

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN KONTROL  
YÖNTEMLERİ ve ENDÜSTRİYEL UYGULAMALARI**

Elektrik Mühendisi SELİN ÖZÇİRA

**FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programında  
Hazırlanan**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Nur BEKİROĞLU**

**İSTANBUL, 2007**

# İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ .....	v
KISALTMA LİSTESİ .....	viii
ŞEKİL LİSTESİ .....	ix
ÇİZELGE LİSTESİ .....	xi
ÖNSÖZ.....	xii
ÖZET .....	xiii
ABSTRACT .....	xiv
1. GİRİŞ.....	1
2. SÜREKLİ MIKNATISLANMA VE MIKNATIS MALZEMELER.....	8
2.1 Miknatısların Manyetik Karakteristikleri .....	9
2.2 Miknatısların Miknatıslığı Yok etme Karakteristikleri ve Histeresiz Döngüleri ..	10
2.3 Sıcaklığın Miknatıslar Üzerindeki Etkileri .....	12
2.4 Miknatıs Malzemeler ve Özellikleri .....	13
2.5 Sürekli Miknatıs Türleri ve Özellikleri .....	14
2.5.1 Al-Ni-Co Miknatıslar .....	14
2.5.2 Ferrit Miknatıslar .....	15
2.5.3 Nadir Toprak Elementi Miknatıslar (REPM) .....	16
2.5.3.1 Neodiyum Demir Bor (Nd-Fe-B) Miknatıslar .....	17
2.5.3.2 Samaryum-Cobalt (SmCo) Miknatıslar .....	18
2.5.3.3 Diğer Nadir Toprak Elementi Miknatıslar (REPM) .....	18
2.5.4 Diğer Sürekli Miknatıs Malzemeler .....	19
3. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR.....	20
3.1 Giriş .....	20
3.2 Sabit Miknatıslı Senkron Motorların Sınıflandırılması .....	20
3.3 Sabit Miknatıslı Senkron Motor Tasarımları .....	21
3.3.1 Miknatısların Rotor Yüzeyine Yerleştirilmesi .....	22
3.3.2 Miknatısların Rotor İçine Yerleştirilmesi (Gömülü Miknatıslar).....	23
3.3.2.1 Radyal Yerleştirilmiş Gömülü Miknatıs Yapısı .....	24
3.3.2.2 Dairesel Yerleştirilmiş Gömülü Miknatıs Yapısı .....	25
3.4 Rotor Kısa Devre Çubukları .....	27
3.5 Sabit Miknatıslı Senkron Motorun Avantaj ve Dezavantajları .....	28
3.6 Sabit Miknatıslı Senkron Motorun Kullanım Alanları .....	29

4.	SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ .	30
4.1	Uzay Vektör Tanımı .....	30
4.2	Referans Düzlem Dönüşümleri .....	31
4.2.1	Clarke Dönüşümü $(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)$ .....	32
4.2.1.1	Ters Clarke Dönüşümü $(\alpha, \beta) \rightarrow (a, b, c)$ .....	33
4.2.2	Park Dönüşümü $(\alpha, \beta) \rightarrow (d, q)$ .....	33
4.2.2.1	Ters Park Dönüşümü $(d, q) \rightarrow (\alpha, \beta)$ .....	34
4.3	Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun abc Sistemindeki Matematiksel Modeli .....	35
4.3.1	Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun abc Sisteminde Gerilim Denklemleri .....	36
4.3.2	Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun abc Sisteminde Moment İfadesi .....	38
4.4	Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun qd0 Sistemindeki Matematiksel Modeli .....	39
4.4.1	Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun qd0 Eşdeğer Devresi ve Devre Denklemleri .	40
4.4.2	Stator Gerilimlerinin qd0 Eksenine Dönüştürülmesi.....	42
4.4.3	Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun qd0 Eşdeğer Devresine Göre Elektromanyetik Moment İfadesi.....	43
5.	SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN KONTROL YÖNTEMLERİ ...	45
5.1	Giriş .....	45
5.1.1	PWM İnverterler .....	45
5.1.2	Uzay Vektör PWM İnverterler .....	46
5.1.3	Akım Denetim Devresi .....	50
5.2	V/f Kontrol .....	51
5.3	PID Kontrol .....	52
5.4	Bulanık Mantık Kontrol.....	53
5.5	Yapay Sinir Ağlarıyla Kontrol .....	53
5.6	Vektör Kontrolü.....	54
5.6.1	Mıknatısları Rotorun Üzerinde Bulunan Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlarda Vektör Kontrolü .....	54
5.6.2	Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrolü.....	56
5.7	Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlarda Doğrudan Moment Kontrolü (DTC).....	59
5.7.1	Stator Akı Referans Sisteminde Motor Denklemleri.....	60
5.7.2	Düzenli Hava Aralığına Sahip SMSM .....	62
5.7.3	Çıkık Kutuplu SMSM.....	62
5.7.4	Stator Manyetik Akısının Kontrolü .....	63
5.7.4.1	Doğrudan Moment Kontrolünde Kullanılacak Gerilim Uzay Vektörünün Oluşturulması.....	63
5.7.4.2	Stator Manyetik Akı Dönüşünün Kontrolü .....	65
5.7.5	Rotor Açısının Hesabı .....	66
6.	SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORDA DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜNÜN MATLAB/SİMULİNK İLE SİMÜLASYONU.....	68
6.1	Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Simulink Modeli .....	68
6.2	Sabit Mıknatıslı Senkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolü .....	70
6.2.1	Simülasyonda Kullanılan Blokların Oluşturulması .....	71
6.2.2	Simülasyon Sonuçları .....	75
7.	SONUÇLAR.....	79

	Sayfa
KAYNAKLAR.....	82
EKLER.....	84
Ek 1 Simulink'te kullanılan matlab fonksiyonu .....	85
Ek 2 Grafiklerin elde edilmesi için gerekli olan Matlab komutları .....	87
ÖZGEÇMİŞ.....	88

## SİMGE 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
$i_0$	0 ekseni akımı
$i_a$	a ekseni akımı
$i_b$	b ekseni akımı
$i_c$	c ekseni 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 akımın $\alpha$ bileşeni
$i_{s\beta}$	sabit referans sisteminde akımın $\beta$ bileşeni
$i_{sd}$	d ekseni akımı
$i_{sq}$	q ekseni akımı
$i'_{sd}$	d ekseni referans akımı
$i'_{sq}$	q ekseni referans akımı
$i_{sy}$	stator akı referans sisteminde akımın x bileşeni
$i_{sx}$	stator akı referans sisteminde akımın y bileşeni
$J$	atalet momenti
$k$	transformasyon sabiti, $k=2/3$
$K^r_{dq}$	rotor dq sistemine dönüşüm matrisi
$L_a$	a ekseni endüktansı
$L_b$	b ekseni endüktansı
$L_c$	c ekseni endüktansı
$L_r$	rotor endüktansı
$L_M$	mıknatıslanma endüktansı
$L_{md}$	d ekseni mıknatıslanma endüktansı
$L_{mq}$	q ekseni mıknatıslanma endüktansı
$L_{kd}$	amörtisör sargısı endüktansı

$L_s$	stator endüktansı
$L_{sd}$	d ekseni stator endüktansı
$L_{sq}$	d ekseni 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
$R_0$	0 ekseni stator direnci
$R_a$	a ekseni stator direnci
$R_b$	b ekseni stator direnci
$R_c$	c ekseni stator direnci
$R_s$	stator faz direnci
$t$	zaman
$T_c$	kritik sıcaklık
$T_e$	elektromagnetik moment
$T_L$	yük momentini
$u_0$	0 ekseni gerilimi
$u_a$	a ekseni gerilimi
$u_b$	b ekseni gerilimi
$u_c$	c ekseni 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 ekseni gerilimi
$x, y$	stator akı referans sistemi
$X_s$	stator senkron reaktansı
$Z_s$	stator sargısı empedansı
$\alpha, \beta$	stator ortogonal koordinat sistemi
$\alpha_s$	stator akımı uzay fazörünün açısı
$\mu_0$	boşluğun magnetik geçirgenliği
$\omega$	açısal hız
$\omega_e$	elektriksel açısal hız
$\omega_r$	rotor açısal hızı
$\psi_0$	0 ekseni manyetik akısı
$\psi_M$	rotor manyetik akısı
$\psi_{Mx}$	x. faz sargısında mıknatısların oluşturduğu akı
$\psi_s$	stator manyetik akısı

$\bar{\psi}_s$	stator manyetik akı uzay vektörü
$ \bar{\psi}_s $	stator manyetik akı genliği
$\psi'_s$	manyetik akı referansı
$\psi_{sd}$	d ekseni manyetik akısı
$\psi_{sq}$	q ekseni manyetik akısı
$\psi_a$	a ekseni stator akısı
$\psi_b$	b ekseni stator akısı
$\psi_c$	c ekseni stator akısı
$\psi_{sx}$	stator akı referans sisteminde akının x bileşeni
$\psi_{sy}$	stator akı referans sisteminde akının y bileşeni
$\theta_e$	rotor elektriksel açısı
$\theta_r$	rotor açısı
$\varphi$	güç faktörü açısı
$\delta$	yük (moment) açısı

## KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif akım
A/D	Analog/dijital konvertör
BLDC	Fırçasız doğru akım
DC	Doğru akım
DTC	Doğrudan moment kontrolü
EMK	Elektromotor kuvvet
FG	Fonksiyon generatörü
FOC	Alan yönlendirmeli kontrol
IGBT	Insulated gate bipolar transistor (izole kapılı 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	Sabit mıknatıslı senkron motor
SV	Uzay vektör
SVM	Uzay vektör modülasyonu
SVPWM	Uzay vektör PWM
VSI	Gerilim beslemeli inverter
VSV	Gerilim uzay vektör
YSA	Yapay sinir ağları

## ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1 Motor kontrol yöntemleri .....	2
Şekil 2.1 Maksimum enerjilerine göre sürekli mıknatısların gelişimi .....	9
Şekil 2.2 Bir mıknatısa ait mıknatıslanma karakteristiği.....	10
Şekil 2.3 Bir mıknatıs malzemeye ait demagnetizasyon karakteristiği ve B-H değişimi.....	12
Şekil 2.4 Çeşitli mıknatıslara ait mıknatıslığı yok etme karakteristikleri.....	14
Şekil 3.1 (a) Rotor üzerine yerleştirilmiş mıknatıs yapısı (b) detaylı görünümü .....	23
Şekil 3.2 Radyal yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısı (b) detaylı görünümü .....	25
Şekil 3.3 Dairesel yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısı (b) detaylı görünümü .....	26
Şekil 3.4 Kısa devre çubuklu sabit mıknatıslı senkron motor kesiti .....	27
Şekil 4.1 Akım uzay vektörü ve izdüşümü.....	30
Şekil 4.2 Referans düzlemler.....	31
Şekil 4.3 Stator akım uzay vektörü ve $(\alpha, \beta)$ 'deki bileşenleri.....	32
Şekil 4.4 Stator akım uzay vektörü ve $(\alpha, \beta)$ ve $(d, q)$ referans sistemlerindeki bileşenleri ....	33
Şekil 4.5 (a) Sabit mıknatıslı senkron makine ve eksen takımları (b) stator sargıları eşdeğer devresi .....	35
Şekil 4.6 Sabit mıknatıslı senkron motorun qd0 eşdeğer devresi.....	41
Şekil 5.1 Üç fazlı bir PWM inverter.....	46
Şekil 5.2 Üç fazlı inverter şeması.....	47
Şekil 5.3 Uzay vektör modülasyonunda vektörler ve bölgeler.....	48
Şekil 5.4 Komşu vektörlerin bileşimi olarak referans vektör .....	48
Şekil 5.5 Üçüncü bölgede SVM dağılımı .....	49
Şekil 5.6 Histeresiz akım denetim yapısı .....	50
Şekil 5.7 V/f kontrolünün blok diyagramı.....	51
Şekil 5.8 Basitleştirilmiş PID denetim sistemi blok diyagramı.....	52
Şekil 5.9 SMSM'un stator ve rotor akımı uzay fazörleri ve uyarma akısı .....	56
Şekil 5.10 Alan zayıflatma aralığında sabit mıknatıslı senkron motorun uzay fazörleri .....	57
Şekil 5.11 Sabit mıknatıslı senkron motorun sürekli hal fazör diyagramları (a) sabit moment bölgesindeki çalışma (b) sabit güç bölgesindeki çalışma .....	58
Şekil 5.12 Farklı referans sistemlerinde stator ve rotor manyetik akıları.....	60
Şekil 5.13 İki seviyeli gerilim kaynaklı inverterin gerilim vektörleri .....	64
Şekil 5.14 Rotor açısının hesabı .....	66
Şekil 6.1 Sabit mıknatıslı senkron motorun d eksenli modeli .....	68
Şekil 6.2 Sabit mıknatıslı senkron motorun q eksenli modeli .....	69
Şekil 6.3 Sabit mıknatıslı senkron motorun moment modeli .....	69
Şekil 6.4 Sabit mıknatıslı senkron motorun dq modeli .....	70
Şekil 6.5 Sabit mıknatıslı senkron motorun mekaniksel modeli .....	70
Şekil 6.6 Manyetik akı simulink bloğu.....	71
Şekil 6.7 Elektromanyetik moment simulink bloğu .....	71
Şekil 6.8 Park dönüşümleri simulink bloğu .....	72
Şekil 6.9 abc $\rightarrow$ dq dönüşümü simulink bloğu.....	73
Şekil 6.10 İnverter simulink bloğu .....	73
Şekil 6.11 Sabit mıknatıslı senkron motorda doğrudan moment kontrolünün simulink diyagramı .....	74
Şekil 6.12 Stator manyetik akısı simülasyon cevabı .....	75
Şekil 6.13 Stator manyetik akı vektörleri simülasyon cevapları .....	76
Şekil 6.14 Stator manyetik akı vektör yörüngesi.....	76

	Sayfa
Şekil 6.15 Referans moment simülasyon cevabı.....	77
Şekil 6.16 Moment simülasyon cevabı.....	77
Şekil 6.17 Hız simülasyon cevabı .....	78

## ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 1.1 Kontrol yöntemlerinin karşılaştırılması.....	3
Çizelge 2.1 Mıknatıs malzemelere ait ısıl büyüklükler .....	13
Çizelge 2.2 Çeşitli mıknatıslara ait büyüklükler .....	13
Çizelge 5.1 İnverterler için uygun anahtarlama çizelgesi.....	65

## **ÖNSÖZ**

Bu çalışmada sabit mıknatıslı senkron motorun yapısı, uygulama alanları, matematiksel modeli ve kontrol yöntemleri konusunda bilgiler verilmeye çalışıldı. Ayrıca Matlab/Simulink programında doğrudan moment kontrolünün simülasyonu yapıldı.

Bu çalışmamda değerli yardımlarını esirgemeyen ve katkılarıyla beni yönlendiren tez danışmanım Sayın Yrd. Doç. Dr. Nur BEKİROĞLU'na teşekkürü bir borç bilirim.

Ayrıca çalışmam sırasında sabır ve hoşgörü gösteren aileme ve desteğini esirgemeyen Arş. Gör. Engin AYÇİÇEK'e teşekkürlerimi sunuyorum.

## ÖZET

Endüstriyel uygulamalarda, sabit mıknatıslı senkron motorlar, gittikçe daha geniş uygulama alanı bulmaktadır. Bu, sabit mıknatıslı senkron motorun yüksek güç yoğunluğundan ve yüksek moment üretmesinden kaynaklanmaktadır.

Gelişen teknoloji ile birlikte son yıllarda sabit mıknatıslı senkron motorlar üzerinde yapılan çalışmalar hızlanmış ve çalışmalar alan yönlendirmeli kontrol ve doğrudan moment kontrolü yöntemleri üzerinde yoğunlaşmıştır. Matematiksel modeli, uzay vektör teorisi, gerilim beslemeli inverter modeli, uzay vektör modülasyonu ve gerilim vektörlerinin seçimi sabit mıknatıslı senkron motor kontrolünün temel konularıdır.

Bu çalışmada, sabit mıknatıslı senkron motorun yapısı ve matematiksel modeli verilmiş, kontrol yöntemleri incelenmiş ve endüstriyel uygulamalarda en yaygın kullanılan kontrol yöntemi olan doğrudan moment kontrolü metodu ile Matlab/Simulink simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Sabit mıknatıslı senkron motorun analizi ile elektromanyetik moment değerindeki artışın, stator ve rotor manyetik akılarının arasında kalan açının artışı ile orantılı olduğunu görülmüştür.

**Anahtar kelimeler:** Sabit mıknatıslı senkron motor, doğrudan moment kontrolü, Matlab/Simulink modeli.

## **ABSTRACT**

In industrial applications permanent magnet synchronous motors are being used increasingly in a wide range of applications. This is mainly due to permanent magnet synchronous motor's superior power density and high torque.

Nowadays the developing in technology works on the permanent magnet synchronous motors have been accelerated and concentrated on the areas of field oriented control and direct torque control methods. The mathematical model of the permanent magnet synchronous motor, space vector theory, voltage source inverter model, space vector modulation and selection of voltage vectors, are basic subjects in PMSM control.

In this thesis, the structure and the control methods of permanent magnet synchronous motor (PMSM) are analysed and Matlab/Simulink simulation is realized using conventional Direct Torque Control (DTC) method. As a result of this analysis, it is observed that the increase of the electromagnetic torque is directly proportional to the increase of the angle between the stator and rotor magnetic flux linkages.

**Keywords:** Permanent magnet synchronous motor, direct torque control, Matlab/Simulink model.

## 1. GİRİŞ

Günümüzde teknolojinin her alanında olduğu gibi endüstriyel tahrik sistemlerinde de hızlı bir gelişim süreci başlamış; bilgisayar destekli üretim, robotik, elektrikli arabalar, gibi birçok yeni tahrik sistemi ortaya çıkmıştır. Gerek bu yeni tahrik sistemlerinin ortaya çıkması ve gerekse var olan tahrik sistemlerinin performanslarının iyileştirilmesi isteği, elektrik tahrik sistemlerinde kullanılan kontrol yöntemlerinin ve kontrol yöntemlerinde kullanılacak güç elektroniği elemanlarının üzerindeki çalışmaları arttırmıştır (Bose, 1992).

Genellikle tahrik sistemlerinde en çok kullanılan motorlar doğru akım, asenkron ve senkron motorlardır. Son yıllarda elektrik motorları üzerinde yapılan çalışmalar sayesinde birçok yeni motor geliştirilmiştir. Genel olarak bunlar arasında, lineer motorlar, step motorlar, anahtarlamalı relüktans motoru ve sabit mıknatıslı motorlar sayılabilir.

Elektrik tahrik sistemleri denetim birimlerinin boyutları, yarı iletken teknolojisindeki gelişmeler sayesinde oldukça küçülmüş, yüksek anahtarlama kabiliyetine sahip anahtarlar üretilmiştir. Güç elektroniği anahtarlama elemanlarında anahtarlama hızlarının artmış olması, yüksek anahtarlama frekansı isteyen denetim tekniklerinin kullanılmasını ve tahrik sisteminin performansının artırılmasını mümkün kılmıştır.

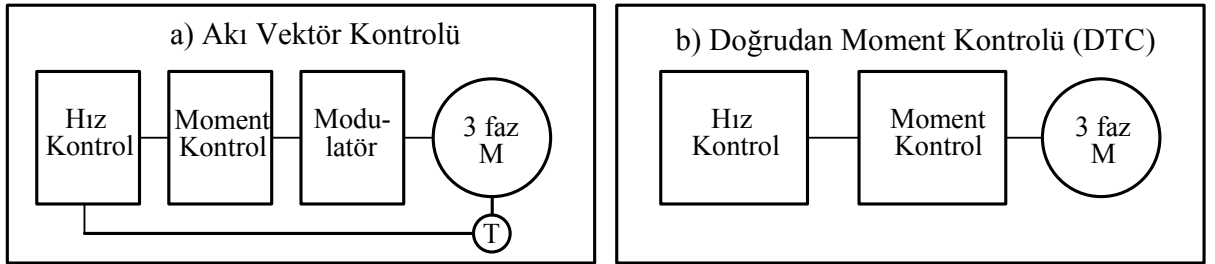
Karmaşık kontrol algoritmalarının kullanılması, mikroişlemci mimarilerinin geliştirilmesi ile olanak bulmuştur. Asenkron ve senkron motorlar için 1960'lı yıllarda geliştirilen vektör denetim yönteminin uygulanması buna örnek olarak verilebilir. Sistem modellemesi ve denetim uygulamaları için farklı algoritma geliştirme çalışmaları sonucunda da eskiden sadece doğru akım motoru kullanılan servo sistemlerde artık asenkron ve senkron motor kullanılmaya başlanmıştır (Bose, 1992).

Asenkron motorların veriminin kayma ile değişmesi, reaktif akıma ihtiyaç göstermesi ve özellikle robotik gibi üstün performanslı uygulamalarda gerek duyulacak olan yüksek moment/ağırlık oranına sahip olmayışı nedeniyle, alternatif çözüm arayışları başlamış ve bu anlamda yüksek performanslı uygulamalar için farklı motorlar geliştirilmiştir (Pillay ve Krishnan, 1989). Bu yeni geliştirilen motorlardan biri de sabit mıknatıslı senkron motordur. Üstün performans istenen uygulamalarda; yüksek moment, yüksek güç, yüksek verim ve düşük ses gibi üstünlükleri, sabit mıknatıslı senkron motorun diğer alternatif akım motorlarından daha popüler olmasını sağlamaktadır. Robot ve uçak teknolojisi gibi yüksek güç yoğunluğuna karşılık düşük ağırlık oranının olması, istenen ve aranan bir durumdur.

Sabit mıknatıslı senkron motorun güç yoğunluğu, ısı dağılım kapasitesi ile orantılıdır. Bu motorlarda; bakır, fuko ve histerisiz kayıpları statorda olmakta, uyarma akımı kayıpları ve aynı zamanda ek kayıplar da ortadan kalkmaktadır. Bu tür makinalarda stator normal bir asenkron motordaki gibidir ve uyarma akımı rotora yerleştirilen sürekli mıknatıslar ile sağlanmaktadır (Pillay ve Krishnan, 1989).

Sabit mıknatıslı senkron motorlar; uyarma akısı mıknatıslar tarafından sağlandığından, mıknatısların yerleştirilmesi ve karakteristikleri nedeniyle hem bir senkron makine, hem de bir doğru akım makinesi özelliği gösterebilmektedir. Yüksüz durumda hız, gerilim ile doğru ve akı ile ters orantılıyken, yük altındayken hız, akım ve akı ile doğru orantılıdır.

Endüstriyel uygulamalarda elektrik motorlarının kontrol edilmesi amacıyla kullanılan değişken hızlı sürücüler, motor mili vasıtasıyla şebekeden yüke verilen enerjinin ve moment ile hız büyüklüklerinin kontrolünü sağlar. Uygulamalarda, moment ve hız büyüklüklerinden sadece birisi kontrol edilerek denetim yapılır. Moment, motordaki gerçek akım ve akının bir fonksiyonudur. Şekil 1.1’de; motorun kontrolü için kullanılan genel kontrol yöntemleri gösterilmiştir.



Şekil 1.1 Motor kontrol yöntemleri (ABB Technical Guide, 1999)

Alan yönlendirmeli kontrol (motora ait 3 faz akım, gerilim ve akı ifadeleri  $90^\circ$  faz farklı iki düzleme aktararak yapılan kontrol) kullanan AC sürücülerde, alanın konumu kontrol edilerek doğrudan akı kontrolü gerçekleştirilir. Burada, rotor akısı uzaysal konumu, hız geribeslemesiyle elde edilen rotor açısız hızı ile bilinen stator akım vektörünün karşılaştırılmasıyla, sürücü tarafından hesaplanır ve kontrol edilir. Akı vektör kontrolünün en büyük dezavantajı, yüksek doğruluk için bir takogeneratör veya kodlayıcı kullanma zorunluluğudur. Bu sürücü sisteminin uygulanmasını zorlaştırır ve fiyatını artırır.

Doğrudan moment kontrolü (DTC) teorisinin ilk yayınlanması, 1971 yılı öncesine Alman bilim adamı Blanschke'e kadar uzanır. Daha sonra 1985 yılında Almanya'da Depenbrock ve 1986 yılında Japonya'da Takahashi tarafından çalışmalar devam ettirilmiştir. Ticari olarak ilk

uygulanması ABB tarafından 1995 yılının sonlarına doğru üretilmiştir. DTC'li sürücülerde, elde edilen gerilim ve akım cevap verme süreleri tamamen motor tarafından belirlenir ve inverter artık kısıtlayıcı bir faktör olmaktan çıkar (Bakan, 2002).

DTC'de motor akısı ve momentinin temel kontrol değişkenleri olarak kullanılma düşüncesi, DC sürücülerde yapılan işlemin prensip olarak aynısıdır. Buna karşılık, klasik PWM ve akı vektör kontrollü sürücülerde çıkış gerilim ile frekansı temel kontrol değişkenleri olarak kullanılır ve bu değişkenler modüle edilerek motora uygulanır. Bu modülatör katı, ek bir işaret işleme zamanı oluşturarak mümkün olan moment ve hız cevabını kısıtlar. 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.

Çizelge 1.1'de genel kontrol yöntemlerinin cevap verme hızı, avantaj ve dezavantajları açısından karşılaştırması verilmiştir (Bakan, 2002).

Çizelge 1.1 Kontrol yöntemlerinin karşılaştırılması

<b>Kontrol Türü</b>	<b>Moment Kontrolü</b>	<b>Akı Kontrolü</b>	<b>Cevap Verme Hızı</b>	<b>Avantajları</b>	<b>Dezavantajları</b>
Akı Vektör Kontrolü	Dolaylı	Doğrudan	Yüksek	Yüksek doğruluk, iyi moment cevabı.	Mutlaka hız algılayıcısı gerekli.
Doğrudan Moment Kontrolü	Doğrudan	Doğrudan	Yüksek	Hız algılayıcısı gerekmez. Orta seviyeli doğruluk, mükemmel moment cevabı.	Yüksek doğruluk için hız algılayıcısı gerekli.

Sabit mıknatıslı senkron motorların yüksek performanslı sürücü sistemlerinde, parametre değişimlerinden etkilenmemesi ve herhangi bir hız değişimi sonucunda hızın referans değere en kısa zamanda ulaşması gibi koşullar, istenen temel kriterlerden birkaçıdır. Sabit mıknatıslı senkron motor sürücü sistemlerinin istenilen şartlarda çalışması yani sistemin istenilen koşulları gerçekleştirebilmesi için bir denetim tekniğinin de bu sistemin içine dahil edilmesi gerekir. Geleneksel PI ve PID denetleyiciler, sürücü devrelerinde hız denetleyici olarak yaygın bir şekilde kullanılmaktadırlar. Bununla birlikte, denetimlerden en iyi sonucun alınabilmesi için, sabit mıknatıslı senkron motorun d-q eksenli endüktans parametrelerinin tam olarak elde edilmesi gerekmektedir. Bu oldukça zordur ve sabit kazançlı PI ve PID

denetleyiciler; yük değişimi, parametre değişimi ve referans hız değişimlerine karşı oldukça duyarlıdırlar. Bu nedenle, yüksek performanslı sürücü sistemlerinde sabit mıknatıslı senkron motorun özel bir denetleyici ile hız denetimi yapılması gerekebilir.

SMSM sürücü sisteminin dinamik karakteristikleri sabit değildir. Her ne kadar dinamik karakteristiklerdeki değişimlerin etkisi geri beslemeli denetim sistemlerinde azaltılabilirse de sistem parametrelerindeki ve çevredeki değişmeler denetleyici performansını oldukça olumsuz etkiler. Bu sebeple SMSM denetim sistemlerinde dayanıklı ve kendini çalışma koşullarına göre yeniden organize edebilen denetleyicilere ihtiyaç vardır. Çünkü SMSM sürücü sistemlerinde birçok parametre çalışma şartlarına göre değişebilmektedir. Ayrıca bu sistem lineer olmayan, modellenemeyen birçok dinamik özelliklere, ölçülemeyen gürültülere ve birçok iç döngüye sahiptir. Bütün bu problemler, denetim performansını azalttığı için yeni denetim teknikleri üzerindeki çalışmalar artmış ve bu çalışmaların sonucunda klasik denetim teorisi üzerine kurulmuş adaptif denetim, optimal denetim ve kayan kipli denetim teknikleri gibi yeni denetim teknikleri geliştirilmiştir (Astrom, 1989). Geliştirilen bu kontrol tekniklerinin SMSM sürücü sistemlerinde denetleyici olarak kullanılabileceği düşünülerek son yıllarda literatürde bu konularda birçok çalışma yapılmıştır.

Hoang ve Dessaint (1989), senkron motorlar için bir adaptif akım denetim yapısı önermişlerdir. Sistemin dinamik ve statik performansına göre histeresiz ve tahminsel denetim yapılarından biri seçilmektedir.

Nandam ve Sen (1990), SMSM için adaptif gözlemleyici tabanlı, değişken yapılı bir denetleyici tasarlamışlardır. Tasarladıkları denetleyici sistem parametrelerinin kestirimini amaçlamıştır.

Bose (1990), alternatif akım motorları için bir adaptif histeresiz akım denetleyicisi önermiştir. Denetleyici histeresiz, bant modülasyonunu çalışma şartlarına göre sistem parametrelerinden hareketle hesaplamaktadır.

