

151650

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

151650

SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN
TASARIMI VE SÜRÜCÜ DEVRELERİNİN
İNCELENMESİ

Elektrik Müh. Salih KAHVECİ

FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Kontrol ve Otomasyon Programında
Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

H. Bodur
Prof. Dr. Hacı Bodur

Tez Danışmanı : Doç. Dr. M. Hadi SARUL

M. Hadi Sarul
Y. Doç. Dr. Tuncağ UZUN

M. Hadi Sarul
İSTANBUL , 2004

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	v
KISALTMA LİSTESİ.....	ix
ŞEKİL LİSTESİ.....	x
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ÖNSÖZ	xiv
ÖZET.....	xv
ABSTRACT.....	xvi
1 GİRİŞ	1
2 SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR.....	5
2.1 Giriş.....	5
2.2 Sabit Miknatıslar ve Manyetik Devreler	6
2.3 Akının Yaklaşık Olarak Hesaplanması	12
2.4 Manyetik Devrenin Doğrusal Olmayan Hesabı	16
2.5 Endüvi Etkisi ve Miknatıslığı Giderme.....	18
2.6 Rotorun Kaçak Geçirgenliğinin Hesaplanması	22
2.6.1 ADCB Manyetik İletkenliği	23
2.6.2 DEJC Manyetik İletkenliği.....	23
2.6.3 Kutup Parçaları Arasında Uç Akıya Doğru Olan Manyetik İletkenlik	24
2.6.4 cgd Manyetik İletkenliği.....	25
3 SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN TEMEL İFADELERİ	26
3.1 Giriş.....	26
3.1.1 İdeal Sinüs Dalga Senkron Motorlar	26
3.1.2 Uygulamada Motorların Tasarımını Sinüs Dalga Motora Yaklaştırmak	26
3.2 Sinüs Dalga Sargıların Özellikleri.....	28
3.2.1 İletken ve Amper İletkeni Dağılımları	28
3.2.2 Sinüs Dağılımlı Sargılar Tarafından Oluşturulan Hava Aralığı Akısı	28
3.2.3 Sinüs Dağılımlı Sargıların Kaçak Akı ve Endüktansı	30
3.2.4 Sinüs Dağılımlı Sargılar Arasındaki Karşılıklı Endüktans	31
3.2.5 Üretilen EMK.....	32
3.2.6 Moment	33
3.2.7 Dönen Akı ve Amper İletkenleri.....	33
3.2.8 Vektör Kontrol veya "Alan Yönlendirmeli Kontrol"	34
3.2.9 Senkron Reaktans.....	34
3.3 Gerçek Sargılar.....	35
3.3.1 Tam Adımlı Bobin	35
3.3.2 Kısa Adımlı Bobin	36
3.3.3 Dağılım veya Yayılım	38
3.3.4 Eğiklik	40
3.3.5 Uygulamada Sargılar İçin Tasarım Formülleri	41

3.4	Çıkık Kutuplu Motorlar.....	43
3.4.1	X_d Değerinin Hesaplanması	43
3.4.2	X_q 'nın Hesaplanması	49
3.4.3	I_d 'den Dolayı Oluşan d Ekseni Akısının Miknatıslığı Giderici Etkisi.....	50
3.4.4	I_q 'dan Dolayı q Ekseni Akısının Enine Miknatıslama Etkisi	51
3.4.5	Rotor Kaçağının Önemi	51
3.5	Fazör Diyagram.....	52
3.5.1	Yuvarlak Kutuplu Makinalar	52
3.5.2	Çıkık Kutuplu Makinalar	53
3.6	Daire Diyagramı ve Hız/Moment Karakteristiği.....	56
3.6.1	Yuvarlak Kutuplu (Miknatısları Rotorun Yüzeyinde Bulunan) Motorlar ($X_d=X_q$).....	56
3.6.2	Çıkık Kutuplu Motorlar.....	60
4	SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA ZİT EMK'NİN HESAPLANMASI	61
4.1	Giriş.....	61
4.2	BLV Metodu	62
4.3	Hava Aralığı Akı Yoğunluğu Dağılımı.....	63
4.4	Eğiklik	64
4.5	Oluk Açmak	66
5	MANYETİK MALZEMELER VE DEMİR KAYIPLARI	68
5.1	Sabit Miknatıslar	68
5.1.1	Histerezis Çevrimi ve Miknatıslığın Giderilme Karakteristiği	68
5.1.2	Miknatıs Enerji.....	70
5.1.3	Miknatıslanma.....	71
5.1.4	Yumuşak Manyetik Demir	72
5.2	Demir (Nüve) Kayıpları	73
5.2.1	Giriş.....	73
5.2.2	Sinüsoidal Olmayan (Nonsinüsoidal) Steinmetz Eşitliği	74
5.2.3	Demir Kayıplarının Hesaplanması	75
5.2.4	Dalga Şekli Metodu.....	76
5.2.5	Demir Kaybı Formülleri İçin Kullanılacak Katsayıların Hesaplanması	77
6	SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR KONTROL YÖNTEMİ	80
6.1	Vektör Kontrol	80
6.1.1	Miknatısları Rotorun Üzerinde Bulunan Sabit Miknatıslı Senkron Motorlarda Vektör Kontrolü	80
6.1.1.1	Rotor Yönlendirmeli Kontrollü Sabit Miknatıslı Senkron Motorun Kontrol Şeması	82
6.1.1.2	Kutupsal Koordinatlarda Sabit Miknatıslı Senkron Motorların Rotor Yönlendirmeli Kontrolü	88
6.1.1.3	Kartezyen Koordinatlarda Sabit Miknatıslı Senkron Motorun Rotor Yönlendirmeli Kontrolü	90
6.1.2	Miknatısları Rotorun İçinde Bulunan Sabit Miknatıslı Senkron Motorlarda Vektör Kontrolü	93
6.1.2.1	Kartezyen Koordinatlarda Miknatısları Rotorun İçinde Bulunan Sabit Miknatıslı Senkron Motorda Stator Akı Yönlendirmeli Kontrolün Uygulanması	97
6.1.2.2	Miknatısları Rotorun İçinde Bulunan Sabit Miknatıslı Senkron Motorda Rotor	

	Yönlendirmeli Kontrolün Uygulanması.....	102
6.2	Sabit Miknatıslı Senkron Motorlarda Doğrudan Moment Kontrolünün (DTC) Analizi	108
6.2.1	Giriş.....	108
6.2.2	XY Referans Ekseninde Motor Eşitlikleri	109
6.2.2.1	XY Referans Ekseninde Moment Eşitliği	110
6.2.2.2	XY Referans Ekseninde Kaçak Akı Eşitlikleri	111
6.2.3	Düzgün Hava Aralıklı SMSM.....	112
6.2.4	Çıkık Kutuplu SMSM	112
6.2.5	Uygun Stator Gerilim Vektörlerinin Seçilmesi İle Stator Kaçak Akısının Kontrolü	115
6.2.5.1	Gerilim Uzay Vektörünün Üretimi	115
6.2.5.2	Stator Kaçak Akısının Genlik Kontrolü.....	116
6.2.5.3	Stator Kaçak Akı Dönüşünün Kontrolü	117
6.2.6	Rotor Açısının Hesabı	118
6.2.7	FOC ve DTC Yöntemlerinin Karşılaştırılması.....	119
6.3	Sabit Miknatıslı Senkron Motor Sürücü Şeması	120
6.3.1	Histerezis Akım Kontrolörü	121
6.3.2	PWM Akım Kontrolörü	123
6.3.3	PWM ve Histerezis Kontrolörlerin Avantajları	123
6.4	Uzay Vektör PWM Methodu	124
6.4.1	Gerilim Uzay Vektörü.....	125
6.4.2	İnverter Anahtarlama Durumları	127
6.4.3	İnverter Çıkış Gerilim Uzay Vektörleri	129
6.4.4	Uzay Vektör PWM Methodunun Temel Prensipleri.....	132
6.4.5	Optimum Anahtarlama Düzeni	136
6.5	Simülasyon Sonuçları.....	139
7	SONUÇLAR VE ÖNERİLER	146
	KAYNAKLAR	147
	ÖZGEÇMİŞ	149

SİMGE LİSTESİ

A_g	Hava aralığı kutup alanı
A_M	Mıknatis kutup alanı
A_{sy}	Boyunduruğun enine kesit alanı
A_t	Enine alan
A_T	Dişin enine kesiti
a	Sargılara doğru paralel kol sayısı
α_{Br}	Sıcaklık katsayısı
α_{TT}	Diş yayı
\hat{B}_a	Dönen akı yoğunluğu
$B_{ad}(\theta)$	d eksenine hava aralığı akı yoğunluğu
$B_{aq}(\theta)$	q eksenine hava aralığı akı yoğunluğu
B_{a1}	Kısa adımlı bobinin ürettiği akı yoğunluğu temel bileşeni
B_M	Mıknatis akı yoğunluğu
B_g	Hava aralığı akı yoğunluğu
B_{Ma}	Faz akımından dolayı ilave edilen akı yoğunluğu
B_{M0}	Açık devre mıknatis akı yoğunluğu
B_n	n. uzay harmoniği akı dağılımı
B_p	Akı yoğunluğu tepe değeri
B_{sy}	Stator boyunduruk akı yoğunluğu
B_{1ad}	Temel endüvi reaksiyonu hava aralığı d eksenine akı yoğunluğu
B_T	Stator dişlerindeki akı yoğunluğu
B_1	θ_1 'deki akı yoğunluğu
B_2	θ_2 'deki akı yoğunluğu
β	Sinüs dağılımlı sargı
β_M	Mıknatis kutup yayı
C	Kondüktans
D	Çap
$d\phi$	Bobinin kaçak akısı
dT_e	Momentinin değişimi
E_q	EMK
e_a	α sargısında üretilen EMK
e_0	Açık devre gerilimi
ε	Kiriş açısı
F	Toplam MMK
F_a	Endüvi MMK'sı
F_c	Mıknatisliği zorlayıcı MMK
F_{ca}	Mıknatisin açık devre MMK'sı
F_g	Hava aralığı MMK'sı
F_{LR}	Stator amper sarımları MMK'sı
$F_{LR(\Delta)}$	Üçgen bağlıda stator amper sarımları MMK'sı
F_M	Çalışma noktasına düşen MMK
F_{st}	Stator dişi MMK'sı
F_{sy}	Boyunduruk MMK'sı
F_{1ad}	MMK'in d eksenine bileşeni
F_{1aq}	MMK'in q eksenine bileşeni
F_{1a}	Aralık başına MMK değeri
f	Kaynak frekansı
f_{LKG}	Kaçak katsayısı

g	Fiziksel hava aralığı uzunluğu
g'	Fiziksel hava aralığı uzunluğu efektif değeri
H_c	Zorlayıcı mıknatıslama kuvveti (koersivite)
H_{ca}	Zorlayıcı alan şiddeti
H_g	Çalışma noktasında hava aralığı mıknatıslama kuvveti
H_M	Çalışma noktasında mıknatıslama kuvveti
H_{sy}	Manyetik alan dayanımı
I_c	Maksimum kontrolör akımı
$I_{d,q}$	d ve q eksen akımı
I_h	Harmonik akımın efektif değeri
I_{LR}	Dönmeyen rotor akımı
$I_{LR(\Delta)}$	Üçgen bağlı dönmeyen rotor akımı
$I_{LR(Y)}$	Yıldız bağlı dönmeyen rotor akımı
I_{ph}	Dönmeyen rotorda faz akımı
i_a, i_b, i_c	İnverter faz akımları
i_{rd}, i_{rq}	Stator referans ekseninde ifade edilen sırası ile boyuna ve enine eksen rotor akımları
$\bar{i}_r (\bar{i}'_r)$	Rotor referans ekseninde ifade edilen rotor akımlarının uzay fazörleri
$\bar{i}'_r (\bar{i}''_r)$	Stator referans ekseninde ifade edilen rotor akımlarının uzay fazörleri
$\bar{i}_{rd}, \bar{i}_{rq}$	Stator referans ekseninde ifade edilen boyuna ve enine eksen rotor akımları
$\bar{i}_s (\bar{i}'_s)$	Stator referans ekseninde ifade edilen stator akımlarının uzay fazörleri
$\bar{i}'_s (\bar{i}''_s)$	Rotor referans ekseninde ifade edilen stator akımlarının uzay fazörleri
$\bar{i}_{sm} (\bar{i}''_{sm})$	Mıknatıslama akı yönlendirmeli referans ekseninde stator akımlarının uzay fazörleri
i_{sA}, i_{sB}, i_{sC}	sA, sB, sC fazlarındaki stator akımlarının değeri
i_{sD}, i_{sQ}	Sabit referans ekseninde ifade edilen sırası ile boyuna ve enine eksen stator akımları
i_{sd}, i_{sq}	Rotor referans ekseninde ifade edilen sırası ile boyuna ve enine eksen stator akımları
i_{sx}, i_{sy}	Akı ve moment üreten stator akımı bileşenleri
k_{d1}	Dağılım faktörü
k_{pn}	n. harmonik adım faktörü
k_{p1}	Temel adım faktörü
$k_{pn(1)}, k_{pn(2)}$	Bobin teki için adım faktörü
k_{sn}	n. harmonik sargı faktörü
k_{w1}	Temel sargı faktörü
k_{wn}	n. harmonik sargı faktörü
L	Endüktans
L_F	Filtre endüktansı
L_M	Mıknatıslama yönünde mıknatıs uzunluğu
L_m	Mıknatıslama endüktansı
L_r, L_{r1}	Sırası ile rotor öz ve kaçak endüktansları
L_s, L_{s1}	Sırası ile stator öz ve kaçak endüktansları
L_{stk}	Silindir uzunluğu
L_{sy}	Akı yolu uzunluğu
ψ	Bobin kaçak akısı
ψ_{1ad}, ψ_{1aq}	d ve q eksen temel kaçak akıları
Φ	Kutup başına akı
Φ_{ad}, Φ_{aq}	d ve q eksen akısı

Φ_g	Hava aralığı akısı
Φ_L	Kaçak akı
Φ_M	Mıknatis akısı
Φ_{Ma}	Faz akımından dolayı ilave edilen akı
Φ_{M0}	Açık devre mıknatis akı yoğunluğu
Φ_r	Remanans akı
Φ_T	Dişin aksel uzunluğunun tümü boyunca geçen akı
Φ_β	β ekseni akısı
Φ_1	Temel akı bileşeni
Φ_{1ad}, Φ_{1aq}	d ve q ekseni endüvi reaksiyonu akısı
$\phi_{\beta,\alpha}$	α ekseninde i akımına göre β sargısının kaçak akısı
$M_{\alpha\beta}$	Karşılıklı endüktans
M_{max}	Maksimum karşılıklı endüktans
m	Bobin sayısı
$m\gamma$	Faz yayılması
μ_{rec}	Rölatif sabit mıknatis manyetik geçirgenliği
μ_0	Açık devre rölatif manyetik geçirgenliği
N_c	Sarım sayısı
N_p	Kutup başına sarım sayısı
N_{ph}	Sarımların toplam sayısı
N_s	Faz başına sarım sayısı
N_1, N_2	Devir/Bobin sayısı
N_α, N_β	α ve β eksenlerinde sarım sayıları
p	Çift kutup sayısı
PC	Manyetik geçirgenlik katsayısı
P_{ends}	Birim başına uç akı geçirgenliği
P_g	Hava aralığı manyetik geçirgenliği
P_L	Rotor kaçak manyetik geçirgenliği
P_{M0}	Mıknatis iç manyetik geçirgenliği
P_{r1}	Birim başına rotor kaçak manyetik geçirgenliği
γ	Sargı eksenleri arasındaki açı
R	Direnç
R_g	Hava aralığı relüktansı
R_{ph}	Faz direnci
r_M	Mıknatis efektif yarıçapı
r_g	Hava aralığının ortasına kadar olan yarıçap
S_a, S_b, S_c	Faz anahtarlama fonksiyonları
sA, sB, sC	Stator fazları
T	Zaman
T_e, t_e	Moment
u_{sA}, u_{sB}, u_{sC}	Üç faz stator gerilimleri
u_{sD}, u_{sQ}	Sabit referans ekseninde ifade edilen sırası ile boyuna ve enine eksen stator gerilim bileşenleri
\bar{u}_r	Rotor referans ekseninde ifade edilen rotor gerilimlerinin uzay fazörleri
\bar{u}'_r	Stator referans ekseninde ifade edilen rotor gerilimlerinin uzay fazörleri
u_{rd}, u_{rq}	Stator referans ekseninde ifade edilen sırası ile boyuna ve enine eksen rotor gerilimlerinin ani değerleri
u_D	Doğrultucunun ani çıkış gerilimi
v_a, v_b, v_c	İnverter faz gerilimleri
V_c	Maksimum kontrolör gerilimi

$V_{d,q}$	d ve q eksen gerilimleri
V_k	İnverter çıkışındaki gerilim uzay vektörü
$V_{\alpha,\beta}(k)$	Gerilim uzay vektörlerinin α , β bileşenleri
V_M	Kutup başına mıknatıs hacmi
v^*	Referans gerilim vektörü
W_{Fe}	Demir kaybı
W_g	Hava aralığında bulunan kutup başına manyetik enerji
W_{Te}	Fuko akımı kaybı
W_{Ye}	Stator boyunduruğu fuko akımı kaybı
$X_{ad,aq}$	Hava aralığı reaktansı d ve q eksen bileşenleri
X_d	Hava aralığı reaktansı
X_q	q eksen hava aralığı reaktansı
X_s	Senkron reaktans
X_{sg}	Hava aralığı senkron reaktansı
X_{s0}	Per unit senkron reaktansı
X_σ	Faz başına kaçak reaktans
ξ	Rotor pozisyonu
$\theta_{a,b}$	Büküm noktası açısı
$\omega_{D,Q}$	D ve Q noktası açısal hızı
ω_m	Mekaniksel açısal hız
ω_s	Açısal hız
ΔI	Akım vektöründeki sapma miktarı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım
DC	Doğru Akım
PWM	Genişlik Darbe Modülasyonu
SMSM	Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
IPM	Interior Permanent Magnet
SPMSM	Surfaced Permanent Magnet Synchronous Motor
FG	Fonksiyon Generatörü
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
MMK	Manyeto Motor Kuvveti
EMK	Elektro Motor Kuvveti
UVPWM	Uzay Vektör Genişlik Darbe Modülasyonu
DTC	Direct Torque Control
FOC	Field Oriented Control



ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 Mıknatıs akısını gösteren iki kutuplu motorun enine kesiti.....	5
Şekil 2.2 Thevenin ve Norton eşdeğer manyetik devreleri.....	7
Şekil 2.3 Verilen boyutlardaki sabit mıknatısın MMK/AKI karakteristiği.....	8
Şekil 2.4 Sert sabit mıknatıs malzemesinin B/H karakteristiği.....	10
Şekil 2.5 Sıcaklığın bir fonksiyonu olarak mıknatıs karakteristikleri.....	12
Şekil 2.6 Mıknatısları rotorun içinde olan motorun, temel akı yolları.....	13
Şekil 2.7 Kutuplardan birinin manyetik eşdeğer devresi.....	13
Şekil 2.8 Manyetik eşdeğer devre hesabı için büyüklükler.....	14
Şekil 2.9 Dönmeyen rotor koşullarında, mıknatısa uygulanan mıknatıslığı giderme sarımlarının gösterimi a) yıldız bağlantı b) üçgen bağlantı.....	20
Şekil 2.10 Dönmeyen rotorda elektriksel bağlantılar için MMK sargılarının hesaplanması....	21
Şekil 2.11 Rotorun kaçak geçirgenliğinin hesaplanması.....	22
Şekil 2.12 Mıknatıs muhafazası a) endüklenen akımın geometrisi b) kısa muhafazada endüklenen daha yüksek bir dirence sahip olabilmektedir c) kayıpları azaltmak için muhafaza izole halkalara bölünebilmektedir.....	24
Şekil 3.1 Sinüs dalga motorlarda kullanılan sabit mıknatıslı rotorlar.....	27
Şekil 3.2 İki kutuplu sinüs dağılımlı sargı: amper iletkeni ve iletken dağılımları.....	29
Şekil 3.3 İki kutuplu sinüs dağılımlı sargı: MMK'in hesaplanması.....	30
Şekil 3.4 İki kutuplu sinüs dağılımlı sargı:.....	30
Şekil 3.5 Sinüs dağılımlı sargılar arasındaki karşılıklı endüktans.....	31
Şekil 3.6 Tam adımlı bobin, kutup başına bir adet düşecek şekilde iki eşit parçaya bölünerek gösterilmiştir.....	36
Şekil 3.7 İki kutuplu makina da, kısa adımlı bobin.....	36
Şekil 3.8 Şekil 3.7'deki kısa adımlı bobinler tarafından üretilen akımın dağılımı.....	37
Şekil 3.9 Lap ve eş merkezli sargılar.....	39
Şekil 3.10 Bobin MMK'inin vektörel toplamı, sargı dağılım faktörünün örneklendirilmesi.....	40
Şekil 3.11 Eğikliğinin hava aralığı akı yoğunluğu üzerindeki etkileri.....	40
Şekil 3.12 Eğiklik etkileri.....	41
Şekil 3.13 X_d 'nin hesaplanmasındaki geometri.....	43
Şekil 3.14 d eksenini hava aralığı akı dağılımı.....	44
Şekil 3.15 X_d 'yi hesaplamak üzere geometrinin geliştirilmesi a) spoke tip b) IPM tip c) mıknatısları yüzeyde olan tip.....	45
Şekil 3.16 Gerçek ve eşdeğer sinüs dağılımlı sargılar.....	45
Şekil 3.17 X_{aq} 'nin hesaplanması için geometri.....	51
Şekil 3.18 Yuvarlak kutuplu sinüs dalga motorun fazör diyagramı.....	52
Şekil 3.19 d ve q eksenleri bileşenlerine ayrılmış akım ve gerilimler ile motor durumunda çıkık kutuplu sinüs dalga motorun fazör diyagramı a) mıknatıslığı gideren d eksenini akımı.....	54
Şekil 3.20 Yuvarlak kutuplu (mıknatısları rotorun yüzeyinde olan) sabit mıknatıslı senkron motor için daire diyagramı.....	57
Şekil 3.21 Yuvarlak kutuplu sinüs dalga motorun moment/hız karakteristiği.....	58
Şekil 4.1 Düzgün bir stator da hava aralığı akı yoğunluğu dağılımı.....	63
Şekil 4.2 Üst üste bindirilmiş kenar fonksiyonları-dar mıknatıs kutup yayı.....	64
Şekil 4.3 Hava aralığı akı yoğunluğu dağılımında eğikliğinin etkisi.....	65
Şekil 4.4 Eğiklik etkisinin integrali.....	66
Şekil 4.5 Hava aralığı akı yoğunluğu dağılımı-oluk açma etkisi.....	66
Şekil 5.1 "Sert" sabit mıknatıs malzemenin tipik histerezis çevrimi.....	68
Şekil 5.2 Sabit mıknatıs malzemenin, mıknatıslama ve çalışmada önemli noktaları.....	69

Şekil 5.3 Elektriksel çelikler için tipik DC mıknatıslama eğrileri	72
Şekil 5.4 Çekirdek kaybının hesaplanması için dış akısı dalga şekilleri.....	75
Şekil 5.5 Çekirdek kaybının hesaplanması için boyunduruk akısı dalga şekilleri.....	76
Şekil 5.6 Demir kaybı verileri.....	78
Şekil 6.1 Sabit mıknatıslı senkron motorun stator ve rotor akımı uzay fazörleri ve uyarma akısı	82
Şekil 6.2 Temel hız bölgesinde optimal çalışma koşulunda stator akımı uzay fazörleri a) motor çalışma b) fren çalışma.....	83
Şekil 6.3 Alan zayıflama aralığında sabit mıknatıslı senkron motorun uzay fazörleri	84
Şekil 6.4 Sabit mıknatıslı senkron makinanın sürekli hal fazör diyagramları a) temel hızın altındaki çalışma b) temel hızın üstündeki çalışma.....	85
Şekil 6.5 PWM inverter beslemeli sabit mıknatıslı senkron motor a) basitleştirilmiş devre b) daha detaylı devre	87
Şekil 6.6 Kutupsal koordinatları kullanan rotor yönlendirmeli kontrollü sabit mıknatıslı senkron motorun blok diyagramı	89
Şekil 6.7 Kartezyen koordinatları kullanan rotor yönlendirmeli kontrollü sabit mıknatıslı senkron motorun blok diyagramı	92
Şekil 6.8 Kontrolör gecikmesinin etkileri	92
Şekil 6.9 Mıknatısları rotorun içinde bulunan sabit mıknatıslı senkron makinada sonuç ve bileşen akı yoğunluğu dağılımları	94
Şekil 6.10 Mıknatısları rotorun içinde bulunan sabit mıknatıslı senkron makinanın sürekli hal fazör diyagramı	96
Şekil 6.11 Vektör kontrollü mıknatısları rotorun içinde bulunan sabit mıknatıslı senkron motor sürücüsünün basitleştirilmiş bir şeması	97
Şekil 6.12 Mıknatısları rotorun içinde bulunan sabit mıknatıslı senkron makinanın stator akısı yönlendirmeli kontrolün blok diyagramı.....	100
Şekil 6.13 Fonksiyon generatörü FG1 tarafından uygulanan karakteristikler	101
Şekil 6.14 FG2 ile açıklanan karakteristik	102
Şekil 6.15 Mıknatısları rotorun içinde bulunan sabit mıknatıslı senkron motorda momentin kontrolü.....	103
Şekil 6.16 Mıknatısları rotorun içinde bulunan sabit mıknatıslı senkron motor için sabit momentin geometrik yeri.....	105
Şekil 6.17 f_1 ve f_2 fonksiyonları	105
Şekil 6.18 Akı zayıflaması ile etkileşimli çalışan mıknatısları rotorun içinde bulunan sabit mıknatıslı senkron motor sürücüsü	108
Şekil 6.19 Farklı referans sistemlerinde rotor ve stator kaçak akıları.....	109
Şekil 6.20 δ ile belirtilen moment, $ \Psi_s =0.75\Psi_M$	113
Şekil 6.21 δ ile belirtilen moment, $ \Psi_s =\Psi_M$	114
Şekil 6.22 δ ile belirtilen moment, $ \Psi_s =1.5\Psi_M$	114
Şekil 6.23 δ ile belirtilen moment, $ \Psi_s =2\Psi_M$	114
Şekil 6.24 İnverter kaynaklı PMSM	115
Şekil 6.25 Gerilim kaynaklı inverterin gerilim vektörleri ve stator kaçak akısının hareketi ..	116
Şekil 6.26 Stator kaçak akısının kontrolü	117
Şekil 6.27 SMSM için DTC blok diyagramı.....	118
Şekil 6.28 Rotor Açısının Hesaplanması	118
Şekil 6.29 Sabit mıknatıslı senkron motor sürücü sistemi	121
Şekil 6.30 Histerezis akım kontrolörü.....	122
Şekil 6.31 Sabit mıknatıslı senkron motor da inverter devresi	122
Şekil 6.32 PWM akım kontrolörü	123
Şekil 6.33 Üç fazlı gerilim beslemeli bir inverterin güç devresi ve sabit mıknatıslı	

senkron motorun stator sargıları	125
Şekil 6.34 Üç fazlı sistemin eşdeğer iki fazlı sisteme dönüştürülmesi	126
Şekil 6.35 Üç faz koordinat vektörleri ve gerilim uzay vektörü	126
Şekil 6.36 Üç fazlı gerilim beslemeli PWM inverter anahtarlama durumları.....	128
Şekil 6.37 Üç boyutlu bir dik koordinat sisteminde inverter anahtarlama durumlarına karşı gelen gerilim vektörlerinin ifadesi	130
Şekil 6.38 Üç fazlı gerilim beslemeli PWM inverterin a) uzay vektör diyagramı, b) anahtarlama durumlarının sembolik ifadesi.....	131
Şekil 6.39 Bir PWM inverterin meydana getirdiği gerilim vektörleri ve referans vektör	133
Şekil 6.40 UVPWM modülatörün a) sinyal akış diyagramı b) sürekli giriş sinyali ve ayrı çıkış sinyali	134
Şekil 6.41 a) Optimum anahtarlama düzeni b) uzay vektör diyagramı eşdeğeri	137
Şekil 6.42 Temel peryot içerisindeki inverterin anahtarlama düzeninin grafik gösterimi	138
Şekil 6.43 Sabit mıknatıslı senkron motor sürücü sistemi blok diyagramı.....	140
Şekil 6.44 Fazlar arası gerilimin değişimi (300 dev.)	141
Şekil 6.45 Fazlar arası gerilimin değişimi (600 dev.)	141
Şekil 6.46 Elektromanyetik moment değişimi (300 dev.).....	142
Şekil 6.47 Elektromanyetik moment değişimi (600 dev.).....	142
Şekil 6.48 Rotor hızı değişimi (300 dev.)	143
Şekil 6.49 Rotor hızı değişimi (600 dev.)	143
Şekil 6.50 Üç faz stator akımları değişimi (300 dev.).....	144
Şekil 6.51 Üç faz stator akımları değişimi (600 dev.).....	144
Şekil 6.52 Rotor açısının değişimi (300 dev.).....	145
Şekil 6.53 Rotor açısının değişimi (600 dev.).....	145

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 2.1 Manyetik/Elektrik devre benzerliği	6
Çizelge 2.2 Manyetik birimler için çevirme faktörleri.....	10
Çizelge 6.1 İnverterler için uygun anahtarlama tablosu	116
Çizelge 6.2 Lojik devre	122
Çizelge 6.3 Sektörlere göre ileri ve geri aktif vektörler.....	131
Çizelge 6.4 İnverter anahtarlama fonksiyonları ve anahtarlama durumlarına karşı gelen gerilim uzay vektörünün α , β bileşenleri	132
Çizelge 6.5 Motor parametreleri	139



ÖNSÖZ

Tez konusunun seçimi ve oluşumu esnasında bana yol gösteren ve her türlü yardımı gösteren tez danışmanım sayın Doç. Dr. M. Hadi Sarul'a ve beni hiçbir konuda maddi manevi yalnız bırakmayan sevgili aileme,

Tez aşaması sırasında sıkıntılı günlerimde her zaman yanımda olan sevgili arkadaşlarım M. Özge Alkan'a ve Kurtuluş Oflaz'a,

sonsuz teşekkürlerimi ve saygılarımı sunarım.



ÖZET

Sabit mıknatıslı senkron makinalarda elektriksel uyartımlı alan sargılarının yerine sabit mıknatıslar kullanılmıştır. Sabit mıknatıslı motor da akı, mıknatıslar tarafından sağlanmaktadır. Tasarımın en önemli parametresi akıdır. Moment eşitliğinin ve hız/moment karakteristiğinin hesaplanmasında kullanılmak üzere akımın hesaplanmasındaki metotlar ele alınmıştır. Sabit mıknatıslı motorların gelişimi, fırçaların, bileziklerin ve alan sargılarındaki bakır kayıplarının çıkartılması ile, daha yüksek verim elde edilmesini de sağlayan bir çok avantajı içermektedir.

İdeal bir senkron motorun gelişimi, sinüs dağılımlı sargıların gelişimim ile başlamaktadır. İdeal sinüs dağılımlı sargı ile başlanmasının daha önemli sebebi uzay vektörleriyle en yakın ve en basit ilişkiye sahip olmasıdır. Motor ifadeleri elde edilmiş ve demir kayıpları ile zıt EMK'nun hesaplanmasındaki önemli metotlar incelenmiştir. Sabit mıknatıslar ile ilgili eşitliklerin, parametrelerin ve karakteristiklerin kısa bir tanımlaması verilmektedir.

Bu çalışma da, AC motor kontrolünde yüksek dinamik performans elde etmek üzere vektör kontrolü incelenmiş ve doğrudan moment kontrolü ile karşılaştırılmıştır. Sürme devreleri hakkında bilgi verilmiştir. Uzay vektör PWM metodunun temel prensiplerine ilişkin teorik bilgiler verilmiştir.

SMSM'da vektör kontrolünün yapısı Simulink yazılımında oluşturulan bir blok diyagramı ile incelenmiştir.

Anahtar kelimeler: Sabit mıknatıslı senkron motor, vektör kontrol, uzay vektör PWM, sürücü devreleri, doğrudan moment kontrolü.

ABSTRACT

The electrically excited field windings replaced by permanent magnets in permanent magnet synchronous machines. The flux in a permanent magnet motor is established by the magnets. Flux is the most important parameter in the design. Methods of calculating the current use in the calculation of torque equations and the speed/torque characteristic. Development in the permanent magnet motors has many advantages including the elimination of brushes, slip-rings and rotor copper losses in the field winding, which leads to higher efficiency.

Ideal sinewave motor, developed initially from the basis of sine-distributed windings. The more important reason for beginning with the ideal sine-distributed winding is that it is closely and simply related to the concept of the space vectors. Motor equations are derived and important methods in the calculation of the back-EMF and the core losses are investigated. A brief description of the characteristics, parameters and equations associated with permanent magnets is given

In this study, vector control is investigated for to derive a high dynamic performance in controlling the AC motor, and compared with the direct torque control. A knowledge is given about the drive circuits. Theoretical knowledges about the basic principles of space vector PWM method are given.

The structure of vector controlled permanent magnet synchronous motor is investigated with a block diagram constituted with the Simulink software.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor, vector control, space vector PWM, drive circuits, Direct torque control.

1. GİRİŞ

Senkron makina, kaynağın frekansına ve kutup sayılarına bağlı olarak, her zaman senkron bir hızda dönen sabit hızlı makinadır. Son yıllarda, elektriksel uyartımlı alan sargılarının yerine sabit mıknatısların da bulunduğu motorlar geniş ölçüde kullanılmaktadır (Vas, 1990).

Sabit mıknatıslı senkron motorların büyük bir kısmında sabit mıknatıslar, rotor çekirdeğinin etrafındaki muhafazanın üzerine yerleştirilmektedir. Bu tip motorlar, mıknatısları rotorun üzerinde bulunan sabit mıknatıslı senkron motorlar olarak adlandırılmaktadırlar (SPMSM) (Jahns vd., 1986).

Sabit mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirilmesinin yerine rotor çekirdeğinin içine yerleştirilmesi, motorun moment kapasitesinde bir artışa imkan sağlamaktadır. Endüktansın, rotor açısının bir fonksiyonu olarak değiştiği bir rotor manyetik devresi tasarlayarak senkron motorların reaksiyon momentine ek olarak bir relüktans momenti de üretilebilmektedir. Bu tip motorlar relüktans senkron motor ve sabit mıknatıslı senkron motorun bir üniteye birleştirildiği, mıknatısları rotorun içinde bulunan sabit mıknatıslı senkron motorlar olarak adlandırılmaktadırlar (Ohm, 2000).

Sabit mıknatıs malzemelerinin, yarı iletken anahtarlama elemanlarının ve kontrol teknolojilerinin gelişiminin yarattığı avantajlar, sabit mıknatıslı motor tasarımlarının ve kontrolünün daha gelişmesine olanak tanımıştır (Colby, 1988).

Sabit mıknatıslı motorda akı, mıknatıslar tarafından sağlanmaktadır. Yüksüz durumda hız, gerilim ile doğru ve akı ile ters orantılı iken moment, akım ve akı ile doğru orantılıdır. Açık olarak görünmektedir ki tasarımın en önemli parametresi akıdır. İkinci bölümde EMK'nın moment eşitliklerinin ve hız/moment karakteristiğinin hesaplanmasında kullanılmak üzere akımın hesaplanmasındaki metotlar ele alınmıştır (Hendershot ve Miller, 1994).

Robotik ve uçak teknolojisi gibi yüksek performanslı uygulamalarda arzu edilen çıkış gücüne göre mümkün olan en düşük ağırlık oranıdır. Makinanın güç yoğunluğu, ısı dağılımı kapasitesi ile sınırlıdır. Sabit mıknatıslı motorlarda, bakır, fuko ve histerezis gibi kayıpların büyük bir çoğunluğu statorda gelişmektedir. Rotor kayıpları ihmal edilebilmektedir (Pillay ve Krishnan, 1989).

Sabit mıknatıslı motorların gelişimi, fırçaların, bileziklerin ve alan sargılarındaki bakır kayıplarının çıkartılması ile, daha yüksek verim elde edilmesini sağlayan bir çok avantajı içermektedir. Elde edilen yüksek verim, makinanın ebatlarının da düşmesine olanak sağlamaktadır.

Sabit mıknatısların kullanılmasının bir diğer avantajı da, aynı ebatlardaki makina için, makina karakteristiklerinin, seçilen mıknatısların tipine ve yerleştirme şekillerine göre çok iyi bir şekilde değiştirilebilmesidir.

Sabit mıknatıslı senkron makinalar, klasik senkron makinalara göre aşağıdaki özelliklere göre ayrılmaktadırlar.

- Yüksek hava aralığı akı yoğunluğu.
- Yüksek güç/ağırlık oranı.
- Yüksek moment/eylemsizlik oranı.
- Düzgün moment uygulaması (düşük moment salınımları), düşük hızlarda bile yüksek pozisyon kontrolü sağlayabilmek için.
- Yüksek hız uygulaması.
- Yüksek moment kapasitesi (çabuk ivmelenme ve yavaşlama).
- Yüksek verim ve $\cos \phi$ (Vas, 1990).

İdeal sinüs dalga senkron motorların özellikleri;

- Hava aralığında, mıknatıs akısının sinüsoidal dağılımı;
- Sinüsoidal akım dalga şekilleri; ve
- Stator iletkenlerinin sinüsoidal dağılımı;

İdeal bir sinüs dalga senkron motorun gelişiminin başlangıcı sinüs dağılımlı sargıların gelişimi ile başlamaktadır. Daha sonraları, uygulamada sargıları karakterize edebilmek için harmonik sargı faktörleri ideal, sinüs dağılımlı sargı terimleri ile geliştirilmiştir.

AC makinaların performans eşitliklerinin elde edilmesinde, ideal sinüs dağılımlı sargı ile başlanmasının daha önemli nedeni ise en kompakt şekle sahip olan uzay vektör konseptiyle en yakın ve en basit ilişkiye sahip olmasıdır (Hendershot ve Miller, 1994).

Üçüncü bölümde ideal sinüs dalga sabit mıknatıslı senkron motorun tasarımı incelenmektedir.

Sinüs dalga motorlarda tamamı ile sinüsoidal zıt EMK dalga şekli gereklidir. Teoride bunun elde edilmesi akım dalga şeklinin tetiklenmesi ile mümkündür.

Son zamanlarda tasarımcılar zıt EMK dalga şeklini sinüsoidal normlara mümkün olduğu kadar yakın elde etmeye çalışmaktadırlar (Ackermann vd., 1992).

Dördüncü bölümde, zıt EMK'nın hesaplanmasında farklı koşullar için yaklaşımlarında içeren üç alternatif prosedür anlatılmaktadır. En basit olanı, en geniş şekilde kullanılmakta olan "BLV" metodudur.

Bakır kayıplarından sonra, genelde fırçasız motorlarda güç kaybının ikinci en büyük bileşeni demir kayıplarıdır. Özellikle stator çekirdeği boyunca mıknatıs akı yoğunluğundaki değişimlerden dolayı ortaya çıkmaktadırlar(Hendershot ve Miller, 1994). Beşinci bölümde, demir kaybının hesaplanmasındaki çalışmalar ve sabit mıknatıslar ile ilgili eşitliklerin, parametrelerin ve karakteristiklerin kısa bir tanımlaması verilmektedir.

DC motorlu tahrik sistemlerinin sahip olduğu yüksek dinamik performansın kalitesi DC motorun endüvi ve alan devresinin manyetik olarak ayrı olmasından kaynaklanmaktadır. Yani alan devresi ile endüvi devresi arasında manyetik ilişki yoktur. AC motorlarda da DC motorlarda olduğu gibi moment oluşumu akım ve akının karşılıklı etkileşimi sonucunda oluşur. Ancak AC makinalarda akımın moment ve akı üreten bileşenleri kolaylıkla ayrılmaz. Son yıllarda, bu amacın gerçekleştirilebilmesi için vektör kontrol yöntemleri geliştirilmiş ve DC motorlarda elde edilen yüksek dinamik performans AC motor kontrolünde de elde edilmiştir. Vektör kontrolünün temel prensibi moment ve akı üretimini üstlenen akımın bileşenlerine ayrılmasına ve bunların bağımsız olarak kontrol edilmesine dayanmaktadır (Sarul, 2003).

Vektör kontrol ilk olarak asenkron motorlara uygulanmıştır. Araştırmalar (Richter vd., 1984; Enjeti vd., 1985; Krishnan ve Beutler, 1985) göstermiştir ki sabit mıknatıslı senkron motor, yüksek performanslı servo uygulamaları için asenkron motora çok ciddi bir rakip halini almıştır (Pillay ve Krishnan, 1990).

Relüktans motor ve asenkron motor gibi diğer tip motorları analiz etmek üzere uygulanan iki faz eşdeğer devre modeli (d-q model) sabit mıknatıslı senkron motoruda analiz etmek için uygulanabilmektedir(Ohm, 2000).

Vektör kontrolü ile birlikte doğrudan moment kontrolü incelenmekte ve alan yönlendirmeli kontrol ile doğrudan moment kontrolü arasındaki farklar belirtilmektedir.

Son bölüm de ayrıca sabit mıknatıslı senkron motor sürücü devresi incelenmekte ve PWM ile histerezis akım kontrolörleri arasındaki farklar gösterilmektedir.

Üç fazlı dalga şekillerinin uzay vektörleriyle gösterilmesi fikrine dayanan, sayısal bir PWM darbe üretme tekniği olan UVPWM metodu 6. bölümün son kısmında incelenmektedir. Üç fazlı gerilim beslemeli bir inverterin normal çalışması, aynı koldaki iki elemanın aynı anda

asla iletimde olmamasını gerektirir. Bu nedenle üç fazlı inverter, yapı olarak iki durumlu tek kutuplu üç mekanik anahtar ile tanımlanır. Sabit gerilimli bir DC kaynaktan istenen genlik ve frekansta bir AC gerilim üretmek için inverter, sekiz anahtarlama durumunun birinde çalışmaktadır. İverter anahtarlama durumları ve çıkış gerilim uzay vektörleri son bölümde incelenen konular arasındadır.

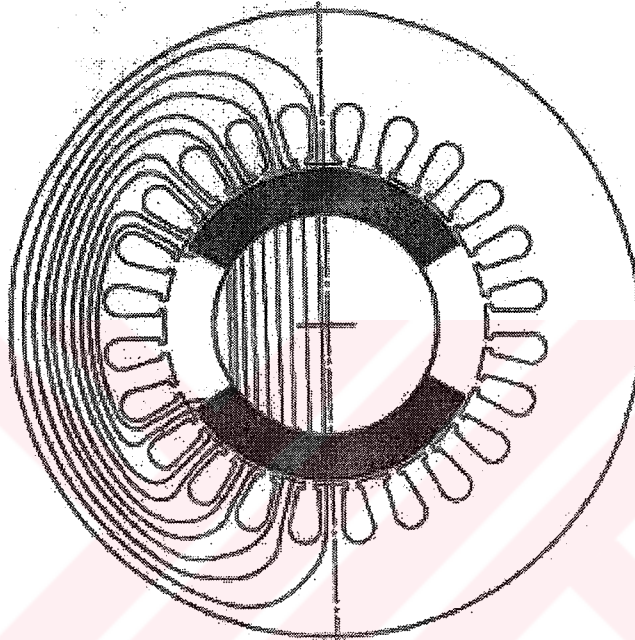
Ayrıca vektör kontrol bölümün de anlatılan kutupsal koordinatlarda kullanılan rotor yönlendirmeli kontrollü sabit mıknatıslı senkron motorun blok diyagramı Simulink yazılımı ile gerçekleştirilmeye çalışılmıştır.



2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR

2.1 Giriş

Fırçasız sabit mıknatıslı motorlarda akı, mıknatıslar tarafından sağlanmaktadır. Yüksüz durumda hız, gerilim ile doğru, akı ile ters orantılı olarak değişirken moment, akım ve akı ile doğru orantılıdır. Bu nedenle, tasarımın en önemli parametresi akıdır. Bu bölümde EMK'nın, moment eşitliklerinin ve hız/moment karakteristiğinin hesaplanmasında kullanılmak üzere, akının hesaplanmasında ki en basit metotlar ele alınacaktır.



Şekil 2.1 Mıknatıs akısını gösteren iki kutuplu motorun enine kesiti

En basit yapılı motor olan iki kutuplu motorun kesiti ve sabit mıknatıs akı dağılımı Şekil 2.1'de görülmektedir. Statora yerleştirilen bobinler, N kutbundan S kutbuna doğru sızan manyetik akı miktarını minimuma indirebilmek için mıknatısa mümkün olduğu kadar yakın yerleştirilirler. Statorun saç tabakalı çelik nüvesi akı kılavuzu gibi hareket etmektedir. Yüksek manyetik iletkenlikli çelik dişler akıyı radyal olarak dar hava aralığının öbür tarafında çekerler ve boyunduruğu çok ufak bir MMK harcayarak N kutbundan S kutbuna doğru döndürür. Rotor göbeğinin rotor içinde basit bir fonksiyonu vardır. Çünkü çelik stator ve rotor çok düşük MMK'yı absorbe ederler, mıknatıslardaki MMK'nın çoğunluğu akıyı hava aralığının öbür tarafında sürmek için mevcut durumda bulunmaktadır.

Stator sargı iletkenlerini, mıknatısa yakın tutarken, bu sargıları statora açılan oluklara yerleştirmek, dar bir hava aralığı uzunluğunu sağlayabilmek için en basit yoldur. Sargıların, statora açılan oluklara yerleştirilmesi, makina tasarımında önemli avantajlar sağlar. Oluklu

yapı sargılar için sabit bir gövde (sabit muhafaza) ve diğerlerine göre de kırılğan bir izolasyon sağlar. Sargılar ve çelik arasındaki, sargıların (dolayısıyla mıknatısların) soğuk tutulmasında önemli olan düşük termal direnç yolunu sağlayan yüzey temas alanını büyük ölçüde arttırmaktadır.

Çelik, akı taşımak için sınırsız bir kapasiteye sahip değildir. Eğer akı yoğunluğu yaklaşık olarak 1.6-1.7 Tesla'yı [T] geçerse, manyetik geçirgenlik de, bu duruma ters bir biçimde azalır. Yaklaşık olarak 2.1T'lik bir akı yoğunluğunda, pratikte çeliğin artan manyetik iletkenliği hava ile aynıdır. Manyetik tasarım, çelikteki akı yoğunluklarının bu seviyelerin altında olabilmelerini sağlamalıdır. Böyle olmadığı takdirde, akıyı, çelik boyunca sürerken mıknatıs MMK'sı ziyan olabilmektedir. Sonuç olarak, sargılar ile bağlantı kuran akı sınırlandırılmalıdır; veya, verilen akıyı sağlamak için gerekli mıknatıs malzemesi miktarı büyük bir şekilde artırılmalıdır.

Çelikte, akı yoğunluğunun sınırlandırılmasının bir diğer sebebi de özellikle statorda, yüksek akı yoğunluğunun tersine demir kayıplarının artmasıdır. Demir kayıpları, histerezis kayıpları ve fuko akımı kayıplarıdır. Fuko akımı bileşeni, saç tabakaların çok ince bir şekilde preslenmesi ile veya yüksek silikonlu çelik kullanımı ile düşürülebilir. Fakat bu yöntemlerin her ikisinde maliyetin artmasına neden olurlar.

Açık bir şekilde akı dişlerde toplanmaktadır. Akı, olukların yarısına kadar, radyan cinsinden yaklaşık çevrenin yarısı kadar bulunan dişlerin içine doğru hava aralığından geçer. Şekil 2.1'de mıknatısları rotorun yüzeyinde bulunan motor tipindeki mıknatıslarda akı yoğunluğu, hava aralığı akı yoğunluğundan biraz daha yüksektir. Bu motor tipinde, yüksek akı yoğunluğu seviyelerinde kullanılabilen ve yüksek enerji mıknatısları olarak da adlandırılan mıknatısların kullanılması uygundur (Kobalt-Samaryum, Neodymium-Demir-Bor). Seramik mıknatıslı motorlar daha düşük akı yoğunluklarında işletilebilir ve maliyetleri biraz daha fazladır.

2.2 Sabit Mıknatıslar ve Manyetik Devreler

Sabit mıknatısa akı kaynağı gözü ile bakılabilir ve manyetik alanda, basit bir elektrik devresine benzeyen manyetik bir devre gibi hesaplanabilmektedir.

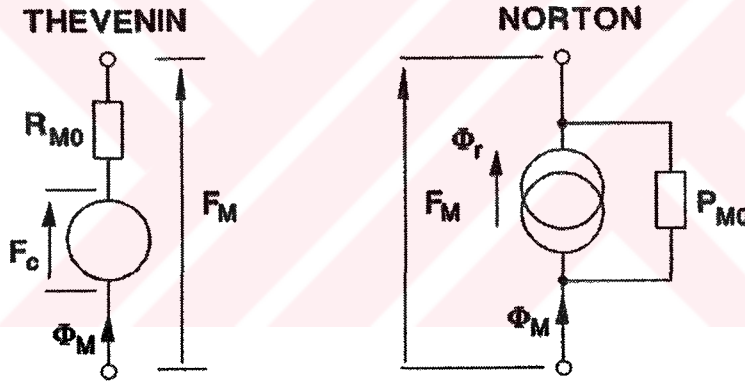
Çizelge 2.1 Manyetik/elektrik devre benzerliği

Manyetik devre parametresi	Elektrik devre parametresi
Akı [Wb]	Akım [A]
MMK [A-t]	Gerilim [V]

Relüktans [A-t/Wb]	Direnç [Ohm]
--------------------	--------------

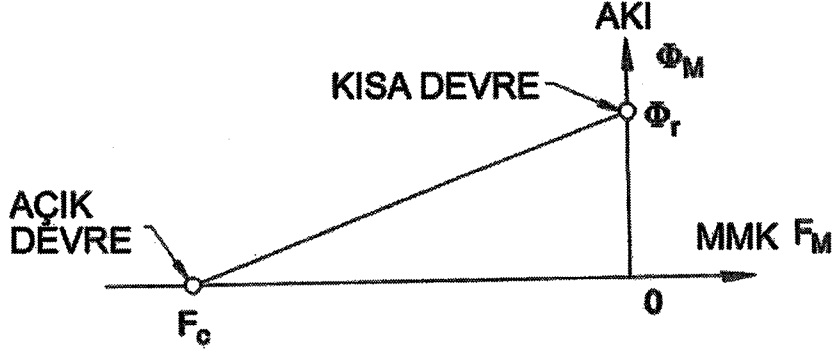
Elektrik devre analizi, ideal akım ve gerilim kaynakları ile Thevenin veya Norton eşdeğer devreleriyle gösterilen gerçek akım ve gerilim kaynaklarını kullanmaktadır, Örnek olarak bir iç dirence seri bağlı gerilim kaynağı veya bir iç kondüktansa paralel bağlı akım kaynağı ($C=1/R$). Benzer şekilde, manyetik devrelerde sabit mıknatis, iç relüktansa seri bağlı bir MMK kaynağını içeren Thevenin eşdeğer devresi ile veya iç manyetik geçirgenliği paralel bağlı akı kaynağını içeren Norton eşdeğer devresi ile gösterilebilir (manyetik geçirgenlik=1/manyetik direnç). Bu iç manyetik geçirgenliği bazen mıknatis kaçak geçirgenliği olarak da adlandırılmaktadır.

Thevenin ve Norton eşdeğer devreleri tamamıyla eşdeğer olup, uygun olan eşdeğer devre kullanılmalıdır. Örnek olarak, Norton eşdeğer devresinde, iç kaçak geçirgenliği, mıknatisların içinde dolaşan akıyı ifade eder ve kutup yüzlerinde ortaya çıkmamaktadır.



Şekil 2.2 Thevenin ve Norton eşdeğer manyetik devreleri

Sabit mıknatis karakteristikleri, kutup yüzlerinde veya terminallerde AKI/MMK ilişkisi terimleri ile grafiksel olarak ifade edilebilir (Şekil 2.3). Bu elektrik kaynağının terminalinde gerilim/akım ilişkisi ile benzerdir. Mıknatis kutupları karşılıklı yumuşak demir tutucu ile bağlanarak kısa devre edilebilir. Bu MMK'nın terminaller boyunca sıfır olmasını sağlar ve mıknatis Şekil 2.3'teki kısa-devre noktasında işletilir.



Şekil 2.3 Verilen boyutlardaki sabit mıknatısın MMK/AKI karakteristiği

Diğer yandan, açık devre koşulları, mıknatıs kutuplarından ayrılan akının sıfır olmasını gerektirir. Bunu sağlayabilmek üzere, akıyı bastırmak için bir dış, mıknatıslığı giderici MMK uygulanmalıdır. Kutuplarda meydana gelen akı sıfır oluncaya kadar dış MMK, mıknatısın iç MMK'sını tamamıyla dengelemelidir. Bunu yapmak yalnızca, dış MMK sağlayan ayrı bir DC bobinli sabit bir mıknatıslayıcı ile mümkündür. Terminalin MMK'sı negatiftir çünkü mıknatısın iç MMK'sı F_c 'ye karşı bulunmaktadır ve tamamıyla o değere eşittir. F_c mıknatıslığı zorlayıcı MMK olarak adlandırılır. Çünkü mıknatısın sıfır akı üretmesi için gerekli olan mıknatıslığı zorlayıcı MMK'dır. Doğrudan, mıknatıslığın giderilmesine yönelik olarak mıknatısın direncini ifade etmektedir.

Sonlu iletken tutucuya doğru üretilen akının miktarı Φ_r , mıknatıslardan elde edilen maksimum akıyı ifade eder. Φ_r remanans akı olarak da adlandırılır. Bu ifade mıknatısta, mıknatıslanmadan sonra ne kadar akı kaldığını anlatabilmek için kullanılan bir terimdir. Mıknatısın, manyetik devrede akıyı sürdürebilmesi, Φ_r 'ye bağlı olduğu kadar, F_c 'ye de bağlıdır. Φ_r 'nin mıknatıs kısa devre koşullarında tutucu tarafından korunan akı olarak düşütülmesi daha iyi olacaktır.

