

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

AC SERVO MOTORLAR VE SÜRÜCÜ DEVRELERİ

Elektrik Müh. Kaan KUZER

FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Makineleri ve Güç Elektronik Programında
Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Doç. Dr. M. Hadi SARUL

İSTANBUL, 2006

İÇİNDEKİLER

SİMGE LİSETESİ.....	v
KISALTIMA LİSTESİ.....	viii
ŞEKİL LİSTESİ.....	ix
ÖNSÖZ.....	xi
ÖZET.....	xii
ABSTRACT.....	xiii
1. GİRİŞ.....	1
2. SERVOMEKANİZMA TEMELLERİ.....	16
2.1 Giriş.....	16
2.2 Geri Beslemeli Kontrol Sistemleri.....	16
2.2.1 Açık Çevrim Kontrol Sistemleri.....	17
2.2.2 Kapalı Çevrim Kontrol Sistemleri.....	17
2.3 Sistemler ve Sınıflandırılması.....	17
2.3.1 Pozisyon Kontrol Sistemleri ve Diferansiyel Bir Cihazdan Faydalanma.....	17
2.3.2 Kesintili (açık - kapalı) Kontrol Sistemleri.....	19
2.3.3 Sürekli Kontrol Sistemleri.....	19
2.3.4 Döner Hareket Yapan Kontrol Sistemleri.....	19
2.4 Bir Servo Kontrol Sisteminin Başlıca Elemanları.....	20
2.5 Servo Motorlar.....	22
2.5.1 DA Servo Motorlar.....	23
2.5.2 AA Servo Motorlar.....	24
2.5.2.1 İki – Faz Servo Motorlar.....	24
2.5.2.2 Üç – Faz AA Servo Motorlar.....	26
3. SANAYİDE SERVO MOTOR OLARAK KULLANILAN ELEKTRİK MAKİNELERİ.....	28
3.1 Anahtarlama Relüktans Motor.....	28
3.1.1 Giriş.....	28
3.1.2 Anahtarlama Relüktans Motor Tanımı.....	29
3.1.3 Anahtarlama Relüktans Motorun Basit Çalışma Prensibi.....	30
3.1.4 Anahtarlama Relüktans Motorunun Çalışmasının İlkesi.....	31
3.1.5 Endüktans ve Rotor Konumunun Arasındaki İlişki.....	35
3.1.6 Anahtarlama Relüktans Motorun Basit Devre Eşitlikleri.....	37
3.2 Fırçasız Doğru Akım Motoru.....	40
3.2.1 Giriş.....	40
3.2.2 Yapısı ve Sürücü Devreleri.....	40
3.2.2.1 Temel Yapısı.....	40
3.2.2.2 Sürücü Devreleri.....	42
3.2.2.2.1 Tek Kutuplu Sürücü.....	42

3.2.2.2.2	Çift Kutuplu Sürücü	44
3.2.3	Eşdeğer Devre ve Motor Genel Denklemleri	48
3.2.4	Fırçasız Doğru Akım Motorunun Performansı.....	50
3.2.4.1	Hız-Moment (T- ω) grafiği.....	50
3.2.4.2	Verim.....	50
3.3	Fırçasız Ac Motorlar (Daim Mıknatıslı Senkron Motorlar)	51
3.3.1	Giriş	51
3.3.2	Fırçasız AC Motorların Yapısı	52
3.3.3	Daim Mıknatıslı Senkron Motorlar (Sinüzoidal Tip Motorlar).....	52
3.3.4	DMSM' un İç Yapısı	53
3.3.5	DMSM Temel İfadeleri	54
3.3.5.1	Hava Aralığı Akısı.....	54
3.3.5.2	Kaçak Akı ve Endüktans	56
3.3.5.3	Emk.....	56
3.3.5.4	Moment.....	57
4.	SERVO MOTORLARIN SÜRÜCÜ DEVRELERİ	58
4.1	Anahtarlama Relüktans Motorun Kontrolü.....	58
4.1.1	Giriş	58
4.1.2	Kontrol Prensipleri.....	59
4.1.3	Moment Kontrolü	60
4.1.3.1	Moment Kontrol Yöntemleri	61
4.1.4	Kapalı Çevrim Hız Kontrolörü	66
4.1.4.1	Tasarım Örneği	66
4.1.4.2	Çözüm.....	67
4.1.4.3	Akım Çevrimi	68
4.1.4.4	Akım Karşılaştırıcısı.....	69
4.1.4.5	Taşıyıcı Sinyali	69
4.1.4.6	Rotor Pozisyonunun Tasarıma Dâhil Edilmesi	70
4.1.4.7	Hız Çevrimi	71
4.2	Fırçasız Doğru Akım Motor Kontrolü.....	72
4.2.1	Giriş	72
4.2.2	Fırçasız Doğru Akım Motor Kataloglarında Belirtilen Bazı Terimler	73
4.2.2.1	Durma Anındaki Sürekli RMS Akımı, Is (Arms)	73
4.2.2.2	Moment Sabiti, Kt (kgf-cm/Arms)	73
4.2.2.3	Ters e.m.f Sabiti, Kv (volt-sn/rad).....	73
4.2.2.4	Mekanik Zaman Sabiti, tm (sn)	73
4.2.3	Fırçasız Doğru Akım Motorunun Kontrolü.....	74
4.2.3.1	Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Kontrol Esasları.....	74
4.2.3.2	Fırçasız Doğru Akım Motorların Sürücü Sisteminin Matematiksel Modeli	75
4.3	Daim Mıknatıslı Senkron Motor Vektör Kontrol Sistemi	79
4.3.1	Daim Mıknatıslı Senkron Motorun Sürücü Devresi Tasarımı.....	79
4.3.1.1	Sürücü Devre Modülleri	80
4.3.1.1.1	Üç Fazlı Gerilim Beslemeli İnverter	80
4.3.1.1.2	Daim Mıknatıslı Senkron Motor	84
4.3.1.1.3	Filtre Modelleri.....	86
4.3.1.1.4	Kaskat Bağlantılı Kontrolör Modülü	87
4.3.1.1.5	PWM Modülatör Modülü	88
4.3.1.1.6	Arayüz Modülleri	89
4.3.1.2	Sistemin Genel Olarak Tanımlanması	90

4.3.1.2.1	Kontrol Tasarımı	91
4.3.1.2.1.1	Küçük Sinyal Kontrol Tasarımı.....	93
4.3.1.2.1.2	Büyük Sinyal Kontrol Tasarımı.....	93
4.3.2	Mıknatısları Rotorun İçinde Bulunan DMSM Vektör Kontrolü	93
4.3.3	Daim Mıknatıslı Senkron Motorun Kartezyen Koordinatlarda Stator Alan Yönlendirmeli Kontrolü	96
4.3.4	DMSM' nin Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrolü.....	100
5.	SERVO MOTOR UYGULAMALARI.....	101
5.1	Giriş	101
5.2	Servo Sistem Uygulamaları	101
5.3	Yük	103
5.4	Motor	103
5.5	Geri Besleme Elemanı	106
5.6	Resolver	107
5.7	Servo Kontrolör	110
5.8	Güç Kaynağı	113
5.9	Eksen Birimi	114
5.10	Lastik Sırtı Kesme Otomasyonu; Uçar Testere Uygulaması.....	115
5.11	Servo Motor Uygulaması.....	119
6.	SONUÇ VE ÖNERİLER	121
	KAYNAKLAR.....	127
	ÖZGEÇMİŞ.....	133
	EKLER.....	119

SİMGE LİSTESİ

a ve a'	Stator Kutupları Konumları
b ve b'	Rotor Kutup Konumları
B	FDAM Vizkoz Sönüm Katsayısı
B_0	FDAM Maksimum Akı Yoğunluğu
c_1 ve c_1'	Stator Kutupları Konumları
C	Çıkış Sinyali
d_a, d_b ve d_c	DMSM İnverterin Her Fazının Darbe Periyodu
e	Elektromanyetik Kuvvet
F	Magnetomotor Kuvvet
f	Uygulanan Gerilimin Frekansı (5. bölüm)
G	Denetleyici
H	Geri Besleme Sinyali
I_0	FDAM Maksimum Akım Değeri
Is	FDAM Durma Anındaki Sürekli RMS Akımı,
i_a, i_b, i_c	ARM Motor Sargı Akımları
i_d, i_q	d ve q Eksenlerine Ait Akımlar
i_{sy}	DMSM $\bar{\omega}_s$ Hızında Dönen x-y Eksenindeki Stator Akımı Enine Eksen Bileşeni
J	FDAM Motor Eylemsizlik Momenti
J_m	FDAM Motor Ataleti
K_i	ARM Akım Çevrimi Kazancı
K_t	ARM Moment Sabiti
Kt	FDAM Moment Sabiti
Kv	FDAM Ters e.m.f Sabiti
ke^{-st}	DMSM Hesaplama ve Ayarlama Gecikmesi
k	DMSM Ayarlama Katsayısı
L	Endüktans
l	FDAM Rotor Boyu
L	Rotor Konumuna ve Faz Akımına Göre Endüktans Değeri
L_{sq}	DMSM Enine Stator Endüktansı
L_{sd}	DMSM Boyuna Stator Endüktansı
L_a	FDAM Armatür Empedansı
m	DMSM Sinyal Modülasyonu Sabiti
m	FDAM Faz Sayısı
nd	motorun Dönüş Hızı (uygulama)
N	Bobin Sarım Sayısı
p	FDAM Kutup Sayısıdır
p	Stator Kutup Çifti Sayısıdır (uygulama)
p	ARM Diferansiyel Operatör
Pa	ARM Hava Aralığı Gücü
Pi	ARM Giriş Gücün
P_r	Rotor Kutup Sayısı
R	Referans Değişkeni

r	FDAM Rotor Çapı
R_a	FDAM Armatür Direnci
rpm	rotate per minute=dakikadaki dönüş hızı
r_1 ve r_1'	Rotor Kutup Konumları
R_s	Faz Başına Düşen Direnç Değeri
PT1, PT2, PT2	FDAM Foto-Transistörleri
t	DMSM Periyot
T_e	Elektromanyetik Tork
t_e	FDAM Elektriksel Zaman Sabiti
T_i	FDAM Ani Moment
T_l	FDAM Yük Momenti
tm	FDAM Mekanik Zaman Sabiti
T_{mil}	FDAM Mil Momenti
Tr1, Tr2, Tr3...	FDAM Transistörleri
U	Rotor Açısı (uygulama)
V_a, V_b, V_c	DMSM Faz Çıkış Gerilimleri
V_{DC}	DMSM dc Kaynak Gerilimi
V_d, V_q	d ve q Eksenlerine Gerilimler
V_l, I_l	DMSM Fazlar Arası Akım ve Gerilim Değerleri
V_{ph}, I_{ph}	DMSM Faz Nötr Arası Akım ve Gerilim Değerleri
V_s	Giriş Gerilimi Tepe Değeri (uygulama)
W_e	Giriş Elektrik Enerjisidir
W_f	Bobinde Depolanan Enerji
W_m	Mekanik Enerji
W1, W2, W3	FDAM Sargıları
ε	Hata Sinyali
ϕ	Hava Aralığı Fluxu
$\delta\theta$	Rotor Açısını
λ	Akı Kaçağı
β_s	Stator Kutup Genişliği
β_r	Rotor Kutup Genişliği
λ	Faz Başına Kaçak Akı
ω_m	ARM Rotor Hızı
λ_m	FDAM Stator Sargısının Bir Fazında Sabit Miknatıstan Kaynaklanan
Akı Yoğunluğudur	
ω_m^*	ARM Hız Referans Değeri
θ	ARM Rotor Pozisyonu
ω_m	ARM Rotor Hızı
ω_{rm}	ARM Modife Edilmiş Hız Değeri
ω_m	ARM Normal Hız Değeri
θ	FDAM Motor Dönme Açısı
\emptyset	FDAM Miknatıslı Motorun Manyetik Akısı (Sabit)
ω_m	FDAM Motorun Açısal Hızı

ω_m	FDAM Motor Açısal Hızı
φ	DMSM Faz Farkı
ψ_{sd} ve ψ_{sq}	DMSM Rotorun Enine Ve Boyuna Stator Akı Linkleri
ω	Vs Giriş Gerilimi Açısal Hızıdır (uygulama)

KISALTMA LİSTESİ

DC	Doğru Akım
AC	Alternatif Akım
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
DMSM	Daim Mıknatıslı Senkron Motor
PM	Sabit Mıknatıs
ARM	Anahtarlamalı Relüktans Motor
FDAM	Fırçasız Doğru Akım Motoru
TDF	Moment Dağıtım Fonksiyonu
SVM	Uzay Vektör Modülasyonu
VLPI	Değişken Limitli PI Regülatör
FG	Fonksiyon Jeneratörü
PLC	Programlanabilir Sayısal Kontrolör
EMK	Elektro Motor Kuvveti
MMK	Magneto Motor Kuvveti
IEEE	Instute of Electrical and Electronics Engineers

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1 Geri besleme kontrol sisteminin blok diyagramı	17
Şekil 2.2 Kesintili (açık-kapalı) pozisyon kontrol sistemi	18
Şekil 2.3 Otomatik kesintili pozisyon servo kontrol sistemi	18
(not: e ve c sabit makaralardır, d ise hareket edebilir serbest bir makaradır.).....	18
Şekil 2.4 Otomatik sürekli pozisyon servo kontrol sistemi	19
Şekil 2.5 Basit pozisyon kontrol servo sistem blok diyagramı	20
Şekil 2.6 Doğrudan doğruya tahrikle pozisyona getirme sistemi.....	22
Şekil 2.7 Da servo motor (a) şematik diyagramı (b)endüvi ve alan mmk'leri	23
(c) moment-hız karakteristikleri	23
Şekil 2.8 İki faz aa servo motor	24
Şekil 2.9 İki faz servo motorun moment-hız karakteristiği	25
Şekil 2.10 Radar konum kontrol sistemi	26
Şekil 2.11 Vektör kontrollü üç faz asenkron motorun servo motor kullanımı	27
Şekil 3.1 Anahtarlama relüktans motor konfigürasyonları. (a) her kutupta tek diş. (b) her kutupta çift diş (12/10 kutuplu)	29
Şekil 3.2 Anahtarlama relüktans motorun çalışması. (a) fazlar hizalı. (b) fazlar hizasız.....	30
Şekil 3.3 Selenoid ve karakteristiği. (a) selenoid. (b) akı ve mmf grafikleri.....	31
Şekil 3.4 (a) iki kutuplu bir temel anahtarlama relüktans motoru için rotor konum tanımı (b) rotor konumuna göre endüktans değişim eğrisi.....	36
Şekil 3.5 Anahtarlama relüktans motorun tek faz devresi	39
Şekil 3.6 Üç fazlı bir fırçasız doğru akım motorunun yapısı.....	40
Şekil 3.7 Fırçasız doğru akım motoru = daim mıknatıslı ac motor + elektronik komütatör ...	41
Şekil 3.8 İki fazlı fırçasız doğru akım motorunun kesiti	41
Şekil 3.9 Tek kutuplu sürücü ile sürülen basit bir 3 fazlı motor	43
Şekil 3.10 Fırçasız doğru akım motor sargılarının tetiklenme sırası, sargı akımları ve rotor pozisyonu.....	44
Şekil 3.11 Çift kutuplu sürücü ile sürülen fırçasız doğru akım motoru	45
Şekil 3.12 Akımın w' den v' ye akışı	46
Şekil 3.13 Transistörlerin iletme girme sırası.....	46
Şekil 3.14 Stator manyetik alan yönleri.....	47
Şekil 3.15 Fırçasız doğru akım motoru için tasarlanan basit bir sürücü devresi	48
Şekil 3.16 Fırçasız doğru akım motorunun basit devre şeması	48
Şekil 3.17 Eşdeğer devre	49
Şekil 3.18 $t-\omega$ grafiği (sabit gerilim)	50
Şekil 3.19 Daimi mıknatıslı rotor yapıları	53
Şekil 3.20 İki kutuplu sinüs dağılımlı sargı: amper iletkeni ve iletken dağılımları.....	54
Şekil 3.21 İki kutuplu sinüs dağılımlı sargı: mmk' in hesaplanması	55
Şekil 4.1 Anahtarlama relüktans motorun (a) çalışma anı. (b) enerjilenme anı.....	59
Şekil 4.2 Arm sürücüsünün akım kontrolü.....	60
Şekil 4.3 Fonksiyonun ilk moment arkı	63
Şekil 4.4 Fonksiyonun ikinci moment arkı.....	64
Şekil 4.5 Enerjilenme periyodu boyunca tdf değerleri	64
Şekil 4.6 Rotor pozisyonuna göre faz akımı ve faz akı kaçağı.....	65
Şekil 4.7 Rotor pozisyonuna göre çıkış momenti ve moment hata değerleri	65
Şekil 4.8 Rotor pozisyonuna göre tdf grafikleri	66
Şekil 4.9 Arm sürücüsünün kapalı çevrim devre örneği	66
Şekil 4.10 Arm kontrol sisteminin blok diyagramı	67
Şekil 4.11 Arm analog kontrolörünün şematik uygulaması	68
Şekil 4.12 Pwm devresinin giriş – çıkış sinyalleri	68

Şekil 4.13 Arm analog kontrolörünün devre diyagramı	70
Şekil 4.14 Fırçasız dc servo motor kontrolü blok diyagramı	74
Şekil 4.15 Motor akım denklemleri blok diyagramı	76
Şekil 4.16 s-domeninde blok diyagramı	78
Şekil 4.17 Gerilim dmsm' un blok diyagramı	81
Şekil 4.18 Gerilim beslemeli inverter modelleri	82
Şekil 4.19 dq eksen takımındaki iki kutuplu dmsm	85
Şekil 4.20 Dmsm' un dq0 modelleri	86
Şekil 4.21 Üç fazlı filtre modülleri a) sabit b) dönen koordinatlar	87
Şekil 4.22 İki tabakalı kaskad modül modeli	88
Şekil 4.23 Sabit ve dönen koordinatlarda modülatör modelleri	88
Şekil 4.24 Arayüz blokları a) üç fazlı/d-q modül bağlantılı b) d-q eksen takımından $\alpha - \beta$ takımına dönüşüm	89
Şekil 4.25 Uçak yedek güç ünitesi blok diyagramı	90
Şekil 4.26 İki basamaklı kaskad kontrolörün blok diyagramı	92
Şekil 4.27 Miknatısları rotorun içinde bulunan daimi miknatıslı senkron motorda sonuç ve bileşen akı yoğunluğu dağılımları	94
Şekil 4.28 Miknatısları rotorun içinde bulunan senkron makinenin sürekli hal fazör diyagramı	95
Şekil 4.29 Vektör kontrollü miknatısları rotorun içinde bulunan daimi miknatıslı senkron motor sürücüsünün basitleştirilmiş şeması	96
Şekil 4.30 Miknatısları rotorun içinde bulunan daimi miknatıslı senkron motorun stator akısı yönelmeli kontrolünün blok diyagramı	98
Şekil 4.31 Fonksiyon jeneratörü fg1 tarafından uygulanan karakteristikler	98
Şekil 4.32 fg2 ile açıklanan karakteristik	99
Şekil 4.33 Miknatısları rotorun içinde bulunan daimi miknatıslı senkron motorda momentin kontrolü	100
Şekil 5.1 Servo sistem uygulamaları	101
Şekil 5.2 Servo sistem birimleri	102
Şekil 5.3 Bir servo motor kontrolü blok diyagramı	102
Şekil 5.4 Mekanik yük dönüştürücüsü (redüktör)	103
Şekil 5.5 Servo motor türleri	104
Şekil 5.6 Servo motor kontrol blok diyagramı	104
Şekil 5.7 Motor torkunun uygulanan gerilimin açısıyla değişimi	105
Şekil 5.8 Bir servo motorun stator akımları	106
Şekil 5.9 Servo motor geri besleme elemanları	107
Şekil 5.10 Tipik bir resolver	108
Şekil 5.11 Bir resolverin sargı yapısı	108
Şekil 5.12 Çıkış gerilimleri dalga şekilleri	109
Şekil 5.13 Resolver işareti işleme aşamaları	110
Şekil 5.14 Servo sürücüler	111
Şekil 5.15 Servo sürücüler	112
Şekil 5.16 Servo sürücüler	112
Şekil 5.17 Bir servo sürücüsünün blok diyagramı	113
Şekil 5.18 Bir systembus ağı	114
Şekil 5.19 Dc gerilimi ac gerilime çevirme modülü	115
Şekil 5.20 Uçar testere makinesi	115

ÖNSÖZ

Bu çalışmada endüstride oldukça yaygın bir şekilde kullanılmaya başlanan AC servo motorlar ve sürücü devreleri teorik olarak incelenmiştir.

Hazırladığım bu çalışmada bana yol gösteren, uygulama sahası oldukça geniş ve önemli bir konu üzerinde çalışmanın heyecanını duyumsatan danışman hocam sayın Doç. Dr. M. Hadi SARUL' a, engin bilgisini ve tecrübesini öğrencilerinden hiçbir zaman esirgemeyen sayın Prof. Hacı BODUR ve kaynak bulma çabamda ve fikirleriyle bana yardımcı olan sayın Araştırma Görevlisi İsmail Aksoy ve Araştırma Görevlisi Nuri Özcivan' a;

Hayatın anlamı olan, huzuru sağlayan Aileme teşekkürü borç bilirim.

Kaan KUZER
YTÜ – Elektrik Makineleri ve Güç Elektroniği Ana Bilim Dalı

ÖZET

İlk bölümde çalışma konusuna bir girizgâh yapılarak sonraki bölümler için hazırlık mahiyetinde genel bir açıklama yapılmıştır.

İkinci bölümde endüstride oldukça yaygın kullanılmaya başlanan servo motorlar genel olarak tanıtılmıştır. İkinci bölümde ise servo mantığının sistemler için uyarlanması, bir servo kontrolde kullanılan terimler, geri beslemeli kontrol sistemleri, sistemlerin sınıflandırılması, bir servo kontrol sisteminin başlıca elemanları, uygulamaya yönelik servo örnekleri ve servo motorların sınıflandırılması incelenmiştir.

Üçüncü bölümde, endüstride yaygın olarak kullanılan servo motorlar ele alınmış ve temel ifadeleri, çalışma ilkeleri, matematiksel modelleri, eşdeğer devreleri, uygulama alanları, motor kayıpları incelenmiştir.

Dördüncü bölümde, bir önceki bölümde seçilen anahtarlamalı relüktans motorun, fırçasız dc motorun ve fırçasız ac motorun servo mantığı ile kontrol edilme yöntemleri incelenmiştir.

Son olarak beşinci bölümde servo motorların endüstrideki uygulamalarına birkaç örnek verilip kısaca incelenmiştir.

Anahtar kelimeler: Anahtarlamalı relüktans motor, fırçasız dc motor, fırçasız ac motor, vektör kontrol, sürücü devreler.

ABSTRACT

In second part of the chapter, servo motors which used in industry widely are introduced generally. In second chapter, adaptation of servo logic for systems, used term in servo control, feedback control systems, classify of systems, main elements for servo systems, servo model for applications and classify of motors has been investigated.

In third chapter, , servo motors which used in industry widely are introduced generally and motor's principle of studies, mathematical models, equivalence circuits, area of applications, cost of motors has been investigated.

In fourth chapter, switching reluctance motor, brushless dc motor and brushless ac motor which are chosen in the third chapter, are controlled with servo logic has been investigated.

In the last chapter, any example for industrial servo motors has been investigated.

Keywords: Switching reluctance motor, brushless dc motor, brushless ac motor, vector control, drive circuits.

1. GİRİŞ

Otomasyon dünyasındaki CNC tezgâhların ve robotların yeri ve önemi kaçınılmazdır. Mikroişlemci ve güç elektroniği teknolojisindeki hızlı gelişmeler kontrol teknolojisinde yeni sürücü bileşenlerinin doğmasına sebep olmuştur. Mekanik sistemlerde sürücü eleman olarak çok önem kazanan motor ve bileşenleri yeni teknolojik gelişmeler ile daha da fazla önem kazanmıştır. Servo sürücü gereksinimlerinde lineer bir bileşen olmasından dolayı kontrolü kolay olan servo motor sistemleri günümüzde birçok uygulamada kullanılmaya başlanmıştır.

Günümüzün servo sistemleri hafif, kompakt, kolay entegre edilebilen, verimli, kontrol edilebilir ve bakım gerektirmeyen sistemler haline gelmiştir. Fabrikalarda kullanılan çok sayıdaki servo motor sistemlerinde motor bakımının kolay olması istenir. Böyle uygulamalarda komütasyon elemanı olarak fırça ve komütatörün olmaması ac servo motorlarda kayda değer performans artışı sağlamaktadır.

Bu çalışmada endüstride daha yaygın olarak kullanılan fırçasız dc motor, fırçasız ac motor (daim mıknatıslı senkron motor), anahtarlama relüktans motorların temel ifadeleri ve kontrol yöntemleri ele alınmıştır.

Geleneksel dc motorlar yüksek verimleri ve karakteristikleri sayesinde servo motor uygulamalarında kullanım alanı bulurlar. Buna karşın, komütatör ve fırçalı yapılarının bakıma ihtiyaç duyması, bu tip motorların en önemli dezavantajıdır. Komütatör ve fırçanın yerine anahtarlama elemanlarının kullanıldığı, bakım gerektirmeyen doğru akım motoruna fırçasız doğru akım motoru denir. Yapı bakımından fırçasız doğru akım motorları, sabit mıknatıslı senkron motora benzerlik gösterir. Stator sargıları çok fazlı bir ac motorun stator sargılarıyla benzerdir ve rotoru ise bir veya daha fazla sabit mıknatıstan oluşmuştur.

Fırçasız dc motorun kontrol devresi; motor, açı ve açısal hız algılayıcıları, akım, gerilim, manyetik akı algılayıcıları, transistör PWM inverter ve bu donanımları kontrol eden analog ve dijital entegrelerden oluşan yarı iletken güç konvertöründen oluşur. Ek olarak fırçasız dc servo motor sürücüsünde tüm sistemin kontrol edilmesi için pozisyon, hız ve kuvvet kontrolörleri (konum kontrolü) bulunur; Yarı iletken güç konvertörü sinüzoidal çıkışlı akım kontrolü, manyetik akı ile akımın kontrolü, eşdeğer alan zayıflatma kontrolü vs. gibi işlemleri yerine getirir.

Daim mıknatıslı senkron motorlarda genelde rotor çekirdeğinin etrafındaki muhafazanın üzerine sabit mıknatıslar yerleştirilir. Fakat son yıllarda mıknatıslar moment kalitesinin artırılabilmesi için rotor çekirdeğinin içine yerleştirilmeye başlanmıştır. DMSM' un birkaç

özelliğinden bahsederek; yüksek güç katsayısı, yüksek verim, yüksek moment-eylemsizlik oranı, fırça ve bileziklerin olmaması, rotor yüzeyinde olukların olmaması, hava aralığının hemen hemen sabit olmamasıdır.

DMSM' un yüksek hızlı uygulamalarda kullanılabilmesi için mıknatıslar rotorun içine yerleştirilir. Bu motor tipinde efektif hava aralığının küçük olması ve endüvi reaksiyonun etkisi oldukça önemlidir. Motorun bu özelliği sabit moment bölgesinde de kontrolü sağlayabilmemize olanak verir. DMSM' un analizi, elektro manyetik momentteki artışın, stator ve rotor akımlarının arasında kalan açının artışı ile orantılıdır. Bu yüzden stator manyetik akısının dönüş hızı mümkün olduğunca hızlı arttırılarak hızlı moment cevabı alınmış olur.

Anahtarlamalı relüktans motorlar, çift katlı sargılara sahip, statorun bağımsız sargılarında ise tek uyarımlı bir makinedir. Anahtarlamalı relüktans motorların stator yapısı, PM motorununki ile benzerlik gösterir fakat rotor yapısı herhangi bir daim mıknatısa sahip olmadığı için daha basit yapıdadır. Düşük güçlü uygulamalarda, daimi mıknatıslı senkron motorlar, yüksek verimliliği ve iyi performansından dolayı daha yaygın bir şekilde kullanılmıştır. Değişken hız uygulamalarında ise basitlik ve güç konverteri gereksinimi, anahtarlamalı relüktans motorları, indüksiyon ve PM motorlarına nazaran daha çekici yapmıştır.

Anahtarlamalı relüktans motor seri bağlı DC motor ve senkron relüktans motorlarla oldukça benzerlik gösterir fakat kontrol mekanizması bu motorların kontrol mekanizmalarından oldukça farklıdır. Akımın ve endüktans değerinin sadece rotor pozisyonuna bağlı olmaması bu motorlarda kontrol yöntemlerinin benzerliğini güçleştirir. Diğer elektrik makineleriyle mukayese edildiğinde, daha geniş bir şekilde kontrol stratejisinin sabit motor parametrelerine göre belirlenir. Bu ilk önce anahtarlamalı relüktans motorunun kontrol tasarımını zorlaştırıyor gözükabilir. Fakat düşük veya yüksek performanslı kontrol tasarımı moment dalgalanması ve sistemin hız cevabına göre sınıflandırılabilir. Uygulamaların küçük bir bölümü ve motor sürüş sistemlerinin küçük bir kısmında yüksek performans isteği gözükmektedir.

2. SERVOMEKANİZMA TEMELLERİ

2.1 Giriş

Günümüzde otomatik kontrol; otomotiv, uzay araçları, füze yönlendirmesi, robot kontrolü, uçak kontrolü, sıcaklık ve nem kontrolü, otomatik takım tezgâhları gibi çok geniş bir alanda uygulanmaktadır. Öncelikle, bir kontrol sisteminde kullanılan terimler burada kısaca verilecektir.

- Sistem: Belirli bir işi yapmak için bir araya getirilen ve beraber çalışan elemanların bir düzeneği veya topluluğudur.
- Kontrol: Sistemde kontrol edilen değişkenin değerini ölçmek ve istenen değer ölçülen değerden sapmasını düzeltmek veya sınırlamaktır.
- Tesis (plant): Bir donanım parçası veya bir dizi makine parçasının beraberce görevini yapması. Tesisin görevi özel bir işi yapmaktır. Kontrol edilen herhangi bir fiziksel nesne (fırın, kimyasal reaktör, iş makinesi vb.) bir tesistir.
- Giriş: Sistemi veya kontrol edilecek büyüklüğü kontrol etmek için uygulanan giriş sinyalidir.
- Kontrol edilen değişken (çıkış): Ölçülen ve kontrol edilen büyüklük veya durum. Normal olarak kontrol edilen değişken sistemin çıkışıdır.
- Servo sistem: Bir servo sistem veya servo mekanizma bir geri beslemeli kontrol sistemi olup sistemin çıkışı mekanik konum, hız veya ivme olabilir. Bu tanıma göre, servo sistem ile konum (hız veya hızlanma) kontrol sistemleri aynıdır. Servo sistemler modern endüstride çok yaygın olarak kullanılmaktadır. Örneğin tamamen otomatik çalışan takım tezgâhları.

Kapalı çevrim kontrol sistemlerine örnekler; hız kontrol sistemleri, robot kontrol sistemi, sayısal kontrol sistemi, sıcaklık kontrol sistemi ve trafik kontrol sistemi olarak verilebilir.

2.2 Geri Beslemeli Kontrol Sistemleri

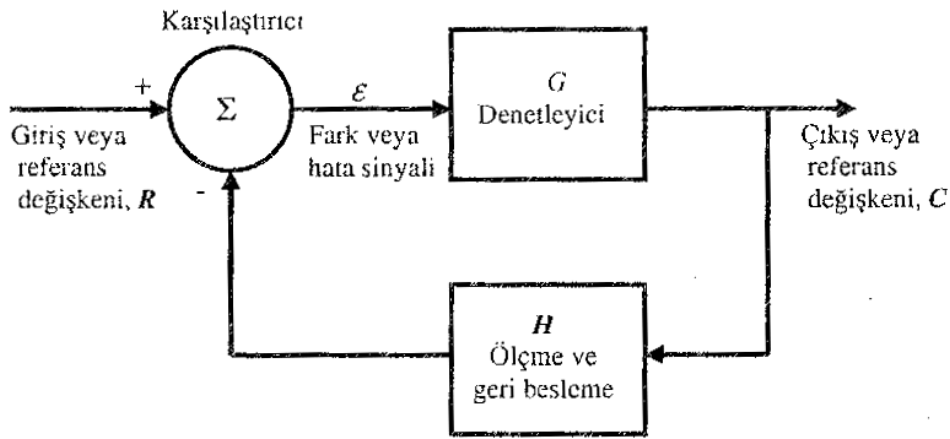
Kontrol sistemleri doğal olarak iki tipe sınıflandırılır. Bunlar; açık çevrim kontrol sistemi ve kapalı çevrim kontrol sistemidir. Sistemin tipi, kontrol edilen eleman ile kontrol eden eleman arasındaki ilişkiye bağlı olarak belirlenir.

2.2.1 Açık Çevrim Kontrol Sistemleri

Çıkış büyüklüğünün giriş büyüklüğü üzerinde etkisinin olmadığı kontrol sistemi olarak adlandırılır. Başka bir ifadeyle, açık çevrim kontrol sisteminde kontrol eden eleman kontrol edilen eleman üzerindeki etkisini bilmez.

2.2.2 Kapalı Çevrim Kontrol Sistemleri

Kapalı çevrimli sistemde gerçek çıkış ile istenen şart arasındaki yakınlık geri besleme elemanının davranışına çok bağlıdır. Bir geri besleme sistemi yapısal olarak genellikle aynı elemanlardan kurulu bir açık döngü sisteminden çok daha doğru sonuç verir.



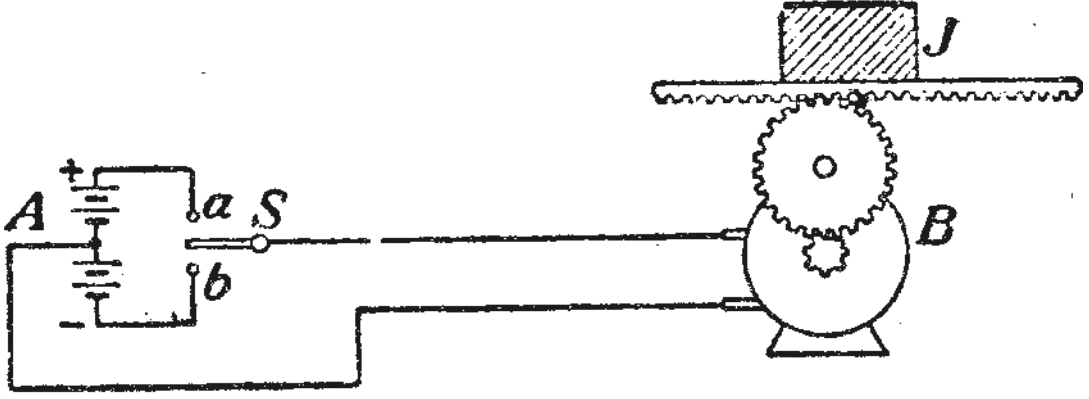
Şekil 2.1 Geri besleme kontrol sisteminin blok diyagramı

Şekil 2.1 'de gösterilen tipik geri besleme kontrol sisteminde olduğu gibi bütün geri besleme kontrol sisteminde beş ortak eleman vardır. Bunlardan ilki giriş sinyali veya referans değişkeni (R) olup istenen çıkışı veya kontrol edilen değişkeni (ikinci eleman, C) belirler. Üçüncü eleman (H) ise çıkış sinyalinin ölçülmesini ve girişe geri beslemesini içerir. Geri besleme, doğrudan veya ölçme değerini orantılı bir şekilde temsil eden bir büyüklük ile yerine getirilir. Karşılaştırma veya toplama dördüncü elemandır ve görevi giriş sinyali ile çıkıştan sağlanan geri besleme sinyalini karşılaştırmaktır. Karşılaştırmanın sonucu, bir fark veya hata sinyalidir. Bu hata sinyali (ε), denetleyici (G) sürer. Beşinci eleman olan denetleyicinin görevi ise istenen çıkış sinyalini üretmektir. Genellikle denetleyici tarafından temsil edilen işlem, performansı kontrol edilecek sistemi veya cihazı içerir.

2.3 Sistemler ve Sınıflandırılması

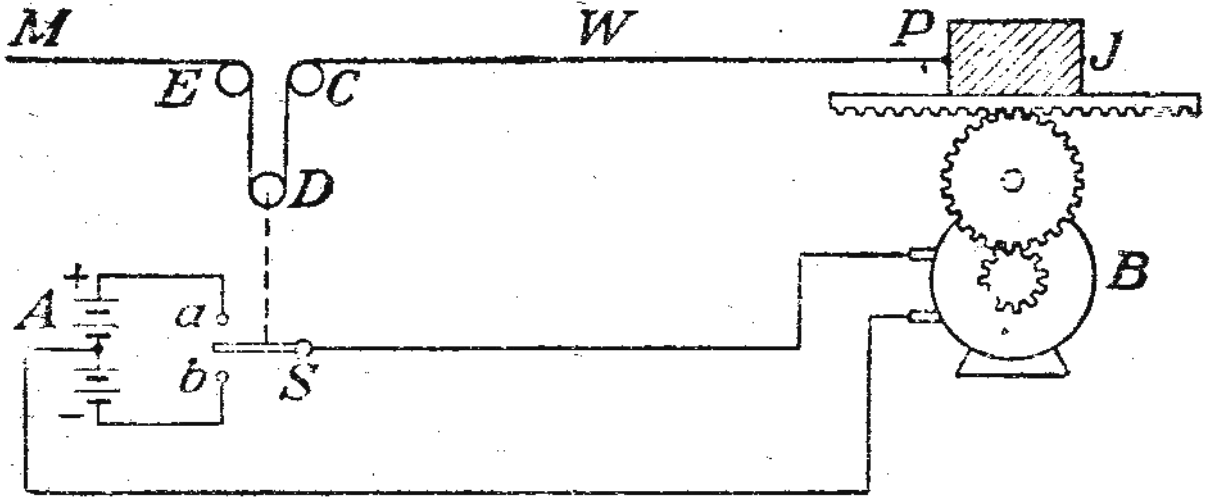
2.3.1 Pozisyon Kontrol Sistemleri ve Diferansiyel Bir Cihazdan Faydalanma

En basit kontrol sistemlerinin esas prensipleri diğer tip kontrol tiplerine de ve özellikle bazı cisimlerin pozisyonlarının ayar ve kontrolüne de uygulanabilir.



Şekil 2.2 Kesintili (açık-kapalı) pozisyon kontrol sistemi

Bu uygulama Şekil 2.2' de şematize edilmiştir. Pozisyonu uzaktan ölçen ve gösteren bu cihaz, yükün yer değiştirmesinin önceden belirtilmesi ve kontrolü için elverişli bir hale getirilebilir. Bu Şekil 2.3 'de gösterilmiştir.



Şekil 2.3 Otomatik kesintili pozisyon servo kontrol sistemi
(not: e ve c sabit makaralardır, d ise hareket edebilir serbest bir makaradır.)

Verilen bu örneklerde, M ucunun hareketi ne kadar küçük olursa olsun a veya b kontaklarından birinin kapanacağı kabul edilir. Anahtarın kolu ile sabit kontak elemanları arasındaki mesafe, gerçekte istenildiği kadar küçük yapılamaz ve bu bakımdan anahtarın işletilmesi için, ne kadar küçük olursa olsun belirli bir hareket yoluna ihtiyaç duyulur. Bu sisteme belirli bir *oynaklık* veya *tolerans* katar. Başka bir ifadeyle, giriş ve çıkış elemanlarının kararlı pozisyonları arasında sistemin meydana getirdiği sonuçların doğruluğu, kontrol anahtarının açılıp kapanması için gerekli minimum yer değiştirme ile sınırlanır. Bununla beraber, bu sıralanış sistemin işlemedeki prensibi değiştirmez.

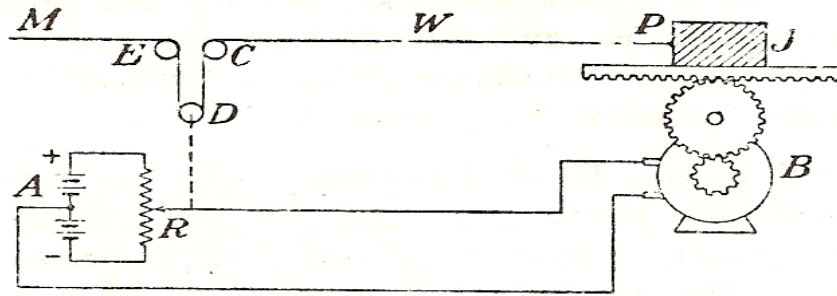
2.3.2 Kesintili (açık - kapalı) Kontrol Sistemleri

Şekil 2.3' de gösterilen kontrol sisteminde M giriş elemanının sınırlı bir yer değiştirmesinin P çıkış elemanı J yükünün eşit bir yer değiştirdiği sonucuna varılabilir. Bununla beraber yukarıdaki açıklamada giriş ve çıkış elemanlarının yalnız ilk ve son pozisyonları ele alınmış zaman unsuruna yer verilmemiştir. Bu yüzden Şekil 2.3' deki sistemin kesintili (açık-kapalı) kontrol tipine girer.

Bu sistemde giriş ve çıkış elemanlarının en son hareket miktarlarının eşit olmalarına rağmen giriş ve çıkışın ani hızları birbirinden farklı olduğu sonucu çıkar. Bu bakımdan süreksiz kontrolde *alçak hız* ve *doğruluk* elde edilemez.

2.3.3 Sürekli Kontrol Sistemleri

Şekil 2.3' deki sistemin çıkış ve giriş elemanlarının yer değiştirmeleri arasındaki ilişkiyi temin ettiği fakat çıkış hızının kontrolünde sağlıklı bir düzen sağlamadığı gösterilmiştir. Bu ek özellik aşağıda biraz farklı olarak verilen sistemde sağlanmıştır.



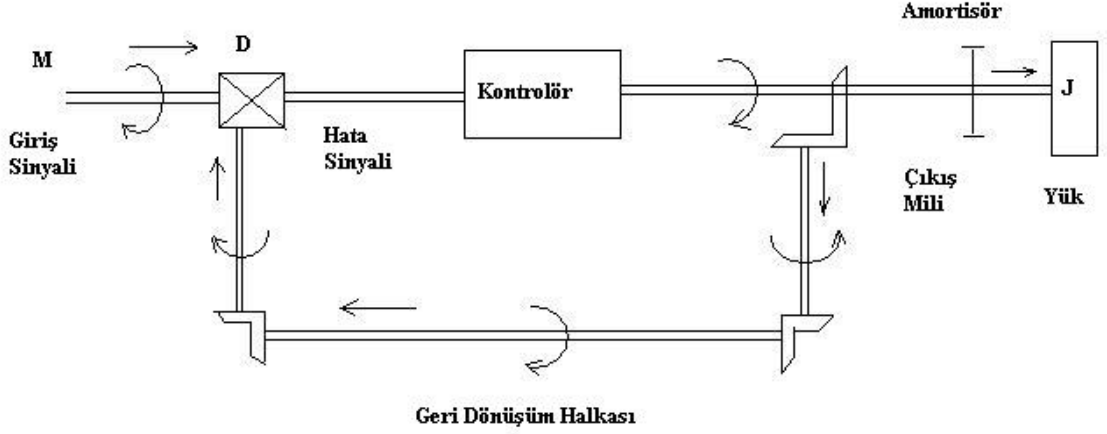
Şekil 2.4 Otomatik sürekli pozisyon servo kontrol sistemi

Şekil 2.4' de gösterildiği gibi bir R potansiyometresi, Şekil 2.3' deki S anahtarının yerine konulmuştur. Bu şekilde anahtarla kesintili olarak açılıp-kapanma şeklinde yapılan kontrol, potansiyometre ile sürekli tip kontrol şekline çevrilmiştir. Bu yeni sistemin getirdiği esas fark; potansiyometrenin ayarlanabilir kolunun hareketinin D diferansiyel makarasının hareketine eşit olarak meydana gelmesi ve bu şekilde B motoruna bu hareketle orantılı bir gerilim uygulanır.

2.3.4 Döner Hareket Yapan Kontrol Sistemleri

Pozisyon kontrol sistemlerine ait bundan önceki örneklerde hem giriş hem de çıkış elemanı doğrusal hareket yapmaktaydı. Aynı veya benzeri elemanlardan oluşturulmuş sistemler açısal pozisyon kontrollerinde de kullanılabilir.

Şekil 2.5’ deki diyagramda böyle bir sistem şematik olarak gösterilmiştir. Bu sistemin amacı; J yükünün ani açısall pozisyonununun M kontrol giriş milinin değışken açısall pozisyonunu takip edecek şekilde yapmaktadır.



Şekil 2.5 Basit pozisyon kontrol servo sistem blok diyagramı

Sistem hareketsiz durumda ise ve giriş mili bu anda ani olarak döndürülürse giriş ve çıkış millerinin pozisyonları arasındaki açısall fark veya hata, diferansiyel cihazını başlangıç durumundan saptırır. Bu, kontrolöre bir sinyal iletir. Bu şekilde yük, kontrolör tarafından diferansiyel cihazın hata sinyali sıfıra gelecek şekilde tahrik edilir. Bu şekilde kontrolör motorunun ve buna bağılı çıkış yükünün dönüşü giriş milinin dönüşünü takip eder. Bu bakımdan bu sisteme *servo sistem* adı verilmiştir.