Hemati vd. (1990), robot uygulamaları için SMSM'nin dayanıklı lineer olmayan denetimini yapmışlardır.

Raymond ve Jeffrey (1991), SMSM'nin Motorola 68020 mikroişlemcisini kullanarak gerçek zamanda (real-time) adaptif denetimini yapmışlardır. Oluşturulan denetleyici için motor sistemi lineerleştirilmiş, eviricinin lineer olmayan etkileri ve modellenemeyen sistem dinamikleri ihmal edilmiştir. Denetleyicinin yeniden hesaplanabilmesi için mekanik

parametrelerin kestirimi yapılmıştır.

Pelczewski vd. (1991), SMSM'nin optimal model takipli denetimini yapmışlardır. Denetleyicinin hesaplanması için motor modeline ve lineerleştirilmesine ihtiyaç vardır.

Matsui ve Ohashi (1992), SMSM için DSP tabanlı adaptif bir denetleyici önermişlerdir.

Chern ve Wu (1993), değişken yapılu denetleyici kullanarak SMSM'nin konum denetimini yapmışlardır. Bilinmeyen yük ve motor parametrelerine göre denetleyici her an yeniden hesaplanmaktadır. Sistem modeline ihtiyaç vardır ve çok uzun hesaplamalar yapılmaktadır.

Sharaf ve Ghosh (1993), SMSM için kural tabanlı bulanık mantık denetleyici önermişlerdir.

Suyitno vd. (1993), servomotorlar için bulanık mantık kullanılarak değişken yapılu bir denetleyici önermiştir. Denetleyici yapısı bulanık mantık ile sürekli değiştirilmektedir.

Ko vd. (1994), adaptif yük momenti gözlemleyicisi kullanarak SMSM için dayanıklı bir sayısal konum denetleyicisi önermişlerdir.

Liu ve Cheng (1994), rotor konumu algılanmadan SMSM'nin kendinden-ayarlı (self-tuning), model-takipli (model-following) ve model-referans adaptif denetimini yapmışlardır. İki stator akım ve gerilimleri kullanılarak akı kestirimi yapılmıştır. Sistem modeline bağımlılık vardır.

Liaw ve Cheng (1994), motor sürücü sistemleri için yeni bir bulanık denetleyici önermişlerdir.

Cerruto vd. (1995), robot uygulamalarında kullanılan SMSM için dayanıklı bir sayısal konum denetleyicisi önermişlerdir.

Lin (1997), SMSM için kendinden ayarlı bir PI konum denetleyicisi önermiştir. Motor sistemi yük parametrelerinin kestirimi yapılarak bulunan parametrelere göre PI denetleyici katsayıları her an yeniden hesaplanır. Bu hesaplama işlemlerinde motor modeli kullanılır.

Chung vd. (1998), yeni bir ani moment denetim yöntemi önermişlerdir. Model referans adaptif sistem kullanılarak motor akısı kestirimi yapılmış ve bu kestirim sonucu matematiksel model kullanılarak denetleyici hesaplanmıştır.

Bolognani vd. (1999), Kalman filtreli rotor ve hız parametrelerinin kestirimi için salgılayıcısız dijital bir sürücü tasarımı yapmışlardır.

Petrovic vd. (2000), moment dalgalanmalarını önlemek için yeni bir adaptif kontrol yöntemi

önermişlerdir.

Solsona vd. (2000), belirsiz bir yük momentinde sabit mıknatıslı senkron motorun hız kontrolü için algılayıcısız nonlinear bir kontrol yöntemi geliştirmişlerdir.

Zadeh (2001), deneysel bir vektör kontrollü denetleyici üzerinde TMS320C31 DSP kullanarak sabit moment kontrolünü gerçekleştirmiştir.

Zhao vd. (2004), çok yüksek hızlarda 200000 (dev/dak) sabit mıknatıslı senkron motorun DSP tabanlı kontrolünü gerçekleştirmişlerdir.

Yue vd. (2005), uzay uygulamaları için 3 eksenli hareket simülatöründe kullanılmak üzere sabit mıknatıslı senkron motorun adaptif kontrolle denetimini gerçekleştirmişlerdir.

Kim vd. (2005), sabit mıknatıslı senkron motor için gerilim bozulmalarını kontrol amaçlı PWM VSI inverter geliştirmişlerdir.

Popescu vd. (2006), tek fazlı sabit mıknatıslı senkron motorun moment davranışını incelemişlerdir.

Jolly vd. (2006), sabit mıknatıslı senkron motorun sabit güç bölgesinde kontrolünü gerçekleştirmişlerdir.

Yapılan bu çalışmaların birçoğunda, SMSM'un hassas bir denetimi için, SMSM sürücü sisteminin matematiksel modeline ihtiyaç vardır. Oluşturulan modeller genellikle lineer olmayan modellerdir. Ancak bu denetim tekniklerinin yaklaşık tamamında modelin lineerleştirilmesi gereklidir. Sistemin matematiksel modeli çıkartılırken ve lineerleştirilirken birçok kabuller ve ihmaller yapılır. Bunlardan dolayı oluşturulan model, sistemi tam anlamıyla yansıtmaz ve bu da bu model üzerine kurulan denetleyicinin performansını düşürür. Sistemi tam anlamıyla temsil eden çok karmaşık modeller de yapılabilir. Fakat bu modellerin parametre hassasiyetleri zayıf ve lineerleştirilmeleri oldukça zor olduğundan adaptif, optimal ve kayan kipli denetim yöntemlerinin yaklaşık tamamında matematiksel model, fiziksel gerçekler üzerine kurulur ve matematiksel model içindeki bilinmeyen parametrelerin kestirimi yapılır. Bunun sonucunda matematiksel model ile gerçek model arasında bir hata fonksiyonu tanımlanır ve buradan denetim kuramı hesaplanır. Fakat tüm bu denetim sistemleri lineer sistem teorisi üzerine kurulmuştur. Sistemde ve çevre şartlarında bir değişme olması durumunda modelin yeniden inşa edilmesi ve yeni model için yeniden denetim kuramının geliştirilmesi gerekmektedir. Bu olumsuzluklardan dolayı adaptif, optimal ve kayan kipli

denetim teorileri kullanım açısından çok popüler değildir ve gerçek problemlere uygulamak oldukça zordur.

Bu gerçeklerden dolayı denetim teorilerinin basit ve anlaşılır olması, denetleyicinin değişen sistem ve çevre şartlarına göre hassas bir denetim sağlayabilmesi için kendini yeniden organize edebilmesi, bu yeniden kendini yapılandırma işlemi için sistem modeline ve sistem parametrelerine ihtiyaç göstermemesi gerekmektedir. Denetleyicinin hesabı kısa süreli olmalı ve kolay işlemlerden oluşmalıdır. Yeni geliştirilen denetim yöntemlerinde öğrenilebilirlik, esneklik, dayanıklılık, lineer olmama gibi özelliklerin olması gerekmektedir. Bulanık denetim teorisinin bu özelliklerin birkaçına sahip olması, avantaj olarak sayılabilir. Ancak, denetleyicinin gerçekleştirilebilmesi için bir bilgi altyapısına ihtiyaç vardır ve sistemin tüm davranışının kurallar tablosunda karşılığı bulunmalıdır. Son yıllarda literatüre bakıldığında tüm bu denetim yöntemlerine alternatif olarak yapay sinir ağları ile denetim çalışmaları oldukça hız kazanmıştır.

## 2. SÜREKLİ MIKNATISLANMA VE MIKNATIS MALZEMELER

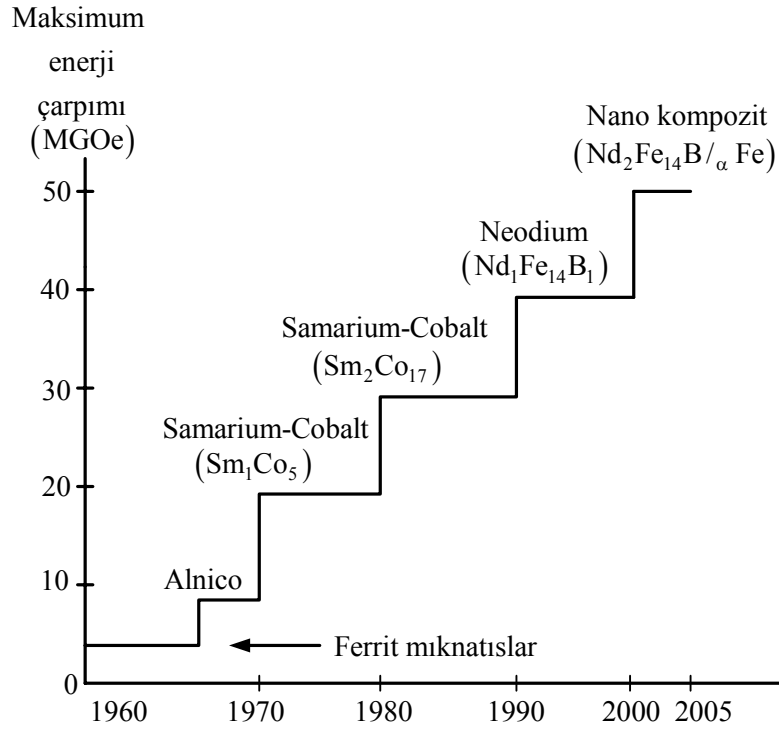
Son yıllarda malzeme alanındaki gelişmelere paralel olarak yeni bulunan mıknatıs elementleri ile çeşitli tipte mıknatıslar geliştirilmiştir. Mıknatısların tarihsel gelişimine bakacak olursak;

1930'lu yıllarda Al-Ni-Co alaşımlı sabit mıknatısların bulunması sabit mıknatıslarla uyarılmış büyük makinelerin yapımına olanak sağlamıştır.

1950'li yıllarda Baryum, Stronsiyum veya kurşunun demir oksitle oluşturduğu Ferit mıknatısların bulunması ve geliştirilmesi bu mıknatısların elektrik makinalarında kullanımını sağlamıştır.

1980'li yıllarda nadir toprak elementi mıknatısları Samaryum Kobalt (SaCo) ve Nd-Fe-B mıknatısların geliştirilmesinden sonra elektrik makinalarında, mıknatısların uyarma alanı sağlamak amacıyla kullanılma fikri yaygınlık kazanmıştır (Rahman ve Slemon, 1985). Mıknatısların elektrik motorlarında kullanılmaya başlanması, klasik olarak uyarma sargısından akım geçirilmesi yolu ile elde edilen manyetik akının, mıknatıslar ile kayıp olmaksızın elde edilebilmesine olanak sağlamıştır. Özellikle, çok kutuplu senkron motor tasarımlarının, sargılı tiplere göre daha küçük boyutlarda ve daha yüksek verimli olarak tasarlanabilmeleri bu sayede mümkün olmuştur (Duru ve Demiröz, 2005).

Sürekli mıknatıs; üzerinde herhangi bir uyarım magneto motor kuvveti olmadan bir magnetik alan üretebilen malzemelere denir. Magnetik malzemeler yumuşak ve sert malzemeler olmak üzere iki çeşittirler. Yumuşak malzemeler, üzerinde bir uyarım magneto motor kuvveti olduğu sürece mıknatıs özelliği gösteren, bu kuvvet ortadan kalktığında ise mıknatıs özelliğini büyük ölçüde kaybeden malzemelerdir. Sert malzemeler ise üzerindeki uyarım magneto motor kuvveti kalkınca da mıknatıslık özelliğini sürdüren malzemelerdir. Sürekli mıknatıslar normalde demir, nikel ve kobalt gibi elementlerin alaşımlarından oluşur. Sürekli mıknatıslı malzemelerin yıllara göre gelişimi Şekil 2.1'de verilmiştir.



Şekil 2.1 Maksimum enerjilerine göre sürekli mıknatısların gelişimi

Mıknatısın ürettiği enerji ne kadar yüksek olursa, motorun moment kapasitesi o kadar yüksek, boyutu da aynı güçteki başka bir motora göre, o kadar küçük olur (Trout, 2001). Bu da ağırlık ve atalet momentinin azalması üstünlüğünü beraberinde getirmektedir. Motorlarda mıknatısların kullanılması aynı zamanda motor tasarımında üreticilere esneklik sağlamaktadır.

## 2.1 Mıknatısların Manyetik Karakteristikleri

**Çalışma Sıcaklığı:** Isı, sürekli bir mıknatıs için önemli bir parametredir. Isı artışı mıknatısın geçirgenliğini ve giderici kuvvetinin azalmasını sağlamaktadır. Bu yüzden kalıcı mıknatıslı bir motorun çalışma sıcaklığına dikkat etmek gerekir. Bu sıcaklık en az 170°C olmalıdır (Trout, 2001).

**Akı Yoğunluğu - Artık Mıknatısiet (B<sub>r</sub>):** SMSM'un momentini ve performansını direkt olarak etkileyen büyüklüktür. Akı yoğunluğu günümüzde 1,45 Wb/m<sup>2</sup> (Tesla)'ya kadar ulaşmıştır. Fakat sıcaklık arttıkça akı yoğunluğu azalmaktadır.

**Maksimum Enerji Çarpımı (BH)<sub>max</sub>:** Sürekli mıknatısın akı üretme yeteneğinin bir ölçüsüdür. Malzemenin ürettiği enerji ne kadar yüksek olursa, mıknatıs boyutları, aynı zamanda motor boyutları da, o kadar küçük olur. Enerji üretimi B ve H çarpımı ile bulunur. Birimi MKS sisteminde Joule/m<sup>3</sup>, CGS sisteminde Mega Gauss Oersted (MGOe)'dir. Mıknatısın

maksimum enerji çarpımı ise, histerisiz çevriminin ikinci çeyreğinde  $(BH)_{\max}$  çarpımının en büyük olduğu noktaya karşılık gelir.

Kritik Sıcaklık ( $T_c$ ) : Sürekli bir mıknatısın mıknatıslığını tamamen kaybettiği sıcaklıktır.

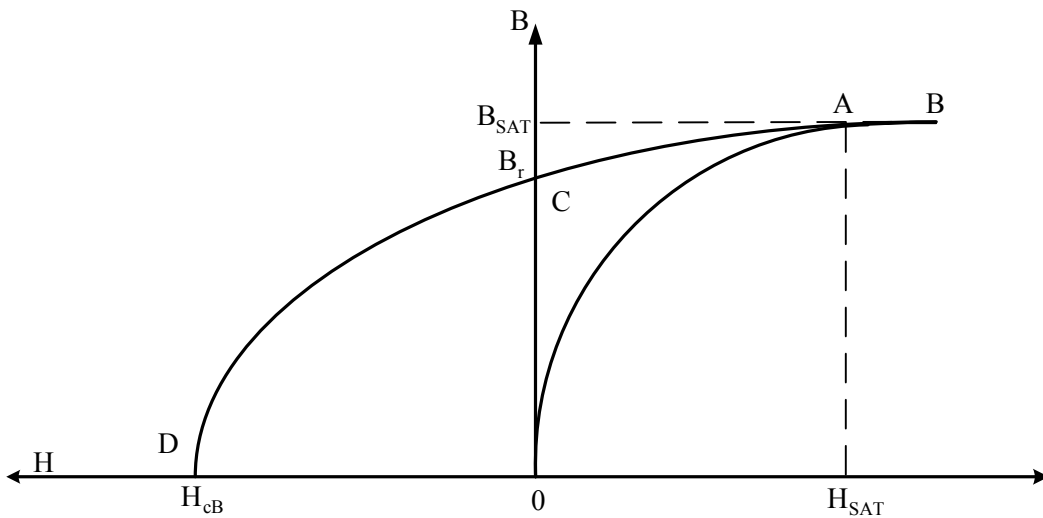
Zorlayıcı (Koersif) Kuvvet ( $H_{cB}$ ) : Sürekli bir mıknatısın mıknatıslığını bütünüyle ortadan kaldırmak için mıknatısa ters yönde uygulanacak harici manyetik alan değeridir. Birimi A/m'dir. İyi bir kalıcı mıknatısın giderici kuvvetinin yüksek olması gerekir. Böylece mıknatısiyet özelliği dış etkiler tarafından kolayca yok edilemez.

Mekanik ve Elektrik Özellik: Yüksek hız gerektiren birçok uygulamada mıknatıstaki eddy akımları motorun ısınmasına sebep olan ciddi bir problem olarak ortaya çıkmaktadır. Bu ısı kayıplarının oluşmaması için mıknatıs malzemenin tasarımı sırasında yalıtımı iyileştirici metotlar uygulanmaktadır.

Maliyet: Yüksek performans gerektiren uygulamalarda maliyetin önemi daha da artmaktadır. Mıknatısın maliyeti yapısındaki nadir bulunan maddelerden gelmektedir.

## 2.2 Mıknatısların Mıknatıslığı Yok Etme Karakteristikleri ve Histeresiz Döngüleri

Şekil 2.2'de sert magnetik bir malzemeye ait mıknatıslanma karakteristiği görülmektedir. Şekil yardımıyla mıknatıs malzeme için kalıcı mıknatıslanma olayı aşağıdaki gibi açıklanabilir. Başlangıçta magnetik olarak nötr durumda bulunan malzeme bir dış alanın etkisiyle OA yolunu izleyerek mıknatıslanmaktadır.



Şekil 2.2 Bir mıknatısa ait mıknatıslanma karakteristiği

Bu bölgede B magnetik akı yoğunluğu ile H alan şiddeti arasındaki ilişki;

$$B = J + \mu_0 H$$

olarak verilir. Burada,

J: Magnetik kutuplaşma (Tesla),

$\mu_0$ : Boşluğun magnetik geçirgenliğidir ( $1,25 \cdot 10^{-6}$  H/m).

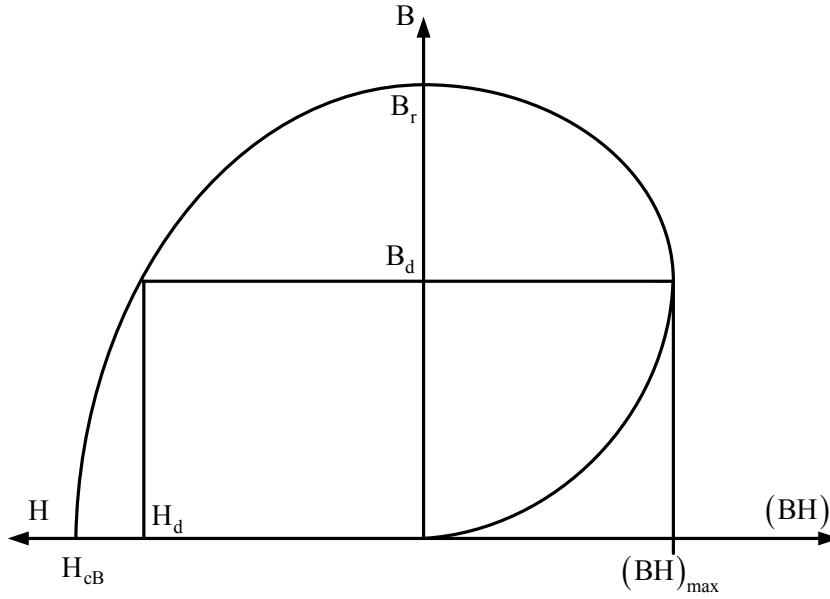
A noktasında malzeme tamamen doymuş ve  $J=0$ 'a düşmüştür. Bu noktadaki alan şiddeti  $H_{SAT}$ , magnetik indüksiyon da  $B_{SAT}$  olarak adlandırılır.  $H_{SAT}$  ve  $B_{SAT}$  değişik mıknatıs malzemeler için farklı değerler alabilir. Örneğin Ferrit bir mıknatıs için  $H_{SAT} = 560 \text{ kA/m}$ ,  $B_{SAT} = 0.707 \text{ T}$  düzeyindedir.

Buradan görüldüğü gibi A noktasından itibaren malzeme tamamen doymuş ve magnetik özelliğini kaybetmiştir. B noktasından A noktasına doğru, alan şiddeti azaltıldığında histeresiz görülmez ve iniş çıkış doğruları çakışıktır. A noktasından itibaren histeresiz etkisi görülmeye başlar. Alan şiddeti azaltılmaya devam edilirse B-H değişimi A-C yolunu izleyecektir. Nihayet dış alan tamamen ortadan kalktığında malzemede  $B_r$  ile gösterilen bir artık mıknatıslık kalmıştır.  $B_r$  artık indüksiyon olarak adlandırılır ve yine magnetik malzemelere göre farklı değerlerde olabilir. Örnek olarak, bir Ferrit mıknatısta 0,4 T değerinde iken Nd-Fe-B mıknatıslarda 1,2 T civarındadır.

Mıknatıslanma eğrisinin 2. bölgesindeki değişimin izlenmesi için dış alan şiddeti ters yönde uygulanırsa bu kez değişim C-D yolunu izler. Bu bölge mıknatıslığı yok etme ya da demagnetizasyon bölgesi olarak adlandırılır. Normal olarak mıknatıslı bir magnetik devrede çalışma noktası bu bölgede bulunur. D noktasına gelindiğinde uygulanan dış alan şiddetinin etkisiyle mıknatıs malzeme tamamen demagnetize olmuş yani mıknatıslık özelliğini tümüyle kaybetmiştir. Artık mıknatıslığı tamamen yok etmek için malzemeye uygulanması gereken alan şiddetine zorlayıcı alan şiddeti (koersif alan şiddeti) adı verilir ve  $H_{CB}$  sembolü ile gösterilir. Bu değer, mıknatısın dış alanlardan ne kadar etkileneceğini belirleyen bir büyüklüktür. Örnek olarak, bir Ferrit mıknatısta  $H_{CB}$  değeri 165 kA/m iken, bir Nd-Fe-B mıknatısta 1000 kA/m düzeyindedir.

Mıknatıs malzemeler için önemli bir başka karakteristik de, BH değişimidir. Bu büyüklük karakteristiğin 1. bölgesinde, indüksiyon değeri ile alan şiddetinin çarpımı şeklinde tanımlanır. Genellikle  $B=f(H)$  değişimi ile birlikte  $BH=f(B)$  şeklinde aynı grafikte verilir. BH'nin birimi MKS sistemine göre  $\text{kJ/m}^3$ , CGS sistemine göre ise MGOe'dir. Hacimce enerji yoğunluğunu ifade eder. Şekil 2.3'te bir mıknatıs malzemeye ait mıknatıslığı yok etme

(demagnetizasyon) karakteristiği ve BH değişimi birlikte görülmektedir.



Şekil 2.3 Bir mıknatıs malzemeye ait demagnetizasyon karakteristiği ve B-H değişimi

Şekilde görüldüğü gibi  $(BH)=f(B)$  0-B aralığında bir maksimum değere sahiptir. Bu değer özel olarak  $(BH)_{max}$  ile gösterilir. Bu değer bazı kaynaklarda maksimum enerji çarpımı olarak da ifade edilmektedir. Bu noktanın koordinatlarını oluşturan B ve H değerleri de  $B_d$  ve  $H_d$  olarak adlandırılır. Bu noktada hacimce enerji yoğunluğu en büyük değeri aldığından mıknatısın çalışma noktasının bu civarda olması istenir. Bu sağlanabilirse belirli bir alan şiddeti oluşturmak için kullanılması gereken mıknatıs hacmi minimize edilmiş olunur.

### 2.3 Sıcaklığın Mıknatıslar Üzerindeki Etkileri

Demagnetizasyon karakteristiğinin en çok etkilendiği fiziksel olay sıcaklık değişimleridir. Bu durum pek çok magnetik büyüklüğün sıcaklığa bağlı değişimler göstermesinden kaynaklanır. Özellikle  $B_r$  ve  $H_{cB}$  büyüklüklerinin ve genel olarak demagnetizasyon yolunun sıcaklığa bağımlı olması, mıknatıslı magnetik devre tasarımında en önemli güçlüğü oluşturmaktadır. Yukarıda kısaca açıklanan geri dönüş etkisi, dış alan şiddeti ve magnetik devre geometrisi yanında mıknatısın demagnetizasyon karakteristiğindeki ısı değişimleri sonucu da oluşabilir.

Curie sıcaklığı olarak bilinen bir noktada tüm magnetik malzemeler magnetiklik özelliklerini tamamen ve kalıcı olarak kaybederler. Bu değer, değişik magnetik malzemeler için farklı büyüklüklerdedir. Çizelge 2.1’de değişik mıknatıs malzemeler için  $B_r$  ve  $H_{cB}$  büyüklüklerinin sıcaklığa duyarlılığını belirleyen katsayıların, Curie sıcaklığının ve izin verilen en büyük

çalışma sıcaklığının tipik değerleri verilmiştir.

Çizelge 2.1 Mıknatıs malzemelere ait ısıl büyüklükler

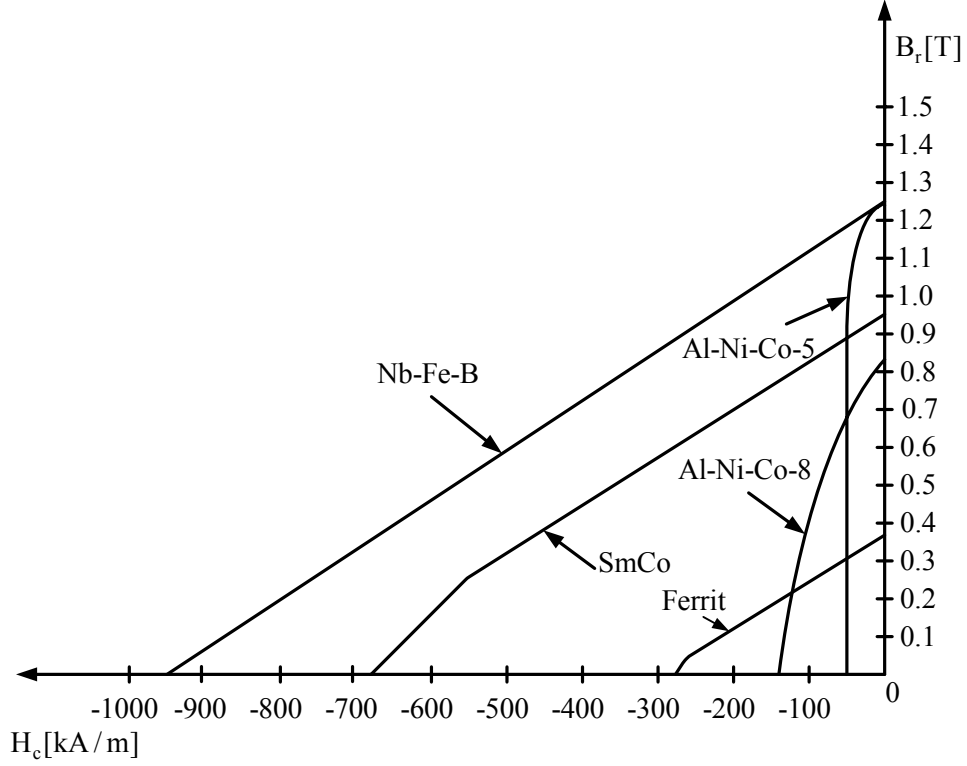
Mıknatıs Cinsi	Curie Sıcaklığı °C ( $T_c$ )	Isıl Değişim ( $H_{cB}$ ) %/Kelvin	Çalışma Sıcaklığı °C	Isıl Değişim ( $B_r$ ) %/Kelvin
Al-Ni-Co	800	-0,03	500	0,02
Ferrit	450	-0,2	300	-0,4
SmCo	720	-0,02	250	-0,045
Nd-Fe-B	310	-0,6	120	-0,13

#### 2.4 Mıknatıs Malzemeler ve Özellikleri

Çizelge 2.2’de şu anda üretilmekte olan belli başlı mıknatıs malzemelere ilişkin tipik değerler verilmiştir. Bu ana grupların da kimyasal formül, üretim şekli, uygulanan ısıl işlemler gibi etkenlere bağlı olarak pek çok alt grubu ticari olarak mevcuttur. Çizelgede verilen değerlerde de bu etkenlere bağlı olarak değişimler söz konusu olabilir. Şekil 2.4’da bu mıknatıslara ait demagnetizasyon karakteristikleri toplu halde görülmektedir.

Çizelge 2.2 Çeşitli mıknatıslara ait büyüklükler

Mıknatıs Cinsi	$B_r$ (T)	$H_{cB}$ (kA/m)	$(BH)_{max}$ (kJ/m <sup>3</sup> )
Al-Ni-Co	1,2	50	44
Ferrit	0,4	250	30
SmCo	0,9	650	150
Nd-Fe-B	1,2	900	250



Şekil 2.4 Çeşitli mıknatıslara ait mıknatıslığı yok etme karakteristikleri

## 2.5 Sürekli Mıknatıs Türleri ve Özellikleri

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

Yaygın kullanılan mıknatıslar gurubunda yer alan Al-Ni-Co mıknatıslar, Feritler, nadir toprak elementi alaşımları, tüm mıknatıs piyasasının yaklaşık % 99'unu oluşturmaktadırlar. Az kullanılan mıknatıs türlerinden bazıları; Cunife, Vicalloy, Pt-Co, Fe-Cr-Co ve Mn-Al-C olarak sayılabilir.

Aşağıda sürekli mıknatıs türleri ayrıntılı bir şekilde incelenmiştir.

