

**T.C.
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM
DALI**

**FİRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARININ DOĞRUDAN
MOMENT KONTROLÜNDE AKI VE MOMENT
DALGALANMASININ AZALTILMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

VELİ YENİL

DENİZLİ, EYLÜL - 2016

**T.C.
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM
DALI**



**FİRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARININ DOĞRUDAN
MOMENT KONTROLÜNDE AKI VE MOMENT
DALGALANMASININ AZALTILMASI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

VELİ YENİL

DENİZLİ, EYLÜL - 2016

KABUL VE ONAY SAYFASI

Veli YENİL tarafından hazırlanan “Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Doğrudan Moment Kontrolünde Akı ve Moment Dalgalanmasının Azaltılması” adlı tez çalışmasının savunma sınavı 05.09.2016 tarihinde yapılmış olup aşağıda verilen jüri tarafından oy birliği ile Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı Yüksek Lisans Tezi olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyeleri

İmza

Danışman
Yrd. Doç. Dr. Selami KESLER

Üye
Doç. Dr. Okan BİNGÖL

Üye
Yrd. Doç. Dr. Selim KÖROĞLU





Pamukkale Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun
30.09.2016 tarih ve ..35./30..... sayılı kararıyla onaylanmıştır.



Prof. Dr. Uğur YÜCEL

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü

Bu tez alışması 2539, TÜBİTAK (Türkiye)-FWO (Belçika) İşbirliği Programı kapsamında yürürlükte olan 114E023 numaralı ve “şehir içi Kullanımlar için Yüksek Verimli Elektrikli Araç Prototip Tasarımı ve Gerçekleştirilmesi” başlıklı proje kapsamında desteklenmiştir.

Bu tezin tasarımı, hazırlanması, yürütülmesi, araştırmalarının yapılması ve bulgularının analizlerinde bilimsel etiğe ve akademik kurallara özenle riayet edildiğini; bu çalışmanın doğrudan birincil ürünü olmayan bulguların, verilerin ve materyallerin bilimsel etiğe uygun olarak kaynak gösterildiğini ve alıntı yapılan çalışmalara atfedildiğine beyan ederim.

Veli YENİL



ÖZET

**FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARININ DOĞRUDAN MOMENT
KONTROLÜNDE AKI VE MOMENT DALGALANMASININ
AZALTIKMASI
YÜKSEK LİSANS TEZİ
VELİ YENİL
PAMUKKALE ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
(TEZ DANIŞMANI:YRD. DOÇ. DR. SELAMİ KESLER)**

DENİZLİ, EYLÜL - 2016

Tez çalışmasında, elektrikli araçlarda kullanılan fırçasız doğru akım motorlarının (FDAM) doğrudan moment kontrolünde (DMK) iki-anahtarlı çalışma modu ve üç-anahtarlı çalışma modu karşılaştırılmış olup meydana gelen moment ve akı dalgalanmalarının azaltılması için dinamik histerezis bant ve başlangıçta sabit gerilim vektörlerinin uygulanması önerilmiştir. Yöntem olarak kullanılan DMK, genel olarak asenkron motorların kontrolünde kullanılmakta iken çok yaygın olmamakla birlikte bazı özel gerilim vektörlerinin uygun akı ve moment bandında seçilerek uygulanması durumunda FDAM için de olumlu sonuçlar vermektedir. Özellikle, FDAM'nin kontrolünde hızlı moment cevabı, yüksek performans gibi avantajlar sağlayan DMK yöntemi detaylı olarak incelenmiş olup benzetim ve deneysel sonuçlar karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Tez kapsamında ilk olarak sabit miktatlı senkron motorların (SMSM) DMK metodu incelenmiş, daha sonra FDAM'nin iki faz ve üç faz iletim modlarında DMK yöntemine yönelik benzetim ve deneysel çalışmalar gerçekleştirilmiştir.

Benzetim ve deneysel çalışmalar sonucunda, motorun momentinde ve akısında meydana gelen dalgalanmaların; örnekleme zamanı, kullanılan histerezis bantların genişliği ve motorun faz endüktansına bağlı olduğu anlaşılmıştır. Bu parametrelerin optimizasyonu yapılarak motor momentinde ve akısında meydana gelen dalgalanmalar azaltılmıştır.

ANAHTAR KELİMELEK:Fırçasız doğru akım motoru, Doğrudan moment kontrol, Hız sensörsüz kontrol, Moment ve akı dalgalanmalarının azaltılması

ABSTRACT

REDUCING TORQUE AND FLUX RIPPLE IN DIRECT TORQUE CONTROL OF BRUSHLESS DC MOTOR

MSC THESIS

VELİ YENİL

PAMUKKALE UNIVERSITY INSTITUTE OF SCIENCE

ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING

(SUPERVISOR:ASST. PROF. SELAMİ KESLER)

DENİZLİ, SEPTEMBER 2016

In this thesis, two and three phase conduction modes in direct torque control (DTC) of brushless direct current motors (BLDC) used in electric vehicles is compared and the dynamic hysteresis band with application of constant voltage space vectors at the startup of the motor are suggested in order to reduce torque and stator flux ripples especially take place at low speed operations. DTC is the method that is usually used in the control of asynchronous motors giving favorable results at the control of BLDC when some special voltage vectors are applied in the appropriate flux and torque ranges. DTC method, which especially provides some advantages, such as high performance and fast torque response in the control of BLDC is investigated in detail. In addition, simulation and experimental results are presented comparatively.

Within the scope of this thesis, firstly, direct torque control of permanent magnet synchronous motors (PMSM) is analyzed. Afterwards, simulation and experimental works of two and three phase conduction modes for DTC based BLDC are carried out.

As a result of theoretical and experimental analyses, it is realized that torque and flux ripples in DTC based drive of the BLDCs depend on sampling time, used hysteresis bandwidth and motor phase inductances. Flux and torque ripples of the motor are reduced by optimizing these parameters.

KEYWORDS:Brushless direct current motor, Direct torque control, Speed sensorless control, Reducing torque and flux ripples

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET.....	i
ABSTRACT	ii
İÇİNDEKİLER	iii
ŞEKİL LİSTESİ.....	v
TABLO LİSTESİ	vii
SEMBOL LİSTESİ.....	viii
KISALTMALAR LİSTESİ.....	x
ÖNSÖZ.....	xi
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Tezin Amacı	1
1.2 Literatür Araştırması	1
2. Fırçasız DA Motorlar	5
2.1 Fırçasız DA Motorların Yapısı	5
2.2 Fırçasız DA Motorların Sınıflandırılması	8
2.2.1 İç Rotorlu Fırçasız DA Motoru.....	9
2.2.2 Dış Rotorlu Fırçasız DA Motoru	10
2.2.3 İndüklenen Gerilimin Şekline Göre Fırçasız DA Motorlar	11
2.3 Fırçasız DA Motorların Avantajları ve Dezavantajları	12
2.4 FDAM ve SMSM'lerin Moment Üretimi Açısından Karşılaştırılması.....	13
2.5 Fırçasız DA Motorun Matematiksel Modeli	15
3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlarda Doğrudan Moment Kontrolü....	22
3.1.1 Klasik SMSM Sürücüsünde Moment Kontrolü.....	23
3.1.2 Klasik SMSM Sürüsünde Stator Akısı Kontrolü	25
3.1.3 Moment ve Akı Hatalarının Belirlenmesi.....	29
3.1.4 Anahtarlama Tablosu ve Gerilim Vektörü Seçimi	31
3.1.5 Gerilim Beslemeli Evirici ile SMSM Kontrolü	33
3.1.6 Klasik DMK Sürücü Sistemi için İşlem Adımları	34
3.2 SMSM'de Doğrudan Moment Kontrolünün Benzetimi	36
4. Fırçasız DA Motorlarda Doğrudan Moment Kontrolü	40
4.1 FDAM'nin İki Faz İletimde Doğrudan Moment Kontrolü.....	40
4.1.1 Elektromanyetik Moment Hesabı	41
4.1.1 Anahtarlama Tablosundan Uygun Gerilim Vektörü Seçimi.....	43
4.1.2 İki Faz İletim Modunda FDAM'nin Doğrudan Moment Kontrolünün Benzetimi	46
4.1.3 Deneysel Sonuçlar	52
4.2 FDAM'nin Üç Faz İletimde Doğrudan Moment Kontrolü	56
4.2.1 Faz-Faz Arası Clarke ve Park Dönüşümleri	56
4.2.2 Elektromanyetik Moment Hesabı	57
4.2.3 Stator Akısı Kontrolü.....	58
4.2.4 Alçak Geçiren Filtre Kullanarak Stator Akısının Tahmini	59
4.2.5 Akı Dönüşünün Kontrolü ve Gerilim Vektörü Seçimi	62
4.2.6 Rotor Konumunun Tahmini.....	63
4.2.7 Üç Faz İletim Modunda FDAM'nin Doğrudan Moment Kontrolünün Benzetimi	64

4.2.8	Deneysel Sonuçlar	70
5.	SONUÇLAR.....	73
6.	KAYNAKLAR.....	75
7.	ÖZGEÇMİŞ	79

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1: Fırçasız DA motor yapısı (Yedamale 2003).....	7
Şekil 2.2: İç rotorlu FDAM yapısı (Yılmaz 2005)	10
Şekil 2.3: Dış rotorlu FDAM yapısı (Yılmaz 2005).....	10
Şekil 2.4: FDAM’de indüklenen faz-nötr gerilimleri ve akımları.....	14
Şekil 2.5: FDAM sürücüsü ve eşdeğer devresi (Öztürk, 2005).....	15
Şekil 2.6: FDAM sürücüsü indirgenmiş eşdeğer devresi	16
Şekil 2.7: Bir fazda indüklenen gerilim.....	18
Şekil 3.1: Farklı eksenlerde stator ve rotor manyetik akıları (Özçira 2007)	24
Şekil 3.2: Sektörler ve gerilim vektörleri (Luukko 2000)	26
Şekil 3.3: Stator akısı bileşenleri arasındaki ilişki.....	27
Şekil 3.4: Stator akısı uzay vektörünün $\Psi_{s\alpha}$, $\Psi_{s\beta}$, $\sqrt{3}\Psi_{s\beta} - \Psi_{s\alpha}$ bileşenleri ile sektör değişimi.....	28
Şekil 3.5: Tablo yardımıyla stator akısı uzay vektörünün bulunduğu sektörün belirlenmesi	29
Şekil 3.6: Arctan fonksiyonu ile stator akısı uzay vektörünün bulunduğu sektörün belirlenmesi	29
Şekil 3.7: Stator akı ve moment histerezis denetleyicileri.....	30
Şekil 3.8: Stator akısı i. sektörde iken gerilim vektörü seçimi	32
Şekil 3.9: Üç fazlı evirici eşdeğer devresi (Rahman ve diğ. 1999)	33
Şekil 3.10: DMK blok diyagramı (Luukko 2000)	35
Şekil 3.11: SMSM doğrudan moment kontrolü simulink blok şeması.....	37
Şekil 3.12: Sistemin dinamik cevapları	38
Şekil 3.13: PI denetleyici ile yapılan hız kontrolünde motorun hız cevabı	39
Şekil 3.14: PI denetleyici ile yapılan hız kontrolünde motorun moment cevabı	39
Şekil 3.15: PI denetleyici ile yapılan hız kontrolünde stator akımlarının zamana bağlı değişimi	39
Şekil 4.1: a) SMSM için anahtarlama vektörleri, b) FDAM için anahtarlama vektörleri	41
Şekil 4.2: Gerilim vektörleri konumları.....	44
Şekil 4.3: Hız sensörsüz iki faz iletim modunda FDAM-DMK blok diyagramı.....	45
Şekil 4.4: Hız sensörlü iki faz iletim modunda FDAM-DMK blok diyagramı.....	46
Şekil 4.5: İki faz iletim modunda FDAM-DMK benzetimi	48
Şekil 4.6: Alfa-beta eksenli stator akıları.....	49
Şekil 4.7: Motorun hız cevabı.....	49
Şekil 4.8: Motorun moment cevabı	50
Şekil 4.9: Moment cevabı.....	50
Şekil 4.10: Alfa-beta eksenli stator akıları.....	51
Şekil 4.11: Motor faz akımı	51
Şekil 4.12: Rotor konumu.....	52
Şekil 4.13: a) Fazlar arası zıt emk sabitleri b) $\alpha\beta$ eksenli zıt emk sabitleri	53
Şekil 4.14: Motor faz akımı ($V_{DA} = 32V$, $T_{eref} = -0,5 Nm$)	54
Şekil 4.15: Motor moment cevabı ($V_{DA} = 32V$, $T_{eref} = -0,5 Nm$)	54

Şekil 4.16: Motor faz akımı ($V_{DA} = 50V$, $T_{eref} = -1,0 Nm$)	55
Şekil 4.17: Motor moment cevabı ($V_{DA} = 50V$, $T_{eref} = -1,0 Nm$)	55
Şekil 4.18: Gelişmiş stator akı tahmin edici	61
Şekil 4.19: a)Saf integratör ile akı tahmini, b) Faz ve genlik kompanzasyonu yapılmış filtre çıkışı.....	62
Şekil 4.20: Üç faz iletim modunda FDAM-DMK blok diyagramı.....	64
Şekil 4.21: Üç faz iletim modunda FDAM-DMK simulink blok diyagramı....	66
Şekil 4.22: Stator akısı yörüngesi	67
Şekil 4.23: Motor hız cevabı.....	67
Şekil 4.24: Motor moment cevabı	68
Şekil 4.25: Motor faz akımı	68
Şekil 4.26: Stator d ekseni akımı	69
Şekil 4.27: Alfa-beta ekseni stator akıları.....	69
Şekil 4.28: Rotor referans düzleminde d ekseni zıt emk sabiti değişimi.....	70
Şekil 4.29: Rotor referans düzleminde q ekseni zıt emk sabiti değişimi.....	70
Şekil 4.30: Stator akımı ($V_{DA} = 12V$, $T_{eref} = 0,5 Nm$).....	71
Şekil 4.31: Stator akımı ($V_{DA} = 15V$, $T_{eref} = 0,5 Nm$).....	71
Şekil 4.32: Tahmin edilen stator akısının alfa düzlemindeki bileşeni	71
Şekil 4.33: Tahmin edilen stator akısı sektörü.....	72

TABLO LİSTESİ

Sayfa

Tablo 2.1: FDAM ve SMSM'nin karşılaştırılması (Yılmaz 2005).....	11
Tablo 3.1: Stator akısı konumu için sektör ve açı aralıkları.....	26
Tablo 3.2: Stator akısı uzay vektörü sektörünün belirlenmesi.....	28
Tablo 3.3: SMSM için DMK anahtarlama tablosu (Luukko 2000).....	32
Tablo 3.4: Gerilim vektörleri ve $Vs\alpha$, $Vs\beta$ çıkış gerilimleri.....	34
Tablo 3.5: Motor parametreleri.....	36
Tablo 4.1: İki faz iletim modunda anahtarlama vektörleri tablosu.....	43
Tablo 4.2: Üç faz iletim modunda anahtarlama vektör tablosu.....	63

SEMBOL LİSTESİ

i_a, i_b, i_c	:	Stator faz akımları
v_a, v_b, v_c	:	Stator faz gerilimleri
e_a, e_b, e_c	:	Faz-nötr arası indüklenen zıt emk
E_a, E_b, E_c, E_t	:	Faz-nötr arası indüklenen zıt emk tepe değerleri
R_a, R_b, R_c, R	:	Stator faz dirençleri
L_a, L_b, L_c, L	:	Stator faz endüktansları
R_s, L_s	:	Stator faz direnci ve endüktansı
L_{ab}, L_{bc}, L_{ca}	:	Fazlar arası ortak endüktanslar
e_{ab}, e_{bc}, e_{ca}	:	Fazlar arası zıt emk değerleri
k_{ab}, k_{bc}, k_{ca}	:	Fazlar arası zıt emk sabitleri
P_a, P_b, P_c	:	Faz başına üretilen güç
$P_ç$:	Çıkış gücü
V_{DA}	:	DA bara gerilimi
k_e	:	Zıt emk sabiti
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$:	$\alpha\beta$ düzleminde stator akımları
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$:	$\alpha\beta$ düzleminde stator gerilimleri
$\varphi_{s\alpha}, \varphi_{s\beta}$:	$\alpha\beta$ düzleminde stator akıları
$\varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}$:	$\alpha\beta$ düzleminde rotor akıları
e_α, e_β	:	$\alpha\beta$ düzleminde zıt emk değerleri
k_α, k_β	:	$\alpha\beta$ düzleminde zıt emk sabitleri
i_{sd}, i_{sq}	:	dq düzleminde stator akımları
L_{ds}, L_{qs}	:	dq düzleminde stator endüktansları
$\varphi_{sd}, \varphi_{sq}$:	dq düzleminde stator akıları
$\varphi_{rd}, \varphi_{rq}$:	dq düzleminde rotor akıları
e_d, e_q	:	dq düzleminde zıt emk değerleri
k_d, k_q	:	dq düzleminde zıt emk sabitleri
φ_m	:	Rotor manyetik akısının maksimum değeri
φ_s	:	Stator manyetik akısı
T_e	:	Elektromanyetik moment
T_y	:	Yük momenti
T_s	:	Kontrol periyodu
V_k	:	Gerilim vektörleri
V_0, V_7	:	Sıfır gerilim vektörleri
w_e, w_m	:	Elektriksel ve mekanik açısal hız
θ_e	:	Rotor elektriksel açısı
θ_s	:	Stator akısı uzay vektörünün açısı
B	:	Sürtünme katsayısı
J	:	Eylemsizlik momenti
P	:	Kutup sayısı
w_c	:	Alçak geçiren filtre kesim frekansı
δ	:	Yük açısı
N	:	Sarım sayısı
l	:	Sargı uzunluğu
B	:	Manyetik akı yoğunluğu
r	:	Rotor yarıçapı
k	:	Dönüştürme sabiti
M	:	Ortak endüktans

Ψ_s	:	SMSM'nin stator manyetik akısı
Ψ_{sref}	:	SMSM'nin stator manyetik akı referansı
T_{eref}	:	SMSM'nin moment referansı
$\Delta\Psi_s$:	Stator akısı histerezis bant genişliği
ΔT_e	:	Moment histerezis bant genişliği

KISALTMALAR LİSTESİ

AA	:	Alternatif Akım
ADC	:	Analog Sayısal Dönüştürücü
AYK	:	Alan Yönlendirmeli Kontrol
DA	:	Doğru Akım
DGM	:	Darbe Genişlik Modülasyonu
DMK	:	Doğrudan Moment Kontrolü
DSP	:	Sayısal İşaret İşleyici
emk	:	Elektromotor Kuvvet
FDAM	:	Fırçasız DA Motor
GND	:	Toprak
IGBT	:	İzole Kapılı Bipolar Transistör
LP	:	Alçak Geçiren Filtre
MRAS	:	Model Referans Adaptif Sistem
PI	:	Oransal-İntegral
SMDA	:	Sabit Mıknatıslı DA
SMSM	:	Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
UVDGM	:	Uzay Vektör DGM
VSC	:	Değişken Yapılı Kontrol
VSI	:	Gerilim Beslemeli Evirici

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında, zıt emk dalga biçimi sinüs olmayan fırçasız doğru akım motorunun doğrudan moment kontrolünde meydana gelen akı ve moment dalgalanmalarının azaltılmasına yönelik çalışmalar yapılmıştır. Konuyla ilgili Matlab/Simulink benzetimleri her türlü çalışma modu için yapılarak moment ve akı dalgalanmasına sebep olan parametrelerin optimizasyonunun ön incelemesi gerçekleştirilmiştir. Ayrıca hız sensörü kullanılmadan doğrudan moment kontrollü bir fırçasız doğru akım motoru sürücüsü uygulaması gerçekleştirilerek yapılan teorik analizler uygulama sonuçlarıyla doğrulanmaya çalışılmıştır.

Bu tez çalışmam süresince değerli fikirleriyle beni yönlendiren ve destekleyen danışman hocam Yrd. Doç. Dr. Selami Kesler'e teşekkürü borç bilirim.

Ayrıca çalışmalarım sırasında sabır ve hoşgörü gösteren aileme teşekkür ederim.

1. GİRİŞ

1.1 Tezin Amacı

Son yıllarda, fırçasız doğru akım motorlarının (FDAM) kontrol sistemlerinde çeşitli yöntemler geliştirilmiştir. Bu yöntemlerden birisi olan doğrudan moment kontrolünün (DMK'nın) FDAM'lere uygulanabilirliği yapılan çalışmalarda görülmüştür. DMK ile motorun değişken yüklerle vereceği tepki en iyi duruma getirilmeye çalışılır. Elektrikli araçlar için çok önemli bir konu olan moment ve akının birlikte kontrol edilmesi, hızlı moment cevabı, yüksek performans gibi özellikler DMK yöntemi ile sağlanabilmektedir. Bu tez çalışmasında kısaca;

- FDAM'nin DMK yöntemi ile sürülerek elektrikli aracın sürüş veriminin artırılması,
- Motorun hızında, momentinde ve akısında meydana gelen dalgalanmaların sebeplerinin incelenmesi,
- DMK yönteminin hızlı moment cevabı, esnek kontrol yapısı vb. gibi özelliklerinin benzetim çalışmalarıyla ve deneysel olarak gösterilmesi,
- Gerçek zamanlı uygulamalardan kaynaklanan sorunların belirlenmesi ve bu sorunların çözümüne yönelik çalışmaların yapılması,

amaçlanmıştır.

1.2 Literatür Araştırması

Günümüzde teknolojinin her alanında oluşu gibi endüstriyel tahrik uygulamalarında da hızlı gelişim süreci başlamış ve bilgisayar destekli üretim, robotik, elektrikli arabalar gibi birçok tahrik sistemi ortaya çıkmıştır. Gerek yeni tahrik sistemlerinin ortaya çıkması gerekse var olan tahrik sistemlerinin iyileştirilmesi isteği, elektrik tahrik sistemlerinde kullanılan kontrol yöntemlerinin ve kullanılan güç elektroniği elemanlarının üzerindeki çalışmayı arttırmıştır (Bose 1992).

Kontrol sistemlerinde karmaşık algoritmaların kullanılması, mikroişlemci mimarilerinin gelişmesiyle mümkün hale gelmiştir. Asenkron ve senkron motorlar için 1960'lı yıllarda geliştirilen vektör kontrol yöntemi buna örnek verilebilir. Sistem modellenmesi ve kontrol uygulamaları için farklı algoritma geliştirme çabaları sonucunda da eskiden sadece doğru akım (DA) motoru kullanılan sistemlerde asenkron ve senkron motor da kullanılmaya başlanmıştır (Bose 1992).

Motor kontrol sistemlerinde ilk olarak kullanılan skaler kontrol yöntemleri istenilen performansı sağlayamadığından günümüzde yerini yüksek performanslı vektör kontrol sistemlerine bırakmıştır. Alan yönlendirmeli kontrol (AYK), mikroişlemci mimarilerinin gelişmesiyle yaygın bir şekilde kullanılmaya başlanmıştır. Bu kontrol yönteminde 3 fazlı motor denklemleri dq dönüşümü yapılarak iki boyutlu düzleme aktarılır. Motorun d eksen akımı olan i_d sıfır tutularak kontrol gerçekleştirilir. Bu durumda motorun momentinin kontrolü i_q akımı ile gerçekleştirilir. AYK'nın en büyük sakıncası, rotor ile stator döner alanının senkronize edilmesi için konum bilgisi gerektirmesidir (Öksüztepe 2008).

Alan yönlendirme felsefesine dayalı kontrol sistemlerinin gerçekleştirilmesine yönelik eğilim olduğu sıralarda, DMK yöntemi ile ilgili çalışmalar da yapılmaya başlanmıştır. DMK'nin ilk yayınlanması, 1971 yılı öncesine, Alman mühendis Blaschke'e dayanır. Daha sonra 1985 yılında Almanya'da Depenbrock, 1986 yılında Japonya'da Takahashi-Noguchi bu konuda çalışmalar yapmıştır. DMK yönteminin ilk ticari uygulaması ABB tarafından 1995 yılında yapılmıştır. DMK sürücülerde, sistemin akım ve gerilim cevap verme süreleri tamamen motor tarafından belirlenir, evirici burada kısıtlayıcı faktör olmaktan çıkar (Bakan 2002).

Zhijun ve diğerleri, girilen referans akı ve moment değerlerini referans akım değerine dönüştürerek akımın bileşenleri ile kontrolü gerçekleştiren bir bulanık mantık sisteminin benzetimini yapmışlar ve moment salınımlarının azaldığını belirlemişlerdir (Zhijun ve diğ. 2008).

Pujar ve Kodad, akı ve moment hatalarını kullanarak uygun gerilim vektörünü seçen bir bulanık mantık sistemi önermişler, önerdikleri sistemi benzetim yoluyla test ederek moment salınımlarının azaldığını göstermişlerdir (Pujar ve Kodad 2009).

Tan ve Martins, çok seviyeli evirici kullanarak AA sürücülerde moment dalgalanmasını azaltmaya ve anahtarlama frekansını sabitlemeye çalışmıştır. Bu yöntemler daha düzgün dalga şekli elde edilmesini sağlar. Bu sistem, klasik eviriciye göre daha az anahtarlama frekansı ile çalışmayı sağlarken, daha fazla anahtarlama elemanına ihtiyaç bırakır (Tan ve diğ. 2001)(Martins ve diğ. 2002).

Luukko, DMK yönteminde anahtarlama tablosuna sıfır gerilim vektörlerini dahil ederek yeni bir anahtarlama tablosu geliştirmiştir. Bu çalışmada moment dalgalanmasında kayda değer gelişme gözlenmemiştir (Luukko 2000).

Zhang ve Cao, önerdikleri kontrol sisteminde sinir ağı ile modellenen integral alıcı ile uzay vektör modülasyonu tekniği üzerinde çalışmışlar ve bu yapının moment salınımlarını azalttığını benzetim çalışması ile göstermişlerdir (Zhang ve Cao 2009).

French ve Acarnley, sabit mıknatıslı sürücülerde DMK yöntemini incelemişlerdir. Yaptıkları çalışmada elektromanyetik momenti rotor konumuna bağlı olarak co-enerjideki değişimden tahmin etmişlerdir. Tahmin edilen moment, bir look-up tablosu oluşturularak elde edilmiştir. İstenen momenti elde etmek üzere kullanılan akım referansı için stator akısı, co-enerji ve rotor konumuna bağlı moment look-up tablolarının kullanılması kontrolü karmaşıktır. Ayrıca bu çalışmada kontrol algoritması doğrudan akı kontrolü içermemektedir (French ve Acarnley 1996).

Bodin ve Siala, FDAM'lerde moment dalgalanmalarını azaltmak için yeni bir referans düzlem önermişlerdir (ba-ca referans düzlemi). Elektromanyetik momenti, faz-faz arası indüklenen gerilimleri ölçerek hesaplamışlardır. Önerdikleri çalışmayı benzetim ve deneysel çalışmalarla test etmişler ve moment dalgalanmalarının azaldığını belirlemişlerdir (Bodin ve Siala 1998).

Kang ve Sul, yaptıkları çalışmada elektromanyetik momenti iki faz iletimde ve komütasyon anında, anlık zıt emk değerleriyle akımın çarpılması ifadesine göre elde etmişlerdir. Burada zıt emk değerleri orta çözünürlüklü bir enkoder kullanılarak elde edilmiştir. Sunulan çalışmada, komütasyondan ötürü meydana gelen moment titreşimleri geleneksel PI akım kontrolüne göre önemli ölçüde azaltılmıştır. Fakat bu çalışmada faz direnci ihmal edilmiştir. Dolayısıyla moment tahmini sadece DA bara gerilimi ve faz endüktansına bağlı kalmıştır. Ayrıca, basit anahtarlama tablosu

kullanmak yerine karmaşık darbe genişlik modülasyonu (DGM) metodu kullanarak FDAM'yi kontrol etmişlerdir (Kang ve Sul 1995).

Chung ve diğerleri, stator akısını model referans adaptif sistem (MRAS) ile tahmin etmişler ve motorun moment tahmini de tahmin edilen stator akısıyla, ölçülen stator akımlarından hesaplanmıştır. Moment, anlık olarak, değişken yapıli kontrol (VSC) ve uzay vektör modülasyonu (UVDGM) ile kontrol edilmiştir. Sunulan bu çalışmada iyi bir kararlı hal performansı ve anahtarlama karakteristiği elde edilmiştir. Moment ve hızda meydana gelen salınımlar da nispeten azaltılmıştır (Chung ve diğ. 1998).

Liu ve diğerleri, iki faz iletim modunda DMK yöntemini FDAM'ye uygulamışlardır. Önerilen bu çalışmada, FDAM'yi darbe genişlik modulasyonlu (DGM) akım kontrolüne göre moment harmonikleri daha az ve moment cevap süresi de daha kısa olacak şekilde kontrol etmişlerdir. Bunun için, ilk olarak SMSM'nin duran eksen düzlemindeki moment formülünden faydalanarak FDAM için yeni bir moment tahmini eşitliği elde etmişlerdir. Daha sonra iki faz iletim modunda gerilim anahtarlama tablosu oluşturarak, stator akısını ve momentini eş zamanlı olarak kontrol edebildiklerini iddia etmişlerdir (Liu ve diğ. 2005).

Öztürk ve Toliyat, Liu ve diğ. (2005)' de önerilen çalışmayı ele alarak, FDAM'nin iki faz iletim modunda DMK yöntemini sabit moment bölgesinde sadece moment kontrolü yaparak gerçekleştirmişlerdir. Sunulan bu çalışmada her 60° derecede stator akısı genliğinde keskin değişiklikler olduğunu iddia etmişler bu yüzden stator akısı kontrolünü iptal etmişlerdir. Stator akısı kontrolü, moment kontrolü ile aynı anda yapıldığı zaman motor faz akımında çok aşırı yükselmeler ve gerilimde de bozulmalar olduğunu teorik ve pratik çalışmalarla göstermişlerdir. Liu ve diğ. (2005)'deki anahtarlama tablosundan farklı olarak, sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmadığı yeni bir anahtarlama tablosu oluşturmuşlardır. Momenti azaltmak için kullanılan sıfır gerilim vektörlerinin motorun faz geriliminde piklere neden olduğunu ve anahtarlama kayıplarını arttırdığını belirtmişlerdir (Öztürk ve Toliyat 2007).

2. Fırçasız DA Motorlar

FDAM, statoru üzerinde endüvi sargıları, rotoru üzerinde sabit mıknatısları bulunan ve zıt emk şekli trapezoidal olan senkron motorlardır. Yapısal olarak FDAM'ler, geleneksel sabit mıknatıslı (SMDA) motorların içten dışa terslenmiş versiyonudur (Aydoğdu 2006).

FDAM'lerin bazı avantajlarını özetleyecek olursak; sessiz çalışma, yüksek verim, fırça ve kollektör düzeneklerinin olmamasından dolayı bakımının oldukça masrafsız ve kolay olması, endüvi sargılarının statorda olmasından dolayı sargı sıcaklığının dışarıya kolayca aktarılması, düşük rotor atalet momenti, rotor sargısı bulunmadığı için elektriksel kayıplarının minimum olması sayılabilir. FDAM'ler, diğer motorlara göre daha verimli ve daha yüksek güç/hacim oranına sahip oldukları için aynı boyuttaki diğer motorlara nazaran daha fazla çıkış gücü sağlarlar. FDAM'ler avantajları nedeniyle, sabit mıknatıs maliyetlerinin de gitgide düşmesiyle hızla yaygınlaşmaktadırlar (Aydoğdu 2006).