2.4 Bir Servo Kontrol Sisteminin Başlıca Elemanları

Bundan önceki anlatılanların esas amacı kontrol ve kontrol sistemleri kavramını tanıtmaktı. Düşünülen özellikleri içeren bu gibi sistemler; regülasyon sistemleri ve servo kontrol sistemleri (servo mekanizmalar) olmak üzere iki genel sınıfa bölünebilir. Bununla beraber bu sınıflandırma pek kesin değildir ve kullanıldıkları belirli amaca bağılı olarak ara tiplerdeki cihazlara da rastlanır.

Bir regülasyon sisteminde giriş sinyalinin özelliklerinin bilinmesi gerekir ve sistem, çıkış sinyalini giriş sinyalinin özelliklerine uyacak şekilde tespit edilmiş bir değerde sürüp götüreceği şekilde işler. Örneğin, Şekil 2.6’daki regülasyon sistemi termostatın tespit edilmiş bulunan ayarına uyacak şekilde, tespit edilmiş bir sıcaklık derecesini sürdürmeye çalışır.

Servo kontrol sistemi veya servo mekanizmalarda giriş genel olarak değişkendir ve sistem, çıkışı giriş sinyallerini ve bundaki değişimleri yakından takip edecek şekilde işler.

Pozisyon servo kontrol sisteminin gayesi; uzakta bulunan bir yükün kontrol giriş mili veya elemanının pozisyonunu mümkün olduğunca hatasız ve hızlı bir şekilde takip edilmesidir.

Böyle bir servo sistemi aşağıdaki elemanlardan oluşur;

1. Bir giriş elemanı veya mili
2. Bir çıkış elemanı veya mili
3. Hatayı ölçen bir diferansiyel cihaz, bu cihaz, sistemin giriş elemanı ile çıkış elemanının ani pozisyonlarını karşılaştıracaktır.
4. Kontrolör, burada, gerekli amplifikatör ve enerji kaynağı, bir motor ve yükün bu motora bağlanması için gerekli dişli mekanizması ve bağlama tertipleri bulunur.
5. söndürme ve stabilize etme cihazları.

Bu elemanların işleyişleri sırayla şu şekilde açıklanabilir;

1. Giriş elemanının ani pozisyonu, çıkış elemanının pozisyonu için daima bir standart oluşturur ve servo sistemin işlemesi ile bu pozisyonların birbirini karşılıklı etkilemesi sağlanır.

2. Çıkış elemanı, sistemde giriş elemanının pozisyonuna karşılık değiştirilmesi sistem tarafından sağlanan elemandır.

3. Diferansiyel cihaz giriş ile çıkış arasındaki fark veya hata ile orantılı bir sinyal verir. Bu sinyal mekanik bir yer değiştirme veya elektrik gerilimi olabilir.

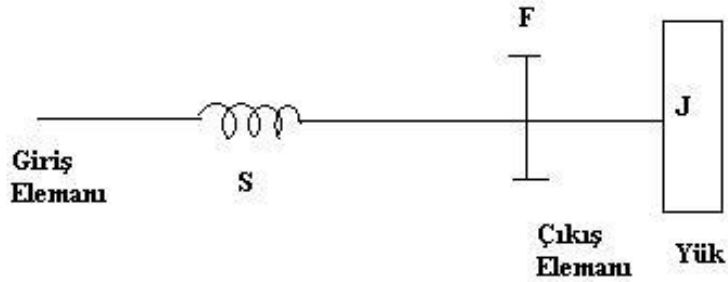
4. Kontrolör; diferansiyel cihazın ürettiği hata sinyali ile ikaz edilir. Bu kontrolör, çıkış elemanı ve yüke, hata sinyalini küçültecek veya sıfıra getirecek yön ve büyüklükte bir tahrik edici kuvvet uygular.

5. Söndürme ve stabilize etme cihazları titreşimleri azaltarak, sistemin özelliklerini arttırmaya yarar.

Burada düşünülen servo mekanizmayı açıklayan Şekil 2.5' e tekrar dönülürse, hata sinyalinin kontrolörü ikaz etmesi (ve dolayısıyla çıkış yükünü tahrik etmesine) rağmen, sistemin karakteristik özelliğinin çıkışı diferansiyel cihaza bağlayan halkanın olduğu görülür. Bu bağlantının gayesi, hata sinyalini meydana getirmek amacıyla, giriş büyüklüğü ile diferansiyel cihazda karşılaştırılmasına olanak sağlamaktır. Bu şekilde, bu bağlantı, çıkış büyüklüğünün

diferansiyelde karşılaştırılması için girişe geri verildiği bir kanal oluşturur ve bu geri besleme devresi kontrolör etrafındaki devreyi kapar.

İşlemesi bakımından, şimdi açıklanan servo sistemin, Şekil 2.6' da gösterilen sistemle karşılaştırılması çok öğretici olacaktır. Şekil 2.6' da ki giriş elemanı, çıkış elemanı ve yük, S yayı ile doğrudan doğruya bağlanmıştır. Her iki durumda da, J çıkış ataleti ve F sürtünmesinin aynı olduğu kabul edilmiştir ve bundan başka S yayının sertliği, giriş yayı ne şekilde hareket ettirilirse ettirilsin, giriş-çıkış pozisyonlarını daima birbirine eşit tutacak kadar büyük seçilmiş olsun. Buna rağmen Şekil 2.6 'da gösterilen direkt tahrik sistemi hiçbir kontrol özelliğine sahip değildir ve giriş elemanına yükü hareket ettirecek bütün tahrik momentin uygulanması gerekir. Bu moment, giriş elemanından doğrudan doğruya yüke aktarılacaktır. Şekil 2.5' de gösterilen servo sistemde ise, giriş elemanından yüke hiçbir moment uygulanmaz. Bundan dolayı servo mekanizmada giriş ve çıkış pozisyonları birbirleriyle karşılaştırılır ve aralarındaki fark bir hata sinyaline çevrilir. Bu sinyal, kaynağından kontrolör yardımıyla gerekli enerjiyi serbest hale geçirir. Bu kaynak kontrolörü uyarır ve kontrolör de yüke, giriş elemanının pozisyonuna uygun bir pozisyona getirmek için gerekli olan momenti üretir ve uygun pozisyona geliş diferansiyeldeki hızın sıfıra gelmesiyle olur. Bu şekilde giriş elemanının tahrik düzeni, yükü tahrik işinden tamamıyla ayrı tutulmuştur. Yükün tahriki işi kontrolör ile buna bağlı enerji kaynağından faydalanılarak yapılmıştır.



Şekil 2.6 Doğrudan doğruya tahrikle pozisyona getirme sistemi

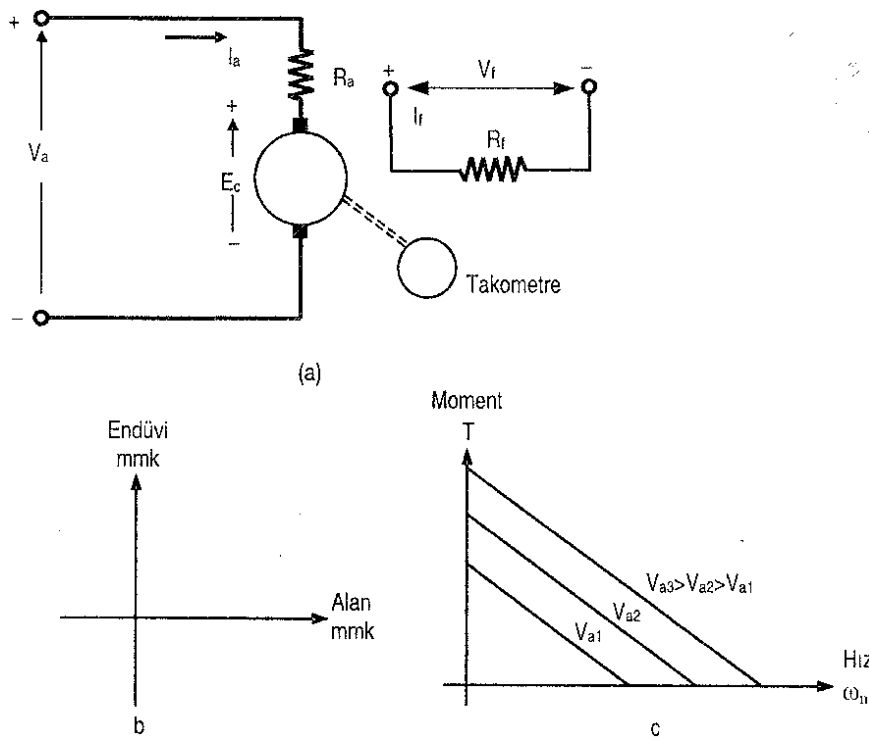
2.5 Servo Motorlar

Servo motorlar bazen kontrol motorları olarak da adlandırılırlar, elektrik motorları olup özellikle geri beslemeli kontrol sistemlerinde çıkış hareketini kontrol edici olarak kullanılmak üzere tasarlanırlar ve üretilirler.

Servo motorların güçleri birkaç wat' tan birkaç yüz watt' a kadar olabilir. Servo motorlar yüksek hız tepkisine sahiptirler. Bu özellik ise servo motorların düşük rotor ataletine sahip olmalarını gerektirir. Bu motorlar daha küçük çaplı ve daha uzundurlar. Servo motorlar normal olarak düşük veya sıfır hızda çalışırlar ve bundan dolayı moment veya güç değerleri aynı olan klasik motorlara göre boyutları daha büyüktür. Servo motorlar, robotlar, radarlar, bilgisayar, takım tezgahları, izleme ve yol gösterme sistemleri ve işlev denetleyiciler olarak kullanılabilir. Günümüzde hem DA hem de AA servo motorlar kullanılmaktadır.

2.5.1 DA Servo Motorlar

DA servo motorlar yabancı uyarımlı DA motorlar veya kalıcı mıknatıslı DA motorlardır.



Şekil 2.7 Da servo motor (a) şematik diyagramı (b)endüvi ve alan mmk'leri (c) moment-hız karakteristikleri

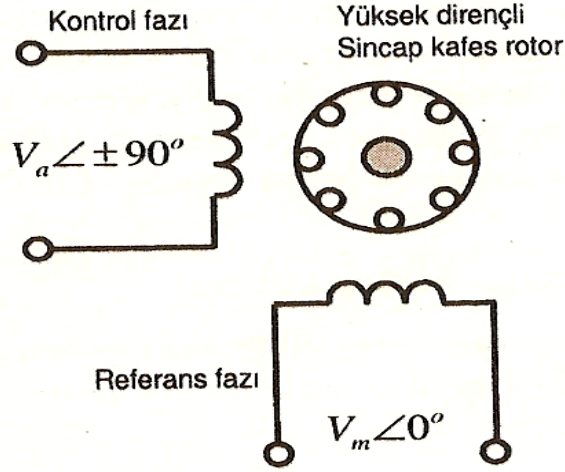
Yabancı uyarımlı bir DA servo motorun şematik diyagramı Şekil 2.7(a)' da gösterilmiştir. Temel çalışma prensibi klasik DA motorları ile aynıdır. DA servo motorlar genellikle endüvi gerilimi ile kontrol edilir. Endüvi, büyük direnç değerine sahip olacak şekilde tasarlanır. Böylece moment-hız karakteristikleri doğrusal olmaktadır. Endüvi mmk'i ve uyarım alanı mmk'i bir DA makinesinde birbirlerine diktir. (Şekil 2.7(b)). Bu özellik, hızlı moment tepkisi sağlar. Çünkü moment ve akı birbirlerinden bağımsızdırlar. Bundan dolayı endüvi gerilimdeki veya akımındaki adım şeklindeki bir değişim sonucunda, rotorun hızında veya konumlamada hızlı değişiklikler gerçekleştirilir.

2.5.2 AA Servo Motorlar

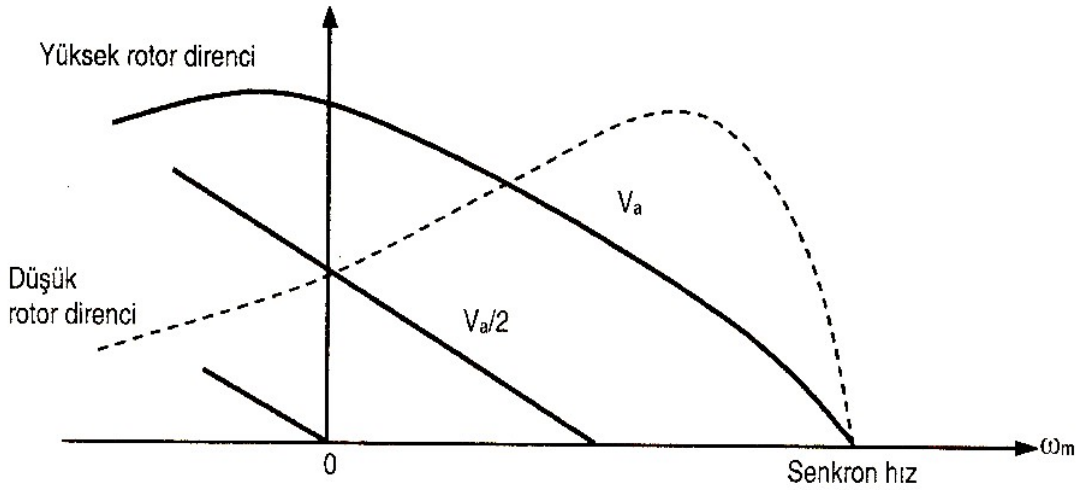
DA servo motorların güçleri birkaç wat' tan birkaç yüz wat' a kadar olabilir. DA servo motorlar, yüksek güçlü uygulamalarda da kullanılır. Günümüzde, AA servo motorlar hem düşük hem de yüksek güç uygulamalarında kullanılmaktadır. AA motorların yapıları basit, ataletleri düşüktür. Ancak, genellikle doğrusal olmayan özellik gösteren ve yüksek manyetik başa sahip makinelerdir. Ayrıca, moment-hız karakteristikleri DA servo motorları gibi ideal değildir. Bunların yanı sıra, AA servo motorlar aynı boyuttaki DA servo motorlar ile karşılaştırıldıklarında daha düşük momente sahiptirler.

2.5.2.1 İki – Faz Servo Motorlar

Kontrol sistemlerinde kullanılan çoğu AA servo motorlar, iki faz sincap kafesli asenkron makinelerdir. Frekansları normal olarak 60 Hz veya 400 Hz olabilir. Yüksek frekans, hava yolu sistemlerinde kullanılmaktadır.



Şekil 2.8 İki faz aa servo motor

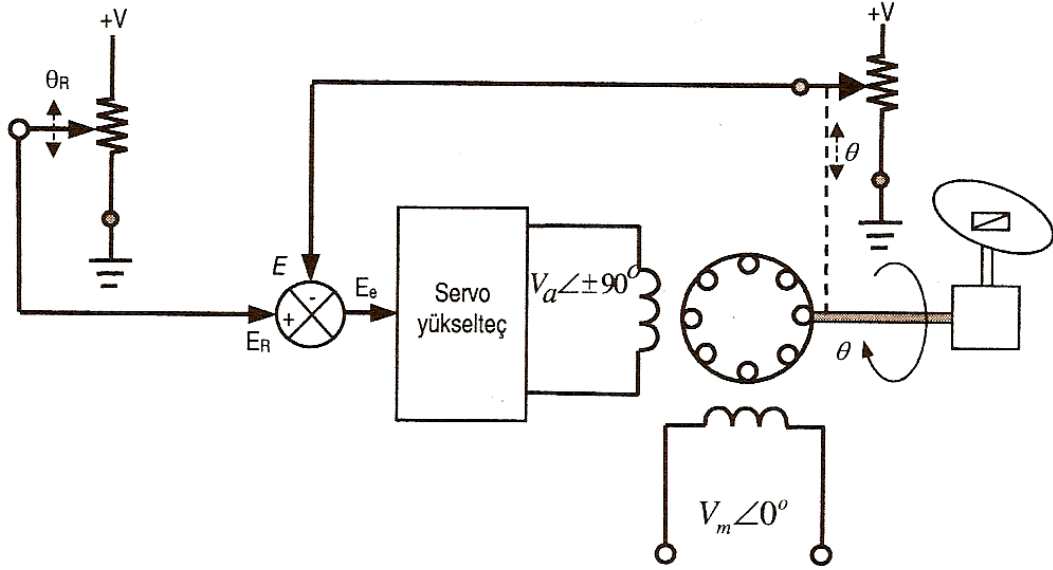


Şekil 2.9 İki faz servo motorun moment-hız karakteristiği

İki-faz AA servo motorun şematik diyagramı Şekil 2.8’ de gösterilmiştir. Stator, birbirinden 90° elektrik açılı dağıtılmış iki sargıdan oluşur. Sargının birisi referans fazı veya sabitlenmiş faz olarak adlandırılır ve genliği sabit bir AA gerilim kaynağına ($V_m < - 0^\circ$) bağlanır. Diğer sargı ise kontrol fazı olarak adlandırılır ve referans fazı ile aynı frekansa sahip genliği ayarlı bir AA gerilimle beslenir. Ancak kontrol fazı ile referans fazı arasında 90 elektrik derecesi vardır. Kontrol fazının gerilimi genellikle bir servo yükselteçten sağlanır. Motorun dönüş yönü, kontrol fazı ile referans fazı arasındaki faz ilişkisinin ileri veya geri olmasına bağlıdır. Dengeli iki faz gerilimlerinin genlikleri eşit ($|V_a| = |V_m|$) olduğunda motorun moment-hız karakteristiği üç faz asenkron motora benzerdir. Düşük rotor dirençlerinde bu karakteristik doğrusal değildir. (Şekil 2.9). Böyle bir moment- hız karakteristiği, kontrol sistemlerinde kabul edilemez. Ancak, rotor direnci yüksek ise moment- hız karakteristiği Şekil 2.9’ da ki gibi geniş bir hız aralığında özellikle sıfır hız seviyelerinde aslında doğrusaldır. İki faz asenkron makineyi kontrol etmek için referans sargısı genliği sabit bir alternatif gerilim ile kontrol sargısı ise genliği ayarlanabilen bir alternatif gerilimle beslenir.

Örnek Uygulama: Radar Konum Kontrolü

İki faz AA servo motorun kullanıldığı kapalı döngü kontrol sistemine bir örnek olarak Şekil 1.10’ da gösterilen radar anten konum kontrol sistemi verilebilir.

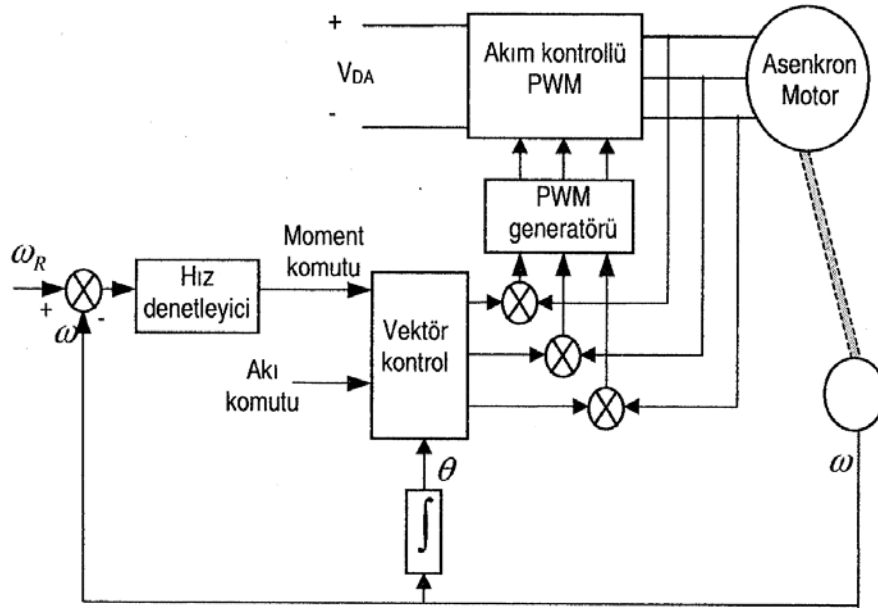


Şekil 2.10 Radar konum kontrol sistemi

Burada, konum bilgisi sağlayıcı olarak iki adet potansiyometre kullanılır. Referans potansiyometresi, istenen konum komutuna (θ_R) bağlı olan bir (E_R) gerilimi üretir. İkinci potansiyometre ise servo motorun miline mekanik olarak monte edilir ve motorun çıkış mili konumuna (θ) orantılı bir gerilimi (E) üretir. Bu iki gerilim arasındaki fark ($E_e = E_R - E$) böylece konum hatasına ($\theta_R - \theta$) orantılıdır. Bu hata bir servo yükseltici besler. Servo yükselteç ise konum hatasını sifira azaltmak için kontrol fazı sargısına uygulanması gerekli olan gerilimi (V_a) üretir.

2.5.2.2 Üç – Faz AA Servo Motorlar

DA servo motorlar, yüksek güç servo sistemlerin uygulama alanlarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak, son yıllarda yüksek güç servo sistem uygulamalarında üç faz asenkron motorun servo motor olarak kullanımı üzerine yapılan araştırmalar başarıya ulaşmış ve üç faz asenkron motor endüstride yüksek güç uygulamalarında hızlı bir şekilde yerini almaya başlamıştır. Üç faz asenkron motor yapı olarak dayanıklı olmakla beraber doğrusal olmayan bir özelliğe sahiptir ve bundan dolayı kontrolü karmaşıktır.



Şekil 2.11 Vektör kontrollü üç faz asenkron motorun servo motor kullanımı

Son yirmi yıldaki çalışmalar, üç faz asenkron motorun yabancı uyarımlı DA motoru gibi kontrol edilebileceğini göstermiştir. Üç faz asenkron motorun stator akım vektörünün, birbirine dik ve birbirinden bağımsız iki bileşenle temsil edildiği ve dik bileşenlerden birisiyle momentin, diğeriyle akının kontrol edebildiği tekniğe vektör kontrol veya alan yönlendirme denilmektedir. Bu teknik yüksek hız tepkisi ve yüksek moment tepkisi sağlamaktadır. Şekil 2.11’ de vektör kontrollü üç faz asenkron motorun servo motor olarak kullanılmasına ilişkin bir blok diyagramı verilmiştir.

3. SANAYİDE SERVO MOTOR OLARAK KULLANILAN ELEKTRİK MAKİNELERİ

3.1 Anahtarlamalı Relüktans Motor

3.1.1 Giriş

Modern anahtarlamalı relüktans motoru özelliklerinin bir kısmını kapsayan adım motoru 1920'lerde C.L. Walker tarafından Aberdeen'de icat edildi. Gelişen süreçte anahtarlamalı relüktans motorları ilk olarak 1838'e İskoçya'da bir lokomotifin çalıştırılması için yapılan araştırmalarda ortaya konulan bir fikirdir (MIL93).

Anahtarlamalı relüktans motorlar ortaya çıkmasından kısa bir süre sonra insan yaşamının birçok yerinde kullanılmaya başlanmıştır. Örneğin; ev aletleri, klima sistemleri, motor sürücüler, pompa motoru, otomobil ve demiryolu teknolojisinde kullanılmaya başlanmıştır.

Düşük güçlü uygulamalarda, daimi mıknatıslı senkron motorlar, yüksek verimliliği ve iyi performansından dolayı daha yaygın bir şekilde kullanılmıştır. Değişken hız uygulamalarında ise basitlik ve güç konverteri gereksinimi, anahtarlamalı relüktans motorları, indüksiyon ve PM motorlarına nazaran daha çekici yapmıştır.

Anahtarlamalı relüktans motorlar, çift katlı sargılara sahip, statorun bağımsız sargılarında ise tek uyarımlı bir makinedir. Anahtarlamalı relüktans motorların stator yapısı, PM motorununki ile benzerlik gösterir fakat rotor yapısı herhangi bir daim mıknatısa sahip olmadığı için daha basit yapıdadır.

Kutuplarda stator sargıları, motorun bir fazını oluşturmak seri veya paralel bağlanır.

Anahtarlamalı relüktans motorlar çeşitli kombinasyonlarda stator ve rotor kutuplarına sahiptir. Örneğin; (6 stator kutbu ve 4 rotor kutbu) 6/4 gibi, 8/4, 10/6, 12/6 vb. 4/2, 2/2 biçimleri de mümkündür fakat rotor ve stator kutuplarının tamamen hizaya gelmesi esnasında gerekli başlangıç momentini oluşturması imkânsızdır. Stator ve rotor kutup sayılarının artması momentteki dalgalanmayı azaltır.

Genel olarak motor tasarımı; elektromanyetiğin temel ilkelerini göz önüne alarak adım adım yapılır. Boyutların seçimiyle, hizalı ve hizasız konumda endüktans hesaplaması için bir prosedür belirlenir. Bu yöntem ilk olarak (COR79) tarafından yapılmış olup, zaman içinde farklı araştırmacılar tarafından birçok metot tanımlanmıştır,(MAT89) ve (RAD94).

3.1.2 Anahtarlama Relüktans Motor Tanımı

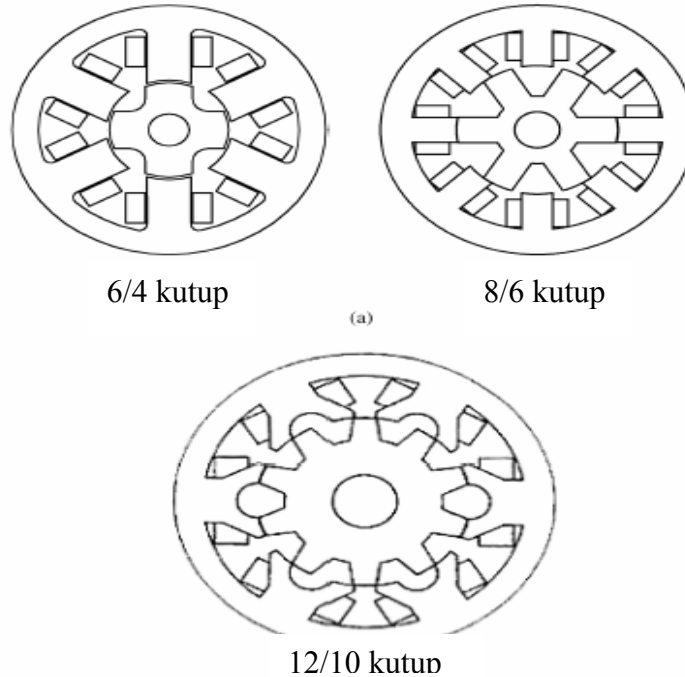
1969' dan günümüze kadar, çeşitli tipteki anahtarlama Relüktans motorlar çeşitli hız uygulamaları için tercih edilmişlerdir. Bu motor çeşidinin ortaya çıkması 1842 öncelerine kadar dayanır fakat motorun icat edilmesi yüksek güçlü anahtarlama elemanların ortaya çıkmasıyla birlikte olmuştur.

Anahtarlama Relüktans motor, senkron motor gibi görünse de farklı özelliklere sahip olması onu senkron motor tipinden ayrı tutmaktadır.

Anahtarlama Relüktans motorun stator sargıları bir DC motorun stator sargıları gibi oluşturulmuştur. Ayrıca rotorunda herhangi bir sargı veya mıknatıs bulunmamaktadır. Hem statorun hem de rotorun belirgin kutup sayıları vardır.

Farklı kutup sayılarına sahip çeşitli anahtarlama Relüktans motorların rotor – stator şekilleri aşağıda gösterilmiştir.

Motor tetiklendiğinde rotor kutbu, stator kutbu ile aynı hizaya gelmeye çalışır. Manyetik bir devrede, hareketli kısım (rotor), tetiklenme olduğunda, minimum manyetik direnci sağlayacak bir konuma gelmeye çalışır. İki rotor kutbu, iki stator kutbu ile hizaya gelirken diğer rotor kutupları stator kutupları ile olan hizasını bozar.



Şekil 3.1 Anahtarlama relüktans motor konfigürasyonları. (a) her kutupta tek diş. (b) her kutupta çift diş (12/10 kutuplu)

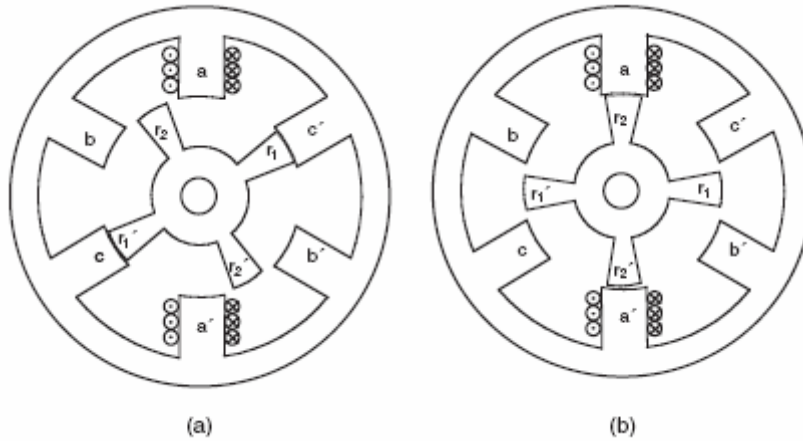
Daha sonra sırasıyla diğer stator kutupları tetiklenerek sıradaki rotor kutuplarının hizaya getirilmesini sağlar. Bu şekilde, stator sargılarındaki akımı değiştirerek rotorun dönme hareketi gerçekleştirilir.

Rotor hareketinde, moment ve güç üretiminden dolayı, manyetik direncin değişmesiyle stator sargılarındaki akımlar tetiklenir. Bu motor tipi için değişken hızlı motor sürücüleri tasarlanmıştır.

3.1.3 Anahtarlamalı Relüktans Motorun Basit Çalışma Prensipleri

Rotor kutuplarının (r_1 ve r_1') stator kutupları ile (c_1 ve c_1') ile aynı hizaya olduğunu düşünelim.

Şekil 3.2a'da gösterilen durumda stator sargılarını enerjilendirelim.



Şekil 3.2 Anahtarlamalı relüktans motorun çalışması. (a) fazlar hizalı. (b) fazlar hizasız

Tetiklemeden sonra rotor kutupları (r_2 ve r_2') stator kutupları (a ve a') ile aynı hizaya gelir. Kutuplar karşılıklı hiza durumuna geldiği zaman stator akımı kesilir ve Şekil 3.2b'deki durum ortaya çıkar. Şimdi statorun b ve b' kutuplarındaki sargılar tetiklenir ve rotorun r_1 ve r_1' kutuplarını saat yönünde döndürerek hizaya gelmesini sağlar. Aynı şekilde statorun c ve c' kutupları tetiklenerek rotorun r_1 ve r_1' kutuplarının hizaya gelmesini sağlar.

Böylelikle rotorun saat yönünde 90° dönmesi stator sargılarındaki 3 fazın sırayla tetiklenmesi ile olur.

Rotorun tam bir devresi için stator fazlarının rotor kutup sayısında tetiklenmesi gerekir. Fazlardan herhangi ikisinin tetiklenme sırası değiştirilirse eğer rotorun dönüş yönü değiştirilebilir.

3.1.4 Anahtarlamalı Relüktans Motorunun Çalışmasının İlkesi

Anahtarlamalı Relüktans motorunda tork üretimi, bir bobinde meydana gelen elektromekanik enerji dönüşümü ile açıklanmaya çalışılmıştır. Bu durum Şekil 3.3a'da gösterilmiştir.

Bobinin N sarımdan olduğunu düşünelim. Eğer bobin bir i akımı ile enerjilendirildiğini zaman ϕ fluxu meydana gelir.

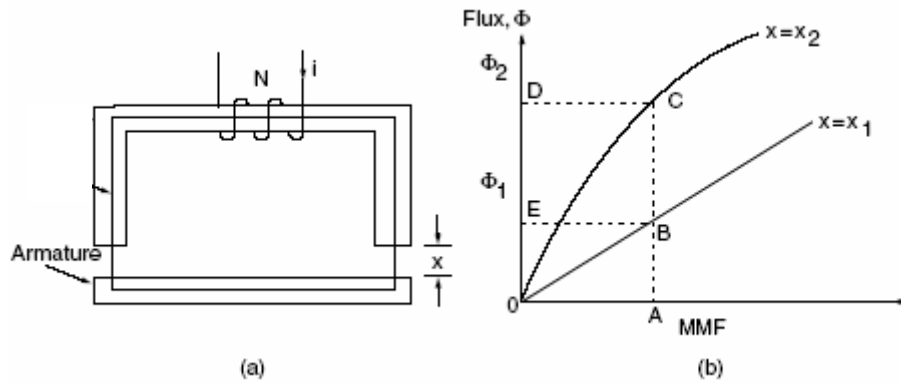
Magnetomotor kuvvetinin değişimi (mmf) hava aralığının farklı iki değeri için ($x_1 > x_2$) aşağıdaki Şekil 3.3b'de gösterilmiştir.

x_1 için mmf karakteristiğindeki değişim doğrusaldır çünkü hava aralığının manyetik direnci baskındır. Manyetik devirdeki hava aralığı akısını daha küçük yapmak için elektrik giriş enerjisi şu şekilde yazılır;

$$W_e = \int e i dt = \int i dt \frac{dN\Phi}{dt} = \int N i d\Phi = \int F d\Phi \quad (3.1)$$

e : Elektromanyetik kuvvet

F : Magnetomotor kuvvet



Şekil 3.3 Selenoid ve karakteristiği. (a) selenoid. (b) akı ve mmf grafikleri

W_e ; giriş elektrik enerjisidir. Bobinde depolanan (W_f) ve mekanik enerjinin (W_m) toplamına eşittir.

$$W_e = W_f + W_m \quad (3.2)$$

Herhangi bir mekanik işin yapılmadığı zaman, x_1 pozisyonunda başlayan rotordaki gibi, depolanan elektrik enerjisi; (3.1) eşitliğindeki giriş elektrik enerjisine (W_e) eşittir. Bu durum, Şekil 3.3b'de gösterilen OBEO alanı ile ifade edilir.

Alan enerjisinin tamamlayıcısı *coenerji* olarak adlandırılır. Şekil 3.3b'de OBAO alanı ile ve matematikte de $\int \phi dF$ ile ifade edilir.

Benzer şekilde rotorun x_2 konumu için alan enerjisi; OCDO alanı tarafından gösterilir ve *coenerji* OCAO alanı tarafından gösterilir. Artımsal değişkenler için (3.3) eşitliği şu şekilde yazılır.

$$\delta W_e = \delta W_f + \delta W_m \quad (3.3)$$

Şekil 3.3b'de A çalışma noktasında, sabit F_1 için çeşitli enerjiler aşağıdaki denklemler gibi tanımlanır;

$$\delta W_e = \int_{\phi_1}^{\phi_2} F_1 d\phi = F_1 (\phi_2 - \phi_1) = \text{alan}(BCDEB) \quad (3.4)$$

$$\delta W_f = \delta W_f|_{x=x_2} - \delta W_f|_{x=x_1} = \text{alan}(OCDO) - \text{alan}(OBEO) \quad (3.5)$$

(3.3) ve (3.5) eşitliklerinden yararlanılarak, mekanik enerji W_m şu şekilde ifade edilebilir;

$$\delta W_m = \delta W_e - \delta W_f = \text{alan}(OBEO) \quad (3.6)$$

Elde edilen magnetomotor kuvveti arada kalan OBEO alanı ile ifade edilir. Dönme hareketi yapan bir elektrik motorunda, elektromanyetik tork bakımından artan mekanik enerji rotor konumundaki değişiklik arasındaki bağlantı şu şekilde ifade edilir;

$$\delta W_m = T_e \delta \theta \quad (3.7)$$

Bu ifadede T_e ; elektromanyetik tork, $\delta \theta$ ise rotor açısını gösterir. Buradan elektromanyetik tork şu şekilde ifade edilebilir;

$$T_e = \frac{\delta W_m}{\delta \theta} \quad (3.8)$$

Elektromanyetik kuvvetin sabit olduğu durumlarda, artımsal mekanik iş *coenerji*deki değişikliğin oranına eşittir. W_f ' burada hiçbir şey değildir fakat alan enerjisinin tamamlayıcısını ifade eder. Böylelikle yapılan artımsal mekanik iş şu şekilde ifade edilebilir;

$$\delta W_m = \delta W_f' \quad (3.9)$$

$$W_f' = \int \Phi dF = \int \Phi d(Ni) = \int (N\Phi) di = \int \lambda(\theta, i) di = \int L(\theta, i) di \quad (3.10)$$

Yukarıdaki denklem; (L: endüktans, λ : akı kaçacağı) rotor konumu ve akımı arasındaki eşitliği gösterir. coenerjideki herhangi bir değişiklik iki rotor konumu olan θ_1 ve θ_2 arasındaki alan ile ifade edilir. Bu yüzden; hava aralığı torku aşağıdaki ifadede gösterildiği gibi rotor açısal konumu ve akımı ile ifade edilebilir.

$$T_e = \frac{\delta W_m}{\delta \theta} = \frac{\delta W_f'}{\delta \theta} = \left. \frac{\delta W_f'(i, \theta)}{\delta \theta} \right|_{i=sabit} \quad (3.11)$$

Eğer endüktans lineer ise ki bu durum pratikte pek mümkün olmaz, tork ifadesi şu şekilde yazılabilir;

$$T_e = \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \cdot \frac{i^2}{2} \quad (3.12)$$

(3.12) ifadesinden (3.13) ifadesi çıkarılabilir.

$$\frac{dL(\theta, i)}{d\theta} = \left. \frac{L(\theta_2, i) - L(\theta_1, i)}{\theta_2 - \theta_1} \right|_{i=sabit} \quad (3.13)$$

(3.13) 'e göre diferansiyel endüktans değeri, sabit tork durumunda Nm/A²ile ifade edilir. Fakat endüktans ifadesinin sabit kalamadığı zamanla değiştiği göz ardı edilmemelidir. Bu durumda, anahtarlamalı relüktans motorunun, dc ve ac motorun sahip olduğu sürekli haldeki devreye (steady-state) sahip olamayacağı anlamına gelir.

(3.12) denkleminde çıkarabileceğimiz teorik sonuçlar aşağıda sıralanmıştır;

1. Tork akımın karesi ile orantılıdır. Bu yüzden, akım, tek yönlü tork üretmek için tek yönlü olabilir. Bu ac makinelerdeki durumun tam aksinedir. Bu tek yönlü akımın ayrı bir avantajı ise; sargı fazlarındaki akımın kontrolü için tek bir anahtarlamamanın yeterli olmasıdır. Bu özellik konverterlerde güç anahtarlamalarının sayısını azaltır ve kontrolü ekonomik hale getirir.

2. Tork sabiti, örneğin rotor konum karakteristiğindeki endüktansın eğimi ile ifade edilir. Bir stator sargısındaki endüktans değerinin rotor konumuna ve rotor akımına bağlı olduğu görülür ve bu durum endüktans değeri değişimini doğrusallıktan çıkartıyor. Bunun doğrusal olmamasından dolayı, bu motor için basit bir devre eşitliğinin ortaya konması mümkün değildir.

3. Tork, akımın karesi ile doğru orantılı olduğu için bu motor bir DC motorlara benzer. Bu yüzden anahtarlamalı relüktans motorunun başlangıç torku gayet iyidir.
4. Endüktans değişiminin negatif olması durumunda meydana gelen tek yönlü bir akımla herhangi bir hareket oluşturulabilir.
5. Rotor hareketinin yönü, stator sargılarındaki faz sırasının değişimi ile basitçe değiştirilebilir.
6. Tork ve hız kontrolü, konverter ile yapılır.
7. Bu motor, çalışabilmesi için kontrol edilebilir bir konvertere ihtiyaç duyar ve ayrıca direkt olarak 3 fazlı bir güç kaynağından beslenemez. Bu yüzden, sabit hız uygulamaları için bu motor sürücüsü indüksiyon ve senkron motorlarla karşılaştırıldığında pahalıdır.
8. Çalışabilmesi için bir konvertere ihtiyaç duymasından dolayı, bu sistem, bir değişken hızlı motor sürücü sistemidir.
9. Anahtarlamalı relüktans motorunun stator sargıları arasında çok az miktarda karşılıklı endüktans vardır ve bu çoğu pratik uygulamalarda ihmal edilir. Sargılar arası karşılıklı etkileşim ihmal edildiğinden dolayı, her fazın elektriklenmesi diğer fazlardan bağımsız olarak gerçekleştirilir.

Bu anahtarlamalı relüktans motorunu diğer motor çeşitlerinden ayrı tutan en önemli özelliklerinden biridir. Bu özellikten dolayı, herhangi bir fazda beklenmedik bir hatanın örneğin kısa devrenin, diğer fazlara herhangi bir olumsuz etkisi olmaz. Böylelikle diğer fazlardaki normal çalışma devam eder ve hatanın olduğu andan önceki ve sonraki gerilim gereksiniminde herhangi bir değişiklik olmaz.

Motorun stator sargı fazlarının birbirinden tamamen ayrı olması, bu motora, hava aracı aktüatörlerinde ve jeneratörlerde büyük bir kullanım alanı sağlar. aktüatörler savunma sanayinde, motorlar nükleer güç ünitelerindeki pompalarda, çekme ve elektrik makinelerinde yaygın olarak kullanılır.

Bu motor çeşidinin diğer motor çeşitleri ile karşılaştırılmasının uç noktadaki örneği; tek fazlı PM motorlardaki kısa devre hatasının ve anahtarlamalı relüktans motorlardaki kısa devre hatasının karşılaştırılmasıdır.

10. Tüm güç konverter konfigürasyonlarında, diğer motor türlerinin aksine, her çalışma evresi için akımın tek yönlü olması, DC kaynak gerilimi altındaki motor sargı fazlarının seri bir biçimde anahtarlanabilmesine olanak sağlar.

Motorda, kısmi sargı hatası, anahtarlama hatası veya kısa devre hatasının olması ihtimaline karşın, hataları izole etmek için akım yükselmesinde önemli bir gecikme zamanı vardır. Hatta güç anahtarlama hatası esnasında akımda herhangi bir artış veyahut değişiklik gözlenmez.

Karşılaştırmada; tüm diğer AC motor sürücüleri, DC kaynağı karşılayan devresinde iki adet güç anahtarlama devresine ihtiyaç duyar, anahtarlama devresinin merkez nokta bağlantısı ile son motor sargı fazı irtibatlandırılır.

Tek bir faz için tüm bu düzenlemeler *faz bacağı* veya *inverter* olarak adlandırılır. İnverterdeki sadece bir tek anahtarlama herhangi bir zamanda gerçekleşebilir.

Anahtarlama esnasındaki herhangi bir küçük zamanlama hatası DC besleme kaynağında kısa devre hatasına yol açacaktır.

Yukarıda yapılan açıklamalardan sonra, aşağıdaki özelliklere sahip olmasının haricinde, anahtarlama relüktans motorunun genel olarak step motora benzediğini söyleyebiliriz.

1. Daha az kutup
2. Daha büyük adım açısı
3. Daha yüksek güç çıktısı
4. Kutup başına düşen diş sayısı (genelde bir tane)

Manyetik devrenin lineersizliği yüzünden, karşılaştırma işlemine daha fazla devam edilemez.

3.1.5 Endüktans ve Rotor Konumunun Arasındaki İlişki

Motor sürücü devrelerinin sınırlamalarını ve kontrol olanaklarını oluşturabilmek için, akıma bağlı olarak değişen akı kaçacağı ve rotor pozisyonu arasındaki ilişkiyle belirlenen tork karakteristiklerine ihtiyaç duyulur. Örneğin, rotor konumu ile endüktansın değişimi Şekil 3.4' te gösterilmiştir.

Buradaki endüktans değeri, doymanın ihmal edildiği anahtarlama relüktans motor için tanımlanmıştır.

Endüktansın değeri, rotor ve stator kutuplarının genişlikleri ve rotor kutup sayısına göre değişkenlik gösterir.

Genellikle rotor kutup genişliği, modellemelerde stator kutup genişliklerinden büyük kabul edilir.

Şekil 3.4a ve b'de çeşitli rotor açılarının elde edilmiş formülleri verilmiştir.

$$\theta_1 = \frac{1}{2} \left[\frac{2\pi}{P_r} - (\beta_s + \beta_r) \right] \quad (3.14a)$$

$$\theta_2 = \theta_1 + \beta_s \quad (3.14b)$$

$$\theta_3 = \theta_2 + (\beta_r - \beta_s) \quad (3.14c)$$

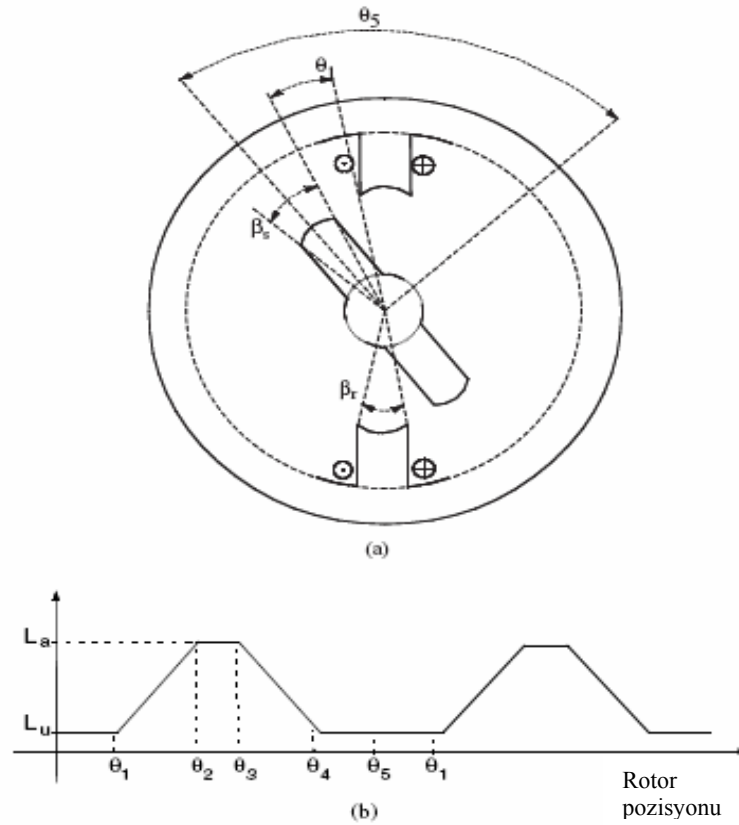
$$\theta_4 = \theta_3 + \beta_s \quad (3.14d)$$

$$\theta_5 = \theta_4 + \theta_1 = \frac{2\pi}{P_r} \quad (3.14e)$$

β_s : stator kutup genişliği

β_r : rotor kutup genişliği

P_r : rotor kutup sayısı



Şekil 3.4 (a) İki kutuplu bir temel anahtarlamalı relüktans motoru için rotor konum tanımı (b) rotor konumuna göre endüktans değişim eğrisi

Yukarıdaki şekle göre 4 ayrı endüktans bölgesi ortaya çıkar.

