresi ayrı ayrı çıkartılarak devre analizi yöntemi kullanılarak kararlı durum analizleri gerçekleştirilmiştir.

I. Durum: $\frac{\pi}{6} < \theta_e < \frac{\pi}{2}$ rotor konum aralığında T₁ ve T₆ anahtarlar iletimde, T₂, T₃, T₄ ve T₅ anahtarlar kesimdedir. I. durum ait eşdeğer devre Şekil 3.3’de verilmektedir.



Şekil 3.3. I. duruma ait FDAM sürücü eşdeğer devresi.

Şekil 3.3'te verilen eşdeğer devrenin yıldız noktasına göre, kirşof akımlar kanunu uygulandığında denklem(3.1)'de verilen eşitlik elde edilir.

$$i_a = I, \quad i_b = -I \text{ ve } i_c = 0 \quad (3.1)$$

Devreye kirşof'un gerilimler kanunu uygulandığında aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$u_a = V_{DA} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + V_N \quad (3.2)$$

$$u_b = -V_{DA} = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + V_N \quad (3.3)$$

$$u_c = e_c + V_N \quad (i_c = 0 \text{ iken}) \quad (3.4)$$

$$V_N = \frac{1}{2}(-e_a - e_b) \quad (3.5)$$

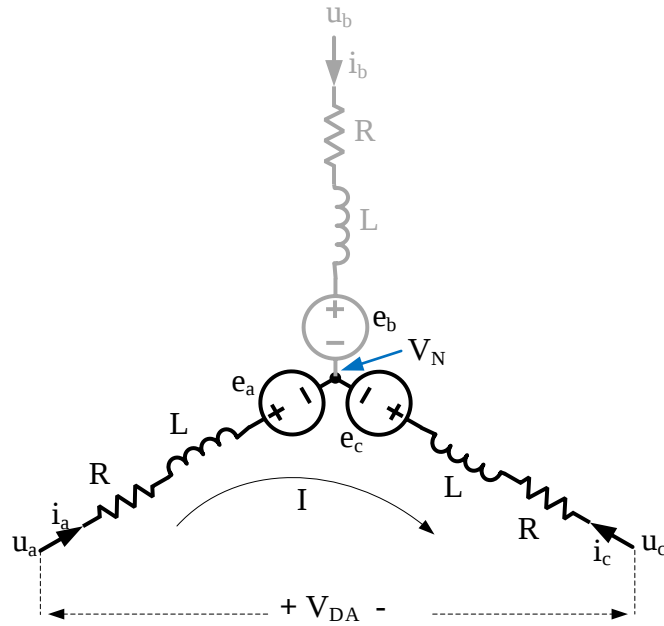
$$u_{an} = V_{DA} - V_N = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (3.6)$$

$$u_{bn} = -V_{DA} - V_N = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b \quad (3.7)$$

$$u_{cn} = e_c \quad (3.8)$$

II. Durum: $\frac{\pi}{2} < \theta_e < \frac{5\pi}{6}$ rotor konum aralığında T₁ ve T₂ anahtarlar iletimde, T₃, T₄, T₅ ve

T₆ anahtarlar kesimdedir. II. durum ait eşdeğer devre Şekil 3.4’de verilmektedir.



Şekil 3.4. II. duruma ait FDAM sürücü eşdeğer devresi.

Şekil 3.4’de verilen eşdeğer devrenin yıldız noktasına göre, kirşof akımlar kanunu uygulandığında denklem(3.9)’da verilen eşitlik elde edilir.

$$i_a = I, \quad i_b = 0 \text{ ve } i_c = -I \quad (3.9)$$

Devreye kirşof'un gerilimler kanunu uygulandığında aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$u_a = V_{DA} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + V_N \quad (3.10)$$

$$u_b = e_b + V_N \text{ (} i_b = 0 \text{ iken)} \quad (3.11)$$

$$u_c = -V_{DA} = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + V_N \quad (3.12)$$

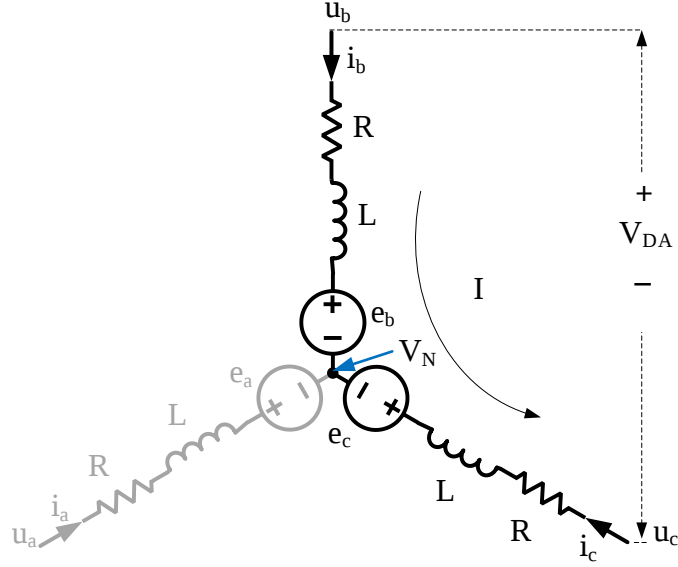
$$V_N = \frac{1}{2}(-e_a - e_c) \quad (3.13)$$

$$u_{an} = V_{DA} - V_N = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (3.14)$$

$$u_{bn} = e_b \quad (3.15)$$

$$u_{cn} = V_{DA} - V_N = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c \quad (3.16)$$

III. Durum: $\frac{5\pi}{6} < \theta_e < \frac{7\pi}{6}$ rotor konum aralığında T_3 ve T_2 anahtarlar iletimde, T_1 , T_4 , T_5 ve T_6 anahtarlar kesimdedir. III. durum ait eşdeğer devre Şekil 3.5’de verilmektedir.



Şekil 3.5. III. duruma ait FDAM sürücü eşdeğer devresi.

Şekil 3.5’de verilen eşdeğer devrenin yıldız noktasına göre, kirşof akımlar kanunu uygulandığında denklem(3.17)’de verilen eşlik elde edilir.

$$i_a = 0, \quad i_b = I \text{ ve } i_c = -I \quad (3.17)$$

Devreye kirşof’un gerilimler kanunu uygulandığında aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$u_a = e_a + V_N \quad (i_a = 0 \text{ iken}) \quad (3.18)$$

$$u_b = V_{DA} = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + V_N \quad (3.19)$$

$$u_c = V_{DA} = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + V_N \quad (3.20)$$

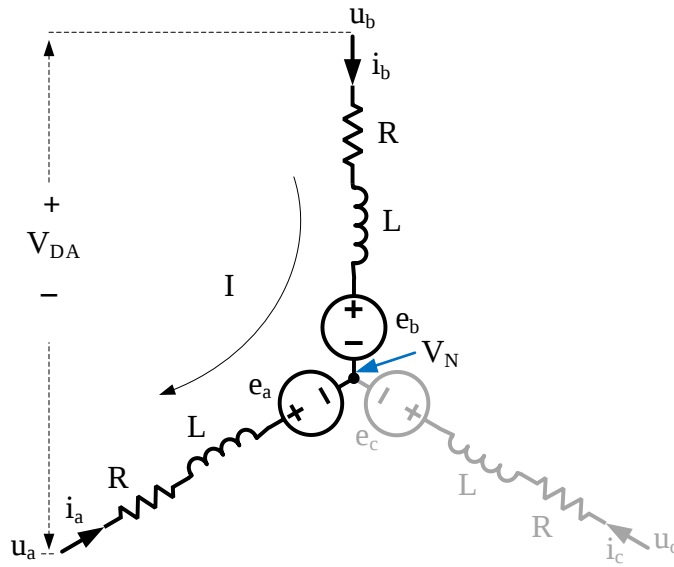
$$V_N = \frac{1}{2}(-e_b - e_c) \quad (3.21)$$

$$u_{an} = e_a \quad (3.22)$$

$$u_{bn} = V_{DA} - V_N = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b \quad (3.23)$$

$$u_{cn} = V_{DA} - V_N = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c \quad (3.24)$$

IV. Durum: $\frac{7\pi}{6} < \theta_e < \frac{3\pi}{2}$ rotor konum aralığında T₃ ve T₄ anahtarlar iletimde, T₁, T₂, T₅ ve T₆ anahtarlar kesimdedir. IV. durum ait eşdeğer devre Şekil 3.6'da verilmektedir.



Şekil 3.6. IV. duruma ait FDAM sürücü eşdeğer devresi.

Şekil 3.6'da verilen eşdeğer devrenin yıldız noktasına göre, kirşof akımlar kanunu uygulandığında denklem(3.25)'de verilen eşitlik elde edilir.

$$i_a = -I, \quad i_b = I \text{ ve } i_c = 0 \quad (3.25)$$

Devreye kirşof'un gerilimler kanunu uygulandığında aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$u_a = -V_{DA} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + V_N \quad (3.26)$$

$$u_b = V_{DA} = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + V_N \quad (3.27)$$

$$u_c = e_c + V_N \quad (i_c = 0 \text{ iken}) \quad (3.28)$$

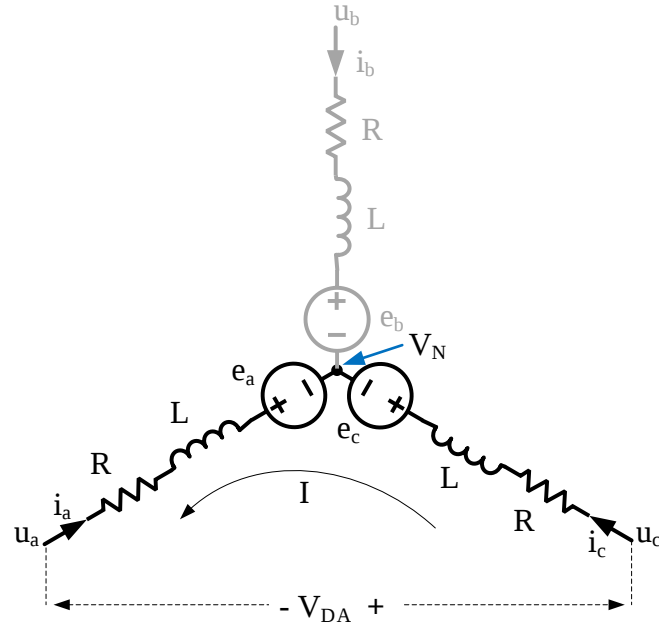
$$V_N = \frac{1}{2}(-e_a - e_b) \quad (3.29)$$

$$u_{an} = V_{DA} - V_N = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (3.30)$$

$$u_{bn} = V_{DA} - V_N = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b \quad (3.31)$$

$$u_{cn} = e_c \quad (3.32)$$

V. Durum: $\frac{3\pi}{2} < \theta_e < \frac{11\pi}{6}$ rotor konum aralığında T_5 ve T_4 anahtarlar iletimde, T_1, T_2, T_3 ve T_6 anahtarlar kesimdedir. V. durum ait eşdeğer devre Şekil 3.7’de verilmektedir.



Şekil 3.7. V. duruma ait FDAM sürücü eşdeğer devresi.

Şekil 3.7’de verilen eşdeğer devrenin yıldız noktasına göre, kirşof akımlar kanunu uygulandığında denklem(3.33)’de verilen eşitlik elde edilir.

$$i_a = -I, \quad i_b = 0 \text{ ve } i_c = I \quad (3.33)$$

Devreye kirşof’un gerilimler kanunu uygulandığında aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$u_a = -V_{DA} = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a + V_N \quad (3.34)$$

$$u_b = e_b + V_N \quad (i_b = 0 \text{ iken}) \quad (3.35)$$

$$u_c = V_{DA} = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + V_N \quad (3.36)$$

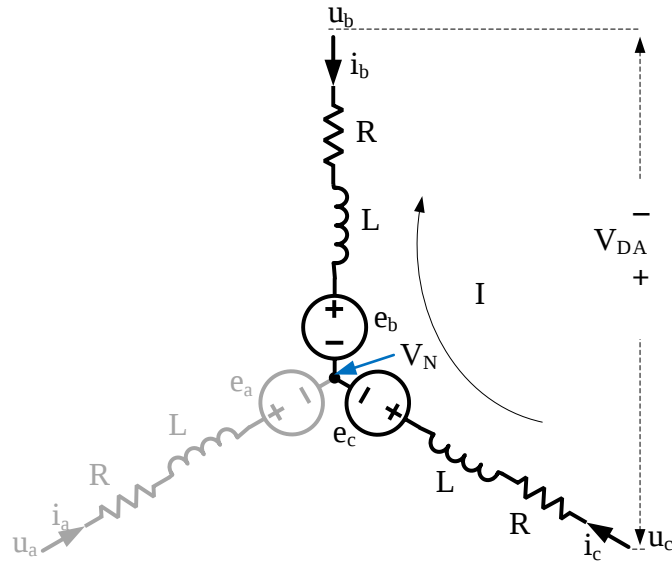
$$V_N = \frac{1}{2}(-e_a - e_c) \quad (3.37)$$

$$u_{an} = V_{DA} - V_N = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + e_a \quad (3.38)$$

$$u_{bn} = e_b \quad (3.39)$$

$$u_{cn} = V_{DA} - V_N = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c \quad (3.40)$$

VI. Durum: $\frac{11\pi}{6} < \theta_e < \frac{\pi}{6}$ rotor konum aralığında T₅ ve T₆ anahtarlar iletimde, T₁, T₂, T₃ ve T₄ anahtarlar kesimdedir. VI. durum ait eşdeğer devre Şekil 3.8’de verilmektedir.



Şekil 3.8. VI. duruma ait FDAM sürücü eşdeğer devresi.

Şekil 3.8’de verilen eşdeğer devrenin yıldız noktasına göre, kirşof akımlar kanunu uygulandığında denklem(3.41)’de verilen eşlik elde edilir.

$$i_a = 0, \quad i_b = -I \text{ ve } i_c = I \quad (3.41)$$

Devreye kirşof'un gerilimler kanunu uygulandığında aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$u_a = e_a + V_N \quad (i_a = 0 \text{ iken}) \quad (3.42)$$

$$u_b = -V_{DA} = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b + V_N \quad (3.43)$$

$$u_c = V_{DA} = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c + V_N \quad (3.44)$$

$$V_N = \frac{1}{2}(-e_b - e_c) \quad (3.45)$$

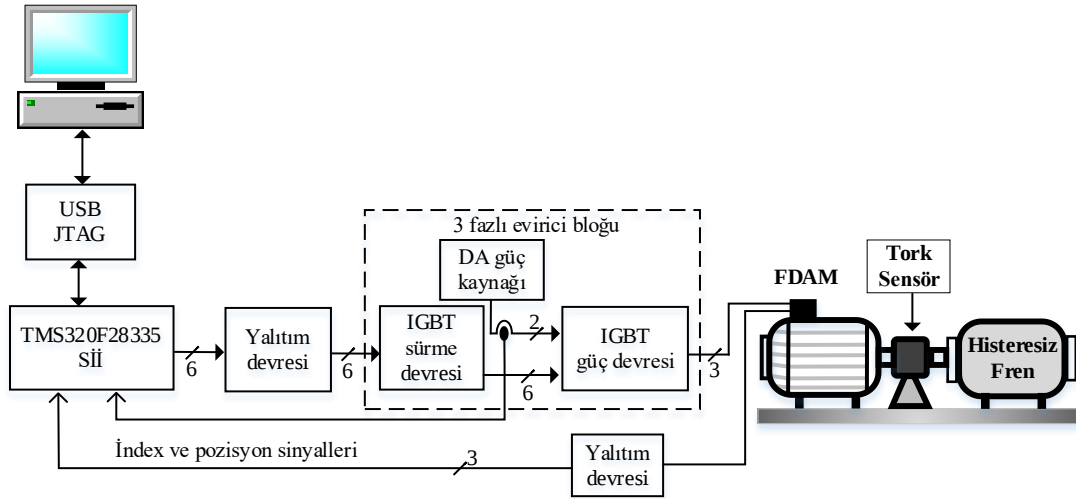
$$u_{an} = e_a \quad (3.46)$$

$$u_{bn} = V_{DA} - V_N = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + e_b \quad (3.47)$$

$$u_{cn} = V_{DA} - V_N = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + e_c \quad (3.48)$$

3.2. FDAM SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN Sİİ TABANLI DONANIMI

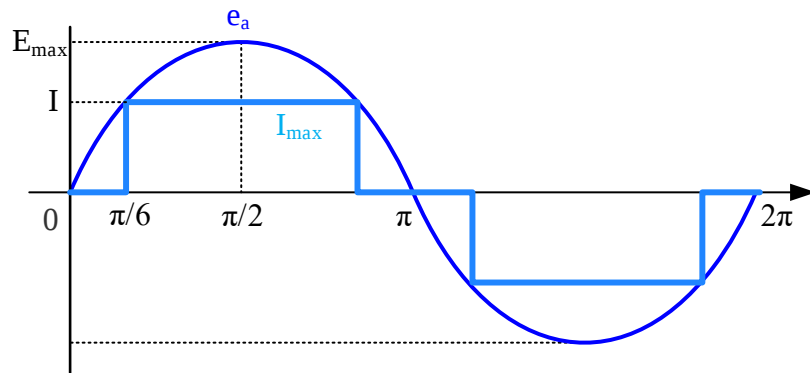
FDAM sürücü sisteminin donanımı Şekil 3.9'da gösterildiği gibi, bir FDAM ile miline bağlanmış MAGTROL firmasının ürettiği TS-107/011 model moment ölçüm sensörü ve yük olarak kullanılacak MAGTROL firmasının ürettiği BHB-12BA model histeresiz fren, üç fazlı çıkış elde edilmesi için H köprü IGBT güç devresi ile sürme devresi ve DA güç kaynağından oluşan bir evirici bloğu, Sistemin denetimini sağlayacak olan TMS320F28335 sayısal işaret işlemcisi (Sİİ) ve eZdsp geliştirme kartı, Sİİ ile pozisyon algılayıcı ve IGBT sürme devresi arasındaki sinyallerin yalıtımını sağlayan yalıtım devreleri, faz akımları ölçümü için akım algılama devreleri, bara gerilimi ölçümü için gerilim algılama devreleri ve tüm sistemin eşzamanlı denetiminin yapıldığı ve yazılımının geliştirildiği bilgisayardan oluşmaktadır. Sürücü sisteminde kullanılan tüm devreler ayrı ayrı tasarlanarak modüler şekilde üretilmiş ve uygun şekilde entegre edilmiştir.



Şekil 3.9. FSDAM sürme sistemi donanımının blok diyagramı.

3.2.1. Fırçasız Doğru Akım Motoru

Bu çalışmada FDAM'ın tedarik zorlukları nedeniyle ürettikleri zıt emk dalga şekli dışında benzer özelliğe sahip sabit mıknatıslı senkron motor (SMSM) kullanılacak ve klasik FDAM sürme sistemindeki gibi iki fazlı kısmi kare dalga akımlar ile denetlenecektir. SMSM'lara faz akımları kare dalga olarak uygulanmaktadır. Ancak SMSM'da meydana gelen zıt emk stator yapısı ve sargıların öz endüktansı nedeniyle sinüsoidal dalga şeklinde oluşmaktadır. Şekil 3.10'da stator sargısına uygulanan faz akımı ile sargıda indüklenen zıt emk dalga şekilleri verilmektedir. SMSM'nin FDAM gibi her döngüde sürekli iki fazlı kısmi kare dalga ile denetiminin yapıldığı örneklerin endüstriyel ve akademik çalışmalarda karşılaştık mümkündür [99], [100], [101], [102], [103].



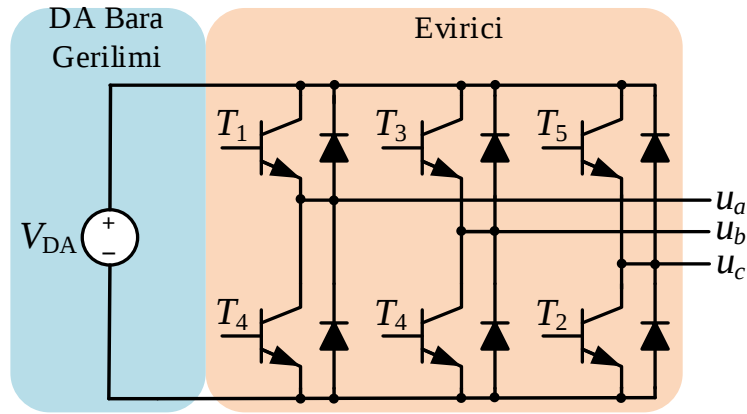
Şekil 3.10. FDAM faz sargılarına uygulanan a fazına ait akımı ve sinüsoidal dalga zıt emk gösterimi.

Çalışmada SANYO DENKI firmasının ürettiği BL Super P5 serisi, 1kW çıkış gücüne ve 3000d/d nominal hız değerlerine sahip yüzey mıknatıslı SMSM kullanılmıştır.

3.2.2. Üç Fazlı Gerilim Kaynaklı Evirici Bloğu

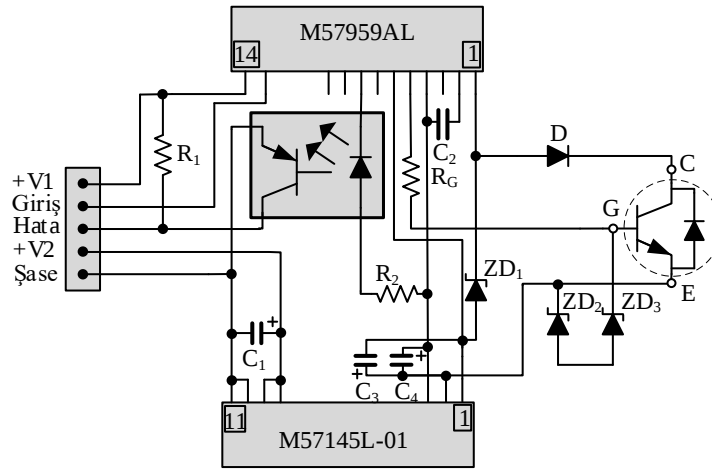
Eviriciler; DA kaynak gerilimini, frekans ve genliğini değiştirerek alternatif dalga formuna dönüştüren yarıiletken anahtarlı güç elektroniği devreleridir.

Şekil 3.11’de gösterildiği gibi üç fazlı eviriciler genellikle güç anahtarlarına paralel bağlı ve tersi yönde akım geçiren serbest geçiş diyotlarına sahip üç adet yarım köprü eviricinin birleştirilmesi ile elde edilir. Gerilim kaynaklı evirici devresi, girişteki DA kaynak gerilimini güç anahtarlarını uygun sıra ve frekans ile anahtarlanması suretiyle farklı genliklerde motora uygulanır. Çalışmada genel olarak kullanılan üç yarım köprü eviricinin birleştirilmesi ile elde edilmiş H köprü evirici devresi kullanılmıştır. Bu evirici devresinde her bir yarım köprü için Mitsubishi Elektrik firmasının ürettiği 600V, 100A F serisi CM100DU-12F model ikili IGBT modül kullanılmıştır. Eviricinin her bir faza ait koluna paralel bağlı Alcon KP-6 Axial 0.1µF/1200V DA snubber kondansatörü bulunmaktadır.



Şekil 3.11. Üç fazlı H köprü evirici devresi genel yapısı.

Evirici devresinde kullanılan IGBT güç elektroniği anahtarlama elemanının çalışması için bir yalıtılmış DA kaynağına ve sürme devresine ihtiyaç vardır. Burada her bir IGBT için yalıtılmış DA kaynağından beslenmesi gerekir. Yalıtılmış DA kaynağı için Mitsubishi firmasının ürettiği M57145L-01 model yalıtılmış DA-DA dönüştürücü kullanılmıştır. Bu DA-DA dönüştürücü, 12-18 VDA gerilimle beslenmekte ve çıkışında IGBT’nin çalışması için gerekli gerilimi üretmektedir. IGBT sürme devresi için aynı firma tarafından üretilen M57959AL model devre elemanı kullanılmıştır. Şekil 3.12’te her iki devre elemanının kullanıldığı IGBT sürme ve DA besleme devresi verilmiştir.



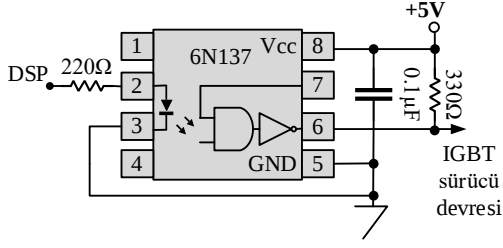
Şekil 3.12. IGBT sürme ve DA besleme devresi.