FDAM'lerin dezavantajları ise; kontrolü için anlık rotor konum bilgisi gerektirmesi, doğrusal olmayan karakteristiklerinden dolayı kontrolünün daha karmaşık olması, motor çalışması için başlatma, yol alma ve sürekli çalışma modlarında farklı kontrol tekniklerinin uygulanması, rotor üzerindeki sabit mıknatısların zamanla zayıflaması ve mıknatıslık özelliklerini kaybetmeleri sayılabilir (Toliyat ve Gopalarathnam 2002).

2.1 Fırçasız DA Motorların Yapısı

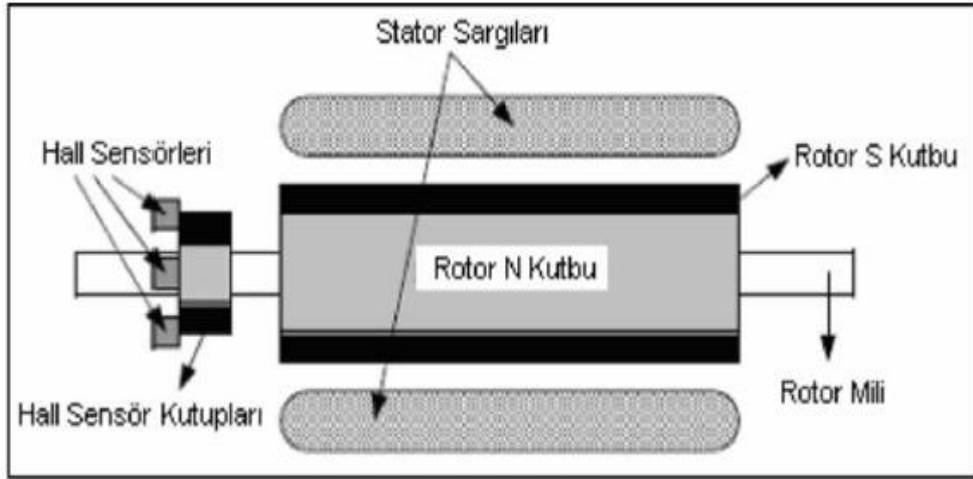
FDAM'lerde rotor dönen kısımda olup, mıknatıslar statora yerleştirilir. Motor üzerinde yoğun stator sargıları ve geniş sabit kutuplar bulunur. Stator sargıları ve rotor kutupları, hava aralığında kare dalga akı dağılımı elde edilebilecek şekilde yerleştirilir. Soğutma fanları gibi hafif yüklerde düşük performanslı FDAM'ler kullanılır. Bunlar genellikle tek veya iki fazlı olarak tasarlanırlar. Diğer taraftan MW mertebesindeki yüksek güçlerde, çok fazlı motorlar tercih edilir. Çok fazlı motorlar tek fazlı motorlara göre daha kararlı hareket ederler ve ayrıca tüketilen güç açısından daha tasarrufludurlar (Toliyat ve Gopalarathnam 2002).

FDAM'ler temel yapısı itibariyle üzerinde alan sargıları bulunan stator, sabit mıknatıs kutuplu rotor ve elektronik komütasyonu için rotor pozisyonunu belirleyen alan etkili sensörlere sahiptir. FDAM'nin statoru bir yüzeyi yalıtılmış çelik saçların preslenmesiyle elde edilmektedir. Asenkron motorların yapısına benzese de, sargıların dağılımında farklı bir yapı vardır. FDAM'ler asenkron motor sargıları gibi yıldız veya üçgen bağlanabilir. Bu motorlarda stator oluk sayısı, rotor kutup sayısına, faz sayısına ve sargı şekline bağlı olarak seçilir. Genellikle kesirli bir oluk/kutup oranına sahip tasarım diş etkisi (cogging) momentini minimize etmek için tercih edilir (Yedamale 2003).

FDAM'ler gerçekte sürekli mıknatıslı doğru akım motorlardır. Fırçalı DA motorlarda elektriksel güç motora fırça ve kollektörler aracılığıyla verilirken, FDAM'lerde elektriksel güç aktarımı elektronik anahtarlar vasıtasıyla yapılır. Kollektörün ortadan kalkması endüvi boyunun kısılmasını, sargıların statorda bulunması, rotorun daha hafif ve ataletin daha düşük olmasını sağlamaktadır. FDAM'nin hız aralığı geniş olup (50.000 dev/d'yi geçebilir), motorun boyutuna ve hız-yük durumuna bağlı olarak değişir.

FDAM'lerde hız, DA bir kaynaktan beslenen evirici ile stator sargılarına akım verilerek ayarlanır. Motorun pozisyon bilgileri, konum sensörleri tarafından sürücü devreye aktarılır. Sürücü devre üzerindeki yarı iletken anahtarlar, sensörlerden gelen bilgilere göre tetiklenir. Bu özelliğinden dolayı motor, servo motor olarak da kullanılır (Yazıcı 2008).

FDAM'nin yapısı sabit mıknatıslı senkron motor olarak da bilinen mıknatıslı AA motora çok benzer. Motorun statorunda AA motor sargısı benzeri çok fazlı sargılar bulunur. Rotor ise sürekli mıknatıs malzemeyi taşır. FDAM ile SMSM arasında sargıların statordaki oluklara yerleştirilmesi açısından farklılıklar vardır. SMSM'de sargılar stator boyunca sinüzoidal dağıtılırlar. Böylece sinüzoidal formda zıt emk endüklenmesi sağlanır. Buna karşın FDAM'de indüklenen zıt emk dalga şekli trapezoidal olur. Bunu sağlamak için stator sargıları kutup ayaklarının altına toplu olarak yerleştirilir. SMSM'lerde stator fazlarına sinüzoidal formda gerilim uygulanırken FDAM'de sargı akımları adım motorlarında olduğu gibi elektronik olarak anahtarlanır (Çınar 2002). Şekil 2.1'de FDAM'nin yapısı gösterilmiştir.



Şekil 2.1: Fırçasız DA motor yapısı (Yedamale 2003)

FDAM'de bir veya çok faz sargıları AA makinalara benzerdirler. Sargılar genellikle çift katmanlı (iki sargının birer kenarları bir oyuğa) ve paralel (bükümlü) sarım kullanılırken, tek katmanlı toplu sarımlar da kullanılmaktadır. DA makinalara zıt olarak AA sargıları açık uçludurlar. Sargılar tek tek kendi aralarında bağlanarak bir faz grubu meydana getirirler. Faz grupları da kendi aralarında seri veya paralel kombinasyonlarda uygun şekilde bağlanarak yıldız, üçgen, zikzak, iki-faz veya basit bir faz sargıları oluşturulurlar. AA sargıları, sargılarda üretilen harmonik gerilimleri azaltmak için genellikle kısa çizgi adımları ile sarılırlar. Sargılar, faz grupları ve fazlar oyukların dışında kalan bölgelere birbirlerinden yalıtılmalıdır. Oyukların içerisine yerleştirilen teller hem yalıtımı güçlendirmek hem de yapısal destek için verniklenir ve fırınlanır (Bal 2006).

Statorda genellikle iki tip sarım tekniği kullanılmaktadır: toplu sarım ve dağıtım sarım.

Toplu (yoğunlaştırılmış) sarım

Bu sarım tipinde sargılar toplu biçimde stator kutupları üzerine sarılır. Motora uygulanan gerilimin polaritesi değiştirilerek motorun devir yönünü değiştirebilmek için en az üç kutup (sargı) olması gerekir. Her bir faz sargısı bir kutup üzerine yerleştirilir. Toplu tip sarım kullanıldığında motor yapısı basit, işçiliği kolaydır. Fakat üretilen moment dalgalıdır ve dolayısıyla düşük hızlarda hareket düzgün değildir. Düzgün moment elde etmek için klasik DA motorlarda yapıldığı gibi sargı sayısını

arttırmak ve sargıların kontrolünde kullanılan güç yarıiletkenlerinin sayısını arttırmak gerekmektedir (Bal 2006).

Dağılımlı sarım

Dağılımlı sarım tipi sincap kafesli asenkron motorlara benzemektedir. Bu sarım şeklinde sargılar stator sargılarına dağıtılır. Genellikle sargılar statora 120 elektriksel derece aralıklarla dağıtılırlar (Bal 2006).

2.2 Fırçasız DA Motorların Sınıflandırılması

Sürekli mıknatıslı FDAM'leri, mıknatısları taşıyan rotorun stator içinde ve dışında olmasına göre ve stator sargılarında indüklenen zıt emk dalga şekline göre sınıflandırmak mümkündür. Sargılarda indüklenen zıt emk geriliminin şekline göre trapezoidal (kare dalga uyarmalı) ve sinüzoidal (sinüs dalga uyarmalı) olarak sınıflandırılabilirler. Ayrıca rotorun statorun içinde bulunduğu yapı iç rotorlu, dışında bulunduğu yapı ise dış rotorlu olarak tanımlanır.

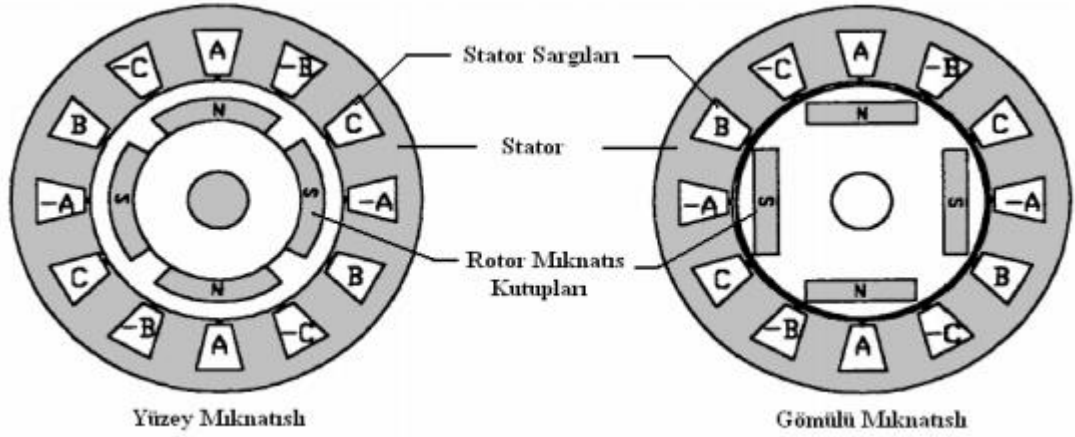
Trapezoidal yapıdaki alternatif akım FDAM basit yapısı nedeniyle ilk olarak geliştirilmiştir, ancak moment dalgalanmalarının fazla olması motorun yüksek performanslı uygulamalarda kullanılmasını güçleştirmiştir. FDAM'lerden daha sonra geliştirilmeye başlanan sabit mıknatıslı sinüzoidal makinelere vektör kontrol yöntemleri daha kolay uygulanabilmektedir (Ying ve Ertuğrul 1998).

Geniş uygulama alanının olması ve değişik mıknatıs seviyelerinin kullanımı nedeniyle, dönen mıknatıslar ve sabit bobinlere sahip birçok değişik fırçasız motor yapısı bulunmaktadır. İşletmede motorun hızlı ivmelenme ve yavaşlaması isteniyor, aynı zamanda çok sık kalkış yapması isteniyor ise rotor eylemsizliğinin düşük olması (moment/eylemsizlik yüksek) istenilen temel özelliktir. Dolayısıyla bu tür servo uygulamalarda eylemsizlik yarıçapla orantılı olduğundan, rotor yarıçapı dış rotorluya göre daha düşük olan iç rotorlu yapının seçilmesi gereklidir. Eylemsizliğin mümkün olduğu kadar küçük olabilmesi için, mıknatıs boyutlarının da küçültülmesi gerekir. Bu yüzden bu tip uygulamalarda performans/maliyet incelemesine bağlı olarak yüksek enerji yoğunluklu mıknatıslar tercih edilmektedir. Diğer taraftan, uygulamanın orta

hızdan yüksek hıza kadar sabit hız gerektirmesi durumunda, yani hız kararlılığın yüksek olması gereken uygulamalarda (fanlar) iç rotorluya göre daha yüksek eylemsizliğe sahip dış rotorlu motorların kullanımı daha uygundur. Dış rotorlu motorların en önemli uygulama alanı, bilgisayarlarda sabit disk sürücülerinde kullanılan mil motorlarıdır. Bu uygulama çok düzgün ve sabit bir hız, aynı zamanda yüksek eylemsizlik gerektirir. Böylece anlık moment bozucu etkilerden en az düzeyde etkilenmiş olur (Yılmaz 2005).

2.2.1 İç Rotorlu Fırçasız DA Motoru

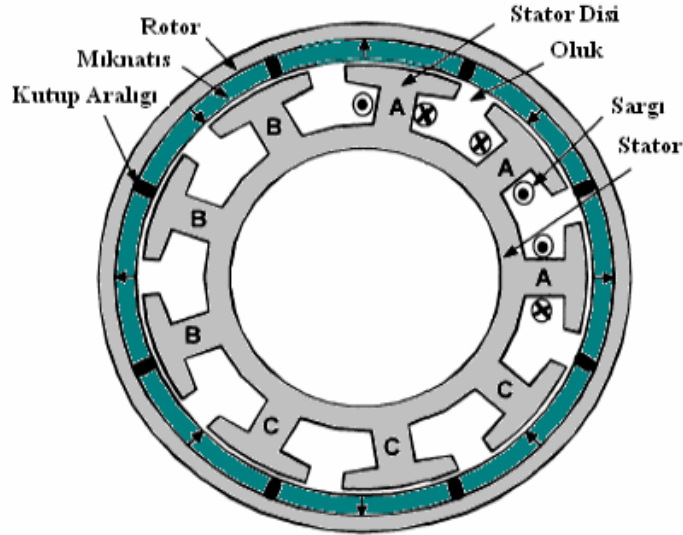
İç rotorlu FDAM'nin yapısı asenkron ve senkron motorlara çok benzerdir. Stator dışa yerleştirilmiş olup sabit endüvi sargılarını taşır. Şekil 2.2'de iç rotorlu FDAM'nin yapısı gösterilmiştir. Bu tip motorlarda sabit mıknatıslar rotor içine yerleştirilir veya rotorun dış yüzeyine yerleştirilir. Sabit mıknatısların rotorun yüzeyine yerleştirilmesi en yaygın kullanılan rotor tasarım şeklidir. Basit yapısı nedeniyle en fazla kullanılan tasarımlardan birisi olan sabit mıknatısların rotorun yüzeyine yapıştırıldığı rotor şeklinin en büyük sakıncası, mıknatısların merkezkaç kuvvetine karşı mukavemetlerinin zayıf olmasıdır. Mıknatısların yerinden kopmaması için bu tür tasarımlar düşük hızlı uygulamalarda tercih edilirler. Bir diğer sakınca ise stator dişlerinden dolayı çalışma noktasında yüksek frekanslı titreşimler oluşmasıdır. Bu nedenle Nd-Fe-B mıknatıslarının bu tasarımda tek parça halinde kullanılmasında sakıncalar oluşur. Bu durumda sabit mıknatıslar yalıtılmış küçük parçalar halinde rotor yüzeyine yerleştirilir. Ayrıca dayanıklılığı arttırmak için rotor yüzeyi manyetik olmayan malzeme ile kaplanabilir. Mıknatısların rotorun içine yerleştirildiği tasarım şeklinde, mıknatıs rotorun içinde açılan oyuklara yapıştırılarak yerleştirilir. Gömülü tip mıknatıslı rotorun, yüzey mıknatıslı rotora göre en önemli üstünlüğü mekanik olarak daha sağlam olmasıdır. Bu tasarım şeklinin en büyük dezavantajı ise maliyetinin ve işçiliğinin çok fazla olmasıdır (Özçira 2007).



Şekil 2.2: İç rotorlu FDAM yapısı (Yılmaz 2005)

2.2.2 Dış Rotorlu Fırçasız DA Motoru

Rotorun, statorun dışına yerleştirildiği dış rotorlu FDAM en çok kullanılan yapılardandır. Şekil 2.3'den görüldüğü gibi endüvi sargılarını taşıyan stator iç kısımda, sürekli miknatısların bulunduğu rotor ise dış kısımda serbest olarak dönmektedir.



Şekil 2.3: Dış rotorlu FDAM yapısı (Yılmaz 2005)

Bu yapıda miknatıslar rotora gömülü olarak yerleştirildiğinden savrulmaya karşı oldukça dayanımlıdır. Aynı zamanda stator sargılarının dış yüzeyde olması seri üretimde sarım işlemini oldukça kolaylaştırmaktadır.

Dış rotorlu FDAM'nin kullanıldığı uygulamalarda iç rotorluya göre yüksek akı yoğunluğu gerektirmediğinden Ferit mıknatıslar daha fazla kullanım alanı bulmaktadır. Mıknatısların kırılma problemi dışında dış rotorlu yapıda karşılaşılan diğer bir problem rotordaki dengesizliklerin yaratacağı sorunlardır. Rotordaki küçük dengesizlikler, anma hızlarında bile iç rotorlu yapıya göre büyük olan etkisiyle titreşimlere neden olmaktadır. Bu tip motorlar özellikle fan ve çamaşır makinası uygulamalarında, yüksek eylemsizlik nedeni ile ani yük değişimlerinde, hız sabitliğini koruma özellikleri nedeniyle geniş kullanım alanı bulmaktadırlar (Yılmaz 2005).

2.2.3 İndüklenen Gerilimin Şekline Göre Fırçasız DA Motorlar

FDAM'ler sargılarında indüklenen gerilimin şekline bağlı olarak trapezoidal (kare dalga uyarmalı) ve sinüzoidal (sinüs dalga uyarmalı) olarak sınıflandırılabilirler. Sinüzoidal FDAM literatürde sürekli mıknatıslı senkron motor (SMSM) olarak da bilinir. Tablo 2.1'de her iki motorun özellikleri karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Tablo 2.1: FDAM ve SMSM'nin karşılaştırılması (Yılmaz 2005)

	SMSM	FDAM
Hava Aralığı Akı Yoğunluğu	Sinüzoidal Dağılım	Kare Dağılım
İndüklenen Gerilim	Sinüzoidal	Trapezoidal
Stator Akımı	Sinüzoidal	Kare
Toplam Güç	Sabit	Sabit
Moment	Sabit	Sabit

SMSM'ler çok fazlı klasik alternatif akım motor yapılarıyla birçok ortak özelliğe sahiptir. İdeal düzgün ve titreşimsiz sürekli moment üretimi için motorda indüklenen gerilimi ve akım uyarmasının saf sinüzoidal olması gereklidir. Bu tip motorlarda hava aralığı etrafındaki stator sargıları sinüzoidal olarak dağılmıştır ve rotora yerleştirilen mıknatıslar tarafından üretilen manyetik akı yoğunluğu hava aralığı boyunca sinüs fonksiyonunu izleyecek şekilde değişir.

FDAM'ler, SMSM'lere göre farklı özelliklere sahiptirler. Bu motorlar her faz sargısında trapezoidal gerilim üretecek şekilde tasarlanmışlardır. Bu tarz motorlar bir

periyotta 60° elektriksel aralıklarla 120° 'lik yarı kare dalga uyarma akım ile beslenirler. Dolayısıyla SMSM'lerde hız ve konum kontrolü için hassas konum bilgisi gerekirken, FDAM'lerde bir periyot boyunca 6 komütasyon anının algılanması kontrol açısından önemli bir basitlik sağlamaktadır. FDAM'lerde, SMSM'lere nazaran moment daha dalgalıdır.

2.3 Fırçasız DA Motorların Avantajları ve Dezavantajları

FDAM'lerin diğer motorlara göre üstünlükleri aşağıdaki gibi sıralanmıştır (Luukko 2000) (Yılmaz 2005).

1. Rotorunda sürekli mıknatısları bulundurmasından dolayı rotor kayıpları yok denecek kadar azdır. Fırça ve komütatör düzeneklerinin olmamasından ötürü mekanik sürtünme kayıpları da azdır. Dolayısıyla verimi yüksek bir motordur.
2. Asenkron makinalar uyarma alanı için endüktif karakterli mıknatıslanma akımına ihtiyaç duyarlar. Bu akım değeri sabit gerilim/frekans oranı için sabit bir değerdedir ve makinanın güç katsayısının düşmesine neden olur. Sürekli mıknatıslı makinalarda uyarma akımı rotordaki sabit mıknatıslar tarafından sağlandığından motor daha verimli çalışır.
3. FDAM'lerde akım taşıyan iletkenler statorda olduğundan ısının dış ortama transferi daha kolaydır. Rotordan akım akmadığı için motorun rotoru ısınmaz bu yüzden FDAM'leri soğutmak daha kolaydır.
4. FDAM'lerin güç yoğunluğu yüksektir yani moment/akım oranı yüksektir. Neodyum-Demir-Bor (Nb-Fe-B) , Samaryum-Cobalt (Sm-Co) gibi yüksek enerji yoğunluklu mıknatısların üretimindeki ilerlemeler ile çok yüksek akı yoğunluğuna ve moment üretme kapasitesine ulaşılmıştır. Aynı kapasitedeki diğer motorlara göre daha küçük ve daha hafiftir.
5. Fırça ve kolektörler bulunmadığı için az bakım gerektirir. Sistem güvenilirliği fazladır. Ayrıca komütasyon elektronik olarak gerçekleştirildiği için gürültü seviyesi azdır. Eğer çevirici anahtarlama frekansı yeteri kadar yüksek seçilirse harmonikler tarafından oluşan gürültü de duyulmaz.

6. Çıkış momenti doğrudan motor akı ile bağlantılı olduğundan diğer motorlara göre kontrolü oldukça kolaydır. Karmaşık kontrol algoritması içermediğinden üretici açısından toplam maliyetin azaltılmasını sağlar.

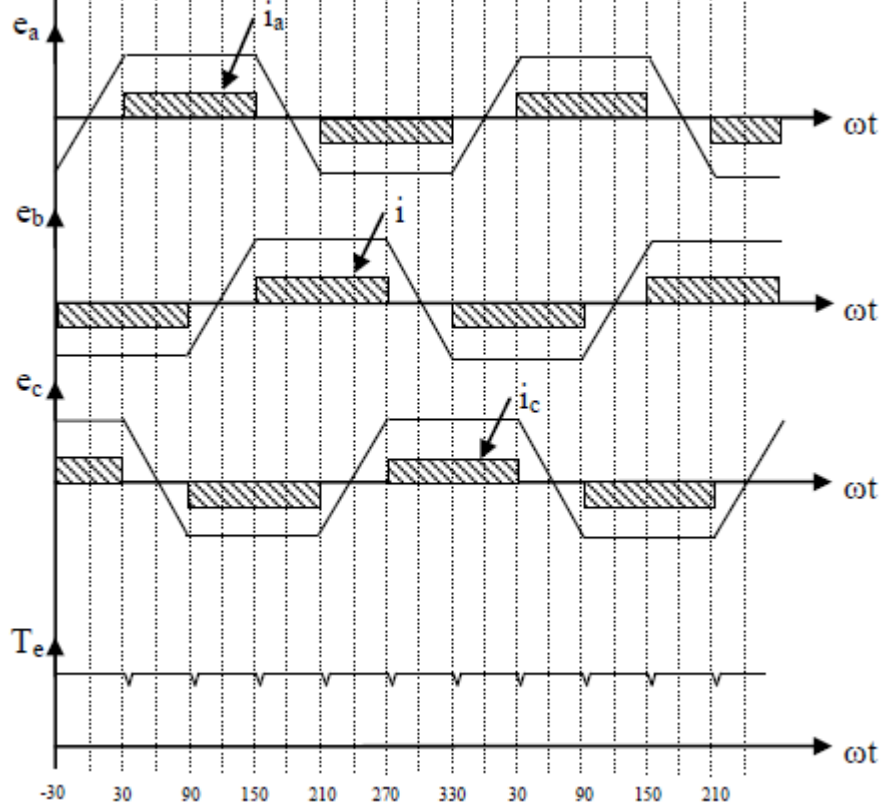
Yukarıdaki olumlu özelliklere rağmen, FDAM bazı olumsuz özelliklere de sahiptir. Bu özelliklerin bazıları aşağıda sıralanmıştır (Luukko 2000).

1. Yüksek enerjili mıknatısların maliyetleri, diğer mıknatıslara göre daha fazladır. Özellikle Samaryum-Cobalt, Neodyum-Demir-Bor gibi nadir bulunan mıknatıs tiplerinin fiyatları çok pahalıdır.
2. Uzun kullanım sonucu atmosferik ve termik etkilerden dolayı sürekli mıknatıslar mıknatıslık özelliğini yitirmeye başlar. Mıknatıs malzemelerin ısıl sınırlamaları ve demagnetizasyon riski sistem güvenilirliğini azaltır.
3. Mıknatısların rotorun yüzeyinde olduğu tasarımlarda yüksek hızlarda mıknatısların rotorun yüzeyine tutturulması zordur, kopma riski vardır.
4. FDAM'lerin alan zayıflatma bölgesinde çalışması zordur, bu bölge de kontrol zorlaşır. Maksimum hız nominal hızın iki katının üstüne çıktığında istenilen hızı üretemezler dolayısıyla hız sınırlaması gerekir.
5. Eviricide kısa devre meydana gelmesi durumunda, sürekli mıknatıslardan dolayı önemli riskler vardır. Çünkü dönen rotor, her zaman enerji verir ve sürekli olarak kısa devre olan sargılarda bir elektromotor kuvvete neden olur ve sargılarda çok büyük bir akım dolaşır. Bu da istenmeyen frenleme demektir. Dolayısıyla, bu durum elektrikli araç uygulamalarında araç tekerlerinde tehlikeye yol açacağından kabul edilebilir değildir.

2.4 FDAM ve SMSM'lerin Moment Üretimi Açısından Karşılaştırılması

FDAM'lerde indüklenen gerilim trapezoidal olarak değişir. Sabit moment üretimi için rotor konumuna göre sargılara doğru zamanda ve doğru sıra ile akım verilmelidir. Şekil 2.4 incelenirse, elektriksel olarak her 60° 'de eviricideki anahtarlardan iki tanesi konum değiştirmelidir. Bu durumda 60° 'lik farkla 6 bölge oluşur. İndüklenen gerilimler ($e_a - e_b - e_c$) pozitif veya negatif bölgede 120 derece iletimde kalmaktadır. Sargılardan 120° 'lik bölümlerde dikdörtgen formda akımlar ($i_a -$

$i_b - i_c$) akıtılmalıdır. Böylece motor elektromanyetik moment üretir. Anahtarların konum değiştirmesinden dolayı üretilen momentte salınımlar ve titreşimler oluşur. Alan etkili sensörler vasıtasıyla hangi iki sargının akım taşıyacağı belirlenebilir.



Şekil 2.4: FDAM’de indüklenen faz-nötr gerilimleri ve akımları

I_{ps} ve I_p SMSM ve FDAM için stator akımlarının maksimum değerleri olmak üzere, bu akımların efektif değerleri aşağıdaki gibidir.

$$I_{sy} = \frac{I_{ps}}{\sqrt{2}} \quad (2.1)$$

$$I_d = \frac{I_p \sqrt{2}}{\sqrt{3}} \quad (2.2)$$

Her iki motorun bakır kayıplarını eşitlersek ve maksimum akımları yukarıda verilen eşitlikler cinsinden yazılabilir.

$$3I_{sy}^2 R_s = 3I_d^2 R_s \quad (2.3)$$

Dolayısıyla;

$$I_p = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} I_{ps} \quad (2.4)$$

Üretilen moment oranları yukarıdaki bağıntılardan faydalanılarak;

$$\frac{FDAM_moment}{SMSM_moment} = \frac{(2 * E_p * I_p) / w_m}{\left(3 * \frac{E_p}{\sqrt{2}} * \frac{I_{ps}}{\sqrt{2}}\right) / w_m} = 1,1547 \quad (2.5)$$

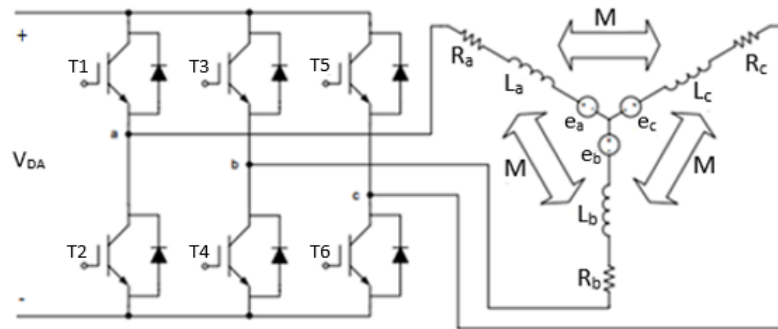
biçiminde bulunur.

Denklem (2.5)'e göre FDAM SMSM ile karşılaştırıldığında sabit moment bölgesinde yaklaşık olarak %15,5 daha fazla moment üretebilir.

2.5 Fırçasız DA Motorun Matematiksel Modeli

FDAM'nin faz değişkenlerine bağlı olarak matematiksel modeli oluşturulurken bazı kabullenmeler yapılacaktır. Bu kabullenmeler aşağıda sıralanmıştır (Luukko 2000).

- Motor doyumda çalışmamaktadır.
- Stator sargıları yıldız olarak, her sargıya ait direnç, endüktans, özendüktans, ortak endüktans değerleri sabit ve eşit kabul edilecektir.
- Tüm sargılarda indüklenen gerilimler ideal yamuk (trapezoidal) dalga formunda olacaktır.
- Evirici üzerindeki anahtarlar ideal kabul edilecektir.
- Demir ve histerezis kayıpları ihmal edilecektir.



Şekil 2.5: FDAM sürücüsü ve eşdeğer devresi (Öztürk, 2005)

Üç fazlı FDAM'ye ilişkin eşdeğer devre yapısı DA bara gerilimi ve evirici güç anahtarlarını da kapsayacak şekilde Şekil 2.5'de verilmiştir. Yukarıda verilen kabullenmeler ve Şekil 2.5'den faydalanarak FDAM'nin matematiksel modeli aşağıdaki gibi oluşturulur.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Burada L_{xy} formunda gösterilen endüktanslar ortak endüktans ifadeleridir. FDAM'ler genel olarak yüzey montajlı rotor ve toplu sargılı stator sargılarına sahiptirler. Bu tarz yapıda relüktans değişimi olmadığından endüktans değişimi olmayacaktır ayrıca faz sargıları dengeli olduğunda faz direnç değerleri de birbirine eşit olacaktır (Kahveci 2013).

Eğer motor çıkık kutuplu değilse;

$$L_a = L_b = L_c = L \quad (2.7)$$

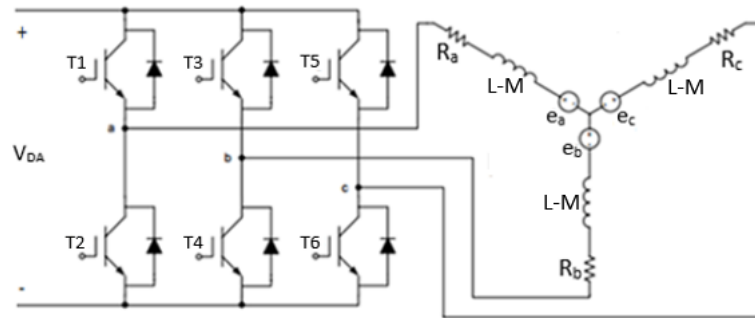
$$L_{ab} = L_{ba} = L_{cb} = L_{bc} = L_{ac} = L_{ca} = M \quad (2.8)$$

$$R_a = R_b = R_c = R \quad (2.9)$$

olarak alınabilir. Bu durumda matematiksel model düzenlenerek indirgenmiş matris formunda aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Motor modeli, verilen eşitlikler düzenlendikten sonra Şekil 2.6'daki gibi gösterilebilir.