1. 0-01 ve 04- 05: Stator ve rotor kutupları bu bölgelerde üst üste gelmez ve değişim daha çok hava aralığı tarafından belirlenir. Bu bölgelerde endüktans minimuma yakın bir değerde bir sabittir. Bu yüzden bu bölgelerde tork üretimine bir katkıda bulunulmaz. Bu bölgelerde endüktans hizaya getirilmemiş endüktans olarak adlandırılır, Lu.

2. 01- 02: Kutuplar üst üste gelir. Bu yüzden bu aralıktaki değişim rotor ve stator kutupları arasındaki hava aralığı tarafından belirlenir. Rotor pozisyonuyla birlikte endüktans değeri pozitif bir eğimle artmaktadır. Bu bölgede sargı akımları sürüş esnasında pozitif bir tork meydana getirir. Bu bölge kutupların tamamen üst üste gelmesinin sonlanmasıyla tamamlanır.

3. 02- 03: Bu periyot boyunca; rotor kutbu stator kutbunu tam olarak karşılamaz ve baskın olarak hava aralığını değiştirmez. Böylelikle endüktans maksimum değerinde sabitlenir ve endüktans hizaya getirilen endüktans olarak adlandırılır, La. Bu bölgede endüktans değerinde herhangi bir değişiklik olmadığı gibi, herhangi bir akımda tork üretimi sıfırdır. Buna rağmen bu durum komütasyonu önleyici bir göreve sahiptir. Böylece belli bir zaman için negatif tork üretimi engellenmiş olur.

4. 03- 04: Rotor kutbu, bu bölgede stator kutbunu kaplamaktan uzaklaşıyor. Bu bölge, 01- 02 bölgesine oldukça benzerdir. Fakat bu bölgede rotor pozisyonundaki artış ve endüktans azalması, negatif eğimli bölgeyi oluşturur. Bu bölgede makinenin çalışması negatif tork ile sonuçlanır. (yani anahtarlamalı relüktans motor bu bölgede jeneratör olarak çalışır.)

Doyma etkisi yüzünden Şekil 3.4' deki endüktans değişim eğrisini tam olarak elde etmek olanaksızdır. Doyma, nüve karakteristiğinde değişimlere sebep olduğu için ideal endüktans değişim eğrisinde bozulmalara neden olarak tork sabitini düşürür. Bu yüzden makinenin doyması, çıkışta elde edilen tork ve güç ifadesindeki verimi düşürür.

Dikdörtgensel akımlar için tetiklenme anında büyük bir tork dalgalanmasıyla karşılaşmak büyük olasılıktır. Bu, gürültünün artmasına ve hız salınımlarının sapmasına neden olabilir. Tork dalgalanmaları, ardışık iki fazın endüktans değişimlerinin birbirlerini takip edecek şekilde tasarlanan bir motorda minimuma indirilir. Bu tasarım rotor ve stator kutuplarının sayısının ve genişliklerinin doğru bir şekilde seçilmesi ile gerçekleştirilir. Tork dalgalanmalarını azaltmanın bir diğer yöntemi burada bahsetmeyeceğimiz akımlara yön şekil verme yöntemidir.

3.1.6 Anahtarlamalı Relüktans Motorun Basit Devre Eşitlikleri

ARM' u için basit bir devre, fazlar arasındaki ortak endüktansı ihmal ederek tasarlanabilir. Bir devreye uygulanan gerilim değeri; dirençteki gerilim düşümü ve akı kaçağının zamana oranının toplamı ile elde edilir ve şu şekilde ifade edilir;

$$V = R_s i + \frac{d\lambda(\theta, i)}{dt} \quad (3.15)$$

R_s : faz başına düşen direnç değeri

λ : faz başına kaçak akı

$$\lambda = L(\theta, i)i \quad (3.16)$$

L : rotor konumuna ve faz akımına göre endüktans değeri

Faz gerilimi eşitliği aşağıdaki gibidir;

$$v = R_s i + \frac{d\{L(\theta, i)i\}}{dt} = R_s i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + i \frac{d\theta}{dt} \cdot \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} = R_s i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega_m i \quad (3.17)$$

Bu denklemde, sağ taraftaki ifadeler sırasıyla, dirençteki gerilim düşümünü, endüktif gerilim düşümünü ve emf' yi ifade eder. Sonuç olarak bu ifade, dc motor gerilim denkleminde oldukça benzerdir.

Emf değeri (e) şu şekilde elde edilir;

$$e = \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega_m i = K_b \omega_m i \quad (3.18)$$

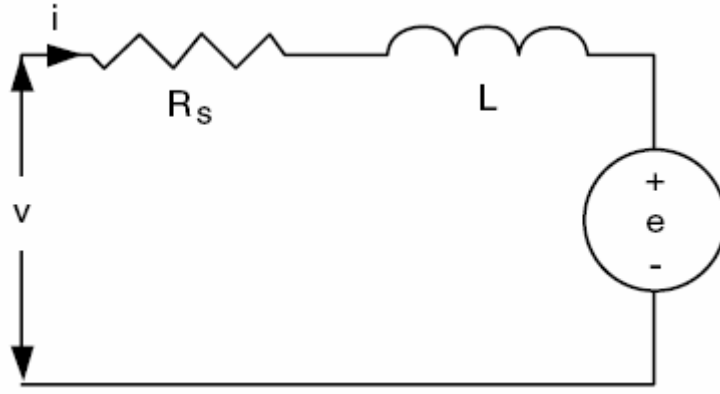
dc motor ifadesine benzer olarak K_b burada şu şekilde ifade edilir,

$$K_b = \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \quad (3.19)$$

Fakat burada emf sabitinin çalışma noktasında ve sabit akım esnasında elde edildiğine dikkat etmek gerekir. Gerilim denkleminde ve emf ifadesinden anahtarlamalı relüktans motorun tek faz basit devre şekli aşağıdaki şekilde gösterilmeye çalışılmıştır.

Gerilim denkleminde akı kaçağı ifadesini yerine koyarak ve akım ifadelerinin yerine koyulmasıyla ani giriş güç denklemi elde edilir.

$$P_i = v i = R_s i^2 + i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} + L(\theta, i) i \frac{di}{dt} \quad (3.20)$$



Şekil 3.5 Anahtarlamalı relüktans motorun tek faz devresi

İfadedeki son 2 terimi aşağıdaki gibi kısaltabiliriz.

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L(\theta, i) i^2 \right) = L(\theta, i) i \frac{di}{dt} + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} \quad (3.21)$$

Yukarıdaki ifadeyi, ana denklemde yerine koyarsak;

$$P_i = R_s i^2 + \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L(\theta, i) i^2 \right) + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} \quad (3.22)$$

Burada P_i giriş gücünü ifade eder. Bu denklem, açıklanan metinlerden elde edilir. $R_s i^2$, giriş gücünün direnç kayıplarından oluştuğunu gösterir. Alan enerjisindeki değişikliğin oranı ise $p[L(\theta, i) i^2 / 2]$ ifade ile gösterilir ve hava aralığı gücü olan P_a ; $[i^2 p L(\theta, i)] / 2$ ile gösterilir. P ise diferansiyel operatör olarak ifade edilir ve d/dt ile gösterilir. P 'nin rotor konumu ve hızın zamana göre değişimi aşağıdaki ifade ile gösterilir.

$$t = \frac{\theta}{\omega_m} \quad (3.23)$$

Sonuç olarak hava aralığı güç denklemi aşağıdaki gibi ifade edilir;

$$P_a = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega_m \quad (3.24)$$

Hava aralığı gücü, elektromanyetik moment ve rotor hızı ile elde edilir.

$$P_a = \omega_m T_e \quad (3.25)$$

Genel moment ifadesi ise bu iki denklemden aşağıdaki gibi elde edilir;

$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \quad (3.26)$$

Anahtarlama relüktans motorun hem geçici hal durumu hem dinamik anları için hava aralığı gücü, giriş gücü ve elektromanyetik moment ifadesi elde edilmiş oldu.

3.2 Fırçasız Doğru Akım Motoru

3.2.1 Giriş

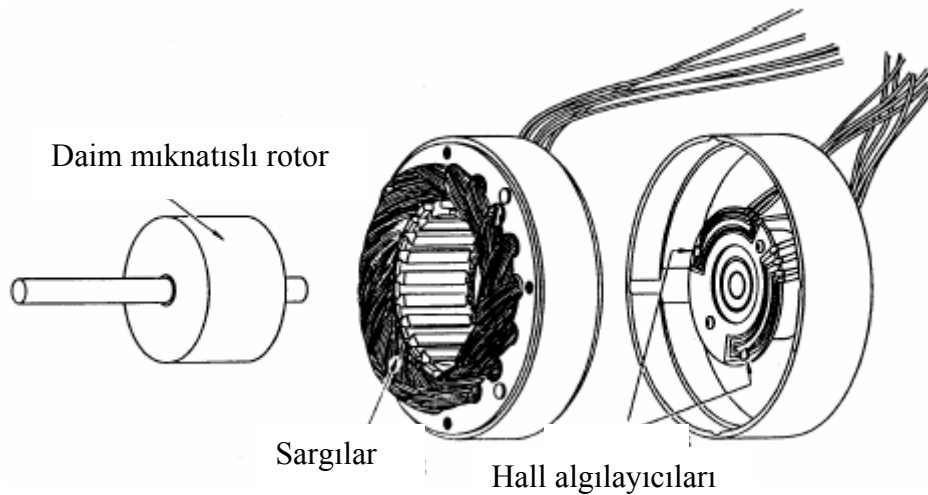
Geleneksel dc motorlar yüksek verimleri ve karakteristikleri sayesinde servo motor uygulamalarında kullanım alanı bulurlar. Buna karşın, komütatör ve fırçalı yapılarının bakıma ihtiyaç duyması, bu tip motorların en önemli dezavantajıdır. Komütatör ve fırçanın yerine anahtarlama elemanlarının kullanıldığı, bakım gerektirmeyen doğru akım motoruna *fırçasız doğru akım motoru* denir.

Bu bölümde, fırçasız doğru akım motorunun; temel yapısı, sürücü devreleri, temel prensipleri, sürekli hal karakteristikleri ve uygulama alanları açıklanacaktır.

3.2.2 Yapısı ve Sürücü Devreleri

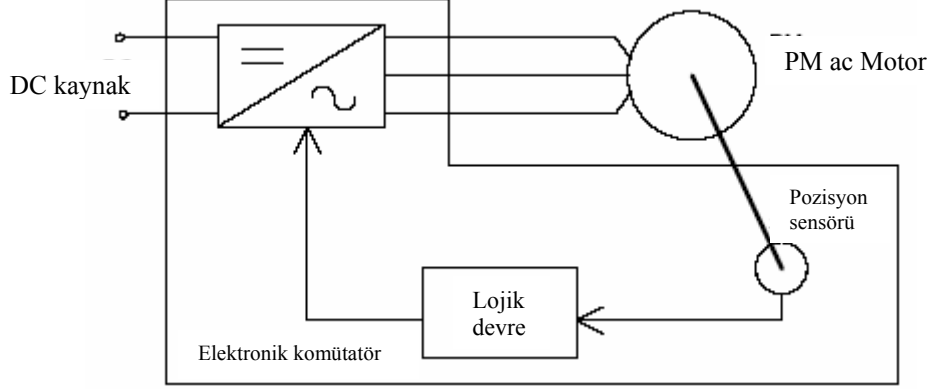
3.2.2.1 Temel Yapısı

Yapı bakımından fırçasız doğru akım motorları, sabit mıknatıslı senkron motora benzerlik gösterir. Şekil 3.6 3 fazlı bir fırçasız doğru akım motorunun yapısını göstermektedir. Stator sargıları çok fazlı bir ac motorun stator sargılarıyla benzerdir ve rotoru ise bir veya daha fazla sabit mıknatıstan oluşmuştur. Fırçasız doğru akım motorunu ac senkron motordan ayıran en önemli özellik, rotor konumunun (veya manyetik kutupların) belirlenerek Şekil 3.7’ de görülen anahtarlama elemanlarının tetiklenmesidir. En çok kullanılan konum/kutup sensörü Hall sensördür. Bazı uygulamalarda optik sensörlerde kullanılabilir.

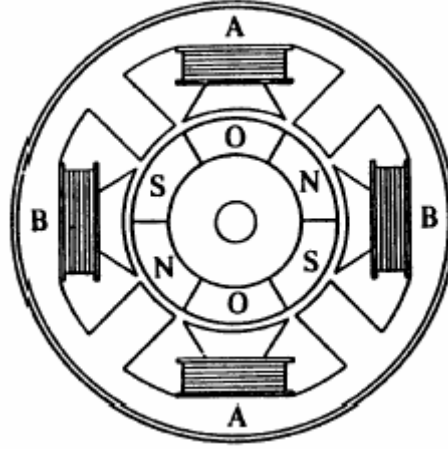


Şekil 3.6 Üç fazlı bir fırçasız doğru akım motorunun yapısı

En verimli ve en iyi karakteristiğe sahip fırçasız doğru akım motorunun 3 fazlı olmasına rağmen, basit yapısı basit sürücü devresine sahip olması bakımından 2 fazlı fırçasız doğru akım motorlarda çokça kullanılır. Şekil 3.8’ de dış çıkık kutuplu 2 fazlı bir fırçasız doğru akım motorunun kesiti görülmektedir.



Şekil 3.7 Fırçasız doğru akım motoru = daim mıknatıslı ac motor + elektronik komütatör



Şekil 3.8 İki fazlı fırçasız doğru akım motorunun kesiti

Her ne kadar normal dc motorlarla fırçasız dc motorlar karakterleri bakımından birbirlerine benzese de, birçok açıdan aralarında önemli sayılabilecek farklılıklar vardır. Tablo 3.1 bu iki tip motorun avantaj ve dezavantajlarını karşılaştırmaktadır. Elektrik motorlarının fonksiyonlarını tartıştığımız zaman, göz ardı etmememiz gereken en önemli nokta sargılar ve komütasyondur. Komütasyon; giriş dc akımını alternatif akıma çevirme ve endüvideki her sargıya dengeli bir şekilde dağıtma işlemidir. Normal bir dc motorda komütasyon işlemi,

fırçalar ve komütatörle gerçekleştirilirken, buna karşın fırçasız dc motorda bu işlem transistörler gibi yarı iletken elemanlarla gerçekleştirilir.

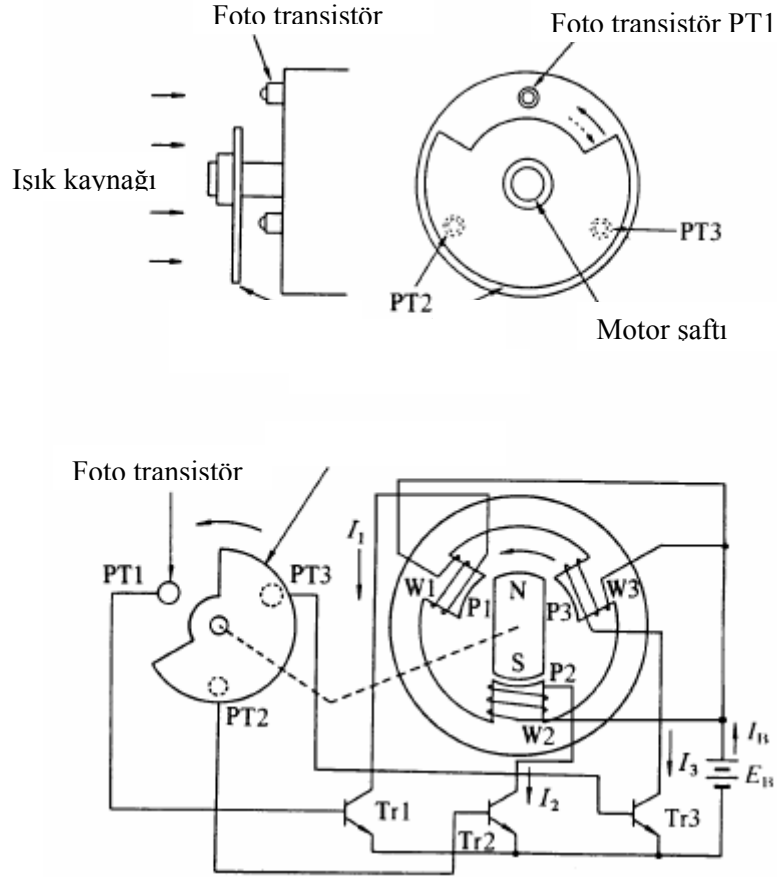
Tablo 3.1 Fırçalı ve fırçasız doğru akım motorlarının karşılaştırılması

	Klasik Motorlar	Fırçasız Motorlar
Mekanik Aksam	Kalıcı mıknatıslar statorda	Kalıcı mıknatıslar rotorda
Ayırt Edici Özellik	Hızlı cevap ve mükemmel kontrol	Uzun ömürlü, kolay ve ucuz bakım
Sargı Bağlantıları	Dairesel, üçgen bağlantı	Yüksek uygulamalarda üç fazlı üçgen veya Y bağlantı, normalde üç fazlı Y bağlantı, basit uygulamalarda iki fazlı bağlantı
Komütasyon yöntemi	Fırça ve komütatörler vasıtasıyla	Elektronik anahtarlama elemanları (transistör) ile
Rotor pozisyon algılama	Fırçalar vasıtasıyla	Hall element ve optik enkoderler vasıtasıyla

3.2.2.2 Sürücü Devreleri

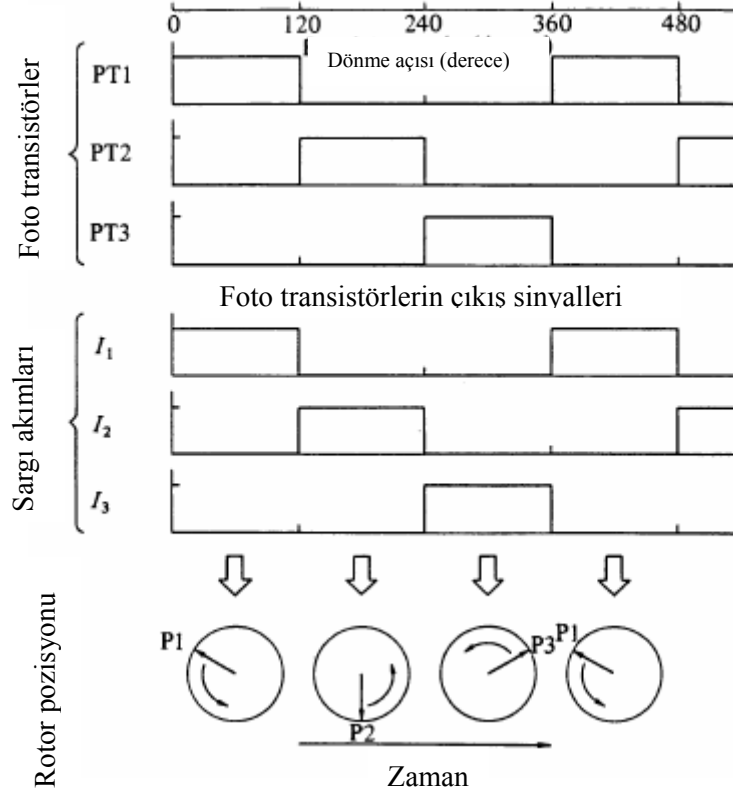
3.2.2.2.1 Tek Kutuplu Sürücü

Şekil 3.9 tek kutuplu sürücü ile sürülen basit bir 3 fazlı motoru göstermektedir. Konum bilgisi 120°'lik açılarla yerleştirilmiş olan PT1, PT2 ve PT2 foto-transistörleri ile alınmaktadır.



Şekil 3.9 Tek kutuplu sürücü ile sürülen basit bir 3 fazlı motor

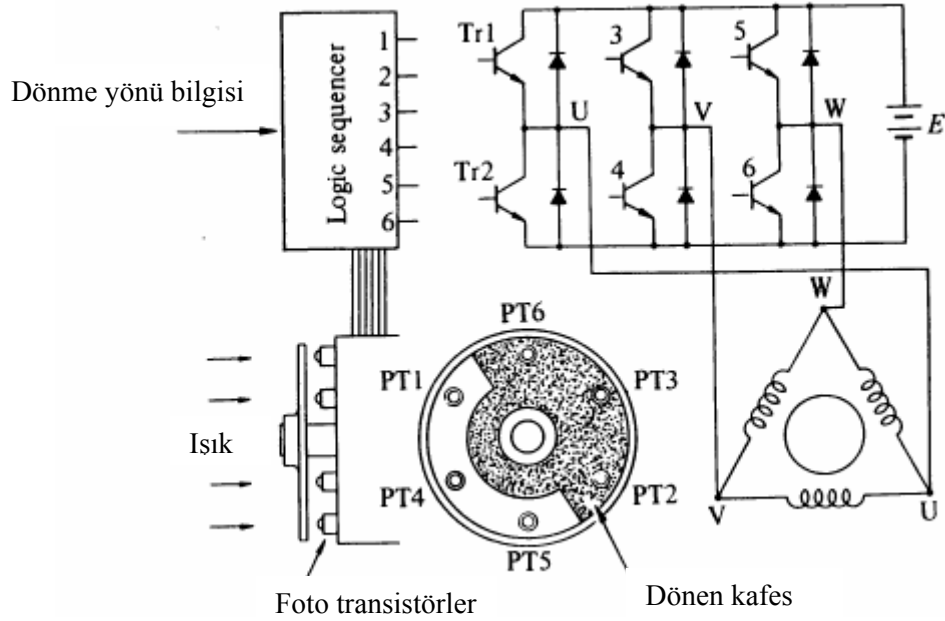
Şekil 3.9' da de görüldüğü gibi, rotorun S kutbu, statorun P2 kutbu ile karşı karşıyadır. Böylece, foto-transistor ışık alır ve Tr1 transistörünü ilettime geçirir. Bu durumda; W1 sargısından akım akması sonucunda oluşan P1'deki güney kutup (S), rotorun kuzey kutbunu şekildeki ok yönünde çeker. Rotor kutbu P1 ile aynı hizaya geldiği anda, şafta akuple edilmiş kapak PT1'i gölgeler ve PT2 ışık alır, böylece Tr2 transistörünü ilettime geçirir. W2 sargısından akım aktığı zaman P2 kutbunda güney kutbu oluşur ve rotorun kuzey kutbu ok yönünde dönerek P2 ile karşı karşıya gelir. Bu anda, kapak PT2'yi gölgeler ve PT3 ışık alır. Bu olay akımın W2 sargısından W3 sargısına geçmesini sağlar. Böylece P2 depolarize olur ve P3 enerjilenecek bir güney kutbu oluşturur. Sonuç olarak, rotorun kuzey kutbu durmaksızın P2'den P3'e geçmiş olur. Şekil 3.10' daki anahtarlama olayı sırayla uygulandığında, sabit mıknatıslı rotor sürekli olarak döner.



Şekil 3.10 Fırçasız doğru akım motor sargılarının tetiklenme sırası, sargı akımları ve rotor pozisyonu

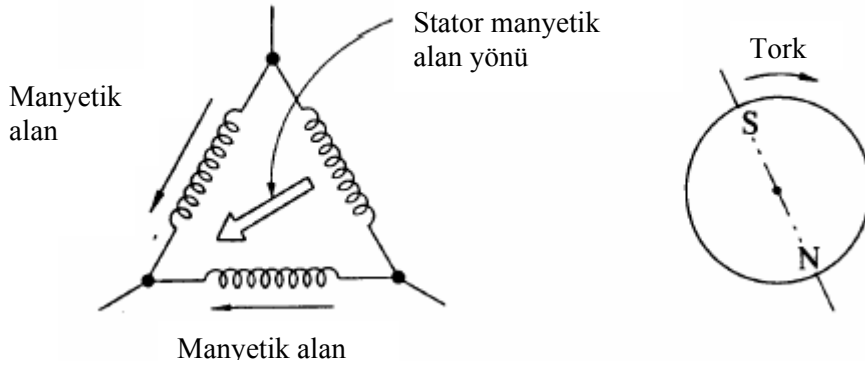
3.2.2.2.2 Çift Kutuplu Sürücü

3 fazlı fırçasız doğru akım motoru, 3 fazlı köprü doğrultucu üzerinden sürüldüğü zaman verim en yüksek olur. Çünkü bu tip sürücüde, alternatif akım her sargıdan bir AC motordaki gibi akar. Bu tip sürücüye iki kutuplu sürücü denmesinin sebebi, sargının alternatif olarak kuzey ve güney kutbunda enerjilenmesidir.



Şekil 3.11 Çift kutuplu sürücü ile sürülen fırçasız doğru akım motoru

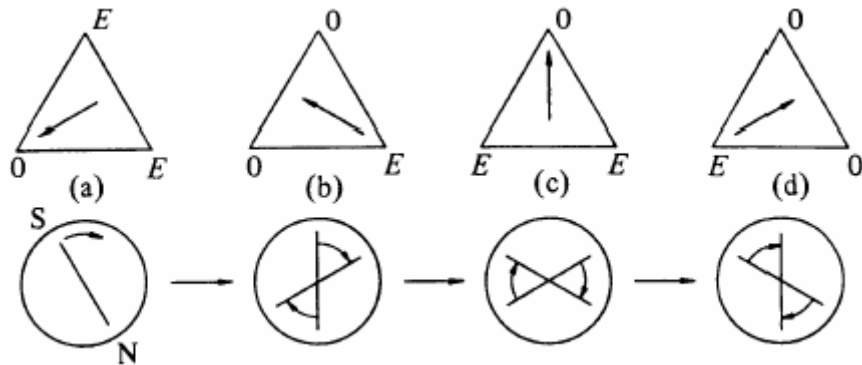
Şekil 3.11’ de iki kutuplu bir sürücü devresi ve FDAM’nun 3 faz sargısı görülmektedir. Motor konumunun tespiti için yine foto-transistörler kullanılmıştır fakat bu tip sürücüde 3 yerine 6 adet foto-transistöre ihtiyaç vardır. Kapağın mile akuple edilmesi sebebiyle, şeklin sol tarafında görülen ışık kaynağından çıkan ışık bu foto elemanlara sırayla ulaşmaktadır. Bu durumda önemli olan nokta transistörlerin ON/OFF durumu ile foto-transistörler arası ilişkidir. Lojik sıralayıcı öyle bir ayarlanır ki, belli bir numaralı foto-transistör ışığa maruz kalınca yine aynı numaralı transistör ilettime geçer. Şekil 3.11, Tr1, Tr4 ve Tr5 transistörlerinden ve U ve W terminallerinden akımın akışını gösterir. U ve W terminallerinin potansiyeli kaynak potansiyelindeyken, V terminalinin potansiyeli 0’dır. Bu durumda akım U dan V’ ye doğru akar. Şekil 3.12’ de akımın W’ dan V’ ye akışı gösterilmektedir. Oklar her fazda akımların oluşturduğu manyetik alanların yönlerini gösterirken, ortadaki kalın ok bileşke manyetik alanı gösterir.



Şekil 3.12 Akımın w' den v' ye akışı

Rotor, stator manyetik alanıyla 90° 'lik açı yapacak şekilde yerleştirilir. Böyle bir durumda rotorda saat yönünde bir moment oluşur. Rotor 30° döndükten sonra PT5 gölgelenirken, PT6 ışık alır ve stator manyetik kutbu saat yönünde 60° dönmüş olur. Böylece, rotorun güney kutbunun yaklaşması sebebiyle stator güney kutbu sürekli bir dönüş sağlamak için uzaklaşmış olur. Şekil 3.13' de transistorların iletme geçme sıraları görülmektedir.

Tr 1	1	1	1	0	0	0
2	0	0	0	1	1	1
3	0	0	1	1	1	0
4	1	1	0	0	0	1
5	1	0	0	0	1	1
6	0	1	1	1	0	0

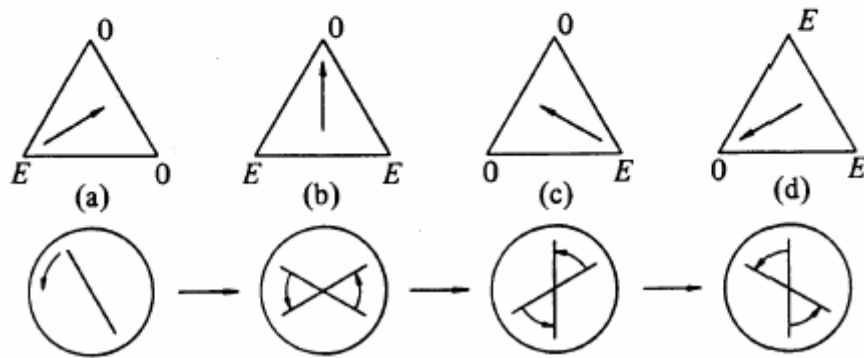


Şekil 3.13 Transistörlerin iletme girme sırası

Şekil 3.11' deki durumda, Tr2, 3 ve 6 transistorları iletimdedir. V terminali E potansiyelindeyken, U ve W 0 potansiyelindedir. Şekil 3.14(a)' da statordaki manyetik alan

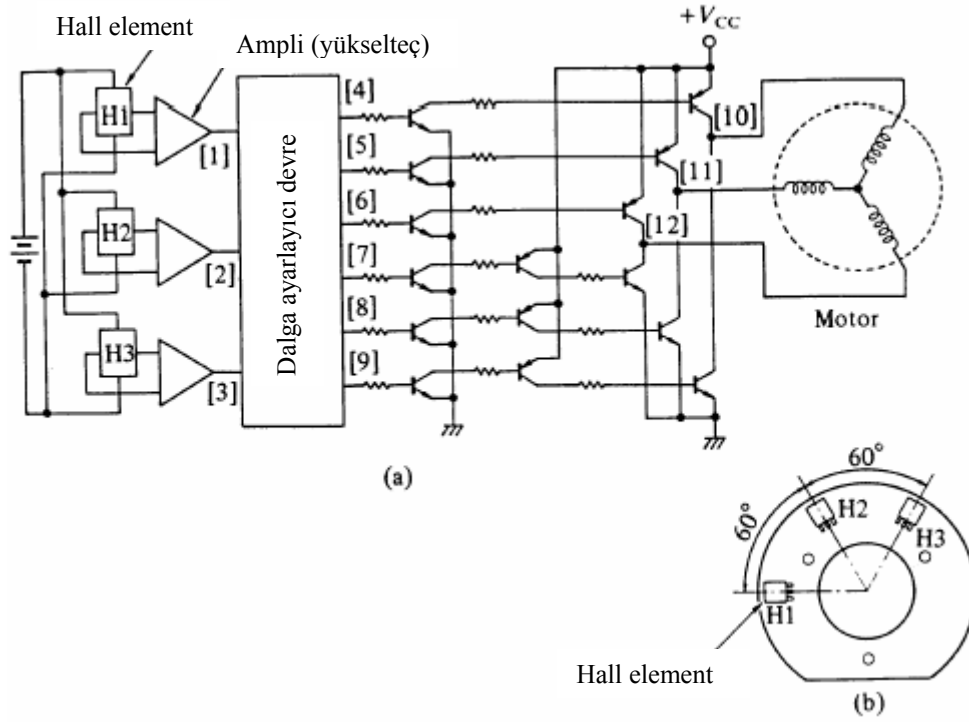
ters yöndedir ve moment saat yönünün tersinedir. Motor 30° döndükten sonra, Tr2 kesime gider ve Tr1 iletme geçer. Bu konumda, alan 60° dönmüştür ve (b)'deki duruma gelir. Rotor tekrar saat yönünün tersine moment ürettiği için, saat yönünün tersine olan sürekli hareket devam eder ve alan (c)'deki duruma gelir. Bu olay (a)→(b)→(c)→(d)... sırasıyla devam eder ve sürekli hareket sağlanır.

ON-OFF sequence	1	2	3	4	5	6
Tr 1	0	1	1	1	0	0
2	1	0	0	0	1	1
3	1	1	0	0	0	1
4	0	0	1	1	1	0
5	0	0	0	1	1	1
6	1	1	1	0	0	0



Şekil 3.14 Stator manyetik alan yönleri

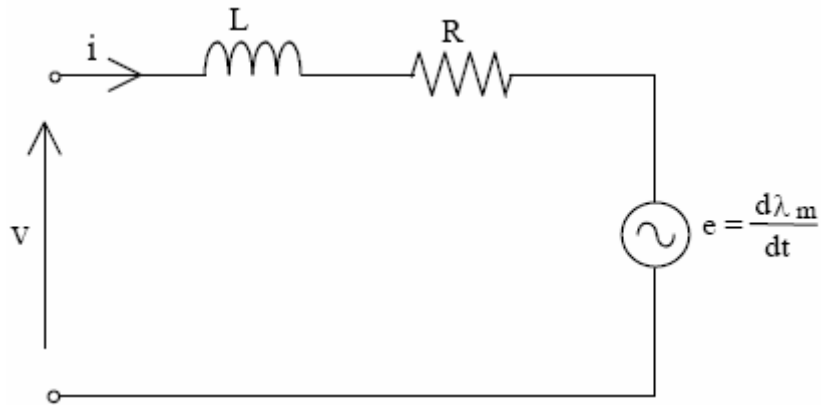
Bahsedilen motor Δ sargılıdır, bununla beraber Y bağlanmış motorlar da kullanılabilir. Şekil 3.15, bir lazer yazıcıda veya sabit disk sürücünde kullanılan fırçasız doğru akım motorunun pratik bir sürücü devresini göstermektedir. Şekil 3.15(b)'de görüldüğü üzere, rotorun manyetik kutuplarının konumunu tespit etmek için kullanılan Hall elemanları 60° 'lik açı farkıyla yerleştirilmiştir. Bu motor 4 kutuplu olduğu için 60° 'lik mekanik açı 120° 'lik elektriksel açığa karşılık gelir.



Şekil 3.15 Fırçasız doğru akım motoru için tasarlanan basit bir sürücü devresi

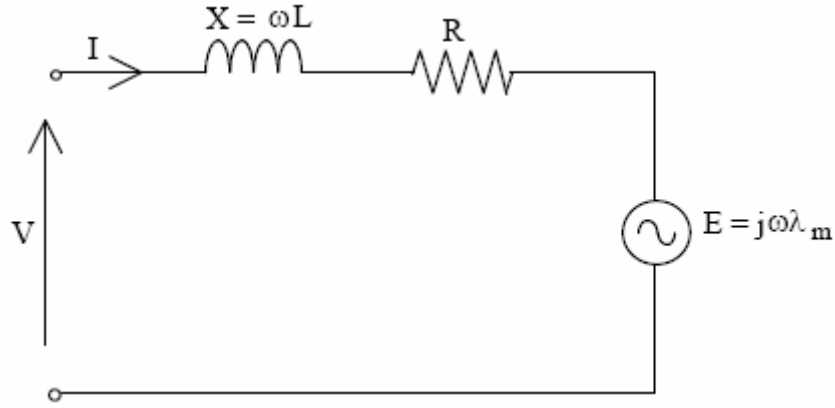
3.2.3 Eşdeğer Devre ve Motor Genel Denklemleri

Bir faz için çizilmiş eşdeğer devre Şekil 3.16' daki gibidir. Burada λ_m stator sargısının bir fazında sabit mıknatıstan kaynaklanan akı yoğunluğudur.



Şekil 3.16 Fırçasız doğru akım motorunun basit devre şeması

Sürekli halde; v ve e 'yi ω açısal frekansıyla sinüzoidal kabul edersek, eşdeğer devre Şekil 3.17' deki hali alır. Burada; $X = \omega L$ ve V , I , E ve λ_m fazörleri göstermektedir.



Şekil 3.17 Eşdeğer devre

Sürekli hal denklemleri aşağıdaki şekilde yazılır

$$V = E + (R + j\omega L)I \quad (3.27)$$

Belirli bir hızdaki en yüksek mekanik güç için, I ve E aynı fazdadır. Bu aynı zamanda en yüksek moment/akım (en düşük amper/Nm)'ı verir. FDAM, V ile E arasında belirli bir faz farkını sağlamak için, rotordan konum geri beslemesini Hall cihazları, optik cihazlar enkoder vb. vasıtasıyla alır. Burada, E rotor fazıyla aynı fazdayken, V besleme geriliminin fazındadır. $\omega L \ll R$ olduğunu kabul edelim; I , E ile aynı fazda ise, V , E ile aynı fazdadır. Böylece devre basit bir DA devresiymiş gibi E , V ve I 'nin genlikleriyle analiz edilebilir.

Motorun mekanik gücü, kayıplar ihmal edildiğinde,

$$P_{em} = m|E||I| = m\omega|\lambda_m||I| \quad (3.28)$$

m faz sayısı; $|E|$, $|I|$ ve $|\lambda_m|$, E , I ve λ_m fazörlerinin genlikleri ve elektromanyetik moment;

$$T_{em} = \frac{P_{em}}{\omega_r} = \frac{m\omega|\lambda_m||I|}{\omega_r} \quad (3.29)$$

Burada; $\omega_r = 2\omega/p$ (rad/s), p kutup sayısıdır.

$$T_{em} = \frac{mp}{2}|\lambda_m||I| \quad (3.30)$$

Mil momenti;

$$T_{mil} = T_{em} - T_{kayıp} \quad (3.31)$$

$$E = \frac{p}{2}\omega_r\lambda_m \quad (3.32)$$

3.2.4 Fırçasız Doğru Akım Motorunun Performansı

3.2.4.1 Hız-Moment (T- ω) grafiği

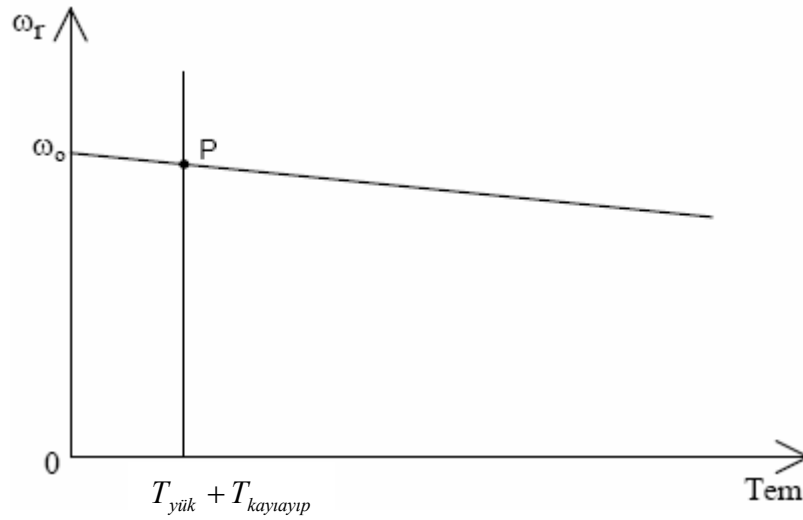
Tekrar $\omega L \ll R$ ve konum geri-beslemesinin V ve E' yi aynı fazda tuttuğunu kabul ederek, gerilim denklemi aşağıdaki şekilde basitleştirilebilir.

$$V = E + RI \quad (3.33)$$

$E \sim \omega_r$ ve $T \sim I$ bağıntılarını yerine koyarsak,

$$V = \frac{p}{2} \omega_r \lambda_m + \frac{2R}{mp\lambda_m} T_{em} \quad (3.34)$$

Sabit gerilim için çizilen T- ω grafiği Şekil 3.18'deki gibidir.



Şekil 3.18 t- ω grafiği (sabit gerilim)

3.2.4.2 Verim

Verim giriş gücü ile çıkış gücü arasındaki oran olarak tanımlanmıştır.

$$\eta = \frac{P_{çıkı}}{P_{giriş}} \quad (3.35)$$

3.3 Fırçasız Ac Motorlar (Daim Mıknatıslı Senkron Motorlar)

3.3.1 Giriş

Frekansa ve kutup sayısına bağlı olarak her zaman sabit hızla dönen motorlara senkron motor denir. Elektriksel uyarımlı olan sargıların yerine sabit mıknatısların kullanıldığı motorlar günümüzde oldukça yaygın bir şekilde kullanılmakta ve önem arz etmektedir.

Daim mıknatıslı senkron motorlarda genelde rotor çekirdeğinin etrafındaki muhafazanın üzerine sabit mıknatıslar yerleştirilir. Fakat son yıllarda mıknatıslar moment kalitesinin artırılabilmesi için rotor çekirdeğinin içine yerleştirilmeye başlanmıştır.

DMSM' un birkaç özelliğinden bahsederek; yüksek güç katsayısı, yüksek verim, yüksek moment-eylemsizlik oranı, fırça ve bileziklerin olmaması, rotor yüzeyinde olukların olmaması, hava aralığının hemen hemen sabit olmamasıdır.

Tarihte ilk defa 1930' lu yıllarda Al-Ni-Co alaşımlı sabit mıknatısların bulunması ile DMSM' ların tasarımı için ilk fikirler ortaya atılmaya başlanmıştır. Daha sonra 1950' li yıllarda baryum, stronsiyum veya kurşunun demir oksitle oluşturduğu ferrit mıknatısların bulunması ve geliştirilmesi bu mıknatısların elektrik makinelerinde kullanılmasına olanak doğmuştur.

DMSM' da uyarma akımı kayıpları ortadan kaldırılmıştır. Bu motor tipinde stator klasik bir yapıya sahiptir fakat uyarma akımı rotordaki mıknatıslar tarafından gerçekleştirilir.

DMSM' da mıknatısların, yarı iletken elemanların ve kontrol teknolojisinin gelişiminin getirdiği kolaylıklar bu motor çeşidinin tasarım ve kontrolünün gelişimini hızlandırmıştır. [Colby, 1998]

DMSM' un yüksek güçlerde bile düşük ağırlıkta olabilmesi özellikle robot ve uçak teknolojisinde kullanımını yaygınlaştırmıştır. Makinenin güç yoğunluğu ısı dağılımı kapasitesi ile alakalıdır. Bu motor tipinde bakır, fuko ve histeresiz kayıplarının çoğu statorda meydana gelmektedir. Rotor kayıpları ihmal edilecek kadar azdır. [Pillay ve Krishnan, 1989]

DMSM' larda tasarımın en önemli parametresi olan akı mıknatıslar tarafından oluşturulur. Yüksüz durumda iken rotor hızı, gerilim ile doğru akı ile ters orantılıdır. Motor yük altındayken ise hız akım ve akı ile doğru orantılıdır.

Bu motorlarda rotor manyetik alanı doğru akım taşıyan sargılar yerine rotordaki sabit mıknatıslar tarafından sağlanır. Böylelikle alan sargısındaki bakır kayıpları da ortadan kaldırılarak verime katkıda bulunulur. Stator yapısı diğer motor tiplerinde pek farklı değildir. Mıknatıslar sayesinde ayrı bir doğru akım kaynağına, fırça ve bileziklere ihtiyaç duyulmaz. DMSM' larda stator akımı sadece moment oluşumu için gereklidir. [Diril, 1990]

3.3.2 Fırçasız AC Motorların Yapısı

Genel olarak motorun hareketini sağlayabilmek için stator ve rotordan sağlanan iki akıya ihtiyaç duyulur. Statorun hesaplanan akı için en uygunu üç fazlı motorlardır. Rotor akısını üretmek için ise rotor sargı uyartımı ve sabit mıknatıslar kullanılır.

Geçmişte, rotor alan sargıları kayıplara ve bakıma ihtiyaç duyulan fırça ve bilezikleri kullanılmasına neden olduğu için günümüzde sabit mıknatıslar tercih edilmektedir. Böylelikle fırçasız motorlar söz konusu olur.

Belirlenmiş mıknatıs kutupları ile fırçasız daimi mıknatıslı senkron motorlar tasarlamak mümkündür. Bu motorlar iki ile elli arasında mıknatıs kutbuna sahiptir. Sabit akım için daha çok sayıdaki mıknatıs kutbu daha büyük momente olanak sağlar. Ayrıca rotor alan sargıları yerine mıknatısların kullanılması motor boyutlarında da önemli küçülmelere olanak sağlar. [Vas, 1990]

İlk başta motorlar DC veya AC uyarma gibi ikiye ayrılabilirler. DMSM yapısı olarak DC kolektörlü motora benzer. Fakat yapısında elektrik sargıları yerine sabit mıknatıslar kullanılır.

Daim mıknatıslı AC motorlarda mıknatıslar rotor içine gömülürler. Komütatör ve fırça bulunmadığından oldukça basit bir yapıya sahiptirler.