Normal bir uygulamada tutucu bulunmamaktadır ve mıknatıs Φ_r 'nin altında bir akı değerinde işletilmektedir. Bu da hava aralığı boyunca MMK düşümünün, mıknatıs tarafından görüldüğü gibi mıknatıslığı giderici MMK'ında negatif olmasından dolayıdır. Buna ek olarak, faz akımları da mıknatıslığı giderici MMK üretirler.

Mıknatısları uygun bir şekilde karakterize etmek için iki parametre gereklidir. Bunlar F_c ve Φ_r 'dir. Mıknatıs karakteristiğinin eğimi F_c ve Φ_r 'nin durumlarını açıklamaktadır. Verilen remanans akı Φ_r için arzu edilen eğim, yüksek değerli F_c ve mıknatıslığın giderilmesine karşı direncin katkısına kadar mümkün olan en düz olanıdır.

Fırçasız motorlar için en uygun olan mıknatıslar, ferit veya seramik, yüksek enerjili nadir toprak metalleri ve neodymium-demir-bor mıknatıslardır. Bu mıknatısların hepsi teorikte maksimum doğrusal karakteristiğe sahiptirler ve mıknatıslığın giderilmesine karşı yüksek dirençlerinden dolayı sert mıknatıslar olarak sınıflandırılırlar. Alnico vb. diğer mıknatısların bazıları da yüksek remanans akıya sahiptirler. Bunun yanında çok düşük mıknatıslığı giderici MMK'ya ve mıknatıslığı gidermeye karşı düşük bir dirence sahiptirler.

Remanans akı (Φ_r) ve mıknatıslığı zorlayıcı MMK (F_c) sadece malzeme özelliklerine bağlı değildir, aynı zamanda mıknatısların boyutlarına da bağlıdır. Bu durumda, basit manyetik eşdeğer devresi, biraz daha karmaşık hale gelmektedir. Φ_r ile bağlantılı malzeme özelliği, remanans akı yoğunluğu B_r 'dir ve remanans akı, aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\Phi_r = B_r A_M \quad (2.1)$$

Burada, A_M mıknatıs kutup alanıdır. Zorlayıcı MMK (F_c), zorlayıcı mıknatıslama kuvveti veya koersiviteye (H_c) bağlı olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$F_c = H_c L_M \quad (2.2)$$

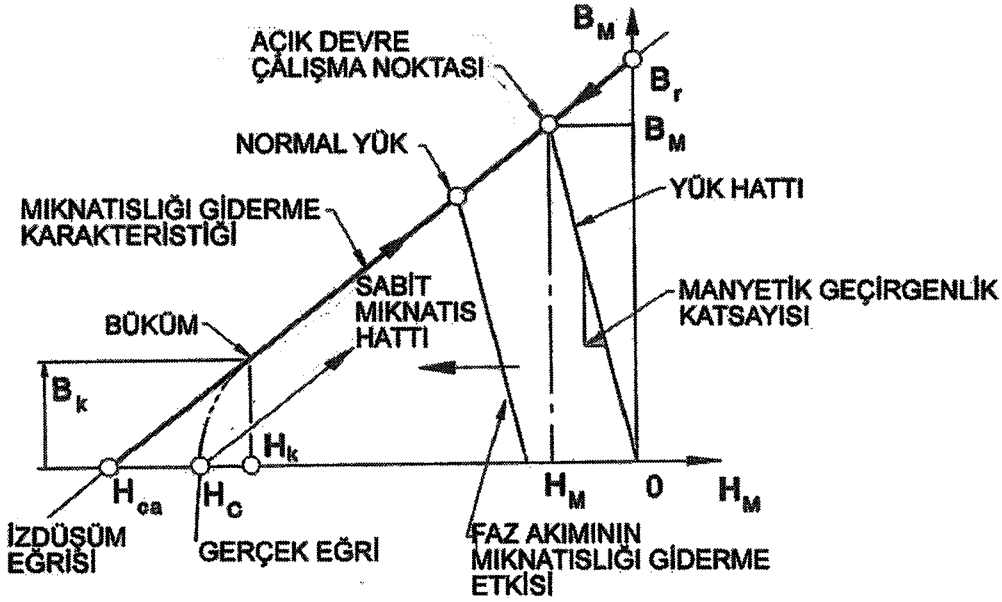
Burada, L_M mıknatıslama yönünde mıknatısın uzunluğudur. Bu eşitliklerden, eğer Şekil 2.3'ün dikey eksenini $1/A_M$ ile yatay ekseninde $1/L_M$ ile ölçeklendirilirse, B_M ve H_M 'e bağlı olarak mıknatısta akı yoğunluğu ve manyetik alan dayanımı elde edilir. Bu durumda mıknatıs akısı Φ_M ve çalışma noktasına düşen MMK F_M aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\Phi_M = B_M A_M \text{ ve } F_M = H_M L_M \quad (2.3)$$

Bu ifadelerle ilgili olarak elde edilen karakteristik (B/H) Şekil 2.4'de görülmektedir.

Şekil 2.4'te mıknatısın çalışma noktası genellikle karakteristik üzerinde aşağı ve yukarıya doğru hareket eder. Bu karakteristik, mıknatıslığı giderici karakteristik olarak adlandırılır. Eğim, sabit mıknatıs manyetik geçirgenliğidir.

Eğer B ve H'nin birimleri ([T] ve [A/m]) olursa mıknatıs karakteristiği bazen H yerine yatay ekseninde $\mu_0 H$ olarak yazılabilir.



Şekil 2.4 Sert sabit mıknatıs malzemesinin B/H karakteristiği

Böylece mıknatıslığı giderme karakteristiğinin eğrisi rölatif sabit mıknatıs manyetik geçirgenliği μ_{rec} 'eşit hale gelmektedir. Sert sabit mıknatıslar 1.0-1.1 aralığında havanın değerine çok yakın bir rölatif sabit mıknatıs manyetik geçirgenliği değerine sahiptirler. Yatay eksen H 'ın $\mu_0 H$ olarak çizilmesi ile, rölatif sabit mıknatıs manyetik geçirgenliği olarak 1 değeri, 45°'lik bir eğime sahiptir.

Görüldüğü gibi, mıknatısı remanans akı yoğunluğu değerinin altında çalıştırmak için hava aralığı mıknatısa sabit bir mıknatıslığı giderici alan uygulamaktadır. Faz sargılarında akım bulunmadığında, tipik olarak, B_M , $0.7-0.95 \times B_r$ olarak açık devre çalışma noktasında bulunacaktır. Orijininden açık devre çalışma noktasına doğru olan çizgi, yük hattı olarak adlandırılır.

Çizelge 2.2 Manyetik birimler için çevirme faktörleri

S.I	c.g.s
1 Tesla	10^4 gauss veya 10 Kg
1 A/m	$4\pi/1000$ Oe
1 kJ/m ³	$\pi/25$ MGOe

Yük çizgisinin eğimi manyetik geçirgenlik katsayısıdır. Yatay ekseninde H yerine $\mu_0 H$ yazılması ile, manyetik geçirgenlik katsayısı değeri tipik olarak 5-15 arasındadır.

Faz sargılarında akımın akmaya başlaması ile ek bir alan, hava aralığı akı yoğunluğunu, dolayısıyla mıknatıs akı yoğunluğunu, açık devre veya yüksüz durumdaki değerine doğru bastırarak çalışma noktasını mıknatıslığı giderme karakteristiğinde aşağıya doğru sürebilmektedir. Faz akımının kesilmesiyle, çalışma noktası açık devre noktasına geri döner ve geri dönüş tamamlanır. Bu gidiş gelişte, çalışma noktasının bu ufak gezintisi mıknatıslığı giderme karakteristiğinin doğrusal parçasının dışına çıkmamaktadır. Mıknatısın normal bir şekilde çalıştığı doğrusal parça sabit mıknatıs hattı olarak adlandırılır.

Şekil 2.4'te sabit mıknatıs hattının negatif H_M ekseni ile kesiştiği nokta H_{ca} zorlayıcı alan şiddeti olarak nitelendirilmiştir. Gerçek doymada zorlayıcı alan şiddeti H_c olarak nitelendirilmiştir.

En iyi cinsteki sert sabit mıknatıslar, ikinci bölge boyunca doğrusal durumda kalan ve bazı durumlarda üçüncü bölgeye girebilen (negatif B_M ve negatif H_M) mıknatıslığı giderme eğrilerine sahip olanlardır. Bu mıknatıslar, içindeki akıyı geri döndürmeye yetecek mıknatıslığı giderme alanına dayanabilirler ve yine de sabit mıknatıslık kayıpsız devam edebilmektedir.

Diğer malzemeler, Şekil 2.4'te de gösterildiği gibi ikinci bölgede bir bükülme noktasına sahiptir. İşletme noktası bükülme noktasının altında etkili olursa, mıknatıslığı giderme alanı da çıktığında, mıknatıslar daha düşük seviyedeki sabit mıknatıs hat boyunca etki eder. Şekil 2.4 mıknatıslığı giderme alanının B_M 'yi sıfır durumuna düşürmeye yeterli olduğu bir durumu göstermektedir. Mıknatıs sabit mıknatıs hattı boyunca remanans akısının %20'sini kaybetmiş durumdadır. Bu kayıp tersine çevrilememektedir.

Oda sıcaklığında, doğrusal bir mıknatıslığı giderme karakteristiğine sahip bir malzemede, ikinci bölgede daha yüksek sıcaklıklarda (bu kobalt-samaryum ve neodymium-demir-bor mıknatısların karakteristiğidir) veya daha düşük sıcaklıklarda (bu seramik mıknatısların karakteristiğidir) bir bükülme noktası gelişebilir.

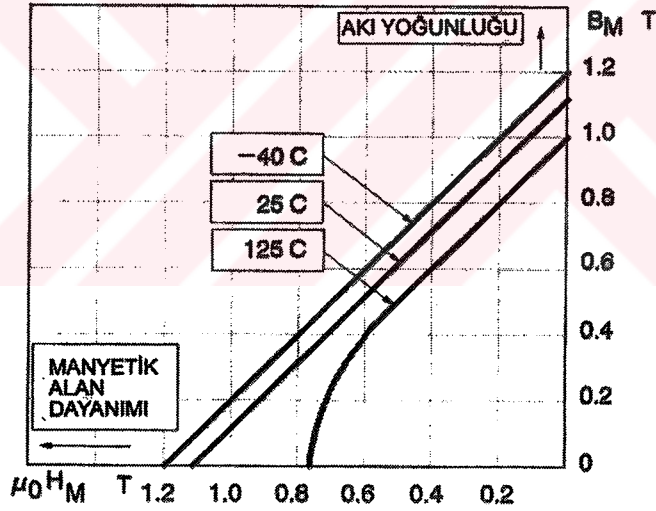
Genellikle, remanans akı yoğunluğu B_r , sıcaklık ile düşmektedir. Bu etki çoğunlukla Celcius derece başına, B_r 'nin tersine çevrilebilir sıcaklık katsayısı terimleri ile belirtilmektedir. Eğer bu katsayı α_{Br} sembolü ile belirtilirse, T derecedeki remanans akı yoğunluğu aşağıdaki gibi hesaplanmaktadır.

$$B_{r(T)} = B_{r(20)} \times [1 + \alpha_{Br} \times (T - 20) / 100] \quad (2.4)$$

$B_{r(20)}$, B_r 'nin 20° deki değeridir.

Mıknatıslığı zorlayıcı alan şiddeti de sıcaklık ile değişir, fakat bu bükülme noktasının değişimi kadar önemli değildir. Manyetik devre hesabından da anlaşılacağı gibi, uygun sıcaklıkta, malzemenin gerçek mıknatıslama eğrilerine göre mıknatıs akı yoğunluğu B_M , B_k 'dan daha büyük bir değere sahiptir (Şekil 2.5). H_c 'nin sıcaklık katsayısı, önemli her bükülme noktası için gerekli bilgiyi sağlamadıkça kullanılmamaktadır.

Mıknatıslığı giderme karakteristiğindeki, sıcaklığın yükselme etkisi, motorun performansını etkilemektedir: ilk olarak, mıknatıs akısını dolayısıyla amper başına momentini düşürerek ve ikincisi, ikinci bölgede bükülme noktasının daha yukarıda bir yere taşınması ile gerekli işletme akımının sınırlandırılmasına neden olmaktadır. Çoğu tasarımda, moment sabitinin değişim aralığı tolere edilen seviyede ve çok küçüktür. Bu yüzden çalışmayı bu güvenli aralığın içinde tutabilmek için sınırlamalar motor sıcaklığında ve faz akımlarında yapılmaktadır. Bu da motor tasarlayanların neden mıknatısların çok yüksek sıcaklıktaki özellikleriyle ilgilenmediklerini açıklamaktadır.



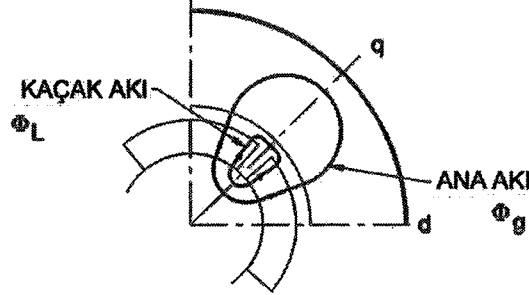
Şekil 2.5 Sıcaklığın bir fonksiyonu olarak mıknatıs karakteristikleri

2.3 Akının Yaklaşık Olarak Hesaplanması

İlk amaç ana akı yollarının belirlenmesi ve farklı bölümlerdeki manyetik geçirgenliğin ve relüktansın seçilmesi olacaktır. Şekil 2.6, dört kutuplu bir motor da ana akı yollarını basit bir şekilde göstermektedir. Ana akı veya hava aralığı akısı Φ_g , hava aralığından geçmektedir ve faz sargılarının bobinlerini bağlamaktadır. Mıknatıs akısı Φ_M , mıknatıs boyunca geçen akıdır. Kaçak akı Φ_L , faz sargıları ile bağlantıyı gerçekleştirememiş mıknatıs akısının bir parçasıdır. Akıların tümü kutup başına tanımlanmışlardır ve birimleri [Wb]'dir. Kaçak katsayısı f_{LKG} ,

hava aralığı akısının mıknatıs akısına oranı olarak tanımlanmıştır ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

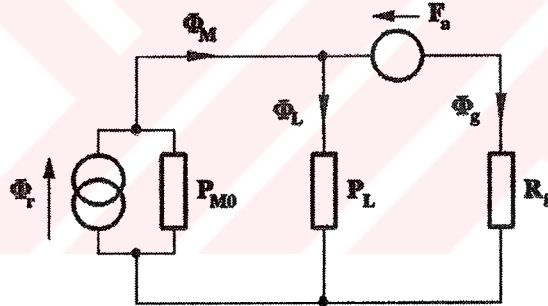
$$f_{LKG} = \frac{\Phi_g}{\Phi_M} = \frac{\Phi_g}{\Phi_g + \Phi_L} \quad (2.5)$$



Şekil 2.6 Mıknatısları rotorun içinde bulunan motorda, temel akı yolları

Kaçak katsayısı 1'den küçüktür ve değeri de motorun cinsine bağlıdır.

Şekil 2.7 bir kutbun manyetik Norton eşdeğer devresini göstermektedir.



Şekil 2.7 Kutuplardan birinin manyetik eşdeğer devresi

Kaçak manyetik geçirgenliği P_L , mıknatıs iç manyetik geçirgenliği P_{M0} ile paraleldir. Faz akımına doğru olan endüvi MMK'sı F_a , hava aralığı manyetik direnci R_g ile seri olarak gösterilmiştir, fakat başlangıçta (açık devre koşullarında) $F_a=0$ olarak kabul edilecektir. Şekil 2.7'de relüktans (prensipte olarak hava aralığının) akıya yönelik manyetik direncini temsil etmektedir. Sargılardan dışarıya doğru mıknatıs akısını saptıran kaçak geçirgenlikle, diğer geçirgenlikler (P) ve dirençler (R) olarak karışık bir şekilde gösterilmektedir. Çelik stator ve rotorun relüktansları basit olması için Şekil 2.7'de gösterilmemiştir. Örnek olarak, çeliğin manyetik geçirgenliği olduğu kabul edilirse, mıknatıs manyetik geçirgenliği P_{M0} aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$P_{M0} = \mu_{rec} \mu_0 \frac{A_M}{L_M} = \mu_{rec} \mu_0 \frac{\beta_M r_M L_{stk}}{p L_M} \quad \text{Wb/At} \quad (2.6)$$

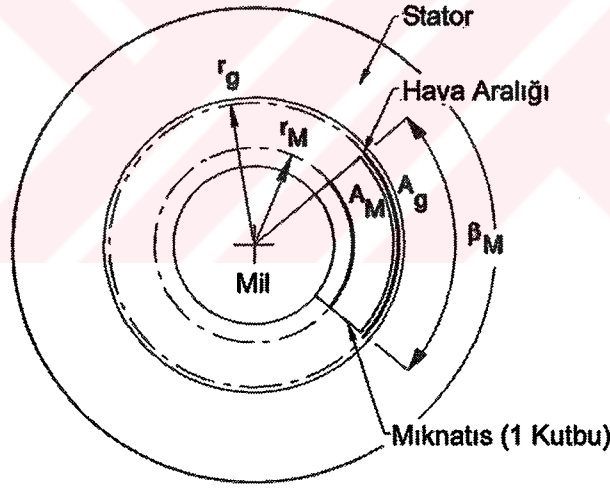
β_M radyan olarak mıknatısın kutup yayı, p çift kutup sayısı, A_M mıknatıs kutup alanı, L_{stk} silindir uzunluğu ve L_M 'de mıknatıslanma yönündeki mıknatıs uzunluğudur.

Birim başına kutup yayı veya kutup yayı/kutup adımı oranı, β_M/π 'ye eşittir ve bu örnekte %90 veya 0.9'dur. r_M yarıçapı, mıknatısın efektif yarıçapıdır, Şekil 2.8'de de gösterildiği gibi mıknatısın iç tarafına kadar ölçülen yarıçaptır; bunun yanında mıknatısın gerçek yarıçapının kullanılması daha güvenli bir yaklaşım olacaktır.

Mıknatıs manyetik geçirgenliği P_{M0} , idealleştirilmiş bir biçimdir. Bu Φ_r/F_c oranından elde edilmiştir ve böylece aynı özelliklerde doğrusal bir mıknatıslığı giderme karakteristiği olarak kabul edilir ve mıknatıstan dışarıya doğru olan bir mıknatıslanmadır.

Hava aralığı relüktansı R_g , aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$R_g = \frac{g'}{\mu_0 A_g} = \frac{1}{\mu_0 L_{stk}} \times \frac{p}{\beta_M} \times \frac{g'}{r_g} \quad (2.7)$$



Şekil 2.8 Manyetik eşdeğer devre hesabı için büyüklükler

Fiziksel hava aralığının ortasına kadar olan yarıçap r_g , hava aralığı kutup alanı A_g 'dir, (2.7) eşitliğinde kullanılan g' , gerekli fiziksel hava aralığı uzunluğu olan g değildir. Oluk açmayı engellemek için Carter katsayısının kullanılmasıyla elde edilen efektif değerdir. Bunun yanında mıknatısları rotorun yüzeyinde olan motorlar da, oluk açmak için modifiye edilen hava aralığı küçüktür çünkü mıknatıs efektif olarak geniş ilave bir hava aralığı gibi hareket etmektedir ve bu yüzden $g'=g$ olması kabul edilebilir.

Remanans akının toplamı, $P_g=1/R_g$ ile sadece hava aralığı boyunca olan kesirli ifade $P_g/(P_{M0}+P_L+P_g)$ 'dir. Bu durumda Φ_g ,

$$\Phi_g = \frac{f_{LKG}}{1 + f_{LKG} P_{M0} R_g} \Phi_r \quad (2.8)$$

dir. Akı yoğunluklarının kendi terimleriyle, $\Phi_r=B_r A_M$ ve $\Phi_g=B_g A_g$ iken $V_s=E+RI+V_b$ ve $\omega_{NL}=V_s/k_E$ eşitliklerinin kullanılması ile, açık devre hava aralığı akı yoğunluğu (B_g),

$$B_g = \frac{f_{LKG} \frac{A_M}{A_g}}{1 + \mu_{rec} f_{LKG} \frac{A_M}{A_g} \frac{g'}{L_M}} B_r = f_{LKG} \frac{A_M}{A_g} B_r \quad (2.9)$$

şeklinde elde edilir. $f_{LKG}<1$ 'e sahip olmanın anlamı, kaçığın hiç olmadığı zaman ki değeri ile karşılaştırıldığında, hava aralığı akı yoğunluğunun düşmesidir. Mıknatıstaki akı yoğunluğunun karşılığı olan B_M yazılabilir.

$$B_M = B_g \times \frac{1}{f_{LKG}} \times \frac{A_g}{A_M} = \frac{\Phi_g}{f_{LKG} A_M} \quad (2.10)$$

$f_{LKG}<1$ iken, verilen hava aralığı akısı için mıknatıs akısı ve akı yoğunluğu hiç kaçak olmadığı zaman ki değerlerinden daha büyüktür. Bu sezgisel olarak, mıknatıs kaçak akıyı, hava aralığı akısının üstünde sağlayabiliyorsa doğrudur.

Mıknatısın işletme noktası hem grafiksel olarak Şekil 2.4'den, hem de mıknatıslığı giderme karakteristiğini açıklayan H_M eşitliğinden hesaplanarak elde edilebilir ve B_M ,

$$B_M = \mu_{rec} \mu_0 H_M + B_r; \quad B_M > B_k \quad (2.11)$$

şeklinde yazılabilir. $B_M > B_k$ eşitsizliği, işletme noktasının bükülme noktasının üzerinde olup olmadığının kontrol edilmesini gerektirmektedir.

Bilinen eşitlikler ile manyetik geçirgenlik katsayısının değeri,

$$PC = \frac{1}{f_{LKG}} \times \frac{L_M}{g'} \times \frac{A_g}{A_M} \quad (2.12)$$

şeklinde yazılabilir. Mıknatısları rotorun yüzeyinde bulunan motorlarda $A_M \approx A_g$ 'dir ve geçirgenlik katsayısı yaklaşık L_M/g' 'ne eşittir. Yüksek geçirgenlik katsayısının elde edilmesinde, remanans akı yoğunluğuna mümkün olduğu kadar yakın bir çalışma için, mıknatıs uzunluğunun hava aralığından daha büyük olması gerekmektedir. Geçirgenlik katsayısı için bir diğer ifade,

$$B_M = \frac{PC}{PC + \mu_{rec}} \times B_r \quad (2.13)$$

şeklinde yazılabilir (Jouve ve Bui, 1993). Fırçasız motorlarda kullanılan sert mıknatısların çoğunluğu için μ_{rec} değeri 1 iken yüksek bir geçirgenlik katsayısı, mıknatısın, remanans noktasına yakın bir değerde işletilmesini sağlamaktadır. $\mu_{rec}=1$ ve $B_M=0.83B_r$ iken değeri 5'tir.

Bu tasarım eşitliklerden de görüldüğü gibi, verilen mıknatıs malzeme ile kutup başına ihtiyaç duyulan yüksek akı, mıknatıs kutup alanı artırılarak elde edilirken, yüksek akı yoğunluğu ihtiyacı, hava aralığı uzunluğu ile ilişkisine göre mıknatısın kalınlığı artırılarak elde edilebilir. Açık devre koşulları için kutup başına mıknatıs hacmi aşağıdaki eşitlik ile gösterilebilir.

$$V_M = \frac{2W_g}{|B_M H_M|} \quad (2.14)$$

W_g , hava aralığında bulunan kutup başına manyetik enerjidir ve $B_g H_g * A_g * g$ 'ye eşittir. Böylece mıknatıs malzemenin hacmini azaltabilmek, mıknatısı maksimum enerji de işletebilmeyi gerektirmektedir $|B_M H_M|$. Eğer mıknatıslığı giderme karakteristiği doğrusal ise, geçirgenlik katsayısının yaklaşık 1'e eşit olmasıyla, $B_M=B_r/2$ iken maksimum enerji oluşmaktadır. Örnek olarak, çalışma noktası mıknatıslığı giderme karakteristiğinin aşağıya doğru tam ortasındadır.

Faz akımlarının mıknatıslığı giderme MMK'sının ve sıcaklık etkilerinin izin vermemesinden dolayı bu teorik sonuç, motor tasarımına asla uygulanamaz.

Yinede, maksimum enerjiye sahip $|B_M H_M|_{max}$, mıknatıs malzemesinden bahsetmek anlamlıdır. Çünkü bu, remanans akı yoğunluğu ve mıknatıslığı giderici kuvvetin her ikisinin de yüksek değerini ifade eden tek sayıdır. BH_{max} şekli geniş bir şekilde farklı mıknatıs cinslerinin dayanıklılığını ifade etmek için kullanılmaktadır ve birimleri genellikle MGOe(megaGauss-Oersteds) veya kJ/m^3 'tür.

2.4 Manyetik Devrenin Nonlineer Hesabı

Bir önceki bölümde manyetik devre hesabında, manyetik devrenin çelik kısımları tarafından absorbe edilen MMK ihmal edilmektedir. Bu nedenle, hesaplama sadece akı yoğunluğunun düşük olduğu seviyeler için geçerlidir. Seramik mıknatıslar kullanan motorlar için bir önceki hesaplama yeterli olabilmektedir. Fakat yüksek enerjili mıknatıslar kullanıldığında genellikle çeliği de hesabın içine katmak gerekmektedir ve bunun için de çeliğin doyma

karakteristiğinden dolayı doğrusal olmayan bir hesaplama gerekmektedir.

Nonlinear hesaplama da, Şekil 2.6'da akı yollarının etrafındaki MMK'nın anlatımında Amper kanunu kullanılmıştır. Bu, Şekil 2.6'da ana hava aralığı akısını belirten dıştaki çevrimi ve kaçak akıyı belirten daha içteki çevrimi içermektedir. İşleyiş manyetik devre etrafındaki MMK düşümünün eklenmesi, çeliğin doğrusal olmayan B/H eğrisinin hesaba katılması ve toplamlarını, mıknatısın görünür açık devre MMK'sına eşitlemek şeklindedir. Bu tanımlamanın sonucu olarak F_{ca} ,

$$F_{ca} = H_{ca} L_M \quad (2.15)$$

şeklinde yazılabilir. H_{ca} mıknatısın görünür doymada zorlayıcı alan şiddetidir. Bu Şekil 2.4'te de tanımlanmıştır ve ikinci bölgede mıknatıslığı giderme eğrisinde oluşabilecek bükülmeden dolayı genellikle gerçek zorlayıcı alan şiddetine göre daha büyüktür. Doğrusal hesaplamada olduğu gibi, doğrusal olmayan hesaplama da da başlangıçta çözüm için B_M 'nin, bükülme noktası olan B_k değeri altına düşmeyeceği kabul edilir ve bağımsız olduğu kabul edilmelidir.

Her MMK düşümüyle birlikte oluşan ve hava aralığı ile başlayan, hava aralığı akı yoğunluğu başlangıçta (2.9) eşitliğinde hesaplanan değere eşit kabul edilmektedir.

$$F_g = g' \times \frac{B_g}{\mu_0} \quad (2.16)$$

Stator boyunduruk akısının kutup alanının yarısı boyunca hava aralığından geçen akıya eşit olduğu kabul edilmektedir. Stator boyunduruk akı yoğunluğu B_{sy} ,

$$B_{sy} = B_g \times \frac{A_g}{A_{sy}} \quad (2.17)$$

şeklinde yazılabilir. Burada, A_{sy} boyunduruğun enine kesit alanıdır. H_{sy} ,

$$H_{sy} = H_{sy}(B_{sy}) \quad (2.18)$$

şeklinde yazılabilir. Fonksiyonel işaretler, çeliğin B/H eğrisi boyunca doğrusal interpolasyonunu ifade etmektedir. Bir diğer anlatımla, boyunduruk akı yoğunluğu, (2.17) eşitliğinden hesaplanırsa, manyetik alan dayanımı H_{sy} B/H eğrisinden elde edilmektedir. F_{sy} ,

$$F_{sy} = H_{sy} \times L_{sy} \quad (2.19)$$

dir. Burada, L_{sy} , kutup adımının yarısında, stator boyunduruğu boyunca akı yolunun uzunluğudur. Benzer eşitlikler, stator dişleri ve rotor boyunduruğu için verilen MMK bileşenleri, sırasıyla F_{st} ve F_{ry} yazılabilir. Mıknatıs akısı Φ_M ve B_M ,

$$\Phi_M = \frac{\Phi_g}{f_{LKG}} \quad (2.20)$$

$$B_M = \frac{\Phi_M}{A_M} = \frac{B_g A_g}{A_M f_{LKG}} \quad (2.21)$$

şeklinde yazılabilir. H_M 'i B_M 'den bulmak için (2.11) eşitliği kullanılırsa F_M ,

$$F_M = H_M \times L_M \quad (2.22)$$

dir. MMK düşümlerinin hepsi birbirine eklendiğinde aşağıdaki eşitlik elde edilmektedir.

$$F = F_g + F_{sy} + F_{st} + F_{ry} + F_M \quad (2.23)$$

İterasyonun prensibi, $F > F_{ca}$ ise, B_g azalır ve hesaplama tekrar edilir, $F < F_{ca}$ olduğunda ise, B_g artar ve hesaplama tekrar edilir ve bu F , F_{ca} 'nın %1'i oluncaya kadar devam etmektedir. (2.23) eşitliğinin sağ tarafı hesaplanırken Newton metodu kullanılabilir.

2.5 Endüvi Etkisi ve Mıknatıslığı Giderme

Normal çalışmada akım, kontrolör tarafından sınırlandırılır, böylece mıknatıs kalınlığı ve zorlayıcı alan şiddeti yeterince büyük olduğunda, mıknatıslığı giderme riski bulunmamaktadır. Bunun yanında, normal olmayan çalışma koşulları büyük akımlar üretebilirler: Örnek olarak, rotor dönmezken, tüm gerilim uygulandığında, akım sadece sargı dirençleri ile sınırlandırılabilir. Bu akım “dönmeyen rotor akımıdır” ve genellikle nominal akımdan (anma akım) birkaç kat daha büyüktür. Büyük mıknatıslığı giderme akımlarının oluşmasına neden olan bir diğer çalışma koşulu da aşırı hızlanmadır, bu durum DC kaynak geriliminin zıt EMK'nın altına düştüğü zaman meydana gelmektedir. Bu aşırı hızlanma, yüklerin motorun boşa çalışmadaki hızından daha hızlı bir hızda sürüldüğü zaman görülmektedir. Motor, sabit mıknatıslı generatör halini alır. Genellikle DC kaynağa bağlı büyük bir kapasitör filtre gibi, sargı direncinden daha küçük bir empedansı gösterir ve büyük akımlar geçebilir.

Mıknatısta en kötü mıknatıslığı giderme koşulunu tahmin etmek önemli bir durumdur. Bu bölümde anlatılan hesaplama yöntemi sadece yaklaşık bir tahmindir. Pratikte, en kötü mıknatıslığı giderme koşulları genellikle çeliğin belirgin doyma koşullarıyla oluşmaktadır.

Burada, çeliğin doyma koşulları dikkate alınmadan, doğrusal bir hesaplama kullanılmış ve en kötü durum olan, dönmeyen rotor akımı I_{LR} akarken oluşan dönmeyen rotor akımı durumu esas alınmıştır. Stator amper sınımları F_{LR} , Şekil 2.6'da iç ve dış çevrimlerin arasında

toplanmış olarak kabul edilir. Şekil 2.7'de de gösterildiği gibi F_{LR} , MMK kaynağı olarak görülmektedir. Mıknatısta akıyı ve akı yoğunluğunu hesaplamak için süperpozisyon yöntemi kullanılabilir ve akı ve akı yoğunluğu aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\Phi_M = \Phi_{M0} - \Phi_{Ma} \quad \text{ve} \quad B_M = B_{M0} - B_{Ma} \quad (2.24)$$

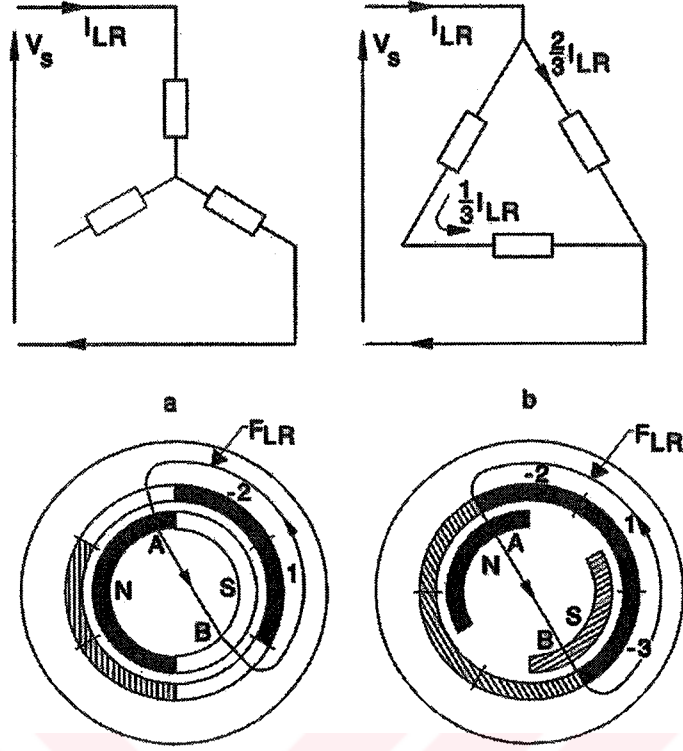
Burada, B_{M0} , mıknatısta (2.10) eşitliğinde elde edildiği gibi akı yoğunluğunun normal açık devre değeridir, B_{Ma} ise faz akımından dolayı ilave edilen bileşeni gösterir. Şekil 2.7 yardımıyla faz akımından dolayı ilave edilen akı Φ_{Ma} ,

$$\Phi_{Ma} = B_{Ma} A_M = \frac{f_{LKG} P_{M0} F_{LR}}{1 + f_{LKG} P_{M0} R_g} \quad (2.25)$$

şeklinde, (2.6) eşitliğinin kullanılmasıyla akı yoğunluğu B_{Ma} ,

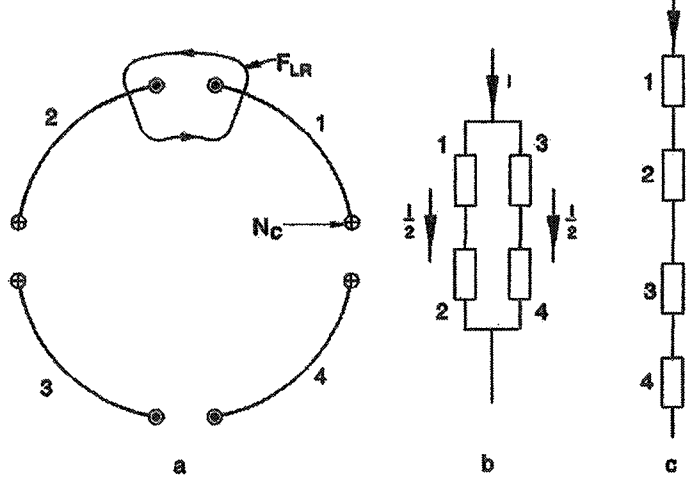
$$B_{Ma} = \frac{\mu_{rec} \mu_0 F_{LR}}{L_M} \times \frac{f_{LKG}}{1 + f_{LKG} P_{M0} R_g} = \frac{\mu_{rec} \mu_0 F_{LR}}{L_M} \quad (2.26)$$

şeklinde elde edilir. F_{LR} 'nin değeri, sargılar üzerindeki donanım ve bağlantılara bağlıdır. Şekil 2.9 rotorun iki parçalı pozisyonunda, yıldız ve üçgen bağlı kare dalga motor için mıknatıslığı giderme koşullarını göstermektedir. Şekil 2.9.a'da dönmeyen rotor akımı I_{LR} faz 1'de pozitif yönde ve faz 2'de negatif yönde geçmektedir. Motorun enine kesitinde, her fazın amper iletkenleri 60°'lik sargı bölgesindedir. Çünkü faz sargı eksenleri 120° ile yer değiştirir. Şekil 2.9'da siyaha boyalı olarak görüleceği üzere faz 1 ve 2'nin bitişik sargı bölgeleri akımı aynı yönde taşırlar ve 120°'lik birleşik bir sargı bölgesi oluştururlar. Makinanın diğer tarafında geriye dönen iletkenler ters yönde taralı şekilde gösterilen 120°'lik bir akım bölgesi oluştururlar. Birleşik 120°'lik pozitif akım bölgesi Şekil 2.9.b'de gösterilmiştir. Rotor ve stator çelikleri manyetik geçirgenlikli olduklarında, MMK'in çoğu, A ve B'ye seri olarak iki mıknatıs ve hava aralığı boyunca elde edilen MMK, F_{LR} 'dir.



Şekil 2.9 Dönmeyen rotor koşullarında, mıknatısa uygulanan mıknatıslığı giderme sarımlarının gösterimi a) yıldız bağlantı b) üçgen bağlantı

Şekil 2.10 dört kutuplu motor için kutup başına bir bobinde F_{LR} 'nin sadece bir fazın bobinleri gösterilerek elde edilmesini göstermektedir. Her bobin N_c sarımlarına sahiptir ve F_{LR} 'ye yakın faz bölgesindeki amper iletkenlerin sayısı $2N_c I_{ph}/a$ olup, I_{ph} dönmeyen rotorda faz akımıdır. a'da sargılara doğru olan paralel kolların sayısı olup, Şekil 2.10.b'de $a=2$, Şekil 2.10.c'de ise $a=1$ 'dir.



Şekil 2.10 Dönmeyen rotor elektriksel bağlantılarında, MMK sargılarının hesaplanması

Bazı durumlarda F_{LR} 'nin, N_c terimi yerine, her faza seri, sarımların toplam sayısı ile ilgili olan N_{ph} terimi ile ifade edilmesi daha uygun olmaktadır. Bu bobin/kutup sayısının 1'den farklı olduğu durumları kapsamaktadır. Bobinlerin hepsi seri ise $N_{ph}=N_c \times \text{kutup sayısı}$ dır. Eğer "a" paralel yolları bulunuyorsa $N_{ph}=N_c \times \text{kutup sayısı}/a$ 'dır. Kutup çifti sayısı p terimleri ile, iki faz F_{LR} 'ye katkıda bulunur ve $I_{LR}=I_{ph}$ 'dir. Bu durumda F_{LR} ,

$$F_{LR} = 2 \text{ faz} \times \frac{I_{ph}}{a} \times 2N_c = 2 \times \frac{I_{ph}}{a} \times \frac{2N_{ph}a}{2p}$$

$$= \frac{2N_{ph}I_{LR(Y)}}{p} \text{ (2 hava aralığı)} \quad (2.27)$$

şeklinde yazılabilir. Yıldız bağlıda dönmeyen rotor akımı yaklaşık olarak $I_{LR(Y)}=V_s/2R_{ph}$ 'a eşittir. R_{ph} faz direncidir.

Şekil 2.9.b'de üçgen bağlı motor gösterilmiştir. Bir iletim boyunca, DC akımı I_{LR} paralel iki kol arasında eşit olmayan şekilde paylaşılır ve $2/3$ 'ü faz 1 doğrultusunda giderken $1/3$ 'ü ters olarak 2 ve 3 fazlarında ilerler. Her iki koldaki akımın oranı 2:1'dir veya tersine bir oran olarak düşünersek bir kol R_{ph} direncine sahipken diğer kol $2R_{ph}$ direncine sahiptir. Sonuçta şekil 2.9.b'de de gösterildiği gibi amper iletkenleri 180° çekilirler. Merkezde faz 1'e denk gelen 60° bölgesinde, $N_{ph} \times 2I_{LR}/3$ kadar amper iletkeni bulunmaktadır. Bu 60° bölgesinin dışındaki 2 ve 3 fazına denk gelen yerlerde ise $N_{ph}I_{LR}/3$ kadar amper iletkeni bulunmaktadır. Toplam amper iletkeni sayısı $(2/3+2 \times 1/3) \times N_{ph}I_{LR}$ veya $4N_{ph}I_{LR}/3$ 'tür. Burada $F_{LR(\Delta)}$,

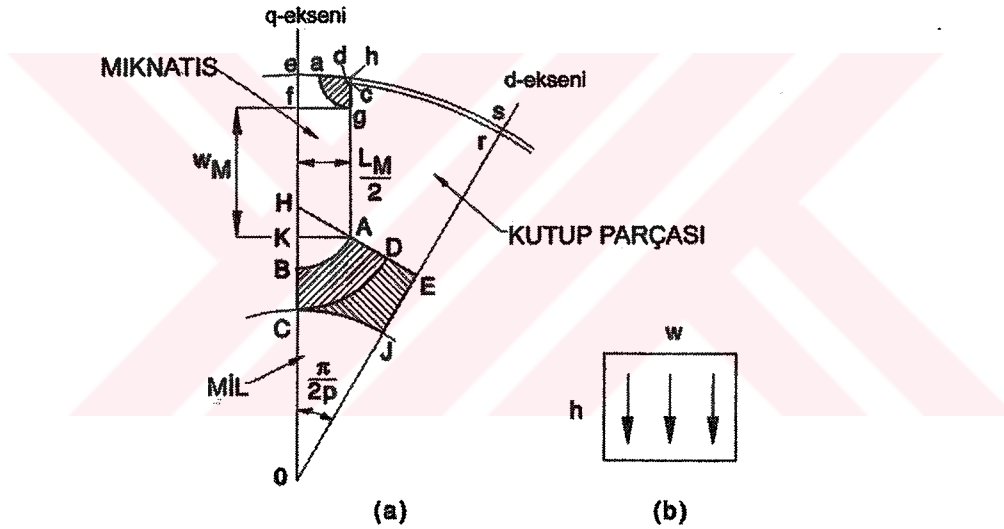
$$F_{LR(\Delta)} = \frac{4}{3} \times \frac{N_{ph} I_{LR(\Delta)}}{p} \quad (2 \text{ hava aralığı}) \quad (2.28)$$

şeklinde elde edilir. Üçgen bağlıda dönmeyen rotor akımı yaklaşık $I_{LR(\Delta)} = 3V_s / 2R_{ph}$ 'a eşittir.

B_M 'nin yük altındaki değeri (2.26-2.28) eşitlikleriyle beraber (2.24) eşitliğinden elde edilmektedir. Bükülme bölgesi değeri B_k 'dan daha düşük değerde olmamalıdır. Üçgen ve yıldız bağlı durumların her ikisinde de F_{LR} ,

$$F_{LR} < \frac{2(L_M + g)}{\mu_{rec} \mu_0} \times (B_{M0} - B_k) \quad (2.29)$$

şeklinde elde edilir. B_{M0} (2.13) eşitliğinden elde edilmektedir. Bu eşitlikten, mıknatışlı giderme amper sarımları F_{LR} 'nin, seri halde bulunan iki mıknatıs (L_M) ve hava aralıkları (g) boyunca Amper kanunuyla ilişkili olduğu kabul edilmektedir.



Şekil 2.11 Rotor kaçak geçirgenliğinin hesaplanması

2.6 Rotorun Kaçak Geçirgenliğinin Hesaplanması

Rotor kaçak geçirgenliği P_L akı yolu veya sonlu eleman analizinin basitleştirilmiş metotları ile hesaplanabilmektedir. Şekil 2.11.a motorun yarım kutup bölümünü göstermektedir. Üç ana kenarlı bölge bulunmaktadır. Bu bölgeler cgad, ADCB, DEJC'dir. Bunlardan ADCB ve DEJC potansiyel manyetik veri yolu $0q$ ile (q eksen) kutup parçasının arkasından bitişik kutup parçasına geçen rotorun kaçak akı manyetik geçirgenliğini göstermektedir. Diğer yandan cgad kutup yüzünde hava aralığı manyetik geçirgenliğini arttıran, hava aralığından geçen kenar akı manyetik geçirgenliğini göstermektedir.

2.6.1 ADCB Manyetik Geçirgenliği

Bu manyetik geçirgenlik, akı hatlarının eş merkezli yay olarak kabul edilmesiyle hesaplanabilmektedir. AHB açısı θ olsun. Bir şeridin iki yay ile sınırlandırıldığı göz önünde bulundurulduğunda, merkezi H, r ve r+dr, eşpotansiyel yüzeyleri AD ve CD arasında olduğunda, bu şerit boyunca akı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$d\Phi = \mu_0 FL_{stk} \frac{dr}{d\theta} \quad (2.30)$$

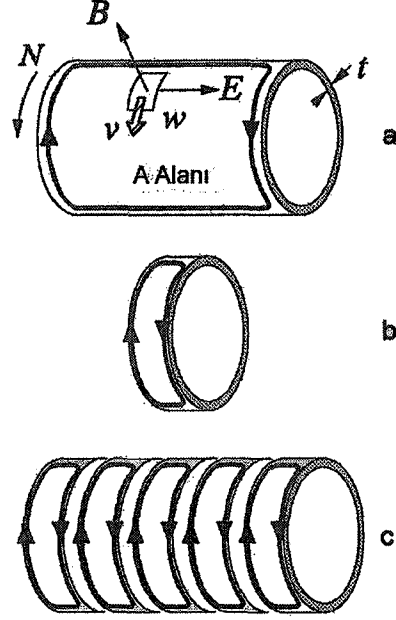
F, MMK veya AD ve CD yüzleri arasına düşen manyetik potansiyeldir. AD ve CD yüzleri arasındaki toplam akı ise aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\Phi = \frac{\mu_0 FL_{stk}}{\theta} \int_{r_1}^{r_2} \frac{dr}{r} = \frac{\mu_0 FL_{stk}}{\theta} \ln \frac{r_2}{r_1} \quad (2.31)$$

Bu şekil için manyetik geçirgenlik oranı, $(1/\mu_0 L_{stk})\Phi/F$ katsayısı olup, $(1/\theta)\ln(r_2/r_1)$ 'dir. ADCB şeklinde $r_1=HA$ ve $r_2=HD$ 'dir.

2.6.2 DEJC Manyetik Geçirgenliği

Bu manyetik geçirgenlik düzgün bir şekle sahip değildir ve analitik olarak formüle edilmesi kolay değildir. Bu teknik, Roters tekniği ve Prof. Hammond tarafından anlatılan dual-enerji metodununun bir kısmından oluşmaktadır. Şekil 2.12.b'de gösterildiği gibi akı taşıyan silindirik biçimli bir hacmi ele alalım. Silindirin uzunluğu (kağıt biçiminde) L_{stk} ise manyetik geçirgenlik $\mu_0 L_{stk} w/h$ 'dır ve w/h 'da manyetik geçirgenlik katsayısıdır. Bu katsayı wh/h^2 şeklinde yazılır ise, wh , enine alan A_t ile yer değiştirebilir ve manyetik geçirgenlik katsayısı A_t/h^2 olarak yazılabilir. A_t alanı, şekilde yaylarla veya doğrusal çizgiler ile sınırlandırılabilir ise hesaplanmasında bir zorluk bulunmamaktadır. Fakat h^2 'ye hangi değer verilebileceği açık değildir. En iyi yaklaşım h 'yi her iki tarafın kanal uzunluğunun ortalamasına eşit yapmaktır. Bu ise, şekil 2.12.a'da, h 'in DC yay uzunluğu ile düz EJ çizgisinin ortalamasına eşit yapmak anlamına gelmektedir.



Şekil 2.12 Mıknatıs muhafazası (a) endüklenen akımın geometrisi (b) kısa muhafazada endüklenen akım daha yüksek bir dirence sahip olabilmektedir (c) kayıpları azaltmak için muhafaza izole halkalara bölünebilmektedir

Prensipite, manyetik geçirgenlik katsayısının tahmini dual-enerji metodu ile gerçekleştirilebilir. Şekil 2.12.b'de A_t alanında relüktans ($1/\mu_0 L_{stik}$) h/w 'dir. Relüktans katsayısı h/w , A_t/w^2 olarak yazılabilir. w^2 'nin uygun değeri $(DE+CJ \text{ yayı})/2$ olarak alınabilir. Dual-enerji prensibi bunun,

$$\frac{A_t}{h^2} + \frac{w^2}{A_t} \quad (2.32)$$

ile yer değiştirerek gerçek manyetik geçirgenlik katsayısı tahminin geliştirilebileceğini ifade etmektedir.

İki manyetik geçirgenlik katsayısı, yarım kutup bölgesi sınırları içinde bulunan mıknatıs bölgesinin manyetik geçirgenlik katsayısına eklenebilmektedir ($W_M/(L_M/2)$). Eşdeğeri olarak, birim başına kaçak manyetik iletkenlik aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$P_{rl} = P_{ADCB} + P_{DEJC} + P_{ends} \quad (2.33)$$

P_{ends} , birim başına uç akı kaçak geçirgenliğidir.

2.6.3 Kutuplar Arasında Uç Akıdan Dolayı Oluşan Manyetik Geçirgenlik

Aktif uzunluğun dışında kutuplar arasında da, kenarlar bulunmaktadır. P_{ends} , mıknatısı çeken yarım daire yaylarda akan akı olarak kabul edilmekte olup, $r_1=L_M/2$ ve $r_2=2r_1$ olarak (2.31)

eşitliğinin yardımıyla, aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$P_{ends} = \frac{2L_M}{\pi L_{stk}} \ln \frac{r_2}{r_1} \quad (2.34)$$

2.6.4 c_gad Manyetik Geçirgenlik

Bu manyetik geçirgenlik $r_2=hg$, $r_1=hc$ (hava aralığı uzunluğu) ve $\theta=\pi/2$ ile birlikte (2.31) eşitliğinden hesaplanabilmektedir. Sonuç olarak manyetik geçirgenlik oranının değeri, $\alpha\pi D/pg$ olan hava aralığının yarım kutup bölgesi için manyetik geçirgenlik oranına eklenebilmektedir. Bu tip rotorda her kutup parçasının kenarında hcd alanı içinde akan kenar akısı için kutup yayınınin $2 \times g/(g+D/2)$ radyan olarak arttırılarak hesaba katılması gerekmektedir.



3. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORLARIN TEMEL İFADELERİ

3.1 Giriş

3.1.1 İdeal Sinüs Dalga Senkron Motorlar

İdeal bir sinüs dalga motordan beklenen özellikler aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- Hava aralığında, mıknatıs akısının sinüsoidal dağılımı
- Sinüsoidal akım dalga şekilleri
- Stator iletkenlerinin sinüsoidal dağılımı

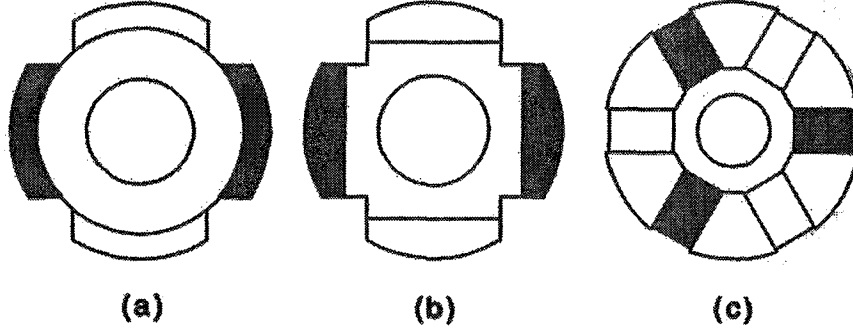
İdeal sinüs dalga motorun gelişimi, sinüs dağılımlı sargıların gelişimi ile başlamaktadır. Bu, temel sargı elemanın, eş merkezli tam adımlı bir bobin olmasından dolayı, klasik AC makina teorisinden ayrılmaktadır. Uygulamada sargıları karakterize edebilmek için harmonik sargı faktörleri, ideal, sinüs dağılımlı sargı, terimleri ile geliştirildi.

AC makinaların performans eşitliklerinin elde edilmesinde, ideal sinüs dağılımlı sargı ile başlanmasının önemi ise en kompakt şekle sahip olan uzay vektörleriyle en yakın ve basit bir ilişkiye sahip olmasıdır. Akı, akım, kaçak akı, MMK, EMK ve gerilim uzay vektörleri, döner alanlı çok fazlı makinada, bu niceliklerin uzay dağılımının yönünü ve şiddetini gösteren kompleks sayılardır. Aynı ayrı faz akımlarının, gerilimlerinin vb. fazlarını ve şiddetini gösteren zaman fazörleriyle benzerdirler. Uzay vektörleri ayrıca, klasik AC makina teorisinin temeli olan d, q referans eksen takımıyla da yakından ilgilidir. Senkron ve asenkron motorlar için vektör kontrol veya alan yönlendirmeli kontrolün, yaygın bir şekilde kullanılmasından dolayı günümüzde uzay vektörlerinin popülerliği ve önemi artmaktadır. Vektör kontrolü ile PWM kontrol stratejilerinin kullanılması, uzay vektörleri terimleri ile d, q eksen teorisi terimlerine göre daha kolay bir şekilde analiz edilip anlaşılmasını sağlamaktadır.

3.1.2 Uygulamada Motorların Tasarımını Sinüs Dalga Motora Yaklaştırmak

Bir sinüs dalga motorun en temel görünümü, mıknatısların dönmesi ile faz sargılarının her birinde meydana gelen zıt MMK'nın, rotor açısının bir sinüs dalga fonksiyonu olmasıdır. Sinüs dalganın düzgün olması, hem sinüs dalgaya mümkün olduğu kadar yakın olması gereken mıknatıs akı dağılımına ve hem de sargı dağılımına bağlıdır. Sargı mükemmel sinüs dağılımlı ise, mıknatıs akı dağılımının uzay harmonikleri ile birlikte kaçak akıya sahip olmamasıdır. Fakat uygulamada sargılar mükemmel şekilde sinüs dağılımlı değildir ve bu yüzden mıknatıs akı dağılımının mümkün olduğu kadar sinüsoidale yakın yapılması önemlidir. Şekil 3.1'de gösterilen rotor konfigürasyonları bu ortak amaç için

kullanılmaktadırlar.