Şekil 2.6: FDAM sürücüsü indirgenmiş eşdeğer devresi

Motor miline aktarılan güç (P_ζ) fazlardan elde edilen güçlerin (P_a, P_b, P_c) toplamına eşittir.

$$P_\zeta = P_a + P_b + P_c = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (2.11)$$

Üretilen elektromanyetik moment (T_e) ise;

$$P_\zeta = T_e w_m \quad (2.12)$$

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{w_m} \quad (2.13)$$

Burada;

e_a : A fazında indüklenen zıt emk

e_b : B fazında indüklenen zıt emk

e_c : C fazında indüklenen zıt emk

i_a : Stator A fazı akımı

i_b : Stator B fazı akımı

i_c : Stator C fazı akımı

w_m : Mekanik olarak rotorun açısal hızı

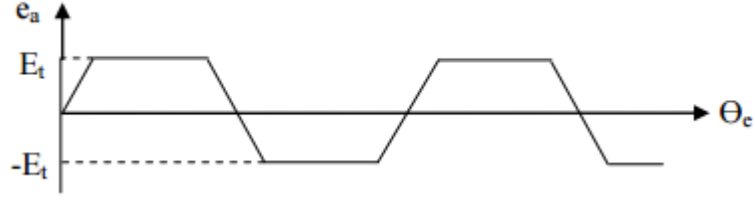
w_e : Rotor elektriksel açısal hızı $w_e = \frac{P}{2} w_m$

P: Kutup sayısı

Motorun hareket denklemi;

$$T_e = J \frac{dw_m}{dt} + B w_m + T_y \quad (2.14)$$

ile verilir. Burada, T_y yük momenti, J eylemsizlik momenti katsayısı ve B sürtünme momenti katsayısıdır.



Şekil 2.7: Bir fazda indüklenen gerilim

FDAM'nin her fazında indüklenen gerilim Şekil 2.7'de görüldüğü gibi trapezoidal şekildedir. Bu gerilimlerin tepe değerleri $E_a = E_b = E_c = E_t$ olsun. Sargı başına sarım sayısı N , sargı lineer hızı v , bir sarımın uzunluğu l olmak üzere;

$$E_t = (Bvl)N \quad (2.15)$$

yazılabilir. Manyetik akı yoğunluğu (B) sürekli mıknatıslardan sağlanır ve sabittir. Denklem (2.15)'de lineer hız yerine açısal hız da kullanılabilir. r rotor yarıçapı olmak üzere;

$$E_t = (Bvl)N = N(Blrv_m) = k_e w_m \quad (2.16)$$

eşitlikleri yazılabilir. Burada k_e indüklenen gerilim katsayısı ya da zıt emk sabiti olarak tanımlanır. Şekil 2.7'den görüldüğü gibi rotorun elektriksel konumuna (θ_e) bağlı olarak indüklenen gerilimin değeri değişir. Bu değişim denklem (2.17)'de şekil fonksiyonlarıyla temsil edilir.

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = E_t \begin{bmatrix} f_a(\theta_e) \\ f_b(\theta_e) \\ f_c(\theta_e) \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$f_a(\theta_e) = \left\{ \begin{array}{ll} \left(\frac{6}{\pi}\right)\theta_e & , \quad \left(0 < \theta_e \leq \frac{\pi}{6}\right) \\ 1 & , \quad \left(\frac{\pi}{6} < \theta_e \leq \frac{5\pi}{6}\right) \\ -\left(\frac{6}{\pi}\right)\theta_e + 6 & , \quad \left(\frac{5\pi}{6} < \theta_e \leq \frac{7\pi}{6}\right) \\ -1 & , \quad \left(\frac{7\pi}{6} < \theta_e \leq \frac{11\pi}{6}\right) \\ \left(\frac{6}{\pi}\right)\theta_e - 12 & , \quad \left(\frac{11\pi}{6} < \theta_e \leq 2\pi\right) \end{array} \right. \quad (2.18)$$

$$f_b(\theta_e) = \left\{ \begin{array}{ll} -1 & , \quad \left(0 < \theta_e \leq \frac{\pi}{2}\right) \\ \left(\frac{6}{\pi}\right)\theta_e - 4 & , \quad \left(\frac{\pi}{2} < \theta_e \leq \frac{5\pi}{6}\right) \\ 1 & , \quad \left(\frac{5\pi}{6} < \theta_e \leq \frac{9\pi}{6}\right) \\ -\left(\frac{6}{\pi}\right)\theta_e + 10 & , \quad \left(\frac{9\pi}{6} < \theta_e \leq \frac{11\pi}{6}\right) \\ 1 & , \quad \left(\frac{11\pi}{6} < \theta_e \leq 2\pi\right) \end{array} \right\} \quad (2.19)$$

$$f_c(\theta_e) = \left\{ \begin{array}{ll} 1 & , \quad \left(0 < \theta_e \leq \frac{\pi}{6}\right) \\ -\left(\frac{6}{\pi}\right)\theta_e + 2 & , \quad \left(\frac{\pi}{6} < \theta_e \leq \frac{\pi}{2}\right) \\ -1 & , \quad \left(\frac{\pi}{2} < \theta_e \leq \frac{7\pi}{6}\right) \\ \left(\frac{6}{\pi}\right)\theta_e - 8 & , \quad \left(\frac{7\pi}{6} < \theta_e \leq \frac{9\pi}{6}\right) \\ 1 & , \quad \left(\frac{9\pi}{6} < \theta_e \leq 2\pi\right) \end{array} \right\} \quad (2.20)$$

Tepe değer ve trapezoidal şekil fonksiyonuna göre her faza ait indüklenen gerilimler tekrar yazılırsa,

$$e_a = f_a(\theta_e)k_e w_m \quad (2.21)$$

$$e_b = f_b(\theta_e)k_e w_m \quad (2.22)$$

$$e_c = f_c(\theta_e)k_e w_m \quad (2.23)$$

elde edilir. Bu son bağıntılara bağlı moment ifadesi denklem (2.24)'deki gibi elde edilir.

$$T_e = k_e [f_a(\theta_e)i_a + f_b(\theta_e)i_b + f_c(\theta_e)i_c] \quad (2.24)$$

FDAM iki faz iletim modunda çalışırken bir faz boşta olduğundan iletim durumundaki iki fazdan eşit akım akar. İndüklenen gerilimler ile faz akımları aynı işaretli olacağından moment ifadesi denklem (2.25)'deki gibi sadeleştirilebilir. Bu eşitlikte momentin, kaynaktan çekilen akımla doğru orantılı olduğu görülür.

$$T_e = 2k_e i \quad (2.25)$$

Moment tahmini, momentin kaynaktan çekilen akımla doğru orantılı olduğu kabul edilerek yapılabilir. Fakat bu eşitlikte indüklenen gerilimler ideal trapezoidal değilse momentte düşük frekanslı dalgalanmalar meydana gelir. Bu nedenle hassas uygulamalarda bu kestirim doğru sonucu vermeyecektir.

FDAM’de senkron hızda dönen (d-q) referans düzleminde eksenlerin karşılıklı etkileri ihmal edilirse üretilen elektromanyetik moment ifadesi genel olarak;

$$T_e = \frac{3P}{4} \left[\left(\frac{dL_{ds}}{d\theta_e} i_{sd} + \frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} - \varphi_{sq} \right) i_{sd} + \left(\frac{dL_{qs}}{d\theta_e} i_{sq} + \frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} - \varphi_{sd} \right) i_{sq} \right] \quad (2.26)$$

şeklinde verilebilir.

Stator d ve q eksen akıları;

$$\varphi_{sd} = L_{ds} i_{sd} + \varphi_{rd} \quad (2.27)$$

$$\varphi_{sq} = L_{qs} i_{sq} + \varphi_{rq} \quad (2.28)$$

olarak elde edilir. P , θ_e , i_{sd} , i_{sq} , L_{ds} , L_{qs} , φ_{rd} , φ_{rq} sırasıyla kutup sayısı, elektriksel rotor açısı, senkron hızda dönen eksen sistemindeki (d-q) stator akımları, stator sargı endüktansları ve rotor akılarıdır (Öztürk 2008).

Çıkık kutuplu rotorda L_{ds} ve L_{qs} endüktansları sabit kabul edilebilir. Bu kabullenme ile denklem (2.27) ve (2.28) bağıntıları (2.26)’da kullanılırsa moment ifadesi aşağıdaki gibi olur.

$$T_e = \frac{3P}{4} \left[\left(\frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} - \varphi_{sq} \right) i_{sd} + \left(\frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} + \varphi_{rd} \right) i_{sq} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{sd} i_{sq} \right] \quad (2.29)$$

Stator akısı, sabit mıknatısların sinüzoidal olarak değişmesi durumunda $\varphi_{rd} = \varphi_m$ ve $\varphi_{rq} = 0$ olacaktır. Burada φ_m rotor akısının maksimum değeridir. Dolayısıyla $d\varphi_{rd}/d\theta_e = d\varphi_{rq}/d\theta_e = 0$ ’dır. Sonuç olarak, yuvarlak rotorlu ya da çıkık kutuplu SMSM ve FDAM ‘ler (sinüzoidal zıt emk’ya sahip ise) için elektromanyetik moment hesabı aşağıdaki denklem haline dönüştürülebilir.

$$T_e = \frac{3P}{4} (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) = \frac{3P}{4} (\varphi_{sa} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{sa}) \quad (2.30)$$

Burada i_{sd} , i_{sq} , φ_{sd} , φ_{sq} , i_{sa} , $i_{s\beta}$, φ_{sa} , $\varphi_{s\beta}$ senkron hızda dönen ve duran eksen takımında stator akımları ve akılarıdır. Soldaki eşitlik senkron referans düzlemde, sağ taraftaki eşitlik ise stator düzleminde elektromanyetik moment eşitliği olarak verilmiştir.

Yuvarlak kutuplu ve yüzey montajlı mıknatıslardan oluşan rotor durumunda d ve q eksenini endüktansları (L_{ds} ve L_{qs}) eşit olarak kabul edilir. Eğer sabit mıknatısların değişimi sinüzoidal değilse $d\varphi_{rd}/d\theta_e \neq d\varphi_{rq}/d\theta_e \neq 0$ olur. Bu durum FDAM için geçerlidir. Denklem (2.29)'daki ifade FDAM için yeniden düzenlenirse üretilen momentin ifadesi;

$$T_e = \frac{3P}{4} \left[\left(\frac{d\varphi_{rd}}{d\theta_e} - \varphi_{sq} \right) i_{sd} + \left(\frac{d\varphi_{rq}}{d\theta_e} + \varphi_{rd} \right) i_{sq} \right] \quad (2.31)$$

şeklinde elde edilir.

Duran referans düzlemdeki ($\alpha - \beta$ eksen sistemi) rotor akıları ($\varphi_{ra} - \varphi_{r\beta}$) ve stator akımları ($i_{sa} - i_{s\beta}$) senkron hızda dönen eksen sistemindeki akılar ($\varphi_{rd} - \varphi_{rq}$), stator akımları (i_{sd} ve i_{sq}) ve rotor açısı (θ_e) cinsinden;

$$\varphi_{ra} = \varphi_{rd} \cos \theta_e - \varphi_{rq} \sin \theta_e \quad (2.32)$$

$$i_{sa} = i_{sd} \sin \theta_e + i_{sq} \cos \theta_e \quad (2.33)$$

$$i_{s\beta} = i_{sd} \cos \theta_e - i_{sq} \sin \theta_e \quad (2.34)$$

bağıntıları ile yazılabilir. Bu bağıntılar düzenlenerek denklem (2.31)'de kullanılırsa üretilen momentin duran eksen sistemindeki ifadesi elde edilir.

$$T_e = \frac{3P}{2} \left[\frac{d\varphi_{ra}}{d\theta_e} i_{sa} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{d\theta_e} i_{s\beta} \right] \quad (2.35)$$

Burada $\frac{d\varphi_{ra}}{d\theta_e} = \frac{e_a}{w_e}$ ve $\frac{d\varphi_{r\beta}}{d\theta_e} = \frac{e_\beta}{w_e}$ olarak ifade edilebilir. (2.35)'deki bağıntıdan görüldüğü gibi hala rotor konumuna bağlı ifadeler vardır. Bu yüzden momentin hesaplanması için yüksek maliyetli sensörler ya da faz akımına bağlı yoğun işlemler ile rotor konumunun tam olarak belirlenmesi gerekir (Kahveci 2013).

3. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlarda Doğrudan Moment Kontrolü

SMSM'lerde moment endüvi akımı ile ilişkili olduğu için endüvi akımının denetimi ile kontrol edilir. Yüksek performanslı çalışmalarda akım kontrolü senkron hızda dönen referans düzleminde gerçekleştirilir. Bu düzlemde, zıt emk ve endüktans değişimi sinüzoidal ise endüvi endüktansı ve mıknatıs akısı sabittir. Temel DMK prensibi stator akısının ve momentin doğrudan ve bağımsız olarak önceden oluşturulmuş bir anahtarlama tablosunda bulunan 8 adet gerilim vektörünün kullanılarak motorun kontrol edilmesine dayanır. DMK'da DGM ile oluşturulan akım kontrol devresi kullanılmaz. Bu yüzden DMK yöntemi, DGM akım kontrol yöntemiyle karşılaştırıldığında, daha az parametre bağılılığı ve hızlı moment cevabı gibi üstünlükler sağlar. Ayrıca DMK yönteminde motorun ilk konumu bilinirse hız sensörsüz kontrol yapılabilir (Zhong ve diğ. 1997).

Yöntemin doğrudan moment kontrolü olarak adlandırılmasının sebebi, uygun stator gerilim vektörleri seçilerek stator akısının ve motor momentinin doğrudan kontrol edilebilmesidir. Temel DMK sürücü yapısı iki adet histerezis denetleyici, akı ve moment tahmin edici, gerilim vektörü seçme tablosu ve bir eviriciden oluşur.

DMK'nın bazı avantajları şu şekilde sıralanabilir;

- Moment ve akı referansı değiştirilerek, moment ve akı tepkisi çok hızlı bir şekilde değiştirilebilir.
- Ayrı bir DGM bloğuna gerek yoktur. Histerezis kontrol ile anahtarlama sinyalleri doğrudan belirlenir.
- Sadece stator direncinin bilinmesi yeterlidir.
- Anahtarlama komutları basit anahtarlama tablosundan belirlendiği için, vektör kontrolde kullanılan DGM modülatörlerine nazaran işlem süresi önemli ölçüde azalır.
- Stator akısı uzay vektörünün konumunun tam olarak bilinme zorunluluğu yoktur. Sadece bir sektör içerisinde nerede bulunduğunu

tanımlamak yeterlidir (gerekli minimum doğruluk elektriksel olarak 60 derecedir).

- Koordinat dönüşümlerine gerek yoktur. Bütün hesaplamalar duran referans düzlemde yapılır.
- Sensörsüz kontrole uygundur.

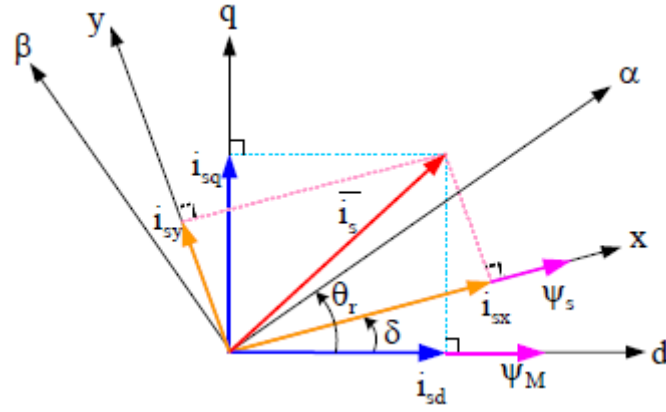
Eğer SMSM’lerde rotor manyetik akısının başlangıç konum problemi, rotor başlangıç konumu kestirim yöntemleri uygulanarak ya da rotoru bilinen bir konuma getirerek çözümlerse, DMK yöntemi SMSM’ler için asenkron motorlarda olduğu gibi cazip hale gelebilir.

DMK yönteminin dezavantajları;

- DMK sürücülerdeki en büyük problem moment ve stator akısı dalgalanmalarının fazla olmasıdır. Bu dalgalanmaların sebebi DMK’da bir örnekleme süresi boyunca bir vektör uygulanmasıdır.
- Kalkış esnasında, düşük hız bölgesindeki uygulamalarda ve moment komutunun değişimi sırasında bazı problemler oluşabilir.
- Anahtarlama frekansı; yük moment, rotor hızı ve histerezis bant genişliğine bağlı olarak değişir.
- Stator direncinin sıcaklığa bağlı olarak değişmesi.
- Stator akısındaki dalgalanmaların stator akımında harmoniklere sebep olması olarak sıralanabilir.

3.1.1 Klasik SMSM Sürücüsünde Moment Kontrolü

Rotor manyetik akı $\bar{\Psi}_M$ ve stator manyetik akısı vektörü $\bar{\Psi}_s$, rotor akı (dq) ve stator akısı (xy) referans düzleminde Şekil 3.1’deki gibi gösterilebilir. δ burada yük açısıdır ve stator ve rotor akıları arasındaki açı olarak tanımlanır. Sabit yük durumunda bu açı (δ) değişmez, ancak farklı yüklerde değişir. δ ’daki değişiklik kontrol edilerek momentteki artış kontrol edilebilir.



Şekil 3.1: Farklı eksenlerde stator ve rotor manyetik akıları (Özçira 2007)

Motor denklemleri dq referans sisteminde aşağıdaki gibi gösterilmiştir.

$$\Psi_{sd} = L_{sd}i_{sd} + \Psi_m \quad (3.1)$$

$$\Psi_{sq} = L_{sq}i_{sq} \quad (3.2)$$

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Psi_{sd} - \omega_e \Psi_{sq} \quad (3.3)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Psi_{sq} + \omega_e \Psi_{sd} \quad (3.4)$$

SMSM'nin elektromanyetik moment ifadesi denklem (3.5) ile bulunur.

$$T_e = \frac{3P}{2} (\Psi_m i_{sq} + (L_{sq} - L_{sd}) i_{sd} i_{sq}) \quad (3.5)$$

Hareket denklemi;

$$T_e - T_y = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad (3.6)$$

olarak elde edilir.

Burada SMSM için genel makine denklemleri çıkarılmıştır. Çıkık kutuplu ve yuvarlak rotorlu SMSM'ler arasında bazı farklılıklar vardır, ancak makine modeli aynıdır.

3.1.2 Klasik SMSM Sürüsünde Stator Akısı Kontrolü

Stator akısının kontrolü, eviricide uygun gerilim vektörlerinin seçilmesi ile gerçekleştirilir. Her adımda uygun gerilim vektörü seçilerek stator akısı istenilen şekilde hareket ettirilebilmek mümkündür. Stator akısı uzay vektörü, stator gerilimi uzay vektörünün integrali olduğundan, uygulanan gerilim vektörünün yönünde ve hızında hareket eder. Ayrıca bu vektör, aktif anahtarlama vektörleri uygulandığında hızlı bir şekilde hareket eder. Sıfır vektörü uygulandığında ise stator akısı vektörü vektör duruyor kabul edilir.

DMK sürücüsünün en önemli kısmı akı tahminidir. Stator akısının tahmini için gerilim modeli ve akım modeli olarak iki yöntem vardır. Gerilim modelinde stator gerilimleri, akımları ve direncin bilinmesi gereklidir. Akım modelinde endüktans değerleri, rotor konumu ve hız bilgisine ihtiyaç vardır. İlave hız algılayıcı gerektirmesi, endüktans değerlerinin tahminindeki zorluklar bu yöntemin dezavantajı olarak görülebilir. DMK'da akım modeli, gerilim modeli ya da her iki modelin beraber kullanılması mümkündür (Bakan 2002).

Stator akısı manyetik akısı denklem (3.7) ile hesaplanır (Gerilim modeli için).

$$\bar{\Psi}_s = \int_t^{t+\Delta t} (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (3.7)$$

Mikroişlemcili sistemlerde kontrol ayrık zamanlı olarak gerçekleştirileceği için stator akısı hesabı ayrık zamanda aşağıdaki gibi yazılır.

$$\Psi_{s\alpha}(k) = \Psi_{s\alpha}(k-1) + (V_{s\alpha}(k-1) - R_s i_{s\alpha})T_s \quad (3.8)$$

$$\Psi_{s\beta}(k) = \Psi_{s\beta}(k-1) + (V_{s\beta}(k-1) - R_s i_{s\beta})T_s \quad (3.9)$$

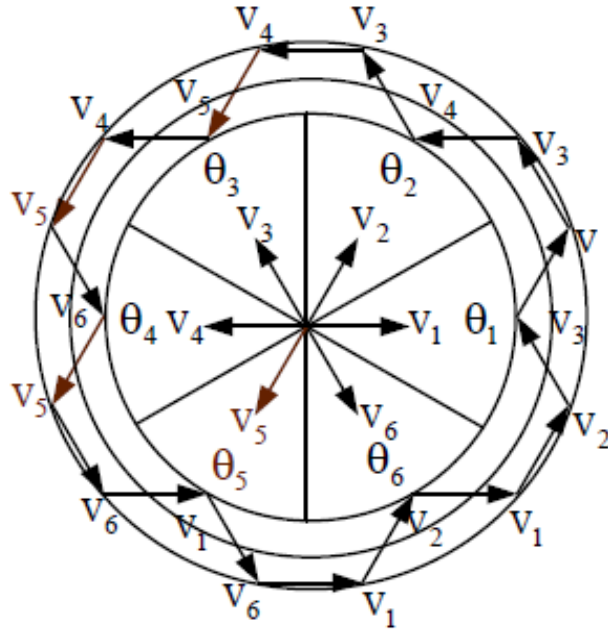
Stator akısının sektörünün belirlenmesi için stator akısı uzay vektörünün konumunun bilinmesi gereklidir. Stator akısı uzay vektörünün açı değişimi değerine göre 6 adet sektör belirlenir. Sektör aralığı 60° dir. Stator akısı uzay vektörünün açısı denklem (3.10) ile bulunur.

$$\theta_s = \tan^{-1} \frac{\Psi_{s\beta}}{\Psi_{s\alpha}} \quad (3.10)$$

Tablo 3.1’de stator akısı uzay vektörünün konumuna göre oluşturulan sektörler gösterilmiştir. Şekil 3.2’de de gerilim vektörleri ve sektör aralıkları gösterilmiştir.

Tablo 3.1: Stator akısı konumu için sektör ve açı aralıkları

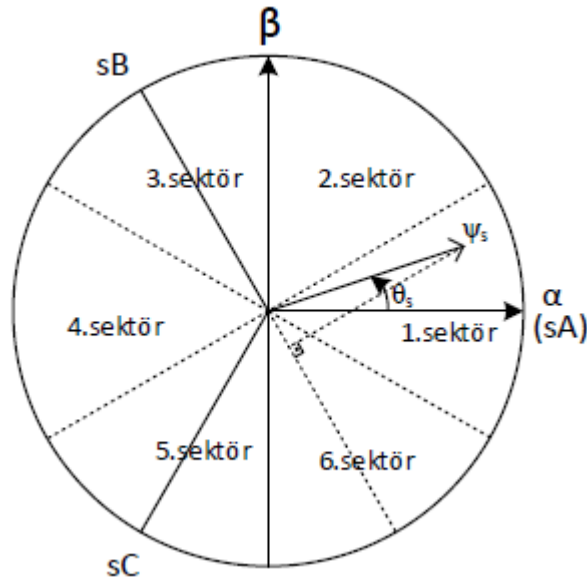
Sektör	Açı(°)
1	$-30 < \theta(1) < 30$
2	$30 < \theta(2) < 90$
3	$90 < \theta(3) < 150$
4	$150 < \theta(4) < 210$
5	$210 < \theta(5) < 270$
6	$270 < \theta(6) < 330$



Şekil 3.2: Sektörler ve gerilim vektörleri (Luukko 2000)

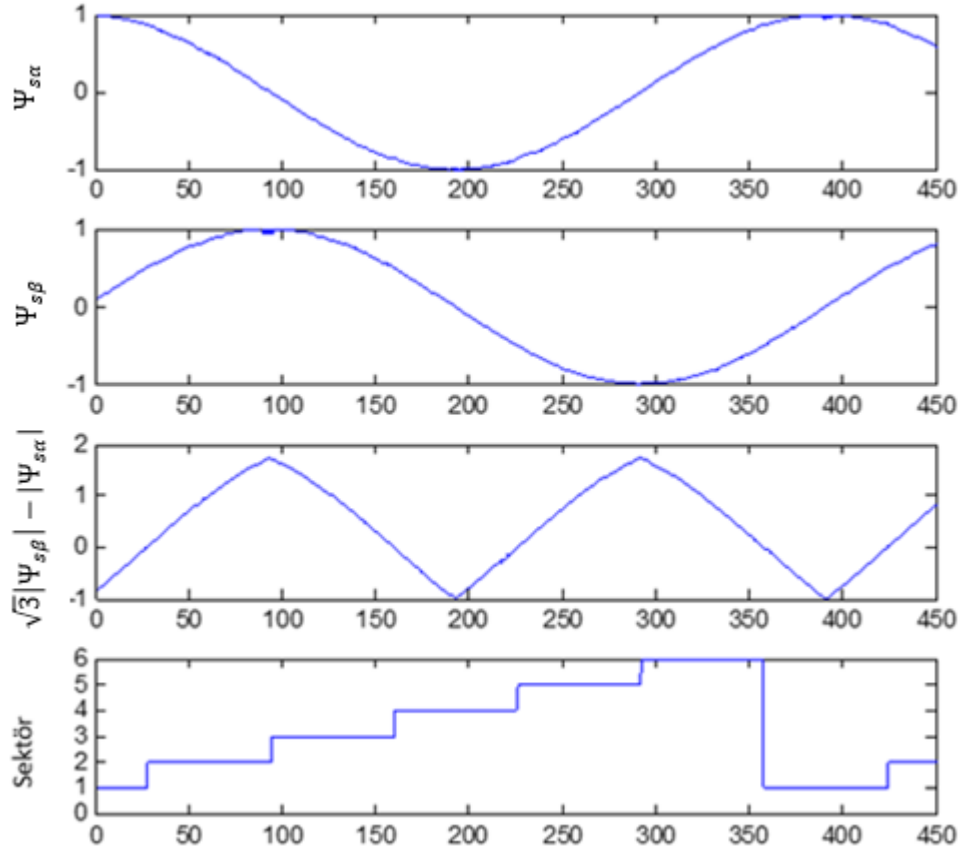
Uygulamada sektör hesabı için denklem (3.10)’un kullanılması DSP’ler için zaman alıcıdır. Ayrıca DMK gibi hızlı örnekleme süresinin kullanıldığı kontrol yöntemlerinde trigonometrik dönüşümlerin kullanılması örnekleme süresini arttıracığı için çok fazla tercih edilmemelidir. Bunun yerine stator akısının $\Psi_{s\alpha}$, $\Psi_{s\beta}$ ve $\sqrt{3}|\Psi_{s\beta}| - |\Psi_{s\alpha}|$ bileşenlerinin işaretlerine bakılarak sektör hesaplanabilir.

Şekil 3.3'e bakıldığında, 1.sektörde $\Psi_{s\alpha} > 0$ olur fakat 1. sektörde $\Psi_{s\beta}$ hem pozitif hem negatif değere sahiptir dolayısıyla $\Psi_{s\beta}$ 'nin işareti stator akısının bulunduğu pozisyon hakkında net bilgi vermeyecektir. Ancak, $\Psi_{s\beta}$ yerine Ψ_{sB} (stator fazında stator akısı) işaretini kullanmak mümkündür. 1.sektörde $\Psi_{sB} < 0$ olduğu Şekil 3.3'den görülebilir. Diğer sektörlerde de benzer şekilde stator akısı bileşenlerinin işareti belirlenerek tablo oluşturulur. Burada $\Psi_{sB} = \sqrt{3}(|\Psi_{s\beta}| - |\Psi_{s\alpha}|)/2$ eşitliği ile hesaplanabilir.



Şekil 3.3: Stator akısı bileşenleri arasındaki ilişki

Şekil 3.3' de verilen $\Psi_{s\alpha}$, $\Psi_{s\beta}$ ve Ψ_{sB} bileşenlerinin işaretleri kullanılarak, stator akısı uzay vektörünün bulunduğu sektör Tablo 3.2' de görüldüğü gibi elde edilmiştir. Tabloda +/- olarak gösterilen 1. ve 4.sektörlerde $\Psi_{s\beta}$ işaretine göre sektör bilgisi elde edilemez. Bu durumda Ψ_{sB} 'den faydalanılarak elde edilen $\sqrt{3}(|\Psi_{s\beta}| - |\Psi_{s\alpha}|)$ bileşeninin işareti doğru sektörün belirlenmesini sağlar. Şekil 3.4'de stator akısı uzay vektörünün konumuna bağlı olarak $\Psi_{s\alpha}$, $\Psi_{s\beta}$ ve $\sqrt{3}|\Psi_{s\beta}| - |\Psi_{s\alpha}|$ bileşenlerinin değişimi gösterilmiştir.