Daim mıknatıslı AC motorları Trapezoidal ve sinüzoidal olmak üzere iki ana başlıkta inceleyebiliriz. Trapezoidal tip motorlar aynı zamanda fırçasız doğru akım motoru olarak da adlandırılırlar. Sinüzoidal tip motorlar ise daim mıknatıslı senkron motorlar olarak adlandırılır. [Adnanes, 1991]

Bu iki tip motor arasındaki temel fark ters elektro motor kuvvetinin birinde trapezoidal diğerinde ise sinüzoidal gerilim dalgasına sahip olmasıdır. Trapezoidal dalga tipi makine kontrol yapısı basit olduğundan ilk ortaya konulandır. Fakat normal dalgalanmalar bu tip motorun yüksek performanslı uygulamalarda kullanımını kısıtlamıştır. Daha sonraları AC makinelerde vektör kontrol yöntemlerinin kullanılmaya başlanması ile yüksek performanslı uygulamalar için sinüzoidal tip motor geliştirilmiştir. [Bizot vd. 2003]

3.3.3 Daim Mıknatıslı Senkron Motorlar (Sinüzoidal Tip Motorlar)

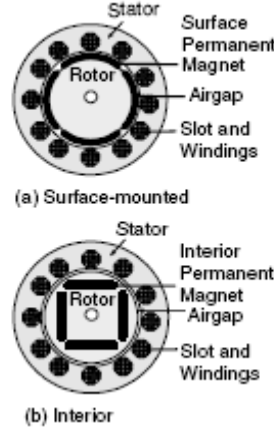
Bu motorlar daha çok geniş aralıkta değişebilen hız-uyartı istemlerinde kullanılmaktadır. Birkaç watt ile kilo watt arasında değişen servo sürücülerdeki güç uygulamalarında çok yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Bu kadar yaygın olarak kullanılmasını nedeni kaliteli güç yoğunluğuna, yüksek verime ve yüksek momente sahip olmasıdır. [Luukko, 2000]

DMSM sargıları stator olukları içine yerleştirilmiş ve stator tarafından sağlanan akının sinüzoidal olmasına olanak sağlayan bir motor çeşididir.

DMSM' nin rotorundaki mıknatıslar ve stator oluklarındaki elektriki sargılar nedeniyle çift uyarım söz konusudur. Ayrıca rotorundan akım geçmemesinden dolayı rotorda bakır kayıpları oluşmaz. Bu özellikleri sağlayan aynı güçte, daha küçük boyutta ve daha yüksek verimle çalışacak bir motor tasarlamak mümkündür. [Bizot vd. 2003]

3.3.4 DMSM' un İç Yapısı

Bu motor tiplerinde stator faz gerilimleri ve akımları sinüzoidaldir. Fakat motor içindeki akı daha çok rotordaki mıknatıslar tarafından ayarlanır. Rotor üzerinde farklı şekillerde yerleştirilebilen mıknatısların rotor üzerindeki gösterimlerine örnek aşağıdaki şekilde verilmiştir.



Şekil 3.19 Daimi mıknatıs rotor yapıları

Şekil 3.19(a)' da ki yüzey mıknatıs tipli senkron motordur. Bu motor en yaygın olarak kullanılan motor çeşididir. Düşük stator endüktansı nedeniyle alan zayıflatılması zordur. Bundan dolayı başlangıç hızının normal değerinden fazla çalışmalarda zorluklarla karşılaşılır.

Şekil 3.19(b)' de ki ise ilave mıknatıslı senkron motordur. Başlangıç hızı üzerindeki çalışmalar için daha uygundur.

İlave mıknatıslar ile Şekil 3.19(b)' de ki motor tipinde stator endüktansı rotor pozisyonuna bağlıdır. Alan zayıflatılması sırasında az miktarda relüktans momenti elde edilir. Başlangıç hızı üzerindeki çalışmalar için daha uygundur.

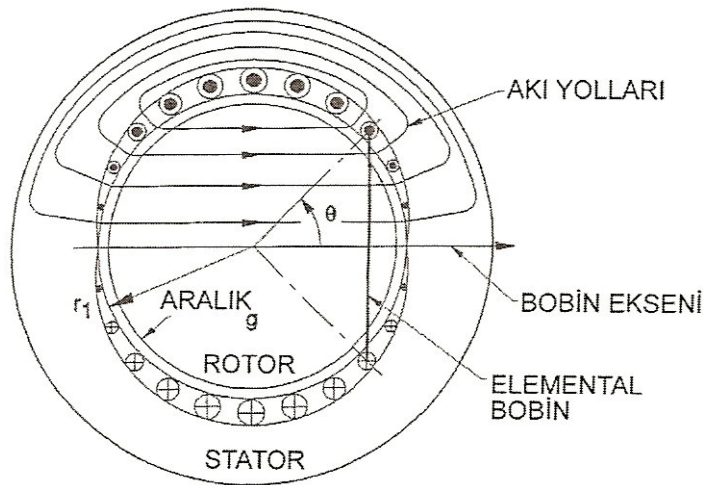
Mıknatısları rotor içine gömülmüş senkron motorun diğer tiplere göre olan avantajı; yüksek verimli olmasıdır. Bu tip motorlarda rotor alan sargılarının olmaması hem rotor hem de mıknatıslanma akımının ortadan kaldırılması motorun güç kat sayısını artırır.

DMSM' un avantaj ve dezavantajlarından bahsedecek olursak; avantajlarını basit yapılı olması, yüksek moment, yüksek verim sağlaması, doğrusal hız-moment ilişkisi, bakım kolaylığı, küçük hacim, komütatörlerin olmaması ve geniş aralıkta hız kontrolünün sağlanması olarak sıralayabiliriz. Dezavantajlarını ise rotor pozisyon bilgisi için gereken geri besleme devresi için harici güç elektroniği devreleri ve mıknatısların maliyeti arttırması şeklinde özetlenebilir.

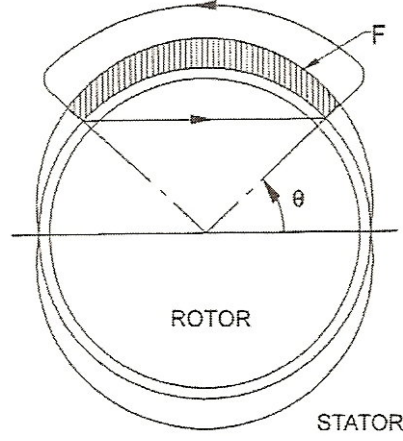
3.3.5 DMSM Temel İfadeleri

3.3.5.1 Hava Aralığı Akısı

Motorda büyük öneme sahip zıt emk ve sargı endüktansının hesaplanabilmesi için sinüs dağılımlı sargının kaçak akı değerinin bilinmesi gerekir. Şekil 3.20 ve Şekil 3.21' de sargı akımı tarafından oluşturulan akı ve hava aralığında farklı iki noktada akıyı bastıran elektro manyetik moment gösterilmektedir. Buradaki eşitlikler 2p kutuplu motor için düşünülmüştür.



Şekil 3.20 İki kutuplu sinüs dağılımlı sargı: amper iletkeni ve iletken dağılımları



Şekil 3.21 İki kutuplu sinüs dağılımlı sargı: mmk' in hesaplanması

Elektromanyetik moment eşitliği;

$$F = \int_{\theta}^{\pi/p-\theta} i \frac{N_s}{2} \sin p\theta d\theta = \frac{iN_s}{p} \cos p\theta \quad (3.36)$$

Hava aralığı akı yoğunluğunun θ açısında olduğu düşünülürse;

$$B = \mu_0 H = \mu_0 \frac{F}{2g'} = \hat{B} \cos p\theta \quad (3.37)$$

$$\hat{B} = \frac{\mu_0 i N_s}{2pg''} \quad (3.38)$$

$$g'' = g' + \frac{L_m}{\mu_{rec}} \quad (3.39)$$

θ ve $-\theta$ açıları arasında bulunan akı ise;

$$\phi = \int_{-\theta}^{\theta} \hat{B} \cos p\theta L_{stk} r_1 d\theta = \Phi \sin p\theta \quad (3.40)$$

eğer $D = 2r_1$ ise kutup başına akı;

$$\phi = \frac{\hat{B}DL}{p} \quad [\text{Wb}] \quad (3.41)$$

3.3.5.2 Kaçak Akı ve Endüktans

İletkenleri θ ve $-\theta$ aralığında bulunan bobinin kaçak akısı, akının bobindeki sarımlarının sayısı ile çarpılırsa;

$$d\varphi = \Phi \sin p\theta \times \frac{N_s}{2} \sin p\theta d\theta \quad (3.42)$$

Böylece toplam kaçak akı;

$$\varphi = \int_0^\pi d\varphi = 2p \int_0^{\pi/p} d\varphi = \frac{\pi}{4} N_s \Phi \quad (3.43)$$

Endüktans φ / i ifadesi ile elde edildiğinden;

$$L = \frac{\pi \mu_0 N_s^2 L_{stk} r_1}{4 p^2 g''} \quad (3.44)$$

3.3.5.3 Emk

Akının birinci sargıya göre dönen ikinci sargı tarafından üretildiğini düşünerek sabit sargıdaki kaçak akı;

$$\varphi_{\beta,\alpha} = \frac{\pi}{4} N_a \Phi_\beta \cos \gamma \quad (3.45)$$

İle elde edilir. Buradan,

$$\gamma = \omega_s t + \gamma_0 \quad (3.46)$$

Sonucuna varılabilir. ω_s (rad/sn) : açısal hız

Sabit sargıda üretilen emk faraday yasasına göre aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$e_a = \frac{d\varphi_{\alpha,\beta}}{dt} = \omega_s \frac{\pi}{4} N_a \Phi_\beta \sin(\omega_s t + \gamma_0) \quad (3.47)$$

Gerekli düzenlemeler yapılırsa üretilen emk' nın genel ifadesi şöyle olur;

$$E = \frac{2\pi}{\sqrt{2}} \left(\frac{\pi}{4} N_s \right) \Phi_1 f \quad (3.48)$$

ϕ_1 : temel akı

3.3.5.4 Moment

Akının sabit eksenli bir sargıdan β açısı kadar uzaklıkta bulunan başka bir sargı tarafından üretildiğini veya q kutup çiftli bir mıknatıs tarafından sağlandığını düşünürsek Şekil 3.20' deki sargıdaki radyal akı yoğunluğu ($B \cos(q\theta - \beta)$) sargıda bir kuvvetin oluşmasına neden olur.

$$dT_e = r \times \hat{B} \cos(q\theta - \beta) \times i \frac{N_s}{2} \sin p\theta \times L_{stk} \quad (3.49)$$

Bu ifadenin integrali alınırsa;

$$T_e = \frac{\hat{B} L_{stk} i N_s r_1}{2} \times \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} (\sin[(p+q)\theta - \beta] + \sin[(p-q)\theta + \beta]) d\theta \quad (3.50)$$

$p=q$ için ($p \neq q$ için ifade sıfır olacaktır)

$$T_e = \frac{\hat{B} L_{stk} D}{4} \times \frac{i N_s}{2} \times 2\pi \sin \beta \quad (3.51)$$

Böylelikle bu eşitlik momenti ifade eder.

4. SERVO MOTORLARIN SÜRÜCÜ DEVRELERİ

4.1 Anahtarlama Relüktans Motorun Kontrolü

4.1.1 Giriş

Anahtarlama relüktans motor seri bağlı DC motor ve senkron relüktans motorlarla oldukça benzerlik gösterir fakat kontrol mekanizması bu motorların kontrol mekanizmalarından oldukça farklıdır. Akımın ve endüktans değerinin sadece rotor pozisyonuna bağlı olmaması bu motorlarda kontrol yöntemlerinin benzerliğini güçlendirir. Diğer elektrik makineleriyle mukayese edildiğinde, daha geniş bir şekilde kontrol stratejisinin sabit motor parametrelerine göre belirlenir. Bu ilk önce anahtarlama relüktans motorunun kontrol tasarımını zorlaştırıyor gözükabilir. Fakat düşük veya yüksek performanslı kontrol tasarımı moment dalgalanması ve sistemin hız cevabına göre sınıflandırılabilir. Uygulamaların küçük bir bölümü ve motor sürüş sistemlerinin küçük bir kısmında yüksek performans isteği gözükmektedir.

Buradaki kontrol, belirlenen bir tahrik sistemi için rotor pozisyonuna göre değişen endüktans değerinin motor karakteristiklerine göre belirlenmesini içerir. Tasarımda önemli olan, moment dalgalanmalarındaki ani yükselişin önlenmesi, endüktans değerinin sabit tutulmaya çalışılması, hız ve momentin istenilen aralıkta ayarlanabilmesidir. Tasarımın ilk aşamasında, düşük performanslı, kapalı çevrimli, hız kontrollü bir anahtarlama relüktans motoru düşünülür ve kontrol sisteminin tanımlanması istenilen özelliklere göre adım adım gerçekleştirilir.

Herhangi bir motor kontrol sisteminin en önemli parametresi akımdır. Geliştirilen akım kontrol sisteminde iki adet tip tanımlanmıştır. Birincisi; lineer anahtarlama relüktans motoru için akım kontrolörü, ikincisi; kublajlı, lineer ve yüksek performanslı anahtarlama relüktans motoru için akım kontrolörüdür. Yüksek performanslı akım kontrolörü için, fazların karşılıklı kublajı ve sistemin lineersizliği önemli faktörlerdendir. Akım kontrolörünün sistematik tasarımı, türetme, uygulama ve doğrulama aşamalarını içerir. DC sürücü sistemlerinin çoğunda moment kontrolü akım kontrolü ile eş anlamlıdır. Anahtarlama relüktans motorlarda, lineersizlikten dolayı bu kabul geçerli değildir. Anahtarlama relüktans motorunda fazların anahtarlama sırasının belli bir kurala göre değişmesi, moment dalgalanmasının minimize edilmesi ve yüksek moment performansının söz konusu olması için zorunludur. Anahtarlama relüktans motorunun endüstrideki uygulama alanlarındaki en önemli kontrol parametresi moment değeridir.

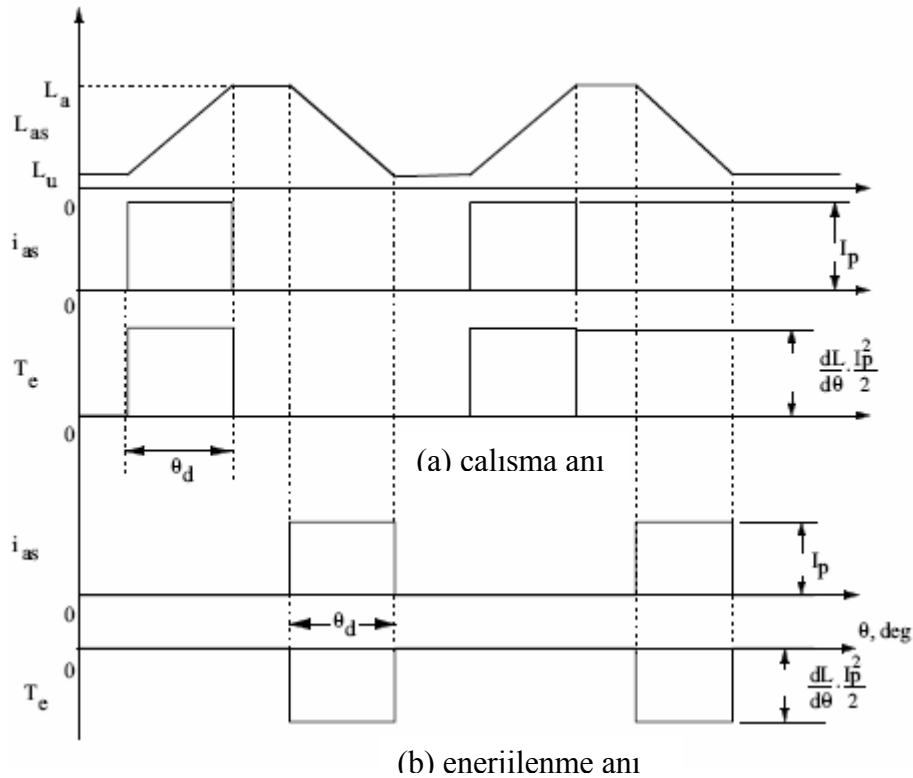
Moment kontrol edilmesiyle hızın kontrol edilmesi oldukça kolaylaşır. Hız kontrolörünün tasarımı simetrik ve optimum bir teknik kullanılarak gerçekleştirilir. Akım, moment ve hız

kontrolörlerinin performansları simülasyona tabii tutularak tasarımın son adımı gerçekleştirilir. Bu bölümde, anahtarlamalı relüktans motorunun kontrol sistemlerindeki en önemli kontrolü olan moment kontrolünü incelenecektir.

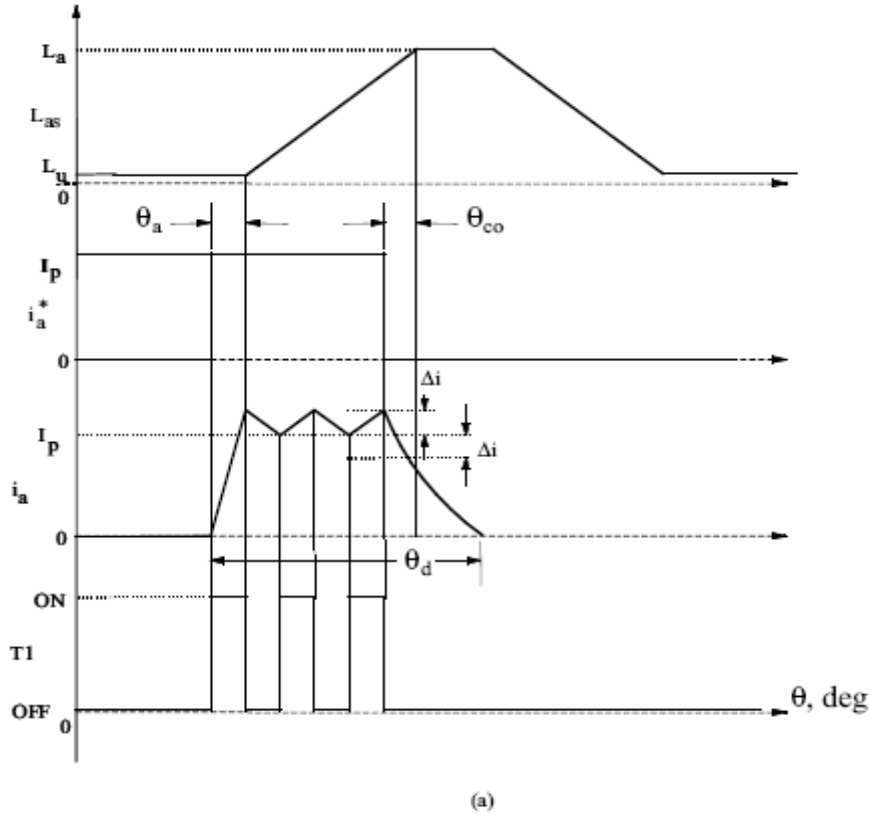
4.1.2 Kontrol Prensipleri

Şekil 4.1' de endüktans değerinin motor sürüş esnasındaki değişimi verilmiştir. Endüktans değerinin artmaya başladığı noktalarda faz sargıları enerjilendirilir. Şekil 4.1' de aynı zamanda motor sürüş esnasında tork üretimi değişimi de gösterilmiştir. Çizilen moment değişimi sadece tek faz içindir. Ortalama moment, tüm fazların ani moment değişimlerinin birleşmesinden elde edilir. Motor ani moment değerleri üretir. Endüktans değerinin değişim özelliğinden faydalanılarak moment üretimi devamlı hale getirilir. Bu sonuç pratikte, güç yoğunluğunun azalmasına neden olurken, motor kontrolünü karmaşık hale getirmektedir.

Şekil 4.1' de ortalama moment değerinin sargı akımıyla (I_p) veya θ_d açısı ile kontrol edilebildiği görülür. Moment dalgalanmalarını azaltmak, θ_d açısını sabit tutarak ve aynı zamanda sargı akımının değerini değiştirerek sağlanabilir.



Şekil 4.1 Anahtarlamalı relüktans motorun (a) çalışma anı. (b) enerjilenme anı



Şekil 4.2 Arm sürücüsünün akım kontrolü

İstenilen; endüktans değerinin ani artma ve düşmelerinde sargı akımlarının kontrol ederek moment değerini sabit kılmaya çalışmaktır. Pratik açıdan akımın ani yükselmesi veya düşmesi RL devresinden ötürü pek mümkün değildir. Endüktansın negatif değere geçmeden önce akımın oldukça düşürülmesi gerilim değerinin mümkün olduğunca optimum değerde tutulmasını gerektirir. Bu yüzden asıl akım değişimi yukarıdaki Şekil 4.2’ de gösterilmeye çalışılmıştır. Faz sargı gerilim değeri değişimi θ_a ve θ_{co} açıları tarafından ayarlanır. Fakat bu açı değerleri de sargı akımının büyüklüğüne ve rotor hızına bağlıdır. I_p akımı transistörler vasıtasıyla devamlılık sağlar. Anahtarlama kayıplarının ve frekansının minimumda tutulabilmesi için sargı akımının belli bir aralıkta değiştirilmesine izin verilir.

4.1.3 Moment Kontrolü

Moment kontrolü tüm elektrik makinelerinde akımın kontrolü ile sağlanır. AC ve DC makinelerde olduğu gibi birçok makinede moment akımla doğru orantılıdır. Konverterdeki direkt moment yükselticisi ile moment ve hız kontrolü yüksek performanslı kontrole olanak sağlar. Anahtarlama relüktans motorlarda hava aralığı momenti ile akım arasında lineer bir ilişki yoktur. Çünkü akı kaçacağı, akım ve rotor konumu arasında lineer olmayan üç boyutlu bir ilişki vardır. Moment ve akım arasındaki ilişkiyi ortaya çıkarmak için üç boyutlu ilişkidir.

yaralanılır. Bu durum diğer birçok motorda olmayan bir özelliktir. Anahtarlamalı relüktans motor sürücüsünde lineer bir moment kontrolörü elde etmek oldukça karmaşık bir yapı gerektirir. Anahtarlamalı relüktans motorda lineer bir moment kontrolörü elde etmek için birçok yöntem uygulanabilir. Bu kısımda, en basit motor tipi için doymanın ve karşılıklı kublaj etkisini içeren bir yöntemden bahsedilecektir.

4.1.3.1 Moment Kontrol Yöntemleri

Kontrol yöntemlerinde esas olan aynı anda kaç tane fazın enerjilendirildiğine bağlıdır. Örneğin tek fazlı bir sistemde tek fazı kontrol edecek olan basit bir kontrol yöntemi ve devresi yeterlidir. Akımın bir fazı enerjilendirdikten sonra diğer bir faza geçmesi kontrol devresinde de değişikliklere sebep olur. Eğer akımın kontrolü sağlanmazsa sabit bir moment değeri elde etmek oldukça güçleşir. Dolayısıyla moment kontrolü bir nevi akım kontrolüdür. Akımın bir fazdan diğer bir faza geçmesi esnasında olası muhtemel moment dalgalanmaları söz konusudur. Moment dalgalanması kayıplara neden olduğu için yüksek performanslı sistemlerde özellikle istenmeyen bir durumdur. Tek fazın söz konusu olduğu bir kontrol sisteminin grafikleri aşağıdaki gibidir. Buradan çıkarılacak 3 tane sonuç vardır:

1. Endüktans değerine sahip bir motorda stator akımının dalgalanmasını önlemek oldukça güçtür.
2. Söz konusu akımlar sabit bir moment elde etmek için kontrol edilirler. Özellikle yüksek performanslı sistemlerde bu konu üzerine çok dikkat edilmesi gerekir.
3. İlgili akımların dalgalanmaları sonucunda her bir devre için moment sabitleri değişiklik gösterir. Bu yüzden hava aralığı moment değeri referans moment değerine eşit olmayacaktır.

Kontrol yöntemindeki aksaklıkları gidermek için literatürde birkaç yöntemden bahsedilmektedir. Faz geçişleri esnasında akımların lineer değişmesi 2 fazın koordineli bir şekilde kontrol edilmesine olanak sağlar fakat moment sabitlerinin değişmesi hava aralığı momentinin sabit olmasına engel olmaktadır. Fakat bu durum faz akımlarındaki artım isteklerini engeller. Tek faz tahrik sistemi yerine 2 fazın koordineli bir şekilde tahrik edilmesi daha mantıklıdır fakat bu moment kontrolü için devreye ek sistemler gerektirir. Örneğin 4 fazlı bir sistemde fazların iletimde olması 15° aralıklarla sık bir şekilde olur. Bu açının 30° 'ye çıkması, hava aralığı moment değerini sabit tutmakta kolaylık sağlar. Bu yöntemlerde esas olan moment isteğinin faz geçişleri esnasında fazlara orantılı bir şekilde pay edilmesidir. Sonuç olarak toplam moment ifadesi yazılabilir. X ve Y fazına sahip olan bir sistemde;

$$T_e^* = T_x^* + T_y^* \quad (4.1)$$

$$T_x^* = T_e^* f_x(\theta) \quad (4.2 \text{ a})$$

$$T_y^* = T_e^* f_y(\theta) \quad (4.2 \text{ b})$$

Burada $f_x(\theta)$ ve $f_y(\theta)$ fonksiyonlarının görevinin; momenti fazlara dağıtmak olduğunu düşünelim. Bu fonksiyonların rotor konumuna göre değişiklik gösterdiğini belirtelim. Örneğin $T_e^* \geq 0$ ve $0^\circ \leq \theta < 15^\circ$ durumu için, 4 fazlı 8/6 'lık bir anahtarlamalı relüktans motorda;

$$0^\circ < \theta_i < \theta_f < 15^\circ \quad (4.3)$$

sırasıyla θ_i ve θ_f geçiş sırasındaki başlangıç ve bitiş açısal değerleridir. Bu açılar motorun endüktans değişimine göre seçilir. Bir fazın tahrik zamanı 30° den küçüktür. Dolayısıyla faz iletim zamanı için sadece bu eşitliklerden faydalanılmaz. Momentin sistematik bir şekilde dağıtılması *Moment Dağıtım Fonksiyonu* (TDF) ile ifade edilir. Ayrıntılı TDF tabloları ek1 ve ek2' de gösterilmiştir..

$$f_x(\theta) = \left\{ \begin{array}{ll} 1 & \text{for } 0^\circ \leq \theta < \theta_i \\ (1 + \cos k(\theta - \theta_i))/2 & \text{for } \theta_i \leq \theta < \theta_f \\ 0 & \text{for } \theta_f \leq \theta < 15^\circ \end{array} \right\} \quad (4.4 \text{ a})$$

$$f_y(\theta) = \left\{ \begin{array}{ll} 1 & \text{for } 0^\circ \leq \theta < \theta_i \\ (1 - \cos k(\theta - \theta_i))/2 & \text{for } \theta_i \leq \theta < \theta_f \\ 0 & \text{for } \theta_f \leq \theta < 15^\circ \end{array} \right\} \quad (4.4 \text{ b})$$

$$k = 180/(\theta_f - \theta_i) \quad (4.5)$$

TDF2 ile ifade edilen değişimler aşağıdaki gibidir;

$$f_x(\theta) = \left\{ \begin{array}{ll} 1 & \text{for } 0^\circ \leq \theta < \theta_i \\ e^{-((\theta - \theta_i)/k)^2} & \text{for } \theta_i \leq \theta < \theta_f \\ 0 & \text{for } \theta_f \leq \theta < 15^\circ \end{array} \right\} \quad (4.6 \text{ a})$$

$$f_y(\theta) = \left\{ \begin{array}{ll} 1 & \text{for } 0^\circ \leq \theta < \theta_i \\ 1 - e^{-((\theta - \theta_i)/k)^2} & \text{for } \theta_i \leq \theta < \theta_f \\ 0 & \text{for } \theta_f \leq \theta < 15^\circ \end{array} \right\} \quad (4.6 \text{ b})$$

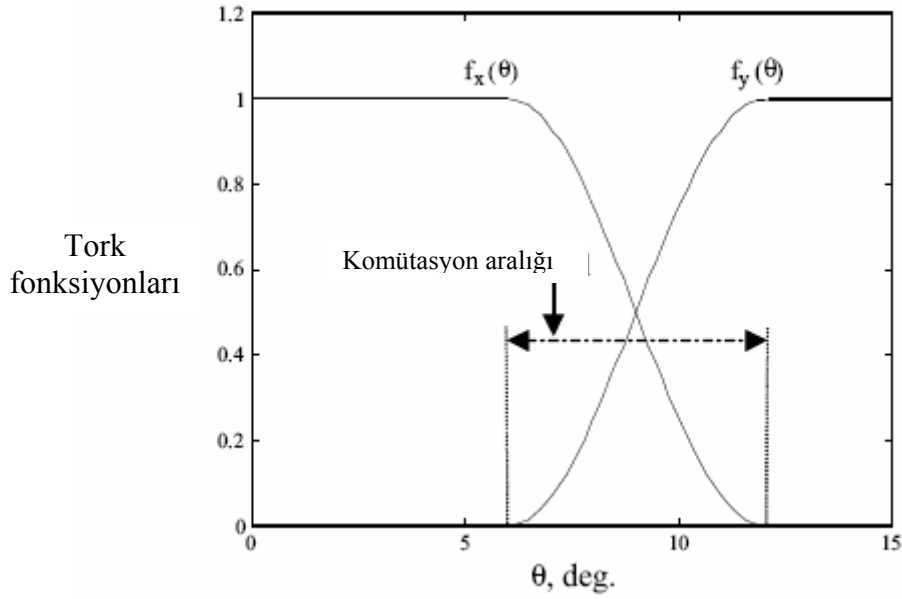
$$k = (\theta_f - \theta_i)/5 \quad (4.7)$$

Başlangıç ve bitiş açıları 6° ve 12° olan bir sistemde moment dağıtım grafikleri Şekil 4.3 ve Şekil 4.4 ' de gösterilmiştir.

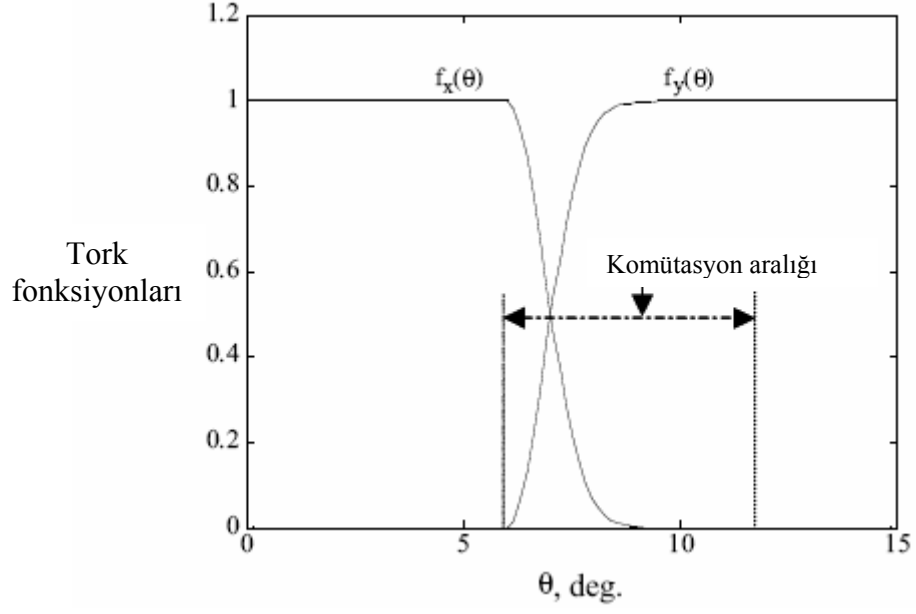
İlk moment dağıtma fonksiyonunun faz momentinde ikincisine nazaran daha çok yükseliş ve düşüş zamanları vardır. Burada, akımlar moment ile karesel bir ilişkiye sahip olduğundan dolayı değişim profili moment değişim profiline benzemez. Bu yüzden akımlardaki dikine değişimlerden dolayı TDF' de önemli olan sabit hava aralığı moment değerini elde etmek önemlidir.

Moment dağılımını orantılı kılmak için akımların düzgün ve aşamalı bir şekilde değişimini sağlamak gerekir. Özel bir yöntemde, iletim boyunca momentin dağılımının eşit miktarda olması için çalışılmıştır. Tüm bahsedilenler akımların düzgün ve orantılı bir değişime sahip olmasını gerektirir. Moment dağıtım hesabına göre farklı sistemler şu şekilde sıralanmıştır;

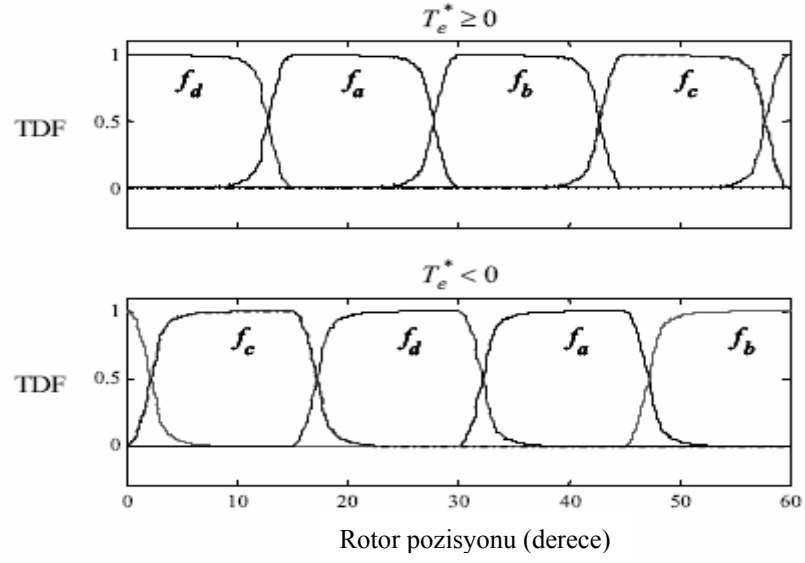
1. sadece faz sargılarındaki karşılıklı kublajın ihmal edildiği sistemler.
2. karşılıklı endüktans dikkate alınır fakat doyumun etkisinin ihmal edildiği sistemler.
3. karşılıklı endüktans ve doymanın ihmal edilmediği sistemler.



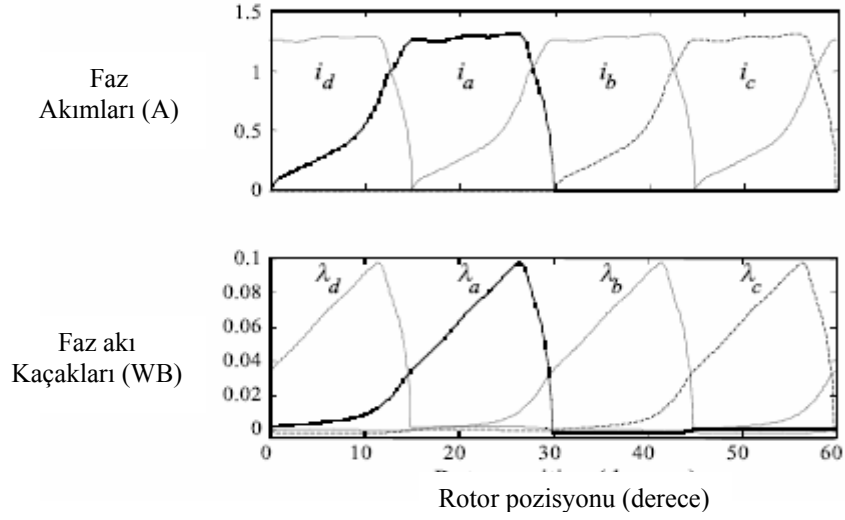
Şekil 4.3 Fonksiyonun ilk moment arki



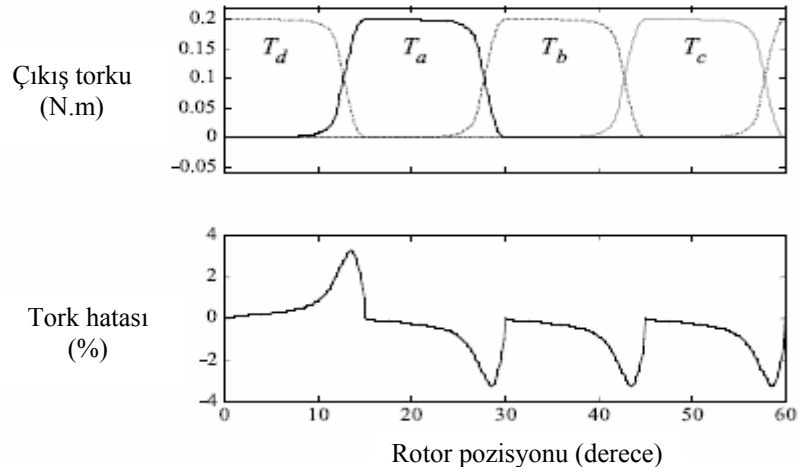
Şekil 4.4 Fonksiyonun ikinci moment arki



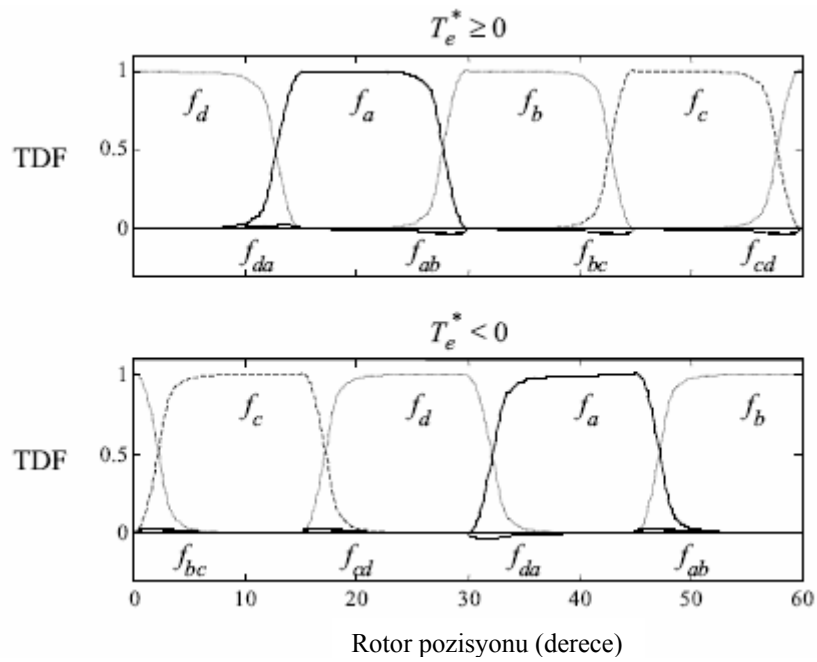
Şekil 4.5 Enerjilenme periyodu boyunca tdf değerleri



Şekil 4.6 Rotor pozisyonuna göre faz akımı ve faz akı kaçağı



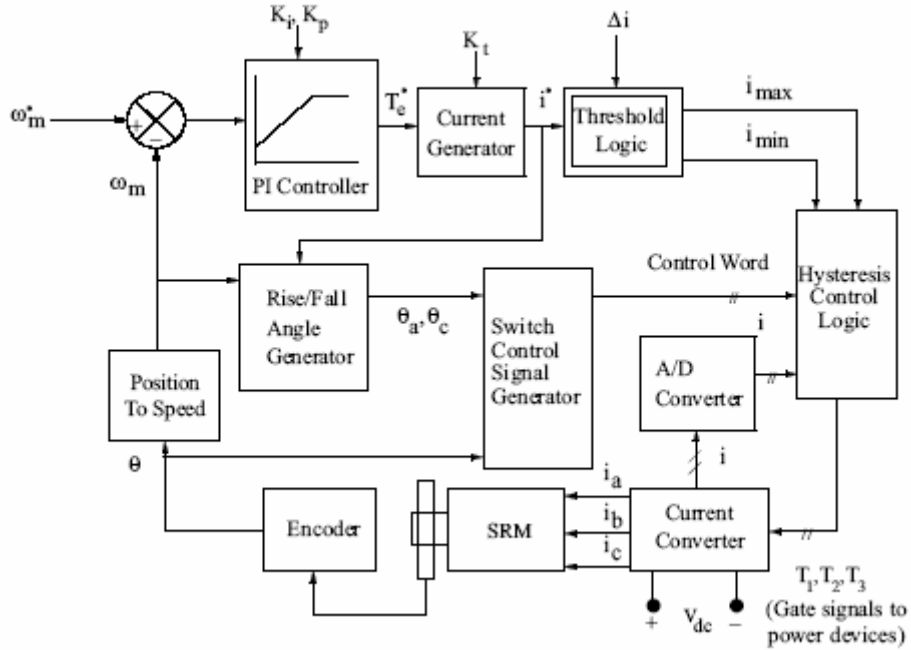
Şekil 4.7 Rotor pozisyonuna göre çıkış momenti ve moment hata değerleri



Şekil 4.8 Rotor pozisyonuna göre tdf grafikleri

4.1.4 Kapalı Çevrim Hız Kontrolörü

Bir kapalı çevrim anahtarlama relüktans motor hız kontrolörü Şekil 4.9’ da gösterilmiştir. Hız hatası, moment kazancına göre orantılısal PI kontrolörüne tabi tutulur. Moment ve akım komutlarından yararlanılarak moment sabiti olan K_t ifadesi elde edilir. Bu moment sabiti, lineer bir endüktans değeri elde etmek için akımın özel bir değerine göre rotor konum karakteristikleri ile birlikte kullanılır. K_t ve moment ifadesi akım jeneratörüne tabi tutularak akım ifadesi elde edilir. Daha sonra bu akım ifadesine hata akımı eklenerek i_{max} ve i_{min} elde edilir. Bu akım ifadeleri sargı dolamalarından bir enkoder vasıtasıyla elde edilirler. Artış ve düşüş açıları stator akımından, rotor hızından ve endüktansın minimum, maksimum değerlerinden elde edilirler. Bu açılar anahtarlama kontrol sinyal jeneratöründe rotor pozisyon bilgisi ile birlikte işleme tabii tutulup histerisiz bloğu için kontrol ifadesini oluştururlar.



Şekil 4.9 Arm sürücüsünün kapalı çevrim devre örneği

4.1.4.1 Tasarım Örneği

6/4 'lük bir anahtarlama relüktans motor için minimum kayıplı, tek çeyrekli ve minimum kontrol elemanına sahip bir kontrolör tasarımı gerçekleştirilmeye çalışılmıştır.

4.1.4.2 Çözüm

Aşağıdaki Şekil 4.10 ve Şekil 4.11' de bir anahtarlama relüktans motor kontrolörü gösterilmiştir.

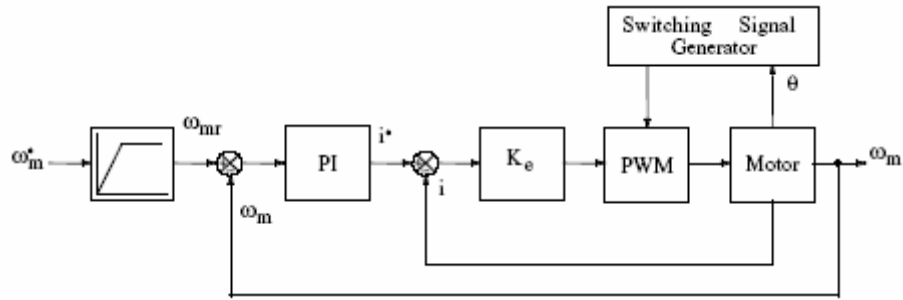
ω_m^* : hız referans değeri

i_a, i_b, i_c : motor sargı akımları

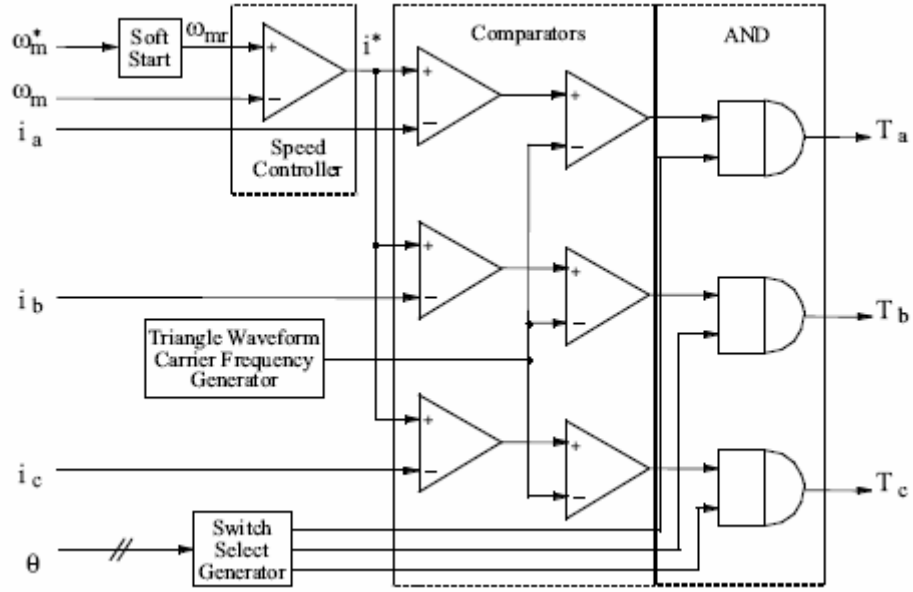
θ : rotor pozisyonu

ω_m : rotor hızı

Motor akımları hall sensörlerinden ve rotor konum bilgisi, güç çeviricilerden veya tahmin ile elde edilebilir. Hız referans komutu, bir yumuşak bir başlangıç için hızlanmayı ve yavaşlamayı sağlamak için işleme tabi tutulur. Hız kontrolörü hız hatasına göre istenilen akım değerini elde eder. Elde edilen referans akım değeri motor sargı akımları ile karşılaştırılarak PWM modülasyonuna tabi tutulur ve daha sonra anahtarlama frekansına göre gerekli olan motor sargı momentleri elde edilir.