### 2.5.1 Al-Ni-Co Mıknatıslar

Al-Ni-Co mıknatıslar ilk geliştirilen mıknatıslardır. Alüminyum (Al), Nikel (Ni) ve Kobalt (Co)'ın çeşitli şekillerde metalik alaşımlarından elde edilen mıknatıs malzemelerdir. Bazı

türlerinde Titanyum (Ti) da kullanılmaktadır. İlk yüksek indüksiyonlu mıknatıslar bu tiptir ve elektrik makinalarının mıknatıslarla uyarılma uygulamaları da ilk olarak Al-Ni-Co mıknatıslarla olmuştur. Al-Ni-Co mıknatıslar genellikle döküm yoluyla üretilirler ve artık mıknatısiyet değerleri ( $B_r$ ) 1,2 T ve zorlayıcı alan şiddetleri 50 kA/m maksimum enerji çarpımlar da  $44 \text{ kJ/m}^3$  düzeyindedir. Üretim aşamasında magnetik alan etkisi ve bir takım ısı işlemlerden geçirilerek  $B_r$  değerinin büyütülmesi mümkün olmaktadır. Al-Ni-Co-5 bu ailede en büyük sürekli mıknatıslık değerine sahiptir ( $B_r > 1,35 \text{ T}$ ). Daha sonra alaşıma Ti katılarak elde edilen Al-Ni-Co-8 tipi mıknatısta  $H_{CB}$  değeri 150 kA/m'nin üzerine çıkarılmıştır. Ancak  $B_r$  ve  $(BH)_{max}$  değerleri Al-Ni-Co-5 den daha küçüktür. Alaşıma çok az sülfür katkısıyla elde edilen Al-Ni-Co-9'da  $(BH)_{max}$  değeri 9 MGOe yani yaklaşık olarak  $70 \text{ kJ/m}^3$ 'e ulaşmıştır.

Yüksek kalıcı akı yoğunluğuna fakat düşük zorlayıcı alan şiddetine ve lineer olmayan mıknatıslanmayı giderme eğrisine sahip olan Al-Ni-Co mıknatıslarda  $H_{CB}$  değerinin düşük olması, yüksek performanslı elektrik makinaları için uygun bir çözüm olmalarını engellemektedir. Al-Ni-Co-8 gibi bazı cinsleri bu zayıflığı gidermek için geliştirilmiş olsalar da bu mıknatıslarda artık mıknatısiyet ( $B_r$ ) değeri düşüktür. Sert ve kırılğan olan Al-Ni-Co mıknatıslar mekanik zorlamalara ve çarpmalara karşı mıknatıslığı kolayca kaybedebilirler. Al-Ni-Co mıknatıslar içinde en çok kullanılanı Al-Ni-Co-5'tir. Korozyona karşı dayanıklılığı çok iyidir. Al-Ni-Co-5'in enerji üretimi 3,75 MGOe yani yaklaşık olarak  $30 \text{ kJ/m}^3$ 'dur. Akı yoğunluğu 1,08 Tesla ve kritik sıcaklığı  $900^\circ\text{C}$ 'dir.

Al-Ni-Co mıknatısların önemli üstünlükleri çok yüksek Curie sıcaklığına ( $700-900^\circ\text{C}$ ) ve yüksek sıcaklıklarda mükemmel bir ısı kararlılığına sahip olmalarıdır. Mekanik açıdan ise tüm Al-Ni-Co mıknatıslar sert ve kırılğandır. Zorlayıcı (koersif) kuvvetlerinin diğer türlere göre oldukça küçük oluşu, dinamik uygulamalarda (özellikle elektrik makinelerinde) bir dezavantaj oluşturmaktadır. Kobaltın az bulunan bir element olması ve zorlayıcı alan şiddetlerinin düşüklüğü başlıca sakıncaları olarak sıralanabilir. Fiyatları oldukça pahalıdır. Bu sakıncalardan dolayı Al-Ni-Co mıknatıslar modern makina tasarımlarında kullanılmamaktadırlar.

### 2.5.2 Ferrit Mıknatıslar

Seramik mıknatıslar olarak da bilinen ferrit mıknatıslar 1950'li yıllarda geliştirilmişlerdir. Yapılarında Demir-Oksit, Baryum(Ba), Stronsiyumu (Sr) malzemeleri bulunmaktadır. Bazı ferrit türlerinde az oranlarda kurşun (Pb), Alüminyum(Al) veya Kükürt (S) katkısı da yapılmaktadır. Stronsiyum-Ferritlerin zorlayıcı (koersif) kuvvetleri biraz daha yüksektir.

Ferritler diğ er mıknatıs türlerine göre oldukça farklıdırlar. İçlerinde magnetik moment taşıyıcı olarak sadece Fe atomları bulunan bu oksitler, metalik Al-Ni-Co ve Nadir toprak elementli mıknatıslara göre çok daha az doyma mıknatisiyeti ( $B_{SAT} = 0,47$  T) ve Curie sıcaklığına ( $T_c > 450^\circ\text{C}$ ) sahiptirler. Bunun sonucunda artık mıknatisiyet değ erleri ( $B_r = 0,2-0,43$  T) ve enerji çarpımı  $(BH)_{max} = 8$  ile  $36$   $\text{kJ/m}^3$  değ erleri ile sınırlıdır. Koersif kuvvetleri ise ( $H_{CB} = 160 - 240$   $\text{kA/m}$ ) Al-Ni-Co'lara göre büyüktür. Seramik mıknatısların verebileceğ i en büyük enerji miktarı  $3,5$  MGOe ( $28$   $\text{kJ/m}^3$ )'ye kadar ulaşmıştır.

Ferit mıknatıslar lineer bir mıknatıslanmayı giderme eğrisine sahiptirler. Demir-Oksitler Al-Ni-Co ve Nadir Toprak elementli mıknatıslar gibi metal alaşım olmadıkları için elektriksel açıdan yalıtıkandırlar. Bu özellikleri, elektrik makineleri veya magnetik alan değ işiminin hızlı olduğ u diğ er bazı uygulamalarda bir avantaj oluşturur. Örneğ in ferrit mıknatıslarda fucu kayıpları söz konusu değ ildir. Ayrıca kimyasal açıdan soy metal oldukları için presleme ve yüzeysel işlemler daha rahat yapılır. Hatta yüksek sıcaklıklarda bile aşınma (korozyon) sorunu ortaya çıkmaz. Ancak Curie Sıcaklıklarının ( $T_c$ ) küçük olması nedeni ile yüksek sıcaklıklarda mıknatıslık değ erlerinde azalma olur.

Yapısında bulunan ham maddelerin bolluğ u yüzünden seramik mıknatıslar iyi bir maliyet/performans oranına sahiptirler. Ferrit mıknatısların en büyük avantajı ucuz olmalarıdır. Maliyetinin düşük olması çok geniş bir uygulama alanında kullanımını sağlamıştır. Mıknatıslıklarını kaybetmeden uzun süre koruyabilirler. Sert ve kırılğan olmalarına rağmen korozyona karşı büyük direnç gösterirler, yüzeyleri düzgün ve pürüzsüzdür.

Ancak kalıcı akı yoğunlukları düşük olduğ u için aynı hava aralığında aynı akıyı üretmek için daha fazla malzemeye ihtiyaç vardır. Bu yüzden genellikle performansın maliyetten daha önemli olduğ u uygulamalarda kesit alanı büyük, boyu kısa olan magnetik devrelerde, hoparlörlerde, manyetik rezonans vb. gibi magnetik cihazlarda yaygın olarak kullanılmaktadırlar. Al-Ni-Co malzemelere göre mekanik olarak yumuşak olduklarından elektrik makinelerinde kullanımları oldukça sorun yaratmaktadır (Duru, 1997).

### 2.5.3 Nadir Toprak Elementi Mıknatıslar (REPM)

Son 20 yılda geliştirilen ve elektrik makinalarında mıknatısların bugünkü önemini kazanmasında en büyük rolü oynayan, yüksek enerjili ve kalıcı indüksiyonlu mıknatıs malzemeleridir. Nd-Fe-B ve SmCo genel formülleri ile tanınan bu mıknatıs malzemeler,

yukarıda sözü edilen ferrit mıknatıslara göre çok üstün özelliklere sahiplerdir. Nadir toprak elementli sürekli mıknatıslar (REPM); Fe, Co gibi güçlü magnetik özelliklere sahip 3d-geçiş metalleri ile Lantanitler olarak da adlandırılan ve 4f-geçiş serisinde yer alan Seryum (Ce), Paraseodim (Pr), Neodim (Nd), Samaryum (Sm) ile nadir toprak elementleri (Rare Earth: RE) arasında oluşturulan alaşımlardır. Sayıları 15 kadar olan nadir toprak elementleri, alaşımlarda bazen tek başlarına, bazen de birarada kullanılmaktadırlar. Çok değişik katkı oranlarının kullanılabilme olasılığı, laboratuarlarda çok sayıda (50'den fazla) mıknatısın üretilmesine neden olmuştur. Ancak hammaddenin kısıtlı oluşu, üretim güçlükleri ve bunlara bağlı olarak maliyetlerinin yüksek oluşu nedeni ile bu türlerden ancak sınırlı bir bölümü ticari olarak üretilmektedir. Nadir toprak elementleri kullanılarak sürekli mıknatıs üretilmesi çalışmaları, diğer türlere göre oldukça yenidir.

### 2.5.3.1 Neodim Demir Bor (Nd-Fe-B) Mıknatıslar

Nadir bulunan mıknatıs tiplerinden olan Neodim-Demir-Bor (Nd-Fe-B) mıknatıslar 1982 yılından itibaren kullanılmaya başlanmıştır (Kollmorgen, 2002). 48 MGOe ( $382 \text{ kJ/m}^3$ ) enerji üretimi ile mıknatıslar içinde en yüksek enerji üretimi olan mıknatıstır. Nd-Fe-B'un yüksek enerji üretimi ve yüksek akı yoğunluğu, yüksek performans gerektiren servo uygulamalarda kullanılan kalıcı mıknatıslı motorlarda kullanılmasını sağlamıştır. Maliyetinin düşük olmasına rağmen korozyona karşı dayanıklılığı azdır. Bu yüzden bazı özel uygulamalarda mıknatısın yüzeyi epoxy, reçine gibi manyetik olmayan madde ile kaplanır. Isıya karşı dayanıklılığı daha azdır. Servo motorlar, lineer ve step motorlar, manyetik kaplinler gibi uygulama alanlarında kullanılmaktadır.

Nd-Fe-B mıknatıslarda artık mıknatısiet 1,2 T ve zorlayıcı alan şiddeti 900 -1000 kA/m gibi yüksek değerlerdedir. Hacimce enerji yoğunluğu 250 - 300  $\text{kJ/m}^3$  değerleri arasındadır. Şu an için üretilen en yüksek enerjili mıknatıs malzeme olan Nd-Fe-B mıknatısların en önemli dezavantajları, Curie sıcaklığının düşüklüğü ve maliyetlerinin yüksek oluşudur.

Özellikle hacim ve ağırlığın çok önemli olduğu uzay araçlarında, uçaklarda ve robotikte gereksinim duyulan tahrik motorları için uygun olan Nd-Fe-B mıknatıslar üzerindeki araştırma ve geliştirme çalışmaları tüm hızıyla devam etmektedir.

### 2.5.3.2 Samaryum-Cobalt (SmCo) Mıknatıslar

1966'da keşfedilen Samaryum-Cobalt, K.J. Strnat tarafından geliştirilmiş ve 1970'li yıllarda kullanımı yaygınlaşmıştır. Yapısında nadir bulunan elementler, bu mıknatısın maliyetinin yüksek olmasını sağlamasına rağmen bugün çok büyük bir kullanım alanı vardır. Samaryum-Cobalt mıknatısın enerji üretimi 32 MGOe ( $255 \text{ kJ/m}^3$ ) kadardır. Artık mıknatısıyeti Al-Ni-Co ile karşılaştırabilir. SaCo yüksek zorlayıcı alan şiddetine ve yüksek kalıcı akı yoğunluğuna sahiptir. Zorlayıcı (koersif) alan şiddeti seramik mıknatısın üç ila beş katı kadardır. Al-Ni-Co ve Ferrit mıknatıslarla karşılaştırıldığında genellikle daha geliştirilmiş fiziksel karakteristiğe sahiptirler. Teknik açıdan bakıldığında dönen elektrik makinaları için idealdir. Nadir bulunan mıknatıslar içinde ısıya karşı dayanıklılığı en iyi olan mıknatıstır. SmCo mıknatısın  $500^\circ\text{C}$  gibi yüksek ısıya dayanabilme özelliği gaz türbinleri gibi yeni uygulama alanlarında kullanılmasına sebep olmuştur. Yüksek moment/atalet oranı istenilen bilgisayar disk sürücü motorlarında, yüksek performanslı servo ve step motorlarda, lineer motorlarda kullanılmaktadır (Kollmorgen, 2002).

SmCo mıknatıslarda artık mıknatısıyet 0,9 T, zorlayıcı (koersif) alan şiddeti 650 kA/m, maksimum enerji çarpımı 19 MGOe ( $150 \text{ kJ/m}^3$ ) düzeyindedir.

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

### 2.5.3.3 Diğer Nadir Toprak Elementi Mıknatıslar (REPM)

Ticari olarak üretilen nadir toprak elementi mıknatıslar aşağıda tanıtılmıştır.

#### "1-5" Mıknatıslar

İlk nesil Nadir Toprak Elementi Mıknatıslar (REPM) olarak bilinen "1-5" mıknatıslarda toprak elementi olarak Samaryum (Sa), geçiş elementi olarak da Cobalt (Co) elementleri 1'e 5 oranında yer alır. Günümüzde en yaygın olarak bilinen örneğin,  $\text{SmCo}_5$ 'tir. Bu mıknatısın zorlayıcı (koersif) kuvveti  $H_{cB} > 1200-2400 \text{ kA/m}$  enerji çarpımı ise  $(BH)_{\max} > 120-180 \text{ kJ/m}^3$  değerleri arasındadır. Ayrıca Curie sıcaklıkları da oldukça yüksektir ( $T_c > 750^\circ\text{C}$ ). Ancak sıcaklık artışına karşı artık mıknatısıyet değeri hızla azalmaktadır. Uygulamalarda yüksek sıcaklık sınırı  $250^\circ\text{C}$  civarındadır. Ağırlığının % 66'sını Co, % 34'ünü Sm'un oluşturduğu bu mıknatıs, en pahalı olanıdır. Belirli özelliklerin kötüleşmesi pahasına, alaşıma belirli katkıları yapılarak istenilen bazı özellikler iyileştirilebilmektedir. Örneğin: alaşıma Paraseodiyum (Pr) katkılandırılmasıyla  $(BH)_{\max}$  değeri artırılabilir ve maliyet biraz düşürülebilir, ancak  $H_{cB}$

değeri azalır ve ısıl kararlılık kötüleşir. SmCo tabanlı tüm mıknatısların mekanik özellikleri oldukça kötüdür, çok kırılındırlar ve yüzey işlemleri zordur (Strnat, 1990).

### "2-17" Mıknatıslar

1980 yılından beri üretilmekte olan bu ikinci nesil Nadir Toprak Elementi Mıknatıslarda da temel elementler Sm ve Co'tır. Ancak Co yerine % 25'e varan oranlarda Fe de kullanılabilir. İlk üretilen türlerinde  $H_c$  değeri göreceli olarak küçük (400-500 kA/m) iken günümüzde SmCo'ya yakın (1000-2000 kA/m) değerlerine yaklaşmıştır. "2-17" mıknatısların  $B_r$  ve  $(BH)_{max}$  değerleri "1-5" mıknatıslardan daha yüksektir (150-240 kJ/m<sup>3</sup>). Çalışma ortamı sıcaklığı SmCo<sub>5</sub>'a göre daha yüksektir. Bileşimde yer alan Sm oranı "1-5" mıknatıslardan daha az olan (%18-27) "2-17" mıknatısların birçok yönden SmCo<sub>5</sub>'tan daha üstün olduğu görülmektedir (Strnat, 1990).

### "2-14-1" Mıknatıslar

Üçüncü nesil Nadir Toprak Elementi Mıknatıslar olan bu mıknatıslar, ilk kez 1983'te üretilmiştir. Toprak elementi olarak Neodium (Nd) olmakla beraber Paraseodium (Pr) ve Seryum (Ce) da kullanılmaktadır. Yine ilke olarak geçiş elementi Fe olan bu mıknatıslarda % 20'lere varan oranlarda Co da yer alabilmektedir. Son yıllarda en hızlı gelişim gösteren mıknatıs olarak kabul edilmektedir.

Günümüzde üretilmekte olan "2-14-1" mıknatısların magnetik özellikleri, en iyi SmCo tabanlı mıknatıslarla hemen hemen eşit düzeydedir. Tipik  $(BH)_{max}$  değerleri 110-290 kJ/m<sup>3</sup> olan bu mıknatısların 320 kJ/m<sup>3</sup> değerinin üzerine çıktığı bilinmektedir. Artık mıknatıyet değeri  $B_r > 0,8-1,3T$  aralığındadır. Koersif kuvvetleri 800-960 kA/m değerlerindedir (Strnat, 1990).

### 2.5.4 Diğer Sürekli Mıknatıs Malzemeler

Al-Ni-Co, Ferrit ve nadir toprak sürekli mıknatıs malzemelerden başka sürekli mıknatıs malzemeleri pazarının çok küçük bir kısmını karşılayan malzemeler de bulunmaktadır. Bunlar; Cunife (Cu-Ni-Fe), Comol, Vicalloy (Co-Fe-V), Cu-Ni-Co, Pt-Co'dur. Bazı mıknatıs malzemeler ise özel amaçlı uygulamalarda kullanılmaktadır. Mn-Bi, Silmanal (%86,6Ag, %8,8Mn ve %4,4Al), Almax (Mn-Al-C) ve paslanmaz çelik (%12Ni, %12Cr, %76Fe). Örneğin; yapay insan organlarında sürekli mıknatıs olan Pt-Co malzemesi kullanılmaktadır.

### 3. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR

#### 3.1 Giriş

Çoğu motorda olduğu gibi senkron motorlar da iki ana bölüme sahiptir. Hareketsiz olan kısım stator ve hareketli olan kısım rotor olarak isimlendirilir. Senkron motorlar, statorunda ve rotorunda sargıları olan motorlardır. Yükten bağımsız olarak sabit hız istenen yerlerde tercih edilirler. Senkron motor, inverter veya ayarlı gerilim ve frekans kaynağı ile beslenirse hız ayarı yapılabilir. Doğru akım motorlarına göre motor boyutları ve atalet momentleri daha küçüktür. Endüksiyon motorlarına göre ise verimleri ve güç faktörleri daha yüksektir.

Motoru döndürebilmek için, biri statordan diğeri rotordan iki akıya ihtiyaç vardır. Bu prensibe bağlı kalmak suretiyle farklı motor tasarımları yapmak mümkündür.

Senkron motorun rotorunda bulunan doğru akım uyarım sargısı sürekli mıknatısla yer değiştirilerek rotorda meydana gelen manyetik akı mıknatıs tarafından sağlanırsa sabit mıknatıslı senkron motor (SMSM) elde edilmiş olur.

Mıknatısların kullanılması, çalışma prensibi ve tasarım açısından senkron makineler için çok elverişlidir. Rotoru sargılı senkron motora göre dinamik performansı daha da artmış olur. Senkron motorların statorunda endüksiyon motorundaki gibi üç fazlı sargı bulunur. Rotorda sargı yerine kalıcı mıknatısın kullanılmasıyla fırça ve kollektörden kaynaklanan sakıncalar da giderilmiş olur. Bunun yanısıra, uyarım kayıpları ortadan kalktığı için termik sınırlar genişlemekte ve aynı hacimli bir makinadan daha büyük güçler alınabilmektedir. Rotorda  $Sm_2Co_{17}$  veya Nd-Fe-B gibi yüksek enerjili sürekli mıknatıs kullanılması, hava aralığı endüksiyonunu sargılı makinalardan daha yüksek değerlerde tutar ve rotor sargılarında meydana gelen bakır kayıplarını ortadan kaldırarak verimin aynı güçteki senkron motordan daha yüksek olmasını sağlar. Ayrıca motor boyutları da oldukça küçülür (Texas Instruments, 1997).

#### 3.2 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Sınıflandırılması

İlk olarak motorlar DC veya AC uyarım için sınıflandırılabilirler. Sürekli mıknatıslı motor, yapı olarak konvansiyonel DC motor ile yakındır. Tek farkı elektrik sargıları yerine sürekli mıknatısların kullanılmasıdır.

Sabit mıknatıslı alternatif akım motorlarında, mıknatıslar rotor içerisine veya rotor yüzeyine

yerleştirilirler. Bu motorlar, kollektör ve fırça bulunmadığından dolayı çok basit yapıdadır ve bu suretle sorunsuz kabul edilmektedir.

Sabit mıknatıslı alternatif akım motorları iki grupta incelenebilir. Bunlardan birinde hava aralığı alan şiddeti trapezoidal, diğerinde sinüzoidaldir. Trapezoidal sabit mıknatıslı alternatif akım motorları fırçasız doğru akım (BLDC) motoru, konvansiyonel senkron makinelerle olan ilişkisi sebebiyle sinüzoidal sabit mıknatıslı alternatif akım motorları ise, sabit mıknatıslı senkron motor (SMSM) olarak adlandırılır (Adnanes, 1991). Trapezoidal makine kontrol yapısı basit olması nedeniyle ilk geliştirilendir, fakat moment dalgalanmalarının varlığı bu makinanın yüksek performanslı uygulamalarda kullanılmasına izin vermemektedir. Daha sonra vektör kontrol yöntemlerinin de kullanılabildiği, yüksek performanslı sinüzoidal makina geliştirilmiştir. Sinüsoidal makina, pek çok uygulamada asenkron makina ile yarışabilecek en uygun motor olarak görünmektedir (Ying ve Ertugrul, 1998).

### 3.3 Sabit Mıknatıslı Senkron Motor Tasarımları

Mıknatıslı senkron motorlar uygulama alanlarına göre farklı tiplerde tasarlanabilmektedir. Sinüzoidal akım ve gerilimlerle çalışmak üzere tasarlanan tiplerde genellikle stator sargıları, asenkron motor gibi stator oyuklarına yerleştirilmiş üç fazlı sargıdan meydana gelmektedir. Bu tip motorlarda sargılar iki tabakalı, dağıtılmış ve kırılgan olarak sarılarak, sargı magneto motor kuvvetleri ve hareket gerilimleri sinüs biçimine yaklaştırılmaktadır.

Rotorda kullanılan mıknatısın özelliği ve mıknatısın rotora yerleştiriliş şekli motorun performansını etkilediğinden motor performansını artırmak için çeşitli tasarım şekilleri yapılmaktadır.

Sürekli mıknatısların boyutlarının belirlenmesi ve makineye yerleştirilmesinde önemli olan iki kriter vardır.

- 1) Hava aralığındaki akı yoğunluğunun değeri makinede kullanılan demir ve bakırın en iyi şekilde kullanılmasını sağlayacak büyüklükte olmalıdır.
- 2) Sürekli mıknatıslar, stator sargılarının manyetik etkilerinden etkilenmeyecek ve mıknatısiyetlerini kaybetmeyecek şekilde yerleştirilmelidir.

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

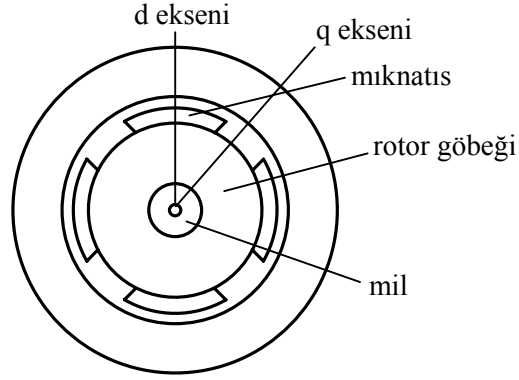
- 1) Mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirilmesi,
- 2) Mıknatısların rotorun içine yerleştirilmesi (gömülü mıknatıslı)
  - a) Radyal yerleştirilmiş mıknatıs yapısı,
  - b) Dairesel yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısı.

### 3.3.1 Mıknatısların Rotor Yüzeyine Yerleştirilmesi

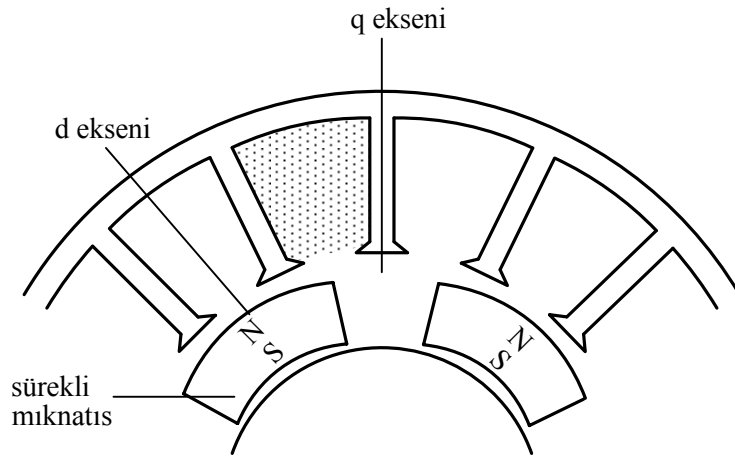
Bu tip rotorlarda mıknatıslar ince şeritler ya da yay şeklinde, rotor yüzeyine kuvvetli yapıştırıcılarla yapıştırılmışlardır. Mıknatıslar yarıçap ekseninde mıknatıslanır. Maliyet bakımından ucuz olan bu montaj şeklinde hava aralığı etkisi fazla olduğundan,  $d$  ve  $q$  eksenleri manyetik akıları birbirine eşit kabul edilir ve rotor endüktansı rotor konumuna göre değişiklik göstermez, sabittir. Magnetik malzemenin bağıl geçirgenliği, hava boşluğu gibi davranır. Bu şekilde hava aralığında mıknatısların çalışma noktalarındaki endüksiyonlara eşit bir magnetik endüksiyon oluşur. Hava boşluğu genişlediğinden,  $L_s$ 'nin (stator endüktansı) değerinde düşme meydana gelir. Ancak düşük stator endüktansı nedeniyle alan zayıflatılması (field weakening) zordur (Andersson, 2000).

Rotor magnetik olarak simetrik olduğundan, bu rotor yapısına sahip motorlarda senkronlamaya yardımcı olacak bir relüktans momenti oluşması söz konusu değildir. Basitliği ve magnetik olarak simetrik olması nedeniyle rotor yüzeyine yerleştirilen mıknatıslar ile gerçekleştirilen makina, düz kutuplu makina olarak davranış göstermekte, geniş hava aralığına sahip olmaktadır ve kutup akısının maruz kaldığı endüvi reaksiyonu zayıf olmaktadır (Vas, 1998).

Bu türde yapılan senkron motorlar daha çok literatürde fırçasız doğru akım motoru (BLDC) sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Şekil 3.1 (a) ve (b)'de bu tasarıma tipik bir örnek gösterilmiştir.



Şekil 3.1 (a) Rotor yüzeyine yerleştirilmiş mıknatıs yapısı (Bal, 2004)



Şekil 3.1 (b) Rotor yüzeyine yerleştirilmiş mıknatıs yapısının detaylı görünümü

Basit yapılı olması nedeniyle en yaygın kullanılan rotor tasarımlarından biri olan bu rotor şeklinin en büyük sakıncası, mıknatısların merkezkaç kuvvetlerine karşı mukavemetlerinin düşük olmasıdır. Mıknatısların yerinden kopmaması için genellikle bu tür tasarımlar düşük hızlı uygulamalar için tercih edilirler. Bir diğer sakınca ise stator dişlerinden dolayı çalışma noktalarında yüksek frekanslı titreşimler oluşmasıdır. Bu nedenle yüksek elektriksel iletkenlikteki Nd-Fe-B mıknatıslarının bu tasarımda tek parça halinde kullanılması sakıncalar yaratır. Bu durumda mıknatıslar yalıtılmış küçük parçalar şeklinde rotor yüzeyine yerleştirilir. Ayrıca yüzey mıknatıslı rotorun sağlamlığını artırmak için rotor yüzeyi manyetik olmayan malzeme ile kaplanabilir.

### 3.3.2 Mıknatısların Rotor İçine Yerleştirilmesi (Gömülü Mıknatıslar)

3.3.1’de incelenen tasarımda hava aralığı endüksiyonun sınırlı olması ve mıknatısların yüksek hızlarda büyük merkezkaç kuvvetlerine maruz kalması, bir başka tasarımın geliştirilmesine

neden olmuştur. Bu tasarımda, mıknatıs malzeme rotorun içinde açılan oyuklara yapıştırılmak suretiyle yerleştirilir. Bu rotor şeklinde mıknatısın etrafı hava yerine manyetik malzeme ile kaplı olduğundan relüktans momentinin oluşması kaçınılmazdır. Alan zayıflatılması ile relüktans momenti elde edilir. Gömülü tip mıknatıslı rotorun, yüzey mıknatıslı rotora göre en önemli üstünlüğü mekanik sağlamlığıdır. Mıknatıslar rotora gömülü olduklarından merkezkaç kuvvetlerine karşı mukavemetleri çok yüksektir. Bu nedenle yüksek hızlı uygulamalar için dizayn edilirler. Mıknatısları rotor içine gömülmüş senkron motorda dikkate değer özelliklerden birisi, diğer mıknatıslı motorlardan farklı olarak yüksek verime sahip olmasıdır. Stator akımı bileşeni olarak mıknatıslama akımının ortadan kalkması motorun güç katsayısını büyük yapmaktadır.

