

**FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MAKİNELERİNDE
KONUM ALGILAYICISIZ HIZ DENETİMİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Namık YILMAZ
504971303

101013

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 2 Ekim 2000

Tezin Savunulduğu Tarih : 23 Kasım 2000

Tez Danışmanı :

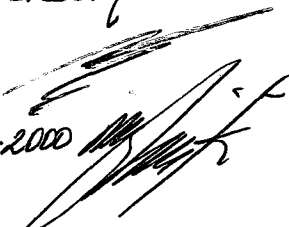
Prof. Dr. Emin TACER

20.12.2000 

Diğer Jüri Üyeleri :

Prof. Dr. R. Nejat TUNÇAY

Doç. Dr. Sait TÜRKÖZ

20.12.2000 


ARALIK 2000

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	v
TABLO LİSTESİ	vi
ŞEKİL LİSTESİ	vii
SEMBOL LİSTESİ	x
ÖZET	xi
SUMMARY	xvi
1. GİRİŞ	1
2. ALGILAYICILAR	4
2.1. Algılayıcıların Sınıflandırılması	4
2.2. Sensör Karakteristikleri	6
2.3. Elektrik Makineleri Uygulamalarında Kullanılan Algılayıcılar	14
2.3.1. Hall Sensörleri	14
2.3.2. Optik Algılayıcılar	18
3. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MAKİNESİ	22
3.1. Fırçasız Doğru Akım Makinelerinin Yapısal Açından İncelenmesi	22
3.1.1. İç Rotorlu Fırçasız Doğru Akım Makinesi	23
3.1.2. Dış Rotorlu Fırçasız Doğru Akım Makinesi	24
3.1.3. Rotor Yapı Biçimleri	25
3.1.4. Stator Yapı Biçimleri	26
3.2. Fırçasız Doğru Akım Makinelerinin Karşılaştırılması	28
3.2.1. Fırçalı ve Fırçasız Doğru Akım Makinelerinin Karşılaştırılması	28
3.2.1.1 Tahrik Sistemi Açısından İnceleme	30
3.2.2. DMSM ile Asenkron Makine Karşılaştırması	31
3.2.3. DMSM ile FDAM Karşılaştırması	33
3.3. FDAM Çalışma İlkesi	35
3.3.1. FDAM ve Güç Elektroniği Besleme Modeli	37
4. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MAKİNELERİNDE,KONUM ALGILAYICISIZ DENETİM YÖNTEMLERİ	40
4.1. Konum Algılayıcısız Denetimin Gerekçesi	40
4.2. Konum Algılayıcısız Denetim Yöntemleri	42
4.2.1. Endüklenen Hareket Gerilimi ölçümüne dayanan Algılayıcısız Denetim Yöntemleri	42
4.2.1.1 Sıfır Geçiş Noktasının Algılanması ve Sayısal Olarak Ötelenmesi	43

4.2.1.2 Sıfır Geçiş Noktasının Analog Olarak Ötellenmesi Ve Doğrudan Komütasyon Bilgisi Olarak Alınması Yöntemi	44
4.2.2. Endüklenen Hareket Geriliminin Entegrasyonu Yöntemi	47
4.2.3. Endüklenen Gerilimin Üçüncü Üsttitreşim Bileşeni Yöntemi	49
4.3. Yöntemlerin Karşılaştırılması	51
4.4. Konum Algılayıcısız Kalkış Yöntemleri	51
5. SONUÇLAR VE ÖNERİLER	55
5.1. FDAM Matematik Modeli	55
5.2. Fırçasız Doğru Akım Makinesi Doğrudan Hız Geribeslemeli Hız Denetim Benzetimi	58
5.2.1. Hız Referans ve Denetim Modülü	61
5.2.2. Akım Referans Modülü	61
5.2.3. Fırçasız Doğru Akım Makinesi Modeli	63
5.2.3.1. Endüklenen Hareket Gerilim Generatörü	65
5.2.3.2. Yıldız Noktası Gerilim Algılayıcısı	66
5.2.3.3. Moment Üretici	66
5.2.4. Mekanik Yük	68
5.3. Fırçasız Doğru Akım Makinesi Dolaylı Konum Geri Beslemeli Hız Denetim Benzetimi	69
5.3.1. Komütasyon Üretici	71
5.3.2. Hız Geribeslemesi Üretici	74
5.4. Dolaylı Konum Geribeslemesi İle Yapılan Benzetim Sonuçları	76
5.5. Doğrudan Konum Geribeslemesi İle Yapılan Benzetim Sonuçları	80
5.6. Karşılaşılan Sorunlar	84
5.7. Konum Algılayıcısız Hız Denetim Gerçekleşmesi	86
5.7.1. Tüm Devre İşlevsel Blok Açıklamaları	86
KAYNAKLAR	91
EK A	95
EK B	105
ÖZGEÇMİŞ	120

KISALTMALAR

FDAM	: Fırçasız Doğru Akım Makinesi
DMSM	: Daimi Mıknatıslı Senkron Makine
DAM	: Fırçalı Doğru Akım Makinesi
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor (Güç Elektroniği Anahtarı)
MOSFET	: Metal Oxide Field Effect Transistor (Güç Elektroniği Anahtarı)
DM	: Daimi Mıknatıs
AM	: Asenkron Makine
PAL	: Programlanabilir Lojik Entegre Birimi
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyon Tekniği
EMF	: Endüklenen Hareket Gerilimi



TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 2.1. Algılayıcıların uyarı kaynaklarına göre sınıflandırılması.....	5
Tablo 2.2. Doğrusal bir Hall Algılayıcısına ilişkin tipik karakteristik değerler...	17
Tablo 3.1. Fırçalı ve Fırçasız Doğru Akım Makinelerinin Karşılaştırılması.....	29
Tablo 3.2. Saat Yönü Zıttı Dönmede Hall Algılayıcı Çıkışları ve Faz Gerilimleri.....	38
Tablo 4.1. Konum Algılayıcısız Denetim Yöntemlerinin Karşılaştırması.....	51
Tablo 5.1. Motor ve Güç Elektronikğine ilişkin Gerilim Haritası.....	59



ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 : Algılayıcının doğruluğunun belirlenmesi.....	7
Şekil 2.2 : Algılayıcılarda Histerezis etkisi.....	8
Şekil 2.3 : Transfer fonksiyonun doğrusallaştırma hatasının belirlenmesi...	9
Şekil 2.4 : Transfer fonksiyonun doyma bölgesindeki davranışı.....	10
Şekil 2.5 : Algılayıcıların tekrarlanabilirliği.....	11
Şekil 2.6 : Ölü Zaman Aralığının Algılayıcı Çıkışı Üzerine Etkisi.....	11
Şekil 2.7 : Algılayıcının arabirim devresine bağlanması.....	12
Şekil 2.8 : Algılayıcı çıkış genlik ve fazının frekans ile değişimi.....	13
Şekil 2.9 : Hall Sensörü Çalışma İlkesi Şematik Gösterilimi.....	15
Şekil 2.10 : Magnetik alan ve plakanın birbirine göre konumları.....	16
Şekil 2.11 : Hall algılayıcısı elektriksel eşdeğer devresi.....	17
Şekil 2.12 : Enkoder çalışma ilkesi şematik gösterilimi.....	18
Şekil 2.13 : Artımsal(Incremental),Mutlak(Absolute).....	19
Şekil 2.14 : Optik Sensör ile dönüş yönü algılanması.....	19
Şekil 2.15 : Kodlayıcı Bilgisinin İşlenmesi.....	20
Şekil 3.1 : İç Rotorlu Fırçasız Doğru Akım Makinesi Yapısal Gösterilimi.	23
Şekil 3.2 : Dış Rotorlu Fırçasız Doğru Akım Makinesi Yapısal Gösterilimi.....	24
Şekil 3.3 : Pratikte Fazla Kullanılan Çeşitli İç Rotor Yapı Biçimleri.....	25
Şekil 3.4 : Pratikte Kullanılan Değişik Stator Yapı Biçimleri.....	27
Şekil 3.5 : Fırçasız DMSM ve Fırçalı Doğru Akım Makinesi Karşılaştırması.....	28
Şekil 3.6 : Endüklenen Gerilim ve Motora Uygulanan Akım Dalga Şekilleri.....	36
Şekil 3.7 : Fırçasız Doğru Akım Makinesi Çalışma İlkesi Gösterilimi.....	38
Şekil 3.8 : Fırçasız Doğru Akım Makinesi İlkesel Denetim Diyagramı.....	39
Şekil 4.1 : Motorda Endüklenen Gerilim ve Ideal Akım Dalga Şekilleri..	42
Şekil 4.2 : Sıfır Geçiş Algılanması Ve Sayısal Olarak Ötellenmesi.....	43
Şekil 4.3 : Sıfır Geçiş Algılanması Yöntemine İlişkin Denetim Diyagramı	44
Şekil 4.4 : Sıfır Geçiş Noktası Yöntemine İlişkin Gerilim Akım Dalga Şekilleri.....	44
Şekil 4.5 : Analog Öteleme Yöntemi Gerilim Ve Komütasyon Çıkış İşaretleri.....	45
Şekil 4.6 : Sıfırı Geçiş Algılanmasına ilişkin gerçekleştirilen devre diyagramı.....	46

Şekil 4.7	: Endüklenen gerilimin entegrasyonu ve eşik değerine Bağımlılığı.....	47
Şekil 4.8	: Gerilimim Entegrasyonu Yöntemi İlkesel Diyagramı.....	48
Şekil 4.9	: Üçüncü Üsttiresim yöntemine ilişkin ilkesel algılama devresi..	49
Şekil 4.10	: Üçüncü üsttiresimler ile komutasyon işaretlerinin üretilmesi...	50
Şekil 5.1	: FDAM Güç Elektroniği ve Motor Modeli.....	56
Şekil 5.2	: Fırçasız Doğru Akım Makinesi Mekanik Hız Geribeslemeli Benzetim Modeli.....	60
Şekil 5.3	: Hız Denetim ve Referans Modülü Model ve PID İçeriği.....	61
Şekil 5.4	: Akım Denetleyici Modeli ve Model Parametreleri.....	62
Şekil 5.5	: Kare Dalga Akım Referans Bloğu.....	62
Şekil 5.6	: Histerezis Akım Denetleyici Bloğu İçeriği.....	63
Şekil 5.7	: Fırçasız Doğru Akım Makinesi Elektriksel Modeli.....	64
Şekil 5.8	: Endüklenen Hareket Gerilim Üretici.....	65
Şekil 5.9	: Yıldız Noktasının Algılanması.....	66
Şekil 5.10	: Faz-Nötr Gerilim Kestirimi.....	67
Şekil 5.11	: Faz Akımlarının Kestirimi.....	67
Şekil 5.12	: Motorda Elektriksel Momentin Elde Edilmesi.....	68
Şekil 5.13	: Tahrik Sistemi Yük Modeli.....	69
Şekil 5.14	: Konum Algılayıcısız Hız Denetimi Benzetim Modeli.....	70
Şekil 5.15	: Dolaylı Konum Algılamada Akım Denetleyici Modeli.....	71
Şekil 5.16	: Anahtarlama İşaretlerinin Hareket Gerilimlerinden Kestirimi..	72
Şekil 5.17	: Endüklenen Gerilimden Hall İşaretlerinin Türetilmesi.....	73
Şekil 5.18	: Üst ve Alt Kol İşaret Üretici Mantık Devresi.....	74
Şekil 5.19	: Faz 1 e İlişkin Evirici Devresi.....	75
Şekil 5.20	: Sıfır Geçişlerin Kullanılarak Peryot ve Hız Ölçümü.....	75
Şekil 5.21	: Dolaylı Konum Geribeslemeli Geçici Hal Faz Akımları.....	76
Şekil 5.22	: Dolaylı Konum Geribeslemeli Model Faz Emk ve Akımları....	77
Şekil 5.23	: Dolaylı Konum Geribeslemeli Faz Akım, Emk ve Moment Sonuçları.....	78
Şekil 5.24	: Dolaylı Konum Algılamalı yöntemde Hız – Zaman Eğrisi.....	79
Şekil 5.25	:Dolaylı Konum Algılamalı yöntemde Motor Milinde Endüklenen Toplam Moment.....	79
Şekil 5.26	: Doğrudan Konum Geribeslemeli Geçici Hal Faz Akımları....	80
Şekil 5.27	: Doğrudan Konum Geribeslemeli Kararlı Hal Faz Akımları....	80
Şekil 5.28	: Doğrudan Konum Geribeslemeli Faz Emk ve Akımları.....	81
Şekil 5.29	: Doğrudan Konum Geribeslemeli Faz Emk ve Momentleri.....	82
Şekil 5.30	: Doğrudan Konum Geribeslemeli Toplam Elektriksel Moment.	83
Şekil 5.31	: Doğrudan Konum Geribesleme Sistemin Hız Cevabı.....	83
Şekil 5.32	: Sıfır Geçiş Algılama Bandı.....	85
Şekil 5.33	: ML4425 Tümdevresi Genel Çalışma Şeması.....	86
Şekil 5.34	: Komütasyon işaret üretim çevrimi.....	88
Şekil 5.35	: Tümdevre Komütasyon ilkesi.....	89
Şekil A.1	: Faz 1 Boşta çalışma Akım ve Uç Gerilim Faz-Nötr Dalga Şekilleri (58Hz).....	95
Şekil A.2	: Faz 1 Akım ve Uç Gerilim Faz-Nötr Dalga Şekilleri. 0.5A / (58Hz).....	96
Şekil A.3	: Üç Faz Uç Gerilim Faz-Nötr Dalga Şekilleri 0.5A / (58Hz)....	96
Şekil A.4	: Faz 2.Akım ve Uç Gerilim Faz-Nötr Dalga Şekilleri 0.5A / (58Hz).....	97

Şekil A.5	: Faz 3.Akım ve Uç Gerilim Faz-Nötr Dalga Şekilleri 0.5A / (55Hz).....	97
Şekil A.6	: Faz 2.Akım ve Uç Gerilim Faz-Nötr Dalga Şekilleri 0.5A / (55Hz).....	98
Şekil A.7	: Üç Faz Boşta Uç Gerilim Faz-Nötr Dalga Şekilleri(143Hz)....	98
Şekil A.8	: Faz 1.Akım ve Uç Gerilim Faz-Nötr Dalga Şekilleri 0.5A / (90Hz).....	99
Şekil A.9	: Boşta Motor Yıldız ve DC Bara sıfır noktası gerilim dalga şekli.....	99
Şekil A.10	: Boşta Motor Faz Akımı, Yıldız ve DC Bara sıfır noktası gerilim dalga şekilleri.....	100
Şekil A.11	: Yükte Motor Faz Akımı, Yıldız ve DC Bara sıfır noktası gerilimi Faz-Nötr dalga şekilleri.....	100
Şekil A.12	: Statorda Endüklenen Hareket Gerilim Faz-Nötr Dalga Şekilleri (21Hz).....	101
Şekil A.13	: Statorda Endüklenen Hareket Gerilim Faz-Nötr Dalga Şekilleri (21Hz).....	101
Şekil A.14	: Boşta Üç Faz Motor Uç Gerilim Faz-Nötr ve Faz1 Akım Dalga Şekilleri.....	102
Şekil A.15	: Üç Faz Uç Gerilim Ve Faz1 Akım Dalga Şekilleri.....	102
Şekil A.16	: Boşta Motor Faz Akımı, Yıldız ve DC Bara sıfır noktası gerilim Faz-Nötr dalga şekilleri (178Hz).....	103

SEMBOL LİSTESİ

V_A, V_B, V_C	: Bir faza ilişkin evirici güç katı ile nötr noktası arasındaki gerilim
V_1, V_2, V_3	: Motor faz-nötr gerilimleri
E_a, E_b, E_c	: Motor sargılarında rotor hareketi ile endüklenen gerilim
V_s	: Motorun gerçek yıldız noktası ile yıldız noktası arasındaki gerilim
I_a, I_b, I_c	: Faz akımları
T_e, T_L	: Endüklenen Elektriksel Moment ve Yük Moment
θ_r, ω_r	: Açısal Konum ve Açısal Hız
B	: Sönümlenme Katsayısı
R	: Faz Sargısı Direnci
L	: Faz Endüktansı
ψ_a, ψ_b, ψ_c	: Faz Sargıları Halkalanma akıları
s	: Sensör Transfer fonksiyonu Giriş büyüklüğü
a	: Sensör Transfer fonksiyonu offset değeri
b	: Transfer fonksiyonu değişim eğimi yada hassasiyeti
S	: Transfer fonksiyonu çıkış bütüklüğü
δ	: Sensör çıkışının idealden sapma değeri
ρ	: Sapmanın maksimum değeri
S_m	: Statik transfer fonksiyon cevabı
f	: Dinamik kesim frekansı
F	: Alan içinde hareket eden Elektrik yüküne etkiyen kuvvet
V	: Elektronun hızı
B	: Magnetik alan şiddeti olmak üzere
V_h	: Hall Gerilim
α	: Hall plaka düzlemi ile magnetik alan arasında kalan yatay açı
h	: Metal plaka malzemesine ve geometrik yapıya bağlı bir katsayı
R_i	: Kontrol direnci
R_o	: Çıkış Direnci
M	: Motor Elektriksel Faz Momenti
N_{ph}	: Bir faz sarım sayısı
I_{p1}	: Faz akımı tepe değeri

FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MAKİNELERİNDE KONUM ALGILAYICISIZ HIZ DENETİMİ

ÖZET

Bu yüksek lisans tez çalışmasının amacı, Fırçasız Doğru Akım Makinelerinde Konum Algılayıcısız Hız Denetimini, stator sargılarında rotor hareketi ile endüklenen gerilimlerin entegre edilerek, güç anahtarlarının (IGBT,MOSFET) komütasyon anlarının belirlenmesine ve dolayısı ile ilgili fazların enerjilendirilmesi yöntemine dayanarak gerçekleştirilmesi ve benzetiminin yapılmasıdır.

Bu çalışma kapsamında Fırçasız Doğru Akım Makinesinin konum algılayıcısız hız denetimi seçilen bir tümdevre ve tasrlanan güç elektroniği denetim deveresi kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Benzetim aşamasında öncelikle doğrudan konum algılanmasına ilişkin benzetim, ikinci aşamada ise konum algılayıcısız denetime ilişkin benzetim MATLAB/SIMULINK ortamında gerçekleştirilmiştir. FDAM konum algılayıcısız denetim yöntemleri detaylı biçimde incelenmiştir

Özellikle dayanıklı tüketim sektöründe kullanılan motor denetim sistemlerinde, Daimi Mıknatıslı Fırçasız Doğru Akım Makinelerinin kullanımı yönünde giderek artan bir eğilim vardır. Bu eğilimin temel nedeni önemi giderek artan verimlilik standartlarıdır. Özellikle fırça kollektör düzeninin olmaması, yüksek enerji yoğunluklu mıknatıs malzemelerin teknik ve maliyet yönünden kullanılabilirliğinin artması, güç elektroniği anahtarları ve mikrodenetleyicilerin teknolojilerinin yükselmesi ve maliyetlerinin düşmesi, elektronik denetimli motorların kullanma eğilimini hızlandırmıştır.