Evirici DA besleme gerilimi için Magna-Power firmasının ürettiği 0-500 VDA, 0-8 A ve 0-4 KW çıkışa sahip programlanabilir güç kaynağı kullanılmıştır. DA kaynağı ile evirici bloğu arasına paralel 10000 μ f, 400 V DA filtre kondansatörü bağlanmıştır.

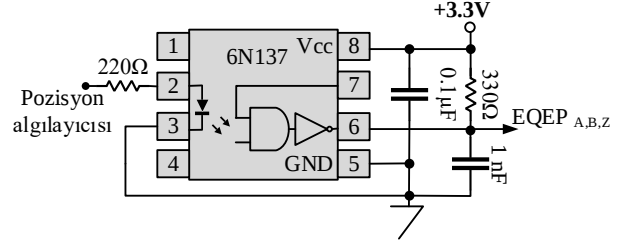
3.2.3. Yalıtım Devreleri

SIİ kontrol devrelerinde ve/veya güç devrelerinde herhangi bir hasarı önlemek için SIİ kontrol devresini güç devresinden izole etmek gerekir. Bu işlem için yüksek yalıtım değerine, yüksek anahtarlama frekansına ve düşük gecikme süresine sahip optik-yalıtım elemanlara ihtiyaç duyulmaktadır[104]. Yapılan bu çalışmada 6N137 optik-yalıtım elemanı seçilmiştir.

Bu TEZ çalışmasında, eviricide bulunan toplam altı IGBT güç anahtarı kontrolü SIİ tarafından üretilen darbe genişlik modülasyonu (DGM) sinyalleri ile yapılmaktadır. SIİ'nin giriş/çıkış terminal gerilimleri 3,3 V, IGBT sürücü devresinin anahtarlama sinyal girişi 5 V ve pozisyon algılayıcısından elde edilen sinyalin genliği 5V'tur. Yalıtım devresi kullanılarak Hem SIİ ile IGBT sürme devresi ve pozisyon algılayıcı sinyalleri yalıtımı yapılırken hem de farklı gerilim genliğine sahip sinyallerin SIİ tarafından kontrol edilmektedir. Şekil 3.13'de IGBT sürme devresi ve pozisyon algılayıcı için 6N137 optik-yalıtım elemanı ile yalıtım devresi verilmektedir.



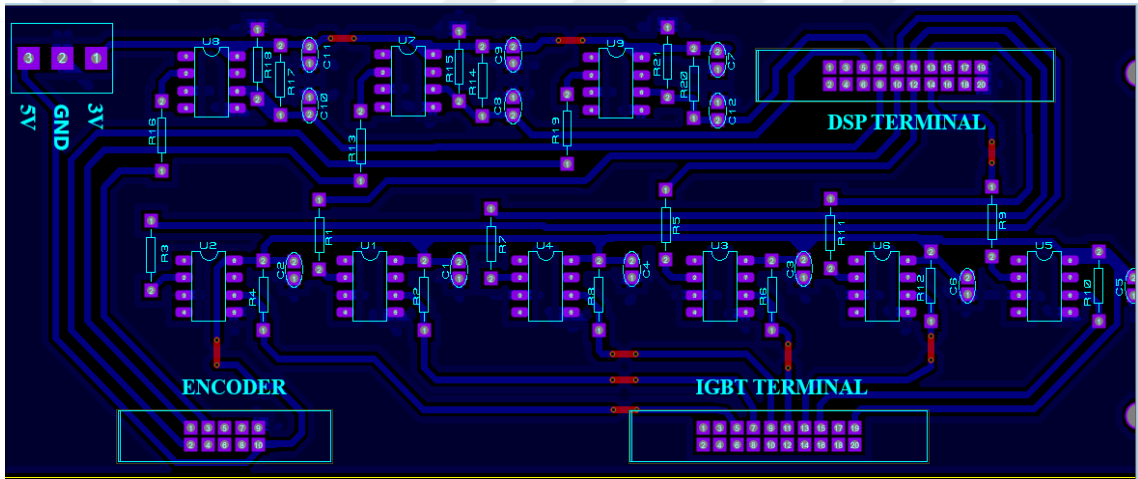
(a)



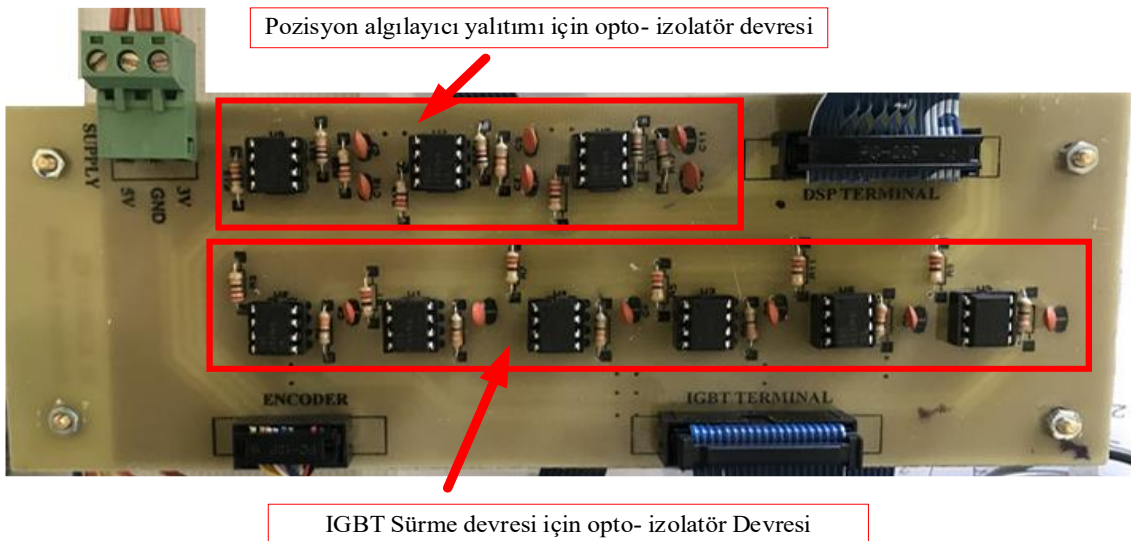
(b)

Şekil 3.13. Optik-yalıtım devreleri (a) IGBT sürücü devresi için (b) Pozisyon algılayıcısı için.

SIİ ile IGBT sürme devresi arasındaki 6 adet kontrol sinyali ve SIİ ile pozisyon algılayıcıdan gelen 3 adet sinyali olmak üzere toplam 9 adet optik-yalıtım devresine ait ISIS tasarımı Şekil 3 7 (a)'da bulunmaktadır.



(a)

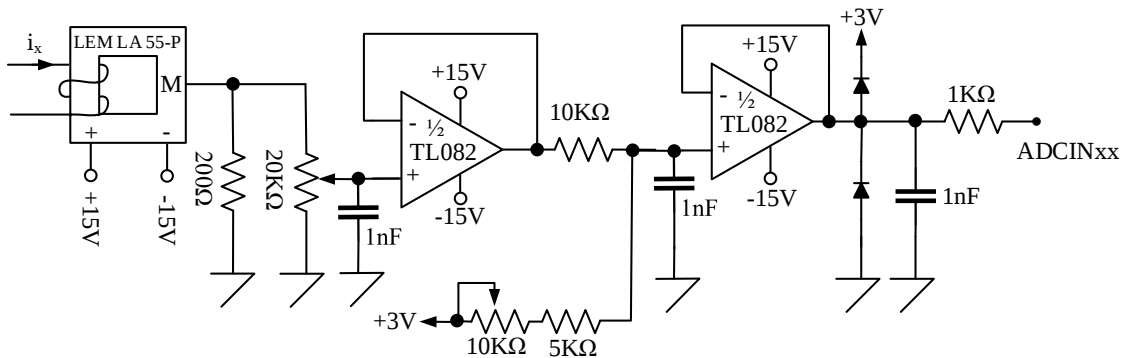


(b)

Şekil 3.14. Optik-yalıtım devreleri (a) ISIS tararımı, (b) üretilen devre kartı.

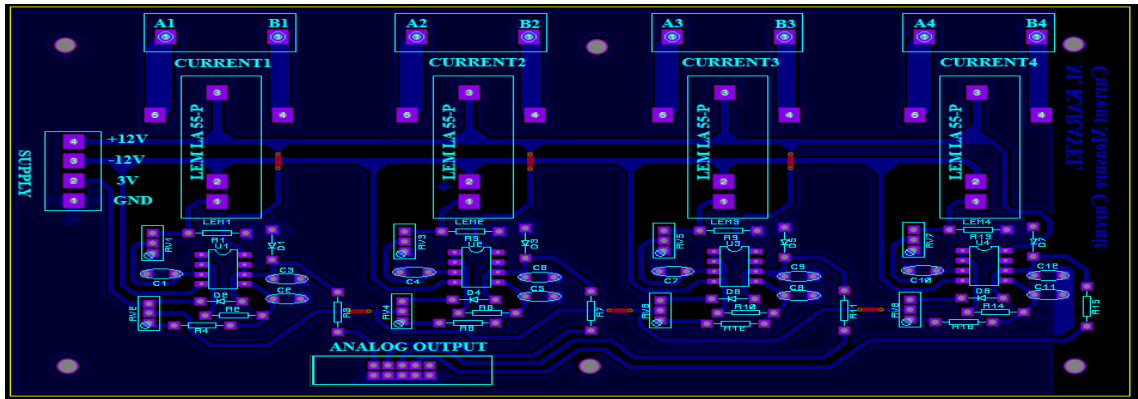
3.2.4. Akım Algılama Devresi

FDAM denetiminde, motorun bara akımı veya faz akımları önemli parametrelerden biridir. Bu nedenle doğru okunması gerekmektedir. FDAM sürücü sisteminde kullanılacak olan Sİİ'nin ADC girişi 0-3 V_{DA} aralığındadır. Oysa genelde sürücü parametreleri, Sİİ'nin doğrudan ölçemeyeceği yüksek akım değerlerine sahiptirler. Bu akım değerlerinin Sİİ'nin sorunsuz ve doğru ölçebilmeleri için akım transdüserlerine ihtiyaç vardır. Bu transdüserler yüksek akımları algılayarak Sİİ'nin özelliklerine uygun düşük gerilim ve akım değerleri üretmektedir. Tasarlanan üç fazlı eviricide yüksek güçlü motorlarında sürülebileceği düşünülerek 50 A akım değerine kadar ölçüm yapabilen akım algılayıcılar kullanılmıştır. Akım algılama devresi için LEM firması tarafından üretilen LA 55-P isimli akım transdüseri kullanılmıştır. Bu akım algılayıcısı geniş frekans aralığında akımların elektronik ölçümü için kullanılır: DA ve AA akım ölçümlerinde akım ölçümü yapılan güç tarafı ile akım algılama devresi arasında yalıtım sağlayan Hall etkili çalışma prensibine sahiptir. Bu akım algılayıcı için giriş nominal RMS akımı 50 A ve dönüştürme oranı 1:1000'dir. Akım algılayıcı, ölçtüğü akımın yönü ve şiddetini ölçebildiğinden sinyalin negatif alternansında negatif değer üretmektedir. Sİİ'nin analog-dijital dönüştürücü (ADC) girişi 0-3 V_{DA} aralığında olduğundan akım algılayıcısından alınan negatif değerlerinde pozitif değere dönüştürülmesi gerekir. Bu işlem için $\pm$ tam skala ölçüm aralığı belirlenir. Akım algılayıcıdan alınan sinyaller bu skala aralığında olacak şekilde gerilim izleyici yükselteç devresinde yükseltilir. Sİİ'nin ADC girişi 0-3 V_{DA} aralığında olması sebebiyle, negatif alternansta okunan değerleri 0 ila 1,5 V_{DA} değerinde ve pozitif alternansta okunan değerleri 1,5 ila 3 V_{DA} olacak şekilde işlemsel yükselteç ile toplanır. Devrede işlemsel yükselteç olarak TL082 kullanılmıştır. Şekil 3.15'da bir faz akımına ait akım algılama devresi verilmektedir.

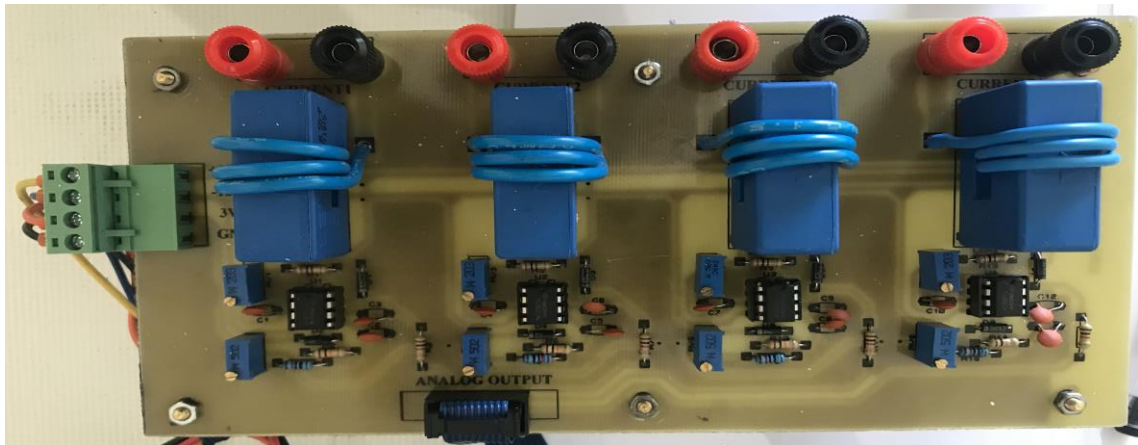


Şekil 3.15. Bir faz için akım algılama devresi.

Şekil 3.15’de verilen devrede LEM LA 55-P akım algılayıcısının sekonder tarafından (m terminali) nominal 50 mA çıkış değeri alınmaktadır. Bir akım kaynağı gibi çalışan akım algılayıcısının çıkışına ayarlı bir direnç ile ölçümü kolayca kalibre edilebilen değişken bir gerilim değeri, gerilim izleyici olarak kullanılan birinci işlemsel yükseltece uygulanır sonrasında ikinci işlemsel yükselteç ile referans sinyal ile toplanarak çıkışa aktarılır. Referans sinyali üretilen kısımda bulunan 10 k Ω ’luk ayarlı direnç ile çıkışın offset ayarı yapılırken, çıkışta bulunan hızlı diyotlar ile beklenmedik durumlara karşı çıkıştaki gerilimin 0-3 V arasında kalmasını sağlanmaktadır. Şekil 3.16’de akım algılama devrelerine ait ISIS tasarımı ve üretimi verilmektedir.



(a)



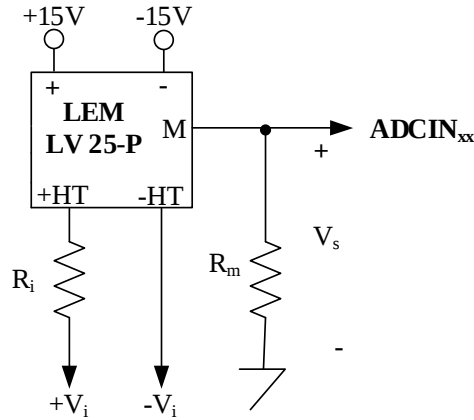
(b)

Şekil 3.16. Akım algılama devreleri (a) ISIS tasarımı, (b) üretilen devre kartı

3.2.5. Gerilim Algılama Devresi

Günümüzde piyasada çeşitli tiplerde gerilim algılayıcılar veya dönüştürücüler bulunmaktadır. Bu çalışmada bara gerilimi ve kondansatör şarj gerilimi ölçümü için LEM

firması tarafından üretilen LV 25-P gerilim dönüştürücüleri, mükemmel doğruluk, yüksek seviyede doğrusallaştırma, geniş bant aralığı ve dış parazitlere karşı yüksek yalıtkanlığa sahip olması nedeniyle tercih edilmiştir. Bu gerilim dönüştürücünün tasarımı ilk olarak birincil (primer) nominal akımının 10mA olarak ayarlanmasıyla başlatılırken, birincil tarafta ölçülecek gerilim, 10-500V aralığa kadar ayarlanabilir. Şekil 3.17’de LEM LV 25-P gerilim dönüştürücü bağlantı şeması verilmektedir[105], [106].



Şekil 3.17. LEM LV 25-P gerilim dönüştürücü bağlantı şeması.

Burada R_i ve R_m sırasıyla giriş direnci ve ölçüm direncidir. V_s ise gerilim algılayıcının çıkış gerilimidir. Gerilim algılayıcı birincil ölçülecek giriş gerilimi (V_i)300 V_{DA} olacak şekilde tasarlanmıştır. Bu nedenle R_i giriş direnci ve R_m ölçüm direnci ifadeleri,

$$R_i \geq \frac{V_i}{I_i} = \frac{300V}{10mA} = 30 k\Omega \quad (3.49)$$

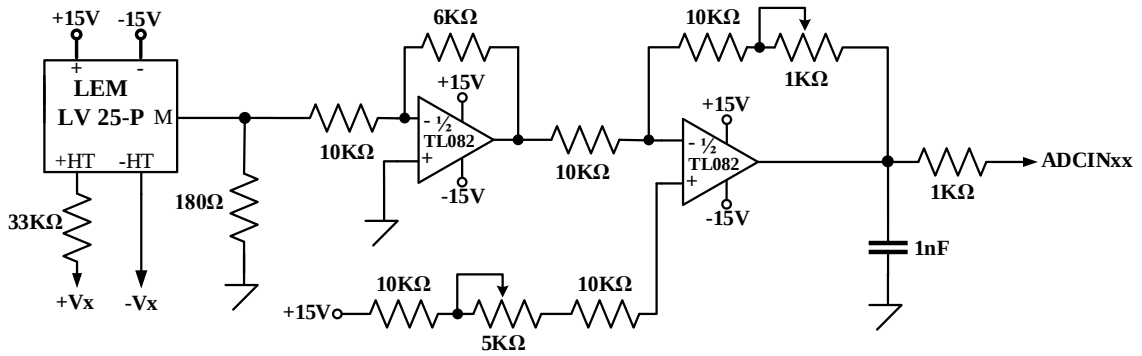
$$R_m \geq \frac{V_s}{I_s} = \frac{3V}{25mA} = 120\Omega \quad (3.50)$$

Şeklinde hesaplanır. Burada, Sİİ’nin girişi 0-3 V_{DA} aralıkta olması sebebiyle V_s çıkış gerilimi değeri 3V olarak alındı. Gerilim algılayıcının 2500/1000 dönüştürme oranı dikkate alındığında algılayıcının V_s çıkış gerilimi ifadesi,

$$V_s = \frac{V_o}{R_i} * \frac{2500}{1000} * R_m \quad (3.51)$$

Denklemleri ile elde edilir. Gerilim algılayıcı, ölçtüğü gerilimin genliğinin yönü ve şiddetini ölçebildiğinden sinyalin negatif alternansında negatif değer üretmektedir. Sİİ’nin ADC

girişi 0-3 V_{DA} aralığında olduğundan akım algılayıcısından alınan negatif değerlerinde pozitif değere dönüştürülmesi gerekir. Bu işlem için $\pm$ tam skala ölçüm aralığı belirlenir. Gerilim algılayıcıdan alınan sinyaller bu skala aralığında olacak şekilde gerilim izleyici yükselteç devresinde yükseltilir. Sİİ'nin ADC girişi 0-3 V_{DA} aralıkta olması sebebiyle, negatif alternansta okunan değerleri 0 ila 1,5 V_{DA} değerinde ve pozitif alternansta okunan değerleri 1,5 ila 3 V_{DA} olacak şekilde işlemsel yükselteç ile toplanır. Devrede işlemsel yükselteç olarak TL082 kullanılmıştır. Şekil 3.18'de bir faz akımına ait akım algılama devresi verilmektedir.



Şekil 3.18. Bir faz için gerilim algılama devresi.

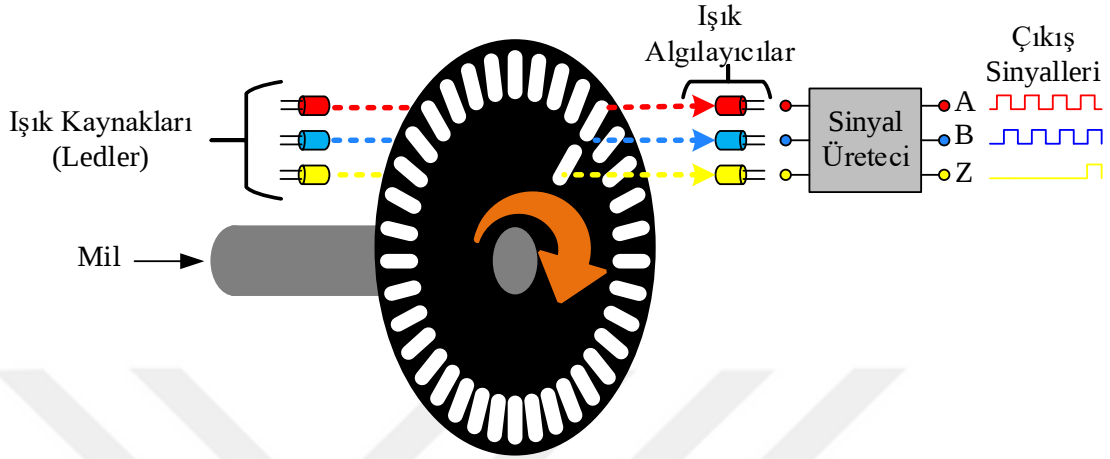
Şekil 3.19'da verilen devrede LEM LV 25-P gerilim algılayıcısının sekonder tarafından (m terminali) nominal 25 mA çıkış değeri alınmaktadır. Bir akım kaynağı gibi çalışan gerilim algılayıcısının çıkışına 180Ω bir direnç ile bir gerilim değeri, gerilim izleyici olarak kullanılan birinci işlemsel yükseltece uygulanır sonrasında ikinci işlemsel yükselteç ile referans sinyal ile toplanarak çıkışa aktarılır. Referans sinyali üretilen kısımda bulunan 5 kΩ'luk ayarlı direnç ile çıkışın offset ayarı yapılırken, ikinci işlemsel yükseltecin kazanç değerini ifade eden dirence 1 kΩ'luk ayarlı direnç bağlanmıştır. Bu sayede devrenin çıkış geriliminin kalibrasyonu kolayca yapılabilir olmuştur

3.2.6. Pozisyon Algılayıcısı

FDAM elektronik komütasyon ile çalışan motorlar olduğundan sürücü denetiminde anlık doğru pozisyon bilgisinin alınması önemli işlemlerden birisidir. Motorun gerçek zamanlı pozisyon bilgisi motor miline bağlı iki kanallı (A kanal ve B kanal) artırımlı (incremental) sayıcı kullanılmıştır.

Şekil 3.20'de verildiği gibi genel bir artırımlı sayıcı bir disk, üç adet ışık algılayıcısı (A, B ve Z sinyalleri için) ve ışık kaynağından oluşmaktadır. Diskin çevresinde ışığın iletilmesini sağlayan yuvalar desenlenmiştir. Işık algılayıcıları ve ışık kaynakları diskin

üzerinde bulunan yuvaların tam karşısına karşılıklı konumlandırılır ve motor miline bağlı disk döndükçe algılayıcılar diskteki yuvanın hizasına geldiğinde ışığı algılar, aksi durumda ise ışığı algılamaz. Algılayıcıların ürettiği sinyal bir sinyal dönüştürücü ile çıkışa aktarılır.



Şekil 3.19. Artırımlı sayıcı genel yapısı.

Bu çalışmada kullanılan motorda bulunan pozisyon algılayıcısı her bir turda A ve B sinyallerinden ayrı ayrı 2000 darbe üretmektedir. Bu iki sinyal sırasıyla Sİİ'nin P8 terminalinde bulunan eQEP1A ve eQEP1B'ye iletilir. Sİİ'nin eQEP ünitesi sinyallerin sadece yükselen kenarını değil aynı zamanda düşen kenarını da sayabilmektedir. Bu sayede her iki kanalın yükselen, düşen kenarları ilebirlikte saydılarak FDAM bir tur başına 8000 darbe elde edilmiş, böylece çözünürlük 4 kat artırılmıştır. Elde edilen bu sinyaller kullanılarak motorun gerçek zamanlı hız ve pozisyon bilgisi elde edilmiştir. Pozisyon algılayıcısının Z(indeks) sinyali her turda bir sinyal üretmektedir. Algılayıcının Z sinyali Sİİ'nin EQEP1I girişine bağlanarak her turda sayıcı değeri sıfırlanmıştır. Böylece olası pozisyon hatası her turda sıfırlanmaktadır.

