

**T.C.
DİCLE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN
DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜNÜN
BENZETİMİ VE SÜRÜCÜ DÜZENEĞİNİN
GERÇEKLENMESİ**

Hüseyin ERDOĞAN

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DİYARBAKIR

TEMMUZ 2010

**T.C.
DİCLE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN
DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜNÜN
BENZETİMİ VE SÜRÜCÜ DÜZENEĞİNİN
GERÇEKLENMESİ**

Hüseyin ERDOĞAN

DANIŞMAN: Yrd. Doç. Dr. Bilal GÜMÜŞ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

DİYARBAKIR

TEMMUZ 2010

T.C
DİCLE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ MÜDÜRLÜĞÜ
DİYARBAKIR

Hüseyin ERDOĞAN tarafından yapılan bu çalışma, jürimiz tarafından Elektrik Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında YÜKSEK LİSANS tezi olarak kabul edilmiştir.

Jüri Üyesinin

	<u>Ünvanı</u>	<u>Adı Soyadı</u>
Başkan	: Yrd. Doç. Dr.	Bilal GÜMÜŞ
Üye	: Yrd. Doç. Dr.	Mustafa NALBANTOĞLU
Üye	: Yrd. Doç. Dr.	Sezai ASUBAY

Yukarıdaki bilgilerin doğruluğunu onaylarım.

...../...../.....

Prof. Dr. Hamdi TEMEL

ENSTİTÜ MÜDÜRÜ

(MÜHÜR)

TEŞEKKÜR

Lisans ve Yüksek Lisans eğitimim boyunca, benden desteğini esirgemeyen, bilimsel danışmanlığın yanı sıra mesleki ve sosyal yaşamımın her alanında sürekli olarak en iyi noktaya gelebilmem için çaba sarf eden, danışmanım Sayın Yrd. Doç. Dr. Bilal GÜMÜŞ'e yaşam boyu müteşekkir olduğumu saygılarımla arz ederim.

Bu tez çalışması Heinrich Böll Stiftung Derneği (HBSD) Türkiye Temsilciliği tarafından desteklenmiştir. HBSD Türkiye Temsilciliği kırsal kalkınma ve enerji verimliliği/yenilenebilir enerji alternatiflerinin geliştirilmesine yönelik Mart 2008'den itibaren bir burs programı yürütmektedir. Bu program ile Türkiye'de kırsal kalkınma veya enerji verimliliği/yenilenebilir enerji alternatiflerine yönelik tez yazmayı planlayan yüksek lisans öğrencilerine maksimum 3 dönem boyunca destek verilmektedir. Tez çalışmam süresince sundukları maddi ve manevi destekten dolayı Heinrich Böll Vakfı'nın Türkiye temsilcisi, Sayın Dr. Ulrike DUFNER'e ve Heinrich Böll Stiftung Derneği'ne teşekkürlerimi sunarım.

Çalışmalarım boyunca benden yardımlarını esirgemeyen Sayın Arş. Gör. Serhat Berat EFE, Sayın Arş. Gör. Cem KUTLU ve Sayın Arş. Gör. Dr. M. Ali ARSERİM'e (Dicle Üniversitesi MF Elektrik Elektronik Müh. Böl.) teşekkür ederim. Bu güne kadarki eğitimim süresince ilgiyle emek harcayan tüm hocalarıma saygılarımla teşekkürlerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

İÇİNDEKİLER	iv
ŞEKİLLER LİSTESİ	vi
ÇİZELGELER LİSTESİ	viii
SİMGELER LİSTESİ	ix
KISALTMALAR LİSTESİ	xii
ÖZET	xiii
ABSTRACT	xv
1. GİRİŞ	1
1.1. Geçmiş Çalışmalar ve Tezin Önemi	1
1.2. Tezin Yapısı	6
2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR	8
2.1. Giriş	8
2.2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM) Tasarımları ve Sınıflandırılmaları	8
2.2.1. Sürekli Mıknatısların Rotor Yüzeyine Yerleştirilmesi	10
2.2.2. Sürekli Mıknatısların Rotor İçine Yerleştirilmesi	12
2.3. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Modeli	14
2.3.1. Uzay Vektör Tanımı	15
2.3.2. Referans Düzlem Dönüşümleri	16
2.3.2.1. Clarke Dönüşümü (abc) → ($\alpha\beta 0$)	17
2.3.2.2. Ters Clarke Dönüşümü ($\alpha\beta 0$) → (abc)	18
2.3.2.3. Park Dönüşümü (abc) → (dq0)	18
2.3.2.4. Ters Park Dönüşümü (dq0) → (abc)	20
2.4. Sürekli mıknatıslı Senkron Motorun 3-Faz Sabit Referans Düzlem Modeli	20
2.5. SMSM' nin qd0 Eşdeğer Devresi ve Devre Denklemleri	25
2.5.1. Stator Gerilimlerinin qd0 Eksenine Dönüştürülmesi	28
3. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN KONTROL YÖNTEMLERİ ..	31
3.1. Giriş	31
3.2. Skaler Kontrol (V / f Kontrol)	31
3.3. Vektörel Kontrol	32
3.3.1. Uzay Vektör PWM	33
3.3.2. Mıknatısları Rotorun Üzerinde Bulunan Sürekli mıknatıslı Senkron Motorlarda Vektör Kontrolü	38

3.3.3. Sürekli mıknatıslı Senkron Motorun Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrolü	40
3.4. Doğrudan Moment Kontrolü (DTC)	44
3.4.1. Stator Akı Referans Sisteminde Motor Denklemleri	45
3.4.2. Düzenli Hava Aralığına Sahip SMSM.....	47
3.4.3. Çıkık Kutuplu SMSM.....	48
3.4.4. Stator Manyetik Akısının Kontrolü	49
3.4.4.1. Doğrudan Moment Kontrolünde Kullanılacak Gerilim Uzak Vektörünün Oluşturulması.....	49
3.4.4.2. Stator Manyetik Akı Dönüşünün Kontrolü	51
3.4.5. Rotor Açısının Hesabı.....	52
4. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜNÜN MATLAB/Simulink İLE SAYISAL BENZETİMİ	54
4.1. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun MATLAB/Simulink İle Sayısal Benzetimi	54
4.2. Doğrudan Moment Kontrolü Bloğunun MATLAB/Simulink İle Sayısal Benzetimi.....	57
4.3. Gerilim Beslemeli 3-Faz İki Seviyeli İntertörün MATLAB/Simulink İle Sayısal Benzetimi	58
4.4. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Doğrudan Moment Kontrolünün MATLAB/Simulink İle Sayısal Benzetimi.....	59
4.5. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Doğrudan Moment Kontrolünün Benzetim Sonuçları	59
5. SMSM' UN DENEYSEL SÜRÜCÜ DÜZENEGİNİN TASARIMI	65
5.1. Giriş.....	65
5.2. Motor ve Encoder.....	65
5.3. Denetleyici Kart (DS1104).....	66
5.4. Evirici Modülü	67
5.5. İzolasyon Devresi.....	68
5.6. Ölü Zaman Ekleme Devresi	69
5.7. Veri İletim Devresi.....	72
5.8. Akım ve Gerilim Algılayıcılar	72
6. SONUÇ VE ÖNERİLER.....	74
KAYNAKLAR	77
EKLER	83

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1 SMSM' larda kullanılan stator yapıları	9
Şekil 2.2 Sürekli mıknatısları rotor yüzeyine yerleştirilmiş senkron motor	11
Şekil 2.3 Sürekli mıknatısların rotorun içine yerleştirilmesi a) İç yerleştirmeli mıknatıslar, b) Çevresel mıknatıslanmalı gömülü mıknatıslar	12
Şekil 2.4 Akısı yoğunlaştırılmış bir rotor yapısı	13
Şekil 2.5 Kısa devre çubuklu sürekli mıknatıslı senkron motor kesiti	14
Şekil 2.6 Akım uzay vektörü ve izdüşümü	15
Şekil 2.7 Referans düzlemler	16
Şekil 2.8 Stator akım uzay vektörü ve (α, β) 'deki bileşenleri	17
Şekil 2.9 Stator akım uzay vektörü ve $(\alpha\beta 0)$ ve $(dq0)$ referans sistemlerindeki bileşenleri	18
Şekil 2.10 Sürekli mıknatıslı senkron makine ve eksen takımları	21
Şekil 2.11 Sürekli mıknatıslı senkron motorun $qd0$ eşdeğer devresi	26
Şekil 3.1 V/f kontrolünün blok diyagramı	31
Şekil 3.2 Üç fazlı inverter şeması	35
Şekil 3.3 Uzay vektör modülasyonunda vektörler ve bölgeler	36
Şekil 3.4 Komşu vektörlerin bileşimi olarak referans vektör	36
Şekil 3.5 Üçüncü bölgede SVM dağılımı	37
Şekil 3.6 SMSM 'un ve rotor akımı uzay fazörleri ve uyarma akısı	40
Şekil 3.7 Alan zayıflatma aralığında sürekli mıknatıslı senkron motorun uzay fazörleri	41
Şekil 3.8 Sürekli mıknatıslı senkron motorun sürekli hal fazör diyagramları sabit moment bölgesindeki çalışma	43
Şekil 3.9 Sürekli mıknatıslı senkron motorun sürekli hal fazör diyagramları sabit güç bölgesindeki çalışma	43
Şekil 3.10 Farklı referans sistemlerinde stator ve rotor manyetik akıları	45
Şekil 3.11 İki seviyeli gerilim kaynaklı inverterin gerilim vektörleri	50
Şekil 3.12 Rotor açısının hesabı	52
Şekil 4.1 SMSM benzetiminde faz akımlarının elde edilmesi	55
Şekil 4.2 SMSM benzetiminde hız ve konum bilgilerinin elde edilmesi	56
Şekil 4.3 Sürekli mıknatıslı senkron motorun benzetim modeli	56

Şekil 4.4 Doğrudan moment kontrolünün benzetim modeli.....	58
Şekil 4.5 Gerilim beslemeli 3-faz iki seviyeli invertörün benzetim modeli	58
Şekil 4.6 Sürekli mıknatıslı senkron motorun doğrudan moment kontrolünün benzetim modeli	59
Şekil 4.7 İlk senaryo için ölçülen ve referans akı değişimi	60
Şekil 4.8 İlk senaryo için ölçülen ve referans moment değişimi	60
Şekil 4.9 İlk senaryo için motorun faz akımları değişimi	61
Şekil 4.10 İkinci senaryo için ölçülen ve referans akı değişimi	61
Şekil 4.11 İkinci senaryo için ölçülen ve referans moment değişimi	62
Şekil 4.12 İkinci senaryo için motorun faz akımları değişimi	62
Şekil 4.13 Üçüncü senaryo için ölçülen ve referans akı değişimi	63
Şekil 4.14 Üçüncü senaryo için ölçülen ve referans moment değişimi	63
Şekil 4.15 Üçüncü senaryo için motorun faz akımları.....	63
Şekil 5.1 Deneysel düzeneğin blok diyagramı.....	65
Şekil 5.2 DS1104 R&D Controller Board	66
Şekil 5.3 DSP'nin DAC_1 çıkışından elde edilen anahtarlama işareti.....	67
Şekil 5.4 AS-IPM PS11035 modül	68
Şekil 5.5 Tersleyici entegresinin giriş-çıkış işaretlerinin değişimi.....	69
Şekil 5.6 İzolasyon ve ölü zaman devresinin konfigürasyonu.....	71
Şekil 5.7 Ölü zaman entegresinin giriş-çıkış işaretlerinin değişimi	71
Şekil 5.8 Gönderici ve alıcı devre bağlantısı	72
Şekil 5.9 Gerilim algılayıcı devrenin konfigürasyonu.....	73
Şekil 5.10 Akım algılayıcı devrenin konfigürasyonu	73

ÇİZELGELER LİSTESİ

Çizelge 3.1 İnverterler için uygun anahtarlama çizelgesi	51
Çizelge 4.1 Motor Parametreleri	56
Çizelge 4.2 Benzetim modelinde kullanılan anahtarlama vektörleri	57

SİMGELER LİSTESİ

a	faz rotasyon operatörü, $a=e^{j2\pi/3}$
B	magnetik akı yoğunluğu
B_m	viskoz sürtünme katsayısı
B_r	artık mıknatısiyet
d, q	rotasyonel sistem
f	eksen dönüşümlerinde akı, akım veya gerilim değişkeni
f^r	rotor eksenini dönüşümünde akı, akım veya gerilim değişkeni
h	hata değeri
H	magnetik alan şiddeti
H_{cB}	zorlayıcı alan şiddeti
i_0	akımın 0 bileşeni
i_a	a faz akımı
i_b	b faz akımı
i_c	c faz akımı
i'_{kd}	amörtisör sargısı akımı
i'_m	mıknatıslanma akımı
\bar{i}_r	rotor akımı uzay vektörü
i_s	stator akımı
\bar{i}_s	stator akımı uzay vektörü
\bar{i}'_s	stator akımı uzay vektörü referansı
$i_{s\alpha}$	sabit referans sisteminde stator akımın α bileşeni
$i_{s\beta}$	sabit referans sisteminde stator akımın β bileşeni
i_{sd}	d eksen stator akımı
i_{sq}	q eksen stator akımı
i'_{sd}	d eksen stator referans akımı
i'_{sq}	q eksen stator referans akımı
i_{sy}	stator akı referans sisteminde akımın y bileşeni
i_{sx}	stator akı referans sisteminde akımın x bileşeni
J	atalet momenti
k	transformasyon sabiti, $k=2/3$
K^r_{dq}	rotor dq sistemine dönüşüm matrisi
L_a	a eksen endüktansı
L_b	b eksen endüktansı
L_c	c eksen endüktansı
L_r	rotor endüktansı
L_M	mıknatıslanma endüktansı
L_{Md}	d eksen mıknatıslanma endüktansı
L_{Mq}	q eksen mıknatıslanma endüktansı
L_{kd}	amörtisör sargısı endüktansı

L_s	stator endüktansı
L_{sd}	d eksenli stator endüktansı
L_{sq}	q eksenli stator endüktansı
L_{xx}	x. faz sargısının endüktansı
M_{xy}	x. faz sargısı ile y. faz sargısı arasındaki karşıt endüktans
p	çift kutup sayısı
P_g	toplam giriş gücü
P_{mag}	mıknatıslar tarafından sağlanan uyarma gücü
R_0	Stator direncinin 0 bileşeni
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_L	yük momenti
u_0	gerilimin 0 bileşeni
u_a	a faz gerilimi
u_b	b faz gerilimi
u_c	c faz gerilimi
u_{DC}	DC hat gerilimi
u_p	stator sargısında endüklenen emk
\bar{u}_p	stator sargısında endüklenen emk vektörü
\bar{u}_s	stator gerilimi uzay vektörü
u_{sd}	d eksenli gerilimi
x,y	stator akı referans sistemi
X_s	stator senkron reaktansı
Z_s	stator sargısı empedansı
α,β	stator ortogonal koordinat sistemi
α_s	stator akımı uzay fazörünün açısı
μ_0	boşluğun magnetik geçirgenliği
ω	açısal hız
ω_e	elektriksel açısal hız
ω_r	rotor açısal hızı
ψ_0	0 eksenli manyetik akısı
ψ_M	rotor manyetik akısı
ψ_{Mx}	x. faz sargısında mıknatısların oluşturduğu akı
ψ_s	stator manyetik akısı
$\bar{\psi}_s$	stator manyetik akı uzay vektörü
$ \bar{\psi}_s $	stator manyetik akı genliği

Ψ'_s	manyetik akı referansı
Ψ_{sd}	d eksen manyetik akısı
Ψ_{sq}	q eksen manyetik akısı
Ψ_a	a fazı stator akısı
Ψ_b	b fazı stator akısı
Ψ_c	c fazı stator akısı
Ψ_{sx}	stator akı referans sisteminde akının x bileşeni
Ψ_{sy}	stator akı referans sisteminde akının y bileşeni
θ_e	rotor elektriksel açısı
θ_r	rotor açısı
φ	güç faktörü açısı
δ	yük (moment) açısı

KISALTMALAR LİSTESİ

AC	Alternatif akım
ADC	Analog/dijital konvertör
DAC	Dijital/analog konvertör
BLDC	Fırçasız doğru akım
DC	Doğru akım
DTC	Doğrudan moment kontrolü
EMK	Elektromotor kuvvet
FOC	Alan yönlendirmeli kontrol
IGBT	Insulated gate bipolar transistor (kapısı yalıtılmış bipolar transistör)
LP	Low pass (alçak geçiren filtre)
MMK	Magneto motor kuvveti
PI	Orantı-integral
PID	Orantı-integral-türev
PWM	Darbe genişlik modülasyonu
REPM	Nadir toprak elementli mıknatıslar
SM	Senkron motor
SMSM	Sürekli mıknatıslı senkron motor
SV	Uzay vektör
SVM	Uzay vektör modülasyonu
SVPWM	Uzay vektör PWM
VSI	Gerilim beslemeli inverter
VSV	Gerilim uzay vektör

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜNÜN BENZETİMİ VE SÜRÜCÜ DÜZENLEĞİNİN GERÇEKLENMESİ

Hüseyin ERDOĞAN

Dicle Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Ana bilim Dalı

2010, Sayfa: 82

Teknolojideki ilerlemeler paralelinde sürekli olarak gelişen sürekli mıknatıslı senkron makinalar (SMSM), sahip olduğu verim, güç faktörü, güç-ağırlık oranı gibi parametrelerinin üstün olması ve işletmede bakım gereksiniminin neredeyse hiç olmaması gibi nedenlerle yenilenebilir enerji kaynakları uygulamalarında ve sanayide sıklıkla kullanılmaktadır.

Sürekli mıknatıslı senkron motorların gelişmiş sürücüler ile birlikte kullanılmasıyla, işletme sürecinde motorun sadece istenen çalışma durumunda çalışması sağlanabilmektedir. Bu sayede gereğinden fazla enerji harcanması durumu ortadan kaldırılarak enerji verimliliği bakımından oldukça iyi sonuçlar elde edilebilmektedir.

Sürücüler genellikle hız ve moment kontrolü ihtiyacını karşılamak için kullanılmaktadır. Son yıllarda bu ihtiyacı en iyi şekilde karşılamak amacıyla birçok kontrol yöntemi geliştirilmiştir. Bu çalışmada sürekli mıknatıslı senkron motora

doğrudan moment kontrolü yönteminin uygulanması önerilmiştir. Bu bağlamda kontrol yöntemi geniş bir şekilde anlatılmış, MATLAB/Simulink ortamında benzetim modeli oluşturulmuş ve elde edilen benzetim sonuçları irdelenmiştir.

Bu çalışmada ayrıca, ileriki çalışmalarda kullanılmak üzere sayısal işaret işleyici (DSP) tabanlı, sürücü düzeneğinin tasarımı yapılmıştır. Sayısal işaret işlemci uygulamada ihtiyaç duyulan kontrol için kullanılması gereken inverter anahtar kombinasyonlarını hızlı bir şekilde belirleyecektir. Böylece motordan istenilen cevap işletme sürecinde kabul edilebilir bir gecikme ile elde edilmiş olacaktır.

Anahtar Kelimeler: Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor, Sayısal İşaret İşleyici, Doğrudan Moment Kontrolü

ABSTRACT
Master Thesis

**SIMULATION OF DIRECT TORQUE CONTROL OF PERMANENT MAGNET
SYNCHRONOUS MOTOR AND IMPLEMENTATION OF DRIVE SYSTEM**

Hüseyin ERDOĞAN

Dicle University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical and Electronics Engineering

2010, Page: 82

By advancements of permanent magnet synchronous motors (PMSM) along with technology, they have been frequently used in industry and renewable energy sources applications because of their superiorities on parameters such as efficiency, power factor, and power-weight ratio with their too little necessity of maintenance.

As using PMSM's with advanced drivers, only requested operation can be achieved from the motor. In this way, by eliminating the extra energy expenditure good result in term of energy efficiency can be achieved.

Need of control on speed and torque comes forward on general applications. Within past years there have been lots of developments in control techniques on purpose of meet this requirement. In this study direct torque control technique of permanent magnet synchronous motor is suggested. For that reason simulation model of direct torque control technique of permanent magnet synchronous motor has been implemented on MATLAB/Simulink platform and examined its results.

Also in this study, in purpose of use of further studies a digital signal processor (DSP) based drive mechanism has been designed and implemented. Digital signal processors are used in the purpose of quick determining combination of the inverter switches for desired control technique. So that the desired response from the system will have been obtained with an acceptable delay.

Keywords: Permanent Magnet Synchronous Motor, Digital Signal Processor, Direct Torque Control

1. GİRİŞ

1.1. Geçmiş Çalışmalar ve Tezin Önemi

İlerleyen zamanla birlikte, insanların ihtiyaçlarının değişimine, bilimde ardi ardına çözüm bulan bilinmezler ve yükselen yaşam standartlarına paralel olarak elektrik makinaları ve sürücü sistemlerinde büyük gelişmeler gözlenmektedir. Gelişen analiz, tasarım ve kontrol uygulamaları sayesinde elektrik makinalarındaki beklentileri arttırmak yönünde çalışmalar kolaylıkla yürütölmektedir. Ayrıca yarıiletken teknolojisindeki gelişmelere bağılı olarak üretilen yeni nesil işlemci ve yarıiletken devre elemanları ile gün geçtikçe daha etkin sonuçlar elde edilebilmektedir.

Sürekli mıknatıslı senkron motor (SMSM) sürücöleri geçtiğimiz yirmi yıl içinde yoğun bir şekilde üzerinde durulan bir konu olarak karşımıza çıkmaktadır. Farklı araştırmacılar tarafından çeşitli sürücölerin modeli ve benzetimi oluşturulmuştur.

1986 yılında Sebastian, T., Slemon, G. R. ve Rahman, M. A. [1] tarafından, sürekli mıknatıslı senkron motorlardaki ilerlemelerin ışığında, bu motorlara ilişkin eşdeğer devre modelleri oluşturarak hesaplanan parametreler ile ölçölen parametrelerin karşılaştırması yapılmıştır.

1986 yılında Jahns, T.M., Kliman, G.B. ve Neumann, T.W. [2] tarafından mıknatısları rotor içine yerleştirilmiş, içsel mıknatıslı SMSM'lerin (ISMSM) değışken hızlı uygulamalarda kendilerini diğer ac makinalardan ayıran özellikler ortaya koyduğunu tartışılmıştır. Bu makinaların geniş hız aralığında yüksek motor ve inverter verimleri ile çalıştırılabilen, yüksek güç yoğunluğuna sahip makinalar olduğunu savunulmuştur. ISMSM tasarımındaki düşük manyetik malzeme

gereksinimi ile üretim maliyetlerinin minimize edildiği ortaya konmuştur. Gömülü mıknatıs yapısının motorun elektromanyetik karakteristikleri üzerindeki etkisi tartışılmış, simülasyon ve prototip sürücünün birlikte kullanılmasıyla önemli sonuçlar elde edilmiştir.

1988 yılında Pillay ve Krishnan, R. [3] tarafından sürekli mıknatıslı motor sürücüleri sunularak bu sürücüler sürekli mıknatıslı senkron motor (SMSM) sürücüleri ve fırçasız dc motor sürücüleri (FDCM) şeklinde iki tipte sınıflandırılmıştır. SMSM'lerin sinüzoidal zıt elektromotor kuvvete sahip ve sabit moment üretmek için sinüzoidal stator akımlarına gerek duydukları, FDCM'lerin ise trapezoidal zıt elektromotor kuvvete sahip ve sabit moment üretmek için kare dalga stator akımlarına gerek duydukları ortaya konmuştur.

Önceki çalışmalarına ilave olarak 1989'da Pillay ve Krishnan, R. [4] tarafından motor endüstrisindeki çeşitli sürekli mıknatıslı ac motor türlerinden biri olan, sinüzoidal akı dağılımına sahip, sürekli mıknatıslı senkron motor (SMSM) sunulmuştur. Vektör kontrol uygulamasının tam modeli ve simülasyonu verilmiş, motorun uzay durum modeli, hız kontrolörü ve inverter anahtarlarının gerçek zaman modeli eklenmiştir. SMSM modeli rotoru sargılı senkron motordan türetilmiştir. Darbe genişlik modülasyonu (PWM) ve histeresis akım kontrolörü arasındaki performans farkı incelenmiştir.

1994 yılında Morimoto, S., Tong, Y., Takeda, Y. ve Hirasaka, T. [5], tarafından yapılan çalışmada SMSM sürücülerinin verimlerinin artırılması hedeflenmiştir. Bakır ve demir kayıplarından oluşan elektriksel kayıpların armatür akım vektörünün optimal kontrolü ile minimize edilebileceği ortaya konmuştur. Elektrik kayıplarını minimize edebilecek olan kontrol algoritması tasarlanmış ve optimal akım

vektörünün işletme hızı ile yük yoğunluğuna bağlı olarak seçilebileceği savunulmuştur. Tasarlanan kontrol algoritması sayısal işaret işleyici ile deneysel olarak sürekli mıknatıslı motor sürme sistemine uygulanmış ve sürüş testleri uygulanmıştır. Kayıpları küçülten kontrol algoritması bilgisayar simülasyonları ve deneysel sonuçlarla sınanmıştır.

1997 yılında Wijenayake, A.H. ve Schmidt, P.B. [6] tarafından yapılan çalışmada makine manyetik parametre değişimlerinin ve çekirdek kayıplarının da hesaba katılarak SMSM' nin iki eksenli devre modeli tanımlanmıştır. Model mıknatısları rotor içine ve rotor yüzeyine yerleştirilmiş olan türlerin ikisine de uygulanmıştır.

1997 yılında Jang-Mok, K. ve Seung-Ki, S. [7] tarafından yapılan çalışmada mıknatısları rotor içine yerleştirilmiş olan sürekli mıknatıslı senkron motor için yeni bir alan zayıflatma tekniği oluşturulmuştur. Akı zayıflatmanın devreye girme durumu ve akı seviyesi, gerilim regülasyon döngüsü ile ayarlanarak akım regülatörünün saturasyona girmesi engellenmiştir. Bu akı zayıflatma tekniğinin en önemli özellikleri makine parametrelerine bağlı olmaması, tüm işletme koşullarında akım regülasyonunu garanti etmesi, akı zayıflatma moduna yumuşak ve hızlı bir şekilde girip çıkması şeklinde sıralanmıştır. Farklı işletme koşullarında farklı parametreler ile yapılan deneysel çalışmalarla kontrol algoritmasının uygulanabilirliği doğrulanmıştır.

2001 yılında Bose, B. K. [8] tarafından farklı senkron motorlar sunulmuş ve asenkron motorlarla karşılaştırmalar yapılmıştır. Sürekli mıknatıslı motorun modeli çıkık kutuplu senkron motor modelinden türetilmiştir. Tüm eşitlikler döner referans düzlemde türetilmiş ve matris formda sunulmuştur. Eşdeğer devre amortisör sargıları

hesaba katılarak oluşturulmuş ve sürekli mıknatıs sabit akım kaynağı ile temsil edilmiştir. Gerilim beslemeli inverterlerle vektör kontrolü üzerine bazı tartışmalara yer verilmiştir.

2001 yılında C., Jihua, Z. ve Zhang, R. [9] tarafından, uzay durum metodu kullanılan, altı adımlı sürekli inverterden beslenen sürekli mıknatıslı senkron motorun modeli ve simülasyonu oluşturulmuştur. Motor modeli sabit referans düzlemde oluşturulmuş ve Park dönüşümü ile rotor referans düzleme geçilmiştir. Simülasyon sonuçları kullanılan metodun başlangıç koşullarına karar vermede etkili olduğunu ortaya koymuştur.

2002 yılında Mademlis, C. ve Margaris, N. [10] tarafından, mıknatısları rotor içine yerleştirilmiş sürekli mıknatıslı senkron motor sürücüleri için verim optimizasyon yöntemi sunulmuştur. Teorik analizler ile armatür akımının q-ekseni bileşenine bağlı olarak kayıpları en aza indirmek için gerekli koşullar türetilmiştir. Seçilen deneysel sonuçlar geliştirilen yöntemin etkinliğini doğrulamak için sunulmuştur.

1997 yılında Araujo, R.E., Leite, A.V. ve Freitas, D.S. [11] tarafından işlem hızını arttıracak ve görsel tasarımı geliştirebilecek farklı simülasyon araçlarının kullanılabilirliği araştırıldı. Bu çalışmada SPICE ve SABER, EMTP, EUROSTAG gibi elektronik devre simülasyon paketleri ve SIMPLORER, POSTMAC, SIMSEN, ANSIM, PSCAD gibi çeşitli güç elektroniği sistemleri araçları arasından MATLAB/Simulink uygulama platformu olarak tercih edilmiştir. MATLAB/Simulink platformunun kullanıcı dostu arayüzüne sahip, görsel tasarımın yapılabildiği, Real-Time Workshop ve çeşitli güç elektroniği elemanlarının

bulunabileceği kütüphanelerin bulunması gibi nedenler ile MATLAB/Simulink'in en uygun platform olduğu sonucu çıkarılmıştır.