Daimi Mıknatıslı Fırçasız Makineler, statorunda endüklenen hareket gerilim açısından, trapezoidal biçimli Daimi Mıknatıslı Fırçasız Doğru Akım Makineleri (FDAM), Sinusoidal biçimli Daimi Mıknatıslı Senkron Makineleri (DMSM) olmak üzere sınıflandırılabilirler. FDAM lu tahrik sistemi, bir doğru gerilim kaynağının, komütasyon sırası ve anları rotora yerleştirilen konum algılayıcısı tarafından belirlenen güç elektroniği elemanlarının anahtarlanması ve ilgili fazların enerjilendirilerek sürekli enerji dönüşümünün sağlanması ile oluşturulur. DMSM de ise makine hız denetimi için akım yada gerilim PWM yöntemi ile regüle ederek sinü biçimli değişen gerilim oluşturulur.

Daimi Mıknatıslı Fırçasız Makinelerin çalışma ilkesi, adım motorları gibi basit olmasına karşılık, akım ve endüklenen gerilimin etkileşimi ile moment oluşumu konusunda birçok sorun olduğunun belirtilmesinde fayda vardır. Her iki makinenin çalışma ilkesi açısından en temel özellik, rotordaki mıknatıs alanının statorda

endüklediği gerilimler ile statora uygulanan akımların en iyi biçimde eşleştirilerek düzgün momentlerin oluşturulmasıdır.

FDAM de, trapezoidal biçimli gerilimlerin oluşturulabilmesi için, statro srgıları konsantre yapıdadır ve magnetik olarak düzgün bir rotor alanının oluşturulabilmesi için mıknatıslarda yüzey montaj biçiminde yerleştirilmiştir. Pratikte, 120° ve 180° lik iletim olmak üzere iki komütasyon stratejisi kullanılmaktadır. FDAM nin temel avantajı denetiminin basitliği ve daha az sayıda ve hassasiyette algılayıcı kullanma gereksinimidir. Belirli bir rotor konumu için, iki fazın iletimde bir fazın kesimde olması ve iletimde olan fazların birbirine seri olarak bağlanması nedeni ile denetlemek ve regule etmek için yalnızca bir akım çevrimi oluşmaktadır. Buda doğru akım barasına yerleştirilen bir akım şönt direnci ile uygun filtreden geçirildikten sonra kolayca algılanabilmektedir. Komütasyon devresi ise rotor konum algılayıcısından aldığı konum bilgisi ile bir sonraki 60° lik dönem için hangi fazların iletimde kalacağını belirlemektedir. Trapezoid biçim nedeni ile, sabit hızda dönen FDAM gerilimleri bir komütasyon dönemi boyunca sabit kalır ve doğrusal biçimli olarak kesimde kaldığı süre boyunca zıt gerilime doğru değişir. Endüklenen gerilimlerin sabit kaldığı süre boyunca, bu aralıklarda iki fazdan doğru akım geçirilirse ve o anda doğrusal değişen faz kesimde tutulursa rotorda iki doğru alanın etkileşimi ile sabit momentler oluşacaktır. Ancak komütasyon ve düzgün olmayan stator diş yapısı nedeni ile mil momentinde titreşimlerin oluşması kaçınılmazdır.

Daimi Mıknatıslı Senkron Makinelerde ise stator sargı yapısı olarak asenkron makinelerde olduğu gibi klasik sinusoidal dağılımlı alternatif akım sargı yapısı görülür. Sargının görevi hava aralığında sinüs biçimli değişen döner alan oluşturmaktır. Özellikle endüklenen gerilimlerin ve stator akımların sinusoidal biçimli olması nedeni ile FDAM de görülen komütasyon anlarındaki titreşimler burada en az düzeydedir. Uygulanan akımların ve gerilimlerin, sinü biçimli değişen endüklenen gerilimlere en yüksek düzeyde uyması gerekliliği nedeni ile bu makineler, enkoder, resolver gibi yüksek çözünürlüklü algılayıcılara ihtiyaç duymakta buda sistem karmaşıklığını ve maliyetin olumsuz yönde etkilemektedir.

Özetlenirse, Trapezoidal gerilim biçimli Fırçasız Doğru Akım Makineleri;

- Fırça Kollektör yok
- Düşük çözünürlükte konum algılayıcısına ihtiyaç duyar ancak, endüklenen gerilim ve akım eşleştirmede yetersiz kalır
- Daha basit ve ucuz elektronik
- Komütasyon anlarında moment titreşimleri
- Asenkron makineyi süremez

Sinusoidal gerilim biçimli Senkron Makineler;

- Endüklenen gerilim ve akım en iyi düzeyde eşleşir, ancak yüksek çözünürlükte konum algılayıcısına ihtiyaç duyar.
- Komütasyon anlarında ihmal edilebilecek titreşimler
- Daha pahalı bir elektronik

- Aynı fazarası endüklenen gerilimde ve aynı momentte %15 daha fazla akım ve bu akımda güç anahtarı, kayıp, verim vs.

Bunula birlikte Fırçasız Doğru Akım Makinelerine bu tür uygulamalarda denetimde bir karmaşıklık getirmiştir. Yukarıda belirtildiği gibi FDAM yariletken elemanlardan oluşan güç katı ile denetlenir ve makinin düzgün kalkış yaparak, uygun komütasyon sırasında anahtarlama yapılması için rotor konum algılayıcılarına ihtiyaç duyar. Özellikle maliyetin ve rekabetin güç olduğu bu tür uygulamalarda Hall etkil algılayıcı, Enkoder, Resolver gibi konum algılayıcılarının eklenmesi tahrik sisteminin maliyetini, karmaşıklığını ve özellikle seri üretimde karşılaşılan sorun sayısını artırır. Makinenin bütün çalışması algılayıcıya bağlı olduğundan sistem güvenilirliğide önemli ölçüde azalmış olur. Çoğu zaman uygulama mekanik bir algılayıcının o ortam yerleştirilmesine ve çalışmasına imkan vermeyebilir. Genelde bu tür uygulamalarda Hall etkili konum algılayıcıları kullanılmaktadır. Hall ise sıcaklığa hassas bir algılayıcı olduğundan motorun çalışma sıcaklığını sınırlar. Bir diğer sorun ise, komütasyon anlarında $2^{\circ} \dots 5^{\circ}$ elektriksel açı kadar sapmaya yolaçan, algılayıcının motor içine yerleştirilmesinde seri üretimin ve mekanik yerleşimin toleranslarıdır. Bu olumsuzlukları nedeni ile fırça kollektörün olmaması, yüksek verim ve enerji yoğunluğu, gürültü azlığı gibi çok önemli avantajları olan Daimi Mıknatıslı Fırçasız Makinelerin bu olumsuzluklarının giderilmesi amacı ile birçok yöntem üzerinde çalışmalar sürmektedir.

Konum Algılama Yöntemleri:

1. Statora endüklenen hareket geriliminden rotor konumunun algılanması yönteminde, herhangi iki fazın iletimde olduğu aralıklarda, o aralıkta kesimde olan ve üzerinden akım geçmeyen faz üzerinde rotor hareketi ile endüklenen hareket geriliminin algılanarak bir sonraki komütasyon anının ve sırasının belirlenmesine dayanır. Bu yöntemde kendi için üç yönteme ayırmak mümkündür.

- Sıfır Geçiş Yaklaşımında endüklenen gerilimlerin sıfır geçişleri belirlenir ve belirli bir gecikme ile komütasyon işareti üretilir.
- Faz Kilitleme yönteminde denetim devresi endüklenen gerilimle senkron olarak çalışır.
- Bu tez çalışmasının konusu olan Endüklenen gerilimlerin entegrasyonu yönteminde ise, enerjilenmeyen fazın gerilimi entegre edilerek bir anlamda stator sargılarında halkaldığı akı izlenmiş olur. Akının belirli bir seviye gelmesi mıknatısın iletme geçecek faz sargısına yeteri kadar yaklaştığı anlamına geldiğinden, komütasyon işareti üretilerek rotor hareketi sağlanır.

2. Stator üçüncü üsttitreşim bileşenlerinden komütasyon işareti üretilmesi

3. IGBT güç anahtarına antiparalel olarak yerleştirilen güç diyodunun iletim aralığından konum algılanması

4. Motor parametrelerinin izlenmesi ile konum bilgisinin elde edilmesi.

- Motor uç gerilim ve akımlarından halkalanan akının çeşitli koordinat dönüşümleri ile bulunarak
- “Kalman Filtreleme” yöntemi kullanılarak

Yukarıda açıklanan yöntemlerden 1, 2 ve 3 yöntemleri, 120° elektriksel iletimli FDAM için kullanılmaktadır. Yukarıda 4 nolu başlık altına bahsedilen yöntemler ise DMSM için kullanılmaktadır. Tezin bundan sonraki bölümlerinde bu yöntemler ayrıntılı olarak incelenecektir.

Kalkış Yöntemleri:

Yukarıda bahsedilen doğrudan konum algılayıcısız denetim yöntemleri endüklenen hareket geriliminin algılanabilecek seviyeye geldiği sürekli hal çalışma durumu için geçerli olmakta, kalkış ve düşük hızlarda geçerli olmamaktadır. Burada bahsedilecek olan kalkış yöntemleri herhangi iki yada üç fazın raslantısal olarak enerjilendirilerek rotorun belirli bir konumda stator kubu ile çakışık (align) hale getirilmesini referans alan yöntemlerdir. Aşağıda bu yöntemler kısaca açıklanmıştır.

- Rotor çakışık duruma getirildikten sonra stator sargılarına giderek artan frekans değerlerine akımlar uygulanır. Frekansın artış hızı ise sistemin eylemsizliğine kutup sayısına bağlı olarak değişir. Her enerjilendirmede uygulanan darbenin genişliği uygun değerde ise rotor kendini stator fazlarına kitler motor açık çevrim olarak çalışır. Endüklenen gerilimlerin algılanabileceği belirli bir hıza gelince motor kapalı çevrim olarak çalışmaya başlar.
- Motor fazlarına özel bir PWM biçimi uygulanarak rotorun örnek olarak A fazına çakışık olması sağlanır.

Sıkça uygulanan heriki yöntemde dinamik açıdan zayıf bir performansa sahiptir. Açık çevrim darbe uygularken komütasyonun çok erken yada geç uygulanması ile rotor kilitlenebilir yada sargılardan yanlış komütasyon sonucu aşırı akımlar geçebilir. Bir diğer olumsuz yön ise kalkışta ve durmada rotorun konumu hakkında bilgi sahibi olunamamasıdır.

- Daimi Mıknatıslı Makinelerde statorun sacının doyma etkisi nedeniyle, faz endüktansları rotor konumuna bağlı olarak değişir. Bu ilke statora yüksek frekanslı düşük genlikli işaretlerin uygulanması ile doğrudan yada uygulanan akımların düme ve yükselme zamanlarının heriki yönde bulunarak endüktansların hesaplanması ile dolaylı olarak kullanılabilir. Bu yöntemin olumsuz yönü ise yüksek hızlı matematiksel işlem niteliğine sahip Sayısal İşaret İşleyicilerin (DSP) kullanma gereksinimidir.

Sonuçlar:

FDAM, konum algılayıcısız denetiminde herhangi bir anda iki faz iletimde, bir faz kesimde kalmaktadır. Dolayısı ile enerjilenmeyen bu fazda rotordaki mıknatısların hareketi ile endüklenen gerilim konum algılama için kullanılabilir. FDAM denetimi için kullanılan konum algılayıcısız denetim yöntemleri (1) Endüklenen hareket gerilimine (2) Stator üçüncü üst titreşim (harmonik) bileşenine (3) IGBT kontrollü güç anahtarına ters paralel olarak bağlanan kontrolsüz güç diyodunun iletim aralığına dayanmaktadır. En sık olarak ise (1) nolu özelliğe dayanan sıfır geçişlerin algılanması ve gerilim entegrasyonu yöntemleri kullanılmaktadır.

SENSORLESS SPEED CONTROL OF BRUSHLESS DIRECT CURRENT MACHINES

SUMMARY

The objective of this thesis is to present “The Simulation and Realization of The Position Sensorless Control of Brushless Permanent Magnet Direct Current Motor Drive” based on estimating “The Commutation Angles” power electronics switches(IGBT,MOSFET) to energize proper phase winding, by Integrating the Back Emfs on stator phase windings, by the movement of rotor. Sensorless control requires only four resistor to sense back emf divider networks from which provides position, velocity, and disturbance torque information can be derived.

Sensorless Speed Control of Brushless Direct Current Machine is realized by designing a new power electronics control circuit with a properly selected Integrated Circuit . In Simulation Stage first, Speed control by direct position detection of BLDC is simulated and next sensorless speed control by using back-emf integration method is simulated using MATLAB/SIMULINK environment.

Especially within the appliance motor control industry there is an increasing trend to move towards using “Brushless DC Motors”. This trend is in response to recent legislation mandating improved efficiency standards in appliance applications. Advances in magnetic material technology which makes the use of more energy density magnets to be manufacture, accelerate this tendency. By increasing the energy density means the same energy could be achieved with smaller size. Also very rapid improvement in power electronics area especially in IGBT Technology, smaller, low loss, high frequency power switches could be used with the same current ratings.

Permanent magnet motors are generally classified as permanent magnet brushless dc motors with trapezoidal back emf and permanent magnet synchronous motors with sinusoidal back emf. The dc brushless motor employs a dc power supply switched to the stator phase windings of the motor by power devices, the switching sequence being determined from the rotor position. The PM synchronous motor employs a sinusoidal variable frequency with a voltage-regulated or current-regulated PWM inverter to achieve control of the motor speed and torque.

Although the operating principle of Permanent Magnet Motors is as simple as stepping motors which make it very attractive for especially home appliance industry, current execution and torque production mechanism have many specific problems due to the commutation. So a brief characteristics will be given about sinusoidal or trapezoidal back emf brushless permanent magnet motors.

In BDCM, Because of The trapezoidal waveforms, stator windings are concentrated and the magnets are surface mounted to obtain magnetically smooth airgap. Practically there are two common comutation startegies which are 120° - 180° respectively. The main advantage that Trapezoidal drives is the control simplicity and sensor requirement with less resolution. For agiven shaft angle, a trapezoidal controller needs to regulate only one current(flowing in one winding and out another) by using single current sensor in dc bus.The power stage connected to third winding is turned off. Only one current feedback loop is required. Commutation logic, using the signals from an absolute shaft encoder, selects which measured windings are driven to reduce the error.The line-to-line back-emf of the trapezoidal motor (or brushless dc-motor), rotating at constant speed, remains constant over a “commutation segment” and then begins to ramp to the opposite voltage. It can be seen, by equating mechanical power out to electrical power in, that uniform torque is generated by forcing a constant current to flow through the winding pair with constant back-emf, while holding current in the third winding at zero. It can also be shown that uniform torque is generated in the sinusoidal motor if each winding is driven with a sinusoidal current in phase with the windings’s back-emf voltage.

Sinusoidal Back Emf Permanent Magnet Drives maintain the classical polyphase ac induction or synchronous machines which have sinusoidally distributed stator windings with both interior or exterior magnets. Especially both the Supply voltages and currents are sinusoidal. These two key properties make electrical torque very smoth with the expence of high resolution and cost position sensors. As a key feature to obtain best performance from Permanent magnet machines, Voltages and Currents applied to stator winding must precisely match Induced Back Emfs waveforms. As it is sinusodial in these type of drives, high resolution position sensors needed like resolver, encoder etc.

At result Trapezoidal Motors have

- Inexpensive feedback sensor, but cannot compensate for motor back emf mismatch without high resolution sensor.
- Simpler less expensive electronics
- Good Current control at high motormspeed
- Generates Torque glitch at commutation edge.
- Cannot drive induction motor.

Sinusoidal Motors,

- Can tailor current waveform to match motor, but with more expensive feedback sensor.
- No commutation Torque gitch.
- Compatible with induction motor vector.
- More expensive electronics
- 15% higher transistor current to get given torque for same peak line-line motor voltage

The introduction of brushless dc motors has however increased the level of complexity in controlling these applications. Moreover, Brushless Direct Current Motors typically require some form of position transducer in order to select the correct commutation sequence. However in such cost sensitive applications the additional cost associated with adding position transducers is not acceptable or even practical. The rotor position needed to commutate the phases is obtained using Hall sensors or an absolute encoder. The rotor position signals are decoded in the control circuit to provide the proper sequencing of the top and bottom drive outputs. Due to the disadvantages and limitations of the position sensors, the control of a PM motor without using position sensors is preferred. Several algorithms are reported in the literature to obtain the position information for proper motor commutation.

1. Position sensing using back emf of the motor. The back emf voltage in the unexcited phase can be measured to establish a switching sequence for commutation of the power devices in the three-phase bridge inverter. Based on the rotor position, the power devices are commutated sequentially every 60 degrees to continually synchronize the phase excitation with the magnet mmf wave. The commutation is typically initiated at the beginning and end of the flat top portion of the back emf waveform. The electrical phase of the back emf should be the same as the stator currents for optimal control and maximum torque/ampere. The back emf is the direct indication of the torque production capability of the motor. Using the terminal voltages of the motor and the switching sequence of the power devices, the back emf of the motor can be obtained. The sensed back emf can be used in several ways to obtain the proper switching sequence for the inverter power devices. Some of these methods are

- The zero crossing approach, based on detecting the instant at which the back emf in the unexcited phase crosses zero or reaches a predetermined level
- Phase-locked loop technique to lock on to the back emf waveform in the unexcited phase winding during each 60 degree excitation interval
- Back emf integration approach, which provides a commutation pulse when the integrated rectified back emf waveform reaches a preset threshold value

2. Position information using the stator third harmonic component.

3. Position information based on detection of the conducting interval of free-wheeling diodes connected in antiparallel with the power devices.

4. Position information using the motor parameters, terminal voltages, and currents. The position detection methods based on the measurement of terminal quantities are listed below.

- Using motor voltage and currents, synthesis of the flux linkage position signal through which the phase angle of the stator current is controlled
- Direct calculation of the rotor position using the motor parameters, terminal voltages, and currents
- Position estimation using Kalman filtering
- Position information based on Model Reference Adaptive Systems

Schemes 1, 2, and 3 are generally used for the PM dc brushless motor with trapezoidal back emf waveforms and 120 degree conduction of the power devices. Techniques mentioned in scheme 4 are generally used for PM synchronous motors with sinusoidal back emfs. Third harmonic voltage detection (scheme 2) can be extended to PM synchronous motor systems.

In the continuing parts of the thesis they will be investigated in details with comparison.

Starting Strategies

The position sensorless schemes are not self-starting. In order to sense the back emf or to calculate the position based on measured voltages and currents, the motor must be first started and brought up to a certain speed where the terminal quantities can be detected. Most of the starting strategies presented are based on arbitrarily energizing the two or three windings and expecting the rotor to align to a certain definite position.

To start the motor, the currents in the motor phases are injected corresponding to a certain increasing frequency profile. Then at some instant, the rotor aligns itself to the desired position to provide accelerating torque capability. Once the speed reaches a threshold value, the developed back emf is used for position information and the required switching sequence is established.

The motor is started by applying a specific PWM pattern (say, devices T1, T2, and T6 are turned on and off) to the inverter for about 200 μ s. This is repeated several times to align the rotor in the direction of the A-phase winding. The regular sensorless control strategy is then followed.

The above strategies have poor dynamic response, and the rotor can be in the hunting mode. The above techniques do not give position information at standstill. If the electrical drive system has been switched off, it is not possible to know the actual rotor position in one period with respect to the stator phases. An arbitrary switching does not necessarily lead to smooth starting in the right direction. Smooth starting is necessary in many applications.

In PM motors, because of the saturation effect of the core in the magnetic circuit, the phase inductances vary as a function of the rotor relative position. This principle is indirectly used to start the PM motor.