3.2.7. Sayısal İşaret İşlemci

FDAM süücü sisteminin denetimi ve yazılım geliştirme deneyimleri için Texas Instruments firmasının ürettiği TMS320F28335 tipi sayısal işaret işleyici (Sİİ) kullanılmıştır. Sİİ 32 bit esnek noktalı (floating-Point) ünitesi ve 150 Mhz (6,67 ns) komut işleme hızı ile motor denetim uygulamaları için birçok birime sahiptir. FDAM sürücüsünün ihtiyaç duyduğu DGM işaretlerinin üretilmesi, pozisyon algılayıcısından alınan işaretler ve akım-gerilim algılayıcı devreden gelen analog işaretler Sİİ tarafından işlenip komütasyon işaretlerinin üretilmesi için gerekli algoritma bu işlemci için

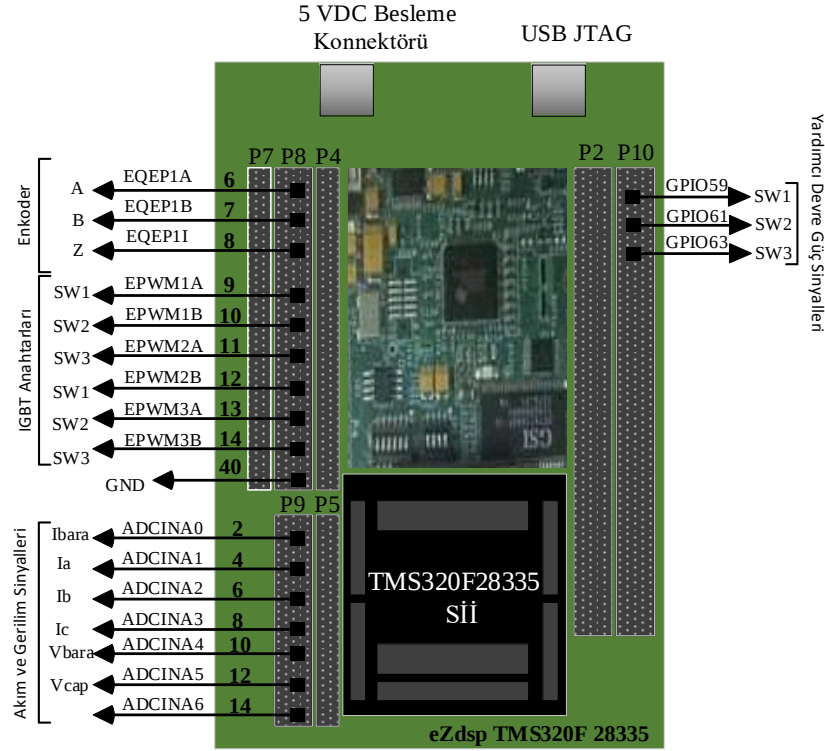
hazırlanmış eZdsp yazılım geliştirme kartı üzerinden gerçekleştirilmiştir. TMS320F28335 işlemcisinin önemli bazı özellikleri Çizelge 3.2’de verilmektedir.

Çizelge 3.2. TMS320F28335 Teknik özellikleri.

İşlemci	TMS320F28335 (C28x)
Frekans (MHz)	150
Flaş bellek (kByte)	512
RAM (kByte)	68
ADC çözünürlüğü (Bps)	12
Toplam işleme (MIPS)	150
Özellikler	Harici bellek arayüzü, FPU32
UART	3
CAN	2
Sigma-delta filtresi	0
PWM (Kanal)	12
ADC kanalı sayısı	16
Zamanlayıcı	3
Doğrudan bellek erişimi (Ch)	6
SPI	1
QEP	2
USB	HAYIR
Çalışma sıcaklığı aralığı (°C)	-40 ile 125
İletişim arayüzü	CAN, I2C, SPI, UART

Bu çalışmada TMS320F28335 Sİİ’nin kullanılan terminal pinleri Şekil 3.20’de gösterilmektedir. Üç fazlı H köprü eviricide bulunan altı adet IGBT’nin DGM sinyalleri için Sİİ’nin P8 terminalinde bulunan EPWM1A, EPWM2A ve EPWM3A pinleri sırasıyla eviricinin üst anahtarlarını, EPWM1B, EPWM2B ve EPWM3B pinleri ise eviricinin alt anahtarlarını kontrol etmektedir. Yine P8 terminalinde bulunan EQEP1A, EQEP1B ve EQEP1I pinlerine motorun artırımli pozisyon algılayıcısından alınan sırasıyla A kanal, B kanal ve Z (indeks) kanal sinyalleri girilmektedir. P10 terminalinin GPIO59, GPIO61 ve GPIO63 pinlerinden yardımcı yükselme devresinde bulunan sırasıyla S1, S2 ve S3 güç anahtarları için denetim sinyalleri sağlanmaktadır. P9 ANALOG terminalinin ADCINA0

ile ADCINA3 pinlerinden akım algılayıcı devresinden alınan eviricinin bara akımı (I_{bara}) ve gerekli görüldüğünde faz akımları i_a , i_b ve i_c gerçek faz akımları ölçümünde kullanılması için yedek olarak girilmiştir. P9 ANALOG konnektörünün ADCINA4 ile ADCINA7 pinlerinden gerilim algılayıcı devresinden alınan eviricinin bara gerilimi (V_{bara}) ve yardımcı gerilim yükseltme devresindeki C1 kondansatörünün gerçek gerilimleri girilmektedir. Bunların yanında DA besleme konnektörü ve bilgisayar ile iletişimi sağlayan USB JTAG konnektörü kullanılmıştır.

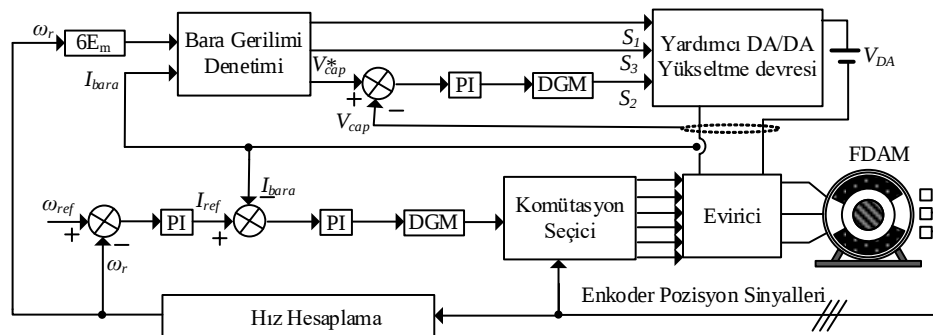


Şekil 3.20. eZdsp TMS320F28335 kartının konnektör bağlantıları.

4. ÖNERİLEN FDAM SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN TASARIMI

FDAM'nin ideal olarak faz akımı dalga şekilleri dikdörtgendir ve ve zıt emk'si aynı fazdadır. Pratikte ise faz akımları, sonlu yükselme ve düşme sürelerine sahip olduklarından trapez dalga şekillerine sahiptirler. Devreye giren faz akımı ile devreden çıkan faz akımlarının yükselme ve düşme süreleri farklı olduğunda üretilen momentte dalgalanma meydana gelir. Yüksek hızlarda sınırlı DA kaynağı ile beslenen FDAM'da devreye giren faz akımı, devreden çıkan faz akımından daha uzun sürede komütasyonunu tamamlamaktadır. Bu nedenle, üretilen çıkış momentinde yükselme (spike) şeklinde salınımlar meydana gelmektedir.

Bu tez çalışmasında, yüksek hızlarda meydana gelen moment salınımlarını azaltmak için komütasyon anında sınırlı DA kaynak gerilimini gerekli olan gerilim seviyesine çıkaracak yardımcı DA-DA yükseltme devresi tasarlanmıştır. Tasarlanan sürücü topolojisinin blok şeması Şekil 4.1’de verilmektedir.



Şekil 4.1. Tasarlanan sürücü topolojisinin blok şeması.

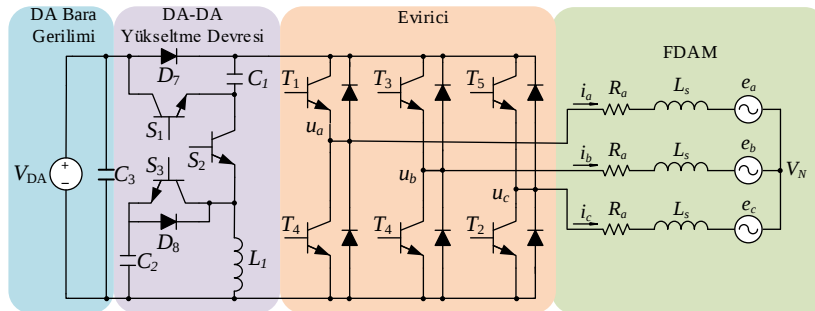
Tasarlanan FDAM sürücüsüne, Şekil 4.2’de gösterildiği gibi DA kaynak ile evirici devresi arasına yardımcı DA-DA yükseltme devresi eklenmektedir. Yardımcı yükseltme devresi; üç adet 10µF 475 V kondansatör, bir adet 37 mH bobin, bir adet DSEP29-06A model 600V 30A hızlı diyot ve 3 adet IRFP460 N kanal mosfet’ten oluşmaktadır. Yardımcı DA-DA yükseltme devresinde C_1 kondansatörü 10µF 475 V iki kondansatörün birbirine paralel bağlanması ile 20 µF’lık bir kapasite değeri elde edilmiştir. C_2 kondansatörü için ise 10µF 475 V bir kondansatör tercih edilmiştir.

Bu çalışmada ayrıca, önerilen topolojinin maliyet analizi yapılarak geleneksel FDAM sürücü sistemine eklenmesi sonucunda üretim ve işçilik ücretleri haricinde toplam 115,29\$'lık bir maliyeti olmuştur. Tez çalışmasında kullanılan SANYO DENKI firmasına ait P50B08100D model SMSM sürücüsünün güncel fiyatı 1150\$'dır. Dolayısıyla, önerilen topoloji mevcut motor sürücünde yaklaşık %10'luk bir maliyet artışına neden olmaktadır.

Çizelge 4.1. Önerilen topolojinin üretim maliyeti.

Malzeme Adı	Adet	Birim Fiyat	Toplam
IRFP640 N kanal mosfet 20A, 500V	3	1,86 \$	5,58 \$
10uF 475VAC Polyester Kondansatör	3	3,10 \$	9,30 \$
LEM LV25-P gerilim sensörü 10-500V AA/DA 2500:1000	1	87,00 \$	87,00 \$
37 mH 10A troidal bobin	1	6,99 \$	6,99 \$
Hızlı Diyot DSEP29-06A 600V, 30A	1	3,42 \$	3,42 \$
Diğer sarf malzeme	1	3,00 \$	3,00 \$
Genel Toplam:			115,29 \$

Komütasyon moment salınımının etkili bir şekilde azaltılması için, iletim bölgesinde C_1 kondansatörü şarj edilmekte, komütasyon anında ise DA bara gerilimini yükseltmek için DA kaynağına S_1 anahtarı üzerinden seri olarak bağlanmaktadır. Bu şekilde FDAM'un ihtiyaç duyduğu DA bara gerilimi elde edilmektedir. Önerilen yöntem, komütasyon anında DA gerilim kaynağına seri bağlandığından ikinci gerilim kaynağı gibi davranmakta ve evirici bara gerilimini yükselmesini sağlamaktadır. Dolayısıyla, komütasyon anında motorun ihtiyacı olan gerilim ve gücün sadece küçük bir kısmını karşılamaktadır. Bu durum, literatürdeki diğer yardımcı DA-DA dönüştürücü topolojisine dayalı yöntemlerle kıyasla daha küçük kapasiteli devre elamanlarına ihtiyaç duymaktadır. Şekil 4.2'de bu çalışmada FDAM sürücüsü için önerilen eşdeğer devre şeması gösterilmektedir.

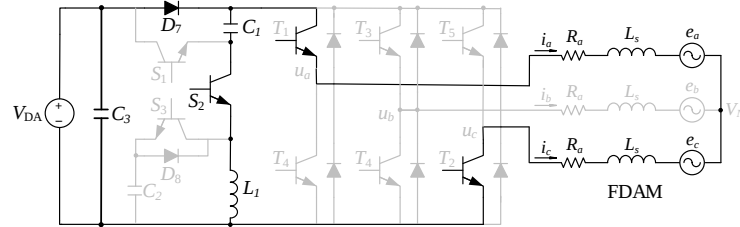


Şekil 4.2. FDAM sürücüsü için önerilen eşdeğer devre şeması.

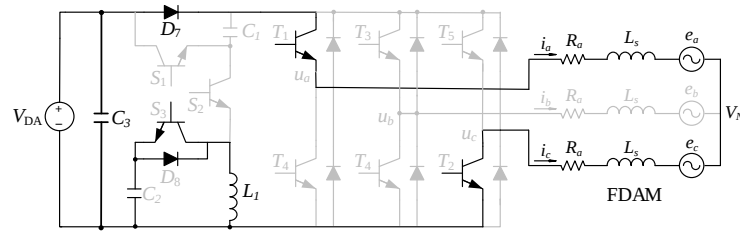
4.1. TASARLANAN SÜRÜCÜ YÜKSEK HIZ ANALİZİ

Analizi kolaylaştırmak için A ve B fazlarının komütasyona uğrayan faz, C fazının ise komütasyon dışı faz olarak dikkate alınacaktır. Ayrıca, motor çalışması iletim bölgesi ve komütasyon bölgesi olarak iki ayrı durumda ele alınacaktır. Denklem (2.68)'de belirtildiği gibi motor hızına bağlı olarak motor faz sargılarında endüklenen zıt emk değeri değişmektedir. Motorun yüksek hızlarda zıt emk değeri kaynak gerilimi değerinden daha büyük ($V_{DA} < 6E_m$) olmaktadır.

Birinci durumda; Önerilen yardımcı yükseltme devresi çalışması iletim bölgesinde Şekil 4.3 (a)'daki gibi S_1 anahtarı kesimde (kapalı), S_2 anahtarına darbe genişlik modülasyonu (DGM) uygulanarak görev döngüsü oranına bağlı L_1 bobini üzerinden C_1 kondansatörünü şarj edilmektedir. C_1 kondansatörü şarj edilirken S_2 ve S_3 anahtarları eş zamanlı ama eşleniği şeklinde çalışmaktadır. Bu sayede S_2 anahtarı üzerinden C_1 şarj edilirken, L_1 'de depolanan enerji Şekil 4.3(b)'deki gibi S_3 anahtarı iletime alınarak L_1 bobini ile C_2 kondansatörü osilasyona girerek L_1 üzerinde depolanan enerji C_2 üzerine aktarılmaktadır.



(a)



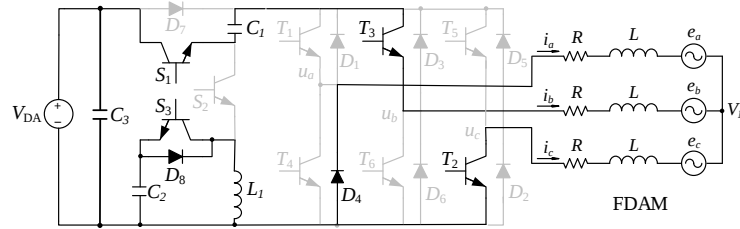
(b)

Şekil 4.3. İletim bölgesinde kondansatör şarj işlemi eş değer devresi. (a) S_2 anahtarı iletimde, (b) S_2 anahtarı kesimde.

Şarj edilen gerilim miktarı ölçülen C_1 kondansatör gerilimi (V_{cap}) ile hesaplanan şarj geriliminin (V_{cap}^*) bağlı olmaktadır. Denklem (4.1)'ye göre kondansatör şarj gerilimi (V_{cap}^*) hesaplanmaktadır.

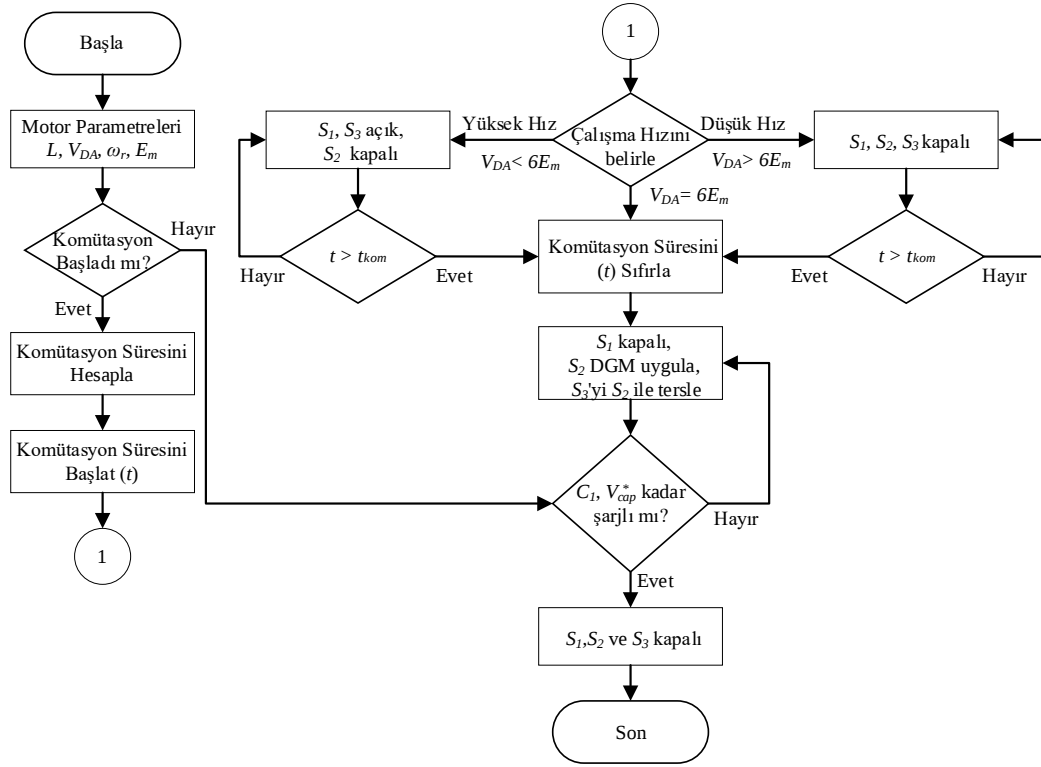
$$V_{cap}^* = 6E_m - V_{DA} \quad (4.1)$$

İkinci durumda ise; Önerilen yardımcı yükseltme devresi çalışması, komütasyon bölgesinde Şekil 4.4'deki gibi S_1 anahtarı açık, S_3 anahtarı kapalı, S_2 anahtarı kapalıdır. Bu durumda, C_1 kondansatörü V_{DA} kaynağı gerilimini artıracak şekilde seri bağlanarak evirici bara gerilimi üzerinden t_{kom} süresi boyunca deşarj olmaktadır. Komütasyon moment salınımını azaltmak için gerekli olan $V_{DA} = 6E_m$ eşitliği elde edilmektedir.



Şekil 4.4. Komütasyon bölgesinde kondansatörün deşarj olduğu eş değer devre.

Şekil 4.4'de gösterildiği gibi devreden çıkan A faz akımı yerini devreye alınan B fazına bırakmıştır. Komütasyon doğası gereğince devreden çıkan A fazının sargılarında depolanan enerji kesime giren güç anahtarı (T_1) eşleniği olan T_4 anahtarının serbest geçiş diyotu (D_4) üzerinden üç fazlı evirici barasına akmaya zorlanması ile söndürülmektedir. Bu süreçte motorun stator faz sargılarında üç faz akım bulunmaktadır. Tasarlanan sürücünün denetimi için akış şeması Şekil 4.5'de verilmektedir.



Şekil 4.5. Tasarlanan sürücünün denetimi için akış şeması.

Uygulama sürecinde, FDAM geleneksel PI denetleyici ile akım denetim yapılmaktadır. PI denetleyici çıkışında evirici anahtarları uygulanacak DGM için görev oranı üretmektedir. Üretilen görev oranları pozisyon algılayıcılardan gelen komün bilgisine göre eviricinin güç anahtarlarına uygulanmaktadır. Komütasyon öncesi iletim bölgesinde motor hızına bağlı olarak zıt emk değerini ve yardımcı DA dönüştürücü devresinde bulunan C_1 kondansatörü şarj edilmesi gereken gerilimi (V_{cap}^*) hesaplamaktadır. PI denetleyici ile hesaplanan V_{cap}^* değeri ile ölçülen V_{cap} değeri arasındaki farka göre DGM için görev oranı üretmekte ve C_1 kondansatörünü şarj etmek için S_2 güç anahtarına uygulamaktadır. Komütasyon anında, motor hız durumuna (yüksek hızlar için) göre yardımcı DA dönüştürücü devresinde bulunan S_1 , S_2 ve S_3 güç anahtarlarını kontrol etmekte ve komütasyon anında ihtiyaç olan gerilim değeri C_1 kondansatörü üzerinden elde etmektedir.

5. BENZETİM VE UYGULAMA SONUÇLARI

Bu çalışmada, FDAM akım denetimli sürücü sisteminde yüksek hızlarda meydana gelen komütasyon moment salınımını azaltmak amacıyla önerilen yardımcı DA-DA yükseltme devresinin geçerliliğini test etmek için benzetim ve uygulama çalışmaları yapılmıştır. Yapılan çalışmalarda önerilen topolojinin performansını vurgulamak için benzer koşullarda geleneksel yöntem ile testler yapılmıştır. Her iki çalışmada elde edilen sonuçlar her bir yöntem için ayrı ayrı verilerek detaylı şekilde yorumlanmıştır.

5.1. BENZETİM SONUÇLARI

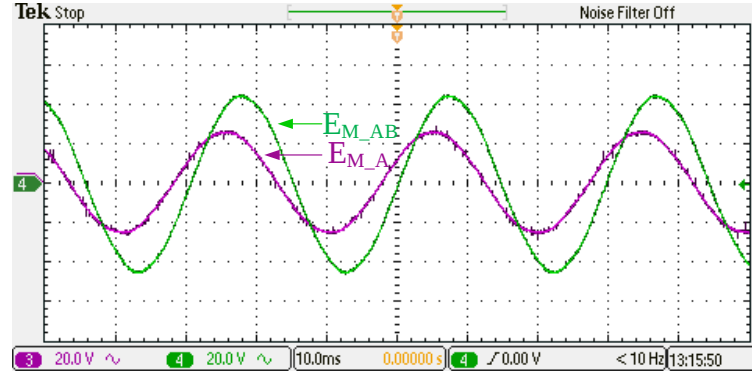
Bu tez çalışmasında, FDAM sürücü sistemi için önerilen yöntemin etkinliğini göstermek amacıyla öncelikle bilgisayar ortamında MATLAB/SIMULINK platformu üzerinden benzetim çalışması yapılmıştır. Benzetim çalışmasında C programlama dili kullanılmıştır. FDAM sürücü sistemi tam modeli için Bölüm 2.3.1 ve Bölüm 2.4.1’de elde edilen motor modeli ve komütasyon moment salınımı matematiksel modellerden faydalanılmıştır.

Çizelge 5.1. Motor Parametreleri.

Motor Parametreleri	Değer	Birim
Faz Sayısı	3	
Kutup Sayısı (P)	4	
Evirici Bara Gerilimi (V_{DA})	200	V
Nominal Çıkış Gücü (P_r)	1000	W
Nominal Hız (N_r)	3000	d/d
Nominal Moment (T_r)	3,185	Nm
Faz Sargısı Endüktansı (L_s)	2,419	mH
Faz Sargısı Direnci (R_s)	0,41	Ohm - Ω
Zıt Emk Sabiti (k_v)	30,02	mV/(d/d)

FDAM sürücü sistem modeli oluşturulurken FDAM yerine uygulamada kullanılan SANYO DENKI firmasının ürettiği P50B08100D model SMSM parametreleri kullanılmıştır. Kullanılan SMSM parametreleri Çizelge 5.1’de verilmektedir. Tezde kullanılan 4 kutuplu SMSM’nin 1000 d/d hızda 33,3 ms periyotta ürettiği sinüsoidal dalga şekilleri faz-notr faz gerilimi (E_{M_A}) ve faz-faz hat gerilimi ($E_{M_{AB}}$) şeklinde Şekil 5.1’de verilmektedir. Şekil 5.1 incelendiğinde motorun ürettiği hat gerilimi ($E_{M_{AB}}$)’nin etkin

değeri Çizelge 5.1’de verilen zıt emk sabiti ile tutarlı olduğu açıkça görülmektedir.