Şekil 3.1 Sinüs dalga motorlarda kullanılan sabit mıknatıslı rotorlar

Şekil 3.1.a'da mıknatıslar paralel-mıknatıslanmalıdır (radyal değildir). Şekil 3.1.b'de mıknatısların, mıknatıslanma yönünde kalınlıklarının değişmesi doğal olarak akı dağılımının profilini oluşturmaktadır ve bu konfigürasyon ile çok iyi bir sinüs dalga mümkün olabilmektedir. Şekil 3.1.c'deki yumuşak demir kutup parçaları, değişebilen hava aralığı uzunluğu vererek aynı etkiyi yaratabilen bir profili oluşturabilirler. Bu motorlardaki zorluğu çıkaran durum ise enine mıknatıslama etkisidir. Örnek olarak q ekseni endüvi reaksiyonu akısıdır. Her üç durumda da mıknatıs kutup yayı, temel akının toplam akıya olan oranını en yüksek değerine getirmek üzere seçilmiştir.

Sargılar üç temel metod ile sinüs dağılımlı yapılabilirler

- Kısa adımlı veya kirişli
- Eğik
- Dağılım veya "yayılm"lı

Kısa adımlı, bobinleri π elektriksel radyandan daha az bir değerle monte edilmiş sargı anlamına gelmektedir; bu ek olarak, direncin daha fazla düşürülmesi ve son sargılardaki bakır miktarının azaltılması avantajına sahiptir. Böylece son sargılar daha işletilebilir hale gelirler. Eş merkezli sargılar, hepsi aynı ekseninde olan, kısa adımlı bobinlerin kombinasyonları şeklinde yapılırlar.

Eğik durum, sargı veya mıknatısların her ikisine de uygulanabilmektedir ve üretimde her iki metod da kullanılmaktadır.

Sargıların dağılımı veya yayılımı'nın anlamı iletkenlerin açısal bir bölge boyunca dağılmasıdır. Büyük AC makinalarda yayılım, bileziklerin hepsinin özdeş olması ile sağlanır. Küçük sabit mıknatıslı motorlarda ise eş merkezli sargıların kullanılması daha uygundur.

Sinüs dalga sabit mıknatıslı motor, dönen bir stator MMK dalgasına sahiptir ve bu yüzden de fazör diyagram ile analiz edilebilmektedir; bu özellik ile kontrol sisteminin tasarlanmasında ve performansın hesaplanmasında kullanışlıdır. Bu bölümde, moment, mıknatıstan dolayı açık devre faz EMK, gerçek sargı endüktansı ve senkron reaktans ifadeleri elde edilecektir. Bu sonuçlar, uygulamada, sargılar için AC makinelerin sargı faktörü standartlarına modifiye edilmiştir. Daire diyagramını geliştirmek ve hız ile değişimini inceleyebilmek için kullanılan fazör diyagramının temelleri ve sonuç olarak da hız/moment karakteristiği bu ifadeler yardımıyla elde edilecektir. Mıknatısları rotorun yüzeyinde olan sinüs dalga motorların, yüksek hızlarda, sabit güçte işletme kapasitelerinin sınırlı olduğu görülmüştür.

3.2 Sinüs Dalga Sargıların Özellikleri

3.2.1 Amper İletkeni ve İletken Dağılımları

Sinüs dağılımlı sargıların amper iletkeni dağılımı, aşağıdaki eşitlikte görüldüğü gibi, radyan başına amper iletkeni olarak akım yoğunluğu ile ifade edilmektedir.

$$K = i \frac{N_s}{2} \sin p\theta \quad (3.1)$$

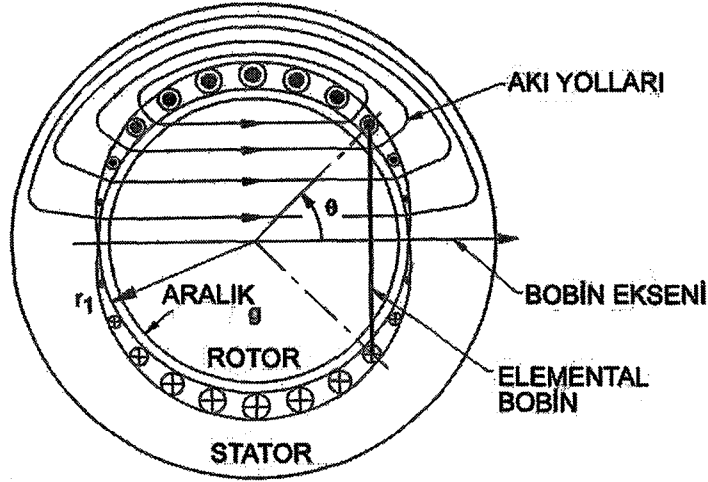
Kutup başına iletkenlerin sayısı ise aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\frac{N_s}{2} \times \frac{2}{\pi} \times \frac{\pi}{p} = \frac{N_s}{p} \quad (3.2)$$

Faz başına iletkenlerin toplam sayısı $N_s/p \times 2p = 2N_s$ 'dir. Faz başına toplam sarım sayısı, faz başına iletkenlerin sayısının yarısıdır. Bu durum Şekil 3.2'de iki kutuplu sargı için gösterilmektedir.

3.2.2 Sinüs Dağılımlı Sargılar Tarafından Oluşturulan Hava Aralığı Akısı

Zıt EMK ve sargı endüktansının hesaplanması için sinüs dağılımlı sargının kaçak akı değerinin hesaplanması gereklidir. Şekil 3.2'de sargıdaki akım tarafından oluşturulan akı gösterilmektedir ve Şekil 3.3 hava aralığının etrafında θ ve $\pi/2p - \theta$ radyan değerlerinde iki noktada akıyı bastıran MMK'yı göstermektedir. Eşitlikler $2p$ kutuplu makinenin genel koşulları için geliştirilmiştir, Şekil 3.2 ise $p=1$ olan makina için göstermektedir.



Şekil 3.2 İki kutuplu sinüs dağılımlı sargı: amper iletkeni ve iletken dağılımları

Akı çizgisi ile çevrelenmiş MMK eşitliği aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$F = \int_{\theta}^{\pi/p-\theta} i \frac{N_s}{2} \sin p\theta d\theta = \frac{iN_s}{p} \cos p\theta \quad (3.3)$$

Hava aralığı akı yoğunluğu, θ açısında ise aşağıdaki gibi olmaktadır.

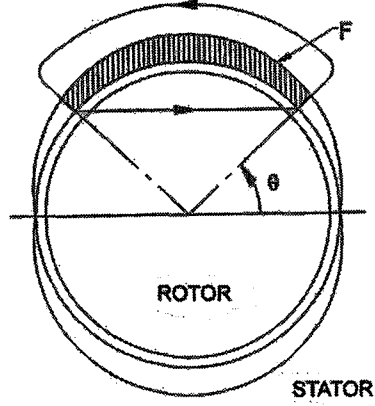
$$B = \mu_0 H = \mu_0 \frac{F}{2g'} = \hat{B} \cos p\theta \quad (3.4)$$

$$\hat{B} = \frac{\mu_0 i N_s}{2pg''} \quad (3.5)$$

$$g'' = g' + \frac{L_M}{\mu_{rec}} \quad (3.6)$$

İletkenleri θ ve $-\theta$ açıları arasında bulunan bobini bağlayan akı eşitliği aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\phi = \int_{-\theta}^{\theta} \hat{B} \cos p\theta L_{stk} r_1 d\theta = \Phi \sin p\theta \quad (3.7)$$



Şekil3.3 İki kutuplu sinüs dağılımlı sargı:MMK'nın hesaplanması

$D=2r_1$ iken kutup başına akı Φ ,

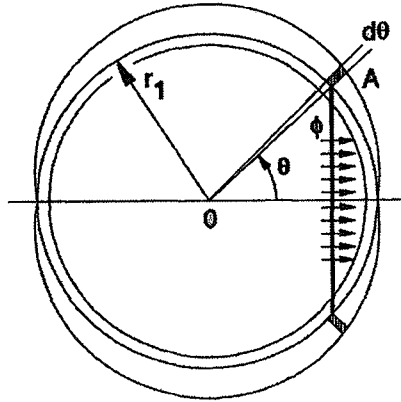
$$\phi = \frac{\hat{B} DL}{p} \quad [\text{Wb}] \quad (3.8)$$

dir. Bobinin tamamına yayılmasına karşılık, $\theta=\pi/2p$ ile (3.7) eşitliğinden elde edilmiştir. Bu, akının $2/\pi$ katıdır ve sadece amper iletkenlerinin tamamı tam adımlı bobinde yoğunlaştığında elde edilebilmektedir ($\phi = \pi N_c r_1 L_{stk} B_{ga}$).

3.2.3 Sinüs Dağılımlı Sargıların Kaçak Akı ve Endüktansı

İletkenleri θ ve $-\theta$ aralığında (Şekil 3.4) bulunan bobinin kaçak akısı, akının bobindeki sarımlarının sayısı ile çarpılarak (3.9) eşitliğinde gösterildiği gibi elde edilmektedir.

$$d\phi = \Phi \sin p\theta \times \frac{N_s}{2} \sin p\theta d\theta \quad (3.9)$$



Şekil 3.4 İki kutuplu sinüs dağılımlı sargı: akı ve kaçak akının hesaplanması

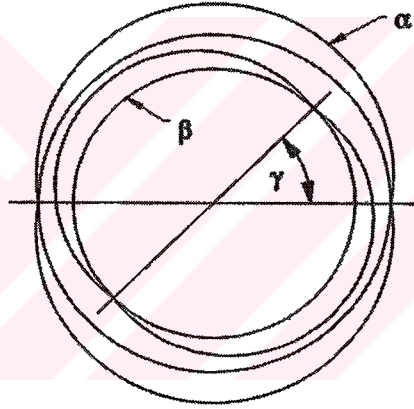
Böylece, seri haldeki $2p$ kutuplar ile sargının toplam kaçak akısı ,

$$\varphi = \int_0^{\pi} d\varphi = 2p \int_0^{\pi/p} d\varphi = \frac{\pi}{4} N_s \Phi \quad (3.10)$$

şeklinde yazılabilir. Kaçak akı $N_s \Phi$ iken, sinüs dağılımı ile sargılar akılarının sadece %78,5 ile bağlanmaktadır. Bununla birlikte endüktans φ/i şeklinde elde edilebilir. Φ , B ve F 'nin çıkartılması ile L aşağıdaki gibi elde edilebilmektedir.

$$L = \frac{\pi}{4} \frac{\mu_0 N_s^2 L_{stk} r_1}{p^2 g^n} \quad [\text{H}] \quad (3.11)$$

Eğer sargı boyunca a paralel kolları bulunuyorsa, bu formül değiştirilmeden N_s , $N_c \times 2p/a$ olarak yorumlanabilir. Kaçak akı $\pi/4$ faktörü ile azalırken, akı $2/\pi$ faktörü ile azalmaktadır. Böylece aynı amper iletkenleri için endüktans, eş merkezli bobin ile karşılaştırıldığında $2/\pi \times \pi/4 = 1/2$ kadar azalmaktadır.



Şekil 3.5 Sinüs dağılımlı sargılar arasındaki karşılıklı endüktans

3.2.4 Sinüs Dağılımlı Sargılar Arasındaki Karşılıklı Endüktans

Akının, aynı çapta fakat q sayısına sahip başka bir sinüs dağılımlı sargı olan β ile oluşturulduğunu kabul edersek ve uyarılan bobin ekseninin α olarak adlandırılan, birinci bobinin ekseninden, γ elektrik radyan kadar yer değiştirdiğini kabul edersek, (3.9) ve (3.10) eşitliklerindeki hesaplamaların genelleştirilmesi ile α ekseninde i akımına göre β sargısının kaçak akısını aşağıdaki şekilde hesaplayabiliriz.

$$\varphi_{\beta,\alpha} = \frac{\hat{B} D L_{stk}}{q} \times \int_0^{\pi} \sin(q\theta - \gamma) \sin p\theta d\theta \quad (3.12)$$

(3.12) eşitliğindeki integralin değeri, $p \neq q$ için sıfırdır.

Bu durumda kaçak akı $\varphi_{\beta,\alpha}$

$$\varphi_{\beta,\alpha} = \frac{\pi}{4} N_\alpha \Phi_\beta \cos \gamma \quad (3.13)$$

şeklinde elde edilir.

Buradan, faz başına seri haldeki N_α ve N_β sarımları ile birlikte iki özdeş sinüs dağılımlı sargı arasındaki karşılıklı endüktans, gösterimi (3.14) eşitliğinde görüldüğü gibi daha kolay elde edilebilmektedir.

$$M_{\beta,\alpha} = M_{\alpha,\beta} = \frac{\pi \mu_0 N_\alpha N_\beta L_{stk} r_1}{4 p^2 g''} \cos \gamma = M_{\max} \cos \gamma \quad (3.14)$$

şeklinde yazılabilir. γ sargı eksenleri arasındaki açıdır. Bu sonuçlar AC makina teorisi içinde bulunanlarının en temel olanlarıdır. $p \neq q$ için (3.12) eşitliğindeki integralin yok edilmesinin anlamı, kendisinin dışında farklı kutup sayısına sahip herhangi sinüs dağılımlı akı ile sinüs dağılımlı sargının kaçak akıya sahip olmamasıdır. Sinüs dağılımlı sargılar kendi kutup sayısının uzay harmonik akıları için mükemmel bir çentik filtresidir(notch filter).

(3.14) eşitliğindeki karşılıklı endüktansın kosinüsoidal değişimide, temelde eşittir. Senkron makinaların iki eksen teorisinin (d,q-eksenleri) temelinde rol oynamaktadır. Eğer $\gamma=0$

ve $N_\alpha=N_\beta=N_s$ olursa, karşılıklı endüktans $M_{\alpha\beta}$, (3.11) eşitliğindeki öz endüktansa eşit olur.

3.2.5 Üretilen EMK

Akının, birinci sargıya göre dönen ikinci sargı ile sağlandığını farz edersek, sabit sargı α 'daki kaçak akı (3.13) eşitliği ile elde edilir fakat (3.15) eşitliğinden,

$$\gamma = \omega_s t + \gamma_0 \quad (3.15)$$

elde edilir. Burada, ω_s rad/sn biriminde açısal hızdır. α sargısında üretilen EMK, Faraday kanunlarına göre aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$e_\alpha = \frac{d\varphi_{\alpha,\beta}}{dt} = \omega_s \frac{\pi}{4} N_\alpha \Phi_\beta \sin(\omega_s t + \gamma_0) \quad (3.16)$$

Sinüs teriminin katsayısı EMK'nin tepe (peak) değeridir. Eğer N_α , N_s ile ve Φ_β 'da Φ_1 ile yer değiştirilirse, üretilen temel EMK'nin RMS değeri için genel ifade aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \left(\frac{\pi}{4} N_s \right) \Phi_1 f \quad [\text{V}] \quad (3.17)$$

Φ_1 , kutup başına toplam akı değil temel akıdır. Temel akı genellikle sinüs dağılımlı sargılardan çok mıknatıs tarafından meydana getirilmektedir.

3.2.6 Moment

Akının, eksenini, birinci sargının referans ekseninden β açısı kadar uzaklıkta bulunan ikinci sargı veya q kutup çiftli bir mıknatıs tarafından sağlandığını farz edelim, Şekil 3.5'deki sargıda radyal akı yoğunluğu $\hat{B} \cos(q\theta - \beta)$ 'dir ve bu sargı elemanı üzerinde bir kuvvetin oluşmasına neden olur ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$dT_e = r_1 \times \hat{B} \cos(q\theta - \beta) \times i \frac{N_s}{2} \sin p\theta \times L_{stk} \quad (3.18)$$

(3.18) ifadesinin integrali alınırsa toplam moment,

$$T_e = \frac{\hat{B} L_{stk} i N_s r_1}{2} \times \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} (\sin[(p+q)\theta - \beta] + \sin[(p-q)\theta + \beta]) d\theta \quad (3.19)$$

dir. (3.19) eşitliğindeki integralin değeri $p \neq q$ iken sıfır olacaktır. Bu durumda moment (T_e),

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{\hat{B} L_{stk} D}{4} \times \frac{i N_s}{2} \times 2\pi \sin \beta \\ &= \frac{\pi}{4} N_s \times \Phi_1 \times p \times i \sin \beta \\ &= \phi p \sin \beta \end{aligned} \quad (3.20)$$

şeklinde elde edilir. Bu eşitlik, amper iletkeninin sinüsoidal dağılımının etkileşimi ile oluşturulan momenti ve mıknatıs (veya başka bir sargı) tarafından meydana getirilen temel akıyı göstermektedir. Sinüs dağılımlı bir sargı, akının uzay harmonikleriyle ortalama moment üretmeyen bir çentik filtresi (notch filter) gibi hareket eder.

3.2.7 Dönen Akı ve Amper iletkenleri

$p\theta$, $(p\theta - \omega_s t)$ ile değiştirilirse, akı ve amper iletkeni dağılımının her ikisi de ω_s (rad/sn) senkron hızıyla dönerler. Akının dönüşü, rotorun fiziksel olarak dönüşü ile sağlanır ve akı yoğunluğu $B(\theta)$,

$$B(\theta) = \hat{B} \cos(p\theta - \beta) \quad (3.21)$$

şeklinde yazılabilir. Üç faz sargıları a, b, c, 0, $+120^\circ$ ve -120° eksenlerinde ve $i \cos \omega_s t$, $i \cos(\omega_s t - 2\pi/3)$ ve $i \cos(\omega_s t + 2\pi/3)$ akımları ile beslendiklerinde, amper iletkeni dağılımı aşağıdaki gibi

yazılabilir.

$$\begin{aligned} & i \frac{N_s}{2} [\sin p\theta \cos \omega_s t + \sin(p\theta - 2\pi/3) \cos(\omega_s t - 2\pi/3) + \sin(p\theta + 2\pi/3) \cos(\omega_s t + 2\pi/3)] \\ &= \frac{3}{2} i \frac{N_s}{2} \sin(p\theta - \omega_s t) \end{aligned} \quad (3.22)$$

Normal bir uygulamada, stator kaynak frekansı(rad/sn), dönme frekansına eşit yapılmaktadır.

$$\omega_s = 2\pi f \quad (3.23)$$

f, birimi Hz olan kaynak frekansdır. Mekaniksel açısal hız ise aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\omega_m = \frac{\omega_s}{p} [\text{rad/sn}] \quad (3.24)$$

Üç fazlı ve dengede sinüsoidal faz akımları ile moment aşağıdaki eşitlikte verildiği gibidir.

$$T_e = \frac{3}{\omega_m} E_q I \sin \beta \quad (3.25)$$

3.2.8 Vektör Kontrol veya “Alan Yönlendirmeli Kontrol”

Stator amper iletkeni dağılımı, genellikle mil pozisyon sensörü gerektiren “vektör kontrolün” veya “alan yönlendirmeli kontrolün” basit bir biçimi olarak, rotor ve moment açısının sabit tutulması ile senkronize biçimde dönmektedir. Kaynağın frekansı ve dönme frekansı eşit olmadığı takdirde ise motor asenkron biçimde çalışmaktadır.

Vektör kontrolde, ϕ ve i birbirlerinden bağımsız şekilde kontrol edilirler: birçok durumda ϕ , yüksek zorlayıcı alan şiddetli mıknatıs tarafından oluşturuluyormuş gibi sabit olarak düşünülür. Moment açısı β , amper başına momenti en yüksek değerine çıkartabilmek için 90° de tutulur. Bu kontrol tipi ile sabit mıknatıslı AC fişsız motor aşağıdaki ilişkiye uymalıdır.

$$\text{Moment} = A_{k1} \times A_{k2} \quad (3.26)$$

3.2.9 Senkron Reaktans

Moment eşitliğindeki akı ve akı yoğunluğu, mıknatısın kendisi tarafından üretilmektedir, bir diğer deyişle, stator akımlarının MMK’sından dolayı herhangi bir katkıyı içermezler. Fiziksel olarak statorun kendisi momentin üretimi ile ilgili olmayabilir. Endüvi reaksiyonu akısı döner faz sargılarında kaynak geriliminden etkilenmesi gereken bir gerilim düşümü endükler. Bu da senkron reaktans ile açıklanmaktadır.

(3.22) eşitliğinin dönen amper iletkeni dağılımı, aşağıdaki eşitlik ile elde edilen dönen bir akı

dalgası sağlar.

$$\hat{B}_a \cos(p\theta - \omega_s t) \quad (3.27)$$

$$\hat{B}_a = \frac{\pi_0}{g''} \frac{3}{2} I \sqrt{2} \frac{N_s}{2p} \quad (3.28)$$

Ve $I = i / \sqrt{2}$ RMS faz akımıdır. Kutup başına sağlanan akı $\hat{B}_a DL_{stk} / p$ 'dir. Bu, dönen akı dalgası, üç fazın hepsinde de endüvi reaksiyonu tarafından sağlanır. Her fazda gerilim I ile doğru orantılıdır ve bu nedenle "senkron reaktans" X_s , gerilim düşümü olan $X_s I$ ile ilgilidir. Daha önce EMK için elde edilen ifadeden akı/kutup oranının çıkartılması ve I 'ya bölünmesi ile birlikte aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$X_s = \frac{3\pi}{8} \frac{\omega_s N_s^2 \pi_0 r_1 L_{stk}}{p^2 g''} \quad [\text{ohm}] \quad (3.29)$$

Bu ifade faz başına seri, N_s sarım sayısı ile ideal bir $2p$ kutuplu sinüs dağılımlı üç faz sargıya uygulanmaktadır ve oluklar ile son sarımların kaçak endüktansları ihmal edilmektedir. Gerçek sargı için pratik bir formül elde edebilmek üzere, öncelikle sinüs dağılımlı sarımlar için efektif bir değer bulunmalıdır. Bu da fourier analizi ve sargı faktörleri ile yapılabilir.

3.3 Gerçek Sargılar

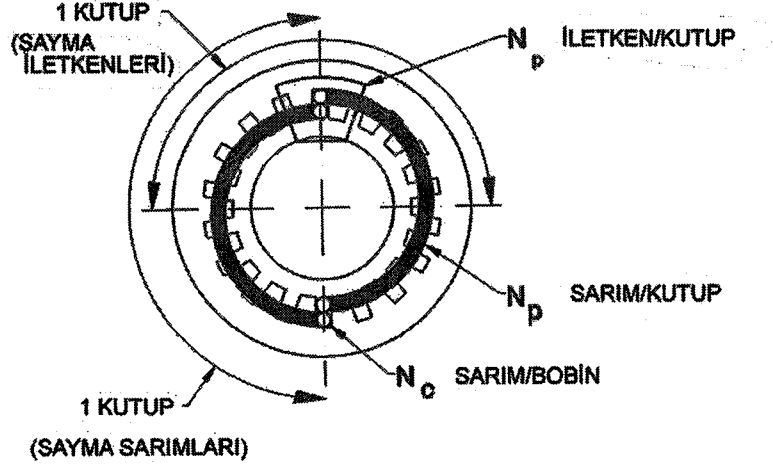
AC sargıların en önemli karakteristiği, onların ne kadar temel akı ürettikleridir.

3.3.1 Tam Adımlı Bobin

Şekil 3.6, iki kutuplu bir makinada bir tane tam adımlı bobinin etkisinin ne olduğunu göstermektedir. Simetriyi korumak ve iki kutuplu sargının daha yüksek kutup sayılı sargılar gibi davranmasını sağlamak üzere, bobin iki eşit parçaya bölünmüştür. Parçalardan biri kutupların her ikisini de birleştirmektedir. Kutup başına sarım sayısı N_p ve her bobinin sarım sayısında N_c 'dir. Kutup başına sadece bir bobin bulunmaktadır, $N_p = N_c$. Kutup başına iletkenlerin sayısı $2N_p$ 'dir ($=2N_c$). Bu durumda N_p ve N_c arasındaki fark önemsiz gözükabilir, fakat kutup başına bobin sayısı birden büyük olduğu zaman birbirlerine eşit olmayacaklardır.

Şekil 3.6'daki amper iletkeni dağılımı, hava aralığında, tepe değeri B_{ga} olan dikdörtgen bir akı dağılımı meydana getirir. MMK değeri de tepe değeri $N_p i$ olan bir dikdörtgen şeklindedir. Fourier analizi ile bu dağılımın temel bileşeni $F_1 = (4/\pi)N_p i$ 'dir. Bu da sinüs dağılımlı devir/kutup sayısının efektif değerinin $(4/\pi)N_p$ olduğunu göstermektedir. Diğer bir deyişle, aynı akımı taşıyan sinüs dağılımlı bir sargı, aynı temel akıyı sağlayabilmek için $(4/\pi)N_p$ 'lik

devir/kutup sayısına ihtiyacı vardır. Eğer kutup çifti sayısı p ve bütün sarımlar seri ise, devir/faz sayısı $2pN_p$ 'dir. Eğer bu sarımların a paralel kollarıyla bağlantıları bulunmuyorsa, faz başına seri halde sarım sayısı $N_{ph}=2pN_p/a$ 'dır. Sinüs dağılımlı sargının eşdeğerinde, faz başına seri sarım sayısı $N_s=(4/\pi)N_{ph}$ olmalıdır.

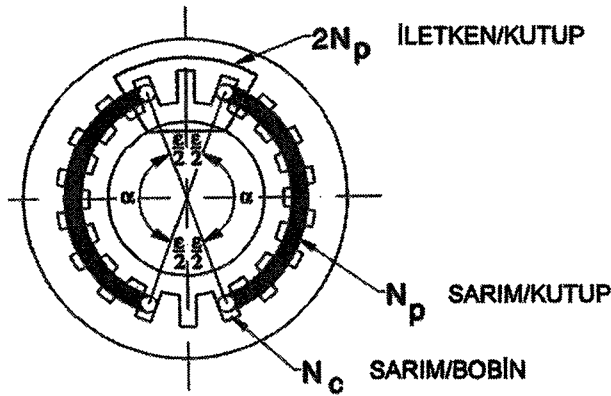


Şekil 3.6 Tam adımlı bobin, kutup başına bir adet düşecek şekilde iki eşit parçaya bölünerek gösterilmiştir.

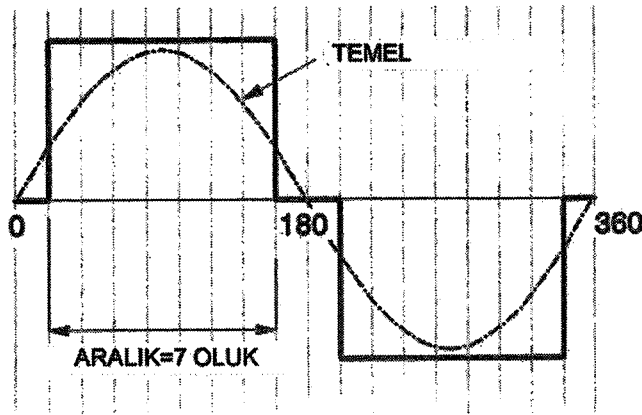
3.3.2 Kısa Adımlı Bobin

Şekil 3.7 kutup başına bir bobin ile kısa adımlı bobin çiftini göstermektedir. Akı dağılımı Şekil 3.8'de gösterilmektedir. Fourier analizi ile bu dağılımın temel bileşeni aşağıdaki gibidir.

$$B_{a1} = \frac{4}{\pi} \sin \frac{\alpha}{2} B_g \quad (3.30)$$



Şekil 3.7 İki kutuplu makina da, kısa adımlı bobin



Şekil 3.8 Şekil 3.7'deki kısa adımlı bobinler tarafından üretilen akının dağılımı

$$B_g = \frac{\mu_0 N_p i}{g''} \quad (3.31)$$

ve $N_p = N_c$ iletken/kutup'dur.

Temel adım faktörü aşağıda belirtilen oran ile tanımlanabilir.

$k_{p1} = B_1$ kısa adımlı bobin tarafından üretilen / B_1 tam adımlı bobin tarafından üretilen

veya

$$k_{p1} = \sin n \frac{\alpha}{2} = \cos n \frac{\varepsilon}{2} \quad (3.32)$$

α açısı bobinin adımı veya açıklığıdır ve ε giriş açısıdır, her iki açınında birimi radyan veya derecedir. Şekil 3.7'de gösterilen sargı için $\alpha = 7\pi/9$, bobin açıklığı $7/9$ ve $\varepsilon = \pi/9$ 'dur. Temel adım faktörü $\sin(1/2 \times 7\pi/9) = 0.93969$ 'dur. Bu da sargının, aynı amper iletkeni sayısı ile tam adımlı sargının temel akısının sadece %94'ünü üretebileceği anlamına gelmektedir.

Kısa adımlılık harmonik kaçaklarını yok etmede önemlidir. n. harmonik adım faktörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$k_{pn} = B_n$ kısa adımlı bobin tarafından üretilen / B_n tam adımlı bobin tarafından üretilen

veya,

$$k_{pn} = \sin n \frac{\alpha}{2} = \cos n \frac{\varepsilon}{2} \quad (3.33)$$

dir. B_n , akı dağılımının n. uzay harmoniğidir. $\varepsilon = \pi/n$ olmasını gerektiren $k_{pn} = 0$ olan bir sargı tarafından üretilen n. harmonik, akı dalgasından yok edilebilir. Şekil 3.7'deki sargıda $\varepsilon = 2\pi/9$ 'dur, böylece hiçbir harmonik yok edilmemiştir. Bobin açıklığı 7 oluktan 6 oluğa

düşürülürse ϵ , $3\pi/9$ olabilir ve $k_{p3}=\cos(3\times\pi/6)=0$ olduğu için öz akıdan 3. harmonik yok edilebilir. Sargı, başka bir sargı veya mıknatıs tarafından üretilen 3. harmonikte sıfır kaçağa sahiptir. Kutup adımının $1/n$ olduğu kısa adımlılık, karşılıklı ve kendi kaynaklarının her ikisinden de n . harmonik kaçak akısını yok etmektedir.

Yıldız bağlı üç fazlı motorlarda, giriş açısı ϵ 'nun, $\pi/3$ 'nün kullanılmasında küçük bir detay bulunmaktadır çünkü yıldız bağlantının kendisi, fazlararası EMK'dan 3. harmonik EMK'sını iptal etmektedir ve yıldız noktasının izole olmasını sağlayan hiçbir 3. harmonik akımı geçmemektedir. Bunun yanında, üçgen bağlı motorlarda 3. harmoniğin yok edilmesi çok önemlidir ve bunda da en efektif olan $2/3$ adımlı sargının kullanılmasıdır.

Kutup başına birden fazla bobine sahip eş merkezli sargılar farklı devir sayılarında bile değişken açıklıklı bobinleri içerirler. Bobinlerin hepsinin aynı sargı eksenine sahip olduğu kabul edilirse, adım faktörünün hesaplanmasında aşağıdaki eşitlik kullanılabilir.

$$k_{pm} = \frac{N_1 k_{pm(1)} + N_2 k_{pm(2)} + \dots + N_m k_{pm(m)}}{N_1 + N_2 + \dots + N_m} \quad (3.34)$$

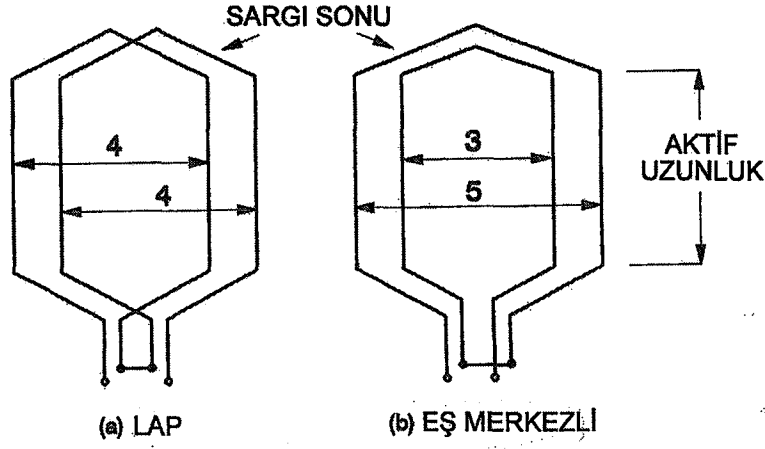
m , bobinlerin sayısı, N_1, N_2 ise devir/bobin sayısı ve $k_{pn(1)}, k_{pn(2)}$ ise bobin teki için, adım faktörüdür. Örnek olarak, $7/9$ ve $5/9$ oranında açıklıklara sahip kutup başına iki bobinli bir sargı aşağıdaki gibi bir 3. harmonik sargı faktörüne sahiptir.

$$\begin{aligned} k_{p3} &= \frac{\sin[3 \times 7/9\pi/2] + \sin[3 \times 5/9\pi/2]}{2} \\ &= \sin(210^\circ) + \sin(150^\circ) \\ &= 0 \end{aligned} \quad (3.35)$$

Bobinlerin hiçbiri kendi akı kaçağından harmoniğin yok edilmesi için gerekli olan adım faktörüne sahip olmasa da bu adım faktörü ifadesi harmoniğin yok edilebilme imkanını göstermektedir.

3.3.3 Dağılım veya Yayılım

Çapraz sargılar, hepsi aynı açıklığa sahip bobin gruplarından meydana gelirler, fakat aralarında γ açıyla yerleştirilirler. Bazen γ oluk adımı açısına eşittir, fakat bu özellikle kısmi oluk sargılarında gerekli bir koşul değildir.



Şekil 3.9 Seri ve eş merkezli sargılar

Şekil 3.9'da gösterilen iki bobini ele alalım. Herbiri, dalga genişliği 2π olan, sinüsoidal bir temel hava aralığı MMK'sı oluşturmaktadır. İki temel sinüs dalgası birbirlerine göre γ radyan kadar yer değiştirmektedirler sonuç olarak hava aralığı MMK'sı aşağıdaki bağıntı ile orantılıdır.

$$\sin \theta + \sin(\theta - \gamma) = 2 \sin\left(\theta - \frac{\gamma}{2}\right) \cos \frac{\gamma}{2} \quad (3.36)$$

Eğer her iki bobin aynı oluklarda beraber eş merkezlenirse, sonuçta $\gamma=0$ olur ve MMK, $\sin 2\theta$ ile orantılı olur. Eş merkezli sargının, temel dağılım sargısının genliğinin oranı $\cos(\gamma/2)$ 'dir ve bu temel dağılım faktörü k_{d1} olarak adlandırılmaktadır. Bir grupta m sayıda bobin var ise, sonuçtaki temel MMK aşağıdaki ifade ile orantılıdır.

$$\begin{aligned} & \sin \theta + \sin(\theta - \gamma) + \sin(\theta - 2\gamma) + \dots + \sin[\theta - (m-1)\gamma] \\ & = \sin\left[\theta + (m-1)\frac{\gamma}{2}\right] \times \frac{\sin \frac{m\gamma}{2}}{2 \sin \frac{\gamma}{2}} \end{aligned} \quad (3.37)$$

Bütün m bobinleri eş merkezli olurlarsa, $\gamma=0$ olur ve MMK, $m \sin \theta$ ile orantılı olur. Bundan sonra temel dağılım faktörü verilen oranı aşağıdaki şekilde olur.

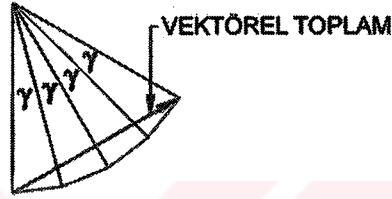
$$k_{d1} = \frac{\sin\left[\frac{m\gamma}{2}\right]}{m \sin\left[\frac{\gamma}{2}\right]} \quad (3.38)$$

MMK'nın uzay harmoniği bileşeni için aynı prosedür uygulandığında n . harmonik dağılım

faktörü aşağıdaki gibi olur.

$$k_{dn} = \frac{\sin\left[n\frac{m\gamma}{2}\right]}{m \sin\left[n\frac{\gamma}{2}\right]} \quad (3.39)$$

(3.37) eşitliğinin ifade ettiği gibi, sonuçtaki MMK dalgası, birinci bobinle birlikte bobinlerin hepsinin eş merkezli olduğunda alacağı duruma göre, dağılım ile $(m-1)\gamma/2$ açısıyla yer değiştirmektedir. MMK'nın vektörel toplamının geniş bir kirişle gösterildiği Şekil 3.10'da, (3.37) eşitliğinin özeti vektörel olarak gösterilmektedir.

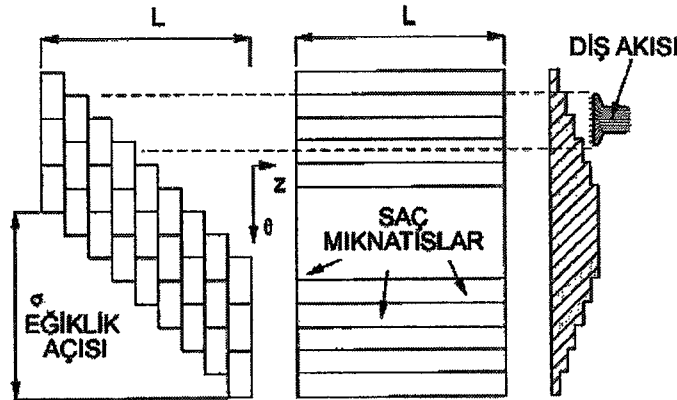


Şekil 3.10 Bobin MMK'sının vektörel toplamı, sargı dağılım faktörünün örneklendirilmesi

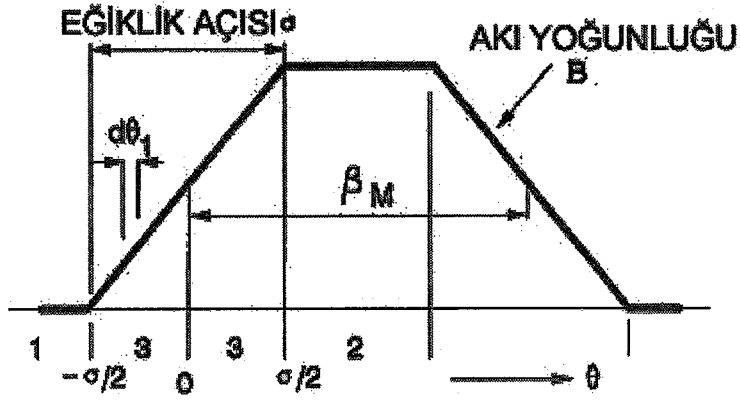
Genellikle sinüs dağılımlı akının geçişiyle, diyagram, bobinlerde oluşturulan toplam EMK ile ilişkili olarak kullanılır. Dağılım faktörü ve sargı faktörlerinin hepsi MMK ve EMK için aynıdır. Bobinler, bitişik oluklarda bulunurlarsa, $m\gamma$ açısı, faz yayılması olarak adlandırılır.

3.3.4 Eğiklik

Sargı veya mıknatıstan herhangi biri eğik olabilmektedir. Eğiklik genellikle sargı dağılımı ile yok edilemeyen, boşta çalışmada veya dışlerdeki salınımın etkilerinin yok edilmesinde kullanılır.



Şekil 3.11 Eğikliğin hava aralığı akı yoğunluğu üzerindeki etkileri



Şekil 3.12 Eğiklik etkileri

Dışlerdeki harmonikler için adım faktörü, faz ve kutup başına olukların integral sayısına eşittir. n. harmonik eğiklik faktörü, adım faktörünün tanımlandığı şekilde aşağıdaki gibi tanımlanır.

k_{sn} =eğik sargılar tarafından üretilen B_n /eğik olmayan sargılar tarafından üretilen B_n

$$k_{sn} = \frac{\sin n \frac{\sigma}{2}}{n \frac{\sigma}{2}} \quad (3.40)$$

Şekil 3.7'deki 18 oluklu makina, 1 oluk adımının eğikliği $k_{s1}=0,995$, $k_{s17}=0,0583$ ve $k_{s19}=-0,05326$ olarak vermektedir ve bu düşük eğiklik faktörleri, oluklu yapıyla oluşan en sıkıntılı harmonikleri bastırmaktadır. Bir oluk adımının eğikliği, her amaç için optimum değerde olması gerekli değildir ve bazen daha düşük değerler kullanılmaktadır, örnek olarak bir kutup adımının 0,75'i gibi.

3.3.5 Uygulamada Sargılar için Tasarım Formülleri

Sinüs dağılımlı sargılar için tasarım formüllerinin hepsi basit bir şekilde faz başına seri sinüs dağılımlı sarım sayısı N_s 'nini yerini, faz başına seri eşdeğer sinüs dağılımlı sarım sayısının almasıyla, aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir.

$$N_s = \frac{4}{\pi} k_{w1} N_{ph} \quad (3.41)$$

N_{ph} , faz başına gerçek sarım sayısıdır. $2pN_p/a$ ve k_{w1} ise temel sargı faktörüdür.

$$k_{w1} = k_{pd1} k_{s1} \quad (3.42)$$

Açık devre faz EMK'sı aşağıdaki elde edilir.

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}}(k_{w1}N_{ph})\Phi_{M1}f \quad (3.43)$$

Φ_{M1} , mıknatısın oluşturduğu temel akıdır. Genellikle, mıknatıs akı dağılımının kusursuz bir şekilde sinüsoidal olmamasından temel bileşen, Fourier analizi kullanılarak çıkartılabilir. Bu koşulda n. harmonik EMK (3.43) eşitliğinde k_{w1} 'in yerini k_{wn} 'in almasıyla hesaplanabilir. Mıknatısın oluşturduğu RMS faz akı kaçacağına göre EMK, daha düzgün bir şekilde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\varphi_{M1} = \frac{k_{w1}N_{ph}\Phi_{M1}}{\sqrt{2}} \quad (3.44)$$

Bu formül yardımıyla Eq EMK'sı aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$E_q = \omega_s \times \varphi_{M1} \quad (3.45)$$

(3.45) formülündeki q indisinin anlamı, EMK fazörünün kaçak akıdan 90° önde olana kadar fazör diyagramın q ekseninde bulunmasıdır.

Moment,

$$T_e = 3\varphi_{M1}I_p \sin \beta \quad (3.46)$$

$$T_e = \frac{3}{\omega_m} E_q I \sin \beta \quad (3.47)$$

şeklinde yazılabilir. Burada ω_m , mekanik açısal hızdır. Gerçek faz endüktansa dönerken, efektif sinüs dağılımlı sarımların çıkartılması anlamsızdır. Gerçek endüktans sadece temel bileşeni değil, öz kaçak akıyı da içermelidir.

Senkron endüktans veya reaktans, uygulamada üç fazın dengede olduğu koşullar altında dönen endüvi reaksiyonu akısının temel bileşeni ile sağlanan, faz başına düşen gerilim düşümü ile ifade edildiği koşulda gerçek endüktanstan biraz daha farklıdır.

Faz başına efektif sinüs dağılımlı sarımlar aşağıdaki eşitlik ile elde edilir.

$$X_{sg} = \frac{6\mu_0 DL_{stk}f}{p^2 g^n} (k_{w1}N_{ph})^2 \quad (3.48)$$

Toplam senkron reaktansı elde etmek için, bu değere faz başına kaçak reaktans X_σ eklenmelidir.

$$X_s = X_{sg} + X_\sigma \quad (3.49)$$

3.4 Çıkık Kutuplu Motorlar

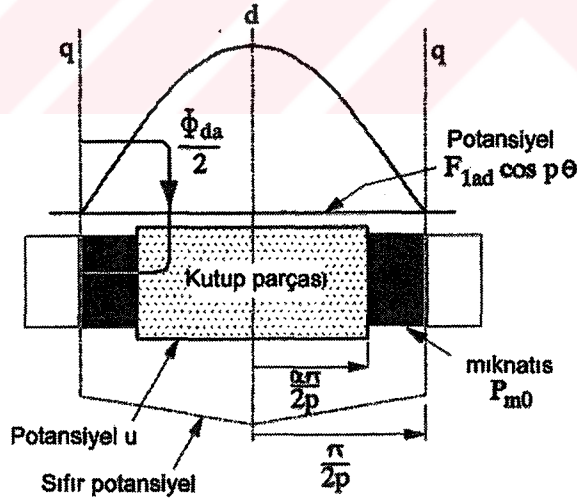
3.4.1 X_d Değerinin Hesaplanması

Çıkık kutuplu sabit mıknatıslı rotorlarda X_d değeri X_q değerine eşit değildir $X_d \neq X_q$.

Fiziksel olarak bunu anlamak için endüvi reaksiyonu akısını, rotorun üzerinden bakan bir gözlemcinin bakış açısından değerlendirmek gerekmektedir. Amper iletkeni dağılımı ve endüvi reaksiyonu akısının her ikisinde senkron hızda dönmektedirler ve rotorun üzerindeki gözlemciye sabit gözükmektedir.

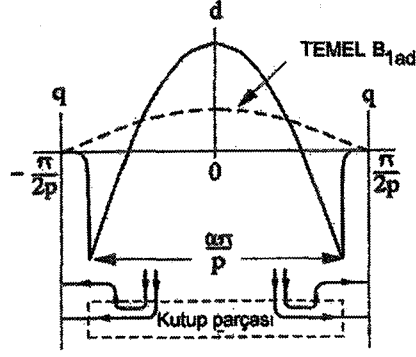
Rotor, kutup merkezi eksenini (d eksenini) ve yardımcı kutup (ara kutup) eksenini (q eksenini) olan iki eksene sahiptir. Endüvi reaksiyonu akısının belirlenmesinde, endüvi amper iletkeni dağılımı ve MMK'nın etkisi, MMK'nın d eksenini bileşeni $F_{1ad} \cos p\theta$ ve q eksenini bileşeni $F_{1aq} \sin p\theta$ olarak bileşenlerine ayrıldığı düşünüldüğünde analiz edilebilmektedir. Belirlenen d ve q eksenleri akıları sinüs dağılımlı değildir. Bunun da sebebi hava aralığı manyetik geçirgenliklerinin düzgün değişmemesidir. d ekseninde manyetik devreyi tamamlayacak şekilde hava aralığı manyetik geçirgenliği, mıknatıs manyetik geçirgenliğine seridir.

Senkron reaktansın hesaplanması için gerekli olan, endüvi reaksiyonu akısının temel bileşenidir. Bu, Fourier analizi ile gerçek akıdan elde edilebilir. d ve q eksenlerindeki, gerçek veya toplam akı, tasarımcının bakışı açısından önemlidir.



Şekil 3.13 X_d 'nin hesaplanmasındaki geometri

d eksenini akı dağılımını Şekil 3.14'de gösterilmektedir



Şekil 3.14 d eksenli hava aralığı akı dağılımı

Bu geometri, Şekil 3.1.c’de gösterilen spoke tip motordan dikdörtgen şeklin geliştirilmesi ile elde edilmiştir. Geometri, manyetik devre simetrisinin düzgün gözlemlenebilmesinin sağlandığı bütün rotor konfigürasyonlarına uygulanabilmektedir. Şekil 3.15, Şekil 3.13’ün temel geometrisinin üç farklı rotor konfigürasyonu için nasıl geliştirilebileceğini göstermektedir.

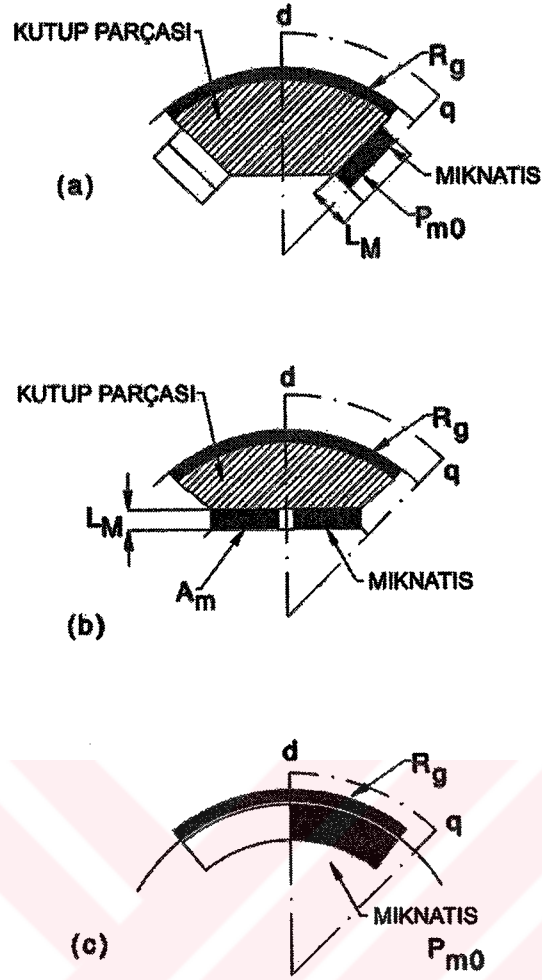
MMK dağılımı $F_{1ad} \cos p\theta$, Şekil 3.16’dan elde edilir. Gerçek sargı $2p$ kutba sahiptir ve her kutup N_p sarımlarına sahiptir. Örnek olarak, sarım/bobin oranı N_c ile her kutup m kadar bobine sahipse, $N_p = N_c m$. Sinüs dağılımlı sargının eşdeğeri, iletken dağılımı $(N_s/2) \sin p\theta$ iletken/radyan’a sahiptir, böylece kutup başına iletkenlerin sayısı,

$$N_{cp} = \int_0^{\pi/p} \frac{N_s}{2} \sin p\theta d\theta = \frac{2}{\pi} \times \frac{N_s}{2} \times \frac{\pi}{p} = \frac{N_s}{p} \quad (3.50)$$

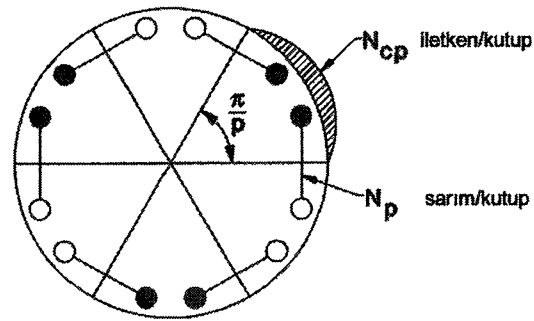
dır. Kutup başına sinüs dağılımlı sarım sayısı N_p

$$N_p = \frac{N_{cp}}{2} = \frac{N_s}{2p} \quad (3.51)$$

şeklinde yazılabilir.



Şekil 3.15 X_d 'yi hesaplamak üzere geometrinin geliştirilmesi a)spoke tip b)IPM tip
c)mıknatısları yüzeyde olan tip



Şekil 3.16 Gerçek ve eşdeğer sinüs dağılımlı sargılar

Bütün sarımlar seri olduğunda, faz başına seri sinüs dağılımlı sarım sayısı aşağıdaki gibi elde edilir.

$$2p \times \frac{N_s}{2p} = N_s \quad (3.52)$$

Sarımlarının hepsi seri N_{ph} olan faz sargısında uygulamada aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$N_s = \frac{4}{\pi} k_{w1} N_{ph} \quad (3.53)$$

Şekil 3.16'dan, aralık başına aşağıda elde edilen MMK tepe değerine sahiptir.

$$\begin{aligned} F_{1a} &= N_p i = \frac{N_s}{2p} i \\ &= \frac{3}{2} \times I \sqrt{2} \times \frac{\frac{4}{\pi} k_{w1} N_{ph}}{2p} \end{aligned} \quad (3.54)$$

$$\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \times \frac{k_{w1} N_{ph} I}{p}$$

(3.54) eşitliği göstermiştir ki, çok kutuplu bir makinada toplam endüvi reaksiyonu amper sarımı, p kutup çiftleri arasında bölünmektedir. Eğer faz sargısı elektriksel olarak a paralel kollarına bölünürse, aralık başına MMK'da a ile bölünmelidir ve faz başına seri sarım sayısı N_{ph} elde edilirken bu da hesaba katılmalıdır.

$$\begin{aligned} N_{ph} &= \frac{\text{toplamsarım} / \text{faz}}{\text{kollar}} \\ &= \frac{\text{kutuplar} \times \text{bobinler} / \text{kutup} \times \text{sarım} / \text{bobin}}{\text{kollar}} \\ &= \frac{2pmN_c}{a} \end{aligned} \quad (3.55)$$

(3.54) eşitliğinde verilen, aralık başına MMK tepe değeri F_{1a} , fazör diyagramından d eksenini akımı I_d kullanılarak F_{1ad} 'ye veya q eksenini akımı I_q kullanılarak F_{1aq} 'ya eşit hale getirilebilir.

q eksenini manyetik potansiyelin referans düzeyi olarak alınana kadar, u "bir mıknatıs" üzerindeki manyetik potansiyel düşümüdür."Bir mıknatıs", mıknatısta, bir kutup yarısının bulunduğu bölge olarak tanımlanmaktadır. Spoke tipteki rotor da bunun anlamı, gerçek mıknatısların, seri olan iki bölgeye ayrılmasıdır. Manyetik geçirgenliği P_{m0} , "bir mıknatıs"ın manyetik geçirgenliğidir. L_m 'nin mıknatısın bir bloğunun toplam kalınlığı olduğu yerde, $\mu_{rec}\mu_0 A_m / (L_m/2)$ 'dir. Kutup parçası boyunca hava aralığı akı yoğunluğu $B_{ad}(\theta)$,

$$B_{ad}(\theta) = \frac{\mu_0}{g'} [F_{1ad} \cos p\theta - u] \quad (3.56)$$

şeklinde yazılabilir. Bu dağılım Şekil 3.13'de de gösterilmektedir. Eğer kutup parçası yeterli miktarda geniş ve mıknatıs boyunca, relüktans tarafından hava aralığında endüklenen negatif potansiyel düşümü u yeterli miktarda büyük ise, akının bir oranı kutup parçasından yeniden oluşturulabilir. Bu akı kutup yayının kenarından ters yönde stator dişlerinden geçerek q eksenine doğru yolunu tamamlayarak, hava aralığı üzerinden geri dönmektedir.

$B_{ad}(\theta)$ 'ya uygun d eksenli toplam akısı aşağıda elde edilmiştir.

$$\begin{aligned} \phi_{ad} &= 2 \int_0^{\alpha\pi/2p} B_{ad}(\theta) r L_{stk} d\theta \\ &= \frac{1}{R_g} [F_{1ad} k_{ad} - u] \end{aligned} \quad (3.57)$$

$$k_{ad} = \frac{\sin \alpha\pi/2}{\alpha\pi/2} \quad (3.58)$$

$$R_g = \frac{g'}{\mu_0 \frac{\alpha\pi D}{2p} L_{stk}} = \frac{2pg'}{\mu_0 \alpha\pi D L_{stk}} \quad (3.59)$$

$D=2r$ stator iç çapıdır. R_g , kutup parçasının, yayının tamamı boyunca alınan hava aralığı relüktansıdır.