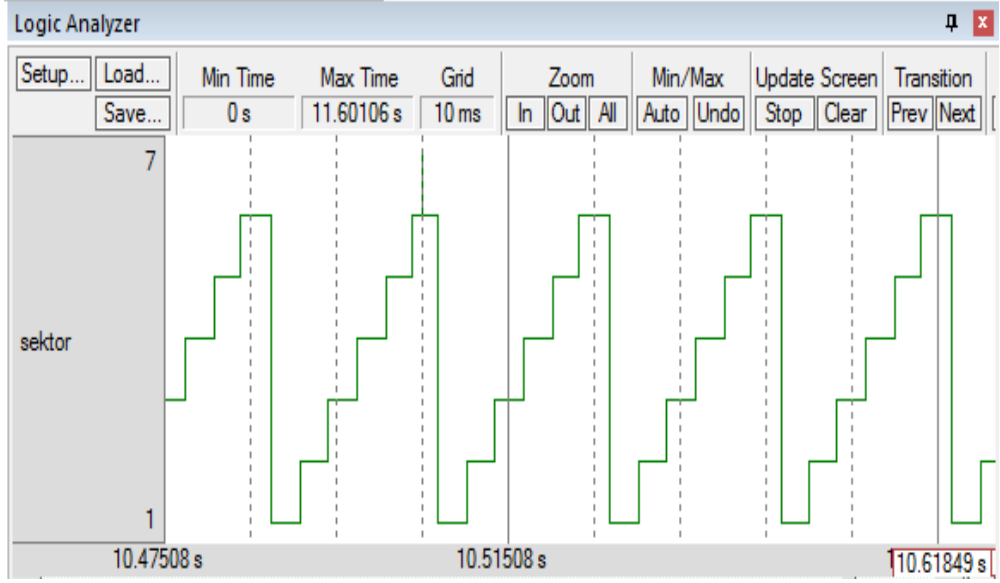


Şekil 3.4: Stator akısı uzay vektörünün $\Psi_{s\alpha}$, $\Psi_{s\beta}$, $\sqrt{3}|\Psi_{s\beta}| - |\Psi_{s\alpha}|$ bileşenleri ile sektör değişimi

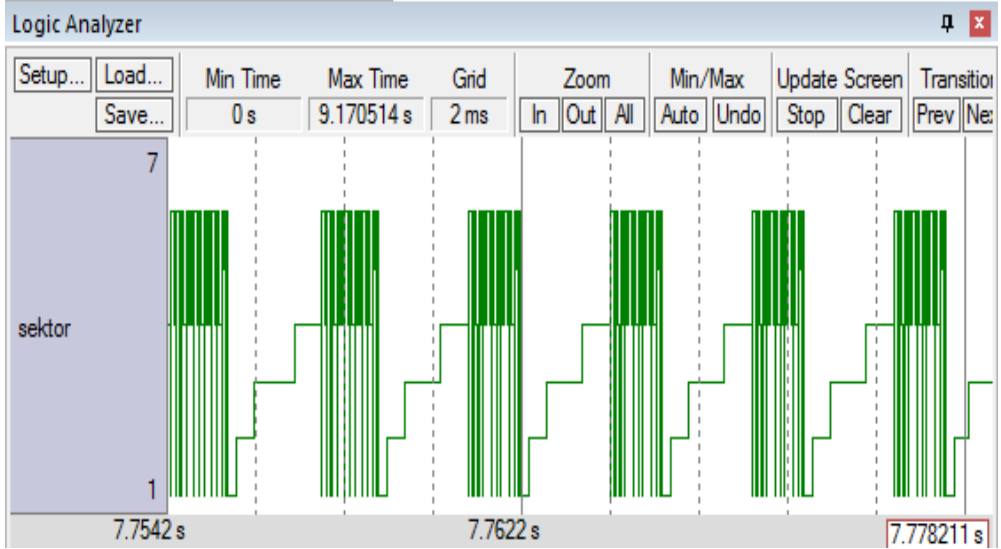
Tablo 3.2: Stator akısı uzay vektörü sektörünün belirlenmesi

$\Psi_{s\alpha}$	+	+	-	-	-	+
$\Psi_{s\beta}$	+/-	+	+	+/-	-	-
$\sqrt{3} \Psi_{s\beta} - \Psi_{s\alpha} $	-	+	+	-	+	+
Sektör	1	2	3	4	5	6

Şekil 3.5’de uygulamada mikrodnetleyicinin tablo yöntemini kullanarak elde etmiş olduğu stator akısı vektörünün sektör değişimi gösterilmiştir. Şekil 3.6’da denklem (3.10)’daki eşitlik kullanılarak yapılan sektör değişimi gösterilmiştir. Trigonometrik hesap yapılması mikrodnetleyici için süre alırken, sektör hesabı da Şekil 3.6’dan görüldüğü gibi doğru sonucu üretmemiştir.



Şekil 3.5: Tablo yardımıyla stator akısı uzay vektörünün bulunduğu sektörün belirlenmesi

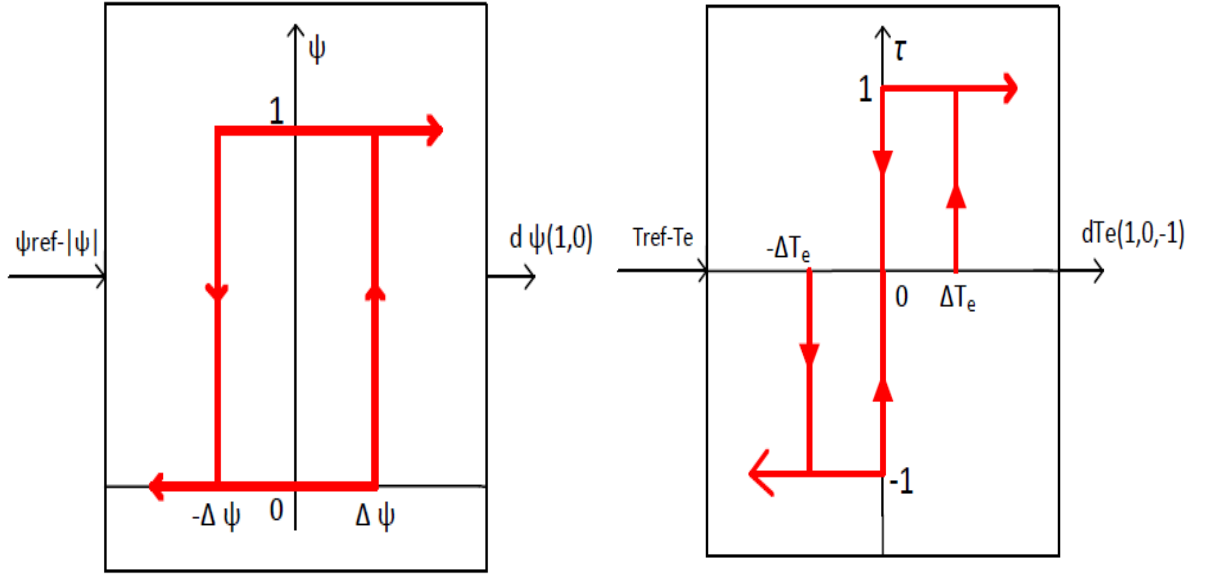


Şekil 3.6: Arctan fonksiyonu ile stator akısı uzay vektörünün bulunduğu sektörün belirlenmesi

3.1.3 Moment ve Akı Hatalarının Belirlenmesi

DMK’da kullanılan akı histeresis denetleyicisi iki seviyeli olup, stator akısının istenilen bant içinde tutulmasını sağlar. Akının artması istenirse 1, azalması gerekiyorsa 0 çıkışı verir. Moment histeresis denetleyicisi üç seviyeli bir karşılaştırıcıdır ve moment hatasının istenilen histeresis bant sınırları içinde kalmasını sağlar. Çıkış 1 ise momentin artması, -1 ise momentin azalması, 0 ise momentin değişmemesi şeklinde bilgi verir.

İki seviyeli akı histerezis ve üç seviyeli moment histerezis denetleyicisi Şekil 3.7'de gösterilmiştir.



Şekil 3.7: Stator akı ve moment histerezis denetleyicileri

İki seviyeli akı denetleyicisinin çıkışı ;

$$d\Psi_s = \begin{cases} 1, \Rightarrow |\bar{\Psi}_s| \leq \Psi_{sref} - \Delta\Psi_s \\ 0, \Rightarrow |\bar{\Psi}_s| \geq \Psi_{sref} + \Delta\Psi_s \end{cases} \quad (3.11)$$

olarak tanımlanır. Momentte artış gerekli ise $dT_e = 1$, azalma gerekli ise $dT_e = -1$, bir değişiklik gerekmiyorsa $dT_e = 0$ kabul edilir. Üç seviyeli moment histerezis denetleyicisinin çıkışı saat yönünün tersi veya ileri yön için;

$$dT_e = \begin{cases} 1, \Rightarrow |T_e| \leq |T_{eref}| - \Delta T_e \\ 0, \Rightarrow |T_e| \geq |T_{eref}| \end{cases} \quad (3.12)$$

Saat yönü veya ters dönüş yönü için;

$$dT_e = \begin{cases} -1, \Rightarrow |T_e| \geq |T_{eref}| + \Delta T_e \\ 0, \Rightarrow |T_e| \leq |T_{eref}| \end{cases} \quad (3.13)$$

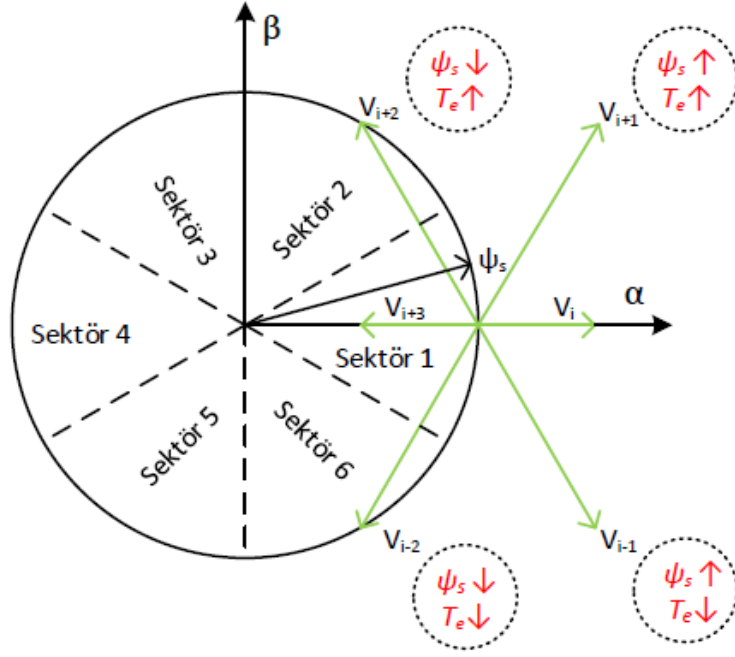
şeklinde belirlenebilir.

3.1.4 Anahtarlama Tablosu ve Gerilim Vektörü Seçimi

DMK'da momentin değişimi anahtarlama gerilim vektörlerinin değişimi ile kontrol edilir. Saat yönünün tersine dönen bir motorda momentte artış gerekiyorsa, stator akısı uzay vektörünü saat yönünün tersinde hareket ettirmek gerekir. Momentte azalma gerekli ise stator akısı uzay vektörünü saat yönünde hareket ettirmek gerekir. Momentte bir değişim istenmiyorsa stator akısı uzay vektörünün dönmesi durdurulur. İleri ve geri yönde döndürme işlemleri aktif gerilim vektörleri ile sağlanırken, durdurma ise sıfır gerilim vektörleriyle sağlanır. Örnek verecek olursak, birinci bölgede bulunan saat yönünün tersine dönen akı vektörünü arttırmak ya da azaltmak için V_2 , V_3 vektörleri seçilir. Eğer saat yönünde dönüyorsa, bu sefer V_5 , V_6 vektörleri arttırma ya da azaltma yapmak için kullanılır. Şekil 3.8'de stator akısı uzay vektörü i. sektörde iken seçilebilecek gerilim vektörleri görülmektedir.

Momenti ve akıyı istenildiği gibi kontrol edebilmek için eviriciye anahtarlama vektörleri doğru uygulanmalıdır. Her sektörde moment ve akının artma-azalma durumlarına göre uygun gerilim vektörlerini belirlemeyi sağlayan tabloya anahtarlama tablosu denir. Her sektörde uygun olan gerilim vektörü seçilerek stator akısı uzay vektörünün histerezis bant içinde tutulması sağlanır. Stator akısı uzay vektörünü ileri yönde hareket ettirecek gerilim vektörü uygulandığında momentte artış gözlenirken, ters yön durumda momentte azalma olur. Tablo 3.3'de SMSM için oluşturulmuş anahtarlama tablosu gösterilmiştir. Bu tablo kullanılarak gerilim vektörü seçimi yapılabilir. Stator akısı ve momenti kontrol etmek için farklı anahtarlama tabloları üretilebilir. Çıkışı iki seviyeli olan akı ve moment histerezis denetleyicilerinin kullanıldığı ve içerisinde sıfır gerilim vektörlerinin bulunmadığı farklı anahtarlama tabloları da SMSM'lerde kullanılmaktadır.

DMK yönteminde hız kontrolü yapılmak istenirse PI denetleyici kullanılabilir. Bu durumda referans hız bilgisi ile motordan ölçülen hız karşılaştırılır ve hız hatası hesaplanır. Hızdaki hata PI denetleyicinin girişi olarak kullanılır. Denetleyici çıkışından üretilen bilgi moment referansını verir. Bu noktadan sonra moment referansı ile denklem (3.5) ile tahmin edilen moment karşılaştırılarak anahtarlama tablosunda kullanılacak olan moment hatası elde edilmiş olur.



Şekil 3.8: Stator akısı i . sektörde iken gerilim vektörü seçimi

SMSM'nin DMK yöntemi ile benzetiminde içinde sıfır gerilim vektörlerinin de bulunduğu Tablo 3.3'deki anahtarlama tablosu kullanılmıştır.

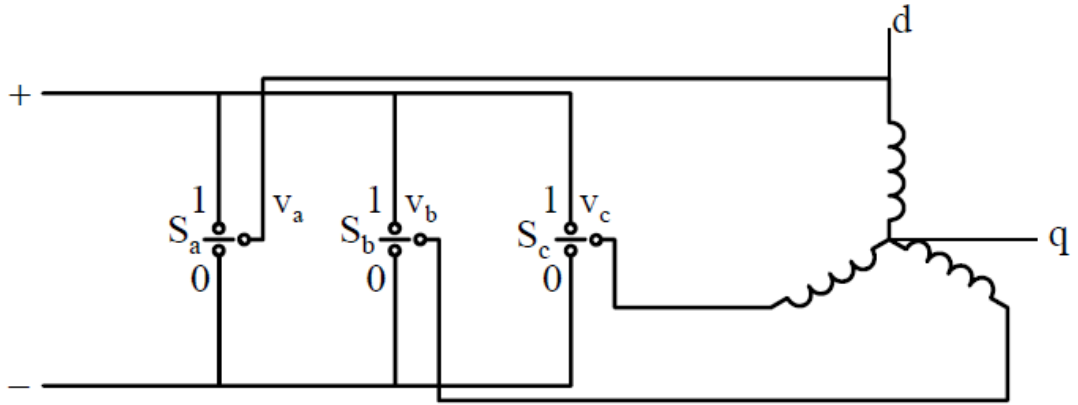
Tablo 3.3: SMSM için DMK anahtarlama tablosu (Luukko 2000)

$d\Psi$	dT_e	1. Sektör	2. Sektör	3. Sektör	4. Sektör	5. Sektör	6. Sektör
1	1	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$
	0	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$
	-1	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$
0	1	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$
	0	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$
	-1	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$

3.1.5 Gerilim Beslemeli Evirici ile SSM Kontrolü

AA motor sürücülerinde gerilim beslemeli DGM eviriciler sıklıkla kullanılmaktadır. Eviricilerde bipolar transistör (BJT), metal oksit yarıiletken alan etkili transistör (MOSFET), kapı sönümlü tristör (GTO), izole kapılı bipolar transistör (IGBT) gibi yarıiletken elemanlar kullanılır. Motor kontrolünde kullanılan eviricilerde daha çok IGBT elemanları tercih edilir. IGBT'nin anahtarlama gücü yüksek olup iletim kayıpları düşüktür. IGBT elemanları ile yapılan eviricilerde tristörlü devrelerde görülen komütasyon problemi görülmez. Ayrıca IGBT'lerin MOSFET'lere göre iletim direnci, güç ve fiyat gibi üstünlükleri vardır.

Üç fazlı gerilim beslemeli eviricilerde (VSI) aynı koldaki iki eleman aynı anda iletimde olmamalıdır. Üç fazlı evirici eşdeğer devresi Şekil 3.9'da görülmektedir.



Şekil 3.9: Üç fazlı evirici eşdeğer devresi (Rahman ve diğ. 1999)

Burada evirici 2 konumlu üç anahtar ile temsil edilir. Dolayısıyla eviricide 8 olası çalışma durumu vardır. Anahtarın konumu, besleme geriliminin pozitif ucuna bağlı ise $S_a=1$; negatif ucuna (GND) bağlandığında $S_a=0$ olarak tanımlanır. Bu olası durumlar aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$S_{a, b, c} = \begin{cases} 1 & + V_{DA} \\ 0 & \text{GND} \end{cases} \quad (3.14)$$

Eviricinin faz gerilimleri,

$$v_a = S_a \cdot V_{DA} \quad (3.15)$$

$$v_b = S_b \cdot V_{DA} \quad (3.16)$$

$$v_c = S_c \cdot V_{DA} \quad (3.17)$$

olarak bulunur. Eviricide gerilim vektörleri, anahtarlama konumları ve $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ çıkış gerilimleri Tablo 3.4’de gösterilmiştir. Gerilim vektörleri;

$$\bar{V}_k = \frac{2}{3} V_{DA} e^{j(k-1)\pi/3} \quad (k = 1, \dots, 6) \quad (3.18)$$

$$\bar{V}_k = 0 \quad (k = 0, 7)$$

olarak genel bir ifade ile gösterilebilir. Bu vektörler $\bar{V}_k = V_{s\alpha} + jV_{s\beta}$ olarak tanımlandığı için Tablo 3.4’deki sonuçlar buradan elde edilebilir.

Tablo 3.4: Gerilim vektörleri ve $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ çıkış gerilimleri

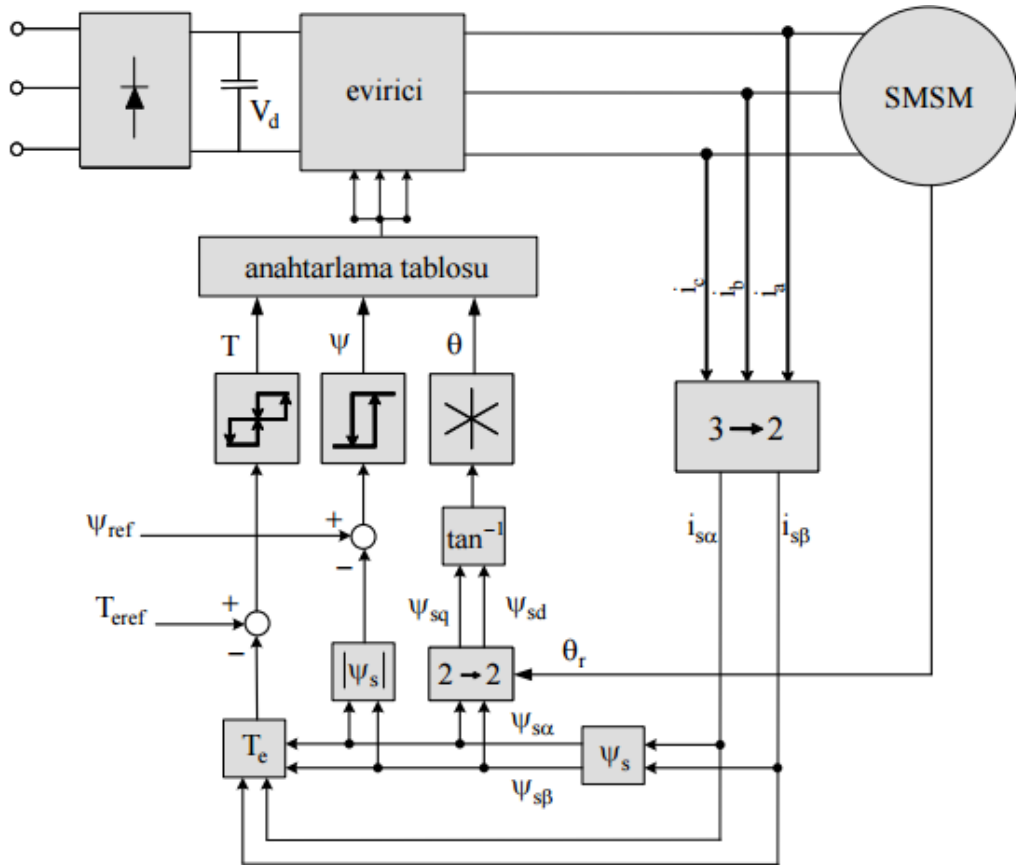
Gerilim Vektörleri	S_a, S_b, S_c	Durum	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$
V_0	(000)	Sıfır	0	0
V_1	(100)	Aktif	$V_{DA} \cdot 2/3$	0
V_2	(110)	Aktif	$V_{DA}/3$	$V_{DA}/\sqrt{3}$
V_3	(010)	Aktif	$-V_{DA}/3$	$V_{DA}/\sqrt{3}$
V_4	(011)	Aktif	$-V_{DA} \cdot 2/3$	0
V_5	(001)	Aktif	$-V_{DA}/3$	$-V_{DA}/\sqrt{3}$
V_6	(101)	Aktif	$V_{DA}/3$	$-V_{DA}/\sqrt{3}$
V_7	(111)	Sıfır	0	0

3.1.6 Klasik DMK Sürücü Sistemi için İşlem Adımları

Temel SMSM-DMK sürücü sistemi blok diyagramı Şekil 3.10’da verilmiştir. Bu blok diyagramdan yola çıkılarak DMK sürücüsünde aşağıdaki adımlar sırayla gerçekleştirilir.

- İlk olarak stator iki faz akımı ve DA bara gerilimi ölçülür.
- Stator üçüncü fazının akımı hesaplanır.

- Stator akımlarının ve gerilimlerinin $\alpha\beta$ düzlemindeki bileşenleri hesaplanır.
- Stator akısı ve elektromanyetik moment hesaplanır.
- Stator akısı ve momentteki meydana gelen hatalar hesaplanarak histerezis kontrol bloklarına uygulanır.
- Stator akısının bulunduğu sektör hesaplanır.
- Motora uygulanacak olan gerilim vektörü, dT_e , $d\Psi_s$ ve stator akısının bulunduğu sektöre göre seçilir.
- Seçilen gerilim vektörlerine ait anahtarlama sinyalleri gerilim beslemeli bir eviriciye uygulanır ve kontrol periyodunun dolması beklenir.
- Kontrol periyodu tamamlandıktan sonra tekrar başa dönülür.



Şekil 3.10: DMK blok diyagramı (Luukko 2000)

3.2 SMSM'de Doğrudan Moment Kontrolünün Benzetimi

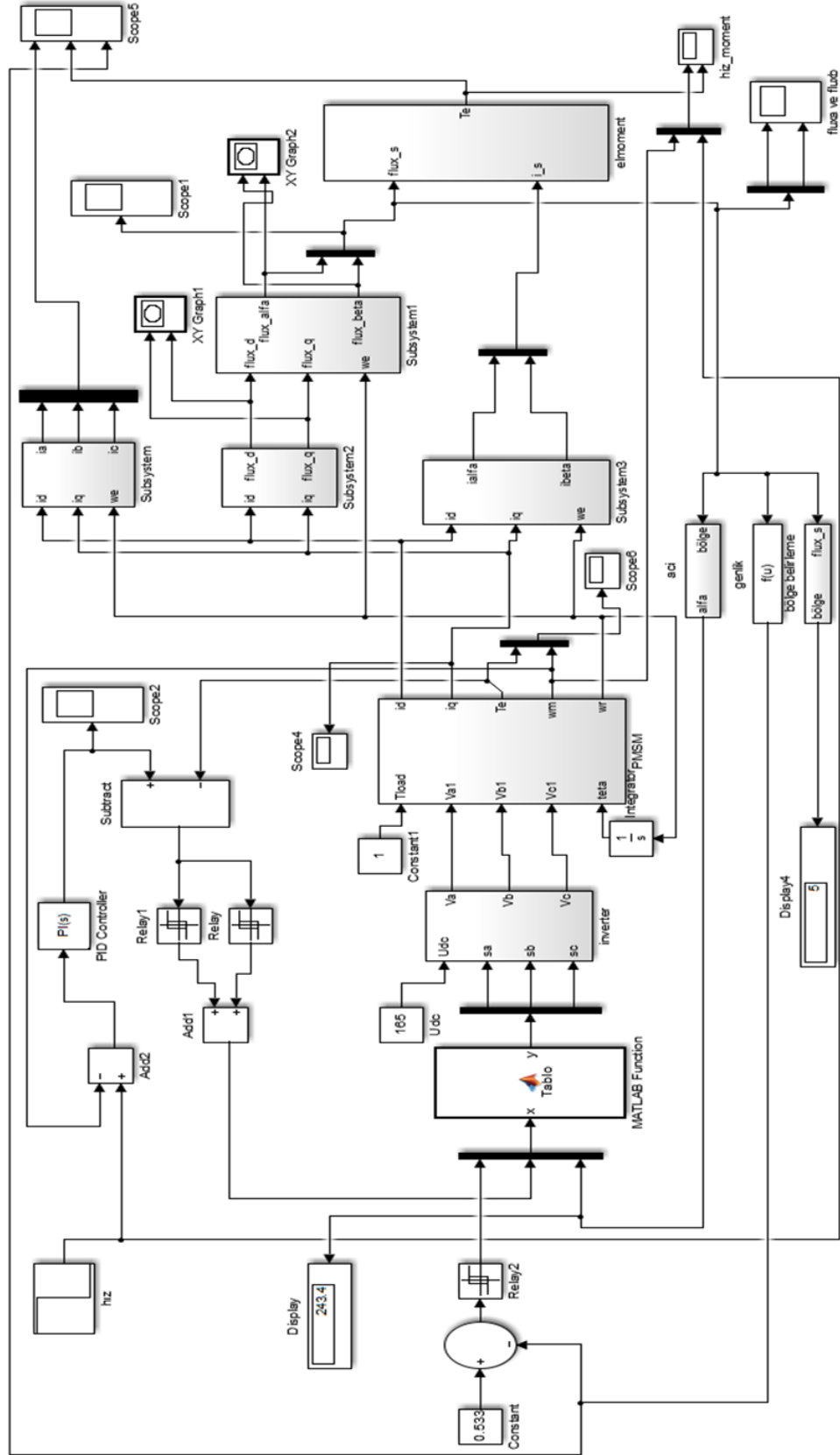
SMSM'nin DMK yöntemi ile benzetimi Şekil 3.10'daki DMK blok diyagramından faydalanılarak Matlab-Simulink programında incelenmiştir. Benzetimde kullanılan parametrelere sahip olan SMSM çıkık kutupludur ve gücü 1,5 kW'dır. Kullanılan motor parametreleri Tablo 3.5'de verilmiştir.

Tablo 3.5: Motor parametreleri

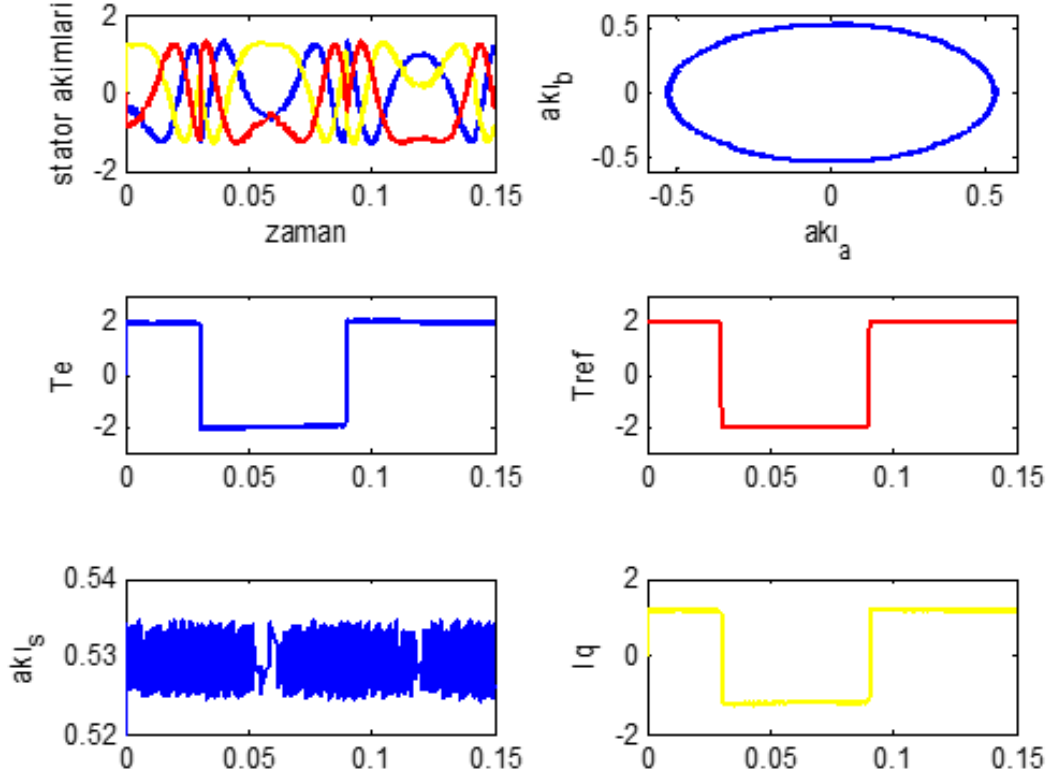
$P = 4$
$R_s = 5,8 \Omega$
$\Psi_M = 0,533 \text{ Wb}$
$L_{sd} = 44,8 \text{ mH}$
$L_{sq} = 102,7 \text{ mH}$
$J=0,000329 \text{ kgm}^2$
$B = 0,0003882$

Benzetimde, DA bara gerilimi $V_{DA} = 165 \text{ V}$ uygulanmıştır. Stator akısının referansı mıknatıs akısının değeri ile aynı alınmıştır ($\Psi_{sref} = 0,533$). Moment referansı olarak $t = 0,03 \text{ s}$ 'de 2 Nm 'den -2 Nm 'ye ve $t = 0,09 \text{ s}$ 'de ise -2 Nm 'den 2 Nm 'ye ani bir değişim basamağı uygulanmıştır. Örnekleme zamanı $10 \mu\text{s}$ olan sistemin Matlab-Simulink'de oluşturulan blok diyagramı hız kontrolü de eklenmiş haliyle Şekil 3.11'de gösterilmiştir.

Şekil 3.12'de motorun moment cevabı, stator akımları, stator akısı uzay vektörünün yörüngesi, i_{sq} akımı ve stator akısı genliğinin değişimi gösterilmiştir. Grafiklerdeki değişimlerden, hesaplanan motor momenti ve stator akısının, referans değerlerini belirlenen histerezis bant içinde tutacak şekilde sağladıkları görülmektedir. Stator akısı uzay vektörü dairesel vektör yörüngesini düzgün bir biçimde takip etmektedir. Ayrıca verilen grafiklerden stator akımının q eksen bileşenin motorun momentini oluşturan bileşen olduğu da görülebilir.



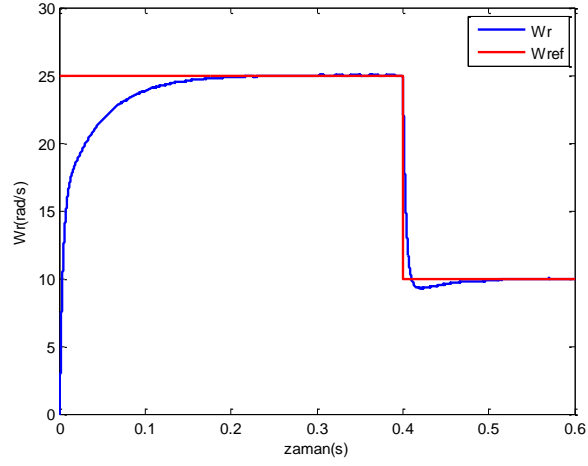
Şekil 3.11: SSM doğrudan moment kontrolü simulink blok şeması



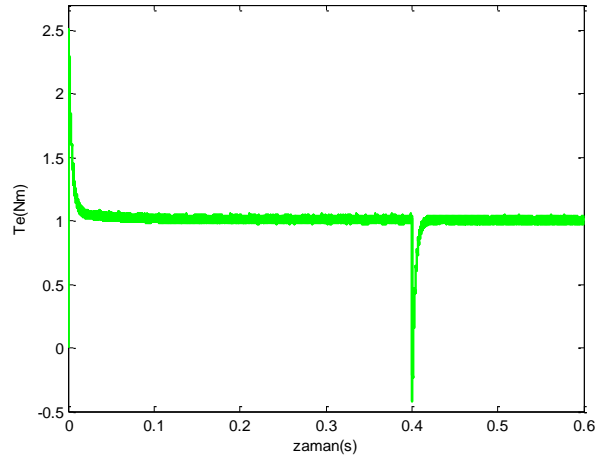
Şekil 3.12: Sistemin dinamik cevapları

Motorun hız kontrolünü yapabilmek için PI denetleyici kullanılmıştır. Yük momentini $T_y = 1 \text{ Nm}$ iken hız referansı $t = 0,4 \text{ s}$ 'ye kadar 25 rad/s ve $t = 0,4 \text{ s}$ 'den sonra 10 rad/s uygulanmıştır. Motorun tepkileri Şekil 3.13-Şekil 3.15'de gösterilmiştir.