Şekil 5.1. Tez çalışmasında kullanılan SMSM’nin zıt emk dalga şekilleri.

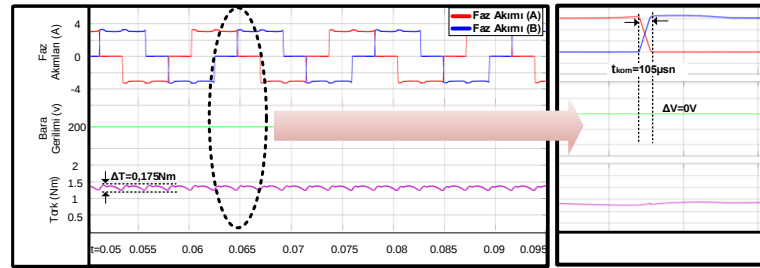
Bölüm 2.4.1’de gerçekleştirilen analizde komütasyon esnasında çıkış momenti ve KAS azaltılmasını sağlayacak önerilen topolojinin etkinliğini vurgulamak için benzetim çalışmalarında, sabit referans akım denetimli farklı hız ve yük değerlerinde geleneksel ve önerilen yöntem kullanılarak benzer koşullarda testler gerçekleştirildi. Benzetim çalışmalarında motorun nominal evirici bara gerilimi $V_{DA}=200$ V sabit, $T_L=1.25$ Nm ve $T_L=2.5$ Nm yüklerde değişik hızlarda faz akımları ve çıkış momenti ölçümleri gerçekleştirildi.

Benzetim çalışmasında FDAM sürücü sistemi hem geleneksel yöntem hem de önerilen yöntem ile farklı hız ve yük durumlarında ayrı ayrı çalıştırılmıştır. Bu durumlar aşağıda verilmektedir. Önerilen yöntemde $V_{DA} = 6E_m$ eşitliği moturun 2250 d/d hız değerinde elde edildiğinden benzetim çalışmaları bu hız değerinden başlanmıştır.

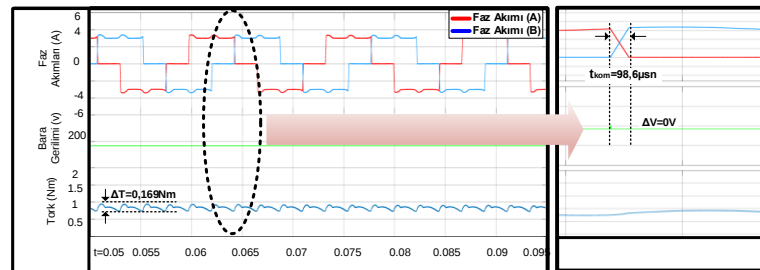
1. 2250 d/d hız ve 1.25 Nm yükte
2. 2500 d/d hız ve 1.25 Nm yükte
3. 2750 d/d hız ve 1.25 Nm yükte
4. 3000 d/d hız ve 1.25 Nm yükte
5. 2250 d/d hız ve 2.5 Nm yükte
6. 2500 d/d hız ve 2.5 Nm yükte
7. 2750 d/d hız ve 2.5 Nm yükte
8. 3000 d/d hız ve 2.5 Nm yükte

Şekil 5.2’de 2250d/d hız ve 1,25 Nm yük değerlerinde geleneksel sürücü yöntemi (a) ve

(b) önerilen sürücü yöntemi benzetim sonuçları görülmektedir. Sonuçlar incelendiğinde bu hız değerinde denklem (2.68)'e göre elde edilen zıt emk (E_m) değerlerinin 6 katı evirici bara gerilimine yaklaşık olarak eşit olmaktadır ($V_{DA} = 6E_m$). Önerilen yöntemde bulunan yardımcı yükseltme devresinde denklem (4.1)'e göre hesaplanan kapasite gerilimi (V_{cap}) sıfıra eşit olmakta ve komütasyon anında bara geriliminde herhangi bir yükselme olmamaktadır. Dolayısıyla, geleneksel sürücü yöntemi ile önerilen sürücü yönteminde faz akımları dalga şekilleri, komütasyon anında komütasyon moment salınımı yaklaşık olarak aynı değerde olduğu görülmektedir. FDAM'ın bu hız seviyesinde $V_{DA} = 6E_m$ eşitliği sağlandığından her iki yöntemde de devreye giren B faz akımı ile devreden çıkan A faz akımı eğimleri yaklaşık aynıdır. Dolayısıyla KAS ve komütasyon moment salınım olmamaktadır. Buna rağmen, faz akımlarında komütasyon moment salınım olmamasına rağmen motorun çıkış momentinde zıt emk dalga şekli sinüsoidal olan bir motor kısmi kare dalga akımlarla çalıştırıldığından yaklaşık %14 onanında salınım meydana gelmektedir. Bu durumun teorik analizi denklem (2.18) ve denklem (2.22) arasında yapılmıştır.



(a)

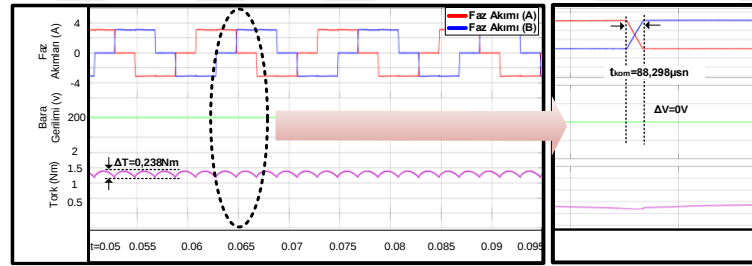


(b)

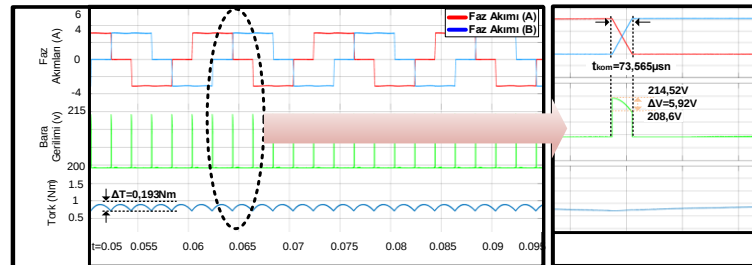
Şekil 5.2. 2250 d/d hız ve 1,25 Nm yük değerlerinde (a) geleneksel sürücü, (b) önerilen sürücü benzetim sonuçları.

Şekil 5.3'te 2500 d/d ve $T_L = 1,25$ Nm yük uygulama çalışmasında Şekil 5.3(a)'da geleneksel sürücü yöntemi ve Şekil 5.3(b)'de önerilen sürücü yöntemi benzetim sonuçları

görülmektedir. Bu hız seviyesinde evirici bara gerilimi, zıt emk'nin 6 katından ($V_{DA} < 6E_m$) büyüktür. Evirici sabit bir bara gerilimine sahip olduğundan sınırlı bir akımın akmasına neden olmaktadır. Bu nedenle devreye giren A faz akımı devreden çıkan B faz akımında daha yavaş komütasyonu tamamlamaktadır. Şekil 5.3(a)'da gösterildiği gibi hem KAS hem de motorun çıkış momentinde komütasyon salınımları meydana getirmektedir. Önerilen yöntemde ise eviricinin bara gerilimi yardımcı yükseltme devresi ile iletim bölgesinde $V_{DA} = 6E_m$ sağlayacak şekilde yükseltme devresinde bulunan C_1 kondansatörü şarj edilmektedir. Komütasyon anında ise DA kaynağına anahtarlar yardımı ile C_1 kondansatörü seri bağlanarak evirici bara gerilimi istenilen seviyeye çıkarılmaktadır. Bu işlemlerin sonucunda önerilen yöntem ile devreye giren faz akımı ile devreden çıkan faz akımı komütasyon süreleri birbirine eşit olmakta ve hem KAS hem de KMS azaltılmaktadır. Sonuçlar incelendiğinde geleneksel yöntemde motorun çıkış momentinde meydana gelen salınım ($T_{salınım}$) 0,238 Nm ve komütasyon süresi (t_{kom}) 88,298 μ sn iken önerilen yöntemde $T_{salınım}=0,193$ Nm, $t_{kom}= 73,565$ μ sn ve C_1 kondansatörü şarj gerilimi (V_{cap}^*) 14,52 V'tur. Sonuç olarak önerilen yöntem bu uygulama çalışmasında motor çıkış momentindeki salınımı %18,9 oranında azaltılmış ve komütasyon süresi %16,68 oranında kısaltılmıştır.



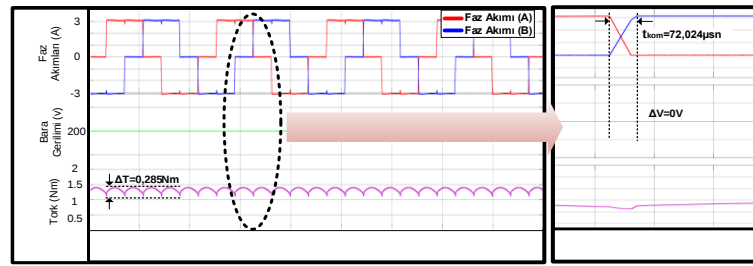
(a)



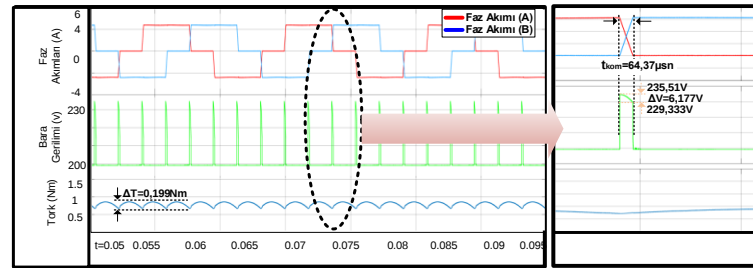
(b)

Şekil 5.3. 2500 d/d hız ve 1,25 Nm yük değerlerinde (a) geleneksel sürücü, (b) önerilen sürücü benzetim sonuçları.

Şekil 5.4’da 2750 d/d ve $T_L = 1,25$ Nm yük uygulama çalışmasına ait Şekil 5.4(a)’da geleneksel yöntem, Şekil 5.4(b)’de önerilen yöntem benzetim sonuçları görülmektedir. Bu hız seviyesinde ($V_{DA} < 6E_m$) eşitsizliği olması nedeniyle yardımcı yükseltme devresi aktif hale gelmekte ve C_1 kondansatörünü hesaplanan gerilim değerine göre şarj etmektedir. Sonuçlar incelendiğinde geleneksel yöntemde $T_{salınım} = 0,289$ Nm ve komütasyon $t_{kom} = 72,024$ μ s iken önerilen yöntemde $T_{salınım} = 0,199$ Nm, $t_{kom} = 64,37$ μ s ve $V_{cap}^* = 35,51$ V’tur. Sonuç olarak önerilen yöntem bu uygulama çalışmasında motor çıkış momentindeki salınımı %31,14 oranında azaltılmış ve komütasyon süresi %10,63 oranında kısaltılmıştır.



(a)

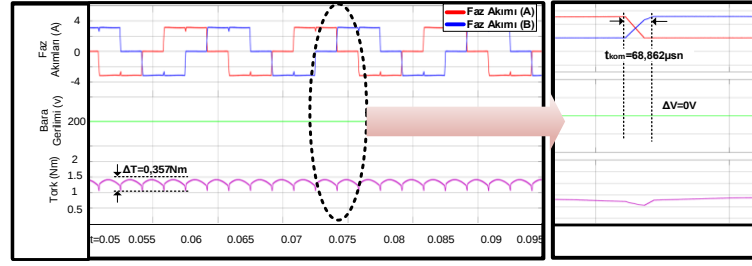


(b)

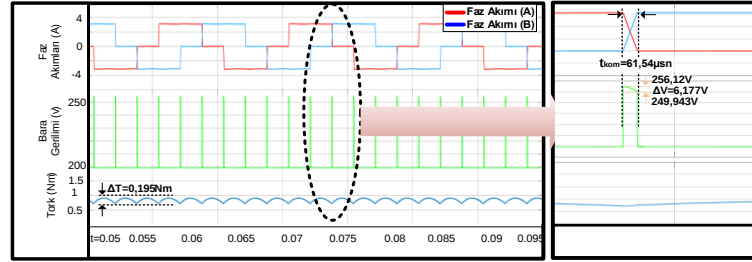
Şekil 5.4. 2750 d/d hız ve $T_L = 1,25$ Nm yük değerlerinde (a) geleneksel sürücü, (b) önerilen sürücü benzetim sonuçları.

Şekil 5.5’da 3000 d/d ve $T_L = 1,25$ Nm yük uygulama çalışmasına ait Şekil 5.5(a)’da geleneksel yöntem, Şekil 5.5(b)’de önerilen yöntem benzetim sonuçları görülmektedir. Bu hız seviyesinde ($V_{DA} < 6E_m$) eşitsizliği olması nedeniyle yardımcı yükseltme devresi aktif hale gelmekte ve C_1 kondansatörünü hesaplanan gerilim değerine göre şarj etmektedir. Sonuçlar incelendiğinde geleneksel yöntemde $T_{salınım} = 0,357$ Nm ve komütasyon $t_{kom} = 68,862$ μ s iken önerilen yöntemde $T_{salınım} = 0,195$ Nm, $t_{kom} = 61,54$ μ s ve $V_{cap}^* = 56,12$ V’tur. Sonuç olarak önerilen yöntem bu uygulama çalışmasında motor çıkış momentindeki salınımı %45,38 oranında azaltılmış ve komütasyon süresi %10,63

oranında kısaltılmıştır.



(a)



(b)

Şekil 5.5. 3000 d/d hız ve 1,25 Nm yük değerlerinde (a) geleneksel sürücü, (b) önerilen sürücü benzetim sonuçları.

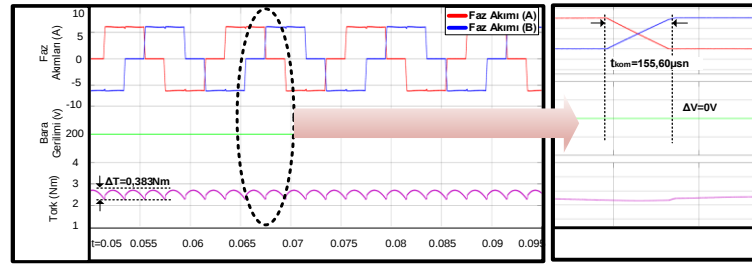
Çizelge 5.2’de $T_L=1,25\text{Nm}$ yükte farklı hızlarda elde edilen uygulama sonuçlarına ait tablo verilmektedir. Tablo incelendiğinde $T_L=1,25\text{Nm}$ yük değerinde önerilen yöntem geleneksel yönteme göre maksimum %45,38 oranında motorun çıkış momentinde, %16,69 oranında komütasyon süresinde iyileşme sağlanmıştır.

Çizelge 5.2. $T_L=1,25\text{Nm}$ yük değerinde elde edilen benzetim sonuç tablosu.

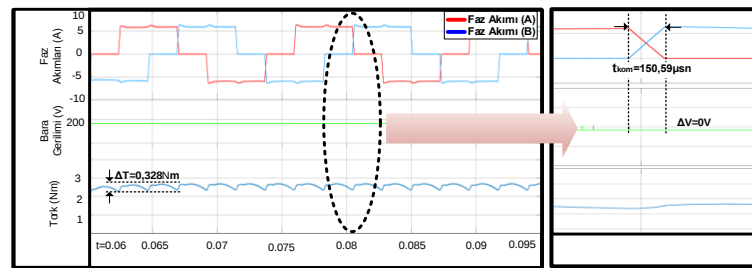
Hız (ω_r)	Yük (T_L)	Geleneksel		Önerilen		İyileşme Yüzdesi	
		t_{kom}	$T_{salınım}$	t_{kom}	$T_{salınım}$	t_{kom}	$T_{salınım}$
2250d/d	1,25Nm	105,00µs	0,175Nm	98,60µs	0,169Nm	%6,10	%3,43
2500d/d	1,25Nm	88,29µs	0,238Nm	73,56µs	0,193Nm	%16,69	%18,91
2750d/d	1,25Nm	72,02µs	0,289Nm	64,37µs	0,199Nm	%10,63	%31,14
3000d/d	1,25Nm	68,86µs	0,357Nm	61,54µs	0,195Nm	%10,63	%45,38

Benzetim çalışmalarının ikinci aşamasında motorun nominal çalışma gerilimi olan 200VDA sabit evirici bara gerilimi, $T_L=2,5$ Nm sabit yük ve değişik hız seviyelerinde faz akımları, motorun çıkış momenti ve üç faz evirici bara gerilimi ölçümleri gerçekleştirildi. Bu çalışmada aynı şartlar altında hem geleneksel hem de önerilen yöntemin sonuçları alınarak karşılaştırmaları yapıldı.

Şekil 5.6'de 2250d/d hız ve 2,5 Nm yük değerlerinde Şekil 5.6(a)'da geleneksel sürücü yöntemi ve Şekil 5.6(b)'de önerilen sürücü yöntemi benzetim sonuçları görülmektedir. Bu hız değerinde denklem (2.68)'e göre elde edilen zıt emk (E_m) değerlerinin 6 katı evirici bara gerilimine yaklaşık olarak eşit olmaktadır ($V_{DA} = 6E_m$). Önerilen yöntemde bulunan yardımcı yükseltme devresinde aktif hale gelmemekte, evirici bara geriliminde yükselme olmamaktadır. Bu nedenle, geleneksel sürücü yöntemi ile önerilen sürücü yönteminde faz akımları dalga şekilleri, motorun çıkış momenti ve komütasyon moment salınımı yaklaşık olarak aynı değerde olduğu görülmektedir. FDAM'ın bu hız seviyesinde her iki yöntemde de devreye giren B faz akımı ile devreden çıkan A faz akımı eğimleri yaklaşık aynıdır. Dolayısıyla, komütasyon dışı faz akımı ve motorun çıkış momentinde salınım olmamaktadır. Buna rağmen, faz akımlarında komütasyondan kaynaklanan salınım olmamasına rağmen motorun çıkış momentinde zıt emk dalga şekli sinüsoidal olan bir motor kısmi kare dalga akımlarla çalıştırıldığından yaklaşık %14 oranında salınım meydana gelmektedir.



(a)

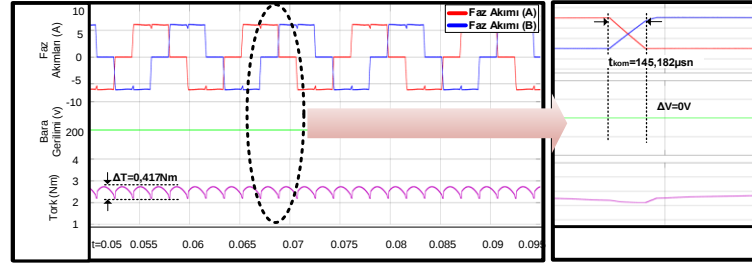


(b)

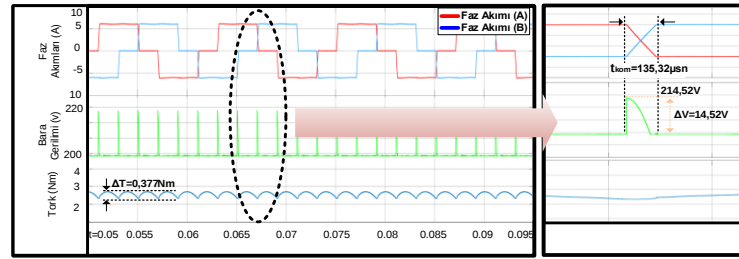
Şekil 5.6. 2250 d/d hız ve 2,5 Nm yük değerlerinde (a) geleneksel sürücü, (b) önerilen sürücü benzetim sonuçları.

Şekil 5.7'de 2500 d/d ve $T_L = 2,5$ Nm yükte uygulama çalışmasına ait Şekil 5.7(a)'da geleneksel yöntem, Şekil 5.7(b)'de önerilen yöntem benzetim sonuçları görülmektedir. Bu hız seviyesinde ($V_{DA} < 6E_m$) eşitsizliği olması nedeniyle yardımcı yükseltme devresi

aktif hale gelmekte ve C_1 kondansatörünü hesaplanan gerilim değerine göre şarj etmektedir. Sonuçlar incelendiğinde geleneksel yöntemde $T_{salınım} = 0,417$ Nm ve komütasyon $t_{kom} = 145,182$ μ sn iken önerilen yöntemde $T_{salınım} = 0,377$ Nm, $t_{kom} = 135,350$ μ sn ve $V_{cap}^* = 14,52$ V'tur. Sonuç olarak önerilen yöntem bu uygulama çalışmasında motor çıkış momentindeki salınımı %9,59 oranında azaltılmış ve komütasyon süresi %6,77 oranında kısaltılmıştır.



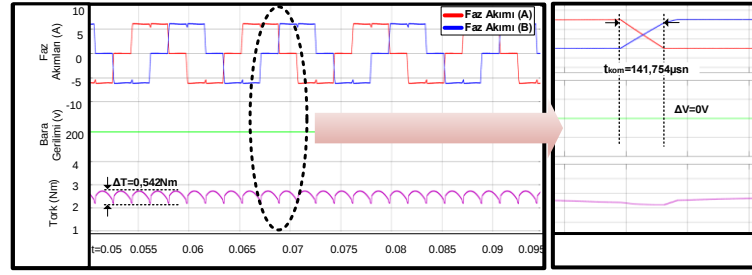
(a)



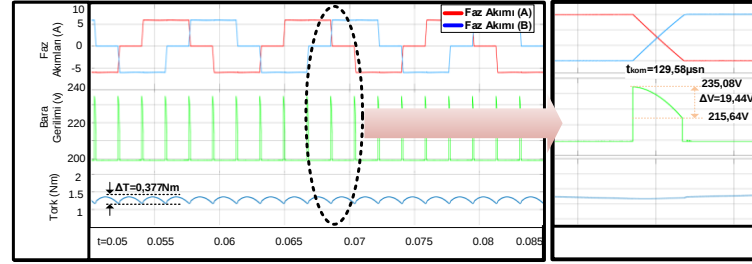
(b)

Şekil 5.7. 2500 d/d hız ve 2,5 Nm yük değerlerinde (a) geleneksel sürücü, (b) önerilen sürücü benzetim sonuçları.

Şekil 5.8'da 2750 d/d ve $T_L = 2,5$ Nm yükte uygulama çalışmasına ait Şekil 5.8(a)'da geleneksel yöntem, Şekil 5.8(b)'de önerilen yöntem benzetim sonuçları görülmektedir. Bu hız seviyesinde ($V_{DA} < 6E_m$) eşitsizliği olması nedeniyle yardımcı yükseltme devresi aktif hale gelmekte ve C_1 kondansatörünü hesaplanan gerilim değerine göre şarj etmektedir. Sonuçlar incelendiğinde geleneksel yöntemde $T_{salınım} = 0,542$ Nm ve komütasyon $t_{kom} = 141,754$ μ sn iken önerilen yöntemde $T_{salınım} = 0,377$ Nm, $t_{kom} = 129,580$ μ sn ve $V_{cap}^* = 35,08$ V'tur. Sonuç olarak önerilen yöntem bu uygulama çalışmasında motor çıkış momentindeki salınımı %30,44 oranında azaltılmış ve komütasyon süresi %8,59 oranında kısaltılmıştır.



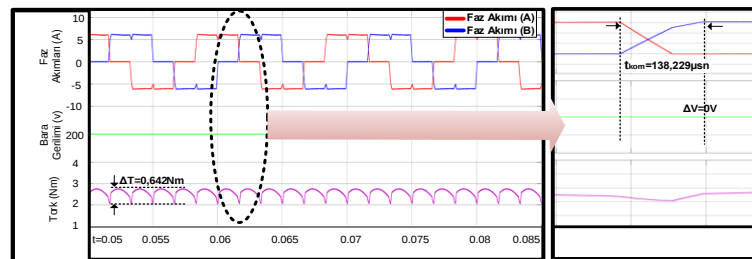
(a)



(b)

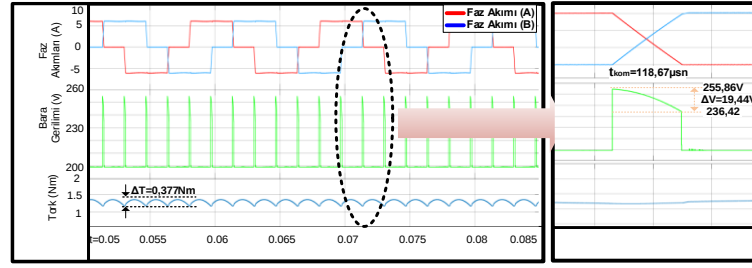
Şekil 5.8. 2750 d/d hız ve 2,5 Nm yük değerlerinde (a) geleneksel sürücü, (b) önerilen sürücü benzetim sonuçları.