Conclusions:

In control of PM brushless motors with a trapezoidal back emf, only two of the three stator windings are excited at any instant. As a result, the voltage induced in the unexcited winding can be used for determining the rotor position. The position detection schemes generally used for a PM brushless dc motor are based on (1) the back emf of the motor, (2) the stator third harmonic component, and (3) the detection of the conducting interval of freewheeling diodes connected in antiparallel with the power devices. The most commonly used position detection scheme is based on the back emf approach by detecting the instant at which the back emf in the unexcited phase crosses zero or by integrating the back emf signal to provide the commutation pulses.

1.GİRİŞ

Doğru Akım Motorları tahrik alanında Ondokuzuncu yüzyılın başlarından itibaren kullanılan en eski motorlardır. Koşut karakteristikleri ile tahrik sistemine uygunlukları, uyarma ve endüi alanları arasındaki açının doksan dereceye olması ile moment/akım oranının yüksek olması, hız ve moment denetiminin bağımsız olarak basit ve nispeten ucuz biçimde yapılabilmesi bu motorlara olan eğilimin ve kullanımının günümüze kadar devam etmesini sağlamıştır.

Tesla 'nın 1888 de Alternatif akım motorunu keşfetmesi, alternatif akımın dağıtım kolaylıkları, doğru akım motorlarındaki fırça kollektör düzenlerinin işletme sırasındaki sorunları, asenkron motorun doğru akım motor uygulamalarının yerini almasında temel etkenlerdir.

Doğru akım motorları, alternatif akım motorlarından statordaki sabit alan ve enerjinin rotora uygulanması ile farklıdır. Asenkron motorlarda rotor alanı ile stator alanın, maksimum momentin elde edildiği doksan derecelik elektriksel açı olmamasından kaynaklanan sakınca, doğru akım motorlarında rotor akımının, stator ile rotor alan eksenleri arasında doksan derecelik elektriksel açı olacak şekilde, rotor milindeki akım yön değıştiricilerle (kollektör) anahtarlanması ile giderilir. Sonuç olarak doğru akım motorlarında rotor kutup ekseni ile stator alan ekseni, magnetik olarak daima dik olacak şekilde yerleştirilmiştir ve bu açı ancak fırçaların kaydırılması ile değıştirilebilir.

Yarı iletken teknolojisi alanında Güç elektroniği anahtarlarının, denetim alanında ise mikrodenetleyicilerin gelişmesi ile birlikte Doğru Akım Makinesinin dahice çalışma ilkesini benimseyen makineler uygulama alanı bulunmuştur. Bu motorlara örnek olarak Fırçasız Doğru Akım Makinesi, Anahtarlamalı Relüktans Makinesi verilebilir. Bu tür fırçasız makinelerde Fırçalı Doğru Akım Makinelerinde, uyarma alanı ile etkileşerek rotorda en yüksek momenti endükleyecek rotor akımının

oluşmasını sağlayacak uygun iletkeni anahtarlayan fırça kollektör düzeneğinin yerini, güç elektroniği anahtarları (IGBT, MOSFET vb.) almıştır.

Bu tez çalışmasının konusu olan makineler ise FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MAKİNELERİDİR. Bu makinelerde stator uyarma sargıları ile oluşturulan uyarma alanı FDAM de rotora yerleştirilen sürekli uyarmalı mıknatıslar ile yapılır. Diğer bir deyimle Fırçasız DAM, Fırçalı DAM nin fiziksel uyarma alanları açısından evirilmiş biçimidir. Fırçalı DAM de rotorun dönüşü ile mekanik fırça kollektör düzeni ile yapılan mekanik iletim ve komütasyon işlemi, optik yada hall etkili algılayıcılarla alınan konum bilgisinin Güç elektroniği anahatarlarına iletilmesi ile yapılır.

FDAM Temelde sürekli mıknatıslı fırçasız makinedir. Tahrik sistemi açısından temelde sünüs biçimli, 120° ve 180° elektriksel iletimli besleme yaklaşımları uygulanmaktadır. Sürekli mıknatıslı fırçasız makineleri içeren tahrik sistemlerinde stator sargılarında, rotor mıknatıslarının hareketi ile sinüsoidal yada trapezoidal gerilimler endüklenir. Bu makinelerde sargılar sırası ile 180° yada 120° iletimli akımları ile beslenirler.

Sürekli mıknatıslı fırçasız makinelerinin fırça kollektör düzeni ihtiyacını ortadan kaldırması ve doğru akım makinesinin koştur karakteristiğine benzer performans özelliğe sahip olmasına karşılık, motor sargılarının komütasyonu için mekanik rotor konumu algılayıcılarına ihtiyaç duyar. Sinüs biçimli akım ve gerilimle sürekli mıknatıslı makinelerde, konum yüksek hassasiyetli konum algılayıcılarla, trapezoidal gerilim endüklenen makinelerde sargılar belirli durum ve aralıklarla kare dalga akımla beslendiğinden rotor konumunu elektriksel olarak 60° aralıklarla algılanmasına ihtiyaç duyar. Algılayıcıların özellikle uygulama, performans seri üretim ve maliyet açısından getirdiği sorunlar tahrik sistemlerinde ve uygulamalarda algılayıcısız denetimi bir ihtiyaç haline getirmiştir.

Konum algılayıcılardan kaynaklanan olumsuzlukların giderilmesi amacı ile literatürde fikrîsel temelleri özellikle General Electric firmasının çalışmaları ile 1970 li yıllarda atılan rotor konumunun mekanik konum algılayıcısız denetimine ilişkin birçok yöntem mevcuttur.

Bu Yüksek lisans tez çalışmasının temel amacı, bu yöntemlerin incelenmesi ve benzetimsel yöntemlerle modellerinin kurularak uygulama ve performans açısından karşılaştırması, yapılacak olan prototip için bilgi alt yapısının sağlanmasıdır.

İkinci ayrıtta elektrik makine denetiminde kullanılan algılayıcılar ayrıntılı bir biçimde temel karakteristikleride gözönüne alınarak incelenmiş ve daha çok pratikte karşılaşılabilecek sorunlar üzerinde durulmuştur.

Üçüncü ayrıtta Fırçasız Doğru Akım Makineleri yapısal, çalışma ilkesi, ve tahrik özellikleri açısından karşılaştırmalı olarak irdelenmiştir. Bu incelemede konum algılayıcılı yapı üzerinde durulmuştur.

Dördüncü ayrıtta ise konum algılayıcısız denetim yöntemleri ayrıntılı olarak incelenmiş ve gerilim akım dalga şekilleri ve modelleri çıkartılmıştır.

Beşinci ayrıt olan “SONUÇLAR VE ÖNERİLER” de ise Konum algılayıcılı ve Konum algılayıcısız yapıya ilişkin benzetim yöntemlerine ilişkin matematik modeli kurulmuş, bu model temel alınarak, denetimin matlab simulink ortamında Range-Kutta entegrasyon tekniği ile benzetimi yapılmış ve benzetim açıklamaları aynı ayrıtta ayrıntılı şekilde verilmiştir. Dolaylı ve Doğrudan Konum algılayıcılı denetime ilişkin benzetimi ve karşılaştırılması bu ayrıtta ayrıntılı olarak verilmiştir. Bir sonraki alt bölümde ise gerçekleştirmesi yapılan konum algılayıcısız hız denetimine ilişkin açıklamalar ve detay biçimde verilmiştir. Elde edilen deney sonuçları ve dalga şekilleri EK.A da, kullanılan tümdevreye ilişkin açıklamalar EK.B verilmiştir.

2.ALGILAYICILAR

Algılayıcılar (Sensorler) genel olarak, herhangi bir kaynaktan gelen işaret yada uyarıyı alan ve cevaplayan devre öğeleridir. Motor Denetimi açısından ise, denetlenen elektriksel yada mekanik büyüklükten geri besleme almak, denetim devrelerinde işlenecek büyüklüğe indirmek amacı ile kullanılan elektromanyetik, elektromekanik, yada optik öğelerdir. Bu tezin konusu gereği bu ayrıtta pratikte elektrik makinelerinin denetiminde kullanılan algılayıcılar üzerinde durulacak. Ancak öncelikle algılayıcıların genel bir sınıflandırması yapılacak, bu sınıflandırma içinde elektrik makinelerine ilişkin algılayıcılar ayrıca incelenecektir.

2.1 Algılayıcıların Sınıflandırılması

Pratik uygulamada oldukça geniş yer kaplayan algılayıcıları: uyarı kaynaklarına göre, fiziksel büyüklüğü algılamada kullanılan ortama göre, algılamada kullanılan malzemeye göre ve büyüklüğün dönüştürülme biçimine göre ve karakteristik özelliklerine göre ayırt etmek yada sınıflandırmak mümkündür.

Tablo 2.1 de en genel anlamda algılama ortamı ve algılanabilecek fiziksel büyüklükler verilmiştir. Elektrik makine denetiminde temelde algılanan büyüklükler makine yada güç elektroniği devresi akımları, faz gerilimleri ve rotor mekanik hızı olmaktadır. Algılanan bu büyüklükler denetim devresine gerçek fiziksel sistem hakkında bilgiler vermektedir. Bu nedenle algılayıcılar elektrik makine denetim devrelerinde çok önemli yer tutar. Çünkü bütün denetim devresi, algılayıcıdan gelen gerçek fiziksel sistem bilgisinin belirli toleranslar dahilinde doğru olduğunu kabul eder ve buradan aldığı bilgilere dayanarak algoritmasını yürütür. Bununla birlikte pratiğe bakıldığında özellikle takogeneratör, enkoder, resolver, gibi mekanik büyüklük algılayıcılarının sistemde en çok soruna yol açan denetim birimi olduğunu görüyoruz.[5]

Tablo.2.1 Algılayıcıların uyarı kaynaklarına göre sınıflandırılması

Uyarı Kaynağı		Uyarı Kaynağı	
Elektriksel	Yük,Akımı	Optik	Işık dalgası genliği,fazı
	Gerilim ,Potansiyel şiddeti		Dalga hızı
	Elektrik Alanı(Genlik,Fazı)		Yayıma,Sönümleme,Kırılma
	İletkenlik,Geçirgenlik		Spektrumu
Magnetik	Alan(Genlik,Fazı)	Kimyasal	Element(özellik,derişim)
	Akı		
	Geçirgenlik	Radyasyon	Tip,enerji
Mekanik	Pozisyon(Lineer, Açısai)		Yoğunluk
	İvme	Isısal	Sıcaklık
	Kuvvet		İletkenlik
	Hız(Lineer, Açısai)		Akı
	Basınç		Enerji

Aşağıda diğer sınıflandırma yöntemleri sıralanmış ve algılayıcıların karakteristik büyüklükleri ile ilgili olarak ayrıntılı bilgiler verilmiştir.

- Algılama yöntemine göre
 - Elektrik, magnetik,
 - Elektromagnetik,
 - Isısal
 - Mekanik Yerdeğıştirme
 - Radyoaktif
- Algılayıcının , algıladığı büyüklüğü dönüştürme biçimi
 - Fiziksel
 - Termoelektrik
 - Fotoelektrik
 - Fotomagnetik
 - Elektromagnetik
 - Elektrostatik
 - Fotoelastik
 - Termomagnetik
 - Kimyasal

2.2 Sensor Karakteristikleri

Bir kontrol sistemi içinde düşünülduğünde sensörleri çok giriş ve çıkışlı bir sistem elemanı olarak düşünülebilir. Bu anlamda bu elemanın diğer sistem elemanları gibi birtakım karakteristiklere sahip olmalıdır. Bu özellikleri aşağıdaki biçimde sıralayabiliriz.

- Transfer Fonksiyonu

İdeal koşullarda ideal malzemelerle yapılmış bir sensor için ,girişteki her uyarma değeri için sensörün beklenen çıkış değerini veren bir Transfer fonksiyonu yazılabilir. Bu fonksiyon giriş uyarma değerlerinin lineer, logaritmik, üstel yada polinomik bir fonksiyonu olabilir.[5] Giriş s , offset a , değişim eğimi yada hassasiyeti b , çıkış S olmak üzere giriş çıkış bağıntıları

Lineer fonksiyon için $S=a+bs$

Logaritmik fonksiyon için $S=a+b\ln s$

Üstel fonksiyon için $S=ae^{bs}$ olarak yazılabilir.

İncelenen sensor için böyle bir transfer fonksiyonu yazılamaz ise sensörün belirli bir çalışma noktası etrafında lineerleştirilmesi yoluna gidilir.

- Giriş Uyarılma Aralığı

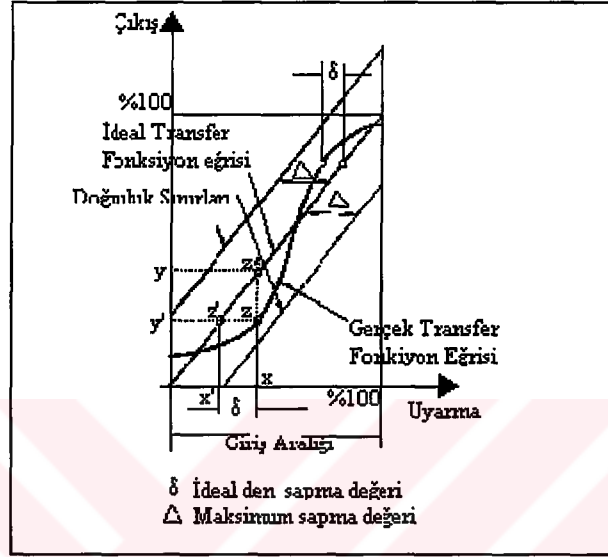
Bu değer sensörün belirli doğruluk sınırları içinde cevap verebileceği max giriş değeri olarak tanımlanır. Girişin ölçülendirilmesinde ise girişin hassasiyetini arttırmak amacı ile logaritmik ölçülendirme yapılır. Bu ölçüde , küçük değerler daha iyi gözlenebileceği gibi büyük değerlerle karşılaştırılabilecek hale getirilir.

- Maksimum Çıkış Seviyesi

Bu değer girişin minimum ve maksimum değerlerine karşılık ,çıkıştan alınan değerler arasındaki farkı tanımlar. Yalnız gerçek değerler genellikle ideal transfer fonksiyonu ile uyuşmadığından ,bu değer transfer fonksiyonundan sapmalarıda içermesi gerekir. [8]

- Doğruluk

Doğruluk değeri aslında sensorun yanlışlık seviyesidir. Bu değeri sensörün gerçek çıkış değerinin, transfer fonksiyonu ile belirlenen ideal çıkış değeri arasındaki farkı ifade eder. Kataloglarda verilen doğruluk değerleri sensörün en kötü çalışma koşulları dikkate alınarak verilmiş değerlerdir.



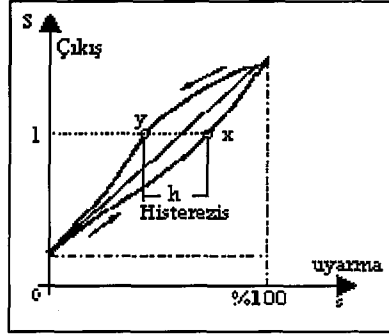
Şekil 2. 1 Algılayıcıların doğruluğunun belirlenmesi

Doğruluk değerleri boyutlu değerler cinsinden, giriş aralığının yüzde değerleri cinsinden yada çıkış değeri cinsinden verilebilir. Şekil 2.1'deki örnekte ideal transfer fonksiyonu ile gerçek transfer fonksiyonu arasındaki fark verilmiş ve x uyarma değerindeki çıkış değerleri karşılaştırılmıştır. Verilen bir x değeri için ideal transfer fonksiyonuna göre sensörün vermesi gereken beklenen cevap değeri z noktası için y iken, sensör gerçek transfer fonksiyonuna uygun olarak Z noktasının karşılığı olan y' cevabını vermektedir. İdeal transfer fonksiyonu için y' çıkış değeri, uyarmanın x' değeri olduğu anlamına gelir. Dolayısı ile gerçek uyarma değeri ile transfer fonksiyonu tarafından ölçülen uyarma değeri arasında fark doğmaktadır. Bu hata şekil üzerinde δ ile gösterilmiştir. Aynı Şekil 2.1. üzerinde gerçek transfer fonksiyonunun ideal transfer fonksiyonundan ne kadar sapacağına ilişkin olarak maksimum sapma değeri Δ ile verilmiştir.

- Uyarma Beslemesi

Sensörün çıkış verebilmesi için uyarma devresinin beslenmesi gereklidir. Uyarmanın seviyesini çıkış değerini doğrudan etkilediğinden kataloglarda verilen uyarma değerlerinin aşılmaması gereklidir.

- Histerezis

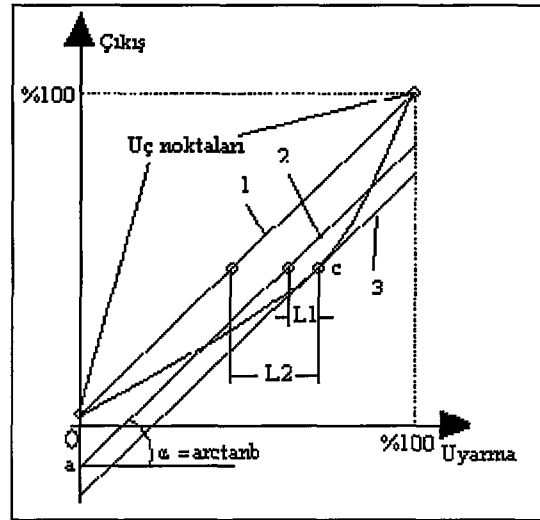


Şekil 2. 2 Algılayıcılarda Histerezis etkisi

Çıkışın belirli bir noktasına, girişin artan ve azalan değerleriyle yaklaşıldığında bulunan farklı uyarma değerleri arasındaki fark histerezis olarak tanımlanır.

Şekil2.2 dende görüldüğü gibi uyarmanın artırılması ile x noktası için 1 değeri elde edilmektedir. Aynı 1 değeri uyarmanın zayıflaması ile y noktasına karşılık gelen uyarma değeri ile elde edilmektedir. Uyarmalar arasındaki bu fark histerezis olarak adlandırılır ve kataloglarda en kötü çalışma koşulları dikkate alınarak verilir.

- Doğrusallık



Şekil 2. 3 Transfer fonksiyonun doğrusallaştırma hatasının belirlenmesi

Doğrusallık, transfer fonksiyonu doğrusal olmayıp belirli yaklaşımlarla doğrusal hale getirilebilen algılayıcı karakteristikleri için söz konusudur ve doğrusallıktan sapmayı diğer bir deyimle giriş fiziksel büyüklüğü ile çıkış işareti arasındaki oranının giriş büyüklüğünün değerinden bağımsız olarak bütün çalışma bölgesi boyunca sabitliğini ifade eder. Algılayıcılardaki doğruluk - yanlışlık ilişkisi, lineerlik - nonlineerlik arasında da geçerlidir. Aslında Doğrusallık tek başına bir anlam ifade etmez. Ne çeşit bir doğrusallık olduğunun belirtilmesi gerekir. [5]

Pratik olarak doğrusal olmayan transfer fonksiyonlarının doğrusallaştırılması için temelde iki yöntem ayırt edilebilir. Birinci basit yöntem, uyarmanın minimum ve maksimum değerleri için bulunan çıkış değerlerinin birleştirilmesi ile elde edilen doğrusal eğridir. Böyle bir yaklaşımda Şekil 2.3 ten görülebileceği gibi , gerçek transfer fonksiyonu ile doğrusallaştırılmış transfer fonksiyonu (1) arasındaki fark uç noktalarında ara değerlere göre çok daha az olacaktır. Dolayısıyla böyle bir yaklaşım eğer uç noktalar etrafında çalışılacak ise anlamlı olur.