1998 yılında Ong, C. [12] tarafından motor sürücülerinin karmaşık modellerini çözmek için güçlü hesaplama araçlarına ihtiyaç olduğu açıklanmıştır. Öğrenmenin yoğun uğraş gerektirmemesi, geniş kullanım alanına sahip olması gibi nedenlerle kitabındaki dinamik simülasyonları oluşturmak için var olan farklı simülasyon araçları arasından MATLAB/Simulink platformunu seçmiştir.

1998 yılında Vas tarafından servo sürücü sistemlerden beklenen özellikler şöyle sıralanmıştır [13-14];

- Yüksek hava aralığı akı yoğunluğu,
- Yüksek güç - ağırlık oranı,
- Yüksek moment - eylemsizlik oranı (yüksek hızlanmaya olanak sağlar),
- Titreşimsiz moment işletmesi,
- Sıfır hızda kontrol edilebilen moment,
- Yüksek hızda işletilebilme kabiliyeti,
- Yüksek moment kabiliyeti,
- Yüksek verim ve güç faktörü,
- Bütünleşik (kompakt) tasarım

Literatürde sürekli mıknatıslı senkron makinaların denetimi ile ilgili çalışmaların daha yaygın olarak yapıldığı gözlenmektedir. Bu gruptaki çalışmalar işletme türüne bağlı olarak kendi içinde iki gruba ayrılmaktadır. Sinüzoidal işletme tipindeki çalışmalar, vektör kontrol yöntemleri ağırlıklıdır. Bu incelemelerde alan esaslı kontrol, akı zayıflatma yöntemi ve doğrudan moment kontrolü kullanıldığı

görülmektedir [13-24]. Bunun yanında momentteki titreşimleri azaltmaya yönelik kontrol yöntemleri de inceleme konusundan biri olmuştur [12-13, 25-29].

Son yıllarda sayısal işaret işlemciler üzerine yönelimler artmıştır. DSP'lerdeki gelişmelere paralel olarak bu yöntemler daha etkin bir şekilde, geliştirilen ara yüzler yardımıyla kolaylıkla uygulanabilmektedir.

2007 yılında, B. Singh, B. P. Singh ve S. Dwiveditarafından yapılan çalışmada, sürekli mıknatıslı senkron motorun doğrudan moment kontrolü yöntemi ADMC401 sayısal işaret işlemcisi ile gerçekleştirilmiş ve sonuçlar irdelenmiştir[29].

Genel bir bakışla SMSM'lerin algılayıcısız ve akıllı kontrol yöntemlerin gelişmeye açık ve önemli konular olduğu görülmektedir. Bu bağlamda, ileriki çalışmalarda, bahsedilen gelişmelere katkıda bulunulabilmek amacıyla kullanılmak üzere gerekli olan sürücü düzeneğinin gerçekleştirilmesi hedeflenmiştir. Ayrıca SMSM'nin algılayıcılı doğrudan moment kontrolü (DTC) yöntemi üzerine yapılan çalışma da tezde sunulmuştur.

DTC'de akı ve momentin her ikisinin de kontrol edilebilmesi sayesinde DC sürücülerin sahip olduğu moment ve akı kontrolü ile hızlı cevap verme gibi özellikler elde edilebilir. Bu özellikleri nedeniyle DTC yöntemi, tezin üçüncü bölümünde anlatılan diğer yöntemlerden daha iyi sonuçların elde edilebildiği bir yöntem durumuna gelmektedir.

1.2. Tezin Yapısı

Tezin ikinci bölümünde sürekli mıknatıslı senkron makinaların tasarımları ve sınıflandırmaları açıklanmış, ardından düzlem dönüşümleri ve uzay vektör ile ilgili tanımlamalar yapılarak, SMSM'nin qd0 referans düzlemindeki eşdeğer devresi ile devre denklemlerinin çıkarımı yapılmıştır.

Tezin üçüncü bölümünde sürekli mıknatıslı senkron motorun kontrol yöntemlerine yer verilmiş ve tez konusu olan doğrudan moment kontrolü geniş bir biçimde incelenmiştir.

Tezin dördüncü bölümünde SMSM'nin doğrudan moment kontrolünün MATLAB/Simulink ile oluşturulan benzetim modeli ve bu modele ilişkin elde edilen sonuçlara yer verilmiştir.

Tezin beşinci bölümünde SMSM'nin kontrolü için deneysel düzeneğin oluşturulmasına yer verilmiştir. Bu devreyi oluşturan her bir birimin tasarlanması, gerçekleştirilmesi ve ilgili teknik bilgiler bu bölümde yer almaktadır. Ayrıca, denetleyici olarak kullanılan dSPACE DS1104 denetleyici kartı ve bu kartla uyumlu olan yazılımlar kısaca tanıtılmıştır. Bu bölümde ayrıca DSP tabanlı kontrolün üstünlükleri belirtilmiş, ardından SMSM' un DSP tabanlı DTC kontrolü açıklanmıştır. DTC kontrole ilişkin, DSP tabanlı uygulama kartı ve karta entegre güç modülü yardımıyla elde edilen deneysel sonuçlar verilmiştir.

2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR

2.1. Giriş

Senkron makinalardaki alan sargılarında oluşan uyarma sabit mıknatıslar ile elde edilebilir. Senkron motorun rotorunda bulunan doğru akım uyartım sargısı sürekli mıknatısla yer değiştirilerek rotorda meydana gelen manyetik akı mıknatıs tarafından sağlanırsa sürekli mıknatıslı senkron motor (SMSM) elde edilmiş olur. Elektriksel uyartım yerine sabit mıknatıs kullanımında göze çarpan en büyük değişim bakır kayıplarının yok edilmesidir. Sabit mıknatıslar ile oluşturulan makinalar diğerlerine göre daha basit yapıdadırlar, aynı işlem için kullanılan diğer motorlardan daha hafif ve küçüktürler. Ayrıca kayıpları daha küçük ve verimleri daha yüksektir. Dezavantajları bu makinalarda kullanılan sabit mıknatıs malzemelerinin pahalı olması ve yine bu malzemelerin manyetik karakteristiklerinin zamanla değişiyor olmasıdır. Bir motorda sürekli mıknatıs kullanımının gerekliliği motor performansı, ağırlık, boyut, verim ve üretimdeki ekonomik etkenlerin değerlendirilmesi ile ortaya çıkar. Çeşitli manyetik malzemelerin işlenebilirlik ve tolerans gibi özellikleri de üretim maliyetini etkilemektedir [12].

2.2. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM) Tasarımları ve

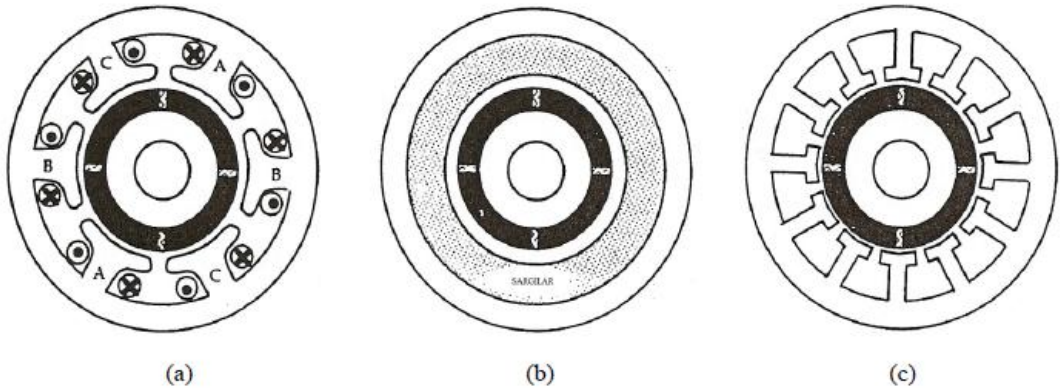
Sınıflandırılmaları

Mıknatıslı senkron motorlar uygulama alanlarına göre değişik şekillerde tasarlanabilmektedirler. Sürekli mıknatıslı a.a. makinaları genel olarak çalışma şekillerine göre;

- Trapezoidal çalışma şekli (Fırçasız d.a. makinaları),
- Sinüzoidal çalışma şekli (SMSM' leri),

olmak üzere iki şekilde sınıflandırılabilirler. Bu çalışma şekillerinde stator sargısının bağlantı şekline bağlı olarak, rotorun hareketi ile statorda indüklenen zıt elektromotor kuvvetinin şekli de farklı olmaktadır [14, 30].

Trapezoidal çalışma şeklinde indüklenen zıt emk trapez şeklinde olup, bu makinalar literatürde “Fırçasız Doğru Akım Makinası” olarak adlandırılmaktadır. Bu motorlarda faz sargıları, konum algılayıcılarının verdiği işaret ile kontrollü olarak statik anahtarlama elemanı üzerinden her defasında değişik sargılar beslenerek rotorun dönüşü denetlenebilmektedir. Sinüzoidal çalışma şeklinde ise, indüklenen zıt emk sinüs formundadır. Burada, statorun üç fazına alternatif gerilim uygulanır. Motorun çalışabilmesi için rotor alanı ile döner alanın birbirine kilitlemesi gerekir. SMSM’ ların stator yapıları, klasik üç fazlı a.a. makinaları ile aynıdır. Statora yerleştirilmiş sargılar yardımıyla döner alan oluşturulmaktadır. Şekil 2.5’ de çeşitli stator yapıları gösterilmiştir [14, 30-31].



Şekil 2.1 SMSM’ larda kullanılan stator yapıları
a) Sargıları aynı kutup etrafına toplanan stator yapısı, b) Oluksuz stator yapısı,
c) Oluklu stator yapısı

Şekil 2.1.a' daki tasarımda sargılar aynı kutupların etrafında toplandığından, uç sargıları kısadır. Ayrıca fazlar arasında daha az bağlantı vardır. Bu tasarımın dezavantajı ise, her faz sargısının bütün rotor mıknatısları ile eşzamanlı bir şekilde birbirini etkilememesidir. Bu durum düşük performansa sebep olmaktadır.

Şekil 2.1.b' de stator sargıları dağıtılmış oluksuz tasarım görülmektedir. Bu tasarımda kilitleme momenti yoktur. Stator gövdesi ile sargılar arasındaki ısı iletimi çok düşük olduğundan yük önemli derecede arttırılamaz. Ayrıca sargılar tarafından üretilen ısıyı yok etmek zordur. Bu tip motorların hava aralıkları diğer stator yapılarına göre daha büyüktür. Bundan dolayı mıknatıs uzunluğunun büyük olması gerekmektedir.

Şekil 2.1.c' de gösterilen oluklu stator yapısı yaygın olarak kullanılmaktadır. Burada stator oluklarının ayakları ile rotor arasında, oluksuz tipe göre, daha küçük bir hava aralığı meydana gelmektedir.

SMSM' lar rotor şekilleri açısından incelendiğinde farklı tasarımlara rastlanır [14, 30-33]. SMSM' lar genellikle mıknatısların rotora yerleştirilme biçimlerine göre sınıflandırılmaktadırlar. Rotor yapıları arasında en çok kullanılan ve diğer tasarımlara da temel oluşturan iki farklı tasarım mevcut olup, bunlar;

- Sürekli mıknatısın rotor yüzeyine yerleştirilmesi (surface mounted)
- Sürekli mıknatısın rotor içine yerleştirilmesi (interior)

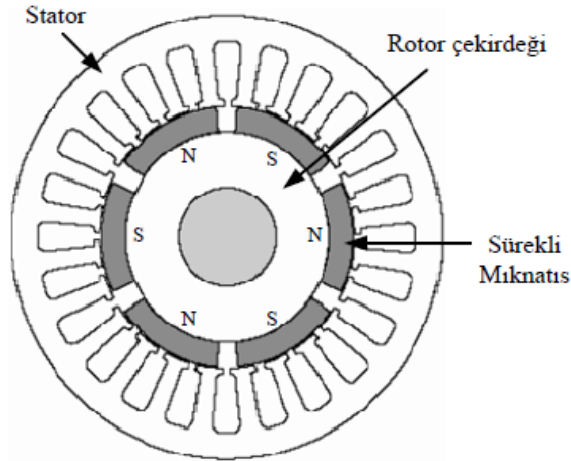
şeklindedir.

2.2.1. Sürekli Mıknatısların Rotor Yüzeyine Yerleştirilmesi

Bu tip rotorlarda mıknatıslar ince şeritler ya da yay şeklinde rotor yüzeyine yapıştırılır. Motor yuvarlak rotorlu olup hava aralığı hemen hemen sabittir. Oldukça basit olması nedeniyle en yaygın kullanılan rotor tasarımlarından biri olan bu rotor

şeklinin en büyük sakıncası, stator dişlerinden dolayı çalışma noktalarında yüksek frekanslı titreşimler oluşmasıdır. Bu nedenle yüksek elektriksel iletkenliğe sahip NdFeB mıknatısların bu tasarımda tek parça halinde kullanılması sakıncalar doğurur. Bu yüzden mıknatıslar yalıtılmış küçük parçalar şeklinde rotor yüzeyine yerleştirilir. Ayrıca mıknatısların savrulma kuvvetine karşı mukavemetlerinin düşük olması nedeniyle, mıknatısların yerinden kopmaması için bu tip motorlar yüksek hızlı uygulamalarda tercih edilmezler.

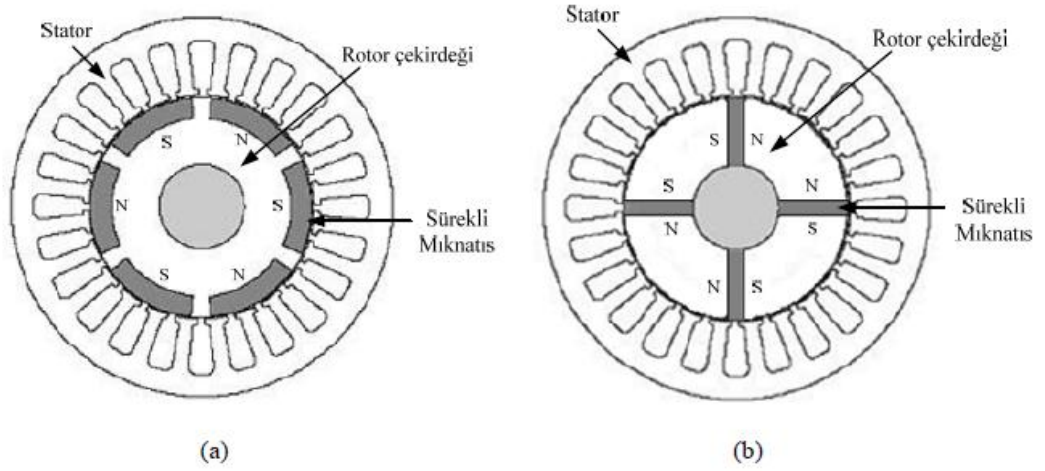
Mıknatıslar radyal yönde hava aralığına dik olacak şekilde kutuplanmıştır. Bu şekilde, hava aralığında mıknatısların çalışma noktasındaki indüksiyonuna eşit bir manyetik indüksiyon oluştuğundan, rotor manyetik alanı simetrik olur. Bu nedenle herhangi bir relüktans momenti oluşması söz konusu değildir. Şekil 2.2’ da mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirilmesine ilişkin rotor yapısı gösterilmiştir [30, 34].



Şekil 2.2 Sürekli mıknatısları rotor yüzeyine yerleştirilmiş senkron motor

2.2.2. Sürekli Miknatısların Rotor İçine Yerleştirilmesi

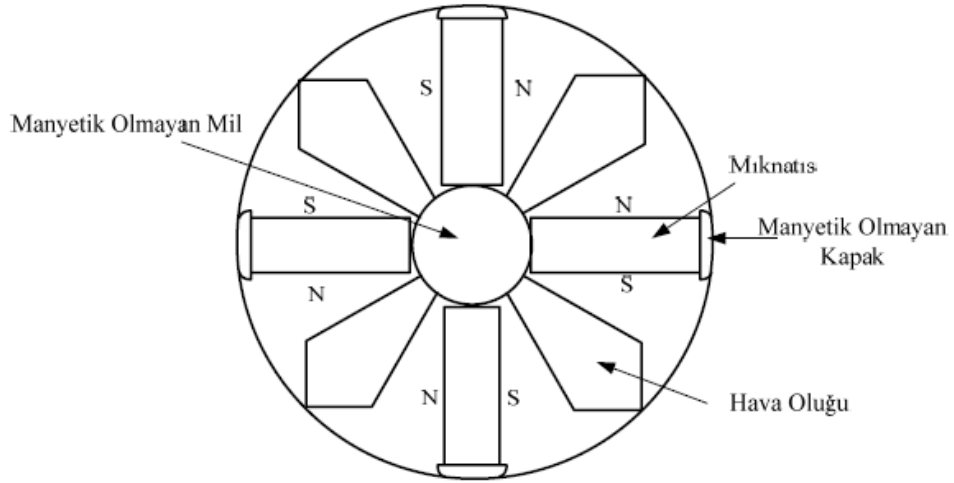
Mıknatısın rotora gömülü olduğu motorlarda, çok değişik geometrilerle karşılaşmak mümkündür. Bu motorlardaki mıknatısların rotora gömülme derinliği, mil çapı ve rotor dış çapı tarafından sınırlanmaktadır. Derinliği arttırarak rotora daha uzun mıknatıs yerleştirebilmek amacıyla, mıknatıslar radyal doğrultudan farklı açılarda, eğimli olarak yerleştirilebilir. Böylelikle hava aralığındaki akı yoğunluğu arttırılabilir. Böylelikle bir kutup altındaki akının, mıknatıs yüzeyindeki akıdan daha büyük olduğu makina yapıları ortaya çıkar. Mıknatısların rotor içine yerleştirildiği motorlara örnek olarak Şekil 2.3' deki rotor yapıları verilebilir [30, 34].



Şekil 2.3 Sürekli mıknatısların rotorun içine yerleştirilmesi a) İç yerleştirmeli mıknatıslar, b) Çevresel mıknatıslanmalı gömülü mıknatıslar

Mıknatıslar rotora gömülü olduğundan, savrulma kuvvetine karşı mukavemetleri çok yüksektir. Bu nedenle, bu tip motorlar özellikle yüksek hızlı sistemlerde tercih edilirler. Bu tasarımda statordan bakıldığında rotor manyetik alanı simetrik değildir. Dolayısıyla, farklı relüktansların söz konusu olması, bu şekilde tasarlanmış makinaların çalışma ve denetim özelliklerini önemli ölçüde etkiler.

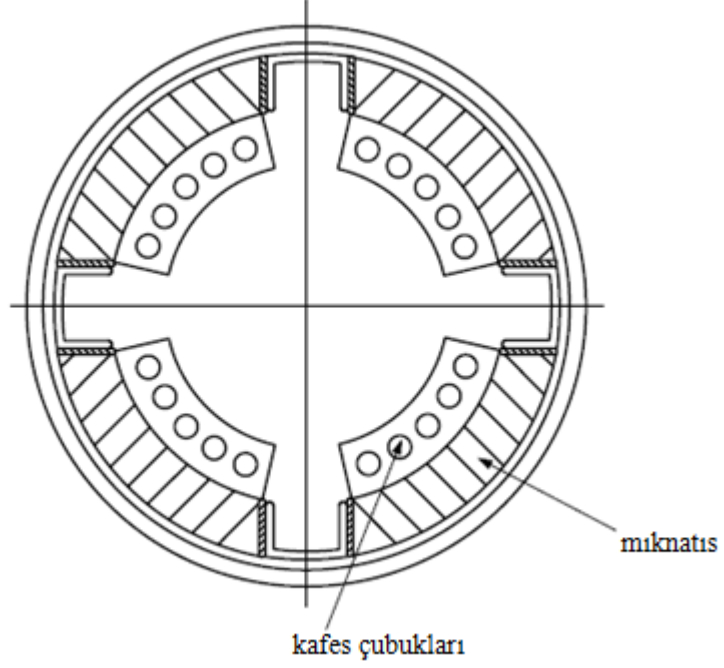
Literatürde bazı karma özellikteki rotor şekilleri de gözlenmektedir. Örneğin akı sıkıştırma özelliğinin belirli bir oranda gerçekleştirilmesi ve relüktans farklılıklarına bağlı olarak Şekil 2.4’ de gösterilen değişik rotor tasarımı geliştirilmiştir [33].



Şekil 2.4 Akısı yoğunlaştırılmış bir rotor yapısı

Bilindiği üzere senkron motorlar doğrudan şebekeden yol alamazlar ve sürekli mıknatıslı senkron motor da bir senkron motor olduğu için şebekeden doğrudan yol alamaz. Bu olumsuzluğunu gidermek amacıyla; yukarıda bahsedilen rotor tasarımlarında rotora kalkış için kısa devre çubukları ilave edilir. Bu kısa devre çubukları kalkışta senkron hıza erişinceye kadar makinada asenkron moment bileşeni etkisi göstererek yol alma momentini üretirler. Makina bu kısadevre çubukları sayesinde senkron hıza ulaşıncaya kadar asenkron motor gibi çalışır. Ayrıca senkron hızda ani moment değişikliklerinde makinanın senkron hızdan ayrılmasını önleyerek akımdaki dalgalanmaların oluşmamasını sağlarlar. Kısa devre çubuklarının makinaya

yerleştirilmesi oldukça zor olup, makinada ek kayıplara ve mekanik zorlanmalara yol açarlar. Şekil 2.5'te kısa devre çubuklu bir senkron motorun kesiti gösterilmiştir.



Şekil 2.5 Kısa devre çubuklu sürekli mıknatıslı senkron motor kesiti [27, 35]

2.3. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Matematiksel Modeli

Elektrik motorlarının kontrolünde motorun matematiksel modelinin bilinmesi gerekir. SMSM' un modellenmesinde makine büyüklüklerinin stator referans düzlemde (3-faz model), sabit 2-fazlı referans düzlemde (2- faz α - β model) ve rotor referans düzlemde (2-faz dq model) ifade edilmesine göre üç farklı matematiksel model kullanılmaktadır [30, 36-37]. Bu çalışmada SMSM' un modeli oluşturulurken stator sargılarının yıldız (Y) bağlı ve dengeli sarıldığı kabul edilmiştir. Ayrıca histerezis, fuko kayıpları ve doyum etkisi ihmal edilmiştir. Makinenin davranışını geçici ve kararlı rejimde temsil eden matematiksel model, hesaplama kolaylığı açısından uzay vektörleri kullanılarak tanımlanmıştır. Bu bölümde geliştirilen

matematiksel modeller sonraki bölümlerde yer alan SMSM sürücüsünün tasarımına temel oluşturmaktadır.

2.3.1. Uzay Vektör Tanımı

i_a , i_b ve i_c ' nin anlık dengelenmiş üç faz stator akımları olduğunu kabul edelim;

$$\bar{i}_a + \bar{i}_b + \bar{i}_c = 0 \quad (2.1)$$

Böylece stator akımı uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

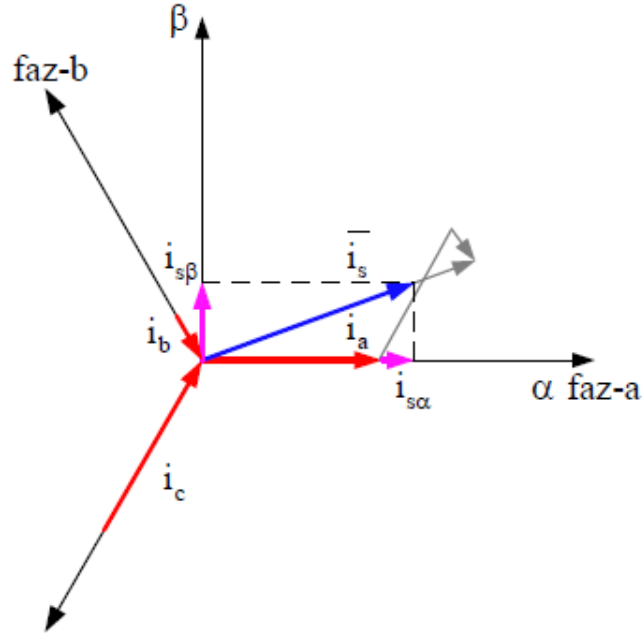
$$\bar{i}_s = k(i_a + ai_b + a^2i_c) \quad (2.2)$$

burada a ve a^2 ; uzay vektör operatörleri ve k ; transformasyon sabitidir.

$$\begin{aligned} a &= e^{j2\pi/3} \\ a^2 &= e^{j4\pi/3} \end{aligned} \quad (2.3)$$

$k = 2/3$ olarak seçilmiştir [27,38].

Aşağıdaki şekilde stator akımı uzay vektörü izdüşümü gösterilmiştir.



Şekil 2.6 Akım uzay vektörü ve izdüşümü [27, 38]

(2.2) denklemi tarafından tanımlanmış uzay vektörü, çift eksen teorisinden yararlanılarak da ifade edilebilir. Uzay vektörünün reel kısmı, enine eksen stator akım bileşeninin ($i_{s\alpha}$) ani değeri ile eşittir ve boyuna eksen stator akım bileşeni ($i_{s\beta}$) ile de imajiner kısmı eşittir. Böylece sabit referans sisteminde, stator akımı uzay vektörü tanımlanmış olur ve aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$\mathbf{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (2.4)$$

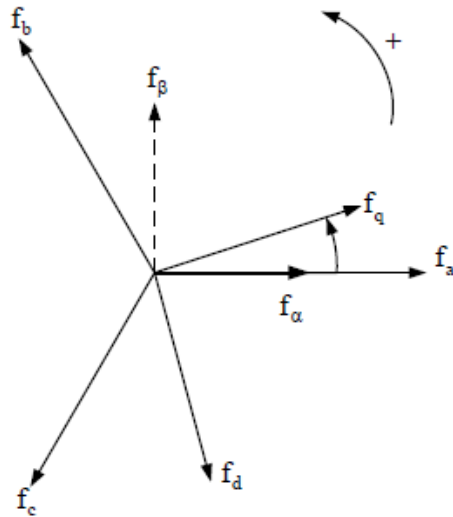
Gerilim ve manyetik akı için de benzer uzay vektörleri tanımlanabilir;

$$\bar{u}_s = k(u_a + a u_b + a^2 u_c) \quad (2.5)$$

$$\bar{\psi}_s = k(\psi_a + a \psi_b + a^2 \psi_c) \quad (2.6)$$

2.3.2. Referans Düzlem Dönüşümleri

Güç sistemlerindeki çalışmalarda değişkenleri ayrıştırmak, zaman değişkenine bağlı zor denklemleri çözmek veya tüm değişkenleri ortak bir referans düzlemde ifade etmek için sıklıkla matematiksel dönüşümler uygulanır. Şekil 2.7'de referans düzlemler koordinat ekseninde gösterilmiştir.

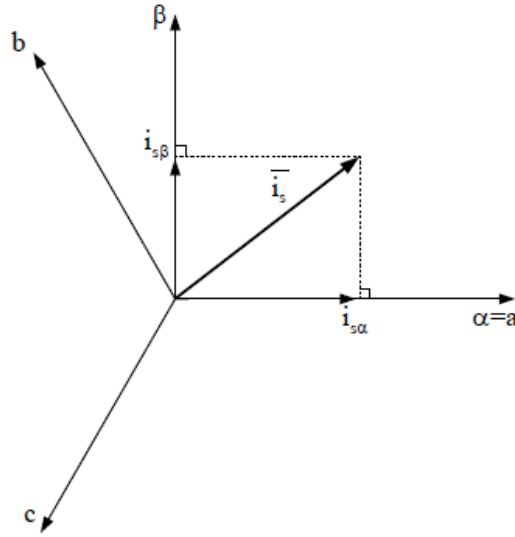


Şekil 2.7 Referans düzlemler

Burada f_a, f_b, f_c , birbirinden 120° faz farklı 3-faz sabit referans düzlemi, f_α, f_β , birbirinden 90° faz farklı 2-faz sabit referans düzlemi ve f_d, f_q 'da birbirinden 90° faz farklı 2-faz rotor referans düzlemini ifade etmektedir. Şekil 2.7'de θ_r açısı rotor referans düzleminin dönme açısını göstermektedir [27].