Şekil 4.10 Arm kontrol sisteminin blok diyagramı

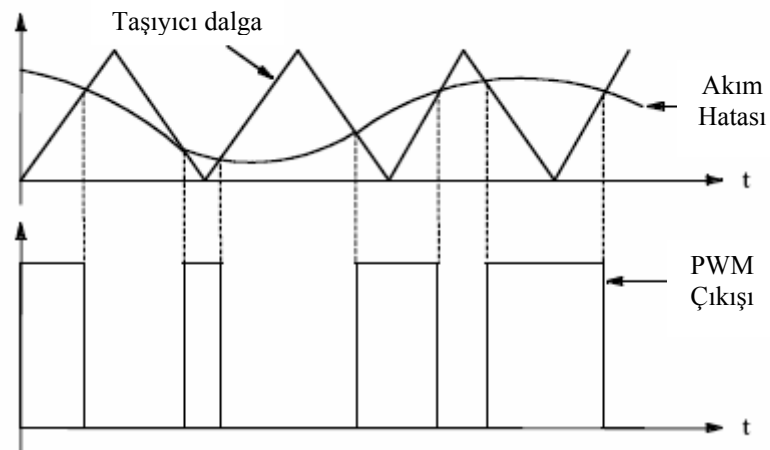


Şekil 4.11 Arm analog kontrolörünün şematik uygulaması

4.1.4.3 Akım Çevrimi

Her faz için, özdeş akım çevrimleri aynı şekilde işleme tabi tutulur. Her çevrim aşağıdaki devreleri içerir;

1. akım hatası sinyal jeneratörü
2. PWM devresi
3. konverter
4. akım feedback devresi



Şekil 4.12 Pwm devresinin giriş – çıkış sinyalleri

4.1.4.4 Akım Karşılaştırıcısı

Akım hatası operasyonel amplifikatöre tabi tutularak elde edilir. Amplifikatör çıkışı aşağıdaki gibidir;

$$i_e = K_i (i^* - i) \quad (4.8)$$

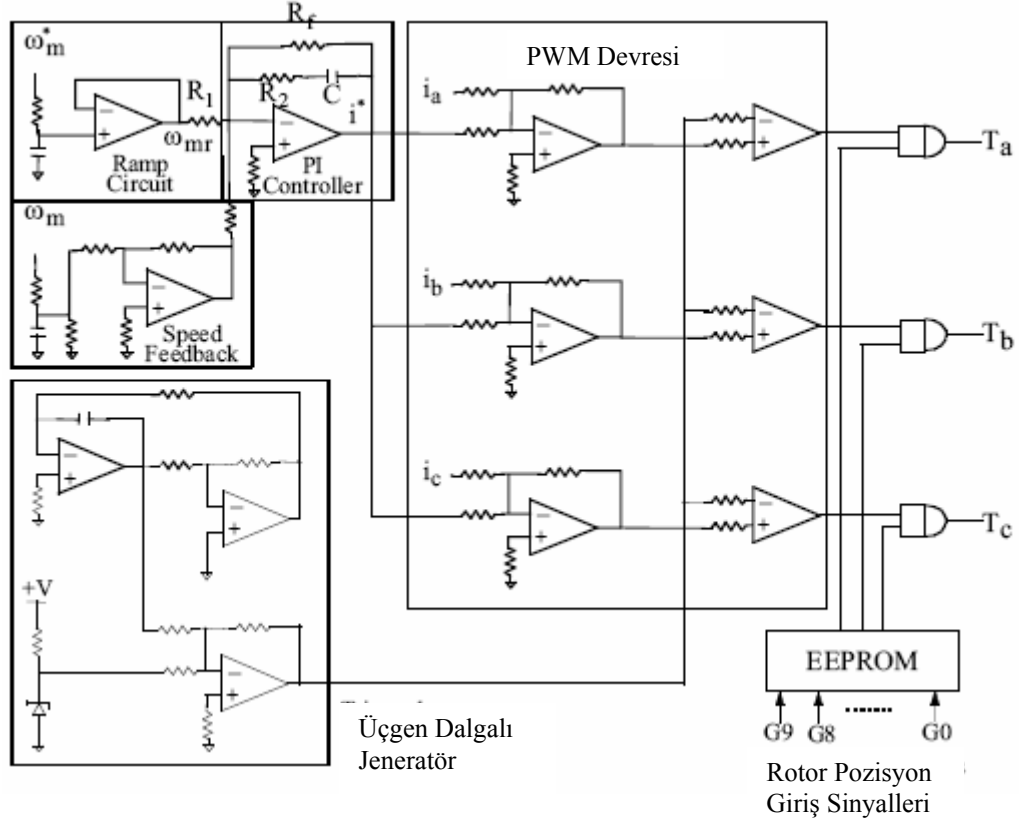
K_i : akım çevrimi kazancı

Yüksek hızlı bir cevap elde etmek için aralığın 30 ile 70 arasında olması gerekir. i^* istenen, i ise gerçek sargı akımını ifade eder. Galvanik izolasyonlu hall etkili sensörler, sargı akımlarını elde etmek için kullanılır. Elde ettiği değerler geri dönüşüm devresinin giriş değerleridir. Faz sargılarında istenilen akım eğerlerini elde etmek için ayrıca PWM tekniği de kullanılır. PWM devresinde, akımlar 3kHz'lik testere dişli sinyali ile karşılaştırma işlemine tabi tutulur. Referans eğrisinin genliği hata sinyalinin genliğinden daha büyük olduğu zaman çıkış sinyali düşer ve anahtar kapanır. Bu sistem Şekil 4.12' de şematize edilmiştir.

4.1.4.5 Taşıyıcı Sinyali

Testere dişli sinyal jeneratörü Şekil 4.13' de gösterildiği gibi üç adet operasyonel amplifikatöre sahiptir. Pozitif bir geri besleme amplifikatörü testere dişli sinyali elde etmek için karesel sinyal osilatörünü kullanır. Üçüncü amplifikatör sinyale DC ofset değerini ekleyerek pozitif bir üçgen sinyal elde eder. Devrede kullanılan zener diyot devrenin kalibrasyonuna yardımcı olmak içindir.

Hatta hızlanma ve yavaşlama esnasında yüksek moment gereksinimi olması durumunda bile tasarım hep bu şekilde gerçekleştirilmeye çalışılır. Taşıyıcı sinyalin pik değeri her zaman hata sinyalinin maksimum değerine göre ayarlanır. Hata sinyalinin değeri set değerinden daha büyük olduğu zaman bu iki sinyal arasındaki fark chopping occurs'a tabii tutulur.



Şekil 4.13 Arm analog kontrolörünün devre diyagramı

4.1.4.6 Rotor Pozisyonunun Tasarıma Dâhil Edilmesi

Motor şaftına yerleştirilmiş bir enkoderden alınan 10 bitlik rotor konum bilgileri önceden programlanmış silinebilir EEPROM' a giriş sinyalleri olarak girilir. Daha sonra EEPROM faz sırasını değiştirme görevini yerine getiren sinyalleri oluşturur. EEPROM' da depolanan bilgiler rotorun önceden tahmin edilen verilerine göre ayarlanır ve her gelebilecek olan sinyal için yorumlamalar hazırdır. Rotor algılayıcısından EEPROM' a gelen her bilgi 3 bitlik faz anahtarlama sinyaline dönüştürülür. Rotor konumunun sıfır referans noktası A fazının rotorla hizada olduğu andır. Bu referansla EEPROM' a gelen giriş sinyallerinin yorumlanması sıradaki örnekle açıklanmaya çalışılmıştır. 6/4'lük bir anahtarlmalı relüktans motorda anahtarlama sinyali her 90° ' de bir aynı olduğu için örnek hesaplama sadece bir çeyrek zaman için yapılacaktır. Diğer çeyrekler için hesaplama hemen hemen aynıdır. İstenilen herhangi bir açı değeri için anahtarlama sinyali 0° , 30° ve 60° 'de değiştirilmelidir. Her bir faz sargısının iletim açısı 30° derecede olması için o andaki açının ve ilerleme açısının aynı olması gerekir. A fazının ilk çeyrekte anahtarlama sinyali 48° ve 78° arasında gerçekleşir. Söz konusu hexadecimal kod 0090 ve 00E0 arasında olmalıdır. Bu yüzden 0090' dan 00E0' a olan hexadecimal kodlar 100'lük binary kodlara dönüştürülmelidir. Rotorun açısının 0° - 30° aralığında olduğu anda bu kodlar A fazı sargısının tahrik edilmesini sağlar. 8 bitlik EEPROM

çıkış sinyallerinin 3 bitlik kısmı anahtarlama sinyali olarak kullanılır. Bu sinyal, Konverterin kapı sürüş devresinin çıkış sinyalleri olan ve son fazın anahtarlanmasını sağlayan sinyalleri üretmek için, PWM çıkış sinyalleri ile AND kapısına dâhil edilir.

4.1.4.7 Hız Çevrimi

Bir rampa devresi olan yumuşak başlangıç devresinin çıkışı modife edilmiş hız referans değerini verir. Hız hata değeri ölçülen hız değeri ile referans hız değeri arasındaki farktan elde edilir. Hız hata değeri bir PI kontrolörden geçirilerek değeri yükseltilir. Hız referans değeri PI kontrolör ve hız geri besleme devresi tarafından güçlendirilir. PI kontrolör, analog bir devre ve operasyonel amplifikatörün sentezinden oluşur. PI kontrolörün çıkışındaki akım ifadesi aşağıdaki gibidir;

$$i^* = K_p(\omega_{rm} - \omega_m) + K_i \int (\omega_{rm} - \omega_m) dt \quad (4.9)$$

$$K_p = \frac{R_2}{R_1} \quad K_i = \frac{1}{CR_1}$$

ω_{rm} : modife edilmiş hız değeri ω_m : normal hız değeri

Böylece K_p ve K_i sabitleri R_1 , R_2 , C değerleri değiştirilerek istenen ayara getirilebilir. Normalde $R_1 = 3.3 \text{ k}\Omega$ $R_2 = 150\text{k}\Omega$ ve $C = 10\mu\text{F}$ dır. $1/K_i = 0.05$ iken $K_p = 30-50$ arasında seçilmelidir. Daha kararlı bir çalışma için R_f değerinde bir diren. R_2 ve C' ye paralel bağlanabilir. R_f direnci aynı zamanda operasyonel amplifikatörün DC geri besleme devresi olarak görev yapar. PI kontrolörünün çıkış ifadesi 3 fazlı bir akım komutu olarak i_a^* , i_b^* , i_c^* akımlarından ibarettir. Kontrolör hız komutu olan ω_m^* ' yi giriş ifadesi olarak aldıktan sonra anahtarlama relüktans motorun yumuşak ve düzgün bir şekilde çalışmaya başlamasını sağlamak için bir hız rampası devresini aktif hale getirir. Bu devre hızın istenen değerine göre mevcut hızın değişikliğinin oranını sabit tutar.

Rampa devir diyagramından zaman sabiti olan RC ifadesi hız sinyalinin değişikliğinin oranını kontrol eder. ω_m^* hız komutu bir potansiyometre tarafından ayarlanabilir.

Eğer bir takojeneratör uygun değilse, geri besleme sinyalini oluşturmak için frekans-gerilim dönüştürücü konverter chip' i kullanılabilir. Eğer bu şekilde bir uygulama var ise konverter giriş sinyali, rotor konumunu algılayan enkoderin en az önemli biti olan LSB bitinden elde edilebilir.

4.2 Fırçasız Doğru Akım Motor Kontrolü

4.2.1 Giriş

Bundan önceki bölümde fırçasız dc motorların yapısı, basit devre şeması, karakteristikleri üzerinde durulmuştu. Bu bölümde ise fırçasız dc motorların servo kontrolünün teorik incelemesi üzerinde durulacaktır.

Basit bir fırçasız servo sistem, genelde Δ bağlantılı, çok fazlı stator sargılarından, daim mıknatis yapısına sahip bir rotordan ve rotor pozisyonuna göre sargıların enerjilendirilmesine yardımcı olan rotor pozisyon transdüser' inden oluşur.

Servo motorlar genellikle Fırçasız DC motor olarak tanınır. Bu motorlar dikdörtgensel bir yayılmaya sahip hava aralığı flux' lu, stator sargılarının anahtarlanması esnasında trapezoidal moment dalgası üreten motorlardır. Geçmişte trapezoidal dalgalı motor fırçalı motorların faydalarından (geniş hız ve moment aralığı, yüksek ivmeli hızlanma vs.) yararlanılarak tasarlanmaya çalışılmıştır. Günümüzde bu tasarım fırçalı motorun dezavantajlarının (fırça ve komütatör, ısı kayıpları vs.) elimine edilmesiyle son durumunu almıştır. Aslında bu sistem hız/moment performansını lineer yapmak için gayet uygun bir sistem haline gelmiştir.

Uygulamada bu sistemin yapısı stator sargılarının nüve içinde ve kalıcı mıknatısların rotor üzerinde olması özelliğine sahiptir. Bu yapının sağladığı en önemli faydaların başında ısı kaybına neden olan stator sargılarının rotordan ayrı tutularak bu önemli dezavantajın elimine edilmesidir. Genelde, fırçasız servo motorlar, iletim aralığı boyunca geniş moment pik aralığına sahiptir ve bu özellik sistemin yüksek verimli olmasına neden olur.

Motorun rotoru çeşitli manyetik elemanlardan imal edilebilir fakat genellikle samaryum-kobalt ve neodyum-demir' den imal edilir. Fırçasız rotorların çıkış moment değeri, bu manyetik malzemelerin özellikleri ile arttırılabilir.

Fırçasız motorları fırça ve komütatörlere sahip olmaması fırçasız motorlara nazaran daha yüksek moment pik değerleri ve hız değerlerini elde edilmesine olanak sağlar.

Fırçasız DC servo amplifikatörü AC sisteminkinden daha basit bir yapıya sahiptir. DC sistemde gerekli olan yapılar; hall etkili sensörler ve rotor pozisyonunun doğru bir şekilde algılanabilmesi için gerekli olabilecek rotor pozisyon indikatörüdür. Sargıların doğru bir şekilde anahtarlanabilmesi için bu tarz basit yapılara gereksinim vardır. Böyle birkaç yapıya sahip olmasına rağmen sonuç olarak amplifikatör basit bir yapıya sahiptir.

Trapezoidal dalgalı amplifikatör ve motorlar özellikle aşırı yüklenmede meydana gelebilen moment dalgalanmalarını önlemek ve her fazdaki sargıların 120° aralıklarla

enerjilendirilmesine göre tasarlanır. Sargıların sırasıyla 120° de enerjilenmesiyle her fazda oluşan akım lineerdir (DC akım). Her fazda meydana gelen akım dalgası lineer olduğundan dolayı bu motorlar Fırçasız DC motorlar olarak adlandırılır.

Trapezoidal servo motorun tek dezavantajı yapısından kaynaklanmaktadır. Motorun dış cephesi ve sargıları oluşumu açısından motorun doyumuna neden olabilir. Bu dezavantaj fırçasız AC servo motorlarda görülmemektedir. Bu özellik motor tasarımında oldukça önemli bir yere sahiptir.

4.2.2 Fırçasız Doğru Akım Motor Kataloglarında Belirtilen Bazı Terimler

4.2.2.1 Durma Anındaki Sürekli RMS Akımı, I_s (Arms)

40° C' ye kadar ortam sıcaklığında motor bu RMS akım değerinde durdurma veya düşük hızda sürekli bir şekilde çalıştırılabilir.

4.2.2.2 Moment Sabiti, K_t (kgf-cm/Arms)

Bu terim moment duyarlılığı olarak bilinmektedir ve faz akımının amper başına düşen moment miktarını belirler. Moment sabiti armatürdeki toplam akının ve toplam iletken sayısının bir fonksiyonudur.

4.2.2.3 Ters e.m.f Sabiti, K_v (volt-sn/rad)

Kalıcı mıknatıs alanının mukavemetini gösterir. Manyetik alan mekanik olarak döndürüldüğünde, belirtilen hızda üretilen gerilimin değeridir ve armatürdeki toplam iletken sayısı ve toplam alan akısının fonksiyonudur. Volt-sn / rad veya Volt-dak / dev boyutundadır.

4.2.2.4 Mekanik Zaman Sabiti, t_m (sn)

Birim step gerilimi motor faz sargılarına uygulandığında hızdaki başlangıç artım oranıdır. Aşağıda verilen denklem ile hesaplanabilir.

$$t_m = \frac{J_m R_a}{K_t K_v} \quad (4.10)$$

J_m : Motor ataleti (kg-cm-sn²)

R_a : Armatür direnci (Ω)

4.2.2.5 Elektriksel Zaman Sabiti, t_e (sn)

Motor şaftı durmakta iken sıfır empedanslı besleme kaynağından gerilim uygulandığı takdirde armatür akımının verdiği cevabı belirtir.

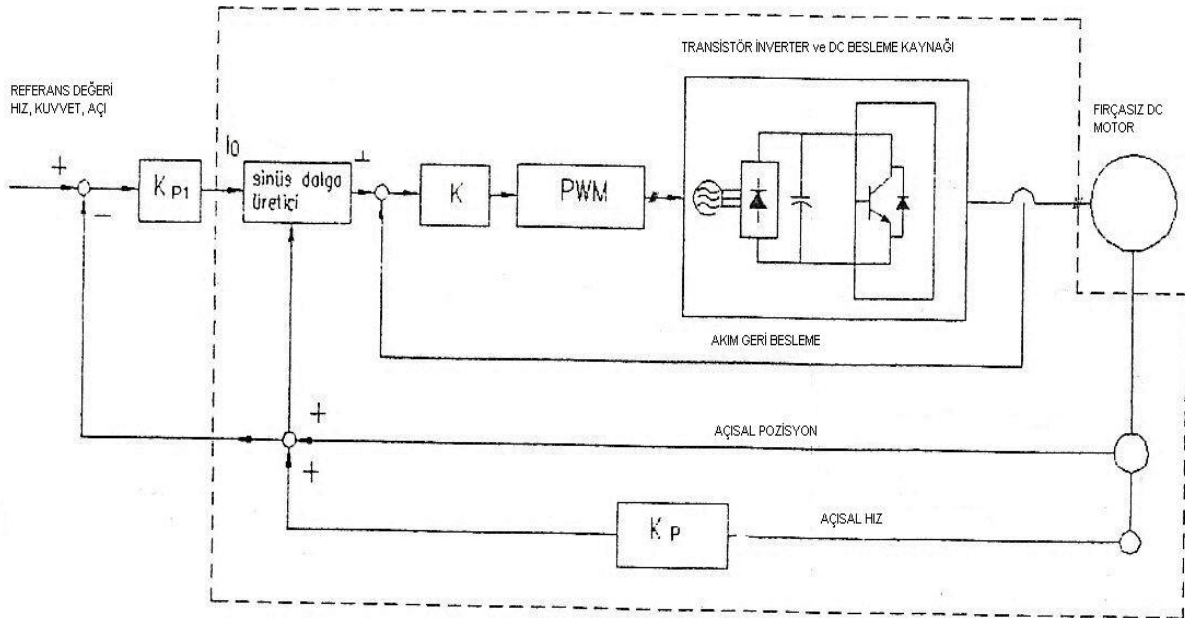
$$T_e = R_a / L_a \quad (4.11)$$

Şeklinde ifade edilir. Burada, L_a = armatür empedansı (Ω)

4.2.3 Fırçasız Doğru Akım Motorunun Kontrolü

Fırçasız dc motorun kontrol devresi; motor, açı ve açısal hız algılayıcıları, akım, gerilim, manyetik akı algılayıcıları, transistör PWM inverter ve bu donanımları kontrol eden analog ve dijital entegrelerden oluşan yarı iletken güç konvertöründen oluşur.

Ek olarak fırçasız dc servo motor sürücüsünde tüm sistemin kontrol edilmesi için pozisyon, hız ve kuvvet kontrolörleri (konum kontrolü) bulunur; sistemin tümü Şekil 4.14' de gösterilmektedir. Yarı iletken güç konvertörü sinüzoidal çıkışlı akım kontrolü, manyetik akı ile akımın kontrolü, eşdeğer alan zayıflatma kontrolü vs. gibi işlemleri yerine getirir.



Şekil 4.14 Fırçasız dc servo motor kontrolü blok diyagramı

4.2.3.1 Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Kontrol Esasları

Üç fazlı sarımlardan ibaret, üç dizi oluk bulunan çift kutupta yoğunlaşmış sarım yapısında olan, manyetik akının sinüzoidal kalıp şeklinde dağılım yapısında olduğu bir servo motor modeli göz önüne alalım. Böyle bir motor modelinde fazlar arasında 120° faz farkı vardır ve sarımlardaki akım denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$I_u = I_0 + \sin \theta$$

$$I_v = I_0 + \sin(\theta + 120^\circ) \quad (4.12)$$

$$I_w = I_0 + \sin(\theta + 240^\circ)$$

I_0 : Maksimum akım değeri

θ : Motor dönme açısı

Akım ve manyetik akının ortogonal kontrolü ilk olarak dönme miktarı θ ' nın ölçülmesi ve stator sarımlarından geçen akımın yukarıda verilen akım denklemlerine göre kontrol edilmesi ile sağlanır. Aynı şekilde yukarıda verilen akım denklemlerine göre kontrol edilmesi ile sağlanır. Aynı şekilde moment miktarının kontrolü I_0 akım değerinin serbestçe kontrolü ile yapılabilir.

$$T_{moment} = Brl = lr[B_0 \sin \theta L_u + B_0 \sin(\theta + 120)I_v + B_0 \sin(\theta + 240)I_w] \quad (4.13)$$

B_0 : Maksimum akı yoğunluğu

l : Rotor boyu

r : Rotor çapı

4.2.3.2 Fırçasız Doğru Akım Motorların Sürücü Sisteminin Matematiksel Modeli

Motorun stator sarımlarından geçen alternatif akımı senkron olarak dönen d ve q eksenlerine sahip DC akım şeklinde değerlendirilmesi suretiyle matematiksel model türetilir. Fırçasız doğru akım motorunda gerilim- akım ilişkisi aşağıda verilen şekilde elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + \rho L_a & -\omega_m L_a \\ \omega_m L_a & R_a + \rho L_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_m \phi \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

R_a : Armatür direnci

L_a : Armatür endüktansı

ϕ : Miknatıslı motorun manyetik akısı (sabit)

ω_m : Motorun açısal hızı

$$\rho \equiv \frac{d}{dt}$$

V_d, V_q, i_d ve i_q ise d ve q eksenlerine ait gerilim ve akımlar

T_i ani momenti aşağıdaki denklem ile hesaplanır.

$$T_i = \frac{3}{4} \phi i_d = J \omega_m + B \omega_m + T_l \quad (4.15)$$

$\frac{3}{4}$: Kutup sayısı

- J : Motor eylemsizlik momenti
 \emptyset : Mıknatıslık motorun manyetik akısı (sabit)
 ω_m : Motor açısal hızı
 B : Vizkoz sönüm katsayısı
 T_l : Yük momenti

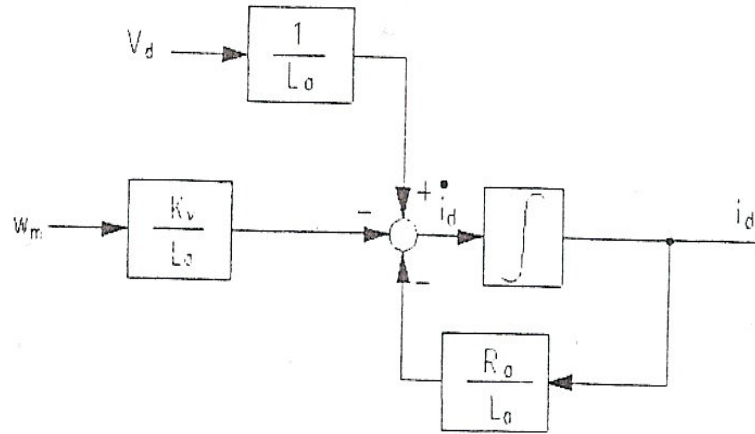
Genel olarak i_q sıfır olacak şekilde kontrol işlemine tabi tutulur. Bu sebeple motor akımı sadece i_d ' dir.

$$i_d = -\frac{R_a}{L_a} i_d - \frac{\omega_m \phi}{L_a} + \frac{V_d}{L_a} \quad (4.16)$$

$$V_d = K_p (I_0 - K_i i_d) \quad (4.17)$$

denklemleri ile verilir. Burada K_p ve K_i akımın ortogonal kontrolü için gerekli geri besleme kontrolörlerini ifade etmektedir.

(4.16) denkleminin blok diyagramı Şekil 4.15' de gösterilmektedir.



Şekil 4.15 Motor akım denklemleri blok diyagramı

(4.17) ifadesi (4.16) denkleminde yerine konulduğunda akım denklemleri

$$i_d = \frac{1}{L_a} K_p I_0 - \left[\frac{K_p K_i}{L_a} + R_a \right] i_d - \frac{\phi}{L_a} \omega_m \quad (4.18)$$

şeklini alır. Burada ϕ / L_a oranı K_v / L_a oranına eşit olduğundan dolayı;

$$i_d = \frac{1}{L_a} K_p I_0 - \left[\frac{K_p K_i}{L_a} + R_a \right] i_d - \frac{K_v}{L_a} \omega_m \quad (4.19)$$

(4.15) denkleminde ω ifadesi çekilir ise;

$$\omega_m = \frac{3}{4} \frac{\phi}{J} i_d - \frac{B}{J} \omega_m - \frac{T_l}{J} \quad (4.20)$$

motorun ürettiği mekanik moment olan $\frac{3}{4} \phi i_d$ bağıntısı;

$$T_e = K_t i_d \quad (4.21)$$

Moment sabiti ifadesi kullanılmak suretiyle

$$\omega_m = \frac{3}{4} \frac{K_t}{J} i_d - \frac{B}{J} \omega_m - \frac{T_l}{J} \quad (4.22)$$

3/4: Kutup sayısı

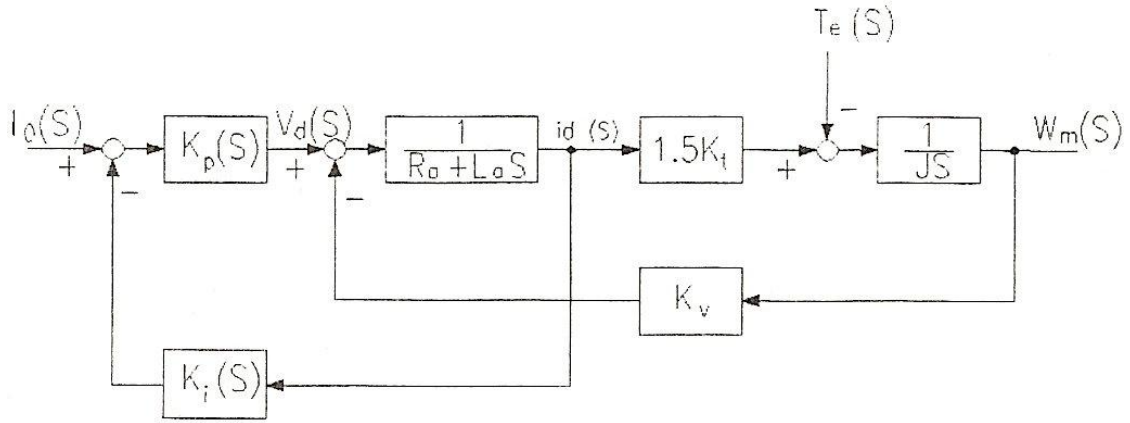
şeklini alır. Kutup sayısı 2 olan servo motor için (4.22) denklemi

$$\omega_m = 1.5 \frac{K_t}{J} i_d - \frac{B}{J} \omega_m - \frac{T_l}{J} \quad (4.23)$$

şeklinde ifade edilir. Elde edilen durum değişkenleri kullanılarak durum uzayı modeli

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{\omega}_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a + K_p K_i}{L_a} & -\frac{K_v}{L_a} \\ 1.5 \frac{K_t}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{K_p}{L_a} \\ 0 \end{bmatrix} I_0 + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{J} \end{bmatrix} T_l \quad (4.24)$$

şeklinde ifade edilir.



Şekil 4.16 s-domeninde blok diyagramı

(4.24) denkleminde her iki tarafın Laplas dönüşümü alınarak

$$sZ_{(s)} - Z_{(0)} = AZ_{(s)} + Bu_{(s)}$$

$$u(t) = I_0 \quad y(t) = \omega_m \quad y(s) = CZ_{(s)} \quad (4.25)$$

tanımları ile $Z_{(s)}$ fonksiyonu

$$Z_{(s)} = \frac{Z_{(0)}}{(sI - A)} + \frac{Bu_{(s)}}{(sI - A)} \quad (4.26)$$

şeklini alır. Başlangıç şartlarının sıfır kabulü ile $Z_{(0)} = 0$

$$Z_{(s)} = \frac{Bu_{(s)}}{(sI - A)} \quad (4.27)$$

$$G_{(s)} = \frac{y_{(s)}}{u_{(s)}} = \frac{B}{C(sI - A)} \quad (4.28)$$

ifadesinin matris hesapları yapılarak ve B (vizkoz sönüm sabiti) = 0 kabulü ile transfer fonksiyonu

$$G_{(s)} = \frac{\Omega m_{(s)}}{I_0(s)} = \frac{\frac{1.5K_t K_p}{JL_a}}{s^2 + \frac{R_a + K_p K_i}{L_a} s + \frac{1.5K_t K_v}{JL_a}} \quad (4.29)$$

şeklini alır. Denklem normalleştirmek suretiyle

$$G_{(s)} = \frac{K_p}{K_v} \frac{\frac{1.5KK_v}{JL_a}}{s^2 + \frac{R_a + K_p K_i}{L_a} s + \frac{1.5K_t K_v}{JL_a}} \quad (4.30)$$

$$\omega_n^2 = \frac{1.5K_t K_v}{JL_a} \quad 2\xi\omega_n = \frac{R_a + K_p K_i}{L_a} \quad \xi = \frac{J(R_a + K_p K_i)}{2\sqrt{JL_a 1.5K_t K_v}}$$

şeklinde transfer fonksiyonu elde edilir. Görüldüğü gibi sistem ikinci mertebededir. Servo sistem tasarımında genel olarak sönüm oranı değerinin $\xi \geq 1$ alınması uygundur. Sistemin kazanç değeri K_p / K_v sabiti ile verilmektedir. Bu değer belirli bir akım değeri girişine karşı hızdaki değişimi ifade etmektedir. Öncelikli olarak tespit edilip tasarım işlemi bu değere göre yapıldığı takdirde;

$$Kazanç = \frac{K_p}{K_v}$$

denklemden saptanan bir kazanç değeri için K_p orantı sabiti tespit edilebilir. Tespit edilen bu değer ışığında akım orantı sabiti;

$$K_p = Kazanç \times K_v \quad (4.31)$$

bağıntısı ile bulunabilir. Hesaplanan bu değer $K_p \times K_i$ çarpımında yerine konulduğu takdirde K_i katsayısı;

$$K_i = \frac{2\xi\omega_n L_a - R_a}{K_p} = \frac{2\xi\omega_n L_a - R_a}{Kazanç \times K_v} \quad (4.32)$$

4.3 Daim Mıknatıslı Senkron Motor Vektör Kontrol Sistemi

4.3.1 Daim Mıknatıslı Senkron Motorun Sürücü Devresi Tasarımı

Günümüzde motor sürücü sistemlerinin analiz ve karmaşık güç elektroniği içeren tasarımı simülasyon araçları kullanılarak basitleştirilmeye çalışılmıştır. Simülasyon sonuçlarının doğruluğu, oluşturmak istediğimiz sistemin doğruluğunu çok küçük hata ile bize önceden gösterebilir.

Sürücü sistemlerin ortaya konulup, geliştirilebilmesi bilgisayar ortamında üç farklı yöntemle gerçekleştirilebilir. Bunlarda ilki, alan yönlendirmeli elektronik devrelerden oluşan SPICE simülatörüdür. İkincisi, sinyal proses yönlendirmeli yöntem olarak adlandırılan (Kalman filtresi), transfer fonksiyonunun değişik düzlemlerde tanımlanmasını sağlayan yazılım

programları, örneğin MATLAB ve son olarak ortaya konulan yöntem sonlu elemanlar yöntemidir.

Sürücü sistemlerinin en önemli özelliklerinin başında sürdürdüğü motorun hız ve momentini kontrol etmesidir. Çeşitli kontrol yöntemleri ile bu özellik sürücü sistemlerine kazandırılır.

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.

4.3.1.1 Sürücü Devre Modülleri

Aşağıdaki şekilde DMSM' un sürücü sisteminin genel bir blok diyagramı verilmiştir. Bir sürücü devre tasarımında dc güç kaynağı, dc giriş filtresi, gerilim beslemeli inverter, çıkış üç faz filtresi, modülatör, kontrolörler, motor ve yük vardır. Tüm elemanların tasarımı kullanıcı giriş değerlerine göre gerçekleştirilir.

4.3.1.1.1 Üç Fazlı Gerilim Beslemeli İnverter

İnverterin modellenmesi d-q eksen takımında ve üç fazlı sistemde olmak üzere ayrı ayrı gerçekleştirilir. Şekil 4.18a' da modülün, anahtarlama elemanlarının ve diyotlarının görüldüğü ayrıntılı bir modeli gösterilmiştir. Bu modelde dikkate alınan anahtarlama sinyalleridir. Kontrol parametreleri S_a , S_b ve S_c ' dir. Şekil 4.18b' de ise normal gerilim beslemeli inverter gösterilmiştir. Bu modelde kontrol parametreleri d_a , d_b ve d_c ' dir. Bu parametreler fazların darbe periyotlarını değiştirebilmemize olanak sağlar. Şekil 4.18c' de ise modülün d-q modeli gösterilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} = mV_{DC} \quad (4.33)$$

V_a , V_b ve V_c : faz çıkış gerilimleri

V_{DC} : dc kaynak gerilimi

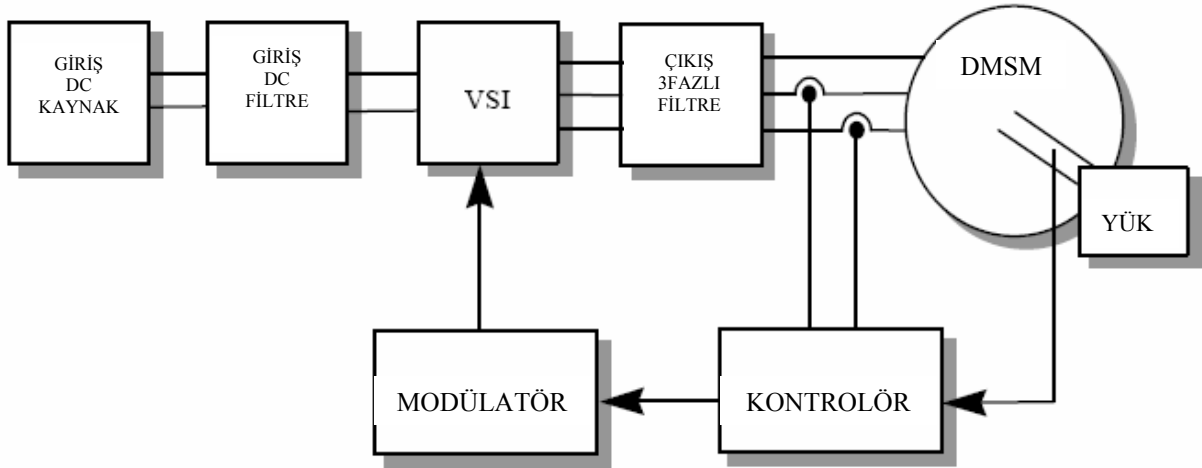
d_a , d_b ve d_c : inverterin her fazının darbe periyodu

m : sinyal modülasyonu sabiti

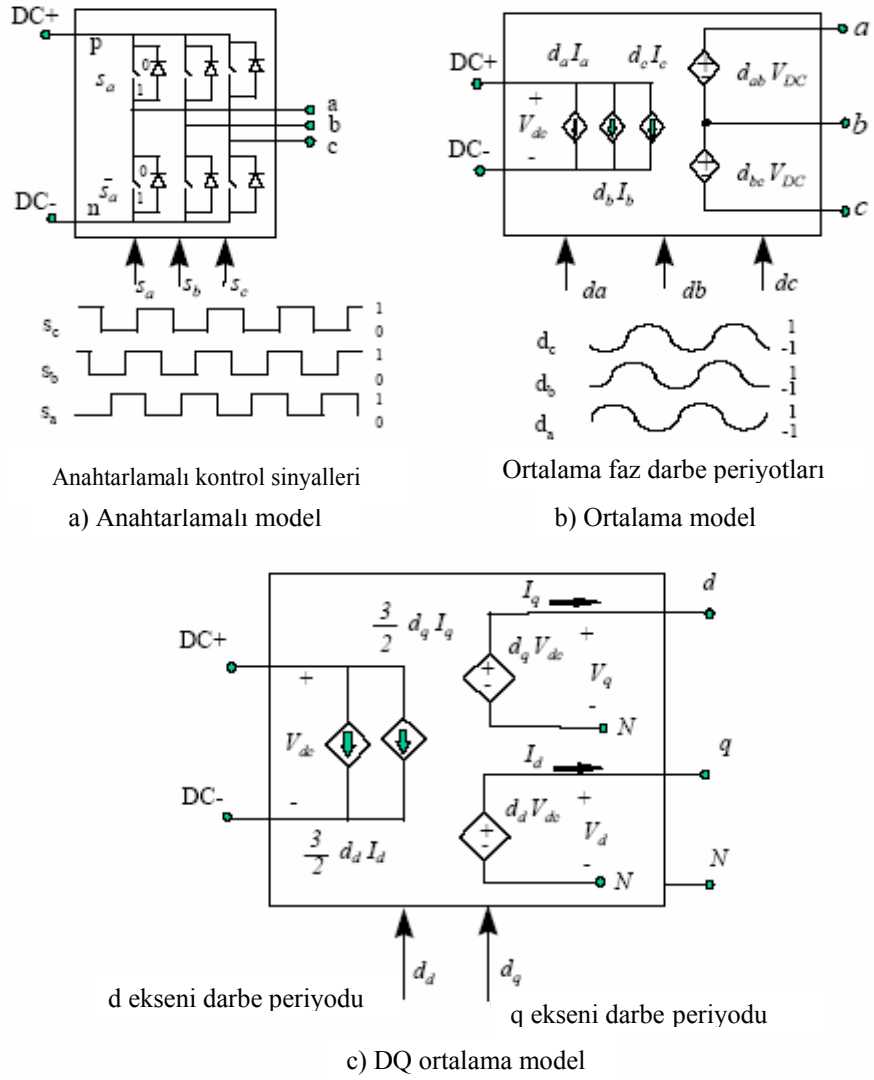
Böylelikle inverter gerilim ve akım değerleri d-q komponentleri kullanılarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a - V_b \\ V_b - V_c \\ V_c - V_a \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} d_{ab} \\ d_{bc} \\ d_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_a - d_b \\ d_b - d_c \\ d_c - d_a \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{ab} \\ d_{bc} \\ d_{ca} \end{bmatrix} V_{DC}, \quad I_{DC} = \begin{bmatrix} d_a & d_b & d_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.35)$$



Şekil 4.17 Gerilim DMSM' un blok diyagramı



Şekil 4.18 Gerilim beslemeli inverter modelleri

d-q eksen sistemindeki gerilimler park dönüşümü kullanılarak faz gerilimleri cinsinden yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

aynı şekilde darbe periyotları da bu şekilde yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

(4.33), (4.36) ve (4.37) ifadelerinden yararlanılarak d-q gerilimleri ve dc kaynak gerilimi arasında bir bağlantı kurulabilir.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} m V_{DC} \quad (4.38)$$

aynı şekilde inverterin ac tarafındaki d-q akımları ve dc kaynak akımı aşağıdaki formülle ilişkilendirilebilir.

$$I_{dc} = \begin{bmatrix} d_a & d_b & d_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

park dönüşümünün inversi alınırsa;

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = T' \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

$$\begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} = T' \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \end{bmatrix} \quad (4.41)$$

(4.37), (4.40) ve (4.41)' a göre

$$I_{dc} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

Böylelikle üç fazlı gerilim beslemeli PWM inverterin üç fazlı sistemden d-q koordinat eksenine transferi tamamlanmış olur.

Yukarıdaki denklemleri kullanarak inverterin dc tarafındaki ve ac tarafındaki güç ifadeleri arasında şu şekilde bir bağıntı kurulabilir;

$$P_{dc} = V_{dc} I_{dc} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{l \max} I_{l \max} \cos \varphi = \frac{3}{2} V_{ph \max} I_{ph \max} \cos \varphi = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (4.43)$$

V_l, I_l : fazlar arası akım ve gerilim değerleri

V_{ph}, I_{ph} : faz nötr arası akım ve gerilim değerleri

φ : faz farkı

4.3.1.1.2 Daim Mıknatıslı Senkron Motor

Yaygın olarak stator sargı bağlantı şekli Y olan, üç fazlı bir daim mıknatıslı senkron motor d-q eksen takımındaki matematiksel modeline ait ifadeler aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned}
 v_d &= Ri_d + L_d \frac{di_d}{dt} - pL_q \omega i_q \\
 v_q &= Ri_q + L_q \frac{di_q}{dt} + pL_d \omega i_d + k_t \omega \\
 T_{em} &= \frac{3}{2} (k_t i_q + p(L_d - L_q) i_q i_d); \\
 T_{yük} &= T_{yük0} + \sum_i k_{yük_i} (\omega - \Omega_i) \\
 T_m - T_{yük} - T_{fr} &= J \frac{d\omega}{dt} \\
 v_s &= \sqrt{v_d^2 + v_q^2} = V_{ph} \\
 i_s &= \sqrt{i_d^2 + i_q^2} = I_{ph}
 \end{aligned} \tag{4.44}$$

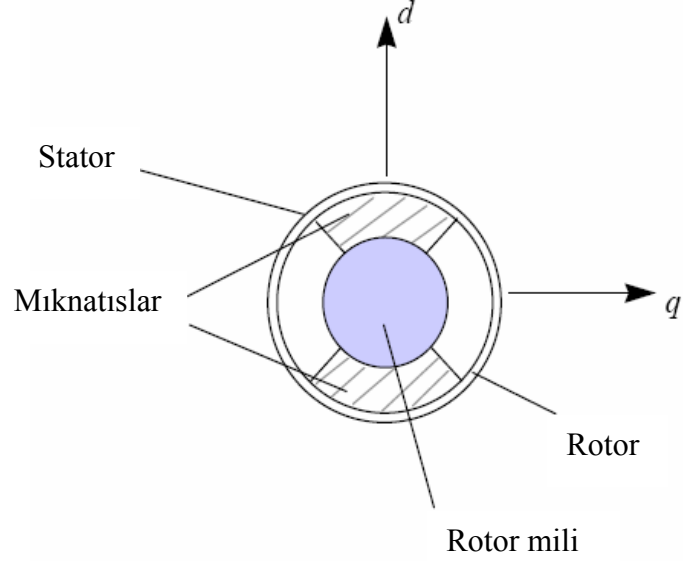
$$v_{s\max} = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} \dots (\text{SVM için}) \quad v_{s\max} = \frac{1}{2} V_{dc} \dots (\text{sinüzoidal PWM için})$$

Motor parametreleri ve değişkenleri Tablo 4.1' de verilmiştir.

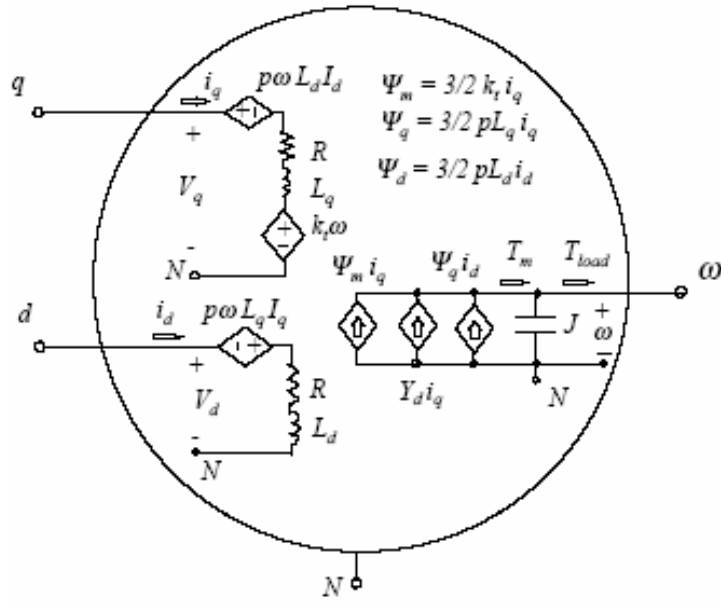
Tablo 4.1 Motor parametreleri ve değişkenleri

v_q, i_q	q-ekseni stator gerilim ve akımı	v_d, i_d	d-ekseni stator gerilim ve akımı
R	Stator faz direnci	L	Stator faz self endüktansı
L_q	q-eksenindeki stator endüktansı	L_d	d-eksenindeki stator endüktansı
k_t	Tork sabiti	p	Kutup çifti sayısı
ω	Ani dönme hızı, $\omega > \Omega$	Ω	Yük momentinin kayma anındaki dönme hızı
T_m	Motor elektromekanik torku	$T_{yük}$	Yük torku
T_{fr}	Sürtünme torku	j	Atalet momenti

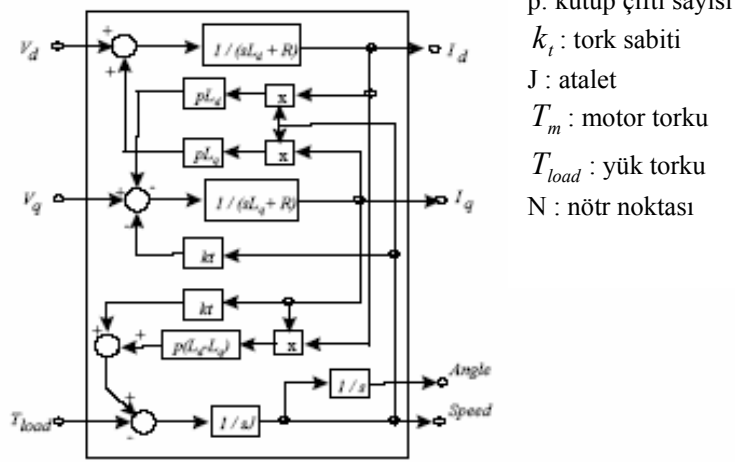
d-q ekseninde 2 kutuplu bir DMSM Şekil 4.19' da, DMSM' un d-q0 modelleri de Şekil 4.20' de gösterilmiştir. Bu modeller elektriksel ve kontrol sinyalleri için dizayn edilmiştir. Elektriksel sinyal modelinin avantajları, daha detaylı modelleme, elektriksel ve kontrol sinyallerinin arasında herhangi bir dönüştürme işlemine gerek duyulmamasıdır. Diğer yandan kontrol sinyal modeli daha basit matematiksel ifadeler içerdiği için daha hızlıdır. Kontrol sinyal modelindeki tüm akım ve gerilim vektör büyüklükleri üç fazlı sistemdeki tüm faz akım ve gerilim büyüklükleri ile ilişkilidir.



