

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DOĞRUDAN MOMENT
KONTROLÜNÜN DSP TABANLI YENİ BİR ALGORİTMA GELİŞTİRİLEREK
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

SELİN ÖZÇİRA

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
ELEKTRİK MAKİNALARI VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ PROGRAMI**

**DANIŞMAN
DOÇ. DR. NUR BEKİROĞLU**

İSTANBUL, 2013

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DOĞRUDAN MOMENT
KONTROLÜNÜN DSP TABANLI YENİ BİR ALGORİTMA GELİŞTİRİLEREK
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Selin ÖZÇİRA tarafından hazırlanan tez çalışması 17/05/2013 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Doç. Dr. Nur BEKİROĞLU

Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Doç. Dr. Nur BEKİROĞLU

Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. İbrahim ŞENOL

Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Ece Olcay GÜNEŞ

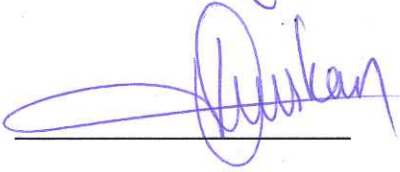
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Nurettin UMURKAN

Yıldız Teknik Üniversitesi

Y. Doç. Dr. A. Derya KOCABAŞ

İstanbul Teknik Üniversitesi



Bu alışma, 28-04-02-01 nolu “Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun DSP (Digital Signal Processor) Kullanılarak Doğrudan Moment Kontrolünün DeneySEL Olarak Gerçekleştirilmesi” konulu proje kapsamında Yıldız Teknik Üniversitesi Bilimsel Araştırma Koordinatörlüğü tarafından desteklenmiştir.

ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanmasında ve akademik hayatımın her aşamasında benden yardımını hiç bir zaman esirgemeyen, destek ve teşviklerini her zaman şükranla anacağım, danışman hocam Sayın Doç. Dr. Nur BEKİROĞLU'na teşekkürlerimi bir borç bilirim.

Yine tez çalışması süresince kendilerinden büyük destek gördüğüm ve fikirleriyle çalışmalarına değerli katkılarda bulunan hocam Sayın Prof. Dr. İbrahim ŞENOL'a teşekkürü bir borç bilirim.

Tez çalışmam boyunca her türlü desteklerinden dolayı arkadaşlarım, Elektrik Mühendisi Sadık Kutluer ve Elektronik Yüksek Mühendisi Mustafa Cem Özkılıç'a teşekkür ederim.

Öğrenim hayatım boyunca her zaman maddi ve manevi destekleri ile yanımda olan ve çalışmalarım sırasında bana gösterdikleri sabır ve desteklerinden dolayı aileme teşekkürü borç bilirim.

Mayıs, 2013

Selin ÖZÇIRA

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSTESİ.....	viii
KISALTMA LİSTESİ.....	xi
ŞEKİL LİSTESİ.....	xii
ÇİZELGE LİSTESİ	xvi
ÖZET	xvii
ABSTRACT.....	xix
BÖLÜM 1	1
GİRİŞ.....	1
1.1 Literatür Özeti	3
1.2 Tezin Amacı	9
1.3 Orijinal Katkı.....	10
BÖLÜM 2	12
SÜREKLİ MIKNATISLANMA VE MIKNATIS MALZEMELER	12
2.1 Giriş	13
2.2 Yönlendirme Kavramı.....	14
2.3 Sertlik Kavramı	15
2.4 Magnetizma ve Kalıcı Mıknatıslanma	15
2.5 Mıknatıslığı Yok Etme Karakteristikleri ve Histerezis Döngüleri	16
2.6 Sıcaklığın Mıknatıslar Üzerindeki Etkileri	18
2.7 Sürekli Mıknatıs Malzemeler ve Özellikleri.....	19
2.7.1 AlNiCo Mıknatıslar	20
2.7.2 Ferrit Mıknatıslar	21
2.7.3 Nadir Toprak Elementi Mıknatıslar (REPM)	22
2.7.3.1 Neodimyum Demir Bor (NdFeB) Mıknatıslar	22
2.7.3.2 Samaryum Kobalt (SmCo) Mıknatıslar	22
2.8 Sürekli Mıknatısların Elektrik Motorlarında Kullanılması	23

BÖLÜM 3	25
SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR.....	25
3.2 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Sınıflandırılması	25
3.3 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Tasarımları	27
3.3.1 Mıknatısların Rotor Yüzeyine Yerleştirilmesi	27
3.3.2 Mıknatısların Rotor İçine Yerleştirilmesi (Gömülü Mıknatıslar)	29
3.3.2.1 Radyal Yerleştirilmiş Gömülü Mıknatıs Yapısı.....	30
3.3.2.2 Dairesel Yerleştirilmiş Gömülü Mıknatıs Yapısı	31
3.4 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Avantaj ve Dezavantajları	33
3.5 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Kullanım Alanları.....	34
BÖLÜM 4	37
SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ.....	37
4.1 Giriş	37
4.2 Uzay Vektör Tanımı	38
4.3 Referans Eksen Dönüşümleri	39
4.3.1 Clarke Dönüşümü $(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)$	40
4.3.2 Ters Clarke Dönüşümü $(\alpha, \beta) \rightarrow (a, b, c)$	41
4.3.3 Park Dönüşümü $(\alpha, \beta) \rightarrow (d, q)$	42
4.3.4 Ters Park Dönüşümü $(d, q) \rightarrow (\alpha, \beta)$	43
4.4 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Modeli	44
4.4.1 SMSM 3-Faz Sabit Eksen Referans Düzlem Modeli	44
4.4.2 SMSM 2 Faz Sabit Eksen Referans Düzlem Modeli.....	50
4.4.3 SMSM 2 Faz Rotor Eksen Referans Düzlem Modeli.....	53
4.5 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Mekanik Modeli.....	58
BÖLÜM 5	61
SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ	61
5.1 Giriş	61
5.2 Stator Akı Referans Sisteminde Motor Denklemleri.....	62
5.3 Stator Magnetik Akısının Kontrolü.....	64
5.3.1 Doğrudan Moment Kontrolünde Kullanılacak Gerilim Uzay Vektörünün Oluşturulması.....	64
5.3.2 Stator Magnetik Akısına Bağlı Olarak Rotor Açısının Hesabı	66
5.4 Histerezis Doğrudan Moment Kontrolü.....	67
5.5 Üç fazlı Gerilim Kaynaklı Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonlu İnverterler.....	72
5.6 SMSM için Önerilen ve Referans Vektör Hesaplanarak Uygulanan DTC SVPWM Yöntemi	78

BÖLÜM 6	89
SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DENEYSEL SÜRÜCÜ DÜZENİĞİNİN TASARIMI	89
6.1 Giriş	89
6.2 Analogdan Dijitale Dönüştürücüler (ADC)	91
6.2.1 Giriş Aralığına Bağlı Olarak Gerilim Cinsinden Çözünürlüğünün Belirlenmesi	93
6.2.2 Gerçekleştirilen Akım Algılama Devresi	94
6.2.3 Gerçekleştirilen ADC Sinyal Bindirme Devresi	97
6.3 TMS320F2808 Sayısal İşaret İşlemcisi (Digital Signal Processor).....	100
6.3.1 TMS320F2808 Sayısal İşaret İşlemci Kartının ADC ve Çok Amaçlı I/O Giriş Çıkışları	102
6.3.2 TMS320F2808 DSP Programlama Arayüzü	104
6.3.3 TMS320F2808 DSP Sistem Başlangıç Ayarları.....	105
6.3.4 TMS320F2808 DSP Kayıtlarının Kullanımı	108
6.3.5 TMS320F2808 DSP Analog Dijital Dönüştürücü Ayarları	109
6.3.6 TMS320F2808 DSP ile PWM İşaretlerinin Üretimi.....	111
6.4 IGBT-IPM (Insulated Gate Bipolar Transistor-Intelligent Power Module) Yapısı.....	112
6.4.1 IGBT-IPM (Insulated Gate Bipolar Transistor-Intelligent Power Module) için Gerçekleştirilen İzolasyon Devresi	116
6.4.2 İnverter Devresinin Gerçekleştirilmesi	121
6.4.3 PDM (Power Diode Module) Güç Diyotu Modülü Kullanılarak Doğrultucunun Gerçekleştirilmesi	124
6.4.4 İnverter için Soğutucu Platform Hesabı	126
6.5 Moment Sensörü ve Moment Algılama Devresi.....	129
6.6 Motor&Generatör Akuple Test Düzeneği	134
BÖLÜM 7	138
SMSM SÜRÜCÜSÜNÜN MODELLENMESİ İLE ELDE EDİLEN BENZETİM DENEYSEL SONUÇLAR.....	138
BÖLÜM 8	158
SONUÇLAR VE ÖNERİLER	158
KAYNAKLAR	161
ÖZGEÇMİŞ	168

SİMGE LİSTESİ

a	Faz rotasyon operatörü
B	Magnetik akı yoğunluğu
$BH_{\max}$	Maksimum enerji
B_m	Viskoz sürtünme katsayısı
B_r	Kalıcı mıknatıslık (Akı yoğunluğu)
B_{sat}	Doyum noktasındaki magnetik endüksiyon
d, q	İki faz rotor düzlemi
e_a	a fazı için endüklenen gerilim
e_b	b fazı için endüklenen gerilim
e_c	c fazı için endüklenen gerilim
f	Eksen dönüşümlerinde akı, akım veya gerilim değişkeni
H	Magnetik alan şiddeti
H_{cB}	Koersif kuvvet (Zorlayıcı alan şiddeti)
H_{sat}	Doyum noktasındaki alan şiddeti
i_0	0 eksen akımı
i_a	a eksen akımı
i_b	b eksen akımı
i_c	c eksen akımı
i'_{kd}	Amortisör sargısı akımı
i'_m	Mıknatıslanma akımı
i_s	Stator akımı
$\vec{i}_s$	Stator akımı uzay vektörü
i_α	Sabit referans sisteminde akımın α bileşeni
i_β	Sabit referans sisteminde akımın β bileşeni
i_d	d eksen akımı
i_q	q eksen akımı
i_{dref}	d eksen referans akımı
i_{qref}	q eksen referans akımı
i_y	Akı referans sisteminde akımın x bileşeni
i_x	Akı referans sisteminde akımın y bileşeni
J	Atalet momenti
k	Transformasyon sabiti
L_{aa}	a sargısı öz endüktansı
L_{bb}	b sargısı öz endüktansı
L_{cc}	c sargısı öz endüktansı
L_{ab}	ab sargıları arasındaki ortak endüktans

L_{bc}	bc sargıları arasındaki ortak endüktans
L_{ca}	ca sargıları arasındaki ortak endüktans
L_k	Kaçak endüktans
L_{kd}	Amortisör sargısı endüktansı
L_M	Mıknatıslanma endüktansı
L_{md}	d eksenli mıknatıslanma endüktansı
L_{mq}	q eksenli mıknatıslanma endüktansı
L_{ort}	Kaçak endüktans
$L_{\theta r}$	Pozisyona bağlı endüktans
L_s	Stator endüktansı
L_d	d eksenli stator endüktansı
L_q	q eksenli stator endüktansı
L_T	Sabit eksen endüktans matrisi
n	Devir sayısı
q	Gerilim cinsinden çözünürlük
ρ	Türev operatörü
p	Çift kutup sayısı
P_i	İç güç
r'_{kd}	Amortisör sargısı direnci
R_0	0 eksenli stator direnci
R_a	a eksenli stator direnci
R_b	b eksenli stator direnci
R_c	c eksenli stator direnci
R_s	Stator faz direnci
t	Zaman
T_c	Kritik sıcaklık
T_e	Elektromagnetik moment
t_e	Elektromagnetik moment hatası
T_{eref}	Elektromagnetik momentin referans değeri
T_L	Yük momenti
u_0	0 eksenli gerilimi
u_a	a eksenli gerilimi
u_b	b eksenli gerilimi
u_c	c eksenli gerilimi
V_{dc}	DC bara gerilimi
V_{ref}	Referans vektör
$\bar{u}_s$	Stator gerilimi uzay vektörü
u_d	d eksenli gerilimi
u_q	q eksenli gerilimi
x, y	Stator akı referans düzlemi
W'_f	Koenerji
α, β	İki faz sabit referans düzlemi
α_s	Stator akımı uzay fazörünün açısı
ε	Gerilim aralığı
μ_0	Boşluğun magnetik geçirgenliği
ω	Açısal hız
ω_e	Elektriksel açısal hız

ω_r	Rotor açışal hızı
ω_{mek}	Mekaniksel açışal hız
ψ_M	Rotor magnetik akısı
ψ_s	Stator magnetik akısı
$\vec{\psi}_s$	Stator magnetik akı uzay vektörü
$ \vec{\psi}_s $	Stator magnetik akı uzay vektör genliğı
ψ_{ref}	Stator akı referansı
ψ_{hes}	Hesaplanan stator akısı
ψ_d	d ekseni magnetik akısı
ψ_q	q ekseni magnetik akısı
ψ_a	a ekseni stator akısı
ψ_b	b ekseni stator akısı
ψ_c	c ekseni stator akısı
ψ_{ma}	a ekseni karşıt akısı
ψ_{mb}	b ekseni karşıt akısı
ψ_{mc}	c ekseni karşıt akısı
ψ_x	Stator akı referans sisteminde akının x bileşeni
ψ_y	Stator akı referans sisteminde akının y bileşeni
θ	Stator gerilim vektörü bölgesi
θ_e	Rotor elektriksel açısı
θ_{hes}	Hesaplanan stator akısı açısı
θ_{ref}	Stator akı referansının açısı
θ_r	Rotor akı pozisyonu
θ_{mek}	Motor mekaniksel açısı
σ	Stator gerilim vektörü bölgesine ait numara
δ	Yük (moment) açısı
Δt_e	Moment histerezis farkı
$\Delta \delta$	Yük (moment) açısı farkı
τ	Bit cinsinden çözünürlük

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif akım
A/D	Analog/dijital dönüştürücü
BLDC	Fırçasız doğru akım
DC	Doğru akım
DTC	Direct torque control (Doğrudan moment kontrolü)
DSP	Digital signal processor (Dijital sinyal işleyici)
EMK	Elektromotor kuvvet
FPGA	Field programmable gate array (Alanda programlanabilir kapı dizileri)
GND	Ground (Toprak bağlantısı)
IGBT	Insulated gate bipolar transistor (İzole kapılı bipolar transistör)
IPM	Intelligent power modüle (Akıllı güç modülü)
LP	Low pass filter (Alçak geçiren filtre)
PI	Orantı-integral
PWM	Pulse width modulation (Darbe genişlik modülasyonu)
PDM	Power diode module width modulation (Güç diyodu modülü)
REPM	Nadir toprak elementli kalıcı mıknatıslar (Rare earth permanent magnet)
SMSM	Sürekli mıknatıslı senkron motor
SV	Space vector (Uzay vektör)
SVPWM	Space vector pulse width modulation (Uzay vektör PWM)

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1	Maksimum enerjilerine göre sürekli mıknatısların gelişimi 14
Şekil 2.2	Magnetik malzemeye ait mıknatıslanma karakteristiği 16
Şekil 2.3	Bir mıknatıs malzemeye ait mıknatıslığı yok etme karakteristiği ve B-H değişimi 18
Şekil 2.4	Çeşitli mıknatıslara ait mıknatıslığı yok etme karakteristikleri 20
Şekil 3.1	Radyal akılı sürekli mıknatıslı motorların sınıflandırılması..... 26
Şekil 3.2	Rotor yüzeyine yerleştirilmiş mıknatıs yapısı..... 28
Şekil 3.3	Rotor yüzeyine yerleştirilmiş mıknatıs yapısının detaylı görünümü..... 29
Şekil 3.4	Radyal yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısı 31
Şekil 3.5	Radyal yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısının detaylı görünümü 31
Şekil 3.6	Dairesel yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısı..... 32
Şekil 3.7	Dairesel yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısının detaylı görünümü..... 32
Şekil 4.1	Akım uzay vektörü ve izdüşümü 39
Şekil 4.2	Referans eksenler..... 40
Şekil 4.3	Stator akım uzay vektörü ve (α, β) 'deki bileşenleri..... 41
Şekil 4.4	Stator akım uzay vektörünün (α, β) ve (d, q) referans sistemlerindeki bileşenleri..... 42
Şekil 4.5	Sürekli mıknatıslı senkron motor stator sargıları eşdeğer devresi 44
Şekil 4.6	Sürekli mıknatıslı senkron motor stator eksen takımları 45
Şekil 4.7	Sabit iki faz referans düzlemde SMSM modeli 51
Şekil 4.8	Sürekli mıknatıslı senkron motorun d-q eşdeğer devresi 54
Şekil 4.9	Rotor iki faz referans düzlemde SMSM modeli 54
Şekil 5.1	Farklı referans sistemlerinde stator ve rotor magnetik akıları 62
Şekil 5.2	Gerilim vektörleri ve bölgeleri 65
Şekil 5.3	Rotor açısının hesabı 66
Şekil 5.4	SMSM için Histerezis DTC (klasik DTC) blok diyagramı 67
Şekil 5.5	SMSM için üç fazlı inverter şeması 73
Şekil 5.6	Gerilim kaynaklı inverterde anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri..... 76
Şekil 5.7	İnverter çıkış gerilimlerinin değişimi..... 78
Şekil 5.8	Gerilim kaynaklı inverterde gerilim vektörlerinin sabit eksen takımındaki konumları ve bölgeleri 79
Şekil 5.9	Komşu vektörlerin bileşimi olarak birinci bölgede referans vektör..... 79
Şekil 5.10	Vektör düzleminde maksimum çıkış gerilimleri..... 80
Şekil 5.11	Birinci bölgede aktif gerilim vektörleri 81

Şekil 5.12	Farklı bölgelerde anahtarlama sinyallerinin değişimi.....	84
Şekil 5.13	SMSM için önerilen ve referans vektör hesaplanarak uygulanan DTC SVPWM yöntemi.....	85
Şekil 5.14	α, β düzlemindeki stator akı vektörü ve açıları.....	87
Şekil 6.1	Deneysel düzeneğin görünümü	89
Şekil 6.2	Deneysel düzeneğin blok diyagramı	90
Şekil 6.3	Örneklendirilmiş sinyal dönüşüm sistemi	92
Şekil 6.4	Hall etkili akım sensörünün prensip şeması.....	94
Şekil 6.5	LEM marka LA55-P model akım sensörü	95
Şekil 6.6	Sensörlerin çalışmasını sağlayan akım algılama devresi.....	96
Şekil 6.7	Sensörlerin çalışmasını sağlayan akım algılama devresinin fotoğrafı.....	96
Şekil 6.8	Akım ölçme ve analog bindirme için tasarlanan devrenin fotoğrafı.....	97
Şekil 6.9	Akım ölçme ve analog bindirme için tasarlanan devre.....	98
Şekil 6.10	Akım ölçme ve analog bindirme için tasarlanan baskı devre şeması	99
Şekil 6.11	Devre girişindeki 1V'luk sinyal için elde edilen ofset gerilimi.....	100
Şekil 6.12	TMS320F2808 sayısal işaret işlemcisinin donanım modeli	101
Şekil 6.13	TMS320F2808 sayısal işaret işlemcisinin genel görünüşü.....	102
Şekil 6.14	TMS320F2808 sayısal işaret işlemcisinin temsili kart şeması.....	102
Şekil 6.15	ADC biriminin kayıtları ve sıralı dönüşüm kipi blok şeması	110
Şekil 6.16	IGBT-IPM modülü.....	113
Şekil 6.17	Üç fazlı inverter uygulama modeli	113
Şekil 6.18	IGBT-IPM modülün blok diyagramı.....	115
Şekil 6.19	IGBT-IPM için gerçekleştirilen izolasyon devresinin prensip şeması.....	116
Şekil 6.20	IGBT-IPM modül için gerçekleştirilen izolasyon devresi.....	117
Şekil 6.21	IGBT-IPM modül için gerçekleştirilen izolasyon devresine ait baskı devre şeması	118
Şekil 6.22	IGBT-IPM modül için gerçekleştirilen izolasyon devresi.....	119
Şekil 6.23	TLP759IGM pin konfigürasyonu ve elektriksel şeması	120
Şekil 6.24	Kanal 1- 2- 3 ile tüm PWM sinyallerinin gözlemlenmesi	123
Şekil 6.25	Üretilen PWM tetikleme sinyalleri (genlik 3,3V ve ölü zaman 3µs olmak üzere)	124
Şekil 6.26	PDM (Power Diode Module) modülü	125
Şekil 6.27	PDM (Power Diode Module) modülünün bağlantı şeması.....	125
Şekil 6.28	Güç elektroniği elemanları için aliminyum soğutucu kesiti [78]	127
Şekil 6.29	Montajı gerçekleştirilmiş güç modülleri ve sistemin genel görüntüsü.....	128
Şekil 6.30	Kaplinler vasıtasıyla moment sensörünün montajı	129
Şekil 6.31	Moment sensörüne ait elektriksel yapı	130
Şekil 6.32	Moment algılama devresine ait devre şeması.....	131
Şekil 6.33	Moment algılama devresine ait baskı devre şeması	132
Şekil 6.34	Moment algılama devresi	132
Şekil 6.35	0Nm için moment algılama devresine ait giriş ve çıkış sinyalleri.....	133
Şekil 6.36	2Nm için moment algılama devresine ait giriş ve çıkış sinyalleri	133
Şekil 6.37	5Nm için moment algılama devresine ait giriş ve çıkış sinyalleri	1344
Şekil 6.38	Sistemin üç boyutlu mekanik çizimi.....	135
Şekil 6.39	Motor&generatör akuple düzeneğinin fotoğrafı.....	135
Şekil 6.40	ACSM sürücüsüne ait kontrol arabirimleri	136
Şekil 6.41	ACSM sürücüsüne ait elektriksel bağlantı şeması	137

Şekil 7.1	0-5Nm değerindeki yük momenti değişimi için histeresiz denetleyici ile elde edilen moment cevabı benzetim sonuçları.....	139
Şekil 7.2	0-5Nm değerindeki yük momenti değişimi için histeresiz denetleyici ile elde edilen hız cevabı benzetim sonuçları	139
Şekil 7.3	0-5Nm değerindeki yük momenti değişimi için histeresiz denetleyici ile elde edilen moment cevabı deneysel sonuçları.....	140
Şekil 7.4	0-5Nm değerindeki yük momenti değişimi için histeresiz denetleyici ile elde edilen hız cevabı deneysel sonuçları	140
Şekil 7.5	DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 0-5Nm değerindeki yük momenti değişimi altındaki çalışmaya ait moment cevabı deneysel sonuçları	142
Şekil 7.6	DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 0-5Nm değerindeki yük momenti değişimi altındaki çalışmaya ait hız cevabı deneysel sonuçları.....	142
Şekil 7.7	DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 0-5Nm değerindeki yük momenti altında çalışma için generatörün şebekeye aktardığı güç değişimi	143
Şekil 7.8	DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 0-5Nm değerindeki yük momenti altında çalışma için DC bara gerilimi	143
Şekil 7.9	DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 5-0Nm değerindeki yük momenti değişimi altındaki çalışmaya ait moment cevabı deneysel sonuçları	144
Şekil 7.10	DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 5-0Nm değerindeki yük momenti değişimi altındaki çalışmaya ait hız cevabı deneysel sonuçları.....	144
Şekil 7.11	DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 5-0Nm değerindeki yük momenti altında çalışma için generatörün şebekeye aktardığı güç değişimi	145
Şekil 7.12	DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 5-0Nm değerindeki yük momenti altında çalışma için DC bara gerilimi	145
Şekil 7.13	DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 0-5Nm değerindeki yük momenti değişimi altındaki çalışmaya ait moment cevabı deneysel sonuçları	146
Şekil 7.14	DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 0-5Nm değerindeki yük momenti değişimi altındaki çalışmaya ait hız cevabı deneysel sonuçları.....	146
Şekil 7.15	DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 0-5Nm değerindeki yük momenti altında çalışma için generatörün şebekeye aktardığı güç değişimi	147
Şekil 7.16	DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 0-5Nm değerindeki yük momenti altında çalışma için DC bara gerilimi	147
Şekil 7.17	DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 5-0Nm değerindeki yük momenti değişimi altındaki çalışmaya ait moment cevabı deneysel sonuçları	148
Şekil 7.18	DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 5-0Nm değerindeki yük momenti değişimi altındaki çalışmaya ait hız cevabı deneysel sonuçları.....	148
Şekil 7.19	DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 5-0Nm değerindeki yük momenti altında çalışma için generatörün şebekeye aktardığı güç değişimi	149
Şekil 7.20	DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 5-0Nm değerindeki yük momenti altında çalışma için DC bara gerilimi	149
Şekil 7.21	DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 0-2Nm değerindeki yük momenti değişimi altındaki çalışmaya ait moment cevabı deneysel sonuçları	150
Şekil 7.22	DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 0-2Nm değerindeki yük momenti değişimi altındaki çalışmaya ait hız cevabı deneysel sonuçları.....	150
Şekil 7.23	DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 0-2Nm değerindeki yük momenti altında çalışma için generatörün şebekeye aktardığı güç değişimi	151

Şekil 7.24	DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 0-2Nm değerindeki yük momenti altında çalışma için DC bara gerilimi	151
Şekil 7.25	DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 2-0Nm değerindeki yük momenti değişimi altındaki çalışmaya ait moment cevabı deneysel sonuçları	152
Şekil 7.26	DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 2-0Nm değerindeki yük momenti değişimi altındaki çalışmaya ait hız cevabı deneysel sonuçları.....	152
Şekil 7.27	DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 2-0Nm değerindeki yük momenti altında çalışma için generatörün şebekeye aktarıdığı güç değişimi	153
Şekil 7.28	DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 2-0Nm değerindeki yük momenti altında çalışma için DC bara gerilimi	153
Şekil 7.29	DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 0-2Nm değerindeki yük momenti değişimi altındaki çalışmaya ait moment cevabı deneysel sonuçları	154
Şekil 7.30	DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 0-2Nm değerindeki yük momenti değişimi altındaki çalışmaya ait hız cevabı deneysel sonuçları.....	154
Şekil 7.31	DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 0-2Nm değerindeki yük momenti altında çalışma için generatörün şebekeye aktarıdığı güç değişimi	155
Şekil 7.32	DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 0-2Nm değerindeki yük momenti altında çalışma için DC bara gerilimi	155
Şekil 7.33	DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 2-0Nm değerindeki yük momenti değişimi altındaki çalışmaya ait moment cevabı deneysel sonuçları	156
Şekil 7.34	DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 2-0Nm değerindeki yük momenti değişimi altındaki çalışmaya ait hız cevabı deneysel sonuçlar.....	156
Şekil 7.35	DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 2-0Nm değerindeki yük momenti altında çalışma için generatörün şebekeye aktarıdığı güç değişimi	157
Şekil 7.36	DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 2-0Nm değerindeki yük momenti altında çalışma için DC bara gerilimi	157

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 2.1	Mıknatıs malzemelere ait ısı büyüklükler 19
Çizelge 2.2	Çeşitli mıknatıslara ait büyüklükler 20
Çizelge 5.1	İnverter için uygun anahtarlama çizelgesi 68
Çizelge 5.2	İki faz sabit düzlemde stator akı bileşenleri fark tablosu 70
Çizelge 5.3	Farklı anahtarlama durumlarında faz gerilimleri 75
Çizelge 5.4	Referans vektörün bulunduğu bölgeye göre anahtarlama süreleri 83
Çizelge 6.1	ADC giriş pinleri ve bunlara ait analog arayüz isimleri 103
Çizelge 6.2	GPIO giriş pinleri ve bunlara ait analog arayüz isimleri 104

SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORUN DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜNÜN DSP TABANLI YENİ BİR ALGORİTMA GELİŞTİRİLEREK GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Selin ÖZÇİRA

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı
Doktora Tezi

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Nur BEKİROĞLU

Sürekli mıknatıslı motorların, uyarım akımının mıknatıslar tarafından sağlanması nedeniyle kayıplarının az, verimlerinin yüksek oluşu bu motorlara olan ilgiyi arttırmaktadır. Bu sebeple özellikle son yıllarda sürekli mıknatıslı senkron motorlar üzerine birçok çalışma yapılmaktadır.

Bununla birlikte yarı iletken teknolojisi ve mikroişlemcilerdeki gelişmeler ile yeni kontrol yöntemlerinin getirdiği olanaklar, sürekli mıknatıslı makinelerin bilgisayar destekli üretim, robotik, elektrikli arabalar gibi birçok tahrik sistemine uygulanabilirliğini arttırmıştır.

Sürekli mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) içerisindeki sürekli mıknatıslar sabit alan akısı ürettiklerinden, rotor akımının değişimi klasik tip senkron motorlarda olduğu gibi kolaylıkla kontrol edilemez. Bu amaçla vektör kontrol teorisi geliştirilmiştir. Akı vektör kontrolünün en büyük dezavantajı, yüksek doğruluk için bir takogeneratör veya enkoder kullanma zorunluluğudur. Bu durum, sürücü sisteminin uygulanmasını zorlaştırır ve fiyatını arttırır. Sürücü sistemini basit ve verimli hale getirmek için makineye ait temel kontrol değişkenleri kullanılmalıdır. Doğrudan moment kontrolünde (DTC) motor akısı ve momentinin temel kontrol değişkenleri olarak kullanılma düşüncesi, DC sürücülerde yapılan işlemleri temel almaktadır.

Bu tezde, sürekli mıknatıslı senkron makinenin doğrudan moment kontrolü ile denetimi üzerine yeni bir yaklaşım getirmek amaçlanmıştır. Sürekli mıknatıslı senkron motorun yapısına ve matematiksel modeline değinilerek, doğrudan moment kontrolünde

kullanılacak yeni algoritmanın oluşturulması üzerinde çalışılmış ve bu algoritmanın dijital sinyal işleyici (DSP) ile uygulanmasında kullanılacak olan uygun güç elektroniği devrelerinin, kontrol kartlarının ve sürücülerin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Önerilen sistemin ve tekniğin etkinliği, hızlı moment dinamik cevabı ile doğrulanmıştır. Ayrıca motorun yüklenmesini sağlayacak olan generatör tarafında çift yönlü bir sürücü kullanarak, sistemde harcanan enerjinin bir kısmı şebekeye aktarılarak geri kazanılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Sürekli mıknatıslı senkron motor, doğrudan moment kontrolü, uzay vektör modülasyonu, dijital sinyal işleyici

**IMPLEMENTATION OF A DSP BASED NEW ALGORITHM FOR DIRECT
TORQUE CONTROL OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR**

Selin ÖZÇİRA

Department of Electrical Engineering
PhD. Thesis

Advisor: Assoc. Prof. Dr. Nur BEKİROĞLU

Permanent magnet motors receive a lot of interest since their excitation current is provided by the magnets, their losses are relatively lower, and they are highly efficient. Therefore, several studies have been carried out about permanent magnet motors during recent years.

Besides, due to the recent advancements in semiconductor technologies, microprocessors, and the new control methodologies, the use of permanent magnet machines have increased in quite a few drive technologies covering computer aided manufacturing, robotics, and the electric vehicles.

The rotor current variation in permanent magnet synchronous machines cannot be easily control as compared to the conventional synchronous machines, due to the fact that the permanent magnets generate constant field flux. Therefore, vector control theory is developed. The main drawback of the flux vector control is that a tachogenerator or encoder should be used for high accuracy. This makes the drive system implementation more difficult and increases the cost. In order to carry out a simplified and effective drive system, it could be used main control parameters. In direct torque control (DTC) systems, the DC drive systems are inspired as the motor flux and the torque are facilitated as the main control parameters.

In this study, a new approach is proposed on the direct torque control of the permanent magnet synchronous machine. By facilitating the permanent magnet synchronous machines structure and its mathematical model, the algorithm to be used for the direct torque control is studied. Then, the power electronic circuits, control

cards, and the design of the gate drives have been performed to implement this algorithm with a digital signal processor (DSP). The proposed system and the technique are validated through the fast torque dynamic response of the system. Furthermore, a bi-directional drive is used at the generator side that helps load the machine so, some portion of the energy used in the system can be recovered to the utility grid.

Key words: Permanent magnet synchronous motor, direct torque control, space vector modulation, digital signal processor

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Gelişen teknoloji ile birlikte endüstriyel tahrik sistemlerinde dayanıklı, yüksek verimli ve bakım gereksinimi daha az olan elektrik makinalarına ihtiyaç duyulmaktadır. Bu gereksinimler sürekli mıknatıslar ile uyarılmış yeni tip makinaların geliştirilmesine ve bu alanda bir çok çalışmanın yapılmasına neden olmuştur. Yüksek verim ve güç katsayısına sahip, uyarma düzeneğine gerek duymayan, sürekli mıknatıslar ile uyarılmış senkron makinalar klasik doğru akım (DC) ve alternatif akım (AC) makinalarının yerine kullanılmaya başlanmıştır. Uyarma akımının mıknatıslar tarafından sağlanması nedeniyle kayıplarının az ve veriminin yüksek olmasının yanı sıra diğer motor türlerine göre aynı güç için boyutunun küçük olması da bu motorlar için son derece önemli bir üstünlüktür.

Bununla birlikte yarı iletken teknolojisi ve mikroişlemcilerdeki gelişmeler ile yeni kontrol yöntemlerinin getirdiği olanaklar, sürekli mıknatıslı makinaların bilgisayar destekli üretim, robotik, elektrikli arabalar gibi birçok tahrik sistemine uygulanabilirliğini arttırmıştır. Tahrik sistemlerinin performanslarının iyileştirilmesi isteği, elektrik tahrik sistemlerinde kullanılan kontrol yöntemleri üzerindeki çalışmaları arttırmıştır.

Elektrik tahrik sistemleri denetim birimlerinin boyutları, yarı iletken teknolojisindeki gelişmeler sayesinde oldukça küçülmüş, yüksek anahtarlama hızlarına sahip güç elektroniği elemanları, yüksek anahtarlama frekansı isteyen denetim tekniklerinin kullanılmasını ve böylece tahrik sistemlerinin performansının arttırılmasını mümkün kılmıştır.

Karmaşık kontrol algoritmalarının kullanılması, mikroişlemci mimarilerinin geliştirilmesi ile olanak bulmuştur. Elektriksel sürücü sistemleri; mikroişlemciler, güç elektroniği dönüştürücüleri ve analog/dijital kontrolörler, algılayıcı ya da gözlemleyiciler gibi birimlerden oluşur. Endüstriyel uygulamalarda elektrik motorlarının kontrol edilmesi amacıyla kullanılan değişken hızlı sürücüler, motor mili vasıtasıyla şebekeden yüke verilen enerjinin ve moment ile hız büyüklüklerinin kontrolünü sağlar. Uygulamalarda, moment ve hız büyüklüklerinden sadece birisi kontrol edilerek denetim yapılır. Moment, motordaki gerçek akım ve akının bir fonksiyonudur.

Ancak sürekli mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) içerisindeki sürekli mıknatıslar sabit alan akısı ürettiklerinden, rotor akımının değişimi klasik tip senkron motorlarda olduğu gibi kolaylıkla kontrol edilemez. Bu amaçla vektör kontrol teorisi geliştirilmiştir. Akı yönlendirmeli vektör kontrolünde kontrol, alanın konumu kontrol edilerek gerçekleştirilir. Burada, rotor akısının konumu, hız geribeslemesiyle elde edilen rotor açısal hızı ve stator akım vektörü hızının karşılaştırılmasıyla kontrol edilir. Akı vektör kontrolünün en büyük dezavantajı, yüksek doğruluk için bir takogeneratör veya enkoder kullanma zorunluluğudur. Bu sürücü sisteminin uygulanmasını zorlaştırır ve fiyatını arttırır.

Doğrudan moment kontrolünde (DTC) motor akısı ve momentinin temel kontrol değişkenleri olarak kullanılma düşüncesi, DC sürücülerde yapılan işlemi temel almaktadır. Buna karşılık, klasik darbe genişlik modülasyonu (PWM) ve vektör kontrollünde çıkış gerilimi ile frekans, temel kontrol değişkenleri olarak kullanılır ve bu değişkenler modüle edilerek motora uygulanır. Bu nedenle moment ve hız dinamik cevabı kısıtlanır. DTC’de, akı ve momentin her ikisi de kontrol edilir ve PWM modülatörü yerine optimum anahtarlama tekniği kullanılır. Böylece, DC sürücünün sahip olduğu moment kontrol ve doğrudan akı kontrolü ile hızlı cevap verme gibi özellikler elde edilir. Optimum anahtarlama tekniği, gerilim vektörlerinin uygulanma sırasının kontrolü ile gerçekleştirilir. Uzak vektör darbe genişlik modülasyonu (SVPWM) gerçekleşmesi fazörlerin büyüklüklerine ve açılarına bağlıdır. Konu ile ilgili olarak yapılan birçok çalışma bu kontrol büyüklüklerini, karşılaştırıcılar yardımı ile sınırlandırarak belirlemektedir. Ancak bu işlem, dijital olarak uygulanması açısından zor olduğu gibi, moment cevabının hızlı ve düzgün olmasını da engeller.

İşte bu gerekçe ile bu tezde, sürekli mıknatıslı senkron makinanın doğrudan moment kontrolü ile denetimi üzerine yeni bir yaklaşım getirmek amaçlanmıştır. SMSM'nin yapısına ve matematiksel modeline değinilerek, doğrudan moment kontrolünde kullanılacak yeni algoritmanın oluşturulması üzerinde çalışılmış ve bu algoritmanın uygulanmasında dijital sinyal işleyici (DSP) ile kullanılacak olan uygun güç elektroniği devrelerinin, kontrol kartlarının ve sürücülerin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Önerilen sistemin ve tekniğin etkinliği, hızlı moment dinamik cevabı ile doğrulanmıştır. Ayrıca motorun yüklenmesini sağlayacak olan generatör tarafında çift yönlü bir sürücü kullanılarak, sistemde harcanan enerjinin bir kısmı şebekeye aktararak geri kazanılmıştır.

1.1 Literatür Özeti

Aşağıda sürekli mıknatıslı senkron motorlar ve doğrudan moment kontrolü ile ilgili önem arz eden literatür çalışmaları tarih sırasına göre verilmiştir.

1985 yılında Almanya'da Depenbrock [1] ve 1986 yılında Japonya'da Takahashi Noguchi [2] tarafından geliştirilen doğrudan moment kontrolü ilk olarak asenkron makinalar için uygulanmıştır.

Depenbrock, doğrudan kendinden (direct-self) kontrol teorisini geliştirmiştir. Bu teoriye göre çalışma frekansındaki değişiklikler, moment ihtiyacına göre geri besleme yoluyla asenkron makinanın Heyland-Ossanna daire diyagramı yönteminden elde edilen cebirsel hesaplamalar yapılarak belirlenir [3].

Pillay ve Krishnan, sürekli mıknatıslı senkron motorun matematiksel olarak modellenmesini durum uzay değişkenleri ile gerçekleştirmişler ve moment karakteristiğinin analizini yapmışlardır. Bu çalışma sürekli mıknatıslı senkron motorlar ile yapılan çalışmalar için çok önemli bir adım olmuştur [4].

Adnanes, yaptığı çalışmada sürekli mıknatıslı senkron motorun moment analizini per unit modeline göre yapmış ve akı ile moment arasındaki bağıntıyı matematiksel olarak detaylı bir biçimde elde etmiştir [5].

Raymond ve Lang, SMSM'nin Motorola 68020 mikroişlemcisini kullanarak gerçek zamanda (real-time) adaptif denetimini yapmışlardır. Oluşturulan denetleyici için

motor sistemi lineerleştirilmiş, inverterin lineer olmayan etkileri ve modellenemeyen sistem dinamikleri ihmal edilmiştir. Denetleyicinin yeniden hesaplanabilmesi için mekanik parametrelerin kestirimi yapılmıştır [6].

Pelczewski ve arkadaşları, SMSM'nin optimal model takipli denetimini yapmışlardır. Denetleyicinin hesap yapabilmesi için motor modeline ve lineerleştirilmesine ihtiyaç vardır [7].

Matsui ve Ohashi, SMSM için DSP tabanlı adaptif bir denetleyici önermişlerdir. Bu sayede DSP'lerin motor kontrolünde de kullanılabilirliğini ortaya çıkarmışlardır [8].

Chern ve Wu, değişken yapılı denetleyici kullanarak SMSM'nin konum denetimini yapmışlardır. Bilinmeyen yük ve motor parametrelerine göre denetleyici her an yeniden hesaplama yapmaktadır. Sistem modeline ihtiyaç vardır ve çok uzun hesaplamalar yapılmaktadır [9].

ABB Technical Guide'da ABB firması tarafından doğrudan moment kontrollü sürücü ilk kez geliştirilmiş ve 1995 yılının sonlarına doğru üretilmiştir [10].

Zhong ve arkadaşları, sürekli mıknatıslı senkron motor için doğrudan moment kontrolü üzerine ilk akademik çalışmalardan birini yapmışlardır [11].

Zhong ve arkadaşları, sürekli mıknatıslı senkron motorun doğrudan moment kontrolünü iki seviyeli moment histerezis karşılaştırıcısı ile gerçekleştirmişlerdir [12].

Rahman, ve arkadaşları, d ve q gerilimlerinin bulunması için belirli katsayılarla dayanan bir yöntem kullanarak doğrudan moment kontrolünü gerçekleştirmişlerdir [13].

Luukko, doğrudan moment kontrolünde vektör seçme algoritmasına sıfır vektörlerini ilave ederek anahtarlama tablosunu geliştirmiştir. Fakat buna karşın moment dalgalanmalarında ve işlem karmaşıklığında kayda değer bir gelişme gözlenememiştir [14].

Vaez Zadeh, deneysel bir vektör kontrollü denetleyici üzerinde TMS320C31 DSP kullanarak sabit moment kontrolünü gerçekleştirmiştir. DSP teknolojisinin motorun dinamik davranışını karşılayamamış olmasından dolayı bu çalışmada momentin istenilen değerlerde ve istenilen sürede cevap vermesi mümkün olmamıştır [15].

Tan ve Martins, çok seviyeli inverter kullanarak asenkron motor sürücü sistemlerinde moment dalgalanmasını azaltmaya ve anahtarlama frekansını sabitlemeye çalışmıştır. Bu yöntemler, daha düzgün dalga şekli elde edilmesini sağlar, distorsiyonu azaltır ve klasik inverterlere göre daha az anahtarlama frekansı ile çalışabilmeyi sağlarken, bir yandan da daha fazla anahtarlama elemanına ihtiyaç duyulmasına neden olmuştur [16,17].

Dariusz ve arkadaşları, uzay vektör modülasyonunu DSP vasıtasıyla uygulayarak doğrudan moment kontrolünü gerçekleştirmişlerdir [18].

Balazovic, sürekli mıknatıslı senkron motor için moment kontrolünü ve vektör kontrolünü açıklayan bir teknik rehber yayımlamıştır. Yayın akademik ve endüstriyel çevrelerce bu konudaki birçok çalışmada referans olarak gösterilmiştir [19].

Tang ve arkadaşları, moment dalgalanmalarını azaltmak için uzay vektör modülasyonunu kullanmışlar ve iyi sonuçlar almışlardır. Fakat bunların kontrol algoritması karmaşık matematiksel işlemlere dayanmaktadır ve iki adet PI denetleyici ile ihtiyaç duyulan referans gerilimin ve seçilen vektöre ait anahtarlama zamanlarının tahmin edilmesine gereksinim duyulur [20].

Zhao ve arkadaşları, çok yüksek hızlarda 200000 (dev/dak) sürekli mıknatıslı senkron motorun DSP tabanlı kontrolünü gerçekleştirmişlerdir [21].

Popescu ve arkadaşları, tek fazlı sürekli mıknatıslı senkron motorun moment davranışını incelemişlerdir [22].

Jolly arkadaşları, sürekli mıknatıslı senkron motorun sabit güç bölgesinde kontrolünü gerçekleştirmişlerdir [23].

Luukko ve arkadaşları, doğrudan moment kontrolü için farklı rotor ve yük açıları tayin yöntemleri sunmuştur. Yük açısını SMSM denklemlerinden doğrudan doğruya hesaplamışlardır. Bu hesaplamalarda tanjant fonksiyonundan faydalanmışlardır. DSP vasıtası ile tetikledikleri inverter ve motor test düzeneğinden alınan sonuçlara bakıldığında rotor açı değişimi tahmininin osilasyonlu olduğu görülmektedir. Gerçek rotor açısı ile tahmin edilen değer arasında, osilasyonun yaşandığı periyot aralıklarında

hata artışı olmuştur. Bu hatayı kompanze edebilmek için PID katsayılarının çok yüksek tutulması gerekliliği ortaya çıkmaktadır [24].

Chen ve arkadaşları, doğrudan moment kontrollü bir inverter için çıkış filtresi tasarlamışlardır. Filtre yapısı RLC filtre ve izolasyon transformatörü şeklindedir. Transformatör tasarımını ve güç elektroniğinde yumuşak anahtarlama tekniklerini aynı anda içerdiği için çalışma ilgi çekicidir. Ancak inverterin anahtarlama sinyallerinin üretim tekniklerinde kontrol adına yapılacak iyileştirmelerle kıyaslandığında, transformatör ve RLC elemanlarının çok yüksek maliyete mal olduğu kabul edilen bir gerçektir [25].

Noriega ve arkadaşları, DTC için bulanık mantık kontrolcüsü tasarlamışlardır. Bulanık mantık üyelik fonksiyonları için moment hatasını ve stator akımını kullanmışlardır. Simülasyon çalışmalarının yanı sıra deney çalışmalarını Platform III adındaki bir AC motor sürme düzeneğinden faydalanarak bu sürücünün yazılımına bulanık mantık fonksiyonlarını eklemişlerdir. Hem simülasyon sonuçlarından hem de deneysel sonuçlardan alınan grafiklere bakıldığında stator akımının düzgün dalga formunda olmadığı ve bir sonrası belirsiz ve rastlantısal şekillerde çıktığı gözlemlenmiştir. PI kontrollü histerezis DTC metoduna göre akımda çok fazla bozulma meydana gelmiştir [26].

Wang ve arkadaşları, DTC için uzay vektör modülasyonunda referans akı vektörü hesabını geliştirmişlerdir. Bunun için gerilimin periyoda bağlı trigonometrik fonksiyonunu çıkartmışlar ve düzlem dönüşümlerinden faydalanarak akımın açılal frekansına bağlı olarak sıfır vektörlerinin kullanım periyotlarını hesaplamışlardır. Ancak bu çok karmaşık kontrol yapısı simülasyon olarak yapılmış ve deneysel anlamda gerçekleştirilmemiştir. Simülasyon sonuçlarına bakıldığında moment grafiğinde gerçek değerle hesaplanan değer arasında uzun gecikme aralıklarının olduğu gözlemlenmiştir [27].

Zhao ve arkadaşları, yüzeye monteli mıknatıs yapısına sahip sürekli mıknatıslı senkron motor için doğrudan moment kontrolünde 4. dereceden kayan kipli observer kullanılmıştır. Motor parametrelerine bakıldığında kullanılan motorun yüksek güçlü düşük devirli olduğu görülmüştür. Ancak çalışmada bu metodun sadece simülasyonu

yapılmıştır. Simülasyon yapılırken motor modeli olarak Matlab&Simulink program kütüphanesindeki model kullanılmış, yeni bir model oluşturulmamıştır. Kayan kipli kontrolde sıklıkla karşılaşılan, sürekli genlik ve yön değiştiren bir sinyal üretilmesi sorununu çözmek için bulanık mantık kullanılmasının yerinde olacağı, çalışmada yazarlar tarafından da belirtilmiştir. Ancak bu çalışmada, yörüngenin bir yüzey boyunca anahtarlama yapması sonucu ortaya çıkan çatırtı diye adlandırılan bu sorun çözümsüz bırakılmıştır [28].

Swierczynski ve arkadaşları, uzay vektör modülasyonu yöntemiyle sürülen bir inverter kullanarak DTC metodunu toplu taşıma araçlarında kullanan yüksek güçlü bir SMSM üzerine uygulamışlardır. Bu çalışmada, Matlab&Simulink simülasyonunun doğrudan uygulanabileceği platform olan DSPACE 1103 kontrol ünitesi kullanılmıştır, hız kontrolörü tasarlamaya ihtiyaç duyulmamıştır. Çünkü ulaşım aracını kullanacak olan makinistin ortam şartlarına uygun olarak hızı ayarlayacağı düşünülmüştür [29].

Yutao ve arkadaşları, radyal temel fonksiyonlu yapay sinir ağlarını kullanarak dikdörtgen step halinde uygulanan referans moment dalgasına uygun olarak üretilen ancak tam dikdörtgen formda olmayan gerçek momentin titreşimlerini azaltarak dikdörtgen forma benzetmeye çalışmışlardır. Yapılan çalışma simülasyon ile sınırlı kalmış uygulama aşamasına geçememiştir. Simülasyon sonuçlarından; radyal temel fonksiyonlu yapay sinir ağlarının moment üzerinde yaptığı iyileştirmenin çok küçük miktarda olduğu görülmüştür [30].

Cui ve arkadaşları, yüksek performanslı bir DTC sisteminin DSP ile gerçekleştirilmesi üzerine araştırmalar yapmışlardır. Simülasyon ve deneysel çalışmalar gerçekleştirmişlerdir. Ancak yapılan çalışmalarda DTC için bir kontrol periyodu 130µs olarak tanımlanmıştır. Bu çok geniş bir periyottur. Bu durumda örnekleme zamanı genişleyecek ve örnekleme sayısı azalacaktır. Örnekleme az alınarak yapılan bir kontrol döngüsü ile grafiklerden de gözlemleneceği gibi moment dalgalanmaları engellenememiştir [31].

Li ve arkadaşları, DTC için uzay vektör modülasyonunda sıfır vektörlerini de kullanmışlardır. Sıfır vektörleri, teoride asenkron motorun doğrudan moment kontrolünde kullanılmaktadır. SMSM için de sıfır vektörleri kullanarak düşük hızlarda

moment açısını arttırmaya yarayan vektörlerin uygulama sürelerini uzatmaya çalışmışlardır. Ancak düşük hızlarda uzun süre sıfır vektörlerinin kullanılmasının stator akısı değerinin çok hızlı azalıp artmasına ve limit değerlerinin dışına taşmasına sebep olduğu gözlemlenmiştir. Ayrıca 6 adet vektör yerine 8 adet vektörün kullanıldığı bu yöntemde anahtarlama sayısı da artacağından anahtarlama kayıpları da artacaktır [32].

Jilong ve arkadaşları, DTC’de rotor ilk pozisyonunun sensörsüz tahmin edilmesi için bir geliştirilmiş Kalman fitresi önermişlerdir. Bunun için yüksek frekanslı sinyal enjeksiyonu yöntemini kullanmışlardır. Yüksek frekanslı sinyal zayıf olduğundan rotor hareketi sağlanmayacaktır. Bu durumda rotor hızı sıfır kabul edilmiştir. Hıza bağlı diferansiyel eşitliklerden gerilim ve akım büyüklüklerine geçiş yapıldığı için işlem yoğunluğu çok fazladır. Bu nedenle çalışmada deney yapılmamış, sadece simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. Geliştirilmiş Kalman filtresi için gerekli büyüklükler ölçümlerden elde edilmektedir. Bu noktada genlik bilgileri belli sayıda dijit kullanılarak ifade edilirken oluşacak hatalar da göz önünde bulundurulmalıdır [33].

Guo ve arkadaşları, doğrudan moment kontrolünde uzay vektör modülasyonunu deniz araçlarında kullanılmak üzere bir matris dönüştürücü üzerine uygulamışlardır. Çiftüzay modülasyonu tekniğinin kullanıldığı bu çalışmada matris dönüştürücüler için sinyaller DSP tarafından üretilmiştir. Ancak matris dönüştürücülerin çektiği akım incelendiğinde total harmonik distorsiyonun çok yüksek olduğu ve periyodik dalga formundan oldukça uzak olduğu gözlemlenmiştir [34].

Sanchez ve arkadaşları, doğrudan moment kontrolünde hız sensörü kullanmadan sadece akım ve gerilim sensörü kullanarak stator gerilim vektörlerini belirlemeye çalışmışlardır. Yapılan çalışma sadece simülasyon ile sınırlı kalmıştır. Kapalı çevrim kontrol uyguladıkları simülasyon çalışmasında hesaplanan hız verisinin çok fazla dalgalı olduğunu ve buna bağlı olarak moment dalgalanmalarının da önüne geçilemediğini kendileri de sonuçlar kısmında belirtmişlerdir [35].

Siahbalaee ve arkadaşları, doğrudan moment kontrolü yöntemi ile kontrol ettikleri SMSM için bakır kayıplarını akı optimizasyonu ile azaltarak moment ve akı dalgalanmalarını azaltmaya çalışmışlardır. Yapılan çalışma sadece simülasyon ile sınırlı kalmış ve ayrıca düşük hızlarda başarılı olamamıştır [36].

Liu ve arkadaşları, doğrudan moment kontrolüne öngörülü kontrol yöntemi uygulamaya çalışmışlardır. Literatürde öngörülü kontrol yönteminin DTC ile birlikte kullanıldığı sınırlı sayıda çalışmaya rastlanmaktadır, ancak bunlar simülasyon çalışmaları ile sınırlı kalmıştır. Bahsi geçen çalışmada ise deney düzeneği oluşturulmuş ve DSP kullanılarak deneysel sonuçlar alınmıştır. Ancak bu deneysel sonuçların alınması esnasında karmaşık trigonometrik fonksiyonlar kullanılmış ve deneysel sonuçlarda simülasyon sonuçlarına oranla daha fazla akı düşüşü gözlemlenmiştir. Akı referansı daha küçük tutularak uygulama gerçekleştirilebilmiştir [37].

Geyer ve arkadaşları anahtarlama frekansını ve buna bağlı olarak kayıpları azaltan bir model ön görülebilir kontrol algoritması uygulayarak SMSM'nin doğrudan moment kontrolünü gerçekleştirmişlerdir. Bu sayede anahtarlama kayıplarını azaltmışlardır [38].

Ozcira ve arkadaşları, DTC'de gözlemleyicisiz ve sensörsüz hız kontrolü simülasyonunu sürekli mıknatıslı senkron motor için gerçekleştirmişlerdir [39].

Bossoufi ve arkadaşları, sürekli mıknatıslı senkron motor için FPGA temelli bir uygulama gerçekleştirmişlerdir. Ancak bu uygulamada FPGA için 50MHz sistem frekansında çalışmışlar ve bu nedenle yüksek anahtarlama frekanslarına ulaşamamışlardır [40].

Taheri ve arkadaşları, altı fazlı bir asenkron motor için doğrudan moment kontrolünü akı gradyanının hesabına dayandırarak geliştirmişlerdir. Ancak bu yöntemin uygulama alanının kısıtlı ve uygulama yapısının zor olduğu görülmüştür [41].

Jang, iki fazlı asenkron motorlarda vektör kontrollüne yeni bir yaklaşım getirmiş ve tek fazlı asenkron motorlarda vektör kontrolünden kaynaklanan sorunların çözümü için stator alanının doğrudan kontrolünü sağlamış ve momentini de doğrudan kontrol etmeyi başarmıştır [42].

1.2 Tezin Amacı

Endüstriyel uygulamalarda elektrik motorlarının kontrol edilmesi amacıyla kullanılan değişken hızlı sürücüler, motor mili vasıtasıyla şebekeden yüke verilen enerjinin ve moment ile hız büyüklerinin kontrolünü sağlar. Ancak sürekli mıknatıslı senkron motorlar (SMSM) içerisindeki sürekli mıknatıslar sabit alan akısı ürettiklerinden, rotor

akımının değişimi klasik tip senkron motorlarda olduğu gibi kolaylıkla kontrol edilemez. Bu amaçla vektör kontrol teorisi geliştirilmiştir. Akı vektör kontrolünün en büyük dezavantajı, yüksek doğruluk için bir takogeneratör veya enkoder kullanma zorunluluğudur. Bu durum sürücü sisteminin uygulanmasını zorlaştırır ve fiyatını arttırır. Bu nedenle doğrudan moment kontrolü (DTC) yöntemi ile kontrol, hızlı dinamik cevap ve yüksek doğruluk isteyen sistemlerde uygun ve verimlidir.

Bu tezde, sürekli sıknaıslı senkron motorun ve doğrudan moment kontrolünün teorik incelemeleri yapılıp, sürekli mıknatıslı senkron motorun doğrudan moment kontrolü ile denetimi üzerine klasik DTC metodundan farklı olarak yeni bir yaklaşım getirilmek amaçlanmıştır.

Deneyisel çalışmanın yapılabilmesi için gerekli olan makina büyüklükleri, SMSM sisteminden ölçölerek DSP denetleyici kart yardımıyla bilgisayara aktarılmış ve bu bilgiler bilgisayarda gerçek zamanlı olarak değerlendirilmiştir. Ayrıca, yeni oluşturulan algoritmanın uygulamasının gerçekleştirileceği sistem bileşenleri olan güç elektroniği devrelerinin ve kontrol kartlarının ayrıca sistem geri beslemesi için gerekli olan ölçüm devrelerinin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Önerilen tekniğin ve sistemin etkinliği hızlı moment cevabı ile doğrulanmıştır.

1.3 Orijinal Katkı

Bu çalışmada, literatüre dijital sinyal işleyiciler için DTC'de klasik olarak histerezis kontrolcülerin kullanılma zorunluluğunun ortadan kaldırılması amacıyla yeni bir algoritma sunulmuştur. Bu yeni algoritmada, dijital sinyal işleyiciler ile birlikte kullanımında problemlerin oluştuğu histerezis kontrolcüler kullanılmamış ve literatüre referans gerilim vektörünü hesaplama üzerine kurulmuş bir yöntem kazandırılmıştır. Hesaplanan referans gerilim vektörü doğrudan moment kontrolünde kullanılarak, üç fazlı gerilim kaynaklı inverterin tetikleme sinyalleri elde edilmiştir.