Φ_{ad} akısı, kutbun iki parçası arasında eşit olarak bölünür. P_{m0} Şekil 3.15'de de gösterilen "bir mıknatısın" manyetik geçirgenliğidir ve P_L , mıknatısla desteklenen kaçak manyetik geçirgenliğidir. P_{m0} ve P_L 'nin her ikisi de, d simetri eksenine ve eş potansiyel q ile tanımlanmış bir kutup yarısı ile sınırlandırılır ve

$$P_{m0}/P_L = P_{m0}(1+P_{rl}) = P_m \quad (3.60)$$

şeklinde yazılabilir. $P_{rl} = P_L/P_{m0}$ per unit kaçak manyetik geçirgenliğidir. Temel P_{m0} 'a göre normalleştirilmiştir.

$$u = \frac{\Phi_{ad}}{2P_m} \quad (3.61)$$

(3.57) eşitliğinden (3.61) eşitliği çıkartılır ve yeniden düzenlenirse aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\Phi_{ad} = \frac{2P_m k_{ad}}{1 + 2P_m R_g} F_{1ad} \quad (3.62)$$

Bu endüvi reaksiyonu akımı I_d tarafından üretilen toplam d eksenini aksıdır. Fazör diyagramda gerilimi $X_{ad}I_d$ 'yi oluşturan temel bileşenidir. Temel bileşen (Miyashita vd., 1979)'da da anlatıldığı gibi Φ_{ad} 'nin Fourier analizi ile sağlanır. Böylece d eksenine simetrik temel endüvi reaksiyonu hava aralığı akı yoğunluğunun genliği aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\begin{aligned} B_{1ad} &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2p} B_{ad}(\theta) d\theta \\ &= \frac{\mu_0}{g'} [k_{1ad} F_{1ad} - k_1 u] \end{aligned} \quad (3.63)$$

Fourier analizindeki k_1 ve k_{1ad} sabitlerinin eşitlikleri aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$k_1 = \frac{4}{\pi} \sin \frac{\alpha\pi}{2} \quad (3.64)$$

$$k_{1ad} = \alpha + \frac{\sin \alpha\pi}{\pi} \quad (3.65)$$

(3.63) eşitliğinden (3.61) ve (3.62) eşitlikleri çıkartılırsa, B_{1ad} ,

$$B_{1ad} = \frac{\mu_0}{g_d''} F_{1ad} \quad (3.66)$$

şeklinde elde edilir. g_d'' d eksenini akısının temel bileşenine efektif olan hava aralığı akısını göstermektedir ve aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$g_d'' = \frac{g'}{k_{1ad} - \frac{k_1 k_{ad}}{1 + P_m R_g}} \quad (3.67)$$

Eşdeğer hava aralığı şeklinin kullanılması, X_d için, g'' yerine g_d'' 'nin çıkartılması ile (3.48) eşitliğinin kullanılmasını mümkün kılmaktadır. Böylece X_d için aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$X_d = X_{ad} + X_\sigma = \frac{6\mu_0 DL_{stk} f}{p^2 g_d''} (k_{w1} N_{ph})^2 + X_\sigma \quad (3.68)$$

Toplam reaktansın elde edilmesi için, hava aralığı reaktansı X_d 'ye, kaçak reaktans X_σ eklenmelidir. İki fazlı bir makina için hava aralığı bileşeni X_{ad} , (3.68) eşitliği ile hesaplanan değerinin 2/3'üne eşittir.

B_{1ad} ile birleştirilen temel endüvi reaksiyonu akısı aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\Phi_{1ad} = \frac{B_{1ad} DL_{stk}}{p} \quad [\text{Wb}] \quad (3.69)$$

B_{1ad} ile birleştirilen temel kaçak akı ise $\psi_{1ad} = k_{w1} N_{ph} \Phi_{1ad}$ ve endüklenen tepe gerilim $\omega \psi_{1ad}$ 'dir. Endüklenen RMS gerilimi ise $\omega \psi_{1ad} = (2\pi/\sqrt{2}) k_{w1} N_{ph} f \Phi_{1ad} = X_{ad} I_{ad}$ V/faz'dır.

X_d için (3.68) eşitliğinin analitik olarak türetilmesinde Honsinger (1982) ve Miyashita (1979)'nın takip ettiği prosedürün tamamı ile aynısı takip edilmiştir. Bunun yanında her ikisinde 180°'lik kutup yayı ile çalışmışlardır ($\alpha=1$). Teknik anlatım ise Richter'inkine (Lafuze ve Richter, 1976; Richter, 1978) benzerdir.

3.4.2 X_q 'nin Hesaplanması

I_q ile belirtilen stator amper iletkeni dağılımı bileşeni, q eksenine simetriktir ve mıknatıs doğrultusunda geçmeyen bir akı oluşturur. Şekil 3.17 hava aralığı akı dağılımının ideal şeklini göstermektedir. q eksenini etrafında simetrik olan hava aralığı akı dağılımı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$B_{aq}(\theta) = \frac{\mu_0}{g'} F_{1aq} \cos p\theta \quad (3.70)$$

B_{aq} 'nin karşılığı olan toplam q eksenini akısı ise,

$$\begin{aligned} \Phi_{aq} &= 2 \times \int_0^{\alpha\pi/2p} \frac{\mu_0}{g'} F_{1aq} r L_{stk} \sin p\theta d\theta \\ &= \frac{\mu_0 DL_{stk}}{pg'} \left[1 - \cos \frac{\alpha\pi}{2} \right] F_{1aq} \end{aligned} \quad (3.71)$$

şeklinde elde edilir. Bu, endüvi reaksiyonu akımı I_q tarafından oluşturulan toplam q eksenini akısıdır. Fazör diyagramda $X_{aq} I_q$ gerilimini oluşturan da bu akının temel bileşenidir. Temel bileşen (Miyashita vd., 1979)'da da açıklandığı gibi Φ_{aq} 'nin Fourier analizi ile sağlanır. Böylece q eksenine simetrik temel endüvi reaksiyonu hava aralığı akı yoğunluğunun genliği aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} B_{1aq} &= 4 \times \frac{2}{2\pi} \int_0^{\alpha\pi/2} \frac{\mu_0}{g'} F_{1aq} \sin^2 \theta d\theta \\ &= k_{1aq} \frac{\mu_0}{g'} F_{1aq} \end{aligned} \quad (3.72)$$

$$k_{1aq} = \alpha - \frac{\sin \alpha \pi}{\pi} \quad (3.73)$$

(3.72) eşitliği, yuvarlak kutuplu makinada simetrik senkron reaktans X_s için kullanıldığı gibi kullanılarak X_q 'yu elde etmek için kullanılabilir ve X_d için kullanılan (3.63) ve (3.68) eşitlikleri gibi elde edilir.

$$X_q = X_{aq} + X_\sigma = \frac{6\mu_0 DL_{stk} f}{p^2 g_q^n} (k_{w1} N_{ph})^2 + X_\sigma \quad (3.74)$$

$$g_q^n = \frac{g'}{k_{1aq}} \quad (3.75)$$

Toplam reaktansın elde edilmesi için hava aralığı bileşeni X_{aq} 'ya, kaçak reaktans X_σ eklenmektedir. İki fazlı bir makina için hava aralığı bileşeni X_{aq} , (3.74) eşitliği ile elde edilen değer $2/3$ 'ü kadardır.

B_{1aq} ile birleştirilen temel endüvi reaksiyonu akısı,

$$\Phi_{1aq} = \frac{B_{1aq} DL_{stk}}{p} \quad (3.76)$$

dir. B_{1aq} ile birleştirilen temel kaçak akı ise $\psi_{aq} = k_{w1} N_{ph} \Phi_{1aq}$ ve endüklenen peak gerilim $\omega \psi_{1aq}$ 'dur. Endüklenen RMS gerilim ise $\omega \psi_{1aq} = (2\pi/\sqrt{2}) k_{w1} N_{ph} f \Phi_{1aq} = X_{aq} I_q$ V/faz'dır.

3.4.3 I_d 'den Dolayı Oluşan d Ekseni Akısının Miknatıslığı Giderici Etkisi

I_d tarafından oluşturulan d ekseni endüvi reaksiyonu akısı Φ_{ad} (3.62) eşitliğinde verilmiştir.

Miknatıs boyunca akan I_d oranı ise aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\Phi_{ma} = \frac{P_{m0}}{P_{m0} + P_L} \times \frac{\Phi_{ad}}{2} = \frac{1}{1 + P_{r1}} \times \frac{\Phi_{ad}}{2} \quad (3.77)$$

$$P_{r1} = \frac{P_L}{P_{m0}} \quad (3.78)$$

P_L kutup yarısı için kaçak manyetik geçirgenliğidir, P_{m0} ise paralel kaçak manyetik geçirgenliğidir. Buna karşılık miknatısta üretilen akı yoğunluğu ise aşağıdaki yazılabilir.

$$B_{ma} = \frac{\Phi_{ma}}{A_m} \quad (3.79)$$

A_m bir miknatısın kutup yüzü alanıdır. Bu akı yoğunluğu, miknatısta açık devre akı yoğunluğu ile üst üste konmuştur.

$$B_M = B_g \times \frac{1}{f_{LKG}} \times \frac{A_g}{A_M} = \frac{\Phi_g}{f_{LKG} A_M} \quad (3.80)$$

$$B_M = \frac{PC}{PC + \mu_{rec}} \times B_r \quad (3.81)$$

Burada PC manyetik geçirgenlik katsayısıdır. Eğer $I_d < 0$ ise $B_{ma} < 0$ 'dır, d eksenini endüvi reaksiyonu mıknatıslığı giderici etkidedir ve mıknatıs çalışma noktası, mıknatıslığı giderme karakteristiğinin daha alt kısımlarında sürülecektir.

3.4.4 I_q 'dan Dolayı q Eksenini Akısının Enine Mıknatıslama Etkisi

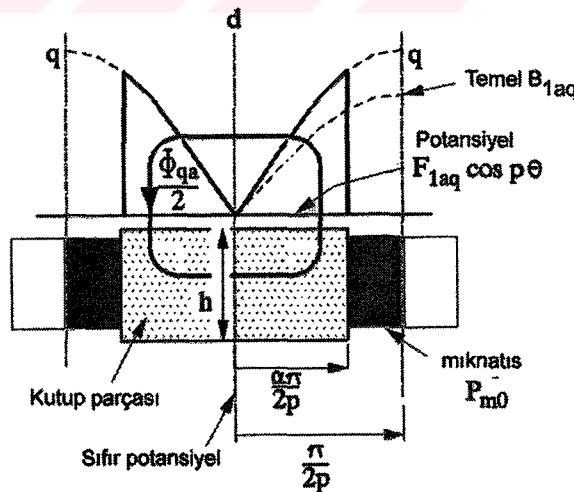
I_q tarafından oluşturulan q eksenini endüvi reaksiyonu akısı (3.71) eşitliğinde verilmiştir. Bu akı, bitişik kutup parçaları üzerinde akan iki eşit parçaya ayrılır. Her kutup parçasının merkezinde (Şekil 3.17) sonuçlanan akı yoğunluğu bileşeni ise aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$B_{qad} = \frac{\Phi_{aq} / 2}{hL_{stk}} \quad (3.82)$$

Bu akı yoğunluğu, kutup parçasının doymayı önlemek üzere yeterli radyal derinliğe sahip olmasını gerçekleştirmek üzere tasarım hesaplamalarında kontrol edilmelidir.

3.4.5 Rotor Kaçağının Önemi

Rotor kaçağı iki önemli etkiye sahiptir. Birincisi, mıknatıs akısını boşa harcamaktadır. Açık devre durumunda, hava aralığı akısı mıknatıs akısından daha düşüktür.



Şekil 3.17 X_{aq} 'nin hesaplanması için geometri

Bu nedenle, kaçak katsayısı f_{LKG} , mıknatıs akısının kullanılmasında, manyetik devrenin etkinliğinin karakterize etmek üzere, Φ_g/Φ_M oranı gibi (2.5) eşitliği ile tanımlanmıştır. Şekil

(2.7)'deki manyetik eşdeğer devresinden aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$f_{LKG} = \frac{1/R_g}{P_L + 1/R_g} = \frac{1}{1 + P_L R_g} \quad (3.83)$$

$$\frac{1}{f_{LKG}} = 1 + P_L R_g \quad (3.84)$$

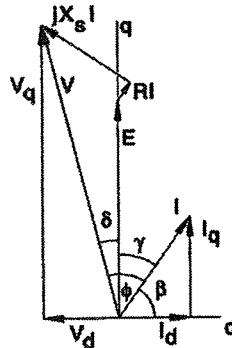
Rotor kaçığının ikinci etkisi de mıknatıs etrafındaki d eksenini endüvi reaksiyonu akısının bir bypass kol sağlayarak, saptırmasıdır. (3.78) eşitliğinden tanımlanan per unit rotor kaçık manyetik geçirgenliği p_{rl} bu bypass kolunun etkinliğini karakterize etmektedir. P_L kutup başına rotor kaçık manyetik geçirgenliği ve P_{M0} 'da kutup başına manyetik geçirgenliği olduğunda f_{LKG} ve p_{rl} arasındaki ilişki aşağıda verilmiştir.

$$p_{rl} = \left[\frac{1}{f_{LKG}} - 1 \right] \times \frac{1}{P_{M0} R_g} \quad (3.85)$$

3.5 Fazör Diyagramı

3.5.1 Yuvarlak Kutuplu Makinalar

Mıknatısları rotor yüzeyinin üstünde ve milin enine kesiti, dairesel olan sinüsdalga motor bir "yuvarlak kutuplu" senkron makinedir: d eksenini ve q eksenini senkron reaktansları birbirine eşittir, $X_d = X_q$ ve her ikisi (3.49) eşitliğinde verilmiştir. Dengede sinüsoidal faz akımları ile kararlı halde uygulama Şekil 3.18'de gösterilen fazör diyagramı ile gösterilebilir. d eksenini referans eksenini olarak seçilmiştir ve açık devre gerilim fazörü $E = jE_q$ 'dur, (E_q (3.45) eşitliğinde verilmiştir).



Şekil 3.18 Yuvarlak kutuplu sinüs dalga motorunun fazör diyagramı

RI fazörü, faz direnci R üzerindeki gerilim düşümünü temsil etmektedir ve I'ya paraleldir.

Benzer şekilde, senkron reaktans üzerindeki gerilim düşümü $jX_s I$ ile temsil edilmektedir ve akım fazörünün 90° önündedir. Zıt EMK ve gerilim düşümü fazörlerinin toplamı uygulanan gerilime eşit olmalıdır. Böylece aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$V = E + (R + jX_s)I \quad (3.86)$$

3.5.2 Çıkık Kutuplu Makinalar

Şekil (3.19), d ve q eksenleri bileşenlerine ayrılmış akım ve gerilimler ile daha genel bir fazör diyagramını göstermektedir ve çıkık kutuplu senkron makinada olduğu gibi $X_d \neq X_q$. X_d ve X_q 'nin birbirine eşit olmaması, d ve q eksenleri boyunca relüktanstaki farklılıklardan dolayıdır. Şekil 3.19.a'da akım, d ekseninden $\beta > 90^\circ$ lik bir açıyla öndedir ve q ekseninden γ ile geridedir. Bu açı bazen “moment açısı” olarak da bilinmektedir.

$$\gamma = \beta - \frac{\pi}{2} \quad (3.87)$$

Bu eşitlik 3.19.b şekline de uygulanabilir, $\gamma < 0^\circ$ dir ve akım q ekseninin arkasında geridedir.

Akım fazörü aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$I = I_d + jI_q \quad (3.88)$$

$$I_d = I \cos \beta = -I \sin \gamma$$

$$I_q = I \sin \beta = I \cos \gamma \quad (3.89)$$

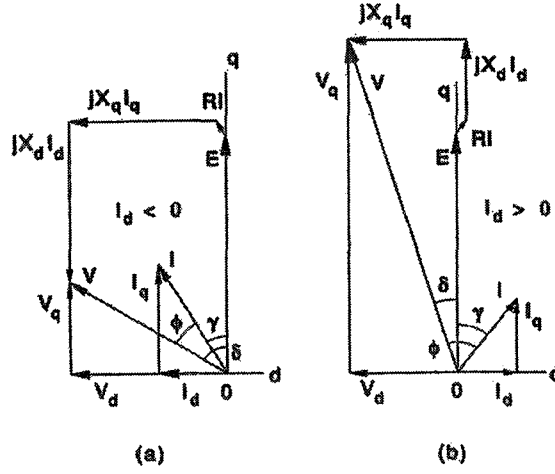
Benzer şekilde gerilim fazörü V, q ekseninden δ açısı ile öndedir, bu açı bazen “yük açısı” olarak da bilinmektedir.

Gerilim fazörü aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$V = V_d + jV_q \quad (3.90)$$

$$V_d = V \cos\left(\delta + \frac{\pi}{2}\right) = -V \sin \delta \quad (3.91)$$

$$V_q = V \sin\left(\delta + \frac{\pi}{2}\right) = V \cos \delta \quad (3.92)$$



Şekil 3.19 d ve q eksenleri bileşenlerine ayrılmış akım ve gerilimler ile motor durumunda çıkık kutuplu sinüs dalga motorun fazör diyagramı (a)mıknatıslığı gideren d eksenli akımı (b) mıknatıslayıcı d eksenli akımı

Fazör diyagramdan aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$V_d = RI_d - X_q I_q$$

$$V_q = RI_q + X_d I_d \quad (3.93)$$

$$V = E + RI + jX_d I_d + jX_q I_q \quad (3.94)$$

Bu eşitlik $X_d = X_q$ olduğu zaman (3.86) eşitliğine indirgenebilir.

Pozitif bir d eksenli bileşeni, $I_d > 0$, mıknatıs tarafından oluşturulan d eksenli akısını arttırmaya yönelik hava aralığı etrafında bir MMK meydana getirmektedir. Stator akımının, mıknatıslayıcı olduğu ifade edildiğinde, Şekil 3.19.b'deki gibi, jE_q 'ya eklenen q ekseninde I_d 'nin endüklediği $jX_d I_d$ gerilimi ile MMK tarafından oluşturulan akı birleştirilir. Mıknatıs akı yoğunluğu artar, böylece çalışma noktası mıknatıslığı giderme karakteristiğinde yukarıya doğru hareket eder. Bu durum, birinci bölgede $B_M > B_r$ olması ile sağlanabilir.

Negatif bir d eksenli bileşeni, $I_d < 0$, d ekseninde mıknatıs akısına karşı bir MMK dağılımı meydana getirir. Endüvi akımının mıknatıslığı giderici yönde olduğu söylenirse, Şekil 3.19.a'daki gibi jE_q 'ya ters yöndeki gerilim $jX_d I_d$ 'dir. Mıknatıs akı yoğunluğu azalır böylece çalışma noktası mıknatıslığı giderme karakteristiğinde aşağıya doğru hareket eder.

Güç faktörü açısı ise aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\phi = \delta - \gamma \quad (3.95)$$

Açıkça, $I_d > 0$ olduğu zaman güç faktörü açısı azalır. Bir diğer deyişle, mıknatıslığı giderici durumdaki bir uygulama ile birleştirilmiş yüksek bir güç faktörü, yüksek zorlayıcı alan şiddetli bir mıknatısın yüksek güç faktörüne ve konverterde kVA ihtiyacının düşmesine müsade ettiğini göstermektedir.

Elektromanyetik moment ise aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$T = 3p[\psi_d I_q - \psi_q I_d] \quad [\text{Nm}] \quad (3.96)$$

Kaçak akılar ψ_d ve ψ_q , faz başına RMS değerleridir.

$$\begin{aligned} \omega_s \psi_d &= E_q + X_d I_d \\ \omega_s \psi_q &= X_q I_q \quad [\text{Vs}] \end{aligned} \quad (3.97)$$

Böylece elektromanyetik moment aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$T = \frac{3p}{\omega_s} [E_q I_q + (X_d - X_q) I_d I_q] \quad (3.98)$$

Birinci terim "mıknatis momenti" olarak adlandırılır ve $(X_d - X_q)$ ile orantılı ikinci terim ise "relüktans momenti" olarak adlandırılır. Eğer I_d ve I_q (3.89) eşitliğinden, moment eşitliği aşağıdaki halini alır.

$$T = \frac{3p}{\omega_s} \left[E_q I \cos \gamma - \frac{I^2}{2} (X_d - X_q) \sin 2\gamma \right] \quad (3.99)$$

Bu da gösteriyor ki X_d ve X_q eşit değilse, γ açısının akım ile değişebilen amper başına maksimum momenti üretmesi gereklidir. Çıkık kutuplu tipteki makina için k_T sabiti sabit değildir fakat akıma bağlıdır. Bu değişim (3.99) eşitliği ile ifade edilenden daha karmaşık olabilir çünkü X_d ve X_q reaktansları doyma ile ilgili bir konudur. Bazı motor konfigürasyonlarında, özellikle mıknatısları rotorun üzerinde olan sabit mıknatıslı motorlarda, X_q için bu değişim çok sade olabilir. γ 'a göre (3.99) eşitliği değiştirilirse, maksimum moment için açı değeri aşağıdaki formülle elde edilebilir.

$$\gamma_{\max T} = \sin^{-1} \left[\frac{-E_q \pm \sqrt{E_q^2 + 8\Delta X^2 I^2}}{4\Delta X I} \right] \quad (3.100)$$

Burada, $\Delta X = X_d - X_q$ 'dir. Örnek olarak, $\Delta X I = 0,2E_q$ ise $\gamma = 10,7^\circ$ dir ve $\Delta X I = 0,5E_q$ ise, $\gamma = 21,5^\circ$ dir.

Mıknatısları rotorun yüzeyinde olan motorlarda olduğu gibi $X_d = X_q$ iken, moment eşitliği

aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$T = \frac{3p}{\omega_s} E_q I_q = \frac{3p}{\omega_s} E_q I \cos \gamma \quad (3.101)$$

Bu eşitlik (3.47) eşitliği ile aynıdır. Böylece sabit moment, fazör diyagramda I_q =sabit olarak yatay bir çizgidir.

3.6 Daire Diyagramı ve Hız/Moment Karakteristiği

3.6.1 Yuvarlak Kutuplu (Mıknatısları Rotorun Yüzeyinde Bulunan) Motorlar ($X_d=X_q$)
Belirli hızda, E_q , mıknatıs akısı tarafından belirlenir ve moment, q eksen akımı I_q ile orantılıdır. E_q ile hız oluştuğundan sonra sıfır hızda da bu ilişki geçerlidir ((3.46) eşitliği). Moment ve akım arasındaki doğrusal ilişki, kontrolör tasarımı daha basit hale getirir ve dinamik performansı da daha düzenli ve önceden tahmin edilebilir yapmaktadır. Amper başına moment veya moment sabiti k_T tarafından karakterize edilir.

Sürülebilir akımının miktarı, motorun ısı dağıtım kapasitesi ve kontrolörün akım oranı tarafından sınırlanmaktadır. Ayrıca, senkron reaktans ve direnç üzerine düşen gerilim düşümü ve zıt EMK'nın her ikisinin de üstesinden gelmesi gereken, maksimum kontrolör gerilimi tarafından da sınırlanmaktadır. Fazör diyagramın kompleks düzleminde, devamlı maksimum kontrolör akımı I_c , (3.102) eşitliğinde anlatıldığı gibi akım fazörünü dairesel bir geometrik yer ile sınırlamaktadır.

$$I_d^2 + I_q^2 = I_c^2 \quad (3.102)$$

Bu durum Şekil 3.20'de de gösterilmektedir.

Maksimum kontrolör gerilimi V_c , (3.103) eşitliğinde de anlatıldığı gibi motor kaynak gerilimini ayrı bir dairesel geometriye sınırlandırmaktadır.

$$V_d^2 + V_q^2 = V_c^2 \quad (3.103)$$

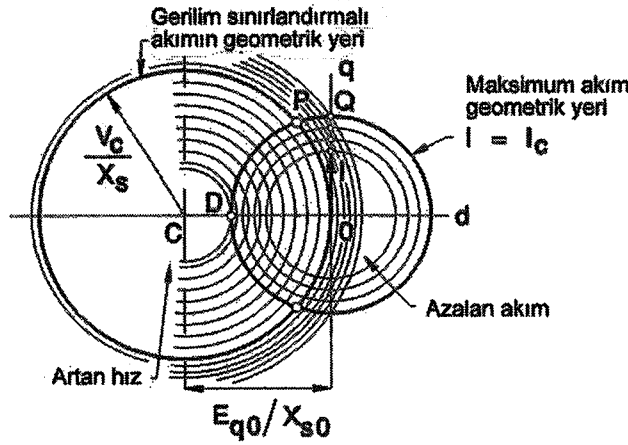
V_d ve V_q (3.93) eşitliğinden çıkartılıp ve direnç ihmal edildiğinde aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$X_s^2 I_q^2 + (E_q + X_s I_d)^2 = V_c^2 \quad (3.104)$$

veya

$$I_q^2 + \left[I_d + \frac{E_q}{X_s} \right]^2 = \left[\frac{V_c}{X_s} \right]^2 \quad (3.105)$$

Bu, merkez noktası $(-E_{q0}/X_{s0}, 0)$ ve yarıçapları (V_c/X_s) olan Şekil 3.20'de "gerilimi sınırlanmış akım geometrisi" daireyi temsil etmektedir. E_q ve X_s 'in her ikisi de frekans ile orantılı olduğu sürece yer değiştiren noktası $-E_{q0}/X_{s0}$ hızdan bağımsızdır. Böylece 0 indisi, oranlı frekans ve büküm noktası frekansı gibi özel bir frekansı belirtmek için kullanılmıştır.



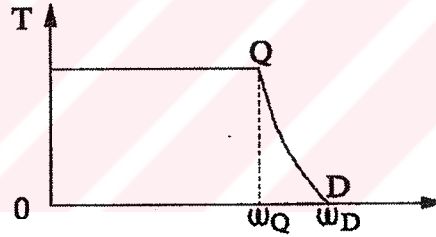
Şekil 3.20 Yuvarlak kutuplu (mıknatısları rotorun yüzeyinde olan) sabit mıknatıslı senkron motor için daire diyagramı

Kontrolör limitlerinin içindeki çalışma, akım sınırlaması geometrik yeri ile gerilim sınırlaması geometrik yerinin kesişimi içinde kalmalıdır. Eğer kontrolör bir PWM sinüs dalga amplifikatörü ise düşük hızda genellikle gerilim sınırlama geometrisi ile akım sınırlama geometrisini iç içe getirecek yeterli gerilim bulunmaktadır, böylece herhangi bir yönlendirme de maksimum akım elde edilebilmektedir. Amper başına momenti en yüksek seviyesine çıkartabildiği sürece akım fazörü için en avantajlı yönlendirme q eksenidir. Genelde düşük hızlarda PWM darbe periyot oranı düşüktür ve faz gerilimi V_c 'den daha düşük bir değere kesilmektedir. Çalışma, akım ile orantılı momentle OQ boyunca meydana gelir ve akım fazörü I Şekil 3.20'de gösterildiği gibidir.

Hız ve frekansın artması ile birlikte, akım sınırlama geometrisi sabit kalmaktadır fakat gerilim sınırlama geometrisinin yarıçaplarındaki hız azalmaya başlamaktadır. Bu PWM darbe periyot oranı maksimuma ulaştığı zaman başlamaktadır ve motor kaynak gerilimi, konverterden gelen mümkün olan maksimum sinüs dalga gerilimi V_c 'ye eşitlenir. Bu PWM kontrole "doymada kontrol" denmektedir. Çalışma, $\gamma=90^\circ$ 'de OQ boyunca mümkündür fakat bu sadece akımın Q 'da orantılı değeri I_c 'ye ulaşması halinde mümkündür. Bu meydana gelince oluşan hıza da, "büküm noktası" hızı denmektedir. Bu, momentin tamamının geliştirebildiği maksimum hızdır.

Hızın artarak ilerlemesi durumunda, gerilim sınırlama geometrisi yarıçapları azalır. Maksimum akım, Şekil 3.20’de iki dairenin kesişimi olan P noktasıdır. Akımın şiddetini I_c ’ye yükseltmek hala mümkün olmasına rağmen, q eksenini boyunca bu şiddetteki bir akımı yönlendirmek mümkün değildir ve bu yüzden de moment azalmaktadır. Gerilim sınırlama geometrisi yarıçaplarının azalması, maksimum akım fazörünü q eksenini boyunca yukarıya doğru çeker ve mıknatıslığı giderici d eksenini akımı artarken, moment üreten q eksenini akımı azalmaktadır. Maksimum akım I_c ’nin motora hala yollanabildiği hızda P kesişimi tamamiyle d eksenindedir ve D kesişim noktasına ulaşana kadar devam etmektedir. Böylece hiç moment geliştirilemez. Bu noktada güç faktörü sıfırdır ve akım tamamiyle mıknatıslığı gidermektedir.

Hız bandının tamamını boyunca akım fazörü için OQ ve OD beraber sınırlama geometrisine ve Şekil 3.21’deki moment-hız karakteristiğinin artışını şekil verirler. OQ boyunca maksimum moment, fazör diyagramında q eksenini boyunca yönlendirilen maksimum akım I_c ile oluşturulabilir. Motorda ki fiziksel boşluğun içinde, dönen amper iletkeni dağılımının eksenini, d ekseninde, rotorun 90° ilerisindedir. Q, momentin tamamının geliştirilebildiği maksimum hızda büküm noktasıdır. QD boyunca, negatif yönde (mıknatıslığı giderici) maksimum akım I_c akarken d eksenini yönlendirilirken, D noktası sıfır oluncaya kadar moment azalmaktadır.



Şekil 3.21 Yuvarlak kutuplu sinüs dalga motorun moment/hız karakteristiği

D ve Q noktasında hızlar arasındaki oran aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$k = \frac{\omega_D}{\omega_Q} = f_D/f_Q \quad (3.106)$$

Eğer Q’da direnci ihmal edilirse,

$$I_d=0 ; I_q=I_c ; V_q=E_{q0} ; V_d=-X_{s0}I_c \quad (3.107)$$

dir. X_{s0} ve E_{q0} ’daki 0 indisleri büküm noktası frekansındaki değerleri göstermektedir.

Akım ve gerilim ise,

$$I = jI_q = jI_c \quad \text{ve} \quad V_c^2 = E_{q0}^2 + X_{s0}I_c^2 \quad (3.108)$$

Bu eşitlikler yardımıyla I_c akımı,

$$I_c = \sqrt{\frac{V_c^2 - E_{q0}^2}{X_{s0}^2}} \quad (3.109)$$

şeklinde elde edilir. D noktasında,

$$I = I_d = -I_c = \frac{V_c - kE_{q0}}{kX_{s0}} \quad (3.110)$$

dir. Her ikisi de kendi hızlarında I_c için (3.75) ve (3.76) eşitliklerinin eşitlenmesiyle aşağıdaki eşitlik elde edilebilir.

$$k = \frac{V_c}{E_{q0} - \sqrt{V_c^2 - E_{q0}^2}} \quad (3.111)$$

e_0 , ana gerilim gibi kontrolörün maksimum RMS gerilimiyle büküm noktasında per-unit açık devre gerilimi olarak tanımlanırsa,

$$e_0 = \frac{E_{q0}}{V_c} \quad (3.112)$$

$$k = \frac{1}{e_0 - \sqrt{1 - e_0^2}} \quad (3.113)$$

dir. Örnek olarak, motorun yüksüz durumda (sıfır moment) 6000 dev/dak'ya erişebilme kapasitesi bulunduğu ve motoru maksimum moment olan 3000 dev/dakika'da çalıştırmak gerektiğinde, $k=2$ 'dir ve bu değerin elde edilebilmesi için e_0 , 0.911'den büyük olmalıdır.

Büküm noktasında d eksen akımı sıfırdır ve bu noktada fazör diyagramından güç faktörü aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\cos \phi_0 = \frac{E_{q0}}{V_c} = e_0 \quad (3.114)$$

$$\sin \phi_0 = \frac{X_{s0}I_c}{V_c} = X_{s0} \quad (3.115)$$

X_{s0} büküm noktası frekansında, senkron reaktansın V_c/I_c 'nin tabanına normalleştirilmiş per-unit senkron reaktansıdır. Yukarıda k 'nın 2 olduğu örnekte, büküm noktası güç faktörü 0.911 ve per-unit senkron reaktans $X_{s0}=0.411$ 'dir. Tipik olarak, X_{s0} , mıknatısları rotorun üzerinde

olan motorlardaki değerine göre daha ufaktır. Daha küçük per-unit senkron reaktansa, daha düşük hız bandına, büküm noktası hızının üzerinde ulaşılabilir. Mıknatısları rotorun yüzeyinde olan motorlar, büküm noktası hızlarının üstünde çalışma kapasitelerini sınırlarlar ve geniş bir hız aralığında sabit bir güç karakteristiğini koruyamazlar. Bunun temel fiziksel sebebi ise hava aralığı akısının çoğunlukla mıknatıs tarafından sabitlenmesidir ve herhangi uygun bir derecede alan zayıflaması mümkün olmamaktadır. Bu anlatımda direnç ihmal edilmiştir. Direncide içeren bir analiz Leonhard tarafından yapılmıştır (Leonhard, 1985).

Hız, Şekil 3.20'de D noktasının ötesinde artarsa, aşırı akım riski bulunmaktadır. Çünkü zıt EMK E_q , kaynak gerilimi sabit kalırken artmaya devam eder. Bundan sonra akım tamamıyla motordan kaynağa geri akan saf bir reaktif akımdır (sıfır güç faktörüne yakın değer ile). Motor ve kontrolördeki kayıplardan dolayı küçük bir q ekseni akımı ve küçük bir moment bulunmaktadır. Güç akışı tersine dönmüştür ve bu tip bir çalışma sadece, motorun kontrolörü serbest bıraktığı durumlarda geçerlidir. Bu, motor dış bir ana hareket ettiriciyle sürülüyorsa veya motorun, eylemsizlik momenti ve yükün, kontrolör geriliminin düşmesinden sonra yüksek hızını koruması ile meydana gelebilir. Reaktif akım sadece senkron reaktans tarafından sınırlandırılabilir ve hızın artması ile kısa devre akımına yaklaşır E_q/X_s . Bu, birçok kere motor sargılarının veya kontrolörün normal devam eden oranıdır ve kısmen mıknatısların mıknatıslıklarının giderilmesinde yeterli olabilir. Akım kontrolörde tek yönlü diyotlar ile doğrultulur ve özellikle DC'yi beslemek üzere bir filtre kapasitörü ve AC doğrultucu kullanılıyorsa, diyotlarda sadece aşırı akım riski bulunmaz, aynı zamanda da kontrolörün DC tarafında aşırı gerilim riski bulunmaktadır. Efektif bir çözüm de, faz sargılarını üç fazlı bir dirence kısa devre edecek bir aşırı hız rölesi kullanmak veya kontrolörü zorlamadan, fren momenti oluşturabilecek bir kısa devredir.

3.6.2 Çıkık Kutuplu Motorlar

$X_d \neq X_q$ olması durumunda, (3.104) eşitliği direncin ihmal edilmesiyle daha genel bir şekle sahip olur ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$X_q^2 I_q^2 + (E_q + X_d I_d)^2 = V_c^2 \quad (3.116)$$

ve bu Şekil 3.20'de dairesel alanın yerine bir elipsel gerilim sınırlandırılmalı akım geometrisini göstermektedir.

4. SABİT MIKNATISLI SENKRON MAKİNALARDA ZİT EMK'NİN HESAPLANMASI

4.1 Giriş

Zıt EMK dalga şeklinin bilinmesi iki ana sebep için gereklidir. Birincisi, motorda düzgün moment üretebilmek için önemli bir göstergedir. Sinüs dalga motorlar da, tamamı ile sinüsoidal zıt EMK dalga şekli istenmektedir. Teoride, bunun elde edilmesi akım dalga şeklinin sinüsoidal olması ile mümkündür. Böylece herhangi bir zıt EMK dalga şekli ile düzgün moment üretilir, fakat bu karmaşık bir elektroniği gerektirir ve uygulama da sadece zaman zaman önerilmektedir (Ackermann vd., 1992). Son zamanlarda tasarımcılar zıt EMK dalga şeklini sinüsoidal normlara mümkün olduğu kadar yakın elde etmeye çalışmaktadırlar.

Zıt EMK dalga şeklinin iyi bir şekilde tahminini gerektiren ikinci sebep ise, kontrolör ile motorun çalışmasının doğru simülasyonu ve akım dalga şekli ile doğru kontrol stratejisinin elde edilmesidir.

Zıt EMK dalga şeklinin hesaplanmasındaki metotlar, analitik ve nümerik metotlar olarak sınıflandırılabilir. Analitik metotların başlıcaları, (1) yoğun parametrelili relüktans ağı (manyetik eşdeğer devre), (2) konform dönüşüm (conformal transformation), (3) Laplace eşitliklerinin analitik çözümü. Ana nümerik metotlar ise, (1) belirli sınırları yada büyüklükleri olan sonlu eleman metodu (finite-element), (2) sınır etki (boundary element) metodudur. Her iki metod da iyi geliştirilmiş bilgisayar yazılımları ile kullanılabilirler.

EMK dalga şeklinin hesaplanmasında, bilgisayarlı analitik metot uygulamalarına efektif bir örnekte Boules'un çalışmasıdır (Boules, 1984, 1985). Boules metodu, Hague döneminin formülasyonlarını kullanan, eşdeğer akım çizelgeleri ile mıknatısların gösterilmesine dayanan bir metottur (Hague, 1962). Teknik, açık oluk geometrisi veya eğikliğinin etkisine önem vermemektedir ve rotor konfigürasyonları ile sınırlıdır. Ticari öneme sahip tasarımlar, kutup başına düşük sayıda oluk kullanmaktadır ve fırçasız motorların birçoğu, statorlarında veya mıknatıslarında eğiktir. Diğer taraftan da, Boules metodu, oluksuz motorların analizi için ideal bir metottur.

Bu bölümde, zıt EMK'nın hesaplanması, farklı koşullar da yaklaşımlarını da içeren şekilde üç alternatif yaklaşım anlatılmaktadır. En basit olanı, en geniş şekilde kullanılmakta olan "BLV" metodudur. Dişlerdeki akı dalga şekline bağlı olan sınırlandırmaların açıklanması iki metoda da öncülük etmektedir ve bu da demir kayıplarının hesaplanması ile ilgili gerekli bağlantıyı

sağlamaktadır.

4.2 BLV Metodu

“BLV” metodu, stator iletkenlerini, düzgün, oluksuz, çapı D olan statorun, göbeğindeki flamanlar olarak ele almaktadır. Herhangi bir bobinde meydana gelen ;EMK'nın dalga şekli, Faraday kanunlarına göre aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$e = -\frac{d\psi}{dt} \quad (4.1)$$

Ψ bobinin kaçak akısıdır [V-s]. Ψ 'de zaman ve rotor pozisyonundaki ξ değişimlerin hesaba katılması ile EMK aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$e = \frac{\partial\psi}{\partial t} + \frac{\partial\psi}{\partial\xi} \frac{d\xi}{dt} = \omega_m \frac{\partial\psi}{\partial\xi} \quad (4.2)$$

Manyetik devrenin relüktansının sabit kalmasını sağlayan “dönüştüren EMK” terimi $\partial\psi/\partial t$ kaybolmaktadır. Böylece mıknatıs akısı zaman ile değişmemektedir. Bobin yanlarının θ_1 ve θ_2 açısız pozisyonlarda buldukları düşünüldüğünde, bobin adımı $\theta_2-\theta_1$ olacaktır. Böylece ψ , θ_1 ve θ_2 arasında hava aralığı etrafında mıknatıs akı yoğunluğu dağılımı $B(\theta)$ 'nin integrali ile orantılı olmakta ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\psi = T_c r L \int_{\theta_1}^{\theta_2} B(\theta) d\theta \quad (4.3)$$

Burada, T_c sarım sayısı, $r=D/2$ göbeğin yarıçapı, L tabaka uzunluğu ve θ 'da stator göbeğindeki objenin konum açısıdır. (4.3) eşitliği ile elde edilen akı değeri (4.2) eşitliğinde yerine yazılırsa e,

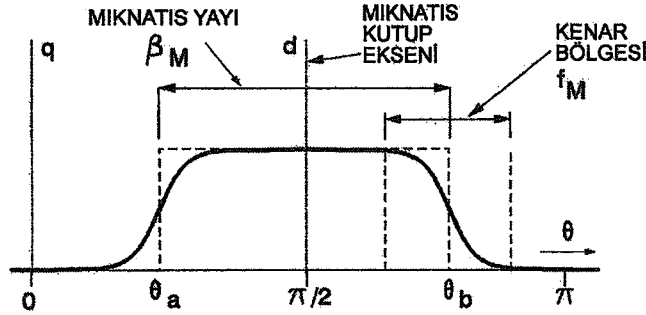
$$e = \omega_m T_c r L \times \frac{\partial}{\partial\xi} \int_{\theta_1}^{\theta_2} B(\theta) d\theta \quad (4.4)$$

şeklinde yazılabilir. İntegralin içindeki değişim sadece ξ ve θ bir sabite eşit veya bir sabit ile değiştiği zaman basitleştirilebilir. Bununda anlamı akı yoğunluğu dağılımı $B(\theta)$ 'nin rotora sabitlenmiş ve rotorun dönüşüyle biçiminin değişmemesidir. Bu durumda sonuç e,

$$e = (B_2 - B_1) LV \quad (4.5)$$

şeklinde yazılabilir. $V=r\omega_m$ stator göbeğinde doğrusal hızdır ve B_1 ve B_2 sırasıyla θ_1 ve θ_2 'deki akı yoğunluklarıdır. Tam adımlı bir bobinde, daha basitleştirilmiş bir koşulda $B_1=-B_2$ 'dir, bu da e'nin $e=2BLV$ 'ye eşit olması demektir.

BLV metodunda $B(\theta)$, oluk tarafından modüle edilmemiş hava aralığının etrafında statik mıknatıs akı dağılımıdır. BLV metoduna göre, tam adımlı bir bobindeki EMK dalga şekli, modüle edilmemiş hava aralığı akı yoğunluğu dağılımı ile aynı biçime sahiptir. Mıknatısları rotorun yüzeyinde olan bir motor için akı dağılımı Şekil 4.1’de gösterilmektedir.



Şekil 4.1 Düzgün bir stator da hava aralığı akı yoğunluğu dağılımı

4.3 Hava Aralığı Akı Yoğunluğu Dağılımı

Şekil 4.1’de görüldüğü gibi akı yoğunluğu dağılımı $B(\theta)$ ’nın temelini oluşturan yapı, elektriksel radyanlarda mıknatıs kutup yayı β_M genişliğinde dikdörtgen bir darbedir ($\beta_M = a\pi$). Orijini q eksenidir ve büküm noktaları açıları θ_a ve θ_b aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\theta_a = \frac{\pi - \beta_M}{2} ; \theta_b = \theta_a + \beta_M \quad (4.6)$$

β_M dış kenarı, aşağıda elde edilen düzeltme fonksiyonu ile gösterilmektedir.

$$\frac{1}{2} e^{-x/a} \quad (4.7)$$

$x = \xi_a - \xi$ öndeki bölümde (sol el tarafı) ve $x = \xi - \xi_b$ ise takip eden bölümdedir. β_M için düzeltme faktörü ise aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\frac{1}{2} (1 - e^{-x/a}) \quad (4.8)$$

$x = \xi - \xi_a$ öndeki bölümde ve $x = \xi_b - \xi$ takip eden bölümdedir. a üssü aşağıdaki eşitlik ile tahmin edilebilmektedir.

$$a = \frac{1}{2} \sqrt{g \left[g + \frac{L_m}{\mu_{rec}} \right]} \quad (4.9)$$

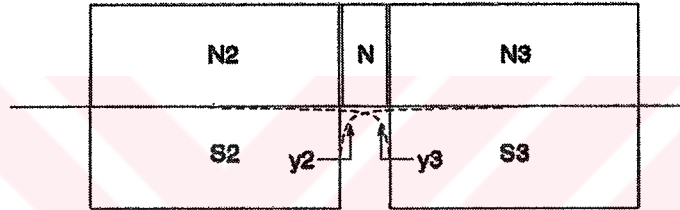
Burada, L_m mıknatıs uzunluğu, μ_{rec} ise onun rölatif daimi mıknatıs geçirgenliğidir. Dr. R.

Rabinovici (Miller ve Rabinovici, 1994) tarafından önerilen bu formülün kökleri $L_m=0$ olarak oluksuz motorun Hague analizine dayanmaktadır (Hague, 1962) ve uygulamada iyi sonuçlar verdiğini bulmuştur. Üslü duruma geçişin %97'sini kapsayan bir aralıkta, mıknatısın herhangi bir tarafında kenar bölgesinin toplam genişliği $f_M=7a$ olmaktadır. (4.9) eşitliğindeki terimin önemi, g veya (L_m+g) 'den herhangi birinin sıfır yapılarak kenarların yok edilmesidir.

N ve S mıknatıs kutupları (4.7) ve (4.8) eşitliklerine göre bağımsız bir şekilde incelenmelidirler ve sonuç EMK dalga şekilleri eklenmelidir. Mıknatıs yayı çok dar ise soldaki kenar fonksiyonu sağdaki ile üst üste bindirilebilir. Bindirme bölgesindeki sonuç ise aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$y = 1 - y_2 - y_3 \quad (4.10)$$

y_2 soldaki kenar fonksiyonu ve y_3 'de sağdan gelendir. Bu Şekil 4.2'de de gösterilmektedir.



Şekil 4.2 Üst üste bindirilmiş kenar fonksiyonları-dar mıknatıs kutup yayı

Dar bir mıknatıs olan N, N, N₂, N₃, S₂ ve S₃ gibi beş mıknatıs ile yer değiştirilebilir. Üç adet N mıknatısı, bir adet geniş mıknatısı oluşturmak üzere birleştirilebilir böylece N kutupları ile katkıda bulunulan merkezdeki akı yoğunluğu 1 olmaktadır. İki S mıknatısı ile katkıda bulunulan akı yoğunluğu sırası ile y_2 ve y_3 'tür, bu da dar dış yayının içinde $1-y_2-y_3$ toplamını vermektedir.

4.4 Eğiklik

Eğilmiş bir mıknatıs, Şekil 4.3'te gösterildiği gibi birçok küçük mıknatıstan yapılmış gibi ele alınabilmektedir. Bir dişin aksenal uzunluğunun tümü boyunca geçen akı Φ_T , mıknatıslar dizisinin sıralanmış yaylar ile birlikte aksenal yönde herbiri, L uzunluğuna sahip olan ince saç mıknatıs tabakaları ile yer değiştirmesiyle hemen hemen aynıdır. Saç mıknatısların birleşik olarak dayanıklılığı, gerçek mıknatısın ürettiği hava aralığı akı dağılımının aynısını üretecek düzeydedir.

(4.7) ve (4.8) eşitliklerinin kenar fonksiyonları, kalınlıkları ölçülemeyecek kadar küçük bir

değere düşerken ayrı ayrı herbir mıknatıs saçına uygulandığında, toplam etki, Şekil 4.3 ve 4.4'te gösterildiği gibi σ eğiklik açısı iken, $-\sigma/2$ 'den $\sigma/2$ 'ye kadar olan aralıkta saç mıknatısların alan katkılarının integralinin alınmasıyla elde edilebilir. Ölçülemeyecek kadar küçük bir saç mıknatısın toplam akı dağılımına katkısı $dB=(B_{pk}/\sigma)d\theta_1$ ise, Şekil 4.4'ün 1. bölgesindeki toplam değer saç mıknatısların tamamının integralinin alınması ile elde edilebilir ve $B_1(\theta)$,

$$B_1(\theta) = \int_{-\sigma/2}^{\sigma/2} dB(\theta) = \int_{-\sigma/2}^{\sigma/2} \frac{B_{pk}}{\sigma} \times \frac{1}{2} e^{(\theta-\theta_1)/a} d\theta_1$$

$$= \frac{B_{pk}}{4} \frac{a}{\sigma/2} \left[e^{(\theta+\sigma/2)/a} - e^{(\theta-\sigma/2)/a} \right] \quad (4.11)$$

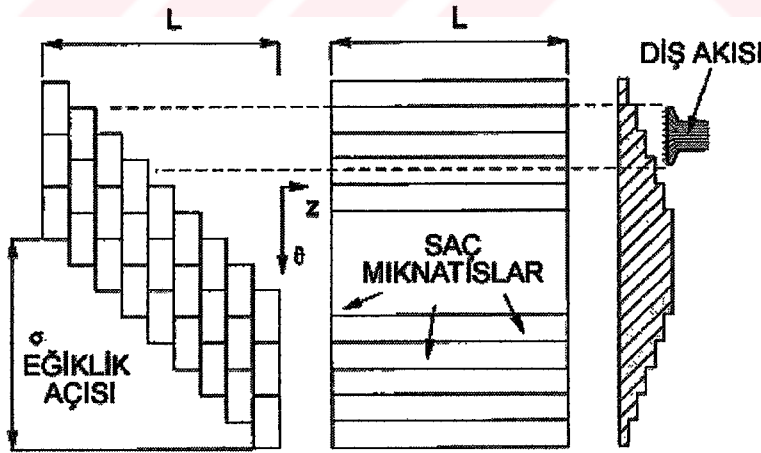
şeklinde yazılabilir. Benzer şekilde, Şekil 4.4'ün 2. bölgesindeki akı dağılımı ise aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$B_2(\theta) = B_{pk} \left\{ 1 - \frac{1}{4} \frac{a}{\sigma/2} \left[e^{-(\theta-\sigma/2)/a} - e^{-(\theta+\sigma/2)/a} \right] \right\} \quad (4.12)$$

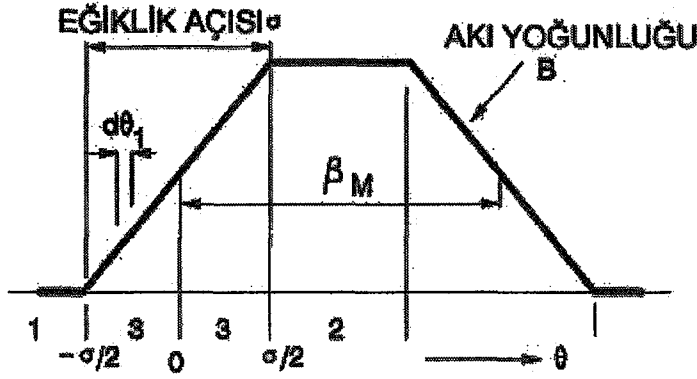
3.bölgedeki akı dağılımı $B_3(\theta)$ ise,

$$B_3(\theta) = B_{pk} \left\{ \frac{\sigma/2 + \theta}{\sigma} - \frac{1}{4} \frac{a}{\sigma/2} \left[e^{(\theta-\sigma/2)/a} - e^{-(\theta+\sigma/2)/a} \right] \right\} \quad (4.13)$$

şeklinde yazılabilir.



Şekil 4.3 Hava aralığı akı yoğunluğu dağılımında eğikliğin etkisi



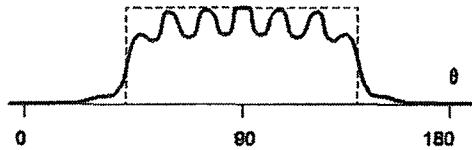
Şekil 4.4 Eğiklik etkisinin integrali

Bu eşitlikler, mıknatıs kenarları ve eğikliğini de içeren eşdeğer hava aralığı akı yoğunluğu dalga şeklini, hızlı hesaplamalar için daha iyi adapte edilmiş bir şekle yaklaştırmaktadır.

Saç mıknatısların eşdeğeri, z ekseninde manyetik alandaki herhangi bir değişikliğin etkisini gizlemektedir. Eksenel kenarlanmanın, mıknatıs çalışma noktasına etkisi ihmal edilmektedir. Dişler ve iletkenler, rotorun herhangi bir pozisyonunda ξ , tek bir toplam diş akısı (veya iletken EMK'sı) verebilmek için z değişkenlerinin integralini almaktadır.

4.5 Oluk Açmak

Oluk açmak, "BLV" metodu ile zorluklara neden olmaktadır. Oluklara yerleştirilmiş iletkenlerin EMK'sının, oluksuz statorun göbeğindeki flamanların EMK'sı ile ilişkisinin ne olduğu açık değildir. Bununla beraber, oluk açmak statorun göbeğindeki hava aralığı akı dağılımı $B(\theta)$ 'yı değiştirmektedir. Şekil 4.5 temel akı rotor ile dönerken, değişen fonksiyon stator da sabitlenmiştir: $B(\theta)$ dalga şekli rotor dönüşü ile değişir ve (4.4) eşitliğindeki ξ ve θ birbirleri ile ilgili değildirler. e 'nin değerlendirilmesi sonradan ξ 'nin diferansiyeli ile ilgili olarak $\psi(\xi)$ 'nin bir fonksiyonu halinde kaçak akı integralinin önceki değerlendirmesini gerektirmektedir.



Şekil 4.5 Hava aralığı akı yoğunluğu dağılımında oluk açmanın etkisi

$\Psi(\xi)$ fonksiyonunu değerlendirirken (sonlu elemanın hesaplamaları ile), birçok değer rotor dönüşünün tam bir kutup adımını kapsamaları gerekmektedir. Sonuçta $\psi(\xi)$ 'nin dalga şekli θ_1

ve θ_2 'nin değerleridir ve hesaplama uzun bir süre almaktadır. Bu yüzden de, bobin yanı yerleşimlerinin seçiminde, faz EMK'nın, faz sargısı bobinlerinden faz farkının $\psi(\xi)$ fonksiyonlarının süper pozisyon ile yeniden yapılandırılması mantıklı olacaktır. Tam adımlı bobin tabanlı konvensiyonel makina analizinde, $|\theta_1 - \theta_2| = \pi$ rad'dır. Fakat sargıların tümü tam adımlı bobinlere ayrıştırılamaz. Aşağıdaki avantajlar ile tek dişe sahip bir bobin daha iyi bir seçim olacaktır.