Şekil 4.19 dq eksen takımındaki iki kutuplu dmsm



a) elektriksel sinyal modeli

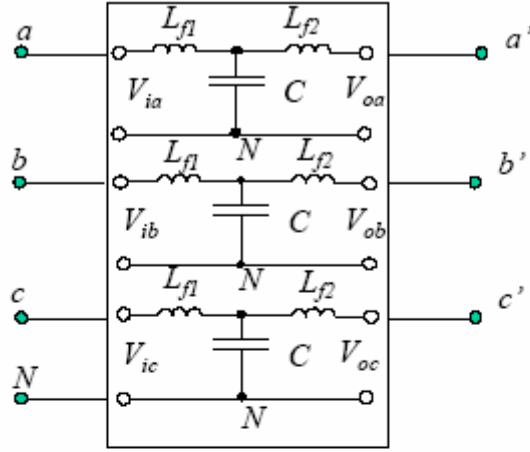


b) kontrol sinyal modeli

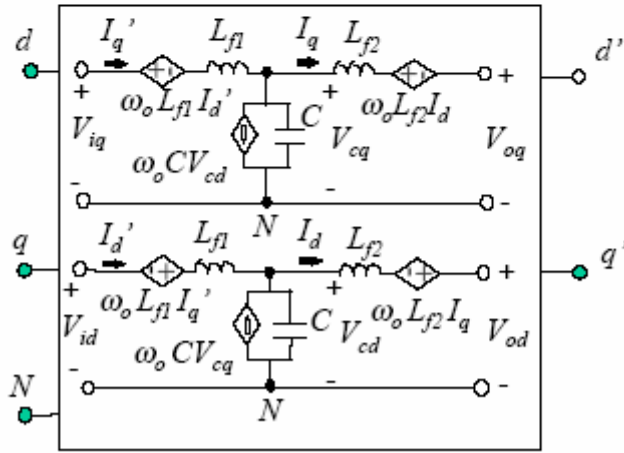
Şekil 4.20 DMSM' un dq0 modelleri

4.3.1.1.3 Filtre Modelleri

Şekil 4.17' de ki dc filtre gerçek filtre tasarımındaki devre elemanları ile modellenebilir. Modelin karmaşıklığı analizin ne kadar detaylı yapıldığı ile alakalıdır. Şekil 4.17' de dc taraftaki filtre dc gerilim beslemeli birçok elektrik devresinde kullanılabilen basit bir filtredir. Üç fazlı filtre modeli ve devamında gerçek filtre tasarımı Şekil 4.21a' da gösterilmiştir. Başka bir olasılık olan d-q filtre modeli Şekil 4.21b' de gösterilmiştir. Bu filtre modülü de uygulama da tercih edilebilir. Fakat bu modelin çok karmaşık olan yapısı en büyük dezavantajdır.



a) üç fazlı model

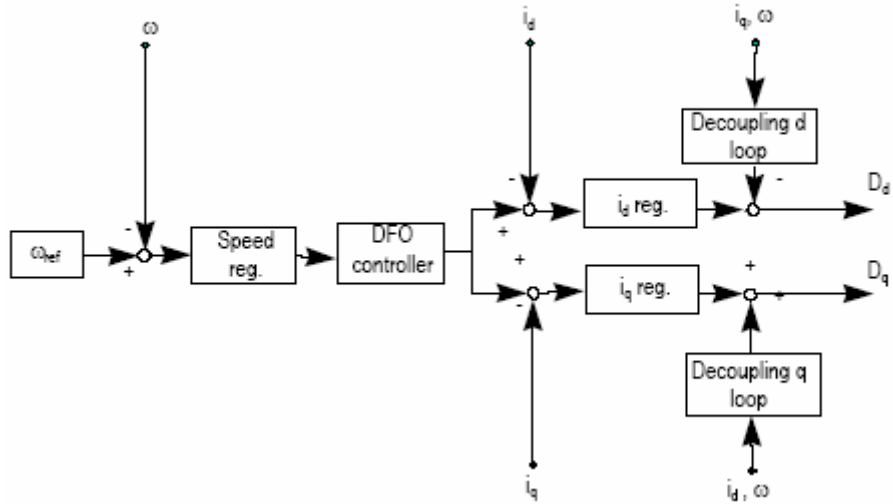


b) DQ modeli

Şekil 4.21 Üç fazlı filtre modülleri a) sabit b) dönen koordinatlar

4.3.1.1.4 Kaskat Bağlantılı Kontrolör Modülü

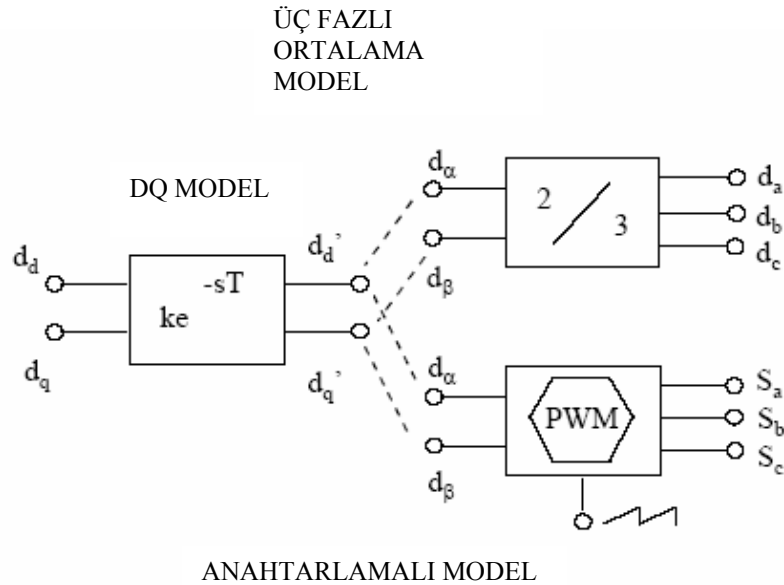
Şekil 4.22' de gösterildiği gibi klasik bir kaskat kontrolör modülünde dekublaj devresi, değişken limitli PI regülatörü, d-q akım kontrol devreleri ve hız kontrol devreleri bulunur. Bu kontrol modülünün çıkış sinyalleri gerilim beslemeli inverterin d-q koordinatlarındaki anahtarlama darbe periyotlarını oluşturur.



Şekil 4.22 İki tabakalı kaskad modül modeli

4.3.1.1.5 PWM Modülatör Modülü

Bu modülün $\alpha - \beta$ düzlemindeki iki çıkış sinyali inverterin giriş kontrol sinyallerini oluşturur. Modülatör d-q düzlemindeki sinyalleri $\alpha - \beta$ koordinat düzlemindeki sinyallere çevirir. Üç fazlı basit modelinde d-q sinyalleri $\alpha - \beta$ sinyallerine daha sonra da üç faz a, b, c sinyallerine dönüştürülür. Anahtarlama modelinde ise $\alpha - \beta$ sinyalleri üç faz PWM sinyallerini oluşturur.



Şekil 4.23 Sabit ve dönen koordinatlarda modülatör modelleri

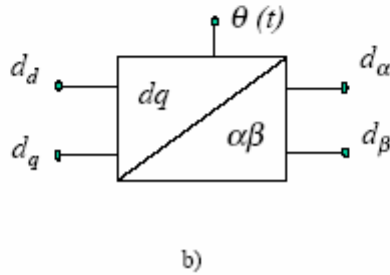
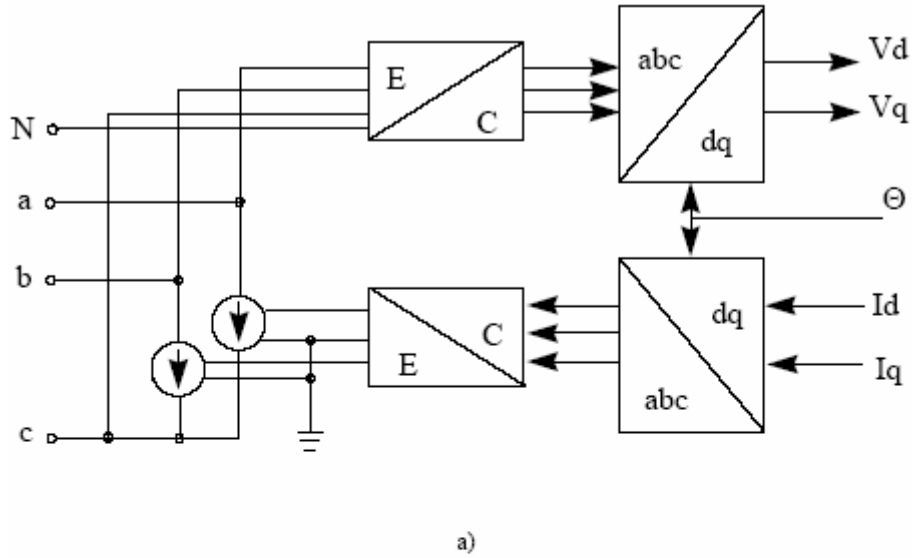
ke^{-st} : hesaplama ve ayarlama gecikmesi

k : ayarlama katsayısı

t : periyot

4.3.1.1.6 Arayüz Modülleri

Şekil 4.24’ de gösterilen arayüz modülü sistemin en önemli parçalarından biridir. Burada iki tip modül incelenmiştir. İlki Şekil 4.24a’ da gösterilen park ve invers dönüşümlerini kullanarak faz gerilim ve akımlarını dönüştüren, ikincisi ise Şekil 4.24b’ de gösterilen d-q eksen takımını bileşenlerini $\alpha - \beta$ eksen bileşenlerine dönüştüren modül. Bu arayüz modülleri sistemdeki eksen takımları arasındaki geçişlere olanak sağlar.

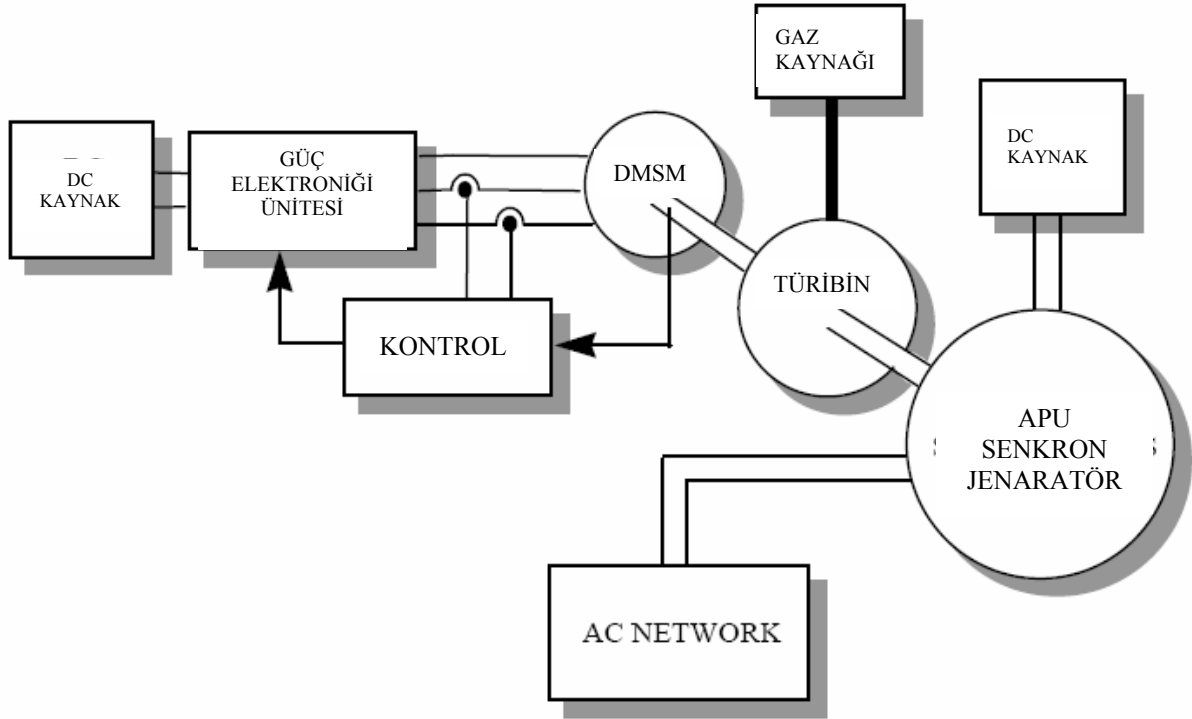


Şekil 4.24 Arayüz blokları a) üç fazlı/d-q modül bağlantılı b) d-q eksen takımından $\alpha - \beta$ takımına dönüşüm

4.3.1.2 Sistemin Genel Olarak Tanımlanması

Genel bir tanımlama yapmak amacıyla uçak yedek güç ünitesi örnek verilebilir. Bu ünitelerde yaygın olarak DMSM' lar kullanılmaktadır. Sistemin genel bir görüntüsü Şekil 4.25' de gösterilmiştir. Buradaki sistemde mevcut olan gazın iletimi senkron bir hızda olur. Tribün – jeneratör sistemindeki değişiklikler gazın senkron hızda ilerlemesini engellememesi için DMSM ' un hatasız kontrol edilmesi gerekmektedir. Sistemde yaygın olarak DMSM ile birlikte üç fazlı gerilim beslemeli inverter ve gürültü filtresi (EMİ) kullanılır. Ayrıca kontrol devresi basit bir LC filtresi de gerektirir.

PWM kontrolör iki katlı kaskat geri besleme devresi içerir. Litaratürde bu kontrolör analog olarak tercih edilse bile uygulamada çoğu zaman dijital seçilir. Şekil 4.26' da görüldüğü gibi d-q eksen takımındaki dönüşümler kublaj devreleri ve akı kaçaklı hız kontrol ünitesini içerir. Bu sistemin amacı, hızlı akım cevabı ve sabit hız kontrolüdür. Ayrıca yedek güç ünitesi jeneratörünün çalışmasını hızlandırmak ve akım, hız profillerini kontrol edebilmektir.



Şekil 4.25 Uçak yedek güç ünitesi blok diyagramı

4.3.1.2.1 Kontrol Tasarımı

Dijital kontrolörün tasarımı bilgisayar domeninde, frekans domeninde ve zaman domeninde olmak üzere üç farklı şekilde gerçekleştirilebilir. Öncelikle gerilim beslemeli inverter içeren DMSM sürücü devresi sistemi iki farklı kontrol ünitesi içerir. İlki akım kontrolörü ikincisi hız kontrolörüdür.

Akım kontrolörleri arasındaki fark bazılarının kublaj devresindeki geri emf' nin olmamasıdır.

Hız kontrolörleri için; genelde kullanılan açık çevrim hız kontrol yöntemi ve statik PI regülatörlü kapalı çevrim hız kontrol yöntemidir. Ayrıca sistemin farklı yük karakteristiklerine göre farklı hız kontrol yöntemleri kullanılabilir.

Kontrol mekanizmasının temel prensibi, akım geri besleme sinyalleri ile akım referans sinyalleri arasındaki farka göre faz anahtarlama darbe periyot sinyallerinin d-q eksen takımındaki akım kontrol sinyalleri ayarlamaktır. Şekil 4.26' de bu durum ifade edilmeye çalışılmıştır.

Akım geri besleme sinyalleri DMSM' den alınır. Filtre edildikten sonra d-q eksen sistemine dönüştürülür. Daha sonra kublaj devresine ve akım kontrol devresine tabi tutulur. Akım referans değerleri moment karakteristiğine göre belirlenir.

Diğer yandan rotor hızından geri besleme olarak alınan sinyal ile hız kontrol devresinin çıkış sinyali kaçak zayıflatma devresine tabi tutulur.

Sonuçta kontrol devrelerinden elde edilen sinyaller d-q eksen takımından $\alpha - \beta$ eksen takımına dönüştürülür. Bu eksen takımındaki sinyaller inverterdeki anahtarlama darbe periyotlarını ayarlar. Sonuç olarak inverter çıkışındaki ac fazlar arası gerilim stator sargı akımlarını oluşturur.

Sürekli hal durumu başlangıç zamanı özelliklerini içermeyen, sabit değerli yük moment profilinin, motor ve yük arasındaki moment farkının olmadığı bir durumdur.

Bu yöntem, sistemin küçük sinyal dinamiklerini ve çalışma durumundaki elektriksel değişkenlerin değerlerinin dikkate alındığı ve sabit tutmaya çalıştığı bir yöntemdir.

Hız kontrolörü tasarımı DMSM' unun rotor pozisyon bilgisi ve hız bilgisine göre gerçekleştirilir. Bu geri besleme sinyalleri örneğin DMSM rotor milinden dijital resolver, hall sensörleri veya enkoder vasıtası ile elde edilebilir.

Genel olarak hız kontrol sinyalleri kublaj devresi ve kapalı çevrim hız kontrolü için geri besleme sinyali olarak kullanılır. Akım geri besleme sinyallerinin d-q eksen dönüşümü için faz açısı referans değeri ile birlikte pozisyon sinyali de kullanılır.

Kontrolör tasarımı iki etapta gerçekleştirilir. Birincisi frekans domeninde küçük sinyal kontrol tasarımı ve zaman domenindeki büyük sinyal kontrol tasarımıdır.

4.3.1.2.1.1 Küçük Sinyal Kontrol Tasarımı

Frekans domenindeki küçük sinyal tasarımı ani çalışma anları için ani cevapları ve çalışma karakteristiğini oluşturur. Bu kontrol tasarım sisteminde dikkate alınan durum uzay sistem modelinin transfer fonksiyonu karakteristikleridir.

Klasik kontrol teorisi düşük fazlı sistemlerde transfer fonksiyonunun kararlı bir şekilde analiz edilebilmesine olanak sağlar.

4.3.1.2.1.2 Büyük Sinyal Kontrol Tasarımı

Zaman domenindeki büyük sinyal tasarımı, sinyal ve kaçak sınırlayıcı devreleri, referans hız veya moment profilleri gibi lineer olmayan elemanların tanımlanmasına ve analiz edilmesine olanak sağlar. Tasarım zorluğu büyük sinyal devrelerinin karmaşıklığından kaynaklanır.

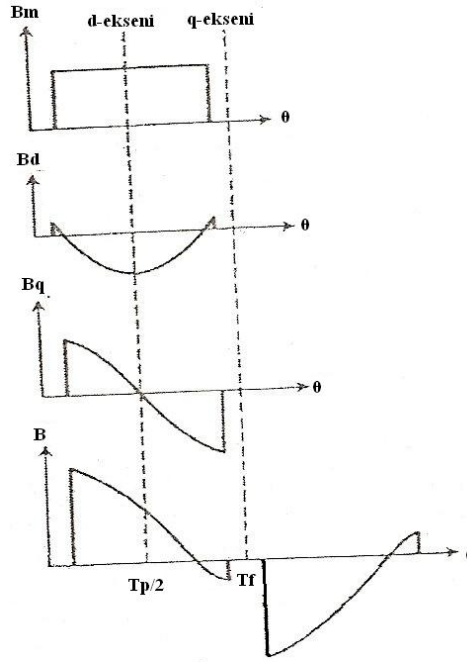
Üç fazlı ve d-q eksen takımındaki sistemlerin birlikte kullanılacağı modellerde bu tasarım yöntemi tercih edilir. Sistemin analizi bir önceki yöntemle göre daha ayrıntılı işlenir.

4.3.2 Mıknatısları Rotorun İçinde Bulunan DMSM Vektör Kontrolü

Motorun yüksek hızlı uygulamalarda kullanılabilmesi için mıknatıslar rotorun içine yerleştirilir. Endüstride yaygın olarak kullanılmasından dolayı bu bölümde bu motor tipinin kontrolü ele alınacaktır. Bu motor tipinde efektif hava aralığının küçük olması ve endüvi reaksiyonun etkisi oldukça önemlidir. Motorun bu özelliği sabit moment bölgesinde de kontrolü sağlayabilmemize olanak verir. Ayrıca bu motor tipinin yapısından dolayı çıkık kutuplu senkron motorlardan farklı olarak L_{sq} (enine stator endüktansı) L_{sd} ' den (boyuna

stator endüktansı) daha küçüktür. Bu özellik ($L_{sq} > L_{sd}$) emk üretiminde doğrudan bir etkiye sahiptir.

Bu tip motorlarda manyetik çukılkıktan dolayı elektro manyetik moment dağılımı lineer koşullarda bile sinüzoidal olmayacaktır. Lineer koşullarda akı yoğunluğu dağılımından dolayı mıknatıslar tarafından oluşturulan B_m ve stator akımlarının oluşturduğu (B_d, B_q) akı dağılımlarının toplamına eşittir. Bu doğrultuda akı yoğunluğu dağılımları Şekil 4.27' de gösterilmektedir.



Şekil 4.27 Mıknatısları rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron motorda sonuç ve bileşen akı yoğunluğu dağılımları

Rotor boyuna ekseninde daha yüksek manyetik geçirgenlik sağladığı için kutup parçalarının kenarlarında yüksek akı yoğunlukları meydana gelir. Bu yüzden bu kutupların stator dışları yüksek uyarma akımından dolayı doyma eğilimindedirler. Bundan dolayı hava aralığı akı yoğunluğu dağılımının temel bileşeninin şiddeti azalır ve bileşenin yönü kutup merkezine doğru dönmeye çalışır.

Manyetik doyma etkileri ihmal edildiğinde enine ve boyuna eksen arasında fiziksel çukılkıktan ve temel akıdaki doymanın etkilerinden dolayı enine kublaj söz konusu olacaktır. Bu motor tipinde akı yoğunluğu dağılımı sinüzoidal değilken düzgün bir emk üretmenin en uygun yolu rotor yüzeyine göre uzayda sabit ve senkron dönen bir stator akımı üretmektir. Bu durum üç faz simetrik stator akımlarını gerektirir.

Mıknatısları rotorun içerisinde bulunan DMSM' de üretilen elektromanyetik moment aşağıdaki gibidir;

$$t_e = \frac{3}{2} P (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) = \frac{3}{2} P |\bar{\psi}_s| i_{sy} \quad (4.45)$$

ψ_{sd} ve ψ_{sq} : rotorun enine ve boyuna stator akı linkleri

Mıknatıslanma akısı;

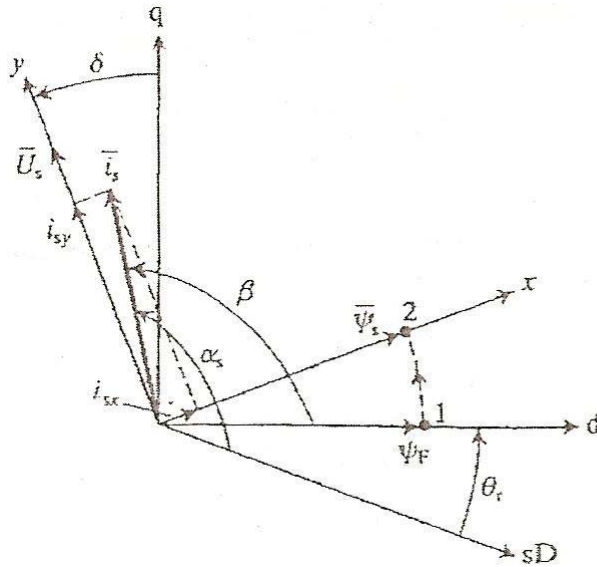
$$\psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \psi_M \quad (4.46)$$

$$\psi_{sq} = L_{sq} i_{sq} \quad (4.47)$$

i_{sy} : $\bar{\psi}_s$ hızında dönen x-y eksenindeki stator akımı enine eksen bileşeni

$$|\bar{\psi}_s| = \sqrt{(\psi_{sd}^2 + \psi_{sq}^2)} \quad (4.48)$$

Motorun sürekli hal fazör diyagramı aşağıdaki gibidir;



Şekil 4.28 Mıknatısları rotorun içinde bulunan senkron makinenin sürekli hal fazör diyagramı

i_{sx} ve i_{sy} , x-y referans eksen sisteminde stator akımı uzay fazörleri olmak üzere elektromanyetik momentin i_{sy} ile doğru orantılı olduğu Şekil 4.28' den anlaşılmaktadır.

$$\sin \sigma = \frac{\psi_{sq}}{|\bar{\psi}_s|}$$

$$\cos \sigma = \frac{\psi_{sd}}{|\bar{\psi}_s|} \quad (4.49)$$

(4.37) eşitliğinin (4.33)' de kullanılması ile elektro manyetik moment;

$$t_e = \frac{3}{2} P |\bar{\psi}_s| (i_{sq} \cos \sigma - i_{sd} \sin \sigma) = \frac{3}{2} P |\bar{\psi}_s| i_{sy} \quad (4.50)$$

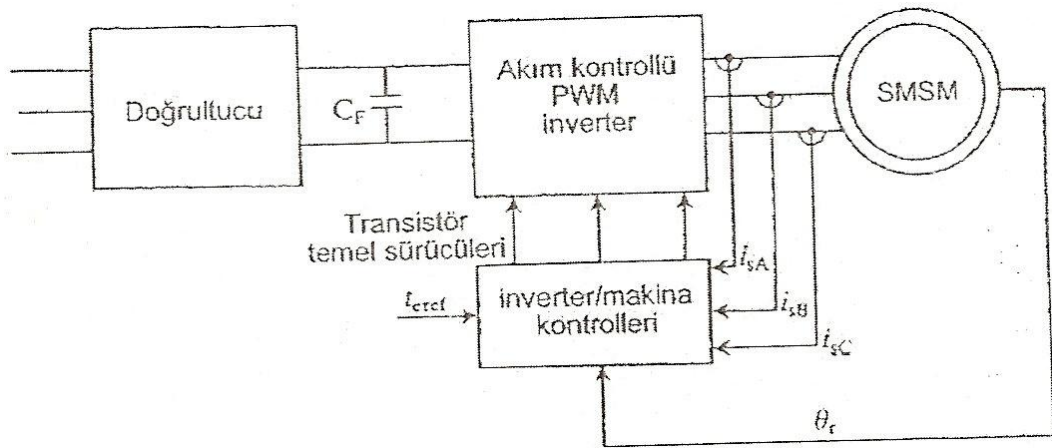
$$i_{sx} + j i_{sy} = \bar{i}_s e^{-j(\theta_r + \sigma)} = (i_{sD} + j i_{sQ}) e^{-j(\theta_r + \sigma)} = (i_{sd} + j i_{sq}) e^{-j\sigma} \quad (4.51)$$

(4.51)'den x-y ve rotor referans eksenleri arasındaki dönüşüm aşağıdaki gibidir;

$$\begin{aligned} i_{sx} &= i_{sd} \cos \sigma + i_{sq} \sin \sigma \\ i_{sy} &= -i_{sd} \sin \sigma + i_{sq} \cos \sigma \end{aligned} \quad (4.52)$$

4.3.3 Daim Miknatıslı Senkron Motorun Kartezyen Koordinatlarda Stator Alan Yönlendirmeli Kontrolü

Motorun akımlarının kontrolü için ilk olarak akım kontrollü bir PWM inverter gerekmektedir. Aşağıdaki şekilde doğrultucu ve CF filtre kapasitörü DC gerilim üretir. DC gerilim altı anahtarlama elemanına sahip akım kontrollü üç fazlı PWM inverteri besler. Makine mili, sürücüyeye rotor açılı bilgisini (θ_r) sağlayan rotor pozisyon enkoderine bağlıdır. İnverter / motor kontrollü elektro manyetik moment sinyalinin referans değerini ($t_{e_{ref}}$) baz almaktadır. Ayrıca bununla birlikte rotor pozisyon bilgisi ve akım geri besleme sinyalleri ile inverter çıkış sinyalleri üretilir.



Şekil 4.29 Vektör kontrollü miknatısları rotorun içinde bulunan daimi miknatıslı senkron motor sürücüsünün basitleştirilmiş şeması

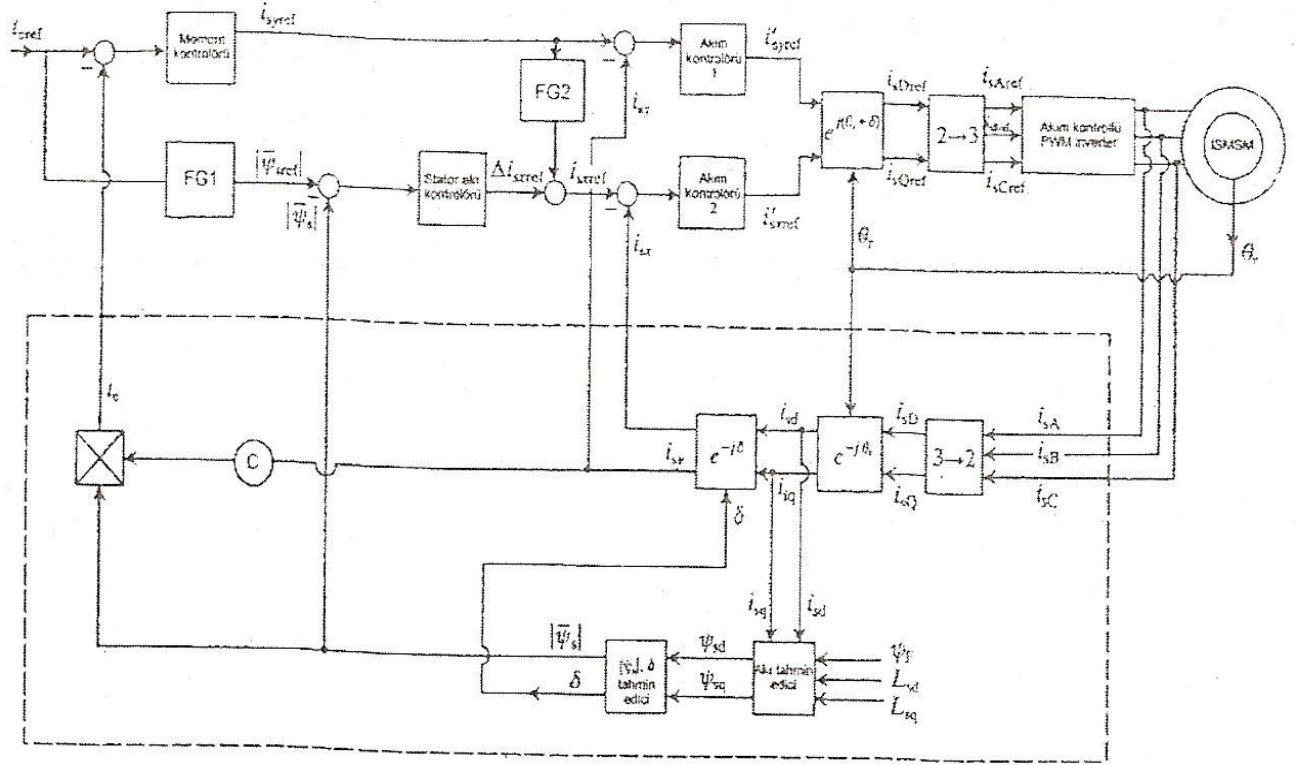
İlk başta sürücü temel hızın altında iken, sabit moment bölgesinde stator akısı ve hızı sabittir. Stator akısı miknatıslayan veya miknatıslamayı gideren reaktif stator akımları ile kontrol edilir.

Sürücünün sabit güç çalışma bölgesinde, yüksek hızlarda moment/hız karakteristiğini DC kaynak gerilimi sınırlandırır. Hızın artması durumunda fazlar arası oluşan terminal gerilimleri DC gerilime yaklaşır ve sonuç olarak stator akımının referans değerlerini sıfıra düşürmeye zorlayan gerilim meydana gelir. Bu durumda inverter, yüksek hızlarda doyma eğilimindedir ve faz gerilimindeki darbeler azalır. Ayrıca akım kontrolü bozulur ve inverter sabit genlikli kare dalga gerilimler üretir. Sabit güç bölgesinde, rotor hızının artması stator akısını azaltır. Dolayısıyla motorun mıknatıs akısını düşürecek reaktif akım gereksinimi ortaya çıkacaktır. İnverterin doyması sonucu kontrol, akım kontrollüden yavaş yavaş gerilim kontrollüye doğru değişecektir.

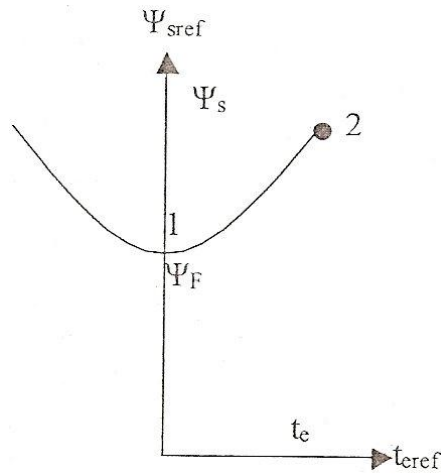
DC makinenin moment kontrolü ile DMSM moment kontrolünün (4.45) eşitliğinden birbirine benzediği sonucu çıkartılabilir. Sabit moment bölgesinde temel hızın altındaki moment, i_{sy} ' nin kontrolü ile sağlanır. Ayrıca stator akısı da i_{sx} ' in kontrolü ile sağlanır.

Şekil 4.30' de gösterilen blok diyagramında referans moment (te_{ref}) ve çalışma momenti arasındaki fark PI kontrollü moment kontrolörünün giriş sinyalidir. Çıkış sinyali ise moment üreten i_{sy} ' nin referans değerini verir. Stator link akısı modülünün referans değeri

($\overline{\psi_{s_{ref}}}$) fonksiyon jeneratörü FG1 ile üretilir. Şekil 4.31 FG1 tarafından uygulanan, lineer olmayan karakteristikleri göstermektedir. 1 noktası sıfır elektro manyetik momentine karşılık gelir. Bu noktada stator akısı mıknatıs akısına eşittir. Bu yüzden yük açısının değeri sıfır olur. 2 noktası moment ile orantılı olan stator akısına karşılık gelir.



Şekil 4.30 Mıknatısları rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron motorun stator akısı yönelmeli kontrolünün blok diyagramı

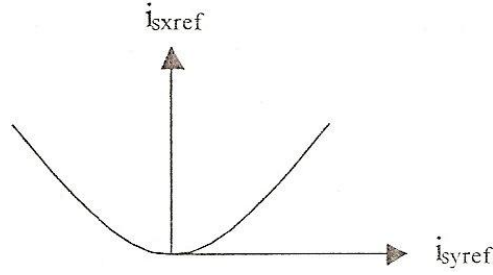


Şekil 4.31 Fonksiyon jeneratörü FG1 tarafından uygulanan karakteristikler

Referans stator akısı $|\psi_{sref}|$ ve stator akısı $|\psi_s|$ gerçek değeri arasındaki fark PI kontrollü stator akısı kontrolörünün giriş sinyalidir. Çıkış sinyali ise Δi_{sref} 'dir. Bu çıkış sinyali FG2'nin çıkış sinyali ile toplanır.

Sabit moment bölgesinde, moment i_{sy} ile kontrol edilir. Şekil 4.31' de sabit moment bölgesinde stator link akısının elektro manyetik momentin sıfırdan farklı değerindeki

geometrik yerini gösterir. 1 noktasında $t_e = 0$, $i_{sy} = i_{sx} = 0$. elektro manyetik moment ile $|\overline{\psi_s}|$ doğru orantılıdır. FG2, Şekil 4.32' deki i_{sxref} , i_{syxref} arasındaki ilişkiyi belirler.



Şekil 4.32 FG2 ile açıklanan karakteristik

$|\overline{\psi_s}|$ elektriksel uyarımlı senkron motorda alan akımı ile kontrol edildiğinden makine her zaman 1 güç faktöründe çalıştırılır. Fakat $|\overline{\psi_s}|$ i_{sx} ile kontrol edilir ve bundan dolayı 1' den daha düşük güç faktörü söz konusudur.

Sabit güç ve sabit moment bölgesi sınırında inverterin doymasından dolayı i_{sx} ve i_{sy} ' nin kontrol edilmesi söz konusu değildir.

PI kontrollü iki akım kontrolörünün girişleri $i_{syxref} - i_{sy}$ ve $i_{sxref} - i_{sx}$ ' dir bu kontrolörlerin çıkış sinyalleri kompleks dönüşüm sağlayan bloğun giriş sinyallerini oluşturur. Bu dönüşüm aşağıdaki gibidir.

$$i_{sd} + ji_{sQ} = (i_{sx} + ji_{sy})e^{j(\theta_r + \sigma)} \quad (4.53)$$

$$\begin{aligned} i_{sD} &= i_{sx} \cos(\theta_r + \sigma) - i_{sy} \sin(\theta_r + \sigma) \\ i_{sQ} &= i_{sx} \sin(\theta_r + \sigma) - i_{sy} \cos(\theta_r + \sigma) \end{aligned} \quad (4.54)$$

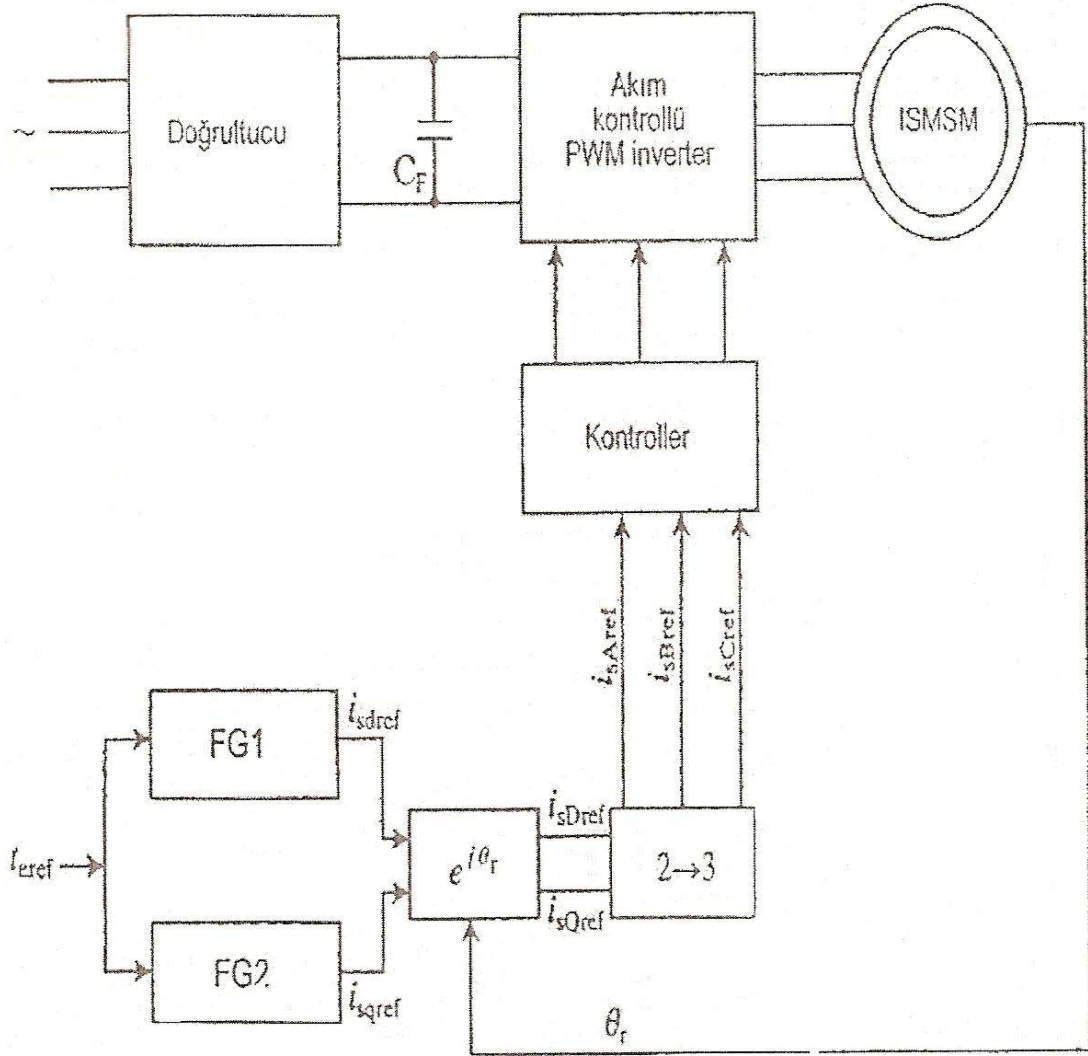
Dönüşüm için gerekli olan birim vektör sinyalleri;

$$\begin{aligned} \cos(\theta_r + \sigma) &= \cos \theta_r \cos \sigma - \sin \theta_r \sin \sigma \\ \sin(\theta_r + \sigma) &= \sin \theta_r \cos \sigma + \cos \theta_r \sin \sigma \end{aligned} \quad (4.55)$$

Üç faz stator akımlarının ikiden üç faza dönüştürmeyle sabit eksen stator referans akımları elde edilir. Daha sonra ölçülen stator akımları kullanılarak t_e , δ (yük açısı), $|\overline{\psi_s}|$ bulunur.

4.3.4 DMSM' nin Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrolü

Bu kontrol yönteminde ilk olarak y ekseninin mıknatıs ile aynı hizaya getirildiği kabul edilir. Rotor referans eksenindeki i_{sd} ve i_{sq} moment kontrolünde kullanılırlar. Aşağıdaki şekilde bu kontrol yönteminin sabit moment bölgesi için blok diyagramı gösterilmektedir.



Şekil 4.33 Mıknatısları rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron motorda momentin kontrolü

Referans moment FG1 ve FG2' nin giriş sinyalleridir. Manyetik doymanın ihmal edildiği kabul edilirse FG1 ve FG2' nin çıkış sinyalleri sırasıyla i_{sdref} ve i_{sqref} ' dir.

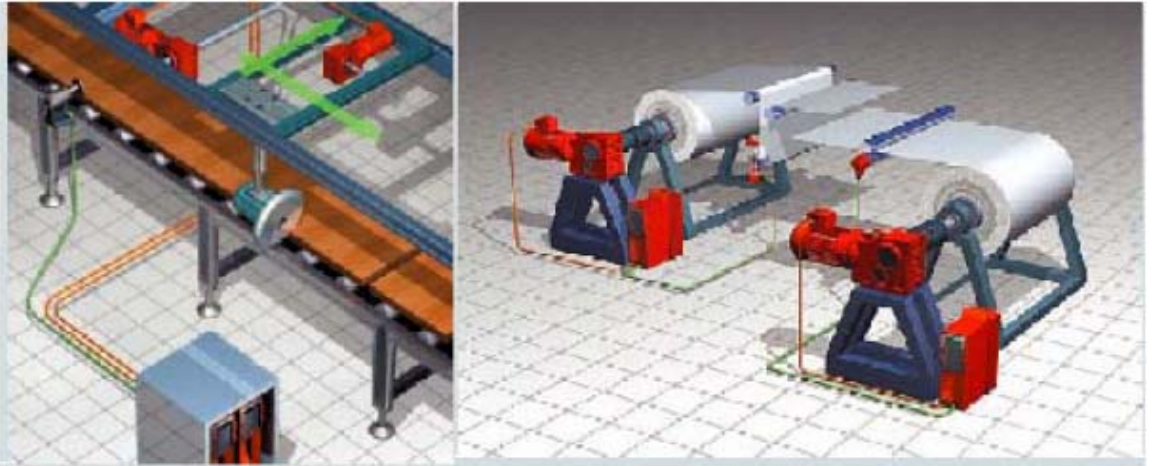
5. SERVO MOTOR UYGULAMALARI

5.1 Giriş

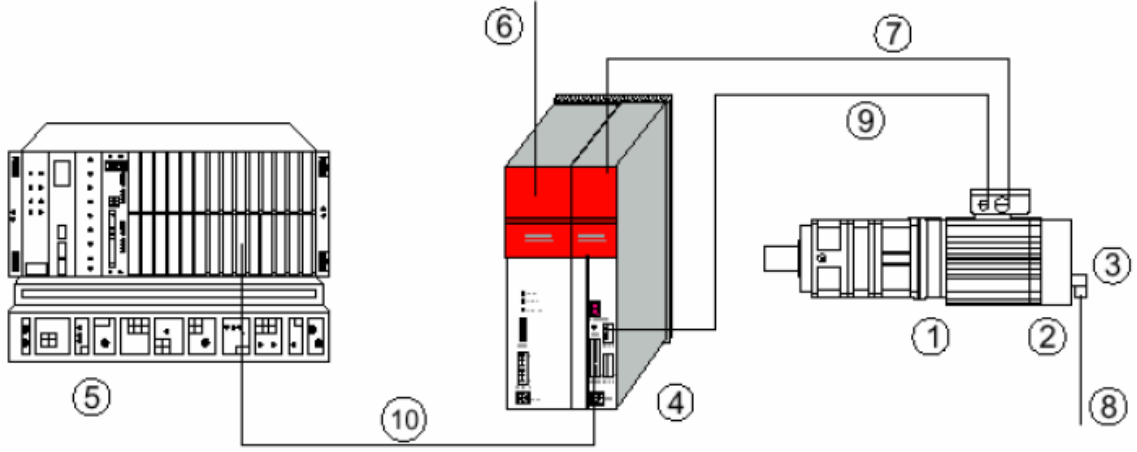
Günümüzde servo sistemler endüstrinin farklı birçok alanında uygulama yeri bulmaktadır. Özellikle endüstriyel otomasyonda; hız, tork, konumlandırma, çok eksenli hareket, ölçme ve bilgisayar destekli üretim gibi alanlarda sıklıkla servo sistemler kullanılmaktadır. Servo sistemler ile gerçekleştirilen bir uygulamada, yüksek düzeyde duyarlılık ve kontrol sağlanabilmektedir. Ancak servo sistemler, diğer klasik kontrol sistemlerine göre daha karmaşık ve maliyetlidirler. Servo sistemler günümüzde pnömatik, hidrolik ve özellikle de elektrik kontrolü sistemlerde, gün geçtikçe kullanımları artmaktadır.