Diğer bir yaklaşım ise en küçük kareler yöntemi ile , doğrusal olmayan fonksiyona en yakın doğrunun elde edilmesidir. Bu amaçla giriş aralığının (n) değeri için S çıkış değerleri kaydedilir. Elde edilen (s)giriş ve (S)çıkış değerleri için (1) formulu kullanılarak doğrusal olmayan fonksiyona ilişkin en yakın doğrunun eksenini kestiği a noktası ve eğimi(b) elde edilmiş olur. Bu eğri Şekil 2.3 te 2 nolu doğru ile

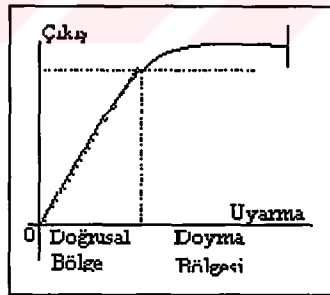
gosterilmiştir. Bu yaklaşımda bir önceki uç noktası yaklaşımına göre ara değerler için doğrusallaştırma hatası azaltılmış olur.

$$a = \frac{\sum S \sum s^2 - \sum s \sum sS}{n \sum s^2 - (\sum s)^2}, \quad b = \frac{n \sum Ss - \sum s \sum S}{n \sum s^2 - (\sum s)^2} \quad (2.1)$$

Diğer bir yöntem ise özellikle algılayıcının belirli bir nokta etrafında hassas olması gereken uygulamalarda, o nokta etrafında kalibre edilmesi sağlanır. Örnek olarak vücut sıcaklığını ölçmek için kullanılan termometrelerde ,sensörün 37..38 C etrafında daha hassas olması istenir. Şekil 2.3 te bu işlem 3 eğrisi ile gösterilmektedir. Burada sensör hassasiyetin en yüksek olması istenen c noktası etrafında kalibre edilerek doğrusallaştırma hatası en aza indirgenmiş olur.

- Doyma

Her algılayıcının lineer olsa bile çıkışın değişimiyle alabileceği bir en üst değeri vardır. Diğer bir deyimle giriş uyarması ne kadar arttırılırsa arttırılsın ,çıkış belirli bir değerde doyar ve daha fazla artmaz. Bu değer genelde besleme kaynağı değeridir. Transfer fonksiyonun doyma bölgesindeki davranışı şekil 2.4 te gösterilmiştir.

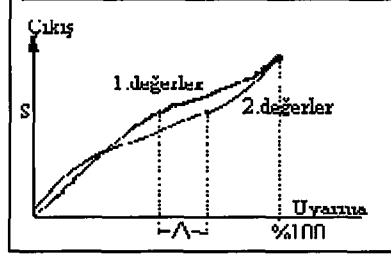


Şekil 2. 4 Transfer fonksiyonun doyma bölgesindeki davranışı

- Tekrarlanabilirlik

Sensörler aynı çalışma koşullarında aynı giriş değeri için farklı çıkış değeri verebilirler. Bu hatanın kaynağı ısısal,elektriksel yük birikmesi, malzeme esnekliği olabilir.Şekil 2.5 te görüldüğü gibi sensör için iki değer kümesi elde edilmiş ve aynı

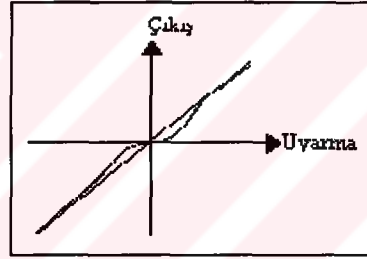
S çıkış değeri için ,bu değerin elde edilmesi için gereken uyarma değerleri arasında Δ hatası oluşmuştur.



Şekil 2. 5 Algilayıcıların tekrarlanabilirliği

- Ölü Band

Bu band değişen giriş değerlerinin belirli değer aralığında çıkışın cevapsız kaldığı giriş değişim bandı olarak tanımlanır



. Şekil 2.6 Ölü zaman aralığının algılayıcı çıkışı üzerine etkisi

Uygulamada bu bant girişin sıfır değeri etrafında , uyarma değerlerinin küçük ve algılamanın zor olduğu aralıktır.

Şekil 2.6 dan görüldüğü gibi özellikle sıfır noktası etrafındaki band ta sensör cevap verememektedir.

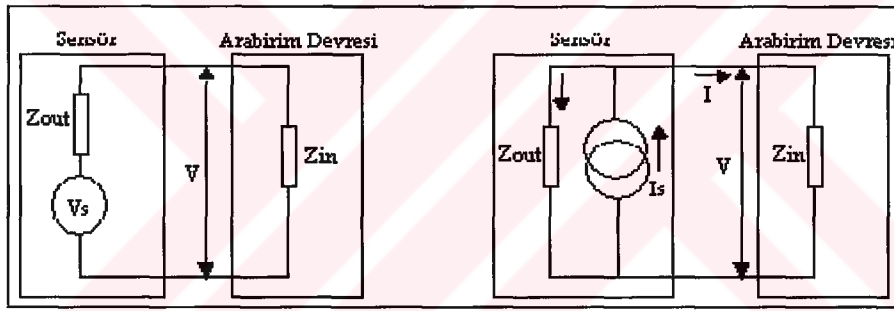
- Hassasiyet

Hassasiyet değeri sensörün çıkışta cevap verebileceği en küçük giriş değişikliğini ifade eder. Sürekli değişen giriş değerine karşılık sensör küçük değişimlere cevap veremez ve adımsal cevap verir. Bu adımlar sensörün hassasiyetini belirler. Analog

çıkışlı sensörlerin (Termocouple) hassasiyeti çıkış değeri cinsinden verilir. Digital çıkışlı sensörlerde(Encoder) ise çıkış bit biçiminde ifade edilir.

- Çıkış Empedansı

Sensörler uygulamada tek başlarına nadiren kullanılırlar ve genel bir elektronik arabirim ile sisteme bağlanırlar. Bu bağlamda arabirim ile daha az kayıp ,gürültü ve verimli bir şekilde bağlanması için sensör çıkış empedansının bağlanacağı devreye uyumlu hale getirilmelidir. Sensör akım kaynaklı modelini dikkate alarak bir yorum yapmak gerekirse, sensör akımı verimli bir şekilde çıkışa iletebilmesi ve distorsiyondan en az etkilenebilmesi için sensör çıkış empedansının bağlanacağı devrenin giriş empedansından oldukça küçük olmalıdır. Gerilim kaynaklı sensörlerde ise aynı nedenlerle sensör çıkış empedans, elektronik devre giriş empedansından oldukça küçük olmalıdır. [8]



Şekil 2.7 Algılayıcının arabirim devresine bağlanması

Şekil 2.7 den görülebileceği gibi sensör sinyalinin zayıflamadan arabirim devresine iletebilmesi için gerilim çıkışlı sensörlerde sensör çıkış empedansının ,aradevre giriş empedansına göre çok küçük($Z_{out} \ll Z_{in}$) alınarak üzerinde oluşacak gerilim düşümünün azaltılması, akım çıkışlı eviricilerde sensör çıkışı empedansı arabirimdevre giriş empedansına oldukça büyük yapılarak ($Z_{out} \gg Z_{in}$), sensörün akım çekmeden çıkış akımının büyük bir kısmının ara birim devresine iletilmesi gereklidir. Pratikte bu oran 1/10 olarak alınabilir.

- Dinamik Karakteristik

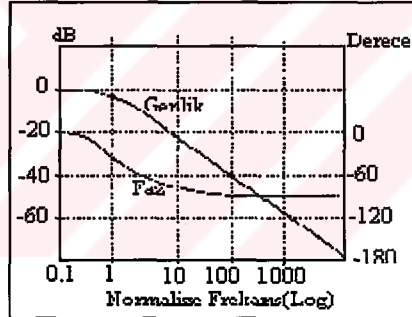
Statik, diğer bir deyimle sensör giriş uyarmasının, sensör çıkışının kararlı hale gelinceye kadar değişmediği koşullarda, sensör; transfer fonksiyonu, giriş aralığı ,

kalibrasyon değeri gibi değerlerle karakterize edilebilir. Ancak giriş değerinin sürekli değiştiği durumlarda sensör çıkışı uyarma girişini yeterli hızda takip etmeyebilir ve dinamik hata oluşur. Kontrol sistemi içinde düşünüldüğünde statik ve dinamik karakteristiğin birlikte bulunması sistem cevabında osilasyona neden olabilir. Bu durumda statik transfer fonksiyonu yetersiz kalacağına zamana bağlı dinamik transfer fonksiyonun yazılması gereklidir. Sm herhangi bir noktada statik haldeki sensör cevabı olmak üzere, zamana bağlı transfer fonksiyonu

$$S = S_m(1 - e^{-t/\tau}) \quad (2.2)$$

olarak yazılabilir. Bu ifadede τ sensorun cevap zaman sabitidir. [5]

Bazı sensörlerin örneğin termostatların giriş değişikliklerin cevap vermeye başlayabilmesi için ısı kararlılığına erişmesi gerekir. Bunun için ısınma zamanı olarak adlandırılan birkaç saniye yada dakikalar alabilen belirli bir zamana ihtiyaçları vardır.



Şekil 2.8 Algılayıcı çıkış genlik ve fazının frekans ile değişimi

Dinamik işletmenin diğer önemli bir göstergesi ise sensörün Frekans Cevabıdır. Bu değer yada aralık sensörün giriş uyarılma değişikliklerine ne kadar hızlı cevap verebileceğinin ölçüsüdür. Şekil 2.8. de gösterilen karakteristikte değişim frekansına bağlı olarak çıkış cevabının bağıl olarak ne kadar düştüğü gösterilir. Pratik olarak uygulamada kullanılan değer -3dB dir. Diğer bir deyimle frekans değeri olarak çıkış geriliminin yada akımının %30 düştüğü değer önemlidir. Bu değer sensörün üst kesim frekansıdır. Yani sensörün değerini kaybetmeden cevap verebileceği giriş değişim frekansıdır. Şekil 2.8 de sensör çıkış genlik ve frekansına ilişkin frekans karakteristiği verilmiştir. Sensörün yüksek frekanslara cevap vermesi yanında düşük frekanslı değişimlerde aynı hassasiyeti göstermesi gerekir. Bu amaçla sensör düşük

değişim frekanslarındaki değişimleri takip etme seviyesini belirten düşük kesim frekansı tanımlanır. Sensör bu frekans ile belirtilen değerden daha düşük frekansla değişen işaretleri katalogta verilen doğrulukta takip edemez. τ_u ve τ_l kesim frekanslarına ilişkin zaman sabitleri olduğuna göre dinamik S_m statik transfer fonksiyon cevabı olmak üzere dinamik karakteristiğe ilişkin transfer fonksiyonu

$$S = S_m (1 - e^{-t/\tau_u}) e^{-t/\tau_l} \quad (2.3)$$

biçiminde yazılabilir. Pratik olarak , sensör zaman sabiti ile kesim frekansı arasında

$$f_c \approx \frac{0.159}{\tau} \quad (2.4)$$

bağıntısı kurulabilir. [16]

Transfer fonksiyonlarının kullanımında dikkat edilmesi gereken nokta sensör frekans bandının genişliğidir. Düşük kesim frekansı ile yüksek kesim frekansının birbirine yakın olduğu düşük çalışma bantlı sensörlerde ,ölçümlerde heriki frekansa ait zaman sabitlerini belirlemek mümkün olmayacağından 3 bağıntısını kullanmak pek anlamlı olmaz.Ancak yüksek frekans bantlı ,diğer bir deyimle kesim frekansları arasında yüksek bir oran(pratikte 1/50) olan sensörlerde 3 bağıntısı anlamlı olur.

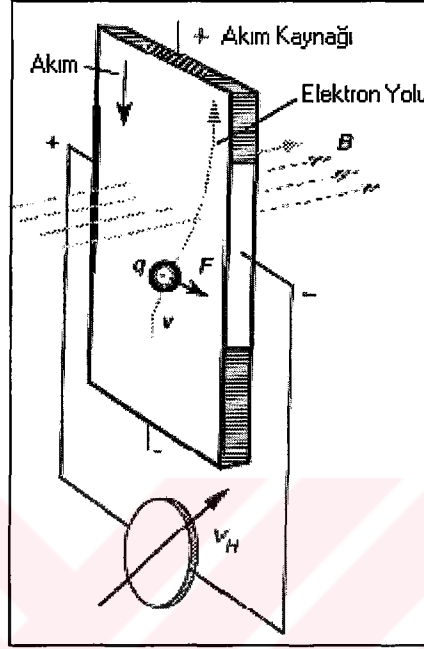
2.3 Elektrik Makineleri Uygulamalarında Kullanılan Algılayıcılar

Motor Kontrol Uygulamalarına bakıldığında motorun rotor açısal konumunu ve hızını algılamak amacı ile Encoder, Hall Sensörleri, Resolver,Takogenerator lerin çoğunlukta olduğunu görürüz. Bu anlamda çok geniş bir uygulama ve teorik alan kaplayan sensör başlığı altında, bu sensörlerin incelenmesi daha anlamlı olmaktadır.

2.3.1 Hall Sensörleri

Temel de ilk icadı 1879 yılına dayanmakla birlikte ,motor kontrol alanında ilk kullanımı Alan yönlendirmeli kontrolü ilk ortaya atan Blaschke tarafından 1960 lı yıllarda hava aralığı magnetic alanını ölçmek amacı ile kullanılmıştır.

Hall sensörleri, magnetik alan içinde kalan elektrik yüklerinin ,üzerine alan tarafından etkiyen kuvvetin etkisi ile hareket etmeleri ve bir potansiyel oluşturmaları esasına dayanır. Şekil2.9 da elektrik yükünün üzerine etkiyen alan kuvveti neticesinde ki hareketi şekilsel olarak gösterilmiştir. [20]



Şekil 2. 9 Hall Sensörü Çalışma İlkesi Şematik Gösterilimi

Alan içinde hareket eden Elektrik yüküne etkiyen kuvvet, $q=1.6 \times 10^{-19} \text{C}$, v elektronun hızı, B magnetik alan şiddeti olmak üzere;

$$F=qvB \quad (2.5)$$

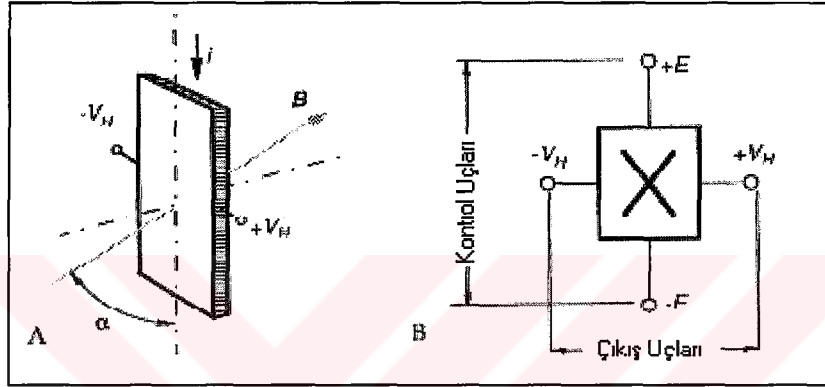
olarak bulunur.Hız ve Magnetik alan vektörel büyüklükler olduğundan elektron üstüne etkiyen kuvvetin yönü her ikisinde de dik olacak yöndedir. Elektron kuvvetin etkisi ile metal plakanın kenarlarındadoğru hareket edecek,dolayısı ile elektronların hareket ettiği yan diğer yan tarafa göre daha düşük potansiyelde olacak ve iki yan arasında bir Hall Gerilim(V_h) oluşacaktır. Bu gerilim değeri teorik olarak belirli bir sıcaklık değeri için

$$V_h=hiBsina \quad (2.6)$$

İfadesi ile verilebilir. Plakaya dışardan etkiyen magnetik alanın etkisi ve kontrol akımı ile çıkış geriliminin oluşması şekil 2.9 da gösterilmiştir.

(6) ifadesinde görülen α açısı plaka düzlemi ile magnetik alan arasında kalan yatay açı, h ise metal plaka malzemesin ve geometrik yapıya bağlı bir hassasiyet katsayısıdır.

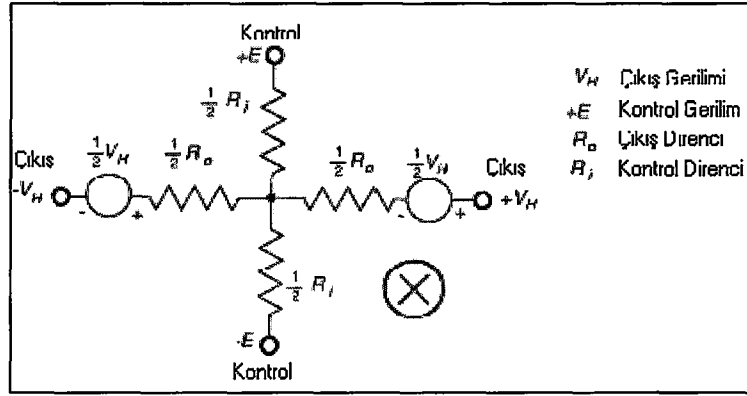
Oluşan gerilimin yönü ve şiddeti ,uygulanan elektrik akım ve magnetik alanın şiddet ve yönüne bağlıdır. Akım çıkışta elde edilen gerilimle doğru orantılı olduğundan, akım kontrol büyüklüğü olarak kullanılır.



Şekil 2.10 Magnetik alan ve plakanın birbirine göre konumları(A)
Hall algılayıcı kontrol ve çıkış uçları gösterilimi(B)

Plakaya etkiyen alanın plaka düzlemiyle yaptığı açığa bağlı olarak değişim biçimi ve uç terminalleri eşitlik 6 gözönüne alınarak şekil 2.10 da gösterilmiştir. Doğrusal Hall sensörleri genel olarak 4 uçlu entegre içinde yapılır. Akımsal kontrol yapmak amacı ile besleme gerilim uçlarına kontrol dirençleri(R_i) bağlıdır. Fark gerilim uçlarında, diferansiyel çıkış dirençleri(R_o) bağlıdır.

Temelde biri besleme ile, diğeri endükleme ile oluşan iki kaynaklı bir direnç köprüsü biçiminde modellenebilir. Hall Sensörü Eşdeğer Köprü Modeli Şekil 2.11 de gösterilmiştir.



Şekil 2. 11 Hall algılayıcısı elektriksel eşdeğer devresi

Hall Sensörünün kendine özgü karakteristik değerleri vardır. Bunlar Giriş yada Kontrol direnci (R_i) , Çıkış Direnci (R_o) , magnetik alan uygulanmadığında çıkış uçlarında oluşan offset gerilim, magnetik alanlara Hassasiyeti, Sıcaklığa olan hassasiyeti ifade eden katsayı. Çoğu hall sensörleri silisyumdan temel ve entegre sensör olmak üzere iki gruba ayrılır. Entegre sensörlerde elektronik arabirim devresi silisyum sensörle aynı tabaka üzerinde imal yapılır. Elektronik devre küçük olan hall sensör çıkışının az kayıplı olarak ,bozulmadan çıkış alınmasının sağlar ve çıkışı digital olarak verir. Elektronik devre için bir eşik değer içerir ve çıkışta iki durumlu bir yapı elde edilir. Uygulanan magnetik alan eşik değer altında ise çıkış sıfır, alan eşik değer üstünde ise çıkış yüksek seviyeye çıkar.