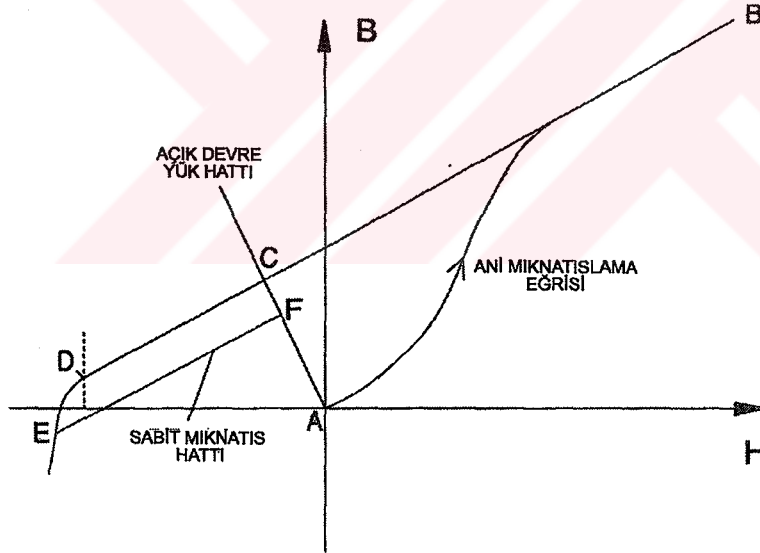
- Daha genel şekilde, herhangi sargının tek dişli bobinlerinin elektriksel seri eşdeğerlerine ayrışabilmesi daha mantıklıdır.
- Dişteki akı yoğunluğu, yaklaşık olarak tek dişli bir bobine bağlanan Φ_T akısı ile orantılıdır.
- Boyunduruk bölümlerinin herhangi birindeki akı dalga şekli Φ_Y , diş akısı dalga şekillerinden yeniden yapılandırılabilir. Bu, boyunduruktaki çekirdek kayıplarının hesaplanmasında kullanılabilir ve boşa çalışmadaki momentin hesaplanmasında da kullanışlıdır.
- Tek dişe sahip kontrol bobinleri ölçüm için uygundur ve statorun sarılmasından sonra da takılabilirler. Tam adımlı kontrol bobinleri eğer birçok sarıma sahip iseler takılmaları daha zordur.
- Tek dişe sahip bobinlerin analizin de özellikle makina yükte iken stator doyma koşulları göz önünde bulundurulması daha kullanışlıdır.

“BLV” metodu özellikle oluk açıklıkları dar olduğunda tatmin edicidir. Basit ve hızlı olabilme avantajına sahiptir. Faz sargısının hepsi tam adımlı bobinlere ayrıştırılamamasına rağmen, toplam faz EMK'sı iletkenlerdeki EMK'nın toplamına göre yeniden yapılandırılabilir.

Hava aralığı akı yoğunluğu (3.11) ve (3.13) eşitliklerine göre düzenlenirken eğikliğe göre de hareket edilebilir .

uygulanması gereken mıknatıslama kuvvetinin değeridir ($B_M=0$ iken, H_M 'in değeridir).

- Öz zorlayıcı alan şiddeti H_{ci} : Öz kutuplamayı sıfıra düşürmek için uygulanması gereken mıknatıslama kuvvetinin değeridir ($J=0$ iken, H_M 'in değeridir).
- Rölatif sabit mıknatıs geçirgenliği μ_{rec} : Remanans noktasında B/H eğrisinin eğimi, μ_0 'a rölatiftir. “Sert” mıknatısların, rölatif sabit mıknatıs geçirgenliği değeri 1.0-1.1 aralığındadır (havanın sahip olduğu değere yakındır). Mıknatısların düşük manyetik geçirgenliğe sahip olmaları yanıtlanabilmektedir. Fakat endüvi reaksiyonunun mıknatıslığı giderici etkisini sınırlandırmaya yardım etmesinden dolayı bu önemli bir özelliktir.
- Sınırlayan veya büküm noktası mıknatıslama kuvveti H_k : İkinci bölgede J/H_M eğrisinin nonlinear olmaya başladığı noktadaki H_M 'in değeridir. Mıknatıs çalışma noktası H_k 'nin sol tarafına doğru yönelirse tersine dönmeyecek mıknatıslık giderici bir dereceye ulaşacaktır. Bu yalnızca yeniden mıknatıslama ile düzeltilebilmektedir.



Şekil 5.2 Sabit mıknatıs malzemenin, mıknatıslama ve çalışma da ki önemli noktaları

Mıknatıs malzemeleri, izotropik ve anizotropik biçimlerin her ikisi de olabilmektedir. İzotropik bir malzeme her yönden aynı özelliklere sahiptir. Anizotropik malzemeler artan remanans ve zorlayıcı alan şiddeti ile tercih edilen yönde bir mıknatıslamaya sahiptirler.

Şekil 5.2, tipik olarak B/H histerezis çevriminin 1. ve 2. bölge eğrilerini göstermektedir. Malzeme, A noktasında ani olarak mıknatıslığını kaybetmiştir. Öncelikle, “başlangıç

mıknatıslama eğrisi” doğrultusunda çalışma noktasını, B noktasına sürmek için bir dış mıknatıslama kuvveti ($H_M > 0$) kullanılmıştır. Dışarıdan uygulanan mıknatıslama kuvveti çıkartılırsa, çalışma noktası 2. bölgede ana eğri üzerinde C noktasına hareket edecektir. C noktasının pozisyonu mıknatısın biçimine ve beslediği devrenin çalışma manyetik geçirgenliğine bağlıdır ve “yük hattı” tekniği kullanılarak hesaplanabilmektedir. Ana B-H çevriminin 2. bölgesi “mıknatıslığı giderici eğri” olarak adlandırılır. Uygulanan mıknatıslama kuvveti, mıknatısın tamamı ile mıknatıslamaya yeterli değilse, ana çevrimin içindeki yardımcı çevrim üzerinde çalışacaktır.

Çalışma noktası, dış bir mıknatıslamayı giderici alan ($H_M < 0$) uygulanarak B-H eğrisinden daha aşağıda bir yerde sürülebilir. Çalışma noktası D bükümünün altında sürülmediği sürece, B_M 'deki düşüş tersine çevrilebilir. Örnek olarak, dış alan çıkartıldığı zaman çalışma noktası, mıknatıslanmayı giderici karakteristiği C noktasına aynı yoldan geri götürecektir. Diğer yandan, çalışma noktası D noktasının altında E noktasında sürüldüğünde, dış alan çıkartıldığında çalışma noktası, mıknatıslanmayı giderici aynı yoldan geri götürememektedir fakat akı yoğunluğunun daha düşük bir seviyesinde bir sabit mıknatıs hattını takip etmektedir. Sabit mıknatıs hattına, sabit mıknatıs manyetik geçirgenliği $\mu_0\mu_{rec}$ 'e eşit sabit bir eğimin, doğrusal bir hattı (E-F) gözüyle bakılabilmektedir.

Çalışma noktası D bükümünün altında olduğunda, mıknatısın kısmen tersine çevrilemeyen biçimde mıknatıslığı giderilecektir. Uygulamalar birbirini izleyen bu etkilere açık bırakıldığında, mıknatıs, H_M 'in maksimum negatif etkisinden daha küçük dış alanlar tarafından tersine çevrilemeyen mıknatıslığın giderilmesine karşı dengede, kararlı tutulmuş olmaktadır.

5.1.2 Mıknatıs Enerji

2.Bölümde gösterildiği gibi, belirli bir akı yoğunluğuna verilen mıknatıslanmış bir hava aralığı hacmi için gerekli mıknatıs, enerji ile ters orantılıdır, $B_M H_M$. Mıknatıs üreten firmalar tarafından oluşturulan katalog bilgilerinde de sık sık gösterildiği gibi sabit enerji ürünlerinin çevresi dikdörtgen şeklinde hiperbollerdir. Bir mıknatısın maksimum enerjisi veya $(BH)_{max}$ 'i mıknatıslığı giderme karakteristiğinin, BH hiperbolüne teğet olduğu yerde meydana gelmektedir. Sabit mıknatıs manyetik geçirgenliği 1 olduğunda bu, sargılardan veya başka mıknatıslardan hiçbir dış alanın uygulanmadığı, 1 manyetik geçirgenlik katsayısı için meydana gelmektedir.

Elektrik akımlarından mıknatıslığı giderici MMK'nın bulunmadığı statik manyetik devre tasarımlarında, mıknatıs uzunluğu ve kutup alanı hava boşluğunun uzunluğuna ve alanına

göre oranlanabilmektedir. Böylece mıknatısın $(BH)_{\max}$ 'da çalışması sağlanabilmektedir. Motorlarda bu prensip dikkate alınmalıdır. Çünkü endüvi akımı yanlış koşullarda çok büyük mıknatıslığı giderici amper sarımları oluşturabilmektedir. Mıknatıslığı giderici etkinin riskini azaltmak için motorlar açık devre veya yüksüz durumda tasarlanmaktadır. Yük altında veya yanlış koşullarda beklenen maksimum mıknatıslık giderici amper sarımları dirençlemek için zorlayıcı alan kuvvetinin uygun sınırları ile mıknatıs yüksek bir manyetik geçirgenlik katsayısında (küçük hava aralığı uzunluğuna uygun) çalışmaktadır. Bazı tasarımlar, kontrolörde mıknatıslığın giderilmesine karşı akım sınırlamasına güvenmektedir.

Motorlar için $B_r H_k$, bazen $(BH)_{\max}$ 'e göre özellikle mıknatısları rotorun üzerinde bulunan motorlarda olduğu gibi, mıknatıslar, potansiyel olarak büyük mıknatıslığı giderici alanlara maruz kaldıklarında, mıknatıs malzemelerin değerine göre tercih edilmektedir. $B_r H_k$ basitçe mıknatıslama kuvveti (H_k)'nın büküm değeri ile çarpılmış remanansının (B_r) değeridir. Bu dış MMK'nın etkisi altında mıknatıslığın giderilmesine karşı direnç ile birlikte akı üretme kapasitesinin birleştirilmiş bir ölçümüdür.

5.1.3 Mıknatıslanma

Mıknatıslama kuvveti H 'ın değeri, malzemenin tipi ile değişen bir mıknatısın "doymasını" gerektirmektedir. Doyma mıknatıslama kuvveti, k 'nın anizotropik malzemeler için 3 ve izotropik malzemeler için 5 olduğu yerde yaklaşık doymada zorlayıcı alan şiddeti ile çarpımı gibi alınabilmektedir. k 'nın daha düşük bir değeri kullanıldığında mıknatıslama, doymada mıknatıslamadan daha düşük olabilecektir. Bu da maksimum remanansı üretmeyi başarabilen maksimum mıknatıslamadır.

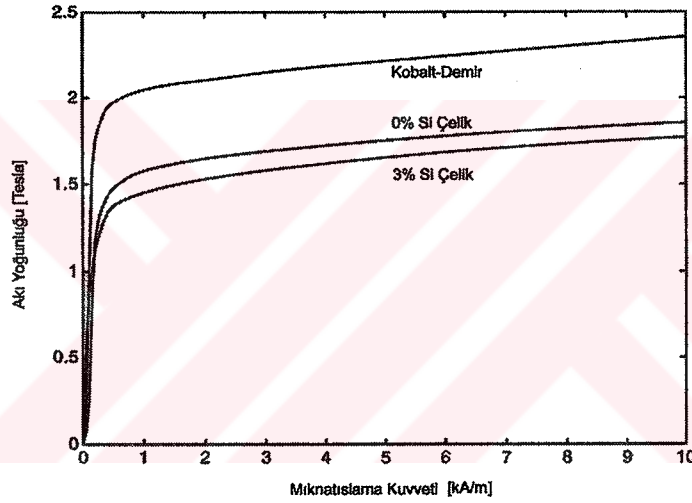
Yüksek enerjili mıknatıslar özel boyutlara ve güç kaynaklarına ihtiyaç duydukları gibi yüksek bir mıknatıslama kuvveti gerektirirler ve bu da neden yüksek enerjili mıknatısların teslim edilmeden önce genellikle mıknatıslandıklarının bir sebebidir. Bundan sonra bile, amper sarımlarının kapasiteleri genellikle bakır bobinlerin sürekli hal termal kapasitelerinin ötesindedir. Bu yüzden de, darbe teknikleri veya bazı durumlarda süper iletken bobinler kullanılmaktadır.

Seramik (ferrite) ve Alnico mıknatıslar montaj sonunda bazen yerinde mıknatıslanabilmektedir. Fakat bu yüksek enerjili mıknatıslara sahip motorlar da hava aralığı, oluk açma, dairesel geometri (mıknatıslama sırasında kaçak akının artmasına sebep olan), sınırlı iletken enine kesiti ve iletken bobinlerinin uygunsuz yerleştirilmelerinden dolayı nadiren mümkün olmaktadır. Sonlu eleman analizi, çoğunlukla mıknatıs boyutunun tasarlanması ve tam bir mıknatıslama verebilmek için gerekli uygulanan alanın şiddetinin

belirlenmesi için kullanışlı olmaktadır. Bazı koşullarda tam bir mıknatıslamayı başarmak imkansızdır. Mıknatıslığı giderme karakteristiği ana karakteristikten daha kötü olabilmektedir ve bu durum motor tasarımında mutlaka hesaba katılmalıdır.

5.1.4 Yumuşak Manyetik Demir

Motorlarda kullanılan elektriksel çelikler (çekirdek çelikleri) “yumuşak” olarak adlandırılmaktadır. Bunun sebebi sabit mıknatıslardan biraz farklı olarak dar histerezis çevrimlerine, düşük doymada zorlayıcı alan şiddetine ve yüksek manyetik geçirgenliğe sahip olmalarıdır. Çekirdek çeliğinin asıl fonksiyonunun akının bir kılavuzu gibi hareket etmek olmasından dolayı yüksek manyetik geçirgenliğine ihtiyaç duyulmaktadır ve minimum MMK’yı absorbe etmelidir, böylece mıknatıs MMK’sının hava aralığında en çok ihtiyaç duyulan yere odaklanabilmesi sağlanabilecektir.



Şekil 5.3 Elektriksel çelikler için tipik DC mıknatıslama eğrileri

Düşük, doymada zorlayıcı alan şiddeti, histerezis kayıplarının minimize edilmesini gerektirmektedir. Genelde, fırçasız motorlarda endüvi çekirdeği, PWM'den dolayı gerçekleşen yüksek frekanslı akı değişimleri gibi dalgalı bir akı geçirmektedir. Elektriksel çeliklerin remanans akı yoğunluğu biraz yüksektir, fakat bu, minimum enine kesitle (ve ağırlıkla) mümkün olan maksimum akıyı taşımak için gerekli, malzemenin yüksek bir akı doyma yoğunluğuna sahip olmasından dolayıdır. Yüksek frekanslı uygulamalarda fuko akımları, daha ince tabakalar ve yüksek dirençli çelikler (genellikle, 1-3% silikon içeren silikon çelikler) kullanılması ile minimize edilebilmektedir.

Son 20 yılda elektriksel çeliklerin kalitesinde büyük bir gelişim kaydedilmiştir. Bu, üretim

tekniklerinin geliştirilmesi ve manyetik özellikleri kontrol eden faktörlerin daha iyi anlaşılması ile gerçekleştirilmiştir. Fırçasız motorlarda radyal mıknatılama yönü gerekliliğinden dolayı, uyarımsız çelik kullanılmalıdır. Birçok farklı cins ve ölçüde uyarımsız çelik bulunmaktadır ve malzeme seçimi, performans ve maliyet arasındaki ilişkiye göre yapılmaktadır.

5.2 Demir (Nüve) Kayıpları

5.2.1 Giriş

Bakır kayıplarından sonra, genelde fırçasız motorlarda güç kaybının ikinci en büyük bileşeni demir kayıplarıdır. Bu kayıplar özellikle stator çekirdeği boyunca mıknatıs akı yoğunluğundaki değişimlerden dolayı ortaya çıkmaktadırlar. Bu değişimler aynı zamanda histerezis ve fuko akımı kayıplarına da girmektedir. Özetle, histerezis kaybı çeliğin manyetik halinin istenmeyen şekilde değişmesinden kaynaklanmaktadır ve akı yoğunluğunun dairesel olarak değişmesi ile manyetik hal, B/H diyagramında bir geometrik yeri tanımlamaktadır. Daire başına enerji kaybı etrafını çeviren alan ile orantılıdır. Böylece histerezisden dolayı oluşan ortalama güç kaybı manyetik alandaki değişimlerin frekansı ile orantılıdır. Fuko akımı kaybına da, manyetik alandaki değişim gibi stator çeliğinde aynı frekansta endüklenen akımın akmasını sağlayan akı yoğunluğundaki değişimler neden olmaktadır. Bu akımları geçiren EMK manyetik alanın tepe değeri ile ve değişimin frekansı ile orantılı olup, güç kaybı EMK'nın karesi ile orantılıdır. Bu nedenle frekansın ve akı yoğunluğunun tepe değerlerinin karesi ile de değişmektedir. Fuko akımı kayıpları daha ince tabakalı çelikler kullanılarak azaltılabilmektedir. EMK'nın bu akımların geçtiği yüzeye dikey bir yönde bulunmasından dolayıdır. Tabakalar, bu akımlar için direnci arttırarak geriye dönüş yolunun uzatıp, çembersel bir doğrultuya zorlamaktadır. Frekansın yeterince düşük sağlanması sonucunda akımda bir azalma meydana gelmektedir ve güç kaybı I^2R ifadesine göre, I^2 'deki düşüş, R 'deki artışı karşılamaktadır ve güç kaybı azalmaktadır.

Geleneksel olarak AC makina teorisinde demir kaybı 50 veya 60 Hz'de manyetik alanın temel frekansının değişiminin bir sonucu olarak ortaya çıkmaktadır. Bu değişim aslında sinüsoidaldir, çünkü kaynak genellikle düşük empedanslı standart bir gerilim kaynağıdır. Sinüs dalga motorları da içeren fırçasız motorların çoğu PWM modülasyonlu inverter üzerinden DC kaynaklardan beslenmektedirler. Bu da uygulanan gerilimin dolayısıyla akımın onlarca kHz frekansına ulaşabilecek birçok harmoniği içerdiği anlamına gelmektedir. Akı yoğunluğunun harmonik bileşenleri küçük olduğu halde temel frekans bileşenin üstünde ek demir kayıpları üretmektedirler.

Statorun boyunduruğunda ve dişlerindeki manyetik alan değişimi öncelikle mıknatıslanmış rotorun dönüşünden dolayıdır. Dişlerde ve boyunduruktaki akı yoğunluğunun dalga şekli, harmonikleri ek çekirdek kayıpları endükleyen hava aralığı akı dağılımının dalga şekli ile yakından ilgilidir.

Demir kayıplarının hesaplanmasının zorluklarından biri de manyetik akı yoğunluğunun yalnızca zamanla değişmemesi aynı zamanda geniş bir biçimde stator saç tabakalarının farklı noktaları arasında değişmesidir. Akı yoğunluklarını içeren en basit yaklaşım, biri dişler için ve biri de boyunduruk içindir. Bu, ana boyutların etkisini, uyarımın seviyesini ve frekansıda içeren kullanılabilir bir demir kaybı formülünün elde edilmesini mümkün kılmaktadır.

Demir kayıplarının hesaplanması ile ilgili son uyarılar literatürde bulunmaktadır. Bertotti (Bertotti vd., 1991) ve Slemon (Slemon ve Liu, 1990), manyetik devrenin değişik bölümlerinde yüksek frekanslı akı titreşimlerinin önemini kabul etmektedirler ve Steinmetz eşitliğini (aşağıda) sinüsoidal olmayan dalga şekilleri elde etmek için modifiye etmişlerdir.

Daha direkt bir yaklaşımla, frekansın yerine akı yoğunluğu değişim oranı dB/dt terimleri ile ifade edilen temel demir kaybı eşitliği Slemon tarafından ele alınmıştır. Dişlerde ve boyundurukta bu değişimin oranını idealleştirilmiş akı yoğunluğu dalga şekillerini ele alarak hesaplamaktadır. Bu “dalga şekli” metodu ana boyutların ve parametrelerin kolayca görülebildiği basit formüller üretmektedir.

Demir kaybının hesaplanmasındaki çalışmaların çoğu zıt EMK hesaplamalarını ele almaktadır ve demir kaybı hesaplaması tamamı ile ayrı bir çalışma gibidir ve kapsamlı bir tasarım teorisin de iki hesaplamanın kesinlikle birbirini tutmasından bahsetmemektedir. Burada anlatılacak yaklaşım bir önceki bölümde ana hatları ile açıklanmış EMK hesaplama metotları ile tam bir biçimde uyumludur.

5.2.2 Sinüsoidal Olmayan (Nonsinüsoidal) Steinmetz Eşitliği

Özel sinüs dalga kaybı W/kg olarak, genellikle Steinmetz eşitliğinin terimleri ile ifade edilmektedir. Bu Steinmetz eşitliği,

$$W_{Fe} = C_h B_p^{n(B_p)} + C_e B_p^2 f^2 \quad [W/kg] \quad (5.4)$$

şeklinde verilmiştir. Bu eşitlik aşağıda gösterildiği gibi yeniden düzenlenirse, demir kayıpları,

$$W_{Fe} = C_h B_p^{n(B_p)} + \frac{C_e}{2\pi^2} \left[\frac{dB}{dt} \right]^2 \quad (5.5)$$

şeklinde yazılabilir. dB/dt 'nin çıkarılan doğru değeri, bir tam devir boyunca RMS değeridir.

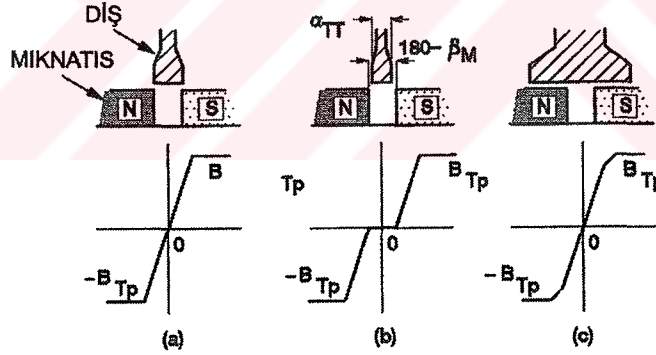
B_p , akı sinusoidal iken akı yoğunluğunun tepe değeridir ve üreticilerin kayıp ile ilgili bilgilerinde genellikle $B_p=1.5T$ olarak alınmaktadır. n üssü, B_p akı yoğunluğunun tepe değerine bağlı olduğu sürece, B_p 'nin bir fonksiyonu gibi tanımlanmaktadır ve yaklaşık 1.5-1.7 arasında alınmaktadır.

C_h , C_e ve n gibi demir kaybı katsayılarının değerleri ölçülmüş demir kaybı bilgilerinden elde edilmektedir.

5.2.3 Demir Kayıplarının Hesaplanması

Dişlerdeki ve boyunduruktaki temel kayıplar, akı yoğunluklarının tepe değeri ve (5.5) eşitliğindeki RMS değişim oranlarına göre uygun değerlerin çıkartılması ile hesaplanabilir ve daha sonra dişlerdeki ve boyundurukta ki demirin kendi ağırlıkları ile elde edilen sonuçlar çarpılmaktadır.

dB/dt ve dB_y/dt 'nin RMS değerleri, rotorun dönüşü ile B_T ve B_Y 'nin dalga şekillerinden elde edilebilmektedir. Şekil 5.4 ve 5.5, sırası ile dişler ve boyunduruk için dalga şekillerinin ideal trapezoidal biçimlerini göstermektedir. Trapezoidal biçim, diş akısından dolayıdır. B_T dalga şekli, mıknatıslar arası aralık $\pi-\beta_M$ ve diş yayı α_T 'nin bağlı değerlerine bağlı olarak üç farklı biçime sahiptir.



Şekil 5.4 Demir kaybının hesaplanması için diş akısı dalga şekilleri

Şekil 5.4.a veya 5.4.b ($\alpha_{TT} \leq \pi - \beta_M$)'de gösterilen trapezoidal geçiş ile, temel fuko akımı kaybı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$W_{Te} = \frac{4 f_1^2 B_{Tp}^2 C_e}{\pi \alpha_{TT}} \quad [\text{W/kg}] \quad (5.6)$$

$f_1=60 \cdot \text{rpm}/p$, Hz olarak temel elektriksel frekans ve p , çift kutup sayısıdır. Şekil 5.4.c ($\alpha_{TT} > \pi - \beta_M$) için temel fuko akımı kaybı aşağıdaki gibi yazılabilir.

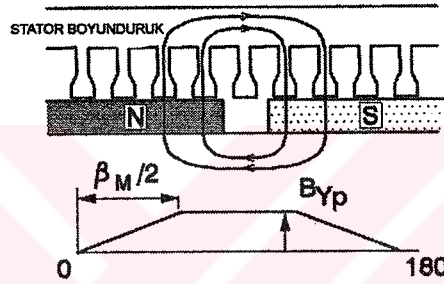
$$W_{Te} = \frac{4 f_1^2 B_{Tp}^2 C_e}{\pi \alpha_{TT}} \left[2 - \frac{(\pi - \beta_M)}{\alpha_{TT}} \right] \quad [\text{W/kg}] \quad (5.7)$$

Şekil 5.5’de gösterilen dalga şekli ile stator boyunduruğu için fuko akımı kaybı aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$W_{Ye} = \frac{8 f_1^2 B_{Yp}^2 C_e}{\pi \beta_M} \quad [\text{W/kg}] \quad (5.8)$$

B_{Yp} , tepe boyunduruk akı yoğunluğudur.

Uygulamada diş ve boyunduruğun akı dalga şekilleri tamamı ile trapezoidal değildirler ve yuvarlak kenarlara sahiptirler.



Şekil 5.5 Demir kaybının hesaplanması için boyunduruk akısı dalga şekilleri

Diş akısı için efektif geçiş açısı (5.6) ve (5.7) eşitliklerinde kullanılan gerçek diş yayı α_T ve α_{TT} 'den aşağıdaki eşitlikteki büyütülmüş diş yayı α_{TT} 'ye daha yakındır.

$$\alpha_{TT} = y_s - k_0 w_0 \quad (5.9)$$

Diş yayının büyütülmesi belirli fuko akımı kayıplarının azaltılması eğilimindedir.

5.2.4 Dalga Şekli Metodu

Diş ve boyunduruk akı yoğunluğu dalga şekillerinin ideal trapezoidal şekillerinin kullanılmasının yerine, gerçek dalga şekilleri kullanılabilir. Statorun dişlerindeki akı yoğunluğu dalga şekli diş akı dalga şeklinden kolaylıkla elde edilebilir ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$B_T(\xi) = \frac{\Phi_T(\xi)}{A_T} \quad (5.10)$$

A_T , dişin enine kesiti ve ξ ise rotorun açısal pozisyonudur. e_T aşağıdaki eşitlikten,

$$e_T = \frac{d\Phi_T}{dt} = \omega_m \frac{d\Phi_T}{d\xi} \quad (5.11)$$

elde edilmektedir. dB/dt 'nin e_T ile bağlantılı olan değeri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\frac{dB_T}{dt} = \frac{e_T(\xi)}{A_T} \quad (5.12)$$

Bu nedenle, e_T dalga şeklinin RMS değeri doğrudan dB/dt 'nin RMS değeri ile orantılı olarak kullanılabilir. (5.12) eşitliği EMK'yı hesaplama metodu ile demir kaybını hesaplama metodu arasında önemli bir bağlantı kurmaktadır.

Boyunduruk için benzer bir eşitlik türetilirse, boyunduruk akı yoğunluğu,

$$B_Y(\xi) = \frac{\Phi_Y(\xi)}{A_Y} \quad (5.13)$$

şeklinde yazılabilir. Buradan,

$$\frac{dB_Y}{dt} = \frac{e_Y(\xi)}{A_Y} \quad (5.14)$$

dır. Bu nedenle, e_Y 'nin RMS değeri, boyunduruktaki fuko akımı kayıplarının hesaplanmasında kullanılabilir. e_Y , boyunduruk etrafına bir tur sarılan bir inceleme bobininin EMK dalga şeklidir. RMS değeri, RMS değeri için standart formülü kullanan dalga şekline alınabilir.

$$E_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T e^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^2(\xi) d\xi} \quad (5.15)$$

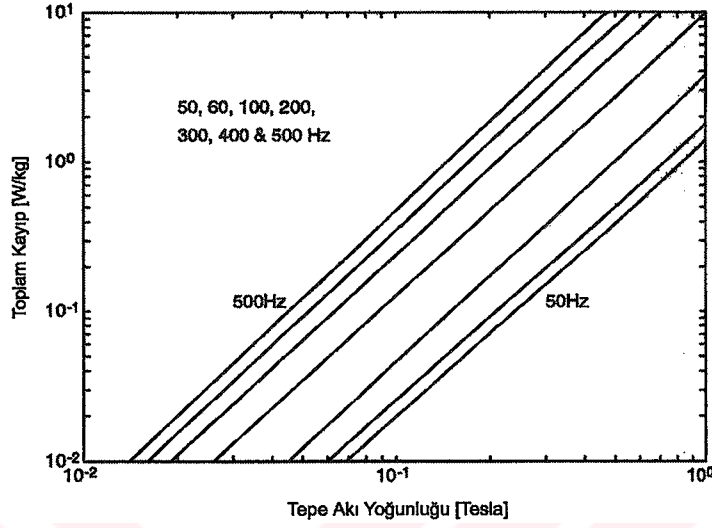
ξ , radyan cinsinden rotor açısıdır. $e(t)$ veya $e(\xi)$ dalga şekli 2π radyanın tam bir periyodunu kapsayan N örnek sayısında e_1, e_2, \dots, e_N 'nin bir serisini içeriyorsa, (5.15) eşitliğindeki integral daha sade bir hale dönüşmektedir ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$E_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N e_k^2} \quad (5.16)$$

5.2.5 Demir Kaybı Formülleri İçin Kullanılacak Katsayıların Hesaplanması

Yumuşak stator demiri, fuko akımı ve histerezis demir kayıplarını çekmektedir. Bu, temel demir kayıplarının dönen manyetik alanından dolayıdır, fakat bunun yanında PWM tetiklemesinden dolayı kaybın bağımlı bir yük bileşeni de bulunacaktır. Bu kayıpların minimize edilmesi için alışılmış olan statorun saçlı çeliklerden yapılmasıdır. Fırçasız motorun

rotoru herhangi bir ekonomik çelikten yapılabilir. Buna rağmen, rotorun, preslenmiş statorun deliklerindeki malzemeler kullanılarak tabakalandırılması genellikle daha pratik olmaktadır. Tabakalandırma, inverterden daha düşük PWM tetikleme frekansları tarafından oluşacak rotordaki fuko akımı kayıplarını da azaltacaktır.



Şekil 5.6 Demir kaybı verileri

Bir önceki bölüm de demir kayıplarını hesaplamak üzere modifiye edilmiş Steinmetz eşitliği açıklandı. Bu bölüm, katalog bilgilerinden, gerekli demir kaybı katsayılarının alınmasını içermektedir.

(5.4) eşitliği f ile bölüldüğünde aşağıdaki eşitlik elde edilmektedir.

$$\frac{P}{f} = C_h B_p^{a+bB_p} + C_e f B_p^2 \quad (5.17)$$

Bu işlemden sonra veriler, B_p 'nin üç değeri için P/f 'in grafiğinin çizilmesinde kullanılabilir, örnek olarak, 50'den en yüksek frekansa kadar f ile birlikte 1, 1.5 ve 2T. Grafikler doğrusal olmaktadır ve aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\frac{P}{f} = D + Ef \quad (5.18)$$

Düşey (P/f) eksenini kesen D aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$D = C_h B_p^{a+bB_p} \quad (5.19)$$

B_p 'nin üç değerini kesen D_1 , D_2 ve D_3 , lineer üç eşitlik, C_h , a ve b 'yi elde etmek üzere (5.19) eşitliğinin logaritması alınmaktadır.

$$\log D_1 = \log C_h + (a + bB_{p1}) \log B_{p1} \quad (5.20)$$

$\log C_h$, a ve b için çözüm yapıldıktan sonra C_h , $\log C_h$ 'dan elde edilmektedir.

C_e 'nin üç değeri, P/f'in üç grafiğinin eğimlerinden elde edilmektedir. C_e için ortalama veya en yüksek değer alınabilmektedir. Buradan C_{e1} aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$C_{e1} = \frac{C_e}{2\pi^2} \quad (5.21)$$

C_e yaklaşık olarak t^2 'nin tersi ile orantılıdır, t ise saç kalınlığıdır. Bu, farklı kalınlıklarda C_e veya C_{e1} 'yi modifiye etmekte kullanılabilir.

Kayıp eğrileri, kontrol etmek amacıyla formülden sürekli olarak yeniden çizilebilmektedir ve B_p veya f'in herhangi bir tahmini düzgün bir biçimde yapılabilir.



6. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTOR KONTROL YÖNTEMİ

6.1 Vektör Kontrol

6.1.1 Miknatısları Rotorun Üzerinde Bulunan Sabit Miknatıslı Senkron Motorlarda Vektör Kontrolü

Bu motorlarda, miknatısların rotorun üzerine yerleştirildiği ve nadir toprak tip oldukları kabul edilmektedir. Manyetik doyma etkisi ihmal edilmiştir ve böylece modellemeler de, sabit miknatıslar hayali, eşdeğer sabit akım kaynakları gibi kabul edilebilmektedirler ($I_{rF} = \text{sabit}$). Böylece, rotor üzerinde sönüm sargıları bulunmadığında, rotor referans eksen takımında, rotor akım fazörü aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\vec{i}_r = c I_{rF} = I_{rF} = \text{sabit} \quad (6.1)$$

Miknatıslar, stator sargısı sA'nın manyetik eksenine ile çakışan statorun boyuna eksenine göre θ_r açısında bulunmaktadır. Rotordaki d,q referans ekseninde, sabit miknatıslardan dolayı stator sargılarıyla oluşan kaçak akı aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\varphi_F = L_m \vec{i}_r = L_m I_{rF} \quad (6.2)$$

Senkron reaktans değeri küçük iken ψ_F miknatıslama kaçak akısı uzay vektörünün modülüne eşittir ve bu yüzden ψ_F ve miknatıslama kaçak akı uzay vektörü arasındaki açının değeri küçüktür. Bu açı sözde yük açısıdır ve δ ile ifade edilmektedir. Böylece, miknatıslama kaçak akısının değişim oranına eşit olan, endüklenen stator miknatıslama EMK'sı, sürekli halde enine eksen doğrultusunda bulunmaktadır.

Miknatıs kaçak akısı ψ_F birkaç basit test uygulanarak elde edilebilmektedir. Stator akımları sıfır ve rotor da sabit bir hızda dönerken, stator sargılarında endüklenen EMK miknatıs akısı ile orantılı olmaktadır. Böylece, miknatıs kaçak akısı, kaynak geriliminin rotor hızına bölünmesi ile elde edilebilmektedir. (6.2) eşitliğini takip ederek, miknatıslama endüktansı ve miknatıs kaçak akısının değerlerinin bilinmesi ile hayali eşdeğer rotor akımı da elde edilebilmektedir. Rotor akımı, çift kutup sayısı, miknatıs malzemenin akı yoğunluğu (NdFeB için yaklaşık 1.2T), miknatısların radyal kalınlığı ve açısal olarak miknatıs açıklığının yarısının sinüsü ile orantılıdır. Ayrıca, miknatıs malzemenin sabit miknatıs manyetik geçirgenliği ve faz başına sinüsoidal dağılımlı stator sarımlarında tersi ile orantılıdır.

Simetrik üç faz stator sargılı ve miknatısları rotorun üzerinde bulunan sabit miknatıslı senkron makinanın elektromanyetik momenti, fiziksel olarak, miknatısların, stator MMK eksenine ile aynı hizada olması ve çıkıklığın bulunmamasından dolayı relüktans momenti bileşeninin

olmaması eğilimine göre üretilen moment ile elde edilebilmektedir. Böylece mıknatıs momenti, uyarma MMK'sının dondurulduğu, stator MMK'sı ve rotorun boyuna eksen arasındaki açı ile sinüsoidal olarak değişmektedir. Bu durum (6.2) eşitliğine göre de görülebilmektedir ve böylece elektromanyetik moment aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$t_e = \frac{3}{2} P L_m I_{rf} i_{sq} = \frac{3}{2} P \varphi_F i_{sq} \quad (6.3)$$

Burada, Şekil 6.1'de de gösterildiği gibi i_{sq} , rotor referans eksen takımında ifade edilen, stator akımı uzay vektörü (\vec{i}'_s)'in enine eksen bileşenidir.

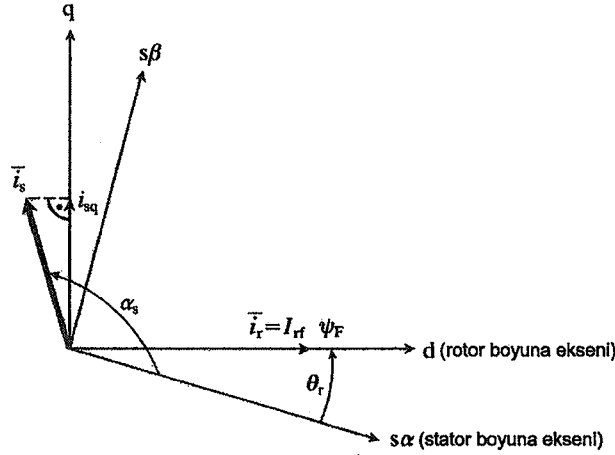
Şekil 6.1'den, stator akımı uzay fazörünün açısı, stator sargısı sA'nın manyetik eksenine göre α_s 'dir ve rotor referans eksen takımının boyuna eksenine göre uzay açısı $\alpha_s - \theta_r$ olduğunda (6.3) eşitliği aşağıdaki biçimine dönüştürülebilmektedir.

$$t_e = \frac{3}{2} P \varphi_F |\vec{i}'_s| \sin(\alpha_s - \theta_r) \quad (6.4)$$

Burada $|\vec{i}'_s|$, stator akımı uzay fazörünün modülüdür.

Böylece moment, sözde moment açısı (β), $(\alpha_s - \theta_r)$ açısının sinüsü ile değişmektedir. Sabit 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. (6.4) eşitliğine göre, stator akımı başına maksimum moment, moment açısı 90° olduğunda elde edilmektedir. Eğer enine eksen stator akımı hızlı bir şekilde değiştirilebilirse, hızlı bir moment cevabı elde edilebilmektedir. Bu da akım kontrollü PWM inverterin uygulanması ile elde edilebilmektedir. Bu özellik de sabit mıknatıslı senkron makinanın rotor yönlendirmeli kontrolüne imkan sağlamaktadır.

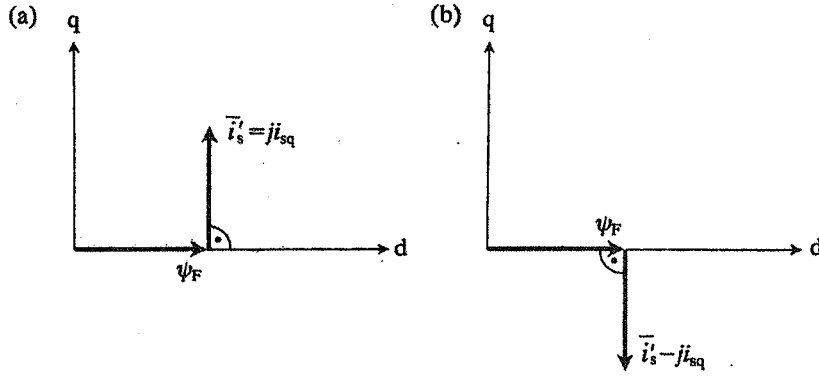
6.1.1.1 Rotor Yönlendirmeli Kontrollü Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrol Şeması



Şekil 6.1 Sabit mıknatıslı senkron motorun stator ve rotor akımı uzay fazörleri ve uyarma akısı

Uyarma akısı rotor boyuna eksenine göre sabitlenmiştir ve böylece pozisyonu, rotor açısı θ_r 'nin veya rotor hızı ω_r 'nin izlenmesi ile rotor milinden doğrudan elde edilebilmektedir. Uygulamada rotor hızı analog takometre ile ve rotor açısında bir denklem çözücü ile belirlenebilmektedir. Ayrıca, rotor hızı rotor açısının bir kez 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 de elde edilebilmektedir. Güvenilir uygulamalarda, bazı üreticiler rotor hızının veya rotor açısının izlenmesinde ekstra dönen cihazları gerektirmeyen sensörsüz uygulamaları tercih etmektedirler, fakat stator gerilim veya akımlarını izlemenin kullanılmasıyla rotor açısı veya rotor hızının doğru bir şekilde elde edilmesi zor olabilmektedir. Çünkü bu bozulmuş sinyallerin çok doğru bir şekilde ölçülmesini ve makina parametre değerlerinin doğru bir şekilde bilinmesini gerektirmektedir.

Yukarıda da gösterildiği gibi, verilen stator akımında en büyük momenti üretmek için, en verimli uygulama, rotor referans eksen takımında ifade edildiğinde sadece enine eksen stator akımı uzay fazörü bileşeni (i_{sq})'yu içeren stator akımının kontrolü ile sağlanmaktadır. Temel hız bölgesinde rotor referans ekseninde ifade edilen stator akımlarının uzay fazörü şekil 6.2'de de gösterildiği gibi $\vec{i}'_s = j i_{sq}$ ve frenleme içinde $\vec{i}'_s = -j i_{sq}$ 'dur.



Şekil 6.2 Temel hız bölgesinde optimal çalışma koşulunda stator akımı uzay fazörleri (a) motor çalışma (b) fren çalışma

Bu çalışma modu, makinanın stator sargılarını besleyen inverterden yeterli gerilimin sağlanabildiği temel rotor hızından düşük hızlar içinde uygundur. Buna rağmen, temel hızın üzerindeki yüksek hızlarda (sabit güç aralığında), endüklenen EMK doğrudan rotor hızı ile artmaktadır (uyarma akısı sabit mıknatıslardan dolayı sabittir) ve verilen hıza ulaşıldığında, kaynak gerilimi de artan stator EMK'sına uygun olarak arttırılmalıdır. Artan stator kaynak gerilimi, inverterin kullandığı gerilim oranında da bir artışı gerektirmektedir. Buna rağmen verilen inverterde, aşılamayan tepe gerilimi bulunmaktadır. Böylece, makinanın kaynak gerilimini, inverterin tavan gerilimi ile sınırlandırmak için alan zayıflamasına gidilmelidir.

Daha küçük sürücülerde, alan zayıflamasına gerek duyulmamaktadır. Fakat daha büyük sürücülerde sabit mıknatıslı yapıdan dolayı, doğrudan alan zayıflamasının elde edilmesi mümkün değildir. Alan zayıflaması etkisi, rotor referans ekseninde, enine eksen stator akımı bileşeni i_{sq} 'ya ek olarak negatif boyuna eksen bileşeni i_{sd} 'yi de içeren stator akımı uzay fazörünün kontrol edilmesi ile elde edilebilmektedir. Bu temel hızın altındaki uygulamalar için kullanılan i_{sq} 'nun da yer aldığı Şekil 6.3'te gösterilmiştir.

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

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_s \\ \bar{u}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & L_m e^{j\theta_r} \\ L_m e^{-j\theta_r} & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

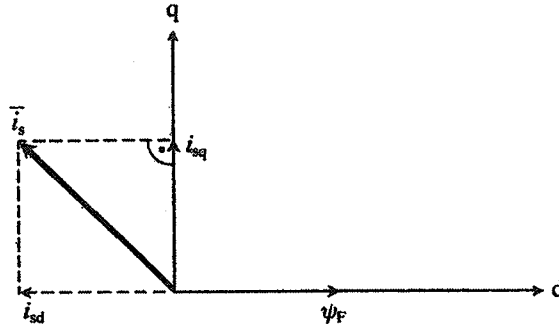
Yukarıdaki eşitlikten stator gerilimi eşitliği aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (\bar{i}_r e^{j\theta_r}) \quad (6.6)$$

(6.2) eşitliğindeki ψ_F değerinin yanısıra stator gerilimi uzay fazörü \bar{u}_s ,

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{d}{dt} (\varphi_F e^{j\theta_r}) \quad (6.7)$$

şeklinde elde edilir.



Şekil 6.3 Alan zayıflama aralığında sabit mıknatıslı senkron motorun uzay fazörleri

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

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + j\omega_r \varphi_F e^{j\theta_r} \quad (6.8)$$

şeklinde yazılabilir.

$\theta_r = \omega t$ ve $\omega = \text{sabit}$ olduğu sürekli halde, sabit referans ekseninde stator akımlarının uzay fazörü $\bar{i}_s = c_1 \bar{I}_s e^{j\omega t}$ 'dir, aynı referans ekseninde gerilim uzay fazörü $\bar{u}_s = c_1 \bar{U}_s e^{j\omega t}$ 'dir ve c_1 sabittir (değişken olmayan güçte $c_1 = 1/\sqrt{3}$ 'tür) ve değişken alanda ise $1/3$ 'tür. Verilen ifadeler ile (6.8) eşitliği sürekli rejimde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega L_s \bar{I}_s + \bar{U}_p = Z_s \bar{I}_s + \bar{U}_p \quad (6.9)$$

$$\bar{U}_p = \frac{j\omega \varphi_F}{c_1} \quad (6.10)$$

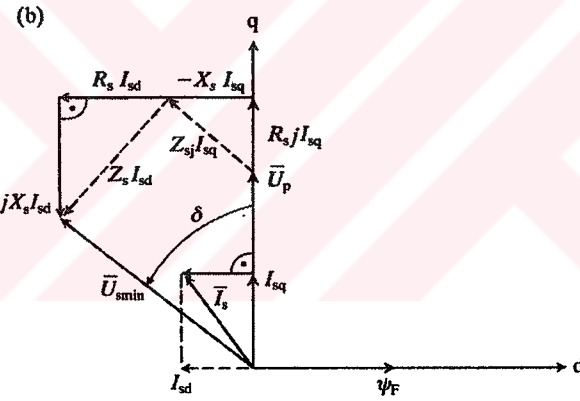
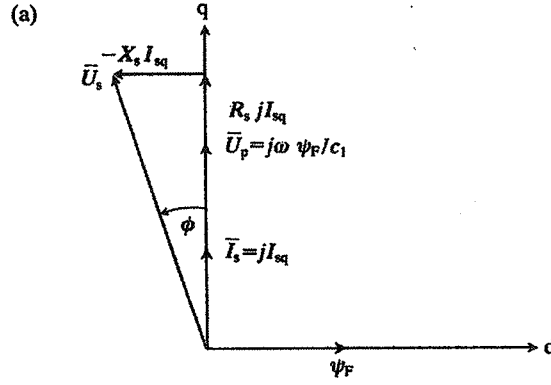
\bar{U}_p , stator sargısında endüklenen EMK'nın fazörü $Z_s = R_s + j\omega L_s = R_s + jX_s$ stator sargısının empedansı X_s senkron reaktanstır.

(6.9) ve (6.10) eşitliklerinin kullanılması ile Şekil 6.4'te gösterilen iki sürekli hal fazör diyagramı elde edilmektedir. Şekil 6.4.a'da gösterilen şekil boyuna eksen stator akımı

bileşeninin olmadığı ($I_{sd}=0$) sürekli hal fazör diyagramına karşılık gelmektedir, böylece $\bar{I}_s = jI_{sq}$ 'dur. Bu ifade dikkate alınarak \bar{U}_s gerilimi,

$$\bar{U}_s = (R_s + j\omega L_s)jI_{sq} + \bar{U}_p \quad (6.11)$$

şeklinde elde edilir. Bu ifade, temel hızın altındaki (sabit moment bölgesinde) uygulamalar içindir.



Şekil 6.4 Sabit mıknatıslı senkron makinanın sürekli hal fazör diyagramları (a) temel hızın altındaki çalışma (b) temel hızın üstündeki çalışma

\bar{U}_p ve \bar{U}_s arasındaki açı yük açısıdır ve bu koşulda stator akımının yer değiştirme açısı (ϕ) ile uyuşmaktadır.

Şekil 6.4.b'deki fazörler temel hızın üstündeki uygulama (sabit çıkış gücü bölgesinde) ve $I_{sd} \neq 0$ ($I_{sd} < 0$) olduğu stator akımları için gösterilmektedir. Bu durumda \bar{U}_s gerilimi,

$$\bar{U}_s = (R_s + j\omega L_s)jI_{sq} + \bar{U}_p + (R_s + j\omega L_s)I_{sd} \quad (6.12)$$

şeklinde yazılabilir. Şekil 6.4.b, minimum stator gerilimi (\bar{U}_{smin})'e karşı gelen koşul için elde

edilmektedir. Şekil 6.4.b 'ye göre minimum stator gerilimi, stator gerilimi $(R_s + j\omega L_s)I_{sd}$ 'ye eşit olan d eksenini boyunca gerilim düşümüne karşılık gelen enine eksenindeki gerilim fazörüne ayarlandığında elde edilmektedir.

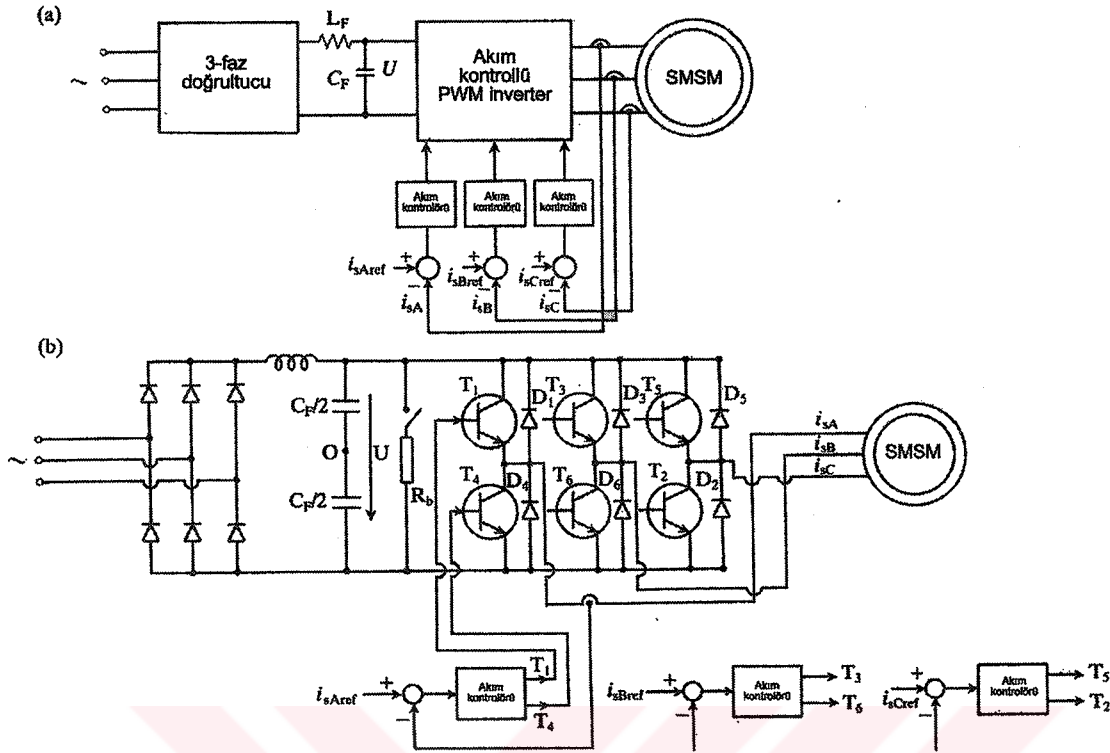
Alan zayıflama bölgesindeki (temel hızın üstünde) hızlara erişilmesinde gerekli boyuna eksen stator akımı bileşeninin elde edilmesinde Şekil 6.4'ün kullanılması mümkün olmaktadır. Şu da belirtilmelidir ki d eksenini boyunca ekstra akımdan dolayı stator akımları artmaktadır, fakat stator akımları inverter tarafından sınırlandırılırken buna karşılık daha küçük bir moment sağlayan maksimum enine eksen stator akımında bir düşüş elde edilmektedir. Diğer bir deyişle, rotor hızı arttığında, moment açısı alan zayıflamanın araçlarına uygun olarak artmaktadır ve böylece stator akımı başına moment azalmaktadır.

Artan stator akımlarından dolayı, bakır kayıpları artabilecek ve sürücünün verimi azaltılabilecektir. Buna rağmen alan zayıflaması, hafif yüklerde kısa transientleri kısıtlamaktadır. Maksimum hız, inverterin akımının oranlanması ile sağlanmaktadır. Hafif yükte yüksek hızlı uygulama ve mıknatıslığı giderici stator akımı bileşeninin yüksek değerlerini elde etmek mümkün olmaktadır. Buna rağmen uygulamada, maksimum hız genellikle temel hızın karesini aşmamaktadır.

Yukarıda belirtilen eşitliklerden ve vektör diyagramlarından sabit mıknatıslı senkron motor ile alan zayıflamasının derecesi makinenin senkron reaktansına bağlıdır. Mıknatısları rotorun yüzeyinde olan motorlarda, hava aralığı geniş kabul edilmektedir. Böylece senkron reaktans küçüktür ve alan zayıflama aralığı sınırlıdır.

Aşağıda açıklanan bölümde, makinenin stator sargıları yüksek anahtarlama frekanslı akım kontrollü transistör anahtarlama inverterden elde edilen stator akımları ile beslenmektedirler. Bu tip bir çalışmanın temel avantajı inverterden elde edilen stator akımlarından dolayı, stator direncinin ve sürücü dinamiklerinde ki kaçak endüktansın etkileri yok edilmekte ve motor karşılıklı etkileşimleri basitleştirilmektedir. Şekil 6.5 sabit mıknatıslı senkron motorun stator sargılarını besleyen hızlı akım kontrol çevrimlerini kullanan PWM transistörlü inverterin diyagram şemasını göstermektedir. Şekil 6.5.a basitleştirilmiş devreyi ve Şekil 6.5.b'de daha detaylı bir devreyi göstermektedir.

Kontrolsüz bir doğrultucu, filtre kapasitörü C_F boyunca sabit bir U gerilimi üretmektedir. Filtre sabit bir DC gerilim sağlamaktadır.