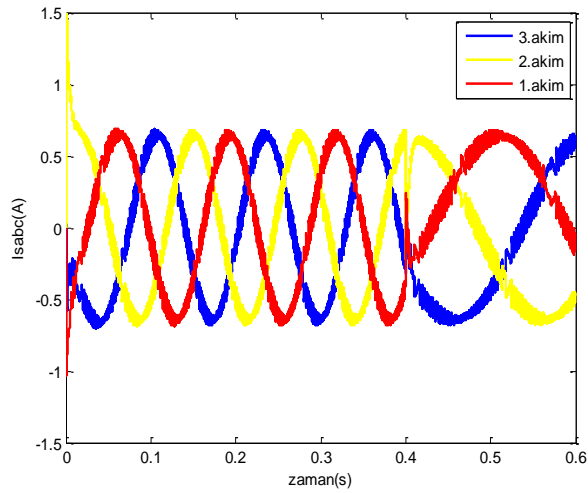
Şekil 3.13'de motorun referans hıza hızlı bir şekilde ulaştığı ve motorun hızının referans değerine ulaştıktan sonra hız hatasının oldukça düşük olduğu görülmektedir. Şekil 3.14'de motorun moment cevabı gösterilmiştir. Moment referans hıza ulaşıldıktan sonra yük momentini değerine düşmüştür. Şekil 3.15'de ise stator akımlarındaki değişimler gösterilmiştir. Stator akımlarında meydana gelen harmonikler, DMK yönteminde stator akımlarının doğrudan kontrol edilmesinden kaynaklanır. Kontrol periyodu ve akı bant genişliği bu harmonikler üzerinde etkili olmaktadır. Akı bant genişliğinin büyük seçilmesi akımdaki harmonikleri arttırırken, küçük seçilmesi durumunda ise stator akısı belirlenen bandın dışına çıkar ve kontrol kaybolur. Bu yüzden akı ve moment bant genişliğinin doğru seçilmesi gerekir.



Şekil 3.13: PI denetleyici ile yapılan hız kontrolünde motorun hız cevabı



Şekil 3.14: PI denetleyici ile yapılan hız kontrolünde motorun moment cevabı



Şekil 3.15: PI denetleyici ile yapılan hız kontrolünde stator akımlarının zamana bağlı değişimi

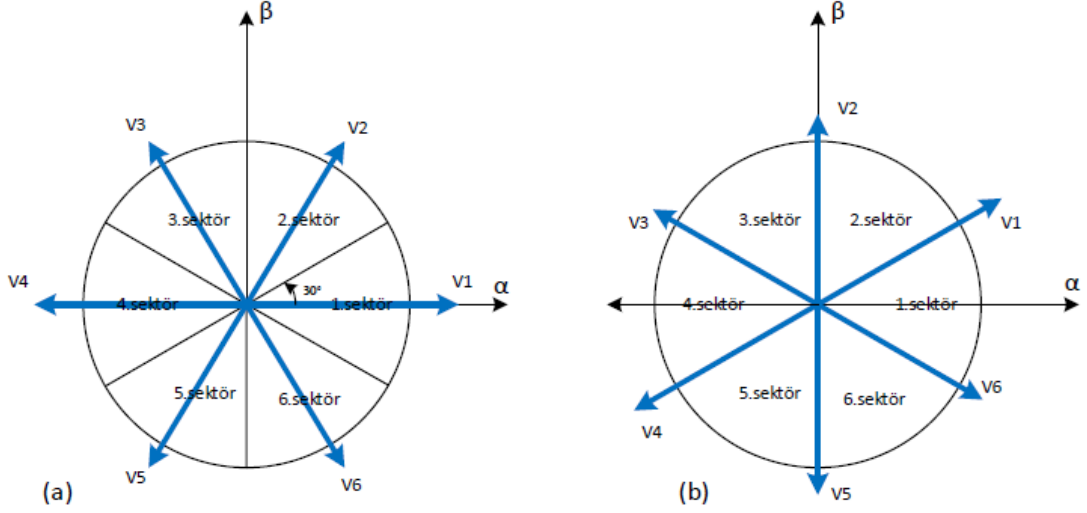
4. Fırçasız DA Motorlarda Doğrudan Moment Kontrolü

4.1 FDAM'nin İki Faz İletimde Doğrudan Moment Kontrolü

Tez çalışmasının bu bölümünde FDAM'nin iki faz iletim modunda doğrudan moment kontrolü incelenmiştir. FDAM'lerin DMK yöntemi SMSM'lere göre biraz farklıdır. Bu farklılıkları kısaca şu şekilde özetleyebiliriz;

- SMSM'lerde herhangi bir anda fazların üçü de iletimdedir, fakat FDAM'lerde 120° derece iletim modunda komütasyon anları dışında sadece iki faz iletimdedir. Boştaki faza bağlı evirici bacağındaki alt ve üst anahtarlar kesimdedir. Bu yüzden SMSM'lerde anahtarlama gerilim vektörleri 3 basamaklı olarak temsil edilirken, FDAM'lerde anahtarlama gerilim vektörleri 6'lı lojik ifadeler ile oluşturulur.
- FDAM'lerde gerilim vektörleri, Şekil 4.1'de gösterildiği gibi SMSM'lere göre $\alpha\beta$ düzleminde 30° derece kayık vaziyettedir. FDAM'lerde aktif gerilim uzay vektörleri, vektör çemberinde her sektör çizgisinin üzerindeyken, SMSM'lerde iki sektör çizgisinin tam ortasında yer alır.
- FDAM'lerde stator akısının değişimi sinüzoidal olmadığı için moment hesabında rotor konumuna bağlı ifadeler vardır ($d\varphi_{rd}/d\theta_e \neq 0$, $d\varphi_{rq}/d\theta_e \neq 0$). Buna karşın SMSM'lerde moment tahmini duran eksen ($\alpha\beta$) düzleminde yapılabilir. Rotor konumuna bağlı ifadeler moment eşitliğinde yer almaz.

Zıt emk dalga şeklinin sinüs olmamasından oluşan bu farklılıklardan ötürü FDAM'nin DMK yöntemi ile kontrolünü yapabilmek için SMSM'lerden farklı olarak yeni bir anahtarlama tablosu ve elektromanyetik moment eşitliği kullanmak gerekmektedir.



Şekil 4.1: a) SSM için anahtarlama vektörleri, b) FDAM için anahtarlama vektörleri

4.1.1 Elektromanyetik Moment Hesabı

Yuvarlak kutuplu yüzey montajlı FDAM'ler için, ister iki faz iletim modunda olsun ister üç faz iletim modunda olsun, $\alpha\beta$ düzleminde elektromanyetik moment ifadesi aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$T_e = \frac{3P}{2} \left[\frac{e_a}{w_e} i_{sa} + \frac{e_\beta}{w_e} i_{s\beta} \right] = \frac{3P}{2} \left[k_a(\theta_e) i_{sa} + k_\beta(\theta_e) i_{s\beta} \right] \quad (4.1)$$

Burada, w_e rotor elektriksel hızı, $k_a(\theta_e)$, $k_\beta(\theta_e)$, e_a , e_β sırasıyla $\alpha\beta$ düzleminde elektriksel rotor pozisyonuna göre zıt emk sabitleri ve motor zıt emk'larıdır.

İkinci taraftaki eşitlik paydasında rotor hız bilgisi içermez dolayısıyla sıfır hız bölgesinde herhangi bir problem olmadan moment hesabı yapılabilir. Bu yüzden ikinci taraftaki eşitliğin kullanılmasının performans açısından daha iyi sonuç vereceği bilinmelidir.

Denklem (4.1)'e göre faz-nötr zıt emk değerinin bilinmesine gerek yoktur. Eğer motorda nötr noktası erişilebilir değilse, faz-nötr zıt emk bilgisi doğrudan ölçüm yapılarak elde edilemez. Bunun yerine faz-faz arası zıt emk dalga şekilleri (e_{ab} , e_{bc} , e_{ca}) kullanılabilir. Faz-faz arası bileşenlerden $\alpha\beta$ düzlemine geçmek için (4.2)'deki Faz-Faz arası Clarke dönüşümü kullanılır (Öztürk 2008).

$$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 \\ \sqrt{3} & 0 & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

$$V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} \quad (4.3)$$

$$V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} \quad (4.4)$$

Denklem (4.3) ve (4.4)'de verilen makine denklemlerinde $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$, R_s , L_s sırasıyla $\alpha\beta$ düzleminde stator gerilimleri, stator direnci ve endüktansdır. FDAM'nin $\alpha\beta$ düzleminde rotor akıları da denklem (4.3) ve (4.4)'de verilen stator gerilimlerinin integrali alınarak;

$$\varphi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha} = \varphi_{r\alpha} \quad (4.5)$$

$$\varphi_{s\beta} - L_s i_{s\beta} = \varphi_{r\beta} \quad (4.6)$$

şeklinde elde edilir. Burada $\varphi_{s\alpha}$ ve $\varphi_{s\beta}$ sırasıyla $\alpha\beta$ düzleminde stator akılarıdır. Denklem (4.5) ve (4.6) kullanılarak FDAM için sabit moment bölgesinde stator akısı referansı ($|\varphi_s(\theta_e)|^*$) SMSM'lere benzer şekilde;

$$|\varphi_s(\theta_e)|^* = |\varphi_r(\theta_e)|^* = \sqrt{\varphi_{r\alpha}(\theta_e)^2 + \varphi_{r\beta}(\theta_e)^2} \quad (4.7)$$

olarak bulunur. Burada $|\varphi_s(\theta_e)|^*$, SMSM'lerden farklı olarak elektriksel rotor konumuna bağlı olarak değişim gösterir.

Klasik iki faz iletimde yarı kare dalga akım kontrol metodunda stator akısı boştaki faz ve boşluk diyotu etkisiyle altıgendir. Stator akısında her 60° 'de bir keskin akı düşüşü meydana gelir. Bu düşüşün oranının belirlenebilmesi de çok zordur. Komütasyon anında meydana gelen boşluk diyotunun etkisi ihmal edilirse SMSM'lere benzer şekilde dairesel akı yörüngesi elde edilebilir. Yarı kare dalga akım kontrol metodunda bahsedilen bu durumlar iki faz iletimde DMK yönteminde de oluşur. Dolayısıyla iki faz iletim modunda FDAM'nin stator akısının genliğinin kontrolünü yapmak zordur. Stator akısı genliğinin kontrolü iptal edilerek, sabit moment bölgesinde sadece momenti kontrol ederek DMK yöntemi uygulanabilir hale gelir.

4.1.1 Anahtarlama Tablosundan Uygun Gerilim Vektörü Seçimi

FDAM'nin iki faz iletim modunda gerilim vektörü tablosu için literatürde farklı çalışmalar yapılmıştır. Liu ve diğ. (2005) stator akısının ve momentin eş zamanlı olarak kontrol edildiği ve sıfır gerilim vektörlerinin de yer aldığı anahtarlama tablosu geliştirmişlerdir. Öztürk (2008) ise stator akısı kontrolünü iptal edip sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmadığı yeni bir tablo önermiştir.

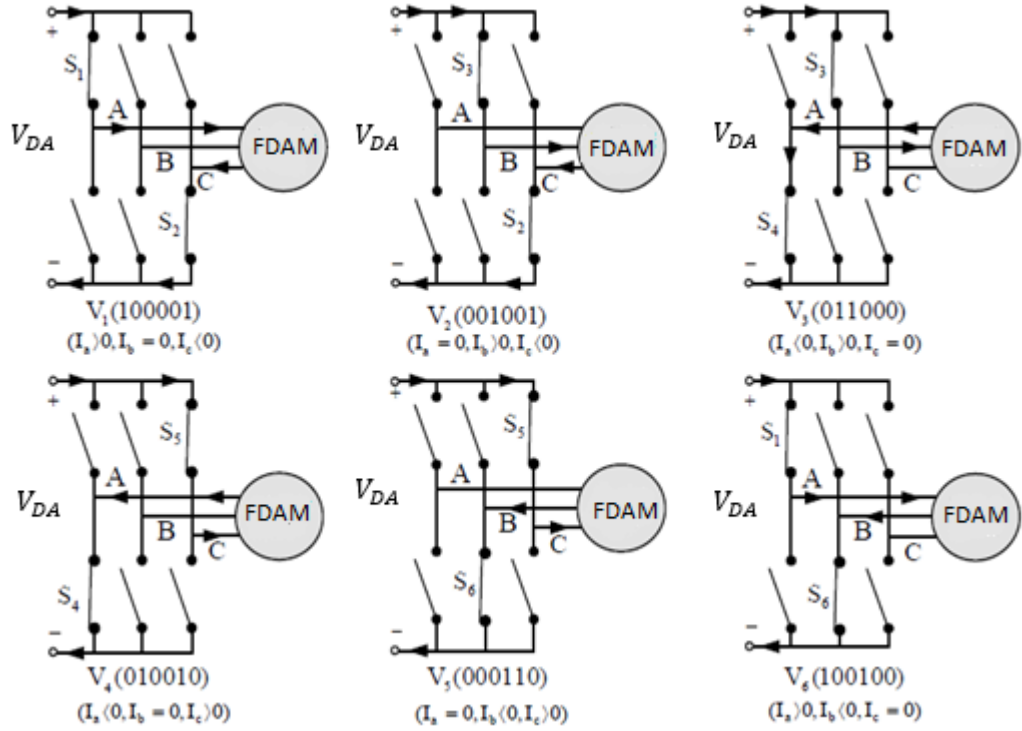
Bu tez çalışmasında Tablo 4.1'de verilen anahtarlama tablosu kullanılmıştır.

Tablo 4.1: İki faz iletim modunda anahtarlama vektörleri tablosu

Moment Hatası (τ)	Stator Akısı Sektörü (θ)					
	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
1	$V_2(001001)$	$V_3(011000)$	$V_4(010010)$	$V_5(000110)$	$V_6(100100)$	$V_1(100001)$
-1	$V_5(000110)$	$V_6(100100)$	$V_1(100001)$	$V_2(001001)$	$V_3(011000)$	$V_4(010010)$

Verilen bu anahtarlama tablosuna göre stator akısı referansı sıfır olarak kabul edilir. Sistemde sadece moment kontrolü vardır. Eğer gerçek moment referans momentten küçükse, histerezis denetleyici çıkışı 1 olur ve stator akısının bulunduğu sektöre göre momenti arttıracak gerilim vektörü seçilir. Eğer gerçek moment referans momentten büyükse, histerezis denetleyici çıkışı -1 olur ve stator akısının konumuna göre momenti azaltacak gerilim vektörü eviriciye uygulanır.

Gerilim vektörlerinin üç fazlı evirici sistemindeki konumları ve sargılardan akan akımların yönleri Şekil 4.2'de gösterilmiştir. Burada her gerilim vektörü değişiminde fazlardan biri boşta kalmaktadır. Stator fazları 120° iletimdedir. Komütasyon anlarındaki akım yolları Şekil 4.2'de gösterilmemiştir. Komütasyon anında fazlardan üçü de iletme girmektedir.



Şekil 4.2: Gerilim vektörleri konumları

DA bara gerilimine ve evirici anahtarlama konumlarına bağlı olarak $\alpha\beta$ düzleminde aktif gerilim vektörleri çıkışları aşağıdaki gibi belirlenir (Öztürk 2008).

$$V_1(1\ 0\ 0\ 0\ 0\ 1) \Rightarrow V_{1\alpha} = \frac{\sqrt{3}V_{DA}}{2}, V_{1\beta} = \frac{V_{DA}}{2} \quad (4.8)$$

$$V_2(0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1) \Rightarrow V_{2\alpha} = 0, V_{2\beta} = \frac{V_{DA}}{2} \quad (4.9)$$

$$V_3(0\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0) \Rightarrow V_{3\alpha} = -\frac{\sqrt{3}V_{DA}}{2}, V_{3\beta} = \frac{V_{DA}}{2} \quad (4.10)$$

$$V_4(0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0) \Rightarrow V_{4\alpha} = -\frac{\sqrt{3}V_{DA}}{2}, V_{4\beta} = -\frac{V_{DA}}{2} \quad (4.11)$$

$$V_5(0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0) \Rightarrow V_{5\alpha} = 0, V_{5\beta} = -\frac{V_{DA}}{2} \quad (4.12)$$

$$V_6(1\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0) \Rightarrow V_{6\alpha} = \frac{\sqrt{3}V_{DA}}{2}, V_{6\beta} = -\frac{V_{DA}}{2} \quad (4.13)$$

Eviricide anahtarlama konumuna bağlı olarak $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ çıkış gerilimleri denklem (4.14) ve (4.15)'deki gibi genelleştirilmiş haliyle yazılabilir.

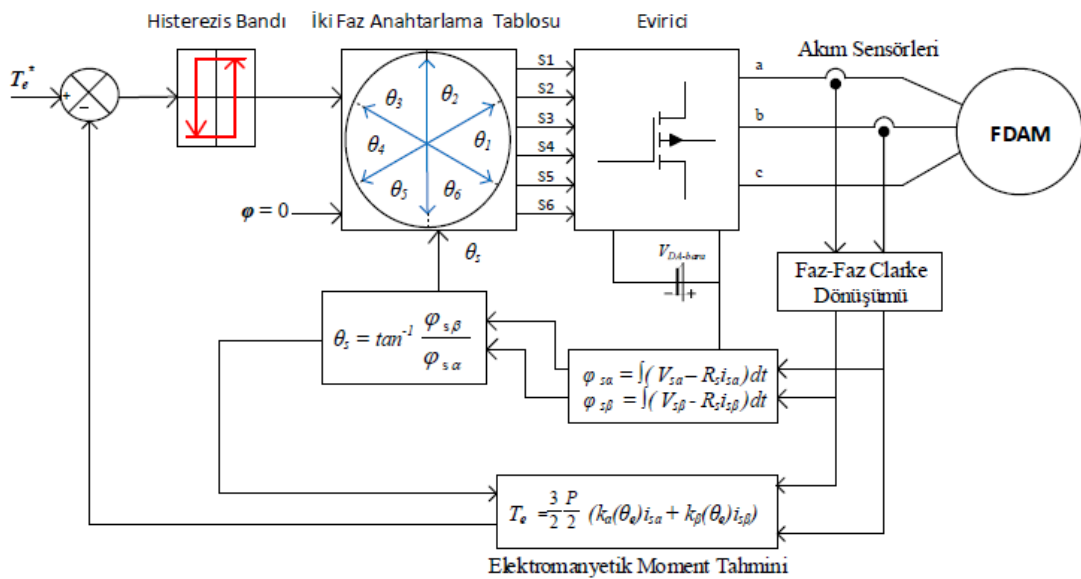
$$V_{x\alpha} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{DA} [S_1(S_6 + S_4) - S_2(S_3 + S_5)] \quad (4.14)$$

$$V_{x\beta} = \frac{V_{DA}}{2} [S_6(S_1 + S_3) + S_2(S_3 - S_5) - S_4(S_5 + S_1)] \quad (4.15)$$

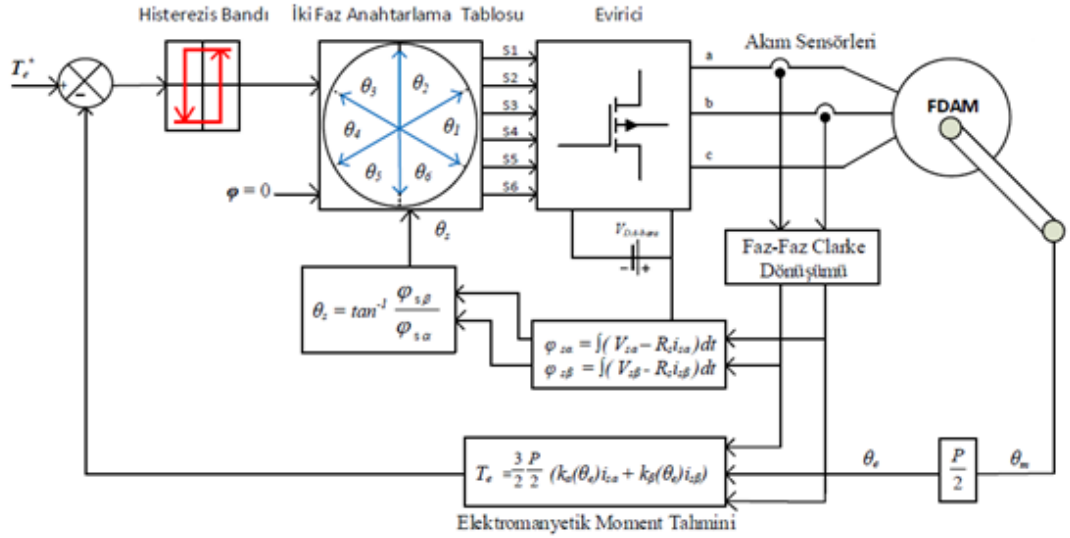
İki faz iletim modunda stator akısı yörüngesinin altıgen olması beklenir. Fakat boştaki fazın zıt emk'sından dolayı akı yörüngesi eğimli bir hal alır ve dairesel yörünge izleme eğilimi gösterir. Komütasyon anlarındaki keskin akı düşüşleri FDAM'nin stator akısı kontrolünü zorlaştırır. Bunun sebebi; DA bara gerilimi, örnekleme zamanı, histerezis denetleyiciler, motor parametreleri, motor hızı ve yük momenti gibi faktörlerin akı düşüşünün derinliği üzerinde etkili olmasıdır.

İki faz iletim modunda DMK yönteminde dikkat edilmesi gereken bir nokta da motorun faz endüktansıdır. Eğer motorun faz endüktansı çok düşükse moment ve akımda meydana gelen harmonikler çok fazla olur. Bu yüzden DMK yöntemi için makinenin endüktansının yüksek seçilmesi gerekir. Aksi takdirde moment salınımını azaltmak için çok düşük örnekleme sürelerine ve çok hızlı işlem yapan DSP'lere ihtiyaç duyulacaktır.

Şekil 4.3'de hız sensörsüz çalışma durumu için FDAM'nin DMK yöntemine ilişkin blok diyagramı gösterilmiştir. Şekil 4.4'de ise hız sensörü kullanılması durumunda DMK yöntemi blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 4.3: Hız sensörsüz iki faz iletim modunda FDAM-DMK blok diyagramı



Şekil 4.4: Hız sensörlü iki faz iletim modunda FDAM-DMK blok diyagramı

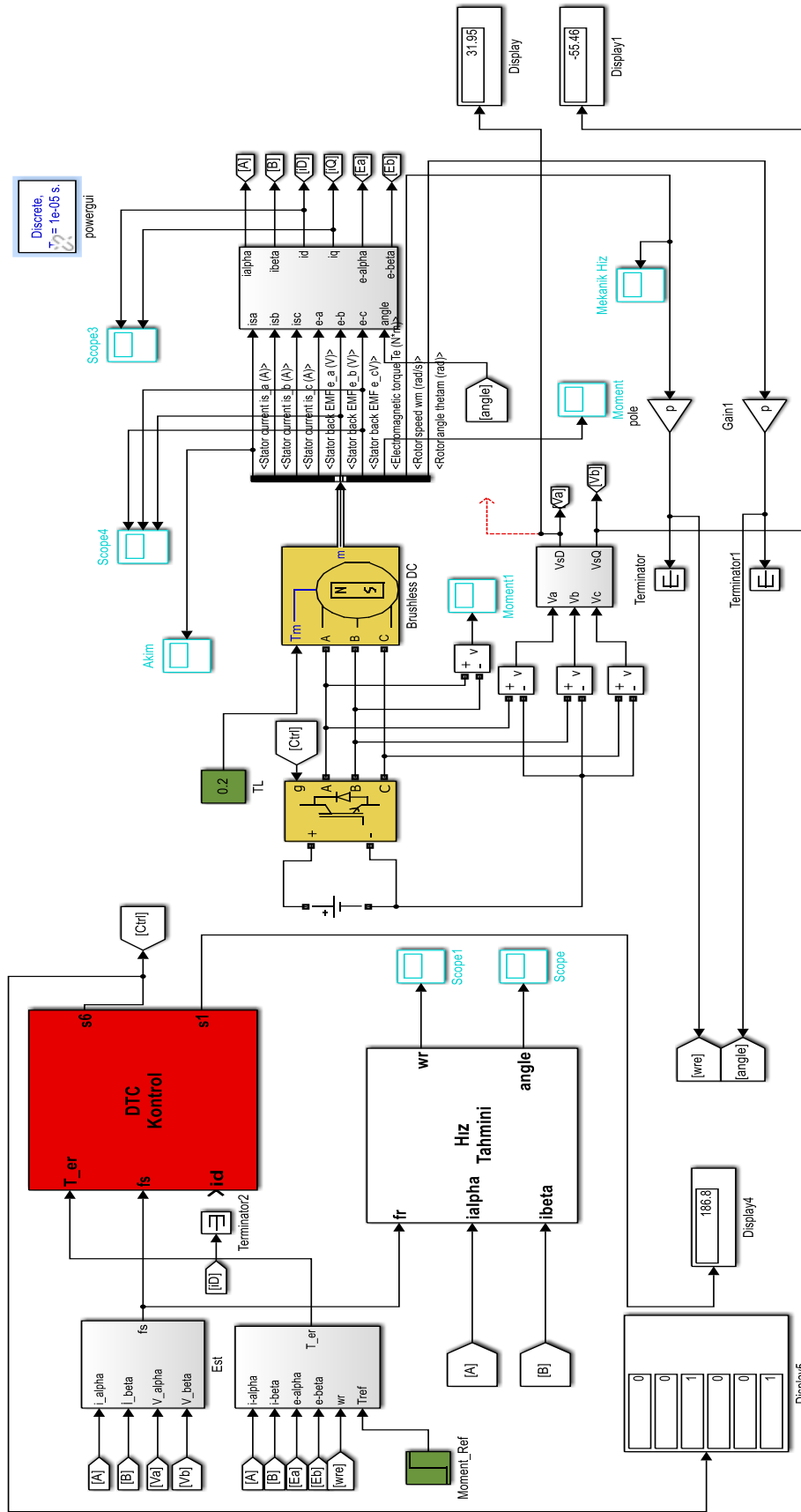
4.1.2 İki Faz İletim Modunda FDAM'nin Doğrudan Moment Kontrolünün Benzetimi

FDAM'nin iki faz iletim modunda DMK için benzetim çalışması Matlab-Simulink programı ile gerçekleştirilmiştir. Benzetimde yer alan evirici ve FDAM'nin modellenmesinde Matlab'in SimPower Systems toolbox'unda yer alan hazır bloklardan faydalanılmıştır. Örneklemeye zamanı $10\mu s$ olarak alınmıştır. Kullanılan motorun faz endüktansının çok düşük olması sebebiyle moment ve akımda meydana gelen salınımların azaltılması için düşük örneklemeye zamanı kullanılmıştır. Stator akısının kontrolünün zor olmasından dolayı stator akısı kontrolü iptal edilmiştir, sadece moment kontrolü yapılmıştır. Kullanılan moment histerezis bandı iki seviyelidir ve bant genişliği $0,01 \text{ Nm}$ olarak seçilmiştir. Benzetimde DA bara gerilimi $V_{DA} = 96 \text{ V}$ alınmıştır. Tablo 4.2'de benzetimde kullanılan motor parametreleri verilmiştir.

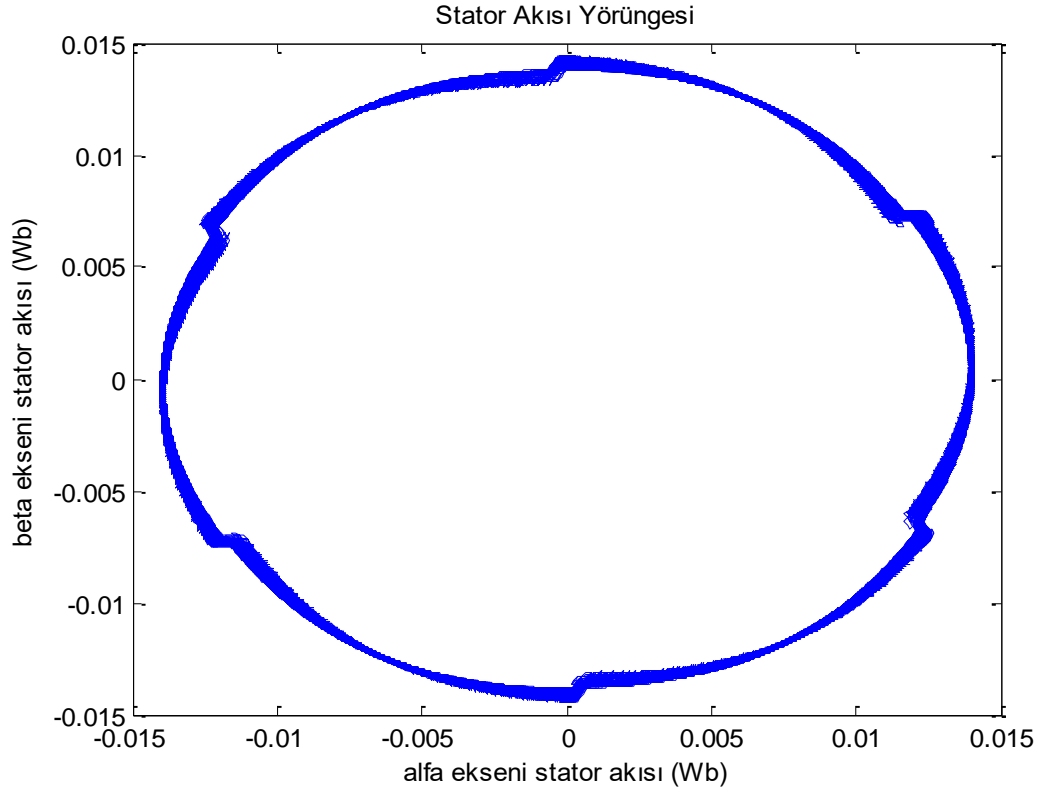
Tablo 4.2: Benzetimde kullanılan FDAM parametreleri

Rs (ohm)	Ls (H)	Rotor mıknatıs akısı (Wb)	J (kg.m ²)	P
0,02 Ω	98e-6	0,0114	1,31e-3	10

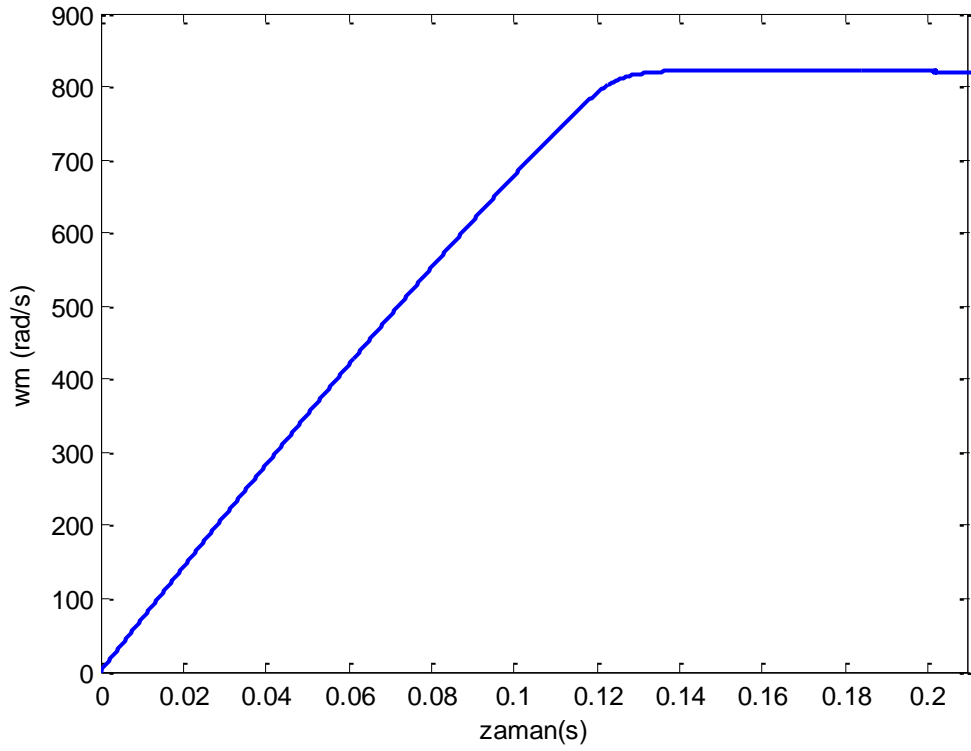
Benzetim çalışmasında ilk durumda motor 0,2 Nm yük altında test edilmiştir. Moment referansı 1,5 Nm olarak girilmiştir. Referans moment tahmin edilen moment ile karşılaştırılarak histerezis denetleyici girişine uygulanmıştır. Şekil 4.5'de oluşturulan sistemin Simulink modeli görülmektedir. Elde edilen $\alpha\beta$ düzlemindeki stator akısı yörüngesi Şekil 4.6'da verilmiştir. Stator akı yörüngesinde her 60° 'de bir oluşan akıdaki düşüş burada görülebilir. Bu durum komütasyon anlarındaki boşluk diyotunun etkisiyle oluşmaktadır. Ayrıca yükün artması durumunda stator akısında meydana gelen eğimin oranı artmakta ve akı yörüngesi dairesel olmaktan uzaklaşmaktadır. Şekil 4.7'de motorun sabit moment referansı altında kontrolü durumundaki hız cevabı verilmiştir. Motorun hızı uygulanan moment referansına bağlı olarak belli bir değere kadar artmıştır. Şekil 4.8'den motorun momentinin hızlı bir Şekilde referans değerine ulaştığı görülebilir. Kararlı rejimde moment, yük momenti değerine düşmektedir. Bu sonuçlardan DMK yönteminin yüksek performanslı ve hızlı moment cevabı istenen uygulamalar için ideal bir kontrol yöntemi olduğu görülebilir.