Şekil 5.9’da 3000 d/d ve $T_L = 2,5$ Nm yük uygulama çalışmasına ait Şekil 5.9(a)’da geleneksel yöntem, Şekil 5.9(b)’de önerilen yöntem benzetim sonuçları görülmektedir. Bu hız seviyesinde ($V_{DA} < 6E_m$) eşitsizliği olması nedeniyle yardımcı yükseltme devresi aktif hale gelmektedir. Sonuçlar incelendiğinde geleneksel yöntemde $T_{salınım} = 0,642$ Nm ve komütasyon $t_{kom} = 138,229$ μsn iken önerilen yöntemde $T_{salınım} = 0,377$ Nm, $t_{kom} = 118,670$ μsn ve $V_{cap}^* = 55,86$ V’tur. Sonuç olarak önerilen yöntem bu uygulama çalışmasında motor çıkış momentindeki salınımı %41,28 oranında azaltılmış ve komütasyon süresi %14,15 oranında kısaltılmıştır.



(a)

Şekil 5.9. 3000 d/d hız ve 2,5 Nm yük değerlerinde (a) geleneksel sürücü, (b) önerilen sürücü benzetim sonuçları.



(b)

Şekil 5.9.(Devam) 3000 d/d hız ve 2,5 Nm yük değerlerinde (a) geleneksel sürücü, (b) önerilen sürücü benzetim sonuçları.

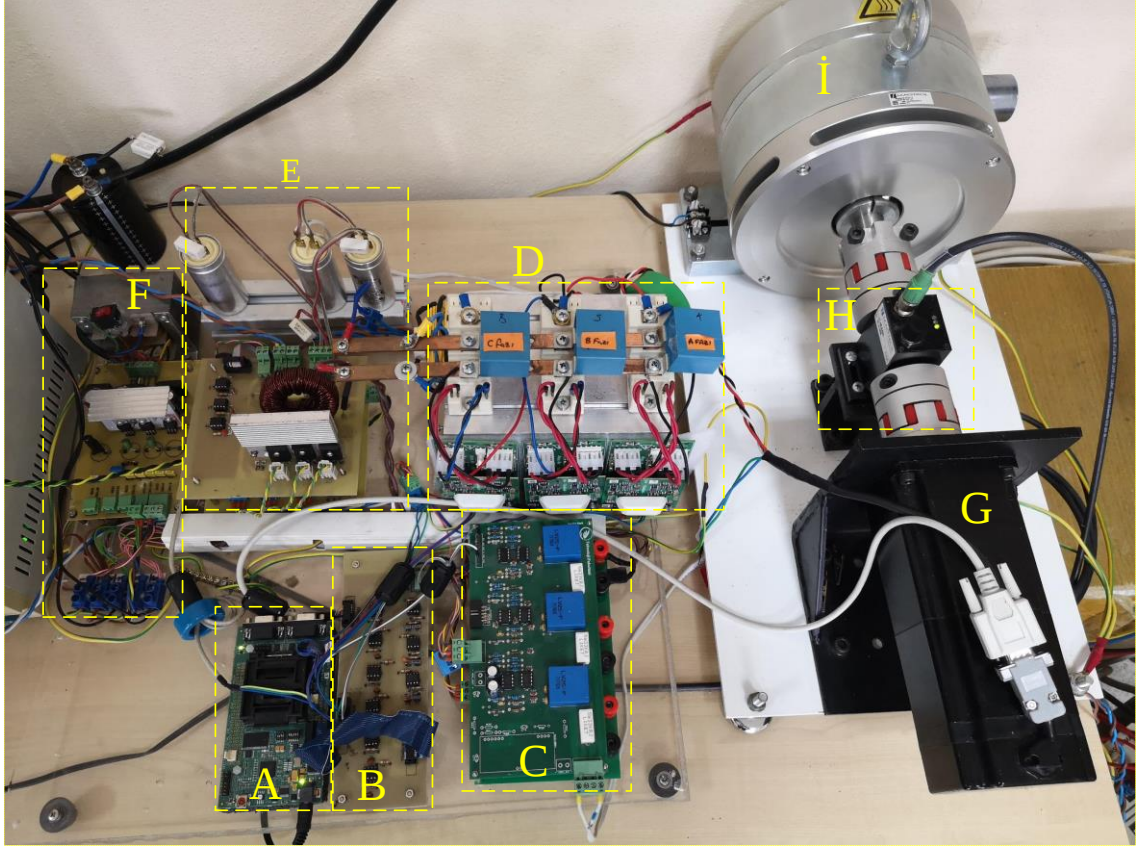
Çizelge 5.3’de $T_L=2,5\text{Nm}$ yükte farklı hızlarda elde edilen uygulama sonuçlarına ait tablo verilmektedir. Tablo incelendiğinde $T_L=2,5\text{Nm}$ yük değerinde önerilen yöntem geleneksel yöntemle göre maksimum %41,28 oranında motorun çıkış momentinde, %14,15 oranında komütasyon süresinde iyileşme sağlanmıştır.

Çizelge 5.3. $T_L=2,5\text{Nm}$ yük değerinde elde edilen benzetim sonuç tablosu.

Hız (ω_r)	Yük (T_L)	Geleneksel		Önerilen		İyileşme Yüzdesi	
		t_{kom}	$T_{salınım}$	t_{kom}	$T_{salınım}$	t_{kom}	$T_{salınım}$
2250d/d	2,5 Nm	155,60µs	0,383Nm	150,60µs	0,328Nm	%3,21	%14,36
2500d/d	2,5 Nm	145,18µs	0,417Nm	135,35µs	0,377Nm	%6,77	%9,59
2750d/d	2,5 Nm	141,75µs	0,542Nm	129,58µs	0,377Nm	%8,59	%30,44
3000d/d	2,5 Nm	138,23µs	0,642Nm	118,67µs	0,377Nm	%14,15	%41,28

5.2. UYGULAMA SONUÇLARI

Bu bölümde sistemin uygulama çalışmalarına ait test sonuçları verilmektedir. Uygulamada Texas Instrument firmasının ürettiği TMS320F28335 Sİİ’si kullanılarak programlama dili olarak C dili tercih edilmiştir. Evirici bara gerilimi motorun nominal gerilim değeri olan 200 V_{DA} olarak ayarlandığı uygulamada motorun mekanik hızı 10 KHz kesme periyotuna sahip EQEP yordamı içerisinde hesaplanmış ve 12-bit analog sayısal dönüştürücü kesme yordamı ise 150KHz periyotlarda çalıştırılmıştır. Ayrıca Evirici güç anahtarlarına uygulanan DGM’nin çalışma frekansı 20 KHz olarak ayarlanmıştır. Sürücü sisteminin denetiminde referans bara akımı ile evirici barasından okunan gerçek akım değeri karşılaştırılmış. Elde edilen hata akımı PI denetiminden geçirilerek evirici güç anahtarları sinyalleri için DGM görev oranları oluşturulmuştur.



Şekil 5.10. FDAM sürücü sistemi donanımı uygulama görüntüsü.

Şekil 5.10’da FDAM sürücü sisteminin donanımını oluşturan yapı harflendirilerek aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- A- Sayısal işaret işleyici: FDAM sürücü sistemi denetiminde EzDSP TMS28F335 denetleyici kullanılmıştır.
- B- Yalıtım devresi: IGBT sürme devresi ve motorun pozisyon algılayıcısı ile Sİİ arasındaki sinyallerin yalıtımı için kullanılmıştır.
- C- Akım ve gerilim algılama devreleri: İki katlı modüler bir yapıya sahiptir. Üst katta gerilim algılama devresi ile önerilen devrede bulunan C_1 kondansatör gerilimini ölçmek için kullanılmıştır. Alt katta ise akım algılama devresi ile bara akımı ölçümü için kullanılmıştır.
- D- Üç fazlı evirici devresi; Her faza ait 3 adet yarım köprü IGBT güç anahtarı, bastırma (snubber) devreleri, IGBT sürme devreleri ve Soğutucu bloğundan oluşmaktadır.
- E- Önerilen yardımcı yükseltme devresi: 3 adet IRFP460 mosfet, 3 adet $10 \mu F$ 475V kondansatör ve 37 mH bobinden meydana gelmektedir.

F- DA güç kaynağı: Sürücü sisteminin ihtiyacı olan simetrik $\pm 15V_{DA}$, $3 V_{DA}$, $5 V_{DA}$ çıkış geriliminden oluşmaktadır.

G- Motor: SANYO DENKI marka P50B08100D model SMSM.

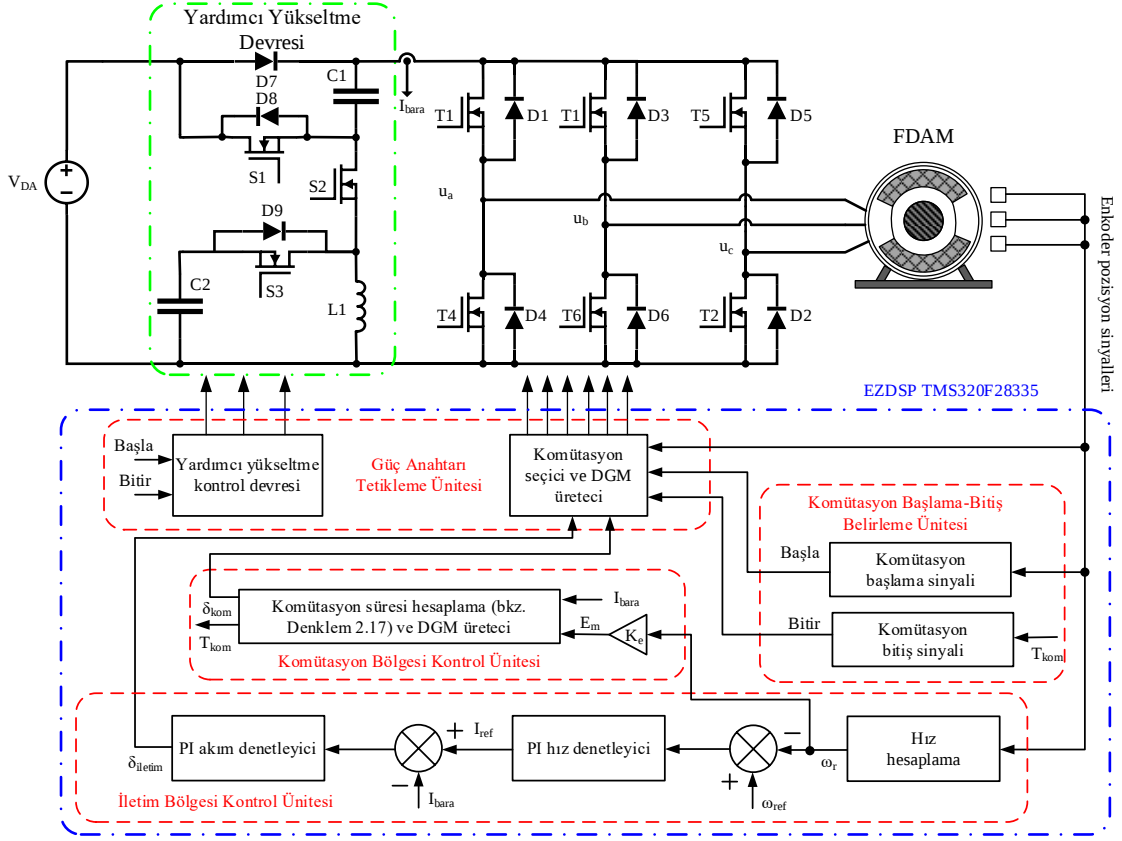
H- Moment ölçüm sensörü.

İ- Histeresiz fren.

Uygulama çalışmasında FDAM sürücü sistemi hem geleneksel yöntem hem de önerilen yöntem ile farklı hız ve yük durumlarında ayrı ayrı çalıştırılmıştır. Bu durumlar aşağıda verilmektedir.

1. 2250 d/d hız ve 1.25 Nm yükte
2. 2500 d/d hız ve 1.25 Nm yükte
3. 2750 d/d hız ve 1.25 Nm yükte
4. 3000 d/d hız ve 1.25 Nm yükte
5. 2250 d/d hız ve 2.5 Nm yükte
6. 2500 d/d hız ve 2.5 Nm yükte
7. 2750 d/d hız ve 2.5 Nm yükte
8. 3000 d/d hız ve 2.5 Nm yükte

Uygulamada motorun a faz akımı, b faz akımı, MAGTROL firmasının ürettiği TS-107/011 model moment ölçüm sensöründen okunan çıkış moment ve evirici bara gerilimi eğrileri elde edilmiştir. Eğrilerin elde edilmesinde Tektronix firmasının ürettiği TDS2024B model 4 kanal osilaskop kullanılmıştır. FDAM sürücü sisteminde motor yükü olarak MAGTROL firmasının ürettiği BHB-12BA model histeresiz fren kullanılmıştır. Önerilen yardımcı yükseltme devreli FDAM sürücü sisteminin kapalı çevrim denetim şeması Şekil 5.11’da verilmektedir.

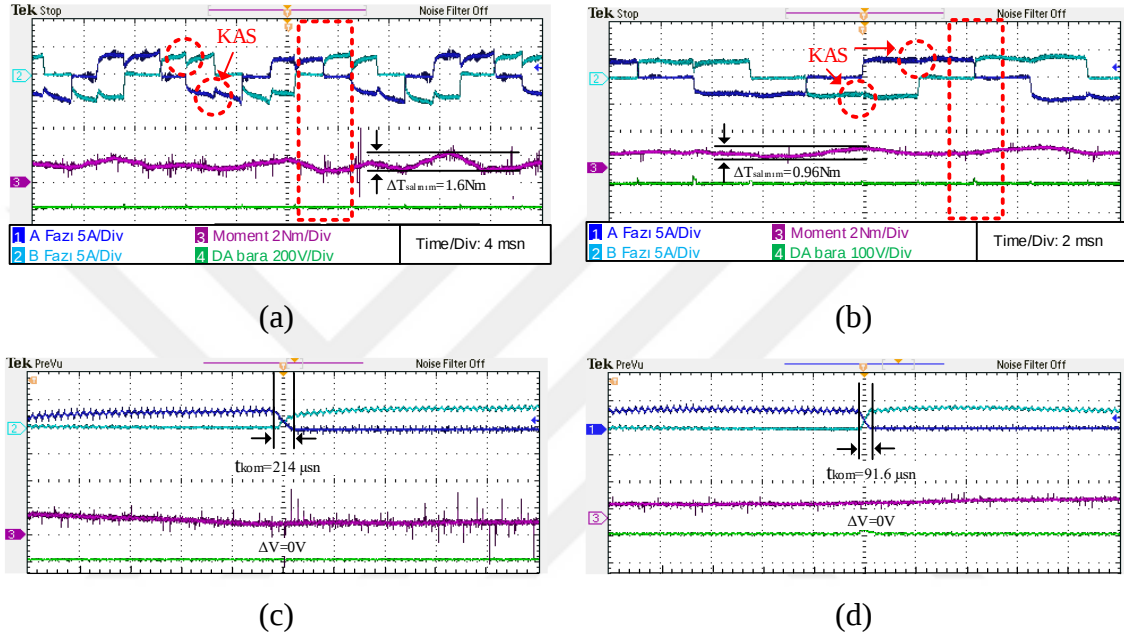


Şekil 5.11. Önerilen FDAM sürücü sistemi kapalı çevrim denetim şeması.

Şekil 5.11’da gösterildiği gibi kapalı çevrimdenetleyici yapısı dört üniteden oluşmaktadır. Bunlar birincisi; Faz değişim anlarında komütasyon başlama sinyali üreten ve komütasyon süresine bağlı olarak bitiş sinyali üreten ünitelerdir. İkincisi, motorun komütasyon dışı iletim bölgesinde hız ve bara akımına bağlı PI denetleyici ile evirici güç anahtarlarının DGM görev oranlarının hesaplandığı ünitelerdir. Üçüncüsü, komütasyon bölgesinde komütasyon süresinin hesaplandığı ve evirici güç anahtarlarının DGM görev oranlarını %100 olarak belirlendiği ünitelerdir. Dördüncü kısım ise motorun her iki çalışma bölgesinde evirici güç anahtarlarının üretilen görev oranlarına (δ_{kom} ve δ_{iletim}) göre DGM üretme ve yardımcı yükseltme devresinin kontrol ünitesidir.

Uygulama çalışmalarında önerilen yöntemde $V_{DA} = 6E_m$ eşitliğini sağlayan hız değerinde (2250 d/d0) dahi hesaplanan komütasyon süresine bağlı olarak devreye giren faza ait evirici anahtar %100 görev oranı uygulandığından komütasyona giren faz akımlarının değişim süreleri birbirine eşittir. Bu nedenle komütasyon dışı faz akımında meydana gelen komütasyon akımsalınımı (KAS) ile çıkış momenti komütasyon salınımları önemli ölçüde azaltılmaktadır. Burada faz akımlarında KAS görünmemesine rağmen zıt emk dalga şekli sinüsoidal olan bir motor kısmi kare dalga akımlarla çalıştırıldığı için

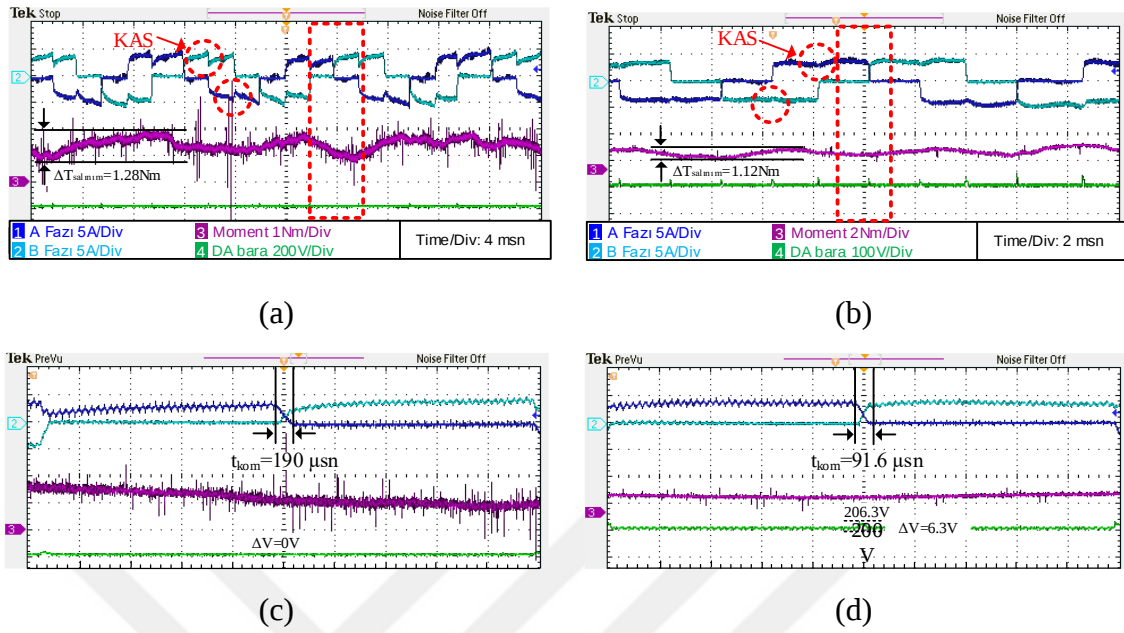
motorun çıkış momentinde doğal salınımlar meydana gelmektedir. Bu salınının teorik analizi, denklem (2.18) ve denklem (2.22) arasında yapılmıştır ve ortalama momente oranı %14 olarak elde edilmiştir. Ayrıca, uygulamada elde edilen çıkış momentine etki eden iki önemli unsur daha bulunmaktadır. Birincisi FDAM'ın sabit mıknatısları ile stator sargıları arasında manyetik etkileşim sonucu oluşan vuruntu momentinden meydana gelen moment salınıdır. İkincisi ise FDAM ile kullanılan hizteresiz freninden oluşan test sisteminin toplam eylemsizliğinden kaynaklanan moment salınıdır



Şekil 5.12. Hız: 2250 d/d, T_L : 1.25 Nm yükte faz akımları (a) geleneksel yöntem, (b) Önerilen yöntem, (c) geleneksel yöntem komütasyon anı, (d) Önerilen yöntem komütasyon anı.

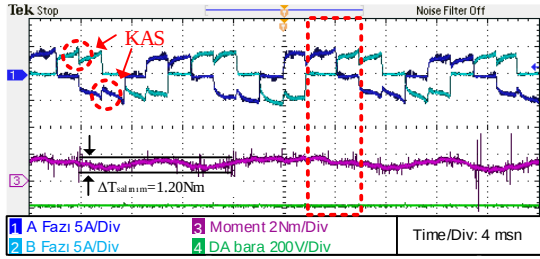
2250 d/d ve $T_L = 1,25$ Nm yük uygulama çalışmasında her iki yöntemde referans akım değeri 1,7 A olarak ayarlanmıştır. Bu hız değerinde denklem (2.68)'e göre elde edilen zıt emk (E_m) değerlerinin 6 katı evirici bara gerilimine eşittir ($V_{DA} = 6E_m$) önerilen yöntemde bulunan yardımcı yükseltme devresi aktif hale gelmemekte ve komütasyon anında bara geriliminde herhangi bir yükselme olmamaktadır. Şekil 5.12(a)'da geleneksel yöntemle elde edilen eğriler incelendiğinde $T_{salinim} = 1,6$ Nm ve KAS meydana gelmektedir. Şekil 5.12(c)'de geleneksel yöntemde komütasyon anının yakınlştırılmış eğrisinde görüldüğü gibi $t_{com} = 214$ μsn'dir. Şekil 5.12(b)'da önerilen yöntemle elde edilen eğriler incelendiğinde $T_{salinim} = 0,96$ Nm ve KAS önemli ölçüde azalmaktadır. Şekil 5.12(d)'de önerilen yöntemde komütasyon anının yakınlştırılmış eğrisinde görüldüğü gibi $t_{com} = 91,6$ μsn'dir. Sonuç olarak önerilen yöntem bu uygulama

çalışmasında motor çıkış momentindeki salınımı %40 oranında azaltılmış ve komütasyon süresi %57,19 oranında kısaltılmıştır.

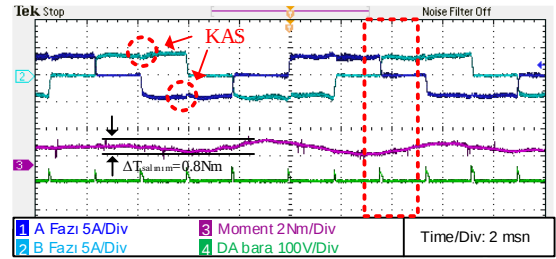


Şekil 5.13. Hız: 2500 d/d, T_L : 1.25 Nm yükte faz akımları (a) geleneksel yöntem, (b) Önerilen yöntem, (c) geleneksel yöntem komütasyon anı, (d) Önerilen yöntem komütasyon anı.

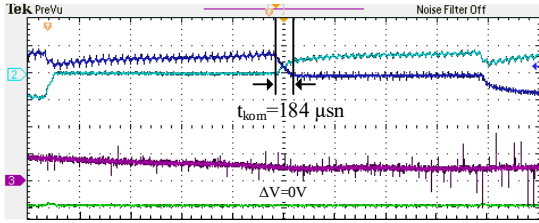
2500 d/d ve $T_L = 1,25$ Nm yük uygulama çalışmasında her iki yöntemde referans akım değeri 1,9 A olarak ayarlanmıştır. Bu hız değeri ve daha yüksek hızlarda denklem (2.68)'e göre elde edilen zıt emk (E_m) değerlerinin 6 katı evirici bara geriliminden büyüktür ($V_{DA} < 6E_m$) önerilen yöntemde bulunan yardımcı yükseltme devresi aktif hale gelmekte, iletim bölgesinde yükseltme devresinde bulunan C_1 kondansatörü denklem(4.1)'deki gibi hesaplanan gerilim seviyesinde şarj edilmekte ve komütasyon anında bara gerilimi gerekli seviyeye getirilmektedir. Şekil 5.13(a)'da geleneksel yöntemle elde edilen eğriler incelendiğinde $T_{salınım} = 1,28$ Nm ve KAS meydana gelmektedir. Şekil 5.13(c)'de geleneksel yöntemde komütasyon anının yakınlştırılmış eğrisinde görüldüğü gibi $t_{com} = 190$ μsn'dir. Şekil 5.13(b)'da önerilen yöntemle elde edilen eğriler incelendiğinde $T_{salınım} = 1,12$ Nm ve KAS önemli ölçüde azalmaktadır. Şekil 5.13(d)'de önerilen yöntemde komütasyon anının yakınlştırılmış eğrisinde görüldüğü gibi kondansatör şarj gerilimi $V_{cap}^* = 6,3$ V ve $t_{com} = 91,6$ μsn'dir. Sonuç olarak önerilen yöntem bu uygulama çalışmasında motor çıkış momentindeki salınımı %12,5 oranında azaltılmış ve komütasyon süresi %51,8 oranında kısaltılmıştır.