Literatürde, doğrudan moment kontrolü ile ilgili yapılan çalışmalar genellikle stator magnetik akısı ve moment için histerezis karşılaştırıcı ıkışları kullanılarak, tanımlı anahtarlama tablosundan uygun gerilim vektörü seçmek ve güç anahtarlarını kontrol etmek üzerine yapılmaktadır. Bu yöntem literatürde histerezis doğrudan moment

kontrolü ya da klasik doğrudan moment kontrolü olarak yerini alır. Bu çalışmada ise, literatüre kazandırılacak bir yenilik olarak doğrudan moment kontrolünde hem uzay vektör darbe genişlik modülasyonlu (space vector pulse with modulation – SVPWM) inverter hem de referans akı vektörü hesaplayıcısı aynı sistemde kullanılmıştır. Referans vektörün oluşturulması için gerçekleştirilen hesaplamalar; referans vektörün makinanın moment ihtiyacına göre kontrol döngüsünde kullanılması amacıyla, referans moment ile gerçek moment arasındaki farka bağlı olarak ve moment açısı göz önünde bulundurularak yapılmıştır.

Ayrıca, Siemens firması kendi motor kontrol ürünleri için kontrol algoritması olarak doğrudan moment kontrolü metodunu kullanmamaktadır, bu tez çalışmasında geliştirilen sistemde doğrudan moment kontrolü, Siemens marka bir sürekli mıknatıslı senkron motor için uygulanarak literatüre orijinal katkı sağlanmıştır.

SÜREKLİ MIKNATISLANMA VE MIKNATIS MALZEMELER

Elektrik makinalarında kullanılan malzemelerdeki gelişmeler makinanın tasarımında ve geliştirilmesinde önemli bir yer tutmaktadır. Magnetik devrelerde kullanılan ferromagnetik malzemeler ve elektriksel devrelerde kullanılan iletken malzemelerdeki gelişmelerle birlikte makina kayıpları ve ağırlıkları azaltılarak daha ekonomik çözümler üretilebilmektedir. Bu gelişmeler doğrultusunda makinalarda sürekli mıknatısların kullanımının artması ile beraber farklı tasarımlar gerçekleştirilebilmektedir.

Özellikle yüksek enerjili mıknatıslar kullanılarak, klasik motorlara oranla aynı hacimde ve devir sayısında, daha yüksek güç ve moment elde edilebilmektedir. Böylelikle yüksek performanslı tahrik sistemleri, robotik, uzay araçları gibi ağırlığın ve verimin çok önem kazandığı uygulamalarda, yüksek enerjili mıknatıs uyarmalı senkron motorlar günümüzde en üstün tahrik motorları konumundadırlar. Ayrıca mıknatıslı bir senkron motorun, tasarımına bağlı olarak, tam yük durumunda, güç katsayısı çok yüksek değerlere çıkarılabilir. Bu özellik motorun, doğrudan şebekeden beslenerek çalıştırılmasında daha ekonomik bir işletme sağlamanın yanında, inverter üzerinden beslenerek çalıştırılmasında ise inverterin tüm görünür gücünden faydalanmayı mümkün kılmaktadır. İşte bu nedenle statik bir uyarma alanına gereksinim duyan serbest uyartımlı DC makinalar ve senkron makinalarda sürekli mıknatısların kullanımı çok önemlidir.

2.1 Giriş

Sürekli mıknatıs; üzerinde herhangi bir uyarım magneto motor kuvveti olmadan bir magnetik alan üretebilen malzemelere denir. Dolayısıyla bir elektriksel güç kaybı olmaksızın magnetik akı oluşturabilen bir sistem elektromekanik enerji dönüşümü için çok elverişlidir. Bu magnetik malzemeler, yumuşak ve sert malzemeler olmak üzere iki çeşittirler. Yumuşak malzemeler, üzerinde bir uyarım magneto motor kuvveti olduğu sürece mıknatıs özelliği gösteren, bu kuvvet ortadan kalktığında ise mıknatıs özelliğini büyük ölçüde kaybeden malzemelerdir. Sert malzemeler ise üzerindeki uyarım magneto motor kuvveti kalkınca da mıknatıslık özelliğini sürdüren malzemelerdir. Sürekli mıknatıslar normalde demir, nikel ve kobalt gibi elementlerin alaşımlarından oluşur.

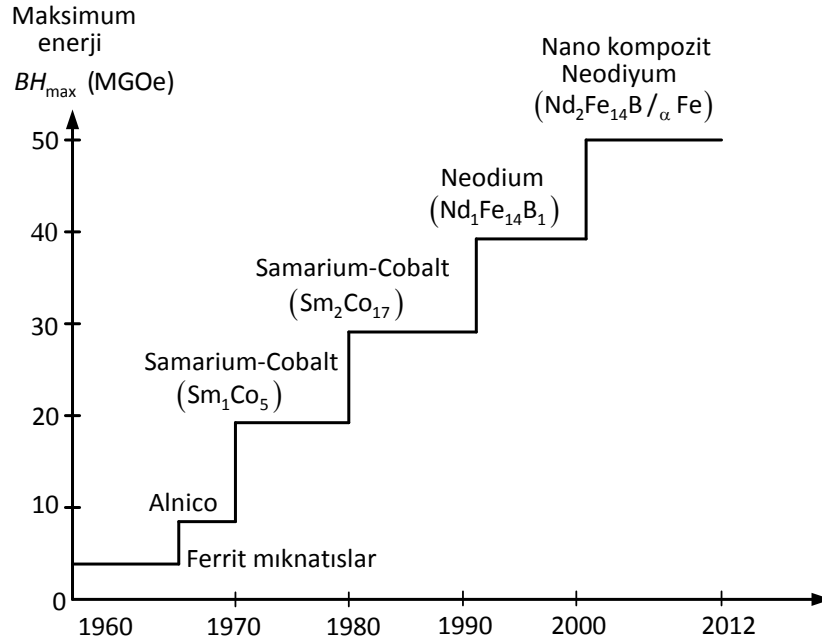
Son yıllarda malzeme alanındaki gelişmelere paralel olarak yeni bulunan mıknatıs elementleri ile çeşitli tipte mıknatıslar geliştirilmiştir. Mıknatısların tarihsel gelişimine bakılacak olursa;

1930'lu yıllarda AlNiCo alaşımlı sabit mıknatısların bulunması sabit mıknatıslarla uyarılmış büyük makinelerin yapımına olanak sağlamıştır.

1950'li yıllarda Baryum, Stronsiyum veya kurşunun demir oksitle oluşturduğu Ferrit mıknatısların bulunması ve geliştirilmesi bu mıknatısların elektrik makinelerinde kullanımını sağlamıştır. Ancak uzun bir süre Ferrit mıknatıslar gibi düşük enerji yoğunluğuna sahip sürekli mıknatıslar küçük güçlü motorlar dışında kullanılamamıştır.

1990'lı yıllarda nadir toprak elementi mıknatısları Samaryum Kobalt (SmCo) ve Neodim Demir Bor (NdFeB) mıknatısların geliştirilmesinden sonra elektrik makinelerinde, mıknatısların uyarma alanı sağlamak amacıyla kullanılma fikri yaygınlık kazanmıştır. Mıknatısların elektrik motorlarında kullanılmaya başlanması, klasik olarak uyarma sargısından akım geçirilmesi yolu ile elde edilen magnetik akının, mıknatıslar ile kayıp olmaksızın elde edilebilmesine olanak sağlamıştır. Özellikle, çok kutuplu senkron motor tasarımlarının, sargılı tiplere göre daha küçük boyutlarda ve daha yüksek verimli olarak tasarlanabilmeleri bu sayede mümkün olmuştur.

Sürekli mıknatıslı malzemelerin yıllara göre gelişimi Şekil 2.1’de verilmiştir.



Şekil 2.1 Maksimum enerjilerine göre sürekli mıknatısların gelişimi

Mıknatısın ürettiği enerji ne kadar yüksek olursa, motorun moment kapasitesi o kadar yüksek, boyutu da aynı güçteki başka bir motora göre, o kadar küçük olmaktadır. Bu da ağırlık ve atalet momentinin azalması üstünlüğünü beraberinde getirmektedir.

2.2 Yönlendirme Kavramı

İlk üretilen mıknatıslarda, magnetik özellikler yöne bağlı değildi. Yani mıknatısların her yöndeki magnetik özellikleri hemen hemen aynı idi. Yönlendirilmemiş (isotropic) olarak adlandırılan bu mıknatıslar, küçük kalıcı mıknatıslık ve enerji oluşturduğundan küçük güçlü uygulamalarda kullanılabilir. Ancak bu, oldukça pahalı olan malzemenin verimsiz olarak kullanılması anlamına gelir. Yapılan araştırmalar sonucunda, magnetik özelliklerin belirli bir yöne yoğunlaştırılmasıyla, mıknatısların çok daha etkin duruma gelmesi sağlanmıştır. Elde edilen bu yeni mıknatıs türü yönlendirilmiş (isotropic olmayan) mıknatıslar olarak tanımlanır. Örneğin Ferrit mıknatıslarda bu yönlendirme sayesinde maksimum enerji değerinin yaklaşık üç kat artması sağlanabilir. Mıknatısların yönlendirilmesi amacıyla en yaygın olarak kullanılan yöntem, magnetik malzemenin bir

magnetik alan içinde tavlama ve böylelikle parçacıkların alan etkisiyle yönlendirilmesidir.

2.3 Sertlik Kavramı

Ferromagnetik malzemelerin mekanik dayanıklılığının artırılması ve magnetik özelliklerinin iyileştirilmesi için yapılan çalışmalar yıllarca sürmüştür. Bu sürecin sonunda magnetik özelliklerin dayanıklılığı açısından iki farklı tür ortaya çıkmıştır. Bir mıknatısın magnetik özellikleri kolaylıkla bozulabiliyorsa bu tür malzemelere yumuşak (soft) magnetik malzemeler adı verilir. Özellikle ilk yapay mıknatıs türlerinden olan çelik mıknatıslar genellikle yumuşak mıknatıslardır. Bu mıknatıslar mekanik açıdan da yumuşaktırlar. Yumuşak mıknatıslar bir takım ısı işlemlerden geçirilerek, magnetik özelliklerinin daha kalıcı olması sağlanmıştır. Mıknatıslara uygulanan bu tür ısı işlemlerin bir amacı da mıknatısın mekanik açıdan sertleştirilmesidir. Magnetik özelliklerini kolaylıkla yitirmeyen malzemeler, sert (hard) magnetik malzemeler olarak isimlendirilirler. Sonraki yıllarda magnetik açıdan sert, mekanik açıdan yumuşak olan özel amaçlı mıknatıslar da geliştirilmiştir. Magnetik sertlik ve yumuşaklığın tanımında, malzemedeki mıknatıslanma sonrası kalan, kalıcı mıknatıslığın ortadan kaldırılması için gerekli zorlayıcı alan şiddeti (koersitif kuvvet) bir ölçü olarak kullanılır. Buna göre doyma derecesine kadar mıknatıslanmış bir magnetik malzemedeki kalıcı mıknatıslığı kaldırmak için zıt yönde uygulanması gereken alan şiddeti 1 kA/m'den büyükse bu malzeme sert magnetik malzeme, aksi halde yumuşak magnetik malzeme olarak adlandırılır.

2.4 Magnetizma ve Kalıcı Mıknatıslanma

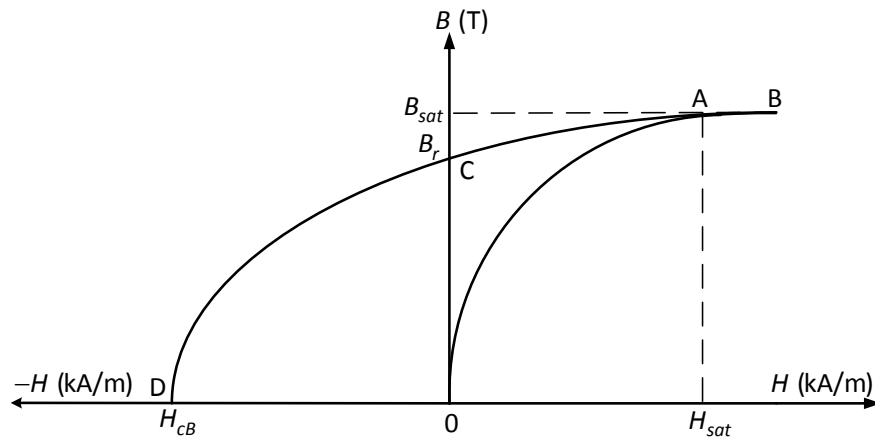
Magnetik malzemelerin en önemli özelliklerinden biri malzemedeki oluşan akı yoğunluğu B ile magnetik alan şiddeti H arasındaki bağıntının doğrusal olmamasıdır. Doğrusal olmayan bu eğrinin bilinmesi, magnetik malzemelerin karşılaştırılması ve kullanımı açısından önem taşımaktadır. Bu nedenle her malzemenin $B=f(H)$ mıknatıslanma eğrisinin çok büyük bir doğrulukla elde edilmesi gerekmektedir.

Kalıcı mıknatıslanma; sert magnetik malzemeler ile bu malzemelere dış bir magnetik alan uygulanmasına gerek duyulmadan elde edilir. Sert magnetik malzemelerde büyük bir zorlayıcı alan şiddeti (koersif kuvvet) oluşur. Yumuşak magnetik malzemelerde ise bir dış alan etkisine ihtiyaç vardır. Yumuşak magnetik malzemelerin zorlayıcı alan şiddetleri ise düşük olur. Sürekli mıknatıslardan beklenen özellikler;

- Yüksek zorlayıcı alan şiddeti (koersif kuvvet) H_{CB}
- Doyma noktasında yüksek magnetik akı yoğunluğu B_{sat}
- Yüksek kalıcı mıknatıslık (akı yoğunluğu) B_r
- Yüksek enerji yoğunluğu BH_{max}

2.5 Mıknatıslığı Yok Etme Karakteristikleri ve Histerezis Döngüleri

Şekil 2.2’de magnetik bir malzemeye ait mıknatıslanma karakteristiği görülmektedir. Şekil yardımıyla mıknatis malzeme için kalıcı mıknatıslanma aşağıdaki gibi açıklanabilir. Başlangıçta magnetik olarak nötr durumda bulunan malzeme bir dış alanın etkisiyle OA yolunu izleyerek mıknatıslanmaktadır. A noktasında malzeme tamamen doymuş magnetik özellik tamamen kaybolmuştur. Bu noktadaki alan şiddeti H_{sat} , magnetik akı yoğunluğu da B_{sat} olarak adlandırılır. H_{sat} ve B_{sat} değişik mıknatis malzemeler için farklı değerler alabilir.

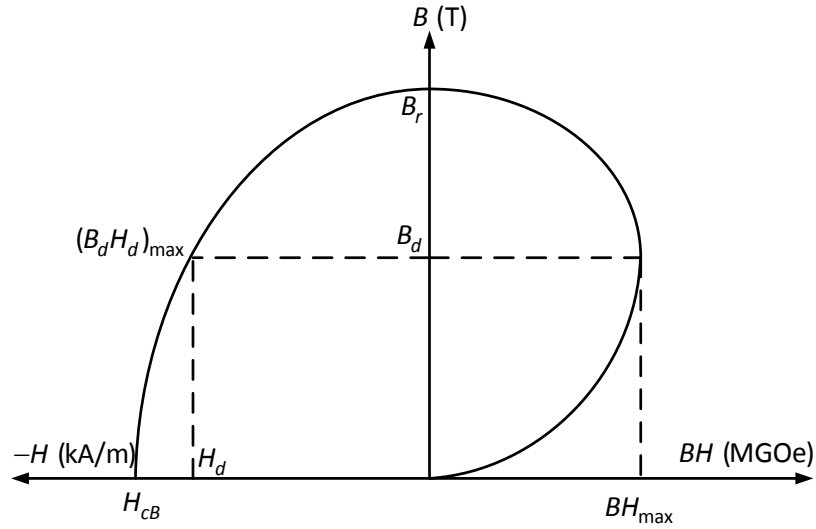


Şekil 2.2 Magnetik malzemeye ait mıknatıslanma karakteristiği

B noktasından sonra alan şiddeti azaltıldığında, A noktasından itibaren, histerezis etkisi görülmeye başlar. Alan şiddeti azaltılmaya devam edilirse B-H değişimi AC yolunu izler. Dış alan tamamen ortadan kalktığında malzemede B_r ile gösterilen bir kalıcı mıknatıslık kalır. B_r magnetik malzemelere göre farklı değerlerde olabilir. Günümüzde NdFeB mıknatıslar için bu değer, $1,5 \text{ Wb/m}^2$ (Tesla)'ya kadar ulaşmıştır [43]. Makinanın momentini ve performansını doğrudan etkileyen büyüklüktür ancak sıcaklıkla ters orantılıdır.

Mıknatıslanma eğrisinin ikinci bölgesindeki değişimin izlenmesi için dış alan şiddeti ters yönde uygulanırsa bu kez değişim C-D yolunu izler. Bu bölge mıknatıslığı yok etme (demagnetizasyon) bölgesi olarak adlandırılır. Normal çalışma noktası bu bölgede bulunur. D noktasına gelindiğinde uygulanan dış alan şiddetinin etkisiyle mıknatıs malzeme tamamen demagnetize olmuş yani mıknatıslık özelliğini tümüyle kaybetmiştir. Kalıcı mıknatıslığı tamamen yok etmek için malzemeye uygulanması gereken alan şiddetine koersif alan şiddeti (zorlayıcı alan şiddeti) adı verilir ve H_{CB} sembolü ile gösterilir. Bu değer, mıknatısın dış alanlardan ne kadar etkileneceğini belirleyen büyüklüktür.

Mıknatıs malzemeler için önemli bir başka karakteristik de, BH değişimidir. Genellikle $B=f(H)$ değişimi ile birlikte $BH=f(B)$ şeklinde aynı grafikte verilir ve hacimce enerji yoğunluğunu ifade eder. Şekil 2.3'te bir mıknatıs malzemeye ait mıknatıslığı yok etme karakteristiği ve BH değişimi birlikte görülmektedir.



Şekil 2.3 Bir mıknatıs malzemeye ait mıknatıslığı yok etme karakteristiği ve B-H değişimi

Maksimum Enerji ($BH_{\max}$); sürekli mıknatısın akı üretme yeteneğinin bir ölçüsüdür. Malzemenin ürettiği enerji ne kadar yüksek olursa, mıknatıs boyutları, aynı zamanda makina boyutları da o kadar küçük olur. Enerji üretimi B ve H çarpımı ile bulunur. Mıknatısın maksimum enerji çarpımı ise, histerezis çevriminin ikinci çeyreğinde $BH_{\max}$ çarpımının en büyük olduğu noktaya karşılık gelir. Şekilde görüldüğü gibi $BH=f(B)$, $0 - B_r$ aralığında maksimum bir değere sahip olup $BH_{\max}$ ile gösterilir. Bu noktanın koordinatlarını oluşturan B ve H değerleri ise B_d ve H_d olarak adlandırılır. Bu noktada hacimce enerji yoğunluğu en büyük değerini aldığından, mıknatısın çalışma noktasının bu civarda olması istenir. Bu durum sağlanabilirse, belirli bir endüksiyonu oluşturmak için, kullanılması gereken mıknatıs hacmi minimize edilmiş olur.

2.6 Sıcaklığın Mıknatıslar Üzerindeki Etkileri

Mıknatıslığı yok etme karakteristiğinin en çok etkilendiği fiziksel olay sıcaklık değişimleridir. Bu durum pek çok magnetik büyüklüğün sıcaklığa bağlı değişimler göstermesinden kaynaklanır. Özellikle B_r ve H_{CB} büyüklüklerinin ve genel olarak mıknatıslığı yok etme karakteristiğinin sıcaklığa bağımlı olması, mıknatıslı magnetik devre tasarımında en önemli güçlüğü oluşturmaktadır. Yukarıda kısaca açıklanan geri

dönüş etkisi, dış alan şiddeti ve magnetik devre geometrisi yanında mıknatısın mıknatıslığı yok etme karakteristiğindeki ısı değişimleri sonucu da oluşabilir.

Curie sıcaklığı olarak bilinen bir noktada tüm magnetik malzemeler mıknatıslık özelliklerini tamamen ve kalıcı olarak kaybederler. Bu değer, değişik magnetik malzemeler için farklı büyüklüklerde dir. Çizelge 2.1’de değişik mıknatıs malzemeler için B_r ve H_{CB} büyüklüklerinin sıcaklığa duyarlılığını belirleyen katsayıların, Curie sıcaklığının ve izin verilen en büyük çalışma sıcaklığının tipik değerleri verilmiştir [43].

Çizelge 2.1 Mıknatıs malzemelere ait ısı büyüklükleri

Mıknatıs Cinsi	Curie Sıcaklığı (°C)	Çalışma Sıcaklığı (°C)
AlNiCo	800	500
Ferit	450	300
SmCo	720	250
NdFeB	310	120

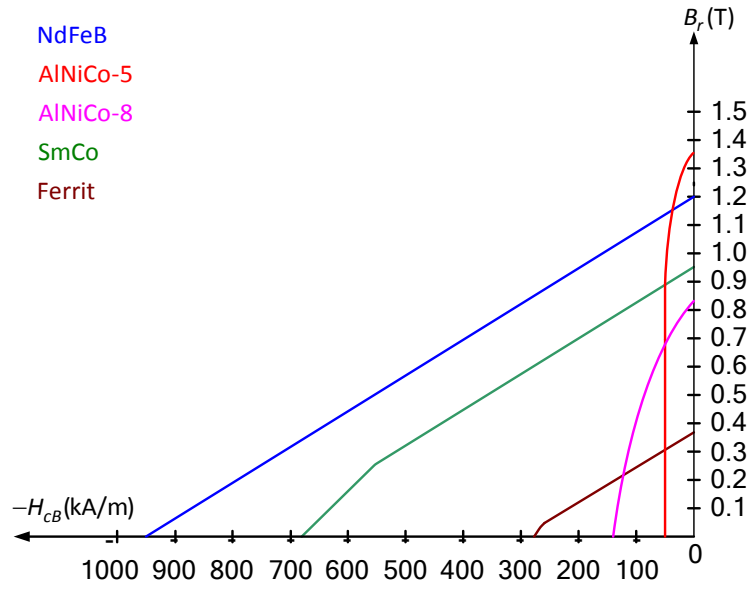
2.7 Sürekli Mıknatıs Malzemeler ve Özellikleri

Geçtiğimiz yüzyılda farklı özelliklere sahip değişik türlerde mıknatıslar üretilmiştir. Mıknatısların ilk üretiminden itibaren, magnetik özelliklerinde çok hızlı gelişmeler gözlenmiş ve bu süreç genellikle yeni bir tür mıknatıs bulunmasına kadar devam etmiştir. Bazı sürekli mıknatıs türleri magnetik özellikleri iyi olmadığından, bazıları üretim güçlüklerinden ve bazılarının da maliyeti çok yüksek olduğundan çok az miktarlarda üretilmektedirler.

Yaygın kullanılan mıknatıslar grubunda yer alan AlNiCo mıknatıslar, Ferit mıknatıslar, nadir toprak elementi alaşımlı kalıcı mıknatıslar, tüm mıknatıs piyasasının yaklaşık % 99’unu oluşturmaktadırlar. Aşağıda sürekli mıknatıs türleri ayrıntılı bir şekilde incelenmiş, günümüzde kullanılmakta olan belli başlı mıknatıs malzemelere ilişkin tipik değerler Çizelge 2.2’de verilmiştir [43].

Çizelge 2.2 Çeşitli mıknatıslara ait büyüklükler

Mıknatıs Cinsi	B_r (T)	H_{CB} (kA/m)
AlNiCo-5	1,35	50
Ferrit	0,4	250
SmCo	0,9	650
NdFeB	1,2	900



Şekil 2.4 Çeşitli mıknatıslara ait mıknatıslığı yok etme karakteristikleri

2.7.1 AlNiCo Mıknatıslar

AlNiCo mıknatıslar ilk geliştirilen mıknatıslardır. Alüminyum (Al), Nikel (Ni) ve Kobalt (Co)'ın çeşitli şekillerde metalik alaşımlarından elde edilen mıknatıs malzemelerdir. İlk yüksek endüksiyonlu mıknatıslar bu tiptir. Elektrik makinalarının mıknatıslarla uyarılma uygulamaları da ilk olarak AlNiCo mıknatıslarla yapılmıştır. AlNiCo mıknatıslar genellikle döküm yoluyla üretilirler ve kalıcı mıknatıslık değerleri 1,2 T ve zorlayıcı alan şiddetleri 50 kA/m düzeyindedir. Üretim aşamasında magnetik alan etkisi ve bir takım ısıl işlemlerden geçirilerek B_r değerinin büyütülmesi mümkün olmaktadır. AlNiCo-5 bu ailede 1,35 T ile en büyük kalıcı mıknatıslık değerine sahiptir. Alaşıma titanyum

katılarak elde edilen AlNiCo-8 tipi mıknatista H_{CB} değeri 150 kA/m'nin üzerine çıkarılmıştır. Ancak B_r ve BH_{max} değerleri AlNiCo-5 den daha küçüktür.

Yüksek kalıcı mıknatıslığa fakat düşük zorlayıcı alan şiddetine ve lineer olmayan mıknatıslanmayı yok etme eğrisine sahip olan AlNiCo mıknatıslar elektrik makinaları için uygun bir çözüm olamamaktadırlar. Ayrıca sert ve kırılgan olan AlNiCo mıknatıslar mekanik zorlamalara ve çarpmalara karşı mıknatıslıklarını kolayca kaybedebilirler.

2.7.2 Ferrit Mıknatıslar

Seramik mıknatıslar olarak da bilinen Ferrit mıknatıslar 1950'li yıllarda geliştirilmişlerdir. Yapılarında Demir-Oksit, Baryum (Ba), Stronsiyum (Sr) elementleri bulunmaktadır. Bazı Ferrit türlerinde az oranlarda kurşun (Pb), Alüminyum(Al) veya Kükürt (S) katkısı da yapılmaktadır. Kalıcı mıknatıslık değerleri 0,2-0,43 T ve zorlayıcı alan şiddetleri 160-240 kA/m düzeyindedir. Ferrit mıknatıslar lineer bir mıknatıslanmayı giderme eğrisine sahiptirler. Ferritler; AlNiCo ve Nadir Toprak elementli mıknatıslar gibi metal alaşım olmadıkları için elektriksel açıdan yalıtandırılar. Bu özellikleri magnetik alan değişiminin hızlı olduğu bazı uygulamalarda avantaj oluşturur. Ayrıca kimyasal açıdan soy metal oldukları için presleme ve yüzeysel işlemler daha rahat yapılır ve yüksek sıcaklıklarda bile aşınma (korozyon) sorunu ortaya çıkmaz. Ancak Curie sıcaklıklarının küçük olması nedeni ile yüksek sıcaklıklarda mıknatıslık değerlerinde azalma olur [43].

Yapısında bulunan elementlerin kolay bulunabilmesi nedeniyle Ferrit mıknatıslar iyi bir maliyet/performans oranına sahiptirler. Ferrit mıknatısların en büyük avantajı ucuz olmalarıdır. Maliyetinin düşük olması, çok geniş bir uygulama alanında kullanımını sağlamıştır. Ancak kalıcı akı yoğunlukları düşük olduğu için aynı hava aralığında aynı akıyı üretmek için daha fazla malzemeye ihtiyaç vardır. Bu yüzden genellikle performansın maliyetten daha önemli olduğu uygulamalarda kesit alanı büyük, boyu kısa olan magnetik devrelerde, hoparlörler vb. gibi magnetik cihazlarda yaygın olarak kullanılmaktadırlar. AlNiCo malzemelere göre mekanik olarak yumuşak olduklarından elektrik makinalarında kullanımları oldukça sorun yaratmaktadır.

2.7.3 Nadir Toprak Elementi Mıknatıslar (REPM)

Son 20 yılda geliştirilen ve elektrik makinalarında mıknatısların bugünkü önemini kazanmasında en büyük rolü oynayan, yüksek enerjili ve kalıcı endüksiyonlu mıknatıs malzemelerdir. NdFeB ve SmCo genel formülleri ile tanınan bu mıknatıs malzemeler, yukarıda sözü edilen diğer mıknatıslara göre çok üstün özelliklere sahiplerdir. Nadir toprak elementli sürekli mıknatıslar; Demir (Fe), Kobalt (Co) gibi güçlü magnetik özelliklere sahip geçiş metalleri ile Lantanitler olarak da adlandırılan Seryum (Ce), Paraseodim (Pr), Neodim (Nd), Samaryum (Sm) gibi nadir toprak elementleri arasında oluşturulan alaşımlardır. Sayıları on beş kadar olan nadir toprak elementleri, alaşımlarda bazen tek başlarına, bazen de bir arada kullanılmaktadırlar. Ancak hammaddenin kısıtlı oluşu, üretim güçlükleri ve bunlara bağlı olarak maliyetlerinin yüksek oluşu nedeni ile bu türlerden sınırlı sayıda ticari olarak üretilmektedir.

2.7.3.1 Neodim Demir Bor (NdFeB) Mıknatıslar

Nadir bulunan mıknatıs tiplerinden olan Neodim-Demir-Bor (NdFeB) mıknatıslar diğer mıknatıslar içinde en yüksek maksimum enerji düzeyine sahip mıknatıslardır. NdFeB'un yüksek enerji üretimi ve yüksek kalıcı mıknatıslığı, yüksek performans gerektiren servo motor uygulamalarda ve sürekli mıknatıslı motorlarda kullanılmasına olanak sağlar. Ancak korozyona karşı dayanıklılığının az olmasından dolayı, bazı uygulamalarda mıknatısın yüzeyi epoxy, reçine gibi magnetik olmayan malzeme ile kaplanır. Servo motorlar, lineer ve step motorlar, magnetik kaplinler gibi uygulama alanlarında kullanılmaktadır.

NdFeB mıknatıslarda kalıcı mıknatıslıkları 1,2 T ve zorlayıcı alan şiddeti 900 -1000 kA/m gibi yüksek değerlerdedir. En önemli dezavantajları, Curie sıcaklığının düşüklüğü ve maliyetlerinin yüksek oluşudur.

2.7.3.2 Samaryum Kobalt (SmCo) Mıknatıslar

AlNiCo ve Ferrit mıknatıslarla karşılaştırıldığında genellikle daha geliştirilmiş fiziksel karakteristiğe sahiptirler. Bu nedenle dönen elektrik makinaları için idealdir. Nadir bulunan mıknatıslar içinde ısıya karşı dayanıklılığı en iyi olan mıknatıstır. SmCo mıknatısın 500°C gibi yüksek ısıya dayanabilme özelliği gaz türbinleri gibi uygulama

alanlarında kullanılmasına sebep olmuştur. Yüksek moment/atalet oranı istenilen servo ve sürekli mıknatıslı motorlarda, en çok da lineer motorlarda kullanılmaktadır. SmCo mıknatıslarda kalıcı mıknatıslıkları 0,9 T, zorlayıcı (koersif) alan şiddeti 650 kA/m düzeyindedir. Zorlayıcı (koersif) alan şiddeti Ferrit mıknatısların üç ila beş katı kadardır.

SmCo için en önemli dezavantaj; Samaryumun az bulunan ve pahalı bir element olmasıdır.

2.8 Sürekli Mıknatısların Elektrik Motorlarında Kullanılması

Elektrik makinalarında moment, akı ve akıma bağlı olarak üretilir. Akıyı elde etmek için gerekli olan magnetik alan, sürekli mıknatıslar veya bir sargıdan geçirilen uyarma akımı ile sağlanabilir. Bu yöntemlerden en uygun olanı sürekli mıknatıslarla oluşturulan magnetik alan akısıdır. Çünkü uyarma sargısı kullanıldığında fırça ve kollektör düzeneklerine ihtiyaç duyulur. Fırça ve kollektördeki kayıplar verimi düşürür. Ayrıca ilave bir gerilim kaynağına ihtiyaç vardır.

Mıknatısların elektrik makinalarında uyarma sargılarının yerine kullanılması eski tarihlere dayanmaktadır. Üretilen ilk motorlarda AlNiCo mıknatıslar kullanılmış ve stator yapısı hiç değiştirilmeden, rotor kafesinin alt kısmına yerleştirilen AlNiCo mıknatıs blokları ile senkron motorun uyarım alanı oluşturulmuştur. AlNiCo mıknatısların zorlayıcı alan şiddetleri çok düşük olduğundan mıknatıslar uzun çıkık kutuplar şeklinde rotora yerleştirilmiştir. Bu ilk tasarımlarda, makina boyutlarının küçültülmesinden çok, uyarma sargılarını beslemek için gerekli enerjiden tasarruf etmek ve sistemin verimliliğini iyileştirmek amaçlanmıştır. Daha sonra kullanılmaya başlanan Ferrit mıknatıslar özellikle daha ucuz ve bol bulunabilmeleri nedeniyle ön plana çıkmışlardır. Ferrit ve AlNiCo'ya göre hem zorlayıcı alan şiddetleri hem de kalıcı mıknatıslıkları açısından çok üstün olan nadir toprak elementi mıknatısların hem DC hem de senkron motor tasarımlarında kullanımı, günümüzde kullanılan en yaygın yöntemdir.

Elektrik makinalarında kullanılan sürekli mıknatısların çalışma koşulları, farklı uygulamalarda kullanılan mıknatıslarınkinden daha ağırdır. Makina sargı alanı çalışma

süresince yön değiştirmekte, hatta mıknatıs alanına ters olabilmektedir. Sürekli mıknatısların boyutlarının belirlenmesi ve makinaya yerleştirilmesinde önemli iki kriter vardır.

- Sürekli mıknatıs tarafından hava aralığında oluşturulan akı yoğunluğunun değeri, makinada kullanılan demir ve bakırın en iyi şekilde kullanılmasını sağlayacak büyüklükte olmalıdır.
- Sürekli mıknatıslar, makinadaki sargı alanlarının mıknatıslanmayı giderici etkisine karşı dayanıklı olmalıdır.

Bu iki kritere ve makinada kullanılan mıknatıs özelliklerine göre, makinanın yapısı değişebilir. AlNiCo mıknatısların kalıcı akı yoğunluğu büyük, koersif alan şiddeti küçük olduğundan, yüzeyleri küçük, boyları uzun seçilmelidir. AlNiCo mıknatıslara göre Ferrit mıknatısların kalıcı akı yoğunlukları küçük, koersif alan şiddeti büyüktür. Dolayısıyla hava aralığında yeterli akı yoğunluğunun oluşturulabilmesi için Ferrit mıknatısların boyları kısa, yüzeyleri büyük seçilmelidir. Sürekli mıknatıs uyarmalı senkron makinalarda hava aralığı endüksiyonu, özellikle nadir toprak elementi mıknatıslar kullanıldığı zaman, sargılı makinalardan daha yüksek değerlerde olabilir. Böylelikle stator sarım sayıları daha az ve stator çapları daha küçük yapılabileceğinden hem verim yükselmekte hem de boyutlar küçülmektedir. Bu nedenle bu çalışmada kullanılan sürekli mıknatıslı senkron motor, nadir toprak elementi mıknatıslarından Neodium-Demir-Bor (NdFeB) malzeme ile üretilmiş radyal yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısına sahiptir [44].

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR

3.1 Giriş

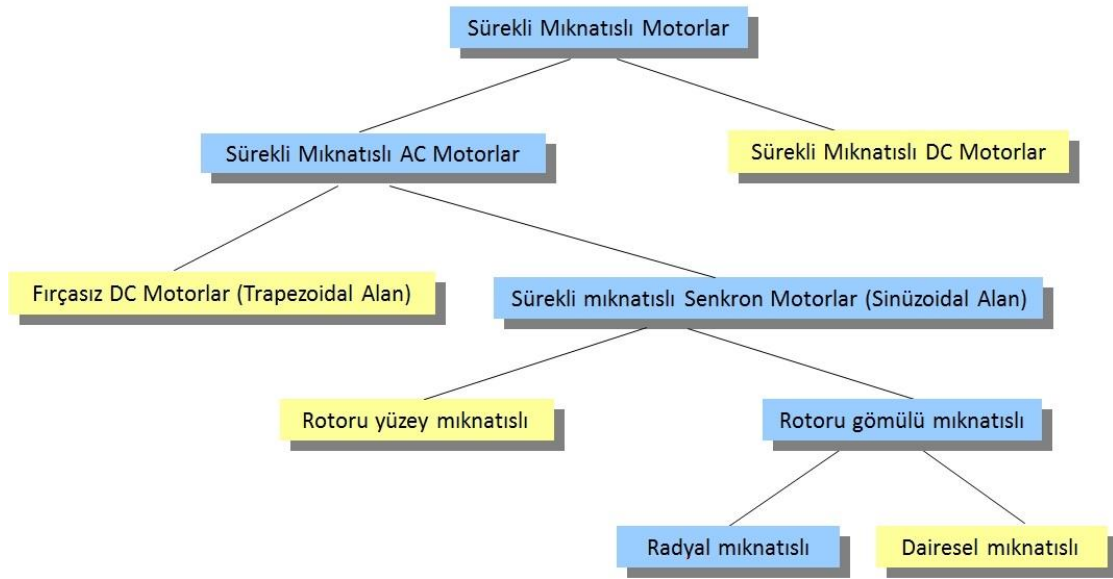
Elektrik makinalarında sürekli mıknatısların kullanılmasıyla, uyartım için harici bir kaynağa duyulan ihtiyacın ortadan kalkması, daha küçük ve verimli makinaların üretilmesini ve gelişmesini sağlamıştır. Senkron motorun rotorunda bulunan doğru akım uyartım sargısı sürekli mıknatısla yer değiştirilerek rotorda meydana gelen magnetik akı mıknatıs tarafından sağlanırsa sürekli mıknatıslı senkron motor (SMSM) elde edilmiş olur.

Rotorda sargı yerine sürekli mıknatısların kullanılmasıyla fırça ve kollektörden kaynaklanan işletme ve bakım giderleri yok edilmiş olur. Bunun yanı sıra, uyarma kayıpları ortadan kalktığı için termik sınırlar genişlemekte ve aynı hacimli bir makinadan daha büyük güçler alınabilmektedir. Rotorda SmCo veya NdFeB gibi yüksek enerjili mıknatıs kullanılması, hava aralığı endüksiyonunu sargılı makinalardan daha yüksek değerlerde tutar ve rotor sargılarında meydana gelen bakır kayıplarını da ortadan kaldırdığı için, verimin aynı güçteki senkron makinadan daha yüksek olmasını sağlar. Doğru akım motorlarına göre motor boyutları ve atalet momentleri daha küçüktür. Asenkron motorlara göre ise verimleri ve güç faktörleri daha yüksektir.

3.2 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Sınıflandırılması

Sürekli mıknatıslı alternatif akım motorları iki grupta incelenebilir. Bunlardan birinde hava aralığı alan şekli trapezoidal, diğerinde sinüzoidaldir. Trapezoidal sürekli mıknatıslı

motorlar fırçasız doğru akım (BLDC) motoru, konvansiyonel senkron makinalar ile olan ilişkisi sebebiyle sinüzoidal sürekli mıknatıslı motorlar ise, sürekli mıknatıslı senkron motor (SMSM) olarak adlandırılır. Trapezoidal makina kontrol yapısı basit olması nedeniyle ilk geliştirilendir, fakat uzay harmoniklerinin yüksek oluşu bu makinanın yüksek performanslı uygulamalarda kullanılmasına izin vermemektedir. Daha sonra vektörel kontrol yöntemlerinin de kullanılabildiği, yüksek performanslı sinüzoidal makina geliştirilmiştir. Şekil 3.1’de radyal akılı sürekli mıknatıslı senkron motorların sınıflandırılması görülmektedir.



Şekil 3.1 Radyal akılı sürekli mıknatıslı motorların sınıflandırılması

Sürekli mıknatıslı motorlar öncelikle, besleme gerilimlerine göre AC ve DC sürekli mıknatıslı motorlar olarak iki gruba ayrılır. DC sürekli mıknatıslı motorlar klasik DC motorlarına benzerler. Stator magnetik alanı, alan sargılarının yerine sürekli mıknatıslar tarafından sağlanmaktadır. Bu motorlarda fırça ve kolektör düzeneği mevcuttur. Genellikle küçük güçlü motorlardır. AC akım sürekli mıknatıslı motorlar, senkron motorlar olup alan, rotora yerleştirilen sürekli mıknatıslarla sağlanır. Bu motorlarda fırça ve kolektör düzeneği yoktur. Böylece klasik DC motorlarında bulunan fırça ve kolektör düzeneğinin oluşturduğu arızalar ve bakım gerektirme sorunu ortadan kaldırılarak daha basit bir yapı elde edilmiştir. Ancak bu motorların çalışması için rotor

frekansı ile statora uygulanan gerilimin frekansı senkronize edilmelidir. AC sürekli mıknatıslı motorlar trapezoidal tip ve sinüzoidal tip olarak iki gruba ayrılır.

Trapezoidal tip sürekli mıknatıslı motorlara fırçasız DC motorlar da denir. Bu motorların çalışma biçimi doğru akım motorlarına benzerlik gösterir. Fırça ve kolektör düzeneğinin sırasıyla sargılara enerji verme işlemi, elektronik sürücü devre ile yapılır [45].

Sinüzoidal tip sürekli mıknatıslı motorlar senkron motor olarak isimlendirilir. Üç faz sargısına sinüzoidal bir gerilim verilerek çalıştırılır. Ancak rotor alanı ile döner alanın birbirine kilitlenmesi gerekir. Fırçasız DC motorlarına göre moment çıkışı daha düzgündür. Yüksek hızlara çıkılabilir. Bu motorlar da mıknatısın rotora yerleştirilme biçimine göre, rotoru yüzey mıknatıslı ve rotoru gömülü mıknatıslı senkron motor olarak iki çeşittir.

3.3 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Tasarımları

Rotorda kullanılan mıknatısın özelliği ve mıknatısın rotora yerleştirilme şekli motorun performansını etkilediğinden performansı artırmak için çeşitli tasarımlar yapılmaktadır [46].

Farklı rotor şekilleri arasında en çok rastlanan ve diğer tasarımlara da temel oluşturan iki farklı tasarım aşağıda incelenmiştir:

- 1) Mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirilmesi,
- 2) Mıknatısların rotorun içine yerleştirilmesi (gömülü mıknatıslı)
 - i. Radyal yerleştirilmiş mıknatıs yapısı,
 - ii. Dairesel yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısı.

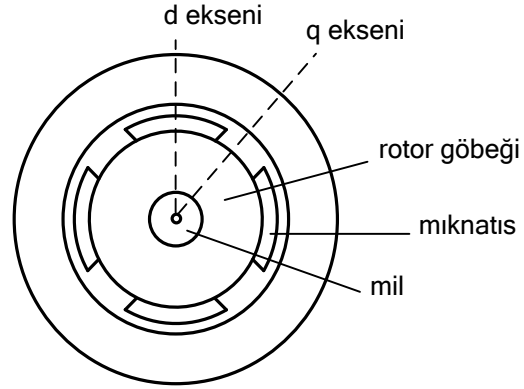
3.3.1 Mıknatısların Rotor Yüzeyine Yerleştirilmesi

Bu tip rotorlarda mıknatıslar ince şeritler ya da yay şeklinde, rotor yüzeyine kuvvetli yapıştırıcılarla yapıştırılmışlardır. Mıknatıslar yarıçap ekseninde ve hava aralığına dik olacak şekilde yerleştirilmiştir. Magnetik malzemenin bağlı geçirgenliği, hava boşluğu gibi davranır. Bu şekilde, hava aralığında mıknatısların çalışma noktasındaki

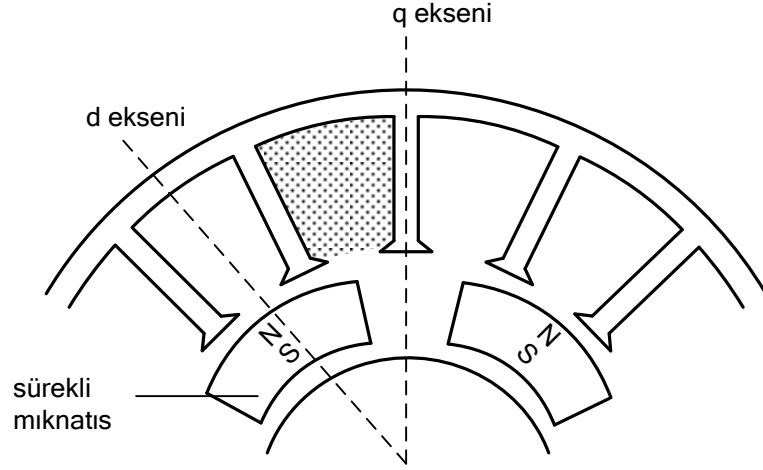
endüksiyonuna eşit bir magnetik endüksiyon oluştuğundan, rotor magnetik alanı simetrik olur. Bu nedenle herhangi bu rotor yapısına sahip motorlarda senkronlamaya yardımcı olacak bir relüktans momenti oluşması söz konusu değildir. Magnetik olarak simetrik olması nedeniyle rotor yüzeyine yerleştirilen mıknatıslar ile gerçekleştirilen makina, düz kutuplu makina olarak davranış göstermekte ve geniş hava aralığına sahip olmaktadır ve kutup akısının maruz kaldığı endüvi reaksiyonu zayıf olmaktadır.

Bu tasarımda hava boşluğu genişlediğinden, stator endüktansı değerinde düşme meydana gelir. Nominal hızın üzerinde çalışma için, düşük stator endüktansı nedeniyle alan zayıflatılması (field weakening) zordur. d ve q eksenleri magnetik akıları birbirine eşittir ve rotor endüktansı rotor konumuna göre değişiklik göstermez. Bu nedenle rotor yüzeyine yerleştirilen mıknatıslar ile gerçekleştirilen makina, düz kutuplu makina olarak davranış gösterir.

Basit yapılı olması nedeniyle en yaygın kullanılan rotor tasarımlarından biri olan bu rotor şeklinin en büyük sakıncası, mıknatısların merkezkaç kuvvetlerine karşı mukavemetlerinin düşük olmasıdır. Mıknatısların yerinden kopmaması için genellikle bu tür tasarımlar düşük hızlı uygulamalar için tercih edilirler. Şekil 3.2 ve Şekil 3.3 de bu tasarıma tipik bir örnek gösterilmiştir.



Şekil 3.2 Rotor yüzeyine yerleştirilmiş mıknatıs yapısı



Şekil 3.3 Rotor yüzeyine yerleştirilmiş mıknatıs yapısının detaylı görünümü

Bu tip tasarımlarda, stator dişlerinden dolayı çalışma noktalarında yüksek frekanslı titreşimler oluşur. Bu nedenle yüksek elektriksel iletkenlikteki NdFeB mıknatıslarının bu tasarımda tek parça halinde kullanılması sakıncalar yaratır. Bu durumda mıknatıslar yalıtılmış küçük parçalar şeklinde rotor yüzeyine yerleştirilir. Ayrıca yüzey mıknatıslı rotorun sağlamlığını artırmak için rotor yüzeyi magnetik olmayan malzeme ile kaplanabilir. Bu türde yapılan senkron motorlar daha çok literatürde fırçasız doğru akım motoru (BLDC) sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır.

3.3.2 Mıknatısların Rotor İçine Yerleştirilmesi (Gömülü Mıknatıslar)

3.3.1’de incelenen tasarımda hava aralığı endüksiyonun sınırlı olması ve mıknatısların yüksek hızlarda büyük merkezkaç kuvvetlerine maruz kalması, bir başka tasarımın geliştirilmesine neden olmuştur. Bu tasarımda, mıknatıs malzeme rotorun içinde açılan oyuklara yapıştırılmak suretiyle yerleştirilir. Bu rotor şeklinde mıknatısın etrafı hava yerine magnetik malzeme ile kaplı olduğundan relüktans momentinin oluşması kaçınılmazdır. Alan zayıflatılması ile relüktans momenti elde edilir. Gömülü tip mıknatıslı rotorun, yüzey mıknatıslı rotora göre en önemli üstünlüğü mekanik sağlamlığıdır. Mıknatıslar rotora gömülü olduklarından merkezkaç kuvvetlerine karşı mukavemetleri çok yüksektir. Bu nedenle yüksek hızlı uygulamalar için tasarlanırlar. Mıknatısları rotor içine gömülmüş senkron motorda dikkate değer özelliklerden birisi, diğer mıknatıslı motorlardan farklı olarak yüksek verime sahip olmasıdır. Stator akımı

bileşeni olarak mıknatıslanma akımının ortadan kalkması motorun güç katsayısını büyük yapmaktadır.

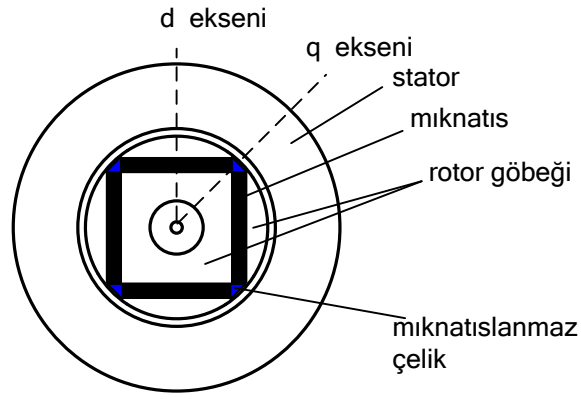
Bu tasarımın en büyük dezavantajı ise maliyetli olmasıdır. Bu motorlarda mıknatısların rotorun içerisine yerleştirme işlemi oldukça iyi bir işçilik ve ileri teknoloji gerektiren bir işlemdir.

Mıknatısları rotor içine yerleştirilmiş (gömülü mıknatıslı) tasarımlar iki şekilde gerçekleştirilebilir.

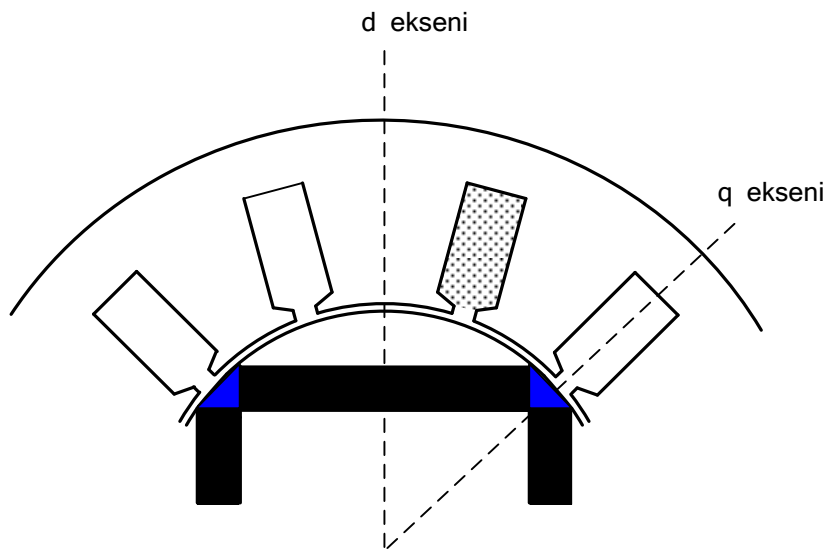
3.3.2.1 Radyal Yerleştirilmiş Gömülü Mıknatıs Yapısı

Şekil 3.4'te görüldüğü üzere, mıknatıslar rotorun içine radyal mıknatıslanarak gömülü biçimde yerleştirilmektedir. Bu yapıda enine endüktans L_q boyuna endüktanstan L_d den büyük olmaktadır. Bu tip bir motorda hava aralığı içerisindeki akı yoğunluğu, mıknatıs içerisinde daha yüksek olabilir. Böylece yüksek moment yoğunluğu sağlamak için düşük enerji mıknatısları (Ferrit mıknatıslar) kullanılabilir. Bu rotor tasarımına sahip makinalarda hava aralığı küçük, endüvi reaksiyonu az olmaktadır. Akı zayıflatma yöntemi ile sabit güç bölgesindeki denetimi, sabit moment bölgesindeki kadar iyi yapılabilmektedir. Yüksek hızlı uygulamalar için idealdir. Çıkık kutuplu makina olarak davranış göstermektedir. Moment oluşumunda hem uyarma alanının hem de relüktans momentinin etkisi vardır. Yüzey mıknatıslı rotora göre, bu tasarımda aynı mıknatıs boyutu için rotorun vereceği momentin tepe değeri daha fazladır. Çünkü mıknatıslar tarafından relüktans momenti oluşturulmaktadır.

Mıknatısların magnetik olarak kısa devre olmasını önlemek için rotor yüzeyi ile temas eden bölgeleri magnetik olmayan bir malzeme ile kaplanmıştır. Bu malzemeler oldukça pahalıdır. Şekil 3.4 ve Şekil 3.5'de radyal yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısı görülmektedir.



Şekil 3.4 Radyal yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısı

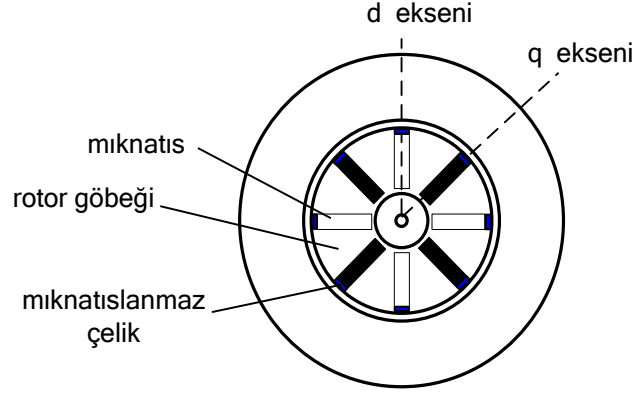


Şekil 3.5 Radyal yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısının detaylı görünümü

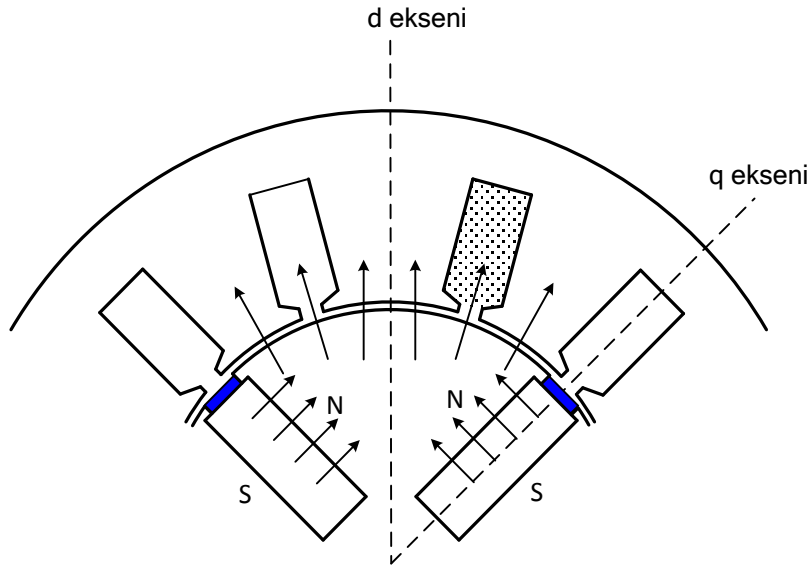
3.3.2.2 Dairesel Yerleştirilmiş Gömülü Mıknatıs Yapısı

Bu tasarımın en önemli özelliği mıknatıs boylarının ayarlanarak kutuplarda mıknatısların çalışma noktasından bağımsız bir endüksiyon yaratılabilmesidir. Bu özellik sayesinde hava aralığı endüksiyonu oldukça yüksek değerlere çıkarılabilirken, mıknatısların çalışma noktaları da optimum çalışma noktası civarında oluşturulabilir. Bu özellikten dolayı bu tasarıma akı sıkıştırmalı ya da akı odaklamalı rotorlar da denilmektedir.

Şekil 3.6 ve Şekil 3.7’de dairesel yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısı gösterilmektedir. Sürekli mıknatıslar, yine rotor içine gömülü fakat yarıçap doğrultusunda yerleştirilmektedir.



Şekil 3.6 Dairesel yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısı



Şekil 3.7 Dairesel yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısının detaylı görünümü

Mıknatıslar rotora gömülü olduklarından savrulma kuvvetlerine karşı mukavemetleri çok yüksektir, bu nedenle bu tip rotorlar yüksek hızlı sistemlerde özellikle tercih edilirler. Mıknatısların magnetik olarak kısa devre olmasını önlemek için rotorun magnetik olmayan bir malzemeden yapılması zorunluluğu ve bu tip malzemelerin pahalı olması bu tasarımın en önemli sakıncasıdır. Bu tasarımda hava aralığı diğer tasarımlara oranla daha büyüktür. Mıknatısların havaya yakın magnetik geçirgenlikte

olması, d ekseninden gözlenen relüktansın küçük, q ekseninden gözlenen relüktansın büyük olmasına yol açar. Bu, klasik çıkık kutuplu senkron makinaların tam tersi bir durumdur. Ayrıca statordan bakıldığında, rotor magnetik olarak simetrik değildir. Enine ve boyuna eksen boyunca farklı relüktansların söz konusu olması, bu şekilde tasarlanmış makinaların çalışma ve denetim özelliklerini önemli ölçüde etkiler.