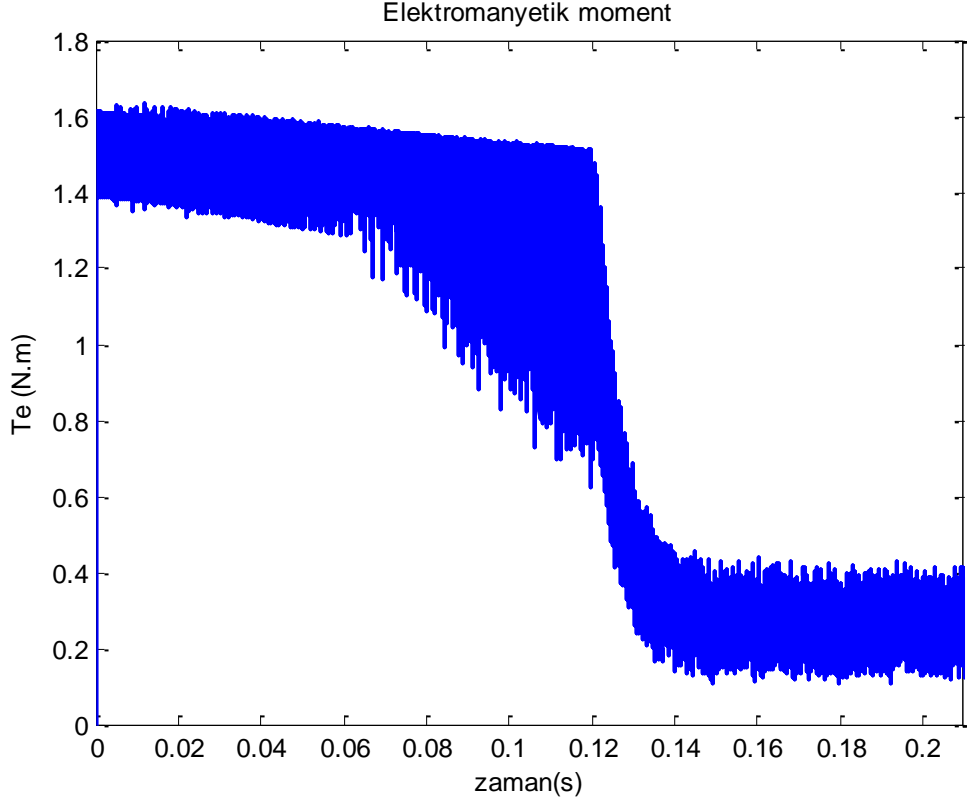
Şekil 4.5: İki faz iletim modunda FDAM-DMK benzetimi



Şekil 4.6: Alfa-beta ekseni stator akıları

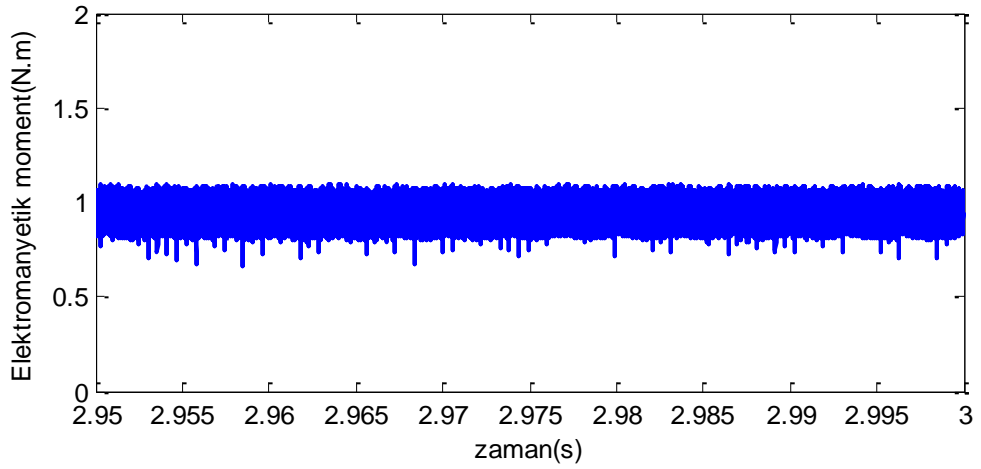


Şekil 4.7: Motorun hız cevabı

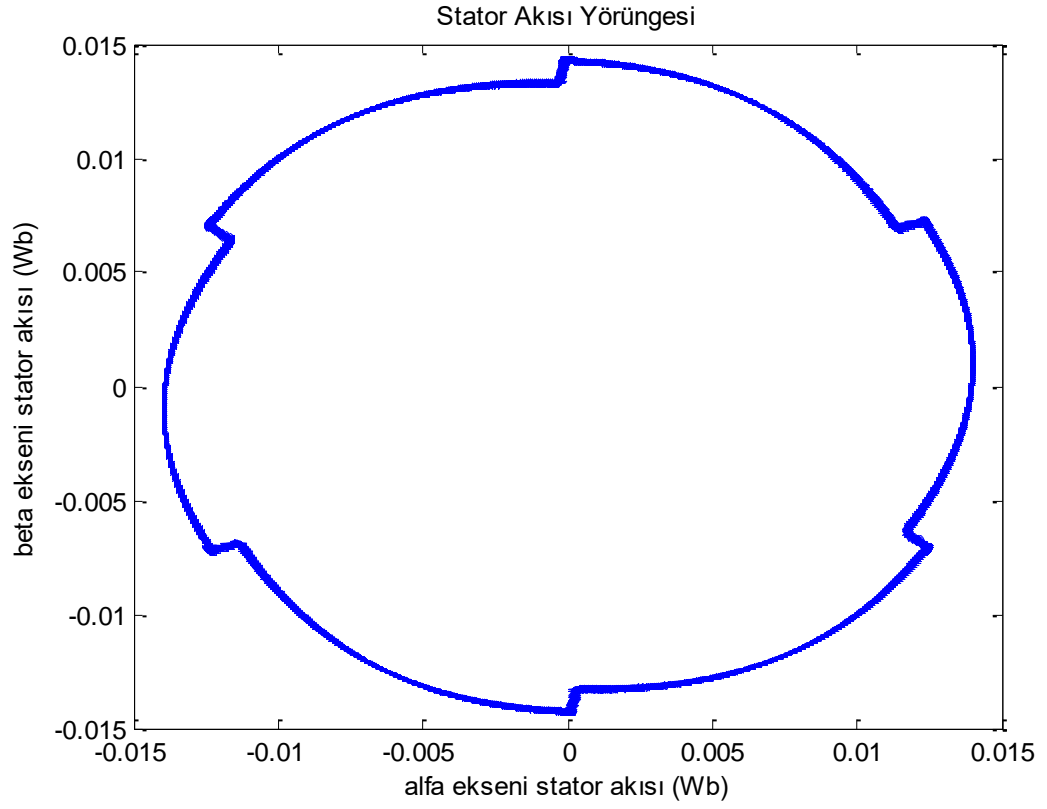


Şekil 4.8: Motorun moment cevabı

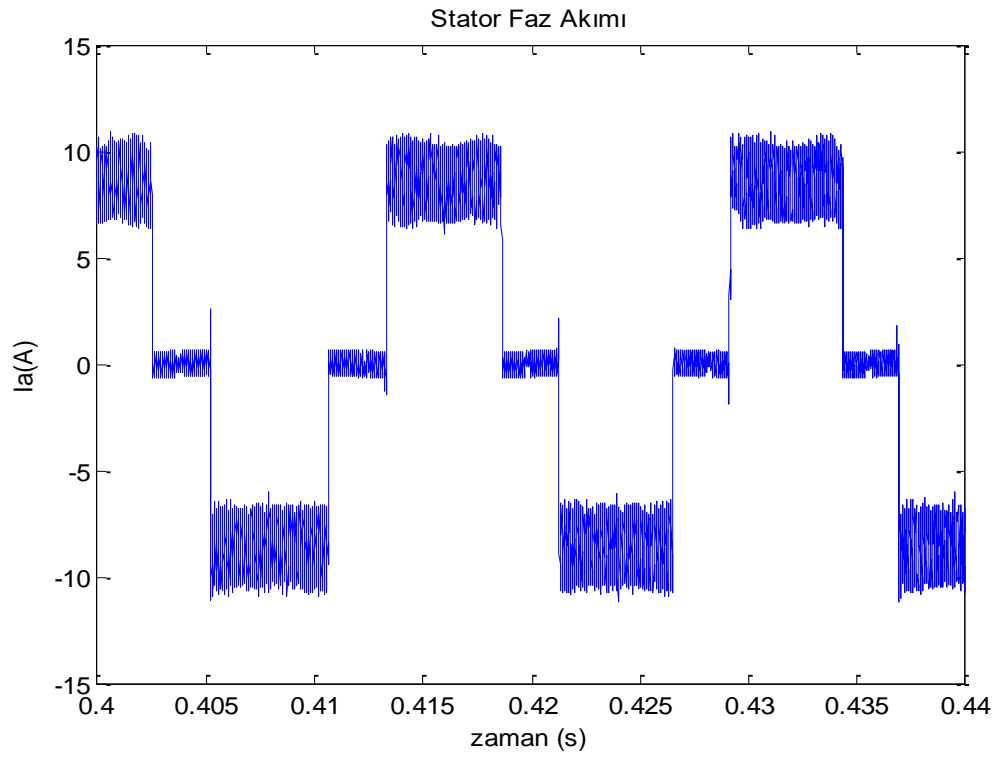
İkinci durumda, moment referansı 1 Nm uygulanarak ve yük momentini 0,95 Nm girilerek motorun tepkisi incelenmiştir. Şekil 4.9’da momentin kararlı hal durumundaki cevabı gösterilmiştir. Şekil 4.10’da stator akısı yörüngesi, Şekil 4.11’de motor faz akımı ve Şekil 4.12’de rotorun elektriksel konum değişimi sırasıyla gösterilmiştir.



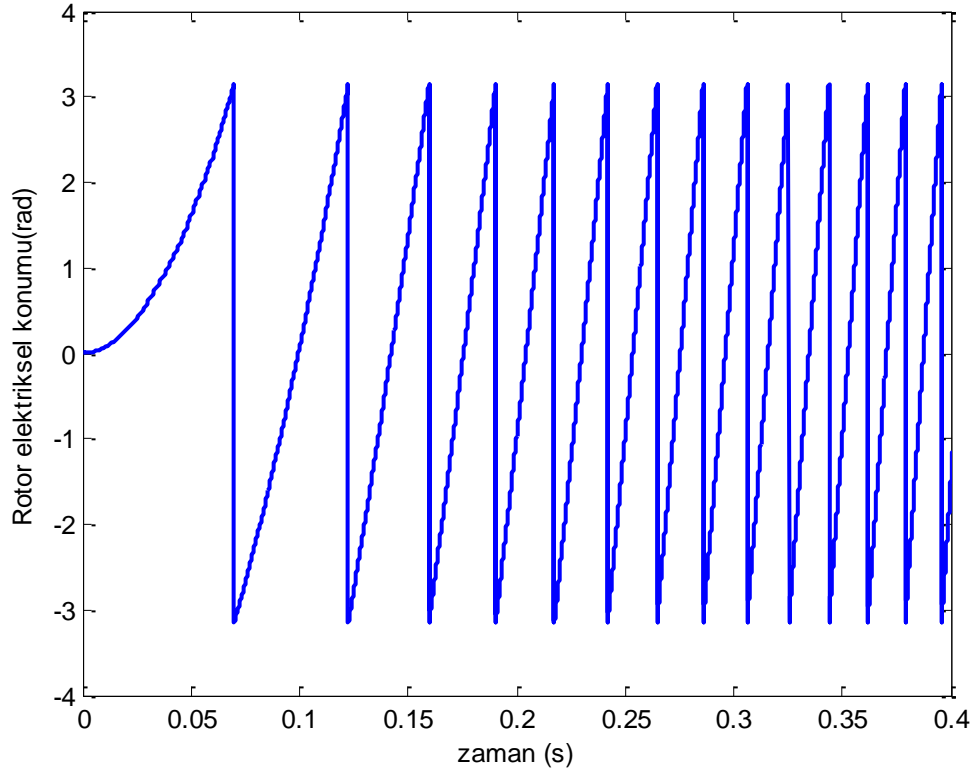
Şekil 4.9: Moment cevabı



Şekil 4.10: Alfa-beta ekseni stator akıları



Şekil 4.11: Motor faz akımı



Şekil 4.12: Rotor konumu

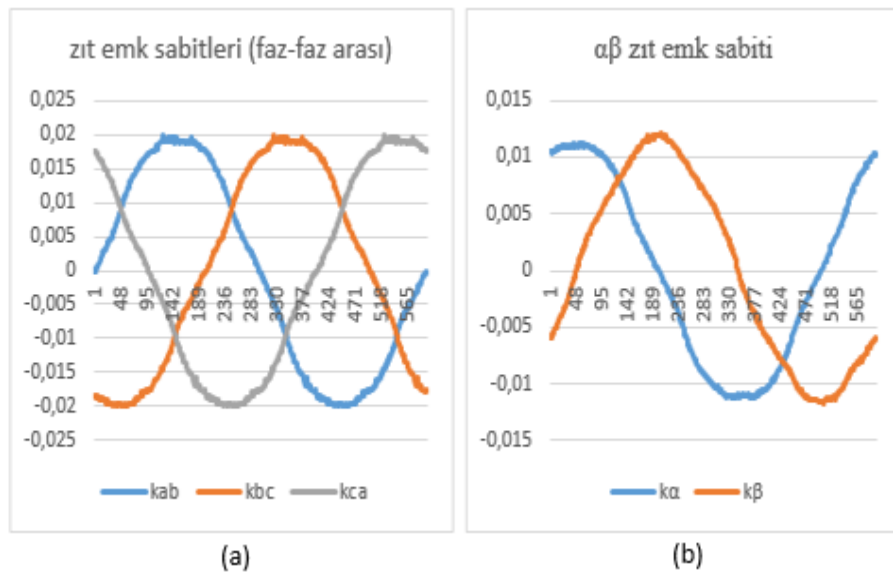
4.1.3 Deneysel Sonuçlar

DMK'nın deneysel uygulaması için DSP tabanlı STM32F407 mikrodenetleyicisi kullanılmıştır. Deneysel çalışmalarda kontrol periyodu ADC ile motor faz akımlarının okunması ve DMK algoritması için geçen süre dikkate alınarak 50µs olarak belirlenmiştir. Kullanılan motorun çok düşük faz endüktansına sahip olması DMK yönteminin uygulanmasını zorlaştırmış, momentte ve akımda çok büyük salınımlar meydana gelmiştir. Bu sorun kontrol periyodu olabildiğince küçültülerek giderilebilir fakat bu durumda maksimum evirici anahtarlama frekansı göz önünde bulundurmak gerekir. Bu tezde motorun faz girişlerinin önüne ön reaktör bağlanarak ilave endüktans eklenmesi yapılmış, momentte ve akıda meydana gelen dalgalanmalar azaltılmıştır. Bu sayede DMK yöntemi uygulanabilir hale gelmiştir.

Motordaki zıt emk bilgisi hıza bağlı olarak değiştiği için moment hesabında $\alpha\beta$ düzlemi zıt emk sabitleri kullanılmıştır. Bu parametrelerin elde edilmesi için ilk önce ölçülen fazlar arası zıt emk'lardan (e_{ab}, e_{bc}, e_{ca}) ve rotor elektriksel hızından (w_e)

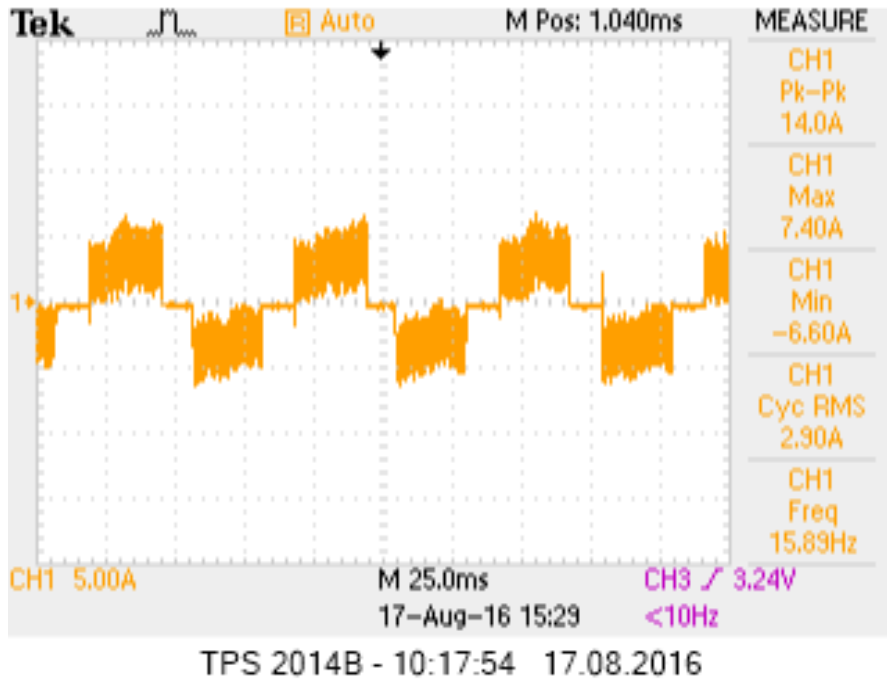
yararlanılarak fazlar arası zıt emk sabitleri elde edilmiştir (k_{ab}, k_{bc}, k_{ca}). Daha sonra denklem (4.2)'deki faz-faz arası Clarke dönüşümü kullanılarak k_a, k_b değerleri elde edilmiştir. Kullanılan motorun yıldız bağlı olması ve nötr noktasının ulaşılamaz olmasından dolayı bu dönüşüme ihtiyaç duyulmuştur.

Şekil 4.13'de bir periyotluk fazlar arası ve $\alpha\beta$ düzlemi zıt emk sabiti değişimleri verilmiştir. Bu zıt emk değerleri kontrol programında tablo oluşturularak kullanılmıştır. Anlık rotor konumuna karşılık gelen k_a ve k_b değerleri tablodan seçilip denklem (4.1)'de kullanılarak moment tahmini gerçekleştirilmiştir.

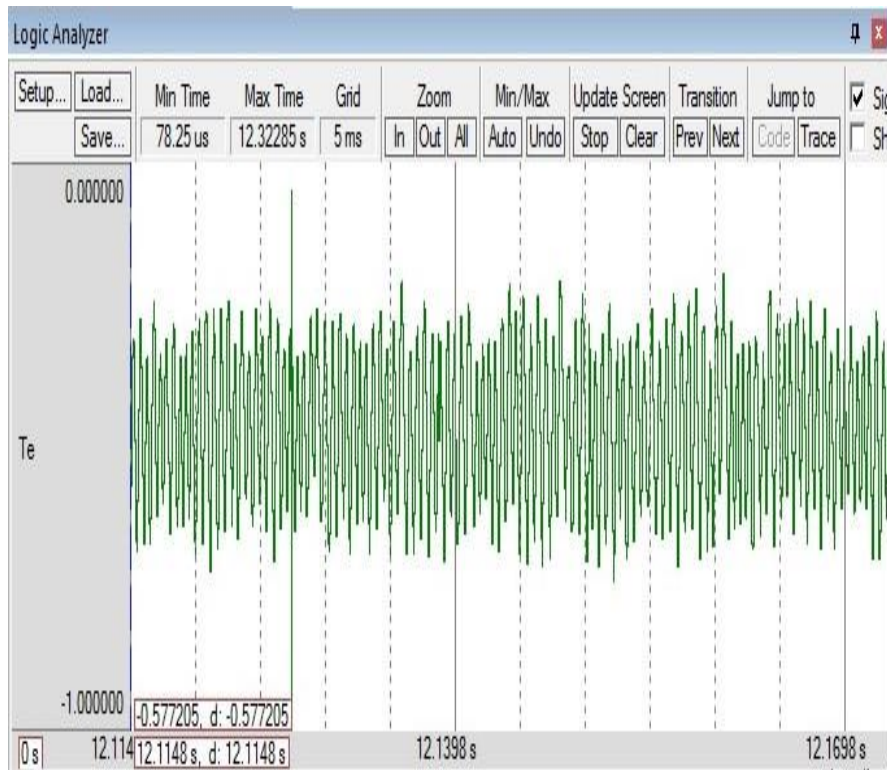


Şekil 4.13: a) Fazlar arası zıt emk sabitleri b) $\alpha\beta$ eksenli zıt emk sabitleri

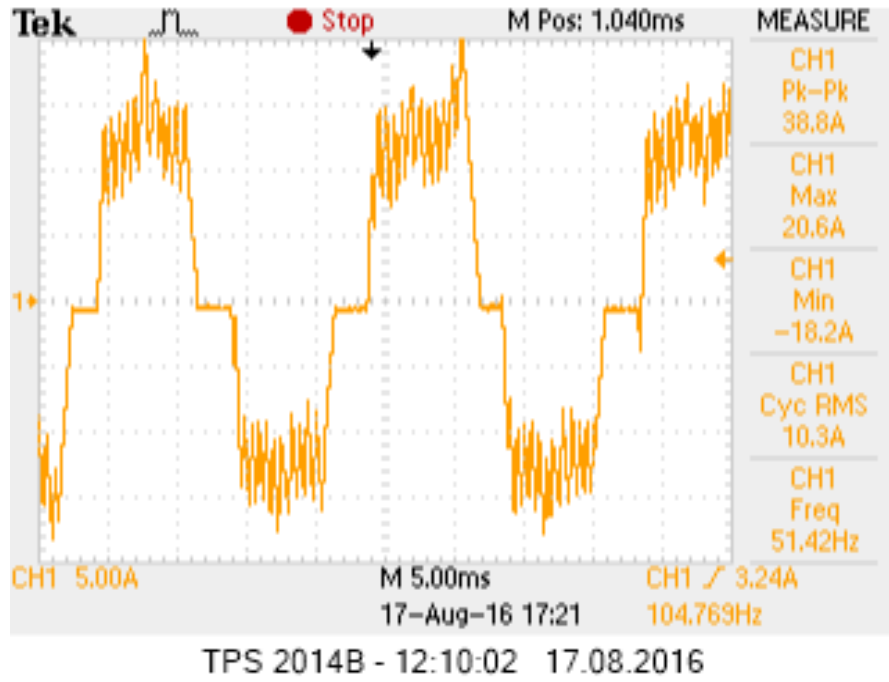
Uygulamada ilk olarak motora moment referansı olarak -0,5 Nm uygulanmıştır. Şekil 4.14'de motorun bu referans moment altındaki stator akımının değişimi verilmiştir. Şekil 4.15'de motorun moment cevabı gösterilmiştir. Momentin tam olarak istenilen bantta tutulamamasının sebebi kontrol periyodunun büyük olmasından kaynaklanmaktadır. Şekil 4.16'da ve Şekil 4.17'de moment referansı olarak -1,0 Nm uygulanması durumunda stator akımı değişimi ve moment cevabı gösterilmiştir. Uygulama sonuçlarından faz endüktansı düşük olan motora ilave endüktans bağlanarak DMK yönteminin iki faz iletim modunda FDAM'ye uygulanabileceği görülmüştür. Bu sayede motorun momentinde ve stator akımlarında meydana gelen salınımlar da önemli ölçüde azaltılmıştır.



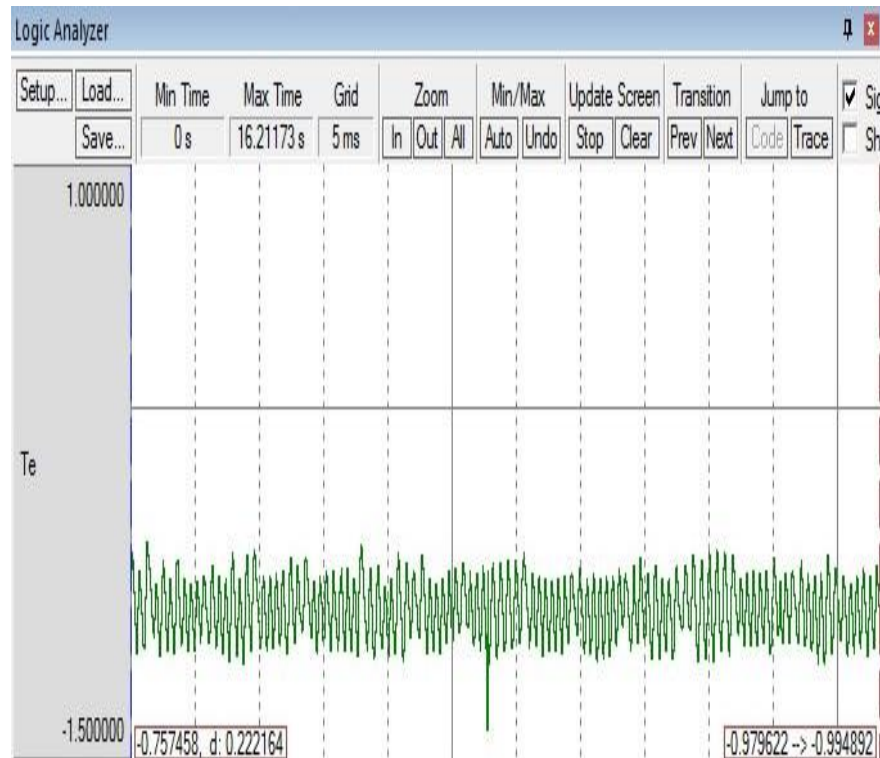
Şekil 4.14: Motor faz akımı ($V_{DA} = 32V$, $T_{ref} = -0,5 Nm$)



Şekil 4.15: Motor moment cevabı ($V_{DA} = 32V$, $T_{ref} = -0,5 Nm$)



Şekil 4.16: Motor faz akımı ($V_{DA} = 50V$, $T_{ref} = -1,0 Nm$)



Şekil 4.17: Motor moment cevabı ($V_{DA} = 50V$, $T_{ref} = -1,0 Nm$)

4.2 FDAM'nin Üç Faz İletimde Doğrudan Moment Kontrolü

Tez çalışmasının bu kısmında FDAM'nin üç faz iletim modunda hız sensörsüz DMK yöntemi ve dolaylı akı kontrolü incelenmiştir. Çalışmada üç faz bileşenlerin (abc) iki faz rotor düzlemine (dq) dönüştürülmesi işlemi 2x2 Faz-Faz arası Park dönüşümü kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Dolayısıyla elektromanyetik moment tahmini için ölçülen üç faz zıt emk değerleri yerine rotor konumuna bağlı zıt emk sabitleri ($k_d(\theta_e)$ ve $k_q(\theta_e)$) kullanılmıştır. Faz-Faz arası Park dönüşümü yapılmasındaki temel amaç FDAM'lerin sargılarının genellikle yıldız bağlı olması ve nötr noktasının ulaşılamaz olmasıdır. Üç faz iletim modunda çalışmada kullanılan anahtarlama tablosu ve moment hesabı iki faz iletim moduna göre farklıdır. FDAM'nin üç faz iletim modunda kontrolü SMSM'nin DMK ile kontrolüne benzerdir.

4.2.1 Faz-Faz Arası Clarke ve Park Dönüşümleri

Faz-Faz arası Clarke dönüşümü için orijinal Clarke dönüşümünden farklı olarak iki giriş değişkeni (ba – ca) gerekir. Bu giriş değişkenleri abc düzleminden aşağıdaki gibi elde edilir.