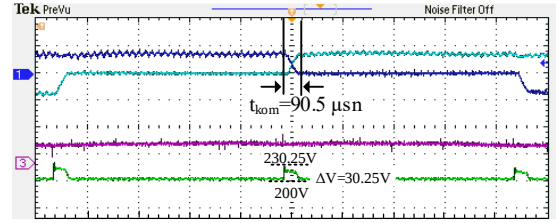
(a)



(b)



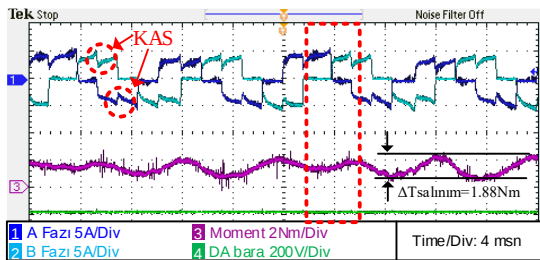
(c)



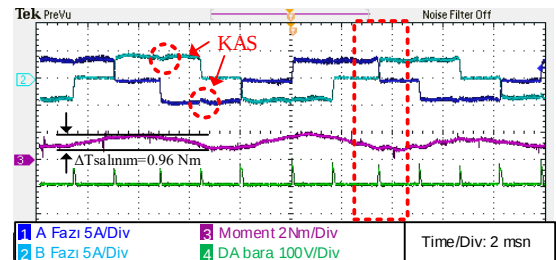
(d)

Şekil 5.14. Hız: 2750 d/d, T_L : 1.25 Nm yükte faz akımları (a) geleneksel yöntem, (b) Önerilen yöntem, (c) geleneksel yöntem komütasyon anı, (d) Önerilen yöntem komütasyon anı.

2750 d/d ve $T_L = 1,25$ Nm yük uygulama çalışmasında her iki yöntemde referans akım değeri 2,13 A olarak ayarlanmıştır. Şekil 5.14(a)'da geleneksel yöntemle elde edilen eğriler incelendiğinde $T_{salınım} = 1,2$ Nm ve KAS meydana gelmektedir. Şekil 5.14(c)'de geleneksel yöntemde komütasyon anının yakınlştırılmış eğrisinde görüldüğü gibi $t_{com} = 184$ μsn'dir. Şekil 5.14(b)'da önerilen yöntemle elde edilen eğriler incelendiğinde $T_{salınım} = 0,8$ Nm ve KAS önemli ölçüde azalmaktadır. Şekil 5.14(d)'de önerilen yöntemde komütasyon anında kondansatör şarj gerilimi $V_{cap}^* = 30,25$ V ve $t_{com} = 90,55$ μsn'dir. Sonuç olarak önerilen yöntem motor çıkış momentindeki salınımı %33,3 oranında azaltılmış ve komütasyon süresi %50,8 oranında kısaltılmıştır.

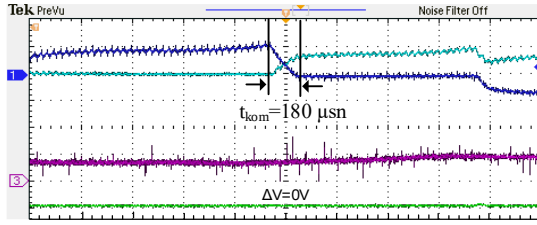


(a)

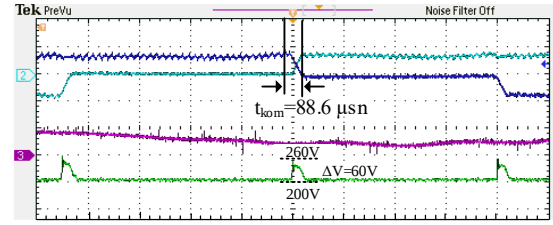


(b)

Şekil 5.15. Hız: 3000 d/d, T_L : 1.25 Nm yükte faz akımları (a) geleneksel yöntem, (b) Önerilen yöntem, komütasyon anı.



(c)



(d)

Şekil 5.15. (Devam) Hız: 3000 d/d, T_L : 1.25 Nm yükte faz akımları (a) geleneksel yöntem, (b) Önerilen yöntem, (c) geleneksel yöntem komütasyon anı, (d) Önerilen yöntem komütasyon anı.

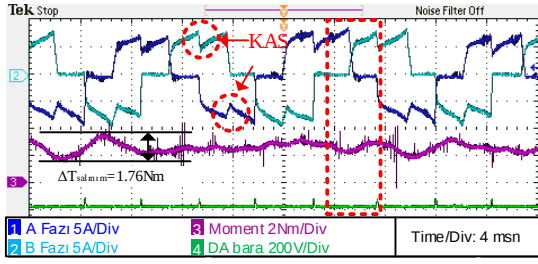
3000 d/d ve $T_L = 1,25$ Nm yük uygulama çalışmasında her iki yöntemde referans akım değeri 2,3 A olarak ayarlanmıştır. Şekil 5.15 (a)'da geleneksel yöntemle elde edilen eğriler incelendiğinde $T_{salınım} = 1,88$ Nm ve KAS meydana gelmektedir. Şekil 5.15(c)'de geleneksel yöntemde komütasyon anının yakınlaştırılmış eğrisinde görüldüğü gibi $t_{com} = 180$ μsn'dir. Şekil 5.15(b)'da önerilen yöntemle elde edilen eğriler incelendiğinde $T_{salınım} = 0,96$ Nm ve KAS önemli ölçüde azalmaktadır. Şekil 5.15(d)'de önerilen yöntemde komütasyon anının yakınlaştırılmış eğrisinde görüldüğü gibi kondansatör şarj gerilimi $V_{cap}^* = 50$ V ve $t_{com} = 88,6$ μsn'dir. Sonuç olarak önerilen yöntem bu uygulama çalışmasında motor çıkış momentindeki salınımı %48,9 oranında azaltılmış ve komütasyon süresi %50,8 oranında kısaltılmıştır.

Çizelge 5.4'de $T_L = 1,25$ Nm yükte farklı hızlarda elde edilen uygulama sonuçlarına ait tablo verilmektedir. Tablo incelendiğinde $T_L = 1,25$ Nm yük değerinde önerilen yöntem geleneksel yöntemle göre maksimum %48,9 oranında motorun çıkış momentinde, %57,2 oranında komütasyon süresinde iyileşme sağlanmıştır.

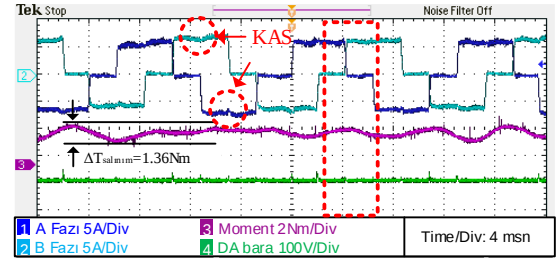
Çizelge 5.4. $T_L = 1,25$ Nm yük değerinde elde edilen uygulama sonuç tablosu.

Hız (ω_r)	Yük (T_L)	Geleneksel		Önerilen		İyileşme Yüzdesi	
		t_{kom}	$T_{salınım}$	t_{kom}	$T_{salınım}$	t_{kom}	$T_{salınım}$
2250d/d	1,25Nm	214,00μs	1,6Nm	91,60μs	0,96Nm	%57,2	%40
2500d/d	1,25Nm	190,00μs	1,28Nm	91,60μs	1,12Nm	%51,8	%12,5
2750d/d	1,25Nm	184,00μs	1,20Nm	90,55μs	0,80Nm	%50,8	%33,3
3000d/d	1,25Nm	180,00μs	1,88Nm	88,60μs	0,96Nm	%50,8	%48,9

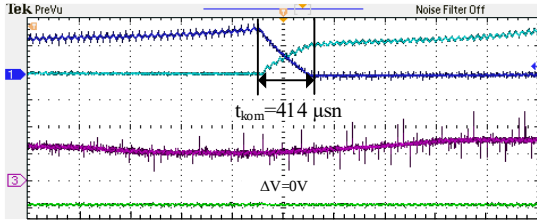
Yapılan uygulama çalışmalarının ikinci aşamasında yine motorun nominal besleme gerilimi olan 200 V_{DA} sabit bara geriliminde $T_L = 2.5$ Nm sabit yük değerinde geleneksel ve önerilen yöntemler kullanılarak elde edilen faz akımları, bara gerilimi ve çıkış momentleri dalga şekilleri Şekil 5.16 ile Şekil 5.19 arasında verilmektedir.



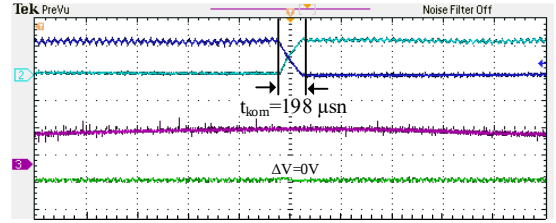
(a)



(b)



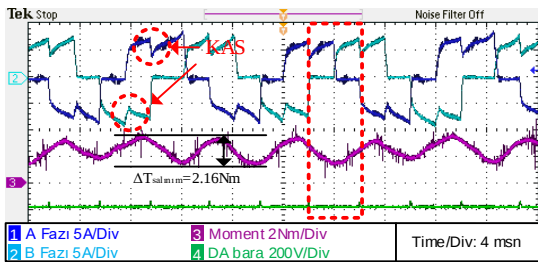
(c)



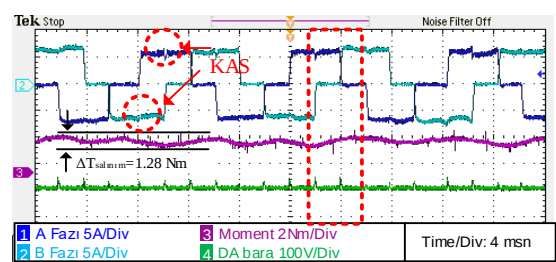
(d)

Şekil 5.16. Hız: 2250 d/d, T_L : 2.5 Nm yükte faz akımları (a) geleneksel yöntem, (b) Önerilen yöntem, (c) geleneksel yöntem komütasyon anı, (d) Önerilen yöntem komütasyon anı.

2250 d/d ve $T_L = 2,5$ Nm yük uygulama çalışmasında her iki yöntemde referans akım değeri 3,2 A olarak ayarlanmıştır. Şekil 5.16(a)'da geleneksel yöntemle elde edilen eğriler incelendiğinde $T_{salınım} = 1,76$ Nm ve KAS meydana gelmektedir. Şekil 5.16(c)'de geleneksel yöntemde komütasyon anının yakınlştırılmış eğrisinde görüldüğü gibi $t_{com} = 414$ μsn'dir. Şekil 5.16(b)'da önerilen yöntemle elde edilen eğriler incelendiğinde $T_{salınım} = 1,36$ Nm ve KAS önemli ölçüde azalmaktadır. Şekil 5.16(d)'de gösterildiği gibi önerilen yöntemde komütasyon anında $t_{com} = 198$ μsn'dir. Sonuç olarak önerilen yöntem motor çıkış momentindeki salınımları %22,72 oranında azaltılmış ve komütasyon süresi %52,17 oranında kısaltılmıştır.

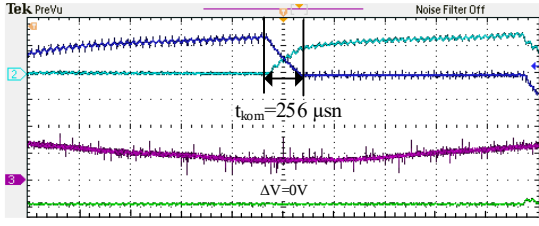


(a)

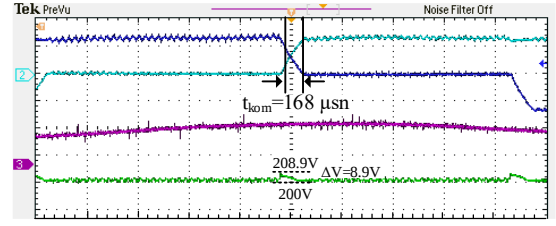


(b)

Şekil 5.17. Hız: 2500 d/d, T_L : 2.5 Nm yükte faz akımları (a) geleneksel yöntem, (b) Önerilen yöntem,



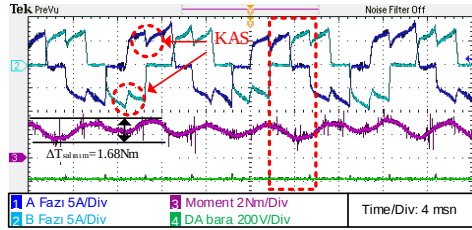
(c)



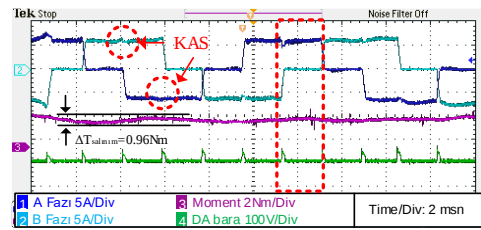
(d)

Şekil 5.17. (Devam) Hız: 2500 d/d, T_L : 2.5 Nm yükte faz akımları (a) geleneksel yöntem, (b) Önerilen yöntem, (c) geleneksel yöntem komütasyon anı, (d) Önerilen yöntem komütasyon anı.

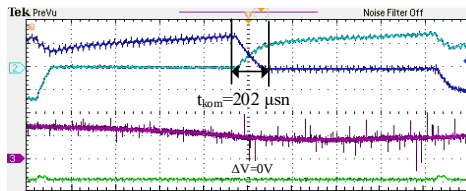
2500 d/d ve $T_L = 2,5$ Nm yük uygulama çalışmasında her iki yöntemde referans akım değeri 3,5 A olarak ayarlanmıştır. Şekil 5.17(a)'da geleneksel yöntemle elde edilen eğriler incelendiğinde $T_{salınım} = 2,16$ Nm ve KAS meydana gelmektedir. Şekil 5.17(c)'de geleneksel yöntemde komütasyon anında görüldüğü $t_{com} = 256$ μsn'dir. Şekil 5.17(b)'da önerilen yöntemle elde edilen eğriler incelendiğinde $T_{salınım} = 1,28$ Nm ve KAS önemli ölçüde azalmaktadır. Şekil 5.17(d)'de önerilen yöntemde komütasyon anında görüldüğü gibi kondansatör şarj gerilimi $V_{cap}^* = 8,9$ V ve $t_{com} = 168$ μsn'dir. Sonuç olarak önerilen yöntem motor çıkış momentindeki salınımı %40,74 oranında azaltılmış ve komütasyon süresi %34,38 oranında kısaltılmıştır.



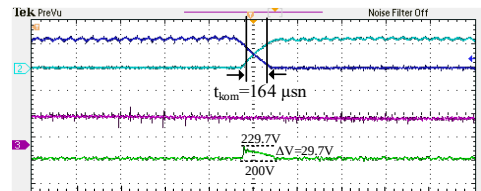
(a)



(b)



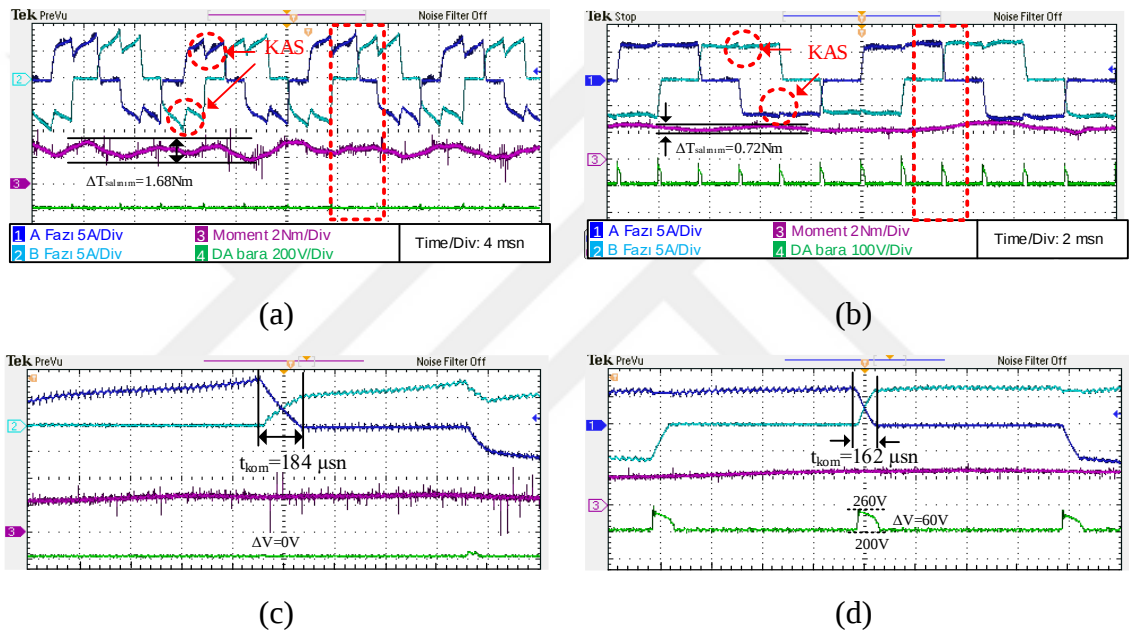
(c)



(d)

Şekil 5.18. Hız: 2750 d/d, T_L : 2.5 Nm yükte faz akımları (a) geleneksel yöntem, (b) Önerilen yöntem, (c) geleneksel yöntem komütasyon anı, (d) Önerilen yöntem komütasyon anı.

2750 d/d ve $T_L = 2,5$ Nm yük uygulama çalışmasında her iki yöntemde referans akım değeri 4,1 A olarak ayarlanmıştır. Şekil 5.18(a)'da geleneksel yöntem uygulama sonuçlarında $T_{salınım} = 1,68$ Nm ve KAS meydana gelmektedir. Şekil 5.18(c)'de geleneksel yöntemin yakınlştırılmış eğrisinde görüldüğü gibi $t_{com} = 202$ μ sn'dir. Şekil 5.18(b)'da yöntem uygulama sonuçlarında moment salınımı $T_{salınım} = 0,96$ Nm ve KAS önemli ölçüde azalmaktadır. Şekil 5.18(d)'de önerilen yöntemde komütasyon anının yakınlştırılmış eğrisinde görüldüğü gibi kondansatör şarj gerilimi $V_{cap}^* = 29,7$ V ve $t_{com} = 164$ μ sn'dir. Sonuç olarak önerilen yöntem bu uygulama çalışmasında motor çıkış momentindeki salınımı %42,86 oranında azaltılmış ve komütasyon süresi %18,81 oranında kısaltılmıştır.



Şekil 5.19. Hız: 3000 d/d, T_L : 2.5 Nm yükte faz akımları (a) geleneksel yöntem, (b) Önerilen yöntem, (c) geleneksel yöntem komütasyon anı, (d) Önerilen yöntem komütasyon anı.

3000 d/d ve $T_L = 2,5$ Nm yük uygulama çalışmasında her iki yöntemde referans akım değeri 4,3 A olarak ayarlanmıştır. Şekil 5.19(a)'da geleneksel yöntemle elde edilen eğriler incelendiğinde $T_{salınım} = 1,68$ Nm ve komütasyon dışı faz akımında salınım meydana gelmektedir. Şekil 5.19(c)'de geleneksel yöntemde komütasyon anının yakınlştırılmış eğrisinde görüldüğü gibi $t_{com} = 184$ μ sn'dir. Şekil 5.19(b)'da önerilen yöntemle elde edilen eğriler incelendiğinde $T_{salınım} = 0,72$ Nm ve KAS önemli ölçüde azalmaktadır. Şekil 5.19(d)'de önerilen yöntemde komütasyon anının yakınlştırılmış eğrisinde görüldüğü gibi kondansatör şarj gerilimi $V_{cap}^* = 54,8$ V ve $t_{com} = 162$ μ sn'dir. Sonuç olarak

önerilen yöntem bu uygulama çalışmasında motor çıkış momentindeki salınımı %57,14 oranında azaltılmış ve komütasyon süresi %11,96 oranında kısaltılmıştır.

Çizelge 5.5’de $T_L=2,5\text{Nm}$ yükte farklı hızlarda elde edilen uygulama sonuçlarına ait tablo verilmektedir. Tablo incelendiğinde $T_L=2,5\text{Nm}$ yük değerinde önerilen yöntem geleneksel yönteme göre maksimum %57,14 oranında motorun çıkış momentinde, %52,17 oranında komütasyon süresinde iyileşme sağlanmıştır.

Çizelge 5.5. $T_L=2,5\text{Nm}$ yük değerinde elde edilen uygulama sonuç tablosu.

Hız (ω_r)	Yük (T_L)	Geleneksel		Önerilen		İyileşme Yüzdesi	
		t_{kom}	$T_{salınım}$	t_{kom}	$T_{salınım}$	t_{kom}	$T_{salınım}$
2250d/d	2,5 Nm	414,00 μs	1,76Nm	198,00 μs	1,36Nm	%52,17	%22,73
2500d/d	2,5 Nm	256,00 μs	2,16Nm	168,00 μs	1,28Nm	%34,38	%40,74
2750d/d	2,5 Nm	202,00 μs	1,68Nm	164,00 μs	0,96Nm	%18,81	%42,86
3000d/d	2,5 Nm	184,00 μs	1,68Nm	162,00 μs	0,72Nm	%11,96	%57,14

Çizelge 5.6’da Önerilen yöntemin benzetim ve uygulama sonuçları yüzdesel farkları ile birlikte tablo halinde verilmektedir. Tablo incelendiğinde, uygulamada elde edilen sonuçlar benzetim sonuçlarına göre maksimum %82,77 oranında motor çıkış momentinde, %30,54 oranında ise komütasyon süresinde daha yüksek çıkmaktadır.

Çizelge 5.6. Önerilen yöntemin uygulama ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması.

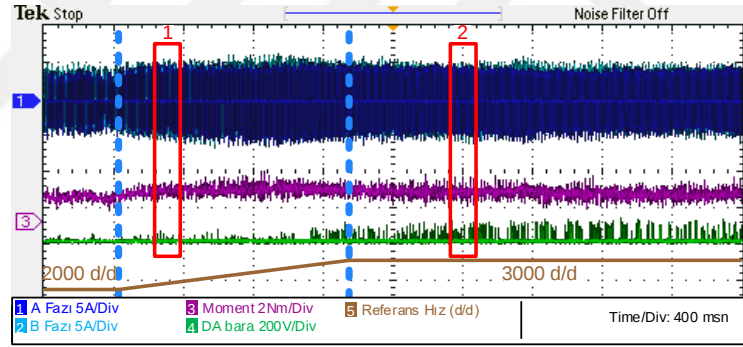
Hız (ω_r)	Yük (T_L)	Uygulama		Benzetim		Yüzdesel fark	
		t_{kom}	$T_{salınım}$	t_{kom}	$T_{salınım}$	t_{kom}	$T_{salınım}$
2250d/d	1,25Nm	91,60 μs	0,96Nm	98,60 μs	0,169Nm	%7,64	%82,40
2500d/d	1,25Nm	91,60 μs	1,12Nm	73,56 μs	0,193Nm	%19,69	%82,77
2750d/d	1,25Nm	90,55 μs	0,80Nm	64,37 μs	0,199Nm	%28,91	%75,13
3000d/d	1,25Nm	88,60 μs	0,96Nm	61,54 μs	0,195Nm	%30,54	%79,69
2250d/d	2,5 Nm	198,00 μs	1,36Nm	150,60 μs	0,328Nm	%23,94	%75,88
2500d/d	2,5 Nm	168,00 μs	1,28Nm	135,35 μs	0,377Nm	%19,43	%70,55
2750d/d	2,5 Nm	164,00 μs	0,96Nm	129,58 μs	0,377Nm	%20,99	%60,73
3000d/d	2,5 Nm	162,00 μs	0,72Nm	118,67 μs	0,377Nm	%26,75	%47,64

Çizelge 5.6’da önerilen yöntemin uygulama ve benzetim çalışmalarında elde edilen sonuçları yüzdesel farklılığın temel sebebi aşağıdaki gibi sıralanabilir.