2.3.2.1. Clarke Dönüşümü ($abc \rightarrow \alpha\beta 0$)

Clarke dönüşümünün sabit 2-faz değişkenleri α ve β olarak gösterilir. Şekil 2.8'te gösterildiği gibi α -ekseni, a fazının ekseni ile çakışık durumdadır. β -ekseni ise $\pi/2$ kadar α -ekseninin gerisindedir. Dönüşüm iki taraflı olduğundan sıfır-etki olarak adlandırılan üçüncü bir değişken eklenmiştir.[12]



Şekil 2.8 Stator akım uzay vektörü ve (α, β) 'deki bileşenleri [39]

Clarke dönüşümü;

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

şeklindedir.

2.3.2.2. Ters Clarke Dönüşümü ($\alpha\beta 0$) \rightarrow (abc)

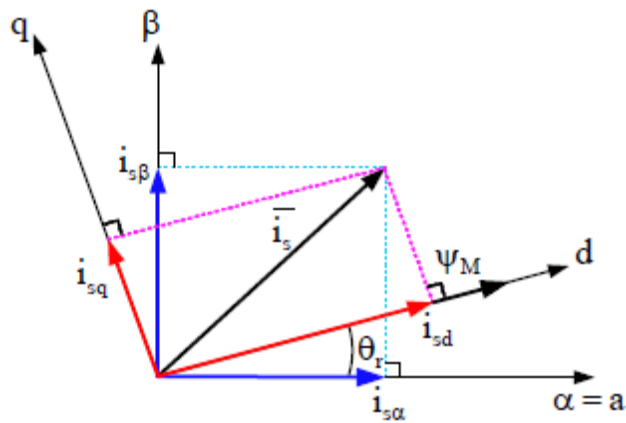
Ters Clarke dönüşümü 2-faz sabit düzlemden 3-faz sabit düzleme geçiş için kullanılır. Ters Clarke dönüşümü;

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

şeklindedir.

2.3.2.3. Park Dönüşümü (abc) \rightarrow (dq0)

Park dönüşümü senkron makina analizlerinde en çok bilinen 3-fazdan 2-faza dönüştürme yöntemidir. Park dönüşümü senkron makinanın stator bileşenlerini rotora bağlı, pozitif d-ekseni alan sargısının manyetik eksenine ile aynı hizada olan, dq referans düzlemine dönüştürmek için kullanılır. Pozitif q-ekseni pozitif d-ekseninden $\pi/2$ kadar ilerdedir [12]. Aşağıda ($\alpha\beta 0$) \rightarrow (dq0) dönüşümünün çıkarımı incelenmiş ve son olarak (abc) \rightarrow (dq0) dönüşümü verilmiştir.



Şekil 2.9 Stator akım uzay vektörü ve ($\alpha\beta 0$) ve (dq0) referans sistemlerindeki bileşenleri [39]

θ_r rotor akı pozisyonunu göstermektedir. Fazör diyagramdan;

$$\bar{\mathbf{i}}_s = \mathbf{i}_s e^{-j\theta_r} = \mathbf{i}_{sd} + j\mathbf{i}_{sq} \quad (2.9)$$

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{i}_{s\alpha} + j\mathbf{i}_{s\beta} \quad (2.10)$$

ifadeleri çıkarılır.

(2.10) eşitliği (2.9)' de yerine yazılırsa;

$$\bar{\mathbf{i}}_s = (\mathbf{i}_{s\alpha} + j\mathbf{i}_{s\beta}) e^{-j\theta_r} \quad (2.11)$$

(2.9) ve (2.11) ifadelerinden;

$$\bar{\mathbf{i}}_s = \mathbf{i}_{sd} + j\mathbf{i}_{sq} = (\mathbf{i}_{s\alpha} + j\mathbf{i}_{s\beta}) e^{-j\theta_r} \quad (2.12)$$

elde edilir. Buna göre;

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sd} \\ \mathbf{i}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{s\alpha} \\ \mathbf{i}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Akım vektörünün d ve q bileşenleri aşağıdaki denklemlerle ifade edilir [39].

$$\mathbf{i}_{sd} = \mathbf{i}_{s\alpha} \cos\theta_r + \mathbf{i}_{s\beta} \sin\theta_r \quad (2.14)$$

$$\mathbf{i}_{sq} = -\mathbf{i}_{s\alpha} \sin\theta_r + \mathbf{i}_{s\beta} \cos\theta_r \quad (2.15)$$

Böylelikle doğrudan moment kontrolünde kolaylıkla kullanılacak bileşenler elde edilmiş olur. Bu bileşenlerden \mathbf{i}_{sd} akıyı oluşturan akım bileşeni ve \mathbf{i}_{sq} momenti oluşturan akım bileşenidir.

Park dönüşümünün matris formunda genel ifadesi yukarıdaki ifadelerin Clark dönüşümü ile birleştirilmesi ile;

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

şeklinde bulunur.

2.3.2.4. Ters Park Dönüşümü (dq0) → (abc)

Ters Park (Park⁻¹) dönüşümü 2-faz rotor düzleminden 3-faz stator düzlemine geçiş için kullanılır.

$$u_{s\alpha ref} = u_{sdref} \cos\theta_r - u_{sqref} \sin\theta_r \quad (2.17)$$

$$u_{s\beta ref} = u_{sdref} \sin\theta_r + u_{sqref} \cos\theta_r \quad (2.18)$$

Yukarıdaki ifadelerin Clark dönüşümü ile birleştirilmesi ile Ters Park Dönüşümünün genel ifadesi;

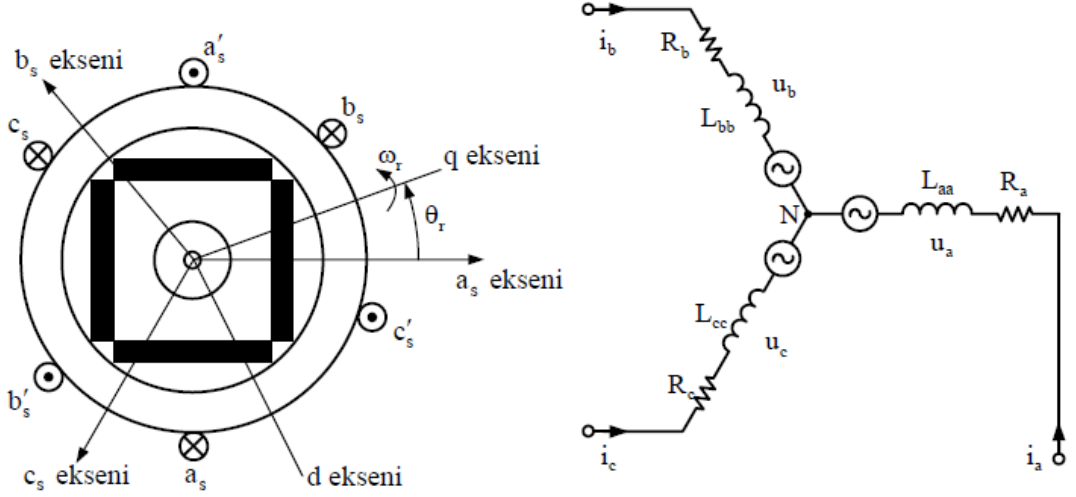
$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

şeklinde bulunur.

2.4. Sürekli mıknatıslı Senkron Motorun 3-Faz Sabit Referans Düzlem Modeli

SMSM'nin 3-faz modeli Şekil 2.10'da gösterilen motorun üç faz modelinden elde edilir. Bu şekilde makinenin fazlarının ve d-q eksenlerinin yerleri gösterilmiştir.

Her sargıda eşit büyüklükte N_s sarım sayısı ve R_s sargı direnci olduğu kabul edilmiştir.



Şekil 2.10 (a) Sürekli mıknatıslı senkron makine ve eksen takımları [27, 40]

(b) Stator sargıları eşdeğer devresi [12, 27]

Yapılacak analiz için sürekli mıknatıslı motorun rotorunda bulunan sürekli mıknatısların etkisi, sabit bir akım kaynağından uyarılan sargıda oluşacak etki gibi düşünülmüştür. Ayrıca; doyma etkisi ihmal edilmiştir, açık devre stator faz gerilimlerinin yaklaşık sinüzoidal olacak şekilde tasarlandığı düşünülmüştür ve stator akımlarının etkisi ile sabit mıknatısların mıknatısiyetlerini kaybetmeyecekleri kabul edilmiştir. [12].

Şekil 2.10'e göre 3-faz sisteminde stator gerilim denklemleri (2.20)'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
u_a &= R_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \\
u_b &= R_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \\
u_c &= R_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt}
\end{aligned} \tag{2.20}$$

3-faz sistemindeki toplu ifade;

$$\mathbf{u}_{abc} = \mathbf{R}_{abc} \mathbf{i}_{abc} + \frac{d\psi_{abc}}{dt} \tag{2.21}$$

Bu denklemlerin matris formunda ifadesi:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \tag{2.22}$$

şeklindedir.

Burada, \mathbf{u}_{abc} , faz-nötr gerilimlerini, ψ_{abc} faz sargılarının toplam akılarını, \mathbf{R}_{abc} ise stator sargı dirençlerini göstermektedir. ψ_{abc} ifadesinin açılımı aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & M_{ac}(\theta_r) \\ M_{ba}(\theta_r) & L_{bb}(\theta_r) & M_{bc}(\theta_r) \\ M_{ca}(\theta_r) & M_{cb}(\theta_r) & L_{cc}(\theta_r) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{Ma}(\theta_r) \\ \psi_{Mb}\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \psi_{Mb}\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{2.23}$$

Burada, $L_{xx}(\theta_r)$; x. faz sargısının öz endüktansı, $M_{xy}(\theta_r)$; x. faz sargısı ile y faz sargısı arasındaki karşılıklı endüktans ve $\psi_{Mx}(\theta_r)$; x. faz sargısında mıknatısların oluşturduğu akıdır. İki ifadenin birleştirilmesi ile;

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \mathbf{u}_a \\ \mathbf{u}_b \\ \mathbf{u}_c \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \mathbf{R}_a & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_b & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{R}_c \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_a \\ \mathbf{i}_b \\ \mathbf{i}_c \end{bmatrix} + \\
&+ \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{aa}(\theta_r) & \mathbf{M}_{ab}(\theta_r) & \mathbf{M}_{ac}(\theta_r) \\ \mathbf{M}_{ba}(\theta_r) & \mathbf{L}_{bb}(\theta_r) & \mathbf{M}_{bc}(\theta_r) \\ \mathbf{M}_{ca}(\theta_r) & \mathbf{M}_{cb}(\theta_r) & \mathbf{L}_{cc}(\theta_r) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_a \\ \mathbf{i}_b \\ \mathbf{i}_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_{Ma}(\theta_r) \\ \Psi_{Mb}\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Psi_{Mb}\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \right\} \quad (2.24)
\end{aligned}$$

denklemini bulunur. (2.24) basitleştirilmiş halde,

$$[\mathbf{u}_{abc}] = [\mathbf{R}_{abc}] \cdot [\mathbf{i}_{abc}] + \frac{d}{dt} \{ [\mathbf{L}_{abc}] \cdot [\mathbf{i}_{abc}] + [\Psi_{Mabc}] \} \quad (2.25)$$

şeklini alır. İşlemler parantez içlerine uygulanıp düzenlemeler yapılırsa;

$$\begin{aligned}
[\mathbf{u}_{abc}] &= [\mathbf{R}_{abc}] \cdot [\mathbf{i}_{abc}] + \frac{d}{dt} \{ [\mathbf{L}_{abc}] \cdot [\mathbf{i}_{abc}] \} + \frac{d}{dt} [\Psi_{Mabc}] \\
[\mathbf{u}_{abc}] &= [\mathbf{R}_{abc}] \cdot [\mathbf{i}_{abc}] + \frac{\partial [\mathbf{L}_{abc}]}{\partial \theta_r} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot [\mathbf{i}_{abc}] + [\mathbf{L}_{abc}] \cdot \frac{d[\mathbf{i}_{abc}]}{dt} + \frac{\partial [\Psi_{Mabc}]}{\partial \theta_r} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.26) \\
[\mathbf{u}_{abc}] &= [\mathbf{R}_{abc}] \cdot [\mathbf{i}_{abc}] + \frac{\partial [\mathbf{L}_{abc}]}{\partial \theta_r} \cdot \omega_r \cdot [\mathbf{i}_{abc}] + [\mathbf{L}_{abc}] \cdot \frac{d[\mathbf{i}_{abc}]}{dt} + \frac{\partial [\Psi_{Mabc}]}{\partial \theta_r} \cdot \omega_r
\end{aligned}$$

ifadeleri elde edilir. $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$ olmak üzere (2.26) denklemini makinanın gerilim

denklemini olarak tanımlanır.

Makinanın elektriksel moment ifadesi genel olarak;

$$T_e = P \left\{ \frac{1}{2} [\mathbf{I}]^T \cdot \frac{\partial [\mathbf{L}]}{\partial \theta_r} \cdot [\mathbf{I}] + [\mathbf{I}]^T \cdot \frac{\partial [\Psi_M]}{\partial \theta_r} \right\} \quad (2.27)$$

şeklinde tanımlanır. 3-faz sistemindeki değişkenleri yerlerine yazarak;

$$T_e = P \left\{ \frac{1}{2} [\mathbf{i}_{abc}]^T \cdot \frac{\partial [\mathbf{L}_{abc}]}{\partial \theta_r} \cdot [\mathbf{i}_{abc}] + [\mathbf{i}_{abc}]^T \cdot \frac{\partial [\Psi_{abc}]}{\partial \theta_r} \right\} \quad (2.28)$$

ifadesi bulunur. Moment ve rotor hızı arasındaki bağıntı;

$$\begin{aligned}
T_e - T_L &= J \cdot \left(\frac{1}{p} \right) \cdot \frac{d\omega_e}{dt} + B_m \left(\frac{1}{p} \right) \cdot \omega_e \\
\omega_e &= \frac{d\theta_e}{dt} \\
\theta_r &= \theta_e \left(\frac{1}{p} \right)
\end{aligned} \tag{2.29}$$

şeklinde tanımlanır.

Yukarıdaki bağıntıda J, birimi kgm^2 olan, yüke bağlı atalet momentidir. T_L yük momentini, B_m birimi Nms/rad olan, makine ve dönen sistemin sönüm katsayısını temsil etmektedir. B_m çok küçük olduğu için genellikle ihmal edilir. ω_e elektriksel açısal hız, ω_r rotor açısal hızı, θ_e elektriksel konum, θ_r ise rotor konumu olarak tanımlanır.

Zamanla değişen endüktansları sabit katsayılar haline getirerek çözümde kolaylık oluşturmak için qd0 dönüşümü uygulanır. Makina modeli idealleştirilmiş olduğundan rotor sargılarının eksenlerinin q-d eksenleri üzerinde olduğu varsayılarak, qd0 dönüşümü sadece stator sargı büyüklükleri üzerine uygulanacaktır. Bu dönüşüm için d-ekseni N kutbu üzerine gelecek ve ω_r hızında dönecek şekilde ayarlanır. Stator değişkenlerini rotor qd0 eksenine dönüştürmek için, Denklem (2.16)' dan faydalanılarak oluşturulan $K_{qd0}^r(\theta_r)$ dönüşüm matrisi kullanılır [31]. Bu matris;

$$K_{qd0}^r(\theta_r) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_r) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \tag{2.30}$$

şeklindedir. Dönüşüm (2.31)'e göre yapılır;

$$\mathbf{f}_{qd0}^r = \mathbf{K}_{qd0}^r \cdot \mathbf{f}_{abc}^s \quad (2.31)$$

Burada f akı, akım veya gerilim olabilir. Ters dönüşüm ise (2.32) kullanılarak yapılır.

$$\mathbf{f}_{abc}^s = \left(\mathbf{K}_{qd0}^r \right)^{-1} \cdot \mathbf{f}_{qd0}^r \quad (2.32)$$

Burada ters dönüşüm matrisi (2.19) ifadesinde de verildiği gibi;

$$\left(\mathbf{K}_{qd0}^r(\theta_r) \right)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

şeklinde elde edilir. Bu dönüşüm stator gerilim, akım ve akılarına uygulanırsa;

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{dq0} &= \mathbf{K}_{qd0}^r(\theta_r) \cdot \mathbf{u}_s \\ \mathbf{i}_{dq0} &= \mathbf{K}_{qd0}^r(\theta_r) \cdot \mathbf{i}_s \\ \Psi_{dq0} &= \mathbf{K}_{qd0}^r(\theta_r) \cdot \Psi_s \end{aligned} \quad (2.34)$$

Burada,

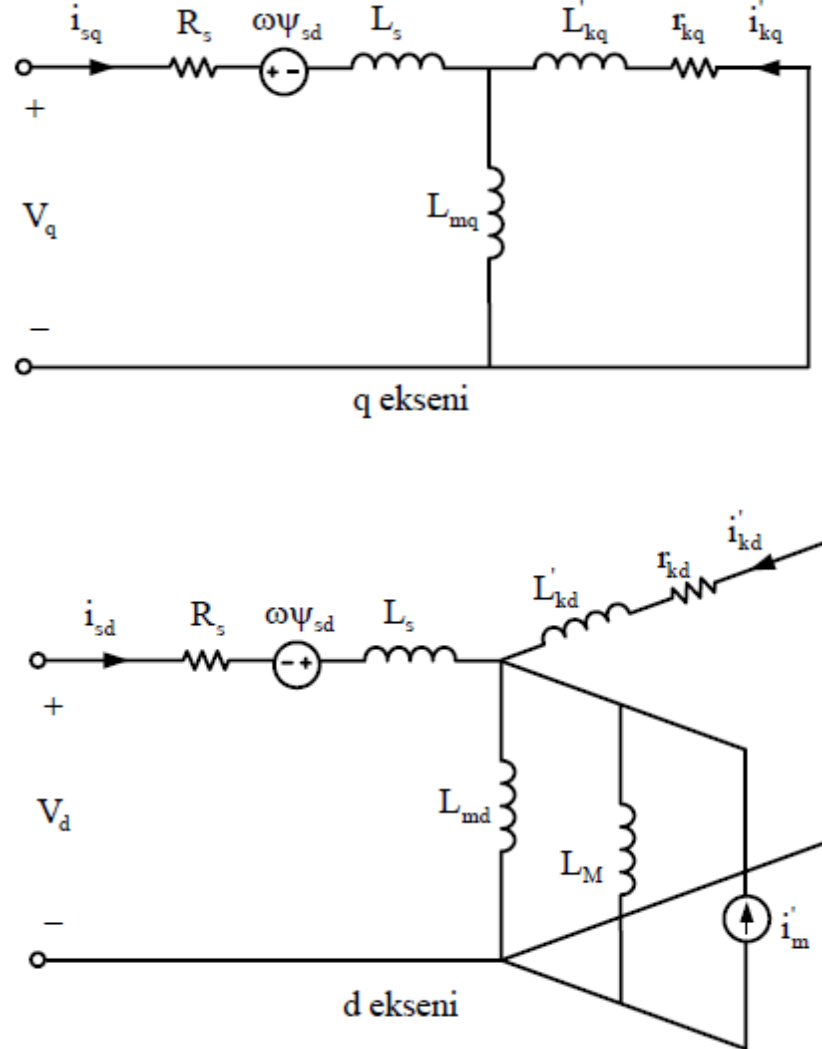
$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{dq0} &= \left[\mathbf{u}_{sq} \quad \mathbf{u}_{sd} \quad \mathbf{u}_0 \right]^T \\ \mathbf{i}_{dq0} &= \left[\mathbf{i}_{sq} \quad \mathbf{i}_{sd} \quad \mathbf{i}_0 \right]^T \\ \Psi_{dq0} &= \left[\Psi_{sq} \quad \Psi_{sd} \quad \Psi_0 \right]^T \end{aligned} \quad (2.35)$$

olduğu bilinmektedir.

2.5. SMSM' nin qd0 Eşdeğer Devresi ve Devre Denklemleri

Sürekli mıknatıslı senkron motorun geçici rejim davranışlarını bulmak için kullanılan iki eksen yöntemine göre eşdeğer devresi Şekil 2.11'de gösterilmiştir. Bu devrede görülen \mathbf{i}'_m akımı statora indirgenmiş sürekli mıknatısların eşdeğer

mıknatıslama akımıdır [12]. Şekil 2.11’de statora indirgenmiş değişkenler (') indisi ile gösterilmiştir.



Şekil 2.11 Sürekli mıknatıslı senkron motorun qd0 eşdeğer devresi [12, 27]

qd0 ifadelerini yukarıdaki qd0 eşdeğer devrelerindeki parametreler ile uygulanarak makina modeli için gerilim ve akı denklemleri aşağıdaki gibi türetilir [12].

Gerilim denklemleri:

$$\left. \begin{aligned}
u_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \psi_{sd} \frac{d\theta_r}{dt} \\
u_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \psi_{sq} \frac{d\theta_r}{dt} \\
u_0 &= R_s i_0 + \frac{d\psi_0}{dt} \\
0 &= r'_{kd} i'_{kd} + \frac{d\psi_{kd}}{dt} \\
0 &= r'_{kq} i'_{kq} + \frac{d\psi_{kq}}{dt}
\end{aligned} \right\} \quad (2.36)$$

Bu ifadeler $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ dönüşümü uygulanarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} - \omega_r \psi_{sq} \quad (2.37)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} + \omega_r \psi_{sd} \quad (2.38)$$

Akı denklemleri:

$$\left. \begin{aligned}
\psi_{sq} &= L_{sq} i_{sq} + L_{mq} i'_{kq} \\
\psi_{sd} &= L_{sd} i_{sd} + L_{md} i'_{kd} + L_{md} i'_m \\
\psi_0 &= L_s i_0 \\
\psi'_{kq} &= L_{mq} i'_{sq} + L'_{kq} i'_{kq} \\
\psi'_{kd} &= L_{md} i'_{sd} + L'_{kd} i'_{kd} + L_{md} i'_m
\end{aligned} \right\} \quad (2.39)$$

Buradaki ifadelerde; kd indisi ile makinanın damper (amortisör) sargılarına ait büyüklükler ifade edilmektedir. L_{md} ve L_{mq} ise stator mıknatıslanma endüktanslarıdır.

Bu ifadeler daha basit halde aşağıdaki gibi ifade edilebilir [41].

$$\psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \psi_M \quad (2.40)$$

$$\psi_{sq} = L_{sq} i_{sq} \quad (2.41)$$

2.5.1. Stator Gerilimlerinin qd0 Eksenine Dönüştürülmesi

Denklem (2.20)'den u_s , (2.42)'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} u_s &= R_s i_s + \frac{d}{dt} \psi_s \\ u_{abc} &= R_s i_{abc} + \frac{d}{dt} \psi_{abc} \end{aligned} \quad (2.42)$$

(2.42) ifadesine dönüşüm uygulanırsa;

$$u_{qd0} = K_{qd0}^r \cdot R_s \cdot (K_{qd0}^r)^{-1} \cdot i_{qd0} + K_{qd0}^r \frac{d}{dt} \left[(K_{qd0}^r)^{-1} \psi_{qd0} \right] \quad (2.43)$$

bulunur. (2.43) ifadesinin ilk teriminin,

$$K_{qd0}^r \cdot R_s \cdot (K_{qd0}^r)^{-1} \cdot i_{qd0} = R_s \cdot i_{qd0} \quad (2.44)$$

şeklinde olduğu görülmektedir.

(2.43) ifadesinin 2. terimi ise,

$$K_{qd0}^r \frac{d}{dt} \left[(K_{qd0}^r)^{-1} \psi_{qd0} \right] = K_{qd0}^r \left[\left(\frac{d}{dt} (K_{qd0}^r)^{-1} \right) \cdot \psi_{qd0} + (K_{qd0}^r)^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \psi_{qd0} \right] \quad (2.45)$$

şeklindedir. Burada (2.33) ifadesi kullanılarak;

$$\left(\frac{d}{dt} (K_{qd0}^r)^{-1} \right) \cdot \psi_{qd0} = \omega_r \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 \\ -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \cdot \psi_{qd0} \quad (2.46)$$

şeklinde yazılır. Gerekli düzenlemeler yapılsa;

$$K_{qd0}^r \left(\frac{d}{dt} (K_{qd0}^r)^{-1} \right) \cdot \psi_{qd0} = \omega_r \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \psi_{qd0} \quad (2.47)$$

ifadesi bulunur. Burada; $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ dir. (2.43)'in son terimi ise denklem (2.48) gibi sadeleştirilir.

$$\mathbf{K}_{qd0}^r \cdot (\mathbf{K}_{qd0}^r)^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \Psi_{qd0} = \frac{d}{dt} \Psi_{qd0} \quad (2.48)$$

Tüm bu işlemlerden sonra idealleştirilmiş model için (2.43)'de tanımlanan gerilim eşitliği (2.49)'deki gibi bulunur.

$$\mathbf{u}_{qd0} = \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{i}_{qd0} + \omega_r \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \Psi_{qd0} + \frac{d}{dt} \Psi_{qd0} \quad (2.49)$$

Elektromanyetik moment, statordan hava aralığına transfer olan güç tarafından üretilir. Makinaya giren toplam güç;

$$\begin{aligned} P_g &= \frac{3}{2} (\mathbf{u}_{sq} \mathbf{i}_{sq} + \mathbf{u}_{sd} \mathbf{i}_{sd}) + 3\mathbf{u}_0 + P_{mag} \\ P_g &= \frac{3}{2} \left(\mathbf{R}_s (\mathbf{i}_{sq}^2 + \mathbf{i}_{sd}^2) + \mathbf{i}_{sq} \frac{d\Psi_{sq}}{dt} + \mathbf{i}_{sd} \frac{d\Psi_{sd}}{dt} + \omega_e (\Psi_{sd} \mathbf{i}_{sq} - \Psi_{sq} \mathbf{i}_{sd}) \right) + \\ &+ 3\mathbf{i}_0 \mathbf{R}_0 + 3\mathbf{i}_0 \frac{d\Psi_0}{dt} + P_{mag} \end{aligned} \quad (2.50)$$

formülü ile hesaplanır [27]. Burada P_{mag} ; sabit mıknatıslar tarafından sağlanan uyarma gücüdür. (2.50) ifadesinde küçük güçler ihmal edilirse hava aralığı gücü (iç güç) olarak (2.51) denklemini elde edilir.

$$P_i = \frac{3}{2} \omega_e (\Psi_{sd} \mathbf{i}_{sq} - \Psi_{sq} \mathbf{i}_{sd}) \quad (2.51)$$

2p kutuplu bir makina için elektriksel açısal hız,

$$\omega_e = p \cdot \omega_r \quad (2.52)$$

olarak tanımlanır. Burada ω_r mekanik açısal hızdır. (2.52) ifadesi (2.51) içinde yerine yazılırsa iç güç ifadesi (2.53)'deki hale dönüşür.

$$P_i = \frac{3}{2} p \omega_r (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \quad (2.53)$$

Elektriksel moment ise elektriksel güç mekaniksel açısal hıza bölünerek (2.54)'deki gibi bulunur [27].

$$T_e = \frac{P_i}{\omega_r} = \frac{3}{2} p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \quad (2.54)$$

(2.54) denklemini, (2.39) eşitlikleri kullanılarak açık halde yazıldığında (2.55) haline dönüşür.

$$T_e = \underbrace{\frac{3}{2} p (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}}_{\text{Relüktans momenti bileşeni}} + \underbrace{\frac{3}{2} p (L_{md} i'_{kd} i_{sq} - L_{mq} i'_{kq} i_{sd})}_{\text{Asenkron moment bileşeni}} + \underbrace{\frac{3}{2} p L_{md} i'_{m} i_{sq}}_{\text{Uyarma momenti bileşeni}} \quad (2.55)$$

Denklem (2.55) üç farklı moment bileşeninden oluşur. Relüktans momenti; mıknatısları rotor içine yerleştirilmiş motorlarda $L_{sd} < L_{sq}$ olduğundan negatiftir, mıknatısları rotor yüzeyine yerleştirilmiş motorlarda $L_{sd} = L_{sq}$ olduğundan sıfırdır. Asenkron moment kısa devre sargılarından dolayı oluşur. Uyarma momentini ise sabit mıknatısların oluşturduğu alan üretir. [12]

(2.55) daha basit halde aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \quad (2.56)$$

(2.40) ve (2.41) ifadeleri yerlerine yazılırsa;

$$T_e = \frac{3}{2} p \left[\psi_M i_{sq} - (L_{sq} - L_{sd}) i_{sd} i_{sq} \right] \quad (2.57)$$

bulunur.

3. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN KONTROL YÖNTEMLERİ

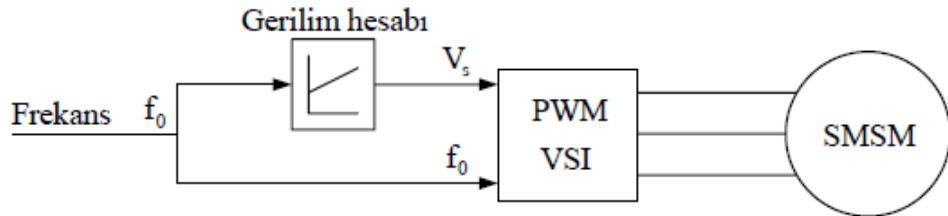
3.1. Giriş

Değişken frekanslı sürücülerde kullanılan kontrol teknikleri şu şekilde sınıflandırılabilir:

- Skaler Kontrol (V / f Kontrol)
- Vektörel Kontrol (Dolaylı Moment Kontrolü, FOC)
- Doğrudan Moment Kontrolü (DTC)

3.2. Skaler Kontrol (V / f Kontrol)

Bu kontrol yönteminde, motor, PWM İnverter tarafından üretilmiş değişken frekans sinyalleri ile beslenir. Bu yöntemde, momenti sabit tutabilmek amacıyla, V / f oranı sabit tutulur. Genellikle uygulamalarda açık çevrim olarak karşımıza çıkan bu yöntem, giriş gerilim ve frekansının kontrolüyle ilgilenir. Uygulaması kolay ve maliyeti düşük bir yöntemdir. Yöntemin dezavantajı, yüke bağlı olarak gelişen momentin doğrudan kontrol edilememesidir. Bununla birlikte, inverterin önceden tanımlanmış anahtarlama tablosu nedeniyle kontrolün geçiş cevabı hızlı değildir. Böyle bir kontrol için blok diyagram aşağıda görülmektedir.



Şekil 3.1 V/f kontrolünün blok diyagramı [27]

3.3. Vektörel Kontrol

Son yıllarda AC motorların kontrolü için Vektör kontrolü olarak adlandırılan yeni bir kontrol yöntemi geliştirilmiştir. Vektör kontrolü, serbest uyarımlı DC makinalarında sağlanan dinamik performansı AC motor kontrolünde de mümkün hale getirmiştir. Vektör kontrolü, AC motor sürücülerinin düşük dinamik performansının AC motorun kendi özelliklerinden kaynaklanmadığını göstermiştir. Bu nedenle vektör kontrolü, son yıllarda ayarlanabilir hızlı elektrik motor sürücüler alanındaki en önemli gelişmedir.

Alternatif akım motorlarının servo uygulamalar gibi yüksek performanslı uygulamalarda yerini çok geç alması, alternatif akım motorlarının doğru akım motorlarıyla karşılaştırıldığında zayıf dinamik performanslarından dolayıdır. Doğru akım motorlarının sahip olduğu bu yüksek dinamik performans DC motorun endüvi devresi ve alan devresinin magnetik olarak ayırık olmasından kaynaklanmaktadır. Alan devresi ile endüvi devresi arasında herhangi bir magnetik ilişki yoktur. DC motorlarda olduğu gibi AC motorlarda da moment üretimi akım ve akının karşılıklı etkileşmesi sonucunda oluşur. Vektör kontrolünün temel prensibi; moment ve akı üretimini üstlenen akımın bileşenlerine ayrılmasına ve bunların bağımsız olarak kontrol edilmesine dayanır. Sürekli mıknatıslı senkron motorlarda vektör kontrolü diğer AC makinalara göre daha kolaydır. Bunun sebebi, rotor alan akısının sabit oluşu ve devir sayısı ile değişmeysidir [27].

Sürekli mıknatıslı senkron motorda rotordaki uyarım mıknatıslarla sağlandığından, stator akımları bileşenlerinden rotor manyetik alanını meydana getiren bileşen olan (i_{sd})'ya ihtiyaç kalmamıştır. Bunun yerine fırçasız DC motordaki

gibi stator akımının moment üreten bileşenine i_{sq} ihtiyaç vardır. Motorun anma hızına kadar olan hızlarda moment kontrolü i_{sq} akımı ile yapılır.

Genel olarak 3 farklı vektör kontrolü tanımlanabilir:

- Stator akı yönlendirmeli kontrol
- Rotor akı yönlendirmeli kontrol
- Mıknatıslanma akı yönlendirmeli kontrol

Bu kontrol şeklinde moment ana giriş referansı değildir ve bu nedenle de “dolaylı moment kontrolü” olarak bilinir. Sonuçta, alan yönlendirmenin sınırlayıcı özelliği nedeniyle, akı açısının ölçülmesi ve tahmin edilmesi düşünülmüştür. Ölçüm metoduna bağlı olarak vektör kontrolü 2 kategoriye ayrılmıştır:

- Dolaylı Vektörel Kontrol
- Doğrudan Vektörel Kontrol

Vektör kontrolünün avantajları, Skaler kontrolle karşılaştırıldığında, daha iyi moment cevabı olması, sıfır hıza yakınken tam yük momenti, kesin hız kontrolü, DC sürüşe yakınlık olarak sayılabilir. Geri besleme elemanları nedeniyle, bu yöntemin, Skaler kontrole göre daha pahalı oluşu yöntemin dezavantajıdır. Bununla birlikte gerçek zamanda hız hesabı için karmaşık bir algoritmaya gereksinim duyulur [27, 44].

3.3.1. Uzay Vektör PWM

Güç elektroniği devrelerinde kullanılan en genel modülasyon metodu sinüzoidal PWM'dir. Ancak bu metotta, maksimum çıkış gerilimi düşük ve anahtarlama sayısı yüksektir. Bu sakıncaları ortadan kaldırmak için çeşitli metodlar geliştirilmiştir. Bu metodlar hala kullanılmakta ise de özel olarak seçilen referans

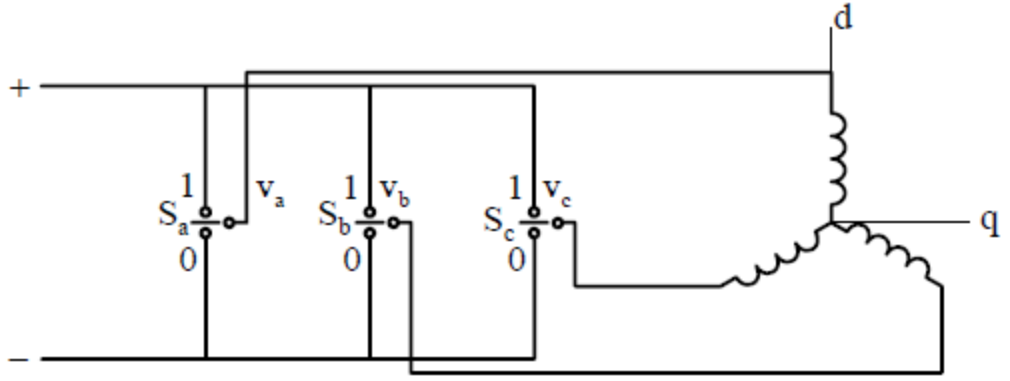
dalga ve onunla senkronize olan bir taşıyıcıdalga gerektirdiğinden kontrol devresi oldukça karmaşıktır.

Özellikle son yıllarda, sinüzoidal modülasyonun sayısal bir alternatifi olarak PWM dalga şekilleri üretmek amacıyla, uzay vektör fikrine dayanan yeni bir PWM metodu geliştirilmiştir. Uzay 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. Ayrıca inverter anahtarlama kayıpları büyük ölçüde azalırken, aynı zamanda kaliteli bir AC çıkış akımı sağlanabilir.

AC makinaların analizinde kullanılan uzay vektörü kavramı, üç fazlı gerilim beslemeli inverterlerin analizinde de kullanılabilir. Üç fazlı sinüzoidal gerilimlerin uzay vektörü, d ve q sabit eksen takımlarında sabit genlikli ve sabit açısal hızla dönen bir vektördür.

Vektör kontrol yöntemlerinde, sabit eksen takımındaki sekiz farklı gerilim vektörü ile üç fazlı sinüzoidal akımların üretilmesi için kullanılan teknikler arasında en uygun olanı uzay vektör modülasyonu (SVM) tekniğidir. SVM tekniği ile gerilim vektörünün genliğini ve fazını istenilen yörüngede kontrol etmek mümkündür [39].

Üç fazlı gerilim beslemeli inverterlerin normal çalışması, aynı koldaki iki elemanın aynı anda iletimde olmamasını gerektirir. Bu sebeple üç fazlı inverter, yapı olarak iki durumlu üç mekanik anahtar ile tanımlanır. Şekil 3.2'de üç fazlı SMSM motoru besleyen gerilim beslemeli inverter devresi görülmektedir.

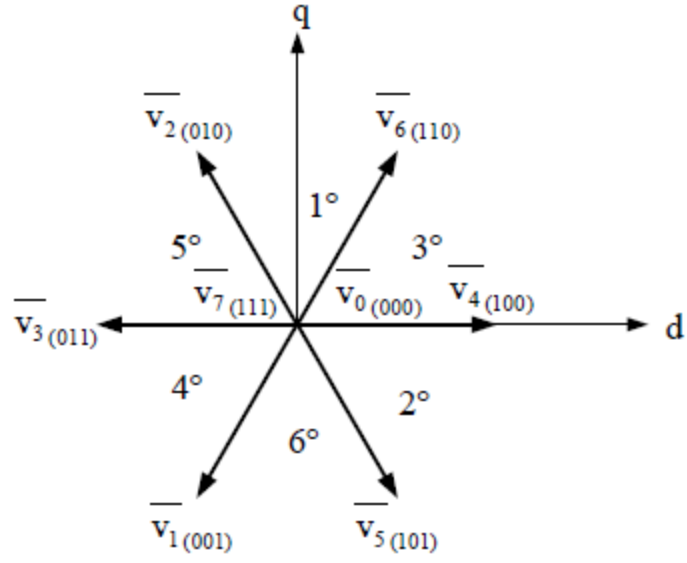


Şekil 3.2 Üç fazlı inverter şeması [27, 43]

Her bir inverter faz kolunun anahtarlama durumu ayrı ayrı S_a , S_b ve S_c anahtarlama fonksiyonları tarafından kontrol edilir. Anahtarlama fonksiyonu, inverter fazı kaynak geriliminin pozitif ucuna bağlandığında "1", negatif ucuna bağlandığında ise "0" değerini alır. Buna göre;

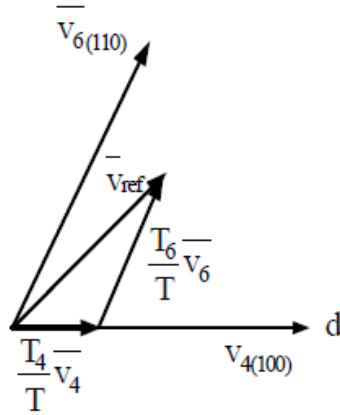
$$S_{a,b,c} = \begin{cases} 1 \rightarrow +V_d \\ 0 \rightarrow -V_d \end{cases} \quad (3.1)$$

olur. Üç fazlı inverter yapı olarak iki durumlu üç mekanik anahtar ile tanımlandığından ($2^3=8$) sekiz farklı anahtar kombinasyonu mümkündür. Bu sekiz anahtar kombinasyonu sekiz adet faz-gerilim kombinasyonunu belirler. Şekil 3.3'deki diyagram bu kombinasyonları gösterir.



Şekil 3.3 Uzay vektör modülasyonunda vektörler ve bölgeler [27,39]

Vektörler düzlemi simetrik altıgen oluşturacak şekilde altı bölgeye ayırır. Bölge dağılımına bağlı kalınarak gerilim referansının içinde olduğu iki komşu vektör seçilir. Referans vektör \bar{v}_{ref} 'i üçüncü bölgede varsayarak Şekil 3.4'deki durum elde edilir.



Şekil 3.4 Komşu vektörlerin bileşimi olarak referans vektör [27, 39]

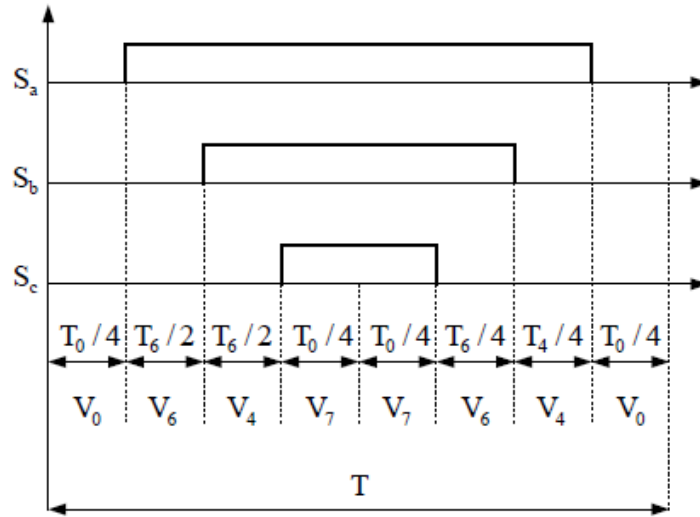
$\bar{v}_4 - \bar{v}_6$ vektörleri aktif vektörler olarak adlandırılır. Sıfır gerilim vektörleri olarak adlandırılan $\bar{v}_0 - \bar{v}_7$ gerilim vektörleri, stator sargılarını kısa devre eder ve stator akısında bir değişiklik oluşturmaz. Şekil 3.4 ve Şekil 3.5'de T_4 ve T_6 , \bar{v}_4, \bar{v}_6

vektörlerinin iletimde bulunduğu zamanlar ve T_0 ise sıfır vektörlerinin iletim dışı bulunduğu zamandır. Referans gerilim ve örnekleme periyodu bilindiğine göre, bilinmeyen T_4 , T_6 ve T_0 'ı aşağıdaki denklem sistemi ile ifade etmek mümkündür [27, 39].

$$T = T_4 + T_6 + T_0 \quad (3.2)$$

$$V_{\text{ref}} = \frac{T_4}{T} V_4 + \frac{T_6}{T} V_6 \quad (3.3)$$

Üretilen uzay vektör modülasyon dalga şekilleri, her bir modülasyon periyodunun yarı değerinde ve birbirleriyle simetriktr. Şekil 4.5 bu dalga şeklini verir.



Şekil 3.5 Üçüncü bölgede SVM dağılımı [27, 39]

Burada, üretilmek istenilen \bar{v}_{ref} referans gerilim vektörünün sabit eksen takımındaki bileşenleri v_{sdref} ve v_{sqref} ile V_{dc} gerilimi giriş olarak alınır. V_{sdref} ve v_{sqref} kullanılarak v_{ref} gerilim vektörünün bulunduğu bölge tespit edilir. Anahtarlama frekansı T periyodunun genliği ile doğrudan kontrol edilir.

3.3.2. Mıknatısları Rotorun Üzerinde Bulunan Sürekli mıknatıslı Senkron Motorlarda Vektör Kontrolü

Bu motorlarda mıknatıslar rotorun üzerine yerleştirilmiştir ve manyetik doyma etkisi ihmal edilmiştir. Böylece sabit mıknatıslar eşdeğer sabit akım kaynakları gibi kabul edilebilmektedir ($I_M = \text{sabit}$). Bu durumda, rotor referans eksen takımında, rotor akım fazörü aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\bar{i}_r = I_M = \text{sabit} \quad (3.4)$$

Mıknatıslar statorun referans eksenine göre θ_r açısında bulunmaktadır. Rotorda (dq) referans ekseninde, sabit mıknatıslardan dolayı oluşan kaçak akı aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\psi_M = L_M \bar{i}_r = L_M I_M \quad (3.5)$$

Senkron reaktans değeri küçük iken ψ_M mıknatıslanma akısı, uzay vektörünün modülüne eşittir. Bu yüzden ψ_M ve mıknatıslanma akısı ve stator akı uzay vektörü arasındaki açının değeri küçüktür. Bu açı yük açısıdır ve δ ile ifade edilir.

Mıknatıs kaçak akısı ψ_M uygulamalarda elde edilebilmektedir. Rotor sabit bir hızda dönerken, stator sargılarında endüklenen emk mıknatıs akısı ile orantılı olmaktadır. Böylece, mıknatıs kaçak akısı, kaynak geriliminin rotor hızına bölünmesi ile elde edilebilir. (3.5) eşitliğini takip ederek, mıknatıslanma endüktansı ve mıknatıs kaçak akısının değerlerinin bilinmesi ile rotor akımı da elde edilebilmektedir. Rotor akımı, çift kutup sayısı, mıknatıs malzemenin akı yoğunluğu ve mıknatısların radyal kalınlığına bağlıdır [41].

Simetrik üç fazlı statoru sargılı ve mıknatısları rotorun üzerinde bulunan sürekli mıknatıslı senkron makinanın elektromanyetik momenti, fiziksel olarak mıknatısların stator magneto motor kuvvet eksenini ile aynı hizada olmasından dolayı relüktans momenti bileşeni olmaksızın elde edilebilmektedir. Böylece mıknatıs momenti, stator magneto motor kuvveti ve rotorun referans eksenini arasındaki açı ile sinüzoidal olarak değişmektedir. Bu durum (3.6) eşitliğinde ifade edilmiştir. Buna göre elektromanyetik moment aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$T_e = \frac{3}{2} p L_M I_M i_{sq} = \frac{3}{2} p \Psi_M i_{sq} \quad (3.6)$$

Burada, Şekil 3.6'de gösterildiği gibi i_{sq} rotor referans eksen takımında ifade edilen, stator akımı uzay vektörü \vec{i}_s 'in enine eksen bileşenidir.

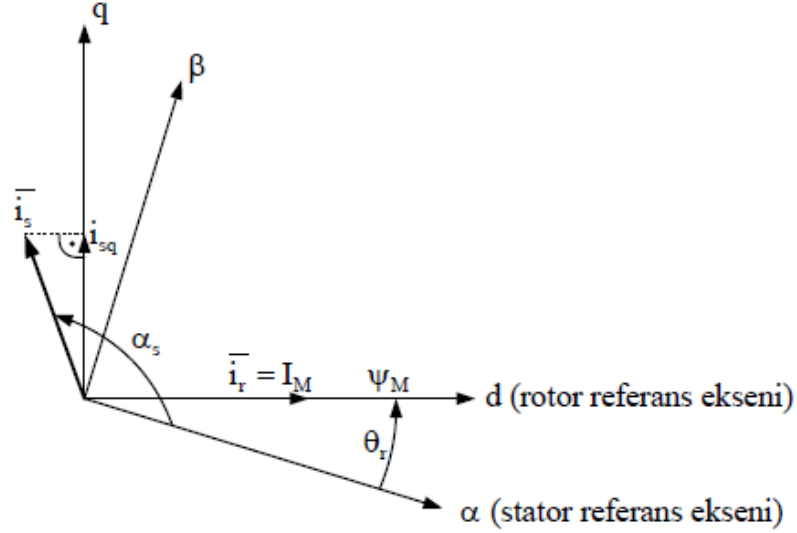
Şekil 3.6'a göre stator akımı uzay fazörünün açısı, stator referans eksenine göre α_s 'dir ve sarotor referans eksen takımına göre uzay açısı $\alpha_s - \theta_r$ olduğundan (3.6) eşitliği aşağıdaki biçimine dönüştürülebilir.

$$T_e = \frac{3}{2} p \Psi_M |\vec{i}_s| \sin(\alpha_s - \theta_r) \quad (3.7)$$

Burada $|\vec{i}_s|$ stator akımı uzay fazörünün modülüdür. Böylece moment, $(\alpha_s - \theta_r)$ açısının sinüsü ile değişmektedir. Sürekli mıknatıslar tarafından üretilen akımın sabit olduğu kabul edildiğinde, elektromanyetik moment, rotor referans ekseninde ifade edilen enine eksen stator akımı i_{sq} 'nin değiştirilmesi ile değişmektedir. (3.7) eşitliğine göre maksimum moment, moment açısı 90° olduğunda elde edilmektedir. Eğer enine eksen stator akımı hızlı bir şekilde değiştirilebilirse, hızlı bir moment cevabı elde edilebilir. Bu da akım kontrollü PWM inverterin

uygulanması ile mümkün olabilir. Bu şartlar altında sürekli mıknatıslı senkron motorun rotor alan yönlendirmeli kontrolü mümkün olmaktadır [41].

3.3.3. Sürekli mıknatıslı Senkron Motorun Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrolü



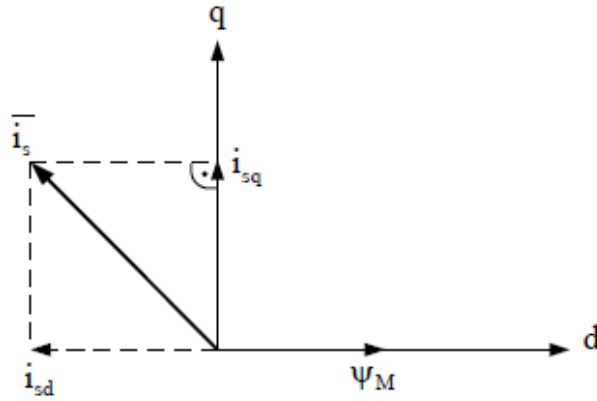
Şekil 3.6 SMSM 'un ve rotor akımı uzay fazörleri ve uyarma akısı [27, 41]

Uyarma akısı rotor referans eksenine ile çakışıktır. Böylece pozisyon bilgisi, rotor açısı θ_r 'nin veya rotor hızı ω_r 'nin izlenmesi ile rotor milinden doğrudan elde edilebilmektedir. Uygulamada rotor hızı analog takometre ile ve rotor açısı da bir enkoder ile belirlenebilir. Ayrıca, rotor hızı rotor açısının türevinin alınması ile de elde edilebilmektedir ($\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$). Senkron makinanın rotor hızı, stator akım ve gerilim değerlerinin izlenmesi ve gerilim eşitliklerinin kullanılması ile elde edilebilmektedir. Bazı üreticiler rotor hızının veya rotor açısının izlenmesinde algılayıcısız uygulamaları tercih etmektedirler. Belirli bir stator akımında en büyük momenti

üretmek için, en verimli uygulama, enine eksen stator akımı uzay fazörü bileşeni (i_{sq})'nun kontrolü ile sağlanmaktadır.

Optimal çalışma koşulunda makinanın stator sargılarını besleyen inverterden yeterli gerilim sağlanabilir ve bu çalışma düşük hızlar için uygundur. Buna rağmen, yüksek hızlarda (sabit güç bölgesinde) kaynak gerilimi de artan stator emk'sına uygun olarak arttırılmalıdır. Artan stator kaynak gerilimi, inverterin gerilim değerinde bir artışı gerektirmektedir. Bu nedenle, makinanın kaynak gerilimini, inverterin tepe gerilimi ile sınırlandırmak için alan zayıflamasına gidilmelidir.

Küçük güçlü sürücülerde, alan zayıflamasına gerek duyulmamaktadır. Alan zayıflaması etkisi, rotor referans ekseninde, enine eksen stator akımı bileşeni i_{sq} 'ya ek olarak referans eksen bileşeni i_{sd} 'yi de içeren stator akımı uzay fazörünün kontrol edilmesi ile gerçekleştirilir. Düşük hızlardaki uygulamalar için kullanılan i_{sq} 'nun da yer aldığı fazör diyagram Şekil 3.7'da gösterilmiştir.



Şekil 3.7 Alan zayıflama aralığında sürekli mıknatıslı senkron motorun uzay fazörleri [27, 44]

Stator gerilimleri, sürekli mıknatıslı senkron motorun sürekli hal stator eşitliklerinin kullanılması ile elde edilebilmektedir. Rotor referans ekseninde rotor büyüklükleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{pmatrix} \bar{u}_s \\ \bar{u}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} L_s & L_M e^{j\theta_r} \\ L_M e^{-j\theta_r} & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

Yukarıdaki eşitlikten stator gerilimi eşitliği aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + L_M \frac{d}{dt} (\bar{i}_r e^{j\theta_r}) \quad (3.9)$$

stator gerilimi uzay fazörü

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{d}{dt} (\psi_M e^{j\theta_r}) \quad (3.10)$$

şeklinde elde edilir.

Gerekli olan diferansiyel dönüşümler ile uyarma akısı sabit iken stator gerilimi;

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + j\omega_r \psi_M e^{j\theta_r} \quad (3.11)$$

şeklinde yazılabilir.

$\theta_r = \omega t$ ve $\omega =$ sabit olduğu sürekli halde, sabit referans ekseninde stator akımlarının uzay fazörü $\bar{i}_s = \bar{I}_s e^{j\omega t}$ 'dir. Aynı referans ekseninde gerilim uzay fazörü,

$$\bar{u}_s = \bar{U}_s e^{j\omega t} \quad (3.12)$$

olur.

Verilen ifadeler ile (3.11) eşitliği sürekli rejimde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega L_s \bar{I}_s + \bar{U}_p = Z_s \bar{I}_s + \bar{U}_p \quad (3.13)$$

$$\bar{U}_p = j\omega \psi_M \quad (3.14)$$

U_p stator sargısında endüklenen emk , $Z_s = R_s + j\omega L_s = R_s + jX_s$ stator sargısının empedansı, X_s ise senkron reaktanstır.

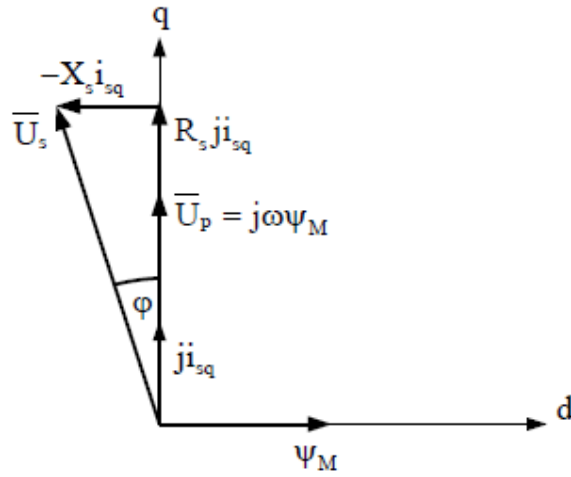
(3.13) ve (3.14) eşitliklerinin kullanılması ile Şekil 3.8 ve Şekil 3.9'de gösterilen sürekli hal fazör diyagramları elde edilmektedir. Şekil 3.8'de referans

eksen stator akımı bileşeninin olmadığı sürekli hal fazör diyagramında görülmektedir. Burada;

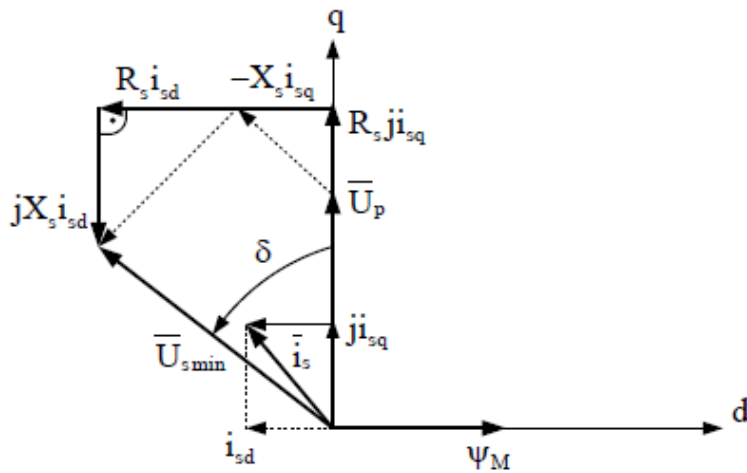
$\bar{I}_s = j\bar{i}_{sq}$ 'dur. Bu ifade dikkate alınarak \bar{U}_s gerilimi,

$$\bar{U}_s = (R_s + j\omega L_s) j\bar{i}_{sq} + \bar{U}_p \quad (3.15)$$

şeklinde elde edilir.



Şekil 3.8 Sürekli mıknatıslı senkron motorun sürekli hal fazör diyagramları sabit moment bölgesindeki çalışma [27, 41]



Şekil 3.9 Sürekli mıknatıslı senkron motorun sürekli hal fazör diyagramları sabit güç bölgesindeki çalışma [27, 41]

$$\bar{U}_s = (R_s + j\omega L_s) j i_{sq} + \bar{U}_p + (R_s + j\omega L_s) i_{sd} \quad (3.16)$$

şeklinde yazılabilir. Ancak burada d eksenini boyunca alan zayıflatılması için kullanılan i_{sd} bileşeninden dolayı stator akımları artar. Bu durumda artan stator akımlarından dolayı bakır kayıpları artar ve sürücünün verimi azalır.