5.2 Servo Sistem Uygulamaları

Tipik bir servo sistem uygulaması, sistemde yer alan elemanlar ve blok diyagramı aşağıda görülmektedir. Servo sistemlerin işleyişini anlayabilmek için birimlere ayırıp her birimi ayrı ayrı inceleyeceğiz

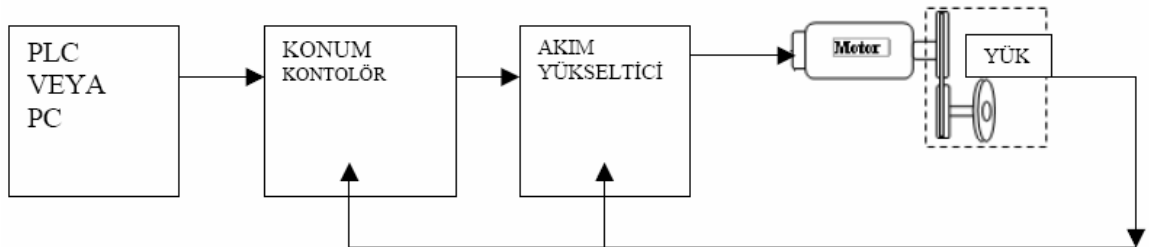


Şekil 5.1 Servo sistem uygulamaları



Şekil 5.2 Servo sistem birimleri

- 1) Motor (redüktörlü/redüktörsüz)
- 2) Geri besleme elemanı
- 3) Fren sistemi (isteğe bağlı)
- 4) Servo sürücü/kontrolör
- 5) Kontrol sistemi PC/PLC
- 6) Güç kablosu (Besleme kablosu)
- 7) Motor kablosu
- 8) Frenleme kablosu
- 9) Resolver kablosu
- 10) Kontrol kabloları

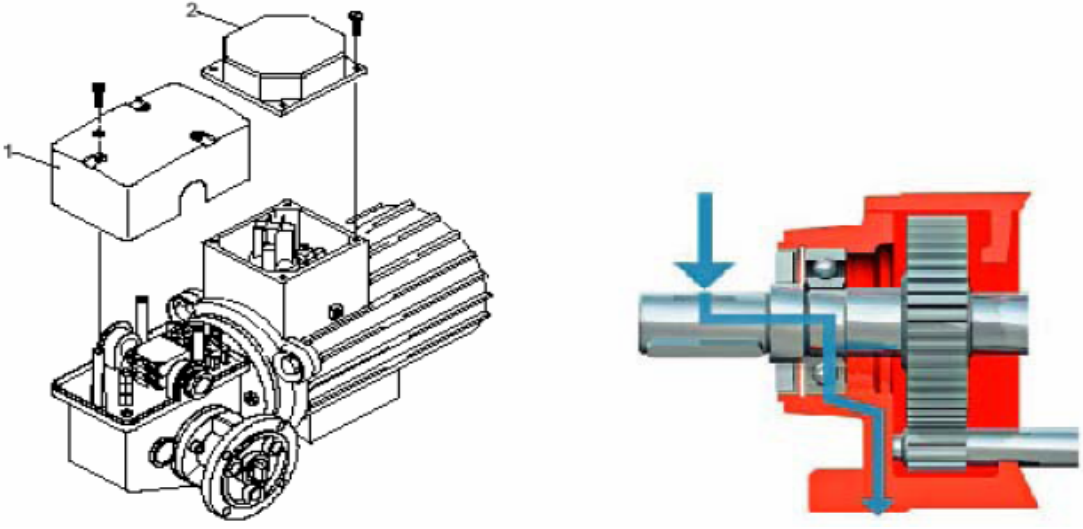


Şekil 5.3 Bir servo motor kontrolü blok diyagramı

5.3 Yük

Kontrol edilecek, sürülecek herhangi bir mekanik etki, dirençtir. Servo sistemin tasarımı bu yükün byklgne, ataletine, hızına ve konumlandırma gibi büyüklüklerine göre yapılır. Bu büyüklüklerin değerleri ve duyarlılıkları uygulanacak sisteme göre değişir. Örneğin yk hızının ve hız kararlılığının ne olacağı prosese göre tasarımcı tarafından belirlenmelidir.

Uygulamada yükün türüne ve byklgne göre, özel mekanik yük dönüştürücüler (redüktörler) kullanılır. Bu yük dönüştürücüleri genellikle motora uygulanacak yükü azaltırlar, ancak sistemin genel duyarlılığını azaltmamak için özel olarak tasarlanırlar. Aşağıda bir mekanik yük dönüştürücüsü görülmektedir.

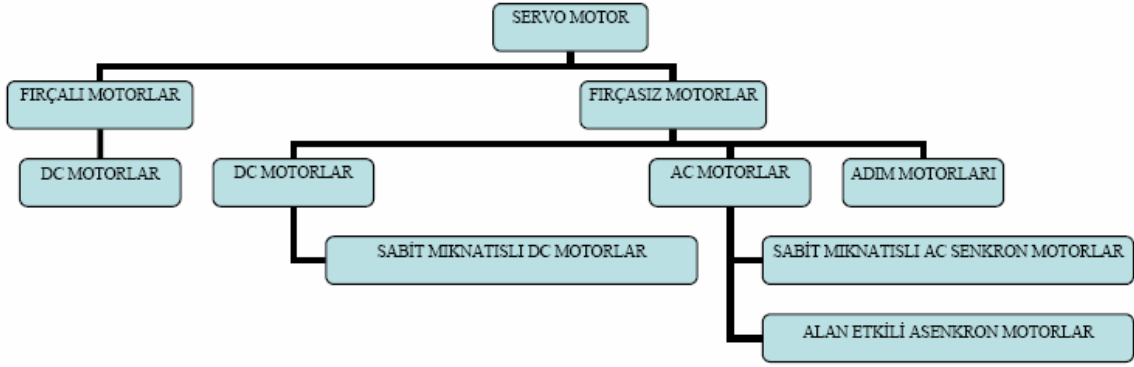


şekil 5.4 Mekanik yük dönüştürücüsü (redüktör)

Yük hızının ölçümü için çeşitli türdeki tako generatör, ve enkoderler kullanılmaktadır. Hız bilgisinin duyarlılığına göre ve servo sistemin yapısına göre uygun türdeki bir eleman seçilmelidir. Yükün çeşitli sınır ve ölçüm değerleri için de uygun sensörler kullanılmalıdır. Bu sensörler genel amaçlı mekanik veya elektronik yaklaşım sensörleridir. Aşağıda bir enkoder görülmektedir.

5.4 Motor

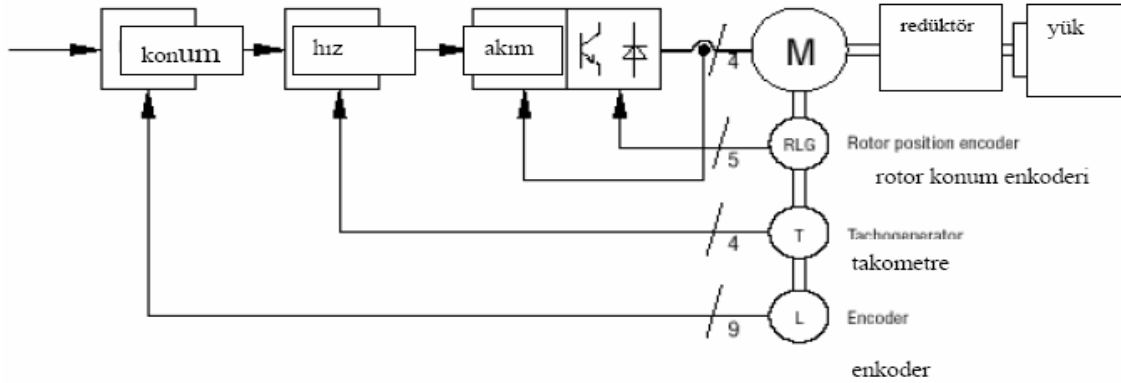
Servo sistemin hareketini sağlayan birimdir. Servo sistemlerde motor tipi uygulamanın yapısına göre hidrolik, pnomatik ve elektrik motoru olarak değişir. Ancak günümüzde uygulamanın zorunluluğu dışında en çok elektrik motorları kullanılmaktadır. Servo sistemlerde çeşitli yapıdaki farklı elektrik motorları kullanılabilir. Aşağıda servo sistemlerde kullanılan elektrik motor türleri görülmektedir.



Şekil 5.5 Servo motor türleri

Görüldüğü gibi servo sistemlerde her tür elektrik motorları kullanılmaktadır. Uygulama türüne ve her motorun değerine olan üstünlüklerine göre uygun motor türü seçilmelidir. İlk zamanlar kontrollerinin daha kolay olmaları nedeni ile uygulamalarda en çok DC motorlar kullanıldı. Ancak DC motorların, fiyat/performans, performans/ağırlık, onarım ve servis güçlüğü ile aşırı ısınmaları gibi kötü tarafları nedeni ile günümüzde daha çok AC motorlar kullanılmaktadır. AC motorların kontrolleri DC motorlara oranla daha güçtür. Ancak mikroelektronığe paralel olarak servo motor sürücülerindeki gelişmeler, yaygın olarak AC motorların kullanılmasını sağlamıştır.

Uygulanacak kontrol yöntemi seçilen motor türüne doğrudan bağlıdır. Bir servo sistem ile kontrol edilen motorun blok diyagramı aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.6 Servo motor kontrol blok diyagramı

Blok diyagramda da görüldüğü gibi, bir servo sistemdeki motorun iki temel büyüklüğünün bilinmesi ve kontrol edilmesi gerekir. Bunlardan biri motorun o andaki hızı, diğeri ise motor milinin konumudur. Motor hızı, birer takometre veya enkoder ile ölçülür. Motor mili konumu ise motor konum enkoderi (resolver) ile ölçülür ve genellikle doğrudan motor miline akuple

edilmiştir. Bazı uygulamalarda ise motor miline binen tork kontrol edilmek istenir. Bunun için ise motorun kullandığı akım miktarı kullanılır. Pratikte 0,1-250 kW ile 40.0000 NM güçlerde servo motorlar üretilmektedir. Seçilecek motor gücü hareket ettireceği mekanik yük aracılığı ile hesaplanır. Servo motor hızı aşağıdaki bağıntı ile hesaplanır.

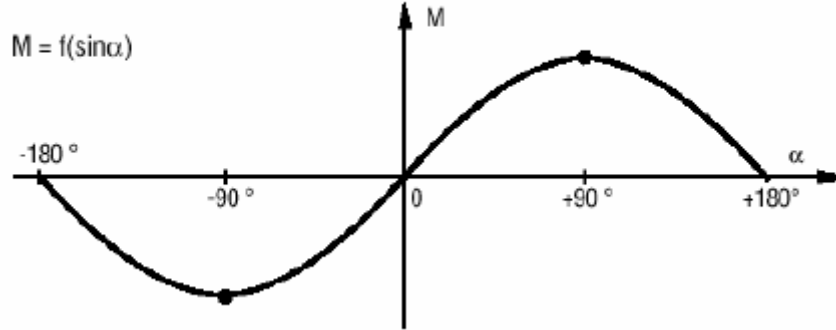
$$nd = (f \times 60) / p \quad (5.1)$$

Bu bağıntıda nd , motorun dönüş hızıdır. rpm(rotate per minute=dakikadaki dönüş hızı) ile ölçülür. Tipik servo motorlar için bu değer 2000, 3000, 4500 rpm değerlerindedir.

f : uygulanan gerilimin frekansdır. Birimi hertz (Hz.) dir. Tipik bir uygulama için değeri 100, 150, 225 Hz' dir

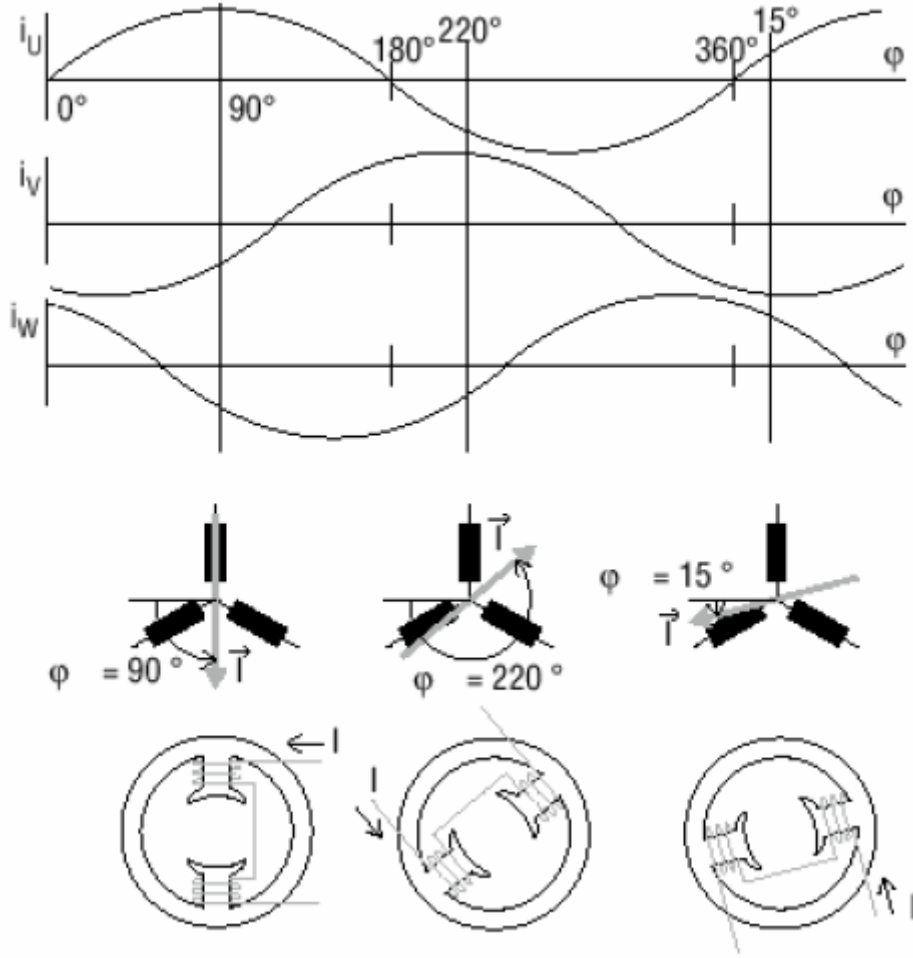
p : Stator kutup çifti sayısıdır. 6 kutuplu bir servo motor için değeri 3 dür.

Bir servo motorun yapısı ve çalışma ilkesi klasik bir asenkron motoru veya DC motoru ile aynıdır. Asenkron servo motorunun statoruna uygulanan gerilim rotora döndürme yönünde bir elektromanyetik etki yapar ve bu etki ile motor döner. Motora rotoruna uygulanan torkun değişimi ve matematiksel bağıntısı aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.7 Motor torkunun uygulanan gerilimin açısıyla değişimi

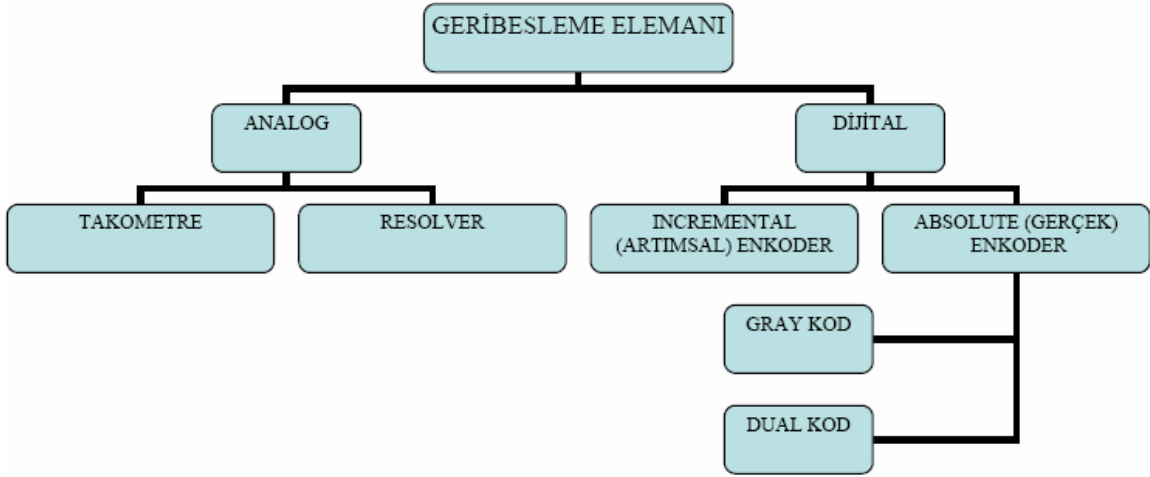
Şekilde de görüldüğü gibi motor miline (rotoruna) uygulanan torkun tepe değerleri -90 ve +90 derece açılarındadır. Servo motor hız kontrolü, diğer motorlarda olduğu gibi uygulanan gerilimin frekansı ile doğru orantılıdır. Bu nedenle motor hızının kontrolü için sürücüler bölümünde anlatılacak olan frekans değiştirme yöntemleri uygulanır. Motor hızının istenen değerde kararlı kalabilmesi için de P, PI, PID kapalı çevirim kontrol yöntemleri kullanılır. Bir servo motorun stator akımları aşağıda görülmektedir.



Şekil 5.8 Bir servo motorun stator akımları

5.5 Geri Besleme Elemanı

Geri besleme elemanı bir servo sistemin, hızını, motor milinin bulunduğu konumu ve yükün bulunduğu konumu ölçmek için kullanılır. Uygulamalarda kullanılan geri besleme eleman türleri aşağıdaki diyagramda görülmektedir.

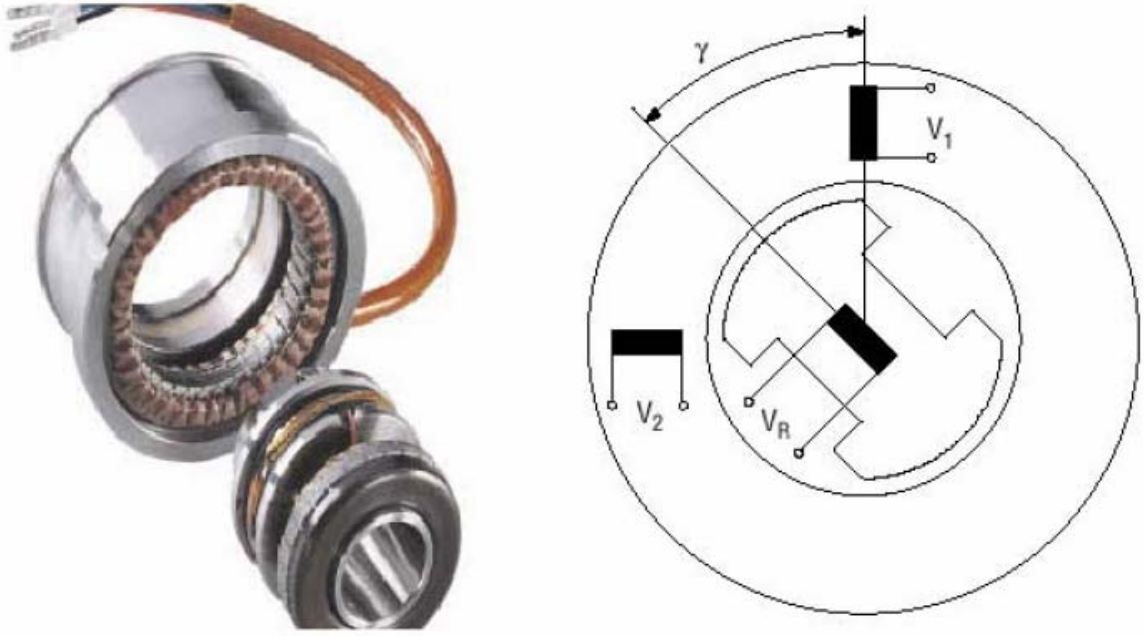


Şekil 5.9 Servo motor geri besleme elemanları

Geri besleme elemanı motora bağlı bir şekilde kullanılır ve genellikle motor ile aynı hızda çalışır. Bu nedenle aşırı hızlarda ısınır ve ürettikleri işaretler buldukları manyetik alandan etkilenir. Geri besleme elemanların, sistemi olumsuz yönde etkileyecek bu etkilerinin azaltılması gerekir. Pratik uygulamalarda aşırı hız nedeniyle ısınmanın önlenmesi için uygun dönme (yataklama) sistemleri, elektromanyetik alandan korunması için de uygun şasiler ile korunmaktadırlar.

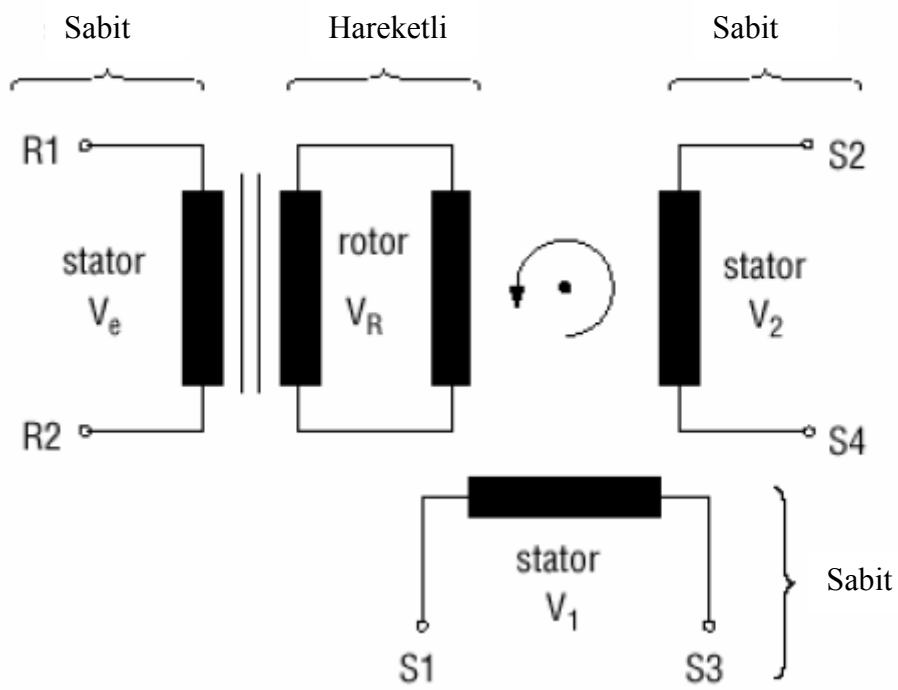
5.6 Resolver

Resolverlar genellikle motorun soğutma fanı tarafındaki miline akuple olarak çalışırlar. Motorun bir dönüşü için, o andaki konumunun tespiti için kullanılan bir geri besleme elemanıdır. Resolver motor mili ile eşzamanlı (senkron) dönen bir transformatör gibidir. Aşağıdaki şekilde tipik bir resolver görülmektedir.



Şekil 5.10 Tipik bir resolver

Resolverin stator ve rotor sargıları ikişer adettir. Statora uygulanan gerilim motorun dönüş hızına göre rotordan tekrar alınır. Bir resolverin stator ve rotor sargıları aşağıdaki şekilde görülmektedir.



Şekil 5.11 Bir resolverin sargı yapısı

V_1 ve V_2 çıkış gerilimleri V_e gerilimi ile olan bağıntısı aşağıdaki gibidir.

$$V_e = V_s \sin \omega t \quad (5.2)$$

Çıkış gerilimleri;

$$V_1 = V_s \sin \omega t \cos u \quad (5.3)$$

$$V_2 = V_s \sin \omega t \sin u \quad (5.4)$$

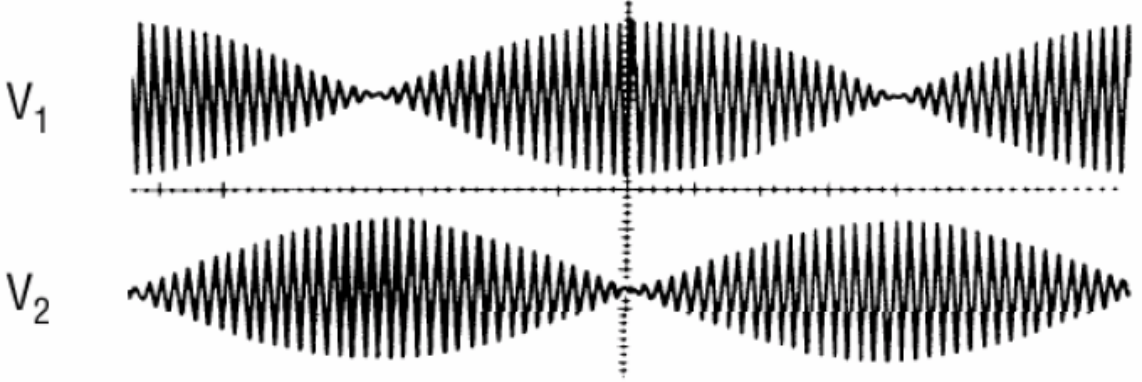
Yukarıdaki bağıntılarda;

V_s : Giriş gerilimi tepe değeri,

u : Rotor açısı,

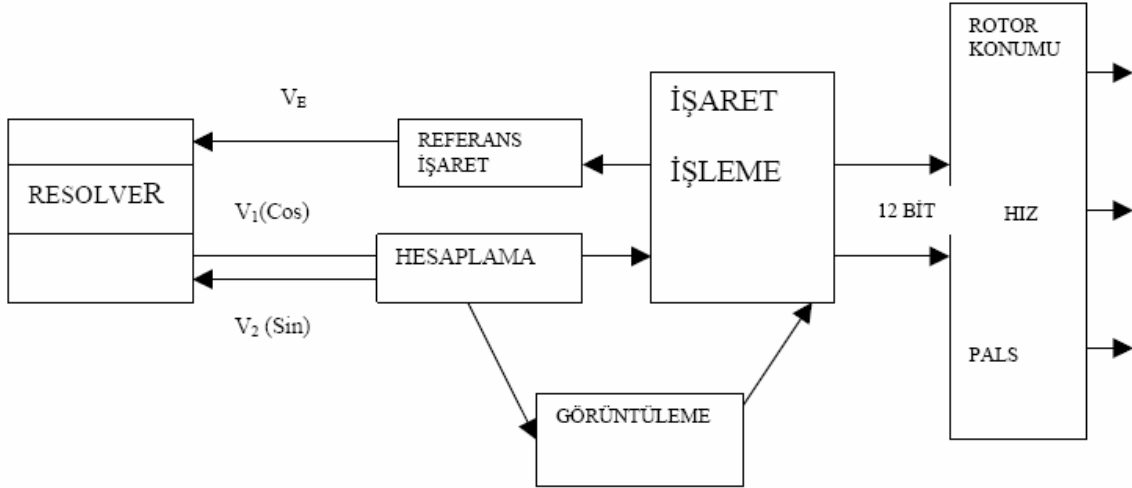
ω : V_s Giriş gerilimi açısal hızıdır.

Bir resolveye uygulanan V_e giriş gerilimine karşılık elde edilen V_1 ve V_2 çıkış gerilimlerinin dalga şekilleri aşağıda görülmektedir.



Şekil 5.12 Çıkış gerilimleri dalga şekilleri

Resolverden elde edilen bu analog çıkış gerilimi motor milinin o andaki konumu ve hız bilgisini verir. Elde edilen bu işaret sayısallaştırılarak servo motor konum ve hız kontrolü için kullanılır. Resolver işaretinin işleme aşamaları aşağıdaki blok diyagramda görülmektedir.



Şekil 5.13 Resolver işareti işleme aşamaları

5.7 Servo Kontrolör

Servo kontrolör bir servo motorun hız ve torkunu kontrol eder. Günümüzde kullanılan servo kontrolörler sayısal kontrolörlerdir. Sayısal kontrolörlerin örneksel (analog) kontrolörlere oranla aşağıdaki üstünlükleri vardır.

- Bilgisayar destekli uygulamaları kolaydır,
- Diğer birimlerle haberleşmesi kolay ve güvenilirdir.
- İşaret işleme kolaydır,
- Çalışma koşulları sınırlarında uzun ömürlüdürler.

Günümüzde çeşitli üretici firmalar tarafından üretilen çok farklı işlevlere ve güçlere sahip servo motor sürücüleri bulunmaktadır. Her üretici firmanın kendine özgü geliştirdikleri teknik ve özellikleri olmasına rağmen, tipik bir servo sürücüde ortak özellikler bulunur. Biz burada bu ortak özellikleri anlatacağız. Aşağıdaki şekilde çeşitli servo sürücüler görülmektedir.

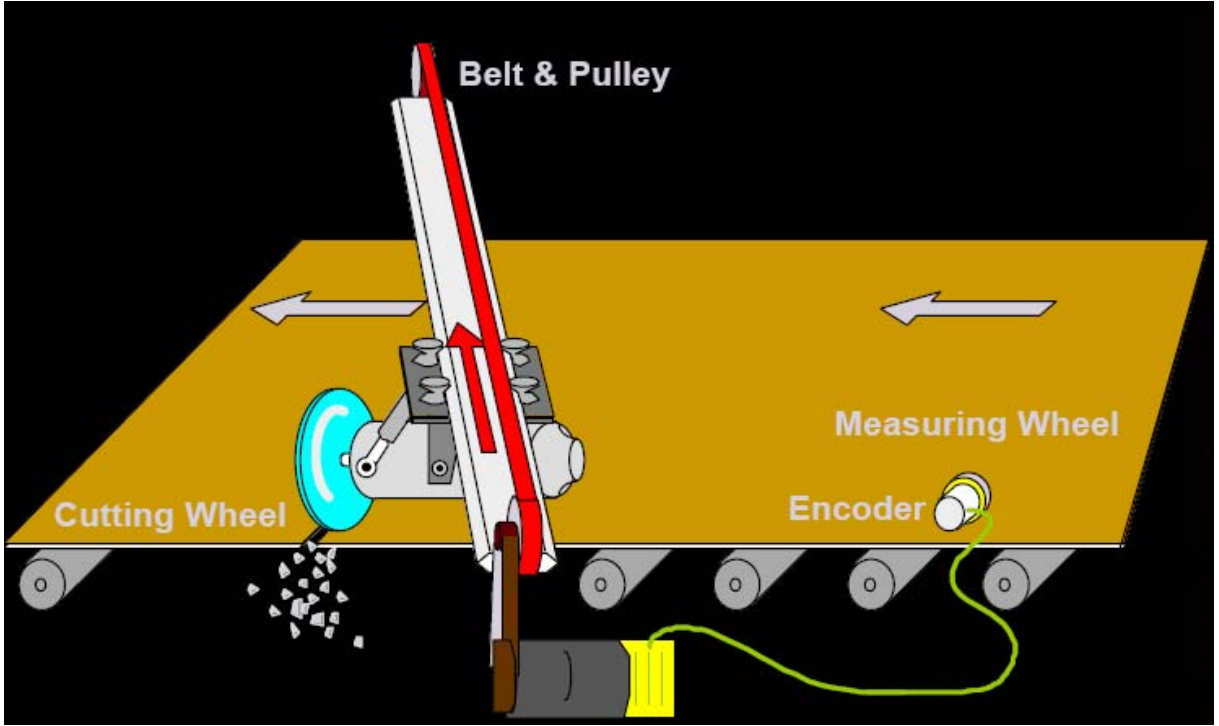


Şekil 5.14 Servo sürücüler

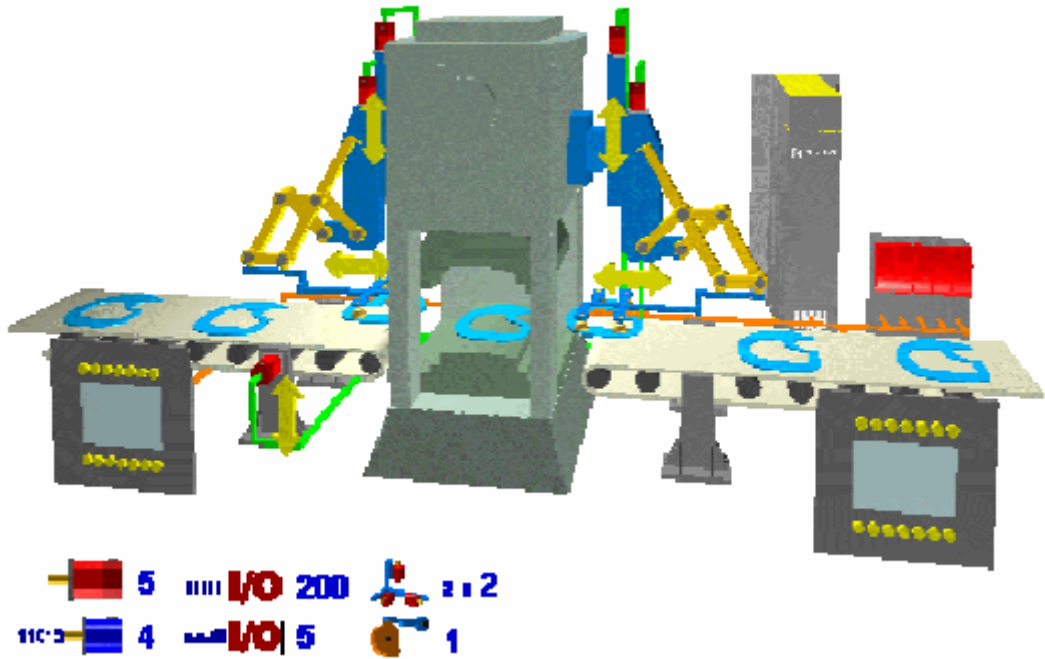
Genel olarak bir servo sürücü iki ana birimden oluşur

- Güç kaynağı birimi (power supply module)
- eksen birimi (axis module)

Güç kaynağı birimi, sürücü için gerekli besleme gerilimleri yanı sıra, eksen kontrolleri için gerekli güçleri, servo motor frenleme gerilimini, sürücü ve sistemi koruyacak birçok koruma düzeneği ile standart bir haberleşme kapısına (RS 232 RS 485) sahiptir. Eksen birimi ise servo motor hız ve torkunu kontrol eder. Bu kontrol için gerekli elektronik donanımı içerir. Günümüzde kullanılan birçok servo sistem servo motor yanı sıra bu sistemde kullanılacak diğer yardımcı motor, sensör, anahtar ve diğer elemanların da kontrolü için gerekli; sayısal giriş/çıkış, örneksel giriş/çıkış ve kontrol elektroniğine de sahiptirler. Başka bir deyişle ayrıca bir PLC'ye (Programable Logic Controller=Programlanabilir sayısal kontrolör) gerek kalmaksızın sistemin kontrolünü yapabilecek elektronik donanım ve yazılıma sahiptirler. Aşağıdaki şekillerde servo sürücü uygulamaları görülmektedir.



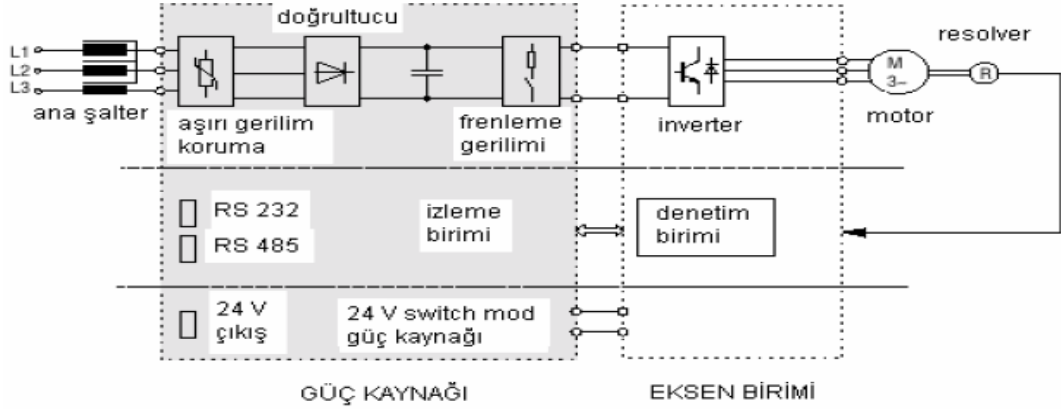
Şekil 5.15 Servo sürücüler



Şekil 5.16 Servo sürücüler

5.8 Güç Kaynağı

Servo motor sürücüsünün güç kaynağı bir kontaktör veya şalter üzerinden ana besleme gerilimine bağlanır. Güç kaynağı biriminin genel blok diyagramı aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.17 Bir servo sürücüsünün blok diyagramı

Yukarıdaki şekilde de görüldüğü gibi bir servo sürücünün güç kaynağı biriminde; Aşırı gerilim koruması: besleme geriliminde oluşan gerilim dalgalanmalarına karşı sürücü sistemini korur.

Doğrultucu: üç fazlı köprü doğrultucu devresidir. Gerilim frekansının değiştirilmesi için öncelikle doğru gerilime çevrilir.

Frenleme gerilimi: servo motorun durma anında ters gerilim verilerek, tam olarak istenen noktada durmasını sağlar. Verilen bu ters gerilimin sönmülendirilmesi için motora bir frenleme omik direnci bağlanırsa daha iyi bir sonuç alınır. Özellikle yüksek güçlü ve ataletli sistemlerde bu bir zorunluluk haline gelir.

İzleme birimi: bu birimde sürücü çeşitli parametrelerinin merkezi bir kontrol noktasından izlenmesini sağlar. Örneğin sürücü akımı, gerilimi, motor sıcaklığı gibi parametreler bu birim aracılığı ile izlenebilir.

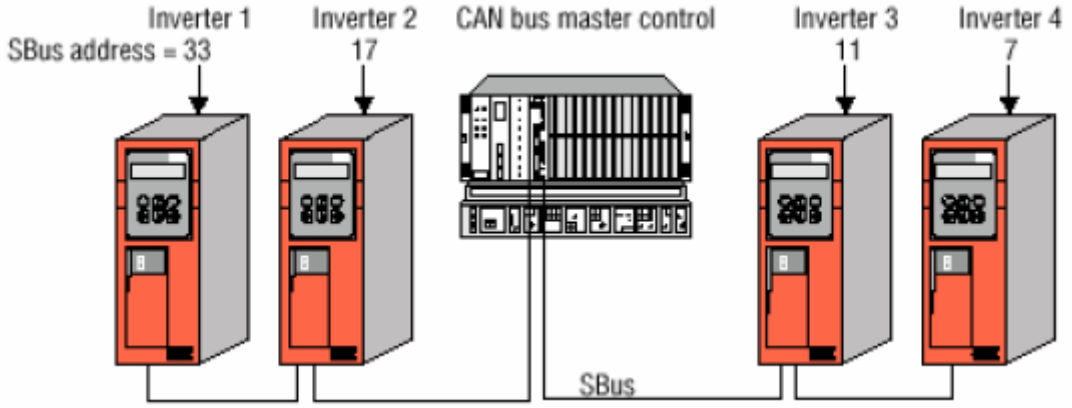
Switch mod güç kaynağı: sistem gereksinimi olan 24 V'luk gerilimi switch mod olarak sağlayan birimdir. Uygulamada bu gerilim sürücü dışındaki çeşitli birimlerin beslenmesi için de kullanılır.

RS 232-RS 485 haberleşme kabısı: servo sürücünün merkezi bir kontrol birimine (PLC veya PC) bağlanması için kullanılır. Endüstriyel uygulamalarda 1500 V gerilim koruması sağlayan ve ağ desteği veren RS 485 haberleşme kabısı tercih edilir. Servo sürücü sistemleri üzerinde bulunan seri haberleşme kapıları kendilerine özgü haberleşme protokollerine sahiptirler. Üretici firmalardan bu haberleşme protokolleri öğrenilebilir. Günümüzde kullanılan servo

sistemler RS seri haberleşme dışında endüstriyel uygulamalarda kullanılan aşağıdaki haberleşme protokollerini de desteklerler. Bu haberleşme protokolleri için genellikle ek bir birimin sisteme eklenmesi gerekir.

- PROFIBUS
- INTERBUS
- CAN
- DEVICENET
- SYSTEMBUS

Aşağıda systembus ile gerçekleştirilmiş bir ağ yapısı görülmektedir.



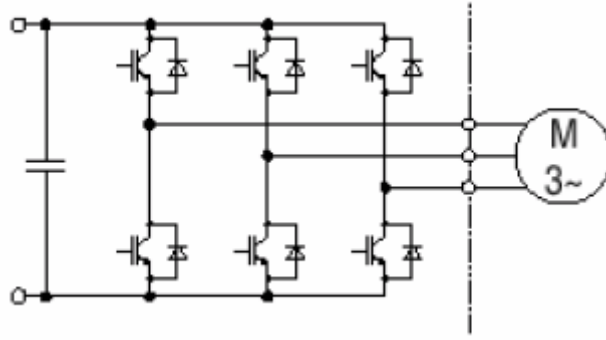
Şekil 5.18 Bir systembus ağı

Yukarıdaki haberleşme protokolleri aracılığı ile bir servo sistem, bir otomasyon sistemin alt birimi olarak kullanılabilir. Birden çok servo sistem kullanılacak ise bunlar birbirlerine bağlanabilir.

5.9 Eksen Birimi

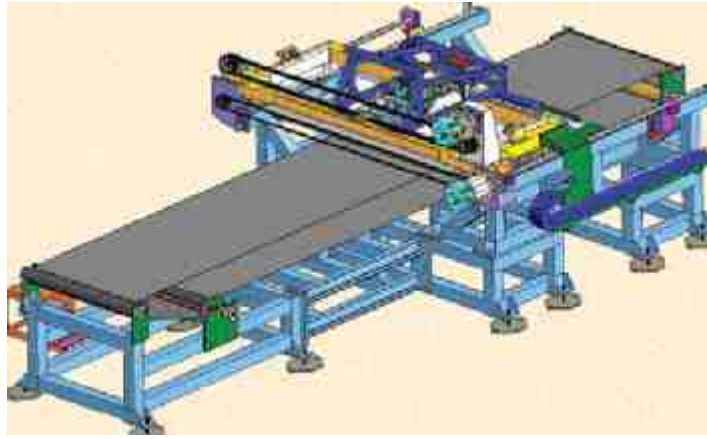
Bu birim bir servo sisteminde eksen kontrolü için gerekli gerilimini geri besleme elemanı ve kontrol yöntemi aracılığı ile yapar. Bu birimde, güç biriminde dc' ye çevrilen gerilim tekrar AC gerilime çevrilir ve frekansı isteğe göre değiştirilir.

Aşağıdaki şekilde DC gerilimi AC gerilime çevirme modülü görülmektedir.



Şekil 5.19 Dc gerilimi ac gerilime çevirme modülü

5.10 Lastik Sırtı Kesme Otomasyonu; Uçar Testere Uygulaması



Şekil 5.20 Uçar testere makinesi

KALE ALTINAY ROBOTİK OTOMASYON A.Ş.

Uçar testere uygulamaları, özellikle lastik fabrikalarında kullanılan, lastik sırtı hammaddelerinin (lastiğin kanallı dış kısmını oluşturan bölüm) istenen kesim karakteristiklerinde işlenmesini sağlayan makinelerdir.

Proje bir üretim hattı üzerinde ilerleyen bir ürünün hat durmaksızın doğru olarak kesilmesini hedefler. Projede lastik sırtı malzemesiyle gerçekleştirilen uygulama, farklı malzeme türlerinde de (plastik ve deri gibi) kullanılabilir. Uygulama, çalışma şekli ve hareketlerinden dolayı uçar testere uygulaması olarak isimlendirilir.