Tablo 2.2. Doğrusal bir Hall Algılayıcısına ilişkin tipik karakteristik değerler

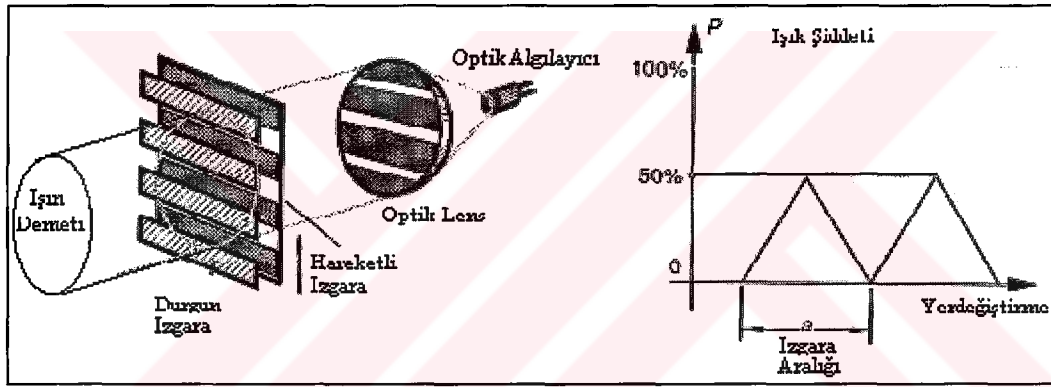
Kontrol Akımı	3Ma
Kontrol Direnci, R_i	2.2k Ω μ°
Kontrol Direnci/Sıcaklık Hassasiyeti	%+0.8/ $^\circ\text{C}$
Çıkış Fark direnci, R_o	4.4k Ω
Çıkış offset Gerilimi	5.0mV(B=0 Tesla)
Sensör Giriş/Çıkış Hassasiyeti	60 $\mu\text{V}/\text{Tesla}$
Çıkış Hassasiyet / Sıcaklık Değişimi	%+0.1/ $^\circ\text{C}$
Tüm Devre Hassaiyeti	20V/ ΩkG
Maksimum Magnetik Alan Değeri	Sınırsız

Tablo 2.2 de pratikte kullanılan bir Hall algılayıcısına ilişkin katalog değerleri verilmiştir.

2.3.2 Optik algılayıcılar (Encoder)

Elektrik motor kontrol uygulamalarında hall sensörlerine nazaran optik algılayıcılar özellikle genel amaçlı edüstriyel uygulamalarda daha fazla kullanılırlar. Bunun temel nedenleri,

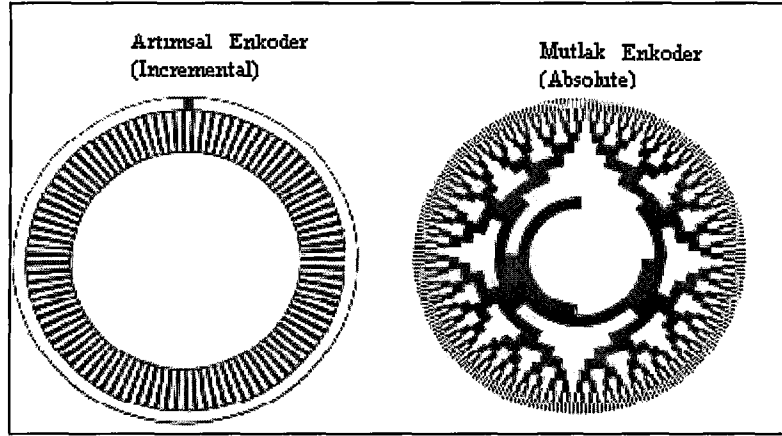
- Yüksek çözünürlük (bir dönmedeki darbe sayısı 1024,4096ppr)
- Yüksek keskinlik(Digital işaretlerin gürültüden bağımsız çalışabilmesi)
- Digital çıkışları ile sayısal kontrol sistemlerine uyululukları
- Hall Sensörlerinin motorların içine yerleştirilmesi zorunluluğu, Seri üretime uygun olmaması , sadece o uygulamadaki motor için kullanılacak olmasıdır. [5]



Şekil 2. 12 Kodlayıcı çalışma ilkesi şematik gösterilimi ve çıkış ışık şiddeti değişimi

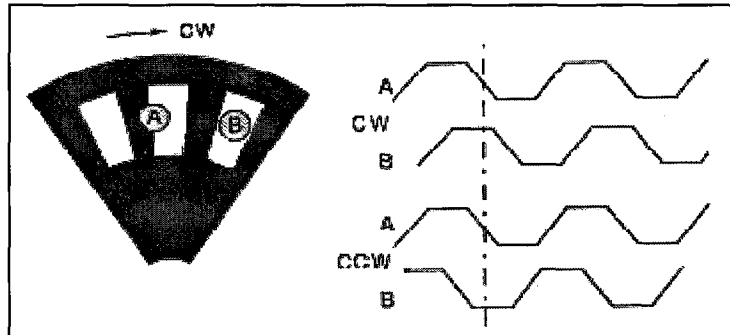
İlkesel olarak optik sensörler bir durgun halde ,diğeri hareketli halde olan ızgaranın, ışık kaynağını geçirip geçirmemesine göre, açısal yada doğrusal yerdeğiştirmeyi algılamasına dayanan algılayıcılardır. Burada ızgaralar ışık şiddetini doğrusal olarak modüle eder. Işın demeti ilk önce %50 geçirgenliğe sahip olan durgun ızgaradan geçerek Hareketli ızgaraya ulaşır. Hareketli ızgaranın ışığı geçiren kısımlarından optik sensörün ışığa duyarlı yüzeyine odaklanarak, elektrik işaretine dönüştürülür. Dolayısı ile hareketli kısmın ızgara aralığı ne kadar dar ise dönel hareket o kadar fazla hassasiyette algılanır. Izzaraların bir disk üzerine yerleştirilmesi ile açısal yerdeğiştirmeyi algılayan encoder örnekleri Şekil 2.12 teki gibidir.

Optik konum algılayıcılar dalgaboyları 820...940nm olan infrared ışık yayıcıları ve algılayıcıları kullanırlar.Diskler plastik laminasyondan, opak çizgiler ise fotografik işlemle oluşturulur. Uygulamalarda kullanılan iki çeşit encoder tipi vardır.



Şekil 2. 13 Artımsal(incremental), Mutlak(Absolute).Kodlayıcı

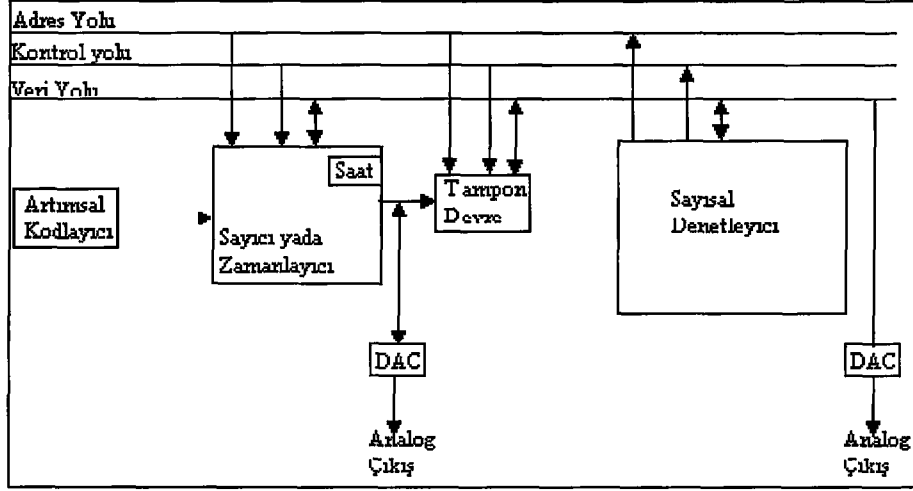
Artımsal algılayıcılar 1 bitlik digital çıkış verir. Kullanılacak elektronik devre ile bu çıkışlar sayılar olarak motorun konumu algılanır. Mutlak algılayıcılarda ise belirli bir noktaya göre motorun tam konumunu hassasiyete göre 8bit yada 16 bit olarak verir. Artımsal algılayıcılar basit, ucuz ve kullanışlı yapıları nedeni ile mutlak algılayıcılara göre daha fazla kullanılırlar.



Şekil 2. 14 Optik Sensör ile dönüş yönü algılanması

Artımsal konum algılayıcılar hareketi algılamak için tek yayıcı ve toplayıcı kullanır.Ancak hız ve yön algılanmak istenirse iki adet yayıcı ve toplayıcı çiftine ihtiyaç vardır. Bu çiftlerin yerleşimi ve bu yerleşime ilişki çıkış işaretleri Şekil 2.14 te gösterilmiştir. [5]

İki işaretin karşılaştırılması ile hareketin yönü, tekil işaretlerin sayılması ile hareketin hızı algılanır. Disk saat yönünde dönüyorsa , B kanalı A ya göre 90 derece geridedir. Disk saat yönü tersinde dönüyorsa B ,A ya göre 90 derece ileridedir.



Şekil 2. 15 Kodlayıcı bilgisinin işlenmesi

Kodlayıcı bilgisinin işlenmesine ilişkin kontrol diyagramı şekil 2.15 de örnek olarak gösterilmiştir. Encoder digital çıkış bilgisinden açısal hız değeri iki yola elde edilebilir.

- Çıkış darbelerinin sayılması yöntemi

Bu yöntemde sayısal denetleyicinin örnekleme periyodu temel alınarak, sayısal denetleyicinin T örnekleme dönemindeki encoder darbesi sayılır.

W açısal hız, T örnekleme periyodu, n örnekleme periyodunda sayılan darbe sayısı , N diskteki ızgara sayısı olmak üzere milin dönme açısal hızı

$$w = \frac{2\pi n}{NT} \quad (2.7)$$

ifadesi ile bulunur. Ancak burda dikkat edilmesi gereken nokta bu yöntemi düşük hızlarda, özellikle belirli bir hız değerinin altında ,yöntem kesin sonuçlar vermez. [23]

- İkinci yöntem ise Darbe Zamanlandırma yöntemidir.

Bu yöntemde yüksek frekanslı saat işaretleri kullanılarak bir kodlayıcı dönemi ölçülür. Bu yöntemle düşük hızlarında ölçülmesi sağlanmış olur.

F saat frekansı ,N ızgara sayısı , m kodlayıcının bir döneminde sayılan dönem sayısı olmak üzere mil açısal dönme hızı

$$w = \frac{2\pi f}{Nm} \quad (2.8)$$

ifadesi ile bulunur.

Sonuç olarak ;

Motor pozisyon kontrol uygulamalarında sensör seçiminde gözönüne alınması gereken etkenleri şöyle sıralayabiliriz.

1. Açısal yerdeğişimin büyüklüğü
2. İhtiyaç olan hassasiyet ve doğruluk
3. Pozisyon algılamada kullanılacak malzemenin cinsi
4. Algılayıcı ile ayrılmış mesafe
5. Çevresel koşullar
6. Sensörün çekeceği maksimum güç
7. Algılayıcı yapısının seri olarak üretilebilirliği

3.FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MAKİNELERİ

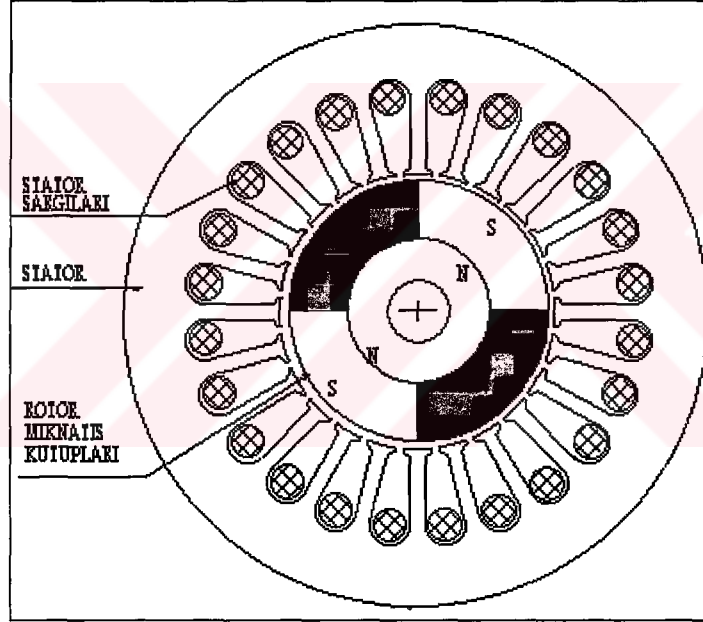
Tezin bu bölümünde, Fırçasız Doğru Akım Makinelerinin daha sonraki ayrıtlar için temel oluşturacak yapısal, çalışma ilkesi açısından karşılaştırmalı olarak tanıtımı yapılmaya çalışılmıştır. Açıklamalar ve karşılaştırmalar pratikte karşılaşılan güçlükler ve eksiklikler gözönüne alınarak yapılmıştır. FDAM için temel “Motor ve Generator” işletme ayırımı yapılmaksızın “Makine” terimi kullanılmıştır. Ancak örnekler verilirken “Motor” çalışma modu gözönüne alınmıştır. Temelde “Motor” ve Genertör çalışma biçimi arasındaki tek farkın akım ve gerilim işaretleri arasındaki fark olduğu bilindiğinden motor çalışma biçiminde Generatör çalışma biçimine geçiş akım yönünün zıt alınması ile gerçekleştirilebilir. Bu da akımın olması gerekenden 180° erken anahtarlanmasına karşı düşer.

3.1 Fırçasız Doğru Akım Makineleri Yapısal Açıdan İncelenmesi

Fırçasız doğru akım makineleri yapısal olarak mıknatısları taşıyan rotorun stator içinde ve dışında olmasına göre iki yapı biçiminde tasarlanır. Bu yapıların seçilme kriteri temelde uygulamadır. Motorun Hızlı ivmelenme ve yavaşlama yada çok sık kalkış yapması gereken servo (takım tezgahları, robotlar..) uygulamalarında , rotor eylemsizliğinin düşük olması istenir.(Eylemsizlik $\sim r^4$) Dolayısı ile bu uygulamalarda rotor yarıçapı dış rotorluya göre daha düşük olan iç rotorlu yapının seçilmesi daha anlamlı olur. Eylemsizliğin enazlanması için mıknatıs boyutlarının da enazlanması gerekir. Bu amaçla yüksek enerji yoğunluklu mıknatıslar tercih edilir. Dolayısı ile aynı enerji daha küçük boyutta sağlanmış olur. Yüksek enerji yoğunluklu mıknatıs seçimi maliyeti arttırabilir. Dolayısı ile performans / maliyet incelemesinin iyi yapılması gerekir. Hız kararlılığının yüksek olması gereken uygulamalarda (çamaşır makinesi motoru, fan motoru.) iç rotorluya göre daha yüksek eylemsizliğe sahip dış rotorlu motorların seçilmesi daha anlamlıdır. Bu sayede anlık moment bozucu etkilerinden en az düzeyde etkilenilmiş olur. [12]

3.1.1 İç Rotorlu Fırçasız Doğru Akım Makinesi

Yapısal olarak Asenkron ve senkron motorlar ile benzerlik gösterir. Dışta bulunan stator sabit endüi sargılarını taşır. Şekil 3.1 de pratikte oldukça fazla kullanılan bir yapı şekli verilmiştir. Rotorda ise mıknatıslar bulunur. Bu yapının en önemli özelliği eylemsizliğinin düşük olması, bu nedenle yüksek moment/eylemsizlik oranına sahip olmasıdır. İç rotorlu yapının dış rotorlu yapıya göre bir olumsuz yanı, özellikle yüksek hızlarda mıknatısların rotordaki yerlerinden çıkma tehlikesidir. Bu amaçla rotorlar yüksek elektriksel dirençli metal şeritler ile sarılırlar. Bir diğer olumsuz yan ise her ne kadar iç rotorlu yapıda statorun soğuması daha kolay olsa da dış rotorlu yapıda statorun seri üretimde sarılması, işlenmesi ve maliyeti daha kolaydır.



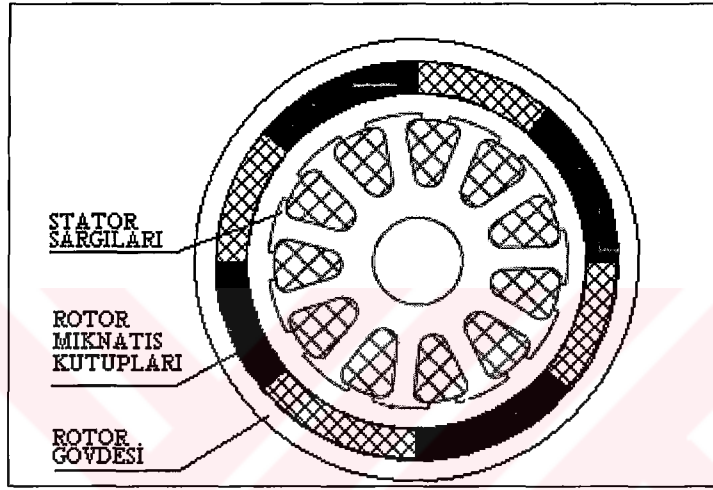
Şekil 3.1 İç Rotorlu Fırçasız Doğru Akım Makinesi Yapısal Gösterilimi

İç rotorlu FDAM endüstride genellikle servo motor ve kompresör uygulamalarında kullanılırlar. Özellikle CNC tezgahlarında yüksek performanslı konum ve hız kontrolü gerektiren yüksek performanslı Ana motorda kullanılırlar. [15-18]

3.1.2 Dış Rotorlu Fdam

Dış rotorlu yapı biçimi FDAM uygulamalarında en çok kullanılan yapı biçimidir. Şekil 3.2 de görüldüğü gibi bu yapıda, endüi sargılarını taşıyan stator içte, mıknatısları taşıyan rotor ise dışta serbest olarak döner. Bu motorların kullanıldığı

uygulamalarda iç rotorluya göre nispeten yüksek akı yoğunlukları gerektrmediğinden ferite magnetler daha fazla kullanım alanı bulmuştur. Stator ve rotor yapısı olarak sabit mıknatıslı fırçalı doğru akım makinesiyle örtüşür. Stator sargılarının dış yüzeyde olması seri üretimde sarım işlemini önemli ölçüde kolaylaştırır. Bu yapıda , yüksek hızlarda iç rotorlu yapıda karşılaşılan mıknatısların yerlerinden çıkma problemi , mıknatısların kırılma problemi dışında önemli ölçüde giderilmiştir.