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

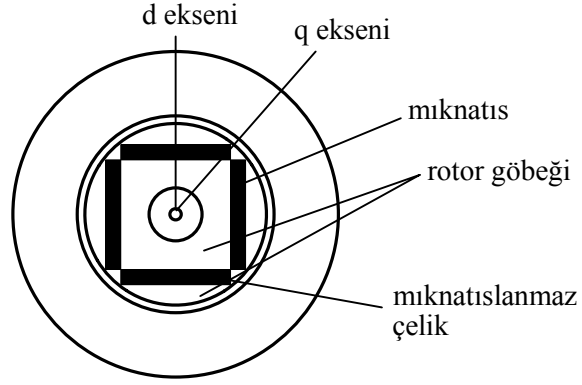
Mıknatısları rotor içine yerleştirilmiş (gömülü mıknatıslı) tasarımlar iki şekilde gerçekleştirilebilir:

### 3.3.2.1 Radyal Yerleştirilmiş Gömülü Mıknatıs Yapısı

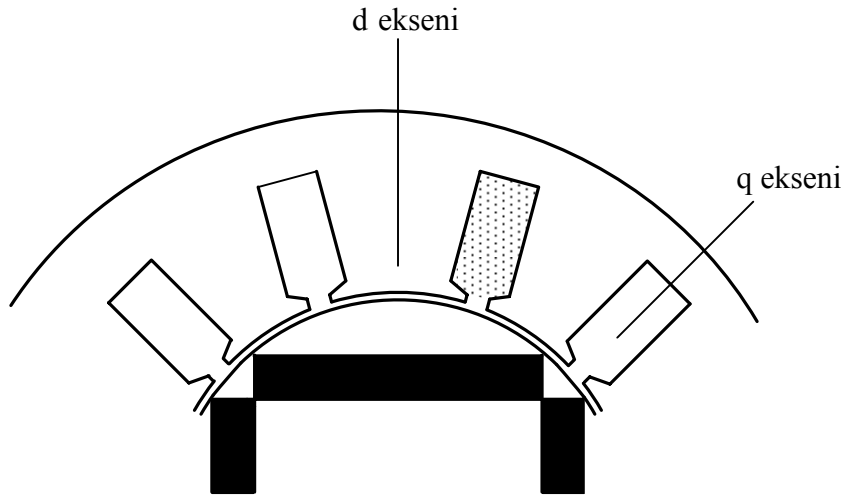
Şekil 3.2'de görüldüğü üzere, mıknatıslar rotorun içine radyal mıknatıslanarak gömülü biçimde yerleştirilmektedir. Bu yapıda enine endüktans  $L_{sq}$ , boyuna endüktanstan  $L_{sd}$  den büyük olmaktadır. Bu mıknatıslar ile akı yoğunlaşması mümkündür, yani hava aralığı içerisindeki akı yoğunluğu, mıknatıs içerisinde daha yüksek olabilir. Böylece yüksek moment yoğunluğu sağlamak için düşük enerji mıknatısları (Ferrit mıknatıslar) kullanılabilir. Bu rotor tasarımına sahip makinelerde hava aralığı küçük, endüvi reaksiyonu az olmaktadır. Akı zayıflatma yöntemi ile sabit güç bölgesindeki denetimi, sabit moment bölgesindeki kadar iyi yapılabilmektedir. Yüksek hızlı uygulamalar için idealdir. Çıkık kutuplu makina olarak davranış göstermektedir. Moment oluşumunda hem uyarma alanının hem de relüktans momentinin etkisi vardır. Yüzey mıknatıslı rotora göre, bu tasarımda aynı mıknatıs boyutu için rotorun vereceği momentin tepe değeri daha fazladır. Çünkü mıknatıslar tarafından relüktans momenti oluşturulmaktadır.

Mıknatısların magnetik olarak kısa devre olmasını önlemek için rotor yüzeyi ile temas eden bölgeleri magnetik olmayan bir malzeme ile kaplanmıştır. Bu malzemeler oldukça pahalıdır.

Şekil 3.2 (a) ve (b)'de radyal yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısı görülmektedir.



Şekil 3.2 (a) Radyal yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısı (Bal, 2004)

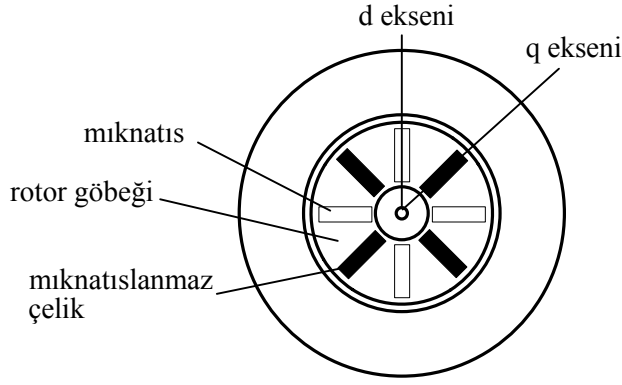


Şekil 3.2 (b) Radyal yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısının detaylı görünümü

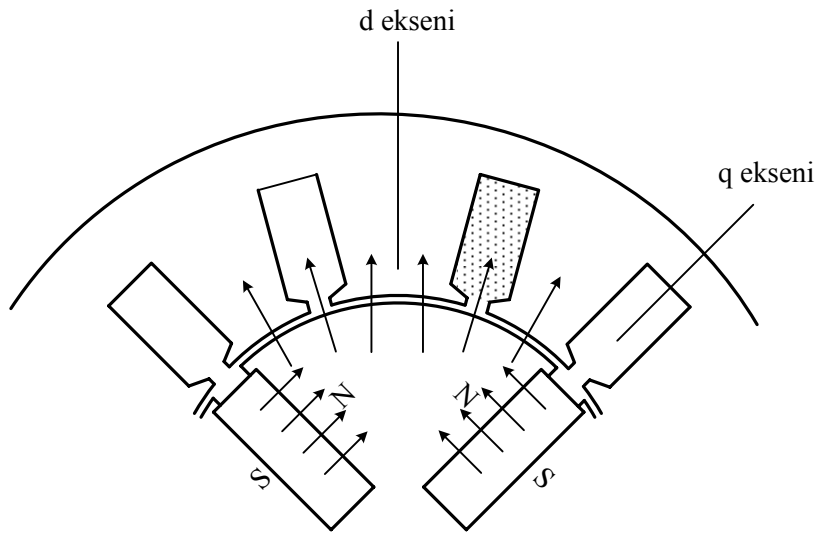
### 3.3.2.2 Dairesel Yerleştirilmiş Gömülü Mıknatıs Yapısı

Bu tasarımın en önemli özelliği mıknatıs boylarının ayarlanarak kutuplarda mıknatısların çalışma noktasından bağımsız bir endüksiyon yaratılabilmesidir. Bu özellik sayesinde hava aralığı endüksiyonu oldukça yüksek değerlere çıkarılabilirken, mıknatısların çalışma noktaları da optimum çalışma noktası civarında oluşturulabilir. Bu özellikten dolayı bu tasarıma akı sıkıştırıcı ya da akı odaklamalı rotorlar da denilmektedir (Adnanes, 1991).

Şekil 3.3 (a) ve (b)'de dairesele yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısı gösterilmektedir. Sürekli mıknatıslar, yine rotor içine gömülü fakat yarıçap doğrultusunda yerleştirilmektedir.



Şekil 3.3 (a) Dairesel yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısı (Bal, 2004)



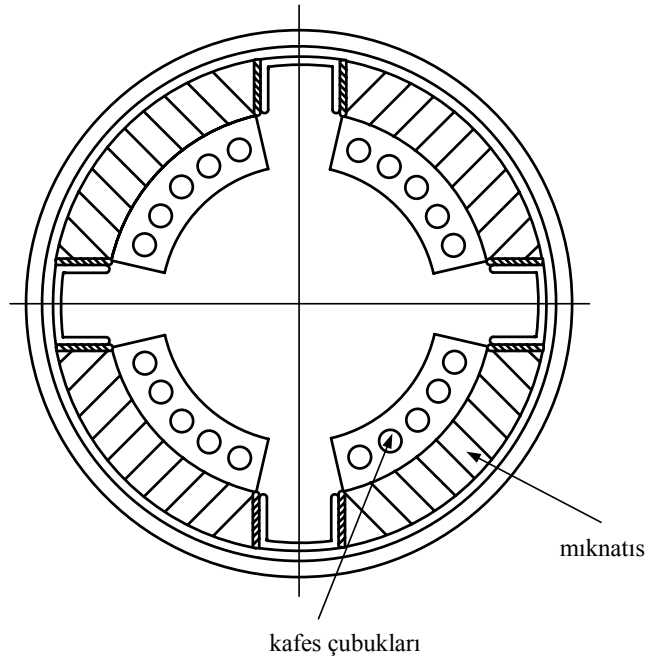
Şekil 3.3 (b) Dairesel yerleştirilmiş gömülü mıknatıs yapısının detaylı görünümü

Mıknatıslar rotora gömülü olduklarından savrulma kuvvetlerine karşı mukavemetleri çok yüksektir, bu nedenle bu tip rotorlar yüksek hızlı sistemlerde özellikle tercih edilirler. Bu tasarımda kutup yayı boyunca elde edilen hava aralığı endüksiyon dağılımı  $180^\circ$  'ye daha yakındır. Mıknatısların magnetik olarak kısa devre olmasını önlemek için rotorun magnetik olmayan bir malzemeden yapılması zorunluluğu ve bu tip malzemelerin pahalı olması bu tasarımın en önemli sakıncasıdır. Bu tasarımda hava aralığı diğer tasarımlara oranla daha büyüktür. Mıknatısların havaya yakın magnetik geçirgenlikte olması, d ekseninden gözlenen relüktansın küçük, q ekseninden gözlenen relüktansın büyük olmasına yol açar. Bu, klasik çıkık kutuplu senkron makinaların tam tersi bir durumdur. En ilginç özelliği ise statordan bakıldığında, rotorun magnetik olarak simetrik olmamasıdır. Enine ve boyuna eksen boyunca farklı relüktansların söz konusu olması, bu şekilde tasarlanmış makinaların çalışma ve denetim özelliklerini önemli ölçüde etkiler.

Görüldüğü üzere, mıknatısların yerleştirilme biçimleri, istenilen özellikleri sağlayabilecek farklı şekillerde olabilmektedir. Genel olarak bu yerleştirme rotor yüzeyine veya rotor içine gömülerek yapılabilmektedir. Her iki yerleştirme biçimi kendi içinde farklılıklar göstermekte, kullanıldığı makinarya değişik özellikler katmaktadır.

### 3.4 Rotor Kısa Devre Çubukları

Bilindiği üzere senkron motorlar doğrudan şebekeden yol alamazlar ve sabit 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 3.4'te kısa devre çubuklu bir senkron motorun kesiti gösterilmiştir.



Şekil 3.4 Kısa devre çubuklu sabit mıknatıslı senkron motor kesiti (Chau, 1991)

### 3.5 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Avantaj ve Dezavantajları

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

#### Avantajları:

- Rotorunda sargı yerine mıknatısların bulunması verimini artırmaktadır. Rotorda sabit mıknatıs bulunduğundan dolayı uyarma akısına gerek yoktur. Bu nedenle harici bir uyarma kaynağına ve uyarma gücüne gerek kalmamaktadır. Uyarma kayıpları söz konusu değildir. Böylece motorun verimi artmaktadır.
- Özellikle doğru akım motorlarındaki fırça ve kolektör sistemi SMSM'da olmadığından bakım maliyeti azalmakta, ayrıca fırçalarda kayıplar meydana gelmediğinden verim artmaktadır.
- Kollektör bulunmaması rotor boyunun kısılmasına, rotorda sargıların olmaması da ağırlığının dolayısıyla rotor ataletinin azalmasına sebep olmaktadır. Bu nedenle atalet momenti düşük ve dinamik performansı iyidir
- Hava aralığı endüksiyonu arttığı için stator sargıları azaltılarak makinanın dış çapı küçültülebilmekte böylece aynı nominal güçteki ve nominal devir sayısındaki doğru akım ve asenkron motorlara göre daha küçük hacimde ve ağırlıkta olmaktadır.
- Rotorda sargılar bulunmadığı için SMSM'un soğutulması daha kolay sağlanabilmektedir.
- Asenkron motora göre güç faktörü yüksektir. İnverterden beslenen sistemlerde güç katsayısının yüksek olması inverterin gücünden verimli olarak faydalanabilmek açısından önem taşımaktadır.
- Vektör kontrollü asenkron motor sistemlerine göre denetimi daha basit ve parametre değişimlerinden etkilenmeyen bir şekilde gerçekleştirilebilir.

#### Dezavantajları:

- Şebeke frekansına bağlı olarak sabit bir hızda çalışabilirler. Karmaşık kontrol sistemleri tasarlanmadan hızın değişimi söz konusu değildir. Uygulama alanları da sabit hızın gerektiği yerlerdir.
- Sabit mıknatıs ve stator alanı arasında senkronizasyon sağlayabilmek için rotor

pozisyonunun bilinmesi gerekir. Rotor pozisyonu sensörlerle belirlenebilir fakat bu, maliyeti artırdığı ve güvenilirliği azalttığı için istenmez. Sensör kullanılmadan da moment üretmek mümkündür. Fakat bu tür bir uygulama düşük hızlarda verimli olmamakta ve karmaşık bir denetim algoritması kullanmak gerekmektedir.

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

### **3.6 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Kullanım Alanları**

Yüksek moment, hassas hız kontrolü, yüksek verim ve uzun ömür gibi önemli özellikler sürekli mıknatıslı motorları bir çok uygulamalar için en iyi seçim durumuna getirmektedir.

Bunlar;

- Otomasyon uygulamaları,
  - Robot uygulamaları,
  - Elektrikli araçlar,
  - Buzdolabı, çamaşır makineleri, klima, fan vb. ev aletleri,
  - Asansör uygulamaları,
  - Gemi motorları,
  - Pompalama,
  - Elektrik jeneratörleri,
- olarak sıralanabilir.

#### 4. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ

Bu bölümde, sabit mıknatıslı senkron motorun vektör ve doğrudan moment kontrolünün anlaşılabilmesi amacıyla, abc ve dq0 matematiksel modeli oluşturulmuştur. Makinenin davranışını geçici ve kararlı rejimde temsil eden matematiksel model, hesaplama kolaylığı açısından uzay vektörleri kullanılarak tanımlanmıştır.

##### 4.1 Uzay Vektör Tanımı

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

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

Böylece stator akımı uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

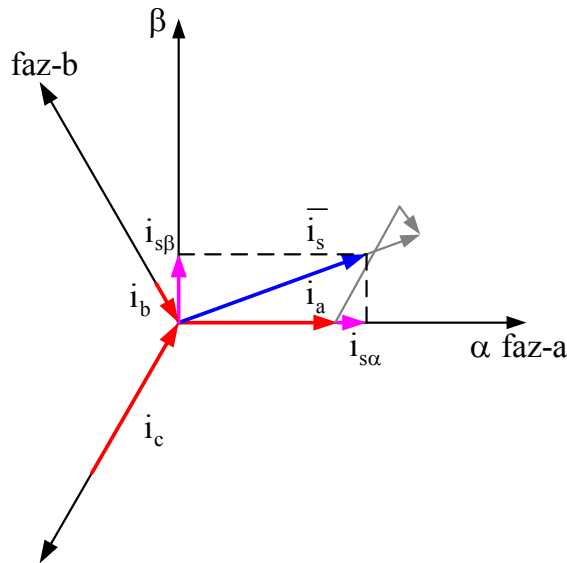
$$\bar{i}_s = k(i_a + ai_b + a^2i_c) \quad (4.2)$$

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

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

$k = 2/3$  olarak seçilmiştir (Balazovic, 2003).

Aşağıdaki şekilde stator akımı uzay vektörü izdüşümü gösterilmiştir.



Şekil 4.1 Akım uzay vektörü ve izdüşümü (Balazovic, 2003)

(4.2) 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;

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

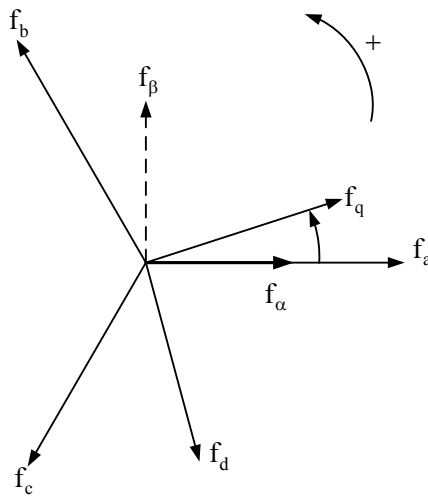
Gerilim ve manyetik akı için de benzer uzay vektörleri tanımlanabilir;

$$\vec{u}_s = k(u_a + a u_b + a^2 u_c) \quad (4.5)$$

$$\vec{\psi}_s = k(\psi_a + a \psi_b + a^2 \psi_c) \quad (4.6)$$

#### 4.2 Referans Düzlem Dönüşümleri

Asenkron motor ya da sabit mıknatıslı senkron motor gibi alternatif akım motorlarında yüksek performanslı sürücü geliştirmek için faz düzlemleri arasında dönüşüm gerçekleştirilir. Faz dönüşümlerini kullanmak suretiyle motor dinamik eşitliklerinde değişkenlerin sayısı azaltılmakta, böylece eşitliklerin çözümü daha hızlı olmaktadır. Faz dönüşüm işlemleri genellikle 3-faz sabit düzlemden 2-faz sabit düzleme (Clarke dönüşümü), 2-faz sabit düzlemden 3-faz sabit düzleme Ters Clarke dönüşümü ( $\text{Clarke}^{-1}$ ), 2 veya 3-faz sabit düzlemden 2-faz rotor düzlemine (Park dönüşümü) ve 2 faz rotor düzleminden 2 ya da 3-faz sabit düzleme Ters Park dönüşümü ( $\text{Park}^{-1}$ ) şeklinde gerçekleştirilir. Şekil 4.2’de referans düzlemler koordinat ekseninde gösterilmiştir.

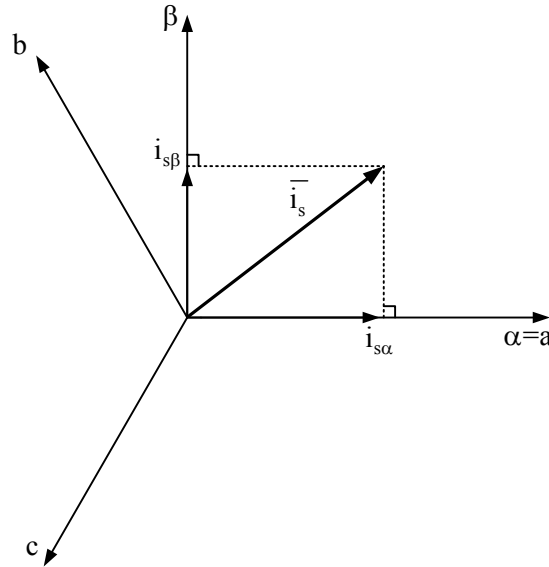


Şekil 4.2 Referans düzlemler

Burada  $f_a, f_b, f_c$ , birbirinden  $120^\circ$  faz farklı 3-faz sabit referans düzlemi,  $f_\alpha, f_\beta$ , birbirinden  $90^\circ$  faz farklı 2-faz sabit referans düzlemi ve  $f_d, f_q$ 'da birbirinden  $90^\circ$  faz farklı 2-faz rotor referans düzlemini ifade etmektedir. Şekil 4.2'de  $\theta_r$  açısı rotor referans düzleminin dönme açısını göstermektedir.

#### 4.2.1 Clarke Dönüşümü ( $a, b, c$ ) $\rightarrow$ ( $\alpha, \beta$ )

3-faz sabit düzlemden 2-faz sabit düzleme dönüştürme için Clarke dönüşümü kullanılır. Uzak vektörü ( $\alpha, \beta$ ) denen 2 ortogonal eksenle başka bir referans çerçevesinde yazılabilir. Aşağıdaki vektör diyagramında a-ekseni ve  $\alpha$ -eksenini aynı yönde oldukları kabulüyle gösterebiliriz.



Şekil 4.3 Stator akım uzay vektörü ve ( $\alpha, \beta$ )'deki bileşenleri (Texas Instruments, 1998)

Clarke dönüşümünün matris formunda genel ifadesi;

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

şeklindedir.

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

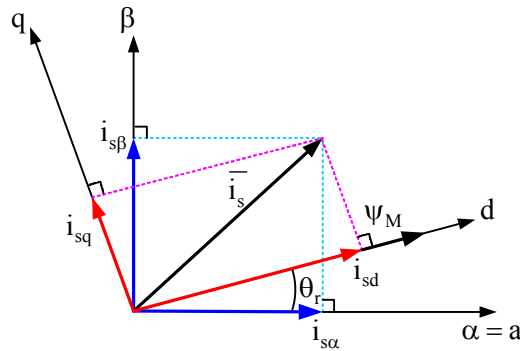
2-faz sabit düzlemde 3-faz sabit düzleme dönüşüm için ters Clarke dönüşümü kullanılır. Ters Clarke dönüşümünün matris formunda genel ifadesi;

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

şeklindedir.

#### 4.2.2 Park Dönüşümü $(\alpha, \beta) \rightarrow (d, q)$

Bu dönüşüm vektör kontrolünün en önemli kısmıdır. 3-faz sabit düzlemde 2-faz rotor düzlemine dönüşüm bu metotla gerçekleştirilir.



Şekil 4.4 Stator akım uzay vektörü ve  $(\alpha, \beta)$  ve  $(d, q)$  referans sistemlerindeki bileşenleri

(Texas Instruments, 1998)

Burada  $\theta_r$  rotor akı pozisyonudur. Yukarıdaki fazör diyagramdan;

$$\bar{i}_s = i_s e^{-j\theta_r} = i_{sd} + j i_{sq} \quad (4.9)$$

$$i_s = i_{s\alpha} + i_{s\beta} \quad (4.10)$$

ifadeleri elde edilir.

(4.10) eşitliği (4.9)' de yerine yazılırsa;

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

(4.9) ve (4.11) ifadelerinden;

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

elde edilir. Buna göre;

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

olarak elde edilir.

Burada, akım vektörünün akı ve moment bileşenleri aşağıdaki denklemlerle elde edilir (Texas Instruments, 1998).

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos \theta_r + i_{s\beta} \sin \theta_r \quad (4.14)$$

$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin \theta_r + i_{s\beta} \cos \theta_r \quad (4.15)$$

Bu bileşenler akım vektöründeki ( $\alpha$ ,  $\beta$ ) bileşenlerine ve rotor akı pozisyonuna bağlıdır. Doğru rotor akı pozisyonu bilinirse, bu izdüşümde (dq) elemanları sabit olur. Buradan 2-koordinat sistemi  $i_{sd}$  (akı bileşeni) ve  $i_{sq}$  (moment bileşeni) elde edilebilir. Böylece doğrudan moment kontrolü kolaylaşır.

Park dönüşümünün matris formunda genel ifadesi;

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

şeklinde dir.

#### 4.2.2.1 Ters Park Dönüşümü ( $d, q$ ) $\rightarrow$ ( $\alpha, \beta$ )

2-faz rotor düzleminde 3-faz stator düzlemine dönüştürmek için Ters Park (Park<sup>-1</sup>) dönüşümünün uygulanması gerekir.

$$\mathbf{u}_{\text{soref}} = \mathbf{u}_{\text{sdref}} \cos \theta_r - \mathbf{u}_{\text{sqref}} \sin \theta_r \quad (4.17)$$

$$\mathbf{u}_{\text{sβref}} = \mathbf{u}_{\text{sdref}} \sin \theta_r + \mathbf{u}_{\text{sqref}} \cos \theta_r \quad (4.18)$$

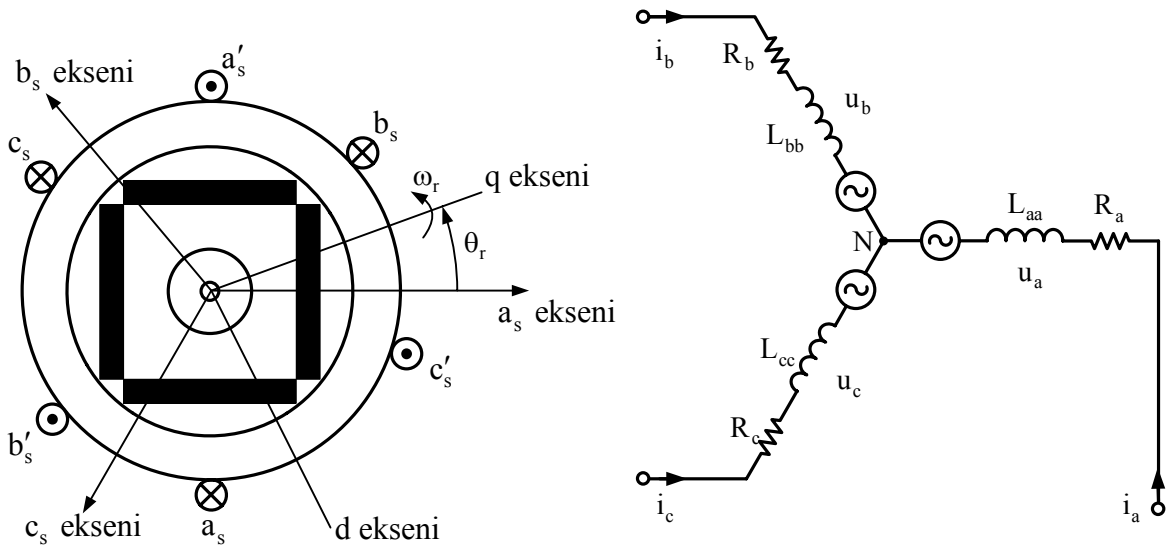
Ters Park dönüşümünün matris formunda genel ifadesi;

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

şeklindedir.

### 4.3 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun abc Sistemindeki Matematiksel Modeli

SMSM'un abc modeli oluşturulurken Şekil 4.5'de gösterilen geometrik model ve eşdeğer devre kullanılmıştır. Bu şekilde makinenin fazlarının ve d-q eksenlerinin yerleri gösterilmiştir. Oluşturulacak model için makinenin 3 fazlı yıldız bağlı stator sargıları ve sürekli mıknatıslı bir rotora sahip olduğu elektriksel devreden görülmektedir. Stator sargılarının  $120^\circ$  faz farklı yerleştirilmiş olup, sinüzoidal dağıldığı kabul edilmiştir. Her sargının eşit  $N_s$  sarım sayısı ve  $R_s$  sargı direnci olduğu kabul edilmiştir.



Şekil 4.5 (a) Sabit mıknatıslı senkron makine ve eksen takımları (Ohm, 1997)

(b) Stator sargıları eşdeğer devresi (Ong, 1998)

Yapılacak analiz için sürekli mıknatıslı motorun rotorunda bulunan sürekli mıknatısların etkisi, sabit bir akım kaynağından uyarılan sargıda oluşacak etki gibi düşünülmüş ve bu analizler için aşağıdaki kabuller yapılmıştır (Ong, 1998).

1. Doyma etkisi ihmal edilmiştir.
2. Açık devre stator faz gerilimlerinin yaklaşık sinüzoidal olacak şekilde tasarlandığı düşünülmüştür.
3. Stator akımlarının etkisi ile sabit mıknatısların mıknatısiyetlerini kaybetmeyecekleri düşünülmüştür.

#### 4.3.1 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun abc Sisteminde Gerilim Denklemleri

Şekil 4.5’de gösterilen geometrik model ve eşdeğer devreye göre abc sisteminde stator gerilim denklemleri (4.20)’deki gibi yazılabilir (Ong, 1998).

$$\begin{aligned} u_a &= R_a i_a + \frac{d\psi_a}{dt} \\ u_b &= R_b i_b + \frac{d\psi_b}{dt} \\ u_c &= R_c i_c + \frac{d\psi_c}{dt} \end{aligned} \quad (4.20)$$

bu ifadeler toplu halde

$$u_{abc} = R_{abc} i_{abc} + \frac{d\psi_{abc}}{dt} \quad (4.21)$$

şeklinde ifade edilir.

Bu denklemlerin matris formunda ifadesi:

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (4.22)$$

şeklindedir.