Simetrik- üç fazlı makinede i_α ve i_β ile gerçek üç fazlı stator akımları arasında aşağıdaki gibi ilişki vardır.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Dengesiz sistemler için sıfır bileşenler ihmal edilmediği zaman;

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

biçimindedir. Burada, k dönüştürme sabitidir. Değişen güç için $2/3$ ve değişmeyen güç için $\sqrt{2/3}$ 'tür.

i_α ve i_β akım ifadeleri aşağıdaki gibi genişletilerek yazılabilir.

$$i_\alpha = \frac{2i_a - i_b - i_c}{3} = \frac{i_a - i_b + i_a - i_c}{3} = \frac{-i_{ba} - i_{ca}}{3} \quad (4.18)$$

$$i_\beta = \frac{\sqrt{3}}{3}(i_b - i_c) = \frac{\sqrt{3}}{3}(i_b - i_a + i_a - i_c) = \frac{\sqrt{3}}{3}(i_{ba} - i_{ca}) \quad (4.19)$$

Burada $i_{ba} = i_b - i_a$ ve $i_{ca} = i_c - i_a$ olarak alınmıştır. Elde edilen bu eşitlikler matris formunda düzenlenirse 2×2 'lik Faz-Faz arası Clarke dönüşüm matrisi elde edilmiş olur (Öztürk 2008).

$$\begin{bmatrix} -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ \frac{\sqrt{3}}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

2×2 Faz-Faz arası Park dönüşümü de matris formunda bazı trigonometrik işlemler sonucu denklem (4.21)'deki gibi elde edilir (Öztürk 2008). Akımlar için elde edilen dönüşüm matrisleri akı ve gerilimler için de aynı şekilde kullanılabilir.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta - \frac{\pi}{6}) & -\sin(\theta + \frac{\pi}{6}) \\ -\cos(\theta - \frac{\pi}{6}) & \cos(\theta + \frac{\pi}{6}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ba} \\ i_{ca} \end{bmatrix} \quad (4.21)$$

4.2.2 Elektromanyetik Moment Hesabı

Stator akılarının ve endüktanslarının rotor konumuna bağlı ifadeler içermesi nedeniyle klasik duran eksen takımında yapılan moment tahmini FDAM'ler için geçerli değildir. Bunun için dq referans düzleminde zıt emk sabitlerine ve stator akımlarına bağlı yeni bir moment tahmini yapılması gerekir.

Moment tahmini FDAM 'nin üç faz iletimde DMK kontrolünün en önemli kısmıdır. Bunun için ilk olarak motorun zıt emk dalga şekli (e_{ba}, e_{ca}) elde edilir ve

ba-ca referans düzlemi zıt emk sabitlerine (k_{ba}, k_{ca}) dönüştürülür. Ardından Faz-Faz arası Park dönüşümü yapılarak elektriksel rotor konumuna bağlı dq referans düzlemi zıt emk sabitlerine ($k_d(\theta_e), k_q(\theta_e)$) dönüşüm işlemi gerçekleştirilir. Elde edilen zıt emk sabitlerinin elektriksel rotor açısına bağlı değerleri kontrol programında bir periyotluk tablo oluşturularak moment hesabında kullanılır.

Elektromanyetik moment hesabı için denklem (4.22) kullanılır.

$$T_e = \frac{3P}{2} [k_d(\theta_e)i_{ds}^r + k_q(\theta_e)i_{qs}^r] \quad (4.22)$$

Burada P kutup sayısı, k_d, k_q, i_d, i_q rotor pozisyonuna bağlı zıt emk sabitleri ve dq referans düzleminde yazılmış stator akımlarıdır.

4.2.3 Stator Akısı Kontrolü

FDAM'nin stator gerilimi eşitlikleri $\alpha\beta$ referans düzleminde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \quad (4.23)$$

$$V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \quad (4.24)$$

$$\varphi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + \varphi_{r\alpha} \quad (4.25)$$

$$\varphi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + \varphi_{r\beta} \quad (4.26)$$

Denklem (4.25) ve (4.26)'daki $\varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta}$ rotor akıları zıt emk dalga şeklinden dolayı, SMSM motorlarda olduğu gibi sinüzoidal olarak değişim göstermezler.

FDAM'lerde stator akısının yörüngesi zıt emk'nın trapezoidal olmasından dolayı SMSM'lerdeki gibi tam dairesel değildir. Dolayısıyla FDAM'lerin stator akı kontrolünü yapması zordur. Rotor pozisyonuna bağlı rotor akısı değişimini göz önünde bulundurmamak gerekir. Bunun yerine stator akısının genliğinin kontrolü sabit moment bölgesinde i_{ds} akımı sıfır tutularak yapılabilir. Alan zayıflatma bölgesinde çalışılacaksa i_{ds} akımı maksimum momenti elde etmek için biraz azaltılır. Stator akısı tahmini;

$$\varphi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (4.27)$$

$$\varphi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (4.28)$$

eşitlikleri ile yapılır. Burada $V_{s\alpha}$ ve $V_{s\beta}$ stator akısının bulunduğu sektöre göre DA bara geriliminden faydalanılarak bulunur.

Bir kontrol periyodu süresince motora altı gerilim vektöründen biri uygulandığı düşünüldüğünde, denklem (4.27) ve (4.28)'deki akı bileşenleri aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\varphi_{s\alpha} = V_{s\alpha} t - R_s \int i_{s\alpha} dt + \varphi_{s\alpha}(0) \quad (4.29)$$

$$\varphi_{s\beta} = V_{s\beta} t - R_s \int i_{s\beta} dt + \varphi_{s\beta}(0) \quad (4.30)$$

Burada $\varphi_{s\alpha}(0)$ ve $\varphi_{s\beta}(0)$ stator akıları başlangıç değerleridir. Motorun faz-faz arası zıt emk sabiti (k_{LL}) biliniyorsa ve motor başlangıçta sıfır pozisyonuna getirilirse $\varphi_{s\alpha}(0) = 2k_{LL}\pi/\sqrt{3}$ ve $\varphi_{s\beta}(0) = 0$ olarak hesaplanır (Öztürk 2008).

4.2.4 Alçak Geçiren Filtre Kullanarak Stator Akısının Tahmini

Doğrudan moment kontrollü bir sürücünün tüm hız bölgelerinde kararlı olarak çalışabilmesi için akının doğru tahmin edilmesi çok önemlidir. DMK sürücüsünün performansı, büyük ölçüde stator akısı uzay vektörünün doğru tahmin edilmesine bağlıdır. Akım ve gerilim ölçümünde meydana gelen hatalar, sensörlerdeki faz gecikmesi, dönüştürme kazancındaki hatalar vb. integral işleminde hataya neden olur. Özellikle, çok düşük frekanslarda, stator geriliminin düşük olması, stator direncinin değerinin değişmesi ve yarıiletken elemanlar üzerindeki gerilim düşümlerinden dolayı integral hatası artar. İntegralin pratik olarak gerçekleştirilmesinde, akı konumunda büyük hataya yol açan kaymanın kompanze edilmesi önemli bir etkidir (Bakan 2002).

DMK'da stator akısı tahmini gerilim modeline dayalı olarak yapılıyorsa düşük hızlarda problemler oluşur. Bu problemin çözümü için düşük hızlarda akım modeline

dayalı olarak stator akısı tahmini yapılabilir. Ancak, akım modelinin rotor parametrelerine bağımlı olması ve rotor konumu bilgisi için konum algılayıcısı gerektirmesi, sürücü güvenilirliğini azalttığı için, endüstriyel uygulamalarda çok istenmez. Gerilim modeline dayalı tahmin işleminde, herhangi bir gürültü veya akımda meydana gelen küçük bir DA kayma integratörü doyuma götürebilir. Bunun için saf integratör yerine alçak geçiren filtreler (LP filtre) kullanılır. Fakat LP filtreler, faz ve genlik hataları nedeniyle özellikle kesim frekansına yakın noktalarda sürücü performansını düşürür (Idris ve Yatim 2000).

Saf integratörden kaynaklanan başlangıç değeri ve DA kayma problemlerinin önlenmesi için en bilinen yöntem saf integratör yerine LP filtre kullanmaktır. LP filtrenin matematiksel ifadesi denklem (4.31) ve (4.32)'de verilmiştir. Burada stator sargıları gerilimi direnç üzerindeki gerilim düşümü de hesaba katılarak $e_\alpha = (V_{s\alpha} - i_{s\alpha}R_s)$ ve $e_\beta = (V_{s\beta} - i_{s\beta}R_s)$ olarak alınmıştır.

$$\varphi_{s\alpha} = \frac{1}{s + w_c}(e_\alpha) \quad (4.31)$$

$$\varphi_{s\beta} = \frac{1}{s + w_c}(e_\beta) \quad (4.32)$$

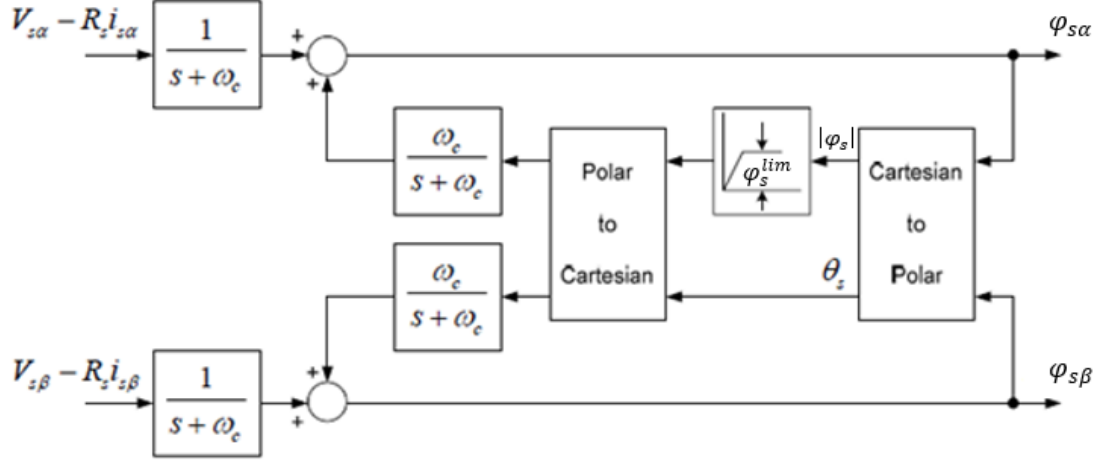
Bu eşitlikler ayrık zamanlı olarak yeniden düzenlenirse,

$$\varphi_{s\alpha} = \frac{1}{1 + T_s w_c}(T_s e_\alpha(k) + \varphi_{s\alpha}(k - 1)) \quad (4.33)$$

$$\varphi_{s\beta} = \frac{1}{1 + T_s w_c}(T_s e_\beta(k) + \varphi_{s\beta}(k - 1)) \quad (4.34)$$

olarak elde edilir. Burada T_s örnekleme zamanı, w_c ise filtrenin kesim frekansıdır.

Filtrenin kesim frekansı çok küçük seçilirse saf integratör çalışmasına yaklaşılar ve DA kayma önlenemez, eğer kesim frekansı çalışma frekansından yüksek seçilirse DA kayma azalır ancak faz ve genlik hatalarına neden olur. Stator akısında da bozulmalar gerçekleşir. Dolayısıyla kesim frekansı çalışma frekansıyla uyumlu seçilmelidir. LP filtrenin genlik ve faz hatalarının kompanzasyonu sağlanarak DMK sürücüsünün kararlı rejimde performansı iyileştirilebilir. Bunun için Şekil 4.18'deki gelişmiş filtre kullanılabilir (Jun ve Bin 1998).



Şekil 4.18: Gelişmiş stator akı tahmin edici

Şekil 4.18’de verilen faz ve genlik kompanzasyonu yapılmış gelişmiş akı tahmin edicinin matematiksel ifadesi denklem (4.35)’deki gibidir.

$$\varphi_s = \frac{1}{s + w_c} e_s + \varphi_s^{lim} \frac{w_c}{s + w_c} \quad (4.35)$$

Bu eşitlik iki kısma ayrılarak incelenirse,

$$\varphi_s = \varphi_s^{FF} + \varphi_s^{com} \quad (4.36)$$

burada φ_s^{FF} LP filtre çıkışıdır ve ayrık zamanda şu şekilde yazılabilir;

$$\frac{\varphi_s^{FF}(k) - \varphi_s^{FF}(k-1)}{T_s} + \varphi_s^{FF}(k)w_c = e_s(k) \quad (4.37)$$

$$\varphi_s^{FF}(k) = \frac{1}{1 + T_s w_c} (T_s e_s(k) + \varphi_s(k-1)) \quad (4.38)$$

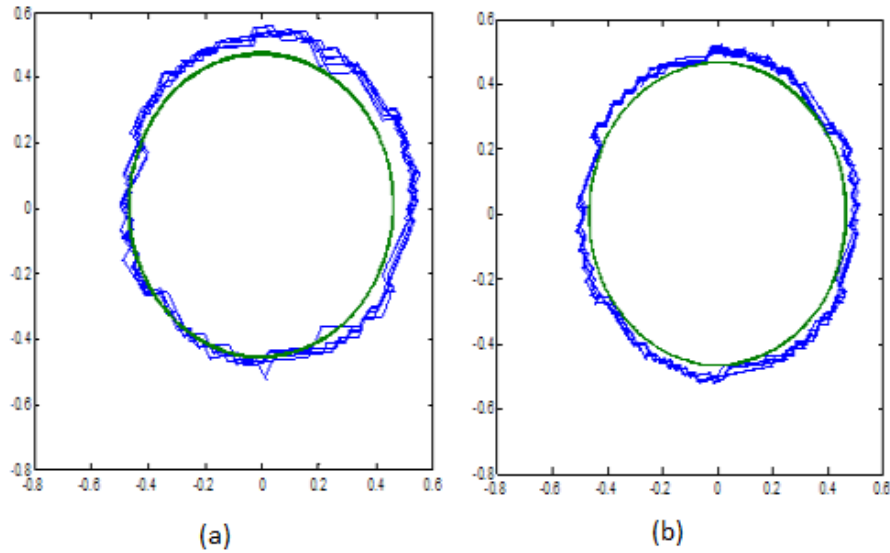
Benzer şekilde eşitliğin ikinci tarafındaki φ_s^{com} çıkışdaki faz ve genlik hatasını kompanze eden geri besleme sinyalidir.

$$\varphi_s^{com}(k) = \frac{1}{1 + T_s w_c} (\varphi_s^{com}(k-1) + T_s w_c \varphi_s^{lim}(k)) \quad (4.39)$$

Denklem (4.39)’da φ_s^{lim} , integral işleminin çıkışının stator akısının referans değerini aşmasını önlemek için kullanılır.

Uygulamada LP filtrenin kesim frekansı (w_c) çalışma frekansının yaklaşık olarak 0.1-0.5 katı olacak şekilde belirlenir. Bunun için stator akısının ortalama frekansının hesaplanması gerekir.

Saf integratör kullanılarak yapılan stator akısı tahmininde, ölçülen akıma çok küçük bir süre uygulanan DA hatanın stator akısında oluşturduğu kayma Şekil 4.19(a)'da gösterilmiştir. Şekil 4.18'de gösterilen filtrenin uygulanması sonucu stator akısındaki düzelme Şekil 4.19(b)'de görülmektedir. Burada filtrenin kesim frekansı (w_c) 20 rad/s olarak sabit seçilmiştir. Kayma ve gürültüyü yok etmek için w_c sabit seçilmeyip, çalışma frekansına uygun şekilde güncellenirse daha doğru akı tahmini yapılabilir.



Şekil 4.19: a)Saf integratör ile akı tahmini, b) Faz ve genlik kompanzasyonu yapılmış filtre çıkışı

4.2.5 Akı Dönüşünün Kontrolü ve Gerilim Vektörü Seçimi

Stator akısının açısı, uygun anahtarlama vektörünün seçilmesi açısından önem arz eder. Stator akısının açısının bulunduğu sektör aşağıdaki bağıntı ile belirlenir.

$$\theta_s = \tan^{-1} \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (4.40)$$

Stator akısının genliğinin ve dönüşünün kontrolü için kullanılan anahtarlama tablosu Tablo 4.2'de verilmiştir.

Tablo 4.2: Üç faz iletim modunda anahtarlama vektör tablosu

φ	τ	Stator Akısı Sektörü θ					
		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$\varphi = 1$	$\tau = 1$	V2 (110)	V3 (010)	V4 (011)	V5 (001)	V6 (101)	V1 (100)
	$\tau = -1$	V6 (101)	V1 (100)	V2 (110)	V3 (010)	V4 (011)	V5 (001)
$\varphi = -1$	$\tau = 1$	V3 (010)	V4 (011)	V5 (001)	V6 (101)	V1 (100)	V2 (110)
	$\tau = -1$	V5 (001)	V6 (101)	V1 (100)	V2 (110)	V3 (010)	V4 (011)

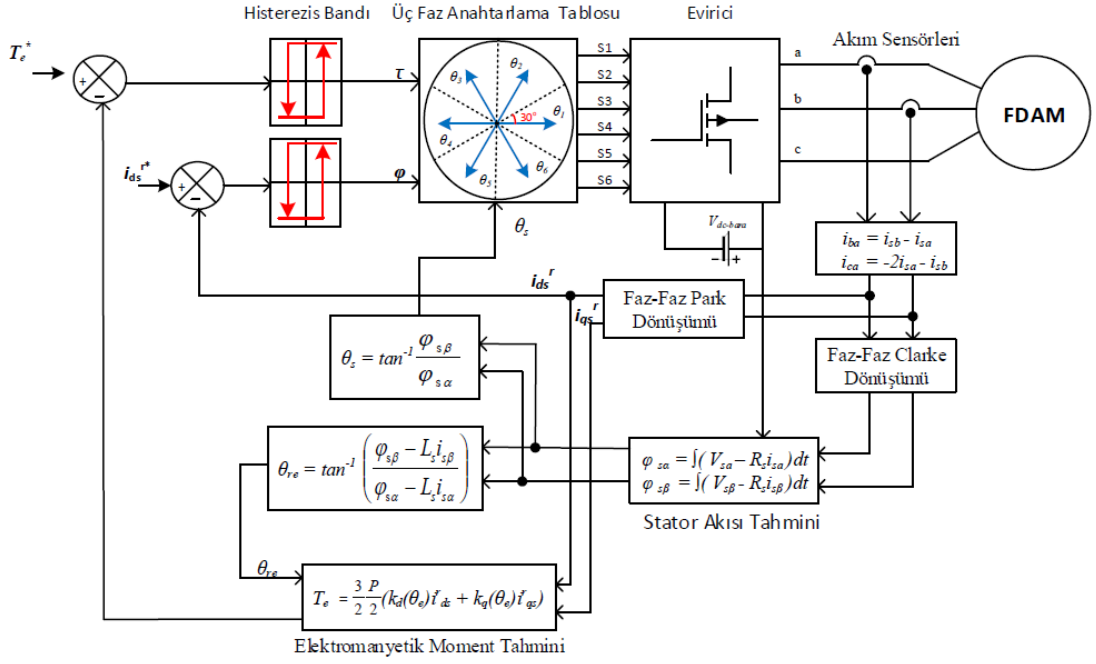
Anahtarlama tablosu yorumlandığında, vektörlerin seçimi için 3 değişkene bağıllık vardır. Bunlar akı ve moment histerezis bant çıkışından gelen bilgi, diğeri ise stator akısı uzay vektörünün açısıdır. Akı ve moment histerezis denetleyici çıkışı 1 veya -1 değerlerini alabilir. Eğer referans akı gerçek değerden büyük ise denetleyici çıkışı 1 değerinin alır, küçükse -1 değerini alır. Aynı durum moment denetleyicisi içinde geçerlidir. Stator akısı açısı ise bulunulan sektörü belirler.

4.2.6 Rotor Konumunun Tahmini

Elektromanyetik moment hesabında, kontrol algoritmasında oluşturulan rotor konumuna bağlı zıt emk sabiti değerlerinin tablodan doğru olarak seçilmesi için rotor konumunun doğru tahmin edilmesi gerekir. Rotor konumu denklem (4.41)'deki gibi hesaplanır. Bu hesap yardımıyla motorun hız ve konum bilgisinin elde edilmesi için alan etkili sensör ya da enkoder gibi eleman kullanma zorunluluğu ortadan kaldırılmış olur dolayısıyla hız sensörsüz çalışma gerçekleştirilebilir.

$$\theta_e = \tan^{-1} \frac{\varphi_{s\beta} - L_s \dot{i}_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha} - L_s \dot{i}_{s\alpha}} \quad (4.41)$$

FDAM'nin üç faz iletim modunda hız sensörsüz DMK yöntemine ilişkin blok diyagramı Şekil 4.20'deki gibi gösterilebilir.



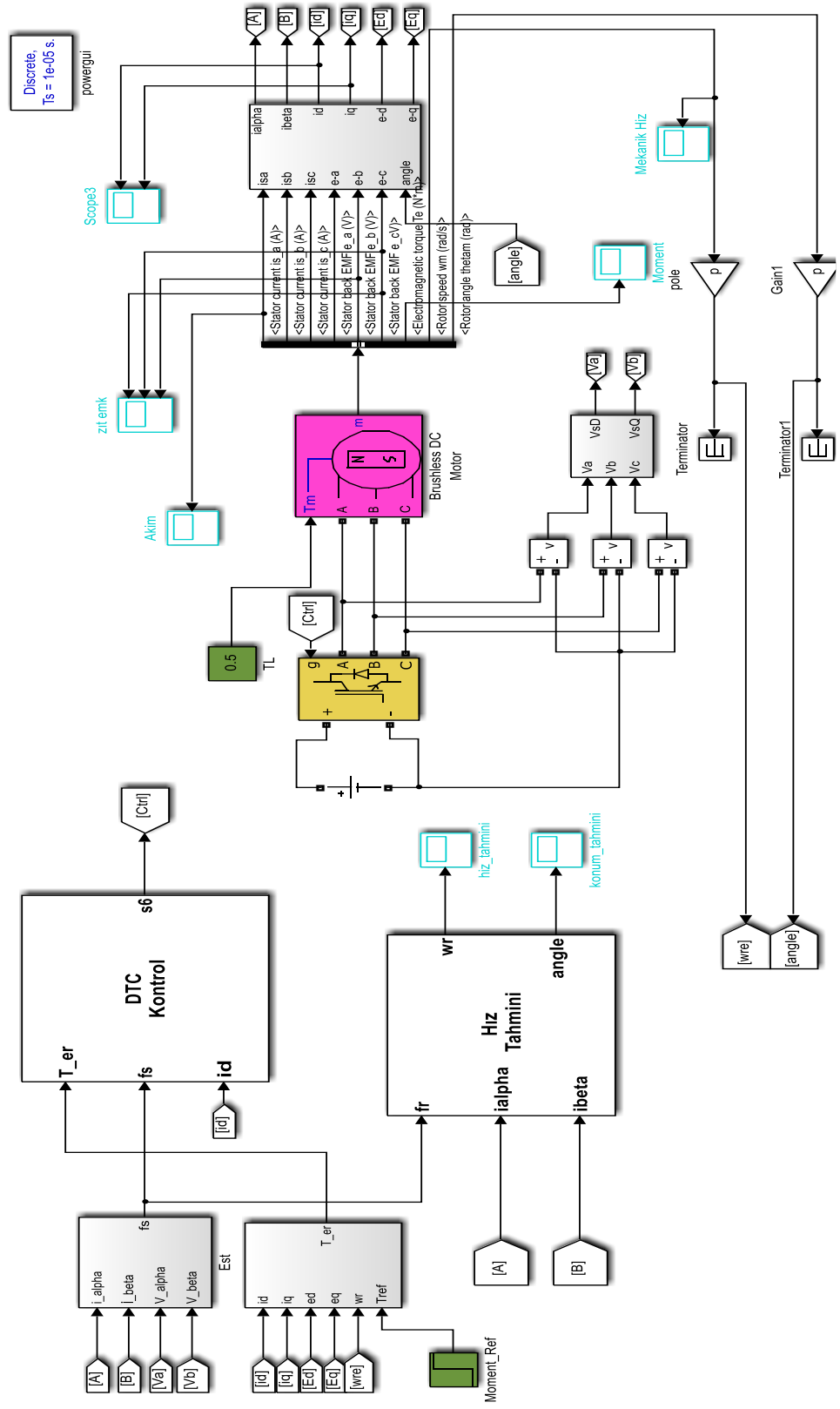
Şekil 4.20: Üç faz iletim modunda FDAM-DMK blok diyagramı

4.2.7 Üç Faz İletim Modunda FDAM'nin Doğrudan Moment Kontrolünün Benzetimi

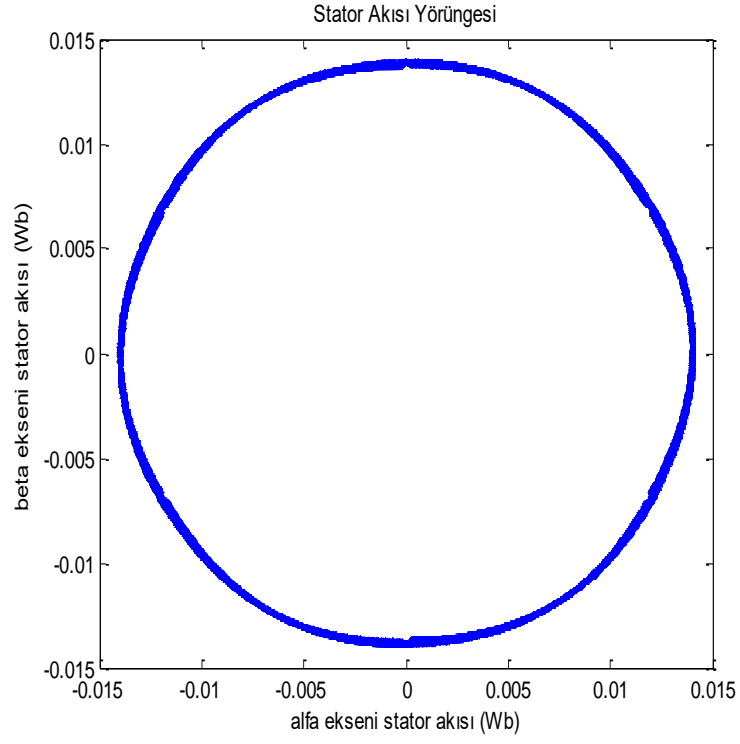
FDAM'nin üç faz iletim modunda DMK için benzetim çalışması Matlab-Simulink programı ile gerçekleştirilmiştir. Benzetimde örnekleme zamanı $10\mu s$ olarak alınmıştır. Kullanılan motorun faz endüktansının çok düşük olması sebebiyle moment ve akımda meydana gelen salınımların azaltılması için örnekleme zamanı küçük seçilmiştir. FDAM'de rotor akısı değişiminin sinüzoidal olmaması stator akısının sabit referans ile kontrolünü engellemektedir. Bu yüzden stator akısı kontrolü dolaylı olarak i_{ds} akımı üzerinden yapılmıştır. Benzetimde i_{ds} akımı sıfır tutulmuştur. Kullanılan moment ve akım histerezis bandı iki seviyelidir. Moment için bant genişliği 0,01, i_{ds} akımı için bant genişliği 0,001, DA bara gerilimi $V_{DA} = 96 V$ olarak alınmıştır. Benzetimi gerçekleştirilen sistemin Simulink blok diyagramı Şekil 4.21'de verilmiştir.

Benzetim çalışmasında moment referansı 1 Nm olarak uygulanmıştır. Şekil 4.22'de stator akısı yörüngesi gösterilmiştir. Akı yörüngesi SMSM'lere benzer şekilde dairesel çıkmıştır. Şekil 4.23'de motora 1 Nm sabit moment referansı ile yol verilmesi durumundaki hız cevabı verilmiştir. Şekil 4.24'de motorun moment cevabı gösterilmiştir. Moment istenildiği şekilde referans değerinin etrafında belirli bant

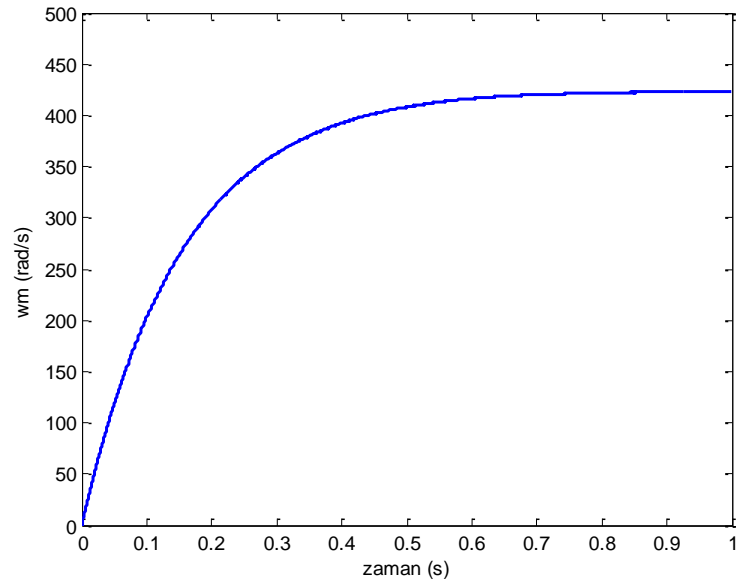
aralığında tutulmaktadır. Momentin belirlenen histerezis bandın dışında değerler almasının sebebi örnekleme süresi ile ilişkilidir. Şekil 4.25’de stator faz akımının değişimi görülebilir. Buradaki akım sonucundan stator akımlarının iki faz iletim modunda DMK yönteminden farklı olarak sinüse benzediği görülebilir. Bu durum SMSM’ler ile benzerlik göstermektedir. Stator akısının kontrolü $i_{ds} = 0$ tutularak yapıldığı için Şekil 4.26’da i_{ds} yaklaşık olarak -0,6 A ile 0,6 A arasında salınan değerler almıştır. Benzetimde daha düşük örnekleme süreleri kullanarak i_{ds} akımındaki salınım azaltılabilir. Şekil 4.27’de stator akılarının $\alpha\beta$ düzlemindeki bileşenleri gösterilmiştir. Elde edilen grafik sonuçları DMK yönteminin FDAM’lere üç faz iletim modunda uygulanabileceğini göstermektedir.