Lastik sırtı kesme otomasyonu prosesi özel olarak lastik sırtlarının kesilmesi işleminde kullanılmıştır. Tasarımda lastik sırtı ile ilgili kesim özellikleri göz önüne alınmış ve makine teknik karakteristikleri bu özelliklere göre detaylandırılmıştır.

Var olan kesim uygulamalarında yaşanan en büyük problem mekanik, elektrik ve program alt yapısının birbirleriyle uyumsuzluk göstermesi veya eş çalışabilme özelliklerine sahip olmamasıdır. Bu nedenle, kalite, üretim adetleri ve hassasiyet yönlerinden istenen verimliliğe çıkılamamaktadır.

Proje ile bu sorunları aşabilecek lastik sırtı otomasyon sisteminin tasarımı ve imalatı hedeflenmiştir. Lastik sırtı kesme otomasyonu ön görülen parametreleri itibariyle (en, boy, ağırlık ve kesim açıları) kesim işlemini doğru yapabilen esnek bir yapıya sahiptir ve özellikle lastik davranış bozukluklarını giderebilecek niteliktedir. Sistemin geliştirilmesi esnasında mekanik ve elektronik alt yapının doğru hazırlanması ve prosesin uygulanabilirliği için kritik noktalardaki malzeme ve komponent tercihinin doğru belirlenmesi önemlidir.

Lastik sırtı kesme sistemi otomasyonu farklı en, boy, ağırlık ve kesim açılarındaki lastik ürünlerine uygulanabilmekte, kalite ve doğruluk göz önüne alındığında fire oranını yüzde 1 mertebelerine kadar indirmektedir. Uygulama, mevcut sistemlere oranla daha yüksek üretim kapasitesine sahiptir. Sistem, ana üretim hattıyla uyumlu olup istenildiğinde kendi başına kontrol edilebilen yapıdadır. Hızlı, esnek ve kaliteli kesim işlemi için özel kesme kafasına (ayarlanabilir testere grubuna) sahiptir. Lastik sırtı kesme sistemi bu haliyle yalın ve mekatronik açıdan en sade yapıdadır.

1. Sistem Bileşenleri

Sistem mimari açıdan, hareket grubu ve konveyör grubu olmak üzere iki ana bileşenden oluşur. Hareket grubu, takip ekseni ve kesme ekseni hareketlerini sağlayan kontrol üniteleri ve güç aktarma birimlerinden oluşur. Konveyör grubu istenen hız oranlarında malzemeyi taşır. Eksen grupları ve alt bileşenleri aşağıda çıkarılmıştır. Sistemin genel görünümü Şekil 5.20' de verilmiştir.

a. Takip Ekseni Bileşenleri; Eksen motoru bağlantı grupları, güç aktarma mili ve bağlantı grupları, hareket grupları (ray, araba, stoper bağlantıları), hareket aktarma grupları (kayış, kasnak, redüktör bileşenleri).

b. Kesme Ekseni Bileşenleri; Testere grubu bileşenleri ve ilerleme ekseni bileşenlerinden oluşur.

Testere Grubu Bileşenleri; Motor ve bağlantı grupları (testere bağlantısını içeren), kesim açısı ayar grupları, ana eksen bağlantı grupları, tahrik ve güç aktarma grubu, anvil (testere ağız kanalı) ve soğutma suyu drenaj grubundan oluşur.

İlerleme Ekseni Bileşenleri; Testere grubu bağlantı bileşenleri, kesme eksen grubu bağlantı bileşenleri ve yardımcı elemanlardan oluşur.

c. Konveyör Bileşenleri; Konveyör hareket grubu, tambur ve bağlantıları, ana şase konstrüksiyonu, konveyör bandı ve bant taşıma bileşenleri, konveyör hızı ve lastik boyu kontrol elemanı ve atık su taşıma birimlerinden oluşur.

2. Uçar Testere Uygulama Spektleri

Uçar testere uygulamasının temel ilkesi, bir konveyör üzerinden beslenen lastik sırtının (yapılan bu uygulamada lastikler yaklaşık yüz değişik modelde genişlik, yükseklik ve boy değeri içermektedir) hareket durdurulmaksızın belirlenen boylarda kesilmesi ilkesine dayanır.

Tasarımı ve imalatı gerçekleştirilen sistem mevcut uçar testere uygulamalarından daha ileri, kontrol ve kullanım kolaylığı ile daha modern özellikler taşımaktadır. Mevcut yapılarda testere açıcı ayar işlemi komple kesme eksen tarafından gerçekleştirilmektedir. Hareketli aksam sayısının azaltılması için açıcı ayarının yalnız testere grubu ile gerçekleştirilmesi makine kullanılabilirliği açısından daha ileri bir yöntemdir.

Farklı lastik modellerine geçilmesi sistemin yazılımı gereği oldukça kolaylaşmıştır. Kullanılan enkoderler yardımıyla hem hızlarla senkron olma, hem kesim işleminde boy ölçülerinde tekrarlanabilirliği yakalama hem de kesme hızı üzerinde doğrudan müdahale imkanı sağlanabilmektedir. Böylece yüksek hızlara ve kesim adetlerine çıkmak mümkün olabilmektedir.

Güç aktarma işlemi (takip eksen) vidalı miller yardımıyla sağlanmaktadır. Miller, hareket eksen boyunca moment kaynaklı oluşması muhtemel titreşim ve ray-araba eksen kaçıklıklarının önlemek üzere iki adet düşünülmüştür. Lastik besleme iç sıcaklığı 35-45 derece arasındadır. Lastik bu sıcaklık nedeniyle konveyör bandına kısmen yapışmakta böylece transfer işlemi kolaylaşmaktadır. Geniş modellerde yanak olarak adlandırılan lastik kenarları incelmekte ve kesme işlemi güçleşmektedir.

Bu nedenle, kesme işlemi sırasında lastiğin, anvil adı verilen kesme tablası üstüne taşınması gerekmektedir. Kesme işlemi için gerekli olan bu transfer lastiğin özelliği gereği açılı olarak üretilen anvil yardımıyla sağlanmaktadır. Testere kesme işlemi sırasında anvil içine dalarak kesme derinliği kontrolü sağlanmaktadır. Lastiğin sıcaklık nedeniyle testereye yapışmasını önlemek için su soğutma birimi kullanılmaktadır.

Lastik boy kontrolünün ve lastik transferinin doğru yapılabilmesi için besleme konveyörü hızı ile uçar testere konveyörü hızının senkronize olması gerekir. Konveyörler arası

senkronizasyon sağlandıktan sonra takip eksenini ile uçar testere konveyörü hızlarının senkron hale gelmesi gerekir. Bunu sağlamak için hem konveyör hızının hemde takip eksen hızının kontrol edilmesi gerekir. Kullanılan encoder ve servo kontrollü eksenler yardımıyla bu senkronizasyon sağlanır. Senkron olma süresi düşük hızlarda 150-200 ms yüksek hızlarda 350-400 ms civarındadır. Takip eksenini, konveyör ile senkron hıza ulaştıktan sonra 1000 mm birlikte hareket ederler.

Kesme işlemi bittikten sonra eksenlerin harekete başladıkları konuma (home position) alınmaları gerekir.

Dönüşte kesim yapmamak için testere motorunun durdurulması yada testerenin yukarı kaldırılması gerekir.

Kesme süresinin kısa olması ve kontrol kolaylığı nedeniyle testerenin bir piston yardımıyla yukarı kaldırılması seçeneği tercih edilmiştir.

Böylece kesme işlemi stepleri şu aşamalardan oluşmuştur;

- (a) Lastik sırtının uçar testere besleme konveyöründen konum kontrolü ile alınması
- (b) Takip eksenini ve konveyör eksenini hızlarının eşitlenmesi
- (c) Eş hızla hareket sırasında kesme eksenini ile kesme işleminin yapılması
- (d) Strok sonunda kesme bıçağının yukarı alınması
- (e) Kesme işlemini takiben her iki ekseninde (takip ve kesme eksenleri) başlangıç (home position) konumuna alınması
- (f) Başlangıç pozisyonunda bıçağın tekrar kesmeye hazır hale getirilmesi için aşağı alınması

3. Kontrol ve Yazılım

Uçar testere uygulaması, hareket kontrol işlemcisi ve sekans işlemcisi olmak üzere iki adet PLC, harici enkoderler, servo motor ve sürücüleri ile birlikte çeşitli sinyal modülleri kullanılarak gerçekleştirilmiş çok işlemcili bir sistemdir.

Sistemde sırt boyu ölçümüne dayanan servo sistem kontrolleri (SFC programlama dilinde yazılan programlarla) hareket kontrol işlemcisi üzerinde koşturulurken, bu programların çağırılması, sistem durumunun kontrol edilmesi gibi işlemler sekans işlemcisi tarafından gerçekleştirilmektedir.

Sekans işlemcisinin servo kontrol programlarını koşturması için iki işlemci arasında haberleşme bölgeleri tanımlanmıştır. Bu haberleşme bölgeleri sistem anlık durum bilgilerinin de işlemciler arası iletimini sağlamaktadır.

Sistemde işlemcilerin dışında, sırt boyu ölçümünü ve konveyör hareketini sağlayan harici enkoderler ve bunların bağlandığı enkoder kartı ile servo motorların belirlenen çalışma aralığı dışına çıkması durumunda hareketlerini kısıtlayan harici sinyal kartı bulunmaktadır.

SFC programlama arabirimi, sistemde bulunan servo motorların gerçek ortam olarak adlandırılan yöntem ile konumlanma, hız, konum+hız kontrollerinin doğrudan yapılmasına olanak sağlarken, bilgisayar ortamında tasarlanan ve sanal sistem olarak adlandırılan sistem modeli üzerinde de servo kontrollerin yapılmasına olanak sağlar.

Oluşturulan sanal sistemde giriş modülleri; sanal servo motorlar ve enkoderler, çıkış modülleri; rulolar, vidalı miller veya döner tablalar olarak temsil edilmektedir.

Giriş ve çıkış modülleri arasına yerleştirilen dişliler, hız değişim üniteleri, diferansiyeller ve kavramalar, giriş ve çıkış arasında bağlantı kurulmasını sağlamaktadır

5.11 Servo Motor Uygulaması

Pres hattında kullanılan birimler genelde bir açıcı, doğrultucu ve sürücüdür oluşmaktadır.

Açıcıdan gelen sac, doğrultucu tarafından düzeltme işlevi gördükten sonra sürücü yardımı ile prese sürülmektedir. Sürücünün pozisyonlama hassasiyeti ve hızı mamulün kalitesi ile birlikte üretim hızını belirlemektedir.

Tarihe geri dönüp bakarsak ilk üretilen preslerde sac beslemeleri el ile başlamıştır. Bu ilk adımları takip eden sürücüler, mekanik sürücülerdir. Mekanik sürücülerin dezavantajı sac sürme boyun değiştirilmesi el ile deneyerek ayarlanması, mekanik boşlukların artmasından dolayı sürme hataların tolerans dışına çıkması ve sacı sıkıştırıp çekme mantığı ile çalıştığı için kaymalar ve sac üzerinde ezmeler söz konusudur.

Akışkanlar teknolojisinin gelişmesi ile birlikte hidrolik ve pnömatik sürücüler üretilmeye başlanmıştır. Büyük boy ebatlarına sahip olan ağır saclar için hidrolik sürücüler ve küçük boy ebatlarına sahip olan hafif saclar için pnömatik sürücüler rağbet görmüştür. Akışkanlar teknolojisi ile üretilen bu sürücüler boyu mekanik dayama ile gerçekleştirilmektedir, sacı sıkıştırıp çekme mantığı ile çalışan hidrolik ve pnömatik sürücüler hassasiyet sorunu ile birlikte sac üzerinde ezmelere neden olmaktadır.

Servo motor tahrikli sac sürücü üniteleri ile yakalanılan pozisyonlama hassasiyeti ve sürme hızı diğer sürücü ünitelerinden daha yüksektir. Ayrıca sac merdaneler vasıtasıyla sürüldüğü

için ezme söz konusu değildir. Merdanelerin servo motorun yarattığı yüksek ivmeden ve sacın üzerinde bulunan yağ filminden dolayı patinaj yapma olanağı ne kadar düşük olsa bile vardır, bunun çözüme resimde belirlediğimiz gibi bir hat enkoder kullanarak giderilmektedir.

Servo motor'un moment ve devir değerlerinin hesaplanması için aşağıdaki veriler dikkate alınmalıdır:

- Sacın özellikleri
- Genişlik
- Kalınlık
- Özgül ağırlığı
- max. sürülecek sac boyu
- max. biriktirme uzunluğu
- Merdanenin özellikleri
- Adet
- Dış çapı
- İç çapı
- Genişlik
- Redüksiyon özellikleri
- Redüksiyon katsayısı
- Atalet momenti
- Verim
- Genel
- Feed angle (saç sürmenin tamamlanması için verilen açı veya zaman)
- Hız
- İvme
- Sürtünme momenti

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu çalışmada ac servo motorlar ve sürücü devreleri incelenmiştir. Endüstride daha yaygın bir şekilde kullanılan fırçasız dc motorlar, anahtarlama relüktans motorlar ve özellikle daim mıknatıslı senkron motorların yapısı, özellikleri, uygulama alanları, avantaj ve dezavantajları daha sonra da seçilen motorların servo olarak kontrol yöntemleri incelenmiştir.

Servo motorlar sanayide teknolojik süreçlerin çok hızlı geliştirdiği otomasyon sistemlerinden dolayı yaygın olarak tercih edilmektedir. Özellikle kontrollü hız ve konum gerektiren robotlar ve CNC tezgâhlarında dinamik performanslarının iyi olmasından dolayı kullanılmaktadır

Anahtarlama relüktans motorlar, çift katlı sargılara sahip, statorun bağımsız sargılarında ise tek uyarımlı bir makinedir. Anahtarlama relüktans motorların stator yapısı, PM motorunkine benzerlik gösterir fakat rotor yapısı herhangi bir daim mıknatısa sahip olmadığı için daha basit yapıdadır.

Kutuplarda stator sargıları, motorun bir fazını oluşturmak seri veya paralel bağlanır. Anahtarlama relüktans motorlar çeşitli kombinasyonlarda stator ve rotor kutuplarına sahiptir. Örneğin; (6 stator kutbu ve 4 rotor kutbu) 6/4 gibi, 8/4, 10/6, 12/6 vb. 4/2, 2/2 biçimleri de mümkündür fakat rotor ve stator kutuplarının tamamen hizaya gelmesi esnasında gerekli başlangıç momentini oluşturması imkânsızdır. Stator ve rotor kutup sayılarının artması momentteki dalgalanmayı azaltır.

Rotor hareketinde, moment ve güç üretiminden dolayı, manyetik direncin değişmesiyle stator sargılarındaki akımlar tetiklenir. Bu motor tipi için değişken hızlı motor sürücüleri tasarlanmıştır.

Anahtarlama relüktans motorunun stator sargıları arasında çok az miktarda karşılıklı endüktans vardır ve bu çoğu pratik uygulamalarda ihmal edilir. Sargılar arası karşılıklı etkileşim ihmal edildiğinden dolayı, her fazın elektriklenmesi diğer fazlardan bağımsız olarak gerçekleştirilir. Bu motoru diğer motor çeşitlerinden ayrı tutan en önemli özelliklerinden biridir. Bu özellikten dolayı, herhangi bir fazda beklenmedik bir hatanın örneğin kısa devrenin, diğer fazlara herhangi bir olumsuz etkisi olmaz. Böylelikle diğer fazlardaki normal çalışma devam eder ve hatanın olduğu andan önceki ve sonraki gerilim gereksiniminde herhangi bir değişiklik olmaz.

Anahtarlama relüktans motor seri bağlı DC motor ve senkron relüktans motorlarla oldukça benzerlik gösterir fakat kontrol mekanizması bu motorların kontrol mekanizmalarından oldukça farklıdır. Akımın ve endüktans değerinin sadece rotor pozisyonuna bağlı olmaması

bu motorlarda kontrol yöntemlerinin benzerliğini güçleştirir. Diğer elektrik makineleriyle mukayese edildiğinde, daha geniş bir şekilde kontrol stratejisinin sabit motor parametrelerine göre belirlenir. Bu ilk önce anahtarlamalı relüktans motorunun kontrol tasarımını zorlaştırıyor gözükabilir. Fakat düşük veya yüksek performanslı kontrol tasarımı moment dalgalanması ve sistemin hız cevabına göre sınıflandırılabilir. Uygulamaların küçük bir bölümü ve motor sürüş sistemlerinin küçük bir kısmında yüksek performans isteği gözükmektedir.

Buradaki kontrol, belirlenen bir tahrik sistemi için rotor pozisyonuna göre değişen endüktans değerinin motor karakteristiklerine göre belirlenmesini içerir. Tasarımda önemli olan, moment dalgalanmalarındaki ani yükselişin önlenmesi, endüktans değerinin sabit tutulmaya çalışılması, hız ve momentin istenilen aralıkta ayarlanabilmesidir. Tasarımın ilk aşamasında, düşük performanslı, kapalı çevrimli, hız kontrollü bir anahtarlamalı relüktans motoru düşünülür ve kontrol sisteminin tanımlanması istenilen özelliklere göre adım adım gerçekleştirilir.

Çalışmada incelenen bir diğer motor da fırçasız dc motordur. Yapı bakımından fırçasız doğru akım motorları, sabit mıknatıslı senkron motora benzerlik gösterir. Stator sargıları çok fazlı bir ac motorun stator sargılarıyla benzerdir ve rotoru ise bir veya daha fazla sabit mıknatıstan oluşmuştur. Fırçasız doğru akım motorunu ac senkron motordan ayıran en önemli özellik, rotor konumunun (veya manyetik kutupların) belirlenerek anahtarlama elemanlarının tetiklenmesidir. En çok kullanılan konum/kutup sensörü Hall sensördür. Bazı uygulamalarda optik sensörlerde kullanılabilir.

Uygulamada bu sistemin yapısı stator sargılarının nüve içinde ve kalıcı mıknatısların rotor üzerinde olması özelliğine sahiptir. Bu yapının sağladığı en önemli faydaların başında ısı kaybına neden olan stator sargılarının rotordan ayrı tutularak bu önemli dezavantajın elimine edilmesidir. Genelde, fırçasız servo motorlar, iletim aralığı boyunca geniş moment pik aralığına sahiptir ve bu özellik sistemin yüksek verimli olmasına neden olur.

Fırçasız motorların fırça ve komütatörlere sahip olmaması fırçasız motorlara nazaran daha yüksek moment pik değerleri ve hız değerlerini elde edilmesine olanak sağlar.

Fırçasız dc motorun kontrol devresi; motor, açı ve açısal hız algılayıcıları, akım, gerilim, manyetik akı algılayıcıları, transistör PWM inverter ve bu donanımları kontrol eden analog ve dijital entegrelerden oluşan yarı iletken güç konvertöründen oluşur.

Yarı iletken güç konvertörü sinüzoidal çıkışlı akım kontrolü, manyetik akı ile akımın kontrolü, eşdeğer alan zayıflatma kontrolü vs. gibi işlemleri yerine getirir.

Daim mıknatıslı senkron motorlarda genelde rotor çekirdeğinin etrafındaki muhafazanın üzerine sabit mıknatıslar yerleştirilir. Fakat son yıllarda mıknatıslar moment kalitesinin arttırılabilmesi için rotor çekirdeğinin içine yerleştirilmeye başlanmıştır. DMSM' un birkaç özelliğinden bahsederek; yüksek güç katsayısı, yüksek verim, yüksek moment-eylemsizlik oranı, fırça ve bileziklerin olmaması, rotor yüzeyinde olukların olmaması, hava aralığının hemen hemen sabit olmamasıdır.

DMSM' da uyarma akımı kayıpları ortadan kaldırılmıştır. Bu motor tipinde stator klasik bir yapıya sahiptir fakat uyarma akımı rotordaki mıknatıslar tarafından gerçekleştirilir. DMSM' larda tasarımın en önemli parametresi olan akı, mıknatıslar tarafından oluşturulur. Yüksüz durumda iken rotor hızı, gerilim ile doğru, akı ile ters orantılıdır. Motor yük altındayken ise hız akım ve akı ile doğru orantılıdır.

Genel olarak motorun hareketini sağlayabilmek için stator ve rotordan sağlanan iki akıya ihtiyaç duyulur. Statordan hesaplanan akı için en uygunu üç fazlı motorlardır. Rotor akısını üretmek için ise rotor sargı uyarımı ve sabit mıknatıslar kullanılır.

Sürücü sistemlerinin en önemli özelliklerinin başında sürdüğü motorun hız ve momentini kontrol etmesidir. Çeşitli kontrol yöntemleri ile bu özellik sürücü sistemlerine kazandırılır. 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.

Bir sürücü devre tasarımında dc güç kaynağı, dc giriş filtresi, gerilim beslemeli inverter, çıkış üç faz filtresi, modülatör, kontrolörler, motor ve yük vardır. Tüm elemanların tasarımı kullanıcı giriş değerlerine göre gerçekleştirilir.

Çalışmada, yaygın olarak stator sargı bağlantı şekli Y olan, üç fazlı bir daim mıknatıslı senkron motor d-q eksen takımındaki matematiksel modeline ait ifadeler belirtilmiştir.

2 kutuplu DMSM' un d-q eksenindeki ve d-q0 eksenindeki modelleri gösterilip, incelenmiştir. Bu modeller elektriksel ve kontrol sinyalleri için dizayn edilmiştir. Elektriksel sinyal modelinin avantajları, daha detaylı modelleme, elektriksel ve kontrol sinyallerinin arasında herhangi bir dönüştürme işlemine gerek duyulmamasıdır. Diğer yandan kontrol sinyal modeli daha basit matematiksel ifadeler içerdiği için daha hızlıdır. Kontrol sinyal modelindeki tüm akım ve gerilim vektör büyüklükleri üç fazlı sistemdeki tüm faz akım ve gerilim büyüklükleri ile ilişkilidir.

DMSM sürücü devresindeki en önemli modüllerden biri PWM Modülatörüdür. Bu modülün $\alpha - \beta$ düzlemindeki iki çıkış sinyali inverterin giriş kontrol sinyallerini oluşturur. Modülatör d-q düzlemindeki sinyalleri $\alpha - \beta$ koordinat düzlemindeki sinyallere çevirir. Üç fazlı basit modelinde d-q sinyalleri $\alpha - \beta$ sinyallerine daha sonra da üç faz a, b, c sinyallerine dönüştürülür. Anahtarlamalı modelinde ise $\alpha - \beta$ sinyalleri üç faz PWM sinyallerini oluşturur.

d-q eksen takımındaki dönüşümler kublaj devreleri ve akı kaçaklı hız kontrol ünitesini içerir. Bu sistemin amacı, hızlı akım cevabı ve sabit hız kontrolüdür. Dijital kontrolörün tasarımı bilgisayar domeninde, frekans domeninde ve zaman domeninde olmak üzere üç farklı şekilde gerçekleştirilebilir. Öncelikle gerilim beslemeli inverter içeren DMSM sürücü devresi sistemi iki farklı kontrol ünitesi içerir. İlki akım kontrolörü ikincisi hız kontrolörüdür.

Buradaki kontrol mekanizmasının temel prensibi, akım geri besleme sinyalleri ile akım referans sinyalleri arasındaki farka göre faz anahtarlama darbe periyot sinyallerinin d-q eksen takımındaki akım kontrol sinyalleri ayarlamaktır.

Hız kontrolörleri için; genelde kullanılan açık çevrim hız kontrol yöntemi ve statik PI regülatörlü kapalı çevrim hız kontrol yöntemidir. Ayrıca sistemin farklı yük karakteristiklerine göre farklı hız kontrol yöntemleri kullanılabilir.

Kontrolör tasarımı iki etapta gerçekleştirilir. Birincisi frekans domeninde küçük sinyal kontrol tasarımı ve zaman domenindeki büyük sinyal kontrol tasarımıdır.

Frekans domenindeki küçük sinyal tasarımı ani çalışma anları için ani cevapları ve çalışma karakteristiğini oluşturur. Bu kontrol tasarım sisteminde dikkate alınan durum uzay sistem modelinin transfer fonksiyonu karakteristikleridir.

Zaman domenindeki büyük sinyal tasarımı, sinyal ve kaçak sınırlayıcı devreleri, referans hız veya moment profilleri gibi lineer olmayan elemanların tanımlanmasına ve analiz edilmesine olanak sağlar. Tasarım zorluğu büyük sinyal devrelerinin karmaşıklığından kaynaklanır.

Sonuçta kontrol devrelerinden elde edilen sinyaller d-q eksen takımından $\alpha - \beta$ eksen takımına dönüştürülür. Bu eksen takımındaki sinyaller inverterdeki anahtarlama darbe periyotlarını ayarlar ve inverter çıkışındaki ac fazlar arası gerilim stator sargı akımlarını oluşturur.

Ayrıca çalışmada, DMSM' nin vektör kontrol yöntemi teorik olarak incelenmiştir. Bu motor tipinde efektif hava aralığının küçük olması ve endüvi reaksiyonun etkisi oldukça önemlidir. Motorun bu özelliği sabit moment bölgesinde de kontrolü sağlayabilmemize olanak verir. Bu tip motorlarda manyetik çıkılıktan dolayı elektro manyetik moment dağılımı lineer koşullarda bile sinüzoidal olmayacaktır. Lineer koşullarda akı yoğunluğu dağılımından dolayı

mıknatıslar tarafından oluşturulan B_m , stator akımlarının oluşturduğu (B_d, B_q) akı dağılımlarının toplamına eşittir.

Manyetik doyma etkileri ihmal edildiğinde enine ve boyuna eksen arasında fiziksel çukurluktan ve temel akıdaki doymanın etkilerinden dolayı enine kublaj söz konusu olacaktır. Bu motor tipinde akı yoğunluğu dağılımı sinüzoidal değilken düzgün bir emk üretmenin en uygun yolu rotor yüzeyine göre uzayda sabit ve senkron dönen bir stator akımı üretmektir. Bu durum üç faz simetrik stator akımlarını gerektirir. Bu doğrultuda, Mıknatısları rotorun içerisinde bulunan DMSM' de üretilen elektromanyetik momenti, mıknatıslanma akısı, ifadeleri incelenmiştir. Sonuçta i_{sx} ve i_{sy} , x-y referans eksen sisteminde stator akımı uzay fazörleri olmak üzere elektro manyetik momentin i_{sy} ile doğru orantılı olduğu görülmüştür.

Ayrıca daim mıknatıslı senkron motorun kartezyen koordinatlarda stator alan yönlendirmeli kontrolü teorik olarak incelenmiştir. Bu kontrol yönteminde; ilk başta sürücü temel hızın altında iken, sabit moment bölgesinde stator akısı ve hızı sabittir. Stator akısı mıknatıslayan veya mıknatıslamayı gideren reaktif stator akımları ile kontrol edilir. Motorun temel moment ifadelerinden, DC makinenin moment kontrolü ile DMSM moment kontrolünün birbirine benzediği sonucu çıkartılabilir. Sabit moment bölgesinde temel hızın altındaki moment, i_{sy} ' nin kontrolü ile sağlanır. Ayrıca stator akısı da i_{sx} ' in kontrolü ile sağlanır.

Sabit güç ve sabit moment bölgesi sınırında inverterin doymasından dolayı i_{sx} ve i_{sy} ' nin kontrol edilmesi söz konusu değildir. Bir diğer kontrol yöntemi olan rotor alan yönlendirmeli kontrolünün de DMSM' una uygulanması teorik olarak incelenmiştir; Bu kontrol yönteminde ilk olarak y ekseninin mıknatıs ile aynı hizaya getirildiği kabul edilir. Rotor referans eksenindeki i_{sd} ve i_{sq} akımları da moment kontrolünde kullanılırlar.

Sonuç olarak;

Servo motorlar rotor manyetik alanının kodlanması ve elde edilen bu kod bilgisine göre stator fazlarına uygun alternatif akım değerlerinin elektronik anahtarlama elemanları ile PWM şeklinde verilmesi esasına göre çalışmaktadır. Dolayısıyla motor tek başına bir şey ifade etmemektedir. Böyle bir sistem düşünüldüğünde servo motor sürücü devresinin de göz önüne alınması gerekmektedir.

Ayrıca servo motorlarda kullanılan kontrol teknolojisinin temel amacı;

- Hızlı cevap ve overshoot' un olmaması,
- Sürekli hal hatasının olmaması,
- Kapalı çevrim kontrolün kararlılığını sağlam kılması,

- Kararlılığın bozulmasına neden olmadan uzay vektörleri ile eşleşmeye olanak sağlamasıdır.

Bu çalışmada özellikle DMSM' a uygulanabilen kontrol yöntemleri ile büyük güç yoğunluğu, büyük moment – akım oranı ve daha iyi özelliklerin kazandırılabilirdiği görülmüştür.. Özellikle servo motor olarak kullanıldığında diğer fırçalı doğru akım ve indüksiyon motorlarının dinamik davranışını gösterebilmektedir.

Vektör kontrolünün uygulanması ile alternatif akım motoru olarak daim mıknatıslı motorlarına doğru akım motor özelliği kazandırılabilir. Değişken hız gerektiren uygulamalarda kullanım alanı genişletilmektedir. Bu açıdan bakıldığında servo motor olarak daim mıknatıslı senkron motorlar diğer motorlara göre önemli avantajlara sahiptir. Bunlar şu şekilde sıralanabilir;

- Küçük eylemsizlik momentine ve hızlı moment cevabına sahip olmaları,
- Mıknatıslanma alanının rotordaki sürekli mıknatıslar ile sağlanması,
- Verimin büyük olması,
- Aynı güçler için, küçük boyutlarda, hafif ve büyük güç yoğunluğuna sahip olması,
- Rotordaki kayıpların çok küçük olmasından dolayı ayrı bir soğutma düzenine gerek duyulmaması,
- Stator akım bileşeni olan mıknatıslanma akımının olmaması nedeniyle besleme ünitesi olarak kullanılan doğrultucu ve inverterde daha küçük anma değerli yarı iletken elemanların kullanılması.

KAYNAKLAR

Adnanes, A.K., (1991), “ Torque Analysis of PM Synchronous Motors”, IEEE, in PESC, 695-701.

Arumugam, R., Lowther, D.A., Krishnan, R. and Lindsay, J.F., (1985), “Magnetic Field Analysis Of Switched Reluctance Motor Using 2-Dimensional Finite Element Model”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. MAG-21, No. 5, pp. 1883-1885,.

Bal, G. , (2004), Özel Elektrik Makineleri, Seçkin Yayıncılık, Ankara.

Blashke, F., (1972), “ The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed Loop System for Rotating Field Machines”, Siemens Review, Vol 34, pp. 217-220.

Bose, B.K., (1982), “Adjustable Speed AC Drives- A Technology Status Review”, IEEE, Vol 70, pp. 116-135, Feb.

Buja, G.S., R. Menis, and M.I. Valle, (1993), “Variable Structure Control of an SRM Drive”, IEEE Trans. on Industrial Electronics, 40(1), 56–63.

Byrne, J. and J.C. Lacy. (May 1976), Electrodynamic System Comprising a Variable Reluctance Machine, U.S. Patent 3956678.

Ceylan, K., (1987), “ Daimi Miknatıslı Senkron Motor”, Y. Lisans Tezi, İTÜ Fen Fakültesi, İstanbul.

Corde, J. and Stephenson, J.M., (1979), “An Analytical Estimation Of The Minimum And Maximum Inductances Of A Double-Salient Motor”, Proc. of the International Conf. On Stepping Motors and Systems, pp. 50-59, Leeds, UK.

D. A. Philips, (Oct. 1990), “Switched Reluctance Drives: New Aspects”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.5, No.4, p. 454 – 458.

Dan, S., Weizhong, F. ve Yikong, H., (1998), “ Study on the Direct Torque Control of PM Synchronous Motor Drives”, IEEE, Zhejiang Universty, 571- 574.

DOTE, Y., (1990), Brushless Servomotors – Fundamentals and Applications, Clarendon Pres, Oxford.

Dr. Husain, I. Switched Reluctance Motor Drives: Switched Reluctance Motor Drives: Basics and Basics and Reseach Reseach Trends, Department of Electrical Engineering The University of Akron, Akron, OH 44325

Ertuğrul, N., Acamley, P., “A New Algorithm for Sensorless Operation of Permanent Magnet Motors”

Gieras, J.F., Wing, M., (1997), Permanent Magnet Motor Technology, Universty of Cape Town, Rondebosh, South Africa.

Gülgün, R., (1999), Güç Elektroniği, YTÜ Baskısı, İstanbul.

Gülgün, R., (2004), AC Motor Kontrol Sistemleri, YTÜ Elektrik Mühendisliği Yüksek Lisans Ders Notları, İstanbul.

Husain, I. and M. Ehsani, (1996), “Torque Ripple Minimization İn Switched Reluctance Motor Drives By PWM Control”, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 11, No. 1, pp. 83–88.

I. Husain, M. Ehsani, (January 1996), “Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives by PWM Current Control”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No. 1, pp. 83–88.

John, G. and A.R. Eastham, (Oct. 1995), “Speed Control Of SRM Using Slide Mode Control Strategy”, Conf. Rec. IEEE IAS Ann. Mtg., , pp. 263–270.

Kaufman, G.A. ve Plunkett, A.B., (1981), “ A High Performance Torque Controller Using a Voltage Source Inverter and Induction Machines”, Conf. Rec. IEEE/IAS Annu. Meet, pp. 863-872, October.

Kenjo, T., (1985), Permanent Magnet and Brushless DC Motors, Oxford.

Kim, C.H. and I.J. Ha, (1996), “A New Approach To Feedback-Linearizing Control Of Variable Reluctance Motors For Direct-Drive Applications”, IEEE Trans. on Control Syst. Technol., 4(4), 348–362.

Kim, T.H. ve Ehsani., M., “Sensorless Control of the BLDC Motors From Near-Zero to High Speeds”, IEEE

Krishnan, R., (2001), “Switched Reluctance Motor Drives: Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications”, CRC Press.

Lawrenson, P.J., J.M. Stephenson, P.T. Blenkinsop, J. Corda, and N.N. Fulton, "Variable speed Switched Reluctance Motors", *IEEE Proc. Electrical Power Appl. B*, 127(4), 253–265, 1980.

J.T. Bass, M. Ehsani, T. J. E. Miller, (May 1987), "Simplified Electronics For Torque Control Of Sensorless Switched-Reluctance Motor", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. IE-34, No.2, pp. 234 – 239.

Luukko, J., (2000), "Direct Torque Control of PM Synchronous Machines Analysis and Implementation", Diss, Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Stockholm.

Luukko, J., Pyrhönen, J., (1998), "Selection of the Flux Linkage Reference in a Direct Torque Controlled PM Motor Drive", *IEEE, in Proc. AMC 98 COÍMBRA*, 198-203.

Materu, P.N., (1989), "Design and Steady-state Analysis of the Switched Reluctance Motor Drive", Ph.D. Dissertation, Virginia Tech.

M. Ülgür, M. , (1978), *Servomekanizma Temelleri*, İstanbul Teknik Üniversitesi Ofset Baskı Atölyesi, İstanbul.

M. Ehsani, I. Husain, S. Mahajan, K. R. Ramani, (Jan.-Feb. 1994), "New Modulation Encoding Techniques For Indirect Rotor Position Sensing In Switched Reluctance Motors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.30, No.1, pp. 85 – 91.

Miller, T.J.E. (1993), *Switched Reluctance Motors and Their Control*, Magna Physics Publishing/Clarendon Press, Oxford.

Miller, T.J.E., (1989), *Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drive*, Oxford.

Miller, T.J.E., (1993), *Brushless Permanent and Reluctance Motor Drive*, Clarendon Pres, Oxford.

Moreira, J.G., "Indirect Sensing For Rotor Flux Position Of Permanent Magnet Ac Motors Operating A Wide Speed Range"

Nasar, S.A.(June 1969), "D.C-Switched Reluctance Motor", *Proceedings of The Institution of Electrical Engineers (London)*, Vol. 116, No. 6, pp. 1048.

Ohm, D.Y., (1997), "Dynamic Model of PM Synchnorous Motors", Drivetech, Inc., Blacksburg, Virginia.

Özgür, İ., (1995), Anahtarlamalı Relüktans Motorları ve Bu Motorların Demiryollarında Kullanılması, Yüksek Lisans Tezi, YTÜ, İstanbul.

P. D. Evans and D. Brown, (September 1990), “Simulation of brushless DC drive” , *IEE Proc.*, Vol.137, Part B, No.5, pp.299-308.

Plunkett, A.B., (1979), “ A Current Controlled PWM Transistor Inverter Drive”, Conf. Rec. IEEE/IAS Annu. Meet., pp. 785-792, October.

Radun, A.V., (Sept./Oct. 1994), “Design Considerations for the Switched Reluctance Motor”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, No. 5, pp. 1079-1087, Sept./Oct. 201
Transactions on Industry Applications, vol. 31, No. 5, pp. 1079-1087.

Rai, D., Department of Electronics and Communication Engineering , national Institute of Technology Karnataka, Surathkal 575 025, India

R.S. Wallace, D. G. Taylor, (1990) “Three-Phase Switched Reluctance Motor Design To Reduce Torque Ripple”, Proceedings of ICEM’90, Vol. 3, pp. 783 – 787.

Sarul, H., (2004), Alternatif Akım Makinelerinde Vektör Kontrolü, Elektrik Mühendisliği Yüksek Lisans Ders Notları, YTÜ, İstanbul.

Schramm, D.S., B.W. Williams, and T.C. Green, (1992), “Torque Ripple Reduction of Switched Reluctance Motors by Phase Current Optimal Profiling”, IEEE Power Electronics Specialist Conf., pp. 857–860.

Shao, J., Nolan, D., Hopkins, T., “A Novel Direct Back EMF Detection for Sensorless Brushless DC (BLDC) Motor Drives”

Shao, J., Nolan, D., Hopkins, T., “Improved Direct Back EMF Detection for Sensorless Brushless DC (BLDC) Motor Drives”

Vas, P., (1996), Electrical Machines and Drives – A Space Vector Theory Approach, Oxford.

Wallace, R.S. and D.G. Taylor, (1992), “A Balanced Commutator For Switched Reluctance Motors To Reduce Torque Ripple”, IEEE Trans. on Power Electronics, 7(4), 617–626.

W. F. Ray, I. H. Al-Bahadly, (1993), “Sensorless Methods For Determining The Rotor Position Of Switched Reluctance Motors”, Proceedings of EPE’93, Vol.6, pp. 7 – 13.

EKLER

EK 1 TDF 3 tablosu

	$T_c^* \geq 0$		$T_c^* < 0$	
f_a	$\frac{g_a^2}{g_a^2 + g_b^2}$	for $0^\circ \leq \theta < 15^\circ$	0	for $0^\circ \leq \theta < 15^\circ$
	$\frac{g_a^2}{g_c^2 + g_b^2}$	for $15^\circ \leq \theta < 30^\circ$	0	for $15^\circ \leq \theta < 30^\circ$
	0	for $30^\circ \leq \theta < 45^\circ$	$\frac{g_a^2}{g_c^2 + g_b^2}$	for $30^\circ \leq \theta < 45^\circ$
	0	for $45^\circ \leq \theta < 60^\circ$	$\frac{g_a^2}{g_c^2 + g_b^2}$	for $45^\circ \leq \theta < 60^\circ$
f_b	0	for $0^\circ \leq \theta < 15^\circ$	$\frac{g_b^2}{g_b^2 + g_c^2}$	for $0^\circ \leq \theta < 15^\circ$
	$\frac{g_b^2}{g_c^2 + g_b^2}$	for $15^\circ \leq \theta < 30^\circ$	0	for $15^\circ \leq \theta < 30^\circ$
	$\frac{g_b^2}{g_b^2 + g_c^2}$	for $30^\circ \leq \theta < 45^\circ$	0	for $30^\circ \leq \theta < 45^\circ$
	0	for $45^\circ \leq \theta < 60^\circ$	$\frac{g_b^2}{g_c^2 + g_b^2}$	for $45^\circ \leq \theta < 60^\circ$
f_c	0	for $0^\circ \leq \theta < 15^\circ$	$\frac{g_c^2}{g_b^2 + g_c^2}$	for $0^\circ \leq \theta < 15^\circ$
	0	for $15^\circ \leq \theta < 30^\circ$	$\frac{g_c^2}{g_c^2 + g_a^2}$	for $15^\circ \leq \theta < 30^\circ$
	$\frac{g_c^2}{g_b^2 + g_c^2}$	for $30^\circ \leq \theta < 45^\circ$	0	for $30^\circ \leq \theta < 45^\circ$
	$\frac{g_c^2}{g_c^2 + g_a^2}$	for $45^\circ \leq \theta < 60^\circ$	0	for $45^\circ \leq \theta < 60^\circ$
f_d	$\frac{g_d^2}{g_a^2 + g_b^2}$	for $0^\circ \leq \theta < 15^\circ$	0	for $0^\circ \leq \theta < 15^\circ$
	0	for $15^\circ \leq \theta < 30^\circ$	$\frac{g_d^2}{g_c^2 + g_a^2}$	for $15^\circ \leq \theta < 30^\circ$
	0	for $30^\circ \leq \theta < 45^\circ$	$\frac{g_d^2}{g_c^2 + g_b^2}$	for $30^\circ \leq \theta < 45^\circ$
	$\frac{g_d^2}{g_c^2 + g_a^2}$	for $45^\circ \leq \theta < 60^\circ$	0	for $45^\circ \leq \theta < 60^\circ$

EK 2 TDF 4 tablosu

	$T_c^* \geq 0$		$T_c^* < 0$	
f_a	$\frac{g_a^2}{g_a^2 + g_b^2 + 2g_{ac}\sqrt{g_a g_b}}$	for $0^\circ \leq \theta < 15^\circ$	0	for $0^\circ \leq \theta < 15^\circ$
	$\frac{g_a^2}{g_a^2 + g_b^2 + 2g_{ac}\sqrt{g_a g_b}}$	for $15^\circ \leq \theta < 30^\circ$	0	for $15^\circ \leq \theta < 30^\circ$
	0	for $30^\circ \leq \theta < 45^\circ$	$\frac{g_a^2}{g_a^2 + g_b^2 - 2g_{ac}\sqrt{g_a g_b}}$	for $30^\circ \leq \theta < 45^\circ$
	0	for $45^\circ \leq \theta < 60^\circ$	$\frac{g_a^2}{g_a^2 + g_b^2 - 2g_{ac}\sqrt{g_a g_b}}$	for $45^\circ \leq \theta < 60^\circ$
f_b	0	for $0^\circ \leq \theta < 15^\circ$	$\frac{g_b^2}{g_b^2 + g_c^2 - 2g_{bc}\sqrt{g_b g_c}}$	for $0^\circ \leq \theta < 15^\circ$
	$\frac{g_b^2}{g_b^2 + g_c^2 + 2g_{bc}\sqrt{g_b g_c}}$	for $15^\circ \leq \theta < 30^\circ$	0	for $15^\circ \leq \theta < 30^\circ$
	$\frac{g_b^2}{g_b^2 + g_c^2 + 2g_{bc}\sqrt{g_b g_c}}$	for $30^\circ \leq \theta < 45^\circ$	0	for $30^\circ \leq \theta < 45^\circ$
	0	for $45^\circ \leq \theta < 60^\circ$	$\frac{g_b^2}{g_b^2 + g_c^2 - 2g_{bc}\sqrt{g_b g_c}}$	for $45^\circ \leq \theta < 60^\circ$
f_c	0	for $0^\circ \leq \theta < 15^\circ$	$\frac{g_c^2}{g_c^2 + g_d^2 - 2g_{cd}\sqrt{g_c g_d}}$	for $0^\circ \leq \theta < 15^\circ$
	0	for $15^\circ \leq \theta < 30^\circ$	$\frac{g_c^2}{g_c^2 + g_d^2 - 2g_{cd}\sqrt{g_c g_d}}$	for $15^\circ \leq \theta < 30^\circ$
	$\frac{g_c^2}{g_b^2 + g_c^2 + 2g_{bc}\sqrt{g_b g_c}}$	for $30^\circ \leq \theta < 45^\circ$	0	for $30^\circ \leq \theta < 45^\circ$
	$\frac{g_c^2}{g_c^2 + g_d^2 + 2g_{cd}\sqrt{g_c g_d}}$	for $45^\circ \leq \theta < 60^\circ$	0	for $45^\circ \leq \theta < 60^\circ$
f_d	$\frac{g_d^2}{g_a^2 + g_d^2 + 2g_{ad}\sqrt{g_a g_d}}$	for $0^\circ \leq \theta < 15^\circ$	0	for $0^\circ \leq \theta < 15^\circ$
	0	for $15^\circ \leq \theta < 30^\circ$	$\frac{g_d^2}{g_c^2 + g_d^2 - 2g_{cd}\sqrt{g_c g_d}}$	for $15^\circ \leq \theta < 30^\circ$
	0	for $30^\circ \leq \theta < 45^\circ$	$\frac{g_d^2}{g_a^2 + g_d^2 - 2g_{ad}\sqrt{g_a g_d}}$	for $30^\circ \leq \theta < 45^\circ$
	$\frac{g_d^2}{g_c^2 + g_d^2 + 2g_{cd}\sqrt{g_c g_d}}$	for $45^\circ \leq \theta < 60^\circ$	0	for $45^\circ \leq \theta < 60^\circ$

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	16.04.1982	
Doğum yeri	Uşak	
Lise	1996-1999	İstanbul Atatürk Fen Lisesi
Lisans Hazırlık	1999-2000	Yıldız Teknik Üniversitesi Hazırlık
Lisans	2000-2004	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	2004-2006	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Bölümü Güç Elektroniği ve Elektrik Makineleri Ana Bilim Dalı