3.4 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Avantaj ve Dezavantajları

Sürekli mıknatıs malzemelerde ve yarı iletken elemanlardaki yeni gelişmeler, SMSM’u klasik doğru akım motorunun üstünlükleri ile alternatif akım motorların sağlamlık ve güvenilirlik özelliklerini sağlayabilecek duruma getirmiştir. Mıknatıslı senkron motor ve diğer tahrik motorları ile tasarlanan sistemler karşılaştırıldığında aşağıdaki avantaj ve dezavantajlar sıralanabilir:

Avantajları

- Rotorunda sargı yerine mıknatısların bulunması verimini artırmaktadır. Rotorda sürekli mıknatıs bulunduğundan dolayı uyarma akısına gerek yoktur. Bu nedenle harici bir uyarma kaynağına ve uyarma gücüne gerek kalmamaktadır. Uyarma kayıpları söz konusu değildir. Böylece motorun verimi artmaktadır.
- Özellikle doğru akım motorlarındaki fırça ve kollektör sistemi SMSM’da olmadığından bakım maliyeti azalmakta, ayrıca fırçalarda kayıplar meydana gelmediğinden verim artmaktadır.
- Kollektör bulunmaması rotor boyunun kılmasına, rotorda sargıların olmaması da ağırlığının dolayısıyla rotor ataletinin azalmasına sebep olmaktadır. Bu nedenle atalet momenti düşük ve dinamik performansı iyidir.
- Hava aralığı endüksiyonu arttığı için stator sargıları azaltılarak makinanın dış çapı küçültülebilmekte böylece aynı nominal güçteki ve nominal devir sayısındaki doğru akım ve asenkron motorlara göre daha küçük hacimde ve ağırlıkta olmaktadır.
- Rotorda sargılar bulunmadığı için SMSM’un soğutulması daha kolay sağlanabilmektedir.

- Asenkron motora göre güç faktörü yüksektir. İnverterden beslenen sistemlerde güç katsayısının yüksek olması inverterin gücünden verimli olarak faydalanabilmek açısından önem taşımaktadır.
- Vektör kontrollü asenkron motor sistemlerine göre denetimi daha basit ve parametre değişimlerinden etkilenmeyen bir şekilde gerçekleştirilebilir.

Dezavantajları:

- Mıknatıs malzemelerin ısı sınırlamaları ve demagnetizasyon riski sistem güvenilirliğini azaltmaktadır.
- Kullanılan mıknatıs malzemelerin, uygun seçilmemesi durumunda uzun vadede mıknatısların, çeşitli atmosferik ve termik etkilerin de sonucu mıknatısiyetliğini kaybetmeleri makina için olumsuz bir etkidir.
- Yüksek enerjili mıknatısların fiyatlarının ve üretim giderlerinin yüksek olması nedeniyle mıknatıslı senkron motorlar, doğru akım ve asenkron motorlara oranla daha pahalıdır.
- Mıknatısların rotor yüzeyinde olduğu tasarımlarda, yüksek hızlarda mıknatısların rotor yüzeyine tutturulması oldukça zordur ve her zaman kopma riski vardır.
- Bakım esnasında rotorun statordan çıkarılması durumunda olabilecek bir montaj hatasından dolayı çalışma noktası kayabilir.

3.5 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Kullanım Alanları

Sürekli mıknatıslı motorların çok çeşitli kullanım alanları ve uygulamaları mevcuttur. Bu motorlar genel olarak elektrik makinalarının yer aldığı her alanda kullanılmakta olup, güç yoğunluğu ve verimlilik gibi avantajlarından dolayı, diğer geleneksel elektrik motorlarının giremediği alanlara da girmekte ve birçok yeni teknolojinin gelişmesine ve geliştirilmesine olanak tanımaktadır. Aşağıda en yaygın kullanım ve uygulama alanları verilmiştir.

Endüstriyel uygulamalar:

- Endüstriyel tahrik: pompalar, fanlar, vantilatörler, kompresörler, santrifüjler, vinçler
- Servo sistemler
- Otomasyon sistemleri
- Endüstriyel robotlar

Toplumsal yaşamdaki uygulamalar:

- Havalandırma sistemleri
- Yiyecek-içecek hazırlama gereçleri
- ATM'ler
- Lunapark araçları

Evsel uygulamalar:

- Mutfak aletleri: Buzdolapları, mikserler ve bulaşık makineleri
- Çamaşır makineleri ve kurutucular
- Isıtma ve klima (iklimlendirme) sistemleri
- Elektrikli süpürgeler

Otomotiv endüstrisi:

- Geleneksel otomobiller: yol verme motorları, silecek motorları, cam açma motorları, klima motorları, fan motorları, bagaj kapısı motorları, kapı kilitleme sistemleri,
- Elektrikli araçlar

Taşıma ve ulaşım:

- Asansörler ve yürüyen merdivenler
- Yürüyen bantlar
- Hafif metrolar ve tramvaylar
- Elektrikli gemi ve botlar

Savunma sistemleri:

- Tanklar
- Füze sistemleri
- Radar sistemleri

Havacılık:

- Roketler
- Uzay araçları
- Uydular

Tıp ve sağlık uygulamaları - biyomedikal:

- Dişçilik araçları
- Elektrikli tekerlekli sandalyeler
- Yapay kalp motorları

Araştırma ve keşif araçları

- Deniz altı araştırma sistemleri
- Meteorolojik araştırma araçları
- Uydu sistemleri
- Uzay keşif, tanıma araçları

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ

4.1 Giriş

SMSM'ler endüstriyel uygulamalar, otomotiv endüstrisi, savunma sistemleri gibi birçok alanda yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu gibi endüstriyel uygulamalarda hassas hız ve konum denetimine ihtiyaç vardır.

Sürücü sistemlerden hızlı bir cevap elde edebilmek için, moment hızlı bir şekilde kontrol edilmelidir. Bu durum, makinanın akısıyla momentinin birbirinden bağımsız şekilde kontrolü ile sağlanabilir. Serbest uyarımlı bir doğru akım motorunun momenti, uyarma gerilimi ile kontrol edilen hava aralığı akısı ve endüvi gerilimi ile kontrol edilen endüvi akımlarının çarpımlarından oluşmaktadır. Dolayısıyla hızlı dinamik cevap koşuluna doğru akım motorları yapıları gereği sahiptir. Ancak bu motorların fırça-kollektör düzeneği nedeniyle bakımlarının zor olması, tozlu ve patlamalı ortamlarda çalışamaması ve kollektörün neden olduğu yüksek hız sınırı olumsuzlukları nedeniyle, doğru akım motorlarının sürücüler ile kullanımı kısıtlanmaktadır. Sürücü düzeneklerde alternatif akım motorlarının kullanımıyla bu sınırlamalar ortadan kaldırılabilir. Ancak, klasik kontrol yöntemleri ile alternatif akım motorlarından hızlı bir dinamik cevabın elde edilemeyeceği bilinmektedir. Çünkü moment ifadeleri incelendiğinde, doğru akım motoruna ait moment ifadesinin sadeliğinin alternatif akım motorlarında bulunmadığı görülür.

Ancak son yıllarda alternatif akım motorlarının kontrolünde kullanılan vektör kontrolü teorisi ve bu teoriyi temel alan doğrudan moment kontrolü yöntemi ile bu motorların

da doğru akım motorları gibi kontrolü mümkün olmuştur. Burada temel amaç, gerçek zamanda moment değişimlerini, rotorun mekanik hızını ve geçici rejimlerde faz akımlarında meydana gelen sıçramaları kontrol edebilmektir. Bu kontrolün yapılabilmesi için, üç fazlı sabit referans eksenindeki elektriksel eşitliklerin iki fazlı dönen referans eksen düzlemine dönüştürülmesi gerekir. Böylelikle elektriksel eşitliklerdeki zaman ile konum arasındaki bağıntı kalktığı için denklemler daha basit hale geleceğinden; karmaşık yapı ortadan kalkar ve hesaplama süresi azalır.

Elektrik makinalarının kontrolünde motorun matematiksel modelinin bilinmesi gerekmektedir. Bu nedenle, bu çalışmada sürekli mıknatıslı senkron motorun vektör ve doğrudan moment kontrolünün gerçekleştirilmesi amacıyla, SMSM'nin modellenmesinde makina büyüklüklerinin stator referans eksenini sabit 2-fazlı referans eksenine, ve rotor referans ekseninde ifade edilmesine göre üç farklı matematiksel model kullanılmaktadır. Makinanın davranışını geçici ve kararlı rejimde temsil eden matematiksel modeller, hesaplama kolaylığı açısından uzay vektörleri kullanılarak tanımlanmıştır.

4.2 Uzay Vektör Tanımı

$\dot{i}_a$, $\dot{i}_b$ ve $\dot{i}_c$ 'nin anlık dengelenmiş üç faz stator akımları olduğunu kabul edelim;

$$\bar{i}_a + \bar{i}_b + \bar{i}_c = 0 \quad (4.1)$$

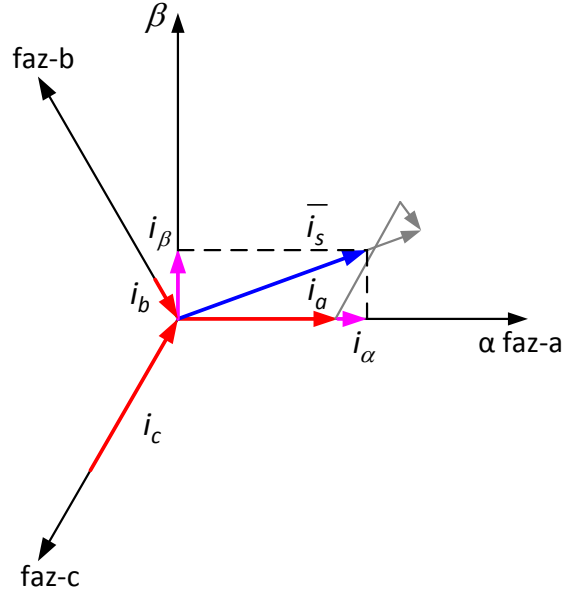
Böylece stator akımı uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

$$\bar{i}_s = k(i_a + ai_b + a^2i_c) \quad (4.2)$$

burada a ve a^2 ; uzay vektör operatörleri ve $k = 2/3$ transformasyon sabitidir.

$$\begin{aligned} a &= e^{j2\pi/3} \\ a^2 &= e^{j4\pi/3} \end{aligned} \quad (4.3)$$

Aşağıdaki şekilde stator akımı uzay vektörü izdüşümü gösterilmiştir.



Şekil 4.1 Akım uzay vektörü ve izdüşümü

(4.2) denklemi tarafından tanımlanmış uzay vektörünün reel kısmı, enine eksen stator akım bileşeninin i_α ani değeri ile imajiner kısmı ise ve boyuna eksen stator akım bileşeni i_β ile eşittir. Böylece sabit referans sisteminde, stator akımı uzay vektörü tanımlanmış olur ve aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$\vec{i}_s = i_\alpha + j i_\beta \quad (4.4)$$

Gerilim ve magnetik akı için de benzer uzay vektörleri tanımlanabilir;

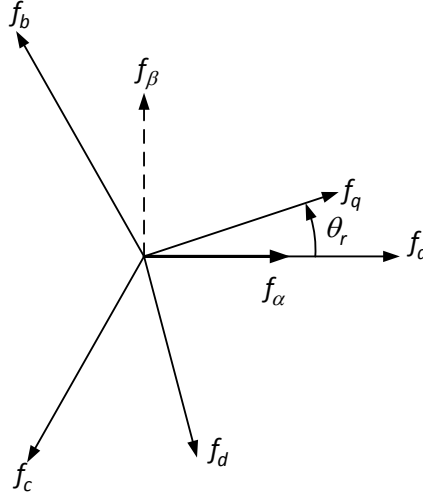
$$\vec{u}_s = k(u_\alpha + a u_\beta + a^2 u_\gamma) \quad (4.5)$$

$$\vec{\psi}_s = k(\psi_\alpha + a \psi_\beta + a^2 \psi_\gamma) \quad (4.6)$$

4.3 Referans Eksen Dönüşümleri

Asenkron motor ya da sabit mıknatıslı senkron motor gibi alternatif akım motorlarında yüksek performanslı sürücü geliştirmek için faz düzlemleri arasında dönüşüm gerçekleştirilir. Faz dönüşümlerini kullanmak suretiyle motor dinamik eşitliklerinde değişkenlerin sayısı azaltılmakta, böylece eşitliklerin çözümü daha hızlı olmaktadır. Faz dönüşüm işlemleri genellikle 3-faz sabit eksenden 2-faz sabit eksene (Clarke

dönüşümü), 2-faz sabit eksenden 3-faz sabit eksene Ters Clarke dönüşümü (Clarke^{-1}), 2 veya 3-faz sabit eksenden 2-faz rotor eksenine (Park dönüşümü) ve 2 faz rotor ekseninden 2 ya da 3-faz sabit eksene Ters Park dönüşümü (Park^{-1}) şeklinde gerçekleştirilir. Şekil 4.2’de referans eksenler koordinat düzleminde gösterilmiştir [47].

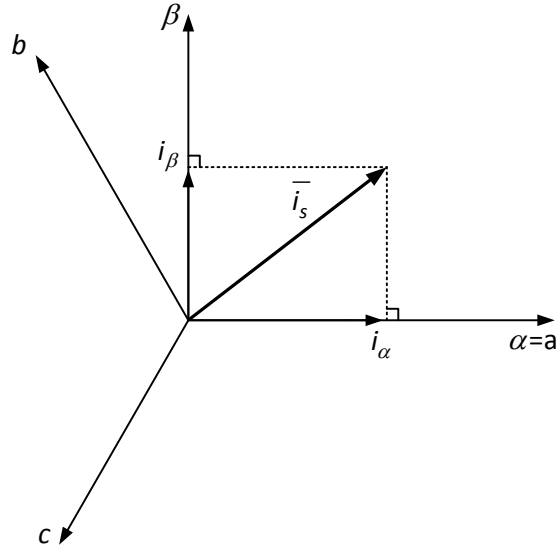


Şekil 4.2 Referans eksenler

Burada f ; gerilim, akım ya da magnetik akıyı temsil edebilir. f_a, f_b, f_c birbirinden 120° faz farklı 3-faz sabit referans ekseni, f_α, f_β birbirinden 90° faz farklı 2-faz sabit referans ekseni ve f_d, f_q birbirinden 90° faz farklı 2-faz rotor referans eksenini ifade etmektedir. Şekil 4.2’de θ_r açısı rotor referans ekseninin dönme açısını göstermektedir.

4.3.1 Clarke Dönüşümü (a, b, c) $\rightarrow$ (α, β)

3-faz sabit düzlemden 2-faz sabit düzleme dönüştürme için Clarke dönüşümü kullanılır. Uzay vektörü, (α, β) denen 2 ortogonal düzlemle başka bir referans eksende yazılabilir. Aşağıdaki vektör diyagramı a-ekseni ve α -ekseninin aynı yönde oldukları kabulüyle gösterilebilir.



Şekil 4.3 Stator akım uzay vektörü ve (α, β) 'deki bileşenleri

Clarke dönüşümünün matris formunda genel ifadesi;

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

şeklindedir.

4.3.2 Ters Clarke Dönüşümü $(\alpha, \beta) \rightarrow (a, b, c)$

2-faz sabit eksenden 3-faz sabit eksene dönüşüm için ters Clarke dönüşümü kullanılır.

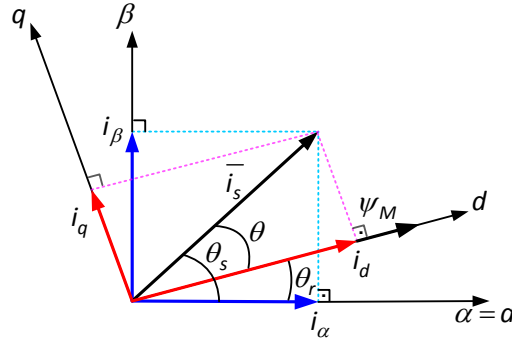
Ters Clarke dönüşümünün matris formunda genel ifadesi;

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

şeklindedir.

4.3.3 Park Dönüşümü (α, β) $\rightarrow$ (d, q)

3-faz sabit eksenden 2-faz rotor eksenine dönüşüm bu metotla gerçekleştirilir.



Şekil 4.4 Stator akım uzay vektörünün (α, β) ve (d,q) referans sistemlerindeki bileşenleri

Yukarıdaki fazör diyagramdan;

$$\bar{i}_s = i_s e^{-j\theta} = i_d + j i_q \quad (4.9)$$

$$i_s = i_\alpha + j i_\beta \quad (4.10)$$

ifadeleri elde edilir.

$$\bar{i}_s = (i_\alpha + j i_\beta) e^{-j\theta_r} \quad (4.11)$$

(4.9) ve (4.11) ifadelerinden;

$$\bar{i}_s = i_d + j i_q = (i_\alpha + j i_\beta) e^{-j\theta_r} \quad (4.12)$$

elde edilir. Buna göre Şekil 4.4'ten;

$$\begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{pmatrix} \quad (4.13)$$

olarak elde edilir [48].

Buna göre, akım vektörünün akı ve moment bileşenleri aşağıdaki denklemlerle elde edilir.

$$i_d = i_\alpha \cos \theta_r + i_\beta \sin \theta_r \quad (4.14)$$

$$i_q = -i_\alpha \sin \theta_r + i_\beta \cos \theta_r \quad (4.15)$$

Bu bileşenler, akım vektöründeki (α, β) bileşenlerine ve rotor akı pozisyonuna bağlıdır. Doğru rotor akı pozisyonu bilinirse, bu izdüşümde (d-q) elemanları sabit olur. Buradan, i_d (akı bileşeni) ve i_q (moment bileşeni) elde edilebilir. Böylece doğrudan moment kontrolü kolaylaşır.

Park dönüşümünün matris formunda genel ifadesi;

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

şeklindedir.

4.3.4 Ters Park Dönüşümü (d, q) $\rightarrow$ (α, β)

2-faz rotor düzleminde 3-faz stator düzlemine dönüştürmek için Ters Park (Park^{-1}) dönüşümünün uygulanması gerekir.

$$u_{\alpha ref} = u_{dref} \cos \theta_r - u_{qref} \sin \theta_r \quad (4.17)$$

$$u_{\beta ref} = u_{dref} \sin \theta_r + u_{qref} \cos \theta_r \quad (4.18)$$

Ters Park dönüşümünün matris formunda genel ifadesi;

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

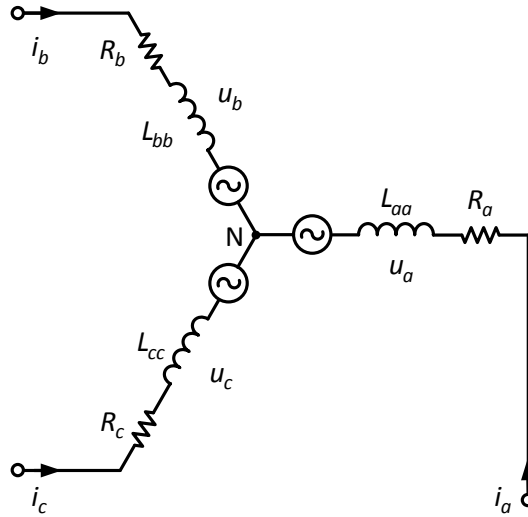
şeklindedir.

4.4 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Modeli

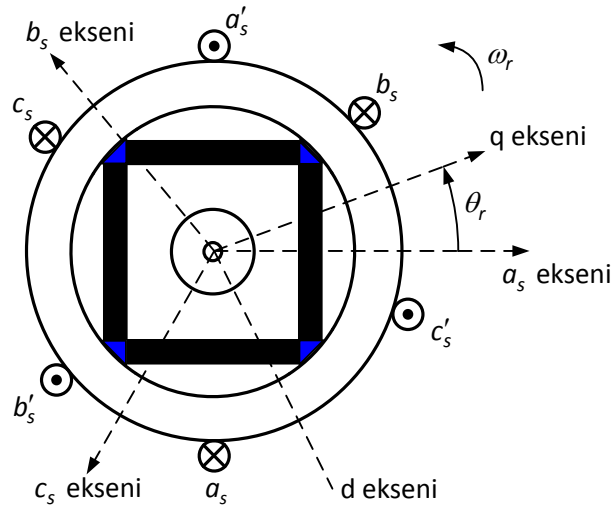
Oluşturulacak model için makinanın 3 fazlı yıldız bağlı stator sargıları ve sürekli mıknatıslı bir rotora sahip olduğu Şekil 4.5’de verilmiş olan elektriksel devreden görülmektedir. Stator sargıları 120° faz farklı yerleştirilmiş olup, sinüzoidal dağılmış ve her sargı eşit N_s sarım sayısına ve eşit R_s sargı direncine sahiptir [47].

4.4.1 SMSM 3-Faz Sabit Eksen Referans Düzlem Modeli

Sürekli mıknatıslı senkron makinada stator sargıları ve sürekli mıknatıslar elektriksel modeli oluşturmaktadır. Şüphesiz stator sargıları endüktansı, stator sargıları karşılıklı endüktansı ve akı yolu gibi özellikleri rotorun hareketine göre değişim gösterecektir. Bu nedenle stator sargıları modellenirken bu değişimler göz önüne alınacaktır. Bu çalışmada kullanılan Siemens marka 1FU8086-4TA80 katalog numaralı sürekli mıknatıslı senkron motorun stator sargıları, Şekil 4.5’de gösterildiği gibi üç fazlı, dengeli ve yıldız bağlıdır. SMSM’un abc 3 faz sabit eksen modeli oluşturulurken Şekil 4.6’da gösterilen geometrik model ve eşdeğer devre kullanılmıştır.



Şekil 4.5 Sürekli mıknatıslı senkron motor stator sargıları eşdeğer devresi



Şekil 4.6 Sürekli mıknatıslı senkron motor stator eksen takımları

Yapılacak analiz için sürekli mıknatıslı motorun rotorunda bulunan sürekli mıknatısların etkisi, sabit bir akım kaynağından uyarılan sargıda oluşacak etki gibi düşünülmüş ve bu analizler için aşağıdaki kabuller yapılmıştır. Ayrıca histerezis, fuko kayıpları ve doyum etkisi ihmal edilmiştir. Bu bölümde geliştirilen matematiksel modeller sonraki bölümlerde yer alan SMSM sürücüsünün tasarımına temel oluşturmaktadır.

Şekil 4.5’de gösterilen eşdeğer devreye göre abc sisteminde stator gerilim denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$u_a = R_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \quad (4.20)$$

$$u_b = R_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \quad (4.21)$$

$$u_c = R_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \quad (4.22)$$

bu ifadeler toplu halde;

$$u_{abc} = R_{abc} i_{abc} + \frac{d\psi_{abc}}{dt} \quad (4.23)$$

şeklinde ifade edilir.

Bu denklemlerin matris formunda ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

Burada, u_{abc} faz-nötr gerilimlerini, ψ_{abc} faz sargılarının toplam akılarını, R_{abc} ise stator sargı dirençlerini göstermektedir. (4.23) ifadesi içinde bulunan ψ_{abc} ifadesi aşağıdaki gibi tanımlanır. Burada ψ_a , ψ_b , ψ_c her bir stator faz sargısının toplam akıları olup aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$\psi_a = L_{aa} \cdot i_a + L_{ab} \cdot i_b + L_{ac} \cdot i_c + \psi_{ma} \quad (4.25)$$

$$\psi_b = L_{ba} \cdot i_a + L_{bb} \cdot i_b + L_{bc} \cdot i_c + \psi_{mb} \quad (4.26)$$

$$\psi_c = L_{ca} \cdot i_a + L_{cb} \cdot i_b + L_{cc} \cdot i_c + \psi_{mc} \quad (4.27)$$

Toplam akı ifade edilirken, rotordaki sürekli mıknatısların stator sargıları ile karşılıklı akıları olan ψ_{ma} , ψ_{mb} ve ψ_{mc} terimleri ise aşağıdaki gibi tanımlanır. Buradaki ψ_M sürekli mıknatıs akısıdır.

$$\psi_{ma} = \psi_M \cdot \sin \theta_r \quad (4.28)$$

$$\psi_{mb} = \psi_M \cdot \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \quad (4.29)$$

$$\psi_{mc} = \psi_M \cdot \sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (4.30)$$

3-faz sabit eksen referans düzleminde SMSM akı bağıntıları:

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_r) & L_{ab}(\theta_r) & L_{ca}(\theta_r) \\ L_{ab}(\theta_r) & L_{bb}(\theta_r) & L_{bc}(\theta_r) \\ L_{ca}(\theta_r) & L_{bc}(\theta_r) & L_{cc}(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_M \cos \theta_r \\ \psi_M \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \psi_M \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (4.31)$$

şeklindedir.

L_{aa}, L_{bb} ve L_{cc} sırasıyla a, b, c sargılarının öz endüktanslarını, L_{ab} , L_{bc} ve L_{ca} sırasıyla, ab, bc, ca sargıları arasındaki ortak endüktansları, θ_r ise rotor açısını gösterir.

Burada öz endüktanslar:

$$L_{aa}(\theta_r) = L_k + L_{ort} - L_{\theta_r} \cos 2\theta_r \quad (4.32)$$

$$L_{bb}(\theta_r) = L_k + L_{ort} - L_{\theta_r} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.33)$$

$$L_{cc}(\theta_r) = L_k + L_{ort} - L_{\theta_r} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.34)$$

şeklinde ifade edilir. Buradaki L_k, L_{ort} ve L_{θ_r} sırasıyla kaçak, ortalama ve pozisyona bağlı endüktanslardır. Yuvarlak makinada L_{θ_r} nın sıfır olduğu kabul edilir. Ortak endüktans terimleri ise:

$$L_{ab}(\theta_r) = -\frac{L_{ort}}{2} - L_{\theta_r} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.35)$$

$$L_{bc}(\theta_r) = -\frac{L_{ort}}{2} - L_{\theta_r} \cos 2\theta_r \quad (4.36)$$

$$L_{ca}(\theta_r) = -\frac{L_{ort}}{2} - L_{\theta_r} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.37)$$

şeklinde dir. Çıkık rotorlu makinada öz ve ortak endüktanslar rotor açısı θ_r 'nin fonksiyonu olarak değişirken, yuvarlak rotorlu makinada bu bağımlılık ortadan kalkar. (4.31)'deki ifadeler (4.24)'te yerine konularak,

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_a & 0 \\ 0 & 0 & R_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L_T \rho \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_e \rho L_T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \omega_e \psi_M \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

ifadesi elde edilir. Buradaki terimlerin üzerinde yer alan “ ρ ” simgesi türev operatörüdür. Üç faz sabit koordinatlardaki endüktans matrisi ise;

$$L_T = \begin{bmatrix} L_k + L_{ort} - L_{\theta_r} \cos 2\theta_r & -\frac{L_{ort}}{2} - L_{\theta_r} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{ort}}{2} - L_{\theta_r} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\frac{L_{ort}}{2} - L_{\theta_r} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_k + L_{ort} - L_{\theta_r} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{ort}}{2} - L_{\theta_r} \cos(2\theta_r) \\ -\frac{L_{ort}}{2} - L_{\theta_r} \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_{ort}}{2} - L_{\theta_r} \cos(2\theta_r) & L_k + L_{ort} - L_{\theta_r} \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

olur. (4.39)’un rotor açısına göre türevi alındığında:

$$\rho L_T = \begin{bmatrix} 2L_{\theta_r} \sin 2\theta_r & 2L_{\theta_r} \sin 2\theta_r \left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 2L_{\theta_r} \sin\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ 2L_{\theta_r} \sin\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 2L_{\theta_r} \sin\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & 2L_{\theta_r} \sin 2\theta_r \\ 2L_{\theta_r} \sin\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & 2L_{\theta_r} \sin 2\theta_r & 2L_{\theta_r} \sin\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

elde edilir. (4.38)’deki gerilim eşitliğinin en son terimi zıt emk’yi ifade etmektedir. Burada zıt emk rotor açısal hızı ile sürekli mıknatıs tarafından sağlanan rotordaki magnetik akıya bağlı olarak değişmektedir. Sürekli mıknatısların stator sargıları ile karşılıklı endüktansından dolayı, harekete bağlı olarak bir gerilim endüklenir. Bu gerilim endüklenen gerilim veya elektromotor kuvvet olarak ifade edilir. Bu endüklenen gerilim de rotor konumuna bağlı bir fonksiyon olarak tanımlanır ve aşağıdaki gibi gösterilir.

$$e_a = \frac{d\psi_{ma}}{dt} = \frac{d\psi_M \cdot \sin \theta_r}{dt} = \psi_M \cdot \omega_e \cdot \cos \theta_r \quad (4.41)$$

$$e_b = \frac{d\psi_{mb}}{dt} = \frac{d\psi_M \cdot \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right)}{dt} = \psi_M \cdot \omega_e \cdot \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.42)$$

$$e_c = \frac{d\psi_{mc}}{dt} = \frac{d\psi_M \cdot \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right)}{dt} = \psi_M \cdot \omega_e \cdot \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4.43)$$

bu ifadeler toplu halde;

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -\omega_e \psi_M \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

şeklinde ifade edilir. Sayısal çözümü gerçekleştirmek için (4.38)'deki makina eşitlikleri durum uzay formunda ifade edilebilir.

$$\rho \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{(L_T)} \left\{ \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \omega_e \rho L_T \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \omega_e \psi_M \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \right\} \quad (4.45)$$

Yukarıda ifade edilen denklemlerin çözülebilmesi için rotor davranışının da modellenmesi gerekmektedir. Rotorun hızı ile konumunu ifade edebilmek için endüklenen moment ifadesinin ortaya konulması gerekmektedir. Bunun için, magnetik devrede depolanan ve $\mathcal{W}_f'$ olarak ifade edilen koenerji aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} \mathcal{W}_f'(i_a, i_b, i_c, \theta_r) &= \int_0^{i_c} \psi_c(i_a=0, i_b=0, i_c, \theta_r) di_c + \int_0^{i_b} \psi_b(i_a=0, i_b, i_c=0, \theta_r) di_b \\ &\quad + \int_0^{i_a} \psi_a(i_a, i_b=0, i_c=0, \theta_r) di_a \end{aligned} \quad (4.46)$$

(4.31), (4.46)'da yerine konulursa, sabit referans düzlemdeki SMSM için koenerji ifadesi;

$$\begin{aligned} \mathcal{W}_f' &= \frac{1}{2} (L_{aa} i_a^2 + L_{bb} i_b^2 + L_{cc} i_c^2) + (L_{aa} i_a i_b + L_{ca} i_c i_a + L_{bc} i_b i_c) \\ &\quad + \psi_M \left(\cos(\theta_r) i_a + \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) i_b + \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) i_c \right) \end{aligned} \quad (4.47)$$

şeklinde olur. Bu ifade matris formunda yazılırsa;

$$W_f' = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \psi_M \cdot \cos(\theta_r) \\ \psi_M \cdot \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \psi_M \cdot \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

İfadesi elde edilir. Bu ifadedeki ilk bileşen, stator sargılarında depolanan enerjiyi, ikinci bileşen, stator sargıları ile rotordaki sürekli mıknatısın karşılıklı endüktansında depolanan enerjiyi simgelemektedir. W_f' ifadesinin, θ_r 'ye göre değişimi elektromagnetik momenti verecektir.

$$T(i_a, i_b, i_c, \theta_r) = \frac{\partial W_f'}{\partial \theta_{mek}} = p \frac{\partial W_f'}{\partial \theta_r} \quad (4.49)$$

Bilindiği gibi mekanik güç aşağıdaki gibi ifade edilmektedir. Burada, P çift kutup sayısıdır.

$$P_{mek} = \frac{\partial W_f'}{\partial \theta_{mek}} \frac{\partial \theta_{mek}}{\partial t} = T_e \omega_{mek} \quad (4.50)$$

Buradan moment ifadesi ise,

$$T_e = p \left\{ \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} [\rho L_T] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \psi_M \begin{bmatrix} \sin \theta_r & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \right\} \quad (4.51)$$

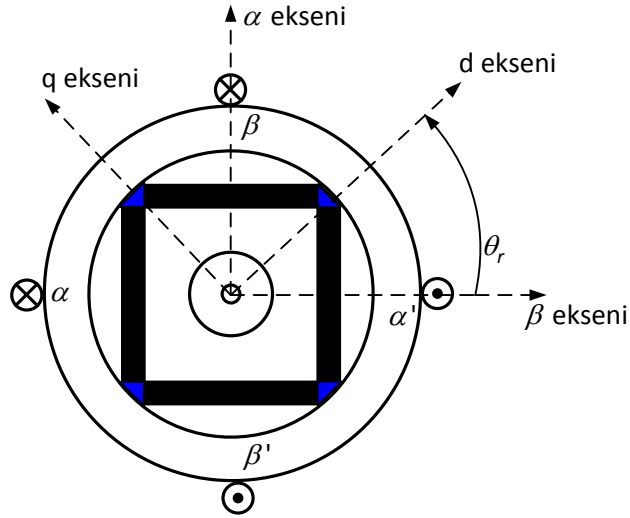
denklemleri ifade edilmektedir.

(4.51)'den görüleceği gibi elektromagnetik moment, stator sargıları ile rotordaki sürekli mıknatısın karşılıklı endüktansında depolanan enerjiden açığa çıkmaktadır. Bu nedenle elektromagnetik moment, endüklenen moment olarak da adlandırılır.

4.4.2 SMSM 2 Faz Sabit Eksen Referans Düzlem Modeli

Bu modellemeye üç fazlı makina büyüklükleri sabit iki faz referans düzleminde α ve β sargıları olmak üzere iki sargılı bir makinaya dönüştürülür. Bu dönüşümle

değişkenler birbirinden 90° faz farklı sabit bir referans düzleme aktarılmaktadır. Sabit iki faz referans düzlemde, gerilim, akım ve akılar basit bir lineer dönüşümle (Clarke dönüşümü) gerçek fiziksel niceliklerle ilişkilendirilir. Şekil 4.7’de gösterilen sabit iki faz referans düzlem modeline geçiş için Clarke dönüşümü kullanılır. f_α ve f_β ’nin yönü, değişkenlerin değişimi ile oluşturulan yeni sargıların magnetik eksenlerinin yönü olarak kabul edilir.



Şekil 4.7 Sabit iki faz referans düzlemde SMSM modeli

(4.38)’de verilen statör gerilimleri ifadesine Clarke dönüşümü uygulanırsa;

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = [L] \rho \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + [R_s + \rho L] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \omega_e \psi_M \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (4.52)$$

ve

$$L = \begin{bmatrix} L_k + \frac{3}{2} L_{ort} - \frac{3}{2} L_{\theta_r} \cos 2\theta_r & -\frac{3}{2} L_{\theta_r} \sin 2\theta_r \\ -\frac{3}{2} L_{\theta_r} \sin 2\theta_r & L_k + \frac{3}{2} L_{ort} + \frac{3}{2} L_{\theta_r} \cos 2\theta_r \end{bmatrix} \quad (4.53)$$

şeklindedir. Burada,

$$R_s + \rho L = \begin{bmatrix} R_s + 3\omega_e L_{\theta_r} \sin 2\theta_r & -3\omega_e L_{\theta_r} \cos 2\theta_r \\ -3\omega_e L_{\theta_r} \cos 2\theta_r & R_s - 3\omega_e L_{\theta_r} \sin 2\theta_r \end{bmatrix} \quad (4.54)$$

Durum uzay gösterimi için,

$$\rho \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = L^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - [R_s + \rho L] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{3}{2}} \omega_e \psi_M \begin{bmatrix} -\sin \theta_r \\ \cos \theta_r \end{bmatrix} \right\} \quad (4.55)$$

kullanılabilir. Burada,

$$L^{-1} = \frac{1}{L_k^2 + 3L_k L_{ort} + \frac{9}{4}(L_{ort}^2 - L_{\theta_r}^2)} \begin{bmatrix} L_k + \frac{3}{2}(L_{ort} + L_{\theta_r} \cos 2\theta_r) & \frac{3}{2}L_{\theta_r} \sin 2\theta_r \\ \frac{3}{2}L_{\theta_r} \sin 2\theta_r & L_k + \frac{3}{2}(L_{ort} - L_{\theta_r} \cos 2\theta_r) \end{bmatrix} \quad (4.56)$$

şeklinde dir. (4.24)'e Clarke dönüşümü uygulanırsa, akı ifadesi;

$$\rho \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

olur. (4.31)'e Clarke dönüşümü uygulandığında $i_{\alpha\beta}$ vektör akımları:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = L^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_M \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} \right\} \quad (4.58)$$

olur. (4.58), (4.57)'de yerine konursa, durum değişkenleri olarak akı ifadeleri ile aşağıdaki denklemler oluşturulur.

$$\rho \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} - R_s L^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} - \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_M \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} \right\} \quad (4.59)$$

İki faz sabit referans için moment ifadesini elde etmek için ise önce (4.31)'e Clarke dönüşümü uygulanır.

$$\begin{bmatrix} \psi_\alpha \\ \psi_\beta \end{bmatrix} = [L] \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_M \begin{bmatrix} \cos \theta_r \\ \sin \theta_r \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

Üç faz referans düzlemde geliştirilen moment ifadesine benzer şekilde koenerji:

$$W_f' = \int_0^{i_\beta} \psi_\beta (i_\alpha = 0, i_\beta, \theta_r) di_\beta + \int_0^{i_\alpha} \psi_\alpha (i_\alpha, i_\beta = 0, \theta_r) di_\alpha \quad (4.61)$$

$$W_f' = \left(L_k + \frac{3}{2} L_{ort} + \frac{3}{2} L_{\theta_r} \cos(2\theta_r) \right) \frac{i_\beta^2}{2} + \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_M \sin(\theta_r) i_\beta + \left(L_k + \frac{3}{2} L_{ort} - \frac{3}{2} L_{\theta_r} \cos(2\theta_r) \right) \frac{i_\alpha^2}{2} \\ + \left(\left(-\frac{3}{2} L_{\theta_r} \sin(2\theta_r) \right) i_\alpha i_\beta \right) + \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_M \cos(\theta_r) i_\alpha \quad (4.62)$$

ifadesi ile verilir. Sonuç olarak moment ifadesi;

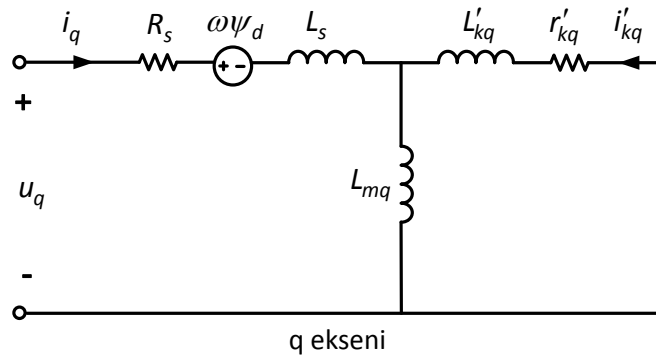
$$T(i_\alpha, i_\beta, \theta_r) = \frac{\partial W_f'}{\partial \theta_{mek}} = p \frac{\partial W_f'}{\partial \theta_r} \quad (4.63)$$

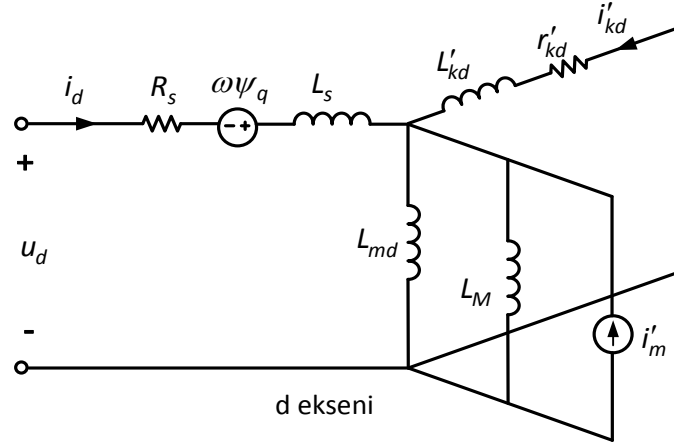
$$T_e = p \left\{ \begin{bmatrix} i_\alpha & i_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_{\theta_r} \sin(2\theta_r) & -\frac{3}{2} L_{\theta_r} \cos(2\theta_r) \\ -\frac{3}{2} L_{\theta_r} \cos(2\theta_r) & -\frac{3}{2} L_{\theta_r} \sin(2\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{3}{2}} \psi_M \begin{bmatrix} -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \right\} \quad (4.64)$$

ile elde edilir.

4.4.3 SMSM 2 Faz Rotor Ekseni Referans Düzlem Modeli

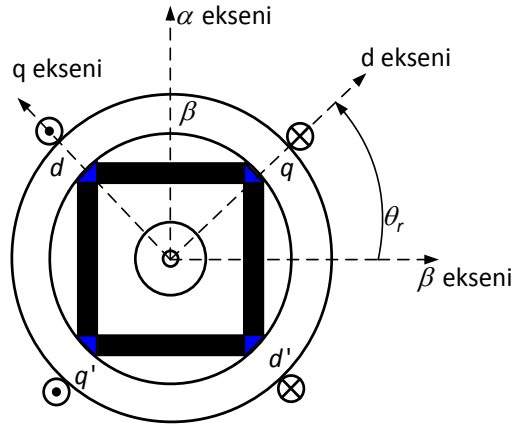
Sürekli mıknatıslı senkron motorun geçici rejim davranışlarını bulmak için kullanılan iki eksen yöntemine göre eşdeğer devresi Şekil 4.8'de gösterilmiştir. Bu devrede görülen i_m' akımı statora indirgenmiş sürekli mıknatısların eşdeğer mıknatıslama akımıdır. Şekil 4.8'da statora indirgenmiş değişkenler (') indisi ile gösterilmiştir.





Şekil 4.8 Sürekli mıknatıslı senkron motorun d-q eşdeğer devresi

Üç faz sabit referans düzlemdeki değişkenleri doğrudan rotor referans düzleme dönüştürmek için Park ve Clarke dönüşümlerinin her ikisini birden uygulamak gerekir. Rotor referans düzleminden sabit düzleme dönüşüm ters Park-Clarke dönüşüm matrisi ile sağlanır.



Şekil 4.9 Rotor iki faz referans düzlemde SMSM modeli

$$K^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & 1 \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \\ \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) & 1 \end{bmatrix} \quad (4.65)$$

Rotor referans düzleminde gerilim denklemlerini elde etmek için, üç faz sabit referans ekseninde gerilimi ifade eden (4.38)'e Park-Clarke dönüşümü uygulanır.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \rho \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} - \omega_e \begin{bmatrix} \psi_q \\ \psi_d \end{bmatrix} \quad (4.66)$$

Bu eşitlikte u_d , u_q , i_d ve i_q sırasıyla d ve q eksenlerindeki gerilimleri ve akımları belirtir.

R_s stator direncini ifade etmektedir.

Magnetik akı bileşenleri (4.67) ile ifade edilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_M \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.67)$$

d-q referans düzleminde devre eşitlikleri genel olarak şu şekilde ifade edilebilir.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \rho \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \psi_M \omega_e \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.68)$$

Rotor referans düzlemde SMSM'un durum uzay formu:

$$\rho \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix}^{-1} \left\{ \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \psi_M \omega_e \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \right\} \quad (4.69)$$

ifade edilebilir. Burada d ve q eksenlerindeki endüktanslar:

$$L_d = \frac{3}{2} L_{ort} - \frac{3}{2} L_{\theta_r} + L_k \quad (4.70)$$

$$L_q = \frac{3}{2} L_{ort} + \frac{3}{2} L_{\theta_r} + L_k \quad (4.71)$$

ile tanımlanır. Rotor referans düzleminde moment ifadesi (4.64)'a Park dönüşümü uygulanarak elde edilir.

$$T_e = p \left\{ \begin{bmatrix} i_d & i_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & -\frac{3}{2} L_{\theta_r} \\ -\frac{3}{2} L_{\theta_r} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \psi_M \begin{bmatrix} 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \right\} \quad (4.72)$$

(4.72)'in ilk terimi relüktans momenti, ikinci terimi ise mıknatıs tarafından üretilen momenti gösterir. Yuvarlak rotorlu makinalarda L_{θ_r} sıfır olduğundan relüktans momenti mevcut değildir. Mıknatısları gömülü makinalarda relüktans moment terimi i_d akımı negatif olduğu zaman toplam momente pozitif olarak katkıda bulunmaktadır. Böylelikle çıkık rotorlu makinada momenti artırmak relüktans terimi ile gerçekleştirilebilir. Sabit ekseninde verilen moment ifadeleri (4.61) ve (4.64)'te mevcut olan açığa bağımlılık, rotor referans eksen moment ifadesinde elimine edilmiştir.

(4.68) ifadesi daha basit halde aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

Bu çalışmada sadeleştirilen ve kısaltılmış hali (4.83), (4.84), (4.85), (4.86), (4.90)'da verilmiş olan matematiksel model kullanılmıştır.

$$u_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \psi_q \frac{d\theta_r}{dt} \quad (4.73)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \psi_d \frac{d\theta_r}{dt} \quad (4.74)$$

$$u_d = R_s i_d + \frac{d}{dt} \psi_d - \omega_r \psi_q \quad (4.75)$$

$$u_q = R_s i_q + \frac{d}{dt} \psi_q + \omega_r \psi_d \quad (4.76)$$

Bu gerilim denklemlerindeki akı ifadeleri, (4.77) ve (4.78) yardımıyla ve Şekil 4.8'den faydalanılarak d ve q düzleminde ayrıntılı olarak oluşturulursa, (4.79) ve (4.80) ifadeleri elde edilir.

$$L_d = L_k + L_{md} \quad (4.77)$$

$$L_q = L_k + L_{mq} \quad (4.78)$$

$$\psi_d = L_d \cdot i_d + \psi_M = (L_k + L_{md}) \cdot i_d + \psi_M \quad (4.79)$$

$$\psi_q = L_q \cdot i_q = (L_k + L_{mq}) \cdot i_q \quad (4.80)$$

(4.79) ve (4.80) aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\psi_d = L_d \cdot i_d + L_{md} \cdot i'_{kd} + L_{md} \cdot i'_m \quad (4.81)$$

$$\psi_q = L_q \cdot i_q + L_{mq} \cdot i'_{kq} \quad (4.82)$$

Bu akı ifadeleri (4.74) ve (4.75)'te yerine konulup gerekli düzenlemeler yapılırsa,

$$u_d = R_s i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - L_q \omega_r i_q \quad (4.83)$$

$$u_q = R_s i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + L_d \omega_r i_d + \omega_r \psi_M \quad (4.84)$$

elde edilir. Akım denklemleri için gerekli düzenlemeler yapıldığında,

$$\frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} \left[(u_d - R_s i_d) + (L_q \omega_r i_q) \right] \quad (4.85)$$

$$\frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} \left[(u_q - R_s i_q) - (L_d \omega_r i_d) - (\omega_r \psi_M) \right] \quad (4.86)$$

şeklinde elde edilir.

Elektromagnetik moment, statordan hava aralığına transfer olan güç tarafından üretilir. Moment ifadesinin denklemsel olarak sadeleştirilmiş hali iç güç cinsinden aşağıdaki gibi elde edilir.

$$P_i = \frac{3}{2} (u_q i_q + u_d i_d) \quad (4.87)$$

$$P_i = \frac{3}{2} \left(R_s (i_q^2 + i_d^2) + i_q \frac{d\psi_q}{dt} + i_d \frac{d\psi_d}{dt} + \omega_e (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \right) \quad (4.88)$$

(4.79) ve (4.80)'nin, (4.81) ve (4.82)'de yerine yazılmasıyla (4.89) ifadesi akı cinsinden,

$$P_i = \frac{3}{2} p \omega_r (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (4.89)$$

şeklinde elde edilir.

Elektriksel moment (4.90)'daki gibi bulunur.

$$T_e = \frac{P_i}{\omega_r} = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d) = \frac{3}{2} p [\psi_M i_q - (L_q - L_d) i_d i_q] \quad (4.90)$$

(4.90) denklemi, (4.81) ve (4.82) eşitlikleri kullanılarak açık halde yazıldığında (4.91) haline gelir.

$$T_e = \frac{3}{2}p(L_d - L_q)i_d i_q + \frac{3}{2}p(L_{md}i'_{kd}i_q - L_{mq}i'_{kd}i_d) + \frac{3}{2}pL_{md}i'_m i_q \quad (4.91)$$

(4.91) üç farklı moment bileşeninden oluşur. İlk bileşen olan relüktans momenti; mıknatısları rotor içine yerleştirilmiş motorlarda $L_d < L_q$ olduğundan negatiftir, mıknatısları rotor yüzeyine yerleştirilmiş motorlarda $L_d = L_q$ olduğundan sıfırdır. İkinci bileşen olan asenkron moment kısa devre sargılarından dolayı oluşur. Tez çalışmasında kullanılan gömülü mıknatıslı rotora sahip SMSM'de kısa devre sargıları kullanılmadığından bu bileşen sıfır olarak alınmıştır. Üçüncü bileşen olan uyarma momentini ise mıknatısların oluşturduğu alan üretmektedir.

4.5 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Mekanik Modeli

θ_{mek} ve ω_{mek} mekanik hız ve konumdur. θ_r ve ω_r rotorun elektriksel konumu ve hızı olduğuna göre aralarında çift kutup sayısı kat kadar fark vardır. Hızın da, konumun zamana göre değişimi olduğu bilinmektedir. Buradan hareketle ve elektromagnetik moment ifadesinden de yararlanarak hız ve konum aşağıdaki denklemlerle ifade edilebilir.

$$T_e - T_L = J \left(\frac{1}{p} \right) \frac{d\omega_r}{dt} + B_m \left(\frac{1}{p} \right) \omega_r \quad (4.92)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (4.93)$$

$$T_e - B_m \cdot \omega_{mek} - T_L = J \cdot \frac{d\omega_{mek}}{dt} \quad (4.94)$$

$$\frac{d\omega_{mek}}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - B_m \cdot \omega_{mek} - T_L) \quad (4.95)$$

(4.90) ifadesi yukarıdaki denklemde yerine koyulursa, (4.79) ve (4.80) ifadelerinin yardımıyla matematiksel mekanik denklem (4.96)'daki gibi elde edilir.

$$\frac{d\omega_{mek}}{dt} = \frac{3p}{2J} \{ (L_d - L_q) i_d i_q + \psi_M i_q \} - \frac{B_m \omega_{mek}}{J} - \frac{T_L}{J} \quad (4.96)$$

Moment ve rotor hızı arasındaki bağıntıda J yüke bağlı atalet momentidir. Birimi kgm^2 dir. T_L yük momenti ve B_m makina ve dönen sistemin sönüm katsayısı bir başka ifadeyle viskoz sürtünme katsayısıdır. B_m 'in birimi N.m.s.rad^{-1} olarak tanımlanır ve çok küçük olduğu için genellikle ihmal edilir. Yukarıdaki denklemler makinanın genel bir modelini oluşturmaktadır. Bulunan bu model içerisindeki bazı değerler her makina için farklılık göstermektedir.

Ayrıca döner makinalarda rotor açısına bağlı olarak fazların öz endüktansı, karşılıklı endüktansların rotor konumuyla değişimi ve mıknatısların sargılarda oluşturacağı akının rotor konumuyla değişimi kaçınılmazdır. Endüktanslar rotor konumu ve dolayısı ile zamanla değişirler. Bu zamanla değişim gerilim matrisinin doğrudan çözümünü zorlaştırır. Zamanla değişen endüktans matrisinin her adımda hesaplanması gerekir. Her adımda bu matrisin çözümü hem zaman almakta ve hem de sayısal kararlılık problemlerine sebep olabilmektedir. Bu sebeple gerilim denkleminin çözümünü kolaylaştırmak için endüktans matrisi elemanlarının zamanla değişmediği bir eksen sistemine geçmek daha faydalı olacaktır. Bu nedenle bu çalışmada, dq dönüşüm yöntemi adım adım incelenmiş ve kullanılacak olan motor için uyarlanmıştır. Söz konusu modelde kullanılacak olan tüm parametrelerin değerlerinin bulunması gerekmektedir. Buna göre belirli bir zaman aralığında motora, küçük sinyal enjekte edilerek, parametreler hesaplanmıştır.

R_s stator direncinin ölçülmesi için 12V DC gerilim uygulanmış ve $R_s = 8,46 \Omega$ olarak ölçülmüştür.

L_s endüktansı için ise 16V AC gerilim uygulanmış ve $\theta_r = 0^\circ$ durumunda $L_s = 43,54 \text{ mH}$ olarak ölçülmüştür.

$\theta_r = 90^\circ$ durumunda küçük sinyal enjeksiyonu yapılırken $L_s = 46,68 \text{ mH}$ olarak ölçülmüştür.

Buna göre; $L_q = \frac{2}{3}L_{s(\theta_r=0)}$ ve $L_d = \frac{2}{3}L_{s(\theta_r=90)}$ olduğundan,

$L_q = 29,02$ mH ve $L_d = 31,12$ mH olarak elde edilmiştir.

Nominal akım değeri, yine rotor açısına bağlı olarak hesaplanarak, bileşenlerine $i_d = 0,08$ A ve $i_q = 1,3$ A şeklinde ayrılmıştır.

ve denklem (4.79) ve (4.80) yardımıyla akılar hesaplanmıştır.

Buna göre; $\psi_s = 0,91$ Wb, $\psi_d = 0,98$ Wb, $\psi_q = 0,377$ Wb ve $\psi_M = 0,732$ Wb olarak elde edilmiştir.

Motorun katalog bilgileri ise;

$U_n = 400$ V, $I_n = 2,11$ A, $T_n = 7$ Nm, $P_n = 1,1$ kW, $f = 50$ Hz, $n_s = 1500$ d/d, $2p = 4$,

$J = 0,000122$ kgm², $B_m = 0,00001$ N.m.s.rad⁻¹ şeklindedir.

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ

5.1 Giriş

Doğrudan moment kontrolünün temel prensibi; stator magnetik akısı ile momentin referans ile gerçek değerlerinin arasındaki farka bağlı olarak uygun stator gerilim vektörlerinin seçilmesidir. Sürekli mıknatıslı senkron motorda, mıknatıs magnetik akısı sabit olduğundan moment kontrolü gerçekleştirilirken, darbe genişlik modülasyonu (pulse width modulation – PWM) için oluşturulan akım kontrol devresinin kullanılması zorunluluğu ortadan kalkar. Bu nedenle sürekli mıknatıslı senkron motorlarda doğrudan moment kontrolü, daha az parametre bağıllığı ve hızlı moment cevabı gibi avantajlar sağlar. Literatürde doğrudan moment kontrolü ile ilgili yapılan çalışmalar genellikle stator magnetik akısı ve moment için histerezis karşılaştırmalı çıkışları kullanılarak, tanımlı anahtarlama tablosundan uygun gerilim vektörü seçmek ve güç anahtarlarını kontrol etmek üzerine yapılmaktadır. Bu yöntem literatürde histerezis doğrudan moment kontrolü ya da klasik doğrudan moment kontrolü olarak yerini alır. Bu çalışmada ise literatüre kazandırılacak bir yenilik olarak doğrudan moment kontrolünde hem uzay vektör darbe genişlik modülasyonu (space vector pulse width modulation – SVPWM) hem de referans akı vektörü hesaplayıcısı aynı sistemde kullanılmıştır.

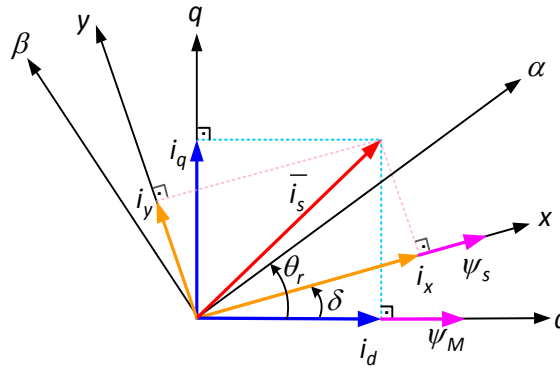
Momentin kontrolünde, kontrol değişkenlerinin sayısının düşürülmesi ve sistemin parametre bağımlılığının azaltılması, sistemin uygulanabilirliği açısından zorunlu hale

gelir. Bu nedenle bu çalışmada; referans eksen dönüşümleri, stator magnetik akısına bağlı olmak koşuluyla, doğrudan moment kontrolü teorisine uyarlanarak kullanılmış ve akı ile moment, gerilim vektörleri ile moment değişimlerinin önerilen yeni algoritmaya uygulanabilirliği göz önünde bulundurulmuştur.

5.2 Stator Akı Referans Sisteminde Motor Denklemleri

Stator magnetik akı vektörü ψ_s ve rotor magnetik akı vektörü ψ_M Şekil 5.1’de görüldüğü gibi rotor akı (dq), stator akı (xy) referans sistemlerinde çizilebilir.

Stator ve rotor magnetik akılarının arasındaki açı (δ) yük açısıdır. δ sabit bir yük momenti için sabittir. Bu durumda stator akısı da rotor akısı da senkron hızda döner. Ancak farklı yüklerde δ değişir. Burada, stator akımının dönüş hızı ya da δ ’deki değişiklik kontrol edilerek, momentteki artışın kontrol edilebileceği gösterilmiştir.