Burada,  $u_{abc}$ , faz-nötr gerilimlerini,  $\psi_{abc}$  faz sargılarının toplam akılarını,  $R_{abc}$  ise stator sargı dirençlerini göstermektedir. (4.22) ifadesi içinde bulunan  $\psi_{abc}$  ifadesi aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & M_{ac}(\theta_r) \\ M_{ba}(\theta_r) & L_{bb}(\theta_r) & M_{bc}(\theta_r) \\ M_{ca}(\theta_r) & M_{cb}(\theta_r) & L_{cc}(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{Ma}(\theta_r) \\ \psi_{Mb}\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \psi_{Mc}\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

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. Bu iki ifade birleştirilirse;

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_{aa}(\theta_r) & M_{ab}(\theta_r) & M_{ac}(\theta_r) \\ M_{ba}(\theta_r) & L_{bb}(\theta_r) & M_{bc}(\theta_r) \\ M_{ca}(\theta_r) & M_{cb}(\theta_r) & L_{cc}(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{Ma}(\theta_r) \\ \psi_{Mb}\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \psi_{Mc}\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \right\} \quad (4.24)$$

denklemini bulunur. (4.24) daha basit halde yazıldığında,

$$[u_{abc}] = [R_{abc}] \cdot [i_{abc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{abc}] [i_{abc}] + [\psi_{Mabc}] \} \quad (4.25)$$

şeklini alır. Bu ifadede türev işlemi parantez içine uygulanır ve düzenleme yapılırsa;

$$\begin{aligned} [u_{abc}] &= [R_{abc}] \cdot [i_{abc}] + \frac{d}{dt} \{ [L_{abc}] \cdot [i_{abc}] \} + \frac{d}{dt} [\psi_{Mabc}] \\ &= [R_{abc}] \cdot [i_{abc}] + \frac{\partial [L_{abc}]}{\partial \theta_r} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \cdot [i_{abc}] + [L_{abc}] \cdot \frac{d[i_{abc}]}{dt} + \frac{\partial [\psi_{Mabc}]}{\partial \theta_r} \cdot \frac{d\theta_r}{dt} \end{aligned} \quad (4.26)$$

$$[u_{abc}] = [R_{abc}] \cdot [i_{abc}] + \frac{\partial [L_{abc}]}{\partial \theta_r} \cdot \omega_r \cdot [i_{abc}] + [L_{abc}] \cdot \frac{d[i_{abc}]}{dt} + \frac{\partial [\psi_{Mabc}]}{\partial \theta_r} \cdot \omega_r$$

olarak bulunur. Burada  $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$  olduğu bilinmektedir. (4.26) denklemi makinanın gerilim

denklemini olarak tanımlanır.

### 4.3.2 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun abc Sisteminde Moment İfadesi

Makinanın mekanik modelini oluşturabilmek için elektromagnetik moment ifadesine ihtiyaç vardır. Buradan hareketle elektromagnetik moment genel olarak;

$$T_e = p \left\{ \frac{1}{2} [I]^T \cdot \frac{\partial [L]}{\partial \theta_r} \cdot [I] + [I]^T \cdot \frac{\partial [\Psi_M]}{\partial \theta_r} \right\} \quad (4.27)$$

ifadesiyle tanımlanır. Bu ifadede gerekli işlemler yapılırsa;

$$T_e = p \left\{ \frac{1}{2} [i_{abc}]^T \cdot \frac{\partial [L_{abc}]}{\partial \theta_r} \cdot [i_{abc}] + [i_{abc}]^T \cdot \frac{\partial [\Psi_{abc}]}{\partial \theta_r} \right\} \quad (4.28)$$

olarak bulunur. Moment ve rotor hızı arasındaki bağıntı ise;

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

$$\omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \quad (4.29)$$

$$\theta_r = \theta_e \left( \frac{1}{p} \right)$$

şeklindedir.

Moment ve rotor hızı arasındaki bağıntıda J yüke bağlı atalet momentidir. Birimi  $\text{kgm}^2$  dir.  $T_L$  yük momenti ve  $B_m$  makine ve dönen sistemin sönüm katsayısıdır.  $B_m$  'in birimi  $\text{Nms/rad}$  olarak tanımlanır ve çok küçük olduğu için genellikle ihmal edilir.  $\omega_e$  elektriksel açısal hız,  $\omega_r$  rotor açısal hızı,  $\theta_e$  elektriksel konum,  $\theta_r$  ise rotor konumu olarak tanımlanır.

Yukarıdaki denklemler makinenin genel bir modelini oluşturmaktadır. Bulunan bu model içerisinde bazı değerler her makine için farklılık göstermektedir. Bu terimler;  $[L_{abc}]$ ,  $\frac{\partial [L_{abc}]}{\partial \theta_r}$ ,

$$\frac{\partial [\Psi_{Mabc}]}{\partial \theta_r} \text{ dir.}$$

Bunlar sırasıyla; fazların öz endüktansı, karşılıklı endüktanslarının rotor konumuyla değişimi ve mıknatısların sargılarda oluşturacağı akının rotor konumuyla değişimidir.

Endüktanslar rotor konumu ve dolayısı ile zamanla değişirler. Bu zamanla değişim gerilim matrisinin doğrudan çözümünü zorlaştırır. Faz akımları akılardan bulunurken, zamanla

değişen endüktans matrisinin her adımda hesaplanması gerekir. Her adımda bu matrisin transpozisini almak hem zaman almakta ve hem de sayısal kararlılık problemlerine sebep olabilmektedir. Bu sebeple gerilim denkleminin çözümünü kolaylaştırmak için endüktans matrisi elemanlarının zamanla değişmediği bir eksen sistemine geçmek daha faydalı olacaktır. Rotor qd0 dönüşümü böyle bir dönüşüm yöntemidir. Dönüşüm sonucunda endüktans matrisinin elemanları sabit katsayılar haline gelmektedir.

#### 4.4 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun qd0 Sistemindeki Matematiksel Modeli

Bu bölümde, rotor konumu ile değişen endüktans matrisi elemanlarını sabit katsayılar haline getirmek için kullanılan rotor hızında dönen qd0 eksenine dönüşüm kuralları açıklanacaktır. Temelde tüm alternatif akım elektrik makinalarında kullanılabilen bu dönüşüm, kolaylık sağlaması bakımından her makina için farklı şekillerde gerçekleştirilebilir. Statorda duran, statorda döner alan hızıyla dönen, rotorda rotor hızında dönen eksen takımları bunların bazılarıdır. Sürekli mıknatıslı makineler için en kullanışlı dönüşüm rotorda rotor hızıyla dönen eksen dönüşümüdür. Makine 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  $\omega_r$  hızında dönecek şekilde ayarlanır. Stator değişkenlerini rotor qd0 eksenine dönüştürmek için  $K_{qd0}^r(\theta_r)$  dönüşüm matrisi kullanılır. Bu matris;

$$K_{qd0}^r(\theta_r) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin(\theta_r) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

şeklindedir. Dönüşüm (4.31)'e göre yapılır;

$$f_{qd0}^r = K_{qd0}^r \cdot f_{abc}^s \quad (4.31)$$

Burada f akı, akım veya gerilim olabilir. Ters dönüşüm ise (4.32) kullanılarak yapılır.

$$f_{abc}^s = \left(K_{qd0}^r\right)^{-1} \cdot f_{qd0}^r \quad (4.32)$$

Burada ters dönüşüm matrisi ise;

$$\left( \mathbf{K}_{qd0}^r(\theta_r) \right)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) & 1 \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (4.33)$$

şeklindedir. Bu dönüşüm stator gerilim, akım ve akılarına uygulanırsa;

$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{qd0} &= \mathbf{K}_{qd0}^r(\theta_r) \cdot \mathbf{u}_s \\ \mathbf{i}_{qd0} &= \mathbf{K}_{qd0}^r(\theta_r) \cdot \mathbf{i}_s \\ \Psi_{qd0} &= \mathbf{K}_{qd0}^r(\theta_r) \cdot \Psi_s \end{aligned} \quad (4.34)$$

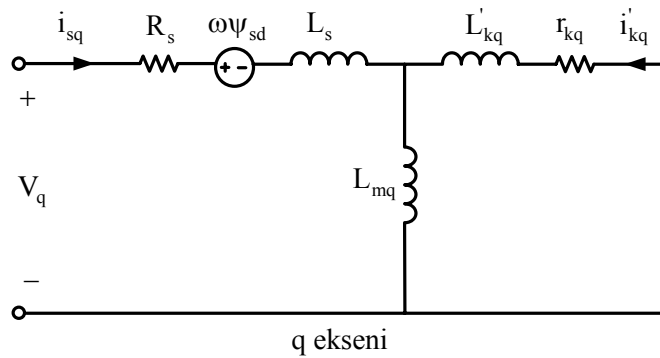
Burada,

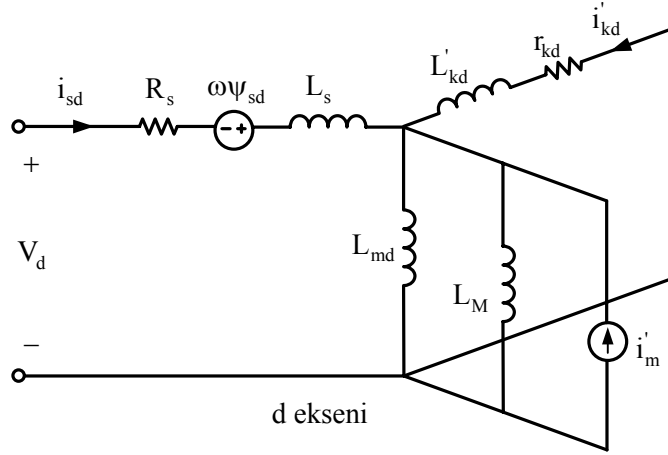
$$\begin{aligned} \mathbf{u}_{qd0} &= \begin{bmatrix} u_{sq} & u_{sd} & u_0 \end{bmatrix}^T \\ \mathbf{i}_{qd0} &= \begin{bmatrix} i_{sq} & i_{sd} & i_0 \end{bmatrix}^T \\ \Psi_{qd0} &= \begin{bmatrix} \Psi_{sq} & \Psi_{sd} & \Psi_0 \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (4.35)$$

olduğu bilinmektedir.

#### 4.4.1 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun qd0 Eşdeğer Devresi ve Devre Denklemleri

Sabit mıknatıslı senkron motorun geçici rejim davranışlarını bulmak için kullanılan iki eksen yöntemine göre eşdeğer devresi Şekil 4.6'da gösterilmiştir. Bu devrede görülen  $i'_m$  akımı statora indirgenmiş sürekli mıknatısların eşdeğer mıknatıslama akımıdır. Şekil 4.6'da statora indirgenmiş değişkenler (') indisi ile gösterilmiştir.





Şekil 4.6 Sabit mıknatıslı senkron motorun qd0 eşdeğer devresi (Ong, 1998)

Önceki bölümlerde anlatılan qd0 dönüşümü makina değişkenlerine uygulandıktan ve qd eşdeğer devresine göre rotor parametreleri statora indirgendikten sonra makina modeli için gerilim ve akı denklemleri aşağıdaki gibi türetilmiştir (Ong, 1998).

Gerilim denklemleri:

$$\left. \begin{aligned} u_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \psi_{sd} \frac{d\theta_r}{dt} \\ u_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \psi_{sq} \frac{d\theta_r}{dt} \\ u_0 &= R_s i_0 + \frac{d\psi_0}{dt} \\ 0 &= r'_{kd} i'_{kd} + \frac{d\psi_{kd}}{dt} \\ 0 &= r'_{kq} i'_{kq} + \frac{d\psi_{kq}}{dt} \end{aligned} \right\} \quad (4.36)$$

Bu ifadeler daha basit halde aşağıdaki gibi ifade edilebilir (Vas, 1992).

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} - \omega_r \psi_{sq} \quad (4.37)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} + \omega_r \psi_{sd} \quad (4.38)$$

Akı denklemleri:

$$\left. \begin{aligned} \Psi_{sq} &= L_{sq} \cdot i_{sq} + L_{mq} \cdot i'_{kq} \\ \Psi_{sd} &= L_{sd} \cdot i_{sd} + L_{md} \cdot i'_{kd} + L_{md} \cdot i'_m \\ \Psi_0 &= L_s \cdot i_0 \\ \Psi'_{kq} &= L_{mq} \cdot i_{sq} + L'_{kq} \cdot i'_{kq} \\ \Psi'_{kd} &= L_{md} \cdot i_{sd} + L'_{kd} \cdot i'_{kd} + L_{md} \cdot i'_m \end{aligned} \right\} \quad (4.39)$$

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 (Vas, 1992).

$$\Psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \Psi_M \quad (4.40)$$

$$\Psi_{sq} = L_{sq} i_{sq} \quad (4.41)$$

#### 4.4.2 Stator Gerilimlerinin qd0 Eksenine Dönüştürülmesi

Denklem (4.20)'den  $u_s$ , (4.42)'deki gibi yazılabilir.

$$u_s = R_s i_s + \frac{d}{dt} \Psi_s \quad (4.42)$$

$$u_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d}{dt} \Psi_{abc}$$

(4.42) ifadesine dönüşüm uygulanırsa;

$$u_{qd0} = K^r_{qd0} \cdot R_s \cdot (K^r_{qd0})^{-1} \cdot i_{qd0} + K^r_{qd0} \cdot \frac{d}{dt} \left[ (K^r_{qd0})^{-1} \Psi_{qd0} \right] \quad (4.43)$$

bulunur. (4.43) ifadesinin ilk teriminin,

$$K^r_{qd0} \cdot R_s \cdot (K^r_{qd0})^{-1} \cdot i_{qd0} = R_s \cdot i_{qd0} \quad (4.44)$$

şeklinde olduğu görülmektedir.

(4.43) ifadesinin 2. terimi ise

$$K^r_{qd0} \cdot \frac{d}{dt} (K^r_{qd0})^{-1} \Psi_{qd0} = K^r_{qd0} \cdot \left[ \left( \frac{d}{dt} (K^r_{qd0})^{-1} \right) \cdot \Psi_{qd0} + (K^r_{qd0})^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \Psi_{qd0} \right] \quad (4.45)$$

şeklinde dir. Burada (4.33) ifadesi kullanılarak;

$$\left(\frac{d}{dt}\left(\mathbf{K}_{qd0}^r\right)^{-1}\right) \cdot \Psi_{qd0} = \omega_r \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 \\ -\sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \end{bmatrix} \cdot \Psi_{qd0} \quad (4.46)$$

şeklinde yazılır. Gerekli düzenlemeler yapılırsa;

$$\mathbf{K}_{qd0}^r \left(\frac{d}{dt}\left(\mathbf{K}_{qd0}^r\right)^{-1}\right) \cdot \Psi_{qd0} = \omega_r \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \Psi_{qd0} \quad (4.47)$$

ifadesi bulunur. Burada;  $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$  dir. (4.43)'in son terimi ise denklem (4.48) gibi sadeleştirilir.

$$\mathbf{K}_{qd0}^r \cdot \left(\mathbf{K}_{qd0}^r\right)^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \Psi_{qd0} = \frac{d}{dt} \Psi_{qd0} \quad (4.48)$$

Tüm bu işlemlerden sonra idealleştirilmiş model için (4.43)'de tanımlanan gerilim eşitliği (4.49)'deki gibi bulunur.

$$\mathbf{u}_{qd0} = \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{i}_{qd0} + \omega_r \cdot \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \Psi_{qd0} + \frac{d}{dt} \Psi_{qd0} \quad (4.49)$$

#### 4.4.3 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun qd0 Eşdeğer Devresine Göre Elektromanyetik Moment İfadesi

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

$$\begin{aligned} P_g &= \frac{3}{2} \left( \mathbf{u}_{sq} \mathbf{i}_{sq} + \mathbf{u}_{sd} \mathbf{i}_{sd} \right) + 3\mathbf{u}_0 + P_{mag} \\ P_g &= \frac{3}{2} \left( \mathbf{R}_s \left( \mathbf{i}_{sq}^2 + \mathbf{i}_{sd}^2 \right) + \mathbf{i}_{sq} \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \mathbf{i}_{sd} \frac{d\psi_{sd}}{dt} + \omega_e \left( \psi_{sd} \mathbf{i}_{sq} - \psi_{sq} \mathbf{i}_{sd} \right) \right) + 3\mathbf{i}_0 \mathbf{R}_0 \\ &\quad + 3\mathbf{i}_0 \frac{d\psi_0}{dt} + P_{mag} \end{aligned} \quad (4.50)$$

formülü ile hesaplanır (Ong, 1998). Burada  $P_{mag}$  ; sabit mıknatıslar tarafından sağlanan uyarma gücüdür. (4.50) ifadesinde küçük güçler ihmal edilirse hava aralığı gücü (iç güç)

olarak (4.51) denklemi elde edilir.

$$P_i = \frac{3}{2} \omega_e (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \quad (4.51)$$

2p kutuplu bir makina için elektriksel açısal hız,

$$\omega_e = p \omega_r \quad (4.52)$$

olarak tanımlanır. Burada  $\omega_r$  mekanik açısal hızdır. (4.52) ifadesi (4.51) içinde yerine yazılırsa iç güç ifadesi (4.53)'deki hale dönüşür.

$$P_i = \frac{3}{2} p \omega_r (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \quad (4.53)$$

Elektriksel moment ise elektriksel güç mekaniksel açısal hıza bölünerek (4.54)'deki gibi bulunur. (Ong, 1998)

$$T_e = \frac{P_i}{\omega_r} = \frac{3}{2} p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \quad (4.54)$$

(4.54) denklemi, (4.39) eşitlikleri kullanılarak açık halde yazıldığında (4.55) haline dönüşür.

$$T_e = \underbrace{\frac{3}{2} p (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}}_{\text{Relüktans momenti bileşeni}} + \underbrace{\frac{3}{2} p (L_{md} i'_{kd} i_{sq} - L_{mq} i'_{kq} i_{sd})}_{\text{Asenkron moment bileşeni}} + \underbrace{\frac{3}{2} p L_{md} i'_m i_{sq}}_{\text{Uyarma momenti bileşeni}} \quad (4.55)$$

Denklem (4.55) 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.

(4.55) daha basit halde aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \quad (4.56)$$

(4.40) ve (4.41) ifadeleri yerlerine yazılırsa;

$$T_e = \frac{3}{2} p \left[ \psi_M i_{sq} - (L_{sq} - L_{sd}) i_{sd} i_{sq} \right] \quad (4.57)$$

bulunur.

## 5. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN KONTROL YÖNTEMLERİ

### 5.1 Giriş

Sabit mıknatıslı senkron motor, stator olukları içerisinde sargıları bulunan bir AC motordur. Stator akımları tarafından oluşturulan akı yaklaşık olarak sinüzoidaldir. Bundan dolayı, asenkron motor için kullanılan kontrol yöntemlerinin aynıları SMSM için de kullanılabilir (Bizot vd., 2003).

Bu bölümde sabit mıknatıslı senkron motorlar için kullanılan kontrol metotları üzerinde durulacaktır. Bunlar;

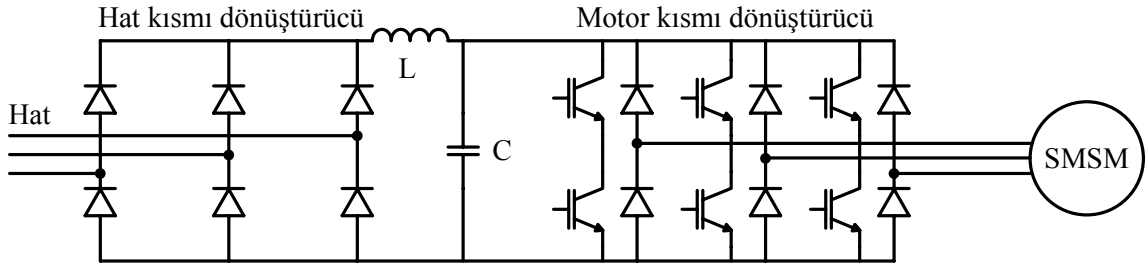
- 1) V/f kontrol,
  - 2) PID kontrol,
  - 3) Bulanık mantık denetleyicileriyle kontrol,
  - 4) Yapay sinir ağları kullanılarak yapılan kontrol,
  - 5) Vektör Kontrolü (Alan yönlendirmeli kontrol FOC),
  - 6) Doğrudan moment kontrolü (DTC),
- olarak sayılabilir.

Yukarıda adı geçen kontrol yöntemlerinde kullanılan inverter ve denetleyici devreleri aşağıda kısaca anlatılmıştır.

#### 5.1.1 PWM İnverterler

Üç fazlı gerilim beslemeli PWM inverter, sabit gerilimli bir DC kaynaktan, çıkış gerilimi ve frekansı bağımsız olarak ayarlanabilen ve harmonik içeriği düşük olan üç fazlı AC çıkış gerilimleri üretir. Çıkış geriliminin genliğinin, frekansının ve harmonik içeriğinin kontrolü tek bir güç devresinde gerçekleştirildiğinden kesintisiz güç kaynakları, statik frekans dönüştürücüler, aktif güç filtreleri, reaktif güç kompanzasyonu ve değişken hızlı AC sürücüler gibi pek çok uygulamalarda yaygın olarak kullanılır.

Üç fazlı PWM inverterin çıkış gerilim kontrolü, dalga şekli değiştirilerek inverterin içinde yapılır. Girişinde gerilimin ayarı gerekmediği için Şekil 5.1'deki gibi diyot köprüsünden oluşan kontrolsüz bir AC-DC dönüştürücü kullanılabilir. PWM inverterde yüksek anahtarlama hızları gerektiğinden, genellikle IGBT elemanları kullanılır.



Şekil 5.1 Üç fazlı bir PWM inverter (Almeida vd., 2000)

AC gerilim frekansı, inverterdeki elemanların anahtarlama durumu değiştirilerek ayarlandığından, sistemin cevap verme süresi çok kısadır. Uygun bir PWM yöntemi kullanılırsa, motor akımında düşük mertebeden harmonikler bulunmaz. Düşük hızlarda moment salınımlarının ortadan kalkması ile daha düzgün bir çalışma sağlanır. Fakat PWM inverterde anahtarlama frekansı, çok yüksek olduğundan anahtarlama kayıpları önemli hale gelebilir.

PWM inverterlerde, inverterin çıkışlarındaki gerilim dalgaları birbirinin aynı olmalı ve aralarında  $120^\circ$  faz farkı bulunmalıdır. Bir alternansa ait gerilim, üst veya alt kolun iletimde olmasına göre, AC yarım periyot içinde bir çok kere  $+V_d/2$  ve  $-V_d/2$  değerlerini almaktadır. Gerilim üstteki eleman iletimde iken pozitif, alttaki iletimde iken negatif değer alır.

Dengeli üç fazlı bir sistem elde etmek için, aralarında  $120^\circ$  faz farkı bulunan üç adet referans gerilimine ihtiyaç vardır. Hemen hemen bütün alıcılar sinüzoidal gerilimle beslenmek üzere planlanmıştır. İnverter çıkış geriliminin sinüzoidale mümkün mertebe yakın olması için referans gerilimleri de sinüzoidal olmalıdır. Buna sinüzoidal PWM adı verilir.

AC motor hız kontrolünde kullanılan bir sinüs dalga PWM inverterin değişken frekansla çalışması için, ayarlanabilir genlik ve frekansta üç fazlı sinüzoidal dalga referans gerilimine ihtiyaç vardır. Sürücü uygulamalarında da anahtarlama kayıpları ve motor harmonik kayıplarını minimize eden, minimum anahtarlama frekansı kullanan PWM tekniği kullanılmalıdır.

### 5.1.2 Uzay Vektör PWM İnverterler

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 taşıyıcı

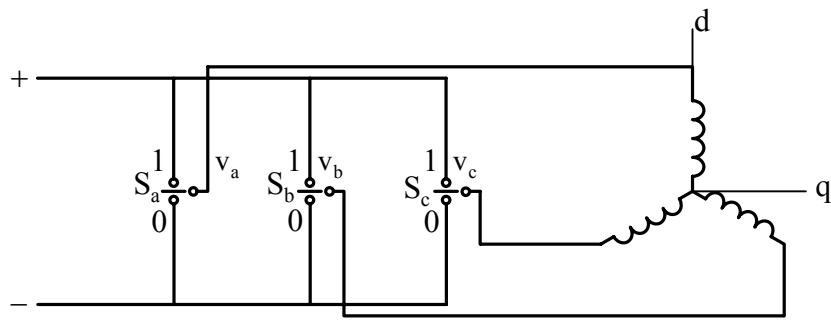
dalga gerektirdiğinden kontrol devresi oldukça karmaşıktır.

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 (Texas Instruments, 1998).

Üç fazlı gerilim beslemeli inverterlerin normal çalışması, aynı koldaki iki elemanın aynı anda iletimde olmasını gerektirir. Bu sebeple üç fazlı inverter, yapı olarak iki durumlu üç mekanik anahtar ile tanımlanır. Şekil 5.2'de üç fazlı SMSM motoru besleyen gerilim beslemeli inverter devresi görülmektedir.

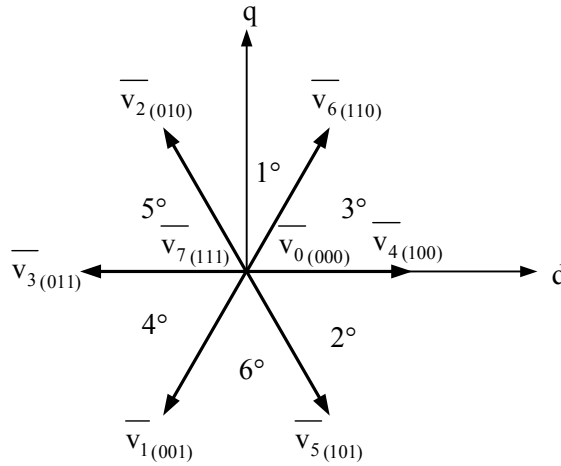


Şekil 5.2 Üç fazlı inverter şeması (Rahman vd., 1999)

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;

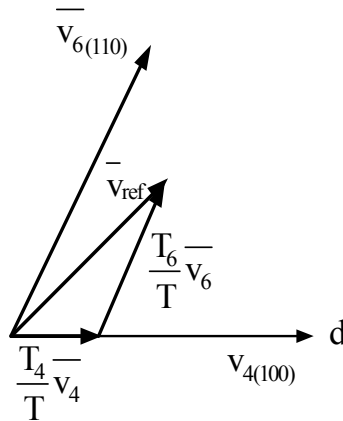
$$S_{a,b,c} = \begin{cases} 1 \rightarrow +V_d \\ 0 \rightarrow -V_d \end{cases} \quad (5.1)$$

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 5.3'deki diyagram bu kombinasyonları gösterir.



Şekil 5.3 Uzay vektör modülasyonunda vektörler ve bölgeler (Texas Instruments, 1998)

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 5.4'deki duruma elde edilir.



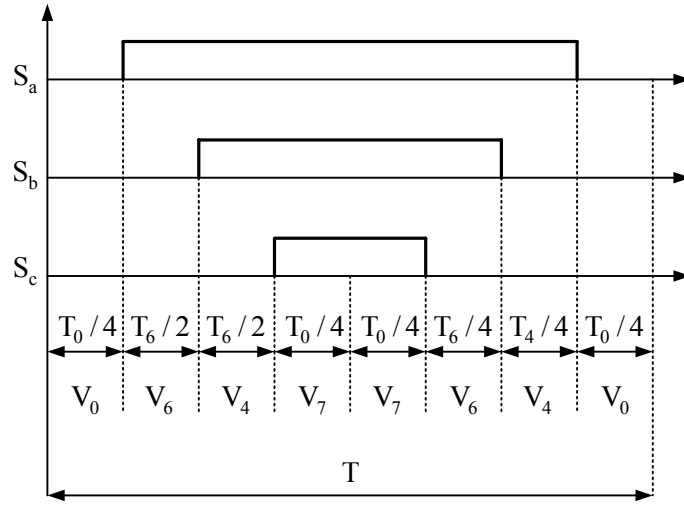
Şekil 5.4 Komşu vektörlerin bileşimi olarak referans vektör (Texas Instruments, 1998)

$\bar{v}_4 - \bar{v}_6$  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 5.4 ve Şekil 5.5'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 (Texas Instruments, 1998).

$$T = T_4 + T_6 + T_0 \quad (5.2)$$

$$V_{\text{ref}} = \frac{T_4}{T} V_4 + \frac{T_6}{T} V_6 \quad (5.3)$$

Üretilen uzay vektör modülasyon dalga şekilleri, her bir modülasyon periyodunun yarı değerinde ve birbirleriyle simetriktir. Şekil 5.5 bu dalga şeklini verir.

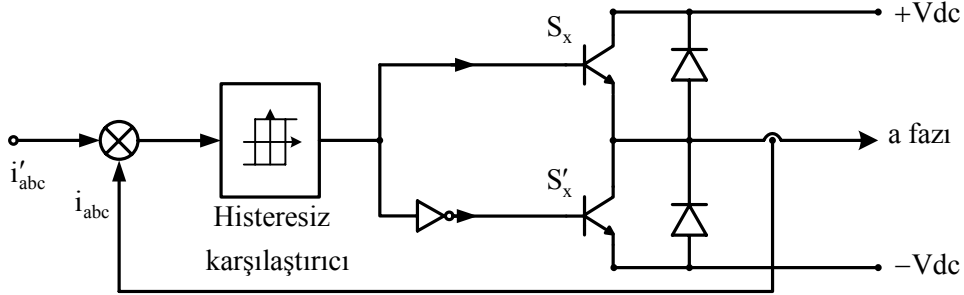


Şekil 5.5 Üçüncü bölgede SVM dağılımı (Texas Instruments, 1998)

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

### 5.1.3 Akım Denetim Devresi

Histeresiz akım denetiminin amacı; motorun gerçek akımlarını denetleyicinin belirlediği  $i'_{abc}$  referans akımlarına eşitlemektir. Bir faz için histeresiz denetim yapısı Şekil 5.6'da gösterilmiştir.