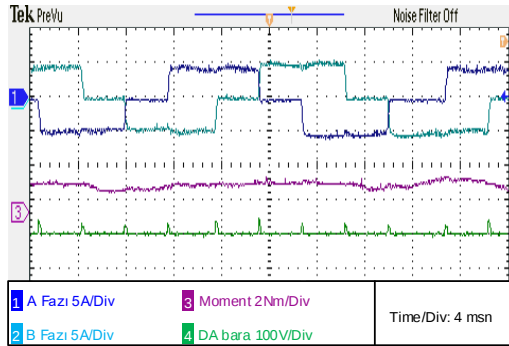
- Benzetim çalışmasında motorun tüm parametreleri sabit ve ideal çalışma durumuna göre sonuçlar alınmaktadır.
- Uygulama çalışmasında, motorun sargı direnci, endüktansı gibi parametreleri çalışma ortamı ve sıcaklık değerlerine bağlı değişim gösterebilmektedir.
- Uygulama çalışmasında, motorun sürtünme katsayısına bağlı daha yüksek akım

çekmektedir.

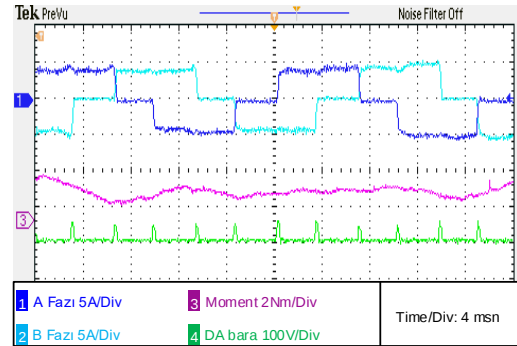
- Sistemin toplam eylemsizliği (motor+hizterezis fren) ve motordaki vuruğu momenti gibi faktörler benzetim çalışmalarında dikkate alınmamıştır. Bundan dolayı, uygulama çalışmasında, ölçülen çıkış momenti dalga şekli benzetim çalışmalarında elde edilen dalga şekillerinden farklı çıkmıştır. Bu faktörlerin yüksek hızlarda üretilen elektriksel moment dalga şeklini belli ölçüde filtrelediği anlaşılmıştır.
- Sabit akım denetimli uygulama çalışmaları farklı hız ve yük değerlerinde tamamlandıktan sonra önerilen yöntemin etkinliğini desteklemek amacıyla FDAM sürücü sistemine basit bir PI hız denetimi eklenmiş ve dinamik performansına olan etkisi incelenmiştir. Denetleyici parametreleri deneme ve yanılma yöntemi ile her iki yöntemde $K_p = 0,1$ ve $K_i = 19,9471$ olacak şekilde ayarlanmıştır. Bu kapsamda FDAM değişken hız ve değişken yüklü durumda çalıştırılmıştır.



(a)



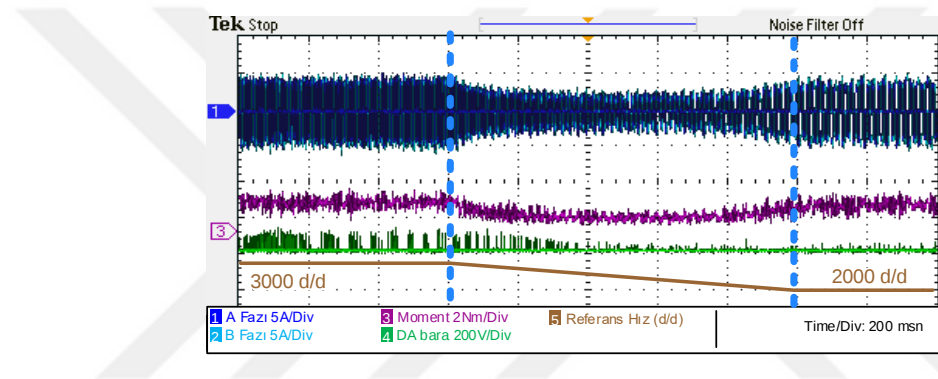
(b)



(c)

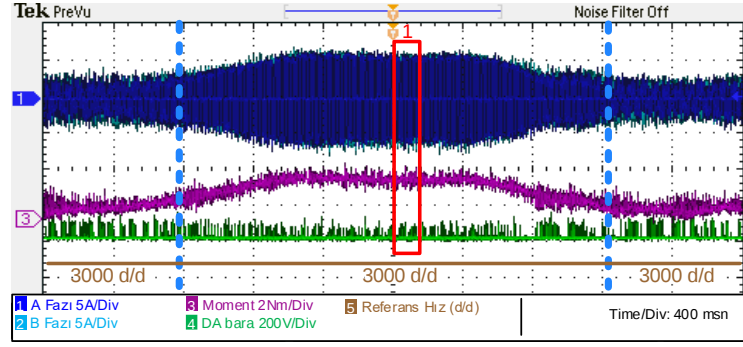
Şekil 5.20. Önerilen yöntemin hız değişimlerinde dinamik tepkisi (a) Genel görünüm, (b) 1. Alan yakınlaştırılmış görünümü, (c) 2. Alan yakınlaştırılmış görünümü,

Şekil 5.20(a)'da FDAM sürücü sisteminin sabit $T_L=1,25\text{Nm}$ yükte ve motor hızı 2000 d/d'dan 3000 d/d'ya değiştirilirken önerilen yöntemin dinamik performans tepkisi gösterilmektedir. Bu uygulama çalışması, evirici bara gerilimi $200V_{DA}$ 'ta sabit tutularak referans hız değeri başlangıçta $\omega_{ref}=2000$ d/d olarak ayarlanmakta ve PI hız denetleyicisi ile referans hıza getirilmektedir. Sonrasında, referans hız değeri 3000 d/d olarak değiştirilerek motor yaklaşık 1,5 sn içinde referans hıza ulaşmaktadır. Şekil 5.20(b)'de hızlanma süreci içerisinde önerilen yöntemin kararlılıkla yardımcı yükseltme devresi ile gerekli bara gerilimini elde ettiği ve devreye giren faz akımı ile devreden çıkan faz akımı sürelerini eşitleyerek komütasyon salınımını önemli ölçüde azalttığı gösterilmektedir. Şekil 5.20(c)'de ise motor hızının 3000 d/d hıza ulaştıktan sonraki faz akımları, çıkış momenti ve evirici bara gerilimi eğrileri gösterilmektedir.

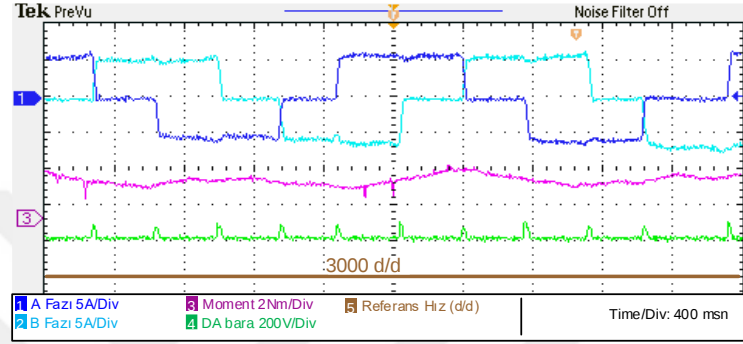


Şekil 5.21. Önerilen yöntemin sabit $T_L=1,25\text{Nm}$, 3000-2000 d/d hız değişimine dinamik tepkisi.

Şekil 5.21'da FDAM sürücü sisteminin sabit $T_L=1,25\text{Nm}$ 3000 d/d hız değerinden 2000 d/d hız değerine düşürüldüğünde meydana gelen faz akımları, motor çıkış momenti ve bara gerilimi eğrileri görülmektedir. Şekil incelendiğinde başlangıç referans 3000 d/d hızda iken referans hız $\omega_{ref}=2000$ d/d değerine 1 sn'de düşmektedir. Hız değişiminde PI hız denetleyicinin ürettiği görev oranı hızlı düşürmesiyle motorun faz akımları ve çıkış momenti azalmakta ve tekrar hızlı bir şekilde referans 2000 d/d hıza ulaştığında motorun çıkış momenti aynı değerine geldiği görülmektedir.



(a)



Şekil 5.22. Önerilen yöntemin sabit 3000d/d hızda, yük değişimine dinamik tepkisi (a) Genel görünüm, (b) 1. Alan yakınlaştırılmış görünümü.

Şekil 5.23 (a)'da FDAM sürücü sisteminin sabit 3000 d/d nominal hız değerinde, yük değişimlerinde önerilen yöntemin dinamik performans tepkisi gösterilmektedir. Bu uygulama çalışmasında sabit hız değerinde motor yükü başlangıçta 0,652 Nm yüke sahip iken 0,8 sn'de anlık yük 2,18 Nm yükseltilmekte ve sonrasında 2,8 sn'de yük tekrar 0,652 Nm düşürülmektedir. Sonuçlar incelendiğinde yük artırıldığında motor faz akımları ve çıkış momenti yükselmekte ve yaklaşık 0,5 sn'de kararlı duruma geçmektedir. Yük düşürüldüğünde ise faz akımları ve çıkış momenti hızlı bir şekilde yük değişimini takip etmekte ve kararlı duruma geçmektedir. Şekil 5.24 (b)'de sabit hızda yük değişiminde önerilen yöntemin dinamik performans tepkisine ait yalınlaştırılmış görüntüsü verilmektedir. Şekil 5.25 (b)'deki sonuçlar incelendiğinde önerilen yöntemin yük değişimi esnasında dahi kararlı bir şekilde çalışarak komütasyon dışı faz akımında ve motorun çıkış momentinde komütasyon salınımını önemli derecede azalttığı görülmektedir.

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

FDAM'ların birçok özelliğinin olmasına rağmen kullanım alanlarını sınırlayan en büyük dezavantajlarından biri komütasyon moment salınımıdır. Komütasyon moment salınımı, temelde rotor konumuna bağlı yarı iletken anahtar ile komütasyon yapılması ve motorun stator sargı endüktansında FDAM çalışırken meydana gelen devreye giren faz akımı ile devreden çıkan faz akımlarının eğimleri arasındaki farktan kaynaklanmaktadır. Bu eğimlerin birbirine eşit olması durumunda komütasyon moment salınımı yok edilebilmektedir. Bu temel düşüncelen yola çıkarak bu tez çalışmasında FDAM sürücü sistemi için yeni bir yöntemi ortaya konulmuştur. Önerilen yöntemde motorun yüksek hızlarda evirici bara gerilimini istenilen seviyeye çıkaracak yardımcı yükseltme devresi tasarlanarak komütasyon esnasında gerekli bara gerilimini elde ederek moment salınımını ve komütasyon dışı faz akımının salınımını azaltmıştır.

Literatürde FDAM'ın komütasyon moment salınımı azaltılması için bara gerilimini çeşitli yardımcı DA-DA yükseltme devreleri kullanılarak devreye giren faz akımı ile devreden çıkan faz akımı eğrilerini eşitleyecek seviyeye getiren yöntemler yaygın olarak tercih edilmektedir. DA evirici bara gerilimi denetimli moment salınımı azaltılması yöntemi, DGM denetimli yöntemle kıyasla daha az anahtarlama salınımlarına ve anahtarlama güç kayıplarına neden olmakta, karmaşık hesaplamalara ihtiyaç duymamakta ve motorun güç yoğunluğunu artırmaktadır. Bu nedenle tez çalışmasında DA evirici bara gerilimi denetimli moment salınımı azaltılması ile ilgili yeni bir topoloji önerilmiştir. Literatürde kullanılan DA evirici bara gerilimi denetimli KMS azaltılması yöntemleri genel olarak DA-DA yükseltme devreleri harici bir yapıda tasarlanmaktadır. Burada iletim bölgesinde yükseltme devresinde bulunan kondansatörü hesaplanan evirici bara gerilimi seviyesinde şarj etmekte ve sonra komütasyon anında güç anahtarları yardımı ile DA kaynağını eviriciden ayırarak yükseltme devresini evirici bağlamaktadır. Bu durum tasarlanan yardımcı DA-DA yükseltme devresinin komütasyon anında motorun yükünü tamamen karşılaması gerektiği ve tasarlanan devre elemanlarının büyük güçlerde olması gerektiği anlamına gelmektedir. Önerilen topolojinin literatürdeki benzer çalışmalardan üstünlüğü, diğer yardımcı yükseltme devrelerinden farklı olarak komütasyon anında eviricinin DA kaynağından ayırmadan yükseltme devresindeki kondansatörü kaynağa seri bağlamak

süretiyle ikinci bir kaynak eklenmiş olmaktadır. Bu durum komütasyon esnasında motorun tüm yükünün büyük bir kısmını yine DA kaynağına aktarmakta ve evirici üzerinde hem yüksek şarj gerilimlerine hem de büyük güçlü bir devre yapısına ihtiyaç duymamaktadır.

Literatürde FDAM'ın komütasyon moment salınımı azaltılması için yapılan bazı çalışmaların önerilen yöntem ile karşılaştırılması yapılmıştır. Karşılaştırma sadece KMS azaltılması yüzdesi dikkate alınarak değil belirli bazı kriterler üzerinden gerçekleşmiştir. Çizelge 6.1'de önerilen topolojinin diğer çalışmalarla karşılaştırılması verilmiştir.

Çizelge 6.1. Önerilen topolojinin diğer çalışmalar ile karşılaştırılması.

Topoloji	KMS İyileştirme Yüzdesi	İşlemci Kapasitesi	Denetim Karmaşıklığı	Devre Yapısı	Maliyet
[15]	%39,1	Düşük	Orta	Orta	Orta
[16]	%31	Orta	Orta	Orta	Orta
[19]	%82,77	Yüksek	Yüksek	Orta	Yüksek
[33]	%80,69	Orta	Orta	Orta	Orta
[34]	%89	Yüksek	Yüksek	Zor	Yüksek
[35]	%87,27	Yüksek	Orta	Basit	Düşük
[36]	%66	Orta	Orta	Orta	Orta
Önerilen	%57,14	Düşük	Düşük	Basit	Orta

FDAM sürücü sisteminin tasarımı ve uygulaması aşamasında gerçekleştirilen işlemleri aşağıdaki gibi sıralayabiliriz.

- ✓ Tez çalışmasında ilk olarak, FDAM'ın yapısı, çeşitleri ve çalışma prensibi incelendikten sonra zıt emk dalga şekli sinüsoidal olan bir motorun matematiksel modeli elde edilmiştir.
- ✓ Zıt emk dalga şekli sinüsoidal olan bir motorun kısmi kare dalga akımlarla sürüleceğinden çıkış momentinde oluşacak doğal salınımların matematiksel modeli çıkarılmıştır.
- ✓ FDAM'ın moment salınımını ve çıkış karakteristiğini yakından ilgilendiren faz akımlarının denetim yöntemleri ile ilgili detaylı bilgiler verilmiş ve evirici bara akımı denetimli analizi gerçekleştirilerek komütasyon anında motorun çıkış momenti ile ilgili çeşitli sonuçlar elde edilmiştir.
- ✓ İkinci olarak, komütasyon moment salınımı azaltılması için önerilen yardımcı

yükseltme devresi, evirici ve PI akım denetleyici matematiksel modellemeleri motorun modeline eklenerek tam bir FDAM sürücü sistemi modeli oluşturulmuştur.

- ✓ Bu modelin benzetim çalışmaları için MATLAB/SIMULINK ortamında hazır modeller ve C programlama dili ile kullanılmıştır.
- ✓ Önerilen FDAM sürücü sistemi modelinin performansı test edilmesi ve geleneksel sürme sistemi ile karşılaştırmalar yapmak için aynı şartlar altında farklı hız ve yük değişimlerinde önce benzetim sonrasında uygulama çalışmaları gerçekleştirilmiştir.
- ✓ Uygulamada Texas Instruments firmasının ürettiği TMS320F28335 Sİİ tercih edilmiştir. Uygulama programı da C programlama dili ile hazırlanmıştır.
- ✓ Uygulama ve benzetim çalışmalarında, FDAM'ın denetimi program içine girilen sabit referans akımları ile gerçekleştirilerek hız denetiminden kaynaklanacak akım salınımları etkisi ortadan kaldırılmıştır.
- ✓ Motorun farklı hız ve yük değerlerinde çalışabilmesi için yük olarak motor miline bağlı histeresiz freni istenilen yük değerinde ayarlandıktan sonra evirici bara gerilimi nominal değere getirilmiş, sonrasında PI akım denetleyiciye girilen referans akım değeri Sİİ'den değiştirilerek istenilen hız değeri bu şekilde elde edilmiştir.
- ✓ Her iki yöntem için benzetim ve uygulama aşamasında motor farklı hız ve yük değerlerinde komütasyon moment salınımlarının hangi durumlarda meydana geldiği ve motorun hızlarına bağlı ne derece etkileneceği araştırılmıştır.
- ✓ Uygulama çalışmalarının sonuçları incelendiğinde Önerilen yöntem düşük hızlarda hesaplanan komütasyon süresi bağlı olarak komütasyon anında evirici güç anahtarlarına %100 görev oranı uygulaması nedeniyle geleneksel yöntemle kıyasla moment salınımlarını önemli ölçüde azalmasını sağlamıştır.
- ✓ Yüksek hızlarda ise aynı şekilde geleneksel yöntemle göre komütasyon moment salınımlarını ve komütasyon dışı faz akımı salınımlarının azaltıldığı görülmüştür.
- ✓ Son olarak önerilen yöntemin dinamik performans tepkisinin etkisi vurgulanmak için motor denetimine PI hız denetimi eklenerek farklı hız değişimi ve yük değişimi çalışmaları yapılmıştır. Elde edilen sonuçlar hem benzetim hem de

uygulama çalışmalarıyla doğrulanmıştır. Sonuçlar incelendiğinde önerilen yöntemin hız ve yük değişimi sırasında yüksek etkili bir performansa sahip olduğu görülmüştür.

- ✓ Önerilen topolojinin maliyet analizi yapılmış ve toplam maliyet 115,29\$ olarak hesaplanmıştır. Tez çalışmasında kullanılan P50B08100D model SMSM sürücüsünün güncel fiyatı 1150\$'dır. Dolayısıyla, önerilen topoloji mevcut motor sürücünde yaklaşık %10'luk bir maliyet artışına neden olmuştur.
- ✓ Önerilen topolojinin geleneksel sürücü sisteminde %10'luk maliyet artışına neden olmasına karşılık benzetim ve uygulama sonuçlarına göre, önerilen yöntem ile komütasyon moment salınımında %57,14 'e kadar ve komütasyon süresinde ise %57,2'e kadar iyileştirme sağlanmıştır.

Bu tez çalışması esnasında komütasyon moment salınımının azaltılması için önerilen yardımcı yükseltme devresinde iyileştirilmesi gerekli olduğu düşünülen ve gelecek çalışmalara ışık tutması açısından önemli olduğu değerlendirilen hususlar aşağıdaki gibi özetlenebilir:

- ✓ Yardımcı yükseltme devresinde hesaplanan gerilim seviyesinde şarj edilen kondansatör komütasyon anında kaynağa seri bağlandığında motorun yüküne bağlı olarak hızlı bir şekilde deşarj olmaktadır. Bu durum komütasyon anında başlangıçta hesaplanan bara gerilimini sağlamakla birlikte kondansatör gerilimi azaldıkça KMS oluşmasına neden olmaktadır. Önerilen topolojinin diğer DA-DA yükseltme devrelerinde olduğu gibi komütasyon anında da kondansatör gerilimini denetleyecek şekilde iyileştirme yapılabilir.
- ✓ Önerilen topolojide komütasyon süresi komütasyon başlangıcında evirici bara akımına bağlı olarak hesaplanmaktadır. Evirici bara akımında meydana gelen dalgalanmalar komütasyon süresinin yanlış hesaplanmasına neden olmaktadır. Dolayısıyla, komütasyon süresinin hatalı olması önerilen topolojinin gerekende az veya fazla kalmasına ve KMS oluşmasına neden olmaktadır. Bu durumun iyileştirilmesi için komütasyon süresi farklı yöntemler uygulanabilir.
- ✓ Önerilen topolojide kullanılan L_1 , C_1 , C_2 elektronik devre elemanlarının değerlerinin bulunması için yapay zeka, metasezgisel algoritma vb. gibi akıllı algoritma yöntemleri kullanılabilir.

- ✓ Önerilen topolojide kullanılan güç anahtarlarını azaltabilecek hibrit yöntemler geliştirilebilir.
- ✓ Önerilen topolojinin maliyet analizi yapıldığında topolojide kullanılan LV25-P gerilim sensörünün yüksek etkiye sahip olduğu görülmüştür. Bu sensör elimizde mevcut olduğundan tercih edilmiştir. İlerdeki çalışmalarda bu sensör yerine muadil daha uygun sensörler tercih edilerek maliyet önemli ölçüde azaltılabilir.



7. KAYNAKLAR

- [1] W. Liu, “Hybrid Electric Vehicle System Modeling and Control”, *Hybrid Electric Vehicle System Modeling and Control*, Şub. 2017, doi: 10.1002/9781119278924.
- [2] J. Shao, “An improved microcontroller-based sensorless brushless DC (BLDC) motor drive for automotive applications”, *IEEE Trans Ind Appl*, c. 42, sy 5, ss. 1216-1221, Eyl. 2006.
- [3] X. Yao, G. Lu, J. Zhao, ve H. Lin, “Torque Ripple Minimization in Brushless DC Motor with Optimal Current Vector Control Technique”, *Proceedings 2018 Chinese Automation Congress, CAC 2018*, ss. 2524-2529, Tem. 2019.
- [4] V. Viswanathan ve S. Jeevananthan, “Hybrid converter topology for reducing torque ripple of BLDC motor”, *IET Power Electronics*, c. 10, sy 12, ss. 1572-1587, Eki. 2017.
- [5] H.-K. Kim ve J. Hur, “Magnetic Field Analysis of Irreversible Demagnetization in Brushless DC Motor According to the Dynamic and Static Characteristic”, *IEEE Trans Magn*, c. 51, sy 11, ss. 1-4, 2015.
- [6] Q. Ali, M. E.-E. and T. Journal, ve undefined 2020, “Direct current deadbeat predictive controller for bldc motor using single dc-link current sensor”, *iasj.netQM Ali, MM EzzaldeenEngineering and Technology Journal, 2020•iasj.net*, c. 38, sy 08, ss. 1187-1199, 2020.
- [7] S. Derammelaere, M. Haemers, J. De Viaene, F. Verbelen, ve K. Stockman, “A quantitative comparison between BLDC, PMSM, brushed DC and stepping motor technologies”, içinde *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 2016, ss. 1-5.
- [8] E. ÇELİK, “Üç fazlı fırçasız doğru akım motorları için komütasyon akım salınımlarının azaltılmasına yönelik yeni bir yaklaşım”, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi, Ankara, 2016.
- [9] A. Balashanmugham, M. Maheswaran, A. Balashanmugham, ve M. Maheswaran, “Permanent-Magnet Synchronous Machine Drives”, *Applied Electromechanical Devices and Machines for Electric Mobility Solutions*, Eyl. 2019, doi: 10.5772/INTECHOPEN.88597.
- [10] R. Krishnan, *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. Virginia: CRC Press, 2010.
- [11] S. Sakunthala, R. Kiranmayi, ve P. N. Mandadi, “A study on industrial motor drives: Comparison and applications of PMSM and BLDC motor drives”, içinde *2017 International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS)*, 2017, ss. 537-540.