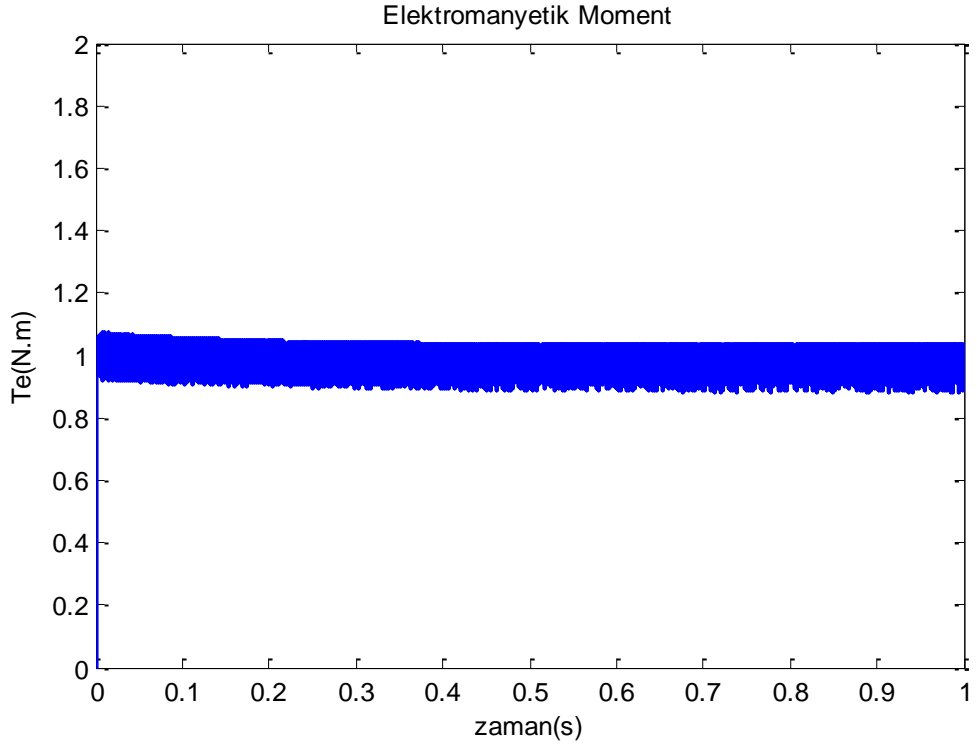
Şekil 4.21: Üç faz iletim modunda FDAM-DMK simulink blok diyagramı



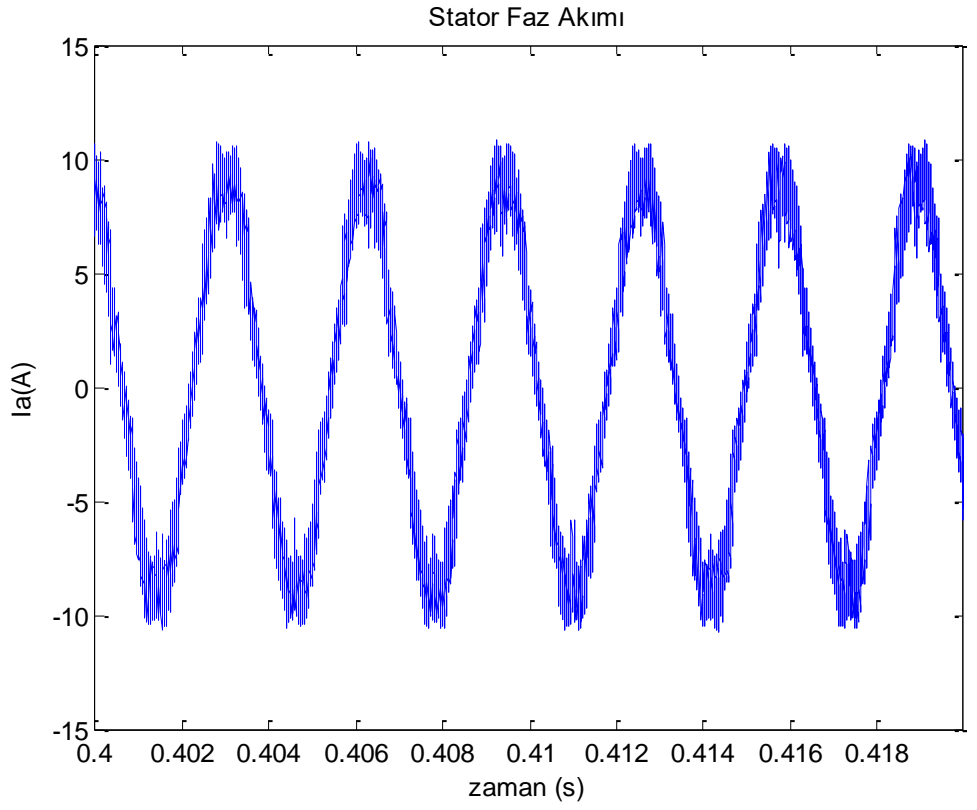
Şekil 4.22: Stator akısı yörüngesi



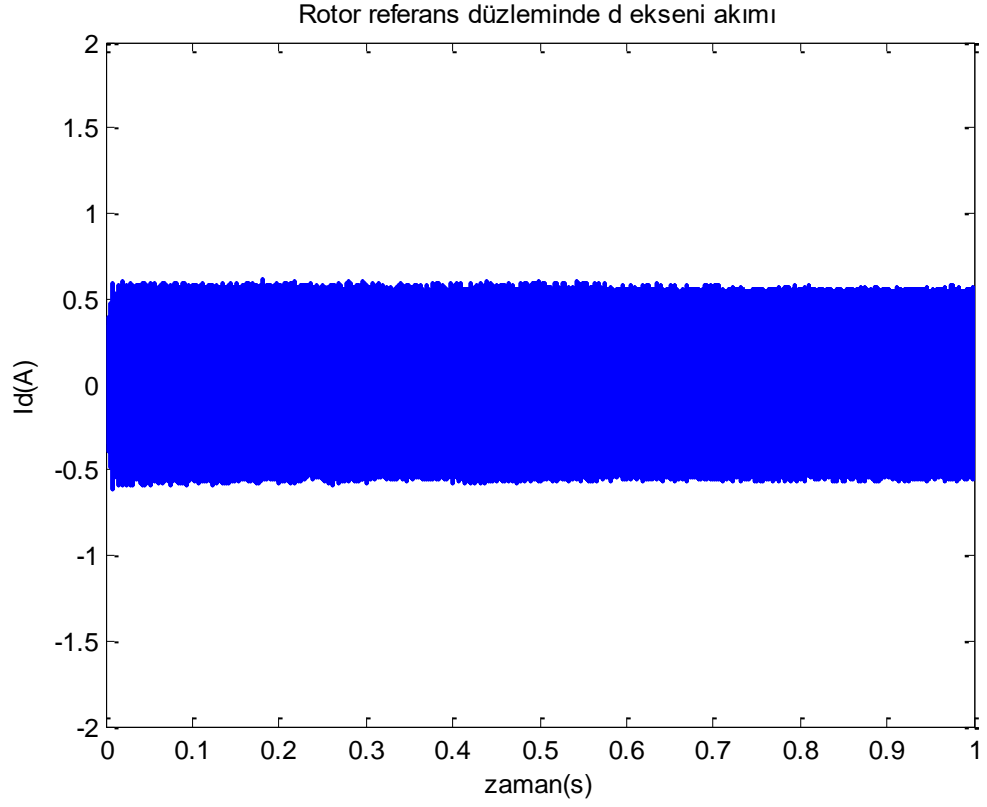
Şekil 4.23: Motor hız cevabı



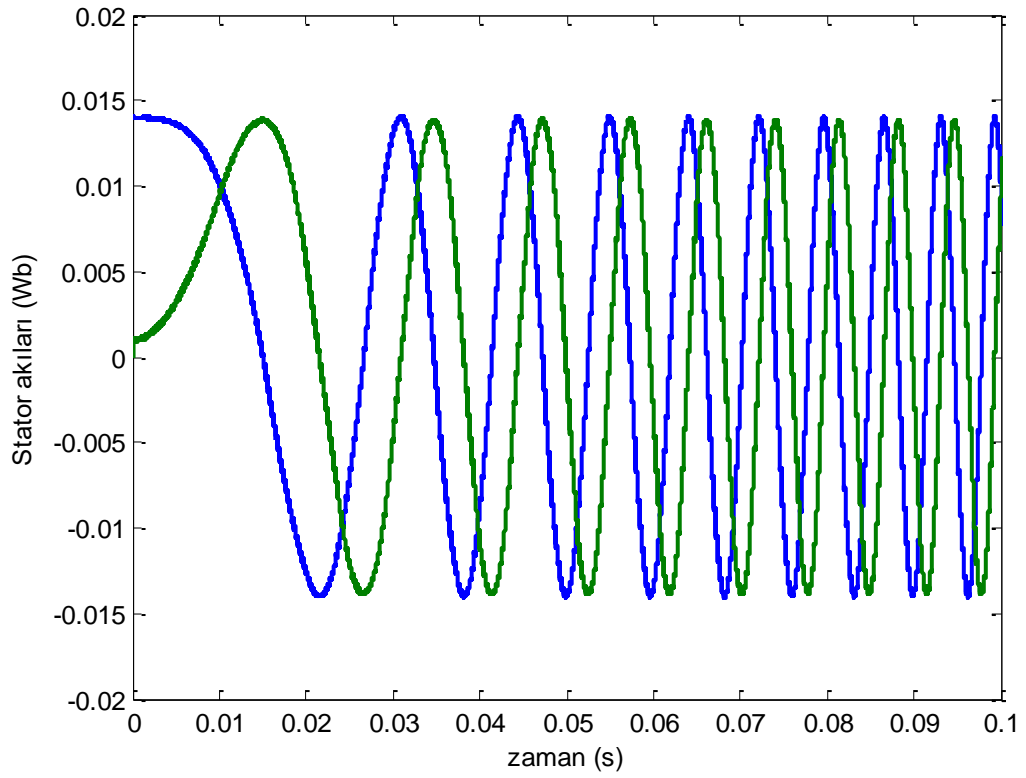
Şekil 4.24: Motor moment cevabı



Şekil 4.25: Motor faz akımı



Şekil 4.26: Stator d eksenî akımı



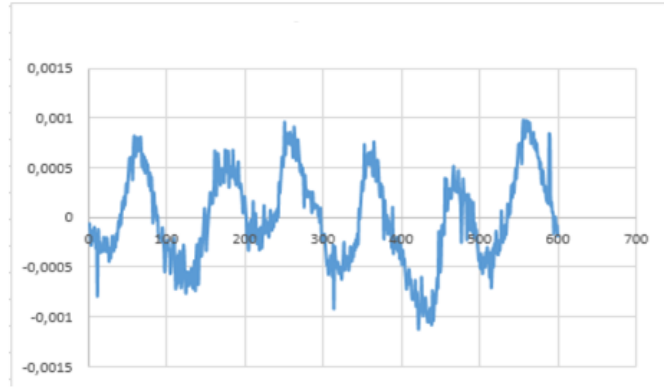
Şekil 4.27: Alfa-beta eksenî stator akıları

4.2.8 Deneysel Sonuçlar

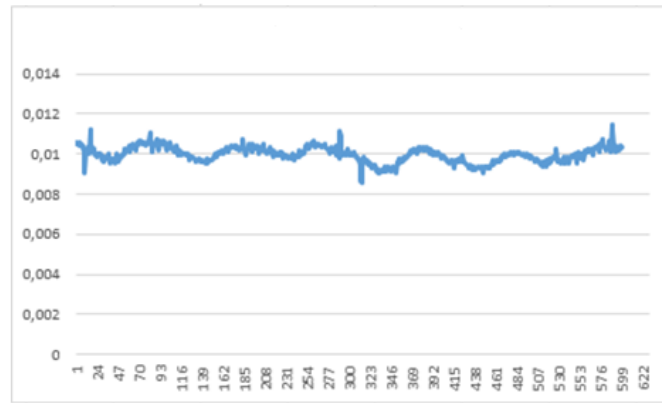
DMK'nın deneysel uygulaması için DSP tabanlı STM32F407 mikrodenetleyicisi kullanılmıştır. Deneysel çalışmalarda kontrol periyodu 50μs olarak alınmıştır.

Üç faz iletim modunda deneysel çalışmalar esnasında motordaki akım sıçramalarının çok fazla olması nedeniyle dūřuk besleme gerilimleri ile sonuçlar alınmıştır.

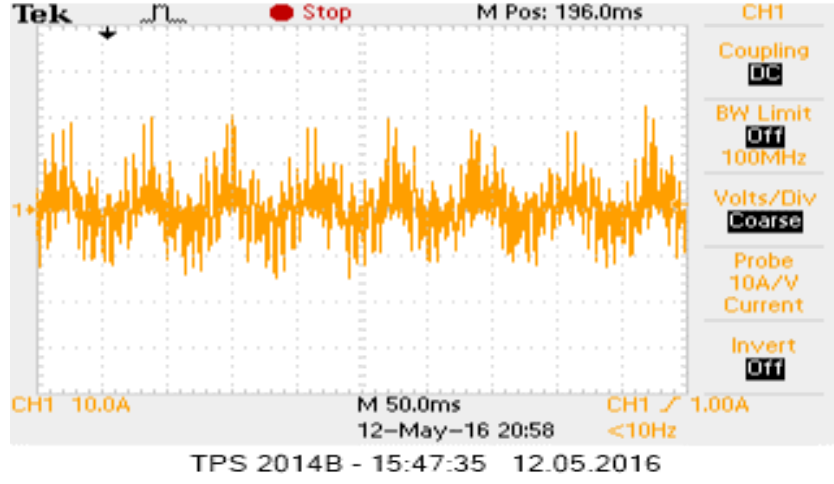
Rotor dūzlemindeki d ve q eksenini zıt emk sabitleri denklemi (4.21)'deki 2x2 Faz-Faz arası Park dūnūřümü kullanarak Őekil 4.28 ve 4.29'daki gibi elde edilmiřtir. Bir periyot için alınan 600 adet örnek moment salınımlarının azaltılması ve daha dūzgūn moment elde edebilmek için (4.22)'deki moment eřitlięinde kullanılmıřtır.



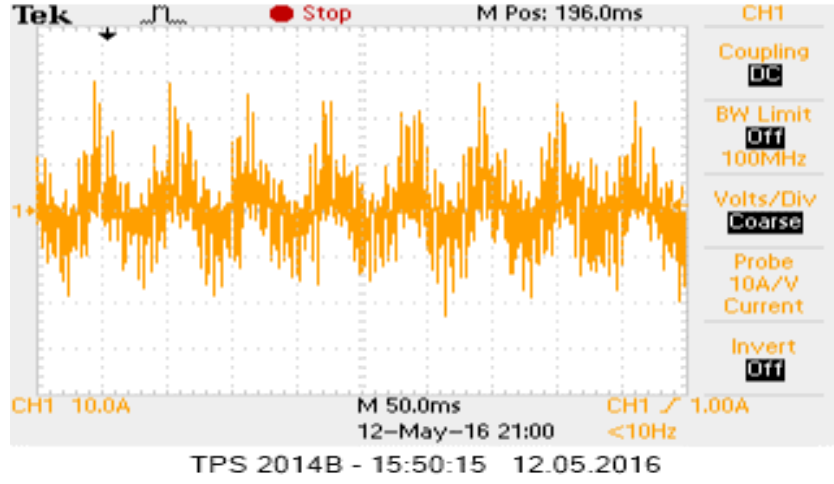
Őekil 4.28: Rotor referans dūzleminde d eksenini zıt emk sabiti deęiřimi



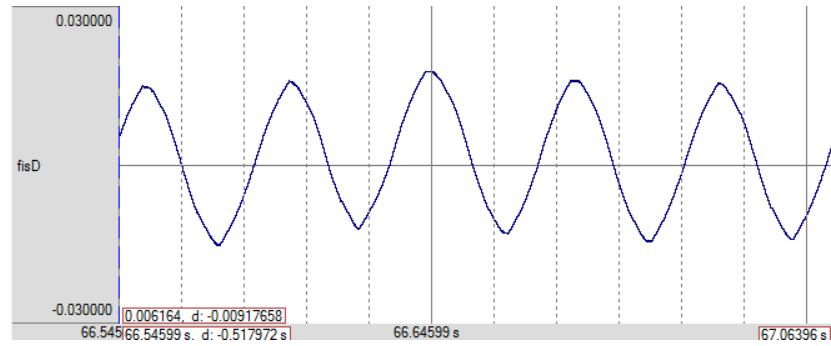
Őekil 4.29: Rotor referans dūzleminde q eksenini zıt emk sabiti deęiřimi



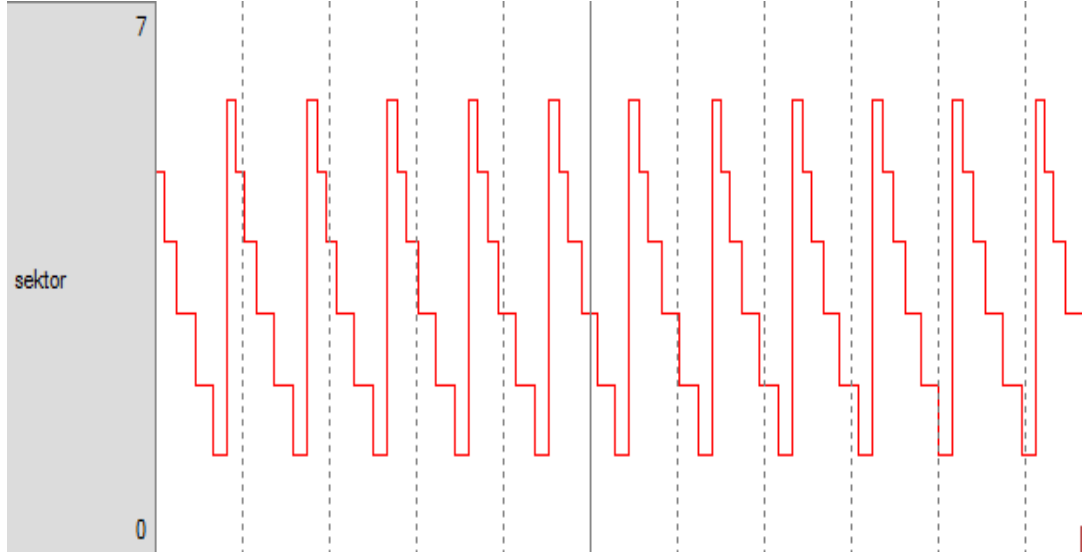
Şekil 4.30: Stator akımı ($V_{DA} = 12V$, $T_{ref} = 0,5 Nm$)



Şekil 4.31: Stator akımı ($V_{DA} = 15V$, $T_{ref} = 0,5 Nm$)



Şekil 4.32: Tahmin edilen stator akısının alfa düzlemindeki bileşeni



Şekil 4.33: Tahmin edilen stator akısı sektörü

DMK'nın üç faz iletim modunda çalışmasını incelemek için 12 V ve 15 V giriş gerilimi ile iki farklı deneme yapılmıştır. Motora moment referansı olarak 0,5 Nm uygulanmıştır. Motorun faz endüktansının çok düşük olmasından dolayı akımda ve momentte çok fazla salınımlar gözlemlenmiştir. Akım sıçramalarının motorun nominal akım değerinin üstünde olmasından dolayı DA giriş gerilimi ve moment referansı düşük tutulmuştur. Şekil 4.30'da 12 V DA giriş gerilimi ile motordan alınan faz akımı gösterilmiştir. 12 V'da motorun akım tepe değeri 20 A'e kadar çıkmaktadır. Şekil 4.31'de 15 V DA giriş gerilimi ile alınan ölçüm sonucu verilmiştir. Bu durumda motorun çektiği akımın tepe değeri 30 A'e yaklaşmıştır. Bu yüzden daha yüksek gerilimlerde sonuçlar alınamamıştır. 15 V'da 0,5 Nm referans moment altında tahmin edilen stator akısının $\varphi_{s\alpha}$ bileşeni Şekil 4.32'de gösterilmiştir. Stator akısının tahmini Şekil 4.18'deki LP filtre kullanılarak yapılmıştır. Stator akısının bulunduğu sektör, stator akısının $\alpha\beta$ düzlemindeki hesap edilen bileşenlerinden tahmin edilmiştir. Sektör tahmini sonucu Şekil 4.33'de gösterilmiştir. Elde edilen bu sonuçlardan FDAM'nin üç faz iletim modunda DMK yöntemi ile kontrolünün SMSM'lere benzer şekilde yapılabileceği görülebilir. Stator sargı endüktansı yüksek olan motorlar tercih edilip, kontrol periyodu olabildiğince küçük tutulabilirse FDAM'ler için DMK yöntemi daha sağlıklı sonuçlar üretecektir.

5. SONUÇLAR

Bu çalışmada, elektrikli araçlarda sıklıkla kullanılan FDAM'lerin DMK yöntemi detaylı olarak incelenmiştir.

Gerçekleştirilen deneysel ve teorik çalışmalar neticesinde DMK'nın yüksek performans istenen uygulamalarda hızlı moment cevabı sağlayabildiği için diğer kontrol yöntemlerine göre önemli bir avantaja sahip olduğu görülmüştür.

DMK'da en önemli işlem, stator akısının geniş hız aralığında doğru tahmin edilebilmesidir. Bu çalışmada stator akısının doğru tahmin edilebilmesi için çalışmalar yapılmış ve sensörsüz olarak motor kontrolü gerçekleştirilmeye çalışılmıştır.

DMK'da performansı arttırmak için kontrol periyodu olabildiğince küçük seçilmelidir. Kontrol periyodu küçültüldüğünde, kullanılan histerezis bantların genişliği de azaltılarak daha düzgün stator akısı kontrolü sağlanabileceği görülmüştür.

İki faz iletim modunda DMK yönteminde moment kontrolünü gerçekleştirebilmek için motorun anlık zıt emk değerleri daha önceden test yapılarak yazılımda hazır tablo oluşturularak yapılmıştır. Komütasyon anlarında stator akısının değişimini öngörebilmenin zor olması ve sabit moment bölgesinde motorun akısını kontrol etmenin çok gerekli olmaması nedeniyle sadece moment kontrolü yapılmıştır. Kullanılan motorun endüktansının çok küçük olması kontrolü zorlaştırmış ve örnekleme frekansının yetersiz kalmasından ötürü momentte dalgalanmalar meydana gelmiştir. Dolayısıyla DMK için kontrol edilecek motorun faz endüktansının yüksek olması gerektiği sonucuna ulaşılmıştır.

Üç faz iletim modunda DMK yöntemi klasik SMSM'nin DMK ile kontrolüne benzer şekilde yapılmıştır. Fakat FDAM'nin stator akısı değişiminin sinüzoidal olmamasından ötürü stator akısı kontrolü d eksenine stator akımı üzerinden yapılarak gerçekleştirilmiştir. Bu haliyle motorun stator akımı değiştirilerek alan zayıflatma bölgesinde motorun arzulanan momenti üretebilmesi mümkün hale gelmektedir. Üç faz iletim modunda FDAM çalışmasında kullanılan anahtarlama tablosu SMSM ve asenkron motorlarda kullanılan tablolara benzerdir. Düşük frekanslı moment titreşimlerini azaltmak için literatürde geliştirilen Öztürk (2008)'de belirtilen Faz-Faz

arası Clarke ve Park dönüşümleri yapılmıştır. Bu dönüşümler için gerekli olan rotor konumuna bağlı zıt emk değerleri (k_{ba}, k_{ca}) motor test edilerek bulunmuştur. Elde edilen bu veriler Park dönüşümü yardımıyla dq düzlemine dönüştürülmüştür. Yazılımda bir periyot için 600 adet veri tablo haline getirilerek moment hesabı yapılmıştır.

DMK'nın uygulanması sırasında bazı problemler ile karşılaşmıştır. Bu problemler, faz akımlarının ve DA bara geriliminin çok düzgün okunamaması ve motorun faz endüktansının çok düşük olmasıdır. Bu sebeplerden dolayı faz akımlarında bozulmalar, motor momentinde ve hızında dalgalanmalar oluşmuştur.

Moment salınımlarını azaltmak için hız sensörsüz çalışma durumunda zıt emk tahmin yöntemleri motora uygulanarak daha hassas moment kontrolü gerçekleştirilebilir. Fakat bu durumda düşük hızlarda zıt emk çok düşük olacağından motorun parametreleri özellikle stator direnci değişimi dikkate alınmalıdır.

Ayrıca DMK yöntemi UVDGM ile gerçekleştirilerek moment dalgalanmaları giderilebilir. DMK'nın UVDGM ile gerçekleştirilmesi dalgalanmaları azaltır. Bunun sebebi DMK'da her kontrol periyodunda bir gerilim vektörü motora uygulanmasına karşılık, UVDGM de 6 adet gerilim vektörü motora uygulanmaktadır. Fakat DMK-UVDGM yöntemindeki kullanılan PI denetleyicilerinin çok olması ve bunların katsayılarının belirlenmesinin zor olacağı bilinmelidir.

Sonuç olarak klasik DMK yönteminde daha iyi performans elde edebilmek için akım ve gerilimin çok doğru okunması, motor parametre değişimlerinin özellikle hız sensörsüz çalışma durumunda hesaba katılması, örnekleme zamanının olabildiğince düşük olması, faz endüktansı yüksek olan motorların tercih edilmesi gerektiği söylenebilir.

6. KAYNAKLAR

Adam, A.A., “Sabit Miknatıslı Senkron Motorda Moment Dalgalanması ve Gürültünün Azaltılması”, Doktora Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, (2007).

Aktaş, M., “TMS320C6711 DSP tabanlı hız sensörsüz doğrudan moment kontrollü asenkron motor sürücü”, Doktora Tezi, *Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Trabzon, (2006).

Asker, M.E., “Sürekli Miknatıslı Senkron Motorlara Vektör ve Doğrudan Moment Kontrol Yöntemlerinin Uygulanması”, Yüksek Lisans Tezi, *Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Elazığ, (2009).

Aydoğdu, Ö., “Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Genetik Tabanlı Bulanık Denetleyici ile Sensörsüz Kontrolü”, Doktora Tezi, *Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Konya, (2006).

Bakan, A. F., “Asenkron Motorlarda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Gerçekleştirilmesi”, Doktora Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, (2002).

Bal, G., *Özel Elektrik Makinaları*, Seçkin Yayıncılık A.Ş., Ankara, (2006).

Bodin, F. and Siala S. “New reference frame for brushless dc motor drive” in Proc. *IEEE-PEVD Annu. Meeting*, London, UK, Sep. 21-23, pp. 554-559, (1998).

Bose, B., “Evaluation of modern power semiconductor devices and future trends of converters”, *IEEE Transactions on Ind. App.*, vol. 28, no 2, pp. 403-413., (1992).

Chanjuan H., Yubin W., Jin Z., Yi Q. Shuyun W., “A new approach to DTC-SVM for induction motor drives”, *Electrical Machines and Systems, ICEMS 2008. International Conference on*, 138-1342, (2008).

Chung, S.K., Kim, H.S., Kim, C.G., and Youn, M.J., “A new instantaneous torque control of PM synchronous motor for high-performance direct-drive applications”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, no. 3, pp. 388–400, May, (1998).

Çınar, M. A., “Sürekli mıknatıslı fırçasız doğru akım motorunun modellenmesi ve bilgisayar destekli simülasyonu”, Yüksek Lisans Tezi, *Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Kocaeli, (2002).

Depenbrock, M., “Direct self control of inverter-fed induction machines”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, pp. 420-129, Oct., (1988).

Depenbrock, M., “Direct self control of the flux and rotary moment of a rotary field machine”, U.S. Patent 4 678 248, Jul. 7, (1987).

French, C. and Acarnley, P., “Direct torque control of permanent magnet drives”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 32, no. 5, pp. 1080-1088, Sep./Oct., (1996).

Idris, N.R.N. and Yatim, A.H.M., “Improved stator flux estimation in steady state operation for direct torque control of induction machines”, 35th *IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy*, Rome, Italy, Oct., 1353-1359, (2000).

Jun, H., Bin, H., “New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 13, pp. 969–977, Sep., (1998).

Kahveci, H., “Doğrudan Sürürlü Elektrikli Araçlar için Bulanık Mantık Tabanlı Elektronik Diferansiyel Sisteminin Gerçeklenmesi”, Doktora Tezi, *Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Trabzon, (2013).

Kang, S.J. and Sul, S.K., “Direct torque control of brushless dc motor with nonideal trapezoidal back-EMF”, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 10, no. 6, pp. 796-802, Nov., (1995).

Karakaş, E., “Elektrikli Araçlar için Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Sensörsüz Doğrudan Moment Kontrolünün Güç Geri Kazanımlı Olarak Gerçekleştirilmesi”, Yüksek Lisans Tezi, *Pamukkale Üniversitesi*, Denizli, (2016).

Liu, Y., Zhu, Z.Q., and Howe, D., “Direct torque control of brushless dc motor drives with reduced torque ripple”, *IEEE Trans. Ind. Apply.*, vol. 41, no. 2, pp. 599-608, Mar./Apr., (2005).

Luukko, J., “Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machines-Analysis and Implementation”, Diss. *Lappeenranta University of Technology*, Lappeenranta, Stockholm, (2000).

Martins, C., Roboam, X., Meynard, T. A. and Carylho, A.S., “Switching frequency imposition and ripple reduction in DTC drives by A multilevel converter”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 17, no. 2, pp. 286-297, (2002).

Öksüztepe, E., “Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Algılayıcısız Kontrolü”, Doktora Tezi, *Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Elazığ, (2008).

Özçıra, S., “Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrol Yöntemleri ve Endüstriyel Uygulamaları”, Yüksek Lisans Tezi, *Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, (2007).

Öztürk, S.B., “Modelling, Simulation and Analysis of Low-Cost Direct Torque Control of PMSM Using Hall-Effect Sensors”, Master Thesis, *Texas A&M University*, (2005).

Öztürk, S.B., “Direct torque control of permanent magnet synchronous motors with non-sinusoidal back emf”, Doctor of Philosophy Thesis, *Texas A&M University*, (2008).

Öztürk, S.B. and Toliyat, H., “Direct torque control of brushless dc motor with non-sinusoidal back-EMF”, in *Proc. IEEE IEMDC Biennial Meeting*, Antalya, Turkey, May 3-5, vol. 1, pp. 165-171, (2007).

Öztürk, S.B. ve Toliyat, H., “Direct torque and indirect flux control of brushless dc motor”, *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 16 pp. 351-360, (2011).

Pujar, J.H., Kodad, S.F., “ Direct Torque Fuzzy Control of an AC Drive”, *Advances in Computing, Control, & Telecommunication Technologies*, ACT '09. International Conference on, 275-277, (2009).

Rahman, M.F., Zhong, L., ve Haque, E., “Selection of Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor”, School of Electrical Engineering and Telecommunications, *The University of New South Wales*, Sydney, NSW 2052 Australia, (1999).

Takahashi, I. and Noguchi T., “A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction machine, ”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, pp. 820-827, Sep./Oct., (1986).

Tan, Z.Y., Li, M., “A Direct Torque Control of Induction Motor Based on Three Level Inverter”, *IEEE, PESC'200*, Vol. 2pp. 1435-1439, (2001).

Toliyat H.A, Gopalarathnam T., *The Power Electronic Handbook.*, Skvarenina T. L. (ed) pp.78-100, CRC Press LLC, New York, (2002).

Vas, P., *Sensorless Vector and Direct Torque Control* Oxford University Press, New York, (1998).

Yazıcı, Y., “Fırçasız Doğru Akım Motorunun Sayısal Sinyal İşlemci (DSP) ile kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara, (2008).

Yedamale, P., *Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals*, Microchip Technology Inc. App. Note, USA (2003).

Yılmaz, M., “Fırçasız Doğru Akım Motorunun Algılayıcısız Kontrolünde Dalgacık Tekniğinin Uygulanması”, Doktora Tezi, *İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, İstanbul, (2005).

Ying, L., ve Ertuğrul, N., “The Dynamic Simulation of the Three Phase Brushless Permanent Magnet AC Motor Drives with LabVIEW”, *The University of Adelaide, Department of Electrical and Electronic Engineering*, Adelaide, Australia, (1998).

Zhang, H., Cao X., “Direct torque control based on space vector modulation with adaptive neural integrator for stator flux estimation in induction motor”, *Natural Computation, ICNC’09*. Fifth International Conference on, 6:355-359, (2009).

Zhijun J., Shimiao H., Wenhui C., “A New Fuzzy Logic Torque Scheme Based on Vector Control and Direct Torque Control for Induction Machine”, *Innovative Computing Information and Control, ICICIC’08*. 3rd International Conference on, 500-500, (2008).

Zhong, L., Rahman, M. F., Hu, W. Y. ve Lim, K. W., “Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 528-536, (1997).

7. ÖZGEÇMİŞ

Adı Soyadı : Veli YENİL
Doğum Yeri ve Tarihi : Denizli-01.09.1992
Lisans Üniversite : Pamukkale Üniversitesi
Elektronik posta : veliyenil@hotmail.com
İletişim Adresi : Deliktaş Mahallesi- Pamukkale/DENİZLİ

Yayın Listesi :

• Yenil, V., Kesler, S., Tümbek, M., ve Büyükgümüş, O., “A Comparison Study on Performance Investigation of Speed Estimation Methods for the Sensorless DTC Based AC Drives”, *3rd International Conference on Advanced Technology & Sciences (ICAT)*, Konya, Türkiye, (2016).

Bu çalışma, konferansta En İyi Sunum Ödülü'ne layık görülmüştür. (The Best Presenter Award)