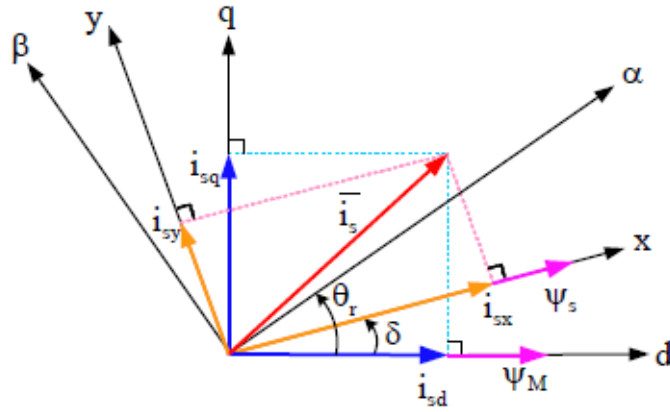
3.4. Doğrudan Moment Kontrolü (DTC)

Doğrudan moment kontrolü (DTC) teorisinin ilk yayınlanması, 1971 yılı öncesine Alman mühendis Blaschke'e kadar uzanır. Doğrudan moment kontrollü sürücü, ABB firması tarafından geliştirilen bir teknoloji olup AC, DC veya servo sürücü gibi çalışabilme yeteneğine sahip olan ilk universal sürücüdür ve 1995 yılının sonlarına doğru üretilmiştir. DTC' li sürücüde, elde edilen gerilim ve akım cevap verme süreleri tamamen motor tarafından belirlenir ve inverter artık bir kısıtlayıcı faktör olmaktan çıkar [41]. DTC' de, akı ve momentin her ikisi de histerezis denetleyici ile kontrol edilir ve PWM modülatörü ile ilgili gecikmeler ortadan kalkar. PWM modülatörü yerine optimum anahtarlama mantığı kullanılır. Böylece, DC sürücünün sahip olduğu moment kontrol ve doğrudan akı kontrolü ile hızlı cevap verme gibi özellikler elde edilir. Moment cevabı, DC veya akı vektör kontrolü ile mümkün olandan iyidir. Orta seviyeli hız doğruluğu (%0,1 - %10) için hız algılayıcı ihtiyacı ortadan kalkar. Değişken hızlı sürücü uygulamalarının çoğunda moment kontrolü gerekli olup hız kontrolü gerekmez. Hassas hız kontrolü gerektirmeyen dizel elektrikli lokomotifler ve elektrikli otomobil gibi taşıma uygulamalarında, elektromanyetik moment doğrudan kontrol edilir ve hız kontrolü kullanılmaz. Doğrudan moment kontrolü yöntemi, özellikle bu uygulamalar için idealdir.

3.4.1. Stator Akı Referans Sisteminde Motor Denklemleri

Stator manyetik akı vektörü ψ_s ve rotor manyetik akı vektörü ψ_M , Şekil 3.10'da görüldüğü gibi rotor akı (dq), stator akı (xy) referans sistemlerinde çizilebilir.

Stator ve rotor manyetik 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 3.10 Farklı referans sistemlerinde stator ve rotor manyetik akıları

Stator manyetik akı, gerilim ve elektromanyetik momentin dq referans sistemindeki denklemleri aşağıda gösterilmiştir [45].

$$\psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \psi_M \quad (3.17)$$

$$\psi_{sq} = L_{sq} i_{sq} \quad (3.18)$$

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} - \omega_r \psi_{sq} \quad (3.19)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} + \omega_r \psi_{sd} \quad (3.20)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) = \frac{3}{2} p [\psi_M i_{sq} - (L_{sq} - L_{sd}) i_{sd} i_{sq}] \quad (3.21)$$

Sabit moment çalışması ele alınır, akımlardan birini ortadan kaldırmak yararlı olur ve i_{sq} akımı için (3.21) denklemi çözülürse;

$$i_{sq} = \frac{T_e / (3/2p)}{\psi_M - (L_{sq} - L_{sd}) i_{sd}} \quad (3.22)$$

Stator manyetik akısının genliğinin karesi,

$$|\bar{\psi}_s|^2 = (L_{sd} i_{sd} + \psi_M)^2 + (L_{sq} i_{sd})^2 \quad (3.23)$$

olur. Burada stator endüktanslarının değişimi ve emk değişimi sinüzoidal olduğu zaman, ψ_M , L_{sd} ve L_{sq} stator emk sabiti ve endüktanslarıdır. (3.24) ve (3.25) ifadeleri ile denklem (5.17) ve (5.18) xy-referans sisteminde denklem (3.26)'e dönüştürülür.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\delta & -\sin\delta \\ \sin\delta & \cos\delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_x \\ f_y \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Burada f ; gerilim, akım ve manyetik akıyı temsil etmektedir. Şekil 3.10'dan;

$$\begin{aligned} \sin\delta &= \frac{\psi_{sq}}{|\psi_s|} \\ \cos\delta &= \frac{\psi_{sd}}{|\psi_s|} \end{aligned} \quad (3.25)$$

olduğu bulunur ve burada ifade edilen $|\psi_s|$; stator manyetik akısının genliğini gösterir.

$$\left. \begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} p [\psi_{sd} (i_{sx} \sin\delta + i_{sy} \cos\delta) - \psi_{sq} (i_{sx} \cos\delta - i_{sy} \sin\delta)] \\ T_e &= \frac{3}{2} p \left[i_{sx} \frac{\psi_{sd} \psi_{sq}}{|\psi_s|} + i_{sy} \frac{\psi_{sd}^2}{|\psi_s|} - i_{sx} \frac{\psi_{sd} \psi_{sq}}{|\psi_s|} + i_{sy} \frac{\psi_{sq}^2}{|\psi_s|} \right] \\ T_e &= \frac{3}{2} p |\psi_s| i_{sy} \end{aligned} \right\} \quad (3.26)$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} \psi_{sx} \\ \psi_{sy} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{sd} \cos \delta & L_{sq} \sin \delta \\ -L_{sd} \sin \delta & L_{sq} \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \psi_M \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \\
&= \begin{bmatrix} L_{sd} \cos^2 \delta + L_{sq} \sin^2 \delta & -L_{sd} \sin \delta \cos \delta + L_{sq} \sin \delta \cos \delta \\ -L_{sd} \sin \delta \cos \delta + L_{sq} \sin \delta \cos \delta & L_{sd} \sin^2 \delta + L_{sq} \cos^2 \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \\
&+ \psi_M \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \quad (3.27)
\end{aligned}$$

Stator manyetik akısının genliği sabitse, denklem (3.26); stator akımının y-eksen bileşeniyle moment direkt olarak orantılıdır [27, 46].

3.4.2. Düzenli Hava Aralığına Sahip SMSM

Bu tip SMSM için, $L_{sd} = L_{sq} = L_s$ olduğundan denklem (3.27), denklem (3.28)'deki gibi basitleştirilebilir.

$$\begin{bmatrix} \psi_{sx} \\ \psi_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \psi_M \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

stator manyetik akısı x-ekseni üzerinde olduğundan ψ_y sıfır olur ve (3.28) eşitliğinin ikinci denkleminde i_y çözülebilir.

$$i_{sy} = \frac{1}{L_s} \psi_M \sin \delta \quad (3.29)$$

Denklem (3.29)'in, moment denklemi (3.26)'de yerine konulması ile;

$$T = \frac{3}{2} \frac{1}{L_s} p |\psi_s| \psi_M \sin \delta \quad (3.30)$$

bulunur. Burada δ , moment açısıdır. δ , $-\pi/2$ ile $\pi/2$ aralığı içindeyse, belirtilen zaman ile momentin türevi her zaman pozitifdir ve bu durum moment artışı ile δ 'deki artışın orantılı olmasını sağlar. Diğer bir deyişle, SMSM'un momenti, stator manyetik akısının genliğinin sabit tutulduğu durumda, stator manyetik akısının dönüş hızının ayarlanması ile kontrol edilebilir [47].

3.4.3. Çıkık Kutuplu SMSM

Çıkık kutuplu SMSM için, $L_{sd} \neq L_{sq}$ dir. Stator akısı fazörü x-ekseninden ileride olduğu için moment denklemi, denklem (3.27)'deki ilk denklemden i_x için çözüm; $\psi_y=0$ koşulu sağlanarak gerçekleştirilebilir.

$$i_{sx} = \frac{2\psi_M \sin\delta - \left[(L_{sd} + L_{sq}) + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sy} \cos 2\delta \right]}{(L_{sq} - L_{sd}) \sin 2\delta} \quad (3.31)$$

Denklem (3.31)'ü denklem (3.27)'daki ikinci denklem yerine koyarak ve $\psi_x > |\psi_s|$ ile değiştirilerek aşağıdaki denklem sağlanır.

$$i_{sy} = \frac{1}{2L_{sd}L_{sq}} \left[2\psi_M L_{sq} \sin\delta - |\psi_s| (L_{sq} - L_{sd}) \sin 2\delta \right] \quad (3.32)$$

Böylece denklem (3.26) aşağıdaki şekle dönüşür.

$$T = \frac{3p|\psi_s|}{4L_{sd}L_{sq}} \left[2\psi_M L_{sq} \sin\delta - |\psi_s| (L_{sq} - L_{sd}) \sin 2\delta \right] \quad (3.33)$$

Denklem (3.33)'deki ilk terim sürekli mıknatıs akısı tarafından üretilen uyarma momenti ve ikinci terim ise relüktans momentidir. Herbir stator manyetik akısı değeri için bir maksimum noktası mevcuttur. Stator manyetik akısının genliği ile momentin türevi arasındaki ilişkinin ele alınması gereklidir.

Çıkık kutuplu SMSM'da moment değişimi ile stator manyetik akısının genliği değişebilir.

$$\psi_s < \frac{L_{sq}}{L_{sq} - L_{sd}} \psi_M \quad (3.34)$$

şeklinde olmalıdır.

3.4.4. Stator Manyetik Akısının Kontrolü

Momentteki değişimin, stator manyetik akısının genliğini sabit tutup, dönüş hızını arttırarak en hızlı şekilde kontrol edilebileceği bir önceki bölümde anlatılmıştı. Bu bölümde ise, stator manyetik akısının hem genliğinin hem dönüş hızının doğru stator gerilim vektörleri seçilerek kontrol edilebileceği gösterilecektir.

3.4.4.1. Doğrudan Moment Kontrolünde Kullanılacak Gerilim Uzay Vektörünün Oluşturulması

DTC'nin temel prensibi, uygun anahtarlama çizelgesinden doğru gerilim vektörlerini seçmektir. Bu seçim, moment ve stator manyetik akısının histerezis kontrolüne dayanır. Stator manyetik akısı denklem (3.35) ile hesaplanır.

$$\bar{\psi}_s = \int_t^{t+\Delta t} (\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (3.35)$$

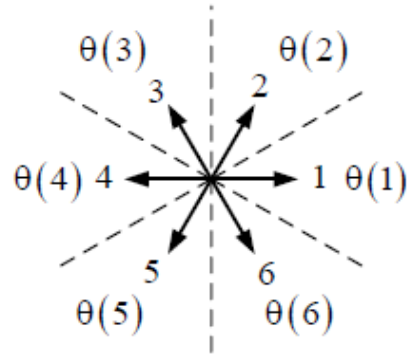
Gerilim kaynaklı inverterlerin güç anahtarları 180° iletim modundadır. Bu da altı anahtarlama durumunu karşılaştırmak için sadece üç anahtarlama sinyalinin (S_a , S_b , S_c) gerekli olduğu anlamına gelir.

Bu yolla, bir inverterde altı etkin gerilim uzay vektörü ve iki gerilim uzay vektörü bulunur. Gerilim uzay vektörünün a, b, c referans sisteminin a-eksenine yerleştirildiğini farzedelim. A- fazı ile V_a gerilimi tek başına uygulandığı zaman, gerilim uzay vektörlerinin inverter çıkışı, farklı anahtarlama durumları altında aşağıdaki gibi belirtilir.

$$\bar{u}_s = \frac{2}{3} u_{DC} (S_a + S_b e^{j2\pi/3} + S_c e^{j4\pi/3}) \quad (3.36)$$

burada \bar{u}_s ; gerilim uzay vektörü, u_{DC} ; DC gerilimi ifade eder. S_a , S_b , S_c ; üç faz anahtarlama durumlarını gösterir ve 2/3 ise dönüşüm katsayısıdır [48].

Bu yolla elde edilmiş gerilim vektörleri Şekil 3.11'de gösterilmiştir.



Şekil 3.11 İki seviyeli gerilim kaynaklı inverterin gerilim vektörleri [13, 27]

Burada altı etkin gerilim uzay vektörleri, $V_1- V_6$, birbirleri ile 60° aralıkla dizilmiştir. İki sıfır gerilim uzay vektörü V_0 ve V_7 uzay-vektör düzleminin merkezine yerleştirilmiştir.

Gerilim vektör düzlemi altı sektöre ayrılmıştır ve böylece her bir gerilim vektörü her bölgede iki eşit parçaya ayrılmıştır. Her bir sektörde altı adet sıfır olmayan gerilim vektörünün dördü kullanılabilir. Ayrıca sıfır vektörleri de kullanılabilir. Bütün bu olasılıklar, uygun anahtarlama çizelgesi içinde gösterilebilir. Uygun anahtarlama çizelgesi Çizelge 3.1'de gösterilmiştir.

Çizelge 3.1 İverterterler için uygun anahtarlama çizelgesi [28]

φ	T	θ					
		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
1	1	V ₂ (110)	V ₃ (010)	V ₄ (011)	V ₅ (001)	V ₆ (101)	V ₁ (100)
	0	V ₀ (111)	V ₇ (000)	V ₀ (111)	V ₇ (000)	V ₀ (111)	V ₇ (000)
	-1	V ₆ (101)	V ₁ (100)	V ₂ (110)	V ₃ (010)	V ₄ (011)	V ₅ (001)
0	1	V ₃ (010)	V ₄ (011)	V ₅ (001)	V ₆ (101)	V ₁ (100)	V ₂ (110)
	0	V ₇ (000)	V ₀ (111)	V ₇ (000)	V ₀ (111)	V ₇ (000)	V ₀ (111)
	-1	V ₅ (001)	V ₆ (101)	V ₁ (100)	V ₂ (110)	V ₃ (010)	V ₄ (011)

Moment histerezis komparatörünün çıkışı T ile gösterilir, akı histerezis komparatörünün çıkışı φ ile manyetik akı bölgesi θ ile gösterilir. Moment histerezis komparatörü üç değerli bir komparatördür. T=-1; momentin gerçek değeri referansın üzerindedir. T=1; momentin gerçek değeri referansın altındadır. Akı histerezis komparatörü ise iki değerli bir komparatördür. $\varphi=0$; manyetik akının gerçek değeri referansın üzerinde, $\varphi=1$ ise manyetik akının gerçek değeri referansın altında anlamına gelir.

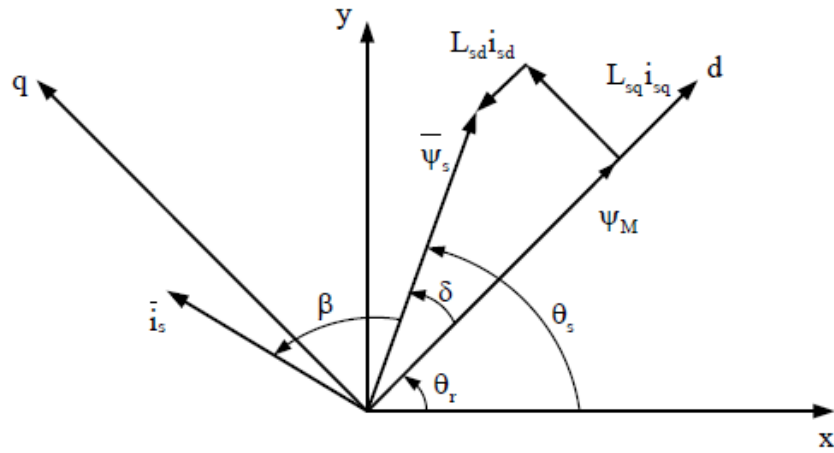
3.4.4.2. Stator Manyetik Akı Dönüşünün Kontrolü

Yukarıda sözü edildiği gibi, DTC ile SMSM'un momenti, stator manyetik akısının hem genlik hem de dönüş hızı uygun VSV'nin seçilmesi ile kontrol edilirken, genliklerin sabit tutulduğu durum altında, stator manyetik akısının dönüş hızının ayarlanması ile kontrol edilebilir. Bununla birlikte, DTC için asenkron motor ve SMSM arasında VSV'nin seçim yollarında farklılıklar vardır.

Asenkron motorda; stator manyetik akısı, stator gerilimi ile genelde karşılaştırılmaz. Bu yüzden sıfır VSV seçildiği zaman, stator manyetik akı vektörü, moment üretiminin olmadığı bir pozisyon içinde duracaktır. Böylece, sırayla çalışma ve frenleme yolu ile motor kontrol edilir. Bununla beraber SMSM’da mıknatıs manyetik akısı hem rotor manyetik akısı hem de stator gerilimi birlikte kararlaştırılır [49].

3.4.5. Rotor Açısının Hesabı

DTC içindeki hesaplamalar, statorla belirlenmiş referans sistemi içerisinde yapılır. Çıkık kutuplu senkron motorların asimetric özelliği nedeniyle, motor modeli ile birlikte rotor açısı da gerekir. Stator akım vektörleri oranı ve stator manyetik akı hesabından rotor açısını belirleyecek metot aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.12 Rotor açısının hesabı [27, 45]

Enine eksen manyetik akısı ψ_{sq} aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$|\psi_s| \sin \delta = L_{sq} |\bar{i}_s| \sin(\delta + \beta) \quad (3.37)$$

$$\sin(\delta + \beta) = \sin \delta \cos \beta + \cos \delta \sin \beta \quad (3.38)$$

Denklem (3.39)’den yararlanarak yük açısı δ hesaplanabilir.

$$\tan\delta = \frac{L_{sq} |\bar{i}_s| \sin\beta}{|\bar{\Psi}_s| - L_{sq} |\bar{i}_s| \sin\beta} \quad (3.39)$$

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

$$\bar{\Psi}_s \bar{i}_s = |\bar{\Psi}_s| |\bar{i}_s| \cos\beta \quad (3.40)$$

$$\bar{\Psi}_s \times \bar{i}_s = |\bar{\Psi}_s| |\bar{i}_s| \sin\beta \quad (3.41)$$

kullanılır. Bu durumda yük açısının tanjantı,

$$\tan\delta = \frac{L_{sq} (\bar{\Psi}_s \times \bar{i}_s)}{|\bar{\Psi}_s|^2 - L_{sq} (\bar{\Psi}_s \cdot \bar{i}_s)} \quad (3.42)$$

olur.

Buradan rotor açısı;

$$\theta_r = \theta_s - \delta \quad (3.43)$$

şeklinde bulunur.

4. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜNÜN MATLAB/Simulink İLE SAYISAL BENZETİMİ

SMSM'nin doğrudan moment kontrolünün sayısal benzetiminin oluşturulması için MATLAB/Simulink platformu kullanılmıştır. MATLAB matris tabanlı matematiksel işlemlerin etkileşimli olarak yapılabildiği ve gelişmiş grafik özelliklere sahip bir yazılımdır. Simulink, dinamik sistem modellerinin kurulması, benzetimi ve çözümlenmesinde kullanılan MATLAB yazılımına ait eklenti bir paket programdır. Simulink geniş bir blok kütüphanesine sahip olup, bu kütüphanelerdeki blokların birleştirilmesiyle matematiksel modelin benzetimi mümkün olmaktadır.

Benzetim modeli üç ana bileşenden meydana gelmektedir. Bunlar, SMSM bloğu, DTC bloğu ve invertör bloğu şeklindedir.

4.1. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun MATLAB/Simulink İle Sayısal

Benzetimi

Sürekli mıknatıslı senkron motorun sayısal benzetim modelinde, oluşturulan gerilim vektörlerinden (4.1) denklemini yardımıyla akım vektörü elde edilir.

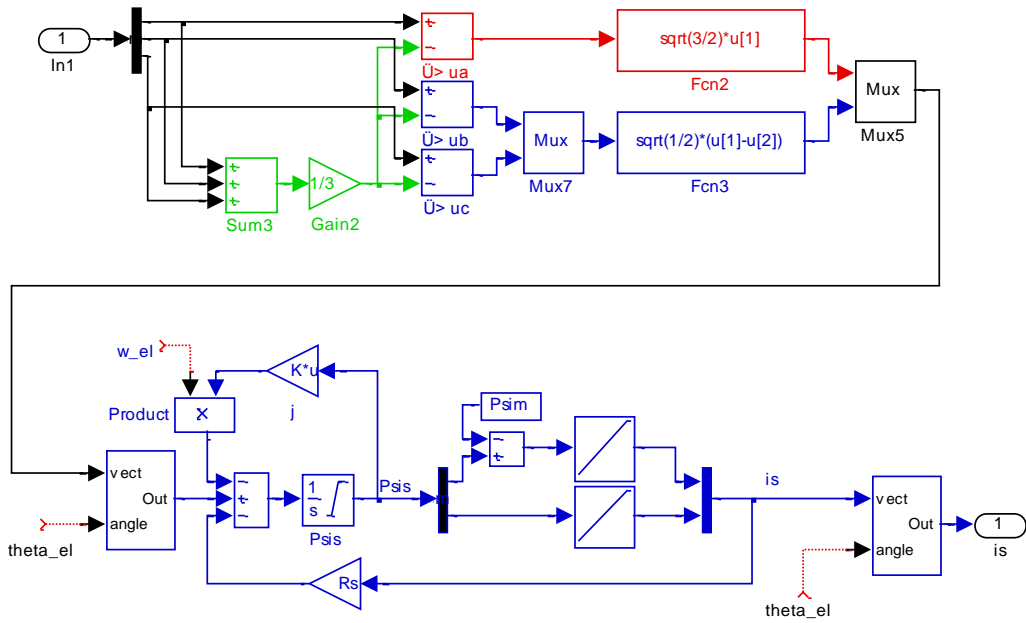
$$v_{qd0} = r_s i_{qd0} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \psi_{qd0} + \frac{d}{dt} \psi_{qd0} \quad (4.1)$$

Bu denkleminde;

$$\begin{aligned} v_{qd0} &= K_{qd0}^r(\theta_r) v_s \\ i_{qd0} &= K_{qd0}^r(\theta_r) i_s \\ \psi_{qd0} &= K_{qd0}^r(\theta_r) \psi_s \end{aligned} \quad (4.2)$$

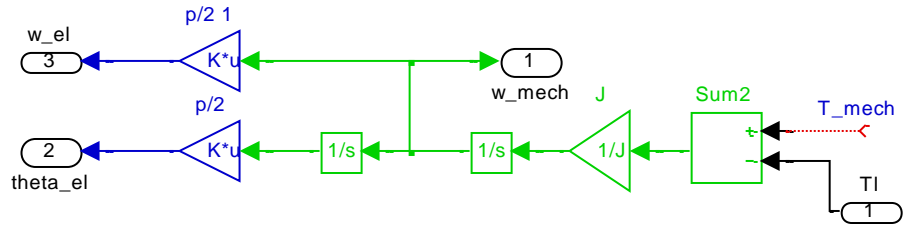
şeklinde tanımlanır [12]. Burada $K_{qd0}^r(\theta_r)$ ifadesi denklem (2.30)'da tanımlanan dönüşüm matrisidir.

Elde edilen akım vektörüne denklem (2.19)'daki ters park dönüşümü uygulanarak faz akımları elde edilir. Bu durum MATLAB/Simulink bloklarıyla Şekil 4.1'deki gibi oluşturulmuştur.



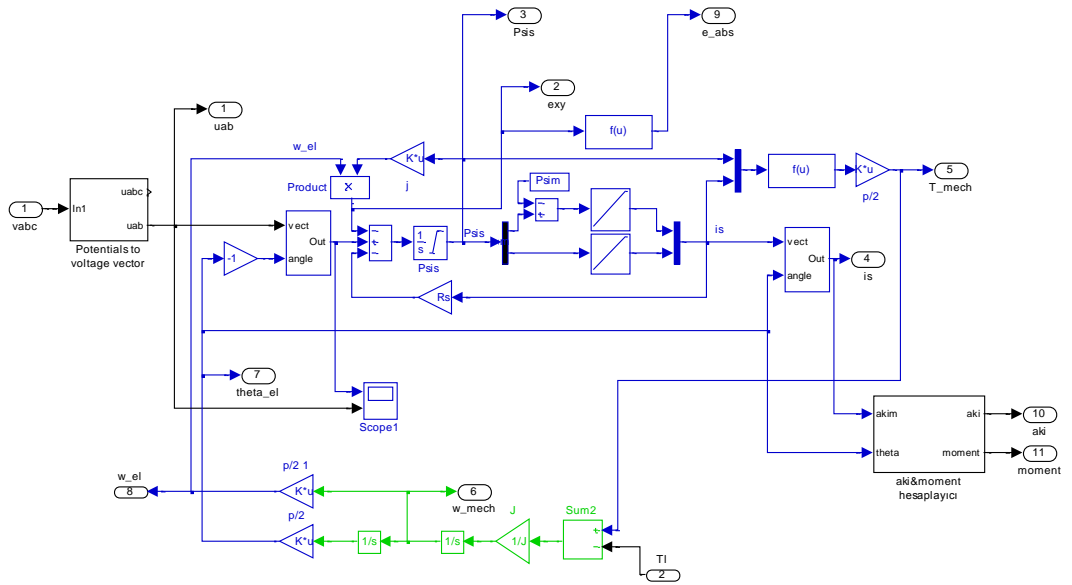
Şekil 4.1 SSM benzetiminde faz akımlarının elde edilmesi [50]

Akım vektörünün elde edilmesinin ardından denklem (2.54) yardımıyla elektromekanik moment türetilir. Türetilen elektromanyetik momentten denklem (2.29) yardımıyla hız ve konum bilgilerine ulaşılır. Bu durum MATLAB/Simulink bloklarıyla Şekil 4.2'deki gibi oluşturulmuştur.



Şekil 4.2 SMSM benzetiminde hız ve konum bilgilerinin elde edilmesi [50]

Elde edilen blok gruplarının birleştirilmesi ile sürekli mıknatıslı senkron motorun benzetim modeli Şekil 4.3’ deki gibi oluşturulur. Modellenen motorun parametreleri Çizelge 4.1’de verilmiştir.



Şekil 4.3 Sürekli mıknatıslı senkron motorun benzetim modeli [50]

Çizelge 4.1 Motor Parametreleri

W_n (rpm)	R_s (Ω)	L_d (H)	L_q (H)	J (kgm^2)	p	U_n (V)
3000	0.5	$3 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$	$20 \cdot 10^{-3}$	6	380

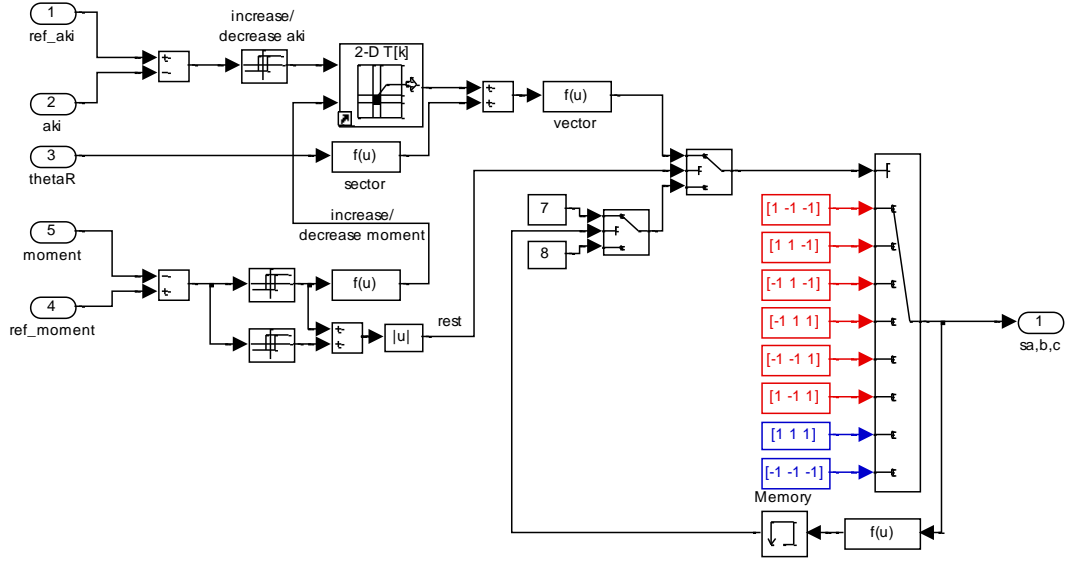
4.2. Doğrudan Moment Kontrolü Bloğunun MATLAB/Simulink İle Sayısal

Benzetimi

Doğrudan moment kontrolü bloğunun MATLAB/Simulink ile sayısal benzetimi yapılırken hesaplanan moment ve akı bileşenleri ile referans moment ve akı bileşenleri karşılaştırılır. Histerezis kontrolör ile akı ve moment için hata işaretleri üretilir. Hatayı sifıra çekmek amacıyla akı ve momentin artırma veya azaltma gereksinimleri durumu ile yük akısının açısından hesaplanan sektör bilgisine göre Çizelge 4.1’de verilen vektörlerin hangisinin inverttere uygulanacağı belirlir. Bu durum MATLAB/Simulink bloklarıyla şekil 4.4’deki gibi oluşturulmuştur.