Şekil 5.1 Farklı referans sistemlerinde stator ve rotor magnetik akıları

(4.90)’da verilen gerilim ve elektromagnetik moment denklemi yardımıyla (5.1) elde edilir.

$$i_q = \frac{T_e / (3 / 2p)}{\psi_M - (L_q - L_d)i_d} \quad (5.1)$$

Şekil 5.1’den dq ve xy referans eksenleri arasında dönüşüm yapmak için gerekli olan ifadenin (5.2) şeklinde olduğu görülmektedir.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_x \\ f_y \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Şekil 5.1'den;

$$\sin \delta = \frac{\psi_q}{|\psi_s|} \quad (5.3)$$

$$\cos \delta = \frac{\psi_d}{|\psi_s|} \quad (5.4)$$

olduğu görülmektedir. Burada ifade edilen $|\psi_s|$; stator magnetik akısının genliğini gösterir. (5.2), (4.90)'da yerine yazılırsa (5.5) elde edilir.

$$T_e = \frac{3}{2} p \left[\psi_d (i_x \sin \delta + i_y \cos \delta) - \psi_q (i_x \cos \delta - i_y \sin \delta) \right] \quad (5.5)$$

(5.3) ve (5.4), (5.5)'de yerine yazılırsa (5.6) elde edilir.

$$T_e = \frac{3}{2} p \left[i_x \frac{\psi_d \psi_q}{|\psi_s|} + i_y \frac{\psi_d^2}{|\psi_s|} - i_x \frac{\psi_d \psi_q}{|\psi_s|} + i_y \frac{\psi_q^2}{|\psi_s|} \right] = \frac{3}{2} p |\psi_s| i_y \quad (5.6)$$

Elde edilen (5.6)'dan y-eksen bileşeniyle momentin orantılı olduğu ortaya çıkar. (4.75), (4.76) ve (5.2)'nin yardımıyla (5.7) elde edilir.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \psi_x \\ \psi_y \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_d \cos \delta & L_q \sin \delta \\ -L_d \sin \delta & L_q \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \psi_M \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} L_d \cos^2 \delta + L_q \sin^2 \delta & -L_d \sin \delta \cos \delta + L_q \sin \delta \cos \delta \\ -L_d \sin \delta \cos \delta + L_q \sin \delta \cos \delta & L_d \sin^2 \delta + L_q \cos^2 \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \psi_M \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.7)$$

Çalışmada kullanılan SMSM, yapısı itibariyle radyal gömülü mıknatıslı bir rotora sahip olduğundan dolayı $L_d \neq L_q$ 'dir. Stator akısı fazörü x ekseninden ileride olduğu için moment denklemi; (5.7)'de i_x için çözümün; $\psi_y = 0$ koşulu sağlanarak gerçekleştirilmesi ile elde edilir.

$$i_x = \frac{2\psi_M \sin \delta - \left[(L_d + L_q) + (L_d - L_q) i_y \cos 2\delta \right]}{(L_q - L_d) \sin 2\delta} \quad (5.8)$$

Denklem (5.8), denklem (5.7)'de yerine yazılırsa (5.9) ve (5.10) elde edilir.

$$i_y = \frac{1}{2L_d L_q} \left[2\psi_M L_q \sin \delta - |\psi_s| (L_q - L_d) \sin 2\delta \right] \quad (5.9)$$

$$T = \frac{3p|\psi_s|}{4L_d L_q} \left[2\psi_M L_q \sin \delta - |\psi_s| (L_q - L_d) \sin 2\delta \right] \quad (5.10)$$

Denklem (5.10)'daki ilk terim sürekli mıknatıs akısı tarafından üretilen uyarma momenti ve ikinci terim ise relüktans momentidir. Her bir stator magnetik akısı değeri için bir maksimum noktası mevcuttur. Stator magnetik akısının genliği ile momentin türevi arasındaki ilişkinin ele alınması gereklidir. SMSM'de moment değişimi ile stator magnetik akısının genliği değişebilir. Buna göre stator akı bağıntısı (5.11) ile hesaplanır.

$$|\psi_s| < \frac{L_q}{L_q - L_d} \psi_M \quad (5.11)$$

5.3 Stator Magnetik Akısının Kontrolü

Momentteki değişim, stator magnetik akısının genliği sabit tutulup, dönüş hızı artırılarak hızlı şekilde kontrol edilebilir. Stator magnetik akısının hem genliği, hem de dönüş hızı, doğru stator gerilim vektörleri seçilerek kontrol edilebilir.

5.3.1 Doğrudan Moment Kontrolünde Kullanılacak Gerilim Uzay Vektörünün Oluşturulması

Klasik doğrudan moment kontrolünün temel prensibi, uygun anahtarlama çizelgesinden doğru gerilim vektörlerini seçmektir. Bu seçim, moment ve stator magnetik akısının histerezis kontrolüne dayanır. Bu sayede stator magnetik akısının genlik ve hız değişimi, doğru stator gerilim vektörleri seçilerek kontrol edilmiş olur. Stator magnetik akısı denklem (5.12) ile hesaplanır [49].

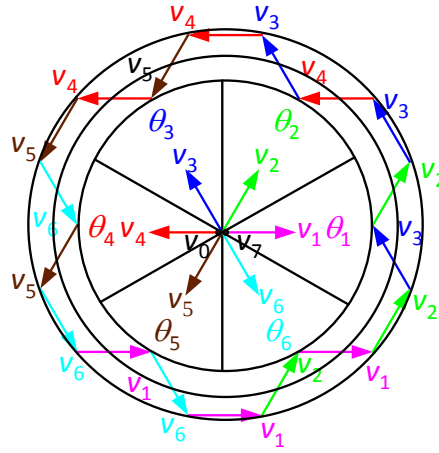
$$\bar{\psi}_s = \int_t^{t+\Delta t} (\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (5.12)$$

(5.12)'deki stator direnci ihmal edilerek, stator magnetik akısı, gerilim uzay vektörünün integrasyonu ile doğrudan belirtilebilir.

$$\bar{\psi}_s = \int_t^{t+\Delta t} \bar{u}_s dt \quad (5.13)$$

(5.13)'ten stator magnetik akısı ile gerilim uzay vektörünün aynı yönde olduğu anlaşılmaktadır. Bu yüzden uygun gerilim uzay vektörlerinin seçimi ile stator magnetik akısının genlik ve yön kontrolü mümkündür.

Gerilim vektör düzlemi Şekil 5.2'de görüldüğü gibi altı bölgeye ayrılmıştır. Her bir bölgede iki komşu gerilim vektörü, verilen sıraya göre $\bar{\psi}_s$ 'in genliğini arttırmak ya da azaltmak için seçilir [50].

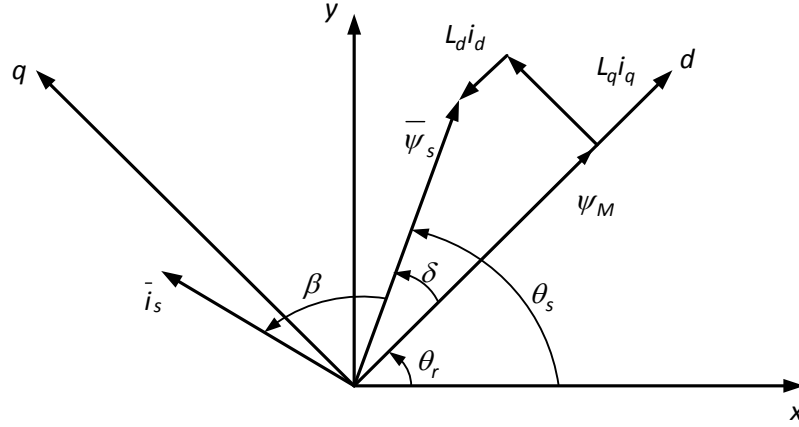


Şekil 5.2 Gerilim vektörleri ve bölgeleri

Burada, stator magnetik akısı θ_1 bölgesi içinde saat dönüş yönünün tersine hareket ettiğinde, stator magnetik akı genliğini arttırmak için gerilim uzay vektörü V_2 ya da genliği azaltmak için gerilim uzay vektörü V_3 seçilmelidir. Stator magnetik akısı saat dönüş yönünde hareket ettiği zaman, hala θ_1 bölgesinin içinde ise, o zaman V_6 genliği arttırmak, V_5 ise; genliği azaltmak için seçilmelidir. Diğer vektörlerin uygulanma zamanının ayarlanması esnasında kullanılan V_0 ve V_7 vektörleri ise sıfır gerilim vektörleri olarak adlandırılır.

5.3.2 Stator Magnetik Akısına Bağlı Olarak Rotor Açısının Hesabı

DTC içindeki hesaplamalar, statorla referans sistemi içerisinde yapılmaktadır. Gömülü mıknatıs yapısına sahip sürekli mıknatıslı senkron motorlarda dönüşümlerin gerçekleşmesi için motor modeli ile birlikte rotor açısı da gerekir. Stator akım vektörleri ve stator magnetik akısı yardımıyla rotor açısını belirleyen metot aşağıda verilmiştir.



Şekil 5.3 Rotor açısının hesabı

Enine eksen mangentik akısı ψ_q aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$|\bar{\psi}_s| \sin \delta = L_q |\bar{i}_s| \sin(\delta + \beta) \quad (5.14)$$

$$\sin(\delta + \beta) = \sin \delta \cos \beta + \cos \delta \sin \beta \quad (5.15)$$

Buna göre, yük açısı δ ; (5.16)'dan elde edilir.

$$\tan \delta = \frac{L_q |\bar{i}_s| \sin \beta}{|\bar{\psi}_s| - L_q |\bar{i}_s| \cos \beta} \quad (5.16)$$

Denklemdaki $\sin \beta$ ve $\cos \beta$ trigonometrik fonksiyonlarından kurtulmak için,

$$\bar{\psi}_s \bar{i}_s = |\bar{\psi}_s| |\bar{i}_s| \cos \beta \quad (5.17)$$

$$\bar{\psi}_s \times \bar{i}_s = |\bar{\psi}_s| |\bar{i}_s| \sin \beta \quad (5.18)$$

kullanılır. Bu durumda yük açısının tanjantı (5.19) şeklinde olur.

$$\tan \delta = \frac{L_q(\bar{\psi}_s \times \bar{i}_s)}{|\bar{\psi}_s|^2 - L_q(\bar{\psi}_s \cdot \bar{i}_s)} \quad (5.19)$$

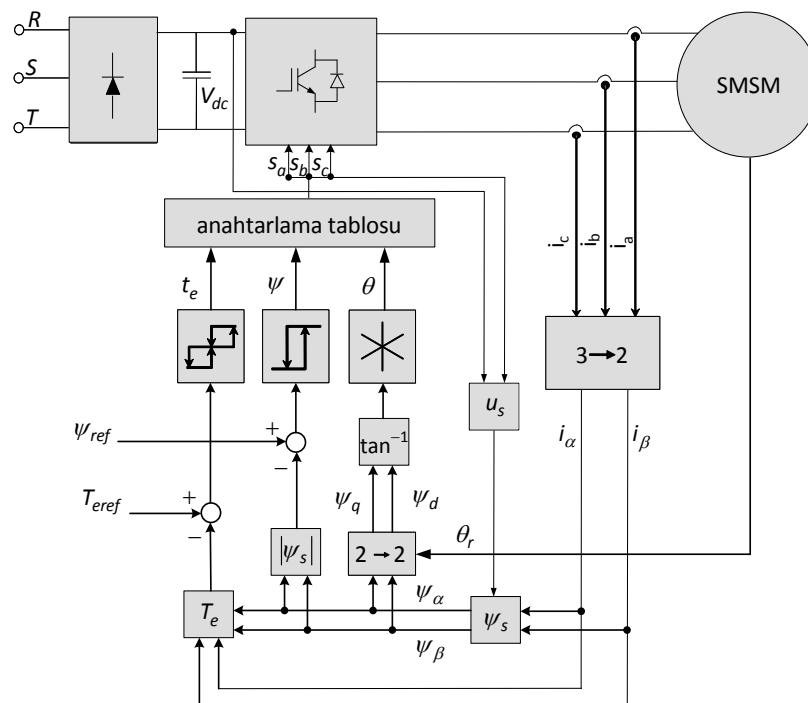
Buradan rotor açısı, yük açısının bulunmasıyla (5.20)'deki gibi elde edilir.

$$\theta_r = \theta_s - \delta \quad (5.20)$$

DTC’de kullanılan, eksen düzlemleri yardımıyla modele bağlı olarak sadeleştirilmiş kontrol değişkenleri, birçok karşılaştırma ve denetim döngüleri içerisinde kullanılmaktadır. Karşılaştırmaların kullanıldığı bu yöntemlerden biri histerezis ya da klasik doğrudan moment kontrolü olarak adlandırılabilir.

5.4 Histerezis Doğrudan Moment Kontrolü

Motor momentinin stator magnetik akısının hareket yönüne ve hareket hızına bağlı olarak değişmekte olduğu bir önceki bölümde ele alınmıştır. Buna göre stator akısı; momentin azalması, artması ya da sabit kalması durumları da göz önüne alınarak hesaplanmalıdır. Histerezis kontrolcüler ile gerçekleştirilen bu yöntemle ait bir blok diyagram Şekil 5.4'te verilmiştir.



Şekil 5.4 SMSM için Histerezis DTC (klasik DTC) blok diyagramı

Sistem dört ana bölümden oluşmaktadır. Bu bölümler; inverter, optimum anahtarlama vektör tablosu, histerezis akı ile moment karşılaştırıcıları ve stator akısı ile moment hesaplayıcısı olarak sıralanabilir. Akı ve moment karşılaştırıcıları, iki faz stator akımı, DC bara gerilimi ve anahtarlama vektör bilgilerini kullanarak motorun stator akısının ve momentinin kestirimini sağlar. Moment ve stator akısının referans değerleri kestirim değerleri ile karşılaştırılarak elde edilen hata değerleri histerezis karşılaştırıcı girişlerine uygulanır ve çıkışlarında kontrol sinyalleri üretilir. Bu sinyaller ve stator akısı uzay vektör pozisyonu kullanılarak, Çizelge 5.1'den en uygun anahtarlama vektörü seçilir ve inverttere uygulanır.

Çizelge 5.1 İnverter için uygun anahtarlama çizelgesi

ψ	T	θ					
		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
1	1	$V_2(110)$	$V_3(100)$	$V_4(101)$	$V_5(001)$	$V_6(011)$	$V_1(010)$
	0	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$
	-1	$V_6(101)$	$V_1(001)$	$V_2(011)$	$V_3(010)$	$V_4(110)$	$V_5(100)$
0	1	$V_3(010)$	$V_4(110)$	$V_5(100)$	$V_6(101)$	$V_1(001)$	$V_2(011)$
	0	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$
	-1	$V_5(001)$	$V_6(011)$	$V_1(010)$	$V_2(110)$	$V_3(100)$	$V_4(101)$

Kontrolde histeresiz akı ve moment karşılaştırıcıları kullanılmasının gerekliliği burada ortaya çıkmaktadır. Çünkü buna göre saat yönünün tersine çalışma için, gerçek moment referanstan küçükse, stator akısının dönüşünü aynı yönde tutan gerilim vektörleri seçilir. Bu sayede stator ve sürekli mıknatıs akısı arasındaki moment açısı olabildiği kadar hızlı artar ve böylece gerçek moment de aynı şekilde artar. Gerçek moment referanstan daha büyük olduğu zaman ise stator akısının dönüşünü ters yönde tutan gerilim vektörleri, sıfır gerilim vektörleri yerine seçilir. Moment açısı azalır, aynı zamanda moment de azalır. Gerilim vektörlerinin bu yolla seçilmesi ile stator akısının dönüş yönü moment için histerezis kontrol devresinin çıkışı ile karşılaştırılır.

Moment histerezis karşılaştırıcısının çıkışı T ile gösterilmiş, akı histerezis karşılaştırıcısının çıkışı ψ ile stator akı vektörünün bölgesi θ ile gösterilmiştir. Moment histerezis karşılaştırıcısı üç değerli bir karşılaştırıcıdır. $T = -1$; momentin gerçek değeri referansın üzerindedir. $T = 1$; momentin gerçek değeri referansın altındadır. $T = 0$; momentin değeri değişmemiştir. Akı histerezis karşılaştırıcısı ise iki değerli bir karşılaştırıcıdır. $\psi = 0$; magnetik akının gerçek değeri referansın üzerinde, $\psi = 1$ ise magnetik akının gerçek değeri referansın altında anlamına gelir.

Burada, her anahtarlama periyodu için stator magnetik akısı değişim aralığı $2\Delta\psi_s$ olarak alınmış, aynı şekilde moment değişim aralığı da $2\Delta t_e$ olarak belirlenmiştir. Çizelge 5.1, bir örnekleme periyodu içinde uygulanması gereken gerilim vektörlerinin sıralamasını, akı ve moment değişimlerine bağlı olarak göstermektedir. Buna göre akı histerezis denetleyicisinin çıkışı, akı değerinde artış gerekli olduğunda $d\psi_s = 1$, düşüş gerekli olduğunda ise $d\psi_s = 0$ olarak tanımlanmıştır. Aşağıda iki seviyeli histerezis denetleyicisine ait bağıntı verilmiştir.

$$d\psi_s = \begin{cases} 1, & |\psi_s| \leq \psi_{sref} - \Delta\psi_s \\ 0, & |\psi_s| \geq \psi_{sref} + \Delta\psi_s \end{cases} \quad (5.21)$$

Moment histerezis denetleyicisinin çıkışı ise momentte bir artış gerekli olduğunda $dt_e = 1$, düşüş gerekli olduğunda ise $dt_e = -1$, gerçek moment değerinde bir değişim gerekmediği durumda ise $dt_e = 0$ olarak tanımlanmıştır. Aşağıda üç seviyeli histerezis denetleyicisine ait bağıntılar verilmiştir.

$$dt_e = \begin{cases} 1, & |t_e| \leq |t_{eref}| - \Delta t_e \\ 0, & |t_{eref}| \geq |t_{eref}| \\ -1, & |t_e| \leq |t_{eref}| + \Delta t_e \\ 0, & |t_{eref}| \geq |t_{eref}| \end{cases} \quad (5.22)$$

Buna göre üretilecek moment, referans momentle karşılaştırılır ve aradaki hata sinyali

elde edilir. Hata sinyali tekrar histerezis moment karşılaştırıcısına uygulanır ve bu bilgi Çizelge 5.1’den uygun gerilim vektörü seçimi için kullanılır. Stator akı kestiricisi için θ olarak verilmiş olan ve yine Şekil 5.2’de gösterilmiş olan stator gerilimlerinin bölgelerinin seçimi yapılırken, vektör bölgelerinin bulunması için amacıyla o bölgede, o an uygulanan gerilim vektörünün (5.13)’e göre oluşturduğu d ve q eksenine ait akıların arasındaki açının hesabı için (5.23)’te verilen tanjant fonksiyonu kullanılır.

$$\theta_{hes} = \arctan \frac{\psi_d}{\psi_q} \quad (5.23)$$

Stator akı bölgesinin bulunması sırasında kullanılan bu trigonometrik fonksiyon işlem ağırlığı oluşturmaktadır. Bu matematiksel ifadenin işlenmesi sırasında işlemci mimarisi ve performansında göz önüne alınmalıdır. İşte bu nedenle bu çalışmada SMSM’nin histerezis doğrudan moment kontrolü için tanjant fonksiyonu kullanılması zorunluluğunun ortadan kaldırılması için, stator akı hesabında akı fark tablosu yöntemi geliştirilmiştir. Buna göre, iki faz sabit düzleme (α, β) ait stator akı bileşenlerinin işaretlerine bağlı olarak (5.24) kullanılarak, Çizelge 5.2’nin yardımıyla bölge bilgisi elde edilebilir [51].

$$\sqrt{3|\psi_\beta|} - |\psi_\alpha| \quad (5.24)$$

Çizelge 5.2 İki faz sabit düzlemde stator akı bileşenleri fark tablosu

ψ_α	ψ_β	$\sqrt{3 \psi_\beta } - \psi_\alpha $	Bölge (θ)
+	+/-	-	1.
+	+	+	2.
-	+	+	3.
-	+/-	-	4.
-	-	+	5.
+	-	+	6.

Şekil 5.4'deki Histerezis doğrudan moment kontrolüne ait diyagramdan görüldüğü üzere stator akı bilgisi stator akımlarından elde edilmektedir. Ancak bölge hesabı için tanjant fonksiyonunda kullanılmak üzere ihtiyaç duyulan akı bileşenleri iki faz rotor düzlemine (d,q) aittir. Burada sabit düzleme dönüşüm için rotor açısı θ_r bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Uygulamada bunun anlamı tüm sistem ekipmanlarına bir ek olarak enkoder kullanımını zorunlu hale getirmektedir [52,53]. Ancak maliyet yüksekliği ve motorun kullanılacağı ortam şartlarının elverişsizliği ve yer darlığı gibi sebeplerden dolayı enkoder kullanımının ortadan kaldırılması gerekliliği ortaya çıkmıştır. Enkoder kullanımının ortadan kaldırılması için, rotor açısının kullanılmasına ihtiyaç kalmadan, ancak iki faz sabit düzlemde gerçekleştirecek bir hesaplama bu problemi çözebilecektir. İşte bu çalışmada geliştirilen stator akı bileşenleri tablosu ile enkoder kullanıma zorunluluğu ortadan kaldırılmıştır. Gözlemleyici ve hız sensörü (enkoder) kullanılmadan yapılan bu çalışma literatüre kazandırılmıştır. Bu benzetim çalışmasına ait sonuçlar 7. Bölümde ele alınacaktır. Benzetim çalışması şimdiye kadar anlatılan kontrol mimarisi ile ve güç elektroniği devresi olarak ise 3 fazlı gerilim kaynaklı inverter yapısı kullanılarak oluşturulmuştur.

Bu tezde literatüre kazandırılan bu çözümün dışında, ayrıca dijital sinyal işleyiciler için DTC'de klasik olarak histerezis kontrolcülerin kullanıma zorunluluğunun ortadan kaldırılması adına yeni bir algoritma sunulmuştur. Bu yeni algoritmada dijital sinyal işleyiciler ile birlikte kullanımında problemlerin olduğu histerezis kontrolcüler kullanılmamış ve literatüre referans gerilim vektörünü hesaplama üzerine kurulmuş bir yöntem kazandırılmıştır. Önerilen uzay vektör modülasyonunda, referans gerilim vektörü hesabıyla gerçekleştirilen doğrudan moment kontrolü yöntemine ait deneysel uygulama çalışmasında, yine güç elektroniği devresi olarak 3 fazlı gerilim kaynaklı inverter kullanılmıştır. Her iki yöntemde de kullanılan bu güç elektroniği devresine ait teorik bilgiler aşağıda verilmiştir.

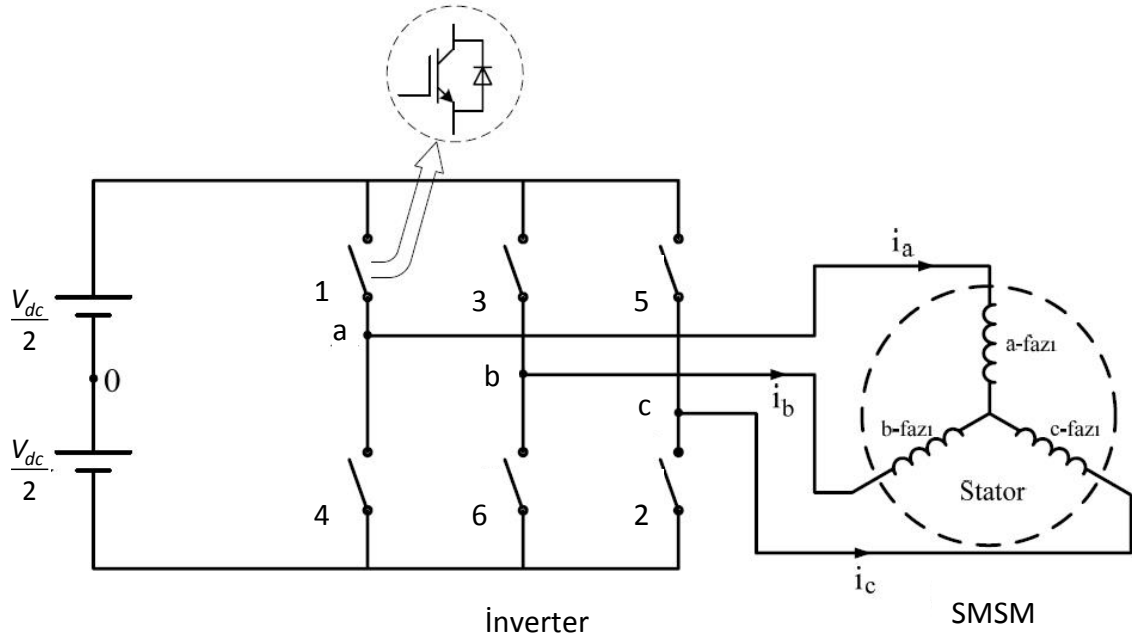
5.5 Üç fazlı Gerilim Kaynaklı Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonlu İnverterler

Güç elektroniği devrelerinde kullanılan en genel modülasyon metodu sinüzoidal darbe genişlik modülasyonu (SPWM)'dir. Ancak bu metotta, maksimum çıkış gerilimi düşük ve anahtarlama sayısı yüksektir. Bu sakıncaları ortadan kaldırmak için çeşitli metotlar geliştirilmiştir [54]. Bu metotlar hala kullanılmakta ise de özel olarak seçilen referans dalga ve onunla senkronize olan bir taşıyıcı dalga gerektirdiğinden kontrol devresi oldukça karmaşıktır.

Özellikle son yıllarda, sinüzoidal modülasyonun sayısal bir alternatifi olarak, PWM dalga şekilleri üretmek amacıyla, uzak vektör fikrine dayanan bir PWM metodu geliştirilmiştir. Uzak vektör PWM (SVPWM) olarak adlandırılan bu metot, sinüzoidal modülasyona göre daha düşük harmonik distorsiyonlu çıkış akımı ile daha yüksek çıkış gerilimi üretmesi nedeniyle endüstriyel uygulamalarda geniş bir kullanım alanı bulmuştur [55]. Ayrıca inverter anahtarlama kayıpları büyük ölçüde azalırken, aynı zamanda kaliteli bir AC çıkış akımı sağlanabilir.

AC makinaların analizinde kullanılan uzak vektörü kavramı, üç fazlı gerilim beslemeli inverterlerin analizinde de kullanılabilir. Üç fazlı sinüzoidal gerilimlerin uzak vektörü, d ve q sabit eksen takımlarında sabit genlikli ve sabit açısal hızla dönen bir vektördür. Uzak vektör modülasyonu ile gerilim vektörünün genliğini ve fazını istenilen yörüngede kontrol etmek mümkündür.

Gerilim kaynaklı inverterlerin güç anahtarları 180° iletim modundadır. Üç fazlı gerilim beslemeli inverterlerin normal çalışması, aynı koldaki iki elemanın aynı anda iletimde olmamasını gerektirir [56,57]. Bu sebeple üç fazlı inverter, yapı olarak iki durumlu, üç mekanik anahtar ile tanımlanır. Bu da altı anahtarlama durumunu karşılaştırmak için sadece üç anahtarlama sinyalinin (S_a, S_b, S_c) gerekli olduğu anlamına gelir. Dolayısıyla $k=2^3=8$ farklı inverter anahtarlama durumu mevcuttur. Şekil 5.5'te üç fazlı SMSM motoru besleyen gerilim beslemeli inverter şeması görülmektedir.



Şekil 5.5 SMSM için üç fazlı inverter şeması

Üç fazlı dengeli bir sistemdeki gerilimler ele alındığında faz gerilimleri aşağıdaki gibi ifade edilir,

$$V_a = V_m \sin(\omega t) \quad (5.25)$$

$$V_b = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \quad (5.26)$$

$$V_c = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \quad (5.27)$$

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (5.28)$$

Üç faz gerilim bükükleri tek bir vektör olarak düşünüldüğünde,

$$V = V_a + aV_b + a^2V_c \quad (5.29)$$

elde edilir. Burada;

$$a = e^{j(2\pi/3)} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (5.30)$$

$$a^2 = e^{j(4\pi/3)} = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \quad (5.31)$$

olmak koşuluyla, (5.30) ve (5.31), (5.29)'da yerine yazılırsa (5.32) elde edilir.

$$V = V_a + V_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (5.32)$$

$\bar{V}$ vektörü Clarke dönüşümü uygulanarak iki faz sabit eksen takımında,

$$V = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}k(V_a + V_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (5.33)$$

şeklinde yazılabilir.

İnverter çıkışında yıldız bağlı bir yük olması durumunda faz-nötr geriliminin hesaplanması için yıldız noktası n ile DC baranın negatif ucu "0" arasında gerilim farkı tanımlanmalıdır. Bu tanımlama ile aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$V_a = V_{an} + V_{n0} \quad (5.34)$$

$$V_b = V_{bn} + V_{n0} \quad (5.35)$$

$$V_c = V_{cn} + V_{n0} \quad (5.36)$$

Yıldız bağlı yüklerin faz gerilimleri toplamı sıfır olduğundan yukarıdaki eşitlikler kullanılarak (5.37) elde edilir.

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_a + V_b + V_c) \quad (5.37)$$

(5.37), (5.36)'da yerine konulursa,

$$V_{an} = \frac{2}{3}V_a - \frac{1}{3}(V_b + V_c) \quad (5.38)$$

$$V_{bn} = \frac{2}{3}V_b - \frac{1}{3}(V_a + V_c) \quad (5.39)$$

$$V_{cn} = \frac{2}{3}V_c - \frac{1}{3}(V_b + V_a) \quad (5.40)$$

eşitlikleri elde edilir [58].

Yukarıda ifade edilen eşitlikler kullanılarak elde edilen faz gerilimleri ve ilgili uzay vektörleri Çizelge 5.3'te verilmiştir.

Çizelge 5.3 Farklı anahtarlama durumlarında faz gerilimleri

Durum	İletimdeki anahtarlar	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}
1	1,6,2	$(2/3)V_{dc}$	$-(1/3)V_{dc}$	$-(1/3)V_{dc}$
2	1,3,2	$(1/3)V_{dc}$	$(1/3)V_{dc}$	$-(2/3)V_{dc}$
3	4,3,2	$-(1/3)V_{dc}$	$(2/3)V_{dc}$	$-(1/3)V_{dc}$
4	4,3,5	$-(2/3)V_{dc}$	$(1/3)V_{dc}$	$(1/3)V_{dc}$
5	4,6,5	$-(1/3)V_{dc}$	$-(1/3)V_{dc}$	$(2/3)V_{dc}$
6	1,6,5	$(1/3)V_{dc}$	$-(2/3)V_{dc}$	$(1/3)V_{dc}$
0 ve 7	4,6,2	0	0	0

Her bir inverter faz kolunun anahtarlama durumu ayrı ayrı S_a, S_b, S_c anahtarlama fonksiyonları tarafından kontrol edilir. Anahtarlama fonksiyonu, inverter fazı kaynak geriliminin pozitif ucuna bağlandığında “1”, negatif ucuna toprak hattı (GND) bağlandığında ise “0” olarak tanımlanır. DC bara gerilimi V_{dc} olduğuna göre, anahtarlama fonksiyonları (5.41)’deki gibi olur.

$$S_{a,b,c} = \begin{cases} 1 \rightarrow +V_{dc} \\ 0 \rightarrow -V_{dc} \end{cases} \quad (5.41)$$

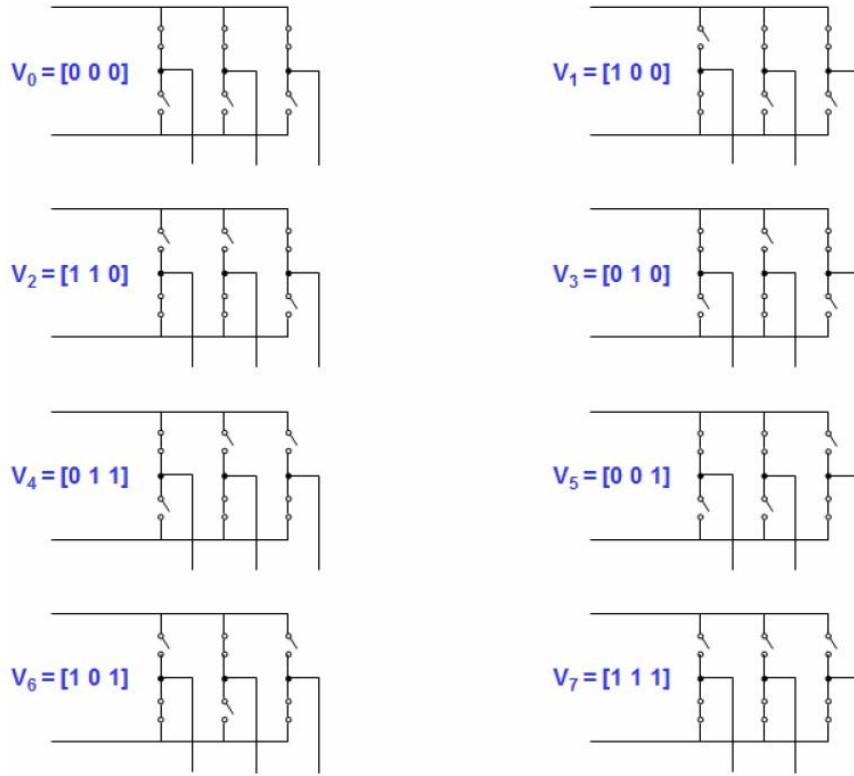
Bir inverterde altı etkin gerilim uzay vektörü ve iki sıfır gerilim uzay vektörü bulunur. Gerilim uzay vektörünün a, b, c referans sisteminin a-eksenine yerleştirildiği kabul edilirse, gerilim uzay vektörlerinin motora uygulanan inverter çıkışı (5.33) yardımıyla, farklı anahtarlama durumları için aşağıdaki gibi belirtilir.

$$V_s = \frac{2}{3} V_{dc} (S_a + S_b e^{j2\pi/3} + S_c e^{j4\pi/3}) \quad (5.42)$$

(5.42) ifadesi (5.43) şeklinde genelleştirilebilir.

$$V_k = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\pi/3} \quad k=0,1,2,3,4,5,6,7 \quad (5.43)$$

Bu sekiz adet faz-gerilim kombinasyonunu sekiz adet anahtar kombinasyonu belirlemektedir. (5.43) ifadesi üç fazlı gerilim kaynaklı inverterin çıkış gerilimlerinin uzay vektörleri olarak adlandırılır. Gerilim kaynaklı inverterde anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri Şekil 5.6'da gösterilmiştir.



Şekil 5.6 Gerilim kaynaklı inverterde anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri

(5.42) yardımıyla faz çıkış gerilimleri, anahtarlama fonksiyonu ve DC bara gerilimi açısından aşağıdaki denklemler ile ifade edilir [59].

$$V_a = V_{dc} S_a \quad (5.44)$$

$$V_b = V_{dc} S_b \quad (5.45)$$

$$V_c = V_{dc} S_c \quad (5.46)$$

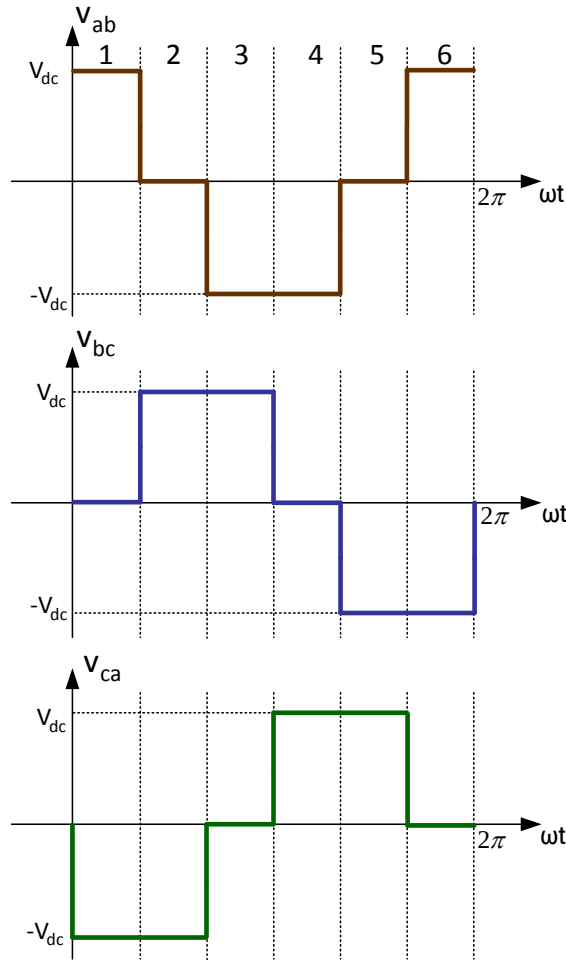
Fazlar arası gerilimler ise,

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a - V_b \\ V_b - V_c \\ V_c - V_a \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} S_a - S_b \\ S_b - S_c \\ S_c - S_a \end{bmatrix} \quad (5.47)$$

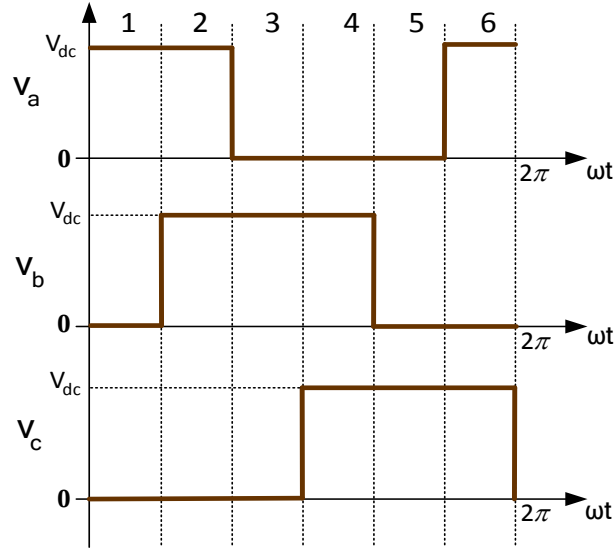
şeklinde elde edilir.

Şekil 5.7(a) ve Şekil 5.7(b)'de inverter çıkışındaki yük gerilimleri ve fazlar arası gerilimler görülmektedir. Yük gerilimi değişimleri Çizelge 5.3'e göre çizilmiştir. Fazlar arası gerilimler Şekil 5.7(c)'de görülen faz gerilimlerinin farkı alınarak elde edilmiştir.

Şekil 5.7(c)'de inverterin her bir kolunun gerilim değişimi görülmektedir. Bu gerilim değişimlerinde referans noktası olarak DC baranın nötr ucu alınmıştır. Bir periyot boyunca altı farklı gerilim seviyesi ortaya çıkmaktadır.



(a) inverter fazlar arası gerilim değişimleri

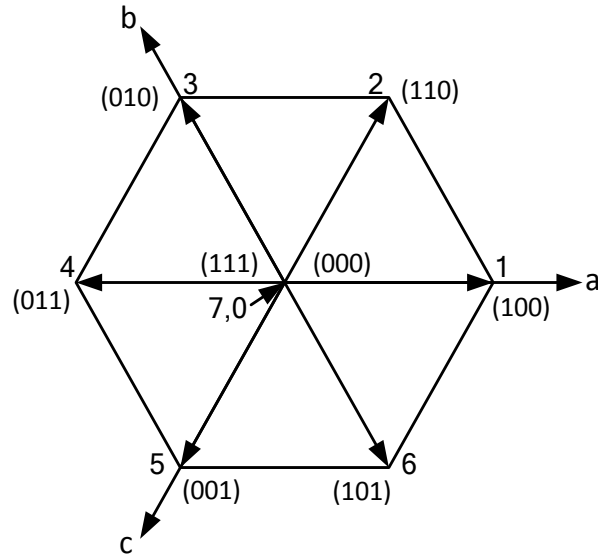


(b) İnverter faz gerilim değişimleri

Şekil 5.7 İnverter çıkış gerilimlerinin değişimi

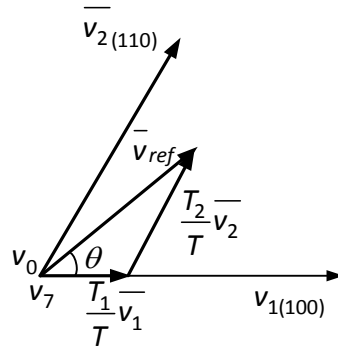
5.6 SMSM için Önerilen ve Referans Vektör Hesaplanarak Uygulanan DTC-SVPWM Yöntemi

Üç fazlı gerilim kaynaklı inverterlerin uzay vektör darbe genişlik modülasyonunda gerilim vektörleri uzay düzleminde simetrik bir altıgen oluşturur. Şekil 5.8'deki diyagram, vektörlerin sabit eksen takımındaki konumlarını ve bölgelerini göstermektedir. Gerilim vektörlerinin oluşturduğu bu simetrik altıgen altı bölgeye ayrılmıştır. Burada altı etkin gerilim uzay vektörleri, $V_1 - V_6$ birbirleri ile 60° aralıkla dizilmiştir. Sıfır gerilim uzay vektörleri V_0 ve V_7 uzay vektör düzleminin merkezine yerleştirilmiştir. Motora $V_1 - V_6$ vektörlerinden biri uygulandığında stator akısı, uygulanan gerilim vektörü doğrultusunda artar. Bu nedenle $V_1 - V_6$ vektörleri aktif vektörler olarak adlandırılır. Sıfır gerilim vektörleri olarak adlandırılan V_0 ve V_7 gerilim vektörleri stator akısında bir değişiklik oluşturmaz.



Şekil 5.8 Gerilim kaynaklı inverterde gerilim vektörlerinin sabit eksen takımındaki konumları ve bölgeleri

Bölge dağılımına bağlı kalınarak gerilim referansının içinde olduğu iki komşu vektör seçilir. Referans vektör $\bar{V}_{ref}$ 'in birinci bölgede olduğu kabul edilirse, Şekil 5.9'deki durum elde edilir.



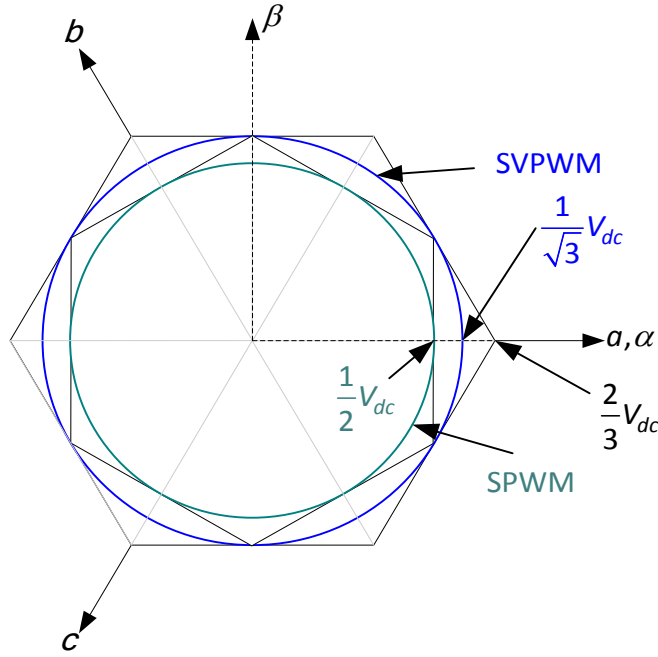
Şekil 5.9 Komşu vektörlerin bileşimi olarak birinci bölgede referans vektör

Burada, referans gerilim ve örnekleme periyodu bilinmeli ve bunlara bağlı olarak T periyot hesaplanmalıdır. T_1 , T_2 ve T_0 (5.48) ile hesaplanabilir. Şekil 5.9'de T_1 ve T_2 aynı indislere sahip aktif vektörlerini iletimde bulunduğu zamanlar, T_0 ise sıfır vektörlerinin iletim dışı bulunduğu zamandır. Periyot ve gerilim büyüklükleri yardımıyla $\bar{V}_{ref}$, (5.49) ifadesi ile bulunabilir.

$$T = T_1 + T_2 + T_0 \quad (5.48)$$

$$\bar{V}_{ref} = \frac{T_1}{T} \bar{V}_1 + \frac{T_2}{T} \bar{V}_2 \quad (5.49)$$

$\bar{V}_{ref}$ 'e komşu olan iki gerilim vektörü ve sıfır gerilim vektörleri, bir anahtarlama periyodu içinde uygun bir sırayla ve belirli sürelerle seçilerek $\bar{V}_{ref}$ vektörü elde edilebilir.



Şekil 5.10 Vektör düzleminde maksimum çıkış gerilimleri

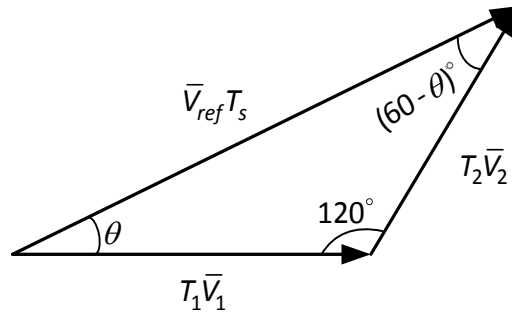
Şekil 5.10'dan görüldüğü üzere, uzay vektör PWM (SVPWM) yönteminde referans gerilim vektörünün büyüklüğü altıgenin köşegenlerine ya da kenarlarına göre geometrik olarak değişmektedir. Buna bağlı olarak uzay vektör PWM (SVPWM), sinüzoidal PWM (SPWM)'e göre $2/\sqrt{3}$ kat kadar daha düşük bara gerilimi sağlamaktadır.

Referans gerilim vektörü üretilmesi için gerekli olan anahtarlama durumunun tespiti üç adımda gerçekleştirilir. İlk adımda, referans gerilim vektörünün α, β bileşenleri kullanılarak gerilim vektörü açısı sırasıyla (5.50) ve (5.51) eşitlikleri kullanılarak tespit edilir.

$$\bar{V}_{ref} = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} \quad (5.50)$$

$$\theta_{hes} = \tan^{-1} \left(\frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}} \right) \quad (5.51)$$

Zamana bağılı olarak değişen θ açısı ile beraber vektörün içinde bulunduğu bölge de değişmektedir. İkinci adımda, referans gerilim vektörünün bulunduğu bölge tespit edilmektedir. Bu bölgeye bağılı olarak referans vektöre komşu olan aktif vektörler ve sıfır vektörlerinin süreleri hesaplanır. Şekil 5.9’da referans gerilim vektörü $0 < \theta < 60^\circ$ aralığında iken, referans vektörün üretilmesi için kullanılan V_1, V_2, V_0 ve V_7 vektörleri gösterilmiştir.



Şekil 5.11 Birinci bölgede aktif gerilim vektörleri

Şekil 5.11’de birinci bölgedeki referans vektör ve aktif vektörlerin oluşturduğu üçgen görülmektedir. Üçgenin kenarlarının karşı açılara oranının eşitliğinden (5.52) eşitliği elde edilmektedir. Bu eşitlikte V_1 ve V_2 vektörlerinin süreleri sırasıyla T_1 ve T_2 ile ifade edilmektedir ve bu süreler de (5.53) ve (5.54) eşitlikleri ile hesaplanır.

$$\frac{V_{ref} T_s}{\sin 120^\circ} = \frac{T_1 V_1}{\sin(60 - \theta)^\circ} = \frac{T_2 V_2}{\sin \theta} \quad (5.52)$$

$$T_1 = \frac{|V_{ref}| T_s \sin(60 - \theta)^\circ}{\sin 120^\circ V_1} \quad (5.53)$$

$$T_2 = \frac{|V_{ref}| T_s \sin \theta}{\sin 120^\circ V_2} \quad (5.54)$$

Bu eşitliklerdeki V_1 ve V_2 vektörleri Şekil 5.10’da görüldüğü gibi,

$$V_1 = V_2 = \frac{2}{3} V_{dc} \quad (5.55)$$

değerini almaktadır.

$$\sin \theta = \frac{V_\beta}{V_{ref}} \quad (5.56)$$

$$\sin(60 - \theta) = \sin 60 \cdot \cos 60 - \cos 60 \cdot \sin 60 \quad (5.57)$$

$$\cos \theta = \frac{V_\alpha}{V_{ref}} \quad (5.58)$$

(5.56), (5.57) ve (5.58) ifadeleri (5.53) ve (5.54)’de yerine konulursa; referans vektör açısından bağımsız olan (5.59) ve (5.60) ifadeleri elde edilir. Böylece referans vektörün bulunduğu bölgeye göre ilgili süre eşitlikleri kullanılarak T hesaplanabilir.

$$T_1 = \frac{3}{2} \frac{V_\alpha T_s}{V_{dc}} - \frac{T_2}{2} \quad (5.59)$$

$$T_2 = \frac{3}{2} \frac{V_\beta T_s}{(\sqrt{3}/2)V_{dc}} \quad (5.60)$$

Vektör süreleri tüm bölgeleri için genelleştirilirse;

$$T_1 = \frac{\sqrt{3} T_s |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin \frac{\sigma}{3} \pi \cos \theta - \cos \frac{\sigma}{3} \pi \sin \theta \right) \quad (5.61)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} T_s |\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(-\sin \frac{\sigma-1}{3} \pi \cos \theta + \cos \frac{\sigma-1}{3} \pi \sin \theta \right) \quad (5.62)$$

elde edilir. Burada σ : Stator gerilim vektörü bölgesine ait numarayı temsil etmektedir.

(5.63)’da verildiği gibi referans vektör; iki aktif vektör ve sıfır vektörlerinden oluşmaktadır. Aktif vektör ile sıfır vektör sürelerinin toplamı anahtarlama periyodunu oluşturmaktadır. Sıfır vektörlerinin süreleri (5.64) eşitliğinde verildiği gibi, aktif vektör sürelerinin anahtarlama periyodundan çıkarılması ile elde edilir. Burada σ stator akı vektörünün bölgesidir.

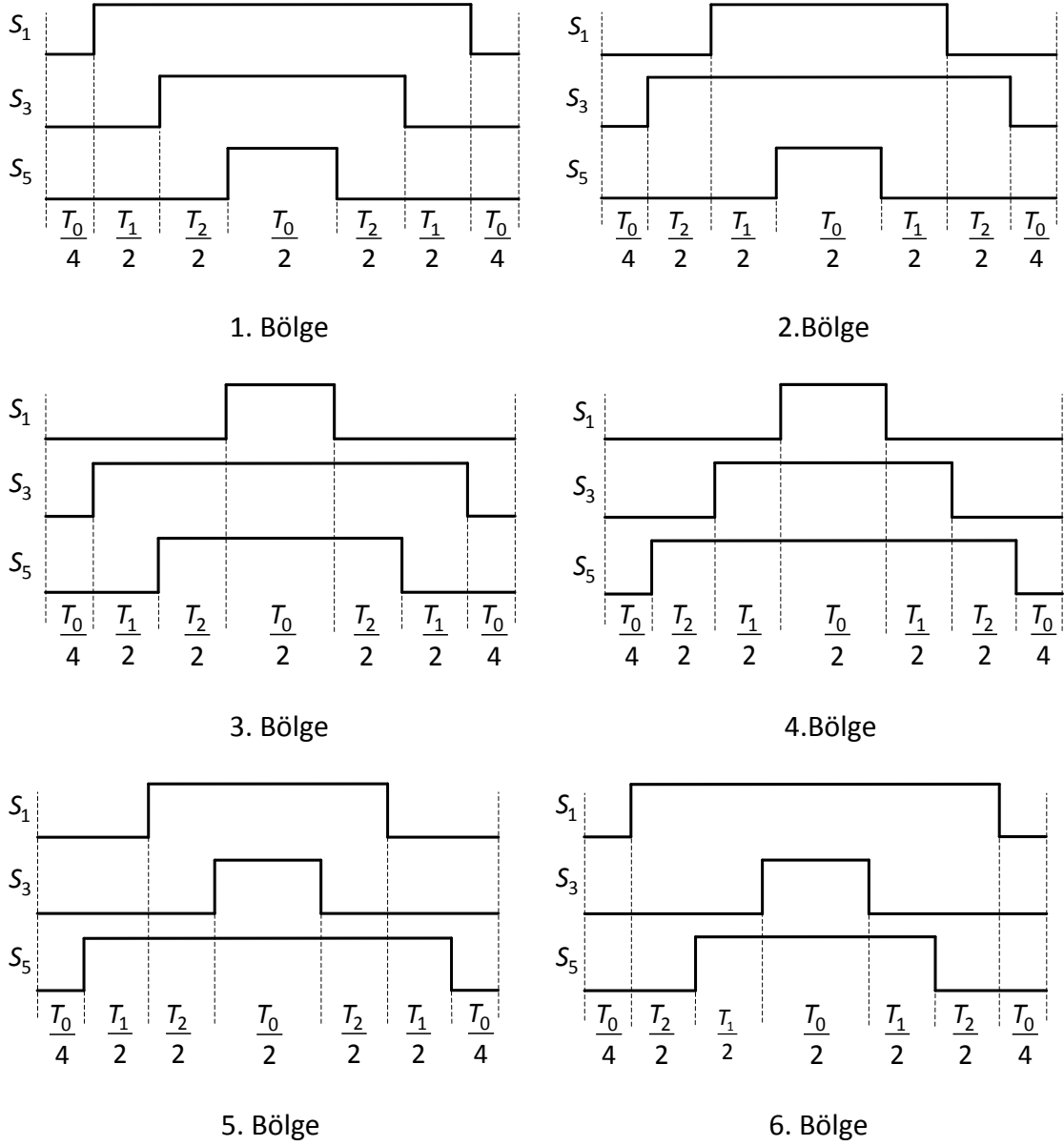
$$\int_0^{T_s} \bar{V}_{ref} dt = \int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \bar{V}_0 dt \quad (5.63)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (5.64)$$

Vektör süreleri hesaplandıktan sonra anahtarlama elemanlarının iletim süreleri Çizelge 5.4 yardımıyla hesaplanır. Çizelge 5.4'te belirtilmiş olan anahtarlama elemanlarının iletim süreleri, anahtarlara uygulanmak amacıyla üçgen dalga sinyali ile karşılaştırılır. Karşılaştırma sonucunda sürelerin üçgen dalga sinyalinden büyük olduğu bölgelerde ilgili anahtarların tetikleme sinyalleri üretilir. Her bölge için oluşturulması gereken PWM sinyaller ise Şekil 5.12'de verilmiştir.

Çizelge 5.4 Referans vektörün bulunduğu bölgeye göre anahtarlama süreleri

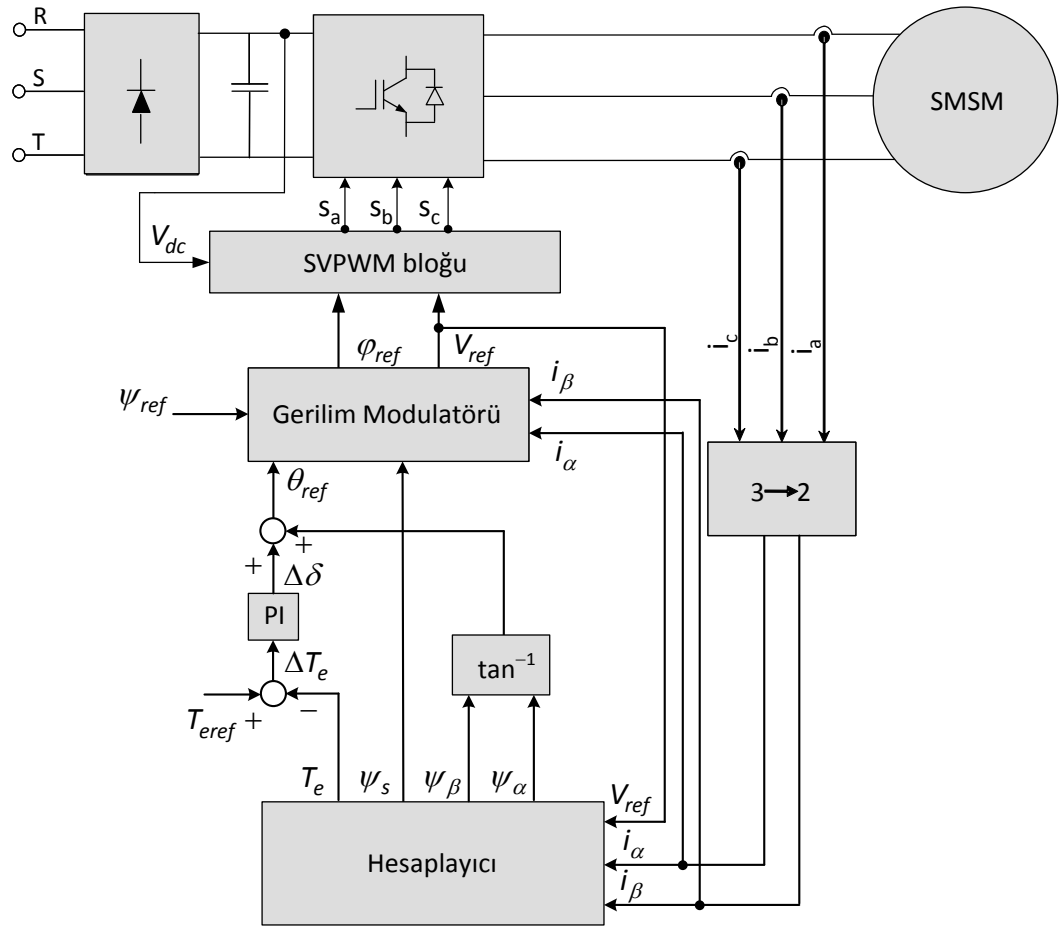
Bölge	Üst anahtarlar	Alt anahtarlar
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
2	$S_1 = T_1 + T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
3	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_0/2$
4	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2 + T_2$ $S_2 = T_0/2$
5	$S_1 = T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_2 + T_0/2$



Şekil 5.12 Farklı bölgelerde anahtarlama sinyallerinin değişimi

Sinyallerin uygulanma sürelerinin, referans vektör bileşenlerinin oluşturulmasında etkin bir şekilde rol oynadığı Şekil 5.12'den görülmektedir. Referans vektörün oluşturulması için periyoda bağlı olarak gerçekleştirilen bu hesaplamalar içerisinde referans vektörün genliğinin hesabı, makinanın moment ihtiyacına göre kontrol döngüsünde kullanılmalıdır. Bu nedenle referans vektörün makinanın moment değişimlerine göre seçilmesi amacıyla; referans vektör hesabı, referans moment ve gerçek moment arasındaki farka bağlı olarak ve moment açısı göz önünde bulundurularak yapılmalıdır.

Rotorda bulunan mıknatısların oluşturduğu akı ile stator akısı arasındaki açı olarak da tanımlanabilen moment açısının makinanın yüklenmesiyle değişeceği göz önünde bulundurulursa; referans moment ile gerçek moment arasındaki fark ile hesaplanan moment açısı yardımıyla, referans vektör ve ait olduğu bölge bulunabilir. Şekil 5.13'te önerilen yönteme ait blok diyagram verilmiştir. Her kontrol periyodunda yenilenen hesaplamalar ile referans vektör genliği ve bölgesi (5.65) ve (5.66) denklemlerinde kullanılmak amacıyla bulunabilir. Böylece uzay vektör darbe genişlik modülasyonu için gerekli olan anahtarlama süreleri hesaplanmış olur.