Şekil 5.6 Histeresiz akım denetim yapısı

Histeresiz akım denetim mantığı ise;

$$\text{Eğer } |i'_x - i_x| \ll h \Rightarrow \begin{cases} \text{konum} \\ \text{değiştirme} \end{cases}$$

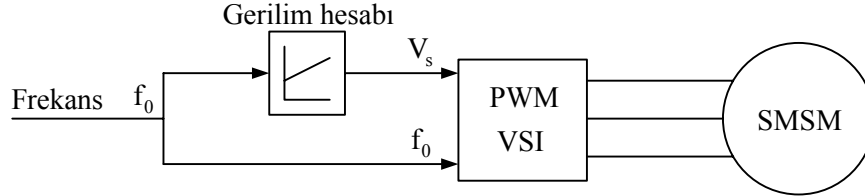
$$\text{Eğer } |i'_x - i_x| \ll -h \Rightarrow \begin{cases} S_x = \text{kesimde} \\ S'_x = \text{iletimde} \end{cases}$$

$$\text{Eğer } |i'_x - i_x| \gg -h \Rightarrow \begin{cases} S_x = \text{iletimde} \\ S'_x = \text{kesimde} \end{cases}$$

şeklinde tanımlanır. Yukarıdaki kurallarda  $h$  parametresi histeresiz bant genişliğidir.  $S_x$  motorun  $x$  fazını  $+V_{dc}$  'ye bağlayan transistör  $S'_x$  ise motorun  $x$  fazını  $-V_{dc}$  'ye bağlayan transistördür. Histeresiz akım denetiminde gerçek akımları referans akımlara eşitlemek için her faz transistörleri birbirinden bağımsız tetiklenirler fakat aynı faza ait transistörlerden biri iletimde iken diğeri mutlaka kesimdedir. Önce motorun gerçek akımları ölçülür ve referans akımlar ile karşılaştırılır. Sürücü sinyalleri bu karşılaştırmanın sonucuna bağlıdır. Motorun herhangi bir fazının akımı  $i'_x + h$  değerinin üzerine çıkmışsa, o faz  $S'_x$  anahtarı tetiklenerek DC kaynağın negatif barasına bağlanır. Eğer akım  $i'_x - h$  değerinden daha küçükse, bu faz  $S_x$  anahtarı tetiklenerek kaynağın pozitif barasına bağlanır. Böylece gerçek akımlar referans akımlara eşit yapılmaya çalışılır.

## 5.2 V/f Kontrol

V/f kontrolü daha çok fan ve pompa gibi basit değişken hız uygulamaları kullanılmaktadır. Bu tip bir kontrol düşük maliyet ve basit bir tasarıma sahiptir. Böyle bir kontrol için blok diyagram aşağıda görölmektedir.



Şekil 5.7 V/f kontrolünün blok diyagramı (Bizot vd., 2003)

V/f kontrolü ile SMSM'un denetimi; pozisyon sensörü kullanılmadan yapılan açık-çevrim kontrolüdür. Bu yöntem, sabit akı elde etmek için, çıkış frekansı ile çıkış gerilimi arasındaki oranı sabit tutar. Diğer kontrol tiplerinden farklı olarak, V/f kontrol metodu karmaşık sayısal işlemler gerektirmez. Bu kontrol tipi için başlıca özellikler aşağıdaki gibidir;

- Açık-çevrim kontrollüdür,
- Kontrol değişkenleri gerilim ve frekanstır,
- Akı, sabit V/f oranı ile sağlanır,
- Motorun yük tarafından zorlanacağı uygulamalar için uygundur.

Bu yönetimin avantajları;

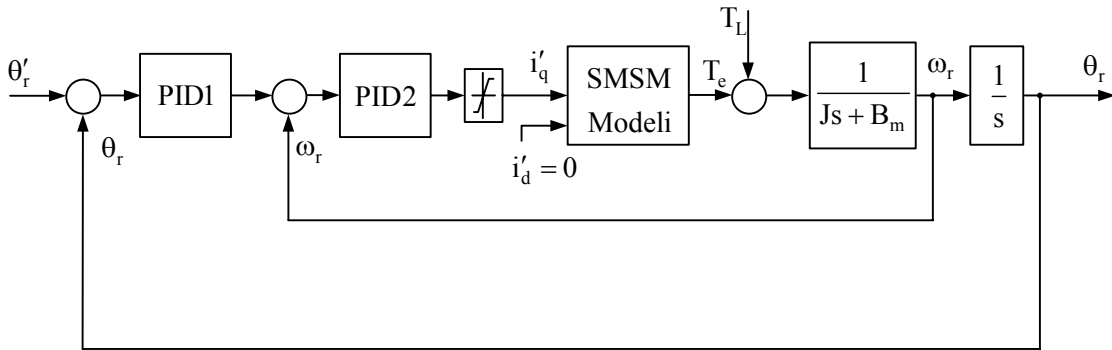
- Düşük maliyet,
- Geri besleme aygıtı gerektirmemesidir.

Dezavantajları ise;

- Motor konumunun bilinmemesi,
- Alan yönlendirmesi kullanılmaması,
- Moment kontrollü olmamasıdır.

### 5.3 PID Kontrol

Günümüzde elektrik motorlarının konum denetiminde en yaygın olarak kullanılan denetleyici PID denetleyicidir. PID denetleyicilerin yapısının basitliği nedeniyle kullanımı kolaydır. Fakat PID denetleyicilerin parametre hassasiyeti oldukça zayıftır. İyi ayarlanmış denetleyici katsayıları ile sistem iyi bir şekilde denetlenebilir. Fakat sistem parametrelerindeki herhangi bir değişim durumunda, denetleyici eski performansını gösteremeyip sistemi hassas bir şekilde denetleyemeyebilir. Böyle durumlarda PID denetleyici katsayılarının uygun değerlere yeniden ayarlanması gerekir. Bu ayarlama işlemi genellikle oldukça karmaşık algoritmalar kullanılarak yapılır. Ayrıca sistem modelinin hassas bir şekilde bilinmesi gerekir. Oysa elektrik makinaları ve motor sürücü devreleri birçok modellenemeyen, lineer olmayan parametrelere sahiptir. Ayrıca elektrik motorlarının parametreleri ve çalışma koşulları yüke göre değişir. Tüm bu şartlar altında PID denetleyici ile denetlenen bir motorun her çalışma koşulunda aynı performansta çalıştırılmayacağı açıktır. Bu tip bir kontrol için blok diyagram aşağıda görülmektedir.



Şekil 5.8 Basitleştirilmiş PID denetim sistemi blok diyagramı

Motor akım denetimli olarak beslenir. Akım denetim bloğunun görevi motorun gerçek faz akımlarını denetleyicinin belirlediği referans akımlara eşitlemektir. Akım denetim bloğu çıkışında inverter anahtarlarından ( $S_x - S'_x$ ) ilgili faz için uygun olanı iletme sokacak sinyali üretilir. PID1 konum denetleyicisi, PID2 ise hız denetleyicisi olarak işlev görür. PID2 çıkışındaki sınırlayıcı ise motor akımının nominal değeri aşmasını engeller.

#### 5.4 Bulanık Mantık Kontrol

Denetim sistemindeki belirsizlikler SMSM'un kontrolünde zorluklar yaşanmasına neden olur. Motordaki parametre ve yük değişimleri, denetim yapısındaki modellenemeyen ve doğrusal olmayan dinamikler SMSM'un denetim başarısını azaltmaktadır. SMSM'un kontrolünde karşılaşılan bu olumsuzlukların giderilebilmesi için bu motorların denetim yapısında bulanık mantık kontrol gibi uyarlanabilir, dayanıklı denetim gibi denetim yöntemleri kullanılmaktadır.

Bulanık mantık kontrol; bir uzman bilgisinden yararlanarak if-then bloklarıyla çıkarım yapabilme yeteneğine sahip olmasından dolayı doğrusal olmayan ve belirsiz dinamiklere sahip sistemlerin denetiminde kullanılmaktadır. Bir bulanık mantık denetleyicinin, fonksiyonlarının şeklinin ve sayısının belirlenmesi ve kural tablosunun oluşturulması, denetleyicinin başarısını önemli ölçüde etkilemektedir. Bu işlemler uzman bilgisi doğrultusunda gerçekleştirildiği için, verilen bilgilerin doğruluğu ve doğru bir şekilde uygulanması bulanık mantık denetleyicinin oluşturulması sırasında karşılaşılan önemli sorunlardandır.

#### 5.5 Yapay Sinir Ağlarıyla Kontrol

Elektrik makinalarının modellenmesinde kullanılan yöntemler genelde matematiksel teoriler üzerine kuruldukları için içlerinde birçok makine parametresi bulundurlar. Genelde makine parametrelerinin de bu modellerde değişmediği yani sabit olduğu kabul edilir. Halbuki elektrik makinalarının çoğu parametresi çalışma koşulları ve dış etkilere göre zamanla değişirler. Yapılacak makine modelinden, bu parametre değişikliklerinin etkilerini de göz önünde bulundurması istenir. Tüm etkileri içine alan modeller geliştirilebilir. Fakat bu durumda da yapılan modeller çok karmaşık ve hantal oldukları için pek kullanışlı olmazlar.

Doğrusal olmayan yapılarından dolayı YSA'lar doğrusal olmayan fonksiyonları belirli bir eğitim sürecinden sonra öğrenme ve genelleme yeteneklerine sahiptir ve bu nedenle YSA'lar doğrusal olmayan sistemlerin dayanıklı denetiminde kullanılmaktadır.

SMSM kontrolünde YSA'lar geleneksel ve lineer denetim teorisi üzerine kurulmuş denetleyicilerin aksine; YSA denetleyicinin hesabının kısa süreli olması ve kolay işlemlerden oluşması, SMSM denetim sisteminin basit ve anlaşılır olması, denetleyicinin değişen sistem ve çevre şartlarına kendini yeniden kolayca organize edebilmesi, denetleyici hesap hatalarına karşı dayanıklı olması gibi avantajlarından dolayı oldukça önemlidir.

## 5.6 Vektör Kontrolü

Sabit 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.

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 ayrık 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. Sabit mıknatıslı senkron motorlarda vektör kontrolü diğer AC makinalara göre daha kolaydır. Bunun sebebi, rotor alan akısının sabit oluşu ve devir sayısı ile değişmeşidir (Sarul, 2005).

### 5.6.1 Mıknatısları Rotorun Üzerinde Bulunan Sabit 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.

$$\bar{i}_r = I_M = \text{sabit} \quad (5.4)$$

Mıknatıslar statorun referans eksenine göre  $\theta_r$  açısında bulunmaktadırlar. Rotorda (dq) referans ekseninde, sabit mıknatıslardan dolayı oluşan kaçak akı aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\psi_M = L_M \bar{i}_r = L_M I_M \quad (5.5)$$

Senkron reaktans değeri küçük iken  $\psi_M$  mıknatıslanma akısı, uzay vektörünün modülüne eşittir. Bu yüzden  $\psi_M$  ve mıknatıslanma akısı ve stator akı uzay vektörü arasındaki açının

değeri küçüktür. Bu açı yük açısıdır ve  $\delta$  ile ifade edilir.

Mıknatıs kaçak akısı  $\psi_M$  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. (5.5) 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 (Vas, 1998).

Simetrik üç fazlı statoru sargılı ve mıknatısları rotorun üzerinde bulunan sabit 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 (5.6) eşitliğinde ifade edilmiştir. Buna göre elektromanyetik moment aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$T_e = \frac{3}{2} p L_M I_M i_{sq} = \frac{3}{2} p \psi_M i_{sq} \quad (5.6)$$

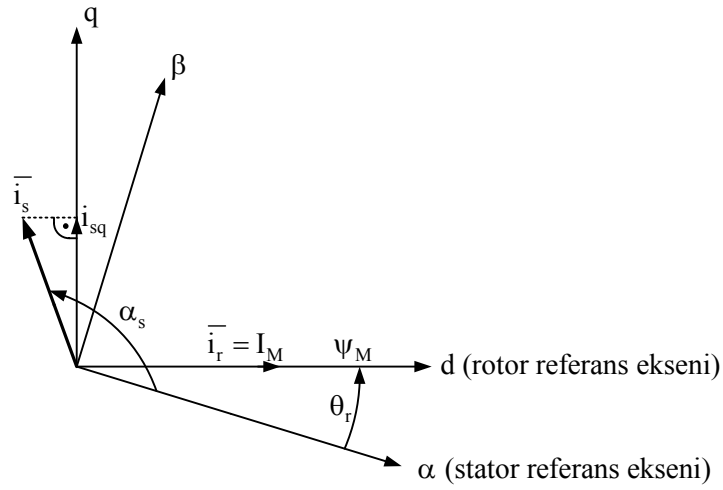
Burada, Şekil 5.9'de gösterildiği gibi  $i_{sq}$  rotor referans eksen takımında ifade edilen, stator akımı uzay vektörü  $\vec{i}_s$ 'in enine eksen bileşenidir.

Şekil 5.9'a göre stator akımı uzay fazörünün açısı, stator referans eksenine göre  $\alpha_s$ 'dir ve rotor referans eksen takımına göre uzay açısı  $\alpha_s - \theta_r$  olduğundan (5.6) eşitliği aşağıdaki biçimine dönüştürülebilir.

$$T_e = \frac{3}{2} p \psi_M \left| \vec{i}_s \right| \sin(\alpha_s - \theta_r) \quad (5.7)$$

Burada  $\left| \vec{i}_s \right|$  stator akımı uzay fazörünün modülüdür. Böylece moment,  $(\alpha_s - \theta_r)$  açısının sinüsü ile değişmektedir. Sürekli mıknatıslar tarafından üretilen akının sabit olduğu kabul edildiğinde, elektromanyetik moment, rotor referans ekseninde ifade edilen enine eksen stator akımı  $i_{sq}$ 'nin değiştirilmesi ile değişmektedir. (5.7) eşitliğine göre maksimum moment, moment açısı  $90^\circ$  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 sabit mıknatıslı senkron motorun rotor alan yönlendirmeli kontrolü mümkün olmaktadır (Vas, 1998).

### 5.6.2 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrolü



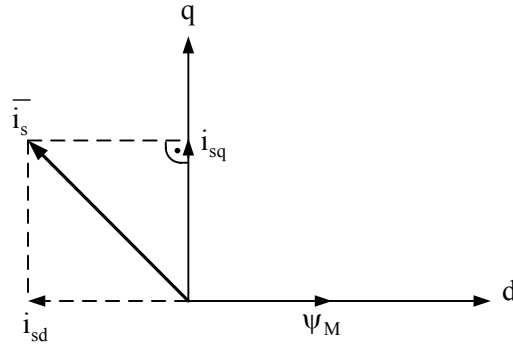
Şekil 5.9 SSM'un ve rotor akımı uzay fazörleri ve uyarma akısı (Vas, 1998)

Uyarma akısı rotor referans eksenine ile çakışıkır. Böylece pozisyon bilgisi, rotor açısı  $\theta_r$ 'nin veya rotor hızı  $\omega_r$ '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 ( $\omega_r = d\theta_r / dt$ ). 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 diyagramı Şekil

5.10'de gösterilmiştir.



Şekil 5.10 Alan zayıflatma aralığında sabit mıknatıslı senkron motorun uzay fazörleri  
(Vas, 1998)

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

$$\begin{pmatrix} \bar{u}_s \\ \bar{u}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} L_s & L_M e^{j\theta_r} \\ L_M e^{-j\theta_r} & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r \end{pmatrix} \quad (5.8)$$

Yukarıdaki eşitlikten stator gerilimi eşitliği aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + L_M \frac{d}{dt} (\bar{i}_r e^{j\theta_r}) \quad (5.9)$$

stator gerilimi uzay fazörü

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{d}{dt} (\psi_M e^{j\theta_r}) \quad (5.10)$$

şeklinde elde edilir.

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

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + j\omega_r \psi_M e^{j\theta_r} \quad (5.11)$$

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  $\bar{u}_s = \bar{U}_s e^{j\omega t}$  olur.

Verilen ifadeler ile (5.11) eşitliği sürekli rejimde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega L_s \bar{I}_s + \bar{U}_p = Z_s \bar{I}_s + \bar{U}_p \quad (5.12)$$

$$\bar{U}_p = j\omega \psi_M \quad (5.13)$$

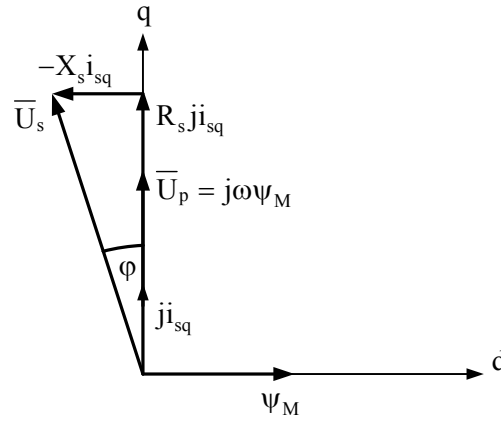
$\bar{U}_p$  stator sargısında endüklenen emk ,  $Z_s = R_s + j\omega L_s = R_s + jX_s$  stator sargısının empedansı,  $X_s$  ise senkron reaktanstır.

(5.12) ve (5.13) eşitliklerinin kullanılması ile Şekil 5.11'de gösterilen sürekli hal fazör diyagramları elde edilmektedir. Şekil 5.11 (a)'da referans eksen stator akımı bileşeninin olmadığı sürekli hal fazör diyagramında görülmektedir. Burada;

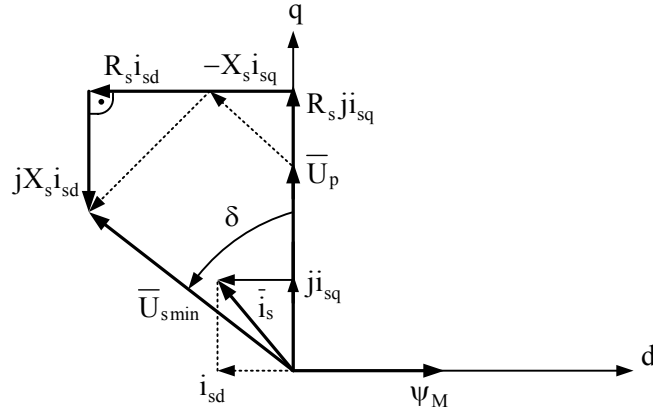
$\bar{I}_s = j i_{sq}$  'dur. Bu ifade dikkate alınarak  $\bar{U}_s$  gerilimi,

$$\bar{U}_s = (R_s + j\omega L_s) j i_{sq} + \bar{U}_p \quad (5.14)$$

şeklinde elde edilir.



Şekil 5.11 (a) Sabit mıknatıslı senkron motorun sürekli hal fazör diyagramları sabit moment bölgesindeki çalışma (Vas, 1998)



Şekil 5.11 (b) Sabit mıknatıslı senkron motorun sürekli hal fazör diyagramları sabit güç bölgesindeki çalışma (Vas, 1998)

Şekil 5.11 (b)'deki fazörler yüksek hızlı uygulama (sabit güç bölgesi) için

$$\bar{U}_s = (R_s + j\omega L_s) j\bar{i}_{sq} + \bar{U}_p + (R_s + j\omega L_s) \bar{i}_{sd} \quad (5.15)$$

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.

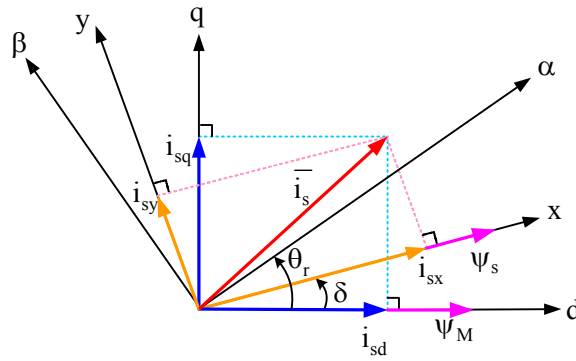
### 5.7 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlarda Doğrudan Moment Kontrolü (DTC)

Sabit mıknatıslı senkron motorun momenti elektromanyetik momentin endüvi akımı ile orantılı olması esasına dayandırılarak, endüvi akımının denetimi ile kontrol edilir. Yüksek performans için; akım kontrolü, senkron hız ile döndürülen rotor dq referans sisteminde gerçekleştirilir. Bu sistem içerisinde, zıt elektromotor kuvveti (emk) ve endüktansların değişmesi sinüzoidal ise endüvi devresi endüktansı ve mıknatıs manyetik akısı sabittir. DTC'nin temel prensibi stator manyetik akısı, referans ve gerçek moment arasındaki farklılıklara göre uygun stator gerilim vektörlerinin seçilmesidir. Darbe genişlik modülasyonu (PWM) karşılaştırmalı devresiyle oluşturulan akım kontrol devresi DTC sistemlerinde kullanılmaz. Bu yüzden; doğrudan moment kontrolü, PWM akım kontrolü metodu ile yapılan moment uygulamasıyla kıyaslandığı zaman, daha az parametre bağıllığı ve hızlı moment cevabı gibi avantajlar sağlar. DTC'li rotorun ilk pozisyonu yaklaşık olarak bilindiği takdirde sensörsüz çalışma mümkündür (Zhong vd., 1997).

### 5.7.1 Stator Akı Referans Sisteminde Motor Denklemleri

Stator manyetik akı vektörü  $\psi_s$  ve rotor manyetik akı vektörü  $\psi_M$ , Şekil 12'de görüldüğü gibi rotor akı (dq), stator akı (xy) referans sistemlerinde çizilebilir.

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



Şekil 5.12 Farklı referans sistemlerinde stator ve rotor manyetik akıları

Stator manyetik akı, gerilim ve elektromanyetik momentin dq referans sistemindeki denklemleri aşağıda gösterilmiştir (Luukko ve Pyrhönen, 1998).

$$\psi_{sd} = L_{sd}i_{sd} + \psi_M \quad (5.16)$$

$$\psi_{sq} = L_{sq}i_{sq} \quad (5.17)$$

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} - \omega_r \psi_{sq} \quad (5.18)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} + \omega_r \psi_{sd} \quad (5.19)$$

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \\ &= \frac{3}{2} p [\psi_M i_{sq} - (L_{sq} - L_{sd}) i_{sd} i_{sq}] \end{aligned} \quad (5.20)$$

Sabit moment çalışması ele alınır, akımlardan birini ortadan kaldırmak yararlı olur ve  $i_{sq}$  akımı için (5.20) denkleminin çözülürse;

$$i_{sq} = \frac{T_e / (3/2p)}{\psi_M - (L_{sq} - L_{sd})i_{sd}} \quad (5.21)$$

Stator manyetik akısının genliğinin karesi,

$$|\bar{\psi}_s|^2 = (L_{sd}i_{sd} + \psi_M)^2 + (L_{sq}i_{sd})^2 \quad (5.22)$$

olur. Burada stator endüktanslarının değişimi ve emk değişimi sinüzoidal olduğu zaman,  $\psi_M$   $L_{sd}$  ve  $L_{sq}$  stator emk sabiti ve endüktanslarıdır. (5.23) ve (5.24) ifadeleri ile denklem (5.19) ve (5.20) xy-referans sisteminde denklem (5.25)'e dönüştürülür.

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_x \\ f_y \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

Burada f; gerilim, akım ve manyetik akıyı temsil etmektedir. Şekil 5.12'den;

$$\begin{aligned} \sin \delta &= \frac{\psi_{sq}}{|\psi_s|} \\ \cos \delta &= \frac{\psi_{sd}}{|\psi_s|} \end{aligned} \quad (5.24)$$

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

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} p \left[ \psi_{sd} (i_{sx} \sin \delta + i_{sy} \cos \delta) - \psi_{sq} (i_{sx} \cos \delta - i_{sy} \sin \delta) \right] \\ T_e &= \frac{3}{2} p \left[ i_{sx} \frac{\psi_{sd} \psi_{sq}}{|\psi_s|} + i_{sy} \frac{\psi_{sd}^2}{|\psi_s|} - i_{sx} \frac{\psi_{sd} \psi_{sq}}{|\psi_s|} + i_{sy} \frac{\psi_{sq}^2}{|\psi_s|} \right] \\ T_e &= \frac{3}{2} p |\psi_s| i_{sy} \end{aligned} \quad (5.25)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \psi_{sx} \\ \psi_{sy} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{sd} \cos \delta & L_{sq} \sin \delta \\ -L_{sd} \sin \delta & L_{sq} \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \psi_M \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} L_{sd} \cos^2 \delta + L_{sq} \sin^2 \delta & -L_{sd} \sin \delta \cos \delta + L_{sq} \sin \delta \cos \delta \\ -L_{sd} \sin \delta \cos \delta + L_{sq} \sin \delta \cos \delta & L_{sd} \sin^2 \delta + L_{sq} \cos^2 \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \psi_M \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.26)$$

Stator manyetik akısının genliği sabitse, denklem (5.25); stator akımının y-eksen bileşeniyle moment direkt olarak orantılıdır (Zhong vd., 1997).

### 5.7.2 Düzenli Hava Aralığına Sahip SMSM

Bu tip SMSM için,  $L_{sd} = L_{sq} = L_s$  olduğundan denklem (5.26), denklem (5.27)'deki gibi basitleştirilebilir.

$$\begin{bmatrix} \psi_{sx} \\ \psi_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \psi_M \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

stator manyetik akısı x-ekseni üzerinde olduğundan  $\psi_y$  sıfır olur ve (5.27) eşitliğinin ikinci denklemden  $i_y$  çözülebilir.

$$i_{sy} = \frac{1}{L_s} \psi_M \sin \delta \quad (5.28)$$

Denklem (5.28)'in, moment denklemi (5.25)'de yerine konulması ile;

$$T = \frac{3}{2} \frac{1}{L_s} p |\psi_s| \psi_M \sin \delta \quad (5.29)$$

bulunur. Burada  $\delta$ , moment açısıdır.  $\delta$ ,  $-\pi/2$  ile  $\pi/2$  aralığı içindeyse, belirtilen zaman ile momentin türevi her zaman pozitiftir ve bu durum moment artışı ile  $\delta$ 'deki artışın orantılı olmasını sağlar. Diğer bir deyişle, SMSM'un momentini, stator manyetik akısının genliğinin sabit tutulduğu durumda, stator manyetik akısının dönüş hızının ayarlanması ile kontrol edilebilir (Zhong vd., 1999).

### 5.7.3 Çıkık Kutuplu SMSM

Çıkık kutuplu SMSM için,  $L_{sd} \neq L_{sq}$  dir. Stator akısı fazörü x-ekseninden ileride olduğu için moment denklemi, denklem (5.26)'daki ilk denklemden  $i_x$  için çözüm;  $\psi_y=0$  koşulu sağlanarak gerçekleştirilebilir.

$$i_{sx} = \frac{2\psi_M \sin \delta - \left[ (L_{sd} + L_{sq}) + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sy} \cos 2\delta \right]}{(L_{sq} - L_{sd}) \sin 2\delta} \quad (5.30)$$

Denklem (5.30)'ü denklem (5.26)'daki ikinci denklem yerine koyarak ve  $\psi_x, |\psi_s|$  ile

değiştirilerek aşağıdaki denklem sağlanır.

$$i_{sy} = \frac{1}{2L_{sd}L_{sq}} \left[ 2\psi_M L_{sq} \sin \delta - |\psi_s| (L_{sq} - L_{sd}) \sin 2\delta \right] \quad (5.31)$$

Böylece denklem (5.25) aşağıdaki şekle dönüşür.

$$T = \frac{3p|\psi_s|}{4L_{sd}L_{sq}} \left[ 2\psi_M L_{sq} \sin \delta - |\psi_s| (L_{sq} - L_{sd}) \sin 2\delta \right] \quad (5.32)$$

Denklem (5.32)'deki ilk terim sürekli mıknatis 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.

$$|\psi_s| \left\langle \frac{L_{sq}}{L_{sq} - L_{sd}} \psi_M \right. \quad (5.33)$$

şeklinde olmalıdır.

## 5.7.4 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.

### 5.7.4.1 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 (5.34) ile hesaplanır.

$$\bar{\psi}_s = \int_t^{t+\Delta t} (\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (5.34)$$

Gerilim kaynaklı inverterlerin güç anahtarları 180° iletim modundadır. Bu da altı anahtarlama

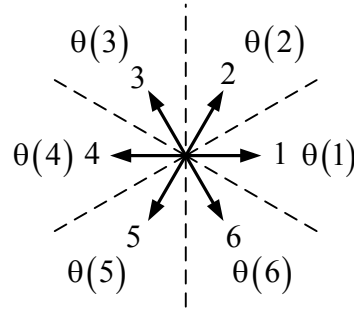
durumunu karşılaştırmak için sadece üç anahtarlama sinyalinin ( $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$ ) gerekli olduğu anlamına gelir.

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.

$$\bar{u}_s = \frac{2}{3} u_{DC} (S_a + S_b e^{j2\pi/3} + S_c e^{j4\pi/3}) \quad (5.35)$$

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 (Dan vd., 1998).

Bu yolla elde edilmiş gerilim vektörleri Şekil 5.8'de gösterilmiştir.



Şekil 5.13 İki seviyeli gerilim kaynaklı inverterin gerilim vektörleri (Luukko, 2000)

Burada altı etkin gerilim uzay vektörleri,  $V_1$ -  $V_6$ , birbirleri ile  $60^\circ$  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 herbir gerilim vektörü her bölgede iki eşit parçaya ayrılmıştır. Herbir 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 5.1'de gösterilmiştir.