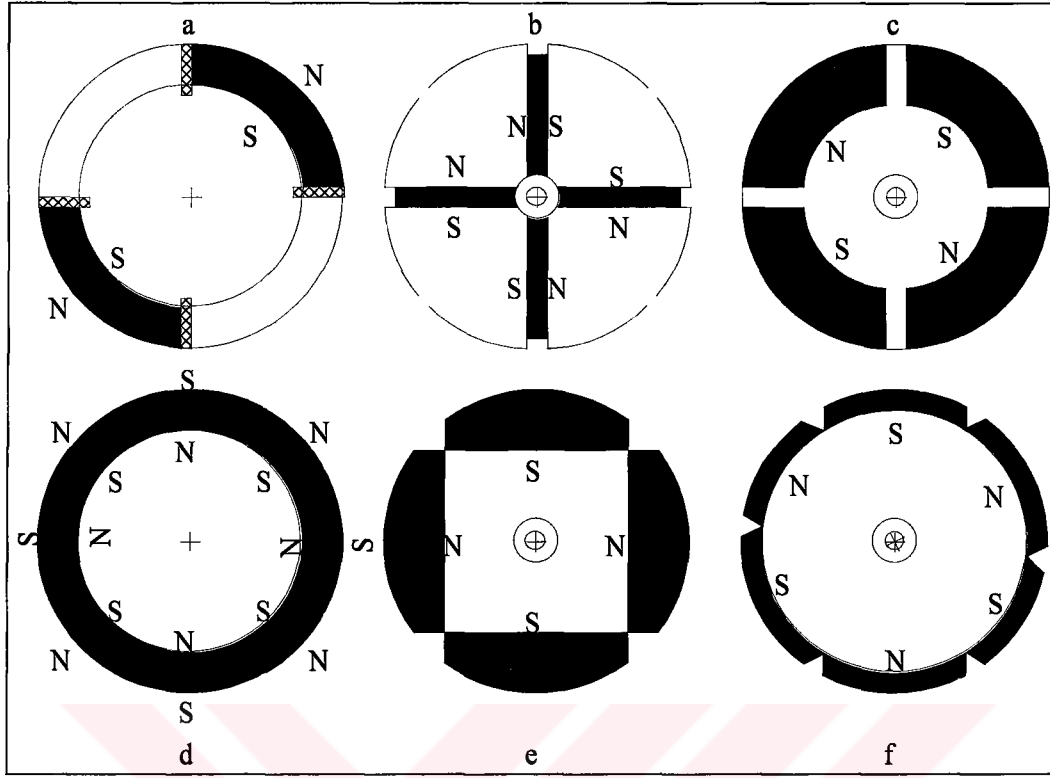


Şekil 3.2 Dış Rotorlu Fırçasız Doğru Akım Makinesi Yapısal Gösterilimi

Dış rotorlu yapıda karşılaşılan bir diğer problem rotordaki dengesizliğin etkisidir. Rotordaki küçük çapsal dengesizlikler, anma hızlarında bile iç rotorlu yapıya göre nispeten büyük olan eylemsizliğin etkisi ile titreşimlere neden olur. Bu yapıdaki motorlar özellikle fan ve çamaşır makinesi uygulamalarında yüksek eylemsizlik nedeni ile ani yük değişimlerinde hız sabitliğini koruma özellikleri nedeni ile geniş kullanım alanı bulmuştur.[10]

3.1.3 Rotor Yapı Biçimleri

İç ve dış rotorlu yapı için rotordaki mıknatısların konumuna sayısına ve yapısına göre çok değişik yapı biçimleri örnek verilebilir. Burada tasarımı belirleyen temel kriterler, uygulamanın ihtiyacı olan performans değerleri ve maliyet kriterleridir.



Şekil 3.3 Pratikte Fazla Kullanılan Çeşitli İç Rotor Yapı Biçimleri

Şekil 3.3 a daki yapı biçiminde rotor yüzeyinin belirli bir kısmına mıknatıs yerleştirilmiş, diğer kısımlarda mıknatısın yerini rotor sacı almıştır. Bu yapı biçimi rotorda daha az sayıda mıknatıs kullanılmasını sağlansa da motorun istenen momenti sağlayabilmesi için gerekli olan belirli bir akı değerinin sağlanabilmesi için kullanılan mıknatıslarının boylarının daha uzun olmasını gerektirir. Sonuç olarak ek bir performans iyiliği sağlamaz ancak mıknatıs maliyetini yarı yarıya indirir. Mıknatısların bağıl magnetik geçirgenliği hava aralığı bağıl magnetik geçirgenliğine yaklaşık olarak eşittir. Dolayısı ile mıknatıslar magnetik açıdan hava aralığı gibi davranır. Bununla birlikte rotordaki hava aralığı magnetik açıdan sabit değildir. Hava aralığının sabit olmaması hava aralığı endüktansını rotor konumuna bağımlı yapar ki bu da relüktans momentlerin oluşmasına neden olur.

Şekil 3.3.b deki yapıda mıknatıslar hava aralığına yüzeysel değil dik olarak yerleştirilmiştir. Mıknatıs akısı hava aralığına rotor sacı ile yönlendirilir. Bu yapı tasarımı sırasında ortaya çıkan mıknatıs boylarının hava aralığı etkin uzunluğunu geçmesi durumunda tercih edilebilir. Eğer düşük maliyetli ferit mıknatıslarda daha yüksek performans istenirse bu yapı tercih edilebilir.

Şekil 3.3.c deki yapıda Şekil 3.3.a daki yapı geliştirilmiş, mıknatıslarla rotor gövdesi arasında kaçak akıları önleyen magnetik olmayan ayırıcılar rotor gövdesine katılmıştır. Aslında magnetik olmayan ayırıcıların varlığı anisotropik mıknatıs malzeme kullanıldığında çok önemli değildir. Çünkü mıknatıs alanı merkez doğrultusunda olduğundan, mıknatıslanma alanına dik yönde çok düşük geçirgenlik oluşacağından bu yönde kaçakların oluşması zaten mümkün değildir. Bu yapıda Şekil 3.3.a ya göre reluktans moment etkisi daha fazladır.

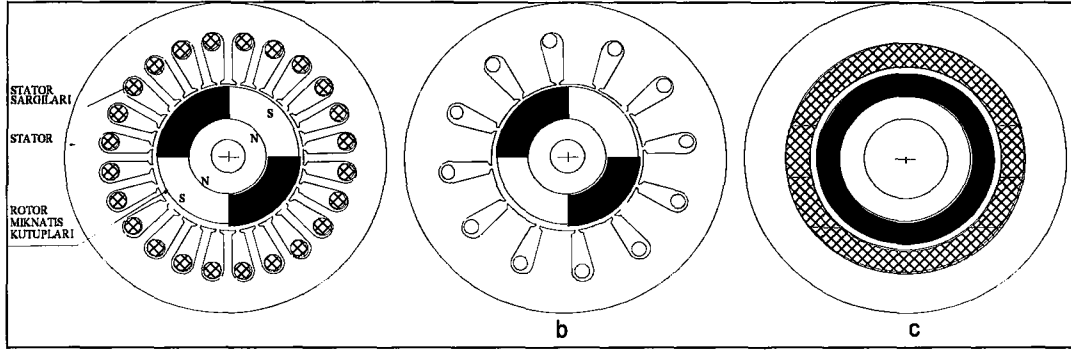
Şekil 3.3.d deki yapıda pratikte oldukça fazla kullanılan bir yapıdır. Özellikle Sinüs akımla beslenen sabit mıknatıslı pompa motorlarında tercih edilir. Ring biçimindeki tek parça mıknatısın değişken kutuplu mıknatıslayıcı ile kutupları oluşturulur. Bu yapıda maliyet düşüklüğü yanında, düşük performansıda beraberinde getirir.

Şekil 3.3. e ve Şekil 3.3.f pratikte yine oldukça fazla kullanılan bir yapıdır. Bu yapıda mıknatıslar çıkık kutuplar biçiminde yerleştirilmiştir. Şekil 3.3 a daki yapıya göre daha ucuz olan bu yapıda relüktans momentler, mıknatısların magnetik açıdan hava aralığı gibi davrandığı düşünülürse, düzgün hava aralığı yapısı nedeni ile oluşmaz.

3.1.4 Stator Yapı Biçimleri

Stator içinde benzer kriterlerle yapı biçimleri tasarlanabilir. Statorun temel görevi mıknatısın konumuna bağlı olarak biot-savart yasası gereği kuvvet oluşabilmesi için iletkenlerde akım taşınmasıdır. Şekil 3.4. de değişik stator yapı biçimleri gösterilmiştir.

Şekil 3.3.a daki çıkık kutuplu yapı biçiminde sargılar her kutup için ayrı ayrı sarıldığından sargı uçları daha kısadır. Ek olarak sargılar arasındaki kuplaj daha azdır. Sargılar dağıtılmış sargı biçiminde olmadığından, her sargı bütün mıknatıslarla aynı bağlantılı değildir. Buda daha düşük performans ve daha yüksek bozucu moment oluşturur.



Şekil 3.4 Pratikte Kullanılan Değişik Stator Yapı Biçimleri

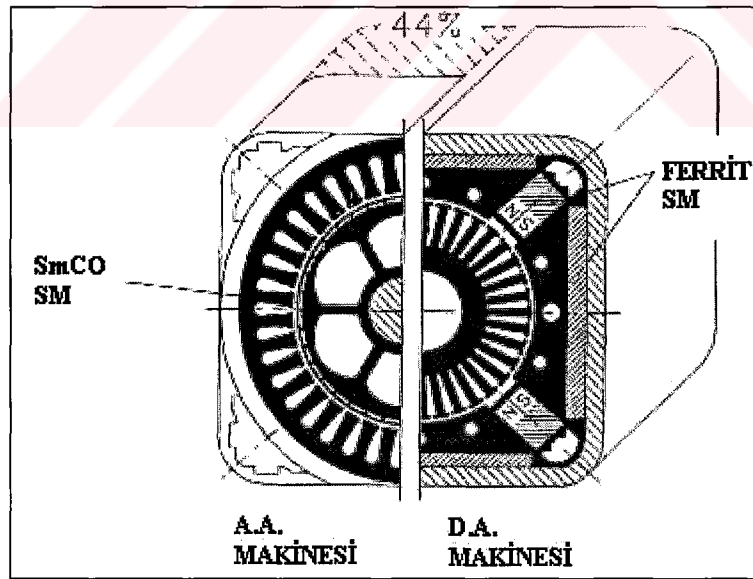
Bir diğer ilginç yapıda Şekil 3.4.b de görülen dişsiz (slotless) yapıdır. Bu yapı biçiminde cogging momentler yok edilmesine karşın önemli olumsuzlukları vardır. Birincil olarak her ne kadar sargıların sarılması için yeterli yer olsada çalışma sırasında oluşacak ısının sargı arka yüzeyindeki stator gövdesinden atılması kolay olmayacak ve motor ısısal nedenlerden dolayı elektriksel olarak aşırı yük taşıma kapasitesi düşecektir yada ek soğutmaya ihtiyaç duyacaktır. Statorda diş olmadığından magnetik sistem içinde hava aralığı akısı için magnetik geçirgenliğin en yüksek olduğu arka stator yüzeyi etkin hava aralığını oluşturacaktır. Bu aralık dişli yapıya göre daha fazla olduğundan yeterli hava aralığı akısının sağlanması için mıknatıs boyunun artırılması gerekecek yada daha yüksek akı yoğunluklu mıknatıslar kullanılması gerekecektir.[6]

Şekil 3.4c de ise pratikte en çok kullanılan dağıtılmış sargılı yapı biçimi gösterilmiştir. Bu yapı biçiminde sargıların mıknatıslarla daha fazla etkileşim içinde olması sağlandığından daha verimlidir. Kutup başları genişletilerek cogging momenti azaltılır.

3.2 Fırçasız Doğru Akım Makinelerinin Karşılaştırılması

3.2.1 Fırçalı Ve Fırçasız Doğru Akım Makineleri Karşılaştırılması

Fırçasız sürekli mıknatıslı doğru akım motorlarına geçişin önemli bir aşaması sabit mıknatıslı fırçalı doğru akım motorlarıdır. Bu motorlarda uyarma statora istenen kutup sayısında yerleştirilen sabit mıknatıslarla sağlanır. Rotordaki sargılarda , fırça ve kollektör düzeni yardımı ile akım akması sağlandığından mıknatısların oluşturduğu uyarma alanı ile, akım taşıyan iletkenlerin oluşturduğu endüi alanı etkileşimi sonucu rotor dönmeye başlar. Rotorun dönmesi ile makinede sürekli ve tek yönlü düzgün dönme hareketi ve enerji dönüşümü sağlanabilmesi için gerekli olan akım dönmesi mekanik akım yön değıştiriciler (kollektörler) yardımı ile sağlanır. Çalışma ilkesi açısından fırçasız doğru akım makinesinde yapılan tam olarak budur. FDAM de endüi sargılarını taşıyan sargılar sabit duran statora alınmış uyarmayı oluşturan mıknatıslar ise rotora taşınmış böylece endüi sargıları dönerken sargılara enerji iletim ihtiyacı ortadan kalkmıştır. Şekil 3.5 te belirli bir güç için DMSM ile DM Fırçalı Doğru Akım Makinesinin boyutsal karşılaştırması verilmiştir.[9]



Şekil 3.5 Fırçasız DMSM ve Fırçalı Doğru Akım Makinesi Karşılaştırması

Fırçasız doğru akım makinelerinin fırçalı makinelere göre en önemli avantajları fırçalarda kaynaklanan problemlerin giderilmiş olmasıdır. Tablo 3.1 de benzerlikler

ve farklılıklar özetlenmiştir. Fırça kollektor düzenli sistemlerde karşılaşılan sorunlar şöyle sıralanabilir. [8]

- Fırça Kollektör düzenin bakımı, çalışma sırasında notr maktasının kayması sonucu oluşan arklar nedeni ile bu makinelerin tehlike arz eden gaz, petrol pompa uygulamalarında kullanım alanının kısıtlıdır.

Tablo 3.1 Fırçalı ve Fırçasız Doğru Akım Makinelerinin Karşılaştırılması

	FIRÇALI DAM	FIRÇASIZ DAM
Mekanik Yapı	Sabit Mıknatıslar Statorda	Sabit Mıknatıslar Rotorda
Ayırıcı Özelliği	Hızlı Cevap Verbilme ve Kolay Denetim İmkânı	Daha Yavaş Cevap Kontrol Karmaşık ve Pahalı
Sargı Bağlantıları	Ring Bağlantı	1.Üçgen yada yıldız 3 faz bağlantı 2.Yıldız Bağlı ,Nötrü Topraklı 3 faz Bağlantı 3.İki fazlı Bağlantı
Enerji Aktarımı	Fırça ve Kollektör Düzeni	Güç Elektroniği Anahtarları
Rotor Konumu Algılama	Fırça ve Kollektör ,Rotorla Senkron	Hall Elemanı, Encoder,Resolver
Yön Değişimi	Uç Bağlantılarının Değişimi	Anahtarlama Sırasının Değişimi

- Özellikle yüksek devir sayılarında çok sayıda sargının anahtarlanmasından kaynaklanan yüksek frekanslı RFI dalgaların oluşur.
- Fırçalardan dengesiz komutasyon ve sürtünme nedeni ile oluşan iletken karbon taneciklerinin zamanla kollektörler lamelleri arasının doldurarak kollektörde köprü biçiminde kısa devreler oluşturur.
- Fırçaların ve kollektör yüzeylerin atmosferik koşullardan etkilenecek değişik ortam koşullarında değişik fırçaların kullanılmasına ihtiyaç gösterir.

- Kollektörlerin yerlerinden çıkma tehlikesi nedeni ile makine dönme hızında sınırlama getirmesi, kollektör lamellerine uygulanacak gerilimin ,gerilim atlaması nedeni ile sınırlı olması, kollektörlerin çekilebilecek akım açısından sınırlıdır. [2]

3.2.1.1 Tahrik Sistemi Açısından İnceleme

FDAM içeren tahrik sistemleri hassas hız ve konum kontrolü gereken uygulamalarda yüksek Güç yoğunluğu, moment/akım oranı ve elektriksel verim gibi özelliklerinden dolayı sürekli mıknatıslı motorlar daha fazla tercih edilmektedir. Bu uygulamalarda motordan beklenen titreşimi enazlanmış moment-hız karakteristiğidir. İdeal koşullar altında sürekli mıknatıslı motorlar titreşimsiz moment oluşturma yeteneğine sahiptir. İdela koşullar ise:

- Motor sargılarını besleyen güç elektroniği anahtarlarının sonsuz küçük zamanda açma kapama yapan ideal açık kapalı anahtar gibi çalışan anahtarlardır.
- Faz sargılarında endüklenen gerilimlerde, endüi iletkenlerindeki akımlardan kaynaklanan endüi tepkisi ihmal edilebilir.
- Sinüs biçimli beslemede akımlar ve gerilimler sinüs biçimli olup,üsttitreşimler içermez.
- Faz sargısı elektriksel zaman sabitleri, sargı akımlarının sonsuz küçük zamanda sönüp oluşmasını sağlayacak kadar küçüktür.
- Trapezoidal biçimli motorlarda akım düz kaldığı bölge gerçek anlamda elektriksel olarak 120° dir ve tam anlamı ile bozunumsuzdur.
- Motor komutasyonun besleme koşullarında yaptığı çöküşler ihmal edilecek düzeydedir.
- Motor dış titreşim moment genliği sıfırdır.[4]

Bu anlamda FDAM moment eğrilerinde görülen titreşimler bu motorların en olumsuz yönlerinden birisidir. Dolayısı ile literatürde yapılan çalışmalarda gerek motorda gerekse denetim tekniklerinde yapılacak değişiklikler ile bu titreşimlerin enazlanmasına yönelik olduğu görülür.

Maksimum momentin oluşturulması için stator (endüi) sargıları rotor mıknatıslarının konumuna göre maksimum momenti oluşturacak biçimde anahtarlanır. Fırçalı motorlarda fırça kollektör düzeni ile yapılan bu anahtarlama işlemi , FDAM de Güç elektroniği düzenleri ile yapılır.

FDAM nin daha iyi anlaşılması amacı ile FDAM kontrolünün temel ilkesini oluşturan komutasyon işleminin iyi anlaşılması gerekir. Komütasyon yukarıda kısaca bahsedildiği gibi düzgün ve tek yönlü moment elde edilebilmesi

3.2.2 DMSM Ve Asenkron Makine Karşılaştırması

Olumlu yönleri

- Daimi Mıknatıs olarak Ender topraklı veya ferit malzeme kullanılan Makineler Asenkron makinedeki rotor kafesine göre aynı güç için daha düşük eylemsizliğe sahip olduklarından referans değişimlerine daha hızlı cevap verirler. Diğer bir deyimle Moment / Eylemsizlik oranı daha yüksektir.
- DM makinelerde, özellikle yüksek kayma değerlerinde asenkron motorlarda elektriksel kayıpların önemli bir kısmını oluşturan rotor kayıpları olmadığından daha yüksek verime sahiptir. Bu kayıplar aynı zamanda önemli bir ısı kaynağı olduğundan soğutmanın yeterli olmadığı ortamlarda çalışma akımlarını sınırlar.
- Asenkron makineler uyarma alanı için endüktif karakterli mıknatıslama akımları gereklidir. Bu akım değeri sabit gerilim/frekans oranı için sabit bir değerdedir ve makinenin güç katsayısını düşmesine, stator elektriksel kayıpların artmasına ve verimin düşmesine neden olur. DM makinelerde uyarma rotordaki sabit akılı mıknatıslar ile sağlandığından bu olumsuzluklar giderilmiş olur.
- Bir önceki maddede verilen olumsuzluklar motoru besleyen güç elektroniği devresinin akım değerlerini arttıracığından daha yüksek akımlı doğrultucu ve çıkış güç anahtarlarının (IGBT, MOSFET, vs.) kullanılması ile maliyet artışına neden olur.