Çizelge 4.2 Benzetim modelinde kullanılan anahtarlama vektörleri [50]

ϕ	T	θ					
		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
arttır	arttır	$V_2(11-1)$	$V_3(-11-1)$	$V_4(-111)$	$V_5(-1-11)$	$V_6(1-11)$	$V_1(1-1-1)$
	0	$V_0(111)$	$V_7(-1-1-1)$	$V_0(111)$	$V_7(-1-1-1)$	$V_0(111)$	$V_7(-1-1-1)$
	azalt	$V_6(1-11)$	$V_1(1-1-1)$	$V_2(11-1)$	$V_3(-11-1)$	$V_4(-111)$	$V_5(-1-11)$
azalt	arttır	$V_3(-11-1)$	$V_4(-111)$	$V_5(-1-11)$	$V_6(1-11)$	$V_1(1-1-1)$	$V_2(11-1)$
	0	$V_7(-1-1-1)$	$V_0(111)$	$V_7(-1-1-1)$	$V_0(111)$	$V_7(-1-1-1)$	$V_0(111)$
	azalt	$V_5(-1-11)$	$V_6(1-11)$	$V_1(1-1-1)$	$V_2(11-1)$	$V_3(-11-1)$	$V_4(-111)$

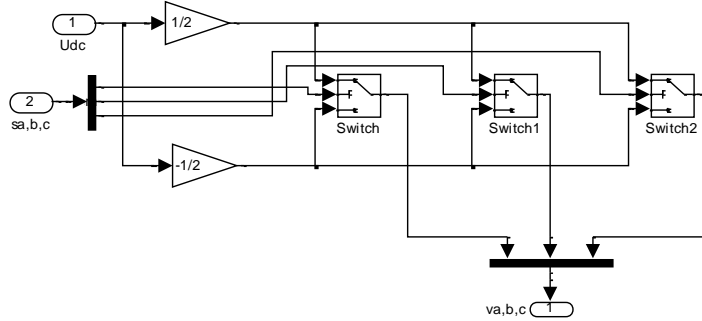


Şekil 4.4 Doğrudan moment kontrolünün benzetim modeli [50]

4.3. Gerilim Beslemeli 3-Faz İki Seviyeli İnvertörün MATLAB/Simulink İle

Sayısal Benzetimi

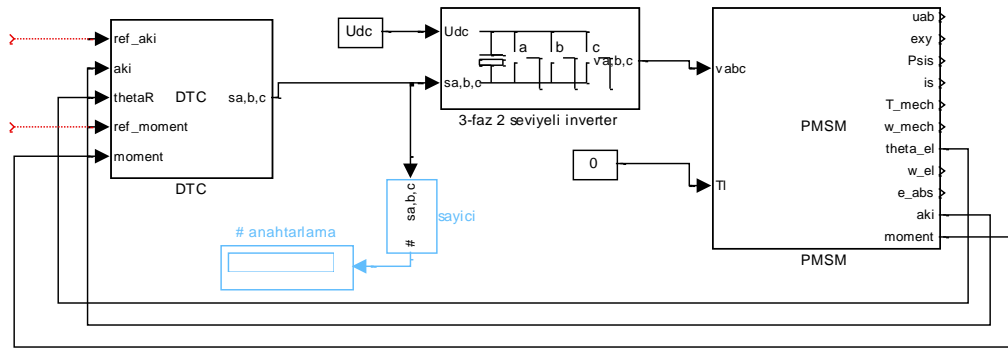
Doğrudan moment kontrolü benzetiminden elde edilen anahtarlama vektörü bileşenlerinin sıfırdan küçük veya büyük olma durumuna göre anahtarların konum değiştirmesi sağlanmaktadır. Böylece motora $U_{dc}/2$ ile $-U_{dc}/2$ arasında anahtarlanmış olan üç faz gerilimler uygulanmaktadır. Bu durum MATLAB/Simulink bloklarıyla Şekil 4.5'deki gibi oluşturulmuştur.



Şekil 4.5 Gerilim beslemeli 3-faz iki seviyeli invertörün benzetim modeli [50]

4.4. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Doğrudan Moment Kontrolünün MATLAB/Simulink İle Sayısal Benzetimi

Oluşturulan benzetim modellerinin maskelenip birleştirilmesi ile Şekil 4.6’da gösterilen sürekli mıknatıslı senkron motorun doğrudan moment kontrolünün benzetim modeli elde edilir. Bu modelde giriş parametreleri olarak manuel girilen moment ve akı referans değerleri kullanılmaktadır. Bu sayede motorun istenilen moment değerinde çalışması sağlanır. Motordan, geri besleme ile alınan akı, moment ve konum bilgileri DTC bloğunda kullanılır. Ayrıca modele benzetim süresince yapılan anahtarlama sayısını belirleyebilmek amacıyla sayıcı bloğu eklenmiştir.



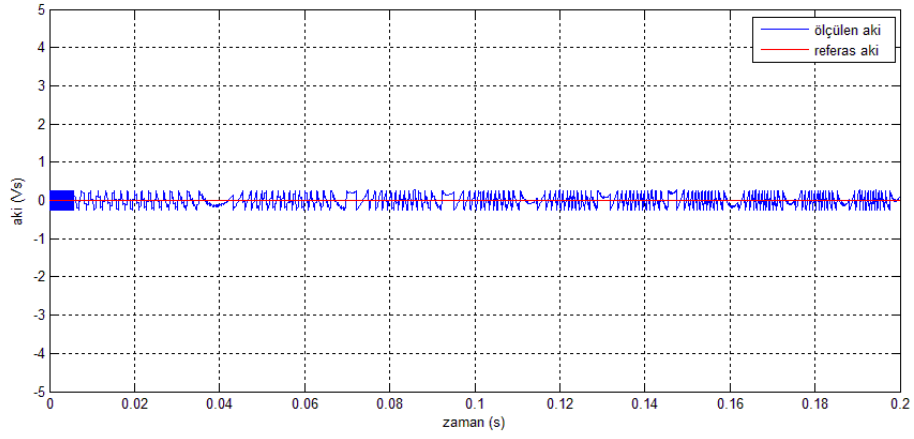
Şekil 4.6 Sürekli mıknatıslı senkron motorun doğrudan moment kontrolünün benzetim modeli [50]

4.5. Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Doğrudan Moment Kontrolünün Benzetim Sonuçları

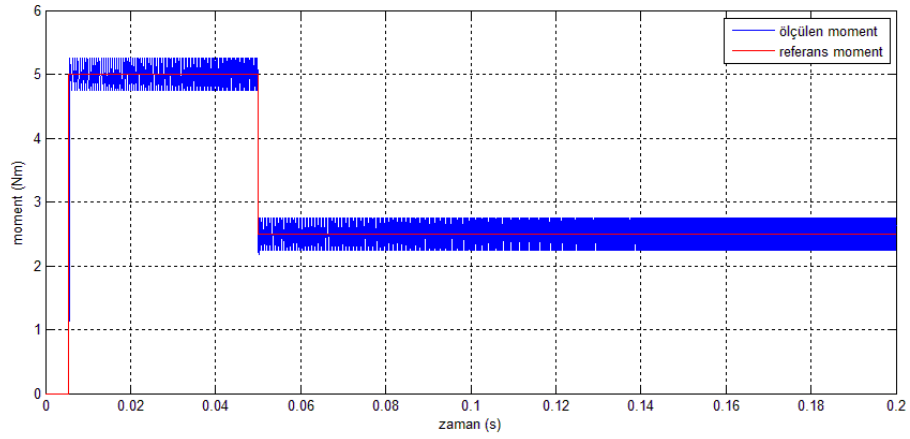
Bu bölümde SMSM’nin doğrudan moment kontrolünün benzetim sonuçları yer almaktadır. Benzetim çalışmasında 0.2 saniye süren üç farklı senaryo oluşturulmuş ve her üç durum için sistemden alınan cevaplar incelenmiştir.

İlk durumda referans değerler olarak akı girişi 0 V.s değerinde ve moment girişi $t = 0$ saniye ile $t = 0.0055$ saniye arasında 0 N.m, $t = 0.0055$ saniye ile $t = 0.05$

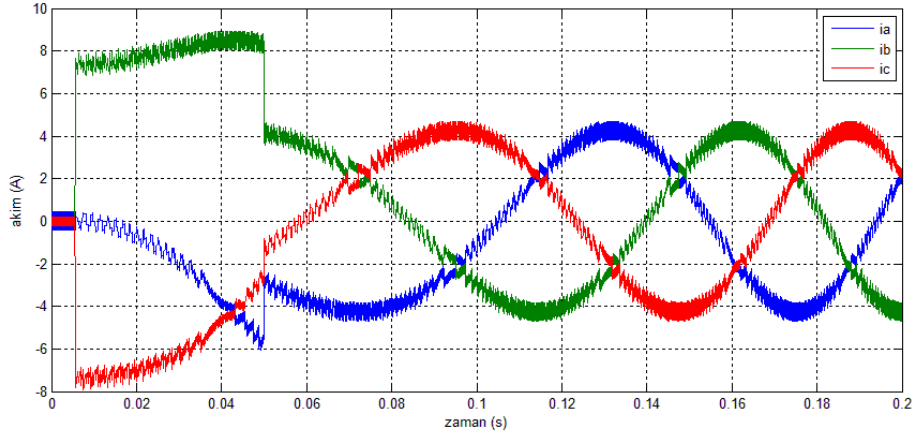
saniye arasında 5 N.m ve $t = 0.05$ saniye sonrasında 2.5 N.m olacak şekilde ayarlanmıştır. Bu senaryoya ilişkin; ölçülen ve referans akının değişimi Şekil 4.7’de, ölçülen ve referans momentin değişimi Şekil 4.8’de ve motorun faz akımlarının değişimi Şekil 4.9’da verilmiştir. Ayrıca benzetim süresi sonunda inverterin toplam 2052 anahtarlama yaptığı not edilmiştir.



Şekil 4.7 İlk senaryo için ölçülen ve referans akı değişimi

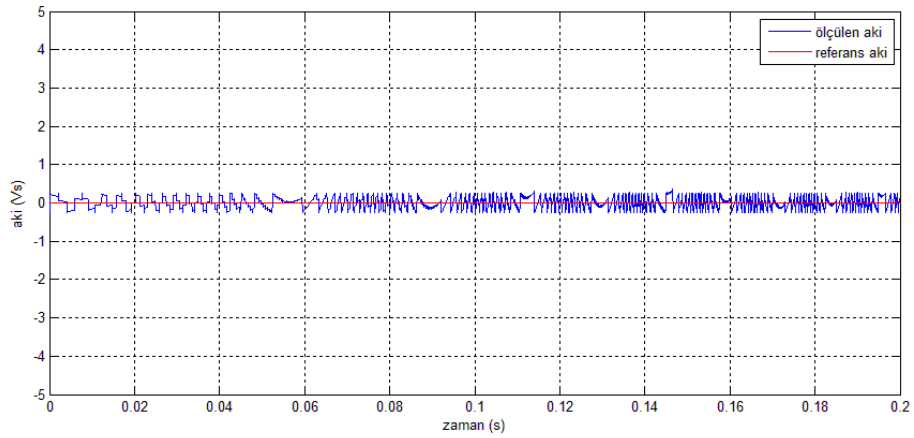


Şekil 4.8 İlk senaryo için ölçülen ve referans moment değişimi

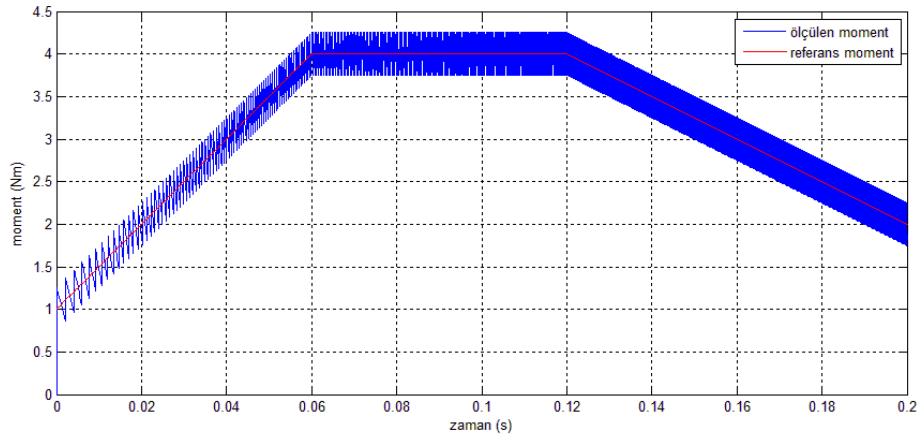


Şekil 4.9 İlk senaryo için motorun faz akımları değişimi

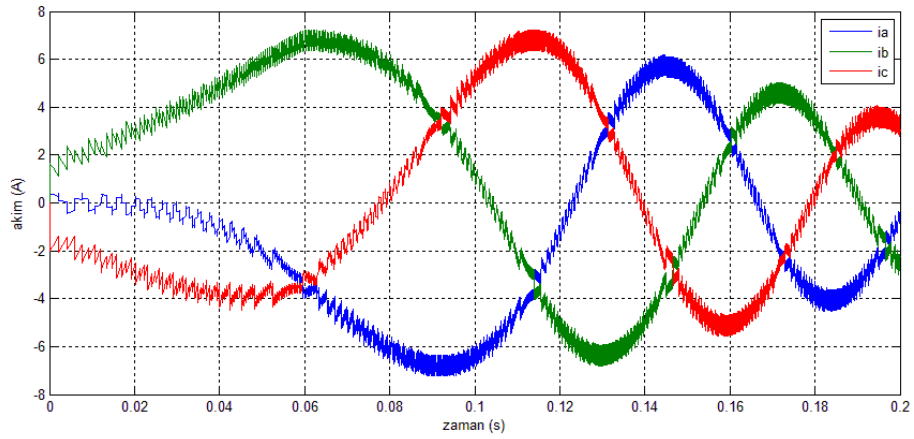
İkinci durumda referans değerler olarak akı girişi yine 0 V.s değerinde tutulmuştur. Moment girişi ise; $t = 0$ saniye ile $t = 0.06$ saniye arasında 1 N.m değerinden 4 N.m değerine doğrusal olarak arttırılmış, $t = 0.06$ saniye ile $t = 0.12$ saniye arasında 4 N.m değerinde sabit tutulmuş ve $t = 0.12$ saniye ile $t = 0.2$ saniye arasında 4 N.m değerinden 2 N.m değerine doğrusal olarak azaltılmıştır. Bu senaryoya ilişkin; ölçülen ve referans akımın değişimi Şekil 4.10'da, ölçülen ve referans momentin değişimi Şekil 4.11'de ve motorun faz akımlarının değişimi Şekil 4.12'te verilmiştir. Ayrıca benzetim süresi sonunda inverterin toplam 1591 anahtarlama yaptığı not edilmiştir.



Şekil 4.10 İkinci senaryo için ölçülen ve referans akı değişimi

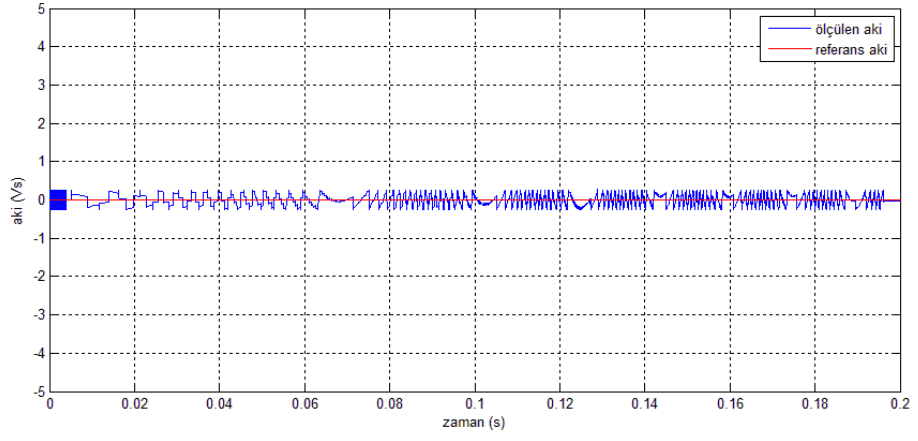


Şekil 4.11 İkinci senaryo için ölçülen ve referans moment değişimi

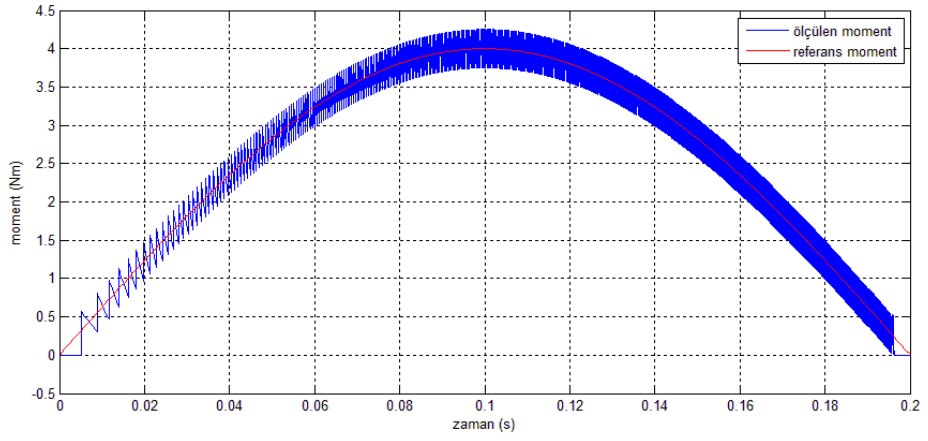


Şekil 4.12 İkinci senaryo için motorun faz akımları değişimi

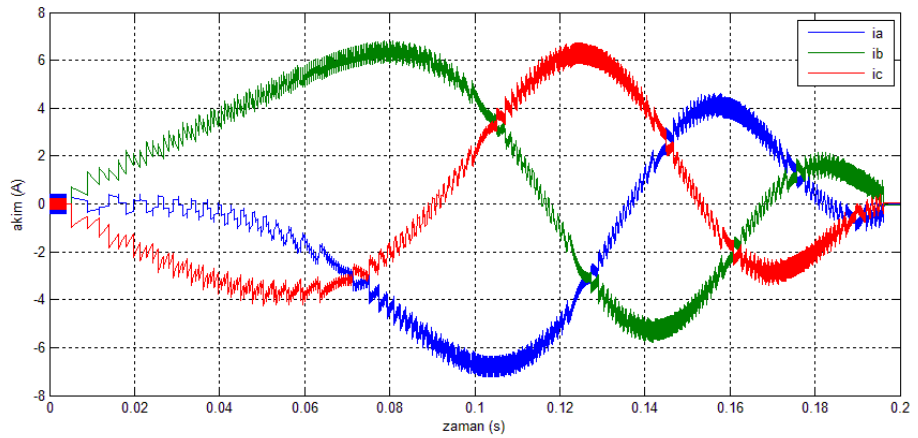
Üçüncü durumda referans değerler olarak akı girişi yine 0 V.s değerinde tutulmuştur. Moment girişi ise, tepe değeri 4 N.m ve frekansı 2.5 Hz olan, sinüs formunda değişen bir işaret olacak şekilde ayarlanmıştır. Bu senaryoya ilişkin; ölçülen ve referans akının değişimi Şekil 4.13'te, ölçülen ve referans momentin değişimi Şekil 4.14'te ve motorun faz akımlarının değişimi Şekil 4.15'te verilmiştir. Ayrıca benzetim süresi sonunda inverterin toplam 1554 anahtarlama yaptığı not edilmiştir.



Şekil 4.13 Üçüncü senaryo için ölçülen ve referans akı değişimi



Şekil 4.14 Üçüncü senaryo için ölçülen ve referans moment değişimi



Şekil 4.15 Üçüncü senaryo için motorun faz akımları

Doğrudan moment kontrolü benzetiminde incelenen akımlar, akı ve momentin değişimleri Şekil 4.7-15'te verilmiştir. Bu şekiller incelendiğinde motorun akı ve moment değerlerinin, 0.25 olarak belirlenen histerezis bant aralığının dışına çıkmadan referans değerlerini oldukça yüksek bir doğrulukla takip ettiği görülmektedir.

Şekillerden açıkça görülebileceği gibi doğrudan moment kontrolü yöntemi ile motor, ani değişimlere, faz akımlarında izin verilen sınırların dışında salınımlar meydana getirmeden, oldukça yüksek bir hızda cevap vermektedir.

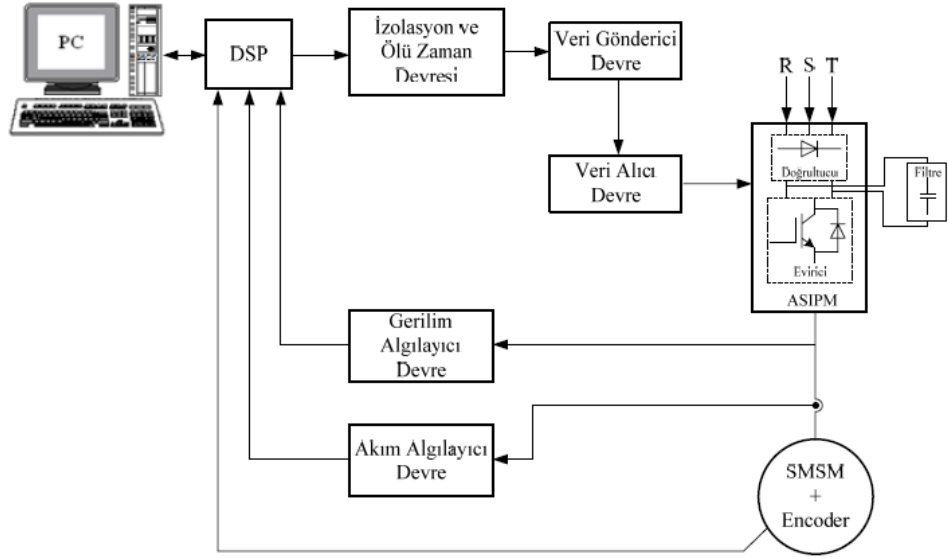
Yöntemde anahtarlama frekansının sabit olmaması bir dezavantaj olarak yorumlanabilir. Bu durum anahtarlama frekansı yeterince yüksek olan inverter kullanılması durumunda ihmal edilebilir.

5. SMSM' UN DENEYSEL SÜRÜCÜ DÜZENEGİNİN TASARIMI

5.1. Giriş

Bu bölümde 4. bölümdeki benzetim çalışmalarının deneysel sonuçlarla karşılaştırılması ve ileriki çalışmalarda kullanmak için tasarlanan ve gerçekleştirilen sürücü devre düzenegi açıklanmıştır.

SMSM'nin ve diğer türdeki üç fazlı AC motorların hemen hemen her türlü kontrol yönteminin uygulanabileceği bu sürücü düzeneginin blok diyagramı Şekil 5.1' de verilmiştir. Devrede motoru sürmek için Mitsubishi firmasının üretmiş olduğu Application Specific Intelligent Power Module (AS-IPM) ve denetleyici olarak da dSPACE firmasının üretmiş olduğu DS1104 R&D Controller Board kullanılmıştır.



Şekil 5.1 Deneysel düzenegin blok diyagramı

5.2. Motor ve Encoder

Bu düzenekte istenilen türde üç fazlı AC motor ve encoder kullanılabilir.

5.3. Denetleyici Kart (DS1104)

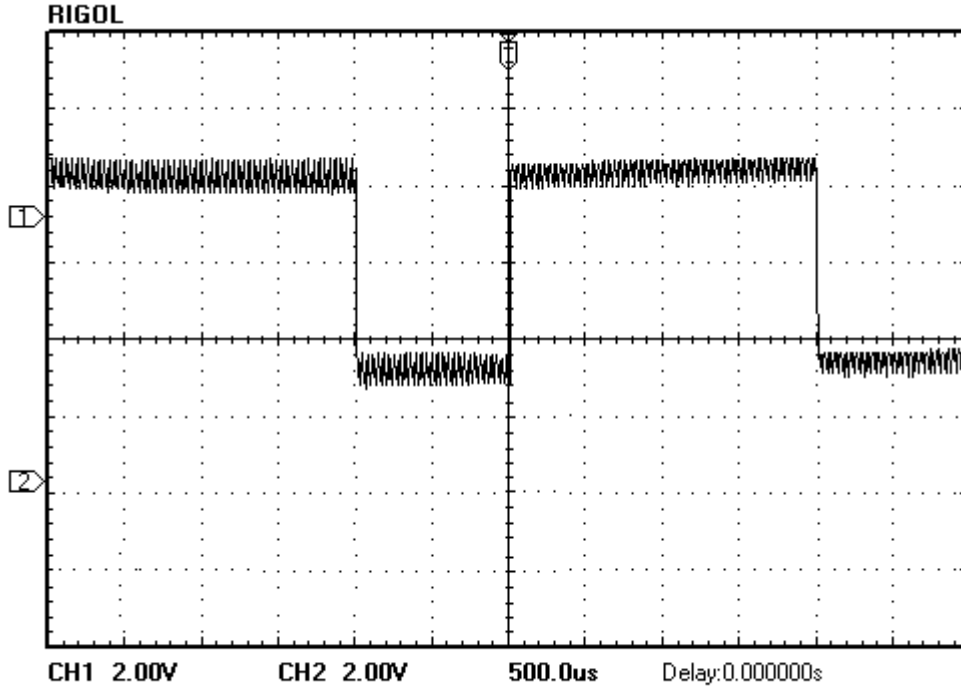
Sayısal işaret işlemciler (DSP) hızlı işlem kabiliyetleri nedeniyle kontrol uygulamalarında sıklıkla kullanılan, etkin birer platform durumuna gelmişlerdir. DSP' lerle yapay sinir ağları, bulanık mantık ve genetik algoritmalar gibi akıllı sistemlerin gerçek zamanlı uygulamaları yapılabilmektedir.



Şekil 5.2 DS1104 R&D Controller Board

Bu tez çalışmasında denetleyici olarak Şekil 5.2' de verilen DS1104 R&D Controller Board kartı kullanılmıştır. Bu kart üzerinde, PowerPC MPC8240 (250MHz) işlemci bulunmaktadır. DS1104 denetleyici kartı IBM uyumlu bir bilgisayarın PCI yuvasına takılmaktadır. DSP modülde 20 bit paralel dijital giriş/çıkış (I/O) portları, 16 bit ve 12 bit analog dijital dönüştürücü (ADC), 16 bit dijital analog dönüştürücü (DAC) bulunmaktadır. Kullanılan DS1104 denetleyici kartın teknik özellikleri, mimari yapısı ve blok kütüphaneleri EK-1' de verilmiştir. AS-IPM modüldeki IGBT anahtarlarını kontrol etmek için işlemcideki DAC portları kullanılacaktır. Deneysel uygulamada, akım ve gerilim modüllerinden alınan ölçüm bilgileri ADC modülleri vasıtasıyla denetleyici karta aktarılacaktır.

4. bölümde anlatılan DTC bloğunun DSP modülüne gömülmesiyle DSP'nin DAC_1 çıkışından elde edilen anahtarlama işaretine ait osiloskop görüntüsü Şekil 5.3'te gösterilmiştir.



Şekil 5.3 DSP'nin DAC_1 çıkışından elde edilen anahtarlama işareti

Gerçekleştirilmek istenilen kontrol algoritmaları Matlab/Simulink' de benzetimi yapıldıktan sonra "Simulink Real-Time Workshop" yazılımı ile gerçek zamanlı koda dönüştürülür. Bu kodlar "Real-Time Interface" yazılımı ile denetleyici karta yüklenir. Ayrıca "Control Desk Developer" yazılımı ile denetleyici kart tarafından hesaplanan ve ölçülen sistem parametreleri grafiksel bir platform üzerinden gözlenebilir ve bu veriler sonradan işlenmek üzere kaydedilebilir.