Çizelge 5.1. İverterler için uygun anahtarlama çizelgesi

$\phi$	T	$\theta$					
		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
1	1	V <sub>2</sub> (110)	V <sub>3</sub> (100)	V <sub>4</sub> (101)	V <sub>5</sub> (001)	V <sub>6</sub> (011)	V <sub>1</sub> (010)
	0	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>0</sub> (000)
	-1	V <sub>6</sub> (101)	V <sub>1</sub> (001)	V <sub>2</sub> (011)	V <sub>3</sub> (010)	V <sub>4</sub> (110)	V <sub>5</sub> (100)
0	1	V <sub>3</sub> (010)	V <sub>4</sub> (110)	V <sub>5</sub> (100)	V <sub>6</sub> (101)	V <sub>1</sub> (001)	V <sub>2</sub> (011)
	0	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>7</sub> (111)
	-1	V <sub>5</sub> (001)	V <sub>6</sub> (011)	V <sub>1</sub> (010)	V <sub>2</sub> (110)	V <sub>3</sub> (100)	V <sub>4</sub> (101)

Moment histerezis komparatörünün çıkışı T ile gösterilir, akı histerezis komparatörün çıkışı  $\phi$  ile manyetik akı bölgesi  $\theta$  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.  $\phi=0$ ; manyetik akının gerçek değeri referansın üzerinde,  $\phi=1$  ise manyetik akının gerçek değeri referansın altında anlamına gelir (Luukko, 2000).

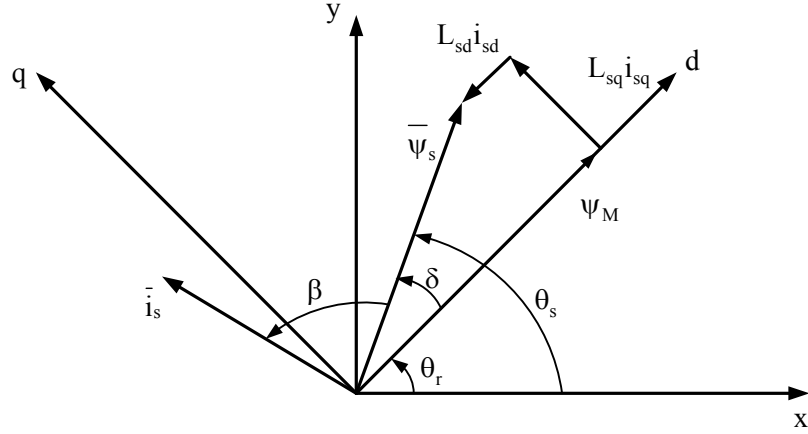
#### 5.7.4.2 Stator Manyetik Akı Dönüşünün Kontrolü

Yukarıda sözü edildiği gibi, DTC ile SMSM'un momentini, 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 karşılaştırılır (Dan vd., 2003).

### 5.7.5 Rotor Açısının Hesabı

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



Şekil 5.14 Rotor açısının hesabı (Luukko ve Pyrhönen, 1998)

Enine eksen manyetik akısı  $\psi_{sq}$  aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$|\bar{\psi}_s| \sin \delta = L_{sq} |\bar{i}_s| \sin(\delta + \beta) \quad (5.36)$$

$$\sin(\delta + \beta) = \sin \delta \cos \beta + \cos \delta \sin \beta \quad (5.37)$$

Denklem (5.38)'den yararlanarak yük açısı  $\delta$  hesaplanabilir.

$$\tan \delta = \frac{L_{sq} |\bar{i}_s| \sin \beta}{|\bar{\psi}_s| - L_{sq} |\bar{i}_s| \cos \beta} \quad (5.38)$$

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

$$\bar{\psi}_s \bar{i}_s = |\bar{\psi}_s| |\bar{i}_s| \cos \beta \quad (5.39)$$

$$\bar{\psi}_s \times \bar{i}_s = |\bar{\psi}_s| |\bar{i}_s| \sin \beta \quad (5.40)$$

kullanılır. Bu durumda yük açısının tanjantı,

$$\tan \delta = \frac{L_{sq} (\bar{\Psi}_s \times \bar{i}_s)}{|\bar{\Psi}_s|^2 - L_{sq} (\bar{\Psi}_s \cdot \bar{i}_s)} \quad (5.41)$$

olur.

Buradan rotor açısı;

$$\theta_r = \theta_s - \delta \quad (5.42)$$

şeklinde bulunur.

## 6. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORDA DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜNÜN MATLAB/SİMULİNK İLE SİMÜLASYONU

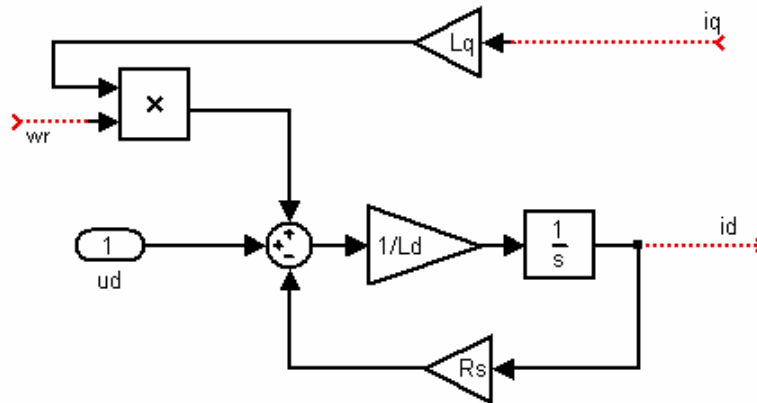
Bu bölümde sabit mıknatıslı senkron motorun dq modeline göre simulink modeli oluşturulmuş ve doğrudan moment kontrolünün simülasyonunu gerçekleştirilmiştir.

### 6.1 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Simulink Modeli

4. Bölümde verilmiş olan sabit mıknatıslı senkron motorun matematiksel denklemlerine göre simulink modeli aşağıda oluşturulmuştur.

Denklem (6.1)'e göre d eksenini modeli Şekil 6.1'de gösterilmiştir.

$$\frac{d}{dt} i_{sd} = \frac{1}{L_{sd}} u_{sd} - \frac{R_s}{L_{sd}} i_{sd} + \frac{L_{sq}}{L_{sd}} \omega_r i_{sq} \quad (6.1)$$

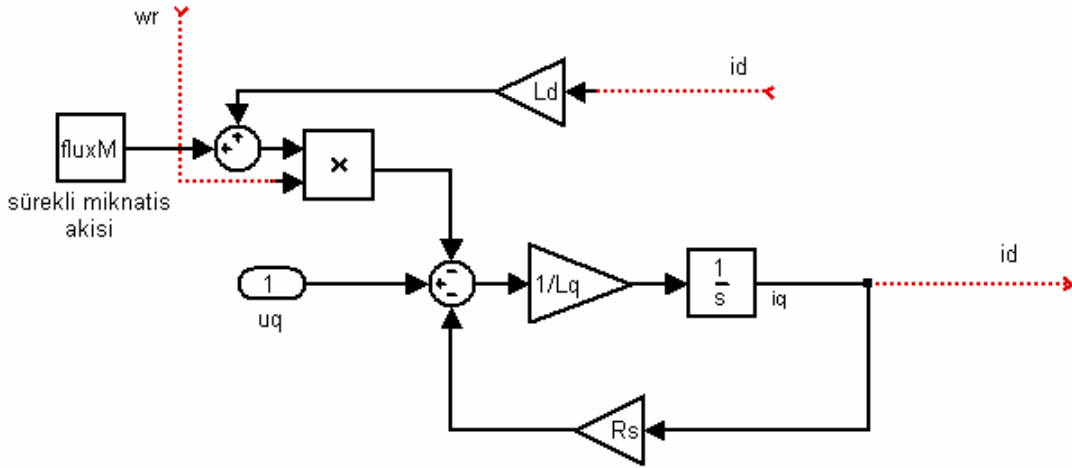


Şekil 6.1 Sabit mıknatıslı senkron motorun d eksenini modeli

$$\frac{d}{dt} i_{sq} = \frac{1}{L_{sq}} u_{sq} - \frac{R_s}{L_{sq}} i_{sq} + \frac{L_{sd}}{L_{sq}} \omega_r i_{sd} - \frac{\psi_M \omega_r}{L_{sq}} \quad (6.2)$$

$$\frac{d}{dt} i_{sq} = \frac{1}{L_{sq}} u_{sq} - \frac{R_s}{L_{sq}} i_{sq} - \omega_r \left( \frac{L_{sd} i_{sd} + \psi_M}{L_{sq}} \right) \quad (6.3)$$

Denklem (6.2) ve denklem (6.3)'e göre q eksenini modeli Şekil 6.2'de gösterilmiştir.

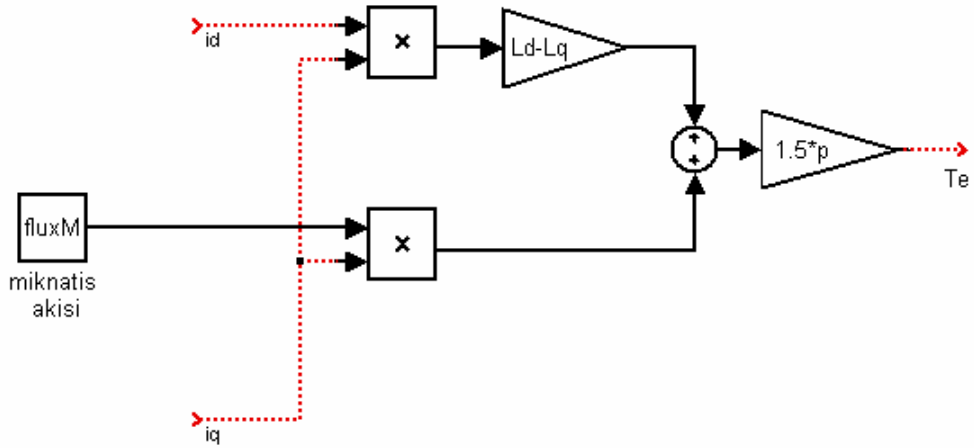


Şekil 6.2 Sabit mıknatıslı senkron motorun q eksenli modeli

$$T_e = 1.5p \left[ \psi_M i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq} \right] \quad (6.4)$$

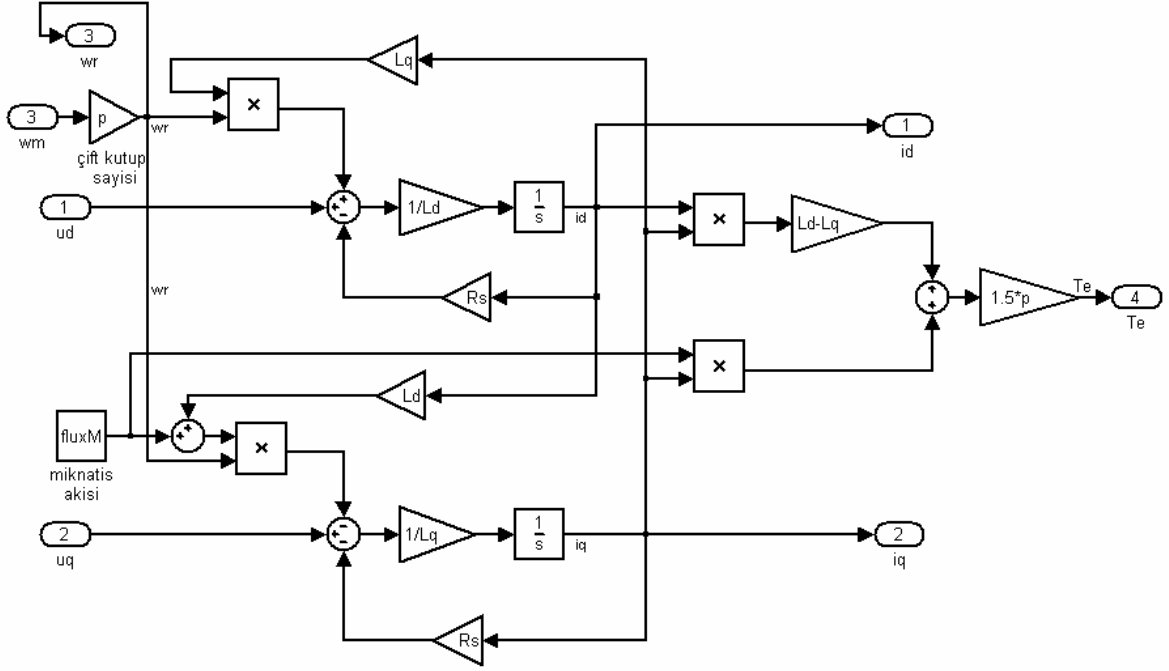
$$\omega_e = p\omega_r \quad (6.5)$$

Denklem (6.4)'e göre moment modeli Şekil 6.3'de gösterilmiştir.



Şekil 6.3 Sabit mıknatıslı senkron motorun moment modeli

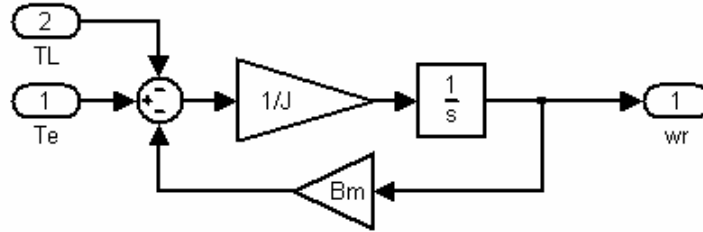
Sabit mıknatıslı senkron motorun matematiksel modeli simulink blokları halinde Şekil 6.4'de görüldüğü gibidir.



Şekil 6.4 Sabit mıknatıslı senkron motorun dq modeli

Sabit mıknatıslı senkron motorun mekaniksel modelinin simulink blokları halinde gösterilişi ise Şekil 6.5’de görüldüğü gibidir.

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{1}{J} (T_e - B\omega_r - T_L) \quad (6.6)$$



Şekil 6.5 Sabit mıknatıslı senkron motorun mekaniksel modeli

## 6.2 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolü

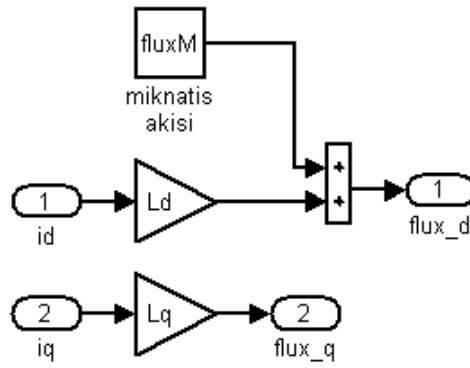
Sabit mıknatıslı senkron motorun simulink modeli Bölüm 6.1’de açıklanmıştır. Bu bölümde sabit mıknatıslı senkron motorda doğrudan moment kontrolünün matlab/simulink ile simülasyonu gerçekleştirilecektir.

### 6.2.1 Simülasyonda Kullanılan Blokların Oluşturulması

Sabit mıknatıslı senkron motorun dq modelinde akı çıkışları olmadığından, (6.7) ve (6.8) ifadelerin simulink bloklarına aktarılmasıyla bu çıkışlar elde edilmiş olur.

$$\Psi_{sd} = L_{sd}i_{sd} + \Psi_M \quad (6.7)$$

$$\Psi_{sq} = L_{sq}i_{sq} \quad (6.8)$$

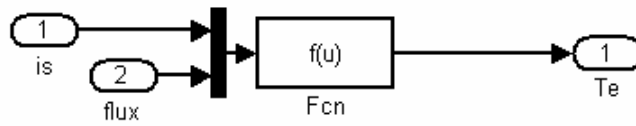


Şekil 6.6 Manyetik akı simulink bloğu

Denklem (6.9) ile elektromanyetik moment ifade edilir.

$$T_e = \frac{3}{2}p(\Psi_{sd}i_{sq} - \Psi_{sq}i_{sd}) \quad (6.9)$$

Bu ifade simulink blokları halinde Şekil 6.7’de gösterilmiştir.



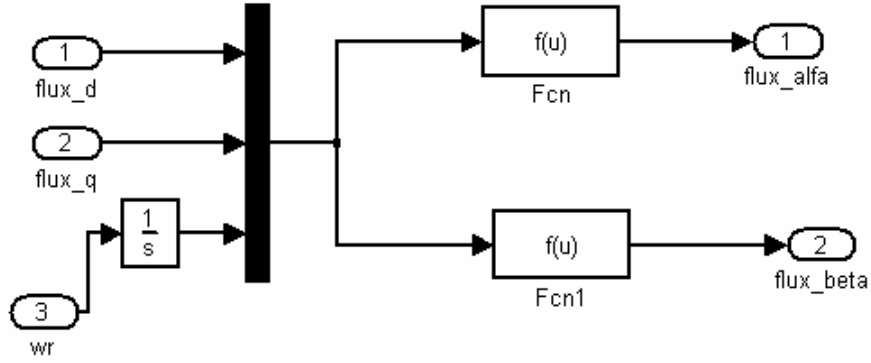
Şekil 6.7 Elektromanyetik moment simulink bloğu

Bu ifadeler arasında geçiş yapabilmek için 4. Bölümde ele alınan referans düzlem dönüşümlerinden faydalanılır. Buna göre aşağıda (6.10) ile Park ve (6.11) ile Ters Park dönüşümlerinin denklemleri verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (6.10)$$

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

Bu denklemlerin simulink bloklarına uygulanması Şekil 6.8’de gösterilmiştir.



Şekil 6.8 Park dönüşümleri simulink bloğu

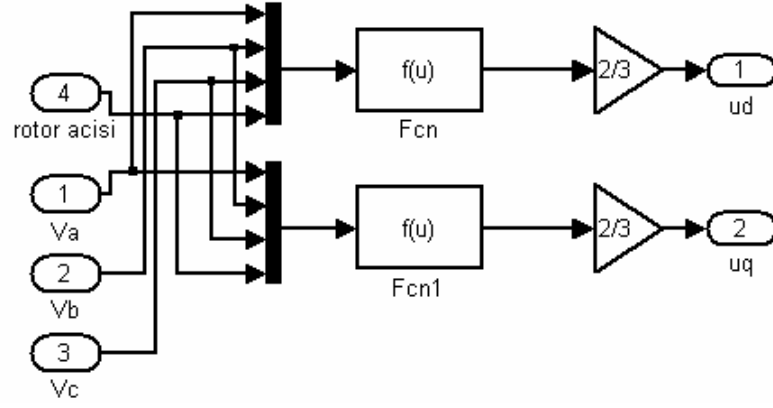
Üç fazlı inverter çıkışının sabit mıknatıslı senkron motorun dq modeli girişine uygun hale getirilmesi gerekir. Bunun için ilk önce Clarke dönüşümü, daha sonra ise Park dönüşümü uygulanmalıdır.

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ 0 & \sin(2\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

Denklem (6.12) ile gösterilen Clarke dönüşümü ve denklem (6.10) ile gösterilen Park dönüşümü ile denklem (6.13)’de görülen üç fazdan iki faza geçiş sağlanmış olur.

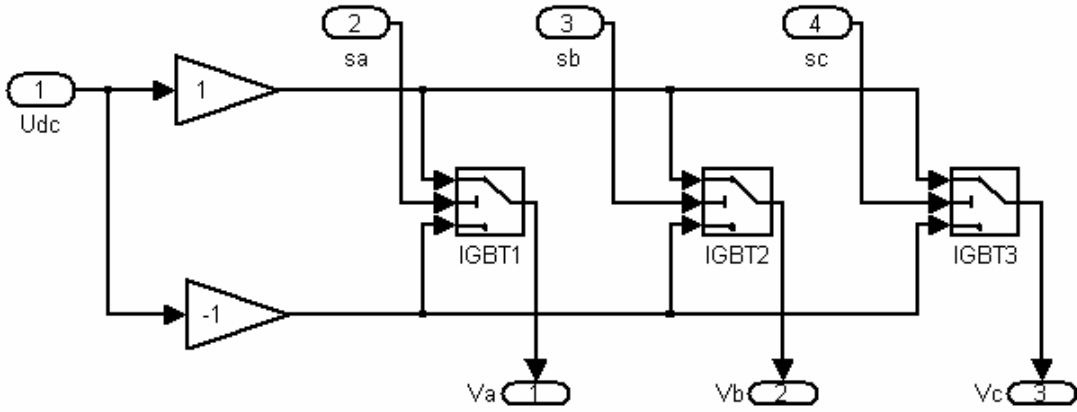
$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - 2\pi/3) & \cos(\theta_r - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - 2\pi/3) & -\sin(\theta_r - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

Bu denklemlerin simulink bloklarına uygulanması Şekil 6.9’de gösterilmiştir.

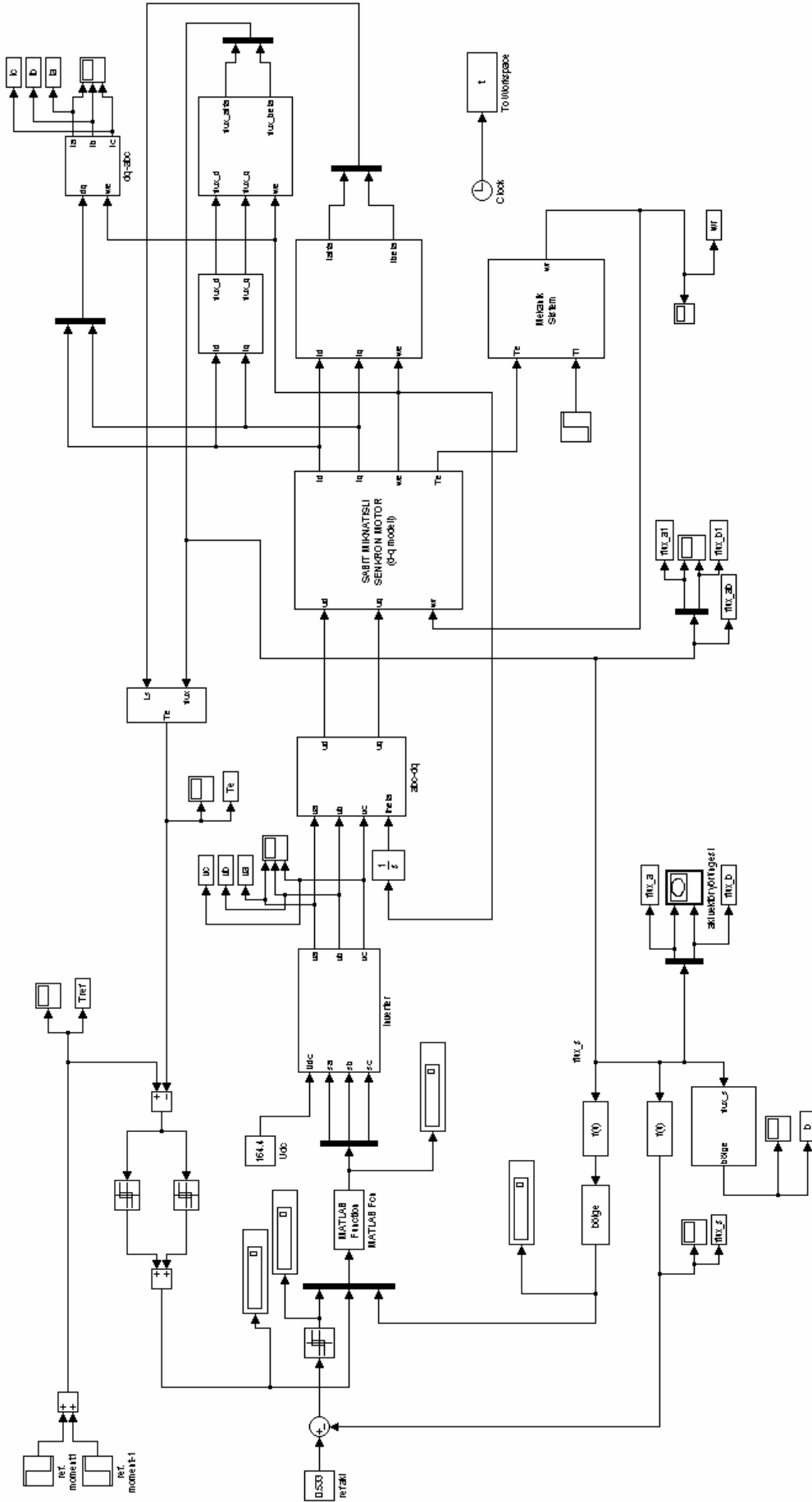


Şekil 6.9 abc → dq dönüşümü simulink bloğu

Simülasyonda kullanılan üç fazlı inverter devresinin simulink modeli Şekil 6.10'da görüldüğü gibidir.



Şekil 6.10 İverter simulink bloğu

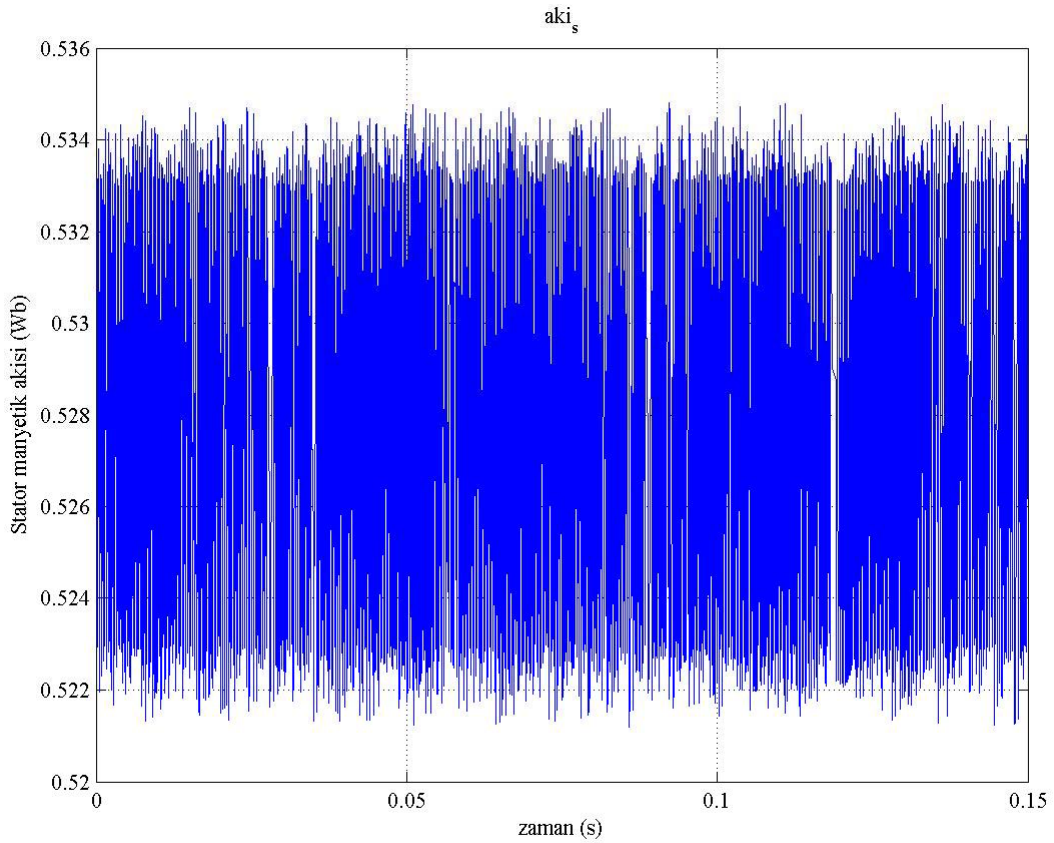


Şekil 6.11 Sabit mknatıslı senkron motorda doğrudan moment kontrolunun Matlab/simulink diyagramı

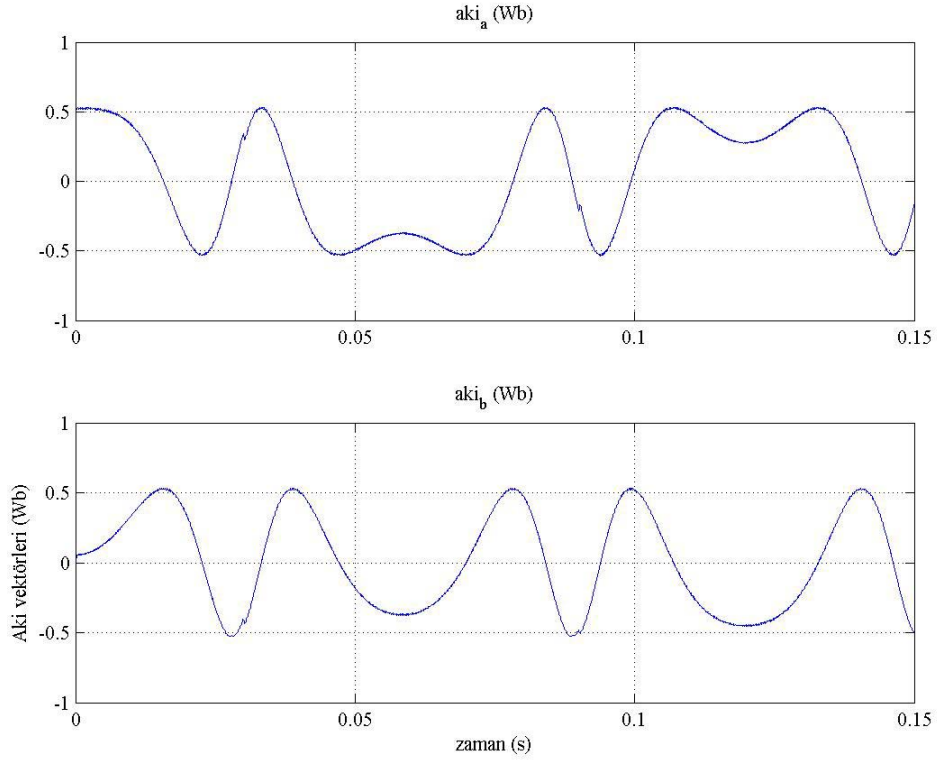
### 6.2.2 Simulasyon Sonuçları

Simülasyonda kullanılan parametrelere sahip olan sabit mıknatıslı senkron motor çıkık kutupludur ve motor değerleri; faz gerilimi 120V,  $R=5.8\Omega$ ,  $\psi_M=0.533\text{Wb}$ ,  $L_{sd}=44.8\text{mH}$ ,  $L_{sd}=102.7\text{mH}$ ,  $J=0.000329\text{kgm}^2$   $B_m=0.0003882$  ve  $p=2$  dir.