Şekil 5.13 SMSM için önerilen ve referans vektör hesaplanarak uygulanan DTC-SVPWM yöntemi

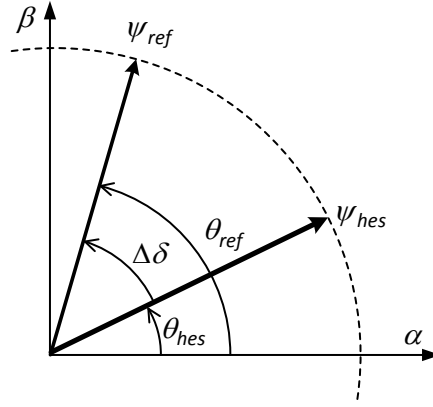
Şekil 5.13'te verilmiş olan diyagramda okunan üç faz akımları önce Clarke dönüşümü ile α, β düzleminde tanımlanmış ve daha sonra yapılacak olan hesaplamalarda kullanılmıştır. Böylece stator akısının hesabında α, β düzlemindeki bileşenler (5.65) ve (5.66) kullanılarak hesaplanabilir hale gelmiştir. α, β düzleminde akı ve akımların bulunması ile elektromagnetik moment denklem (5.67) yardımıyla hesaplanır.

$$\psi_{\alpha} = \int_t^{t+\Delta t} (V_{\alpha} - R_s i_{\alpha}) dt + \psi_{\alpha|t=0} \quad (5.65)$$

$$\psi_{\beta} = \int_t^{t+\Delta t} (V_{\beta} - R_s i_{\beta}) dt + \psi_{\beta|t=0} \quad (5.66)$$

$$T_e = p(\psi_{\alpha} i_{\beta} - \psi_{\beta} i_{\alpha}) \quad (5.67)$$

Hesaplayıcı bloğunda hesaplanan elektromagnetik moment ile momentin referans değerinin karşılaştırılması sonucu elde edilen ΔT_e moment hatası, bir PI kontrolcüden geçirilerek moment açısı hatası $\Delta \delta$ elde edilir. Şekil 5.14'te verilen α, β düzlemindeki stator akı vektörünün gösteriminden hareketle, referans stator akısı ψ_{ref} 'e ait olan açı θ_{ref} 'in bulunması için, stator akısına ait açı θ_s ile moment açısındaki değişimi ifade eden $\Delta \delta$ 'in toplamı bulunur. Bu toplam açı, referans akıya ait olan açıdır. θ_{ref} olarak ifade edilir. θ_{ref} (5.68)'de yerine konularak (5.69) ve (5.70)'de yerine konularak (5.71) elde edilir. Referans akı ile stator akısı arasındaki farka bağlı olarak bulunan referans vektöre ait α, β bileşenleri denklem (5.72)'de kullanılarak referans vektör elde edilir. Elde edilen referans vektör, uzay vektör PWM (SVPWM) bloğunda kullanılır. Denklem (5.61) ve (5.62)'den anahtarlama sürelerinin hesabında gerilim vektörüne ait açının kullanılması gerektiği görülmektedir. Bu nedenle SVPWM'de kullanılmak üzere, gerilim vektörüne ait açının hesaplanması için denklem (5.73)'dan faydalanılır.



Şekil 5.14 α, β düzlemindeki stator akı vektörü ve açıları

$$V_{\alpha ref} = \frac{\psi_{ref} \cos \theta_{ref} - \psi_{hes} \cos \theta_{hes}}{T_s} + R_s i_{\alpha} \quad (5.68)$$

$$V_{\alpha ref} = \frac{\psi_{ref} \cos(\theta_{hes} + \Delta \delta) - \psi_{hes} \cos \theta_{hes}}{T_s} + R_s i_{\alpha} \quad (5.69)$$

$$V_{\beta ref} = \frac{\psi_{ref} \sin \theta_{ref} - \psi_{hes} \sin \theta_{hes}}{T_s} + R_s i_{\beta} \quad (5.70)$$

$$V_{\beta ref} = \frac{\psi_{ref} \sin(\theta_{hes} + \Delta \delta) - \psi_{hes} \sin \theta_{hes}}{T_s} + R_s i_{\beta} \quad (5.71)$$

$$V_{ref} = \sqrt{V_{\alpha ref}^2 + V_{\beta ref}^2} \quad (5.72)$$

$$\varphi_{ref} = \tan^{-1} \frac{V_{\beta ref}}{V_{\alpha ref}} \quad (5.73)$$

SVPWM bloğunda anahtarlama sürelerinin hesaplanması için denklem (5.61) ve (5.62) makine büyüklüklerine uyarlanarak (5.74), (5.75) ve (5.76) elde edilir.

$$T_1 = \frac{\sqrt{3}T_s |V_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin \left(\frac{\pi}{3} - \varphi_{ref} + \frac{\sigma - 1}{3} \pi \right) \right) = \frac{\sqrt{3}T_s |V_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin \left(\frac{\sigma}{3} \pi - \varphi_{ref} \right) \right) \quad (5.74)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3}T_s |V_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin \left(\varphi_{ref} - \frac{\sigma - 1}{3} \pi \right) \right) \quad (5.75)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (5.76)$$

olarak bulunur.

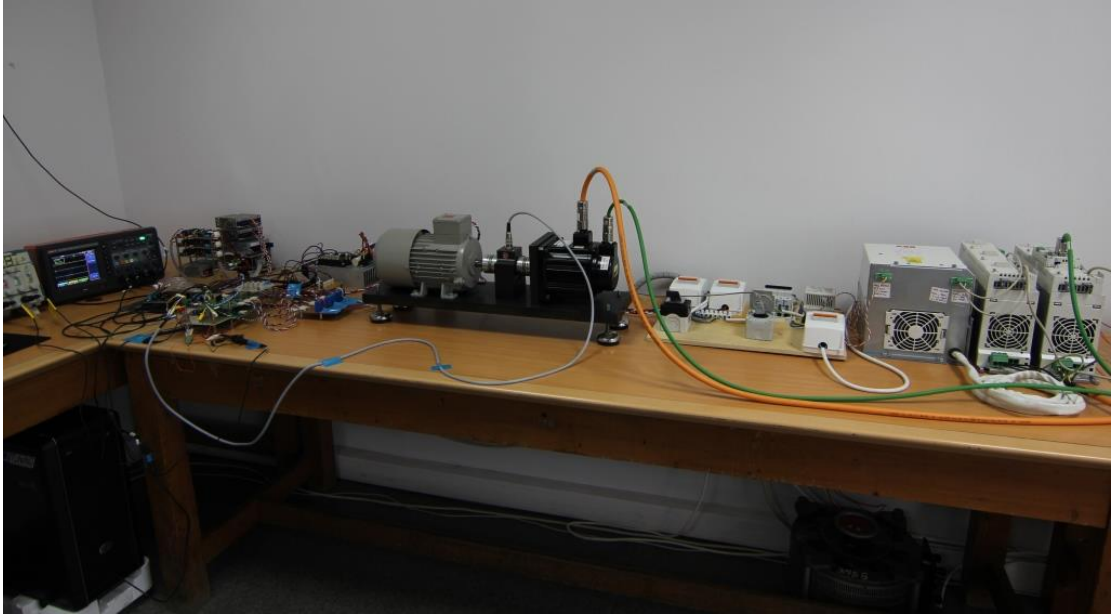
Böylece anahtarlama süreleri her kontrol periyodunda hesaplanarak, güç elektroniği elemanları için gerekli sinyaller üretilir.

Çalışmanın uygulama bölümünde, bu sinyallerin kullanılacağı güç elektroniği devrelerinin yapımı, sinyallerin aktarılması, akım, gerilim ve moment gibi büyüklüklerin algılanması ve ölçülmesi için SMSM'un deneysel sürücü düzeneği oluşturulmuştur. Bir sonraki bölümde sürekli mıknatıslı senkron motorun deneysel sürücü düzeneğinin tasarımına değinilecektir.

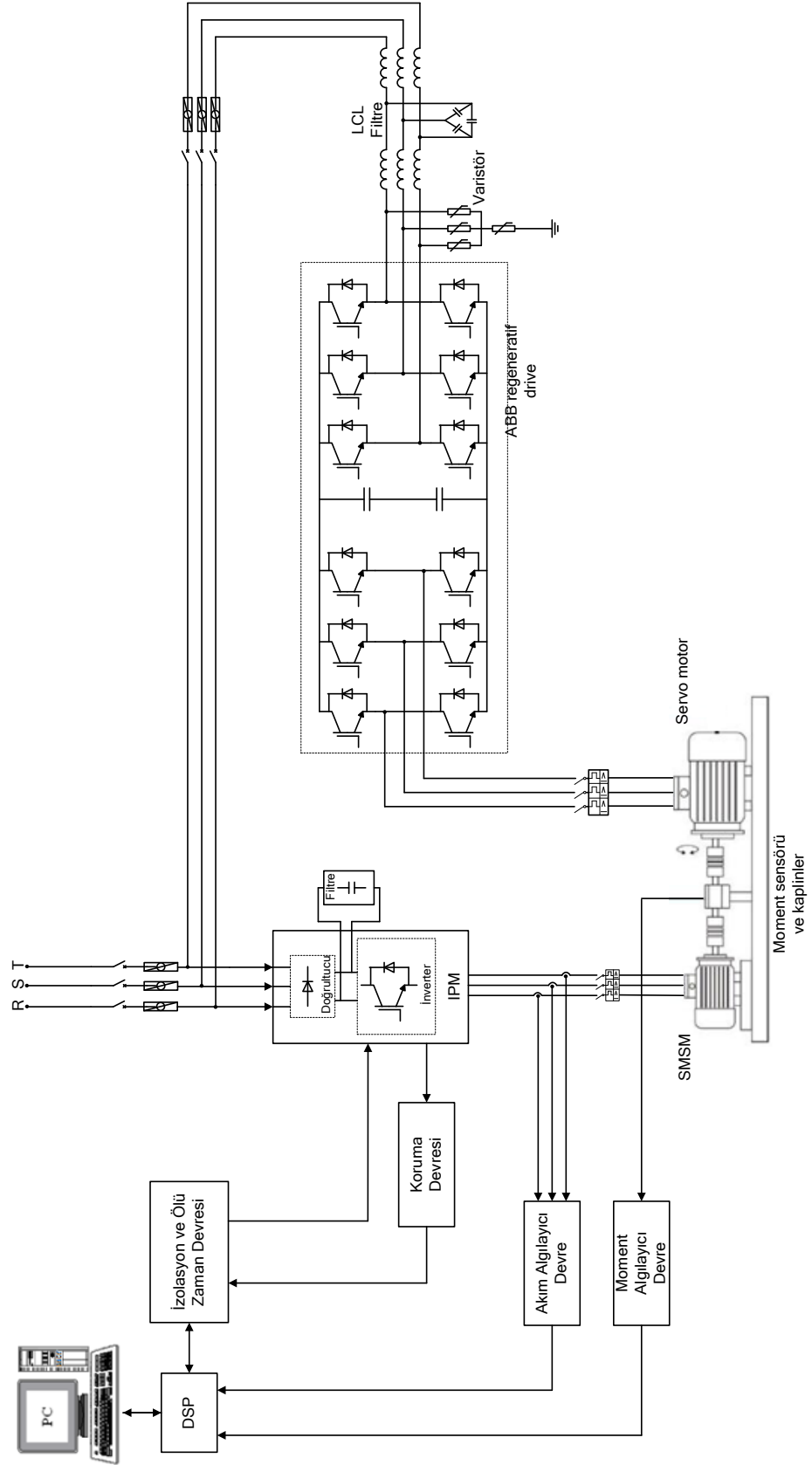
SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DENEYSEL SÜRÜCÜ DÜZENEGİNİN TASARIMI

6.1 Giriş

Bu bölümde SMSM'un kontrolü için gerçekleştirilen sürücü devre düzenekleri açıklanmıştır. SMSM'un doğrudan moment kontrolü için gerçekleştirilen sürücü sistemin görünümü Şekil 6.1'de, blok diyagramı ise Şekil 6.2'de verilmiştir. Sistemde SMSM'ı sürmek için kullanılan tüm ekipmanlar, aşağıda verilen geniş özetle açıklanmıştır. Ayrıca devrelerin şemaları ve yapım aşamaları alt başlıklar halinde incelenmiştir.



Şekil 6.1 Deneysel düzeneğin görünümü



Şekil 6.2 Deneysel düzeneğin blok diyagramı

Texas Instruments firması tarafından üretilen TMS320F2808 model DSP, kullanımı ve yazılım dili açısından motor sürücü sistemleri için yeterli bir mimariye sahiptir. Bilgisayar ile haberleşmesi USB portundan sağlanmakta olduğundan, günümüz dizüstü ve masaüstü bilgisayarlarda bağlantı sorunu olmadan kullanılabilir.

Çalışmada kullanılan ve Fuji Electric firması tarafından üretilen IGBT-IPM güç modülü ve doğrultucu modülleri inverter uygulamaları için kompakt bir çözüm sunmaktadır.

Siemens marka SMSM, güç yoğunluğu açısından yüksek sınıf bir motor olup, aynı zamanda zor çalışma şartlarına sahip uygulamalarda kullanılmak üzere üretilmiştir.

Yük tarafında bulunan ABB marka servo motor, sınırlı sayıda üretimi gerçekleştirilen özellikle hassas pozisyon kontrolü uygulamaları için tasarlanmış bir motordur. Bu motorun şebekeye bağlantısını gerçekleştiren ABB regeneratif sürücü grubu, sadece servo motorlar için kullanılan bir settir. Ayrıca şebekeye bağlantı yapılmadan önce kullanılan ve sürücü harmoniklerini süzen bir LCL filtre ile gerilim yükselmelerini yavaşlatıcı bir varistör grubu kullanılmıştır.

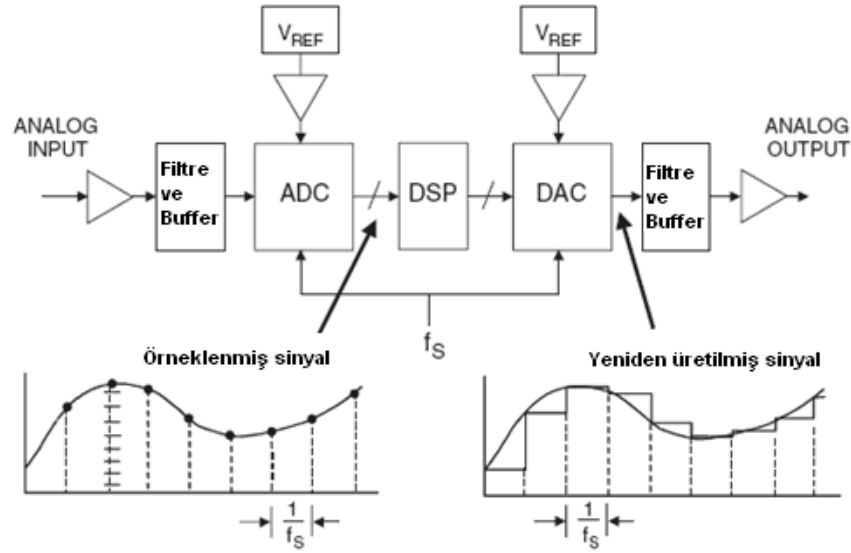
Moment sensörü olarak uygulamada, ETH Messtechnik marka DRBK model moment sensörü kullanılmıştır. Aynı firmaya ait motor miline uygun olarak hazırlanan kaplinler ile iki motor birbirine akuple edilmiştir.

İzolasyon ve ölü zaman devresi, koruma devreleri, akım ve moment algılayıcı devreler baskı devre şeklinde sisteme uygun şekilde tasarlanmıştır. Aşağıda sistem bileşenlerinin detaylı açıklamaları mevcuttur.

6.2 Analogdan Dijitale Dönüştürücüler (ADC)

İnverter için gerekli olan anahtarlama sinyallerinin kontrol algoritmasına göre üretilmesi amacıyla akım verilerinin dijital sinyal işlemcisine (DSP) aktırılması gerekmektedir. Bu nedenle analogdan dijitale dönüştürücü devre tasarlanmalıdır. Bu nedenle tez çalışmasına ait parametrelere uygun analogdan dijitale dönüştürücü ve sinyal bindirme devresi tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir.

Analog-dijital dönüştürücüler girişine uygulanan gerilim veya akım büyüklüğünü dijital bir değere dönüştüren cihazlardır. Şekil 6.3’de operasyonel yükselteçler (Opamp) ile oluşturulmuş örneklendirilmiş sinyal dönüşüm sisteminin blok diyagramı görülmektedir.



Şekil 6.3 Örneklendirilmiş sinyal dönüşüm sistemi

ADC’de iki giriş vardır bunlar, referans ve ölçülecek sinyal girişleridir. Çıkış ise girişe karşılık gelen 12 bitlik bir bilgidir. Analog sinyal analogdan dijitale çeviriciye uygulanmadan önce arabelleğe (buffer) alınıp filtrelendir [60]. Uygun bir arabellekleme (buffer) düşük empedans sağlama amacıyla yapılmaktadır [61]. Uygulamada uygun kazancın ve ofsetin elde edilmesi için ADC’nin giriş gerilimi aralığına göre opamplar kullanılmıştır. Devrede kullanılan opampların seçiminde, az yer kaplaması, düşük giriş ofset değerine sahip olması ve düşük besleme akımına ihtiyaç duyması nedenleriyle National Semiconductor firmasına ait LF412 dual JFET opamplar kullanılması uygun görülmüştür. Uygulamada DSP kartının kendi ADC modülü için oluşturduğu dahili gerilim referansı kullanıldığı için harici olarak herhangi bir buffer ve filtreleme işlemine gerek duyulmamaktadır. DSP’nin ADC bloğu içerisinde var olan dahili buffer devreleri kullanılmıştır. ADC bloğunun çıkışı DSP kartı sayesinde işlemciye uygulanarak akım sinyalleri işlemci tarafından işlenecek hale getirilmiştir. DSP’nin DAC (dijitaldan analoga çevirici) çıkışında alınan sinyaller DSP kartının ilgili PWM çıkışlarından alınmıştır.

6.2.1 Giriş Aralığına Bağlı Olarak Gerilim Cinsinden Çözünürlüğünün Belirlenmesi

TMS320F2808 DSP kartında ADC giriş aralığı (0-3V) olarak belirlenmiştir. Bu gerilim değeri DSP kartı tarafından dahili referans olarak üretilmektedir. Bazı durumlarda örneğin sıcaklık ölçme uygulamalarında, harici bir gerilim referansına ihtiyaç duyulabilmektedir. Ancak gerçekleştirilen akım algılama devresinde, DSP tarafından üretilen dahili gerilim referansı kullanılmıştır.

Referans gerilim değeri ADC'nin dönüştüreceği maksimum gerilim değeridir. DSP'nin sahip olduğu 12 bit'lik ADC 0V'tan 3V referans gerilim değerine kadar olan gerilim değerlerini dönüştürebilir. Bu gerilim aralığı $2^{12}=4096$ adet değere veya seviyeye bölünür.

ADC'nin çözünürlüğü, giriş gerilim aralığı için üretilen ayrık değerlerin sayısı olarak ifade edilir. Değerler genellikle "binary" formatta elektronik olarak saklandıklarından çözünürlük "bit" olarak ifade edilir. Ayrık değerlerin sayısı veya "seviyeler" ikinin katı değerler alır. Örneğin, 12 bit çözünürlüğe sahip bir ADC, bir analog sinyali 4096 farklı seviyeye bölerek kodlar. Değerler uygulamaya bağlı olarak 0-4096 aralığında veya 2048 ile 2047 aralığında da olabilir. Çözünürlük elektriksel olarak Volt birimi ile tanımlanabilir. ADC'nin gerilim çözünürlüğü, gerilim aralığı değerinin ayrık değerlerin sayısına bölünmesiyle elde edilir [62].

q : Gerilim olarak çözünürlük,

ε : Gerilim aralığı,

τ : Bit olarak çözünürlük,

$2^\tau - 1$: Ayrık değerlerin sayısı

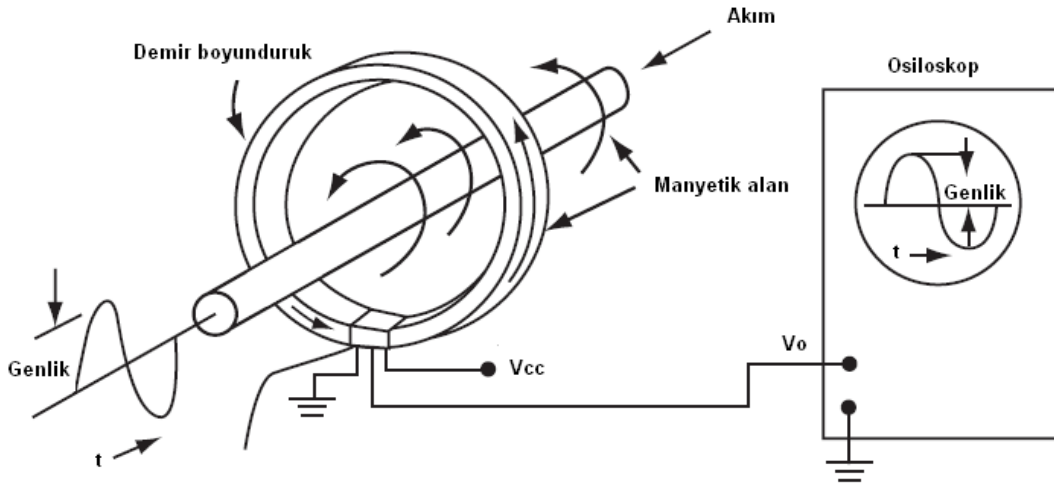
olmak üzere; gerilim seviyelerinin büyüklüğü $V/2^\varepsilon$ değeriyle bulunur. TMS320F2808 DSP sinin 12 bitlik ADC modülü için 3V referans gerilim değerinde gerilim seviyesi aralığı;

$$q = \frac{\varepsilon}{2^\tau - 1} = \frac{3 - 0}{2^{12} - 1} = 0,732mV \quad (6.1)$$

ADC'nin çözünürlüğü, ADC ile ölçülebilecek en küçük gerilim değeri değişimini ifade eder. Çözünürlük gerilim seviyesi, aralığı ile aynıdır. Uygulamada kullanılan 0,732mV çözünürlük durumunda 0,732mV giriş gerilimi değerinden daha küçük gerilim değerleri ölçülemeyecektir. Ölçülebilecek minimum gerilim değeri uygulama için yeterli bir değerdir. Motor kontrol uygulamalarında ölçülmesi gerekli olan sinyaller bu limit değerinin çok üzerinde olmaktadır.

6.2.2 Gerçekleştirilen Akım Algılama Devresi

Uygulamada akımın algılanması Hall etkili LEM Marka LA55P tipi akım sensörleriyle gerçekleştirilmiştir. Şekil 6.4'te görüldüğü üzere Hall etkili akım sensörü magnetik alan etkisine bağlı olarak çalışmaktadır. Magnetik alan içerisinde bulunan bir iletkenin akım geçiyorsa, akan elektronlar alan tarafından malzemenin yanlarına itilerek elektron yığılmasına neden olurlar. Bunun sonucunda endüklenen gerilime ise Hall Gerilimi (V_o) denir. Oluşan gerilim, geçen akım ve manyetik akı birbirine diktir. Elde edilen gerilim, akan akıma ve magnetik akı yoğunluğuyla doğru; malzemenin kalınlığına ters orantılıdır. Oluşan gerilim ayrıca malzemenin cinsine de bağlıdır. Hall algılayıcıları tek parça çip olarak yapılırlar ve epoxy veya seramik paketlere yerleştirilirler [63].



Şekil 6.4 Hall etkili akım sensörünün prensip şeması

LEM akım sensörü, içerdiği Hall levhası sayesinde akımı algılar. Hall levhasının uçlarında, magnetik alanın yönüne ve şiddetine bağlı olarak bir gerilim meydana gelir.

Magnetik alan dik ve algılayıcı düzlemden dışarı doğru uygulandığında, çıkış gerilimi algılayıcıdaki magnetik akı yoğunluğunun genliği ile orantılı miktarda artar.

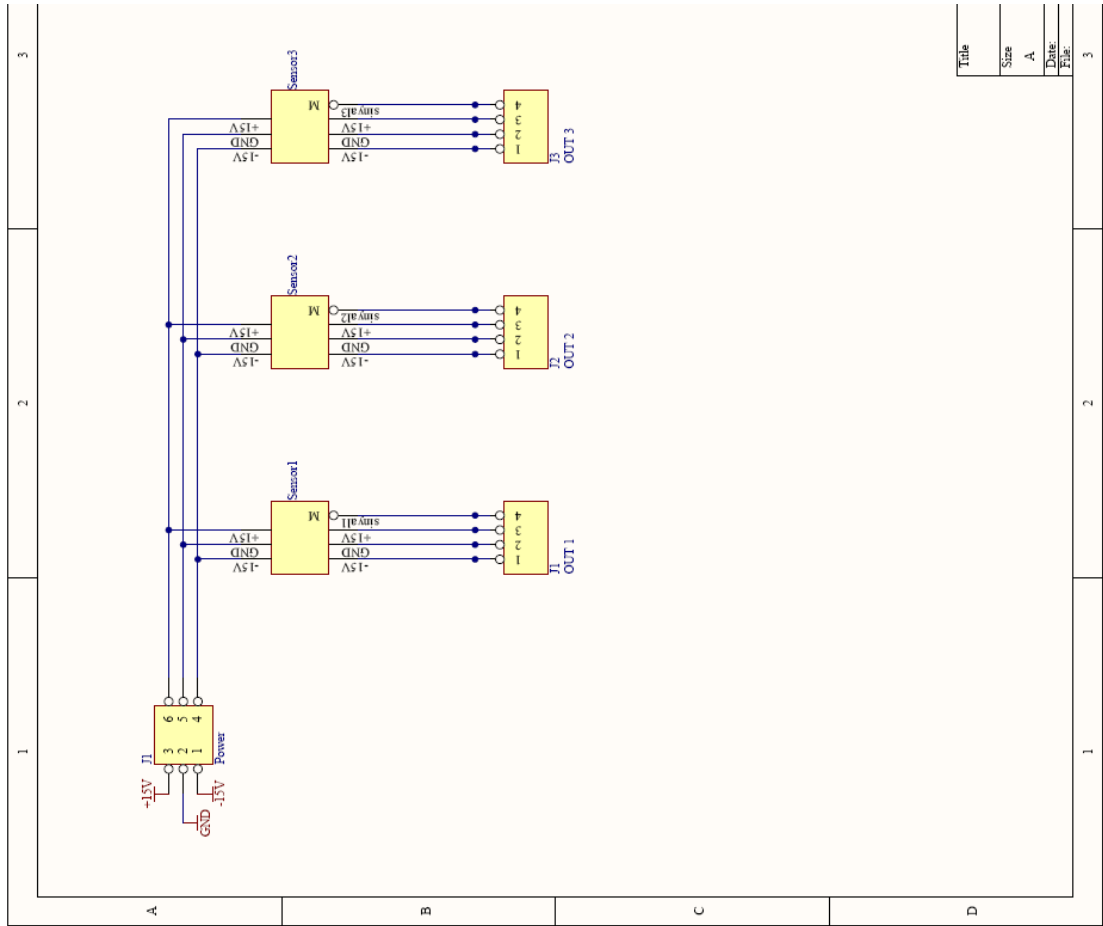


Şekil 6.5 LEM marka LA55-P model akım sensörü

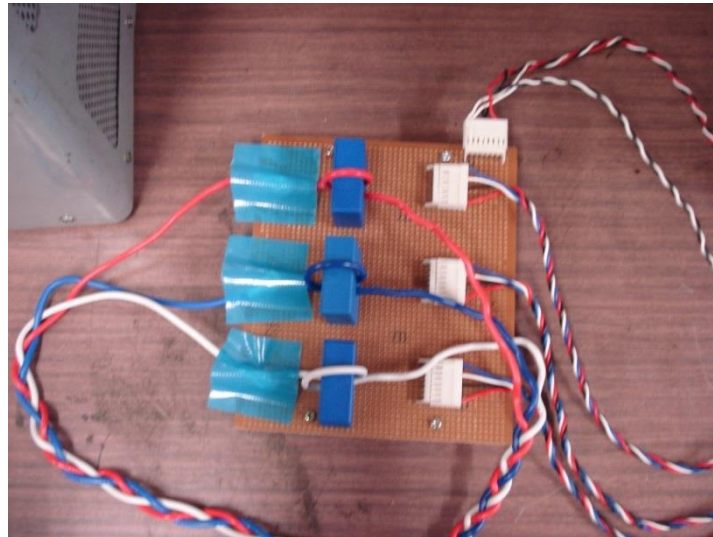
Şekil 6.5'te görüldüğü gibi LEM marka LA55-P model akım sensörünün 3 ucu vardır. M olarak adlandırılan uç siyalin alınacağı uçtur. + ve – olarak belirtilen uçlar ise sensörün çalışması için verilecek olan besleme gerilimi giriş uçlarıdır. Sensör kataloğundan [64] elde edilen bilgiler ışığında sensörün akım algılama işlemini gerçekleştirebilmesi için bu uçlara $\pm 15V$ uygulanmıştır. Motorun statorunu besleyen kablolar her faz için sensörden geçirilerek sensörün akım algılaması sağlanmıştır. LEM marka LA55-P tipi akım algılayıcısının ölçme aralığı 0-50A'dır.

Gerçekleştirilen akım algılama devresinin şeması Şekil 6.6'da görülebilir. Devrenin fotoğrafı Şekil 6.7'de verilmiştir. Devrede çıkış uçları olan OUT 1-2-3 ile sinyaller sinyal bindirme devresine aktarılmaktadır.

Sensörlerin çalışmasını sağlayan bu devrede besleme kaynağı olarak sinyal bindirme devresi ile aynı DC kaynak kullanılmıştır. Bu husus, ortak toprak ucu (GND) kullanılması açısından önemlidir. Zira akım sensörlerinin beslemesini sağlayan bu devre, ADC için sinyal bindirme devresi ve DSP'nin ilgili ADC girişleri aynı GND bağlantısına sahip olmalıdır. Ortak toprak hattı kullanılmayan durumlarda DSP'nin ADC'si için gürültü oluşumu kaçınılmazdır.



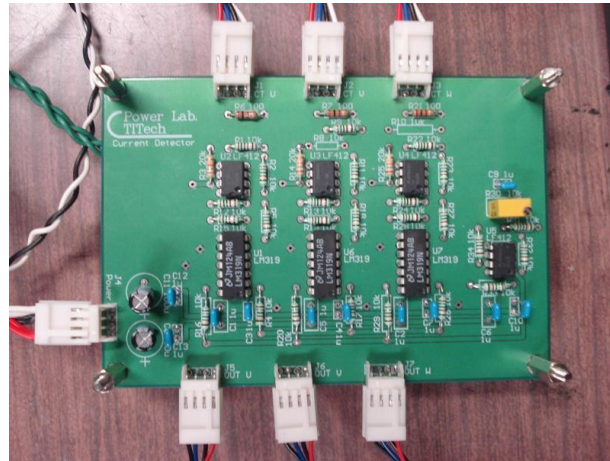
Şekil 6.6 Sensörlerin çalışmasını sağlayan akım algılama devresi



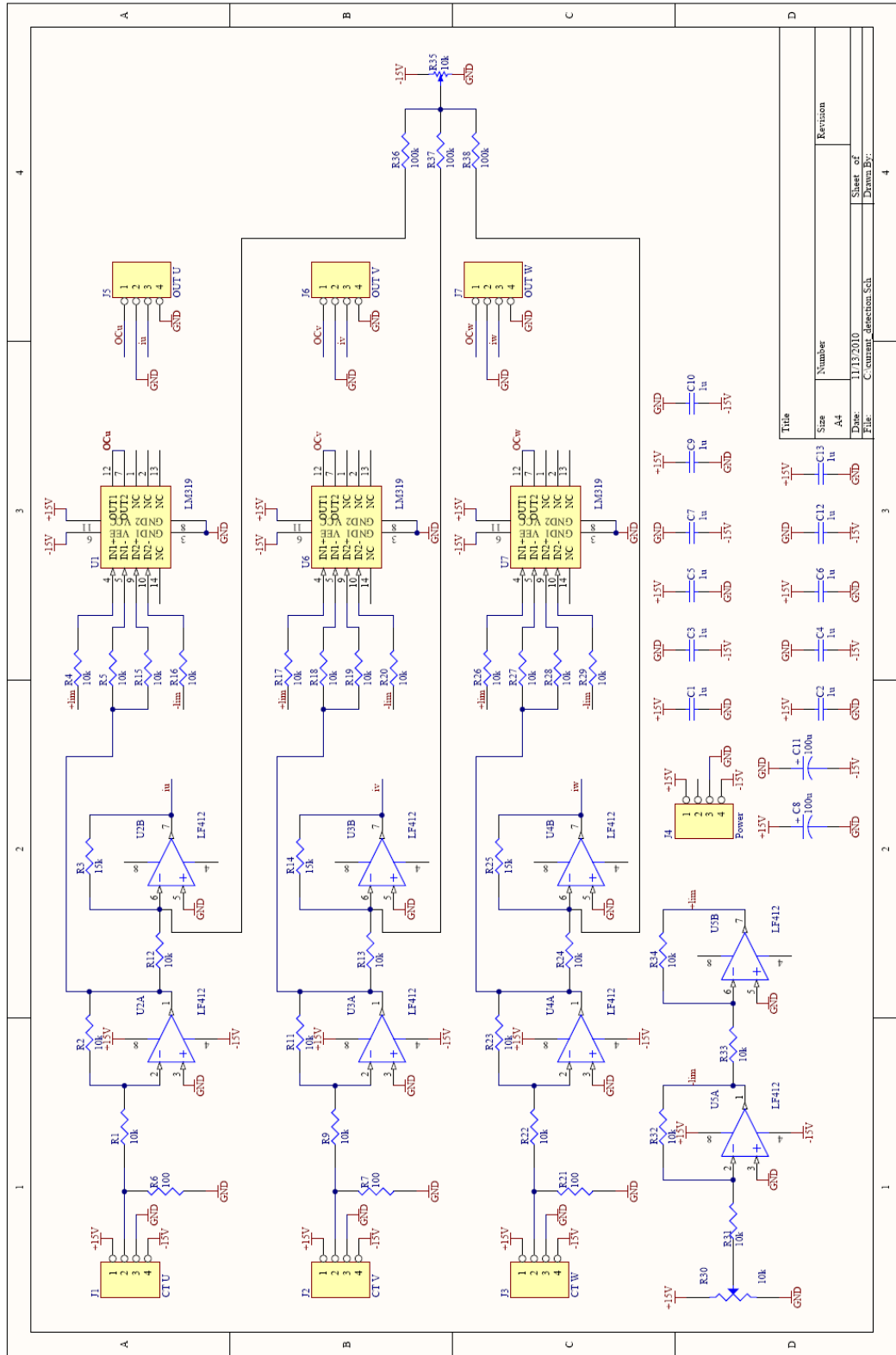
Şekil 6.7 Sensörlerin çalışmasını sağlayan akım algılama devresinin fotoğrafı

6.2.3 Gerçekleştirilen ADC Sinyal Bindirme Devresi

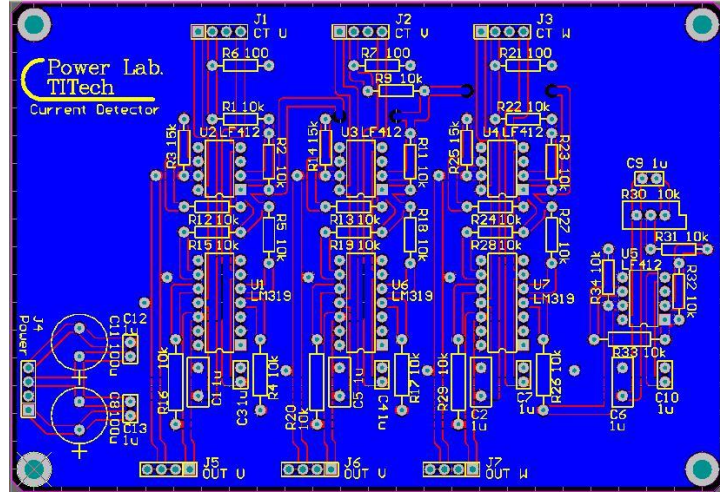
Bu çalışmada kapalı çevrim kontrolleri yapmak için çıkış akımlarının doğru bir şekilde ölçülmesi gerekir. Akım ve gerilim algılayıcılarından alınan analog değerler denetleyici kartın ADC modülü kullanılarak DSP'ye aktarılabilir. Ancak eZdspF2808 sayısal işaret işlemcisinin analog/dijital dönüştürücü girişi 0-3V pozitif giriş kabul ettiğinden akımın negatif yarısının da işlenebilmesi için +1,5V analog bindirme devresi tasarlanmalıdır. Bu tasarım işlemsel yükselteçlerle yapılan bir toplama devresidir. Şekil 6.6'deki devrenin çıkışları bu devreye verilir ve bu devrenin çıkışından DSP'nin ADC modülüne analog sinyaller iletilir. DSP'nin ADC modülüne sinyaller iletilirken parazitlerden ve gürültüden etkilenmemesi için DSP kartına koaksiyel kablo ile aktarılmalıdır. Her bir faz akımı için kullanılan analog bindirme devresi Şekil 6.8'de gösterilmiştir. Bu devreye ait devre şeması Şekil 6.9'da verilmiştir. Aşağıda gösterilen analog bindirme devresinde +1,5V ofsetin sağlanması için opampların 6. bacaklarına gerilim bölücü devrenin çıkışı verilmiştir. Devrede ayrıca LM319 entegresi ile oluşturulan komparatör sayesinde aşırı akım koruması için limit değeri ayarlanabilmektedir. Devredeki R30 kodlu ayarlanabilir direnç sayesinde LF412 opampının çıkışlarında gerilim sınırlaması oluşturulur ve komparatörün girişlerine uygulanır. Komparatör karşılaştırma işlemi yapar ve 0,1mA'den yüksek durumlar için OCu (over current) çıkışlarında sinyal üretir. Bu durum oluştuğunda DSP'nin ADC'sine aktarılan sinyal DSP tarafından algılanmaz.



Şekil 6.8 Akım ölçme ve analog bindirme için tasarlanan devrenin fotoğrafı



Şekil 6.9 Akım ölçme ve analog bindirme için tasarlanan devre

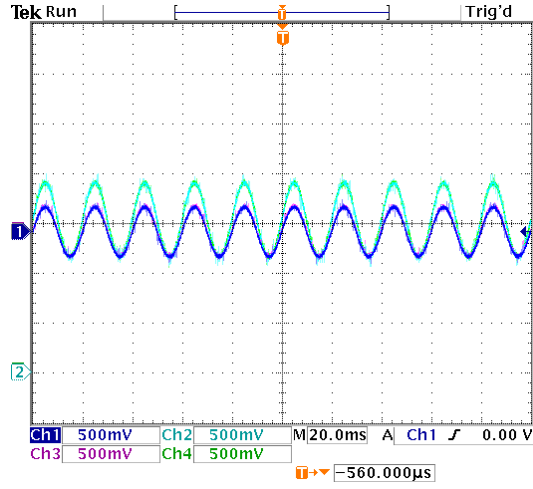


Şekil 6.10 Akım ölçme ve analog bindirme için tasarlanan baskı devre şeması

Şekil 6.9’da tasarlanan devrenin çizimi ve bu devrenin Şekil 6.10’da gösterilen baskı devre çizimleri Altium Designer Summer 09 programıyla oluşturulmuştur. Altium Designer Summer 09 programı kullanılırken elemanlar şemaya eklendikten sonra çizime başlamadan önce elemanların yerlerinin ayarlanması gerekmektedir [65]. Bu eleman yerleşimi ve çizimin sadeliği şemanın okuyucular tarafından rahatlıkla okunması için önemlidir. Düzgün çizilmemiş veya eleman yerleşimleri düzgün yapılmamış bir çizimden devrenin çalışmasını anlamak zor olacaktır. Buradaki yerleşim doğrudan baskı devreyi (PCB) de etkileyecektir. Birden çok katmanlı devrelerde PCB için ilk önce birbirleriyle alakalı olan elemanlar yan yana getirilerek gruplar oluşturulmalıdır. Bu gruplar daha sonra ana PCB içerisinde düzenlenerek PCB yerleşimi tamamlanır.

Güç kaynağı ile beslenen akım algılama devresinden alınan sinyaller DSP’nin ADC’si için gerekli olan +1,5V ofset gerilimi oluşturan bindirme devresine aktarılır. Bu aktarım işlemi sırasında kullanılan konektörler Şekil 6.9’da görüldüğü gibi 4 uçlu konektörlerdir.

Devrenin girişlere 1V’luk sinyal uygulanmış ve çıkışta 1,5V’luk ofsetin bu sinyal üzerine bindirilmiş olduğu Şekil 6.11’de gözlemlenmiştir. Aşağıda osiloskoptan okunan sinyaller verilmiştir. 1. ve 3. kanallar giriş uçlarına 2. ve 4. kanallar çıkış uçlarına bağlanmıştır. Giriş ve çıkış sinyalleri üst üste kesiştirilerek çıkışın girişin 1,5 katı olduğu görülmüştür.



Şekil 6.11 Devre girişindeki 1V'luk sinyal için elde edilen ofset gerilimi

6.3 TMS320F2808 Sayısal İşaret İşlemcisi (Digital Signal Processor)

Son yıllarda motor/hareket sistemlerin denetiminde daha karmaşık yöntemler geliştirilmiş ve uygulama alanında da buna uyumlu ve hızlı mikroişlemciler kullanılmaya başlanmıştır. Bunların son sürümlerinden biri de Texas Instruments marka TMS320F2808 model sayısal işaret işlemcisidir. Bu işlemci hız-konum-moment denetimini kolaylaştıran, geliştirilmiş bir tümleşik devre yapısına sahip bir kart modeli olan eZdsp F2808 olup, en temel özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir [66].

20MHz dahili saat girişi

100MHz işlem hızı

16 PWM çıkışı ve 2 bağımsız olay yöneticisi (EVA, EVB)

6 adet karşılaştırma mantıklı çift PWM

4 adet bağımsız PWM çıkışı

Programlanabilir ölü zaman birimi

6.67ns PWM çözünürlüğü

Programlanabilir 6 adet yakalama girişi

16 kanal 12-bit A/D çevirici

4 adet genel amaçlı zamanlayıcı ($x=1,2$ EVA; $x=3,4$ EVB)

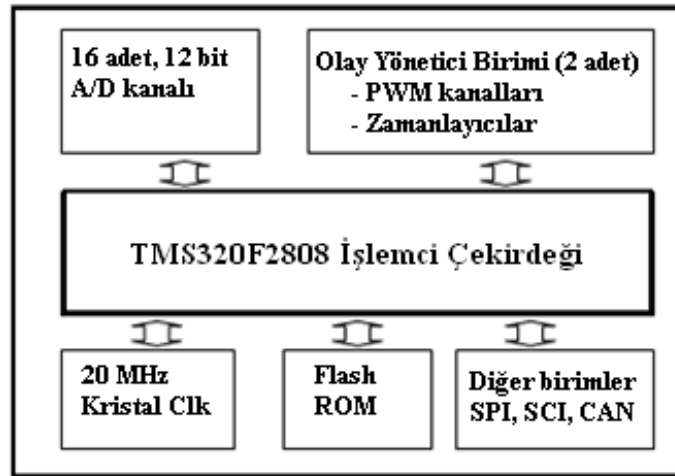
16-bit zamanlayıcı-yukarı/aşağı sayıcı (TxCNT)

16-bit zamanlayıcı-karşılaştırma kayıtcısı (TxCMPR)

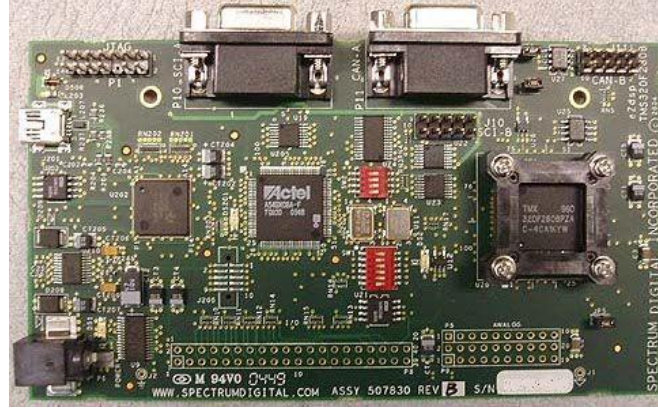
16-bit zamanlayıcı-periyod kayıtcısı (TxPR)

16-bit zamanlayıcı-denetim kayıtcısı (TxCON)

TMS320F2808 işlemcisinin basitleştirilmiş bir donanım modeli Şekil 6.12’de verilmiştir. F2808 işlemcisi gerçekte sabit noktalı aritmetik işlem yapmaktadır. Ancak IQmath kütüphane desteğine uygun değişken tanımlamaları yapıldığında C++ program yazılım kuralları doğrudan işletilebilmektedir ve kayan noktalı aritmetik işlem zamanı ve doğruluğu yakalanmaktadır. Bilgisayar ile USB port üzerinden haberleşen eZdsp F2808 işlemcisinin genel bir görünüşü Şekil 6.13’de verilmiştir [67].



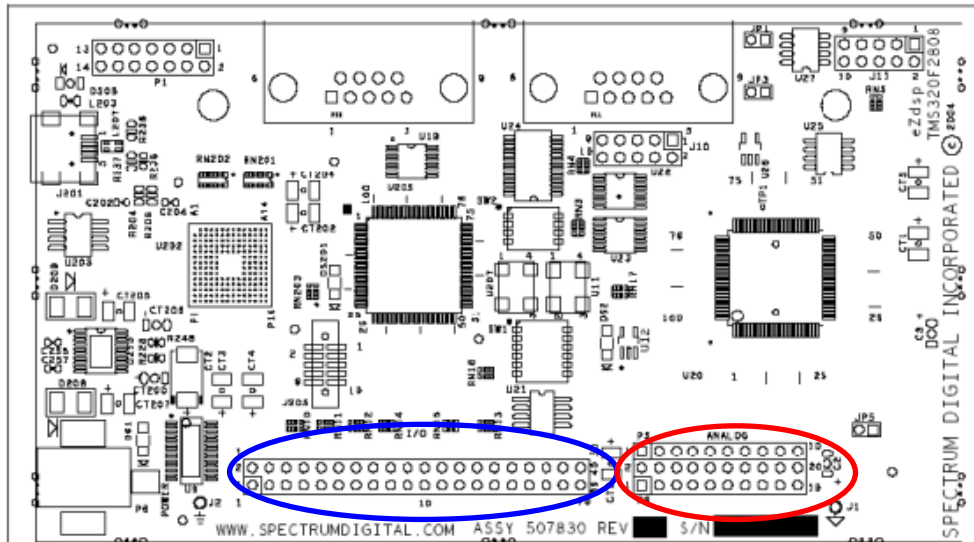
Şekil 6.12 TMS320F2808 sayısal işaret işlemcisinin donanım modeli



Şekil 6.13 TMS320F2808 sayısal işaret işlemcisinin genel görünüşü

6.3.1 TMS320F2808 Sayısal İşaret İşlemci Kartının ADC ve Çok Amaçlı I/O Giriş Çıkışları

TMS320F2808 sayısal işaret işlemcisinin ADC girişlerini ve PWM sinyallerinin çıkışlarını gösteren temsili kart şeması ise Şekil 6.14’de gösterilmiştir [68]. Burada kırmızı ile işaretlenen pinler P9 olarak adlandırılır ve DSP’nin ADC girişleridir. Üretilen PWM sinyallerinin alınacağı pinler ise P8 olarak adlandırılır ve mavi ile işaretlenmiştir. Çizelge 6.1’de ADC giriş pinleri ve bunlara ait analog arayüz isimleri verilmiştir. Çizelge 6.2’de genel amaçlı I/O (input/output) pinleri ve bunlara ait analog arayüz isimleri verilmiştir [69].



Şekil 6.14 TMS320F2808 sayısal işaret işlemcisinin temsili kart şeması

DSP kartında fabrika çıkışı olarak ADC ve genel amaçlı I/O pinleri için konektör lehimleri yapılmamış olup kullanıcının uygulamasına uygun olarak kullanılması amaçlanmıştır. Bu uygulama için ilgili pinlere koaksiyel kablo girişini sağlayacak konektörler lehimlenmiş ve kullanılmıştır. Konektörlerin lehimlenmesi sırasında Çizelge 6.1 ve Çizelge 6.2 göz önünde bulundurulmuş ve ilgili pinler gerekli olan GND ya da referansa bağlanmıştır.

Çizelge 6.1 ADC giriş pinleri ve bunlara ait analog arayüz isimleri

P9 Pinleri	Sinyal	P9 Pinleri	Sinyal	P9 Pinleri	Sinyal
1	ADCINBO	1	GND	2	ADCINA0
2	ADCINB1	3	GND	4	ADCINA1
3	ADCINB2	5	GND	6	ADCINA2
4	ADCINB3	7	GND	8	ADCINA3
5	ADCINB4	9	GND	10	ADCINA4
6	ADCINB5	11	GND	12	ADCINA5
7	ADCINB6	13	GND	14	ADCINA6
8	ADCINB7	15	GND	16	ADCINA7
9	ADCREFM	17	GND	18	VREFLO
10	ADCREFP	19	GND	20	NC

ADC için Çizelge 6.1’de gösterildiği üzere P9 pinlerinin ilgili olanları ADC sinyal okuma devresinin grounduna bağlanmış, P9’un 2. 4. ve 6. pinleri kullanıma alınıp, 3 faz akım sinyalleri uygulanmıştır. P9’un kullanılmayan pinleri ise ADC’nin gürültüden etkilenmemesi için DSP kartı üzerindeki analog toprağına bağlanmıştır. Genel amaçlı I/O pinleri için Çizelge 6.2’de gösterildiği üzere P8 pinlerinin ilgili olanları ADC sinyal okuma devresini toprağına bağlanmış, P8’in ePWM-A çıkışları olan (enchanced PWM) 9. 10. 11. 13. 16. 30. ve 32. pinleri kullanıma alınıp, PWM çıkışları bu pinlerden elde edilmiştir. P8’in kullanılmayan pinleri ise gürültüden etkilenmemesi için DSP kartı üzerindeki analog toprağına bağlanmıştır. Donanımsal olarak ilgili bağlantıların ardından DSP’nin programlama arayüzü için incelemeler ve işlemler aşağıda verilmiştir.

Çizelge 6.2 GPIO giriş pinleri ve bunlara ait analog arayüz isimleri

P8 Pinleri	Sinyal	P8 Pinleri	Sinyal
1	+3.3V/+5V/NC	2	+3.3V/+5V/NC
3	MUX_GPIO29	4	MUX_GPIO28
5	GPIO14	6	GPIO20
7	GPIO21	8	GPIO23
9	GPIO0	10	GPIO1
11	GPIO2	12	GPIO3
13	GPIO4	14	GPIO5
15	GPIO27	15	GPIO6
17	GPIO13	13	GPIO34
19	GND	20	GND
21	GPIO7	22	GPIO15
23	GPIO16	24	GPIO17
25	GPIO18	25	GPIO19
27	MUX_GPIO31	28	MUX_GPIO30
29	MUX_GPIO11	30	MUX_GPIO8
31	MUX_GPIO9	32	MUX_GPIO10
33	GPIO22/GPIO24	34	GPIO25
35	GPIO26	35	GPIO32
37	GPIO12	33	GPIO33
39	GND	40	GND

6.3.2 TMS320F2808 DSP Programlama Arayüzü

Texas Instruments firmasının ürettiği bu sayısal işaret işlemcisi, Code Composer Studio (CCS) yazılımı ile birlikte gelmektedir. İşlemcinin programlanması C++ ve Assembler gibi diller ile yapılabildiği gibi MATLAB Simulink, VISSIM gibi özel paket programlar da kullanılabilir [70]. Ancak oluşturulan program kodları yine CCS aracılığıyla işlemciye yüklenmektedir. Bunun için CCS, kullanılan diğer program tarafından çağrılmalıdır.

CCS’de açılan her yeni proje için kullanılan işlemciye ilişkin f2808.gel dosyası eklenmelidir. F2808 işlemcisinin bütün birimlerinin adresleri ve adları C++ desteği ile nesne yönelimli olarak tanımlanmıştır. Bu nedenle standart olarak işlemci birimlerine

ilişkin başlık dosyaları, kütüphane dosyaları ve kullanıcı tarafından değiştirilebilen kaynak dosyaları açılan projeye eklenmelidir. Bu dosyalar, kullanıcı tarafından oluşturulacak yeni denetim yazılımları gibi kaynak dosyaları ile bağlanarak çıkış dosyası üretilir ve işlemciye yüklenir.

İşlemcinin kullanılan birimlerine göre giriş/çıkış kapıları, ADC girişleri, PWM çıkışları, işlemci ve kullanılan birimlerin uygun çalışma hızları; mevcut kaynak dosyalarında değiştirilir. Özellikle kesme (interrupt) vektörleri program zamanlaması açısından doğru ayarlanmalıdır. 10kHz'lik bir PWM işareti üretimi için 100µs'lik bir zaman kesme vektör yazılımı yapılmalıdır. Denetimi yürütecek program ya da program grubu bu süre içinde bir çevrimini tamamlamalıdır. Her giriş/çıkış kapısı; giriş, çıkış, işaret yakalama ya da PWM için bağımsız olarak ayarlanabilir. Ancak işlemci bilgi sayfalarında verilen bacak bağlantı yapılarına dikkat edilmelidir. İşlemcinin temel birim kayıtçıları tam korumalı olduğundan gerekli ayarlar yapılırken koruma kaldırılır ve ayarlama sonunda koruma kodları yeniden etkin yapılır.

6.3.3 TMS320F2808 DSP Sistem Başlangıç Ayarları

DSP'nin bütün başlık dosyalarının bulunduğu ana başlık dosyaları olan aşağıdaki iki dosya programa eklenmelidir.

DSP2808_Device.h

DSP2808_Examples.h

DSP yongasında bulunan çevresel birimlerin (PLL, Timer vb.) çalışma hızları ve etkin edilip edilmeme durumları DSP2808_SysCtrl.c kaynak dosyasından ayarlanır. Bu kaynak dosya programa;

InitSysCtrl();

koduyla dahil edilmiştir. Bu kodun programa dahil edilmesinin yani sıra kodun çalışabilmesi için kaynak dosyaları bölümüne DSP2808_SysCtrl.c dosyası eklenmelidir.

Bu dosya da sistem saat hızı ayarı HSPCLK'yi 100MHz olarak ayarlamayı sağlar. Bu ayar için kullanılan kayıtçı nesne adları:

```
EALLOW;
```

```
SysCtrlRegs.HISPCP.all = 0x0000;
```

```
EDIS;
```

Genel amaçlı giriş/çıkış kayıtçılarının ayarları kaynak dosyasında olduğundan, sayısal giriş ve çıkış olarak kullanılacak kapıların kayıtçıları bu dosyada ayarlanır ve dosya ana program içine;

```
InitGpio( );
```

koduyla dahil edilir. DSP2808_Gpio.c kaynak dosyası da bu kodun çalışması için projeye eklenir. GPIO PortA'nın ilk sekiz bitinin çıkış, son sekiz bitinin giriş olarak ayarlandığı kaynak kodları aşağıdaki gibidir. Genel tanımlama kapı (port) yönlendirme kayıtçısında (GPBDIR) yapılmaktadır.

```
EALLOW;
```

```
GpioMuxRegs.GPAMUX.all = 0x0;
```

```
GpioMuxRegs.GPADIR.all = 0x00FF;
```

```
GpioMuxRegs.GPAQUAL.all = 0x0;
```

```
EDIS;
```

Çevresel birimlerin kesme vektör tablosu işlenirken işlemci kesmelerinin yetkisiz kılınması gerekir. Bunun için CPU kesmeleri yetkisiz kılınır ve kesme bayrakları (interrupt flag) temizlenir. Gerekli kod sırası aşağıdaki gibidir:

```
DINT;
```

```
InitPieCtrl( );
```

```
IER=0x0000;
```

```
IFR=0x0000;
```

```
InitPieVectTable();
```

Çevresel birimlerin kesme vektörleri DSP2808_PieCtrl.c kaynak dosyasında ayarlanır. Bu dosya kaynak dosyalar bölümüne de dahil edilir.