Şekil 6.5 PWM inverter beslemeli sabit mıknatıslı senkron motor (a) basitleştirilmiş devre (b) daha detaylı devre

Birkaç kilowattın altındaki ufak sürücüler için kullanılan inverterler, değişken bir DC gerilim kaynağı ihtiyacına meydan vermemek için her zaman darbe genişlik modülasyonlu inverterlerdir. Akım kontrolörleri, histerezis veya PWM kontrolörleri olabilmektedir. Histerezis akım kontrolörü kullanıldığında akımın referans değerine göre histerezis seviyeleri belirlenmektedir ve inverter histerezis bantları arasında sınırlandırılmış gerçek akımı sağlamak için kullanılmaktadır. Histerezis akım kontrolörü akımın referans değeri ani değişiklikler yapmak üzere çalışmaktadır ve böylece bu tip bir kontrolörde zaman gecikmesi çok az olmaktadır. Bir PWM akım kontrolörü kullanıldığında ise, gerçek akım referans akım ile karşılaştırılmakta bir hata sinyali meydana getirilmektedir. Hata sinyali testere dişi bir dalga ile karşılaştırılmaktadır ve eğer hata testere dişinden daha büyük ise faz gerilimi pozitif bir şekilde anahtarlanmaktadır, fakat eğer küçük ise negatif şekilde anahtarlanmaktadır. Bu kontrolörün histerezis akım kontrolörü üzerindeki avantajı inverterin anahtarlama frekansının önceden ayarlanmış olması ve akım kontrolörü tarafından yapılan doğru anahtarlama hareketi ve referans değişikliği zamanı arasındaki zaman gecikmesinin kolay bir şekilde elde edilmesidir. Şekil 6.5.b'de, akım kontrolü, DC kaynaktan ayarlanabilir frekanslı üç faz

uyartım üreten tam köprülü inverterin altı bipolar transistörünün tetiklenmesi ile uygulanması gösterilmektedir. Bipolar transistörler başka bipolarlar ile veya (MOS) güç anahtarlama elemanları ile yer değiştirebilmektedirler. Üç faz tam köprü inverterler (fazlar arasında 120° fark olan) üç tane yarı köprüyü içermektedirler.

Şekil 6.5.b'de gösterildiği gibi, transistörlerin hepsi, reaktif güç akışı sırasında senkron makinanın ters stator akımlarının akışını sağlayan paralel diyotlar ile birleştirilmişlerdir. Frenleme süresince aktif güç makinadan DC hatta doğru akmaktadır. Frenleme direnci (R_b), frenleme gücünü dağıtmak üzere DC hat geriliminin histerezis bandı içerisinde anahtarlama yapabilmektedir.

6.1.1.2 Kutupsal Koordinatlarda Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Rotor Yönlendirmeli Kontrolü

Kontrol yapısında, kutupsal biçime dönüştürmesi ve bir mikroişlemci kullanılması, uygulama için kartezyen biçimin kullanmaya algoritmik sebeplerden dolayı birçok avantaja sahiptir. Stator akımlarının toplamı sıfır iken, sadece iki stator akımı $i_{sA}(t)$ ve $i_{sB}(t)$ 'nin izlenmesi yeterlidir. Mikroişlemci kullanılarak, bu akımlar sayısal biçimlere bir A/D dönüştürücü kullanarak dönüştürülebilirler. Kutupsal dönüşüm kullanılarak, stator akımı uzay fazörünün faz açısı (α_s) ve modülü $|\vec{i}_s|$ şekil 6.6'da gösterildiği gibi sabit referans eksen takımındaki ifadeleri elde edilmektedir. 3→2 ile gösterilen blok üç faz akımlarının, enine faz akımı bileşenlerine dönüşümünü ifade etmektedir.

Rotor hızı ω_r ölçülmektedir ve rotor açısı θ_r , açısal hızın türevi alınarak ($1/p$) elde edilmektedir. Rotor yönlendirmeli kontrol rotor pozisyon bilgisinin doğru bir şekilde bilinmesine dayanmaktadır bu yüzden de rotor pozisyon bilgisinin doğru bir şekilde bilinmesi çok önemlidir. Rotor açısı, rotor referans ekseninde stator akımı uzay fazörü açısı olan $\beta = \alpha_s - \theta_r$ 'nin elde edilmesi için α_s açısından çıkartılmaktadır. Bu açının sinüsü bir fonksiyon generatörü (FG1) kullanılarak elde edilmektedir ve daha sonrada stator akımı uzay fazörünün modülü ile çarpılmaktadır ve böylece enine eksen stator akımı bileşeni (i_{sq}) elde edilmektedir. Bu değer de uyarma akısı (ψ_F) ile çarpılmaktadır ve elektromanyetik momentin (t_e) ani değerinin sinyali elde edilebilmektedir.

kontrolör olan moment kontrolörünün giriş sinyalidir. Moment kontrolörünün çıkışı, stator akımı uzay fazörünün referans değerinin modülüdür fakat Şekil 6.6'nın da gösterdiği gibi +1 veya -1 ile çarpılmaktadırlar. Rotor referans ekseninde, stator akımı uzay fazörünün faz açısı ve modülünün referans değerleri sırasıyla $|\bar{i}_{sref}|$ ve $(\alpha_{sref}-\theta_r)$ 'dir ve bunlar üç sinyal generatörünün, rotor hızı ω_r için sinyalin ve moment kontrolörünün çıkışının kullanılması ile elde edilmektedirler. $\pm|\bar{i}_{sref}|$ sinyali, $|\bar{i}_{sref}|$ 'in mutlak değerini alan fonksiyon generatörüne (FG2) beslenmektedir. $(\alpha_{sref}-\theta_r)$ açısı moment kontrolöründen pozitif veya negatif çıkışa karşılık pozitif veya negatif olmalıdır. Bu yüzden de bir işaret fonksiyon generatörü olan (FG3) kullanılmaktadır. Böylece moment kontrolörün çıkışı $+\bar{i}_{sref}|$ olduğunda, FG3'ün çıkışı +1 ve $-\bar{i}_{sref}|$ olduğunda da FG3'ün çıkışı -1 olmaktadır. Daha sonra ise ± 1 faktörü, dördüncü bir fonksiyon generatöründen (FG4) elde edilen başka bir faktör ile çarpılmaktadır. Bu, alan zayıflama için negatif bir i_{sd} bileşeni ile stator akım fazörünü elde etmek için rotor hızı temel hız (ω_b)'den daha az ise $\pi/2$ 'ye ve rotor hızı temel hızdan daha büyük ise $\pi/2$ 'den daha büyük bir faktöre eşittir.

Rotor referans ekseninde, gerçek rotor açısı (θ_r) stator akımı uzay fazörü açısının referans değerinden çıkartılmakta ve böylece sabit referans ekseninde stator akımı uzay fazörünün açısı α_{sref} elde edilmektedir. P→R dönüştürücünün çıkışları, üç faz stator akımı referansları i_{sAref}^* , i_{sBref}^* ve i_{sCref}^* 'e dönüştürülen, iki eksen stator akımlarının i_{sQref}^* ve i_{sDref}^* 'in referanslarıdır. Üç faz referans akımları, sabit mıknatıslı senkron motoru besleyen inverterin girişleridir. i_{sQref}^* ve i_{sDref}^* , kontrol çevrimlerin zaman gecikmesi ($T \neq 0$) iken elde edilen iki eksen stator akımlarının referans değerleridir. Benzer şekilde i_{sAref}^* , i_{sBref}^* ve i_{sCref}^* 'de $T \neq 0$ iken stator akımlarının referans değerleridir.

6.1.1.3 Kartezyen Koordinatlarda Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Rotor Yönlendirmeli Kontrolü

Makinanın stator akımları, akım kontrollü PWM inverter kullanılarak hızlı akım çevrimlerinden etkilenmişlerdir. Sıfır bileşen stator akımları bulunmadığında sadece iki stator akımı $i_{sA}(t)$ ve $i_{sB}(t)$ ölçülmektedir. Bu akımlar, sabit referans ekseninde, stator akımı uzay fazörünün reel ve imajiner eksen bileşenleri olan, enine ve boyuna eksen stator akımı bileşenleri $i_{sD}(t)$ ve $i_{sQ}(t)$ 'ye dönüştürülmektedirler. Rotor hızı ölçülmektedir ve rotor açısı türevi alınarak elde edilmektedir. Rotor açısı, sabit referans eksenindeki stator akımlarının uzay fazörlerini rotor referans eksenindeki stator akımlarının uzay fazörlerine dönüştürme de kullanılmaktadır $[\bar{i}'_s = \bar{i}_s e^{-j\theta_r} = i_{sd} + j i_{sq}]$ ve böylece akım bileşenleri i_{sd} ve i_{sq} elde

edilmektedir. Uyarma akısı (ψ_F), rotor referans ekseninde ifade edilen enine eksen stator akımı bileşeni (i_{sq}) ile çarpılmaktadır ve böylece elektromanyetik moment (t_e) elde edilmektedir.

Sınır stator gerilimi (U_{smax}) ve gerçek stator gerilimleri ($|\bar{U}_s|$)'in tepe değeri arasındaki fark, rotor d ekseninde stator akımının referans değeri (i_{sdref}) olan alan zayıflama kontrolörünün girişi'dir. Rotor q ekseninde (i_{sqref}) stator akımı referansı, girişi referans moment (t_{eref}) ve gerçek moment (t_e) arasındaki fark olan, PI kontrolörün çıkışından elde edilmektedir. Moment referansı, çıkışı, referans rotor hızı (ω_{ref}) ve gerçek rotor hızı (ω_r) arasındaki fark olan ve bir PI kontrolör olan rotor hız kontrolörünün çıkışından elde edilmektedir.

Rotor hızının referans değeri, girişi rotor açısı referansı ve gerçek rotor açısı arasındaki fark olan rotor pozisyon kontrolörünün uygulanması ile elde edilmektedir.

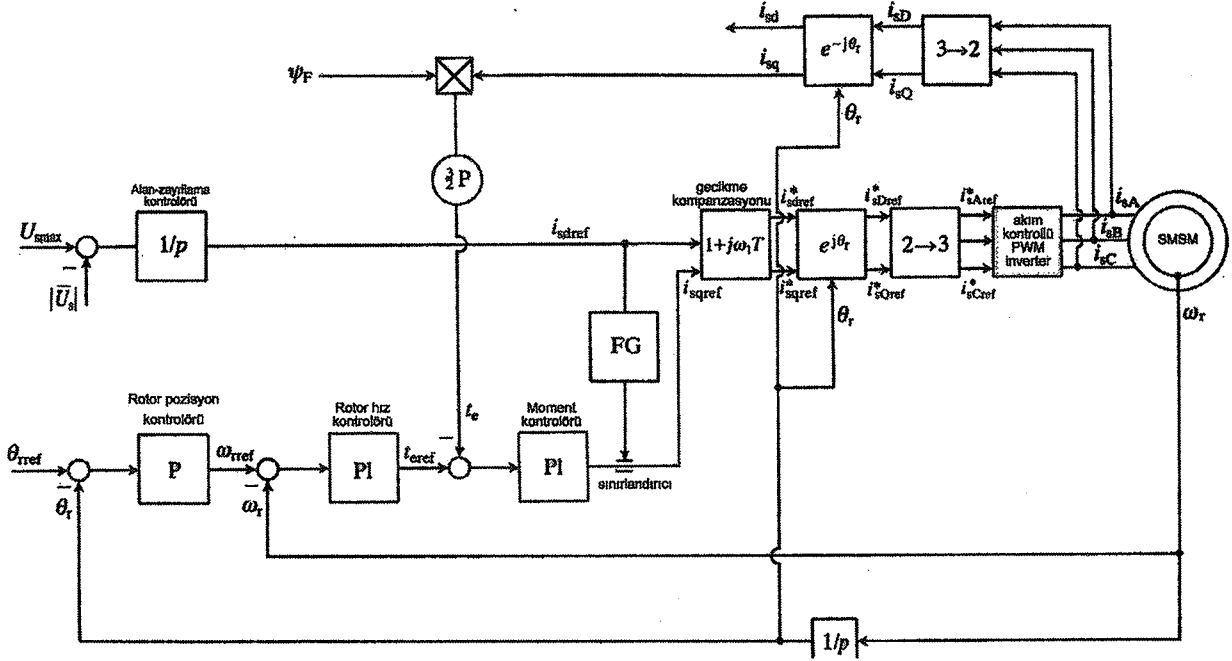
Şekil 6.7'de gösterilen fonksiyon generatörü, i_{smax} stator akımlarını sınırlandırma değeri ise, i_{sq} 'nun düşebilmesini sağlamaktadır ve bu durum $(i_{sd}^2 + i_{sq}^2)^{1/2} < i_{smax}$ kullanılarak yapılabilmektedir ve böylece fonksiyon generatörü $(i_{smax}^2 - i_{sd}^2)^{1/2}$ işlemini uygulamaktadır.

Makinayı besleyen PWM inverter akım kontrollüdür ve akım kontrolörleri akım kontrol çevriminde zaman gecikmesi yoksa, akım komutlarında ki ani değişikliklere tepki vermektedirler. Stator akımı uzay fazörünün referans değeri ($i_{sDref} + j i_{sQref}$), akım kontrol çevrimlerindeki zaman gecikmelerinden dolayı gerçek stator akımı uzay fazörü ($\bar{i}_s = i_{sD} + j i_{sQ}$) değeri eşit olmadığında, akım kontrol çevrimlerindeki zaman gecikmesi değeri T uzay fazörü eşitliğinde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\bar{i}_{sref} = T \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \bar{i}_s \quad (6.13)$$

$$i_{sDref} = T \frac{di_{sD}}{dt} + i_{sD} \quad (6.14)$$

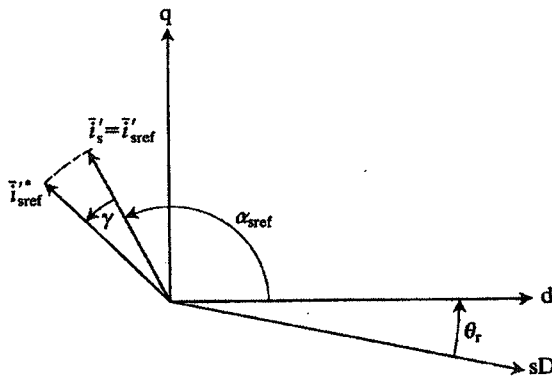
$$i_{sQref} = T \frac{di_{sQ}}{dt} + i_{sQ} \quad (6.15)$$



Şekil 6.7 Kartezyen koordinatları kullanan rotor yönlendirmeli kontrollü sabit mıknatıslı senkron motorun blok diyagramı

Rotor yönlendirmeli kontrolün düzgün bir şekilde çalışabilmesi için zaman gecikmesi olsa bile stator akımı bileşenlerinin düzgün bir biçimde ayrılması gereklidir. Bu durumda $e^{j\theta_r}$ bloğunun önüne, " $1+j\omega_1 T$ " ekstra bloğu Şekil 6.7'de gösterildiği gibi eklenmelidir.

$T=0$ olduğu yani gecikme olmadığı zaman, sabit referans ekseninde, stator akım uzay fazörlerinin referans ve gerçek değerleri arasındaki ilişki $\bar{i}_s = \bar{i}_{sref}$ 'dir ve tabii ki benzer bir ilişki rotor referans ekseninde de geçerli olmalıdır, $\bar{i}'_s = \bar{i}'_{sref}$, $\bar{i}'_s = \bar{i}_s e^{-j\theta_r}$ ve $\bar{i}'_{sref} = \bar{i}_{sref} e^{-j\theta_r}$ 'dir.



Şekil 6.8 Kontrolör gecikmesinin etkileri

Buna rağmen, gecikme olduğunda, stator akımı uzay fazörünün sabit olduğu $|\bar{i}'_s = \text{sabit}|$ sürekli halde, rotor referans ekseninde referans stator akım fazörü (\bar{i}'_{sref}^*), uzunluğu \bar{i}'_s 'in uzunluğu ile eşit, $\gamma = \omega_1 T$ olduğu γ açısı ile yeni bir pozisyona yer değiştirecektir. Bu durumda \bar{i}'_{sref} ,

$$\bar{i}'_{sref}^* = \bar{i}'_{sref} e^{j\gamma} = \bar{i}'_{sref} e^{j\omega_1 T} = \bar{i}'_{sref} (\cos \omega_1 T + j \sin \omega_1 T) \approx \bar{i}'_{sref} (1 + j\omega_1 T) \quad (6.16)$$

şeklinde yazılabilir. Böylece Şekil 6.7'de $e^{j\theta_r}$ bloğunun önünde $(\bar{i}'_{sref}^*)(i'_{sdref}, i'_{sqref})$ 'in çıkışları iki eksen bileşenlerinin çıkışları ve girişleri $\bar{i}'_{sref}(i'_{sdref}, i'_{sqref})$ 'in iki eksen bileşenlerinin girişleri olan $(1 + j\omega_1 T)$ bloğu eklenmelidir. Böylece, iki eksenli biçim de, gecikme kompanzasyonunu ifade eden eşitlikler aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$i'_{sdref}^* = i'_{sdref} - \omega_1 T i'_{sqref} \quad (6.17)$$

$$i'_{sqref}^* = i'_{sqref} + \omega_1 T i'_{sdref} \quad (6.18)$$

Gecikme kompanzasyonu için dönüşümü, $e^{j\theta_r}$ ile de birleştirmek mümkün olmaktadır böylece karma bir dönüşüm elde edilebilmektedir $e^{j\theta_r} e^{j\gamma} = e^{j(\theta_r + \gamma)}$. Sonuç olarak daha yüksek hızlarda, akım kontrol çevrimlerinin gecikmesi arttırılabilmektedir.

6.1.2 Miknatısları Rotorun İçinde Bulunan Sabit Miknatıslı Senkron Motorlarda Vektör Kontrolü

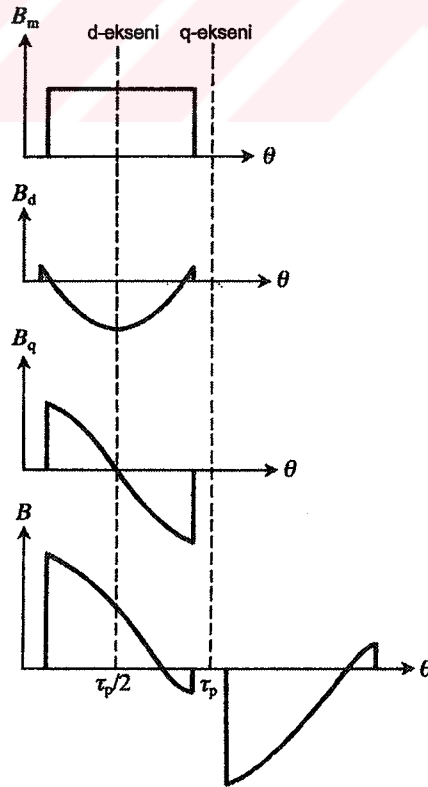
Miknatısları rotorun içinde bulunan sabit miknatıslı senkron motorlar yüksek hızlı uygulamalara imkan vermektedirler. Bir önceki bölüm de de açıklandığı gibi, bu makinalarda efektif hava aralığı küçüktür ve bu nedenle de endüvi reaksiyonu etkisi önemlidir. Bu durum, senkron makinanın sabit moment bölgesinde kontrolüne imkan vermektedir (alan zayıflamalı kontrolde sabit güç bölgesinde olduğu gibi). Bundan başka, miknatısları rotorun içinde bulunan sabit miknatıslı senkron motorda, enine eksen stator endüktansı (L_{sq}), boyuna eksen stator endüktansı (L_{sd})'den daha küçüktür ve bu da elektriksel uyartımlı çıkık kutuplu senkron makinalardan farkını açıkça göstermektedir. Pratikte 5'ten büyük değer de L_{sq}/L_{sd} endüktans oranları görülebilmektedir. İnverter beslemeli makinalarda kullanılanların dışında, sabit miknatıslı senkron motor için daha düşük anahtarlama frekanslarının kullanılmasına izin veren ekstra bir endüktans yararlı olabilmektedir. $L_{sq} < L_{sd}$ ilişkisi elektromanyetik moment üretiminde ve sabit miknatıslı senkron motorun uyarma akısı gereksinimlerinde doğrudan bir etkiye sahiptir.

Mıknatısları rotorun içinde bulunan sabit mıknatıslı senkron makina daha ekonomik bir makina tasarımına izin vermektedir. Bu durumun sebebi, mıknatısları rotorun üzerinde bulunan sabit mıknatıslı senkron makinaya zıt bir şekilde, elektromanyetik momentin aşağıdaki eşitliğe göre mıknatıs akısı ve enine eksen stator akımının yanında iki bileşene daha sahip olmasıdır.

$$t_e = \frac{3}{2} P \left[(L_{md} - L_{mq}) i_{sd} i_{sq} + L_{md} (i_{rF} + i_{r\alpha}) i_{sq} - L_{mq} i_{r\beta} i_{sd} \right] \quad (6.19)$$

Bu bileşenlerden biri mıknatıs akısı ve enine eksen stator akımının etkileşimidir, bir diğeri ise iki eksendeki stator endüktanslarının farkı ile orantılı olan sözde relüktans momenti bileşenidir ($L_{sd} - L_{sq} = L_{md} - L_{mq}$).

Rotoru mıknatısların içinde bulunan sabit mıknatıslı senkron makinada, rotor mıknatısları eklendiğinde ve iki eksen stator akımları ile MMK bileşenleri oluşturulduğunda, manyetik çukırlıktan dolayı, sonuç MMK dağılımı, lineer manyetik koşullarda olduğunda dahi non sinüsoidal olacaktır. Lineer manyetik koşullar altında, akı yoğunluğu dağılımı sonucu, sabit mıknatıslar tarafından oluşturulan (B_m) ve stator akımlarının enine ve boyuna eksen bileşenleri ile oluşturulan (B_d, B_q) akı yoğunluğu dağılımlarının toplamına eşittir. Bu dağılım bileşenleri, sonuçtaki akı dağılımı ile beraber Şekil 6.9'da gösterilmektedir.



Şekil 6.9 Mıknatısları rotorun içinde bulunan sabit mıknatıslı senkron makinada sonuç ve bileşen akı yoğunluğu dağılımları

Rotor boyuna eksenine boyunca daha yüksek manyetik geçirgenlikten dolayı, çelik kutup parçalarının kenarlarında yüksek akı yoğunlukları oluşabilmektedir. Bu yüzden, bu kutupların önde gelen kenarlarının tersindeki stator dişleri, uyarma akımının artan seviyesinden dolayı doyma eğilimindedirler. Verilen stator akımları için, stator dişlerinin bu parçalarındaki doyma çevre etrafındaki hava aralığı akı yoğunluğu dağılımının temel bileşeninin şiddetini azaltmaktadır ve bu temel bileşeninin yönünü, rotor kutup merkezi yönünde değiştirmektedir. Stator terminallerinden bakıldığında, hava aralığı akısındaki bu azalma, özellikle q eksenine boyunca stator endüktanslarındaki bir azalma gibi gözükmemektedir. Bu yüzden, uygulanan terminal geriliminde, makinanın maksimum moment kapasitesi, manyetik doyma etkilerinin ihmal edildiği makinanın lineer mod uygulamasındakinden daha büyük olacaktır.

Mıknatısları rotorun üzerinde bulunan sabit mıknatıslı senkron makina için kullanılan genel kabuller bu makina içinde temelde aynıdır. Buna rağmen, manyetik doyma etkileri ihmal edildiğinde, enine ve boyuna eksen arasında, fiziksel çıkıklıktan ve temel akıdaki doymanın etkilerinden dolayı bir enine kuplaj oluşacaktır. Mıknatısları rotorun içinde bulunan sabit mıknatıslı senkron makina da akı yoğunluğu dağılımını nonsinüsoidal iken, düzgün bir elektromanyetik moment üretmenin en uygun yolu, rotor yüzeyine göre uzayda sabit ve senkron dönen bir stator akımı MMK dağılımını üretmektedir. Bu durum, sinüsoidal dağılımlı stator sargıları düşünüldüğünde üç faz simetrik stator akımlarını gerektirmektedir.

(6.19) eşitliğinde sönüm sargılarının bulunmadığı durumda, mıknatısları rotorun içinde bulunan sabit mıknatıslı senkron makinada üretilen elektromanyetik moment aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$t_e = \frac{3}{2} P [\varphi_F i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}] \quad (6.20)$$

Ψ_F , sabit mıknatıslar tarafından üretilen sabit kaçak akıdır. Ani stator akımlarının kontrolü, ani elektromanyetik momentin doğrudan kontrolüne imkan sağlamaktadır. Sönüm sargılarının yokluğunda, moment, enine ve boyuna eksen stator akımlarının değişimlerine hemen cevap vermektedir.

(6.20) eşitliğini aşağıdaki şekle dönüştürmek mümkündür.

$$t_e = \frac{3}{2} P (\varphi_{sd} i_{sq} - \varphi_{sq} i_{sd}) = \frac{3}{2} P |\bar{\varphi}_s| i_{sy} \quad (6.21)$$

Ψ_{sd} ve Ψ_{sq} , rotorun enine ve boyuna eksenlerindeki stator akı kaçaklarıdır, mıknatıs akısı da aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

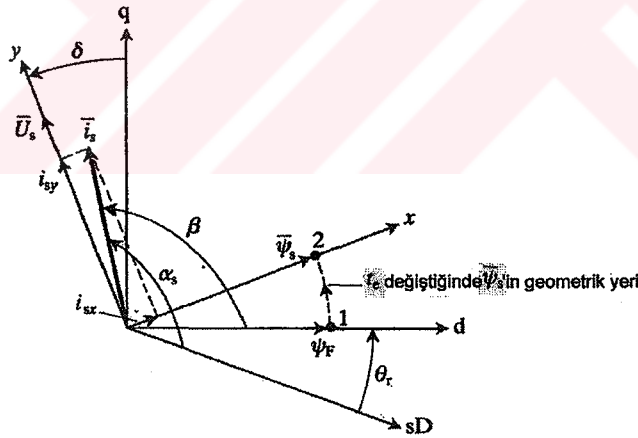
$$\varphi_{sd} = L_{sd}i_{sd} + \varphi_F$$

$$\varphi_{sq} = L_{sq}i_{sq} \quad (6.22)$$

(6.21) eşitliğinde, $|\overline{\varphi}_s|$ stator kaçak akısı uzay fazörünün modülüdür.

$$|\overline{\varphi}_s| = (\varphi_{sd}^2 + \varphi_{sq}^2)^{1/2} \quad (6.23)$$

i_{sd} ve i_{sq} , rotor referans ekseninde stator akımlarının enine ve boyuna eksen bileşenleridir. i_{sy} , stator kaçak akısı uzay fazörü ($\overline{\varphi}_s$)'in hızında dönen, (x,y) özel referans eksenindeki stator akımlarının enine eksen bileşenleridir. Mıknatısları rotorun içinde bulunan sabit mıknatıslı senkron makinanın sürekli hal fazör diyagramı Şekil 6.10'da gösterilmektedir. θ_r , rotor boyuna eksenini (d) ve stator boyuna eksenini (sD) arasındaki rotor açısıdır, mıknatıs kaçak akısı (Ψ_F) ve stator kaçak akısı ($\overline{\varphi}_s$)'in her ikisi de gösterilmektedir; δ yük açısıdır ve \overline{U}_s terminal geriliminin fazörüdür.



Şekil 6.10 Mıknatısları rotorun içinde bulunan senkron makinanın sürekli hal fazör diyagramı

Özel (x,y) referans ekseninde, stator akımı uzay fazörlerinin her iki bileşeni sırası ile i_{sx} ve i_{sy} alt indisleri ile gösterilmektedir. Şekil 6.10 kullanılarak, elektromanyetik momentin, enine eksen stator akımı bileşeni ile orantılı olduğu görülebilmektedir. Şekil 6.10'dan $\sin\delta$ ve $\cos\delta$ aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\sin \delta = \frac{\varphi_{sq}}{|\varphi_s|}$$

$$\cos \delta = \frac{\varphi_{sd}}{|\varphi_s|} \quad (6.24)$$

(6.24) eşitliğinin (6.21) eşitliği ile birleştirilmesiyle elektromanyetik moment aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$t_e = \frac{3}{2} P |\varphi_s| (i_{sq} \cos \delta - i_{sd} \sin \delta) = \frac{3}{2} P |\varphi_s| i_{sy} \quad (6.25)$$

Şekil 6.10'dan $i_{sy} = i_{sq} \cos \delta - i_{sd} \sin \delta$ 'nın elde edilmesiyle ve $\bar{i}_{sg} = \bar{i}_s e^{-j\theta_g} = i_{sx} + j i_{sy}$ eşitliği ile $\theta_g = \delta + \theta_r$ olarak kabul edilmesiyle dönüşüm aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$i_{sx} = j i_{sy} = \bar{i}_s e^{-j(\theta_r + \delta)} = (i_{sd} + j i_{sq}) e^{-j(\theta_r + \delta)} = (i_{sd} + j i_{sq}) e^{-j\delta} \quad (6.26)$$

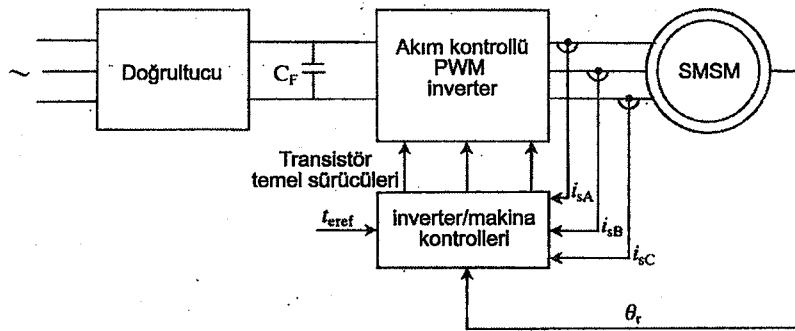
(6.24) eşitliğinden, özel ve rotor referans eksenlerinin stator akımı bileşenleri arasındaki dönüşüm aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$i_{sx} = i_{sd} \cos \delta + i_{sq} \sin \delta \quad (6.27)$$

$$i_{sy} = -i_{sd} \sin \delta + i_{sq} \cos \delta \quad (6.28)$$

6.1.2.1 Kartezyen Koordinatlarda Miknatısları Rotorun İçinde Bulunan Sabit Miknatıslı Senkron Motorda Stator Akı Yönlendirmeli Kontrolün Uygulanması

Akım kontrollü bir PWM inverter, miknatısları rotorun içinde bulunan sabit miknatıslı senkron makinanın ani akımlarında gerekli olan kontrolü sağlayabilmektedir.



Şekil 6.11 Vektör kontrollü miknatısları rotorun içinde bulunan sabit miknatıslı senkron motor sürücüsünün basitleştirilmiş bir şeması

Şekil 6.11'de, üç faz bir doğrultucu filtre kapasitörü C_F boyunca bir DC gerilimi üretmektedir.

DC gerilim, mıknatısları rotorun içinde bulunan makinayı besleyen akım kontrollü PWM inverteri beslemektedir. Şekil 6.11'de gösterilen inverter, altı anahtarlama elemanına sahip (transistör) bir üç faz inverterdir. Her transistör, makinanın reaktif stator akımları için sirkülasyon yolları sağlamak üzere paralel bir diyot ile birleştirilmektedir. Sürücü sistemi dört bölgenin hepsinde de çalışabilmektedir.

Stator akımları ölçülmektedir ve sıfır bileşen akımları bulunmadığında stator akımlarının ölçülmesi yeterli olmaktadır. Makina mili, sürücü kontrol sistemine rotor açısı (θ_r) bilgisini sağlayan bir rotor pozisyon enkoderine bağlanmıştır. İnverter/motor kontrolü, elektromanyetik moment sinyalinin referans değerini (t_{ref}) almaktadır ve rotor pozisyonu ve akım geri besleme sinyallerinin kullanılması ile, transistör tabanlı sürücü sinyallerini oluşturmaktadır. Mıknatısları rotorun içinde bulunan sabit mıknatıslı senkron makinanın sinüsoidal uyarımı, rotor pozisyonu ile sinüsoidal referansları düzgün bir şekilde senkronize edebilmek için rotor açısı geri beslemesini gerektirmektedir.

Basitleştirmek için, sürücü sisteminin birinci uygulamasında, sürücü temel hızın altında, sabit moment durumunda çalıştığı düşünülmektedir. Sabit moment bölgesinde, stator akısı ile hız sabittir ve inverter akım kontrollü PWM inverterdir. Stator akısı, mıknatıslayan veya mıknatıslanmayı gideren reaktif stator akımları ile kontrol edilebilmektedir.

Sürücünün sabit güç çalışma bölgesine girdiği düşünüldüğünde, göz önünde bulundurulması gereken bazı özel durumlar oluşmaktadır. Yüksek hızlarda, sürücünün moment/hız karakteristiğini sınırlandırmada DC kaynak gerilimi sorumlu olmaktadır. Bu sınırlama, herhangi enine ve boyuna eksen akımında, stator gerilimi uzay fazörünün genliğinin yaklaşık olarak rotor hızı ile orantılı olduğu göz önünde bulundurulurken açıklanabilmektedir. Hız arttığında, sonuç olarak oluşan fazlar arası terminal gerilimleri DC gerilime yaklaşmaktadır ve bu da stator akımlarının referans değerlerini sıfıra düşürmeye zorlayan gerilimdir. Bu koşullar altında, yüksek hızlarda, inverter doymaktadır, faz gerilimi dalga şekillerindeki darbeler azalmaktadır, akım kontrolü kaybolmaktadır ve inverter, sabit genlikte, kare dalga gerilimler üretmektedir. Sabit güç bölgesinde rotorun hızının artmasıyla, stator akısı bu duruma ters olarak azalmaktadır ve motor mıknatıs akısı (ψ_F)'i düşürmek üzere mıknatıslığı giderici reaktif akımları gerektirmektedir. İnverterin doyumu ile senkron motorun kontrolü akım ile kontrolden gerilim ile kontrole doğru bir değişikliği gerektirmektedir.

PWM ve kare dalga modlar arasındaki geçiş hızlı ve sürücü çalışmasının her koşulu altında düzgün bir şekilde gerçekleşmek zorundadır.

(6.25) eşitliğinden, mıknatısları rotorun içinde bulunan sabit mıknatıslı senkron makinanın moment kontrolü, bağımsız olarak uyarılan bir DC makinanın moment kontrolü ile benzer performansı gösterebilmektedir. Sabit moment bölgesinde (temel hızın altında) moment, enine eksen stator akımı i_{sy} 'nin kontrol edilmesi ile kontrol edilebilmektedir. Ayrıca stator akısının da, boyuna eksen stator akımı i_{sx} 'i kontrol ederek kontrol etmek mümkün olabilmektedir.

Şekil 6.12'de gösterilen sabit moment bölgesinde, mıknatısları rotorun içinde bulunan senkron makina da moment kontrolü blok diyagramı, stator akısı yönlendirmeli kontrolü kullanmaktadır. İnverter akım kontrollüdür. Sürücü sistemi dış bir moment kontrol çevrimi ile tasarlanmıştır fakat hız ve pozisyon kontrol çevrimlerinin eklenmesi de mümkün olabilmektedir.

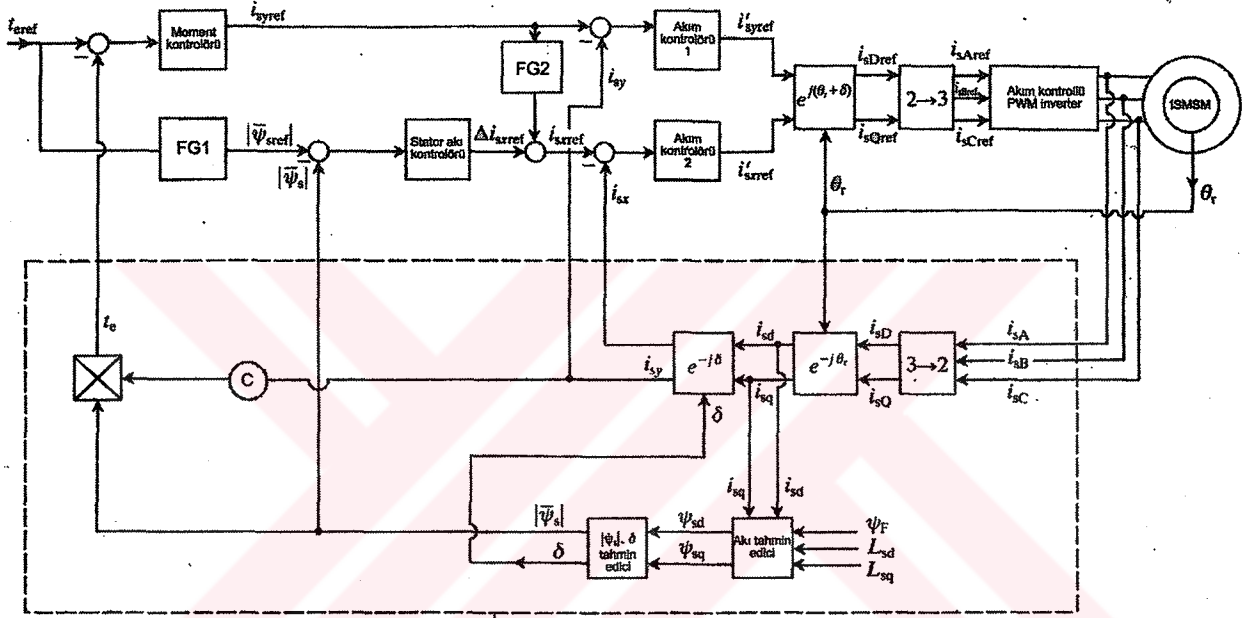
Şekil 6.12'de, referans moment (t_{eref}) ve gerçek moment arasındaki fark bir PI kontrolör olan moment kontrolörünün girişidir. Çıkışı ise moment üreten stator akımı bileşeni (i_{sy})'nin referans değerinin vermektedir. Akı üreten stator akımı bileşeninin referans değeri (i_{syref}) fonksiyon generatörü FG2 boyunca i_{syref} 'den üretilmektedir. Stator kaçak akısı modülünün referans değeri $|\overline{\varphi}_{sref}|$, fonksiyon generatörü FG1'in kullanılması ile elde edilmektedir. Bu, sürücünün verimini geliştirmek üzere demir kayıplarını optimize edilmesidir. Şekil 6.13 fonksiyon generatörü FG1 tarafından uygulanan nonlineer karakteristikleri göstermektedir. 1 noktası sıfır elektromanyetik momentine karşılık gelmektedir, bu nokta da stator akısı, mıknatıs akısı (ψ_F)'e eşittir ve bu nedenle de yük açısının değeri sıfırdır. 2 noktası moment ile orantılı stator akısına karşılık gelmektedir.

Sürücü sistemi, makina parametrelerinin değişiminden dolayı akı yönelişini önlemek üzere $|\overline{\varphi}_s|$ akı kontrol çevriminde içermektedir. Referans stator akısı $|\overline{\varphi}_{sref}|$ ve stator akısı $|\overline{\varphi}_s|$ 'in modülünün gerçek değeri arasındaki fark, bir PI kontrolör olan stator akısı kontrolörünün girişi olmaktadır. Çıkışı ise Δi_{sxref} 'dir. Akı kontrolörünün çıkış sinyali, girişi i_{syref} olan fonksiyon generatörü FG2'nin çıkış sinyaline eklenmektedir.

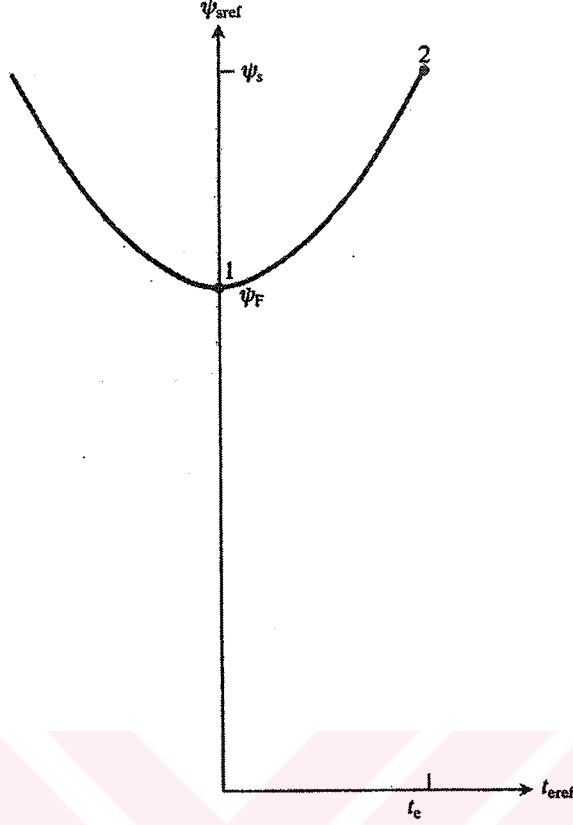
FG2'nin görevi, Şekil 6.10'da gösterilen fazör diyagram göz önünde bulundurularak anlaşılabilir. Sabit moment bölgesinde, elektromanyetik moment i_{sy} ile kontrol edilebilmekte ve $|\overline{\varphi}_{sref}|$ FG1 tarafından belirlenen değer de devam ettirilebilmektedir. Şekil 6.10'da, stator kaçak akısı uzay fazörünün, sabit moment bölgesinde elektromanyetik moment sıfırdan orantılı değerine yükselirken oluşan geometrik yeri göstermektedir. 1 noktasında $t_e=0$, $i_{sx}=i_{sy}=0$ ve $|\overline{\varphi}_s|=\psi_F$ 'dir. Elektromanyetik moment arttığında, $|\overline{\varphi}_s|$ 'de artmaktadır fakat i_{sx} ve

i_{sy} , t_c orantılı değerine eşit olana kadar artmaktadır. Fonksiyon generatörü FG2, şekil 6.14'de gösterilen i_{sxref} ve i_{syref} arasındaki ilişkiyi belirlemektedir.

Elektriksel uyartımlı senkron makinada, $|\overline{\varphi}_s|$ alan akımı ile kontrol edilmektedir ve bu yüzden makina her zaman 1 güç faktörü değerinde işletilebilmektedir. Buna rağmen mıknatısları rotorun içinde olan sabit mıknatıslı senkron makinada, $|\overline{\varphi}_s|$, geciken stator akımı bileşeni i_{sx} ile kontrol edilmektedir ve bu nedenle makina 1'den daha düşük bir güç faktörü değerinde işletilmektedir.



Şekil 6.12 Mıknatısları rotorun içinde bulunan sabit mıknatıslı senkron makinanın stator akısı yönlendirmeli kontrolünün blok diyagramı



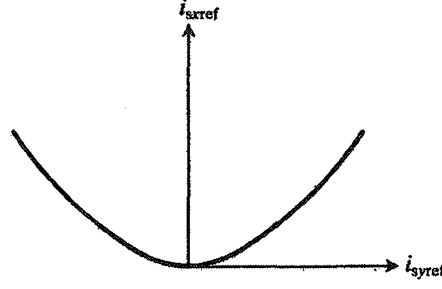
Şekil 6.13 Fonksiyon generatörü FG1 tarafından uygulanan karakteristikler

Sabit güç bölgesinin ve sabit moment bölgesinin arasındaki sınır da, inverterin doyma da olmasının bir sonucu olarak, i_{sx} ve i_{sy} 'nin kontrolü kaybedilmektedir.

i_{sxref} ve i_{syref} referans sinyalleri, kısmen doyma da olan inverterde efektif bir vektör kontrole imkan veren, akım kontrol çevrimleri ile sağlanmaktadır ve PWM ve kare dalga modları arasında düzgün bir geçişe yardım eden bir sabit güç bölgesi bulunmaktadır. PI kontrolör olan iki akım kontrolörünün girişleri sırası ile i_{syref} - i_{sy} ve i_{sxref} - i_{sx} olmaktadır. Temel hızın altında, bu akım çevrimlerin çalışması gereksiz olmaktadır. Bu kontrolörlerin çıkış akımları (i'_{sxref}, i'_{syref}) , kompleks dönüşüm $(e^{j(\theta_r + \delta)})$ 'ı içeren bloğu beslemektedirler.

Bu dönüşüm, Şekil 6.10'da gösterildiği gibi, i'_{sxref} 'i $\bar{\varphi}_s$ ile ve i'_{syref} 'i ise \bar{U}_s ile aynı hizaya getirmek için kullanılmaktadır. Bu gerekli olan dönüşüm (6.26) eşitliğinden aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$i_{sD} + ji_{sQ} = (i_{sx} + ji_{sy})e^{j(\theta_r + \delta)} \quad (6.29)$$



Şekil 6.14 FG2 ile açıklanan karakteristik

(6.29) eşitliğinde reel ve imajiner eksen bileşenlerini veren eşitlik aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\begin{aligned} i_{sD} &= i_{sx} \cos(\theta_r + \delta) - i_{sy} \sin(\theta_r + \delta) \\ i_{sQ} &= i_{sx} \sin(\theta_r + \delta) + i_{sy} \cos(\theta_r + \delta) \end{aligned} \quad (6.30)$$

Ve dönüşüm için gerekli olan birim vektör sinyalleri aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\begin{aligned} \cos(\theta_r + \delta) &= \cos \theta_r \cos \delta - \sin \theta_r \sin \delta \\ \sin(\theta_r + \delta) &= \sin \theta_r \cos \delta + \cos \theta_r \sin \delta \end{aligned} \quad (6.31)$$

Üç faz referans stator akımları, ikiden üç faza dönüştürme uygulaması ile sabit eksen stator referans akımları i_{sDref} ve i_{sQref} 'den elde edilir. Referans akımları daha önce de açıklandığı gibi inverter girişleridir. Gerçek üç faz stator akımları (i_{sA} , i_{sB} , i_{sC}) ölçülmektedir fakat sıfır bileşen akımlarının yokluğunda sadece ikisinin ölçülmesi gereklidir.

Stator akımlarının ölçülen değerleri kullanılarak elektromanyetik moment (t_e), yük açısı (δ), stator akısının modülü ($|\vec{\varphi}_s|$) ve iki eksen stator akım bileşenleri i_{sx} ve i_{sy} bulunabilmektedir.

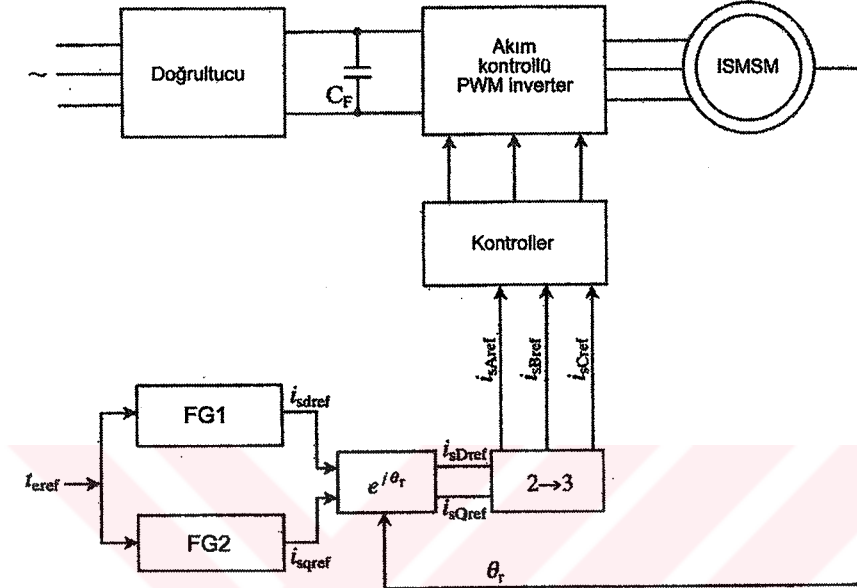
6.1.2.2 Mıknatısları Rotorun İçinde Bulunan Sabit Mıknatıslı Senkron Motorda Rotor Yönlendirmeli Kontrolün Uygulanması

Sabit Moment Bölgesindeki Uygulama

Özel referans eksenini boyuna ekseninin, mıknatıs akısı ile aynı hizaya getirildiği farz edilmektedir ve rotor referans ekseninde ifade edilen stator akımları (i_{sd} ve i_{sq}) momenti kontrol etmek üzere kontrol edilmektedir. Şekil 6.15, sabit moment bölgesi için uygulamanın blok diyagramını göstermektedir. Stator akımları i_{sd} ve i_{sq} , stator amper başına momentin maksimum olduğu durumda bir açık çevrim ile kontrol edilmektedir.

Şekil 6.15'deki referans moment FG1 ve FG2 fonksiyon generatörleri girişine hizmet

etmektedir. Manyetik doyma etkileri ihmal edilirse, FG1 moment ve boyuna eksen stator akımı bileşeni i_{sd} arasındaki ilişkiyi ve FG2 ise stator akımı başına maksimum moment için moment ve enine eksen stator akımı bileşeni i_{sq} arasındaki ilişkiyi vermektedir. Sabit mıknatıslı bir makinada optimal verim, elektriksel kayıpları minimuma indiren optimal bir gerilimin uygulanması ile elde edilmektedir.



Şekil 6.15 Mıknatısları rotorun içinde bulunan sabit mıknatıslı senkron motorda momentin kontrolü

Demir kayıplarının olmadığı senkron makinada, stator amper başına maksimum moment de işletilen bir makina optimal olarak verimlidir. Böyle bir çalışma bakır, inverter ve doğrultucu kayıplarının da azalmasına yol açmaktadır.

Mıknatısları rotorun üzerinde olan sabit mıknatıslı senkron makinada, elektromanyetik moment, relüktans moment terimini içermemektedir. Bunun yanında, enine ve boyuna eksen relüktansları arasında çok küçük bir fark bulunmaktadır. Koşullar göstermiştir ki, moment, stator akımlarının, hava aralığı akısı ile etkileşimiyle üretilmektedir ve maksimum moment, stator akımlarının uzay fazörü \vec{i}_s 'in uzayda mıknatıs akısına enine bulunduğu durumlarda elde edilmektedir ($i_{sd}=0$). Buna rağmen, mıknatısları rotorun içinde olan senkron makinalarda, enine ve boyuna eksen relüktansları arasında belirgin bir farklılık bulunmaktadır. Sonuç olarak, işareti, elektrksel uyarımlı çıkık kutuplu senkron makina ile karşılaştırıldığında negatif olan bir relüktans momenti oluşmaktadır. Bu yüzden, bu bileşen, stator akımları ve hava aralığı akısı ile oluşturulan moment bileşenine eklendiğinde, maksimum moment Şekil

6.10'da da gösterildiği gibi rotor referans ekseninin boyuna eksenine göre, stator akımı uzay fazörünün faz açısı olan stator akımı açısının $\beta > 0$ olduğu yerde üretilecektir. Böylece, mıknatısları rotorun içinde olan sabit mıknatıslı senkron motor için $\beta = 0$ olduğu yerde, stator akımı başına maksimum moment elde edilememektedir. Mıknatısları rotorun içinde olan sabit mıknatıslı senkron motorda, mıknatısları rotorun üzerinde olanına göre amper başına daha yüksek değerlerde moment üretilebilmektedir. Geliştirilmiş moment kapasitesi mıknatısları rotorun içinde olan sabit mıknatıslı senkron motorun bir avantajıdır.

Elektromanyetik momentin temel değeri aşağıdaki eşitliğe göre belirlenebilir.

$$t_{eb} = \frac{3}{2} P \varphi_F i_b \quad (6.32)$$

φ_F , mıknatıs akısıdır, i_b akımın temel değeridir ve aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$i_b = \frac{\varphi_F}{L_{sq} - L_{sd}} \quad (6.33)$$

Momentin normalleştirilmiş değeri aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$t_{en} = \frac{t_e}{t_{eb}} \quad (6.34)$$

(6.20), (6.32) ve (6.33) eşitliklerinin (6.34) eşitliğinden çıkartılması ile aşağıdaki eşitlik elde edilebilir.

$$t_{en} = \left(1 - \frac{i_{sd}}{i_b} \right) \frac{i_{sq}}{i_b} = i_{sqn} (1 - i_{sdn}) \quad (6.35)$$

i_{sdn} ve i_{sqn} , rotor referans ekseninde iki eksen akımlarının normalleştirilmiş değeridir ve aşağıdaki gibi elde edilebilir.

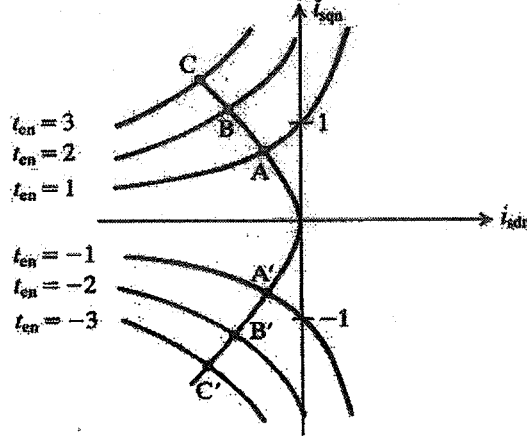
$$i_{sdn} = \frac{i_{sd}}{i_b}; i_{sqn} = \frac{i_{sq}}{i_b} \quad (6.36)$$

Şekil 6.16'da da gösterildiği gibi, A noktası, (0,0)'a en yakın nokta olduğu için minimum stator akımına karşılık gelmektedir bu yüzden, stator amper başına maksimum momentin eğrisi $CBA A' B' C'$ bağlantı noktaların da elde edilmektedir.

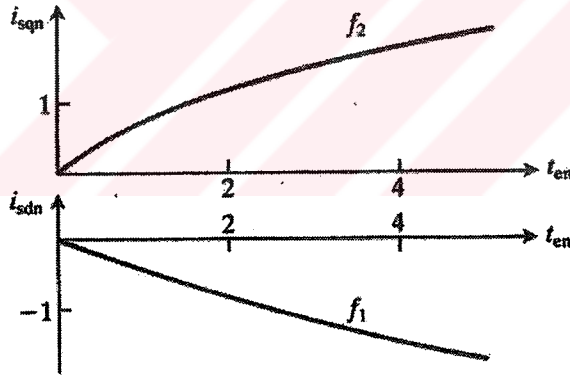
Şekil 6.16'da gösterilen stator amper başına maksimum moment eğrisi, stator amper başına maksimum moment için normalleştirilmiş momentin bir fonksiyonu olarak stator akımı bileşenlerinin elde edilmesinde kullanılabilir. Böylece Şekil 6.17'de gösterilen

$i_{sdn}=f_1(t_{en})$ ve $i_{sqn}=f_2(t_{en})$ fonksiyonları elde edilmektedir ve bunlar sırası ile FG1 ve FG2 tarafından uygulanabilmektedir.