- Yüksek Moment/Akım oranı nedeni ile aynı güç için DM makineler AM ye göre daha küçük yapılabilir. Dolayısı ile motor hacminin önemli olduğu uygulamalarda DM makineler tercih edilir.
- Motorun belli durumları için Hall etkili algılayıcılarla komutasyon bilgisinin evirci devresine basit kapılarla iletilmesi ile motorun basitçe denetlenebilmesi
- Fırçalı makinelerde duyulan fiça kollektör etkileşimi kaynaklı gürültünün ortadan kalkması

Olumsuz yönleri

- DM sabit uyarma alanı sağladığından, alan zayıflatma bölgesinde özellikle trapezoidal uyarmalı FDAM de çalışma bölgesi daha sınırlıdır ve bu bölgede denetim daha zordur.
- DM ların çalışma sıcaklık aralığı daha sınırlıdır.
- Denetim için özel denetleyicilere (PAL vs..) ihtiyaç duyar.[15]
- Elektronikten ve özel konum algılayıcılarının seri üretimde ve pratikte sonucu maliyeti arttıran sorunlar ortaya çıkarır.
- Makinenin magnetik yapısından kaynaklanan moment titreşimleri
- Mıknatısların sabit akı özelliği nedeni ile alan zayıflatma bölgesinde çıkılabilecek hızı sınırlaması.Bu özellik daimi mıknatıslı makinelerin genel özelliğidir. Mıknatıs alanı yüksek sıcaklıkla mıknatıs karakteristiğinin değişip çalışma noktasının kayması ve mıknatıslamanın giderilmesi dışında isteğe bağlı olarak zayıflatılamayacağından anma gerilim sınırlaması nedeni ile ortaya çıkan maksimum hız sınırı, alan zayıflatma etkisi momenti oluşturan etkin akımın azaltılması ile yapılır. Dolayısı ile alan zayıflatma bölgesinde elektriksel momentte azalma olacaktır. Motor endüklenen hareket gerilimi belirli bir hızdan sonra Doğru akım bara gerilimine erişeceğinden trapezoid biçimli gerilimin düz kısımlarında çalışamayacak, gerilimin doğrusal değiştiği bölgede akım uygulanabilecektir. Bu nedenle trapezoid gerilim uyarmalı FDAM, sinüs biçimli

uyarma gerilimine haiz Senkron Motorlara göre daha düşük hızlara kadar çıkabilir.

- Mıknatıs malzemelerin ısı artışına ve mekanik titreşimler kırılabilirliği dolayısı ile duyarlıdır.
- Motor ve denetim elektroniği arasındaki etkileşim elektronik komutasyonu ile motor momentinin üretiliş biçimi
- Doğrusal moment - hız karakteristigine sahip olması

3.2.3 DMSM İle FDAM Karşılaştırması

Genel olarak Daimi mıknatıslı sinüsoidal motorlarda stator sac paketi, rotor mıknatıslama yönü belirli bir açı ile kaydırılarak (skewing), yada statorda kesirli kanal adım sayıları kullanılarak moment ve ses titreşimlerinin enazlanması potansiyeli daha fazladır. Buna karşılık trapezoidal uyarmalı motorlarda denetim elektroniği ve motorun basitliğine zıtlık teşkil eden bir karmaşıklık söz konusudur.

Üç fazlı trapezoidal motorlar bir periyot boyunca 60° elektriksel aralıklı, 120° lik kare dalga ile beslenirler. Bu özelliği ile trapezoidal biçimli motorlar sinüs biçimli motorlara göre akım, konum algılama ve deneleyici elektroniği açısından önemli olumlu yönleri sahiptir. Denetimin basitliği açısından sağlanan olumlu yönleri şöyle sıralayabiliriz.

- Sinusoidal uyarmalı fırçasız motorlarda hız ve konum kontrolü için gereken hassas hız ve konum bilgisi trapezoidal uyarmalı motorlarda bir dönem boyunca altı komutasyon anının algılanması yeterliliği konum algılayıcısı açısından önemli bir basitlik sağlar.
- Trapezoidal yapıda elektriksel devre parametrelerine bağlı olarak komutasyon anlarında oluşan dolaşım akımlarını kabul etmek koşulu altında, akım denetimi Doğru Akım barasına yerleştirilen tek bir akım algılayıcısı ile yapılabilir. Aksi takdirde akım dönmesi sırasında serbest geçiş diyodları ve faz sargılarından geçen akımın algılanması amacı ile her faz sargısı için bir akım algılayıcı (hall-sensor, koştut direnç..) kullanılması gerekir ki buda devreyi daha karmaşıktırır.

- Bu olumlu yönlerine karşılık Trapezoidal motorlu tahrik sistemlerinde dalgalı moment oluşumu Sinüsoidal motorlara göre daha fazladır.

Benzerlikler

DMSM ler temelde, magnetik uyarması Doğru Gerilim Kaynağı ve bilezikler üzerinden rotor kutuplarındaki uyarma sargılarına iletmesi ile yapılan Senkron Makinelerin uyarma sargıları yerine, sabit uyarma akısına sahip Daimi Mıknatısların yerleştirilmesi ortaya çıkmış motorlardır. Stator sargı yapısı Asenkron makinelerde olduğu gibi hava aralığında sinüs biçimli akılar oluşturmak üzere tasarlanmış geleneksel sargı yapısındadır.[16]

FDAM de çalışma ilkesi olarak geleneksel fırçalı doğru akım makinesi temel alınmıştır. Fırçalı makinede statordaki uyarma sargılarının işlevi rotora yerleştirilen Daimi Mıknatıslar ile yapılır. Rotordaki momentle orantılı olarak akım taşıyan endüi sargıları işlevi ise statorda trapezoid biçimli gerilim endüklenecek şekilde sarılmış olan sargılarla yapılır. DAM de endüi sargılarına seri yada koştut bağlı olarak uygulanan doğru akım, stator uyarma alanı ile rotor endüi alanı arasında elektriksel olarak 90° olacak şekilde -ki bu maksimum moment elde etme koşuludur- rotor konumuna bağlı olarak fırça ve kollektör düzeni yardımı ile kare dalga akımla beslenecek şekilde mekanik olarak anahtarlanır. FDAM de ise rotordaki mıknatıs alanından en iyi şekilde yararlanmayı sağlayarak anahtarlama ise hall etkili yada optik geribesleme algılayıcılarından alınan konum bilgisinin güç anahtarlarına komutasyon bilgisi olarak iletilmesi ve stator sargılarına kare dalga biçimli yönü sırası ile pozitif ve negatif yönde değişen akımların uygulanması ile yapılır.

DMSM ve FDAM de mıknatıslar, rotor sacına gömülü yada yüzey montaj olacak şekilde yapılır. Gömülü yapıli makinelerin yapımları magnetik malzemenin mıknatıslı olark yerleştirilmesi yada rotor içinde mıknatıslanmasından kaynaklanan zorlukları vardır. Bu yapının olumlu yanı mıknatısların yüksek hızlarda yerlerinde çıkması gibi mekanik sorunların giderilmiş olmasıdır. Yüzey montajlı yapıda ise mıknatıslar epoxy yapıştırıcı ile rotor sacına yapıştırılır yada plastik, aliminyum kalıp içine yerleştirilerek mekanik problemler giderilmeye çalışılır. Mıknatısların magnetik geçirgenliğinin yaklaşık olarak havanın geçirgenliğine eşit diğer bir deyimle mıknatıslar magnetik açıdan hava aralığı gibi davranır. Bu ilke gözönüne alınırsa

yüzey montajlı yapıda , statordan bakıldığında rotor düzgün hava aralığına yapısına sahip diğer bir deyimle doğru ve dik eksen endüktansları yaklaşık olarak birbirine eşit, hava aralığı genişliği mıknatısların kalınlığı ile belirlenen bir magnetik yapıya sahip olacaktır. Yüzeye gömülü yapıda ise mıknatısların olduğu alanlar statordan bakıldığında hava aralığı gibi görüleceğinden mıknatıslar rotor çıkık kutup etkisi yapacaktır. Bu durumda uyarma alanına dik eksendeki hava aralığı daha az olduğundan bu yöndeki endüktans doğru eksendeki endüktansa göre oldukça büyük olacaktır. Bu relüktans farklılığının etkisi ise ortalama elektriksel momente ek olarak relüktans momentinin oluşmasına neden olacaktır. [10]

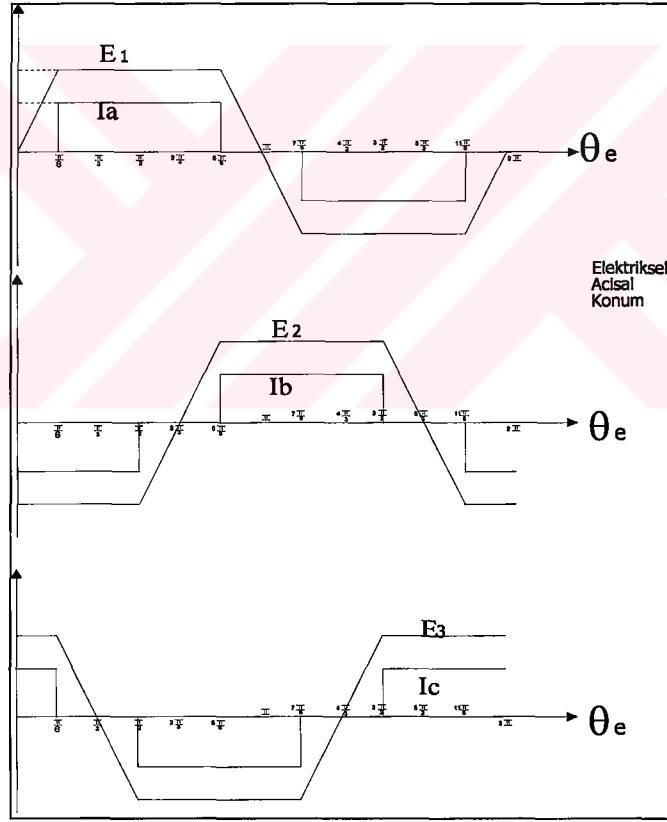
- **Farklılıklar**

DMSM de stator sargısı, sabit uyarma alanına sahip mıknatısların statorda sinüs biçimli gerilimler endükleyecek ve statora uygulanan sinüs biçimli akımların hava aralığında sinüs biçimli alanlar oluşturacak şekilde besleme yapılır. FDAM de ise sürekli moment ve enerji dönüşümü için besleme akımları kare dalga biçimli olup statorda endüklenen gerilimler trapezoid biçimlidir.

3.3 Çalışma İlkesi

Fırçasız doğru akım motorları akım taşıyan iletkenlerin oluşturduğu magnetik alan ile rotora yerleştirilen sürekli mıknatısların oluşturduğu uyarma alanı etkileşimi sonucu oluşan endüklenen moment ile enerji dönüşümünü gerçekleştiren dönen makinelerdir. Çalışma ilkesi açısından fırçalı motorlar gibidir. Fırçalı motorlarda uyarma alanının her değişiminde tek yönlü düzgün moment sağlamak kollektör yardımı ile yapılan rotor akım yönü değişimi diğer bir deyimle endüi alan yönü değişimi ,fırçasız doğru akım motorlarında, rotordaki mıknatısın her kutup değişiminde statordaki akım taşıyan iletkenlerin akım yönü değiştirme işlemi güç anahtarları ile sağlanır. Bu açıdan fırçalı motorların evrilmiş hali gibi düşünülebilir. Fırçasız doğru akım motorlarında faz sargısı akımları, sabit uyarmalı mıknatısın kutup değişimine senkron olan doğru akımlar olduğundan kare dalga uyarmalı motor olarak adlandırılır. Bu durumda stator sargıları ve yapısı , Mıknatısın endüklediği hareket gerilimleri (EMF) trapezoid biçimli dalga şekili oluşturacak biçimde tasarlanır. Bir önceki ayrıtta bahsedilen ideal koşullar çerçevesinde Fırçasız Doğru

Akım Makinesinde Endüklenen Tarpezoidal biçimli dalga şekli ve makinede en yüksek momenti endüklenmesi için uygulanması gereken akım dalga şekilleri 120° lik iletim için Şekil 3.7 de verilmiştir. Şekil 3.7 de görüldüğü gibi Motor işletme biçiminde Endüklenen gerilimin maksimum olduğu 120° lik düz bölgelerde makine sargılarına akım uygulanmakta, böylelikle mıknatıs akısından en iyi şekilde faydalanılmaktadır. Bu noktalar teorik olarak endüklenen gerilimin nötr noktası ile eşit potansiyelde ve akımdan bağımsız olduğu sıfır geçiş noktalarından 30° ilerde olan, iki faza ilişkin gerilimin kesiştiği noktalardır. Ancak pratikte bu nokta motora, denetim devresine ve uygulamaya bağlı olarak 30° olmamakta 15°....20° arasında değişen değerler almaktadır. 120° lik iletim yöntemi gereği makine her 60° lik aralıklarla anahtarlanır.



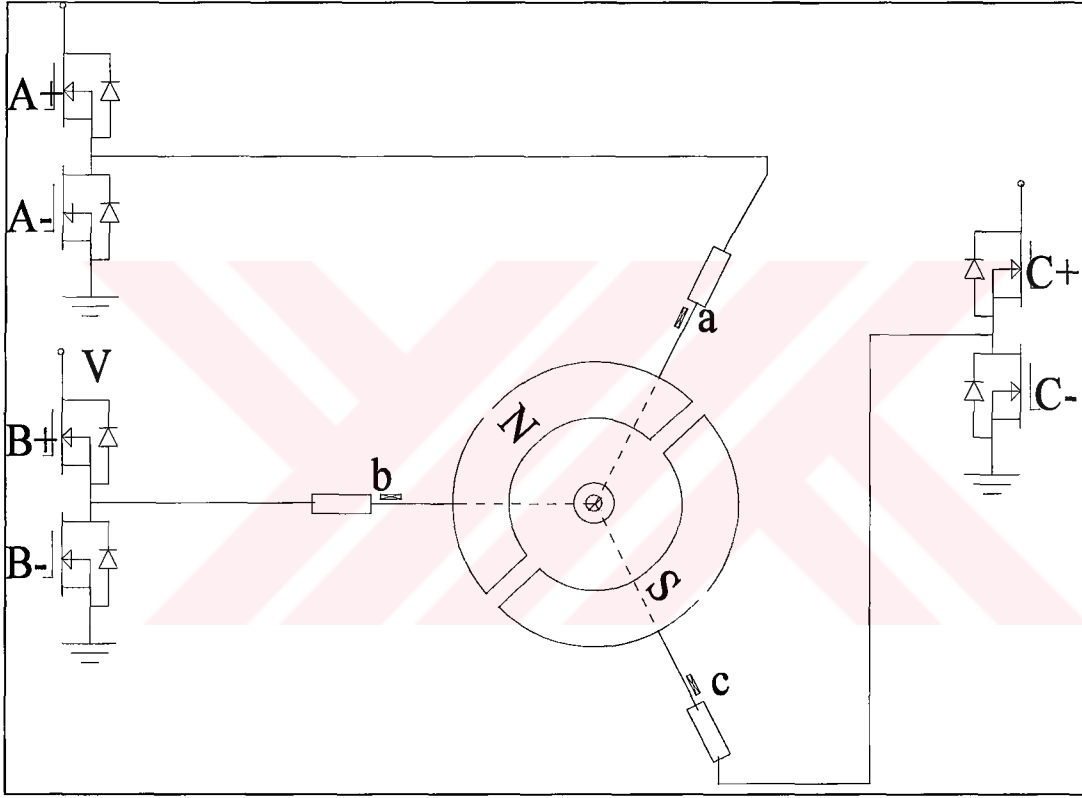
Şekil 3.6 Endüklenen Gerilim ve Motora Uygulanan Akım Dalga Şekilleri

Fırçalı motorların herkesçe bilinen ve fırça kollektör düzeninin mekanik ve elektriksel sınırlamalarından kaynaklanan sorunlarına karşılık fırçasız makinelere göre moment düzgünlüğü açısından önemli bir üstünlüğü vardır. Fırçalı DAM de Rotorda mümkün olduğunca fazla sargı kullanılarak oluşacak momentin eniyi

sabitlikte olması sağlanır. Fırçasız motorlarda ise bu kadar sayıda sargı ve anahtar kullanılması pratik açıdan çok anlamlı ve tercih edilen bir yöntem değildir.

3.3.1 FDAM Ve Güç Elektroniği Besleme Modeli

Güç Elektroniği Besleme ve denetim devresi açısından Geleneksel Asenkron Makine açık çevrim denetim devresi ile benzerlik taşır. Temel fark rotor konum algılayıcısıdır. Motor denetim ilke diyagramı Şekil 3.8 de verilmiştir.



Şekil 3.7 Fırçasız Doğru Akım Makinesi Çalışma İlkesi Gösterilimi

İlkesel diyagramda örnek olarak verilen rotor bir kutup çiftine sahip olduğundan elektriksel ve mekanik açısal konum değerleri birbirine eşit olarak verilmiştir. Pratikte motorun özel bir uygulama için yapıldığı durumlarda hall etkili algılayıcılar gerek güvenilirlik, gerekse performans açısından optik etkil algılayıcılara göre tercih sebebidir. Simgesel gösterimde de hall etkili algılayıcı ile açıklama yapılmıştır.

Besleme ilkesi gereği makine 120° lik iletimlerle her 60° de motorda en az bir faz akım yönü değiştirir. Diğer bir deyimle komütasyona uğrar. Makinenin 60°

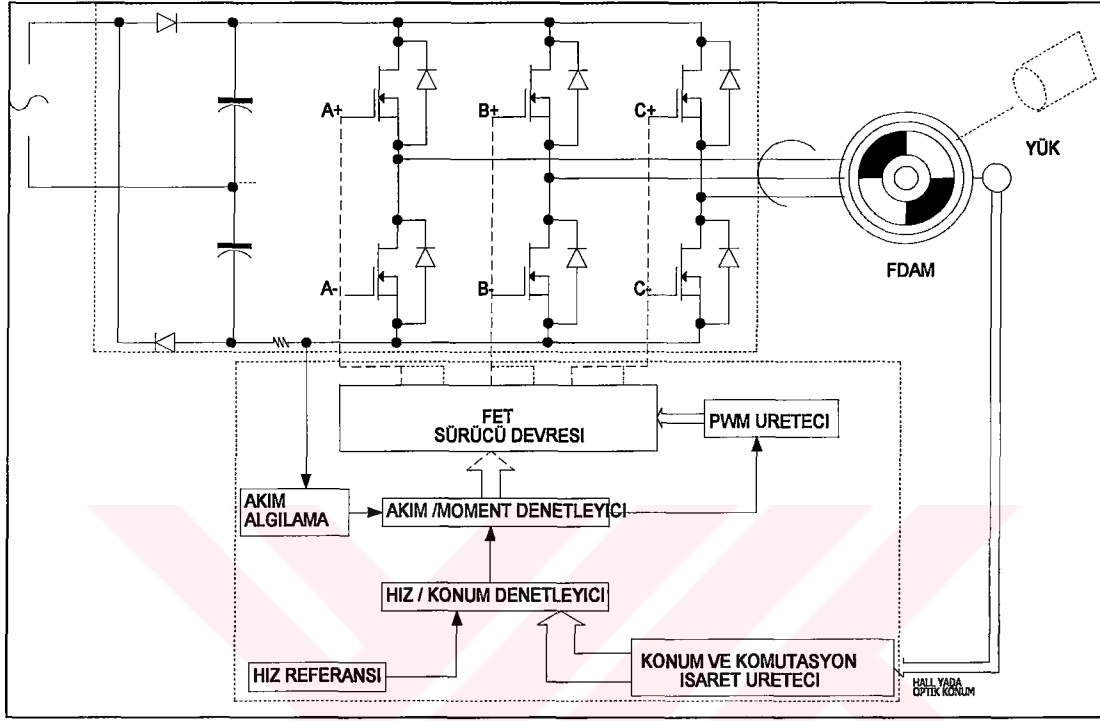
aralıklarla Doğru Akımla beslenmesi ise, motor çift kutup sayısı gözönüne alınarak 120° lik elektriksel açılarda uyguna faza uygun açılarda enerji vermek üzere yerleştirilmiş hall elemanlarının her çıkış verişinde motor iletim ve komütasyon haritası durum değiştirir. Tablo 3.2 ve Tablo 3.3 de Şekil 3.8 da ki iki kutuplu yapı gözönüne alınarak anahtar ve hall çıkışlarının durumları verilmiştir. Sistemde yıldız bağlı stator sargılarının ortak noktası yalıtılmış ve komutasyon tablosundan görüldüğü gibi her t anında 120° lik iletim için fazlardan sadece ikisi devrede olmaktadır. Bir sonraki t anında hangi fazların iletime hangi fazın kesime geçeceği rotordaki mıknatıs konumuna bağlı olarak optik algılayıcılar(hall algılayıcıları) tarafından belirlenmektedir.