Bu dosyada eğer ADC örnekleme zamanına göre bir kesme vektörü kullanılacaksa;

```
InitAdc();
```

```
EALLOW;
```

```
PieVectTable.ADCINT = &adc_isr;
```

```
EDIS;
```

```
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx6 = 1;
```

```
IER |= M_INT1;
```

```
EINT;
```

```
ERTM;
```

kaynak kodları girilmelidir. Ancak ADC'nin kesme vektörleri CPU zamanlayıcılarından bağımsız değildir. Bu yüzden CPU'nun gerçek zamanlı kesmeleri de yetkilendirilmiştir. Eğer bir bağımsız zaman kesmesi kullanılacak ve ADC'nin buna uyması istenirse, zamanlayıcılardan birisine ilişkin kesme vektörü ayarlanmalıdır. Ayrıca zamanlayıcının sayaç durumuna göre kesmenin anı da belirlenebilmektedir. Program döngüsü sonunda da kullanılan kesme vektörüne uygun bayraklar ayarlanır. TIMER1 setlenen sayıcı değerine göre, sayıcı sıfırlama durumuna göre, sayıcı sonlanma durumuna göre ya da sayıcı karşılaştırma değerine göre (CMPR VALUE) kesme üretebilen bir kesme vektörüne sahiptir. TIMER1 periyot değerine göre kesme üreten TIMER1 zamanlayıcısı kesme vektörü kaynak kodları aşağıdaki gibi oluşturulmuştur.

```
EALLOW;
```

```
PieVectTable.T1PINT = &t1pint_isr;
```

```
EDIS;
```

```
PieCtrlRegs.PIEIER2.bit.INTx4 = 1;
```

```
IER = 0x0002;
```

EINT;

ERTM;

Genel kesme hizmet yordamları (Interrupt Service Routine) DSP2808_DefaultIsr.c kaynak dosyasında olup, bu dosya kaynak dosyaları bölümüne dahil edilmelidir. Kesme vektörleri ayarlanmadan önce;

InitPieVectTable();

kaynak kodu ana programa dahil edilmelidir. Ayrıca çevresel birimler başlangıç değerlerine ayarlanması gerektiğinden, DSP2808_InitPeripherals.c dosyası kaynak dosyaları bölümüne dahil edilip ana programa;

InitPeripherals();

kaynak kodu eklenmelidir. DSP'nin ADC'sinin kullanımı için, gerekli ayarlamalar sonra yapılmak üzere başlangıç ayar kodları bölümünde;

InitAdc();

kodu yazılarak, kaynak dosyaları bölümüne DSP2808_Adc.c dosyası da eklenmelidir. F2808 işlemcisine ilişkin genel değişken ve nesne tanımlarının yapıldığı DSP2808_GlobalVariableDefs.c dosyası ve DSP2808_CodeStartBranch.asm dosyası yine kaynak dosyaları bölümüne eklenmelidir. Ana programa başlamadan önce kütüphane ve başlık dosyalarının, kaynak dosyaların derlenmesinden sonra çıkış dosyasının işlemci belleğinde yerleşeceği haritalama, bağlayıcı ve yükleyici dosyalar da eklenmelidir. Bunlar DSP2808_Header_nonBIOS.cmd ve F2808_EzDSP_RAM_Ink.cmd dosyalarıdır. Bütün bu sözü edilen dosyalar CCS yazılım paketinde mevcuttur. Ancak hangi dosyanın nerede nasıl kullanılacağı bilinmesi ve açılan projeye eklenmesi, ayarlanması gerekir.

6.3.4 TMS320F2808 DSP Kayıtlılarının Kullanımı

F2808 işlemcisinin bütün çevresel birimleri C++ desteğinde nesne olarak bit düzeyine kadar tanımlıdır. Programlamaya başlamadan önce başlık dosyaları tek tek incelenip kayıtlı nesne adları belirlenmelidir. Programlama ara yüzünde TAB menüleri kullanılarak kayıtların ilgili bitleri ya da tamamı seçilebilir. Yapılacak işleme göre işlemci

bilgi sayfalarından uygun kayıtçılar belirlenip sırasıyla setlenmelidir. Uygulamaya yönelik olarak genel amaçlı I/O seçicisi kayıtçılarında GPIO_PORT_A'nın bit düzeyinde PWM çıkışı yetkilendirmesi için yazılması gereken kod aşağıda verilmiştir.

```
GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.PWM1_GPIOA0=1;
```

Burada;

GpioMuxRegs: Genel Amaçlı Giriş/Çıkış Seçici Kayıtçısı

GPAMUX: GpioMuxRegs kayıtçısı altında bulunan A Kapısı Kayıtçısı

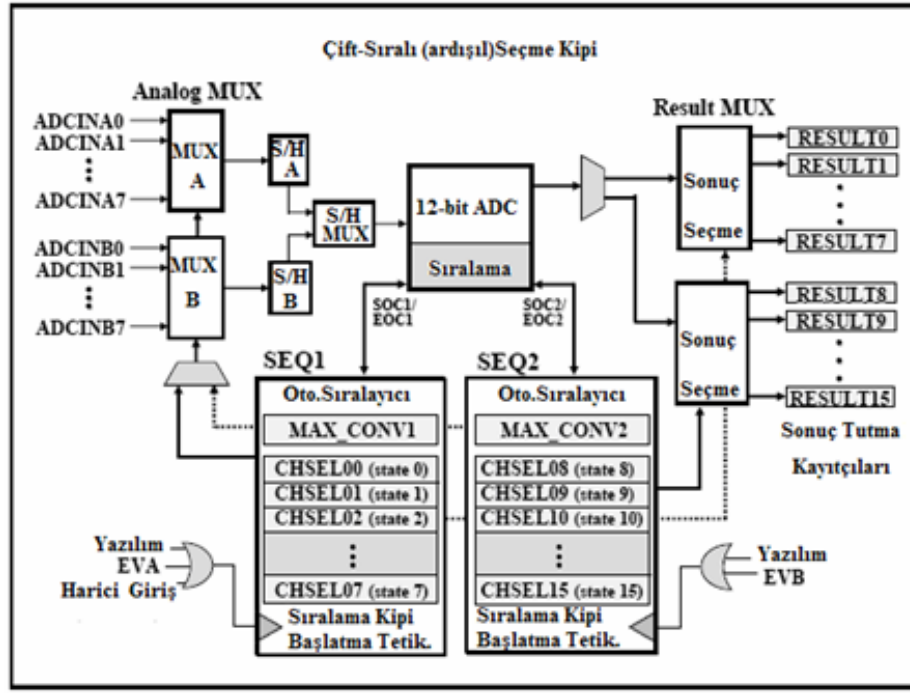
bit: A Kapısı Kayıtçısında "bit" düzeyinde işlem yapılacağı

PWM1_GPIOA0=1 ifadesi ile, A Kapısının A0 biti seçileceği ve PWM çıkışı olduğu belirtilmiştir.

6.3.5 TMS320F2808 DSP Analog Dijital Dönüştürücü Ayarları

F2808 işlemcisi 12-bit çözünürlüklü 16 adet (2x8) 0-3V DC analog girişli ADC'ye sahiptir. Programın işlemcide çalıştırılması sırasında okunacak analog girişlerin sayısı ve analog işaretin hangi bacağa bağlandığı, dönüştürme sırası ve biçimi ayarlanmalıdır. Örneklemeye zamanı ve dönüştürülen işaretin sayısal değerinin ana program tarafından hangi sıklıkla alınacağı kesme vektörleriyle belirlenir. ADC'nin örneklemeye hızı ise sistem saat hızına göre ayarlanabilmektedir. Uygulamada ADC 20MHz hızında ve dönüştürme biçimi sıralı kip olarak seçilmiştir. Böylece okunacak akım ya da diğer analog girdiler öncelik sırasına göre dönüştürülmüştür.

ADC kayıtçılarının kaynak kodları; Şekil 6.15'de verilen ADC birimine ait kayıtçıların yapısına göre oluşturulmalıdır. Bağlanmış analog kanal sayısı (ADCMAXCONV), dönüşüm yapılırken hangi kanalın hangi sonuç kayıtçısında tutulacağı (ADCSELSEQx ve ADCRESULTx), hangi olay yöneticisinin dönüşümü yeniden başlatacağı (EVA_SOC_SEQx) ve kesme vektörünün yeniden yetkilendirilmesi (INT_ENA_SEQx) her TIMER1 periyoduna bağlı gerçekleşen kesmeler için ayarlanmıştır.



Şekil 6.15 ADC birimimin kayıtçıları ve sıralı dönüşüm kipi blok şeması

İlgili kayıtçılar (ACTRLx, ADCMAXCONVxx, ADCCHSELSEQx) AdcRegs içinde bulunur. AdcRegs kaynak kodları aşağıdaki gibi oluşturulmuştur.

AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x0002; // üç adet kanal dönüştürülecek

AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0x7; // ADCINA7 bilgisi ADCRESULT0'a

AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 0x6; // ADCINA6 bilgisi ADCRESULT1'e

AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV02 = 0x0; //ADCINA0 bilgisi ADCRESULT2'e

AdcRegs.ADCTRL2.bit.EVA_SOC_SEQ1 = 1; // Sıralı mod EVA olay yöneticisi yetkili

AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 1; // Kesmeler dönüşüm sonunda yetkili

AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS=4; // ADC örnekleme hızı 100MHz/(2x4)=12,5Mhz

AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS=0; // Ardışıl dönüşüm hızı (pipeline)

AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS=7; // ADC örnekleme penceresi

Sayısal değere dönüştürülen analog bilgiler ADCRESULTx kayıtçılarında tutulur. Bu kayıtçılar 16-bit olmasına rağmen ADC 12-bit olduğundan tutulan sayısal bilgi normal analog değerine dönüştürülmeden önce 4-bit sağa kaydırılarak kullanılmıştır.

```
RefVoltDigital=(AdcRegs.ADCRESULT2 >>4);
```

```
RefVoltAnalog= RefSpeedRealDigital*3.0/4095;
```

6.3.6 TMS320F2808 DSP ile PWM İşaretlerinin Üretimi

İşlemcinin daha önce sözü edilen zamanlayıcıları ve karşılaştırma mantık birimi kullanılarak üç-çift bağımsız tümleyenli PWM işaretleri üretilebilir. Aynı hat üzerindeki anahtarların kısa devre olmasını önlemek amacıyla ölü zaman mantık birimi de ayarlanabilir. Uygulamada TIMER1 ve EVA olay yöneticisi kullanılarak PWM işareti üretilmiştir. Sayıcı yukarı-aşağı (up-down mode) çalışma kipine ayarlanarak,

$$f_{pwm} = \frac{f_{cpu}}{T_{timer_per}} \quad (6.2)$$

ile anahtarlama frekansı elde edilir.

TIMER1_PERIOD değeri setlendiğinde, toplam zaman sayacı önce yukarı sonra aşağı sayacaktır. Ayrıca her zamanlayıcıya (TIMERx) bağımsız olarak üç ayrı karşılaştırma değeri girilebilmektedir. Bunlar CMPRx kayıtçılarında tutulur. İlgili kayıtçılar EvaRegs ve EvbRegs içinde bulunur. EVA olay yöneticisinde sayıcıyı sıfırdan başlatan, TIMER1 periyodunu setleyen ve periyot sonunda ADC için kesme üretecek kodlar aşağıdaki gibidir;

```
EvaRegs.T1PR // periyot değeri
```

```
EvaRegs.GPTCONA.bit.T1TOADC = 2; // Periyot sonunda kesme yetkisi
```

```
EvaRegs.T1CNT=0x0000; // Sayıcı başlangıç değeri
```

Her periyot sonunda kesme bayrakları ve vektörleri yeniden ayarlanmalıdır.

```
EvaRegs.EVAIMRA.bit.T1PINT=0;
```

```
EvaRegs.EVAIFRA.bit.T1PINT=1;
```

EvaRegs.EVAIMRA.bit.T1PINT=1;

EVA olay yöneticisinin TIMER1 için yukarı-aşağı sayma kipi ve karşılaştırma mantık biriminin etkin edilmesi için aşağıdaki setleme yapılmıştır.

EvaRegs.T1CON.all = 0x0842;

Her karşılaştırma işleminde PWMX ve PWMx+1 işaret çiftinin, sayıcı değerinin karşılaştırma değerine ulaştığında PWMx'in yükselmesi ve PWMx+1'in düşmesi için aşağıdaki setleme yapılmıştır.

EvaRegs.ACTRA.all=0x0666

F2808 sayısal işaret işlemcisi daha önce de sözü edildiği gibi genel amaçlı giriş/çıkış kayıtlı ve kapılarına sahiptir. Bu nedenle üretilen PWM işaretlerinin görülebilmesi için bit düzeyinde PWM çıkışları ayarlanmıştır. PWM çıkışlarını için gerekli olan kod yazılımı aşağıdaki gibidir.

EALLOW;

GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.PWM1_GPIOA0=1;

GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.PWM2_GPIOA1=1;

GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.PWM3_GPIOA2=1;

GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.PWM4_GPIOA3=1;

GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.PWM5_GPIOA4=1;

GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.PWM6_GPIOA5=1;

Üretilen PWM sinyallerinin uygulanacağı IGBT-IPM inverter modülü ve PDM doğrultucu modülünün yapısına aşağıda değinilmiştir.

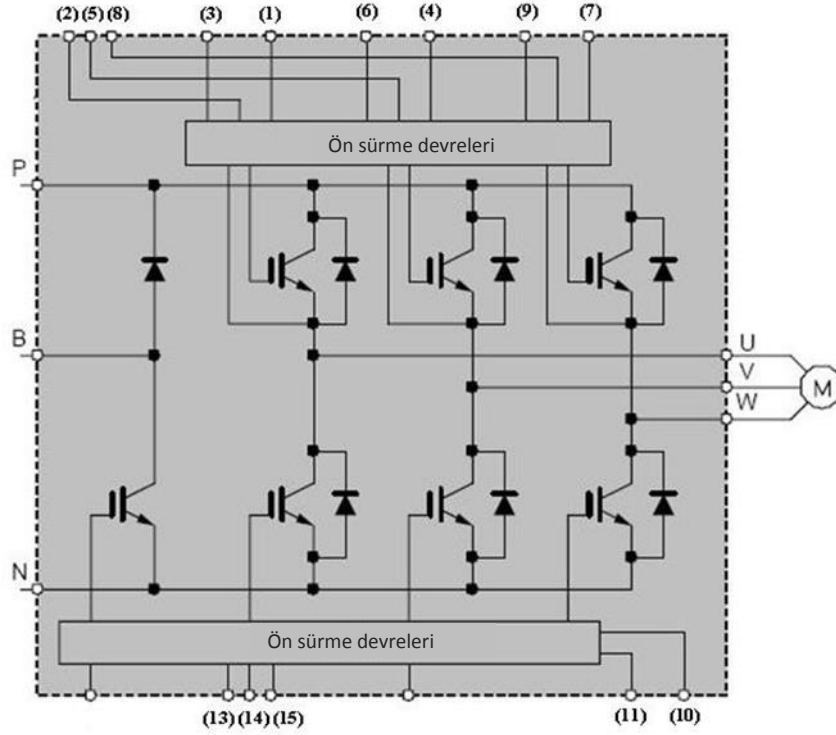
6.4 IGBT-IPM (Insulated Gate Bipolar Transistor-Intelligent Power Module) Yapısı

Akıllı güç modülleri son zamanlarda hem evirici hem de farklı amaçlara uygun çevirici için kullanılmaktadır. Şekil 6.16'da tasarlanacak olan inverter için kullanılan, Fuji Electric firması tarafından üretilen 7MBP25RA120 IGBT-IPM modül görülmektedir. IPM

modülü, IGBT'ler ve bunların gate uçlarına yerleştirilmiş ön sürme devrelerinden oluşmaktadır. Şekil 6.17'de ise 3 fazlı inverter uygulama modeli görülmektedir [71].



Şekil 6.16 IGBT-IPM modülü



Şekil 6.17 Üç fazlı inverter uygulama modeli

Modüle ait bacak bağlantıları sırasıyla aşağıdaki gibidir.

(2),(5) ve (8) $\rightarrow V_{inU}, V_{inV}$ ve V_{inW}

(3) ve (1) $\rightarrow V_{ccU}$ ve GND_U

(6) ve (4) $\rightarrow V_{ccV}$ ve GND_V

(9) ve (7) $\rightarrow V_{ccW}$ ve GND_W

(12) $\rightarrow V_{inDB}$

(13),(14) ve (15) $\rightarrow V_{inX}$, V_{inY} ve V_{inZ}

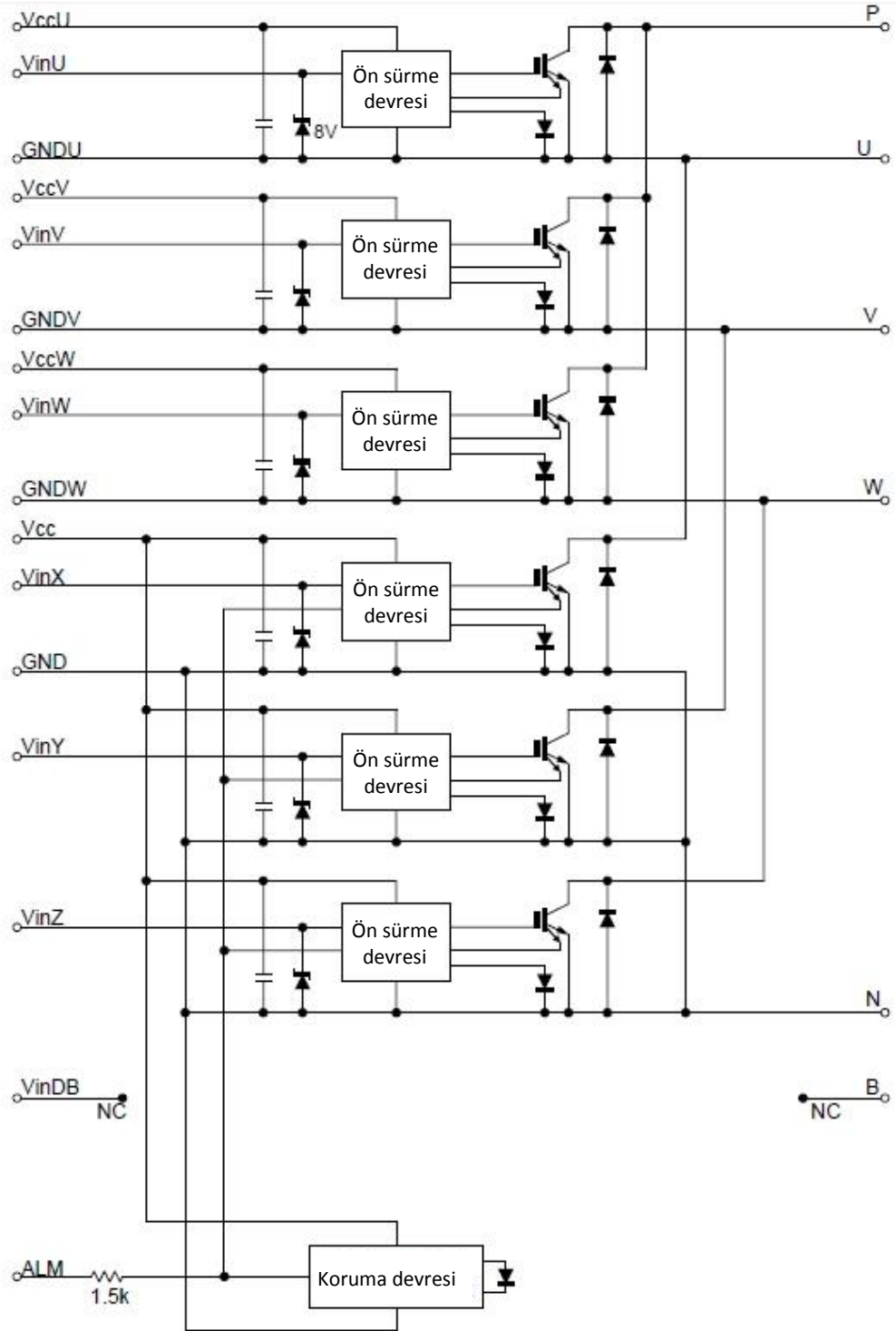
(16) $\rightarrow$ Alarm çıkışı

(11) ve (10) $\rightarrow V_{cc}$ ve GND

Modül içinde 7 adet IGBT, bu IGBT'ler için ön sürme devreleri bulunmaktadır. Ayrıca kısa devre ve aşırı akım, düşük gerilim, PWM sinyallerindeki gürültüye karşı koruma sinyal çıkışları mevcuttur. Bunun yanı sıra DC link akımını algılama ve modül sıcaklık algılama fonksiyonu bulunmaktadır. Şekil 6.18'den görüldüğü gibi her bir IGBT güç anahtarlama elemanının kendine ait ters gerilim diyotu bulunmaktadır ve üzerinden 25A'e kadar akım geçirebilmektedir. Tutma gerilimi 1200V'tur.

V_{ccU} , V_{ccV} , V_{ccW} , her faza ait giriş gerilimlerini, GND_U , GND_V , GND_W her faza ait toprak bağlantılarını, V_{inU} , V_{inV} , V_{inW} üst koldaki; V_{inX} , V_{inY} , V_{inZ} alt koldaki kontrol sinyallerinin V_{inDB} ise frenleme direnci kullanılması durumunda (bu çalışmada frenleme direnci kullanılmayacaktır) kontrol sinyallerinin girişlerini temsil etmektedir.

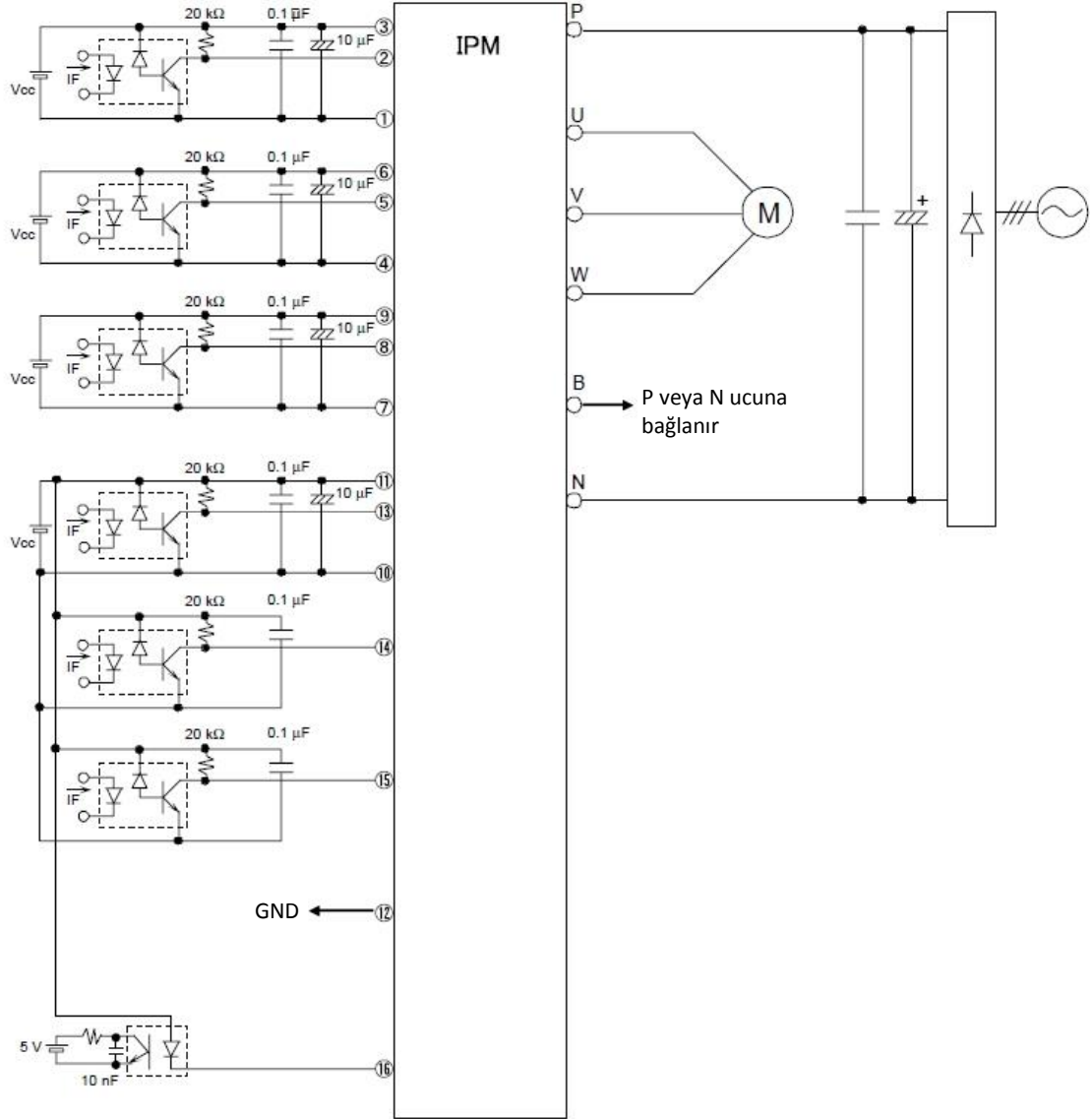
Üç fazlı inverterde, her kolun üst anahtarı farklı potansiyellere bağlı olduğundan bu sinyallerin birbirinden izole olması gerekmektedir [72]. Altteki üç anahtar ise aynı potansiyelde bulunduğundan bu sinyallerin birbiri ile izoleli olmasına gerek yoktur. Ancak, bu sinyaller de üst anahtarların sinyalleri ile izoleli olmalıdır. Bu nedenle toplamda altı adet izolasyon devresi oluşturulmalıdır. Bir sonraki başlıkta IGBT-IPM modül için gerçekleştirilen izolasyon devresine değinilmiştir.



Şekil 6.18 IGBT-IPM modülün blok diyagramı

6.4.1 IGBT-IPM (Insulated Gate Bipolar Transistor-Intelligent Power Module) için Gerçekleştirilen İzolasyon Devresi

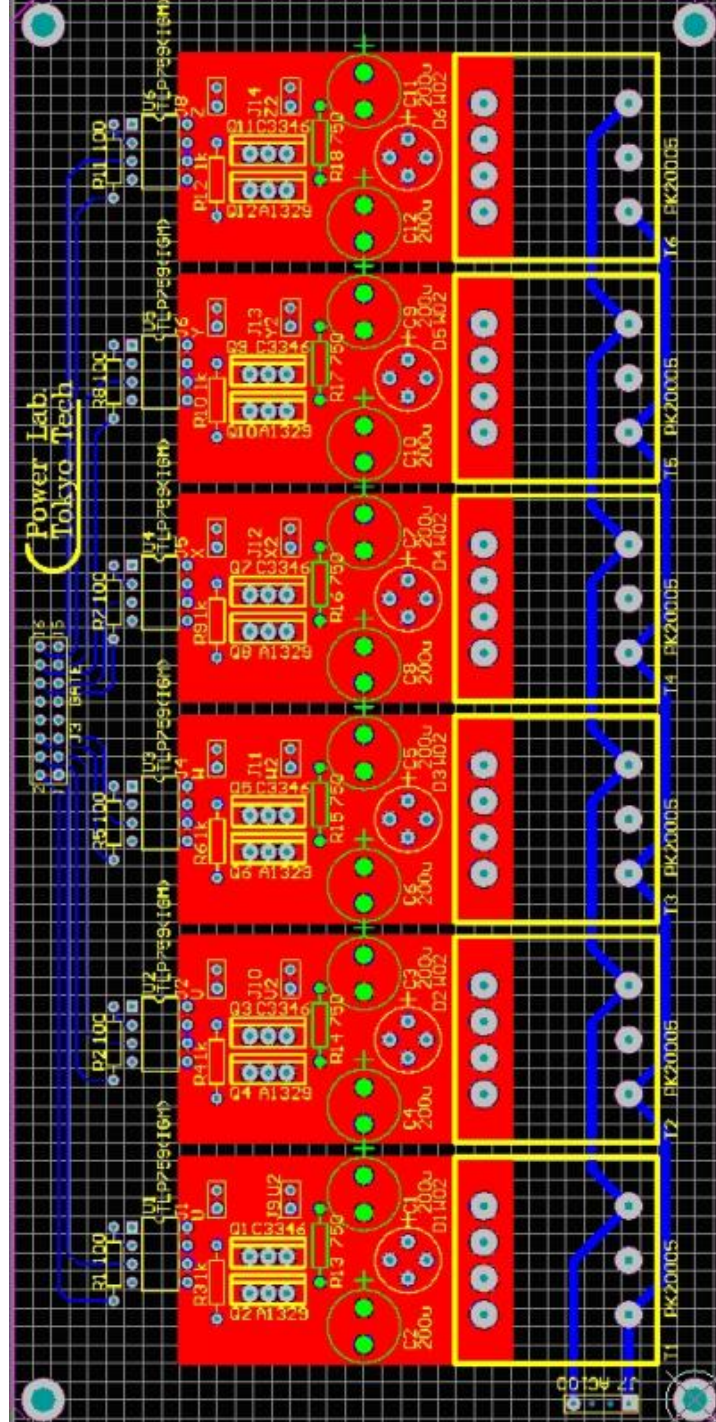
DSP tarafından üretilen PWM anahtarlama sinyallerinin güç katından yalıtılmasını sağlayacak olan izolasyon devresine ait detaylar aşağıda verilmiştir. Şekil 6.18’de açık şeması verilen IPM modülün giriş ve çıkışlarına Şekil 6.19’da prensip şeması verilen izolasyon devresi uygulanmıştır.



Şekil 6.19 IGBT-IPM için gerçekleştirilen izolasyon devresinin prensip şeması

117

Şekil 6.20’de tasarlanan devrenin çizimi ve bu devrenin Şekil 6.21’de verilen baskı devre çizimleri Altium Designer Summer 09 programıyla oluşturulmuştur. Tasarımı yapılan ve gerçekleştirilmiş devre Şekil 6.22’de görülebilir.



Şekil 6.21 IGBT-IPM modül için gerçekleştirilen izolasyon devresine ait baskı devre şeması

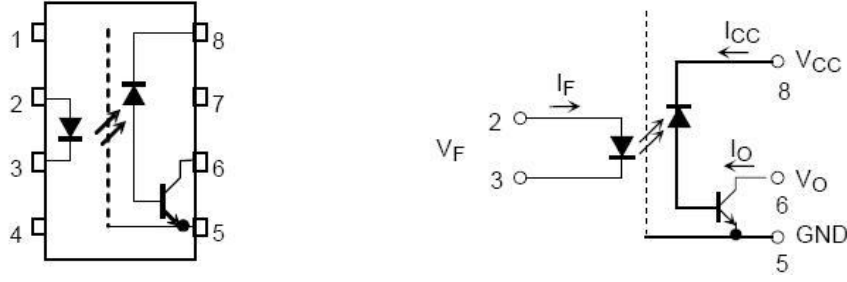


Şekil 6.22 IGBT-IPM modül için gerçekleştirilen izolasyon devresi

Optocoupler'ler, kaynakla yük arasında elektriksel izolasyon sağlayan elemanlardır. Elektriksel bir bağlantı olmadan düşük gerilimlerle, yüksek gerilim ve akımları izole edebilirler. Optocoupler'ler, bir foto diyot ve ondan gelen ışığı algılayarak ilettime geçen foto elemanlardan (diyot, transistör, tristör, triyak) oluşur. Optocoupler'de foto diyot kullanıldığında led diyottan yayılan ışığın şiddeti artmaya başladıkça ikinci diyot ilettime geçer ve ikinci diyot üzerinden geçen akım ışık şiddetiyle doğru orantılı artar. Bu şekilde foto diyot; transistör veya başka bir devre elemanını ilettime geçirebilir. Foto diyot ters polarizasyon altında çalışmalıdır. Optocoupler'de foto transistör kullanıldığında transistörün baz yüzeyine düşen ışığın şiddeti artmaya başladıkça emiter - kollektör arası ilettime geçerek istenen elemanlar kontrol edilebilir.

Işık istenen yüzeye düştüğünde burada küçük bir gerilim düşümü olur. İşte bu gerilim ile eleman akım geçirmeye başlar. Optocoupler'de foto tristör kullanıldığında ise gate yüzeyine düşen ışığın şiddeti artmaya başladıkça anot - katot arası ilettime geçerek akım geçişine izin verir. Bu sistem daha çok yüksek AC akımların kontrolünde kullanılmaktadır. Optocoupler'de foto triyak kullanıldığında ise gate yüzeyine düşen ışığın şiddeti artmaya başladıkça anot katot arası akım geçişine açılır. Triyaklar çift yönlü akım geçişine izin verdikleri için AC ve DC de kullanışlıdır.

Uygulamada Toshiba marka TLP759IGM model optocoupler entegreleri kullanılmıştır. Bu entegreye ait teknik özellikler aşağıda kısaca verilmiştir.



Şekil 6.23 TLP759IGM pin konfigürasyonu ve elektriksel şeması

Işık yayan foto diyot ile ışığı algılayan diyot aynı gövde içindedir ve algılayıcı diyotun ilettime geçmesi ile I_o akımı akmaya başlar. Kuplaj bir sistem içindeki iki katın birbirinden ayrılması fakat aralarındaki sinyal iletişiminin devam etmesi olayına denir. Burada kuplaj optik olarak sağlanmaktadır. Bu eleman, uygulama devresinde katlardan birinde oluşabilecek fazla akım, yüksek voltaj gibi sisteme zarar verecek olumsuz etkilerden diğer katları koruma amacıyla kullanılmıştır. Şekil 6.23’de verilen elektriksel şemada görülen V_F potansiyelinin olduğu 2 ve 3 nolu pinler, Şekil 6.20’de verilen izolasyon devre şemasında yer alan U_2 , $U_1 - V_2$, $V_1 - W_2$, W_1 girişlerine sırasıyla verilmiştir. Bu girişler DSP’den gelen sinyallerin girişleridir. DSP tarafından üretilen PWM siyalleri 3,3V seviyesindedir [73]. Optocoupler kataloğundan okunan değere göre V_F potansiyelinin değeri 1,65V ve buradan akan I_F akımının değeri 16mA olmalıdır [74]. Optocoupler’ların girişine monte edilmiş R_1 , R_2 , R_5 , R_7 , R_8 , R_{11} akım sınırlama dirençlerinin değerleri bu bilgiler kullanılarak aşağıdaki şekilde bulunmuştur.

$$3.3-1,65=1,65V \quad 16mA=1,65/R \quad R \approx 100\Omega$$

TLP759IGM optocoupler entegresinin sürülmesi için gerekli olan 30V’luk DC gerilim köprü diyot ve indirici trafolar yardımıyla elde edilip entegrelerin 5. ve 8. bacaklarına uygulanmıştır. Entegrenin 6. bacağından alınacak olan I_o çıkış akımı J_1 , J_2 , J_4 , J_5 , J_6 , J_8 olarak adlandırılmış 6 adet çıkış ucuna verilmiştir. 12V’luk potansiyel fark ile bu çıkışlardan alınan izole edilmiş sinyaller IGBT-IPM modül için uygulanabilir hale gelmiştir. Devrede kullanılan C3346 ve A1329 transistörlerinin sağladığı sinyallerin alınacağı J_9 , J_{10} , J_{11} , J_{12} , J_{13} , J_{14} olarak adlandırılmış çıkış uçları ise Mitsubishi marka IPM modül için kullanılabilir. Ancak bu çalışmada Fuji marka IGBT-IPM kullanılmaktadır.

Mitsubishi marka IPM modülleri, daha sonraki çalışmalarda farklı güçlerdeki motorların da sürülmesi için kullanılabilir.

6.4.2 İnverter Devresinin Gerçekleştirilmesi

TMS320F2808 DSP'sinin genel amaçlı I/O (GPIO) pinlerinden PWM sinyallerinin eldesi ile ilgili ön bilgi 6.3.6 başlığında aktarılmıştır. İnverterlerin çalışma frekans aralıklarının 2kHz ile 16 kHz arasında olabileceği göz önünde bulundurularak tasarlanan inverterin çalışma frekansı 4,5kHz olarak uygulanmış ve bunun için gerekli DSP kodları aşağıda verilmiştir.

Uygulamada DSP'nin TIMER1 ve EVA olay yöneticisi kullanılarak PWM işareti üretilmiştir. Sayıcı yukarı-aşağı (up-down mode) çalışma kipine ayarlanarak,

$$f_{pwm} = \frac{f_{cpu}}{T_{timer_per}} = \frac{100MHz}{(2 \times 11111)} = 4500Hz \quad (6.3)$$

anahtarlama frekansı elde edilir.

TIMER1_PERIOD değeri 11111 değerine setlendiğinde, toplam zaman sayacı önce yukarı sonra aşağı 22222 sayacaktır. Ayrıca her zamanlayıcıya (TIMERx) bağımsız olarak üç ayrı karşılaştırma değeri girilebilmektedir. Bunlar CMPRx kayıtçılarında tutulur. İlgili kayıtçılar EvaRegs ve EvbRegs içinde bulunur. EVA olay yöneticisinde sayıcıyı sıfırdan başlatan, TIMER1 periyodunu setleyen ve periyot sonunda ADC için kesme üretecek kodlar aşağıdaki gibidir;

```
EvaRegs.T1PR =11111; // 4,5kHz için periyot değeri
```

```
EvaRegs.GPTCONA.bit.T1TOADC = 2; // Periyot sonunda kesme yetkisi
```

```
EvaRegs.T1CNT=0x0000; // Sayıcı başlangıç değeri
```

Her periyot sonunda kesme bayrakları ve vektörleri yeniden ayarlanmalıdır.

```
EvaRegs.EVAIMRA.bit.T1PINT=0;
```

```
EvaRegs.EVAIFRA.bit.T1PINT=1;
```

```
EvaRegs.EVAIMRA.bit.T1PINT=1;
```

EVA olay yöneticisinin TIMER1 için yukarı-aşağı sayma kipi ve karşılaştırma mantık biriminin etkin edilmesi için aşağıdaki setleme yapılmıştır.

```
EvaRegs.T1CON.all = 0x0842;
```

Her karşılaştırma işleminde PWMX ve PWMx+1 işaret çiftinin, sayıcı değerinin karşılaştırma değerine ulaştığında PWMx'in yükselmesi ve PWMx+1'in düşmesi için aşağıdaki setleme yapılmıştır.

```
EvaRegs.ACTRA.all=0x0666
```

Üretilen PWM işaretlerinin görülebilmesi için bit düzeyinde PWM çıkışları ayarlanmıştır. gerekli olan kod yazılımı aşağıdaki gibidir.

```
EALLOW;
```

```
GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.PWM1_GPIOA0=1;
```

```
GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.PWM2_GPIOA1=1;
```

```
GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.PWM3_GPIOA2=1;
```

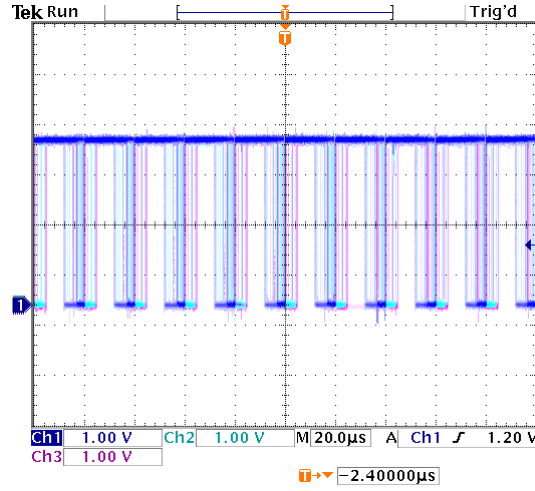
```
GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.PWM4_GPIOA3=1;
```

```
GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.PWM5_GPIOA4=1;
```

```
GpioMuxRegs.GPAMUX.bit.PWM6_GPIOA5=1;
```

```
EDIS
```

Elde edilen 4,5kHz'lik, PWM sinyalleri Şekil 6.24'te görülmektedir. PWM sinyalleri DSP tarafından 3,3V seviyesinde üretilmektedir.



Şekil 6.24 Kanal 1- 2- 3 ile tüm PWM sinyallerinin gözlemlenmesi

DSP'den gelen bir PWM sinyali ile aynı inverter bacağına bağlı iletimde olan anahtarın kesime, kesimde olan anahtarın ilettime geçmesi gerekir. Ancak anahtarın ilettime veya kesime girmesi çok kısa da olsa bir zaman gerektirdiği için bu pratikte mümkün değildir. İletimde olan anahtarın kesime girme süresi, kesimde olan anahtarın ilettime girme süresinden daha büyüktür. Bu durum anahtarların her ikisinin de kısa bir süre için iletimde olduğunu ve bu süre boyunca p-n arasında bir kısa devrenin olduğunu gösterir. Bu nedenle iletimde olan anahtarın tamamen kesime girmesi ve daha sonra kesimde olan anahtarın ilettime alınması için bir süre beklemek gerekir. Bu süreye ölü zaman denir. Bu durum basit elektronik devreler ya da entegre devrelerle çözülebilse de haricen kullanılan devre elemanlarının hızı sayısal işaret işlemciye yetişemediği için sorun çıkartabilmektedir. En doğru çözüm; tümleyenli PWM işaretlerini DSP ile ölü zamanlı olarak üretmektir.

TMS320F2808 DSP'sinde bunun için özel kayıtlar ve mantıksal birimler vardır. Güç devresindeki anahtar elemanların ilettime geçme ve kesime girme süreleri göz önüne alınarak uygun bit kombinasyonu DBTCONA ve COMCONA kayıtlarında ayarlanır. PWM tümleyen çiftleri arasında 3µs'lik bir ölü zaman ayar kodları aşağıdaki gibidir.

```
EvaRegs.DBTCONA.bit.EDBT1=1; // PWM1-2 için yetki verildi.
```

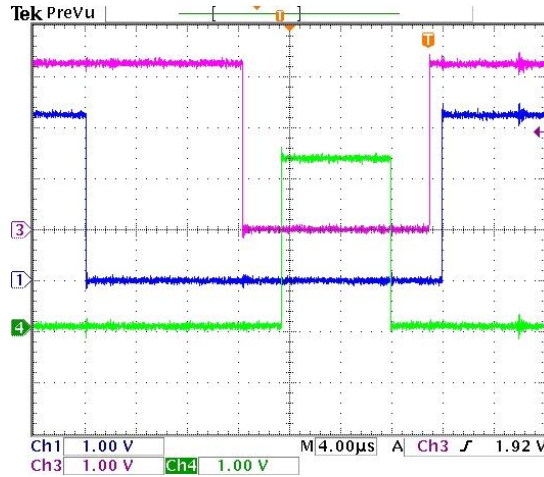
```
EvaRegs.DBTCONA.bit.EDBT2=1; // PWM3-4 için yetki verildi
```

```
EvaRegs.DBTCONA.bit.EDBT3=1; // PWM5-6 için yetki verildi
```


EvaRegs.DBTCNA.bit.DBTPS=6; // Ölü zaman süresi

EvaRegs.DBTCNA.bit.DBT=12; // 3µs olarak ayarlandı.

Tetikleme sinyalleri arasındaki 3µs'lik ölü zaman Şekil 6.25'te görülmektedir.



Şekil 6.25 Üretilen PWM tetikleme sinyalleri (genlik 3,3V ve ölü zaman 3µs olmak üzere)

İşlemci hızı 75MHz seçilirse yukarıdaki ayarlamalar 6µs'lik ölü zaman üretecektir. Bunun nedeni, DBTCNA zamanlayıcılarının işlemci saatini kullanmasıdır. Yukarıdaki kodlar kullanılarak elde edilen ve Şekil 6.25'de verilen PWM sinyalleri daha önce tasarlanmış olan izolasyon devresine uygulanarak inverter sürülebilir. İnverterin dönüştüreceği DC gerilimi elde edebilmek için sistemde bir doğrultucuya ihtiyaç duyulmaktadır. Bir sonraki başlıkta, gerçekleştirilen doğrultucu devresinden bahsedilecektir.

6.4.3 PDM (Power Diode Module) Güç Diyotu Modülü Kullanılarak Doğrultucunun Gerçekleştirilmesi

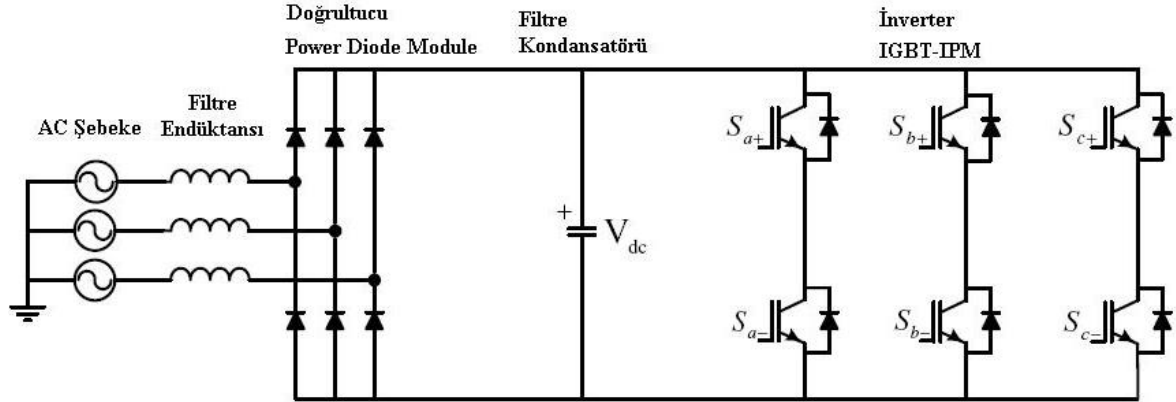
Güç diyodu modülleri inverter uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Kontrollü doğrultucu ve kontrolsüz doğrultucu olarak adlandırılan güç elektroniği devrelerinde kullanılan güç diyodu modüllerinin, içerdikleri güç elektroniği elemanlarına göre farklı tipleri bulunmaktadır. Kontrolsüz doğrultucular sadece diyotlardan oluşmuştur. Çıkış genliği AC gerilimin genliğiyle orantılı olarak değişir. Bu doğrultuculara tek yönlü dönüştürücüler de denir.

Bu çalışmada gerçekleştirilen doğrultucu devresi, kontrolsüz doğrultucu devresidir. Bunun nedeni AC gerilimin DC gerilme çevrildikten sonra invertere uygulanacak olmasıdır. İnverter tarafından gerilim kontrolü yapılacağı için invertere uygulanacak olan DC gerilimin genliğinin kontrolüne gerek yoktur.

Çalışmada, PDM (Power Diode Module) olarak Fuji Electric firması tarafından üretilen 6RI30G-160 modülü kullanılmıştır [75]. Üzerinden 30A'e kadar akım geçirebilmektedir. Tutma gerilimi 1600V'tur. Şekil 6.26'da modülün fotoğrafı, Şekil 6.27'de ise 3 fazlı inverter için uygulama bağlantı şeması görülmektedir.



Şekil 6.26 PDM (Power Diode Module) modülü



Şekil 6.27 PDM (Power Diode Module) modülünün bağlantı şeması

Şekil 6.27'de verilen üç fazlı köprü kontrolsüz doğrultucu devresi, yarı iletken diyotlarla tasarlanır. Devredeki yarı iletken diyotlardan üst koldakilerin katotları, alt koldakilerin ise anotları ortak olup aynı potansiyelindedirler. Bu bağlantı şeklinde diyotların tümü için aynı soğutucu kullanılabilir. Bu durumda anot potansiyellerinin anlık değerleri hangi diyotun ilettime gireceğini belirler. Anot potansiyeli katoduna göre en büyük olan diyot

ilettime girer. Elemanlar üzerindeki gerilim düşümleri ihmal edilirse, diyotların katotları da sözü edilen büyük potansiyele geleceğinden, ilettime giren diyot dışındaki grubun diğer iki diyotunun anot katot potansiyeli negatif olur.

İnverter devresini oluşturan IGBT- IPM ve PDM modüllerinin monte edildiği alüminyum soğutucu platformunun boyutlarının hesaplanması, güç elektroniği elemanlarının ısınmasını önlemek adına önem arz etmektedir. Bir sonraki başlıkta, alüminyum soğutucu platformunun boyutlarının hesaplanması üzerinde bilgiler verilecektir.

6.4.4 İnverter için Soğutucu Platform Hesabı

İnverterlerin çalışması esnasında iletim ve anahtarlama kayıpları oluşur, yani güç yarı iletkenleri ısı kaynakları şeklinde davranır. Bu nedenle tüm güç elektroniği devrelerinde olduğu gibi inverterler için de soğutma çok önemlidir. Uygun soğutucunun hesabı yapılırken IGBT’lerin dayanabileceği maksimum jonksiyon sıcaklığı (T_{jmax}), kollektör-emiter doyma gerilimi (V_{CEsat}), kollektör akımı (I_C), $^{\circ}C / W$ cinsinden olmak üzere iç termik direnç (R_{ThJC}) ve dış termik direnç (R_{ThCA}) parametreleri bilinmelidir. IGBT-IPM modülün kataloğundan alınan bilgilere göre;

$T_{jmax} = 150^{\circ}C$ $V_{CEsat} = 2,6V$ $I_C = 25A$ $R_{ThJC} = 1,33^{\circ}C/W$ $R_{ThCA} = 0,05^{\circ}C/W$ şeklindedir [71].

PDM (Power Diode Module) için katalogda verilen, toplam kayıp grafiğinden toplam kayıpları bulmak mümkündür. Motor kataloğundan stator sargılarının dayanabileceği en yüksek akım değeri okunduğunda 9,2A olduğu görülür. Bu durumda, PDM (Power Diode Module) modüllerinin toplam kayıp grafiğinde maksimum kayıpların olacağı akım değeri 10A olarak alındığında, güç diyodu modüllerinin üzerindeki maksimum kayıp gücün 20W olduğu görülür. Ayrıca denklem (6.4)’te kullanılmak üzere PDM (Power Diode Module) kataloğundan, $R_{ThJC} = 0,8^{\circ}C/W$ ve $R_{ThCA} = 0,1^{\circ}C/W$ değerleri okunur [75].

Katalogda verilen değerler, üretici firma tarafından hesaplanmış maksimum değerlerdir. Denklem (6.4) kullanılarak, toplam iç termik direnç ve dış termik direnç

değerleri yardımıyla olası güç ya da belirlenen kayıp güç için maksimum sıcaklık değerleri hesaplanabilir [76].

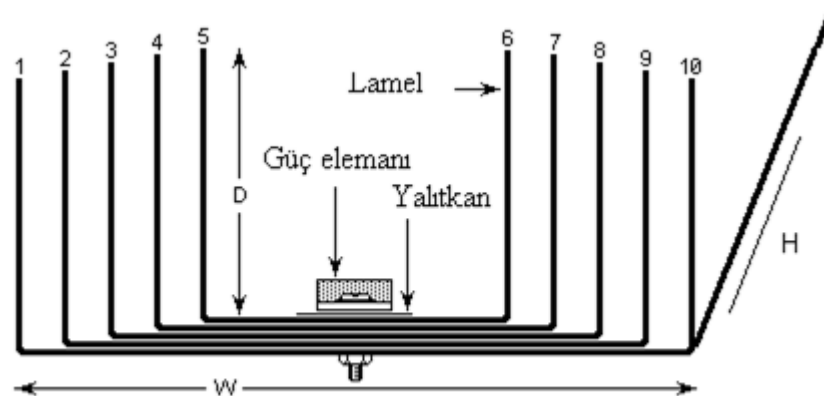
$$T_{j\max} = \text{Watt} \times (R_{\text{ThJC}} + R_{\text{ThCA}}) + T_a \quad (6.4)$$

T_a burada ortam sıcaklığıdır. Buna göre oda sıcaklığında (25°C) bu değerler kullanılarak ne kadar $^\circ\text{C}/\text{W}$ 'lık bir soğutucuya ihtiyaç duyulacağı hesaplanabilir. Aynı zamanda mevcut olan ve $^\circ\text{C}/\text{W}$ değeri bilinen bir soğutucu ile güç elemanının ne kadarlık bir ısı kaybı dayanabileceği de hesaplanabilir. Güç elektroniği elemanlarının kataloglarında verilen değerler 25°C 'ye göre hesaplanmıştır. Farklı sıcaklık değerleri kullanılarak hesaplama da yapmak mümkündür. IGBT-IPM modülleri için ve $V_{\text{CEsat}} \times I_c$ hesaplandığında güç olarak 65W bulunur. Diyot modülünün toplam kayıpları da dikkate alınırsa $65+20=85\text{W}$ toplam kayıp güç olacaktır. 40°C ortam sıcaklığında Denklem (6.4)'e göre $^\circ\text{C}/\text{W}$ değeri yaklaşık olarak 1,29 bulunur. Bu izin verilebilecek en yüksek değerdir, yani seçilecek olan soğutucunun $^\circ\text{C}/\text{W}$ değeri 1,29 değerinden küçük olmalıdır. Soğutucunun uygun boyutta seçilmesi için boyut hesabının yapılması gerekir. Bunun için (6.5)'te verilen Rough formülü kullanılır [77].

$$A = \left[50 / (^\circ\text{C} / \text{W}) \right]^2 \quad (6.5)$$

$$^\circ\text{C} / \text{W} = 50 / \sqrt{A} \quad (6.6)$$

Burada A soğutucunun toplam yüzey alanını temsil etmektedir.



Şekil 6.28 Güç elektroniği elemanları için alüminyum soğutucu kesiti [78]

Çalışmada kullanılan soğutucuya ait boyutlar;

Genişlik (W):12cm, Derinlik (D):6cm, Uzunluk (H):20cm şeklindedir. Bu durumda soğutucu için toplam yüzey (A) şu şekilde hesap edilir;

Lamellerin boyutları $6\text{cm} \times 20\text{cm} = 120\text{ cm}^2$

Toplam her bir lamelin 2 yanı olduğundan toplam alan 240 cm^2 olur.

Lamel yüzeyleri, 10 lamel olduğuna göre 2400 cm^2 olur.

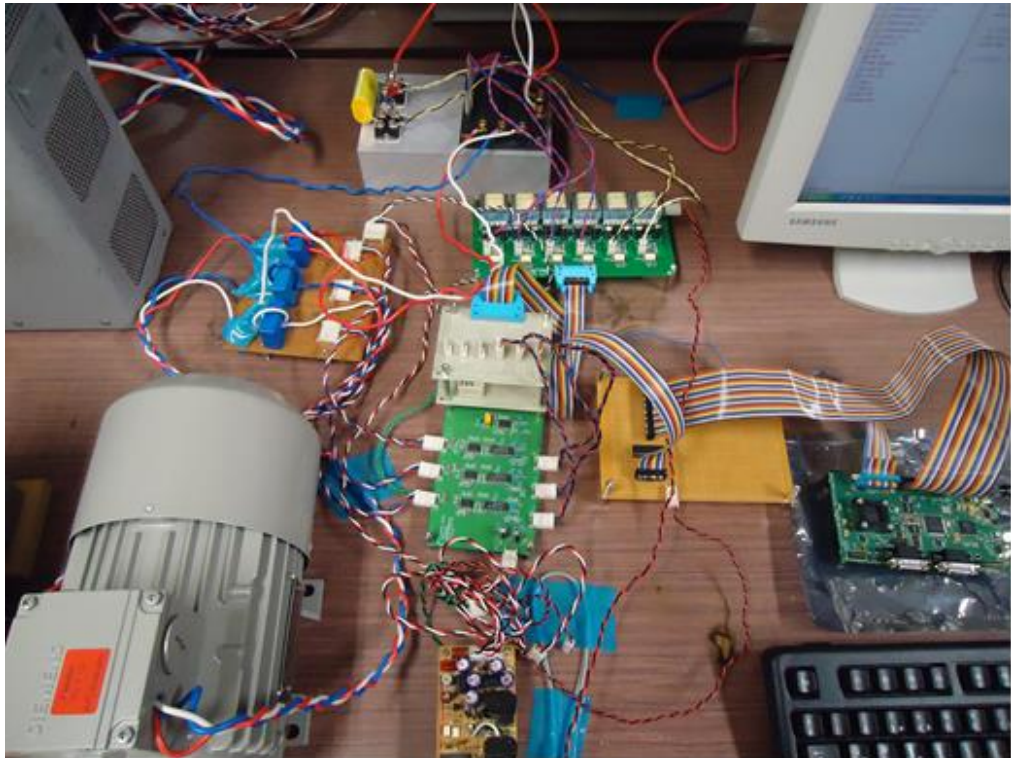
Soğutucu ana gövde yüzeyi $12\text{cm} \times 20\text{cm} = 240\text{ cm}^2$ olur.

Bu kısmın da çift taraflı olduğu düşünülürse $240\text{cm}^2 \times 2 = 480\text{ cm}^2$ olur.

O halde toplam yüzey (A)= $2400+480=2880\text{ cm}^2$ olur ve denklem (6.6)'ya göre, $^{\circ}\text{C} / \text{W} = 50 / \sqrt{2880} = 0,93$ olarak bulunur.

$0,93 < 1,29$ olduğundan mevcut olan bu soğutucu yapılacak uygulama için uygundur.

Şekil 6.29'da soğutucu platform üzerine montajı gerçekleştirilmiş güç modülleri ile sistemin genel görüntüsü verilmiştir.

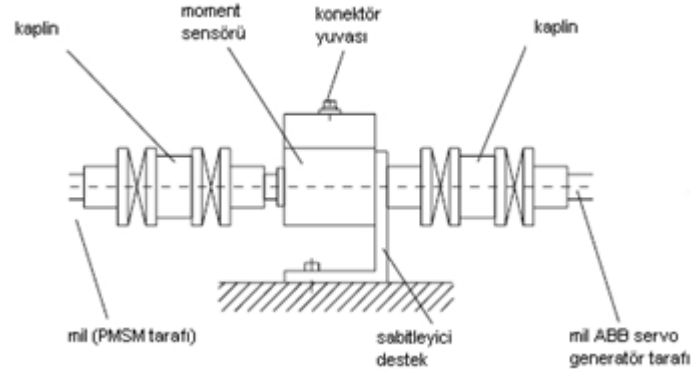


Şekil 6.29 Montajı gerçekleştirilmiş güç modülleri ve sistemin genel görüntüsü

Sistemin kapalı çevrim olarak çalışması amacıyla ihtiyaç duyulan moment bilgisinin gerçek zamanlı algılanması ve verilerin işlenmek üzere DSP'ye aktarımı bir moment algılama devresiyle gerçekleştirilmiştir. DSP'nin ADC girişlerine uygun sinyallerin, üretimini sağlayacak olan bu devreye ve kullanılacak olan moment sensörüne ait bilgilere bir sonraki başlıkta değinilmiştir.