Şekil 6.15'de FG1 ve FG2'nin çıkışları sırası ile i_{sdref} ve i_{sqref} referans sinyalleridir. Bunlar, sabit referans ekseninde iki eksen stator referans eksenlerini vermek üzere, kompleks dönüşümde $e^{j\theta_r}$ 'den faydalanmaktadır.



Şekil 6.16 Miknatısları rotorun içinde bulunan sabit miknatıslı senkron motor için sabit momentin geometrik yeri



Şekil 6.17 f_1 ve f_2 fonksiyonları

Sonuç olarak, 2'den 3 faza dönüşüm, miknatısları rotorun içinde bulunan sabit miknatıslı senkron motoru besleyen akım kontrollü PWM inverterin kontrolünde kullanılan üç faz referans akımlarının elde edilmesinde kullanılmaktadır.

Akı Zayıflama Bölgesindeki Uygulama

Akım kontrollü PWM inverterin, akım kontrolörlerinde doyma, motor terminal gerilimi, inverterin tepe gerilimine yaklaştığı andaki yüksek rotor hızlarında meydana gelmektedir. Düzgün bir moment kontrol cevabı elde etmek üzere rotor hızı ile senkronize olan, motor

frekansları ve endüklenen EMK uyarma frekansı ile orantılı iken akım kontrolörlerinde doymayı belirlemede rotor hızı önemli bir faktördür.

Faz başına mümkün olan maksimum temel stator gerilimi ($|\bar{u}_s|$) DC hat gerilimi ile belirlenmektedir ve aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$|\bar{u}_s| = (u_{sd}^2 + u_{sq}^2)^{1/2} \quad (6.37)$$

u_{sd} ve u_{sq} , rotor referans ekseninde stator gerilimlerinin enine ve boyuna eksen bileşenleridir.

Senkron biçimde dönen referans ekseninde, çıkık kutuplu bir senkron makinanın enine ve boyuna eksen stator gerilimi eşitlikleri aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\varphi_{sd}}{dt} - \omega_1 \varphi_{sq} \quad (6.38)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\varphi_{sq}}{dt} + \omega_1 \varphi_{sd} \quad (6.39)$$

R_s , stator direncidir ve mıknatısları rotorun içinde bulunan sabit mıknatıslı senkron motor için stator kaçak akısı φ_{sd} ve φ_{sq} (6.22) eşitliği ile belirlenmektedir. Sürekli halde, U_{sd} ve U_{sq} gerilimleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$U_{sd} = R_s I_{sd} - X_{sq} I_{sq} \quad (6.40)$$

$$U_{sq} = R_s I_{sq} + X_{sd} I_{sd} + \omega_1 \varphi_F \quad (6.41)$$

$X_{sd} = \omega_1 L_{sd}$ ve $X_{sq} = \omega_1 L_{sq}$ sırası ile boyuna ve enine eksen stator reaktanslarıdır ve ω_1 'de uyarma frekansdır (rad/sn).

Maksimum stator gerilimi $|\bar{u}_s|$ 'e karşılık gelen sürekli hal akım bileşenleri i_{sd} ve i_{sq} için maksimum sınırlar (6.37), (6.40) ve (6.41) eşitlikleri göz önünde bulundurularak aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$|\bar{u}_s|^2 = (R_s i_{sd} - X_{sq} i_{sq})^2 + (R_s i_{sq} + X_{sd} i_{sd} + \omega_1 \varphi_F)^2 \quad (6.42)$$

Omik gerilim düşümü ihmal edilirse ($R_s=0$) (6.42) eşitliği bir elipsin şeklini almaktadır ve aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$|\bar{u}_s|^2 = (X_{sq} i_{sq})^2 + \left[X_{sd} \left(i_{sd} + \frac{\omega_1 \varphi_F}{X_{sd}} \right) \right]^2 \quad (6.43)$$

veya

$$\left(\frac{|\bar{u}_s|}{X_{sq}}\right)^2 = i_{sq}^2 + \left(\frac{X_{sd}}{X_{sq}}\right)^2 \left(i_{sd} + \frac{\omega_1 \phi_F}{X_{sd}}\right)^2 \quad (6.44)$$

Rotor hızının herhangi bir değeri için, stator akımı $\bar{i}'_s = i_{sd} + ji_{sq}$ kompleks düzlemin orijininin elips üzerinde bir noktaya yönelmektedir, fakat her zaman elipsin içinde bulunmalıdır. Bu tip bir elipsten, gerilim sınırlama elipsi olarak bahsedilmektedir. Rotor hızını arttırmak için, eksenleri rotor hızı ile ters orantılı olan bir grup elips bulunmaktadır.

Şekil 6.15'de gösterilen sürücü kontrolü ile karşılaştırıldığında, Şekil 6.18'de akım regülatöründeki doymayı belirtmek üzere bir stator akımı geri beslemesi gösterilmektedir. Şekil 6.18'de, gerçek akımlar öncelikle sabit ekseninde, enine ve boyuna eksen bileşenleri (i_{sQ} , i_{sD})'ye dönüştürülmektedir ve bu bileşenler ölçülen rotor açısı (θ_r)'nin kullanılması ile rotor referans ekseninde formüle edilmiş i_{sd} , i_{sq} stator akımlarına dönüştürülmektedir. Boyuna eksen stator akımı referansı i_{sdref} , FG1'in kullanılması ile referans momentten elde edilmektedir. d-ekseni stator akımı i_{sd} ve referans akımı i_{sdref} arasındaki fark Δi_{sd} 'dir ve bu inverterin akım kontrolörlerindeki doymayı belirlemek üzere kullanılmaktadır. Akım farkı Δi_{sd} akı zayıflaması kontrolörün girişidir.

$$i_{sd} = \frac{2}{3} [i_{sA} \cos \theta_r + i_{sB} \cos(\theta_r - 2\pi/3) + i_{sC} \cos(\theta_r - 4\pi/3)] \quad (6.45)$$

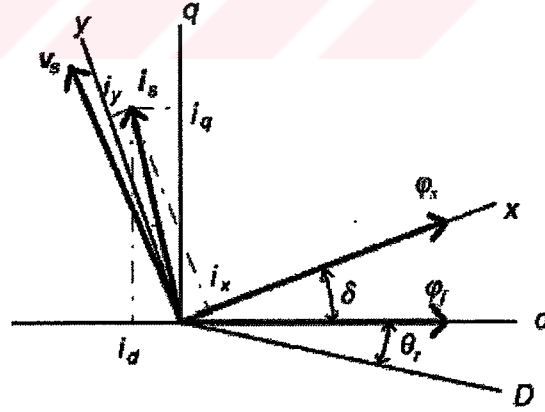
Şekil 6.18'de enine eksen stator akımı referansı i'_{sqref} FG2 uygulaması ile referans momentten elde edilmektedir ve artan Δi_{sd} fark cevabında i'_{sqref} azalmaktadır. Verilen rotor hızında i'_{sqref} 'deki azalmadan dolayı, referans akımı uzay fazörü $i'_{sqref} = i_{sdref} + ji_{sqref}$ gerilim sınırlandırma elipsinin (stator akımı uzay fazörünün yerini gösteren) dışından bu elipsin içine hareket edecektir ve bu yüzden referans ve sonuç uzay akım fazörleri arasında bir benzerlik oluşturulmaya çalışılacaktır.

gerilim uzay fazörlerinin uygun bir şekilde seçilerek, momentin ve kaçak akının kontrolüdür. 1990'ların sonlarına doğru, SMSM'ler için DTC teknikleri görülmektedir (Tang vd., 2002).

Sabit mıknatıslı senkron motorlar, hızlı moment cevap karakteristiği ve yüksek performans çalışması gerektiren bir çok uygulamada kullanılır. SMSM içerisindeki moment genellikle, elektromanyetik momentin endüvi akımı ile orantılı olması esasına dayandırılarak, endüvi akımının kontrol edilmesi ile kontrol edilir. Yüksek performans için; akım kontrolü normal olarak, senkron hız ile döndürülen rotor dq referans sistemi içerisinde yerine getirilmektedir. Bu ekseninde, zıt EMK ve endüktansların değişmesi sinüsoidal iken endüvi endüktansı ve mıknatıs kaçak akısı sabittir.

Sabit mıknatıslı senkron motorlar için, DTC' nin temel prensibi stator manyetik akı ve referans ve gerçek moment arasındaki farklılıklara göre uygun stator gerilim vektörlerinin seçilmesidir. Darbe genişlik modülasyonu (PWM) karşılaştırma devresi ile oluşturulan akım kontrol devresi DTC sistemlerinde kullanılmaz ve ayrıca, motor parametreleri (stator direnci hariç) kullanılmamaktadır. Bu yüzden; DTC, PWM akım kontrolü metodu ile yapılan moment uygulamasıyla kıyaslandığı zaman, daha az parametre bağıllığı ve hızlı moment cevabı gibi avantajlar sağlar. DTC altında algılayıcısız (sensörsüz) çalışma rotorun ilk pozisyonu yaklaşık olarak bilindiği takdirde mümkündür (Zhong vd., 1997).

6.2.2 XY Referans Ekseninde Motor Eşitlikleri



Şekil 6.19 Farklı referans sistemlerinde stator ve rotor kaçak akıları

Stator kaçak akı vektörü Ψ_s ve rotor kaçak akı vektörü Ψ_M , Şekil 6.19' da görüldüğü gibi rotor akısı (dq), stator akısı (xy) ve sabit (DQ) referans eksenlerinde gösterilebilir.

Stator direnci ihmal edildiğinde, stator ve rotor kaçak akıları arasındaki açı δ , yük açısıdır. Sürekli halde, δ uygun bir yük momentine karşılık sabittir ve stator ve rotor akılarının her

ikisi de senkron hızda döner. Geçici haldeki çalışma da, δ değişir ve stator ve rotor akıları farklı hızlarda döner. Elektrik zaman sabiti normal olarak mekanik zaman sabitinden daha küçük olduğundan, stator akısının dönüş hızı, rotor akısına göre kolaylıkla değişebilir. Bu bölümde, stator akısının dönüş hızı veya δ ' deki değişiklik kontrol edilerek, momentteki artışın kontrol edilebildiği gösterilmektedir.

Stator kaçak akısının, gerilimin ve elektromanyetik momentin dq referans sistemindeki denklemleri aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\begin{aligned}\psi_{sd} &= L_s i_{sd} + \psi_M \\ \psi_{sq} &= L_s i_{sq}\end{aligned}\quad (6.46)$$

$$\begin{aligned}u_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} - \omega_r \psi_{sq} \\ u_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} + \omega_r \psi_{sd}\end{aligned}\quad (6.47)$$

$$t_e = \frac{3}{2} p_N (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \quad (6.48)$$

Stator endüktanslarının ve zıt EMK'nın değişimi sinüsoidal olduğunda, ψ_M , L_{sd} ve L_{sq} sırasıyla endüvi (yada stator) zıt EMK sabiti ve endüktanslarıdır.

(6.49) ve (6.50)'deki dönüşümler ile (6.46), (6.47) ve (6.48)'deki eşitliklerinin xy referans eksenindeki ifadeleri elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} \quad (6.49)$$

Burada F, gerilim, akım ve kaçak akıyı temsil etmektedir. Ters dönüşüm ise aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} \quad (6.50)$$

6.2.2.1 XY Referans Ekseninde Moment Eşitliği

$|\psi_s|$ stator kaçak akısının genliğini ifade ederse Şekil 6.19'dan aşağıdaki eşitlik elde edilebilir.

$$\begin{aligned}\sin \delta &= \frac{\psi_q}{|\psi_s|} \\ \cos \delta &= \frac{\psi_d}{|\psi_s|}\end{aligned}\quad (6.51)$$

(6.49) ve (6.50) eşitliklerinden akımların elde edilmesi ile moment ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned}T &= \frac{3}{2} p_N \left[\psi_{sd} (i_x \sin \delta + i_y \cos \delta) - \psi_{sq} (i_x \sin \delta + i_y \cos \delta) \right] \\ &= \frac{3}{2} p_N \left[i_x \frac{\psi_{sd} \psi_{sq}}{|\psi_s|} + i_y \frac{\psi_{sd}^2}{|\psi_s|} - i_x \frac{\psi_{sd} \psi_{sq}}{|\psi_s|} + i_y \frac{\psi_{sd}^2}{|\psi_s|} \right] \\ &= \frac{3}{2} p_N |\psi_s| i_y\end{aligned}\quad (6.52)$$

(6.52) eşitliğinden, stator kaçak akısının genliği sabit iken momentin doğrudan stator akımının y eksen bileşeni ile orantılı olduğu görülmektedir.

6.2.2.2 XY Referans Ekseninde Kaçak Akı Eşitlikleri

(6.48) eşitliği matris biçiminde aşağıdaki şekilde elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_M \\ 0 \end{bmatrix}\quad (6.53)$$

(6.53) eşitliğinin içine (6.50) eşitliğinin eklenmesi ve tersinin alınması ile aşağıdaki eşitlikler elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_x \\ \psi_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_M \\ 0 \end{bmatrix}\quad (6.54)$$

$$\begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix}\quad (6.55)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_x \\ \psi_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sd} \cos \delta & L_{sq} \sin \delta \\ -L_{sd} \sin \delta & L_{sq} \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \psi_M \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} L_{sd} \cos^2 \delta + L_{sq} \sin^2 \delta & -L_{sd} \sin \delta \cos \delta + L_{sq} \sin \delta \cos \delta \\ -L_{sd} \sin \delta \cos \delta + L_{sq} \sin \delta \cos \delta & L_{sd} \sin^2 \delta + L_{sq} \cos^2 \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \psi_M \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \quad (6.56)$$

6.2.3 Düzgün Hava Aralıklı SMSM

SMSM' nin bu tipi için, $L_{sd} = L_{sq} = L_s$ ' dir. (6.56) eşitliği aşağıdaki basitleştirilebilir.

$$\begin{aligned} \psi_x &= L_s i_x + \psi_M \cos \delta \\ \psi_y &= L_s i_y - \psi_M \sin \delta \end{aligned} \quad (6.57)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_x \\ \psi_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \psi_M \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \quad (6.58)$$

x-ekseni stator kaçak akısına sabitlendiği için ψ_y sıfır olur ve (6.58) eşitliğinin ikinci kısmından i_y aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$i_y = \frac{1}{L_s} \psi_M \sin \delta \quad (6.59)$$

(6.59) eşitliğinin, moment denklemi (6.52)' de yerine konulması ile moment aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$T = \frac{3}{2} \frac{1}{L_s} P_N |\psi_s| \psi_M \sin \delta \quad (6.60)$$

Burada δ , mıknatıs kaçak akısına göre stator kaçak akısının açısal hızıdır. δ , $-\pi/2$ ile $\pi/2$ aralığı içinde kontrol ediliyorsa, momentin türevi her zaman pozitifdir ve bu durum moment artışı ile δ açısındaki artışın orantılı olmasını gerektirmektedir. Diğer bir deyişle, stator kaçak akısı, genliğin sabit tutulduğu ve gerçek moment maksimum değişimini elde etmek üzere mümkün olduğu kadar hızlı kontrol edildiği bir yolla kontrol edilebilir.

6.2.4 Çıkık Kutuplu SMSM

Çıkık kutuplu SMSM'de, $L_{sd} \neq L_{sq}$ 'dur ve stator akısı x-ekseninden ileride olduğu için, yük açısı δ ve stator manyetik akısı terimlerinde moment denklemi, (6.58) eşitliğinin ilk bölümünde, $\psi_y = 0$ ile i_x 'in aşağıdaki gibi çözülmesi ile elde edilebilir.

$$i_x = \frac{2\psi_M \sin \delta - [(L_{sd} + L_{sq}) + (L_{sd} - L_{sq}) \cos 2\delta]}{(L_{sq} - L_{sd}) \sin 2\delta} i_y \quad (6.61)$$

(6.61) eşitliğinin (6.56) eşitliğinin birinci bölümünden çıkartılması ile i_y aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$i_y = \frac{1}{2L_{sd}L_{sq}} [2\psi_M L_{sq} \sin \delta - |\psi_s| (L_{sq} - L_{sd}) \sin 2\delta] \quad (6.62)$$

Böylece moment eşitliği aşağıdaki şekle dönüşür.

$$T = \frac{3p|\psi_s|}{4L_{sd}L_{sq}} [2\psi_M L_{sq} \sin \delta - |\psi_s| (L_{sq} - L_{sd}) \sin 2\delta] \quad (1.18)$$

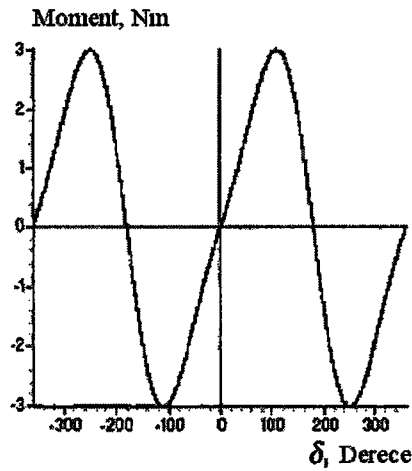
Moment eşitliğindeki ilk terim sabit mıknatıs akısı tarafından üretilen uyarma momenti ve ikinci terim de relüktans momentidir.

Şekil (6.20), (6.21), (6.22) ve (6.23), stator kaçak akısının genliği $0.75\Psi_M$, Ψ_M , $1.5\Psi_M$ ve $2\Psi_M$ olduğunda, SMSM de moment-yük açısı (T - δ) karakteristiklerini göstermektedir. Moment sıfır geçiş yakınlarındadır. Şekil (6.23) için, sıfır geçiş yeri yakınında momentin türevi, δ 'e göre negatiftir. Bu durum DTC' nin uygulanamayabileceği anlamına gelmektedir. Bu yüzden çıkık kutuplu SMSM için, gerçek momentin değişimi ile stator kaçak akısının genliği değişebilmektedir. Moment eşitliğinin türevi aşağıdaki gibi elde edilebilir.

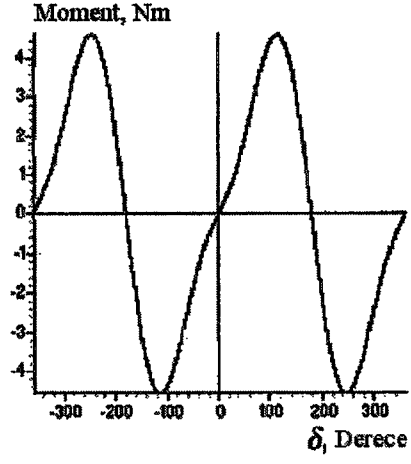
$$\frac{dT}{dt} = \frac{3p|\psi_s|}{4L_dL_q} [2\psi_M L_q \dot{\delta} \cos \delta - 2|\psi_s| (L_q - L_d) \dot{\delta} \cos 2\delta] \quad (6.64)$$

(6.64) eşitliğinin $t=0$ için türevi alındığında aşağıdaki gibi elde edilebilir.

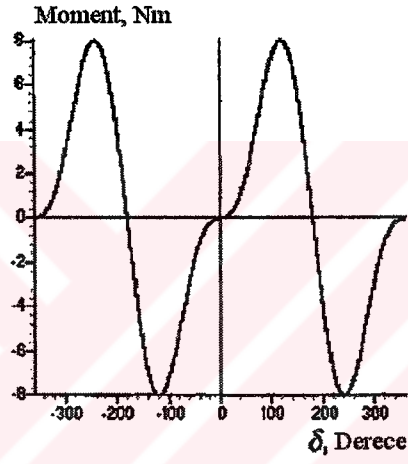
$$\left. \frac{dT}{dt} \right|_{t=0} = \frac{3p|\psi_s|}{2L_dL_q} [\psi_M L_q \dot{\delta} - |\psi_s| (L_q - L_d) \dot{\delta}] \quad (6.65)$$



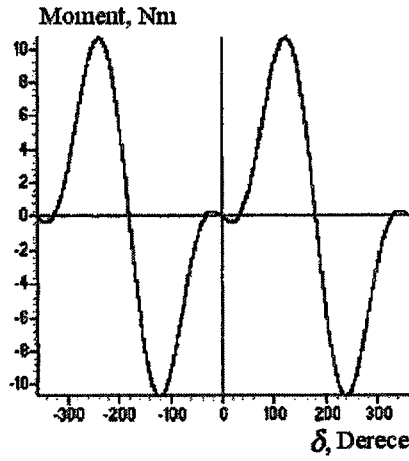
Şekil 6.20 δ ile belirtilen moment, $|\Psi_s|=0.75\Psi_M$



Şekil 6.21 δ ile belirtilen moment, $|\Psi_s| = \Psi_M$



Şekil 6.22 δ ile belirtilen moment, $|\Psi_s| = 1.5\Psi_M$



Şekil 6.23 δ ile belirtilen moment, $|\Psi_s| = 2\Psi_M$

Pozitif dT/dt için,

$$|\psi_s| \left\langle \frac{L_{sq}}{L_{sq} - L_{sd}} \psi_M \right. \quad (6.66)$$

şeklindedir.

Hızlı dinamik cevap istendiğinde ise, stator kaçak akısının genliği (6.66) eşitliğine göre seçilebilir. Aksi takdirde, lineerlik daha önemli olduğundan, gerçek momentin değişimi ile değiştirilebilir. Aynı moment değerinde, stator kaçak akısının genliği daha düşük olduğunda daha yüksek stator akımının gerekli olduğu akılda tutulmalıdır (Zhong vd., 1997).

6.2.5 Uygun Stator Gerilim Vektörlerinin Seçilmesi İle Stator Kaçak Akısının Kontrolü

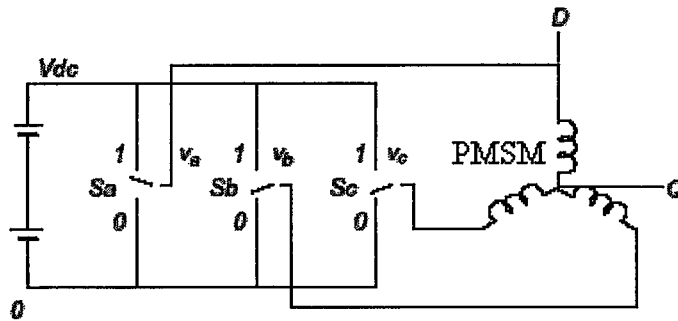
Bu bölümde, stator kaçak akısının hem genliğinin hem dönüş hızının doğru stator gerilim vektörleri seçilerek kontrol edilebileceği gösterilecektir.

6.2.5.1 Gerilim Uzay Vektörünün Üretimi

DTC' nin temel prensibi, uygun anahtarlama tablosundan doğru gerilim vektörlerini seçmektir. Bu seçim, moment ve stator kaçak akısının histerezis kontrolüne dayandırılır. Stator kaçak akısı aşağıdaki gibi elde edilebilir.

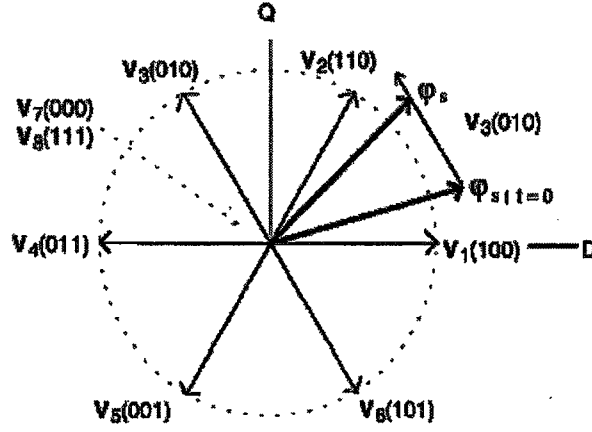
$$\bar{\psi}_s = \int_t^{t+\Delta t} (\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (6.67)$$

SMSM' nin üç-faz sargıları ile inverter içindeki güç anahtarlarının bağlantısı Şekil 6.24' de gösterilmiştir. Bu gerilim kaynaklı inverterlerin güç anahtarları 180° iletim modundadır. Bu da sadece üç anahtarlama sinyali olan S_a , S_b , S_c 'nin, altı anahtarın durumunu karşılaştırmak için gerekli olduğu anlamına gelir.



Şekil 6.24 İnverter kaynaklı PMSM

İnverter için sıradan bir çalışmada altı sıfır olmayan gerilim uzay vektörü; $V_1(100)$, $V_2(110)$,..... ve $V_7(000)$, $V_8(111)$ bulunur.



Şekil 6.25 Gerilim kaynaklı inverterin gerilim vektörleri ve stator kaçak akısının hareketi

Burada altı etkin gerilim uzay vektörleri, $V_1 \sim V_6$, birbirleri ile 60° aralıklarla dizilmiştir. Stator direnci hariç, diğer motor parametreleri gerekli değildir. Gerilim vektör düzlemi altı sektöre ayrılmıştır ve böylece her bir gerilim vektörü her bölgede iki eşit parçaya ayrılmıştır. Her bir sektörde altı sıfır olmayan gerilim vektörünün dördü kullanılabilir. Ayrıca sıfır vektörleri de kullanılabilir. Bütün bu olasılıklar, uygun anahtarlama tablosu içinde çizelge biçiminde gösterilebilir. Uygun anahtarlama tablosu Çizelge 6.1' de gösterilmiştir.

Çizelge 6.1 İnverterler için uygun anahtarlama tablosu

ϕ	τ	θ					
		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$\phi = 1$	$\tau = 1$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$
	$\tau = 0$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$
$\phi = 0$	$\tau = 1$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$
	$\tau = 0$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$

Moment histerezis karşılaştırıcısının çıkışı τ ile gösterilir, akı histerezis karşılaştırıcısının çıkışı ϕ ile kaçak akı sektörü θ ile gösterilir. Moment histerezis karşılaştırıcısı iki değerli bir karşılaştırıcısıdır. $\tau=1$; momentin gerçek değeri referans değerinin altında ve histerezis limitinin dışında olduğu anlamına gelir.

Akı histerezis karşılaştırıcısında iki değerli bir karşılaştırıcısıdır. $\phi=0$; kaçak akının gerçek değeri referansın üzerinde ve histerezis limitin dışındadır, $\phi=1$; kaçak akının gerçek değeri referansın altında ve histerezis limitin dışındadır anlamına gelmektedir.

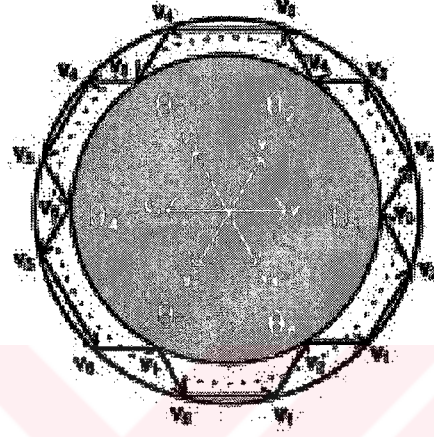
6.2.5.2 Stator Kaçak Akısının Genlik Kontrolü

(6.67) eşitliğindeki stator direnci ihmal edilerek, stator kaçak akısı, gerilim uzay vektörünün

integrasyonu ile belirtilebilir.

$$\bar{\psi}_s = \int \bar{u}_s dt \quad (6.68)$$

(6.68) eşitliği stator kaçak akısının hareketi ile verilen gerilim uzay gerilim vektörünün aynı yönlere sahip olduğu anlamına gelmektedir. Bu yüzden uygun gerilim uzay vektörlerinin seçimi ile stator kaçak akısının genliği, yönü ve hızının kontrolü mümkündür. Stator kaçak akısı genliğinin kontrolü için gerilim vektörleri seçilir.



Şekil 6.26 Stator kaçak akısının kontrolü

Stator kaçak akısı I bölgesi içinde saat yönünün tersine hareket ettiğinde gerilim uzay vektörü V_2 , stator manyetik akı genliğini arttırmak için, V_3 ise genliği azaltmak için seçilecektir. Stator kaçak akısı saat yönünde hareket ettiğinde, fakat hala I bölgesinin içinde ise, V_6 genliği arttırmak için, V_5 ise; genliği azaltmak için seçilmelidir. Uygun gerilim uzay vektörlerinin seçilmesiyle, stator kaçak akısının genliği uzay vektör düzleminin tamamında iyi bir şekilde kontrol edilebilir.

6.2.5.3 Stator Kaçak Akı Dönüşünün Kontrolü

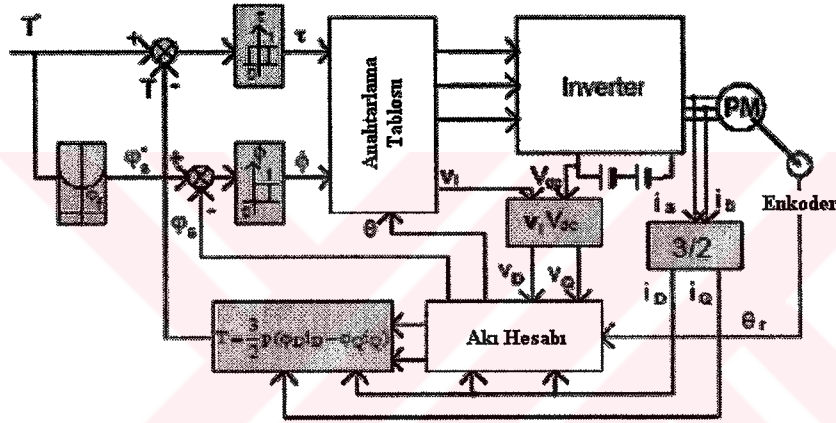
DTC ile SMSM' nin momenti, stator kaçak akısının hem genlik hem de dönüş hızı uygun uzay gerilim vektörlerinin seçilmesi ile kontrol edilirken, genliklerin sabit tutulduğu durum altında, stator kaçak akısının dönüş hızının ayarlanması ile kontrol edilebilir.

SMSM' de, mıknatıs kaçak akısı, hem rotor kaçak akısı hem de stator gerilimi ile birleştirilerek kararlaştırılır.

Sabit mıknatıslar döndüğü için, sıfır uzay gerilim vektörü kullanılsa bile stator kaçak akısı hareketsiz kalır ve sonucunda motoru çalışır durumda tutan momenti üretilecektir. Sonuç olarak, SMSM için DTC içinde normal olarak sıfır uzay gerilim vektörü kullanılmaz.

Saat yönünün tersine çalışma için, gerçek moment referanstan küçük olduğunda, Ψ_s' in dönüşünü aynı yönde tutan gerilim vektörleri seçilir. δ açısı mümkün olduğu kadar hızlı artar ve gerçek moment aynı şekilde azalır. Gerçek moment değeri referans değerinden daha büyük olduğu zaman ise Ψ_s' in dönüşünü ters yönde tutan gerilim vektörleri, sıfır gerilim vektörleri yerine seçilir. δ açısı azalır ve aynı zamanda moment de azalır. Gerilim vektörlerinin bu yolla seçilmesi ile, Ψ_s' in dönüş yönü moment için histerezis kontrol devresinin çıkışı ile kararlaştırılır (Zhong vd., 1997).

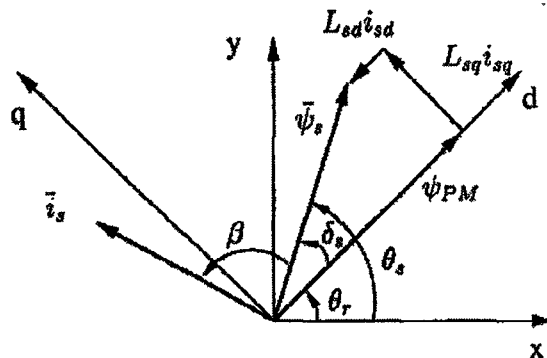
Ψ_s' in genlik ve dönüş yönünü kontrol etmek için kullanılan anahtarlama tablosu daha önce Çizelge 6.1' de gösterilmiştir ve bu tablo iki yönlü çalışma için de kullanılabilir. Ayrıca burada SMSM için DTC'nin şematik yapısı Şekil 6.27' de gösterilmiştir.



Şekil 6.27 SMSM için DTC blok diyagramı

6.2.6 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 gerekmektedir. Stator akım vektörleri oranı ve stator kaçak akı hesabından rotor açısını belirleyecek metod aşağıdaki gibi elde edilebilir.



Şekil 6.28 Rotor Açısının Hesaplanması

Enine eksen kaçak akısı Ψ_{sq} aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$|\bar{\psi}_s| \sin \delta_s = L_{sq} |\bar{i}_s| \sin(\delta_s + \beta) \quad (6.69)$$

$$\sin(\delta_s + \beta) = \sin \delta_s \cos \beta + \cos \delta_s \sin \beta \quad (6.70)$$

(6.70) eşitliğinden yararlanılarak yük açısı δ_s aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\tan \delta_s = \frac{L_{sq} |\bar{i}_s| \sin \beta}{|\bar{\Psi}_s| - L_{sq} |\bar{i}_s| \cos \beta} \quad (6.71)$$

Eşitlikteki $\sin \beta$ ve $\cos \beta$ trigonometrik fonksiyonlarını yok etmek için aşağıdaki eşitlikler kullanılabilir.

$$\bar{\psi}_s \cdot \bar{i}_s = |\bar{\psi}_s| |\bar{i}_s| \cos \beta \quad (6.72)$$

$$\bar{\psi}_s \times \bar{i}_s = |\bar{\psi}_s| |\bar{i}_s| \sin \beta \quad (6.73)$$

Bu durumda yük açısının tanjantı aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\tan \delta_s = \frac{L_{sq} \bar{\psi}_s \times \bar{i}_s}{|\bar{\psi}_s|^2 - L_{sq} \bar{\psi}_s \cdot \bar{i}_s} \quad (6.74)$$

Yük açısını belirleyecek diğer bir metod ise, enine eksen kaçak akı eşitliğini kullanmaktır.

$$\Psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \Psi_M$$

$$|\bar{\psi}_s| \cos \delta_s = L_{sd} |\bar{i}_s| \cos(\delta_s + \beta) + \Psi_M$$

$$|\bar{\psi}_s| \cos \delta_s = L_{sd} |\bar{i}_s| [\cos \delta_s \cos \beta - \sin \delta_s \sin \beta] + \Psi_M \quad (6.75)$$

Yukarıda bahsedilen iki metoddan herhangi biri kullanıldığında, rotor açısı aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\theta_r = \theta_s - \delta_s \quad (6.76)$$

6.2.7 FOC ve DTC Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Yüksek performanslı AC sürücülerinde kullanılan alan yönlendirmeli kontrol ve doğrudan moment kontrolü yöntemlerinin prensipleri farklı olup amaçları aynıdır. Her iki yöntem de motor ve yük parametrelerinin değişimlerinden etkilenmeden, motorun moment ile akısını etkin bir şekilde ve istenen yörüngede kontrol etmeyi amaçlar.

FOC yönteminde motorun üç fazlı akım kaynağından beslendiği kabul edilmektedir. Yüksek performanslı moment kontrolü için, cevap verme süreleri hızlı olan histerezis akım denetleyicileri kullanılır. DTC yönteminde ise; akı ve moment, inverter gerilim vektörü ile doğrudan kontrol edilir. Akı ve momentin limitlerini belirlemek üzere, uygun stator gerilim vektörünü seçen iki bağımsız histerezis denetleyici kullanılır.

Her iki sistemde de tahmin edilen değişkenlerin doğruluğunun, kontrol performansı üzerinde önemli etkisi vardır. FOC sisteminde, koordinat dönüşümü için gerekli değişken rotor akısı elektriksel açısı ρ_r 'dir. Rotor akısı açısının tahmini, rotor hızının ölçülen değerinin kullanılmasını gerektirir. ρ_r açısındaki bir hata eksenler arasında istenmeyen bir etkileşime neden olarak FOC çalışmasını ortadan kaldırır. DTC sisteminde ise, stator akısı ve motor momenti, geri beslemeli kontrol için tahmin edilmesi gereken değişkenlerdir. Stator akısı, statorun akım ve gerilim uzay vektörleri kullanılarak, moment ise, statorun akı ve akım uzay vektörleri kullanılarak hesaplanır. Stator akısının doğruluğu büyük ölçüde R_s stator direncinin doğru tahmin edilmesine bağlıdır. Stator akısındaki bir hata, akı ve momentin kontrol davranışını olumsuz etkiler (Bakan, 2002). Her iki sistemde de hızlı moment cevabı elde edilmektedir. Moment dalgalanmaları hemen hemen aynı olur.

FOC' un çalışması kayma rotor zaman sabitine bağlıdır. DTC' nin çalışması zıt elektromotor kuvvetinin integrali alınarak hesaplanan stator akısının değerine bağlıdır. Düşük hızlardaki çalışmada, elektromotor kuvvet çok düşük olduğundan R_s ' deki küçük bir değişme çok büyük hataya sebep olur. Bu da kontrol performansının bozulmasına neden olur.

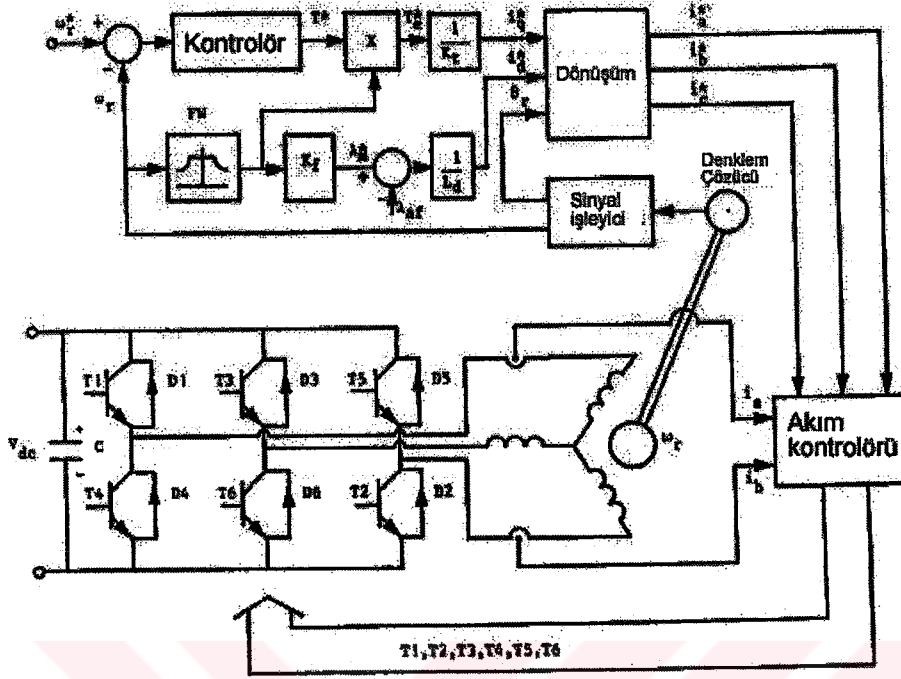
FOC' da hesaplamalar dönen eksen takımında yapılır. Bu yüzden, sinüs ve kosinüs fonksiyonları kullanılarak koordinat dönüşümü yapılması gerekir. DTC' de ise hesaplamalar sabit eksen takımında yapılır.

Sonuç olarak, DTC yönteminin dinamik cevap ve gerçekleştirme karmaşıklığı açısından FOC yönteminden daha üstün olduğu söylenebilir. Fakat uygulamanın getirdiği özel durumlara bağlı olarak, ek hesaplamalar ile iyileştirmeler yapıldığında, performans ve karmaşıklık açısından hemen hemen aynı seviyeye gelirler.

6.3 Sabit Miknatıslı Senkron Motor Sürücü Şeması

Şekil 6.29'da gösterilen sabit miknatıslı senkron motor sürücü sistemi, inverteri, hız ve akım kontrolörlerini, pozisyon geri beslemesini ve motoru içeren servo hız uygulamasını göstermektedir. Referans ve gerçek hızlar arasındaki hata, stator referans akımlarının elde edilmesinde kullanılan moment referansını belirlemek üzere kullanılmaktadır. Stator referans

akımlarını, referans faz akımlarına dönüştürmek için rotor pozisyonu geri beslemesine ihtiyaç duyulmaktadır.



Şekil 6.29 Sabit mıknatıslı senkron motor sürücü sistemi

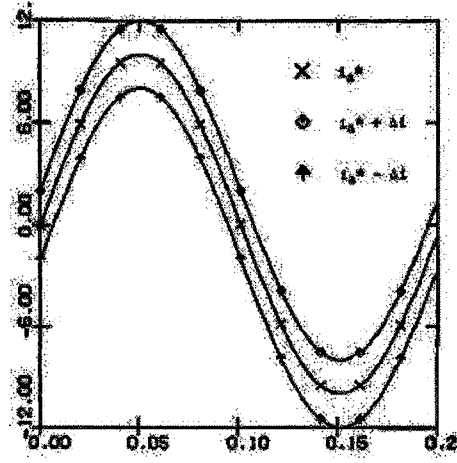
Histerezis veya PWM akım kontrolörü, sabit moment uygulamasında, referans akımlarına mümkün olduğu kadar yakın gerçek akımların sürülmesinde kullanılabilir. Akım kontrolü T_1 - T_6 güç elemanlarının sırayla tetiklenmesi ile gerçekleştirilmektedir. Akım kontrolünün gerçekleştirilmesinde, akım geri beslemesi de kullanılmaktadır.

Sürücünün moment-hız profili FW bloğu ile gösterilmektedir.

6.3.1 Histerezis Akım Kontrolörü

Şekil 6.29'da verilen sabit mıknatıslı senkron motor sürme devresinde görüldüğü gibi, altı anahtar T_1 - T_6 üç faz stator akımlarını kontrol etmek üzere kullanılmaktadır.

Motora doğru akan, i_a ve i_b akımlarının gerçek değerleri ölçülmektedir. Bu ölçümden i_c elde edilebilmektedir. Bu yöntem ek bir akım sensörü ihtiyacını da ortadan kaldırmaktadır. Gerçek ve referans değerleri karşılaştırılarak, hata sinyalleri üretilmektedir. Gerçek ve referans akım değerleri arasındaki karşılaştırma Şekil 6.30'daki şema kullanılarak yapılabilmektedir.



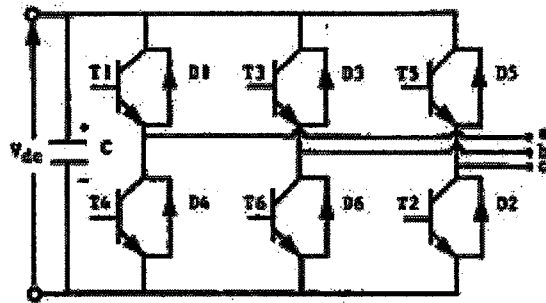
Şekil 6.30 Histerezis akım kontrolörü

Şekil 6.30 i_a^* referans değerini ve ek olarak da $i_a^* + \Delta i$ ve $i_a^* - \Delta i$ 'yi içeren diğer eğrileri göstermektedir. Δi histerezis bantlarını belirlemektedir. Histerezis özelliğinde Δi , i_a^* 'nın gerçek değerinin referans değerinden daha büyük veya daha küçük olmasını belirlemektedir. Lojik Çizelge 6.2'de gösterilmektedir.

Çizelge 6.2 Lojik devre

i_a^*	i_a	T1	T4	V_{an}
≥ 0	$i_a \leq (i_a^* - \Delta i)$	iletim	kesim	$+V_{dc}/2$
≥ 0	$i_a \geq (i_a^* + \Delta i)$	kesim	kesim	$-V_{dc}/2$ (D4 on)
< 0	$i_a \geq (i_a^* + \Delta i)$	kesim	iletim	$-V_{dc}/2$
< 0	$i_a \leq (i_a^* - \Delta i)$	kesim	kesim	$+V_{dc}/2$ (D1 on)

Benzer lojik, diğer iki faza da uygulanabilmektedir.



Şekil 6.31 Sabit mıknatıslı senkron motor da inverter devresi

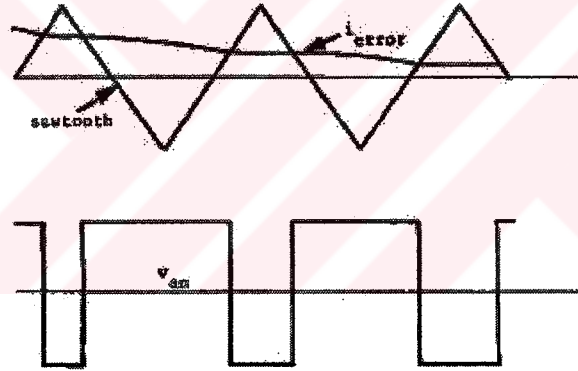
T_1 iletimde iken, i_a , B veya C fazlarını dönüş yolu olarak kullanarak pozitif bir şekilde artmaktadır. T_1 anahtarı iletimden kesime geçtiğinde transistörü tamamlayan diyot üzerinden, makina sargıları boyunca akım hemen sıfır değerine ulaşmadan, T_4 , A fazını iletmeye

başlayacaktır. Bu durum oluştuğunda, A fazının gerilimi, DC kaynak gerilimi V_{dc} 'nin orta noktasının referans alındığı yerde, $+V_{dc}/2$ 'den $-V_{dc}/2$ 'ye anahtarlanmaktadır. T_4 anahtarı iletimden kesime geçtiğinde ise tersi meydana gelmektedir.

Histerezis kontrolöründe bu durum, faz akımlarının histerezis bantları içinde tutulabilmesi için faz gerilimlerinin anahtarlanmasıdır. Faz akımları yaklaşık olarak sinüsoidaldir. Histerezis bantlarının daha küçük olması, faz akımlarının sinüs dalga şekline daha benzer olmasını sağlamaktadır. Küçük histerezis bantları, yüksek bir anahtarlama frekansını gerektirmektedir. Ve anahtarlamanın artırılması inverter kayıplarının da artmasına sebep olmaktadır.

6.3.2 PWM Akım Kontrolörü

Gerekli olan stator akımlarının üretilmesinde kullanılan bir diğer metot ise PWM akım kontrolörüdür. Stator akımlarının gerçek değerleri ölçülmekte ve referans akımlarla karşılaştırılmaktadır. Bunun sonucunda hata akımları meydana gelmektedir. Bu hata akımları Şekil 6.32'de gösterilen testere dişi biçimindeki üçgen dalga ile karşılaştırılmaktadır.



Şekil 6.32 PWM akım kontrolörü

Akım hata sinyali pozitif ve testere dişinden daha büyük ise gerilim pozitif olarak anahtarlanmaktadır. Akım hata sinyali pozitif ve testere dişinden daha küçük olduğunda ise gerilim negatif olarak anahtarlanmaktadır.

Örnek olarak, T_1 iletimde ise V_{an} , referans geriliminin kaynağın orta noktası olarak alındığı ve V_{dc} 'nin DC kaynak gerilimi olduğu yerde, $+V_{dc}/2$ 'ye eşittir. T_1 'in kesime geçmesi ile T_4 üzerindeki diyot, motor endüktansı boyunca akımı sürdürmek için hemen ilettime başlamaktadır. T_4 iletimde değilken, V_{an} 'i, $-V_{dc}/2$ 'ye eşit olmaya zorlamaktadır.

6.3.3 PWM ve Histerezis Kontrolörlerin Avantajları

PWM akım kontrolörünün, histerezis kontrolöre göre avantajı, anahtarlama frekansının

önceden ayarlanabilir olmasıdır. Böylece inverter anahtarlama kapasitesinin aşılması kolaylıkla sağlanabilmektedir.

Histerezis kontrolörde ise anahtarlama frekansı histerezis çerçevesinin değerine bağlıdır ve inverterden beklenen gerçek anahtarlama frekansı bilinmemektedir.

Histerezis kontrolörün, PWM kontrolöre göre avantajı ise kontrol noktasından bakıldığında, iletim gecikmesinin veya sistem gecikmesinin bulunmamasıdır.

PWM kontrolörde, PWM'in yarım periyoduna eşit olan ortalama bir gecikme bulunmaktadır(Pillay ve Krishnan, 1989,1990,1991).

6.4 Uzay Vektör PWM Metodu

UVPWM metodu üç fazlı dalga şekillerinin uzay vektörleriyle gösterilmesi fikrine dayanan, sayısal bir PWM darbe üretme tekniği olarak tanımlanabilir. AC makina teorisindeki üç fazlı bir sistemin, eşdeğer iki fazlı bir sisteme dönüştürülmesi için kullanılan uzay vektör teorisi ile doğrudan benzerlik gösterir. Uzay vektör teorisi üç fazlı devreler ve makinaların incelenmesinde, özellikle de AC makinaların geçici durum analizi ve kontrolunda geniş ölçüde kullanılmaktadır. Bu teori, üç fazlı bir sistemin akım ve gerilimlerinin genlik ve açısal konum olarak bir uzay vektörü ile tanımlanmasına imkan verir.

Üç fazlı bir sistemin uzay vektörünün günümüzde bilinen ifadesi, Kovacs ve Racz (1959) tarafından,

$$x = \frac{2}{3}(x_a + ax_b + a^2x_c) \quad (6.77)$$

Şeklinde verilmiştir. Burada, $a = \exp(j.2\pi/3)$ ve x_a , x_b ve x_c 'de üç fazlı bir sistemin ani faz değerleridir. Bu ifade yeni olmayıp 1929'da "Park Vektörü" olarak sunulmuştur. Bu nedenle (6.77) ifadesi pek çok otorite tarafından Park Vektörü olarak kabul edilmiştir.

Önceleri üç fazlı AC makinaların analizinde kullanılan Uzay (Park) vektörü, daha sonra yapılan çalışmalarda üç fazlı inverterlerin genel analizi ve çalışma durumlarını tanımlamak için kullanıldı.

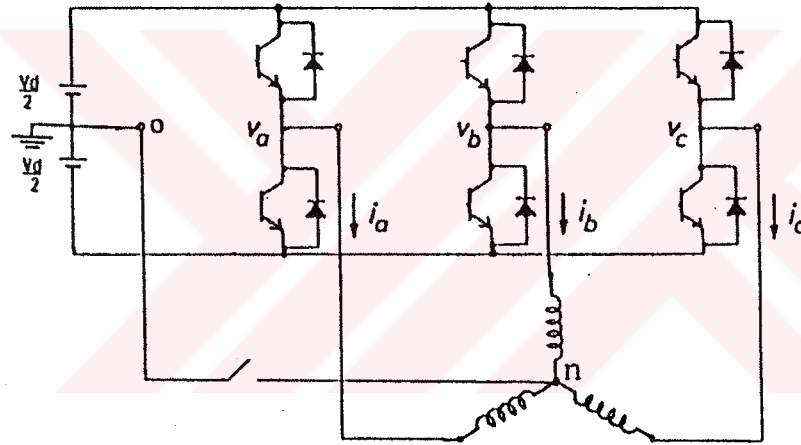
Gerilim beslemeli PWM inverterlerde kullanılan anahtarlama düzenlerini ayrıntılı olarak incelemek için, gerilim vektörleri ve onların dönme kavramını kullanmak gerekir. Çünkü üç fazlı sinüsoidal dalgalar, iki boyutlu vektöriyel bir referans içerisinde kompleks bir gerilim uzay vektörü ile ifade edilebilir. Bu vektör α , β düzleminde sabit açısal hızla bir dairesel yörüngede dönen sabit genlikli bir vektördür.

6.4.1 Gerilim Uzay Vektörü

Üç fazlı devrelerin akım ve gerilimleri, genellikle üç değişken vasıtasıyla tanımlanır. Buna göre Şekil 6.33'de verilen gerilim beslemeli bir inverter ile yıldız bağlı bir sabit mıknatıslı senkron motorun kontrol edilmesi durumunda, DC kaynak geriliminin orta noktasına göre inverter faz gerilimleri v_a , v_b , v_c ve faz akımları ise i_a , i_b , i_c olur. Yük uçlarına uygulanan gerilimler dengeli ve sinüsoidal kabul edilirse stator faz gerilimleri,

$$v_{a,b,c} = V_m \cos(\omega t - i \frac{2\pi}{3}), \quad i = 0,1,2 \quad (6.78)$$

Olarak yazılabilir. Eğer yükün nötr noktası DC kaynak geriliminin orta noktası ile birleştirilirse, inverter faz gerilimleri stator faz gerilimlerine eşit olur. Aksi takdirde faz akımlarının toplamı sıfırdır. Bu yüzden stator faz gerilimleri birbirine bağımlıdır. Bağımlı faz akımlarının sayısı iki olduğundan hesaplamalarda sadece iki faz değişkenine gerek duyulur.



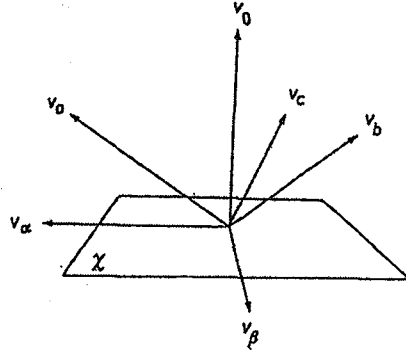
Şekil 6.33 Üç fazlı gerilim beslemeli bir inverterin güç devresi ve sabit mıknatıslı senkron motorun stator sargıları

Diğer taraftan v_a , v_b ve v_c faz gerilimleri birbirinden bağımsızdır. Ancak nötr noktasının izole edilmesinden dolayı, sıfır gerilim bileşenleri faz akımlarını etkilemez. Bu yüzden Şekil 6.34'de verildiği gibi v_a , v_b ve v_c faz gerilimleri tarafından tanımlanan üç fazlı sistem, α , β stator koordinat sistemini içeren eşdeğer bir iki fazlı sisteme dönüştürülebilir ve,

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (6.79)$$

Şeklinde ifade edilebilir. v_a , v_b ve v_c veya v_α , v_β ve v_0 eksenleri Şekil 6.34'de görüldüğü gibi

üç boyutlu bir dik koordinat sistemi oluşturur. (6.79) eşitliği ile tanımlanan v_a ve v_b , Şekil 6.34'deki v_a , v_b ve v_c 'nin X düzlemi üzerine düşen izdüşümünden elde edilir.