- [12] B. Alsayid, W. A. Salah, Y. Alawneh., “Modelling of sensed speed control of BLDC motor using MATLAB/SIMULINK”, *International Journal of Electrical and Computer Engineering*, c. 9, sy.5, ss.3333, 2019.
- [13] J. H. Song ve I. Choy, “Commutation torque ripple reduction in brushless DC motor drives using a single DC current sensor”, *IEEE Trans Power Electron*, c. 19, sy 2, ss. 312-319, Mar. 2004.
- [14] J. Shi ve T. C. Li, “New method to eliminate commutation torque ripple of brushless DC motor with minimum commutation time”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, c. 60, sy 6, ss. 2139-2146, 2013.
- [15] C. Xia, Y. Xiao, W. Chen, ve T. Shi, “Torque ripple reduction in brushless DC drives based on reference current optimization using integral variable structure control”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, c. 61, sy 2, ss. 738-752, 2014.
- [16] D. K. Kim, K. W. Lee, ve B. Il Kwon, “Commutation torque ripple reduction in a position sensorless brushless dc motor drive”, *IEEE Trans Power Electron*, c. 21, sy 6, ss. 1762-1768, Kas. 2006.
- [17] C. Xia, Y. Wang, ve T. Shi, “Implementation of finite-state model predictive control for commutation torque ripple minimization of permanent-magnet brushless DC motor”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, c. 60, sy 3, ss. 896-905, 2013.
- [18] W. Jiang, H. Huang, J. Wang, Y. Gao, ve L. Wang, “Commutation analysis of brushless DC motor and reducing commutation torque ripple in the two-phase stationary frame”, *IEEE Trans Power Electron*, c. 32, sy 6, ss. 4675-4682, Haz. 2017.
- [19] A. Senthilnathan ve P. Palanivel, “A new approach for commutation torque ripple reduction of FPGA based brushless DC motor with outgoing phase current control”, *Microprocess Microsyst*, c. 75, s. 103043, Haz. 2020.
- [20] H. Lu, L. Zhang, ve W. Qu, “A new torque control method for torque ripple minimization of BLDC motors with un-ideal back EMF”, *IEEE Trans Power Electron*, c. 23, sy 2, ss. 950-958, Mar. 2008.
- [21] Y. Liu, Z. Q. Zhu, ve D. Howe, “Commutation torque ripple minimization in direct torque controlled PM brushless DC drives”, *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, c. 4, ss. 1642-1648, 2006.
- [22] Y. Zhou, D. Zhang, X. Chen, ve Q. Lin, “Sensorless Direct Torque Control for Saliency Permanent Magnet Brushless DC Motors”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, c. 31, sy 2, ss. 446-454, Haz. 2016.
- [23] K. D. Carey, N. Zimmerman, ve C. Ababei, “Hybrid field oriented and direct torque control for sensorless BLDC motors used in aerial drones”, *IET Power Electronics*, c. 12, sy 3, ss. 438-449, Mar. 2019.
- [24] T. Shi, Y. Cao, G. Jiang, X. Li, ve C. Xia, “A Torque Control Strategy for Torque

- Ripple Reduction of Brushless DC Motor with Nonideal Back Electromotive Force”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, c. 64, sy 6, ss. 4423-4433, Haz. 2017.
- [25] T. Sheng, X. Wang, J. Zhang, ve Z. Deng, “Torque-Ripple Mitigation for Brushless DC Machine Drive System Using One-Cycle Average Torque Control”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, c. 62, sy 4, ss. 2114-2122, 2015.
 - [26] Z. Xiaofeng ve Lu Zhengyu, “A New BLDC Motor Drives Method Based on BUCK Converter for Torque Ripple Reduction”, ss. 1-4, Şub. 2009.
 - [27] H. J. Hu, G. Z. Cao, S. D. Huang, C. Wu, ve Y. P. Peng, “Drive circuit-based torque-ripple suppression method for single-phase BLDC fan motors to reduce acoustic noise”, *IET Electr Power Appl*, c. 13, sy 7, ss. 881-888, Tem. 2019.
 - [28] T. Shi, Y. Guo, P. Song, ve C. Xia, “A new approach of minimizing commutation torque ripple for brushless dc motor based on DC-DC converter”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, c. 57, sy 10, ss. 3483-3490, Eki. 2010.
 - [29] V. Viswanathan ve J. Seenithangom, “Commutation Torque Ripple Reduction in the BLDC Motor Using Modified SEPIC and Three-Level NPC Inverter”, *IEEE Trans Power Electron*, c. 33, sy 1, ss. 535-546, Oca. 2018.
 - [30] X. Li, C. Xia, Y. Cao, W. Chen, ve T. Shi, “Commutation Torque Ripple Reduction Strategy of Z-Source Inverter Fed Brushless DC Motor”, *IEEE Trans Power Electron*, c. 31, sy 11, ss. 7677-7690, Kas. 2016.
 - [31] K. Xia, J. Lu, C. Bi, Y. Tan, ve B. Dong, “Dynamic commutation torque-ripple reduction for brushless DC motor based on quasi-Z-source net”, *IET Electr Power Appl*, c. 10, sy 9, ss. 819-826, Kas. 2016.
 - [32] G. Jiang, C. Xia, W. Chen, T. Shi, X. Li, ve Y. Cao, “Commutation torque ripple suppression strategy for brushless DC motors with a novel noninductive boost front end”, *IEEE Trans Power Electron*, c. 33, sy 5, ss. 4274-4284, May. 2018.
 - [33] W. Chen, Y. Liu, X. Li, T. Shi, ve C. Xia, “A novel method of reducing commutation torque ripple for brushless DC motor based on Cuk converter”, *IEEE Trans Power Electron*, c. 32, sy 7, ss. 5497-5508, Tem. 2017.
 - [34] V. Viswanathan ve J. Seenithangom, “Commutation Torque Ripple Reduction in the BLDC Motor Using Modified SEPIC and Three-Level NPC Inverter”, *IEEE Trans Power Electron*, c. 33, sy 1, ss. 535-546, Oca. 2018.
 - [35] R. K. Achary, S. Durgaprasanth, C. Nagamani, ve G. S. Ilango, “A Simple Voltage Modulator Scheme for Torque Ripple Minimization in a Permanent Magnet Brushless DC Motor”, *IEEE Trans Power Electron*, c. 35, sy 3, ss. 2809-2818, Mar. 2020.
 - [36] R. A. Raj, D. S. Nair, S. Mp, ve S. George, “A Novel High-Voltage Gain Circuit Topology for Commutation Torque Ripple Reduction”, *IEEE Trans Ind Appl*, c. 58, sy 5, ss. 6227-6236, 2022.

- [37] H. W. Kim, K. T. Kim, Y. S. Jo, ve J. Hur, "Optimization methods of torque density for developing the neodymium free SPOKE-type BLDC motor", *IEEE Trans Magn*, c. 49, sy 5, ss. 2173-2176, 2013.
- [38] T. G. Wilson ve P. H. Trickey, "D-C machine with solid-state commutation", *Electrical Engineering*, c. 81, sy 11, ss. 879-884, Tem. 2013.
- [39] P. Pillay ve R. Krishnan, "Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part I: The Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive", *IEEE Trans Ind Appl*, c. 25, sy 2, ss. 265-273, 1989.
- [40] T. Y. Lee, M. K. Seo, Y. J. Kim, ve S. Y. Jung, "Motor Design and Characteristics Comparison of Outer-Rotor-Type BLDC Motor and BLAC Motor Based on Numerical Analysis", *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, c. 26, sy 4, Haz. 2016.
- [41] C. He ve T. Wu, "Permanent Magnet Brushless DC Motor and Mechanical Structure Design for the Electric Impact Wrench System", *Energies 2018, Vol. 11, Page 1360*, c. 11, sy 6, s. 1360, May. 2018.
- [42] M. Toren, "Comparative analysis of the magnet effects on the permanent magnet BLDC motor performance used in electric vehicles", *Electrical Engineering*, c. 104, sy 5, ss. 3411-3423, Eki. 2022.
- [43] A. N. Halvaei, A. Vahedi, ve H. Moghbelli, "A novel method for commutation torque ripple reduction of four-switch, three-phase brushless DC motor drive", *Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering*, c. 3, sy 4, 2007,
- [44] U. H. Lee, C. W. Pan, ve E. J. Rouse, "Empirical Characterization of a High-performance Exterior-rotor Type Brushless DC Motor and Drive", *IEEE International Conference on Intelligent Robots and Systems*, ss. 8018-8025, Kas. 2019.
- [45] K. Ozer ve M. Yilmaz, "Design and Analysis of a High Power Density Brushless DC Motor for a Multi-Rotor Unmanned Aircraft", *2021 13th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, ELECO 2021*, ss. 378-382, 2021.
- [46] P. Mukherjee, S. Paitandi, ve M. Sengupta, "Comparative analytical and experimental study of fabricated identical surface and interior permanent magnet BLDC motor prototypes", *Sadhana - Academy Proceedings in Engineering Sciences*, c. 45, sy 1, ss. 1-24, Ara. 2020.
- [47] Y. Zhang, W. Hua, M. Cheng, G. Zhang, ve X. Fu, "Static characteristic of a novel stator surface-mounted permanent magnet machine for brushless DC drives", *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, ss. 4139-4144, 2012.
- [48] Z. Ren vd., "Design optimization of an interior-type permanent magnet BLDC motor using PSO and improved MEC", *Proceeding of International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2007*, ss. 1350-1353, 2007.
- [49] A. Kerem, "Design, implementation and speed estimation of three-phase 2 kW out-

- runner permanent magnet BLDC motor for ultralight electric vehicles”, *Electrical Engineering*, c. 103, sy 5, ss. 2547-2559, Eki. 2021.
- [50] Y. Kai ve F. Yaojing, “Design of novel spiral magnetic poles and axial-cooling structure of outer-rotor PM torque motor”, *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, c. 20, sy 3, ss. 838-841, Haz. 2010.
 - [51] Y. U. Park, J. H. Cho, ve D. K. Kim, “Cogging Torque Reduction of Single-Phase Brushless DC Motor With a Tapered Air-Gap Using Optimizing Notch Size and Position”, *IEEE Trans Ind Appl*, c. 51, sy 6, ss. 4455-4463, Kas. 2015.
 - [52] J. S. Yoo vd., “Analysis of Optimize Designing Small Size BLDC Motor Considering Air Gap Clearance”, *ICEMS 2018 - 2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems*, ss. 265-268, Kas. 2018.
 - [53] H. Im, H. H. Yoo, ve J. Chung, “Dynamic analysis of a BLDC motor with mechanical and electromagnetic interaction due to air gap variation”, *J Sound Vib*, c. 330, sy 8, ss. 1680-1691, Nis. 2011.
 - [54] J. C. Gamazo-Real, E. Vázquez-Sánchez, ve J. Gómez-Gil, “Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends”, *Sensors (Basel)*, c. 10, sy 7, s. 6901, Tem. 2010.
 - [55] P. Alaeinovin ve J. Jatskevich, “Filtering of hall-sensor signals for improved operation of brushless DC motors”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, c. 27, sy 2, ss. 547-549, 2012.
 - [56] J. Mlinarič, B. Pregelj, ve J. Petrovčič, “Measuring the Phase Shift Between Hall Signals and Phase Voltages for Purpose of End Quality Control of BLDC Motor Production”, ss. 21-31, 2023.
 - [57] C. Cui, G. Liu, ve K. Wang, “A Novel Drive Method for High-Speed Brushless DC Motor Operating in a Wide Range”, *IEEE Trans Power Electron*, c. 30, sy 9, ss. 4998-5008, 2015.
 - [58] S.-Y. Jung, Y.-J. Kim, J. Jae, ve J. Kim, “Commutation Control for the Low-Commutation Torque Ripple in the Position Sensorless Drive of the Low-Voltage Brushless DC Motor”, *IEEE Trans Power Electron*, c. 29, sy 11, ss. 5983-5994, 2014.
 - [59] M. Baszynski ve S. Pirog, “Unipolar Modulation for a BLDC Motor with Simultaneously Switching of Two Transistors with Closed Loop Control for Four-Quadrant Operation”, *IEEE Trans Industr Inform*, c. 14, sy 1, ss. 146-155, Oca. 2018.
 - [60] C. Cui, G. Liu, K. Wang, ve X. Song, “Sensorless Drive for High-Speed Brushless DC Motor Based on the Virtual Neutral Voltage”, *IEEE Trans Power Electron*, c. 30, sy 6, ss. 3275-3285, 2015.
 - [61] E. Çelik ve M. Karayel, “Effective speed control of brushless DC motor using cascade 1PDf-PI controller tuned by snake optimizer”, *Neural Comput Appl*, ss. 1-16, Şub. 2024.

- [62] E. Çelik ve N. Öztürk, “A new fuzzy logic estimator for reduction of commutation current pulsation in brushless DC motor drives with three-phase excitation”, *Neural Comput Appl*, c. 31, sy 2, ss. 1125-1134, Şub. 2019.
- [63] Q. Xun ve Y. Liu, “Commutation torque-ripple minimization for brushless DC motor based on Quasi-Z-Source inverter”, *Proceedings - 2018 23rd International Conference on Electrical Machines, ICEM 2018*, ss. 1439-1445, Eki. 2018.
- [64] E. Çelik ve N. Öztürk, “Commutation current ripple minimization of brushless DC motor drive based on programmed phase current references”, *Electrical Engineering*, c. 103, sy 6, ss. 2661-2674, Ara. 2021.
- [65] Ç. Gençer, “Fırçasız doğru akım motor hız ve konumunun bulanık sinirsel denetleyici ile denetimi”, Doktora, Gazi Üniversitesi, Ankara, 2005.
- [66] M. R. Çorapsız, “Fırçasız Doğru Akım Motorlarında Komütasyon Moment Dalgalanmalarının Azaltılması”, Yüksek lisans tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi, Trabzon, 2018.
- [67] Y. J. Goh ve K. M. Kim, “Inter-turn Short Circuit Diagnosis Using New D-Q Synchronous Min–Max Coordinate System and Linear Discriminant Analysis”, *Applied Sciences 2020*, Vol. 10, Page 1996, c. 10, sy 6, s. 1996, Mar. 2020.
- [68] M. Karayel ve Ç. Ersin, “Adaptive Fuzzy Logic Based Vector Controlled Permanent Magnetic Synchronous Motor Speed Control”, *Current Debates on Natural and Engineering Sciences 5*, H. Y. ÇOĞUN, İ. Parlar (Ankara, Bilgin Kültür Sanat Yayınları, 2022) ISBN: 978-625-7799-69-0 1st Edition, s. 396-411.
- [69] S. Ray ve R. Chakraborty, “Torque Ripple Reduction of BLDC motor introducing Delay in the Gate Firing Circuits”, *2020 International Conference on Emerging Frontiers in Electrical and Electronic Technologies, ICEFEET 2020*, Tem. 2020.
- [70] P. Karekar, C. Shrutika, ve B. B. Pimple, “Torque Ripple Minimization of BLDC motor Drive using DC Link Current Control with Low Pass Compensator”, *2020 International Conference on Power Electronics and IoT Applications in Renewable Energy and its Control, PARC 2020*, ss. 107-112, Şub. 2020.
- [71] S. Wang, “BLDC Ripple Torque Reduction via Modified Sinusoidal PWM”, In *Fairchild Semiconductor Power Seminar*, 2008.
- [72] T. A. Anuja ve M. A. N. Doss, “Asymmetrical Magnets in Rotor Structure of a Permanent Magnet Brushless DC Motor for Cogging Torque Minimization”, *Journal of Electrical Engineering and Technology*, c. 17, sy 2, ss. 1271-1279, Mar. 2022.
- [73] T. A. Anuja, M. Arun, N. Doss, A. El-Shahat, ve J. Riba, “Reduction of Cogging Torque in Surface Mounted Permanent Magnet Brushless DC Motor by Adapting Rotor Magnetic Displacement”, *Energies 2021*, Vol. 14, Page 2861, c. 14, sy 10, s. 2861, May. 2021.
- [74] N. Bianchi ve S. Bolognani, “Design techniques for reducing the cogging torque in surface-mounted PM motors”, *IEEE Trans Ind Appl*, c. 38, sy 5, ss. 1259-1265,

Eyl. 2002.

- [75] J. Fang, H. Li, ve B. Han, “Torque ripple reduction in BLDC torque motor with nonideal back EMF”, *IEEE Trans Power Electron*, c. 27, sy 11, ss. 4630-4637, 2012.
- [76] N. Urasaki, T. Senjyu, T. Kinjo, K. Uezato, T. Funabashi, ve H. Sekine, “Dead-time compensation strategy for permanent magnet synchronous motor drive taking zero current clamp and parasitic capacitor effects into account”, *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, c. 3, ss. 2718-2723, 2004.
- [77] A. Fathima ve G. Vijayasree, “Design of BLDC Motor with Torque Ripple Reduction Using Spider-Based Controller for Both Sensored and Sensorless Approach”, *Arab J Sci Eng*, c. 47, sy 3, ss. 2965-2975, Mar. 2022.
- [78] G. Jiang, C. Xia, W. Chen, ve T. Shi, “Commutation torque ripple suppression strategy for brushless DC motors with commutation time in multiples of PWM period”, *2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2017*, Ağu. 2017.
- [79] M. P. Maharajan ve S. A. E. Xavier, “Design of Speed Control and Reduction of Torque Ripple Factor in BLdc Motor Using Spider Based Controller”, *IEEE Trans Power Electron*, c. 34, sy 8, ss. 7826-7837, Ağu. 2019.
- [80] J. H. Song ve I. Choy, “Commutation torque ripple reduction in brushless DC motor drives using a single DC current sensor”, *IEEE Trans Power Electron*, c. 19, sy 2, ss. 312-319, Mar. 2004.
- [81] Y. K. Lee, “Commutation Torque Ripple Minimization for Three Phase BLDC Motor Drive using A Simple PWM Scheme Reliable to Motor Parameter Variation”, *Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, APPEEC*, c. 2019-December, Ara. 2019, doi: 10.1109/APPEEC45492.2019.8994517.
- [82] W. A. Salah, D. Ishak, ve K. J. Hammadi, “PWM switching strategy for torque ripple minimization in BLDC motor”, *Journal of Electrical Engineering*, c. 62, sy 3, ss. 141-146, 2011.
- [83] Q. Zhou, J. Shu, Z. Cai, Q. Liu, ve G. Du, “Improved PWM-Off-PWM to reduce commutation torque ripple of brushless DC motor under braking conditions”, *IEEE Access*, c. 8, ss. 204020-204030, 2020.
- [84] V. Viswanathan ve J. Seenithangom, “Commutation Torque Ripple Reduction in the BLDC Motor Using Modified SEPIC and Three-Level NPC Inverter”, *IEEE Trans Power Electron*, c. 33, sy 1, ss. 535-546, Oca. 2018.
- [85] V. Viswanathan ve S. Jeevananthan, “Approach for torque ripple reduction for brushless DC motor based on three-level neutral-point-clamped inverter with DC–DC converter”, *IET Power Electronics*, c. 8, sy 1, ss. 47-55, Oca. 2015.
- [86] B. N. Kommula ve V. R. Kota, “PFC based SEPIC converter fed BLDC motor with torque ripple minimization approach”, *2017 International Electrical Engineering Congress, iEECON 2017*, Eki. 2017, doi:

10.1109/IEECON.2017.8075743.

- [87] S. Sun vd., “Novel modulation method for torque ripple suppression of brushless DC motors based on SIMO DC–DC converter”, *Journal of Power Electronics*, c. 20, sy 3, ss. 720-730, May. 2020.
- [88] W. Chen, C. Xia, ve M. Xue, “A torque ripple suppression circuit for brushless DC motors based on power DC/DC converters”, *2008 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2008*, ss. 1453-1457, 2008.
- [89] M. Dasari, A. S. Reddy, ve M. V. Kumar, “Modified Luo converter based FOPID controller for torque ripple minimization in BLDC drive system”, *J Ambient Intell Humaniz Comput*, c. 14, sy 6, ss. 7091-7108, Haz. 2023.
- [90] B. N. Kommula ve V. R. Kota, “An integrated converter topology for torque ripple minimization in BLDC motor using an ITSA technique”, *J Ambient Intell Humaniz Comput*, c. 13, sy 4, ss. 2289-2308, Nis. 2022.
- [91] A. Rajesh ve A. Gnana Saravanan, “Torque ripple minimization of bridgeless CUK converter-based BLDC motor using Improved Jellyfish Search Algorithm”, *ISA Trans*, c. 136, ss. 374-389, May. 2023.
- [92] B. V ve Y. Mohamed Shuaib, “Minimization of torque ripples with optimized controller based four quadrant operation & control of BLDC motor”, *Advances in Engineering Software*, c. 172, s. 103192, Eki. 2022.
- [93] P. K. Sharma ve A. S. Sindekar, “Performance analysis and comparison of BLDC motor drive using PI and FOC”, *Proceedings - International Conference on Global Trends in Signal Processing, Information Computing and Communication, ICGTSPICC 2016*, ss. 485-492, Haz. 2017.
- [94] C. K. Lad ve R. Chudamani, “Simple overlap angle control strategy for commutation torque ripple minimisation in BLDC motor drive”, *IET Electr Power Appl*, c. 12, sy 6, ss. 797-807, Tem. 2018.
- [95] D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, ve A. Tani, “FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control”, *IEEE Trans Power Electron*, c. 17, sy 5, ss. 779-787, Eyl. 2002.
- [96] Y. Zhang, J. Zhu, Z. Zhao, W. Xu, ve D. G. Dorrell, “An improved direct torque control for three-level inverter-fed induction motor sensorless drive”, *IEEE Trans Power Electron*, c. 27, sy 3, ss. 1502-1513, 2012.
- [97] N. Huh, H. S. Park, M. H. Lee, ve J. M. Kim, “Hybrid PWM Control for Regulating the High-Speed Operation of BLDC Motors and Expanding the Current Sensing Range of DC-link Single-Shunt”, *Energies 2019, Vol. 12, Page 4347*, c. 12, sy 22, s. 4347, Kas. 2019.
- [98] D. K. Kim, K. W. Lee, ve B. Il Kwon, “Commutation torque ripple reduction in a position sensorless brushless dc motor drive”, *IEEE Trans Power Electron*, c. 21, sy 6, ss. 1762-1768, Kas. 2006.

- [99] T. Shi, Y. Cao, G. Jiang, X. Li, ve C. Xia, “A Torque Control Strategy for Torque Ripple Reduction of Brushless DC Motor with Nonideal Back Electromotive Force”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, c. 64, sy 6, ss. 4423-4433, Haz. 2017.
- [100] J. Shi ve T. C. Li, “New method to eliminate commutation torque ripple of brushless DC motor with minimum commutation time”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, c. 60, sy 6, ss. 2139-2146, 2013.
- [101] K. Y. Nam, W. T. Lee, C. M. Lee, ve J. P. Hong, “Reducing torque ripple of brushless DC motor by varying input voltage”, *IEEE Trans Magn*, c. 42, sy 4, ss. 1307-1310, 2006.
- [102] C. L. Huang, F. C. Lee, C. J. Liu, J. Y. Chen, Y. J. Lin, ve S. C. Yang, “Torque Ripple Reduction for BLDC Permanent Magnet Motor Drive Using DC-Link Voltage and Current Modulation”, *IEEE Access*, c. 10, ss. 51272-51284, 2022.
- [103] C. Xia, Y. Xiao, W. Chen, ve T. Shi, “Torque ripple reduction in brushless DC drives based on reference current optimization using integral variable structure control”, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, c. 61, sy 2, ss. 738-752, 2014.
- [104] S. M. W. Ahmed, M. M. Eissa, M. Edress, ve T. S. Abdel-Hameed, “Experimental investigation of full bridge series resonant inverters for induction-heating cooking appliances”, *2009 4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2009*, ss. 3327-3332, 2009.
- [105] Y. K.-J. of A. A. Sciences ve undefined 2023, “Design of Voltage Transducer for Digital Signal Processing Development Kit in Implementation of a High Step-up DC-DC Converter”, *prensipjournals.comY KoçJournal of Advanced Applied Sciences, 2023•prensipjournals.com*, c. 2, sy 2, ss. 51-56, 2023.
- [106] M. H. M. Hariri, M. K. M. Desa, S. Masri, ve M. A. A. Mohd Zainuri, “Design and Implementation of Three-phase Voltage and Current Transducers for Digital Signal Processing TMS320F28335.”, *Journal of Electrical Systems*, c. 17, sy 1, 2021.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Mehmet KARAYEL

Yabancı Dili : İngilizce

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Doktora	Elektrik Elektronik Müh.	Düzce Üniversitesi	2024
Y. Lisans	Elektrik Eğitimi	Gazi Üniversitesi	2013
Lisans	Elektrik Elektronik Müh. (Mühendislik Tamamlama)	Karabük Üniversitesi	2019
Lisans	Elektrik Öğretmenliği	Gazi Üniversitesi	2010
Lise	Elektrik	Yeşilevler Endüstri Meslek Lisesi	2001

TEZDEN ÇIKAN YAYIN

E. Çelik ve M. Karayel, “Effective speed control of brushless DC motor using cascade 1PDf-PI controller tuned by snake optimizer”, *Neural Comput Appl*, ss. 1-16, Şub. 2024.