5.4. Evirici Modülü

Uygulamada evirici olarak Şekil 5.4' de gösterilen, 600V 20A AS-IPM PS11035 modül kullanılmıştır. AS IPM modülün içinde 3 faz doğrultucu devresi, 6

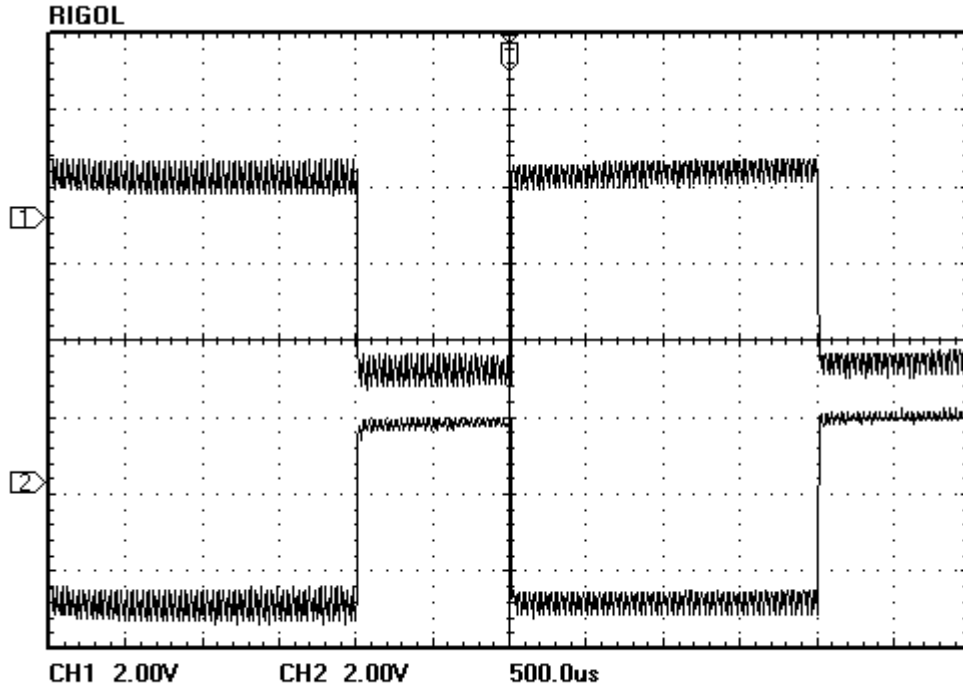
adet IGBT anahtar ve bu anahtarlar için sürme ve koruma devreleri bulunmaktadır. AS-IPM modülde kısa devre, aşırı akım, düşük besleme gerilimi, DGM sinyallerindeki aşırı gürültü ve benzeri anormalliklere karşı koruma sinyali mevcuttur [34]. Evirici modül hakkında Ek-2' de detaylı bilgi verilmiştir.



Şekil 5.4 AS-IPM PS11035 modül

5.5. İzolasyon Devresi

SMSM' un kontrol algoritmaları kullanarak üretilen tetikleme sinyalleri DSP kartın DAC çıkışları kullanılarak devreye aktarılacaktır. DSP ile güç devresinin elektriksel olarak yalıtılması amacıyla teknik özellikleri EK-3' de verilen ICPL2631 yüksek hızlı optik izolatör entegresi kullanılmıştır. Optik izolatör devresi çıkışında giriş işaretinin tersini üretmektedir. Çıkışta giriş işaretin kendisi elde etmek amacıyla tersleyici entegre kullanılmıştır. Optik izolatör devresi çıkışından tersleyici entegresine giren bir anahtarlama sinyali ve elde edilen çıkış sinyalinin değişiminin osiloskoptan alınan görüntüsü Şekil 5.5' de verilmiştir.



Şekil 5.5 Tersleyici entegresinin giriş-çıkış işaretlerinin değişimi

5.6. Ölü Zaman Ekleme Devresi

IGBT anahtarlar, kullanılan algoritma tarafından belirlenen süre ve sırayla anahtarlanırlar. Bu anahtarlama sırasında iletimde olan anahtar kesime girerken kesimde olan anahtar ilettime geçmektedir. Pratikte iletimde olan anahtarın kesime girme süresi, kesimde olan anahtarın ilettime geçme süresinden daha büyüktür. Bu durumda anahtarların kısa bir süre de olsa aynı anda iletimde kalması ile d.a linki kısa devre olacak ve anahtarlar üzerinden büyük akımlar geçecektir. İletimde olan anahtarın tamamen kesime gitmesi ve daha sonra kesimde olan anahtarın ilettime alınması için bir süre beklenmesi ile bu problemin önüne geçilebilir. Ölü zaman olarak adlandırılan bu süre anahtarlama elemanı tipine göre belirlenir.

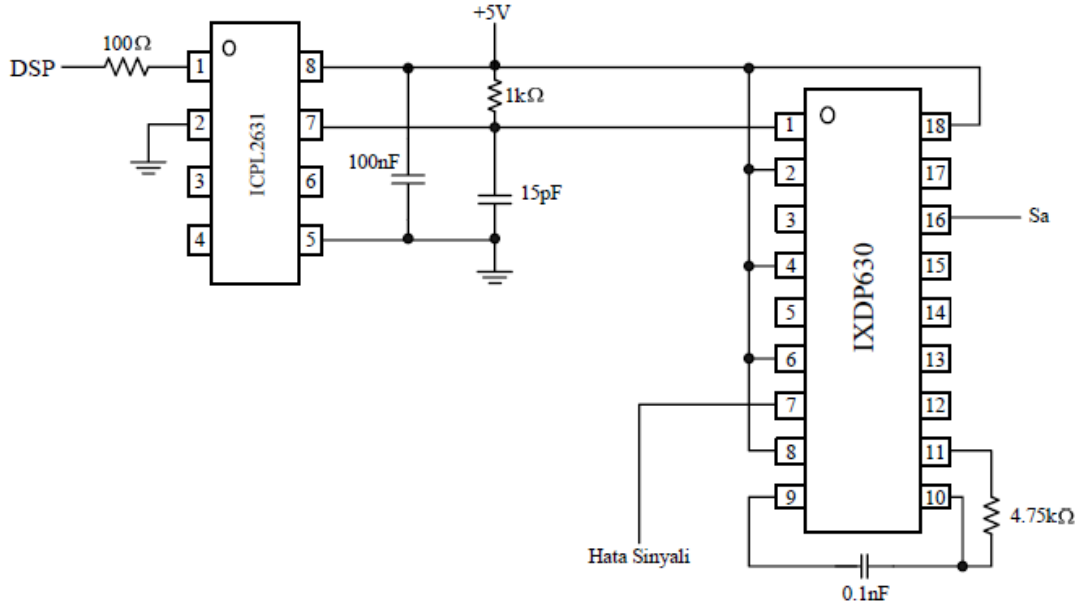
Kullanılan modüldeki anahtarların katalog değerleri göz önüne alınarak anahtarların ölü zaman değeri $4\mu\text{s}$ seçilmiş ve bu sayede güvenli bir çalışma sağlanmıştır. Uygulama devresinde, teknik özellikleri Ek-4'te verilen IXYS firmasının IDXP630PI sayısal ölü zaman entegresi kullanılarak anahtarlara gönderilen sinyalin kendisi ile tersi arasında bir gecikme sağlanmaktadır. IDXP630PI entegresinde ölü zaman süresinin ayarı harici bağlanan RC osilatör ile sağlanır. Burada, osilasyon frekansı (f_{osc}), R ve C elemanlarının değerlerine göre denklem (5.1) yardımıyla hesaplanır.

$$f_{\text{osc}} \leq 1\text{MHz} \Rightarrow f_{\text{osc}} = \frac{0.95}{C.R} \quad (5.1)$$

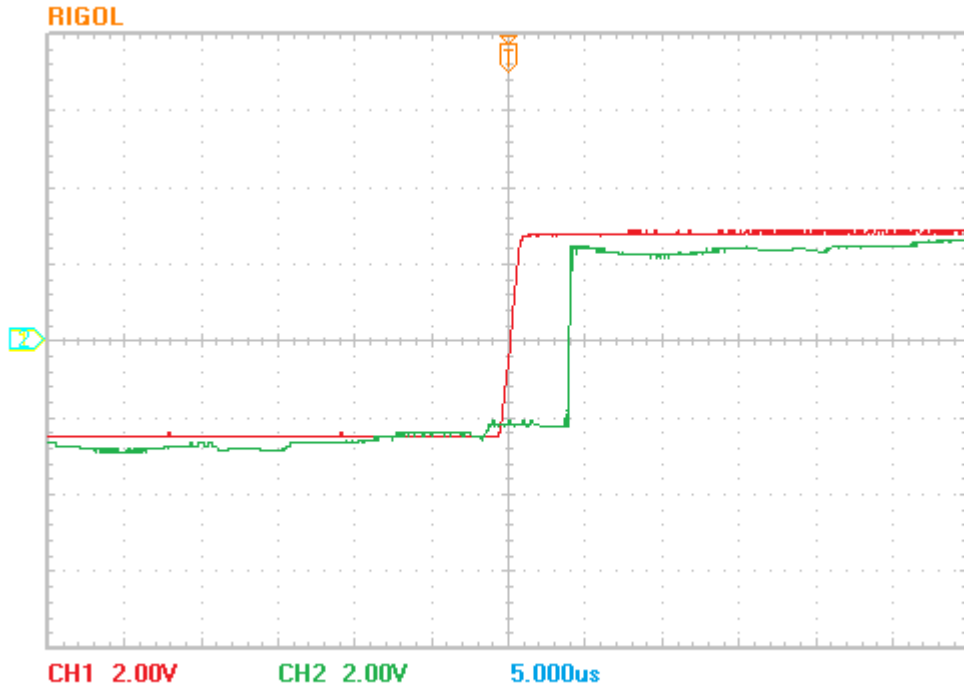
$$f_{\text{osc}} > 1\text{MHz} \Rightarrow f_{\text{osc}} = \frac{0.95}{C.(R+30) + 3.10^{-8}}$$

IDXP630PI entegresi 8 clock' luk ölü-zaman süresi oluşturmaktadır ($8 \times 1/f_{\text{osc}}$). Bu çalışmada, $R=4.75\text{k}\Omega$ ve $C=0.1\text{nF}$ değerleri kullanılarak yaklaşık $4\mu\text{s}$ 'lik bir ölü zaman süresi elde edilmiştir [30]. Ölü zaman entegresine giren bir anahtarlama sinyali ve elde edilen çıkış sinyalinin değişiminin osiloskoptan alınan görüntüsü Şekil 5.7' de verilmiştir.

Optik izolatörün ve ölü zaman devresinin bir kanalına ait blok diyagramı Şekil 5.6' da gösterilmektedir.



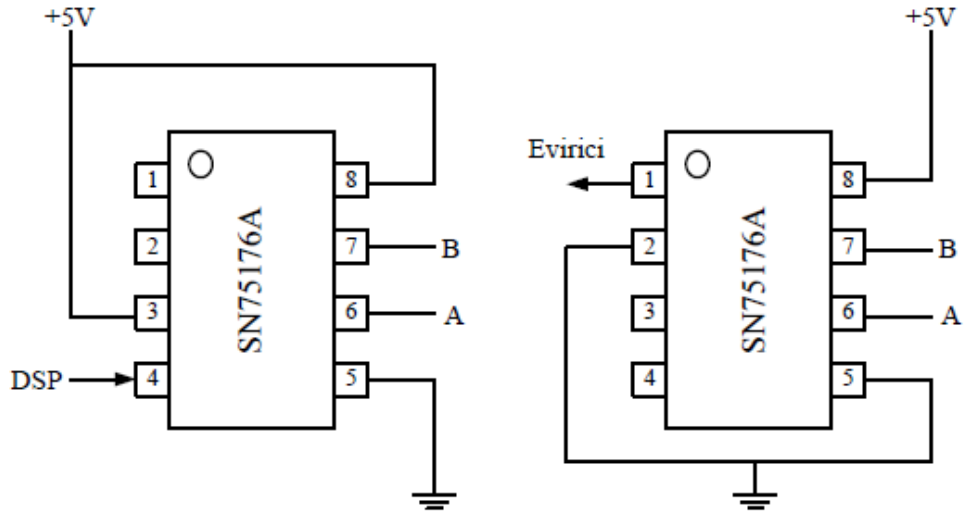
Şekil 5.6 İzolasyon ve ölü zaman devresinin konfigürasyonu [34]



Şekil 5.7 Ölü zaman entegresinin giriş-çıkış işaretlerinin değişimi

5.7. Veri İletim Devresi

DSP' den evirici modülüne gelen DGM sinyallerini taşıyan iletkenlerin çok kısa olması gerektiğinden, uygulamada veri transfer devresi kullanılmıştır. Veri iletimi devrede gönderici ve alıcı olarak iki şekilde de kullanılan SN75176A entegresi ile sağlanmıştır. Gönderici devre, sinyalin kendisi ve tersini birlikte alıcı devreye gönderir. Alıcı devre gelen iki sinyalin farkına göre verinin 1 veya 0 olduğuna karar vererek çıkışa gönderilen bilgiyi iletir. Böylelikle güvenli bir veri transferi yapılmış olur [30]. Şekil 5.8' de SN75176A entegresinin gönderici ve alıcı bağlantısı verilmiştir. Ayrıca SN75176A entegresinin teknik özellikleri Ek-5' da verilmiştir.

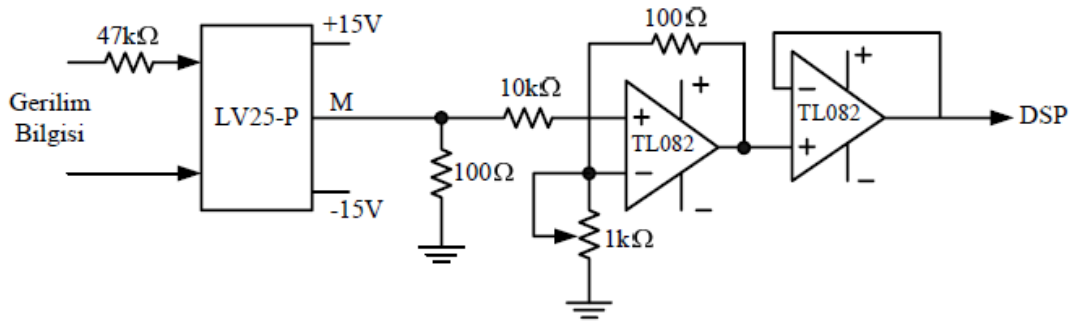


Şekil 5.8 Gönderici ve alıcı devre bağlantısı [36]

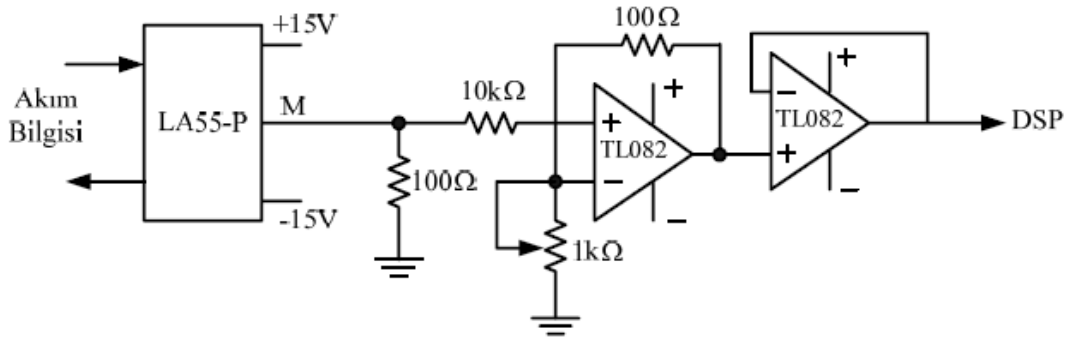
5.8. Akım ve Gerilim Algılayıcılar

Uygulama devresinde SMSM' un kontrolünü gerçekleştirebilmek için motorun faz akımlarının ve/veya faz gerilimlerinin doğru bir şekilde ölçülmesi gerekir. Motor akımları ve gerilimleri, akım ve gerilim algılayıcıları tarafından ölçülerek denetleyici kartın ADC modülüne aktarılır. Akım ve gerilim algılayıcıları

olarak LEM firması tarafından üretilen LA55-P ve LV25-P modelleri kullanılmıştır. Akım algılayıcısının ölçme aralığı 0-50A, gerilim algılayıcısının ölçme aralığı ise 0-500V' tur. Uygulama setinde kullanılan bu algılayıcılara ilişkin devre şemaları Şekil 5.9 ve Şekil 5.10' da verilmiştir. Ayrıca LA55-P ve LV25-P entegrelerinin teknik özellikleri Ek-6 ve 7' de verilmiştir.



Şekil 5.9 Gerilim algılayıcı devrenin konfigürasyonu [34]



Şekil 5.10 Akım algılayıcı devrenin konfigürasyonu [34]

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada sürekli mıknatıslı senkron motora (SMSM) doğrudan moment kontrolünün (DTC) uygulanması araştırılmıştır. Senkron makinalardaki alan sargılarında oluşan uyarma sabit mıknatıslar ile elde edilebilir. Senkron motorun rotorunda bulunan doğru akım uyarım sargısı sürekli mıknatısla yer değiştirilerek rotorda meydana gelen manyetik akı mıknatıs tarafından sağlanırsa sürekli mıknatıslı senkron motor (SMSM) elde edilmiş olur. Elektriksel uyarım yerine sabit mıknatıs kullanımında göze çarpan en büyük değişim bakır kayıplarının yok edilmesidir. Sabit mıknatıslar ile oluşturulan makinalar diğerlerine göre daha basit yapıdadırlar, aynı işlem için kullanılan diğer motorlardan daha hafif ve küçüktürler. Ayrıca kayıpları daha az ve verimleri daha yüksektir. Bu özelliklerinden dolayı SMSM'ler yenilenebilir enerji kaynakları uygulamaları gibi enerji verimliğinin oldukça önemli olduğu alanlarda sıklıkla kullanılmaktadır. Bu makinaların dezavantajları kullanılan sabit mıknatıs malzemelerinin pahalı olması ve yine bu malzemelerin manyetik karakteristiklerinin zamanla değişiyor olmasıdır. Bir motorda sürekli mıknatıs kullanımının gerekliliği motor performansı, ağırlık, boyut, verim ve üretimdeki ekonomik etkenlerin değerlendirilmesi ile ortaya çıkar. Çeşitli manyetik malzemelerin işlenebilirlik ve tolerans gibi özellikleri de üretim maliyetini etkilemektedir [12].

Günümüzde içinde bulunduğumuz enerji krizinden çıkmak için yapılabileceklerin başında enerjinin verimli kullanılması gelmektedir. Enerjinin en yoğun kullanıldığı elektrik motorlarında sürücü kullanımı ile enerjinin boşa harcanmasının önüne geçmek mümkündür.

Doğrudan moment kontrolü (DTC) teorisinin ilk yayınlanması, 1971 yılı öncesine Alman mühendis Blaschke'e kadar uzanır. Doğrudan moment kontrollü sürücü, AC, DC veya servo sürücü gibi çalışabilme yeteneğine sahip olan ilk universal sürücüdür ve 1995 yılının sonlarına doğru üretilmiştir. DTC' li sürücüde, elde edilen gerilim ve akım cevap verme süreleri tamamen motor tarafından belirlenir ve inverter artık bir kısıtlayıcı faktör olmaktan çıkar [41]. DTC' de, akı ve momentin her ikisi de histerezis denetleyici ile kontrol edilir ve PWM modülatörü ile ilgili gecikmeler ortadan kalkar. PWM modülatörü yerine optimum anahtarlama mantığı kullanılır. Böylece, DC sürücünün sahip olduğu moment kontrol ve doğrudan akı kontrolü ile hızlı cevap verme gibi özellikler elde edilir. DTC yöntemi ile DC sürücü ve akı vektör kontrolü ile elde edileden daha iyi moment cevabı elde edilir. Orta seviyeli hız doğruluğu (%0,1 - %10) için hız algılayıcı ihtiyacı ortadan kalkar. Değişken hızlı sürücü uygulamalarının çoğunda moment kontrolü gerekli olup hız kontrolü gerekmez. Hassas hız kontrolü gerektirmeyen dizel elektrikli lokomotifler ve elektrikli otomobil gibi taşıma uygulamalarında, elektromanyetik moment doğrudan kontrol edilir ve hız kontrolü kullanılmaz. Doğrudan moment kontrolü yöntemi, özellikle bu uygulamalar için idealdir.

Yapılan benzetim çalışmalarının sonucunda motorun akı ve moment değerlerinin, belirlenen histerezis bant aralığının dışına çıkmadan referans değerlerini oldukça yüksek bir doğrulukla takip ettiği görülmüştür. Ayrıca motorun ani değişimlere, faz akımlarında izin verilen sınırların dışında salınımlar meydana getirmeden, oldukça yüksek bir hızda cevap verdiği belirlenmiştir. Öte yandan yöntemin uygulanmasında anahtarlama frekansının değişken olduğu görülmüştür.

Pratik uygulamalarda bu durumun kötü etkilerinden korunmak için anahtarlama frekansı yeterince yüksek olan inverter kullanılması gerekmektedir.

Bu çalışmada ayrıca, SMSM'nin ve diğer türdeki üç fazlı AC motorların her türlü kontrol yönteminin uygulanabileceği DSP tabanlı bir sürücü düzeneği gerçekleştirilmiştir. Sürücü düzeneğinde yüksek hızlı işlem yapabilme yeteneği nedeniyle DSP kullanılmıştır. Üç fazlı AC motor kontrolü için gerçekleştirilen bu sürücü sisteminde akım ve gerilim algılayıcı devrenin çıkışından elde edilen analog gerilim, akım bilgileri DSP kartının ADC girişleri ile bilgisayar ortamına alınabilmekte ve kurulan kontrol modeline bulunan akım geri beslemesi bu sayede elde edilebilmektedir. Düzeneğin sağlıklı çalışmasının test edilebilmesi amacıyla motor ve encoder bağlanmadan bölüm 4'te tasarlanan model sisteme uygulanmıştır. Sistemde motor ve encoder bağlı olmadığından geri besleme işaretleri oluşturulan SMSM motorun benzetim modelinden alınmıştır. Bu şekilde bir yöntem izlenerek DTC bloğundan üretilen anahtarlama sinyallerinin karakteristiklerinin incelenmesi ve üretilen sinyallerin IPM modülüne kadar sağlıklı bir şekilde iletilebildiğinin görülmesi amaçlanmıştır. Test sürecinde elde edilen verilerden sistemin düzgün bir şekilde çalıştığı görülmüştür.

Sürekli mıknatıslı senkron motor ve encoderin henüz temin edilememiş olmasından dolayı tez konusu olan DTC kontrol yönteminin deneysel çalışması gerçekleştirilememiştir. İleriki çalışmalarda öncelikle anlatılan kontrol yöntemine ilişkin deneysel sonuçlarının alınması hedeflenmiştir. Bu sonuçların elde edilmesinin ardından DSP tabanlı sensörsüz akıllı kontrol yöntemleri üzerinde çalışmalar da mevcut düzeneğe ile yapılabilecektir.

KAYNAKLAR

1. T. Sebastian, G. Slemon, and M. Rahman, 1986, "Modelling of permanent magnet synchronous motors," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 1069-1071,.
2. T. M. Jahns, G. B.Kliman, and T. W. Neumann, "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives," *Industrial Applications, IEEE Transactions on*, vol. IA-22, pp. 738-746, 1986.
3. P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling of permanent magnet motor drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 35, pp. 537-541, 1988.
4. P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, simulation, and analysis of permanent magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 265-273, 1989.
5. S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda, and T. Hirasu, "Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 511-517, 1994.
6. A. H. Wijenayake and P. B. Schmidt, "Modeling and analysis of permanent magnet synchronous motor by taking saturation and core loss into account," 1997.
7. K. Jang-Mok and S. Seung-Ki, "Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 33, pp. 43-48, 1997.
8. B. K. Bose, *Modern power electronics and AC drives*: Prentice Hall, 2002.
9. B. Cui, J. Zhou, and Z. Ren, "Modeling and simulation of permanent magnet synchronous motor drives," 2001.

10. C. Mademlis and N. Margaris, "Loss minimization in vector-controlled interior permanent-magnet synchronous motor drives," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 1344-1347, 2002.
11. R. E. Araujo, A. V. Leite, and D. S. Freitas, "The Vector Control Signal Processing blockset for use with Matlab and Simulink," 1997.
12. C.-m. Ong, *Dynamic Simulation of Electric Machinery using Matlab/Simulink*: Prentice Hall, 1998.
13. Luukko, J., 2000, Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machines- Analysis and Implementation, PhD Thesis, Lappeenranta University of Technology, Finland.
14. Gümüş, B., 2004, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Bulanık Mantık Gözlemleyicisi Kullanarak Vektör Kontrolü, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
15. Altungüneş, M.C., 1999, A Modified Driver For Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Motors, Orta Doğu Teknik Üniversitesi.
16. Bouchiker, S., Capolino, G.A. and Poloujadoff, M., 1998, Vector Control Of A Permanent-Magnet Synchronous Motor Using AC-AC Matrix, *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol: 13 No: 6, November, pp: 1089-1099.
17. Haylock, J.A., Barrie, C. and Jack, A.G., 1999, Enhanced Current Control Of High-Speed PM Machine Drives Through The Use Of Flux Controllers, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol: 35 No: 5, Sep/Oct, pp: 1030-8.
18. Chapman, P.L., Sudhoff, S.D. and Whitcomb, C.A., 1999, Optimal Current Control Strategies For Surface- Mounted Permanent-Magnet Synchronous

- Machine Drive, IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol: 14 No: 4, December, pp: 1043-50.
19. Sudhoff, S.D., Corzine, K.A. and Hegner, H.J., 1995, A Flux-Weaking Strategy For Current-Regulated Surface-Mounted Permanent- Magnet Machine Drives, IEEE Transactions On Energy Conversion, Vol: 10, September, pp:413-7.
 20. Harnefors, L. and Nee, H.P., 1998, Model-Based Current Control Of AC Machines Using Industrial Model Control Method, IEEE Transactions On Industry Applications, Vol: 34, Jan/Feb, pp: 133-41.
 21. Slemon, G.R., 1994, Electrical Machines For Variable-Frequency Drives, Proceedings Of The IEEE, Vol: 82, Conference Proceeding, August, pp: 1123.
 22. Faiz, J., Mohseni-Zonoozi, S.H., 2003, A Novel Technique for Estimation and Control of Stator Flux of a Salient-Pole PMSM in DTC Method Based on MTPF, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol: 50 No: 2, April, pp: 262-10.
 23. Grenier D., L.-A. Dessaint, O. Akhrif, Y. Bonnassieux, and B. LePioufle, 1997, Experimental Nonlinear Torque Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Using Saliency, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, No. 5, October, pp. 680-687.
 24. Sünter S. Altun H, 2004, Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Fed by a Direct AC-AC Converter, Electrical Engineering, Springer Verlag, Issue: online first
 25. Ocen D. Direct Torque Control Of A Permanent Magnet Synchronous Motor, Master Degree Project, Stockholm, Sweden, 2005

26. Öztürk S. B., Modelling Simulation and Analysis of Low-Cost Direct Torque Control of PMSM Using Hall-Effect Sensors, Master Thesis, Office of Graduate Studies of Texas A&M University, December 2005
27. Özçira S., Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrol Yöntemleri ve Endüstriyel Uygulamaları, Yüksek Lisans Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2007
28. Dalib S. B., The Simulation Of The Direct Torque Control Of Permanent Magnet Synchronous Motor, Master Thesis, Malasian Technical University, 2007
29. Singh Bhim, Singh B. P., Dwivedi S., DSP Based Implementation of Direct Torque Control Scheme For Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, IE(L) Journal-EL, Vol 88, Page 35-44, September 2007
30. Ünal S., Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlarda Yapay Sinir Ağları Kullanarak Algılayıcısız Konum Tahmini, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2009
31. Yaman ,K., 1999, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Tasarımı ve Analizi, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
32. Öksüztepe, E., 2008, Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Algılayıcısız Kontrolü, Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
33. Sezgin,A., 1993, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor Benzetimi, Doktora Tezi, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
34. Uddin, M.N., 2000, Intelligent Control of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, PhD Thesis, Faculty of Engineering and Applied Science Memorial University of Newfoundland.

35. Chau, K.T., (1991), "Computer-Aided Design of a Permanent Magnet Motor Electric Machines and Power Systems", 501-511.
36. Demirbaş, Ş., 2001, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Konum Algılayıcısız Denetimi, Doktora Tezi, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.
37. Batzel, T.D., 1999, Sensorless Electric Drive for Permanent Magnet Synchronous Motors, The Pennsylvania State University, Applied Research Laboratory, 67p.
38. Balazovic, P., (2003), "3-Phase PM Synchronous Motor Torque Vector Control", Motorola, DRM018, Motorola Czech System Laboratories Roznov pod Radhostem, Czech Republic.
39. Texas Instruments, (1998), "Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors", Texas Instruments Application Note Literature Number: 073.
40. Ohm, D.Y., (1997), "Dynamic Model of PM Synchronous Motors", Drivetech, Inc., Blacksburg, Virginia.
41. Vas P., (1992), "Vector Control of AC Machines" , OxfordUniversity Press, New York.
42. Almeida, A., Ferreira, F. ve Fonseca, P., (2000), "VSDs for Electric Motor Systems", ISR University of Coimbra.
43. Rahman, M. F., Zhong, L., ve Haque, E., (1999), " Selection of Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor", School of Electrical Engineering and Telecommunications, The University of New South Wales, Sydney, NSW 2052 Australia.
44. Vas, P., (1998), "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford University Press, New York.