Şekil 6.34 Üç fazlı sistemin eşdeğer iki fazlı sisteme dönüştürülmesi

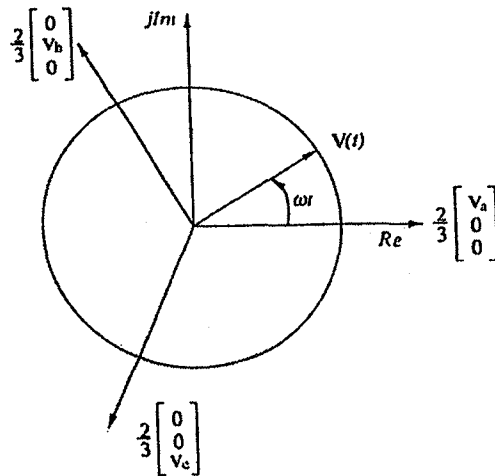
Üç boyutlu bir dik koordinat sisteminde ifade edilen gerilim uzay vektörü daima, α ve β eksenlerini içeren kompleks bir X düzlemi üzerinde bulunur ve,

$$v = v_\alpha + jv_\beta \quad (6.80)$$

olarak verilebilir. v_α ve v_β 'nin (6.79)'daki değerleri, (6.80) ifadesinde yerlerine yazılırsa,

$$v = \frac{2}{3}(v_a + av_b + a^2v_c) \quad (6.81)$$

Şeklinde inverter faz gerilimlerinin bir kombinasyonu olan gerilim uzay (park) vektörü ifadesi bulunur.



Şekil 6.35 Üç faz koordinat vektörleri ve gerilim uzay vektörü

Nötr noktası izole edilmiş yıldız bağlı bir yük için,

$$v_a = v_{am} + v_0$$

$$v_b = v_{bm} + v_0 \quad (6.82)$$

$$v_c = v_{cm} + v_0$$

Olduğu düşünülür ve stator faz gerilimlerinin (6.78)'deki değerleri de kullanılarak (6.81) ifadesinde yerlerine yazılır ve

$$v_0(1 + a + a^2) = 0 \quad (6.83)$$

Olduğu göz önüne alınarak yeniden düzenlenirse,

$$v = V_m \exp(j\omega t) \quad (6.84)$$

Olarak Şekil 6.35'de görüldüğü gibi, üç boyutlu uzayda dönen ve kompleks bir düzlem üzerinde dairesel bir yörünge tanımlayan stator gerilim uzay vektörü ifadesi elde edilir.

Eğer (6.81) ifadesinden ters dönüşüm yapılır ve (6.79) ifadesinde X düzlemi üzerine izdüşülmeyen sıfır bileşeni ilave edilirse,

$$v_a = R_e[v] + v_0$$

$$v_b = R_e[a^2 v] + v_0 \quad (6.85)$$

$$v_c = R_e[av] + v_0$$

Olarak gerçek inverter faz gerilimleri tekrar edilir. Üçüncü dereceden harmonikleri içeren sıfır bileşen v_0 , yükün nötr noktası ve DC kaynak geriliminin orta noktası arasındaki gerilimi tanımlar. Faz akımları, inverter faz gerilimlerinin yerine stator faz gerilimleri tarafından belirlendiğinden, sıfır bileşenlerin ilavesi çıkış akımlarının dalga şeklini etkilemez.

6.4.2 İnverter Anahtarlama Durumları

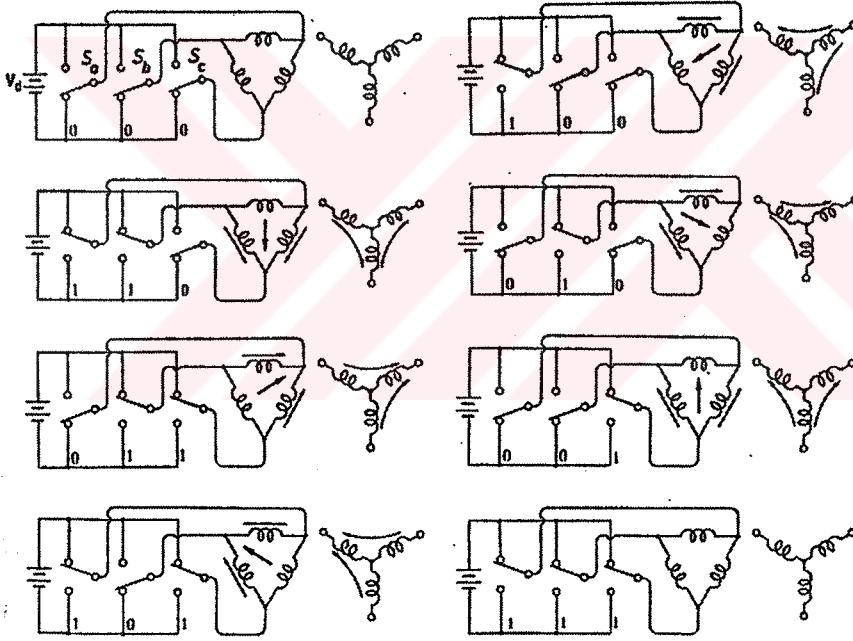
UVPWM metodu gerçekte sinüsoidal modülasyonun özel bir durumudur ve 180° iletimli gerilim beslemeli bir kare dalga inverterin anahtarlama durumlarına bağlı olarak incelenebilir. Üç fazlı gerilim beslemeli bir inverterin normal çalışması, aynı koldaki iki elemanın aynı anda asla iletimde olmamasını gerektirir. Bu nedenle üç fazlı inverter, yapı olarak iki durumlu tek kutuplu üç mekanik anahtar ile tanımlanır. DC kaynak gerilimi sabit tutulur ve simetri açısından bu gerilimin orta noktası, inverter faz gerilimleri için bir referans olarak kullanılır. Eğer istenirse, meydana gelen faz gerilim sisteminin referans noktası olarak DC kaynak

geriliminin pozitif veya negatif ucu da seçilebilir.

Her bir inverter faz kolunun anahtarlama durumu ayrı ayrı S_a , S_b ve S_c anahtarlama fonksiyonları tarafından kontrol edilir. Bir faz DC kaynak geriliminin pozitif ucuna bağlandığında ilgili anahtarlama fonksiyonu "1", negatif ucuna bağlandığında ise "0" değerini alır. Yani,

$$S_{a,b,c} = \begin{cases} 1 & +V_d \\ 0 & -V_d \end{cases} \quad (6.86)$$

olur. Üç fazlı inverter yapı olarak iki durumlu üç mekanik anahtar ile tanımlandığından, Şekil 6.36'da verildiği gibi $2^3=8$ farklı anahtarlama durumu mümkündür. İnverter faz gerilimleri anahtarlama durumuna bağlı olarak belirlendiğinden, her bir inverter anahtarlama durumu farklı bir inverter çıkış gerilimi üretir.



Şekil 6.36 Üç fazlı gerilim beslemeli PWM inverter anahtarlama durumları

Şekil 6.36'da verilen sekiz anahtarlama durumunun ilkinde, inverter çıkış uçlarının tümü DC kaynağın negatif ucuna ve sonuncusunda ise, pozitif ucuna bağlandığından DC kaynaktan akım çekilmez. Bu durumda fazlararası çıkış gerilimlerinin hepsi sıfırdır. Çünkü motor uçları, anahtarlama elemanları ve ters akım diyotları üzerinden kısa devre edilmiştir. Diğer altı durumda ise, motor uçlarına uygulanacak olan gerilimler üretilir. Bunlar 180° iletimli bir kare dalga inverterin anahtarlama düzenine uygundur.

Sabit gerilimli bir DC kaynaktan istenen genlik ve frekansta bir AC gerilim üretmek için inverter, bu sekiz anahtarlama durumunun birinde çalışır. Gerilim beslemeli bir PWM inverterde çıkış gerilimi, $S_{a,b,c}$ anahtarlama fonksiyonları ile tanımlanan aralıklar esnasında giriş geriliminin anında çıkışa verilmesiyle üretilir. Her bir anahtarın çıkış gerilimi veya inverter faz gerilimi matematiksel olarak

$$v_{a,b,c} = V_d S_{a,b,c} \quad (6.87)$$

Şeklinde verilebilir. Burada $v_{a,b,c}$, DC hattın negatif ucuna göre inverter faz gerilimleridir.

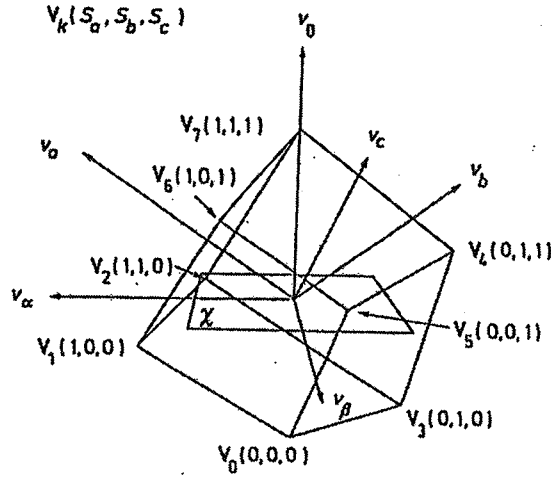
Simetri açısından genelde, bir inverter için referans noktası olarak DC kaynak geriliminin orta noktası alındığından, anahtarlama fonksiyonlarına bağlı olarak çıkış gerilim ifadesi,

$$v_{a,b,c} = \begin{cases} +V_d / 2 & S_{a,b,c} = 1 \\ -V_d / 2 & S_{a,b,c} = 0 \end{cases} \quad (6.88)$$

olarak verilebilir.

6.4.3 İverter Çıkış Gerilim Uzay Vektörleri

Üç fazlı gerilim beslemeli inverterin anahtarlama durumları, S_a , S_b ve S_c faz anahtarlama fonksiyonlarının meydana getirdiği inverter anahtarlama örneklerine karşı gelen gerilim uzay vektörleri V_k (S_a , S_b , S_c) ile ifade edilebilir. Her bir inverter anahtarlama durumu, bir inverter çıkış gerilim uzay vektörünü tanımlar. İverter anahtarlama durumlarına karşı gelen gerilim vektörleri, Şekil 6.37'de görüldüğü gibi üç boyutlu bir dik koordinat sisteminde verilebilir. Parantez içindeki ikili sayılar, (a,b,c) faz sırasına göre üç faz anahtarlama fonksiyonlarının aldığı değerleri göstermektedir. Örneğin (100) durumu, a fazında üstteki elemanın b ve c fazında ise, alttaki elemanların iletimde olduğunu belirtir. Buna göre üç fazlı gerilim beslemeli bir PWM inverterin, sekiz anahtarlama durumuna karşı gelen sekiz gerilim vektörü vardır ve bu vektörlerin bağlantı hatları, Şekil 6.37'de verildiği gibi bir küp şeklindedir.



Şekil 6.37 Üç boyutlu bir dik koordinat sisteminde inverter anahtarlama durumlarına karşılık gelen gerilim vektörlerinin ifadesi

Üç fazlı gerilim beslemeli bir PWM inverterin gerilim uzay vektörü, en genel halde anahtarlama fonksiyonlarının durumuna bağlı olarak belirlenebilir. Buna göre (6.87) ifadesi (6.81)'de yerine yazılırsa gerilim uzay vektörü,

$$V(S_a, S_b, S_c) = \frac{2}{3} V_d (S_a + aS_b + a^2 S_c) \quad (6.89)$$

şeklinde verilebilir. Böylece vektörlerin genlikleri, inverter DC kaynak gerilimine göre ifade edilebilir.

(6.89) ifadesi farklı anahtarlama durumlarına uygulanırsa, inverter çıkış gerilim uzay vektörleri anahtarlama durumlarına bağlı olarak,

$$(000) \text{ anahtarlama durumunda} \quad V(000) = 0$$

$$(100) \text{ anahtarlama durumunda} \quad V(100) = \frac{2}{3} V_d$$

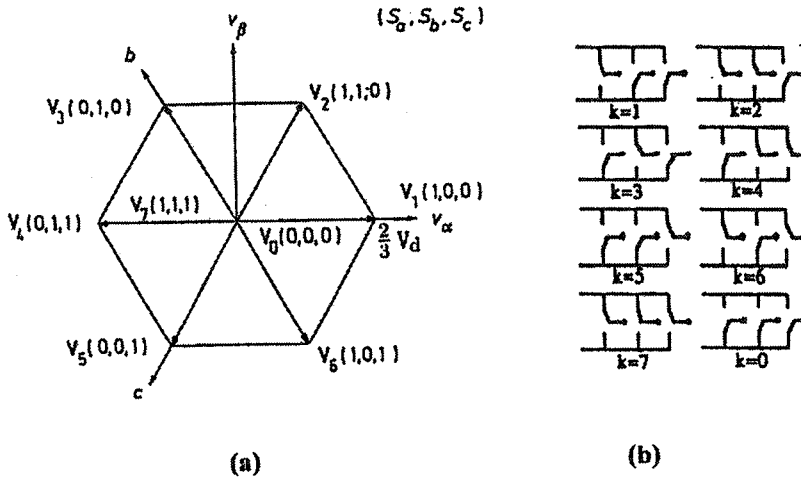
$$(110) \text{ anahtarlama durumunda} \quad V(110) = \frac{2}{3} V_d e^{j\pi/3}$$

şeklinde ifade edilebilir. benzer dönüşümler diğer beş anahtarlama durumu için de yapılırsa, sonuçta inverter çıkışındaki gerilim uzay vektörleri

$$V_k = \begin{cases} \frac{2}{3} V_d e^{j(k-1)\pi/3} & k = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & k = 0, 7 \end{cases} \quad (6.90)$$

ifadesiyle genelleştirilebilir. Bu durum, Şekil 6.37'de gerilim vektörlerinin X düzlemi üzerindeki izdüşümü olan bir altıgen üzerinde verilebilir. (6.90) ifadesi ve Şekil 6.38.a'da

görüldüğü gibi üç fazlı gerilim beslemeli bir inverterin uzay vektör diyagramı, sıfır çıkış gerilimli iki durum (V_0, V_7)'nden ibarettir.



Şekil 6.38 Üç fazlı gerilim beslemeli PWM inverterin (a) uzay vektör diyagramı, (b) anahtarlama durumlarının sembolik ifadesi

Şekil 6.38.a'daki simetrik altıgeni oluşturan (V_1-V_6) vektörleri, aktif vektörler ve (V_0, V_7) vektörleri ise sıfır vektörler olarak isimlendirilir. Meydana gelen altıgenin, her biri iki aktif vektör ve bir sıfır vektör ile sınırlandırılan altı eşit alana bölünmüş olduğu görülür. Bu alanların her biri "Sektör" olarak isimlendirilebilir. Her bir sektördeki iki aktif vektörün birisi, inverter çıkış gerilimini ileri faz açısına doğru zorlarken diğeri, geri faz açısına zorlar. Sıfır vektörleri ise faz açısını etkilemez. Sektörlere göre çıkış gerilimini ileri ve geri faz açısına zorlayan vektörler Çizelge 6.3'de verilmiştir. Bunlar sırasıyla, ileri aktif vektör ve geri aktif vektör olarak tanımlanır.

Çizelge 6.3 Sektörlere göre ileri ve geri aktif vektörler

Sektör	İleri aktif vektör $V_{k(a,b,c)}$	Geri aktif vektör $V_{k+1(a,b,c)}$
1	$V_1(100)$	$V_2(110)$
2	$V_2(110)$	$V_3(010)$
3	$V_3(010)$	$V_4(011)$
4	$V_4(011)$	$V_5(001)$

5	$V_5(001)$	$V_6(101)$
6	$V_6(101)$	$V_1(100)$

(6.90) ifadesiyle verilen V_k için 7 farklı çıkış gerilimi üreten üç fazlı inverterde, Şekil 6.38.b'de görüldüğü gibi $k_{\max}=2^3=8$ farklı anahtarlama durumu vardır. Buna göre gerilim uzay vektörünün α , β bileşenleri (6.80)'den,

$$V_k = V(k) = V_\alpha(k) + jV_\beta(k) \quad (6.91)$$

şeklinde anahtarlama durumlarına bağlı olarak belirlenebilir. Bu ifadeye göre, anahtarlama durumları ve anahtarlama fonksiyonlarına karşı gelen gerilim uzay vektörünün α , β bileşenleri Çizelge 6.4'deki gibi verilebilir.

Çizelge 6.4 İverter anahtarlama fonksiyonları ve anahtarlama durumlarına karşı gelen gerilim uzay vektörünün α , β bileşenleri

S_a	S_b	S_c	$V_k=V(k)$	$V_\alpha(k)$	$V_\beta(k)$
0	0	0	V_0	0	0
1	0	0	V_1	$2/3V_d$	0
1	1	0	V_2	$V_d/3$	$V/\sqrt{3}$
0	1	0	V_3	$-V_d/3$	$V_d/\sqrt{3}$
0	1	1	V_4	$-2/3V_d$	0
0	0	1	V_5	$-V_d/3$	$-V_d/\sqrt{3}$
1	0	1	V_6	$V_d/3$	$-V_d/\sqrt{3}$
1	1	1	V_7	0	0

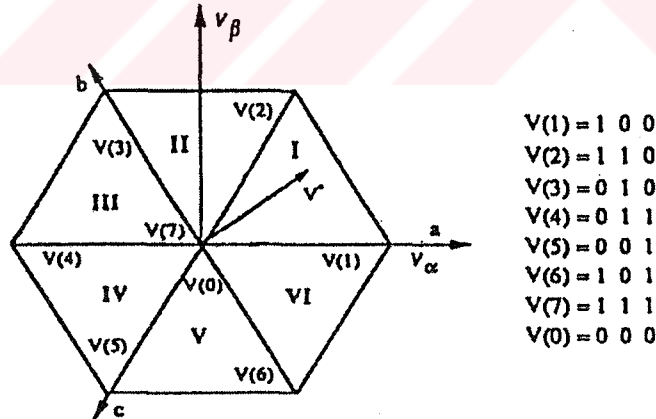
6.4.4 Uzay Vektör PWM Metodunun Temel Prensipleri

Bilindiği gibi üç fazlı sinüsoidal gerilimler motor uçlarına uygulandığında, faz akımları sinüsoidal olarak değişir ve motorda herhangi bir moment salınımı üretmez. Ancak PWM inverter tarafından meydana getirilen faz gerilimleri sinüsoidal olmadığından yük akımında harmonikler ve motorda moment salınımları üretir.

Modulasyonun amacı, üç fazlı sinüsoidal yük akımları üretmektir. (6.84) ifadesinde verildiği gibi α , β düzleminde gösterilen üç fazlı sinüsoidal dalgalar, sabit açısal hızla sola doğru dairesel bir yörünge üzerinde hareket eden sabit genlikli bir vektör ile tanımlanabilir. Ancak inverterin 8 anahtarlama durumuna karşı gelen ve her biri stator koordinat sisteminde sabit bir vektör olan 8 ayrı gerilim vektörü vardır. Bu yüzden gerilim ve akımların hem genliklerinde, hem de faz açılarında dalgalanmalar görülür.

İnverter 8 iletim durumundan sadece birini aldığından, istenen gerilim uzay vektörünü sağlamak için UVPWM kullanılır. Eğer inverterden çıkışta sinüsoidal bir dalga üretmesi isteniyorsa, genliği ve açısı buna uygun bir referans vektörün özel bir yolla tanımlanması gerekir. Sabit genlik ve frekansta bir sinüs dalga çıkışı için, referans vektörün genliği sabit olmalı ancak, açısı sürekli olarak artmalıdır.

UVPWM metodunun temel prensibi, gerilim beslemeli bir inverter tarafından üretilen sekiz ayrı gerilim vektörünü kullanarak, ideal gerilim vektörüne mümkün olduğu kadar yaklaşan bir gerilim vektörü sağlamaktır. Elde edilecek olan gerilim vektörü, Şekil 6.39’da verildiği gibi inverterin altı aktif durumuna karşı gelen gerilim vektörleri tarafından şekillendirilen bir altıgen içerisinde bulunur. Bu vektör, altıgeni oluşturan altı sektör üzerinde hareket ederek dairesel bir yörünge çizer ve “Referans Vektör” olarak isimlendirilir.



Şekil 6.39 Bir PWM inverterin meydana getirdiği gerilim vektörleri ve referans vektör

Buna göre PWM inverter anahtarlama örneklerini üreten bir uzay vektör modülatörünün giriş sinyali, makina gerilimlerini doğrudan kontrol eden referans gerilim vektörü, çıkış sinyali ise anahtarlama durumlarına karşılık gelen çıkış gerilim vektörleridir. Referans gerilim vektörü,

$$v^* = V_m^* \exp(j\omega t) \quad (6.92)$$

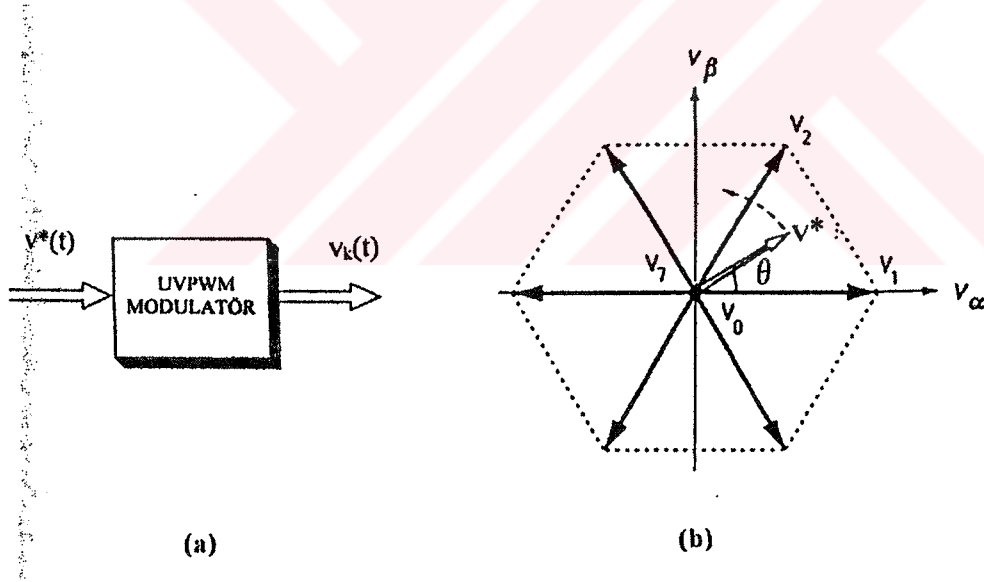
şeklinde olup düzenli aralıklarla örneklenen stator gerilim uzay vektörünü gösterir. Şekil 6.40'da verildiği gibi giriş sinyali genlik ve faz açısı olarak sürekli olduğu halde, inverter çıkış gerilim vektörleriyle gösterilen çıkış sinyali, yönü anahtarlama durumlarına bağlı olan eşit genlikli altı ayrık vektörden ibarettir. Bu vektörlerin faz açısı da sadece altı ayrık değerdedir. Burada temel amaç,

$$v^*(t) = v_k(t) \quad (6.93)$$

olmasıdır. Ancak referans vektör harmoniksiz olduğundan pratikte hemen hemen tüm zamanlarda,

$$v^*(t) \neq v_k(t) \quad (6.94)$$

dir. Çünkü belirli bir t_1 anında referans vektör $v^*(t_1)$ Şekil 6.40.b'deki gibi yer alırken, karşılığı olan çıkış vektörü $v_k(t_1)$ daha farklı bir konumdadır. Fakat yükün endüktif karakteristiği sebebiyle yük akımlarının değişimi sürekli dir.



Şekil 6.40 UVPWM modülâtörün (a) sinyal akış diyagramı (b) sürekli giriş sinyali ve ayrık çıkış sinyali

Temel makina eşitliğinden stator akım vektörü,

$$i(t) = \frac{1}{L} \int_0^t (v - e - Ri) dt + i(0) \quad (6.95.a)$$

veya

$$i(t) = \frac{1}{L} \left[\int_0^t v_k dt - \int_0^t (e + Ri) dt \right] + i(0) \quad (6.95.b)$$

olarak ifade edilebilir. Burada v stator gerilim vektörü, v_k çıkış gerilim vektörleri, e zıt EMK vektörü, R eşdeğer direnç ve L makinanın kaçak endüktansdır. (6.95.b)'nin ikinci integralindeki iki gerilim değeri modülatör veya $i(0)$ 'dan doğrudan etkilenmez. Sadece ilk integral kontrol edilebilir bir terimdir.

$$\int v^*(t) dt = \int v_k(t) dt \quad (6.96)$$

şeklinde ifade edilebilir. böylece sekiz ayrıık gerilimden türetilen (6.90)'daki inverter çıkış gerilim vektörü, PWM ile (6.92)'deki referans gerilim vektörüne yaklaştırılır.

PWM inverterin meydana getirdiği ani çıkış gerilim vektörü,

$$v_k(t) = V_k, \quad k=0,1 \quad 7 \quad (6.97)$$

şeklinindedir. Bir anahtarlama aralığında inverter çıkış gerilim vektörlerinin ortalama değeri, referans vektöre eşit kabul edilirse,

$$v^* = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_k dt = \frac{1}{T_s} \sum_{k=0}^7 V_k T_k \quad (6.98)$$

olarak verilebilir. Burada T_s , anahtarlama aralığı ve T_k ise, inverterin ürettiği V_k vektörlerinin uygulanma süresidir.

Bir anahtarlama aralığında yaklaşık sabit olan ortalama çıkış gerilim vektörü, akım ve moment gibi makinanın temel davranışını belirler. PWM inverter tarafından üretilen çıkış gerilim vektörleri ve sinüsoidal olarak değişen gerilim vektörü arasındaki uzay vektör farkı, akım harmoniklerine sebep olur. Buna göre bir anahtarlama aralığında akım vektöründeki sapma miktarı,

$$\Delta I = \frac{1}{L} \int_0^{T_s} (v^* - v_k) dt \quad (6.99)$$

olarak verilebilir. Buradan da bir anahtarlama aralığındaki harmonik akımın efektif değeri diğer aralıklardan bağımsız olarak,

$$I_h = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} |\Delta I|^2 dt} \quad (6.100)$$

ifadesiyle hesaplanabilir.

PWM kontrolün kalitesi açısından makina akımlarının, temel akımlardan sapması oldukça önemlidir. PWM inverterlerde anahtarlama frekansı temel çıkış frekansından daha yüksek olduğundan, bir referans olarak verilen ortalama gerilim vektörü temel stator gerilim vektörüne yaklaşır. İdeal çalışma her iki vektörün eşit ve ortalama akım vektör sapmasının sıfır olmasıyla gerçekleşir. Ancak pratikte bu mümkün olmadığından (6.99) ifadesi her zaman sağlanır. UVPWM metodunda amaç, bu değeri mümkün olduğu kadar sıfıra yaklaştırmaktır.

6.4.5 Optimum Anahtarlama Düzeni

UVPWM metoduyla optimum modülasyonun gerçekleştirilebilmesi için, muhtelif anahtarlama durumlarında akım vektöründeki maksimum sapmanın, mümkün olduğu kadar küçük ve anahtarlama aralığının da oldukça kısa olması gerekir. Harmonik karakteristikler, referans vektör ve seçilen gerilim vektörlerinin oluşturduğu anahtarlama düzenine göre değişir. Ayrık anlarda anahtarlama, çıkış akımında yüksek harmonik distorsiyon üretir. Harmonikleri azaltmak için inverter çıkış gerilim vektörleri, $|v^* - v_k|$ fark vektörünün genliği küçük olacak şekilde seçilmelidir.

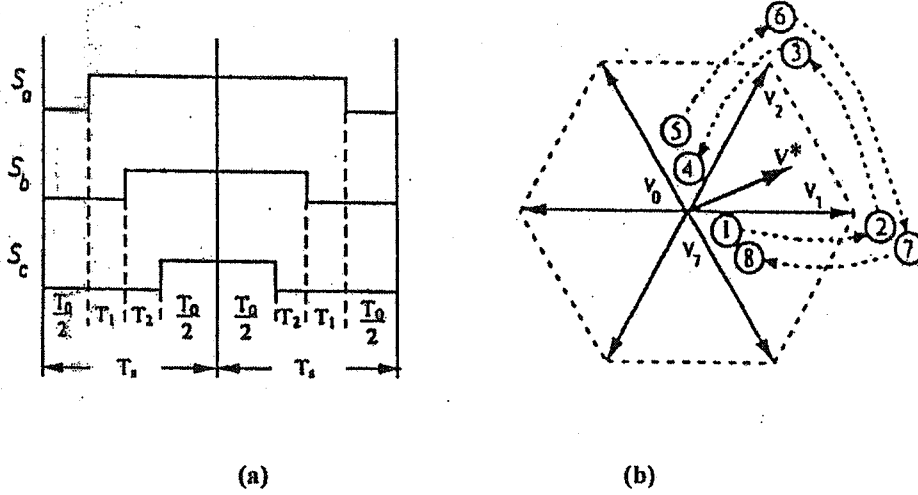
Optimum çözüm, ortalama gerilim vektörünün referans vektöre eşit olduğu anahtarlama aralığının, sadece ardışık üç anahtarlama durumundan ibaret olması ve referans vektöre komşu üç gerilim vektörünün kullanılmasıyla sağlanır. Referans vektöre komşu, genlikli iki gerilim vektörü uygun bir sıfır vektörün kullanılması avantajlıdır. Her anahtarlama çalışmada meydana gelen enerji kayıpları ve harmonik distorsiyonu minimize etmek için, bir anahtarlama durumundan diğerine geçişte sadece bir inverter kolu anahtarlanır.

UVPWM metodunda iki sıfır vektörden herhangi birini seçme serbestliği, anahtarlama durumlarının farklı kombinasyonlarına izin verir. Özellikle anahtarlama aralığının başında ve sonunda, V_0 ve V_7 sıfır vektör sürelerinin eşit olarak seçilmesi, herhangi bir periyodun başında ve sonunda akım vektöründeki sapmanın sıfır olmasını ve minimum moment salınımı meydana gelmesini sağlar. Böylece motor harmonik kayıpları minimize edilir.

İnverter çıkış gerilim vektörü, faz kollarından herhangi birinin anahtarlama ile değişir. Bu nedenle her PWM anahtarlama periyodunda, sekiz çıkış gerilim vektörü uygun bir şekilde sıralanır. Buna göre, sektör 1 için bir PWM periyodundaki optimum anahtarlama düzeni,

$$V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7 \rightarrow V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0 \quad (6.101)$$

şeklinde olmalıdır.



Şekil 6.41 (a) Optimum anahtarlama düzeni (b) uzay vektör diyagramı eşdeğeri

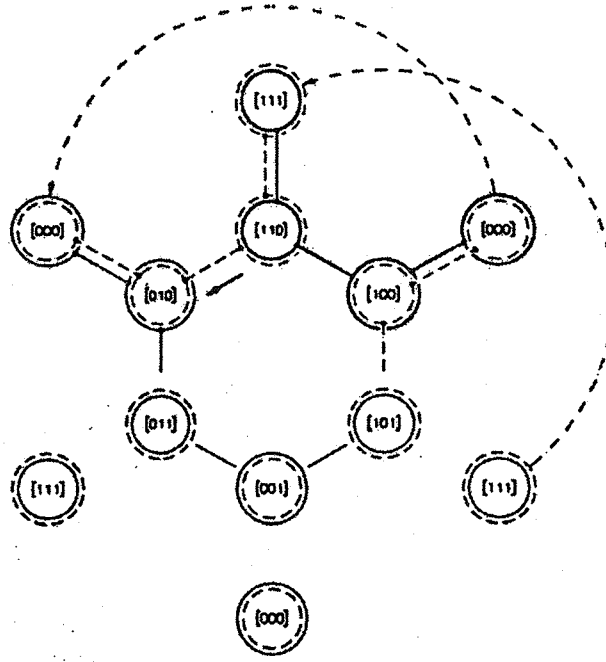
(6.101) ile verilen optimum anahtarlama düzeni, Şekil 6.41.a'da görüldüğü gibi inverter kolları bir sıfır durumundan başlayıp, diğer sıfır durumunda sona erecek şekilde anahtarlendiğinde gerçekleşir. Sonuçta iki ardışık anahtarlama aralığından oluşan bir PWM darbe periyodu meydana gelir. Böylece moment ve akım, anahtarlama frekansında iki kez kontrol edilir. Burada,

$$\frac{T_0}{2} = \frac{T_7}{2} = \frac{1}{2}(T_s - T_1 - T_2) \quad (6.102)$$

şeklinde olup sırasıyla V_0 ve V_7 sıfır vektör uygulama süreleri, T_s ise bir anahtarlama aralığını gösteren PWM darbe yarı periyodudur.

Şekil 6.41.b'de görüldüğü gibi V_0 -(1)'den başlayıp V_7 -(4)'de biten ilk anahtarlama aralığı "İleri Anahtarlama Sırası" olarak adlandırılır. Bu anahtarlama sırasının ikinci anahtarlama aralığında V_7 -(4)'den başlayarak her bacakta sadece bir tek anahtarlama bulunması durumunda tekrarlanmayacağı açıktır. Bu durum ikinci anahtarlama aralığında, ileri yöndeki anahtarlama sırası ters çevrilerek önlenebilir. V_7 -(5)'den başlayıp V_0 -(8)'de biten ikinci anahtarlama aralığı, "Ters Anahtarlama Sırası" olarak adlandırılır. Böylece bir anahtarlama durumundan diğerine geçiş, sadece bir faz kolunun anahtarlama ile gerçekleştirilebilir.

Referans vektörü sektörü değiştikten sonra inverter anahtarlama düzeni de değişir. Referans vektörün faz açısına bağlı olarak her bir 60° 'lik aralıkta değişen anahtarlama düzeni Şekil 6.42'deki gibi bir grafik ile verilebilir.



Şekil 6.42 Temel periyot içerisindeki inverter anahtarlama düzeninin grafik gösterimi

Vektör uzayındaki temel çıkış periyodu, 60° aralığındaki 6 adet sektöre ve her bir sektör ise anahtarlama aralıklarını gösteren N segmente bölünür. Şekil 6.41.a'da görüldüğü gibi UVPWM metodunda inverter anahtarlama durumu, her bir anahtarlama aralığında üç kez değiştirilir. Her bir faz için, temel periyod içerisindeki PWM darbe sayısı,

$$P=3n \quad n=1,2,3,\dots \quad (6.103)$$

olarak verilebilir. p 'nin seçimi, inverter anahtarlama kayıpları ile motor harmonik kayıpları arasındaki dengeye bağlıdır. p 'nin yüksek değerleri inverter anahtarlama kayıplarını artırırken motor harmonik kayıplarını azaltır. Anahtarlama frekansı çıkış frekansının p katı olduğu için, anahtarlama kayıplarının azaltılması bakımından darbe sayısının minimizasyonu arzulanır.

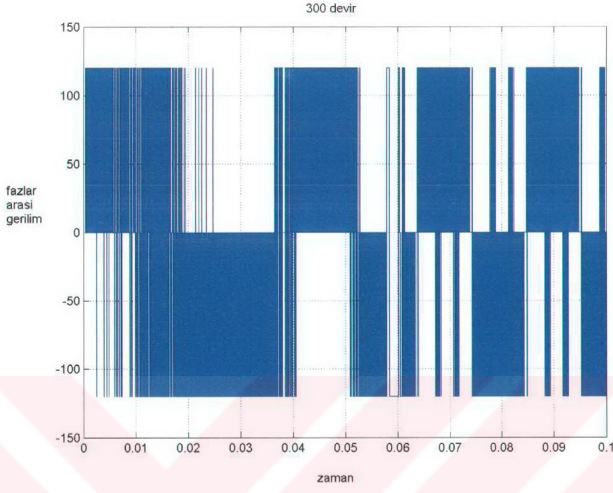
6.5 Simülasyon Sonuçları

Aşağıdaki blok diyagramında kullanılan sabit mıknatıslı senkron motorun motor parametreleri aşağıdaki çizelgede gösterilmiştir.

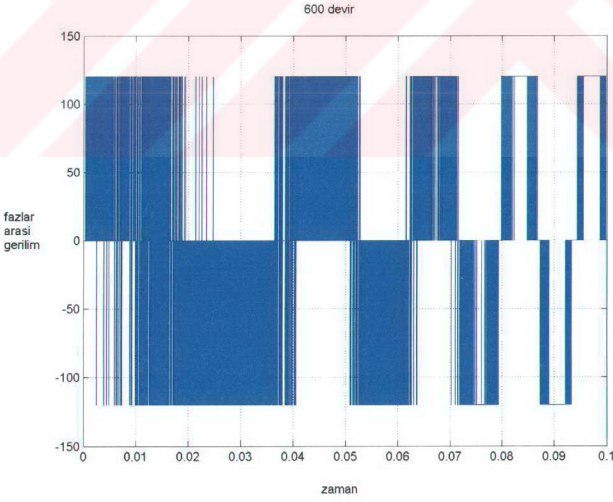
Çizelge 6.5 Motor parametreleri

R	1.4 Ω
L_d	6.6mH
L_q	6.6mH
J	0.00176kgm ²
B	0.0003882Nm/rad/s
Ak ₁	0.1546weber
Kutup Sayısı	6

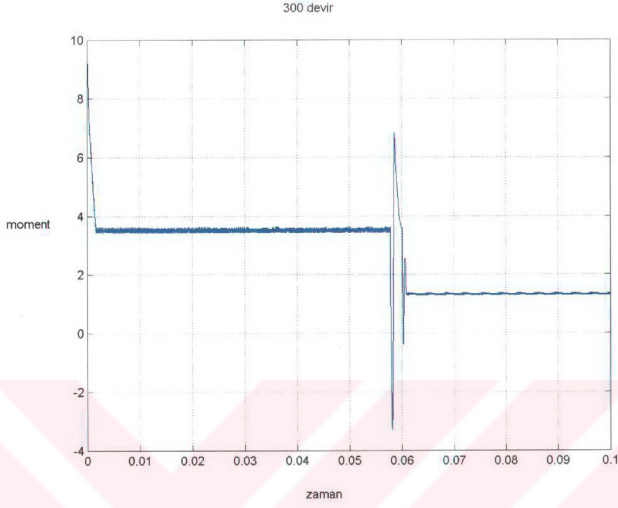
Fazlararası gerilim değişimi, üç faz stator akımları, elektromanyetik moment değişimi, rotor açısı değişimi ve rotor hızı değişimi önce 300 devir için gösterilmiş daha sonra da 600 devir için gösterilmiştir. DC gerilim kaynağı 120V'dur.



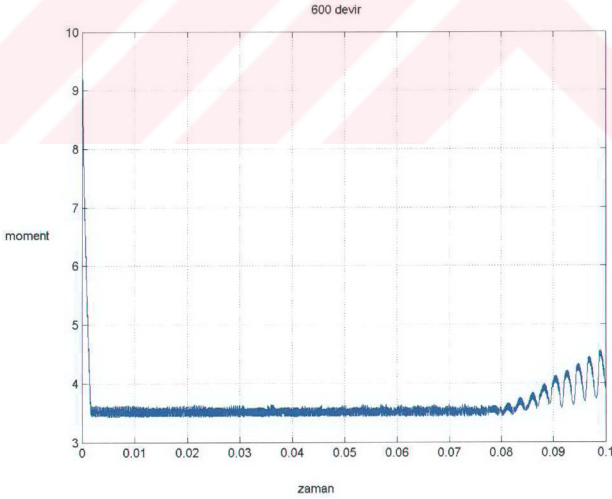
Şekil 6.44 Fazlar arası gerilimin değişimi (300 dev.)



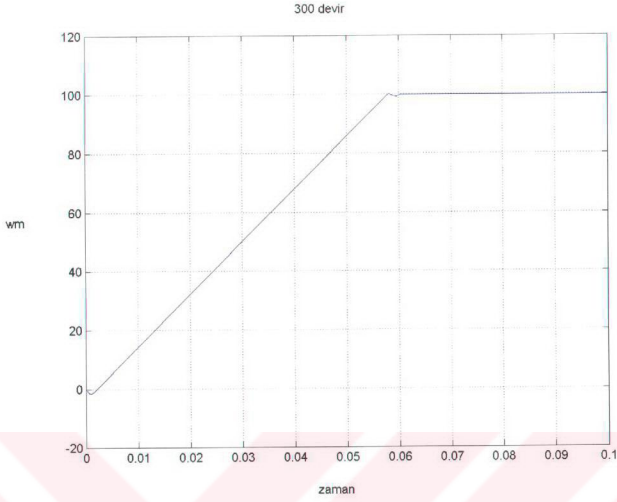
Şekil 6.45 Fazlar arası gerilimin değişimi (600 dev.)



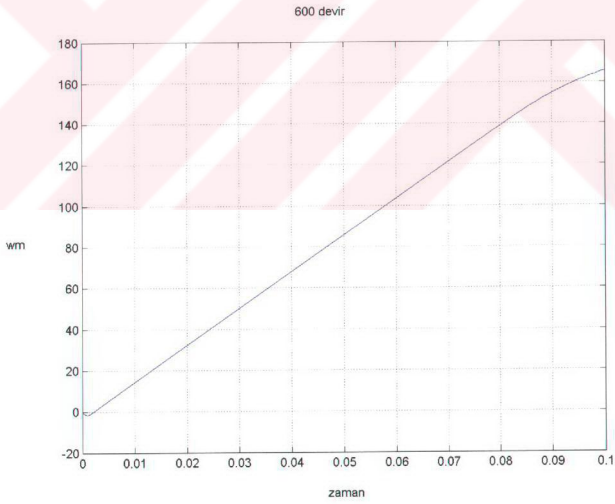
Şekil 6.46. Elektromanyetik moment değişimi (300 dev.)



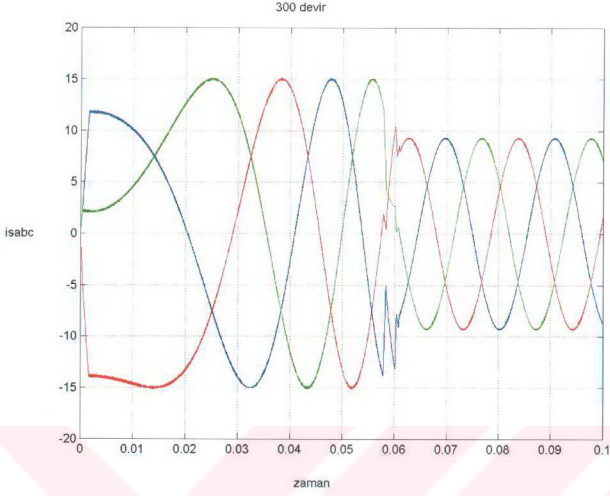
Şekil 6.47. Elektromanyetik moment değişimi (600 dev.)



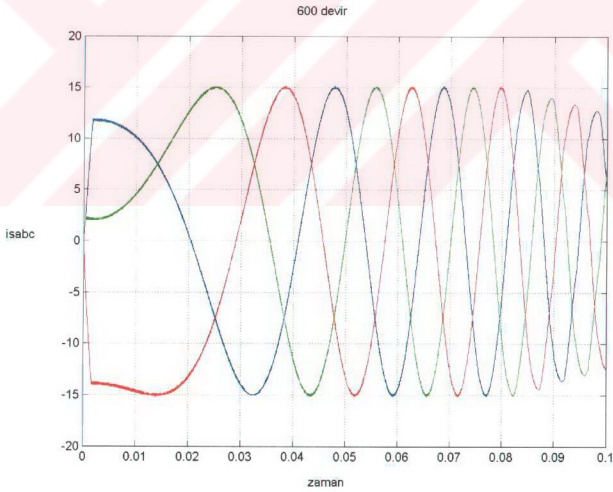
Şekil 6.48 Rotor hızı değişimi (300 dev.)



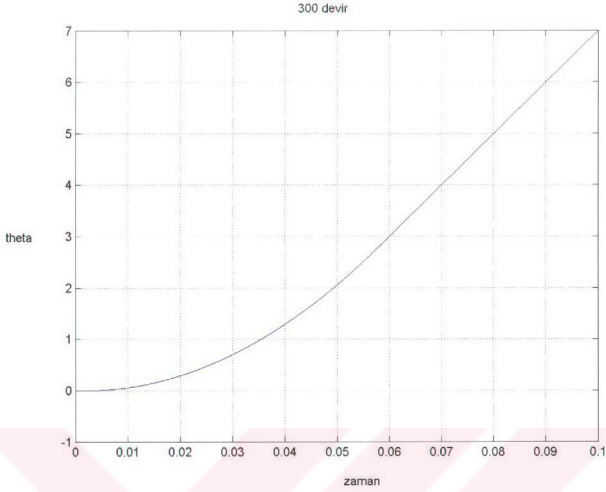
Şekil 6.49 Rotor hızı değişimi (600 dev.)



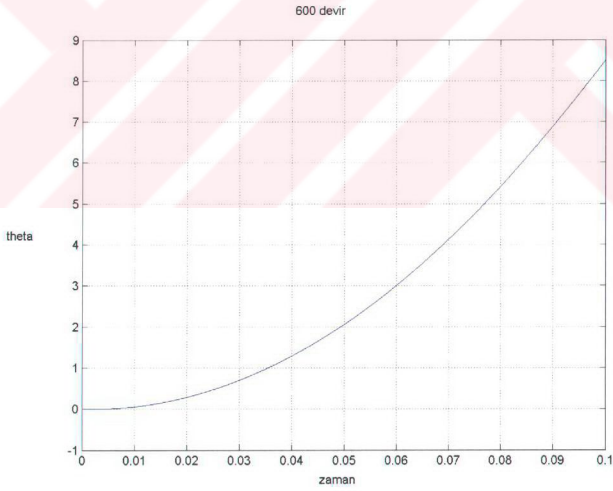
Şekil 6.50 Üç faz stator akımları değişimi (300 dev.)



Şekil 6.51 Üç faz stator akımları değişimi (600 dev.)



Şekil 6.52 Rotor açısının değişimi (300 dev.)



Şekil 6.53 Rotor açısının değişimi (600 dev.)

7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Sabit mıknatıslı senkron motorların temel ifadeleri incelenmiş ve bunun sonucu olarak da moment, mıknatıstan dolayı oluşan faz EMK, sargı endüktansı ve senkron reaktans ifadeleri elde edilmiştir. Daire diyagramını geliştirmek ve hız ile değişimini incelemek için kullanılan fazör diyagramının temelleri ve sonuç olarak da hız/moment karakteristiği bu ifadeler yardımıyla elde edilmiştir. Mıknatısları rotorun yüzeyinde bulunan senkron motorların, yüksek hızlarda, sabit güçte işletme kapasitelerinin sınırlı olduğu görülmüştür.

Diğer bir bölümde ise, AC makinaların performans eşitliklerinin elde edilmesinde, uzay vektörleriyle en yakın ve basit ilişkiye sahip olmasından dolayı ideal sinüs dağılımlı sargılar incelenmiştir.

İdeal sinüs dalga motorlara ulaşılmasında, mıknatıs akı dağılımı ve sargı dağılımının önemi görülmüştür.

Motorlarda düzgün bir moment üretebilmek ve tamamıyla sinüsoidal zıt EMK dalga şekli elde edebilmek için sabit mıknatıslı senkron motorlarda zıt EMK'nın hesaplanmasındaki metotlar teori de incelenmiştir.

Diğer yandan, sabit mıknatıslar ile ilgili eşitlikler, parametreler ve karakteristiklerin kısa bir tanımlaması verilmiştir. Demir kayıplarının hesaplanmasının gereklilikleri ele alınmış ve EMK hesaplama metotları ile demir kaybının hesaplama metotları arasındaki bağlantılar gösterilmiştir.

Vektör kontrolü ile PWM kontrol stratejilerinin kullanılması uzay vektör terimleri ile, d, q eksen teorisi terimlerine göre daha kolay bir şekilde analiz edilip anlaşılmasını sağlamaktadır.

Vektör kontrolden sonra incelenen DTC'de, PWM akım kontrolü metodu ile yapılan moment uygulamasıyla kıyaslandığı zaman, daha az parametre bağılılığı ve hızlı moment cevabı gibi avantajlar sağlamaktadır. DTC altında algılayıcısız çalışma rotorun ilk pozisyonu yaklaşık olarak bilindiği takdirde mümkündür.

Son yıllarda, özellikle mikroişlemci kontrollü PWM inverter uygulamalarında yaygın olarak kullanılan uzay vektör PWM (UVPWM) metodunun temel prensiplerine ilişkin teorik bilgiler verilmiştir.

Son bölümde sabit mıknatıslı senkron motor sürücü sistemi incelenmiş ve kontrolörler arasındaki farklar gösterilmektedir. Ayrıca bir simülasyon ile vektör kontrolünün incelendiği bölümden bir blok diyagramı değerlendirilmektedir.

KAYNAKLAR

- Ackermann, B., Janssen, JHH., Sottek, R. Ve Steen, RI.,(1992), "New Technique For Reducing Cogging Torque in a Class of Brushless DC Motors", IEE Proceedings 139, No. 4, 315-320
- Akkaya, R., "Minimum Kayıplı Süreksiz Modulasyonlu Yeni Bir Uzay Vektör PWM Methodunun Geliştirilmesi ve Uygulanması", Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 1995, İstanbul
- Bakan A. F., "Asenkron Motorda Doğrudan Moment kontrolünün İncelenmesi Ve Gerçekleştirilmesi" Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2002, İstanbul
- Bertotti, G., Boglietti, A., Chiampi, M., Chiarabaglio, D., Fiorillo, F. Ve Lazzari, M.,(1991), "An Improved Estimation of Iron Losses in Electrical Machines", IEEE Trans. On Magnetics, Vol. 27, No. 6, November 1991, pp 5007-5009
- Boules N.,(1985), "Prediction of No-load Flux Density Distribution in Permanent Magnet Machines", IEEE Trans., Vol. IA-21, No. 4, May/June 1985, pp 633-643
- Colby R.S.,(1988) "Classification of Inverter Driven Permanent Magnet Synchronous Motors", Department of Electrical and Computer Engineering North Carolina state University, Box 7911, Raleigh, NC 27695-7911
- Enjeti, P., Lindsay, J. F. Ve Rashid, M. H.,(1985), "Stability and Dynamic performance of Variable Speed Permanent Magnet Synchronous Motors" in Proc. IECON, 1985, pp. 749-754
- Hague B.,(1962), "The Principles of Electromagnetism Applied to Electrical Machines", Republication by Dover Publications Inc. Of Electromagnetic Problems in Electrical Engineering,(1929)
- Hendershot, J.R. Ve Miller, TJE.,(1994), "Design of Brushless Permanent Magnet Motors", Magna Physics Publications and Oxford Science Publications, 1994
- Jahns, T., Klimann, J.B. Ve Neumann T.W.,(1986), "Interior Permanent Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives" IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. IA-22, No.4, July/August 1986
- Jouve, D. Ve Bui, D.,(1993), "Torque Ripple Compensation in DSP-Based Brushless Servo Drive" Intelligent Motion, PCIM Proceedings, Nürnberg 28-37
- Krishnan, R. Ve Beutler, A.J.,(1985), "Performance and Design of an Axial Field Permanent Magnet Synchronous Motor Servo Drive" in Proc. IEEE Ind. Appl.Soc.Annu.Meeting, 1985, pp.634-640
- Lafuze, DL. Ve Richter, E.,(1976), "A High-Power Rare-Earth Cobalt Permanent Magnet Generator in a Variable Speed Constant Frequency Aircraft Starter-Generator System" NAECON Conference Record, 971-977
- Miller, TJE. Ve Rabinovici, R.,(1994), "Back-EMF Waveforms and Core Losses in Brushless DC Motors" IEE Proceedings 1994
- Miyashita, K., Yamashita, S., Tanabe, S., Shimozu, T. Ve Sento, H.,(1979), "Development of a High Speed Permanent Magnet Synchronous Motor" IEEE Trans., Power Apparatus and Systems
- Ohm D.Y.,(2000), "Dynamic Model of PM Synchronous Motors" Drivetech, Inc., Blacksburg, Virginia

- Pillay, P. Ve Krishnan, R.,(1989), "Modelling, Simulation, and Analysis of Permanent Magnet Motor Drives, Part 1: The Permanent Magnet Synchronous Motor Drive" IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 25, No. 2, March/april 1989
- Pillay, P. Ve Krishnan, R.,(1990),"Control Characteristics and Speed Controller Design for a High Performance Permanent Magnet Synchronous Motor Drive" IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 5, No. 2, April 1990
- Pillay, P. Ve Krishnan, R.,(1991),"Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motors for Servo Drives" IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 27, No. 5, September/October 1991
- Richter E.,(1978), "Trade-off Studies for Permanent Magnet Machines Using Rare-Earth Cobalt Magnets" Paper 1-4 of the Third International Workshop on Rare-Earth Cobalt Magnets and Their Applications, University of California, San Diego
- Richter, E., Miller, T.JE., Neumann, T.W: Ve Hudson, T.L.,(1985), "The Ferrite PM AC Motor-A Technical and Economic Assesment" IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-21, No. 4, pp. 644-650, May/June 1985
- Sarul H.,(2003), "Alternatif Akım Makinalarının Vektör Kontrolü" YTÜ Ders Notları,2003, YTÜ
- Slemon, GR. Ve Liu, X.,(1990), "Core Losses in Permanent Magnet Motors" IEEE Trans. on Magnetics, Vol. 26, No. 5, September 1990, pp. 1653-1655
- Tang, L., Zhong, L., Rahman, M. F. Ve Hu, Y.,(2002), "A Novel Direct Torque Control For Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive System with Low Ripple in Torque and Flux-A Speed Sensorless Approach", School of Elec. Eng. & Tele. The Univ. Of New South Wales Sydney, Australia, Nanjing Univ. Of Aero. & Astro. Nanjing, P. R. China
- Vas P.,(1994), "Vector Control of AC Machines" Oxford Science Publications, 1994
- Zhong, L., Rahman, M. F., Hu, W. Y. Ve Lim, K. W.(1997), "Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", Schooş of Electrical Engineering, University of New South Wales, Sydney 2052, Australia

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	12.06.1978	
Doğum yeri	Bolu	
Lise	1989-1996	Bolu İzzet Baysal Anadolu Lisesi
Lisans	1997-2002	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	2002-2004	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Kontrol ve Otomasyon Programı