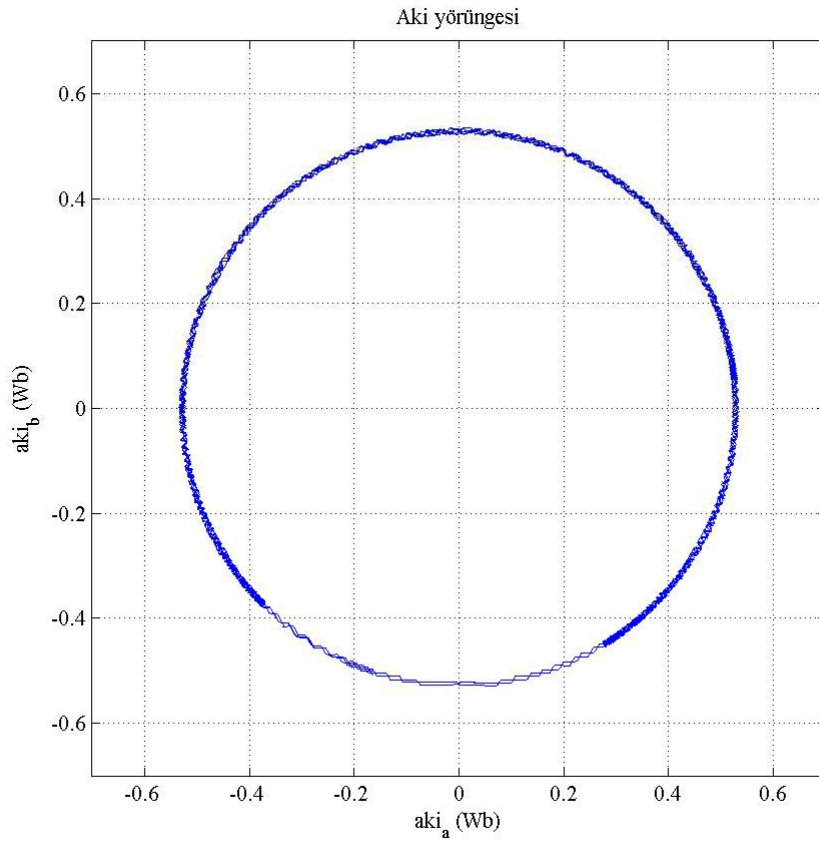
Belirtilen bu simülasyonda stator manyetik akısının genlik değeri, mıknatıs akısının değeri ile aynı alınmaktadır. Yani akı referansı 0.533Wb'lik bir değer ile belirtilmiş olur. Bunun dışında moment referansı olarak;  $t=0.03\text{s}$ 'de 2Nm'den -2Nm'ye ve  $t=0.09\text{s}$ 'de ise -2Nm'den 2Nm'ye ani bir değişim basamağı uygulanmıştır. Aşağıda örnekleme zamanı  $100\mu\text{s}$  alınan sistemin dinamik cevapları gösterilmiştir. Bu grafikleri sağlayacak olan Matlab grafik komutları Ek2'de gösterilmiştir.



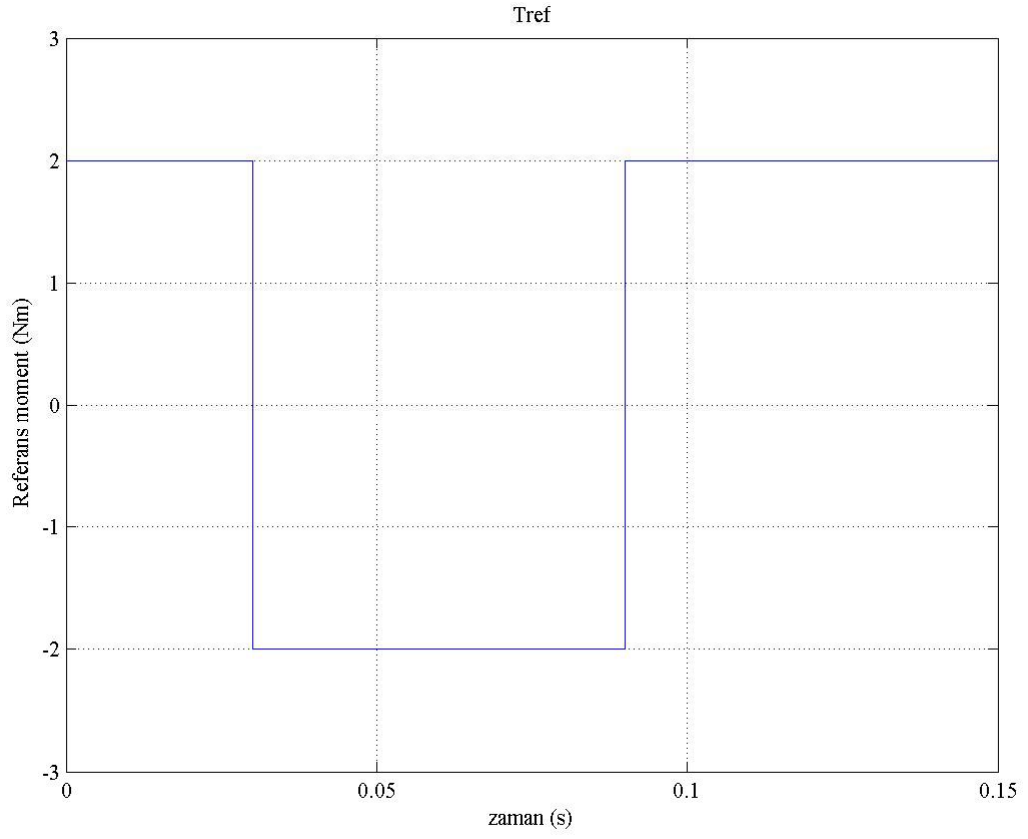
Şekil 6.12 Stator manyetik akısı simülasyon cevabı



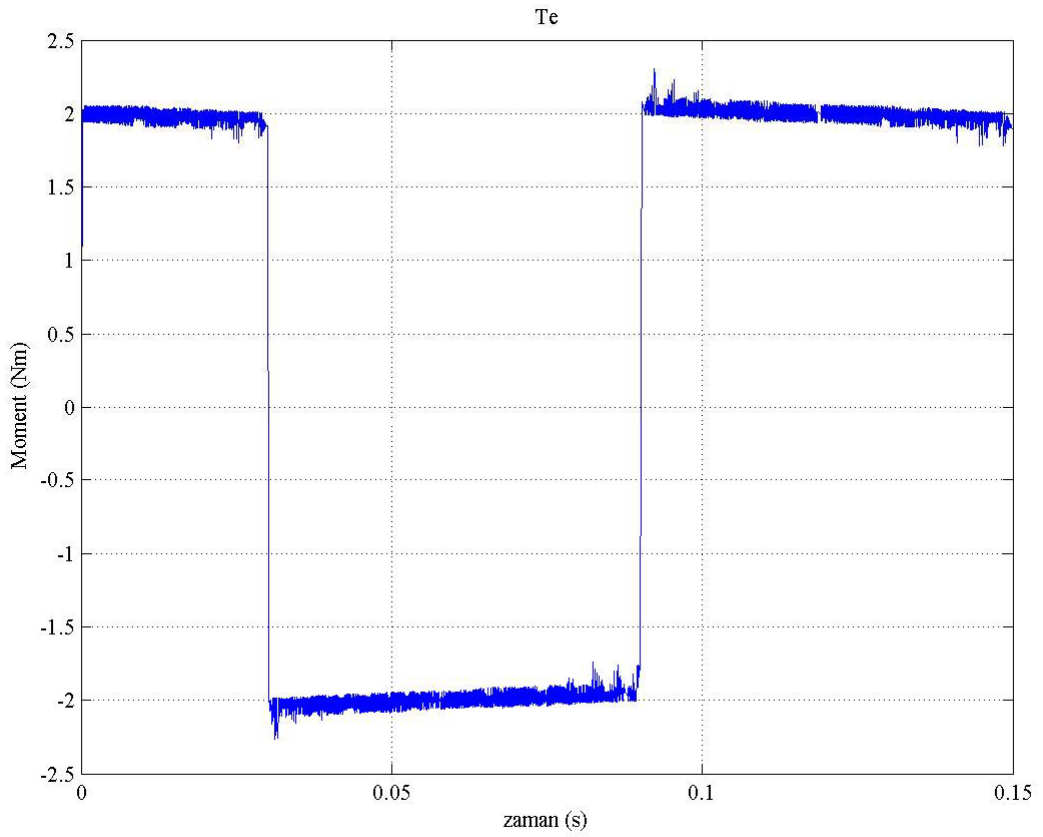
Şekil 6.13 Stator manyetik akı vektörleri simülasyon cevapları



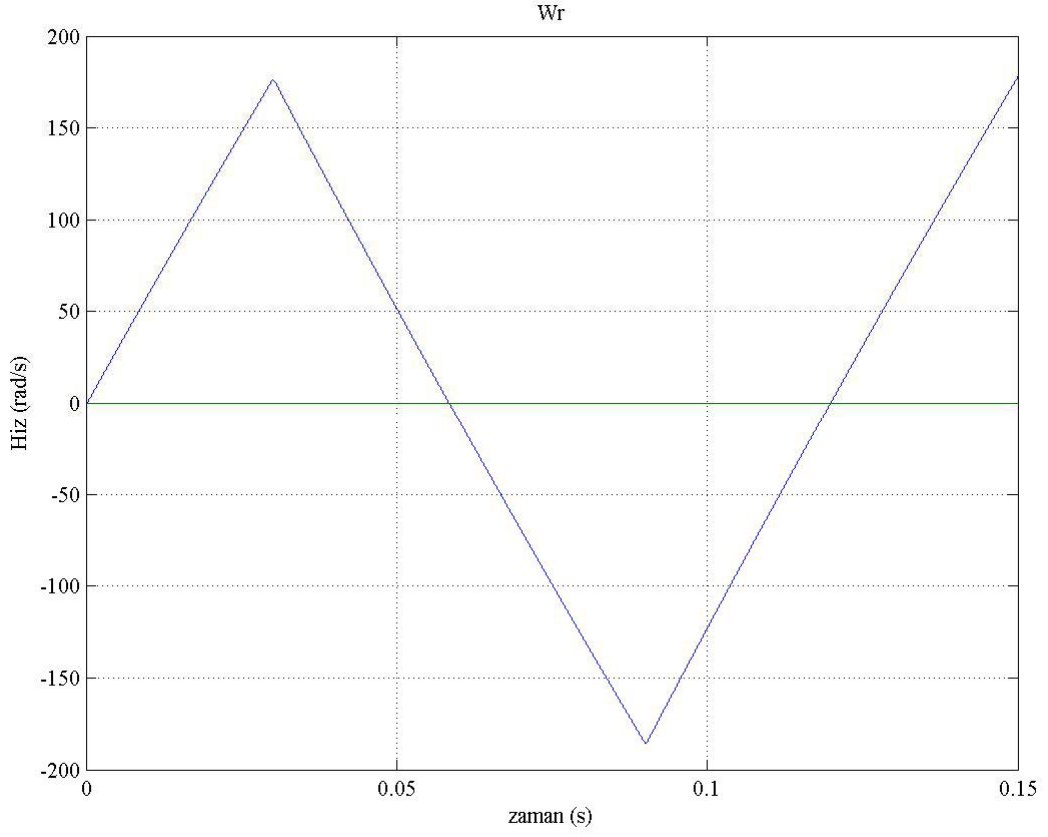
Şekil 6.14 Stator manyetik akı vektör yörüngesi



Şekil 6.15 Referans moment simülasyon cevabı



Şekil 6.16 Moment simülasyon cevabı



Şekil 6.17 Hız simülasyon cevabı

Gerçek moment değeri belli bir bant aralığında kontrol edilmektedir. DC hat gerimi olarak 164.4V değeri uygulanmıştır. Burada, moment referans değerine çok yakın çıkmış ve stator vektör yörüngesi beklendiği gibi daire şeklinde elde edilmiştir.

## 7. SONUÇLAR

Son yıllarda elektrik makinaları ve tahrik sistemleri konularındaki hızlı gelişim süreci ve elektrik makinalarının endüstrinin her alanında yaygın olarak kullanılması, daha verimli ve ucuz denetim teknikleri geliştirebilmek amacıyla araştırmacıları çeşitli çalışmalara yöneltmektedir. Bu çalışmalar sonucunda geleneksel tasarımlara yeni özellikler kazandırılarak klasik senkron motorun rotoruna, sargıların görevini göreceğ olan sabit mıknatıslı malzemeler uygun formda yerleştirilmiş ve sabit mıknatıslı senkron motorlar geliştirilmiştir.

Geleneksel senkron motorun uyarma magnetik alanı için fırçalara, bileziklere ve rotorunda sargılara sahip olması, hacim ve kütesinin göreceli olarak fazla olması gibi dezavantajları, SMSM'un sanayide kullanımını yaygın hale getirmiştir. Bunlara ek olarak SMSM'un güç yoğunluğunun fazla olması, yüksek moment elde edilebilmesi ve asenkron motorlara göre daha verimli olması da geleneksel motorlara göre avantaj olarak görülmektedir. SMSM'un tasarımının yanı sıra denetiminin de daha iyi olması için çeşitli yöntemler geliştirilmektedir.

Bu çalışmada, önce SMSM'da kullanılan mıknatıslı malzemeler anlatılmış, SMSM'un yapısı ve özellikleri açıklanmıştır. Uygulama alanları, avantaj ve dezavantajları incelenmiş, daha sonra uzay vektör kavramı ele alınarak matematiksel modeli verilmiştir. Ayrıca sabit mıknatıslı senkron motor için farklı kontrol yöntemleri ele alınmış ve bu yöntemlerden endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılan doğrudan moment kontrolü (DTC) metodu ile Matlab/Simulink programında makinanın simülasyonu gerçekleştirilmiştir.

SMSM'un analizi için, öncelikle motora ait gerilim ve moment eşitlikleri 3 faz sisteminde elde edilmiştir. Daha sonra Park ve Clarke dönüşüm yöntemleri kullanılarak R, S, T faz sisteminde elde edilen bu eşitlikler (dq) eksen takımına indirgenmiştir. Matlab programında, (dq) eksenine göre elde edilen moment ve gerilim eşitlikleri kullanılarak SMSM'un matematiksel modeli elde edilmiştir. Oluşturulan model SMSM'un doğrudan moment kontrolü simülasyonunda kullanılmıştır.

SMSM'a (dq) eksen dönüşümünün uygulanma amacı, 3 fazlı motoru doğru akım motoru gibi kontrol etmektir. Bilindiği gibi doğru akım motorunda uyarım akımı sabit tutulup endüvi akımı kontrol edilmektedir. Böylece motor verilen referans değişimlerine daha çabuk cevap vermektedir. Doğru akım motorundaki endüvi akımı, motorun momentini meydana getiren akımdır. SMSM'a uygulanan eksen dönüşümüne göre rotor referans düzlemindeki  $i_{sq}$  akım bileşeni motorun momentini meydana getiren akım olduğundan, bu akım kontrol edilmiştir. Böylece motorun kontrolü aynı doğru akım motorunda olduğu gibi yapılabilmekte ve

motorun dinamik davranışı, ani değişmelere çok hızlı cevap verir hale gelmektedir. Bu denetim SMSM’u DC motora dönüştürdüğünden, elektriksel moment ve akım arasındaki transfer fonksiyonu doğrusal olmaktadır. Bunun için, gerçekleştirilen simülasyonda 3 faz akımları önce 2 faz sabit referans düzlemine, sonra da referans akımla karşılaştırılıp PI denetleyiciye uygulanarak rotor referans düzlemine çevrilmiştir. Motoru beslemek için gerilim kaynaklı inverter kullanılmıştır. İnverterde bipolar transistörlerin yüksek anahtarlama hızına ve MOSFET’lerin yüksek giriş empedansına sahip ve anahtarlama kayıpları çok az olan IGBT’ler tercih edilmiştir.

DTC yöntemi motor ve yük parametrelerinin değişimlerinden etkilenmeden, motorun moment ile akısını etkin bir şekilde ve istenen yörüngede kontrol etmeyi hedefler. Ayrıca DTC yönteminde akı ve moment, inverter gerilim vektörü ile doğrudan kontrol edilebilir. Akı ve momentin sınırlarını belirlemek ve gerçekleştirmek üzere uygun stator gerilim vektörünü seçen iki bağımsız histeresiz denetleyici kullanılır. Bunlar stator akısı ve moment denetleyicileridir. Gerçekleştirilen simülasyonda belirli stator akı ve moment referansları, sürücü içerisinde hesaplanan değerler ile karşılaştırılarak hatalar, histerezis karşılaştırıcılarına verilir. Akı ve moment karşılaştırıcısının çıkışları, stator akısı uzay vektörünün konumu ile uygun gerilim vektörünün seçilmesinde kullanılır. Vektör konumları simülasyon sonuçlarında gösterilmiştir.

Özellikle yüksek dinamik performans gerektiren uygulamalarda, hızlı moment cevabı sağlayabildiği için DTC metodu, diğer kontrol yöntemlerine göre önemli bir avantaja sahiptir. Performansı arttırmak için, kontrol periyodunun mümkün olduğu kadar küçük seçilmesi gerekir. Örnekleme aralığı küçük seçildiğinde bant aralığını daha küçültmek ve stator manyetik akısını düzgün biçimde kontrol edebilmek mümkün olmaktadır. DC gerilimin belirli sınırlar içinde tutulması da hassasiyet için önemlidir. Simülasyonda örnekleme zamanı 100µs için gerilimde, akımda, momentte, hızda, akıda ve akımdaki harmoniklerde meydana gelen değişimler gösterilmiştir. Bu değişimlerde stator vektör yörüngesi beklenildiği gibi daire şeklinde çıkmış, oluşturulan anahtarlama tablosunun akı vektörleri tarafından çok iyi takip edildiği ve gerçekleştiği görülmüştür. Momentin referans değerine çok yakın çıktığı, 2Nm’den -2Nm’ye uygulanan referans basamak değerini sağladığı gözlenmiştir. Ancak elektromagnetik momentte küçük dalgalanmalar oluştuğu görülmüştür. Her ne kadar SMSM’un rotoru bu dalgalanmaları söndürmüş olsa da akı vektörü cevabındaki gecikme, moment çıkışında ufak dalgalanmalar oluşturmuştur. Daha iyi bir performans elde edebilmek için, kontrol periyodunun ve histeresiz bant aralığının mümkün olduğu kadar küçük seçilmesi

gereklidir. Ayrıca daha sonra simülasyona eklenebilecek bir LP filtre ile momentteki dalgalanmaların önlenmesi ve harmoniklerin bastırılması sağlanabilir.

DTC ile kontrol edilen sabit mıknatıslı senkron motorların, endüstride en küçük uygulamalardan en büyük otomasyon tezgahlarına kadar geniş bir alanda kullanılabileceği söylenebilir. Uygulamada bilgisayara bağımlı olmadan, vektör dönüşümleri, PI denetleyicileri, akım ve moment denetleyicileri gibi programları entegrelere yükleyerek doğrudan moment kontrolünün yapılması daha yararlı olacaktır.

**KAYNAKLAR**

ABB Technical Guide, (1999), "Direct Torque Control-The World's Most Advanced AC Drive Technology", No 1, 7-14.

Adnanes, A. K., (1991), "Torque Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE, in Proc. PESC, 695-701.

Almeida, A., Ferreira, F. ve Fonseca, P., (2000), "VSDs for Electric Motor Systems", ISR University of Coimbra.

Andersson, S., (2000), "Optimization of a Servo Motor for an Industrial Robot Application", Lund University, Lund/Sweden.

Astrom, K., ve Wittenmark, B., (1989), "Adaptive Control" Addison-Wesley Press, New York.

Bakan, A. F., (2002), "Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Gerçekleştirilmesi", Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

Bal, G., (2004), Özel Elektrik Makinaları, Seçkin Yayıncılık A.Ş., Ankara.

Balazovic, P., (2003), "3-Phase PM Synchronous Motor Torque Vector Control", Motorola, DRM018, Motorola Czech System Laboratories Roznov pod Radhostem, Czech Republic.

Bizot, C., Brottes, J., Lungeanu, M., Poulsen, B., Séra, D. ve Sørensen, M. B., (2003), "Sensorless Control for PMSM", Power Electronics and Drives, Institute of Energy Technology, Aalborg University, Denmark.

Bose, B., (1992), "Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Coverters", IEEE Transactions on Ind. App., Vol 28, No 2, 403-413.

Chau, K.T., (1991), "Computer-Aided Design of a Permanent Magnet Motor Electric Machines and Power Systems", 501-511.

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.

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.

Duru, T., (1997), "Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Magnetik analizi ve Modellenmesi.", Doktora Tezi, KOÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü.

Duru, H., Demiröz, R., (2005), "Asansör Makinalarında Mıknatıs Uyarmalı Senkron Motor ve Doğrudan Tahrik Sisteminin Kullanımı", 1. EVK Sempozyumu, Kocaeli.

Kollmoorgen Inc., (2002), "Magnets Types", Training Center Notes, 1-22.

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

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.

- Luukko, J., (2000), "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machines-Analysis and Implementation", Diss. Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Stockholm.
- Rahman, M. A., ve Slemon, G. R., (1985), "Promising Applications of NdFeB Magnets in Electrical Machines", IEEE, Vol MAG-26, No 5, 1712-1717.
- 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.
- Ohm, D.Y., (1997), "Dynamic Model of PM Synchronous Motors", Drivetech, Inc., Blacksburg, Virginia.
- Ong, C.M., (1998), "Dynamic Simulation of Electric Machinery", Prentice Hall, USA.
- Pillay, P., ve Krishnan, R., (1989) "Modeling, simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives", Part II: The brushless DC Motor Drive, IEEE Trans. Ind. App, Vol 25, No 2, 274-279
- Sarul, H., (2005), "Asenkron Makinelerde Vektör Kontrolü" Lisansüstü Ders Notları, YTÜ.
- Strnat, K.J., (1990) "Modern Permanent Magnets for Application in Electro-Technology", Proceedings of IEEE, Special Issue on Magnetics. Vol 78, No 6, 923-946.
- Texas Instruments, (1997), "Digital Signal Processing Solution for Permanent Magnet Synchronous Motor", Texas Instruments Application Note Literature Number: 044.
- Texas Instruments, (1998), "Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors", Texas Instruments Application Note Literature Number: 073.
- Trout S. R., (2001), "Understanding Permanent Magnets Materials, an Attempt at Universal Magnetic Literacy", Magnequench International Inc., Germany, 1-15.
- Vas P., (1992), "Vector Control of AC Machines", OxfordUniversity Press, New York.
- Vas, P., (1998), "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford University Press, New York.
- 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.
- 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.

**EKLER**

- Ek 1 Simulink'te kullanılan matlab fonksiyonu  
Ek 2 Grafiklerin elde edilmesi için gerekli olan Matlab komutları

### Ek 1 Simulink'te kullanılan matlab fonksiyonu

```

function y=Tablo(x)

v0=[0 0 0];v1=[1 0 0];v2=[1 1 0];v3=[0 1 0];
v4=[0 1 1];v5=[0 0 1];v6=[1 0 1];v7=[1 1 1];
if x(1)==1 & x(2)==1;
    if (x(3)>=11*pi/6 & x(3)<=2*pi) | (x(3)<pi/6 & x(3)>=0)
        y=v2;
    elseif x(3)>=pi/6 & x(3)<pi/2
        y=v3;
    elseif x(3)>=pi/2 & x(3)<5*pi/6
        y=v4;
    elseif x(3)>=5*pi/6 & x(3)<7*pi/6
        y=v5;
    elseif x(3)>=7*pi/6 & x(3)<3*pi/2
        y=v6;
    else
        y=v1;
    end
elseif x(1)==1 & x(2)==0;
    if (x(3)>=11*pi/6 & x(3)<2*pi) | (x(3)<pi/6 & x(3)>=0)
        y=v7;
    elseif x(3)>=pi/6 & x(3)<pi/2
        y=v0;
    elseif x(3)>=pi/2 & x(3)<5*pi/6
        y=v7;
    elseif x(3)>=5*pi/6 & x(3)<7*pi/6
        y=v0;
    elseif x(3)>=7*pi/6 & x(3)<3*pi/2
        y=v7;
    else
        y=v0;
    end
elseif x(1)==1 & x(2)==-1;
    if (x(3)>=11*pi/6 & x(3)<2*pi) | (x(3)<pi/6 & x(3)>=0)
        y=v6;
    elseif x(3)>=pi/6 & x(3)<pi/2
        y=v1;
    elseif x(3)>=pi/2 & x(3)<5*pi/6
        y=v2;
    elseif x(3)>=5*pi/6 & x(3)<7*pi/6
        y=v3;
    elseif x(3)>=7*pi/6 & x(3)<3*pi/2
        y=v4;
    else
        y=v5;
    end
elseif x(1)==0 & x(2)==1;
    if (x(3)>=11*pi/6 & x(3)<2*pi) | (x(3)<pi/6 & x(3)>=0)
        y=v3;

```

```

elseif x(3)>=pi/6 & x(3)<pi/2
    y=v4;
elseif x(3)>=pi/2 & x(3)<5*pi/6
    y=v5;
elseif x(3)>=5*pi/6 & x(3)<7*pi/6
    y=v6;
elseif x(3)>=7*pi/6 & x(3)<3*pi/2
    y=v1;
else
    y=v2;
end
elseif x(1)==0 & x(2)==0;
if (x(3)>=11*pi/6 & x(3)<2*pi) | (x(3)<pi/6 & x(3)>=0)
    y=v0;
elseif x(3)>=pi/6 & x(3)<pi/2
    y=v7;
elseif x(3)>=pi/2 & x(3)<5*pi/6
    y=v0;
elseif x(3)>=5*pi/6 & x(3)<7*pi/6
    y=v7;
elseif x(3)>=7*pi/6 & x(3)<3*pi/2
    y=v0;
else
    y=v7;
end
elseif x(1)==0 & x(2)=-1;
if (x(3)>=11*pi/6 & x(3)<2*pi) | (x(3)<pi/6 & x(3)>=0)
    y=v5;
elseif x(3)>=pi/6 & x(3)<pi/2
    y=v6;
elseif x(3)>=pi/2 & x(3)<5*pi/6
    y=v1;
elseif x(3)>=5*pi/6 & x(3)<7*pi/6
    y=v2;
elseif x(3)>=7*pi/6 & x(3)<3*pi/2
    y=v3;
else
    y=v4;
end
end
end

```

**Ek 2 Grafiklerin elde edilmesi için gerekli olan Matlab komutları**

```
figure
plot(fla,flb)
grid
xlabel('aki_a (Wb)')
ylabel('aki_b (Wb)')
title('Akı yörüngesi')
```

```
figure
plot(t,fl_s)
grid
xlabel('zaman (s)')
ylabel('Stator manyetik akisi (Wb)')
title('aki_s')
```

```
figure
subplot(2,1,1)
plot(t,fla)
grid
title('aki_a (Wb)')
subplot(2,1,2)
plot(t,flb)
grid
title('aki_b (Wb)')
xlabel('zaman (s)')
ylabel('Aki vektörleri (Wb)')
```

```
figure
plot(t,wm)
grid
xlabel('zaman (s)')
ylabel('Hiz (rad/s)')
title('Wr')
```

```
figure
plot(t,Tref)
grid
xlabel('zaman (s)')
ylabel('Referans moment (Nm)')
title('Tref')
```

```
figure
plot(t,Te)
grid
ylabel('Moment (Nm)')
xlabel('zaman (s)')
title('Te')
```

**ÖZGEÇMİŞ**

Doğum tarihi 25.07.1979

Doğum yeri İstanbul

Lise 1993-1997 Kenan Evren Anadolu Lisesi

Lisans 2001-2005 Yıldız Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fak.  
Elektrik Mühendisliği Bölümü,  
Kontrol ve Otomasyon Programı

Yüksek Lisans 2005-2007 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü  
Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı,  
Elektrik Makinaları ve Güç Elektroniği Programı