45. Luukko, J., Pyrhönen, J., (1998), "Selection of the Flux Linkage Reference in a Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE, in Proc. AMC'98-COIMBRA, 198-203.
46. 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, 528-536.
47. 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, 637-642.
48. Dan, S., Weizhong, F. ve Yikang, H., (1998), "Study on the Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE, Zhejiang University, 571-574.
49. Dan, S., Zhu, J. G. ve He, Y. K., (2003), "A Space Vector Modulation Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Systems", IEEE, Power Electronics and Drive Systems, 692-697.
50. İnternet, IEA-Lund University, <http://www.iea.lth.se/kel/>, 2010

ÖZGEÇMİŞ

Hüseyin ERDOĞAN

erdogan@dicle.edu.tr

Mobil: 0532 631 28 85

Kişisel :

Doğum Yeri/ Tarihi: Diyarbakır/ 22.07.1983

Medeni Hali: Bekâr

Eğitim :

1998- 2002 Diyarbakır Anadolu Lisesi

2003-2007 Dicle Üniversitesi Mühendislik Mimarlık
Fakültesi Elektrik- Elektronik Mühendisliği
Bölümü

2007-2010 Dicle Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü

İş :

2007-... Dicle Üniversitesi Mühendislik Mimarlık
Fakültesi Elektrik- Elektronik Mühendisliği
Bölümü - Araştırma Görevlisi

Dil :

İngilizce

Bilgisayar :

C Programlama Dili

Asembly Programlama Dili

Microsoft Office

Autocad

Matlab

EKLER

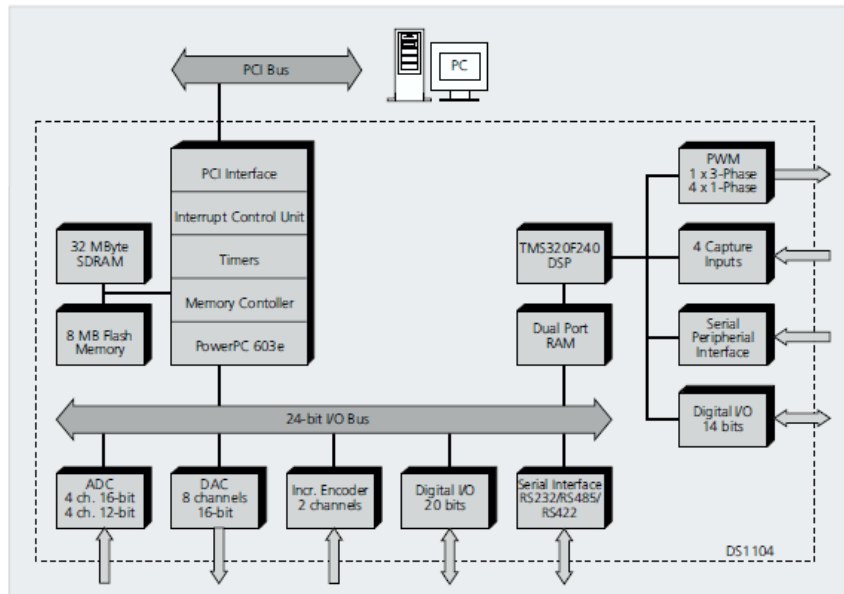
EK-1 dSPACE DS1104 R&D Controller Board denetleyici kartın özellikleri, mimari yapısı ve blok kütüphaneleri

EK-1.1 DS1104 denetleyici kartın özellikleri

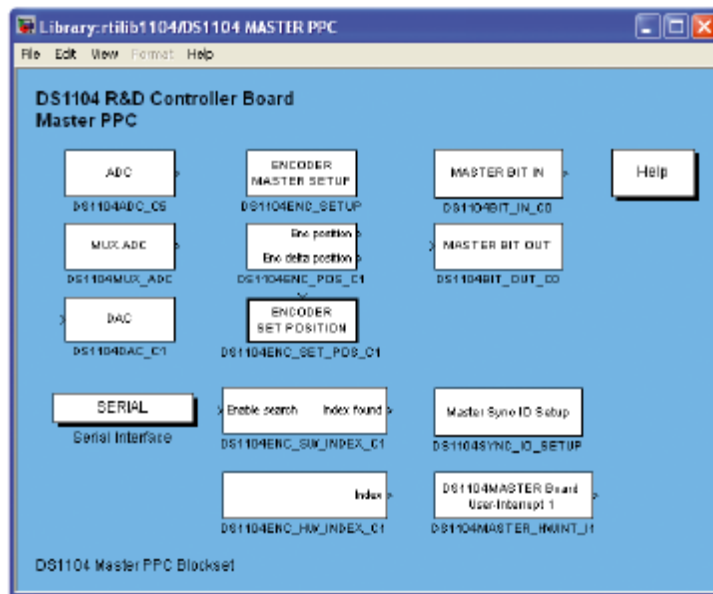
Main Processor	<ul style="list-style-type: none">■ MPC8240, PowerPC 603e core, 250 MHz■ 32 kByte internal cache
Timers	<ul style="list-style-type: none">■ 1 sample rate timer, 32-bit downcounter■ 4 general purpose timers, 32 bit■ 64-bit timebase for time measurement
Memory	<ul style="list-style-type: none">■ 32 MByte synchronous DRAM (SDRAM)■ 8 MByte boot flash for applications
Interrupt Control Unit	<ul style="list-style-type: none">■ Interrupts by timers, serial interface, slave DSP, incremental encoders, ADC, host PC and 4 external inputs■ PWM synchronous interrupts
Analog Input	<ul style="list-style-type: none">■ 4 ADC inputs, 16 bit, multiplexed■ ± 10 V input voltage range■ 2 μs sampling time *)■ > 80 dB signal-to-noise ratio■ 4 ADC channels, 12 bit■ ± 10 V input voltage range■ 800 ns sampling time *)■ > 65 dB signal-to-noise ratio
Analog Output	<ul style="list-style-type: none">■ 8 channels, 16 bit, 10 μs max. settling time■ ± 10 V output voltage range
Incremental Encoder Interface	<ul style="list-style-type: none">■ Two digital inputs, TTL or RS422■ 24-bit digital incremental encoders■ Max. 1.65 MHz input frequency, i.e. fourfold pulse counts up to 6.6 MHz■ 5 V / 0.5 A sensor supply voltage
Digital I/O	<ul style="list-style-type: none">■ 20-bit digital I/O (bit-selectable direction)■ ± 5 mA output current
Serial Interface	<ul style="list-style-type: none">■ Serial UART (RS232, RS485 and RS422)

- Slave DSP Subsystem**
- Texas Instruments' DSP TMS320F240
 - 4 kWord of dual-port RAM
 - Three-phase PWM outputs plus 4 single PWM outputs
 - 14 bits of digital I/O (TTL)
- Physical Characteristics**
- Power supply 5 V, 2.5 A / -12 V, 0.2 A / 12 V, 0.3 A
 - Requires one 32-bit PCI slot

EK-1.2 DS1104' ün mimarisi ve fonksiyonel birimleri



EK-1.3 DS1104' ün Master PPC' si için RTI blokları



EK-2 PS11035 evirici modülün teknik özellikleri

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <Application Specific Intelligent Power Module>

PS11035

FLAT-BASE TYPE
INSULATED TYPE

PS11035



INTEGRATED FUNCTIONS AND FEATURES

- Converter bridge for 3 phase AC-to-DC power conversion.
- 3 phase IGBT inverter bridge configured by the latest 3rd generation IGBT and diode technology.
- Inverter output current capability I_O (Note 1):

Type Name	Motor Rating	I_O (100%)	I_O (150%; 30sec)
PS11035	1.5 kW/200V AC	7.0Arms	10.5Arms

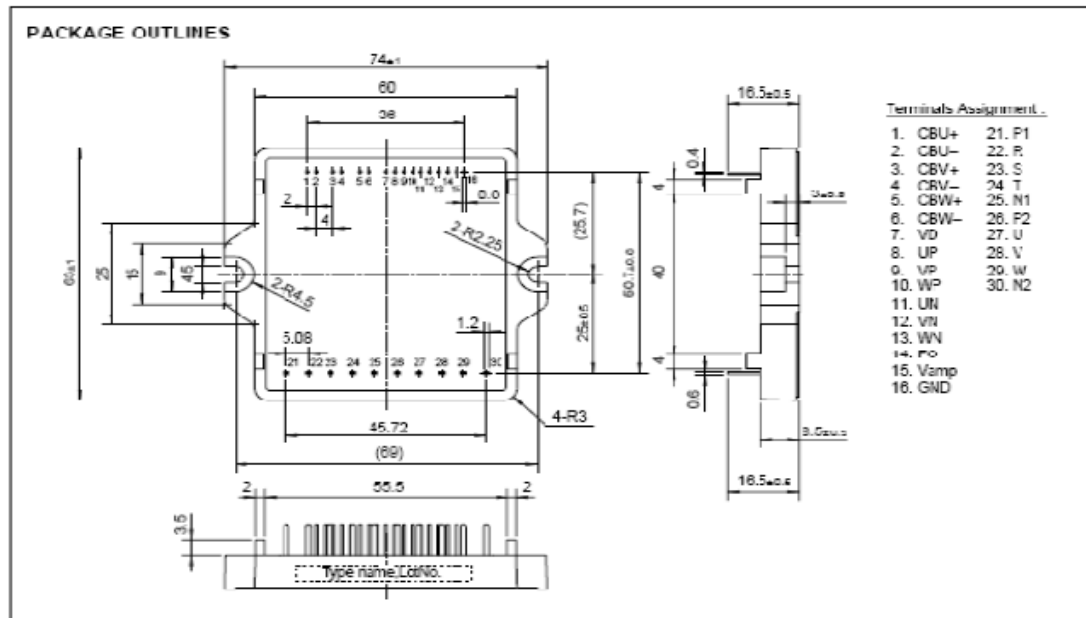
(Note 1) : The inverter output current is assumed to be sinusoidal and the peak current value of each of the above loading cases is defined as : $I_{OP} = I_O \times \sqrt{2}$, $T_c < 100^\circ\text{C}$

INTEGRATED DRIVE, PROTECTION AND SYSTEM CONTROL FUNCTIONS:

- P-Side IGBTs : Drive circuit, high-level-shift circuit, bootstrap circuit supply scheme for Single Control-Power-Source drive, and under-voltage (UV) protection.
- N-Side IGBTs : Drive circuit, DC-Link current sense and amplifier circuits for overcurrent protection, control-supply under-voltage protection (UV), and fault output (FO) signaling circuit.
- Fault Output : N-side IGBT short circuit (SC), over-current (OC), and control supply under-voltage (UV)
- Inverter Analog Current Sense : N-Side IGBT DC-Link Current Sense.
- Input Interface : 5V CMOS/TTL compatible, Schmitt Trigger input, and Arm-Shoot-Through interlock protective function.

APPLICATION

Acoustic noise-less 1.5kW/200V AC Class 3 phase inverters, motor control applications, and motors with built-in small size inverter package



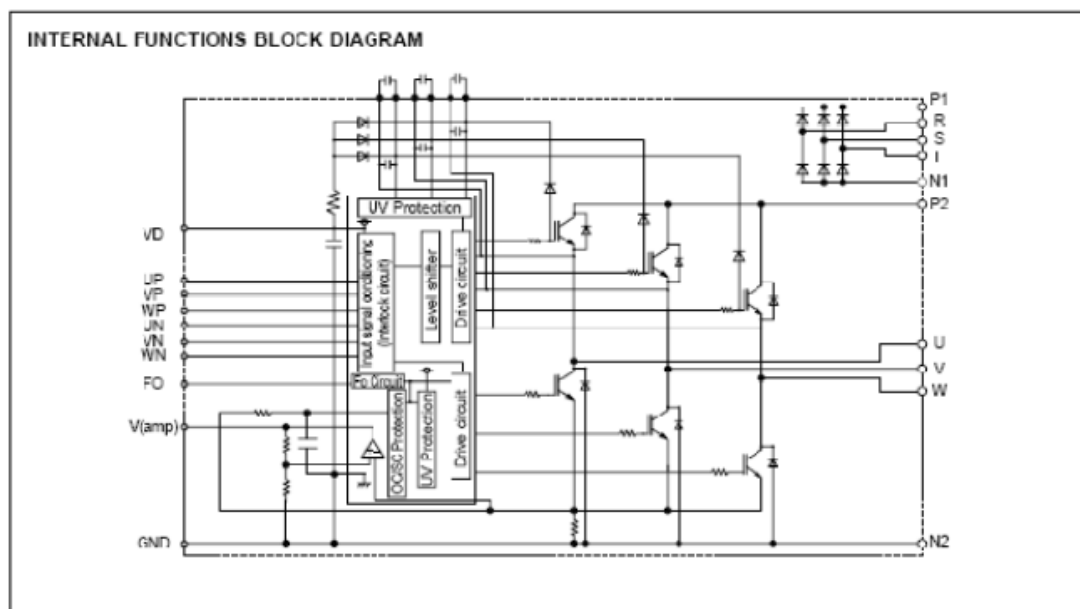
(Fig. 1)

Jan. 2000



PS11035

FLAT-BASE TYPE
INSULATED TYPE



(Fig. 2)

MAXIMUM RATINGS (Tj = 25°C)

INVERTER PART

Symbol	Item	Condition	Rating	Unit
VCC	Supply voltage	Applied between P2-N2	450	V
VCC(surge)	Supply voltage (surge)	Applied between P2-N2, Surge-value	500	V
VP or VN	Each output IGBT collector-emitter static voltage	Applied between P2-U,V,W, U,V,W-N2	600	V
VP(S) or VN(S)	Each output IGBT collector-emitter switching voltage	Applied between P2-U,V,W, U,V,W-N2	600	V
±Ic(±Icp)	Each output IGBT collector current	Tc = 25°C, "()" means Ic peak value	±20 (±40)	A

CONVERTER PART

Symbol	Item	Condition	Rating	Unit
VRRM	Repetitive peak reverse voltage		800	V
Ea	Recommended AC input voltage		220	Vrms
IO	DC output current	3φ rectifying circuit	20	A
IFSM	Surge (non-repetitive) forward current	1 cycle at 60Hz, peak value non-repetitive	198	A
I ² t	I ² t for fusing	Value for one cycle of surge current	165	A ² s

CONTROL PART

Symbol	Item	Rating	Unit
Vd, Vdd	Supply voltage	-0.5 ~ 20	V
Vcin	Input signal voltage	-0.5 ~ +7.5	V
Vfo	Fault output supply voltage	-0.5 ~ +7.5	V
Ifo	Fault output current	15	mA
Iamp	DC-Link IGBT current signal Amp output current	1	mA



EK-3 ICPL2631 yüksek hızlı optik izolatörün teknik özellikleri

ICPL2631
ICPL2630



DUAL CHANNEL, HIGH CMR, VERY HIGH SPEED OPTICALLY COUPLED ISOLATOR LOGIC GATE OUTPUT

APPROVALS

- UL recognised, File No. E91231

DESCRIPTION

The ICPL2630 / ICPL2631 are dual channel optocouplers consisting of GaAsP light emitting diodes and high gain integrated photo detectors to provide 3500Volts_{RMS} electrical isolation between input and output. The output of the detector I.C.'s are open collector Schottky clamped transistors. The ICPL2631 has an internal shield which provides a guaranteed common mode transient immunity specification of 1000V/ μ s minimum. This unique design provides maximum ac and dc circuit isolation while achieving TTL compatibility. The coupled parameters are guaranteed over the temperature range of 0°C to 70°C, such that a maximum input signal of 5mA will provide a minimum output sink current of 13mA (equivalent to fan-out of eight gates)

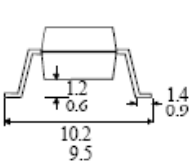
FEATURES

- High speed - 10MBit/s
- High Common Mode Transient Immunity 10kV/ μ s typical
- Logic gate output
- ICPL2631 has improved noise shield for superior common mode rejection
- Options :-
10mm lead spread - add G after part no.
Surface mount - add SM after part no.
Tape&reel - add SMT&R after part no.

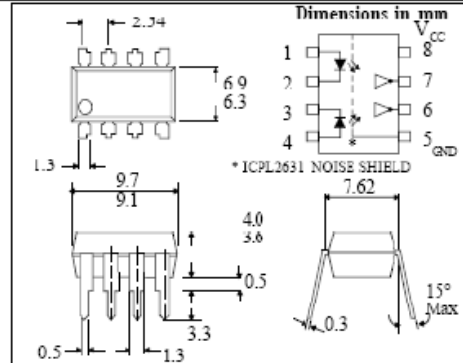
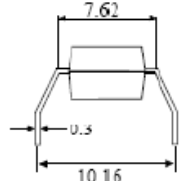
APPLICATIONS

- Line receiver, data transmission
- Computer-peripheral interface
- Data multiplexing
- Pulse transformer replacement

OPTION SM SURFACEMOUNT



OPTION G



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (25°C unless otherwise specified)

Storage Temperature _____ -55°C to + 125°C
Operating Temperature _____ 0°C to + 70°C
Lead Soldering Temperature
(1/16 inch (1.6mm) from case for 10 secs) 260°C

INPUT DIODE

Average Forward Current _____ 15mA
(note 5)
Peak Forward Current _____ 30mA
(less than 1µsec duration)(note 5)
Reverse Voltage _____ 5V
(note 5)

DETECTOR

Supply Voltage (V_{CC}) _____ 7V
(1 minute maximum)
Output Current (I_O) _____ 16mA
(note 5)
Output Voltage (V_O) _____ 7V
(note 5)
Collector Output Power Dissipation 60mW

ISOCOM COMPONENTS LTD
Unit 25B, Park View Road West,
Park View Industrial Estate, Brenda Road
Hartlepool, Cleveland, TS25 1YD
Tel: (01429) 863609 Fax: (01429) 863581

ISOCOM INC
1024 S. Greenville Ave, Suite 240,
Allen, TX 75002 USA
Tel: (214) 495-0755 Fax: (214) 495-0901
e-mail: info@isocom.com
http://www.isocom.com

EK-4 IXDP630PI sayısal ölü zaman entegresinin teknik özellikleri



Inverter Interface and Digital Deadtime Generator for 3-Phase PWM Controls

Type	Package	Configuration	Temp. Range
IXDP630 PI	18-Pin Plastic DIP	RC Oscillator	-40°C to +85°C
IXDP631 PI	16-Pin Plastic DIP	Crystal Oscillator	-40°C to +85°C

This 5 V HCMOS integrated circuit is intended primarily for application in three-phase, sinusoidally commutated brushless motor, induction motor, AC servomotor or UPS PWM modulator control systems. It injects the required deadtime to convert a single phase leg PWM command into the two separate logic signals required to drive the upper and lower semiconductor switches in a PWM inverter. It also provides facilities for output disable and fast overcurrent and fault condition shutdown.

In the IXDP630, deadtime programming is achieved by an internal RC oscillator. In the IXDP631, programming is achieved by use of a crystal oscillator. An alternative for both the IXDP630/631 is with an external clock signal. Because of its flexibility, the IXDP630/631 is easily utilized in a variety of brushed DC, trapezoidally commutated brushless DC, hybrid and variable reluctance step and other more exotic PWM motor drive power and control circuit designs.

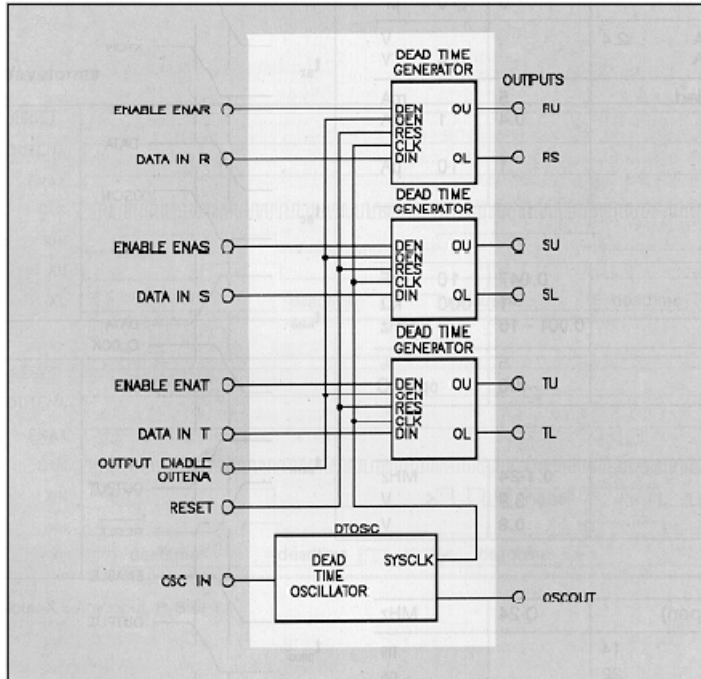
Features

- 5 V HCMOS logic implementation maintains low power at high speed
- Schmitt trigger inputs and CMOS logic levels improve noise immunity
- Simultaneously injects equal deadtime in up to three output phases
- Replaces 10-12 standard SSI/MSI logic devices
- Allows a wide range of PWM modulation strategies
- Directly drives high speed optocouplers

Applications

- 1- and 3- Phase Motion Controls
- 1- and 3- Phase UPS Systems
- General Power Conversion Circuits
- Pulse Timing and Waveform Generation
- General Purpose Delay and Filter
- General Purpose Three Channel "One Shot"

Block Diagram IXDP 630/IXDP 631



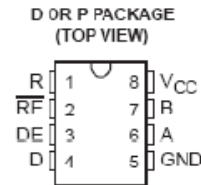
IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions.

EK-5 SN75176A differential bus transceiver' in teknik özellikleri

SN75176A DIFFERENTIAL BUS TRANSCEIVER

SLLS100A – JUNE 1984 – REVISED MAY 1995

- Bidirectional Transceiver
- Meets or Exceeds the Requirements of ANSI Standards EIA/TIA-422-B and ITU Recommendation V.11
- Designed for Multipoint Transmission on Long Bus Lines in Noisy Environments
- 3-State Driver and Receiver Outputs
- Individual Driver and Receiver Enables
- Wide Positive and Negative Input/Output Bus Voltage Ranges
- Driver Output Capability . . . ± 60 mA Max
- Thermal-Shutdown Protection
- Driver Positive- and Negative-Current Limiting
- Receiver Input Impedance . . . 12 k Ω Min
- Receiver Input Sensitivity . . . ± 200 mV
- Receiver Input Hysteresis . . . 50 mV Typ
- Operates From Single 5-V Supply
- Low Power Requirements



description

The SN75176A differential bus transceiver is a monolithic integrated circuit designed for bidirectional data communication on multipoint bus-transmission lines. It is designed for balanced transmission lines and meets ANSI Standard EIA/TIA-422-B and ITU Recommendation V.11.

The SN75176A combines a 3-state differential line driver and a differential input line receiver, both of which operate from a single 5-V power supply. The driver and receiver have active-high and active-low enables, respectively, that can be externally connected together to function as a direction control. The driver differential outputs and the receiver differential inputs are connected internally to form differential input/output (I/O) bus ports that are designed to offer minimum loading to the bus whenever the driver is disabled or $V_{CC} = 0$. These ports feature wide positive and negative common-mode voltage ranges making the device suitable for party-line applications.

The driver is designed to handle loads up to 60 mA of sink or source current. The driver features positive- and negative-current limiting and thermal shutdown for protection from line fault conditions. Thermal shutdown is designed to occur at a junction temperature of approximately 150°C. The receiver features a minimum input impedance of 12 k Ω , an input sensitivity of ± 200 mV, and a typical input hysteresis of 50 mV.

The SN75176A can be used in transmission-line applications employing the SN75172 and SN75174 quadruple differential line drivers and SN75173 and SN75175 quadruple differential line receivers.

The SN75176A is characterized for operation from 0°C to 70°C.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA Information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1995, Texas Instruments Incorporated

1

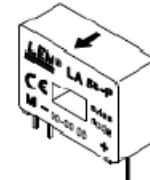
EK-6 LA 55-P akım algılayıcısının teknik özellikleri



Current Transducer LA 55-P

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).

$$I_{PN} = 50 \text{ A}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	50	A			
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 70	A			
R_M	Measuring resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	$T_A = 85^\circ\text{C}$			
		R_{Mmin} R_{Mmax}	R_{Mmin} R_{Mmax}			
		with ± 12 V	@ ± 50 A _{max}	10 100	60 95	Ω
		with ± 15 V	@ ± 70 A _{max}	10 50	60 ¹⁾ 60 ¹⁾	Ω
	@ ± 50 A _{max}	50 160	135 155	Ω		
	@ ± 70 A _{max}	50 90	135 ²⁾ 135 ²⁾	Ω		
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	50	mA			
K_N	Conversion ratio	1 : 1000				
V_C	Supply voltage (± 5 %)	± 12 .. 15	V			
I_C	Current consumption	10 (@ ± 15 V) + I_b	mA			
V_o	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50 Hz, 1 mn	2.5	kV			

Features

- Closed loop (compensated) current transducer using the Hall effect
- Printed circuit board mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ ± 15 V (± 5 %)	± 0.65	%	
		@ ± 12 .. 15 V (± 5 %)	± 0.90	%	
ϵ_L	Linearity		< 0.15	%	
I_o	Offset current @ $I_p = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	Max	mA	
$I_{o,rel}$	Residual current ³⁾ @ $I_p = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$		± 0.2	mA	
I_{oT}	Thermal drift of I_o	0°C .. + 70°C	± 0.1	± 0.5	mA
		- 25°C .. + 85°C	± 0.1	± 0.6	mA
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of I_{Pmax}		< 500	ns	
t_r	Response time @ 90 % of I_{Pmax}		< 1	µs	
di/dt	di/dt accurately followed		> 200	A/µs	
f	Frequency bandwidth (- 1 dB)	DC ..	200	kHz	

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

General data

T_A	Ambient operating temperature	- 25 .. + 85	°C	
T_S	Ambient storage temperature	- 40 .. + 90	°C	
R_s	Secondary coil resistance @	$T_A = 70^\circ\text{C}$	80	Ω
		$T_A = 85^\circ\text{C}$	85	Ω
m	Mass Standards ⁴⁾	18	g	
		EN 50178		

Notes : ¹⁾ Measuring range limited to ± 60 A_{max}
²⁾ Measuring range limited to ± 55 A_{max}
³⁾ Result of the coercive field of the magnetic circuit
⁴⁾ A list of corresponding tests is available

980706/8

EK-7 LV 25-P gerilim algılayıcısının teknik özellikleri

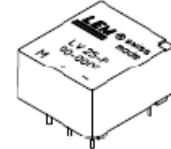


Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed...
with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage)
and the secondary circuit (electronic circuit).

$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	10	mA			
I_p	Primary current, measuring range	0 .. ± 14	mA			
R_{in}	Measuring resistance	with ± 12 V	@ ± 10 mA _{max}	30	190	Ω
			@ ± 14 mA _{max}	30	100	Ω
	with ± 15 V	@ ± 10 mA _{max}	100	350	Ω	
		@ ± 14 mA _{max}	100	190	Ω	
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA			
K_n	Conversion ratio	2500 : 1000				
V_c	Supply voltage (± 5 %)	± 12 .. 15	V			
I_c	Current consumption	10 (@ ± 15 V) + I_s	mA			
V_c	R.m.s. voltage for AC isolation test ¹⁾ , 50 Hz, 1 mn	2.5	kV			

Accuracy - Dynamic performance data

X_o	Overall Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ ± 12 .. 15 V	± 0.9	%	
		@ ± 15 V (± 5 %)	± 0.8	%	
ϵ_l	Linearity		< 0.2	%	
I_o	Offset current @ $I_p = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	typ	± 0.15	mA	
I_{OT}	Thermal drift of I_o	0°C .. + 25°C	± 0.06	± 0.25	mA
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.10	± 0.35	mA
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of V_{Pmax}		40	µs	

General data

T_A	Ambient operating temperature	0 .. + 70	°C
T_S	Ambient storage temperature	- 25 .. + 85	°C
R_p	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_s	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards ³⁾	EN 50178	

Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 04 V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_1 which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

Notes : ¹⁾ Between primary and secondary
²⁾ $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)
³⁾ A list of corresponding tests is available

981125/14

LEM Components

Topo Co., Ltd. Tel: (02) 8228-0658 Fax: (02) 8228-0659 <http://www.sensor.com.tw> e-mail: topo@ms1.hinet.net

www.lem.com