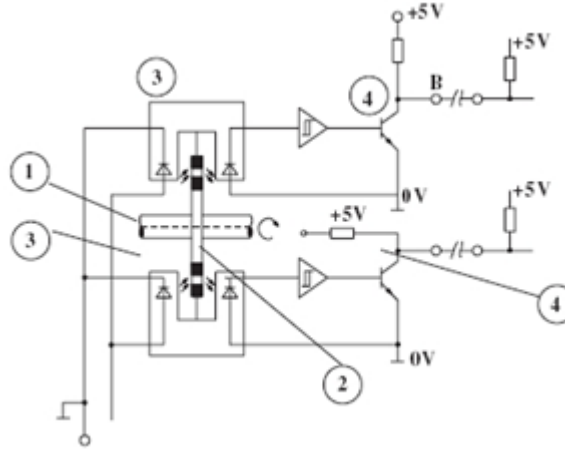
6.5 Moment Sensörü ve Moment Algılama Devresi

Uygulamada kullanılacak olan moment sensörü ETH Messtechnik marka DRBK model $\pm 10\text{Nm}$ ölçüm aralığında, dönen tip bir moment sensörüdür [78]. Sensör, kesikli çizgi ile belirtilen eksen hizasında akuple edilecek makinelerin millerine kaplinler vasıtasıyla Şekil 6.30'da gösterildiği gibi monte edilmiştir.



Şekil 6.30 Kaplinler vasıtasıyla moment sensörünün montajı

Sensöre ait ekranlanmış kablo vasıtasıyla makinelerin momentlerine ait anlık bilgiler bir veri toplama kartı DAQ (Data Acquisition Card) ile yada MATLAB gibi bir yazılım kullanılarak alınabilir ve görüntülenebilir. Ancak bu çalışmada, kapalı çevrim kontrol algoritmasında bu verilerin anlık olarak DSP'ye aktarılması gerekmektedir. Bu nedenle bu çalışmada veri toplama kartı DAQ (Data Acquisition Card) kullanılamamıştır. Bunun yerine, sinyallerin DSP'ye aktarılması amacıyla moment sensörünü çıkışı ile DSP'nin ADC girişleri arasında sinyal uygunluğunu sağlayacak bir devre tasarlanmıştır.



Şekil 6.31 Moment sensörüne ait elektriksel yapı

Şekil 6.31’de görüldüğü gibi moment sensörü 5V ile beslenmektedir. Sırasıyla;

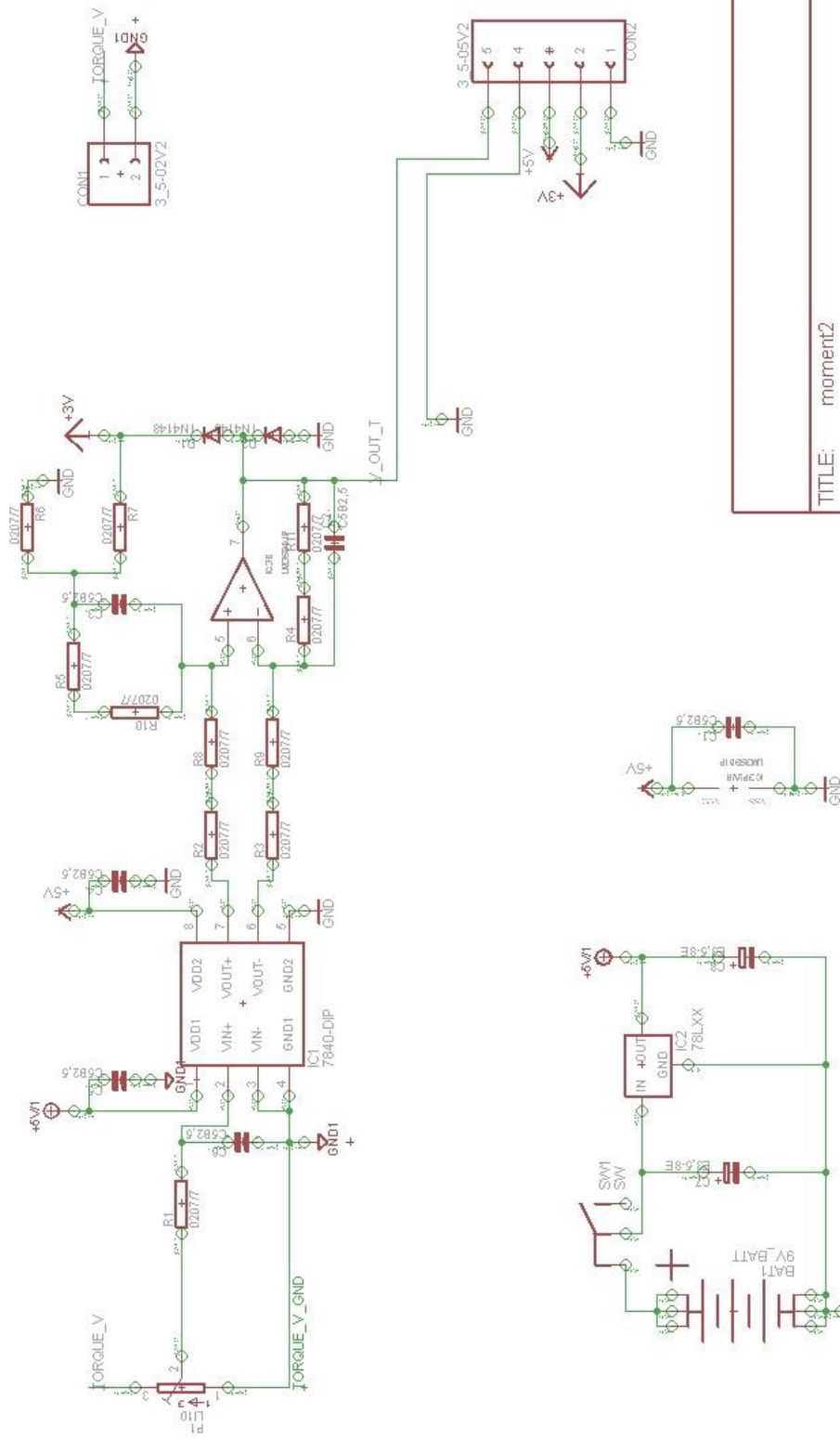
1 ile gösterilen kısım dönen mil,

2 ile gösterilen kısım disk plakası

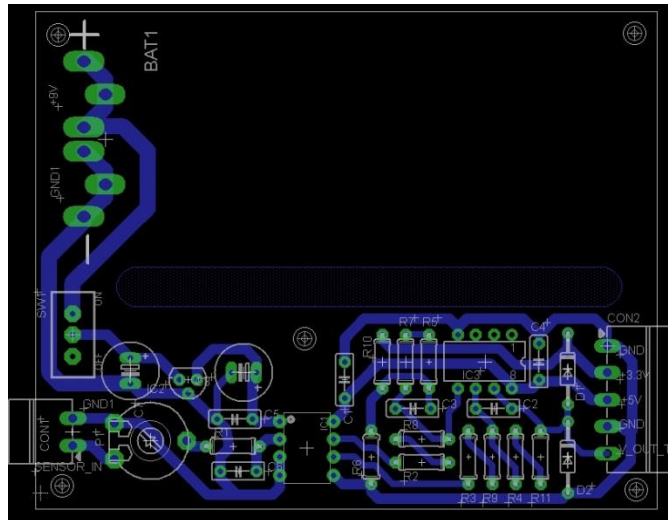
3 ile gösterilen kısımlar izolasyonu sağlamak için kullanılan opto elemanlar

4 ile gösterilen kısım açık kollektörlü çıkışlardır.

Elektriksel yapıya uygun sinyal uyumunun, DSP girişleri göz önüne alınarak sağlanması gerekmektedir. Moment sensörünün çıkış değeri $0\pm 5V$ şeklindedir. Ancak uygulamada kullanılacak DSP’nin ADC girişleri maksimum 3V kabul etmektedir. Bu nedenle öncelikle sinyal izolasyonu sağlanmalı ardından sinyal tekrar yükseltilmelidir. Bu temel amaçlar altında sinyal uyumlama devresi tasarlanmalıdır. HCPL7840 izolasyon amplifikatörü entegresi, devredeki izolasyonu gerçekleştirmek için bu çalışmada seçilmiştir. HCPL7840 ile izole edilen sinyal tekrar 3V’a yükseltilerek DSP’nin ADC’sine verilmelidir. Bunun için LM358 opamp entegresi kullanılmıştır. Uygulamada moment sensörünün kullanımı, sinyal bazında pozitif ve negatif olarak gerçekleşecektir. Bu nedenle DSP’nin negatif işaretli sinyalleri de algılaması için ofset gerilimi değerinde bir sinyalin DSP’ye uygulanması gerekmektedir. Bunun için izolasyon amplifikatörü ve yüksek performanslı işlemsel kuvvetlendirici ile tasarlanmış bir moment algılama devresi oluşturulmuştur. Şekil 6.32 ve 6.33’te, moment algılama devresine ait şema ve baskı devre verilmiştir.



Şekil 6.32 Moment algılama devresine ait devre şeması



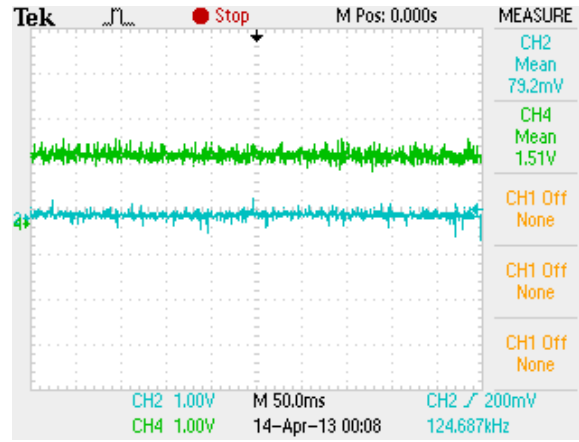
Şekil 6.33 Moment algılama devresine ait baskı devre şeması

HCLP7840 entegresinin lineer olarak kuvvetlendirme bölgesi $-200\text{mV} \dots 200\text{mV}$ aralığı olarak verilmekte ve kazanç 8V/V kabul edilmektedir [79]. Diğer bir değişle diferansiyel çıkış yani V_{out+} ile V_{out-} arasındaki fark söz konusu olduğu için giriş geriliminin 8 katı çıkışta görülür. HCLP7840 ile izole edilmiş sinyal sonrasında bir işlemsel kuvvetlendirici ile tekrar kuvvetlendirilmiştir. Kazanç burada her iki entegre için hesaplanırsa, 8V/V ve $1,875\text{V/V}$ olmak üzere 15V/V 'dur. Diğer bir değişle 200mV tepe gerilimi için çıkış 3V olacaktır. LM358 için besleme gerilimi $\pm 15\text{V}$ alınmalıdır. Ancak LM358 entegresi rail-to-rail (besleme gerilimi seviyesinde) çıkış vermemektedir. Bu nedenle $0\text{--}5\text{V}$ aralığında değişim istendiği takdirde daha yüksek bir besleme gerilimi ve çıkışa diode clamp (diyot kenetlemesi) koyulmalıdır. Şekil 6.34'te moment algılama devresi görülmektedir.

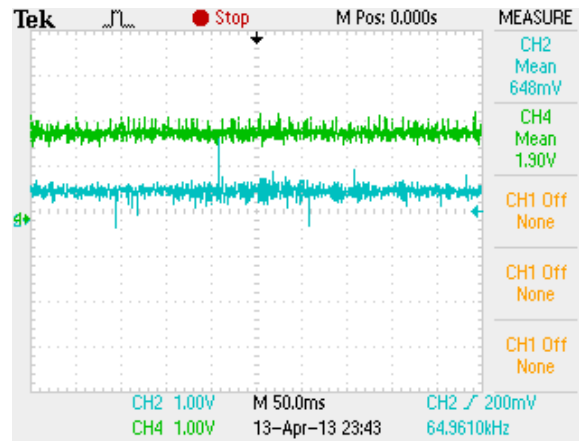


Şekil 6.34 Moment algılama devresi

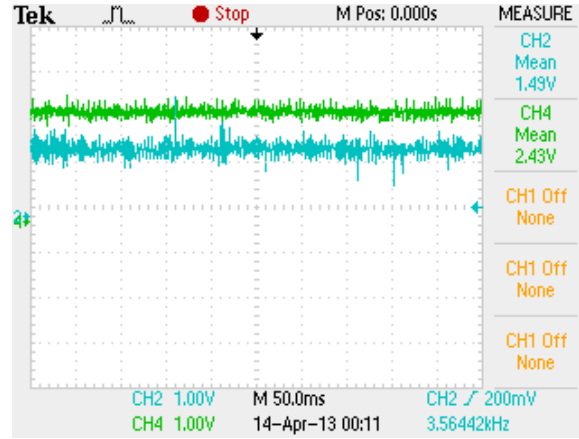
Burada 1,5 V'luk ofset gerilimi oluşturmak için 1k Ω 'luk dirençlerden faydalanılmış, 3Vluk harici besleme ile 1,5V ofset gerilimi opamp çıkışına uygulanmıştır. Aşağıda yeşil çıkış ve mavi giriş sinyalleri olmak üzere, sırasıyla şekil 6.35'de 0Nm, şekil 6.36'da 2Nm ve şekil 6.37'de 5Nm moment değerleri için devreye ait sinyaller verilmiştir. şekil 6.35'den 1,5V ofset gerilimi 0Nm değerinde görülmektedir. Aynı şekilde moment değerindeki artış ile devre çıkışındaki gerilimin artmakta olduğu şekil 6.36 ve şekil 6.37'den görülmektedir. 5 Nm moment değeri için devre çıkışlarında okunan değer 2,43V olmuştur. Bu sinyaller DSP'nin ADC girişlerine uygulanarak momentin kapalı evirim kontrolü gerçekleştirilmiştir.



şekil 6.35 0Nm için için moment algılama devresine ait giriş ve çıkış sinyalleri



şekil 6.36 2Nm için moment algılama devresine ait giriş ve çıkış sinyalleri

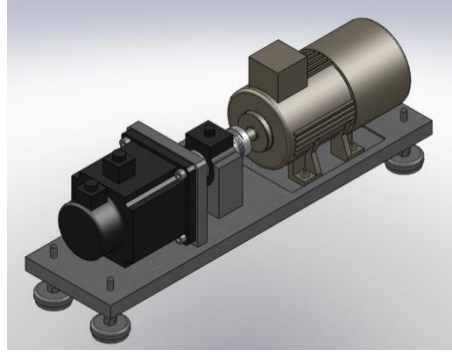


Şekil 6.37 5Nm için moment algılama devresine ait giriş ve çıkış sinyalleri

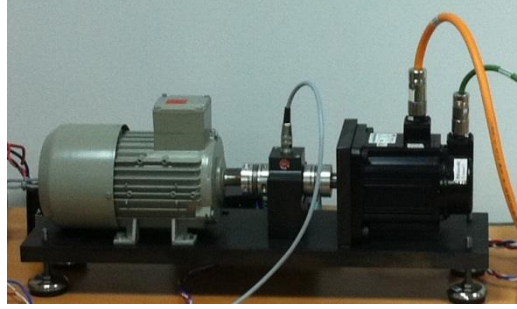
Gerçekleştirilen çalışmada, SMSM'un farklı yük momenti değerleri altında çalışmasını sağlamak amacıyla ABB firmasına ait bir servo generatör ve regeneratif sürücü kullanılmıştır. Motor&Generatör akuple test düzeneği olarak tasarlanan bu sisteme bir sonraki başlıkta değinilmiştir.

6.6 Motor&Generatör Akuple Test Düzeneği

Motor akuple işlemi kaplinler ve moment sensörü kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Motor tarafında 1,1kW 7Nm, 1500d/d, 400/440V, 2,16A etiket bilgilerine sahip olan Siemens marka sürekli mıknatıslı senkron motor, generatör tarafında kullanılmak üzere 3,3kW 10,5Nm, 3000d/d, 400/440V, 9,1A etiket bilgilerine sahip ABB marka servo motor kullanılmıştır. Test düzeneğinde kullanılan moment sensörü ETH marka olup maksimum $\pm 10\text{Nm}$ değerine kadar ölçüm yapabilmektedir. Kullanılan kaplinler motor mili için 80mm yarıçapında, generatör mili için 90mm yarıçapında üretilmiştir. Sistemin üç boyutlu mekanik çizimi Şekil 6.38'de verilmiştir. Gerçekleştirilen test düzeneğinin fotoğrafı Şekil 6.39'da verilmiştir.

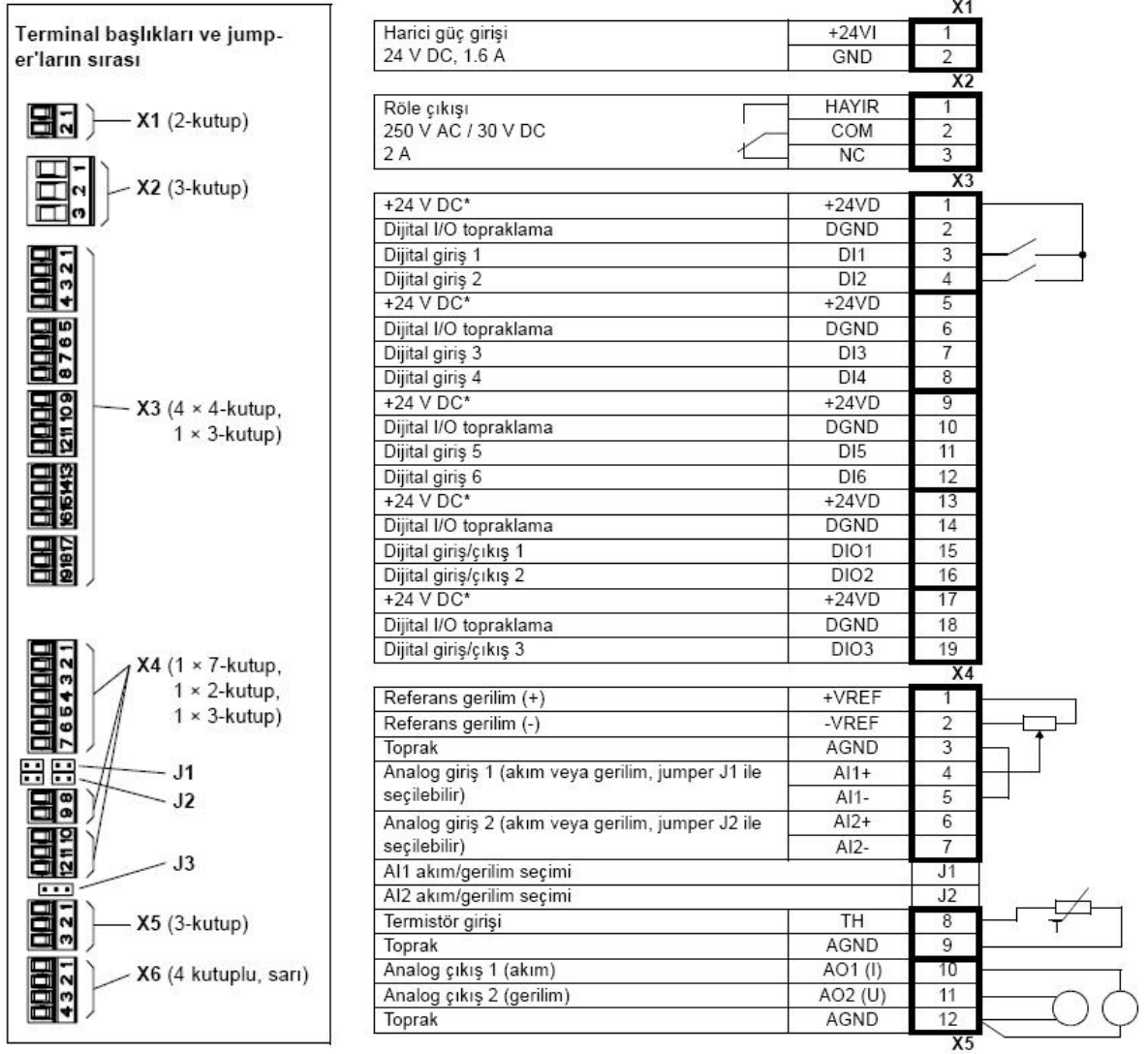


Şekil 6.38 Sistemin üç boyutlu mekanik çizimi



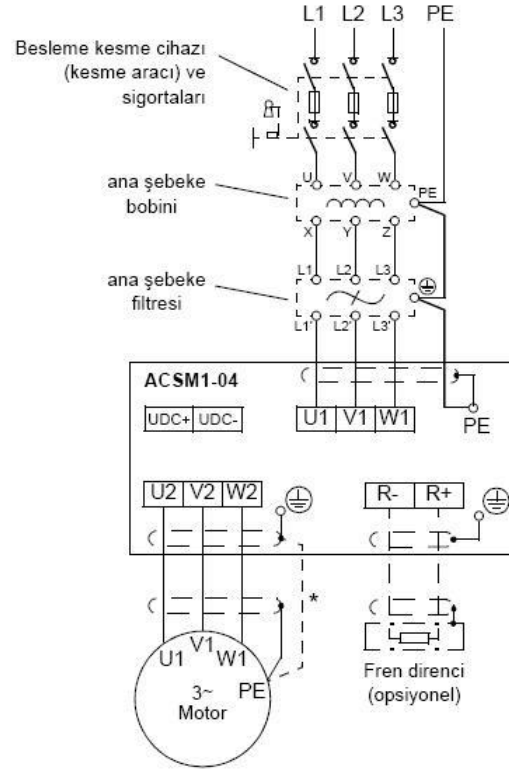
Şekil 6.39 Motor&generatör akuple düzeneginin fotoğrafı

Bu çalışmada, yük tarafındaki amaç, SMSM'un momentle yüklendiği andaki enerjiyi ısıya dönüştürmekten ziyade şebekeye kazandırmak olduğundan şebeke tarafında da aynı özelliklere sahip bir sürücü kullanılmıştır. Regeneratif sürücü olarak isimlendirilen bu sürücü ile servo motorun generator olarak çalışması durumunda şebekeye enerji aktarılması sağlanmıştır. Şekil 6.40'da sürücünün kontrol arabirimleri ve yapılan mühürleme bağlantıları görülmektedir [80].



Şekil 6.40 ACSM sürücüsüne ait kontrol arabirimleri

Şekil 6.2'de verilmiş olan sistem şemasından da görüldüğü üzere ABB regeneratif sürücüsüne ait filtre ve sigorta grupları mevcuttur. Şekil 6.41'de ABB regeneratif sürücüsüne ait elektriksel bağlantı şeması verilmiştir.

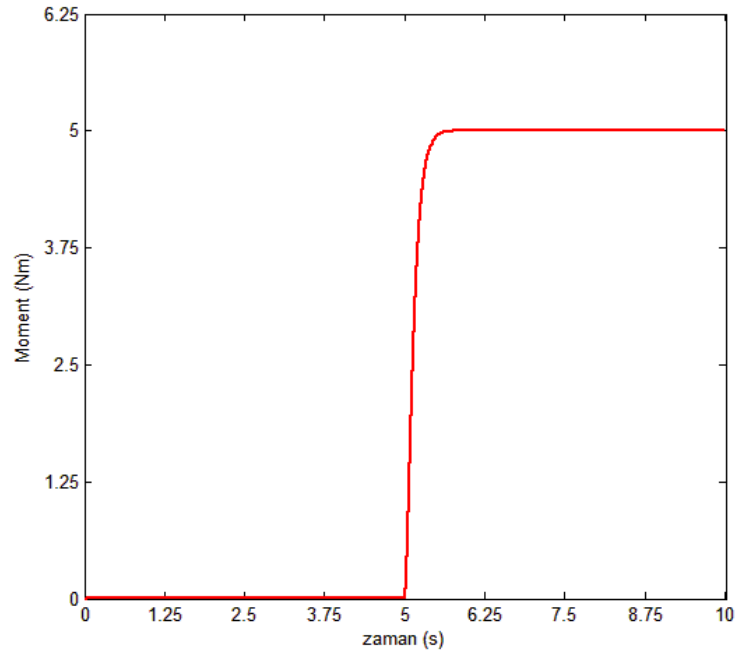


Şekil 6.41 ACSM sürücüsüne ait elektriksel bağlantı şeması

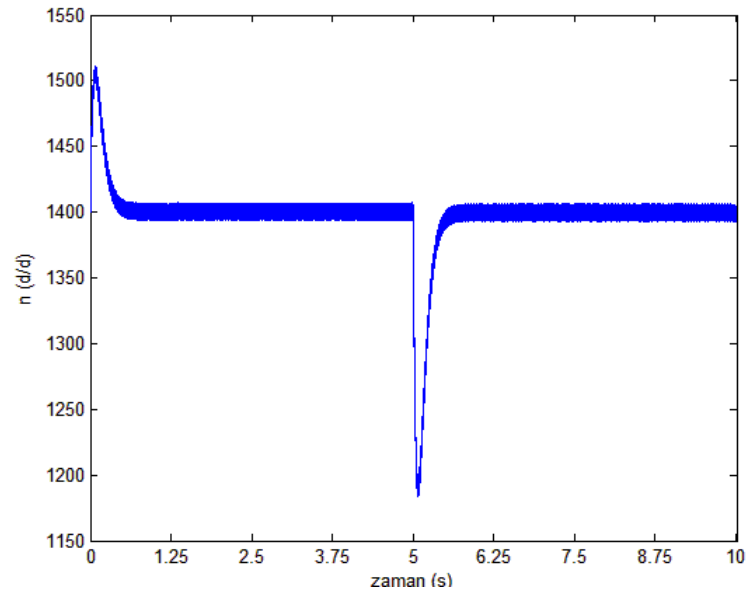
Şekil 6.41’de görüldüğü üzere ABB sürücüsü, bir filtre yardımı ile şebekeye enerji aktarımı sağlamaktadır.

SMSM SÜRÜCÜSÜNÜN MODELLENMESİ İLE ELDE EDİLEN BENZETİM DENEYSEL SONUÇLAR

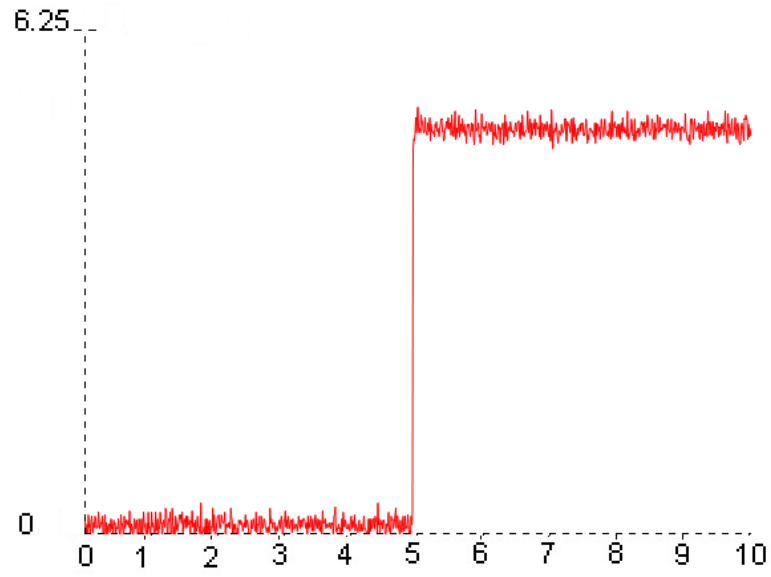
Bu bölümde, önceki bölümlerde verilen matematiksel modeller ve teorik bilgiler kullanılarak oluşturulan benzetim modeli ve bu modele ait sonuçlar ile deneysel olarak elde edilen sonuçlar karşılaştırmalı olarak farklı moment değerleri için verilmiş ve incelenmiştir. Histerezis kontrolcüler ile gerçekleştirilen doğrudan moment kontrolü için literatüre Çizelge 5.2’de sunulmuş olan iki faz sabit düzlemde stator akı bileşenleri fark tablosu kullanılarak elde edilen benzetim çalışmasına ait moment ve hız sonuçları Şekil 7.1 ve Şekil 7.2’de verilmiştir. Deneysel olarak elde edilen moment ve hız sonuçları ise Şekil 7.3 ve Şekil 7.4’te gösterilmiştir. Şekillerden görüldüğü üzere, SMSM boşta çalıştırılıyorken 5. saniyede 5Nm değerinde bir moment yük olarak uygulanmış ve aşağıdaki sistem cevapları elde edilmiştir. İki faz sabit düzlemde stator akı bileşenleri ile oluşturulan fark tablosu kullanılarak gerçekleştirilen bu yöntem ile trigonometrik fonksiyonların kullanılma zorunluluğunun ortadan kaldırılması amaçlanmış ve bu sonuçlardan görüldüğü üzere benzetim ve deneysel çalışmaya ait sistem cevapları benzer olarak elde edilmiştir.



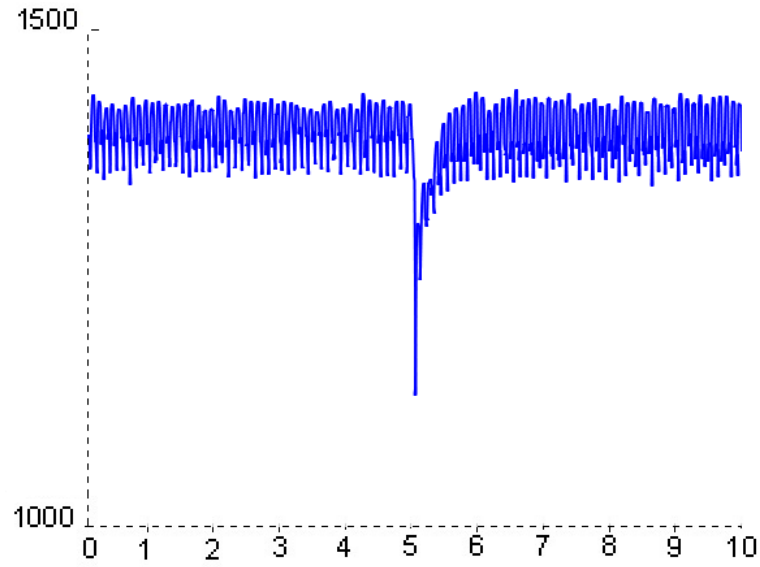
Şekil 7.1 0-5Nm değerindeki yük momenti değişimi için histeresiz denetleyici ile elde edilen moment cevabı benzetim sonuçları



Şekil 7.2 0-5Nm değerindeki yük momenti değişimi için histeresiz denetleyici ile elde edilen hız cevabı benzetim sonuçları

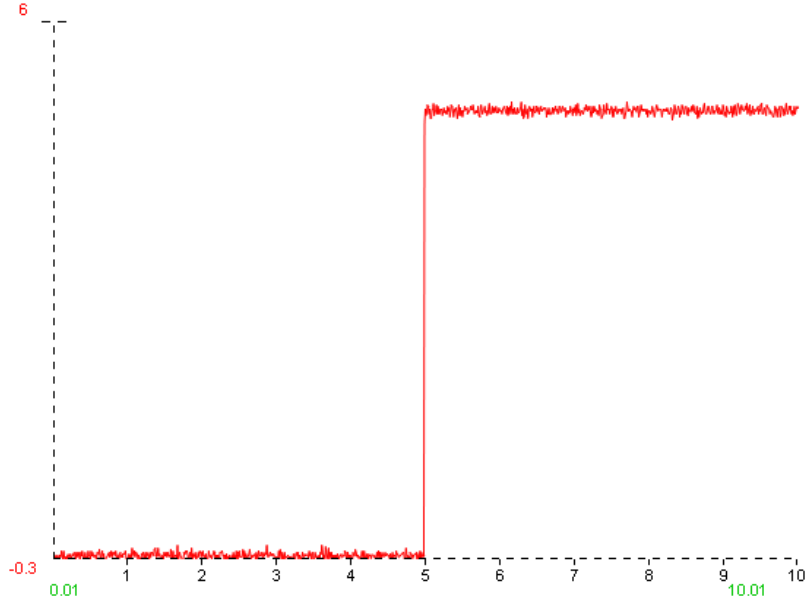


Şekil 7.3 0-5Nm değerindeki yük momenti değişimi için histeresiz denetleyici ile elde edilen moment cevabı deneysel sonuçları

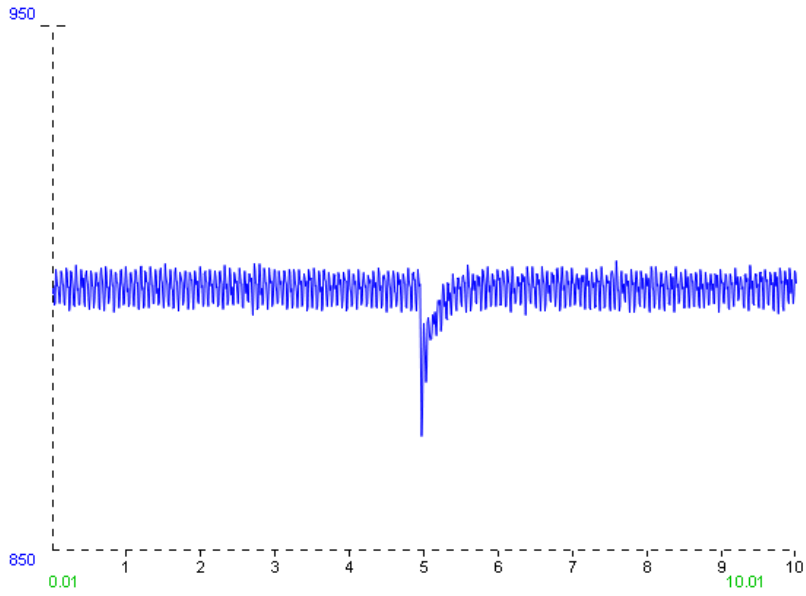


Şekil 7.4 0-5Nm değerindeki yük momenti değişimi için histeresiz denetleyici ile elde edilen hız cevabı deneysel sonuçları

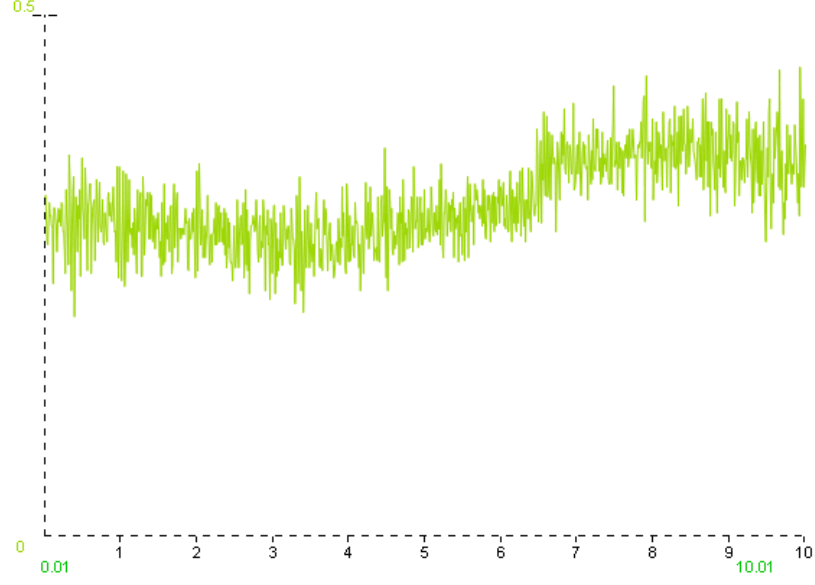
Sistemin motorun boşta çalışmaya başlamasından 5sn sonra uygulanan yük momentine hızlı bir şekilde cevap vermiş olduğu hem benzetim hem de deneysel uygulama sonuçlarından görülmektedir. Grafiklerden, 5.sn'de yük nedeniyle hızda yaklaşık 200d/d'lik bir düşme söz konusu olduğu ancak, yaklaşık 1sn içerisinde kontrol sisteminin moment isteğine bağlı olarak hız değişimini yakaladığı görülmüştür. Bu tezde, doğrudan moment kontrolünde histerezis kontrolüne alternatif olarak sunulan ve uzay vektör modülasyon yöntemi kullanılarak uygulanan DTC kontrol algoritması üzerinde çalışılmıştır. Bunun için farklı yük değerlerindeki deneysel uygulama sonuçları aşağıda verilmiştir. SMSM çeşitli moment değerlerinde yüklenmiş ve yük momentini sağlayan servo motorun generatör çalışmaya geçtiği sıradaki enerjisi şebekeye geri basılarak enerji tasarrufu sağlanmıştır. Sisteme ait güç, DC bara ve fren enerjisi (şebekeye geri basılan) ayrıca gözlemlenmiştir. Şekil 7.5'de SMSM 900d/d hızda iken 5.sn'de 5Nm'lik bir yük ile yüklendiğinde elde edilen moment cevabı deneysel sonuçları sunulmuştur. Şekil 7.6'da ise bu çalışmaya ait hız cevabı sonucu gösterilmiştir. Bu sonuçlardan görüldüğü üzere sunulan yeni yöntem ile moment cevabı oldukça hızlı elde edilmiştir. Buna bağlı olarak motorun yüklendiği andaki devir sayısındaki düşüş 100 d/d'dır. 900d/d için generatörün şebekeye aktardığı güç yaklaşık 0,3kW olarak Şekil 7.7'de gösterilmiştir. Şebekeden çekilen gücün ortalama 1kW olduğu düşünüldüğünde, gerçekleştirilen sistemde %30 enerji tasarrufu sağlandığı görülmektedir. DC bara gerilimin 540V ile 550V arasında değiştiği Şekil 7.8'de gösterilmiştir.



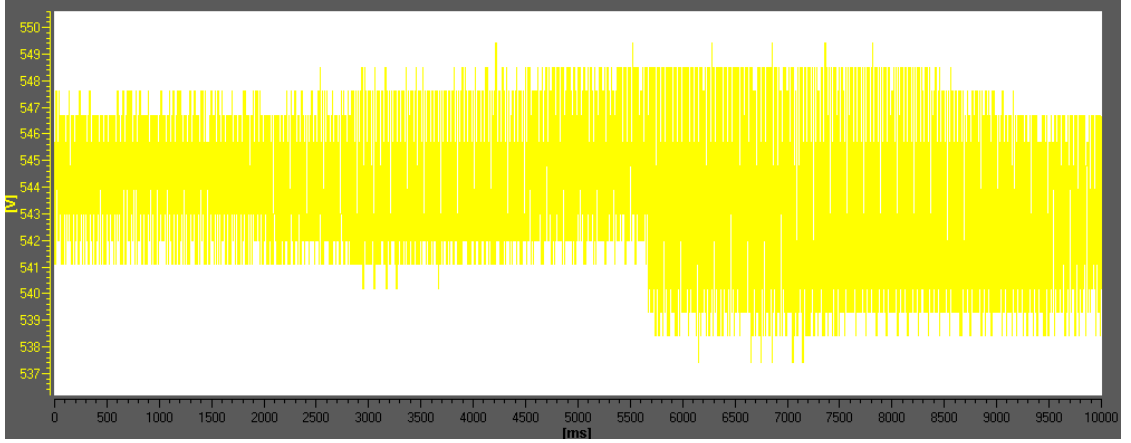
Şekil 7.5 DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 0-5Nm değerindeki yük momentini değişimi altındaki çalışmaya ait moment cevabı deneysel sonuçları



Şekil 7.6 DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 0-5Nm değerindeki yük momentini değişimi altındaki çalışmaya ait hız cevabı deneysel sonuçları

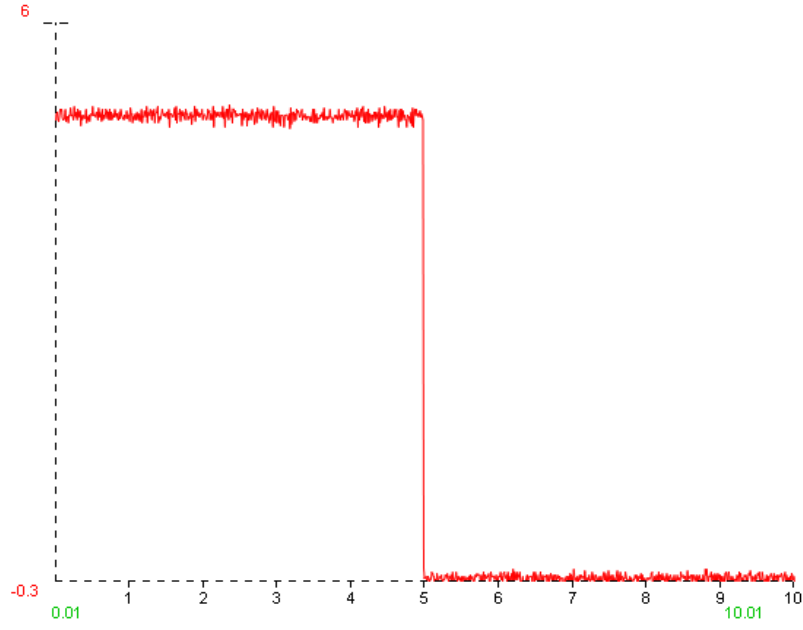


Şekil 7.7 DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 0-5Nm değerindeki yük momenti altında çalışma için generatörün şebekeye aktardığı güç değişimi

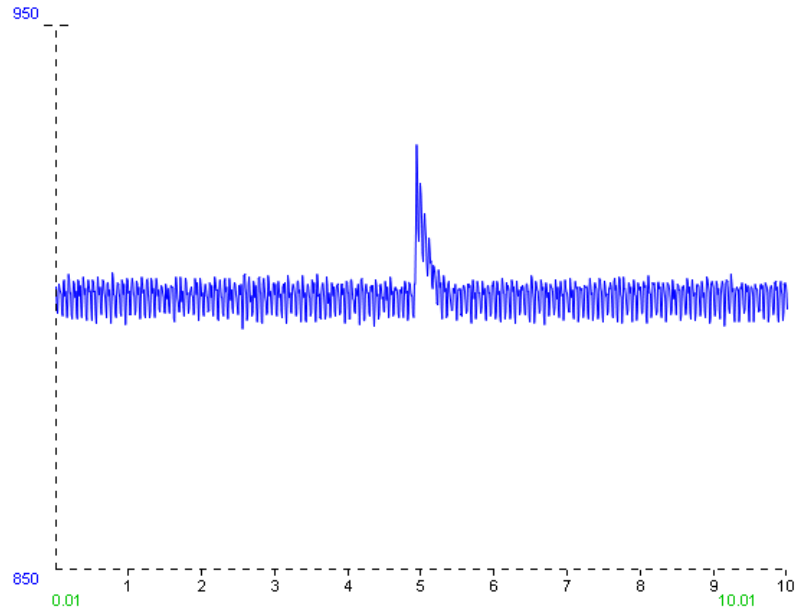


Şekil 7.8 DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 0-5Nm değerindeki yük momenti altında çalışma için DC bara gerilimi

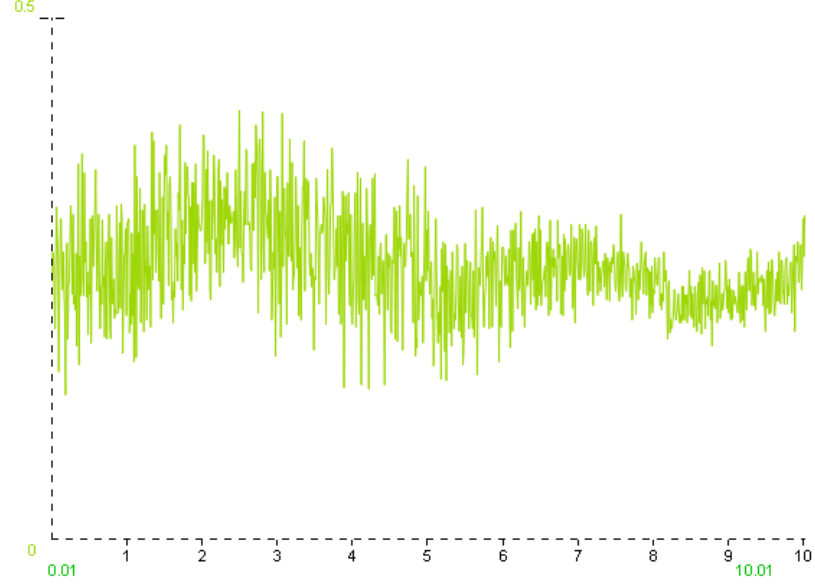
SMSM 5Nm ile yüklü iken 5.sn’de servo motor tarafından uygulanan yük momentinin kaldırılması sonucu yüksüz çalışmaya geçtiğinde moment ve hız cevabının oldukça hızlı olduğu Şekil 7.9 ve Şekil 7.10’dan görülmektedir. Bu durumda şebekeye aktarılan güç Şekil 7.11’den görüldüğü gibi ortalama olarak 0,3kW’tır. SMSM 5Nm ile çalışırken şebekeden 1kW, boşta çalışırken 0,75kW çekmektedir. Dolayısıyla frenleme enerjisinin büyük bir bölümü şebekeye aktarılmaktadır. Bu durumda Şekil 7.12’den de görüldüğü gibi DC bara gerilimi 535V ile 545V arasında değişmektedir.



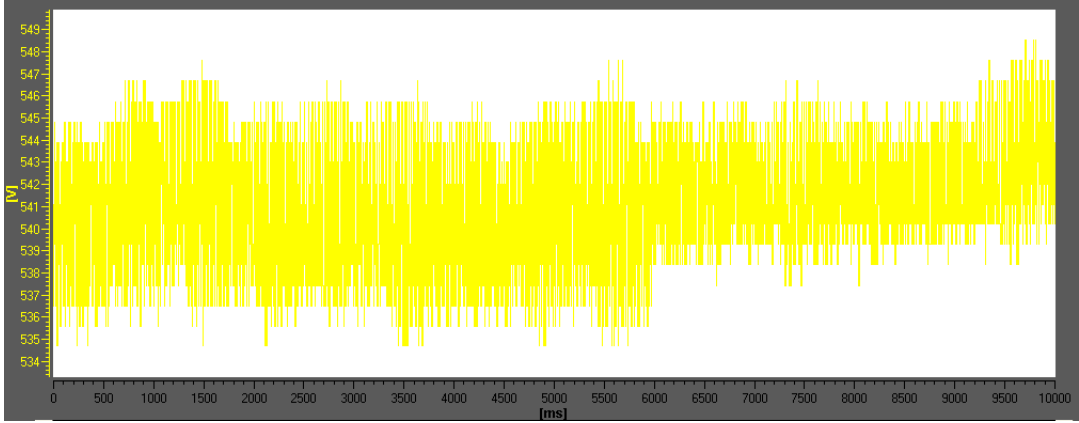
Şekil 7.9 DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 5-0Nm değerindeki yük momenti değişimi altındaki çalışmaya ait moment cevabı deneysel sonuçları



Şekil 7.10 DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 5-0Nm değerindeki yük momenti değişimi altındaki çalışmaya ait hız cevabı deneysel sonuçları



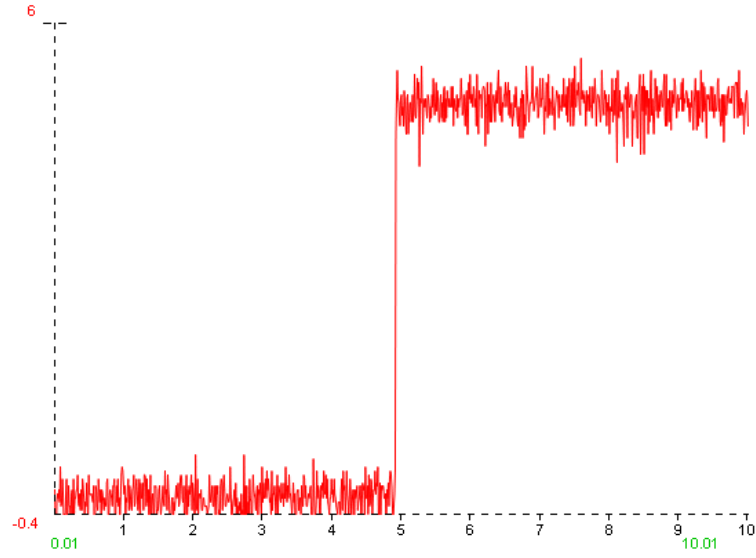
Şekil 7.11 DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 5-0Nm değerindeki yük momentini altında çalışma için generatörün şebekeye aktardığı güç değişimi



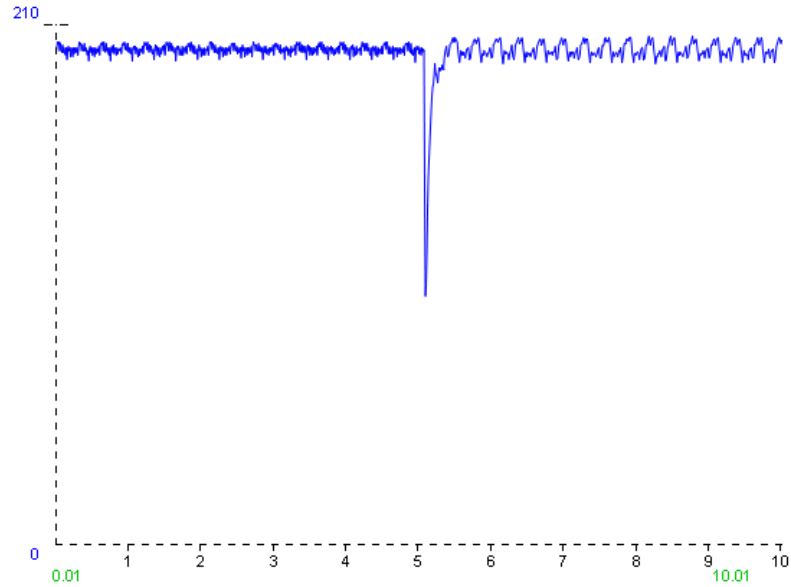
Şekil 7.12 DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 5-0Nm değerindeki yük momentini altında çalışma için DC bara gerilimi

Şekil 7.13'te SMSM 200d/d hızda iken 5.sn'de 5Nm'lik bir yük ile yüklendiğinde elde edilen moment cevabı deneysel sonuçları sunulmuştur. Şekil 7.14'de ise bu çalışmaya ait hız cevabı sonucu gösterilmiştir. Bu sonuçlardan görüldüğü gibi devir sayısı düştüğünde, stator direci üzerindeki gerilim düşümünün artması sonucu gerek moment gerek hız cevabında titreşimin arttığı gözlemlenmiştir. Buna ilaveten Şekil 7.15'ten görüldüğü üzere şebekeye aktarılan güç, 900 devirdeki değerine nazaran

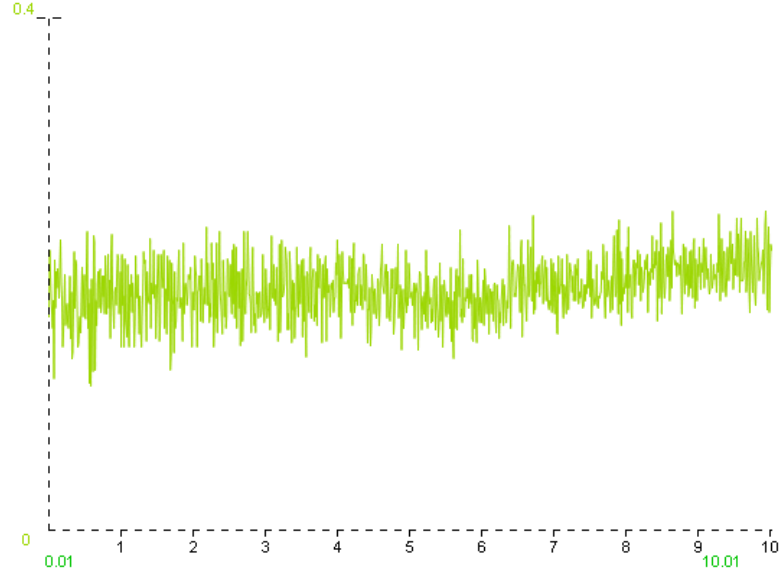
yaklaşık 50W azalarak 250W olarak ölçülmüştür. Devir düştüğü için DC bara geriliminin 550V'a ulaşmadığı, 540V ile 545V arasında değiştiği Şekil 7.16'da gösterilmiştir.



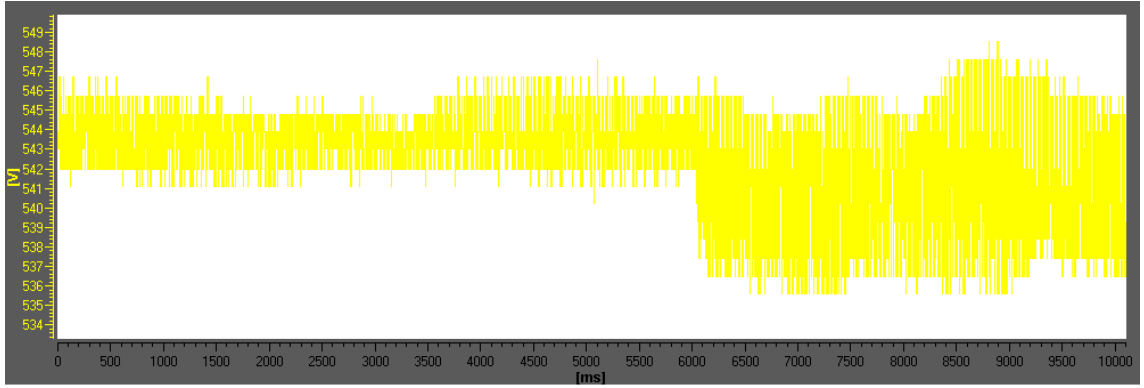
Şekil 7.13 DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 0-5Nm değerindeki yük momentini değişimi altındaki çalışmaya ait moment cevabı deneysel sonuçları



Şekil 7.14 DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 0-5Nm değerindeki yük momentini değişimi altındaki çalışmaya ait hız cevabı deneysel sonuçları

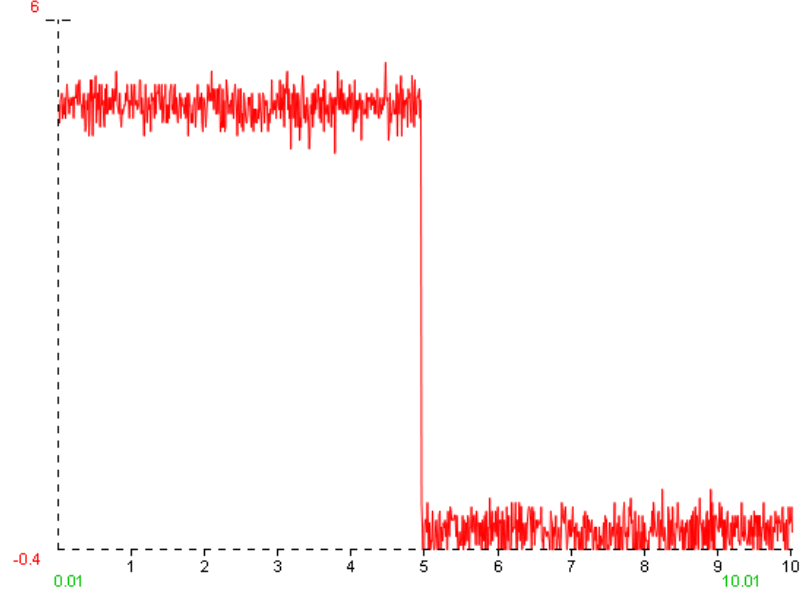


Şekil 7.15 DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 0-5Nm değerindeki yük momentini altında çalışma için generatörün şebekeye aktarıdığı güç değişimi

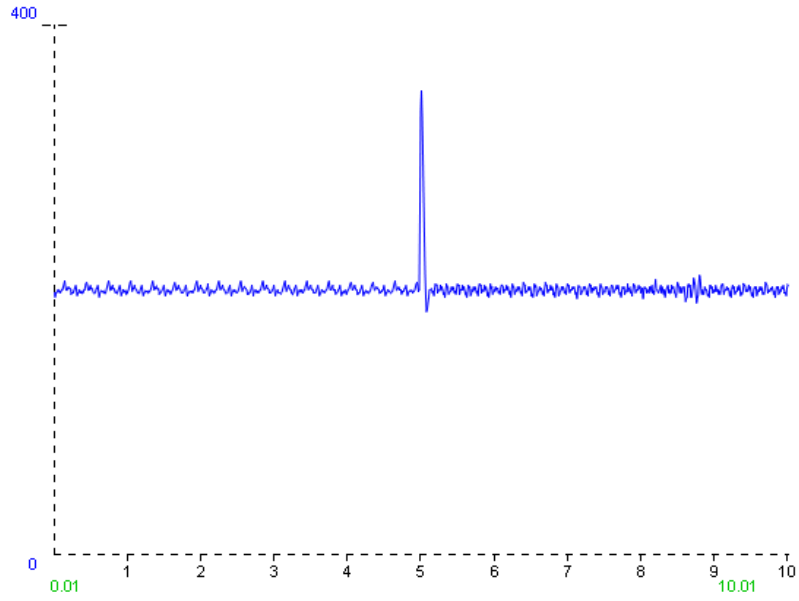


Şekil 7.16 DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 0-5Nm değerindeki yük momentini altında çalışma için DC bara gerilimi

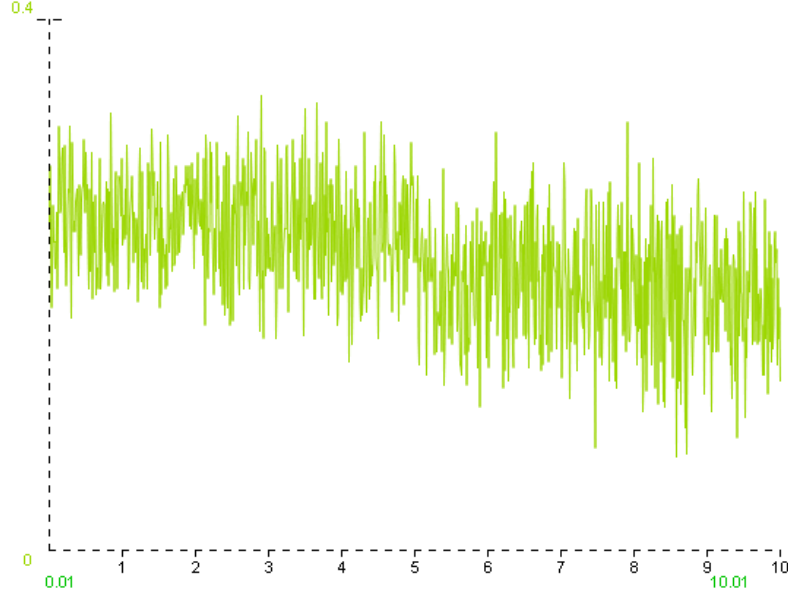
SMSM 200 devirde, 5Nm ile yüklü iken 5.sn'de servo motor tarafından uygulanan yük momentinin kaldırılması sonucu yüksüz çalışmaya geçtiğinde yine stator direncinin etkisinden dolayı moment ve hız cevabının oldukça hızlı ancak titreşimli olduğu Şekil 7.17 ve Şekil 7.18'den görülmektedir. Bu durumda şebekeye aktarılan güç Şekil 7.19'den görüldüğü gibi ortalama olarak 0,25kW'tır. Bu durumda Şekil 7.20'den de görüldüğü gibi DC bara gerilimi ortalama 540V olarak tesbit edilmiştir.



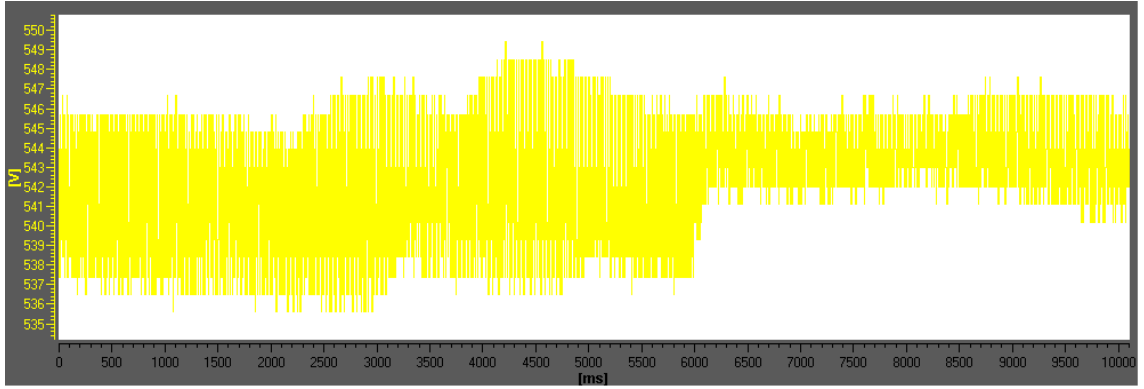
Şekil 7.17 DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 5-0Nm değerindeki yük momentini değişimi altındaki çalışmaya ait moment cevabı deneysel sonuçları



Şekil 7.18 DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 5-0Nm değerindeki yük momentini değişimi altındaki çalışmaya ait hız cevabı deneysel sonuçları



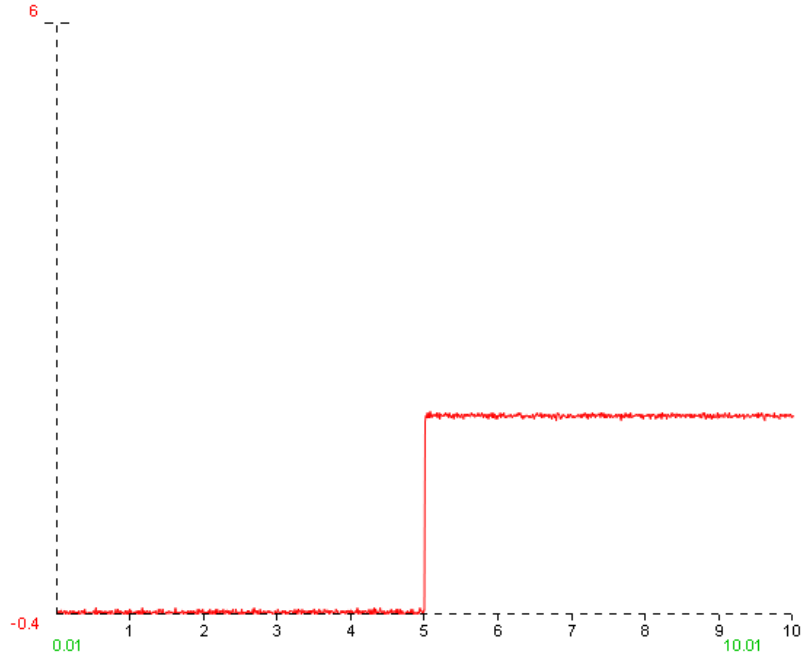
Şekil 7.19 DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 5-0Nm değerindeki yük momentini altında çalışma için generatörün şebekeye aktarıldığı güç değişimi



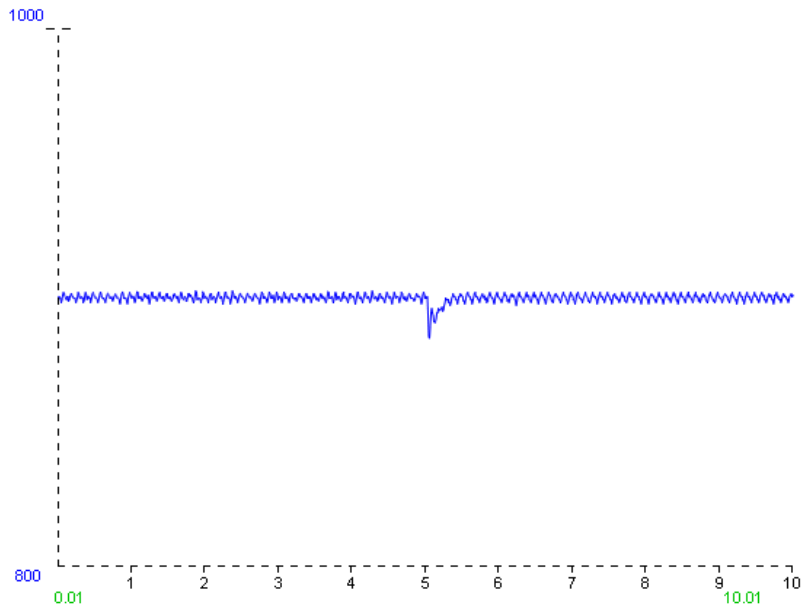
Şekil 7.20 DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 5-0Nm değerindeki yük momentini altında çalışma için DC bara gerilimi

Şekil 7.21’de SMSM yine 900d/d hızda iken 5.sn’de bu sefer 2Nm’lik bir yük ile yüklendiğinde elde edilen moment cevabı deneysel sonuçları sunulmuştur. Şekil 7.22’de ise bu çalışmaya ait hız cevabı sonucu gösterilmiştir. Bu sonuçlardan görüldüğü gibi yüksek devirde yük momentini azaldığında, makinanın moment ve hız cevabının oldukça hızlı ve titreşimsiz olduğu gözlemlenmiştir. Buna ilaveten Şekil 7.23’te görüldüğü gibi şebekeye aktarılan güç, 0,25kW olarak ölçülmüştür. Bu değer 200 devir ve 5Nm için ölçülen değer ile aynı olmasının nedeni bu çalışmada devir sayısının

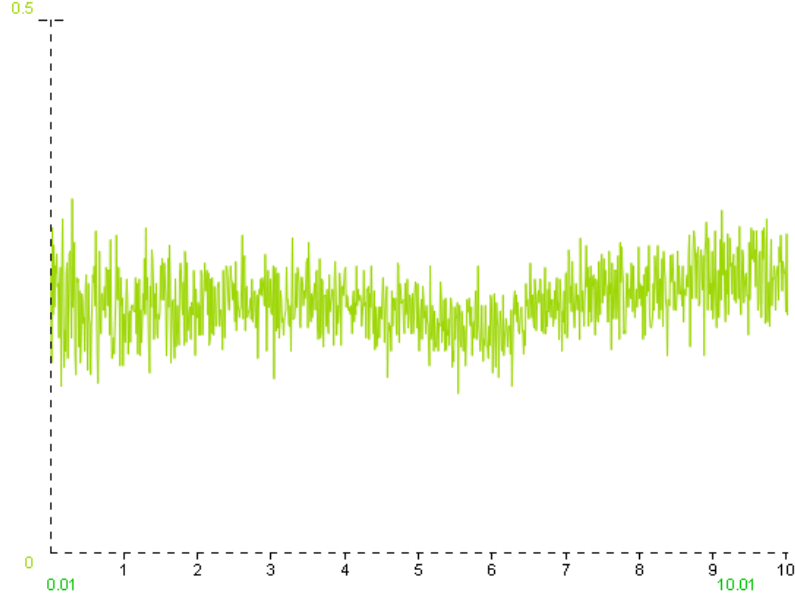
yükselmiş ancak buna karşılık yük momentinin düşmüş olmasıdır. DC bara geriliminin 540V ile 545V arasında değiştiği Şekil 7.24’de gösterilmiştir.



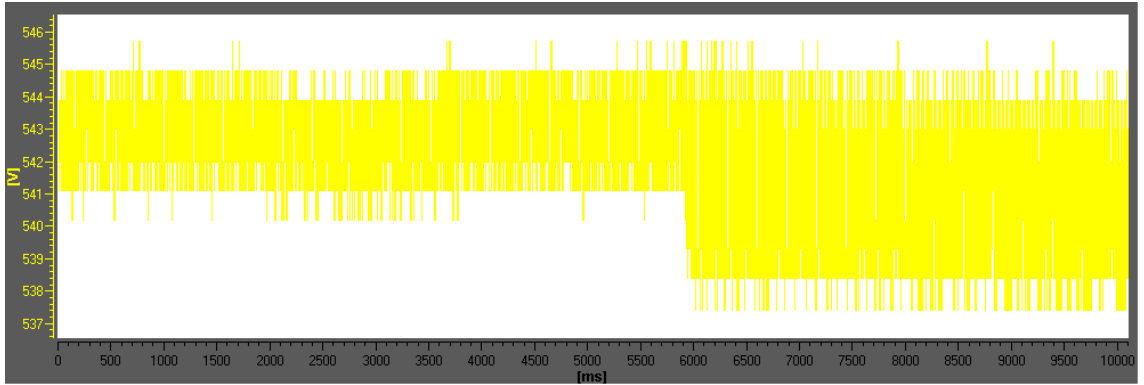
Şekil 7.21 DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 0-2Nm değerindeki yük momentini değişimi altındaki çalışmaya ait moment cevabı deneysel sonuçları



Şekil 7.22 DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 0-2Nm değerindeki yük momentini değişimi altındaki çalışmaya ait hız cevabı deneysel sonuçları

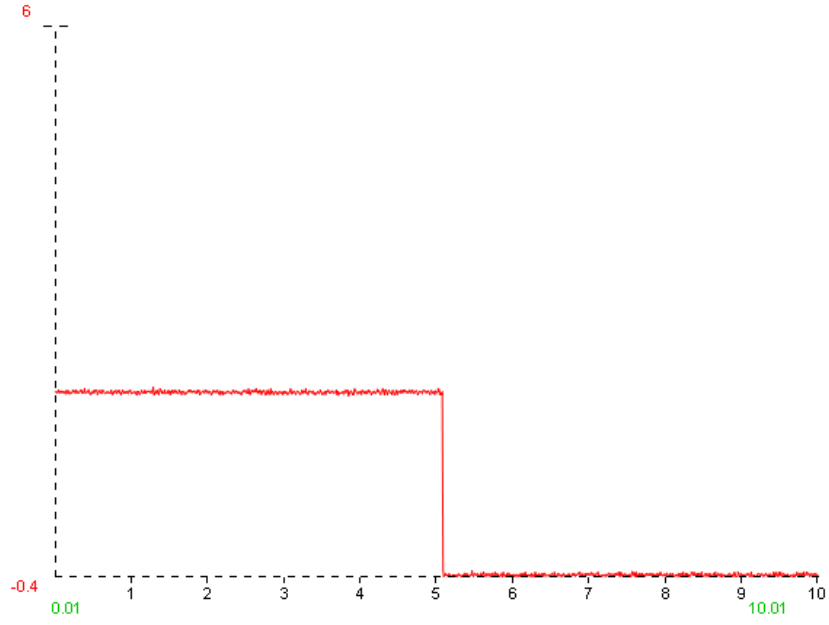


Şekil 7.23 DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 0-2Nm değerindeki yük momentini altında çalışma için generatörün şebekeye aktarıdığı güç değişimi

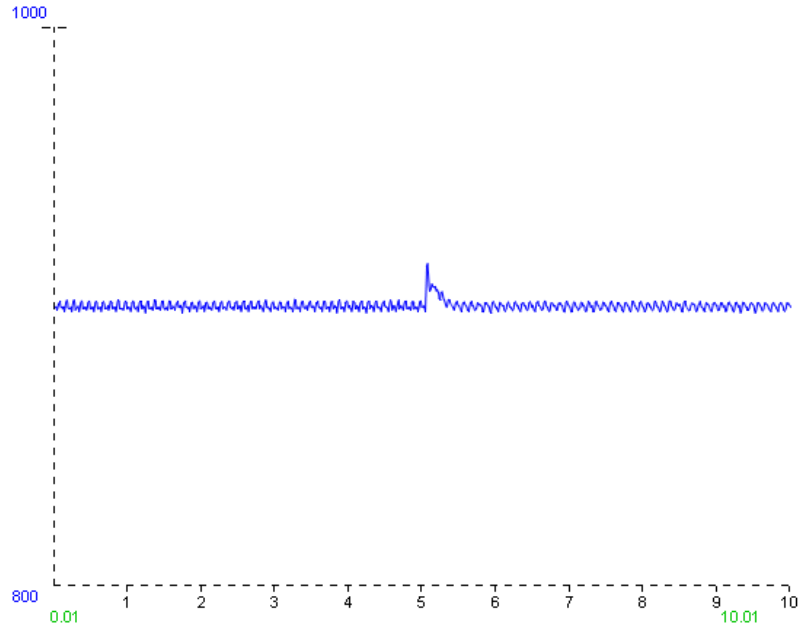


Şekil 7.24 DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 0-2Nm değerindeki yük momentini altında çalışma için DC bara gerilimi

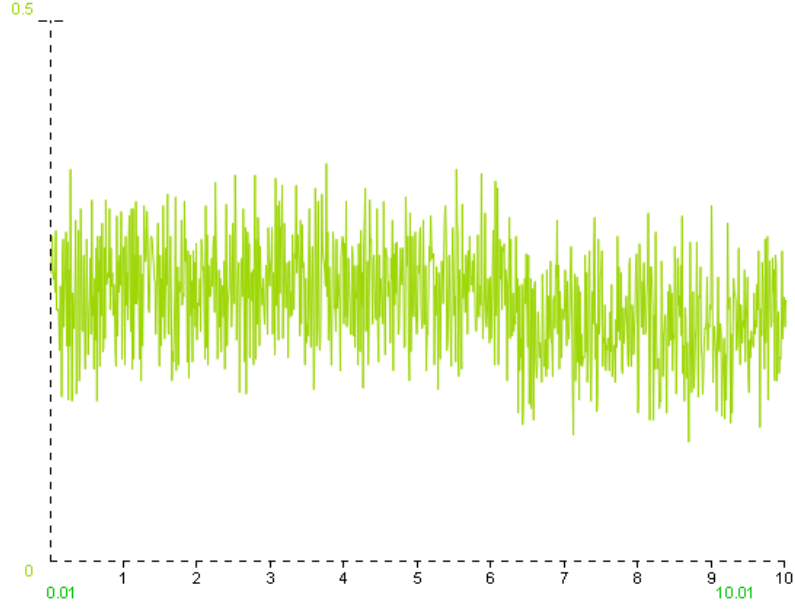
Motor 900 devirde, 2Nm ile yüklü iken 5.sn'de servo motor tarafından uygulanan yük momentinin kaldırılması sonucu yüksüz çalışmaya geçtiğinde yine moment ve hız cevabının oldukça hızlı olduğu Şekil 7.25 ve Şekil 7.26'dan görülmektedir. Bu durumda şebekeye aktarılan güç Şekil 7.27'den görüldüğü gibi ortalama olarak 0,25kW'tır. Bu durumda Şekil 7.28'den de görüldüğü gibi DC bara gerilimi ortalama 540V olarak tesbit edilmiştir.



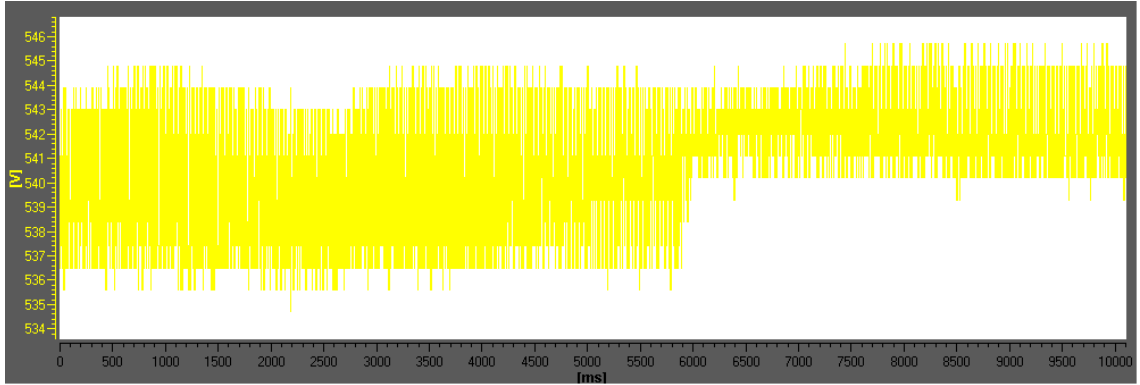
Şekil 7.25 DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 2-0Nm değerindeki yük momentini değişimi altındaki çalışmaya ait moment cevabı deneysel sonuçları



Şekil 7.26 DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 2-0Nm değerindeki yük momentini değişimi altındaki çalışmaya ait hız cevabı deneysel sonuçları

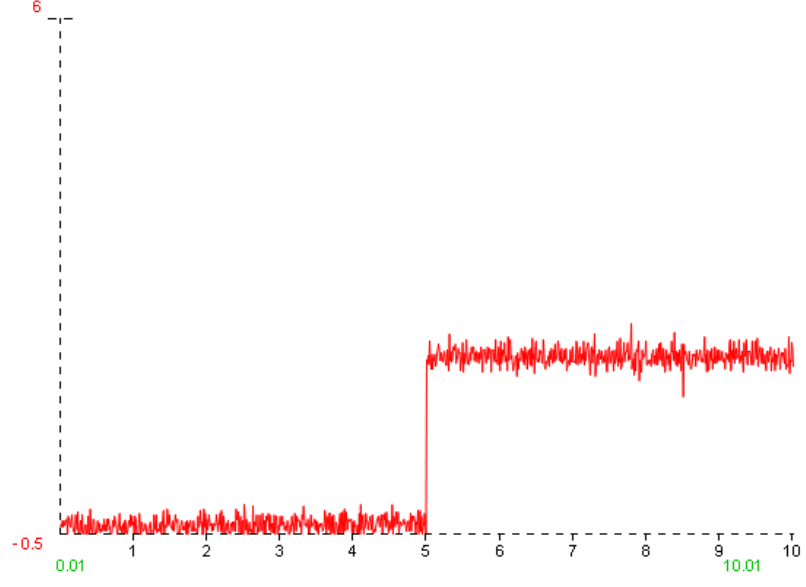


Şekil 7.27 DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 2-0Nm değerindeki yük momentini altında çalışma için generatörün şebekeye aktarıdığı güç değişimi

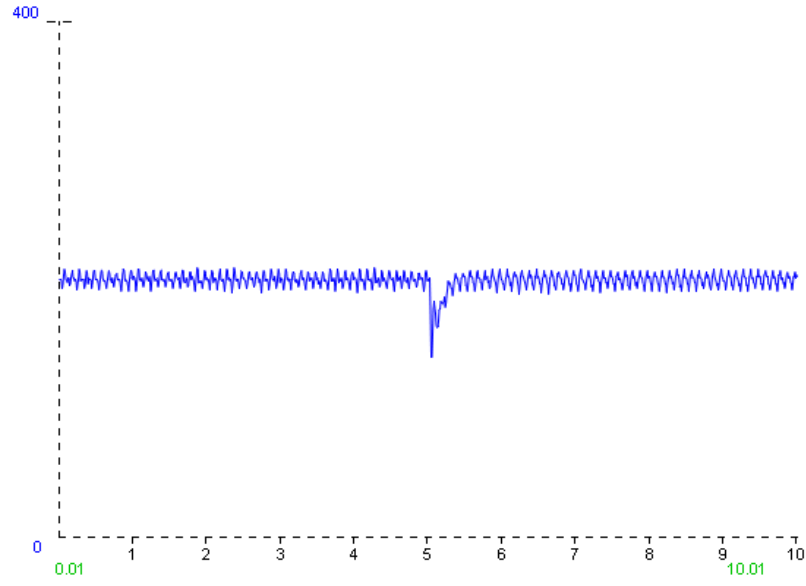


Şekil 7.28 DTC-SVPWM yöntemi ile 900 devirde 2-0Nm değerindeki yük momentini altında çalışma için DC bara gerilimi

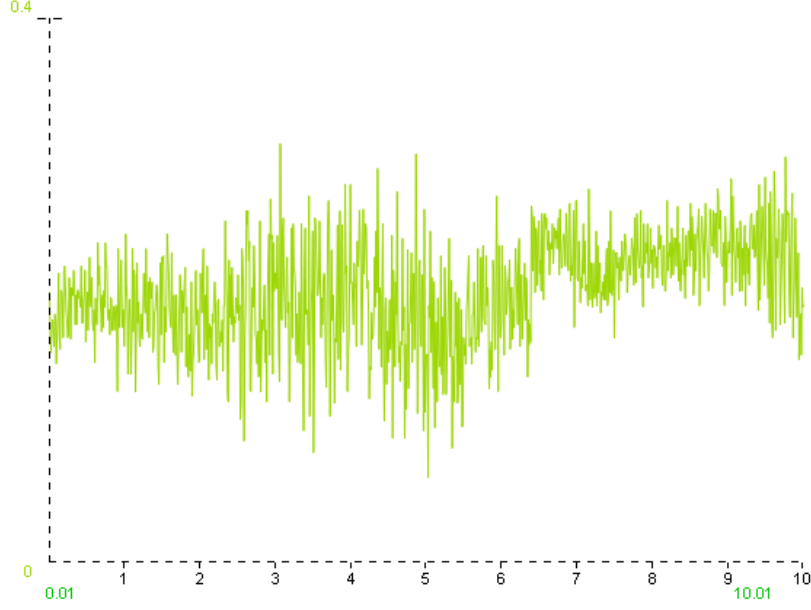
Şekil 7.29'da motor 200d/d hızda iken 5.sn'de bu sefer 2Nm'lik bir yük ile yüklendiğinde elde edilen moment cevabı deneysel sonuçları sunulmuştur. Şekil 7.30'da ise bu çalışmaya ait hız cevabı sonucu gösterilmiştir. Bu sonuçlardan görüldüğü gibi düşük devirde yük momentini azaldığında, makinanın moment ve hız cevabının hızlı ancak oldukça titreşimli olduğu gözlemlenmiştir. Buna ilaveten Şekil 7.31'de görüldüğü gibi şebekeye aktarılan güç, ortalama 0,20kW olarak ölçülmüştür. DC bara geriliminin 540V ile 545V arasında değiştiği Şekil 7.32'de gösterilmiştir.



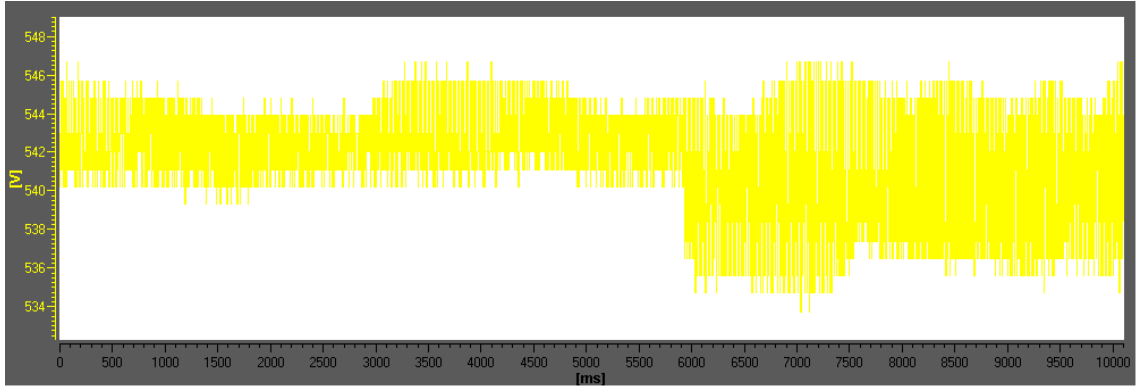
Şekil 7.29 DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 0-2Nm değerindeki yük momenti değişimi altındaki çalışmaya ait moment cevabı deneysel sonuçları



Şekil 7.30 DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 0-2Nm değerindeki yük momenti değişimi altındaki çalışmaya ait hız cevabı deneysel sonuçları



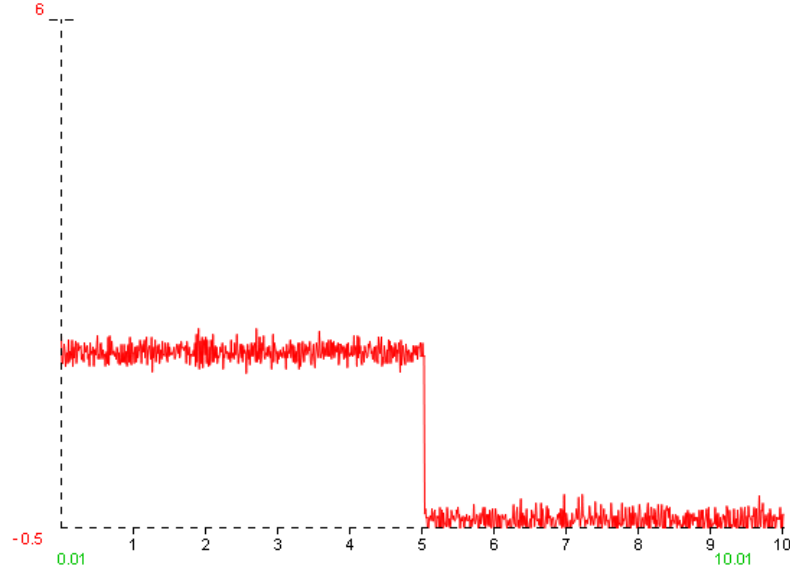
Şekil 7.31 DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 0-2Nm değerindeki yük momentini altında çalışma için generatörün şebekeye aktarıldığı güç değişimi



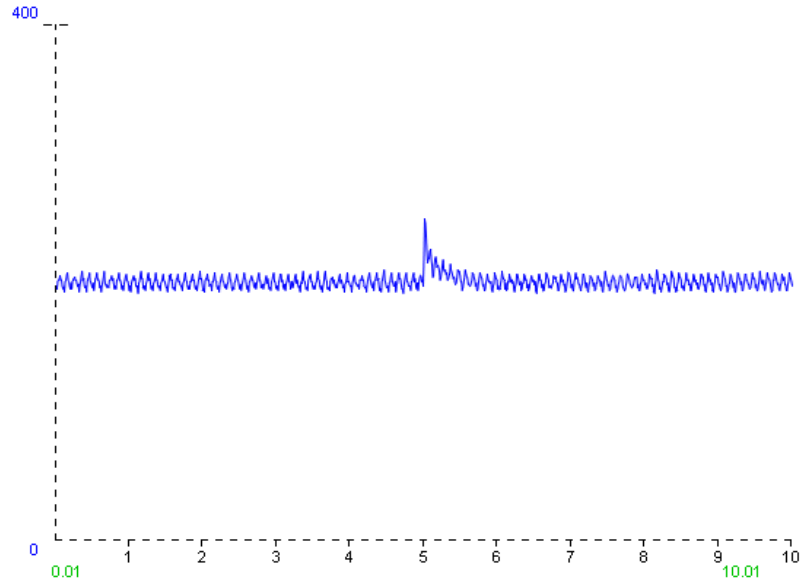
Şekil 7.32 DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 0-2Nm değerindeki yük momentini altında çalışma için DC bara gerilimi

Motor 200 devirde, 2Nm ile yüklü iken 5.sn'de servo motor tarafından uygulanan yük momentinin kaldırılması sonucu yüksüz çalışmaya geçtiğinde yine moment ve hız cevabının hızlı ancak oldukça titreşimli olduğu Şekil 7.33 ve Şekil 7.34'den görülmektedir. Bu durumda şebekeye aktarılan güç Şekil 7.35'den görüldüğü gibi ortalama olarak 0,30kW'tır. Şekil 7.36'dan da görüldüğü gibi DC bara gerilimi ortalama 540V olarak tesbit edilmiştir.

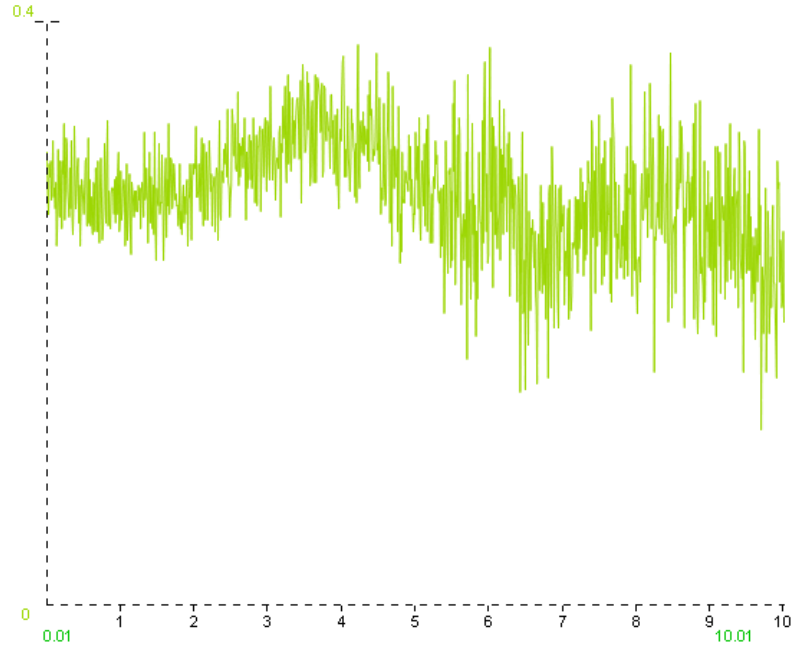
Motor düşük devir ve düşük momentle çalıştığında, hem stator direncinin üzerinde oluşan gerilim düşümünün etkisiyle, hem de moment hatasındaki artış nedeniyle moment hız cevabında bozulmalar olduğu buna rağmen grafiklerdeki oturma zamanlarının oldukça kısa olduğu gözlemlenmiştir. Bu da seçilen kontrol algoritmasının dinamikliğini göstermektedir.



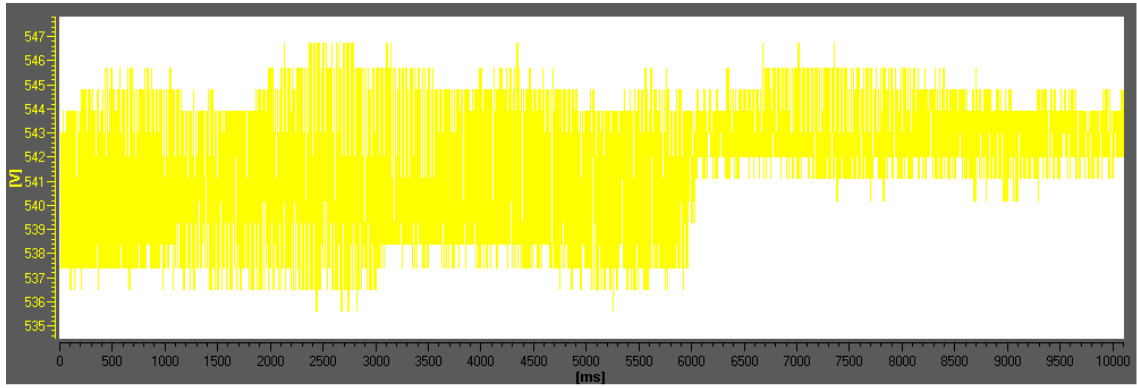
Şekil 7.33 DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 2-0Nm değerindeki yük momentini değişimi altındaki çalışmaya ait moment cevabı deneysel sonuçları



Şekil 7.34 DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 2-0Nm değerindeki yük momentini değişimi altındaki çalışmaya ait hız cevabı deneysel sonuçları



Şekil 7.35 DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 2-0Nm değerindeki yük momentini altında çalışma için generatörün şebekeye aktarıdığı güç değişimi



Şekil 7.36 DTC-SVPWM yöntemi ile 200 devirde 2-0Nm değerindeki yük momentini altında çalışma için DC bara gerilimi

SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, sürekli mıknatıslı senkron makinanın doğrudan moment kontrolü ile denetimi üzerine yeni bir yaklaşım getirmek amaçlanmıştır. Sürekli mıknatıslı senkron motorun yapısına ve matematiksel modeline değinilerek, doğrudan moment kontrolünde kullanılacak yeni algoritmanın oluşturulması üzerinde çalışılmış ve bu algoritmanın dijital sinyal işleyici (DSP) ile uygulanmasında kullanılacak olan uygun güç elektroniği devrelerinin, kontrol kartlarının ve sürücülerin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Önerilen sistemin ve tekniğin etkinliği, hızlı moment dinamik cevabı ile doğrulanmıştır. Ayrıca motorun yüklenmesini sağlayacak olan generatör tarafında çift yönlü bir sürücü kullanılarak, sistemde harcanan enerjinin bir kısmı şebekeye aktararak geri kazanılmıştır.

Deneyisel çalışmanın yapılabilmesi için gerekli olan makina büyüklükleri SMSM sisteminden ölçülerek DSP denetleyici kart yardımıyla bilgisayara aktarılmış ve bu bilgiler bilgisayarda gerçek zamanlı olarak değerlendirilmiştir. Ayrıca, yeni oluşturulan algoritmanın uygulamasının gerçekleştirileceği sistem bileşenleri olan güç elektroniği devrelerinin ve kontrol kartlarının ayrıca sistem geri beslemesi için gerekli olan ölçüm devrelerinin tasarımı gerçekleştirilmiştir. Önerilen tekniğin ve sistemin etkinliği hızlı moment cevabı ile doğrulanmıştır.

Geliştirilen algoritmada, dijital sinyal işleyiciler ile birlikte kullanımında problemlerin olduğu histerezis kontrolcüler kullanılmamış ve literatüre referans gerilim vektörünü

hesaplama üzerine kurulmuş bir yöntem kazandırılmıştır. Hesaplanan referans gerilim vektörü doğrudan moment kontrolünde kullanılarak, üç fazlı gerilim kaynaklı inverterin tetikleme sinyalleri elde edilmiştir.

Literatürde, doğrudan moment kontrolü ile ilgili yapılan çalışmalar genellikle stator magnetik akısı ve moment için histerezis karşılaştırıcı çıkışları kullanılarak, tanımlı anahtarlama tablosundan uygun gerilim vektörü seçmek ve güç anahtarlarını kontrol etmek üzerine yapılmaktadır. Bu yöntem literatürde histerezis doğrudan moment kontrolü ya da klasik doğrudan moment kontrolü olarak yerini alır. Bu çalışmada ise, doğrudan moment kontrolünde hem uzay vektör darbe genişlik modülasyonlu (space vector pulse with modulation – SVPWM) inverter hem de referans akı vektörü hesaplayıcısı aynı sistemde kullanılmıştır. Referans vektörün oluşturulması için gerçekleştirilen hesaplamalar; referans vektörün makinanın moment ihtiyacına göre kontrol döngüsünde kullanılması amacıyla, referans moment ile gerçek moment arasındaki farka bağlı olarak ve moment açısı göz önünde bulundurularak yapılmıştır.

Tezin 1. bölümünde, literatür özeti verilerek, tezin amacı ve literatüre kazandırdığı katkı belirtilmiştir.

Tezin 2. bölümünde, sürekli mıknatıslı motorlarda kullanılan magnetik malzemeler incelenerek, mıknatıslanma kavramı açıklanmıştır.

Tezin 3. bölümünde, sürekli mıknatıslı senkron motorlar genel yapıları ile verilmiştir.

Tezin 4. bölümünde, referans eksen dönüşümleri açıklanarak, sürekli mıknatıslı senkron motorun matematiksel modeli oluşturulmuştur.

Tezin 5. bölümünde, sürekli mıknatıslı senkron motorun doğrudan moment kontrolü incelenerek histeresiz doğrudan moment kontrolü açıklanmış ve tez çalışmasının özgünlüğünü oluşturan referans vektör hesabına dayanan DTC-SVPWM yöntemi geliştirilmiş ve açıklanmıştır.

Tezin 6. bölümünde, gerçekleştirilen deney düzeneğinin tasarımı verilmiş ve bu tasarım kapsamında kullanılan DSP'nin özellikleri ve DSP'nin giriş ve çıkışları için veri aktarımını sağlayan devreler ile inverter devresinin gerçekleştirilmesi sağlanmıştır.

Tezin 7. bölümünde, yüklenme ve frenleme durumları için stator akı bileşenleri fark tablosu kullanılarak histeresiz kontrolcüler ile DTC denetimi, hem benzetim hem de deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Ayrıca geliştirilen referans vektör hesabına dayalı DTC-SVPWM yöntemi ile deneysel olarak sonuçlar elde edilmiş ve histeresiz kontrole göre üstünlüğü gösterilmiştir.

DTC-SVPWM yöntemi ile alınan deneysel sonuçlardan SMSM'un yüksek hızda yüksek momentle yüklendiğinde elde edilen moment ve hız cevaplarının dinamikliği gözlemlenmiştir. Ancak yüksek moment, düşük hızlarda stator direci üzerindeki gerilim düşümünün artması sonucu gerek moment gerek hız cevabında titreşimin arttığı tespit edilmiştir. Motor düşük hızda düşük moment ile yüklendiğinde stator direncinin olumsuz etkisine ilaveten moment hatası artışı nedeniyle hız ve moment cevaplarında bozulmalar olduğu, buna rağmen grafiklerdeki oturma zamanlarının oldukça kısa olduğu gözlemlenmiştir. Bu da seçilen kontrol algoritmasının dinamikliğini göstermektedir.

Çalışmanın ilerleyen dönemlerinde, inverter devresinin tümleşik devre yapısı yerine IGBT modüllerle gerçekleştirilmesi üzerine yoğunlaşılabilir. Bu durum sistemin devamlılığını sağladığı gibi maliyet yönünden de avantaj sağlayacaktır. Ayrıca yüksek anahtarlama frekanslarına çıkılmasına da olanak sağlayacak ve sistemin dinamik cevabı daha da hızlanacaktır.

Bunun haricinde geliştirilen yöntemin asenkron motora uygulanabilirliği incelenerek, farklı motor tiplerindeki performansı araştırılabilir.

Ayrıca, Siemens firması kendi motor kontrol ürünleri için kontrol algoritması olarak doğrudan moment kontrolü metodunu kullanmamaktadır. Bu tez çalışmasında geliştirilen sistemde doğrudan moment kontrolü, Siemens marka bir sürekli mıknatıslı senkron motor için uygulanarak literatüre orijinal katkı sağlanmıştır. Çalışma ilgili firma ile geliştirilerek, üniversite-sanayi işbirliğine katkı sağlaması umulmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] Depenbrock, M., (1985). "DTC Leans on the Theory of Field Oriented Control of Induction Machines and the Theory of Direct Self-control", *Etz-Archive* BD.7, H7:211-218.
- [2] Takahashi, I. ve Noguchi T., (1986). "A New Quick Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 22:820-827.
- [3] Depenbrock, M., (1988). "Direct Self-control of Inverter Fed Machine," *IEEE Transactions on Power Electronics*, 3:420-429.
- [4] Pillay, P. ve Krishnan, R., (1989). "Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent Magnet Motor Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 25:274-279.
- [5] Adnanes, A. K., (1990). "Torque Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motors", *IEEE Power and Energy Conversion Symposium*, 3-7 December 1990, Arizona, USA.
- [6] Sepe, R. B. ve Lang, J. H., (1991). "Real-time Adaptive Control of the Permanent-Magnet Synchronous Motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27:704-716.
- [7] Pelczewski, P.M., Oberschelp, W. ve Kunz, U.H., (1991). "Optimal Model-Following Control of a Positioning Drive System with a Permanent Magnet Synchronous Motor", *IEEE Proceedings on Control Theory and Applications*, 138:267-273.
- [8] Matsui, N. ve Ohashi, H., (1992). "DSP Based Adaptive Control of a Brushless Motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, 28:448-454.
- [9] Chern, T. L, ve Wu, Y.C., (1993). "Design of Brushless DC Position Servo Systems Using Integral Variable Structure Approach", *IEE Proceedings on Electric Power Applications*, 140:27-34.

- [10] ABB Corp., (1999). Technical Guide of Direct Torque Control, ABB Press, Finland.
- [11] Zhong, L., Rahman, M. F., Hu, W. Y. ve Lim, K. W., (1997). "Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, 12:528-536.
- [12] Zhong, L., Rahman, M. F., Hu, W. Y., Lim, K. W. ve Rahman, M. A., (1999). "A Direct Torque Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Transactions on Energy Conversion, 14:637-642, 1999.
- [13] Rahman, M. F., Zhong, L., ve Haque, E., (1999). Selection of Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor, The University of New South Wales Press, Australia.
- [14] Luukko, J. ve Pyrhonen J., (2000). "Selection of the Flux Linkage Reference in a Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", International Workshop on Advanced Motion Control, June 2000, Coimbra, Portugal.
- [15] Vaez-Zadeh, S., (2001). "Variable Flux Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives for Constant Torque Operation", IEEE Transactions on Power Electronics, 16:527-534.
- [16] Tan, Z., Li, Y. ve Li. M., (2001). "A Direct Torque Control of Induction Motor Based on Three Level Inverter", IEEE Power and Energy Conversion Symposium, 30-31 January 2001, Ohio, USA.
- [17] Martins, C., Roboam, X., Meynard, T. A. ve Carylho, A. S., (2002). "Switching Frequency Imposition and Ripple Reduction in DTC Drives by A Multilevel Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, 17:286-297.
- [18] Swierczynski, D., Kazmierkowski, M.P., ve Blaaberg F., (2002). "DSP Based Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Space Vector Modulation" IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 8-11 July, 2002, Laquila, Italy.
- [19] Balazovic, P., (2003). 3-Phase PM Synchronous Motor Torque Vector Control, Motorola Czech System Laboratories Roznov pod Radhostem, Motorola Press, Czech Republic.
- [20] Tang, L., Zhong, L., Rahman, M. F., ve Hu, Y., (2004). "A Novel Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Machines Drive with Low Ripple in Flux and Torque and Fixed Switching Frequency", IEEE Transactions on Power Electronics, 19:346-354.
- [21] Zhao, L., Ham, C.H., Wu, T.X., Zheng L., Sundaram, K.B., Kapat, J., ve Chow, L., (2004). "DSP-Based Super High-Speed PMSM Controller Development and

- Optimization" Digital Signal Processing Workshop and the 3rd IEEE Signal Processing Education Workshop, 2004, New Mexico, USA.
- [22] Popescu, M., Miller, T.J.E., McGilp, M. I., Strappazzon, G., Trivillin, N., ve Santarossa, R., (2006). "Torque Behavior of One-Phase Permanent-Magnet AC Motor", IEEE Transactions on Energy Conversion, 21:19-26.
 - [23] Jolly, L., Jabbar, M.A., ve Liu Q., (2006). "Optimization of The Constant Power Speed Range of A Saturated Permanent-Magnet Synchronous Motor" IEEE Transactions on Industry Applications, 42:1024-1030.
 - [24] Luukko, J., Niemela M., ve Pyrhonen, J., (2007). "Estimation af Rotor and Load Angle of Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Machine Drive," IET Electronics and Power Applications, 1:209-306.
 - [25] Chen, X., Xu, D., Liu, F., ve Zhang, J., (2007) "A Novel Inverter-Output Passive Filter for Reducing Both Differential and Common-Mode dv/dt at the Motor Terminals in PWM Drive Systems," IEEE Transactions on Industrial Electronics, 54:419-426.
 - [26] Noriega, G., Restrepo, J., Guzman, V., Gimenez, M., ve Aller, J., (2007) "Direct Torque Control of PMSM using Fuzzy Logic with PWM" 42nd International Universities Power Engineering Conference, 4-6 September 2007, Brighton, UK.
 - [27] Wang, L., ve Gao Y., (2007). "A Novel Strategy of Direct Torque Control for PMSM Drive Reducing Ripple in Torque and Flux" IEEE International Electric Machines & Drives Conference, 3-5 May 2007, Antalya, Turkey.
 - [28] Zhao, S., ve Peng, S., (2007). "A Modified Direct Torque Control Using Space Vector Modulation (DTC-SVM) for Surface Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) with Modified 4-order Sliding Mode Observer" International Conference on Mechatronics and Automation, 5-8 August 2007, Harbin, China.
 - [29] Swierczynski, D., Wojcik, P., Kazmierkowski, M.P., ve Janaszek, M., (2008). "Direct Torque Controlled PWM Inverter Fed PMSM Drive for Public Transport", 10th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, 26-28 March 2008, Trento, Italy,
 - [30] Yutao, L., Fanzhen, M., Xingfeng, F., ve Peng, K., (2008). "The Rectangular Fluctuation Control of Improved Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Machines Based on RBF Network", 27th Chinese Control Conference, 16-18 July 2008, Yunnan, China.
 - [31] Cui, J., Wang, H., Wang, C., Wan, J., ve Mu, G., (2008). "Research on High Performance Direct Torque Control System Based on DSP", 7th World Congress on Intelligent Control and Automation, 25-27 June 2008, Chongqing, China.

- [32] Li, Y., Gerling, D., ve Liu W., (2008). "A Novel Switching Table Using Zero Voltage Vectors for Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor", 18th International Conference on Electrical Machines, 6-9 September. 2008, Villamoura, Portugal.
- [33] Jilong, Q., Yantao, T., Yimin, G., ve Cheng, Z., (2008). "A Sensorless Initial Rotor Position Estimation Scheme and an Extended Kalman Filter Observer for the Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", International Conference on Electrical Machines and Systems, 17-20 October 2008, Wuhan, China.
- [34] Guo, Y., Xianbing, C., ve Chen, C.L.P., (2009). "DTC-SVM-based Matrix Converter for a PMSM in a Vessel Electric Propulsion System", 48th IEEE Control and Decision Conference, 16-18 December 2009, Shanghai, China.
- [35] Sanchez, E., Al-rifai, F., ve Schofield, N., (2009). "Direct Torque Control of Permanent Magnet Motors using a Single Current Sensor", IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 3-6 May 2009, Florida, USA.
- [36] Siahbalaee, J., Vaez-Zadeh, S., ve Tahami, F., (2009). "A New Loss Minimization Approach With Flux And Torque Ripples Reduction of Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motors", 13th European Conference on Power Electronics and Applications, 8-10 September 2009, Barcelona, Spain.
- [37] Liu, G., Zhang, Y., Chen, Z., ve Jia, H., (2009). "PMSM DTC Predictive Control System Using SVPWM Based on the Subdivision of Space Voltage Vectors", IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, 17-20 May 2009, Wuhan, China.
- [38] Geyer, T., Beccuti, G. A., Papafotiou, G., ve Morari, M., (2010). "Model Predictive Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 12-16 September 2010, Atlanta, USA.
- [39] Ozcira, S., ve Bekiroglu, N., (2011). Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors in Torque Control, Editor: Moulay Tahar Lamchich, Chapter:6, Intech Press, Croatia.
- [40] Bossoufi, B., Karim, M., Ionita, S., ve Lagrioui, A., (2011). "The Optimal Direct Torque Control of A PMSM Drive: FPGA-Based Implementation with Matlab & Simulink Simulation" Journal of Theoretical and Applied Information Technology, 28:63-72.
- [41] Taheri, A., Rahmati, A., ve Kaboli, S., (2012). "Efficiency Improvement in DTC of Six-Phase Induction Machine by Adaptive Gradient Descent of Flux", IEEE Transactions on Power Electronics, 27:1552 - 1562.

- [42] Jang, D., (2013). "Problems incurred in vector controlled single-phase induction motor, and a proposal for a vector controlled two-phase induction motor as a replacement", IEEE Transactions on Power Electronics, 28:526 - 536.
- [43] Trout, S. R., (2001). "Understanding Permanent Magnets Materials, an Attempt at Universal Magnetic Literacy", Electrical Manufacturing and Coil Winding Expo, 1-2 February 2000, Cincinnati, USA.
- [44] Siemens A.G., (2004). Siemosyn Motors, Permanent Magnet Excited Synchronous Motors Catalog DA 48, Germany.
- [45] Mikerov, A.G., (2009). "Brushless DC torque motors quality level indexes for servo drive applications," IEEE International Conference on Computer as a Tool 18-23 May 2009, St.Petersburg, Russia.
- [46] Barcaro, M., Fornasiero, E., Bianchi, N., ve Bolognani, S., (2011). "Design Procedure of IPM Motor Drive for Railway Traction", IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 15-18 May 2011, Niagara Falls, USA.
- [47] Lyshevsky S., "Electromechanical Systems Electric Machines and Applied Mechatronics", CRC Press, USA, 2000.
- [48] Bolognani, S., Calligaro, S., Petrella R., and Pogni F., (2011). "Flux-Weakening in IPM Motor Drives: Comparison of State-of-art Algorithms and a Novel Proposal for Controller Design", 14th European Conference on Power Electronics and Applications, 30-31 August, Birmingham, UK.
- [49] Zhang, Y., Zhu, J., Zhao, Z., Xu, W., ve Dorrell, D. G., (2012). "An Improved Direct Torque Control for Three-level Inverter-fed Induction Motor Sensorless Drive", IEEE Transaction on Power Electronics, 27:1502 - 1513.
- [50] Ozcira, S., Bekiroglu, N., Aycicek, E., (2008). "Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Direct Torque Control Method," International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 11-13 June 2008, Ischia, Italy.
- [51] Bekiroglu, N., Ozcira, S., "Observerless Scheme for Sensorless Speed Control of PMSM Using Direct Torque Control Method With LP Filter," Advances in Electrical and Computer Engineering, vol. 10, no. 3, pp. 78-83, 2010, doi:10.4316/AECE.2010.03013
- [52] Uddin, M.N., ve Hafeez, M., (2012). "FLC-based DTC Scheme to Improve the Dynamic Performance of an IM Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, 48:823-831.

- [53] Sahoo, S.K., Dasgupta, S., Panda, S.K., and Xu, J. X., (2012). "A Lyapunov Function-Based Robust Direct Torque Controller for a Switched Reluctance Motor Drive System", IEEE Transactions on Power Electronics, 27:555 - 564.
- [54] Bose, B., (2002). Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall, USA.
- [55] Jidin, A.B., Idris, N. R. B. N., Yatim, A. H. B. M., Elbuluk, M. E., ve Sutikno, T., (2012). "A Wide-speed High Torque Capability Utilizing Overmodulation Strategy in DTC of Induction Machines with Constant Switching Frequency Controller", IEEE Transactions on Power Electronics, 27:2566 - 2575.
- [56] Preindl, M., ve. Bolognani, S., (2011). "Optimized Design of Two and three Level Full-scale Voltage Source Converters for Multi-MW Wind Power Plants at Different Voltage Levels", IEEE 37th Annual Conference Industrial Electronics Society, 7-10 November 2011, Melbourne, Australia.
- [57] Choi, U.M., Jeong, H.G., Lee, K.B., ve Blaabjerg, F., (2012). "Method for Detecting an Open-switch Fault in a Grid-connected NPC Inverter System", IEEE Transaction on Power Electronics, 27:2726 - 2739.
- [58] Wang, R., J. Zhao, J., ve Liu, Y., (2011). "A Comprehensive Investigation of Four-switch Three-phase Voltage Source Inverter based on Double Fourier Integral Analysis", IEEE Transactions on Power Electronics, 26:2774 - 2787.
- [59] An, Q.T., Sun, L. Z., Zhao, K., ve Sun, L., (2011). "Switching Function Model-Based Fast-Diagnostic Method of Open-Switch Faults in Inverters without Sensors", IEEE Transactions on Power Electronics, 26: 119 - 126.
- [60] Kurchuk, M., ve Tsividis, Y., (2010). "Signal-Dependent Variable-Resolution Clockless A/D Conversion With Application to Continuous-Time Digital Signal Processing", IEEE Transactions on Circuits and Systems, 57:982 - 991.
- [61] Gray, N., (2006). ABCs of ADCs: Analog-to-Digital Converter Basics, National Semiconductor Application Notes, California.
- [62] Oljaca, M., (2006). Understand the Limits of Your ADC Input Circuit Before Starting Conversions, Texas Instruments Notes, California.
- [63] Sharma, M. K., (2010). Advances in Measurement Systems InTech Press, Croatia.
- [64] LEM Components, (2009). LA55-P Current Transducer Datasheet, Switzerland.
- [65] Altium Designer, (2009). Module 8: PCB Editor Basics, USA.
- [66] Spectrum Digital Inc, (2005). EZdsp™ F2808 USB Technical Reference Guide, USA.

- [67] Texas Instruments Application Report, (2011). Hardware Design Guidelines for TMS320F28xx and TMS320F28xxx DSCs, Literature Number: SPRAAS1B, USA.
- [68] Texas Instruments Reference Guide, (2010). TMS320x280x, 2801x, 2804x DSP Analog-to-Digital Converter (ADC), Literature Number: SPRU716D, USA.
- [69] Texas Instruments Application Report , (2008). An Overview of Designing Analog Interface With TMS320F28xx-28xxx DSCs, Literature Number: SPRAAP6A, USA.
- [70] Texas Instruments Technical Guide, (2009). C280x/C2801X C/C++ Header Files and Peripheral Examples Quick Start, Literature Number: SPRU191C, USA.
- [71] Fuji Electric, (2004). 7MBP25RA120 IGBT-IPM Module Datasheet, Japan.
- [72] Errabelli, R.R., ve Mutschler P., (2012). "Fault-tolerant Voltage Source Inverter for Permanent Magnet Drives", IEEE Transaction on Power Electronics, 27:500 – 508
- [73] Texas Instruments Reference Guide, (2009). TMS320x280x, 2801x, 2804x Enhanced Pulse Width Modulator (ePWM) Module, Literature Number:SPRU791F, USA.
- [74] Toshiba, (2008). TLP759IGM Optocoupler Datasheet, Japan.
- [75] Fuji Electric, (2004). 6RI30G160 PDM Power Diode Module Datasheet, Japan.
- [76] Perreault, D.J., (2010). Power Electronics Lecture Notes, Massachusetts Institute of Technology, USA.
- [77] Intel, (1998). Introduction to Thermal Solutions Technical Notes, USA.
- [78] ETH-Messtechnik, (2008). DRBK Torque Transducer Datasheet, Germany.
- [79] Avago, (2012). HCLP7840 Isolation Amplifier Datasheet, USA.
- [80] ABB Corp., (2007). ACSM1-04 Drive Modules Hardware Manuel, ABB Press, Finland.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı : Selin ÖZÇİRA
Doğum Tarihi ve Yeri : 25.07.1979 Kadıköy/İSTANBUL
Yabancı Dili : İngilizce
E-posta : sozcira@yildiz.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Y. Lisans	Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2007
Lisans	Elektrik Mühendisliği	Yıldız Teknik Üniversitesi	2005

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2005	Yıldız Teknik Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

YAYINLARI

SCI/SCI-Exp. Kapsamındaki Makaleler

1. Nur Bekiroglu, Selin Ozcira “Observerless Scheme for Sensorless Speed Control of PMSM Using Direct Torque Control Method With LP Filter,” Advances in Electrical and Computer Engineering, Volume: 10, Number: 3, pp:78-83, Aug 2010.
2. Selin Ozcira, Nur Bekiroglu, Ibrahim Senol “Torque Ripple Reduction Analysis and Dynamic Performance Improvement of PMSM Drives Based on Direct Torque Control Strategy”, International Review of Electrical Engineering, Vol:8, No:1, May 2013.

Ulusal Hakemli Dergilerde Yayınlanan Makaleler

1. Özçira S., Bekiroğlu N., Şenol İ., Ayçiçek E., Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlarda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Benzetim Çalışmasının Gerçekleştirilmesi, Elektrik Mühendisleri Odası Bilimsel Dergisi, Vol. 2, Issue 3, pp. 1-6, (2012)

Uluslararası Sempozyum ve Konferanslarda Sunulmuş Bildiriler

1. Ozcira S., Bekiroglu, N., Aycicek, E., “Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using LP Filter”, ICEM 2008, Proc., IEEE 18th International Conference on Electrical Machines, 6-9 September 2008, Vilamoura, Portugal.
2. Ozcira S., Bekiroglu, N., Aycicek, E., “Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Direct Torque Control Method”, SPEEDAM 2008, Proc., IEEE 19th International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, 11-13 June 2008, Ischia, Italy.

Uluslararası Kitaplarda Basılmış Bölümler

1. Ozcira, S., Bekiroglu, N., “Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors” in “Torque Control”, Editor: Moulay Tahar Lamchich, Chapter 6, pp. 129-154, 2011.

PROJELER

1. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun DSP (Digital Signal Processor) Kullanılarak Doğrudan Moment Kontrolünün Deneyisel Olarak Gerçekleştirilmesi”, Y.T.Ü. Bilimsel Araştırma Projeleri Koordinatörlüğü, Proje no. 28-04-02-01, Başlangıç tarihi: 01/08/2008, Bitiş tarihi 31/01/2012, İstanbul.