Tablo 3.2 Saat Yönü Dönüşte Hall Çıkışları ve Faz İletim Durumları

Saat Yönü Dönme Açısı	Sensor 1	Sensor 2	Sensor 3	Faz A	Faz B	Faz C
0&180	1	0	0	-V	+V	-
-30&-210	1	0	1	-	+V	-V
-60&-240	0	0	1	+V	-	-V
-90&-270	0	1	1	+V	-V	-
-120&-300	0	1	0	-	-V	+V
-150&-330	1	1	0	-V	-	+V

Şekil 3.6. da pratikte kullanılan besleme ve denetim yapısına ilişkin ilkesel yapı verilmiştir. Doğru gerilim kaynağı Alternatif gerilimin diyod köprüsü ve Kondanstörler yardımı ile doğrultularak bağımsız bir gerilim kaynağı haline getirilmesi ile kolayca gerçekleştirilir. Motor Enerjilendirilmesi ise, denetim devresinden alınan Komütasyon ve Darbe Genişlik Modülasyon bilgisinin MOS sürücü devreleri ile Güç Anahtarlarına (IGBT MOSFET vb.) iletilmesi ve Doğru Akım Bara geriliminin kıyılarak motor fazlarına anahtarlanması ile gerçekleştirilir. Rotor konumundan alınan konum bilgisi temelde iki işleme girer. Birincil olarak konum bilgisi konum ve komütasyon üretici bloğuna girilir. Bu blok bir sonraki komütasyon durumunu belirler ve denetleyiciye rotor konum işareti gönderir. Bu devre pratikte kapı devreleri ile yada Programlanabilir Kapı entegreleri (PAL) ile Tablo 3.2 de verilen hall etkili algılayıcıların belirli bir konumu için güç

anahtarlarının iletim ve kesim durumlarını belirleyen giriş çıkış tabloları biçiminde yerleştirilmesi ile gerçekleştirilir. Bu işlem bloğundan alınan konum bilgisi ile kolayca hesaplanarak hız denetim çevriminde akım referansı vermek üzere işlenir.



Şekil 3.8 Fırçasız Doğru Akım Makinesi İlkesel Denetim Diyagramı

Akım denetleyici ise Doğru Akım bara geriliminden yada fazlardan aldığı gerçek akım geribeslemesi ile referans değeri karşılaştırarak darbe genişlik modülasyon darbeleri (PWM) üretir. Denetim işaret ile komutasyon işaretinin birlikte işlenerek kapı sürücü devresi üzerinden güç anahtarlarına iletilir.

4.FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MAKİNESİNİN DOLAYLI KONUM ALGILAYICILI HIZ DENETİM YÖNTEMLERİ

Tezin bu ayrıtın tezin konusunu oluşturan Fırçasız Doğru Akım Makinelerinin Konum Algılayıcısız denetimine ilişkin literatürde geçen yöntemler performans, gerçeklemede çıkabilecek sorunlar açısından karşılaştırmalı olarak ele alınmıştır.

4.1 Konum Algılayıcısız Denetimin Gerekçesi

Bir önceki ayrıtta Fırçasız Doğru Akım Makinesinin sürekli enerji dönüşümü ve istenen moment değerlerinin elde edilmesi için motor faz sargılarına istenen akım dalga şekillerinin tam istenen noktalarda uygulanabilmesi ve uyarma ile rotor mıknatıs alanları arasında sürekli bir etkileşimin olabilmesi için statorun belirli noktalarına yerleştirilmiş algılayıcıların gerekliliği ve tüm sistemin düzgün bir şekilde çalışabilmesi için konum algılayıcılarının ne kadar önemli olduğunu örnekler ve ilkesel diyagram üzerinde belirtildi.

Ancak pratikte ve örnek olarak kompresör gibi uygulamalarda, aşağıda sıralayabileceğimiz nedenlerle algılayıcıların kullanımı gerek performans gerekse çıkabilecek sorunlar açısından maliyet, performans gerekçeleri ile mümkün olmamaktadır.

- Mekanik Toleranslar ve Sorunlar :

Optik veya Hall etkili eleman gibi motorun statoruna, belirli bir noktası referans alınarak yerleştirilen algılayıcılar, motorun üretimi, algılayıcının motora yerleşimi açısından belirli mekanik yerleşim toleranslarına sahiptirler. Dolayısı ile belirli bir hata kabul edilmiş olur.Burada önemli olan nokta kabul edilebilecek elektriksel açı hatasıdır.Pratik olarak kabul edilebilecek elektriksel açı toleransı 2° .. 5° arasında değişebilir. Konum algılanmasından kaynaklanan bu hatalar Güç Elektroniği devresine doğrudan yanlış komutasyon bilgisi olarak iletileceğinden hataya bağlı olarak motor performansı etkiler. Toleranslar dışında bir diğer önemli sorun ise

algılayıcıların yerleştirilmesi ve yerleşim için stator ve rotorda yapılan değişikliklerin özellikle seri üretim aşamasında ortaya çıkan sorunlar ve giderilmesi için artan maliyet ve zaman kaybıdır. [5,8]

- Çevresel koşullara hassasiyet :

Algılayıcıların anam çalışma koşullarından kaynaklanan sınırlamalar uygulamada algılayıcı kullanımı güçleştirerek çözümü daha pahalı hale getirebilir. Örnek olarak soğutma uygulamalarında kullanılması düşünülen hall etkili yada optik etkili bir algılayıcının çalışma aralığı, normal ve yüksek basınçlı çalışma koşullarında ortam sıvısı sıcaklığı 80...140°C aralığını kapsamalı ve elektriksel yalıtımlı olmalıdır. Bu ortam koşullarını sağlayan algılayıcının kullanımı ise böyle bir uygulama için oldukça pahalı bir çözüm olur. İlkesel olarak algılayıcı seçiminin uygulama maliyetine göre düşünülmesi gerekir.

- Sistem güvenilirliğinin azalması :

Konum algılayıcıları genel olarak bakıldığında denetim sistemi içinde hareketli ortamda bulunduğundan en az güvenilir elemanlardan birisidir. Özellikle Mıknatıslı motorlarda motorun performansını doğrudan etkileyen ve denetim algoritması içinde bütün komutasyon bilgisinin, dönüşümlerin ve hesapların rotor konumu ve algılayıcısı üstüne kurulu olması bu denetim ögesini önemli kılar.

Motor ve denetim sistemi arasındaki bağlantı sayısında artışa yol açar. Buda sistemin bağlantı ve gürültü problemlerine olan hassasiyetini artırır.

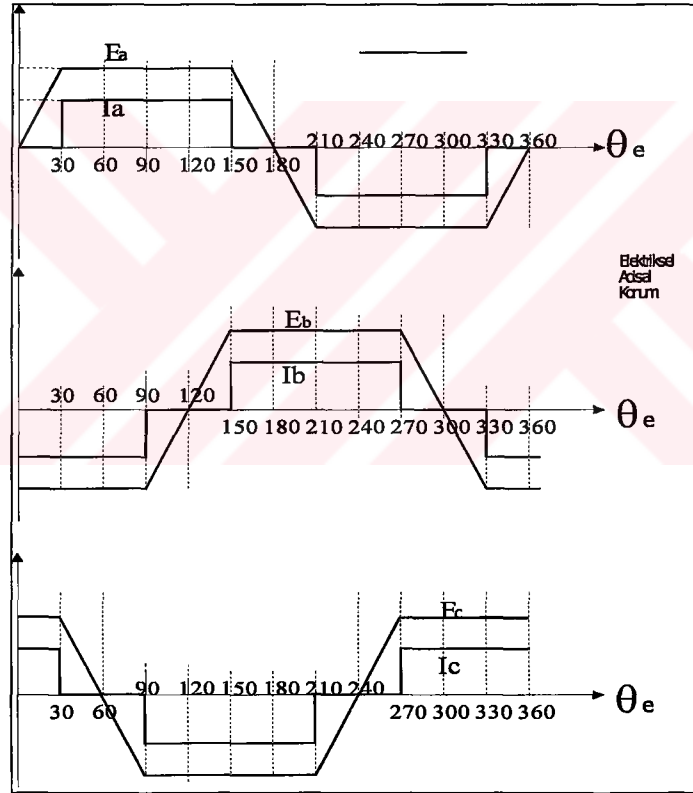
Bu gerekçelere dayanarak 1980 li yıllardan itibaren fikirsel temelleri atılan konum algılayıcısız denetim yöntemleri bundan sonraki kısımlarda detaylı olarak incelenmiştir.

4.2 Konum Algılayıcısız Denetim Yöntemleri

Literatürde çeşitli kaynaklarda Sürekli Mıknatıslı Doğru Akım Makinelerin konum algılayıcısız denetimine ilişkin bir çok yöntem ve makale önerilmiş ve uygulanmıştır(IEEE). Bu tez çalışmasında gerekçesi ileriki kısımlarda açıklanacak olan geçerliliği en yüksek ve kolay uygulanabilir yöntemler üzerinde durulacaktır.

4.2.1 Endüklenen Hareket Gerilimi Ölçümüne Dayanan Algılayıcısız Denetim Yöntemleri

Bir önceki ayrıtıda ayrıntılı şekilde belirtildiği gibi ideal durumda motor gerilim dalga şekilleri Şekil 4.1 deki gibi verilebilir. [4]



Şekil 4.1 Motorda Endüklenen Gerilim ve Motora uygulanması gereken ideal dalga şekilleri

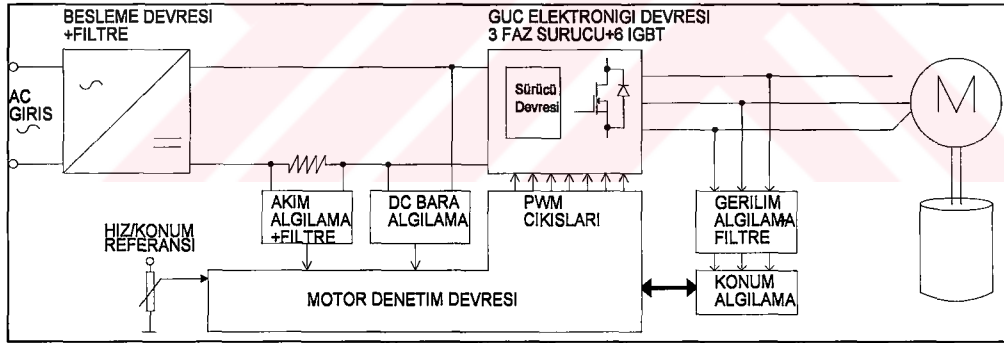
Şekil 4.1 den görüldüğü gibi herhangi bir t anında üç fazlı yıldız biçimde bağlanmış iki motor faz sargısı enerjilendirilmekte diğer faz sargısı ise bir önceki iletim durumunda sargılar üzerindeki akımı serbest geçiş diodu üzerinde Doğru Akım Barasına boşaltmakta yada frekansa ve motor elektriksel zaman sabitine bağlı olarak idealde kare dalga, pratikte trapezoid biçiminde sıfıra götürmektedir. İdel dalga

şekillerinde a fazına ilişkin dalga şeklini referans alırsak sargı ve ilgili güç anahtarları $30^\circ \dots 150^\circ$ ve $210^\circ \dots 330^\circ$ aralıklarında 120° lik iletimde bulunmakta, $3360^\circ \dots 30^\circ$ ve $150^\circ \dots 210^\circ$ lik 60° lik elektriksel açılarda kesimde bulunmaktadır.

Endüklenen gerilimin algılanmasına dayanan yöntemlerin temel ilkeside 60° lik kesim aralıklarında kesimde yada enerjili olmayan fazın endüklenen geriliminin ölçülüp işlenmesine ve bu gerilimden rotor konum ve bir sonraki komutasyon bilgisinin çıkarılmasına dayanır. Aşağıdaki alt bölümlerde bu yöntemlere yeterince değinilecektir.

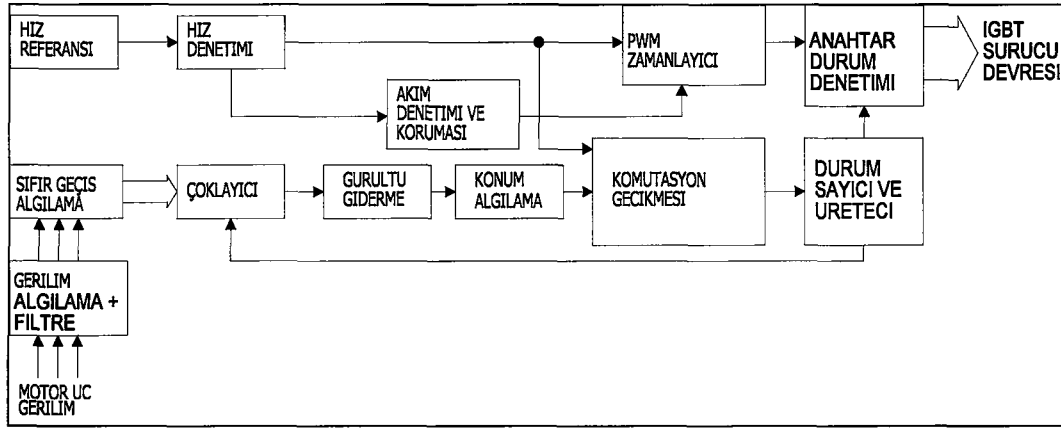
4.2.1.1 Sıfır Geçiş Noktasın Algılanması Ve Sayısal Olarak Ötelenmesi

Bu yöntemde alt bölüm 4.2.1 de algılanma gerekçesi açıklanan rotor hareketi ile sargılarda endüklenen hareket geriliminden algılanan sıfır geçiş noktaları, ideal durumda, sıfır geçiş noktasından elektriksel olarak 30° ilerde olan bir sonraki komutasyon noktasının belirlenmesi için rotor hızına bağlı olarak sayısal olarak ötelenir. Bu yöntemle ilişkin ilkesel devre şeması Şekil 4.2. de verilmiştir.



Şekil 4.2 Sıfır Geçiş Algılanması Ve Sayısal Olarak Ötelenmesi Yöntemi İlkesel Diyagramı

Motorun beslemesi, Şekil 4.3 te ilke şemasın verildiği gibi Alternatif Gerilim doğrultucu ve yüksek kapasiteli kondansatör yardımı ile oluşturulan Doğru Akım bara geriliminin Gerilim ve sıfır geçiş algılama işlevsel bloğundan çıkan konum ve komütasyon bilgisinin, Doğru Akım bara geriliminden alınan akım ve gerilim sınırlamaları içinde, Motor denetim devresindeki hız ve akım denetim algoritmalarından geçtikten sonra Darbe Genişlik Modülasyonu biçiminde IGBT yada Mosfet güç anahtarlarına, kapı sürücü devresi üzerinden uygulanması ile gerçekleştirilir. [20]

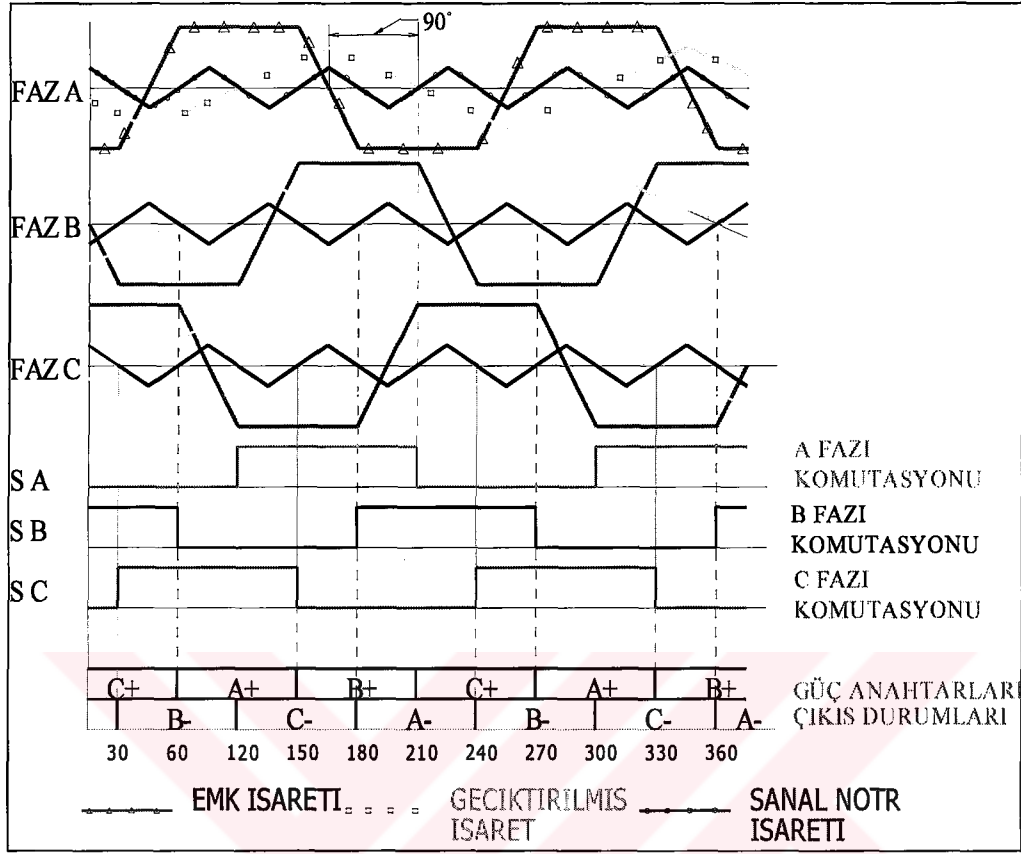


Şekil 4.3 Sıfır Geçiş Algılanması Yöntemine İlişkin Denetim Diyagramı

Denetime ilişkin akım ve gerilim dalga şekilleri ise Şekil 4.4 deki gibidir. Denetim devresi analog karşılaştırıcılar ile motor uç gerilimlerinde sıfır geçiş noktalarını algılamakta ve bu noktaları denetim algoritmasının belirlediği α açısı kadar ötelemektedir. Bu yöntemin temel eksikliği kalkış anında ve düşük hızlarda endüklenen gerilimin düşük olması dolayısı ile doğru algılanamamasından kaynaklanan kalkış sorunudur. Dolayısı ile bu yöntemde ek bir kalkış yöntemine ihtiyaç duyar.

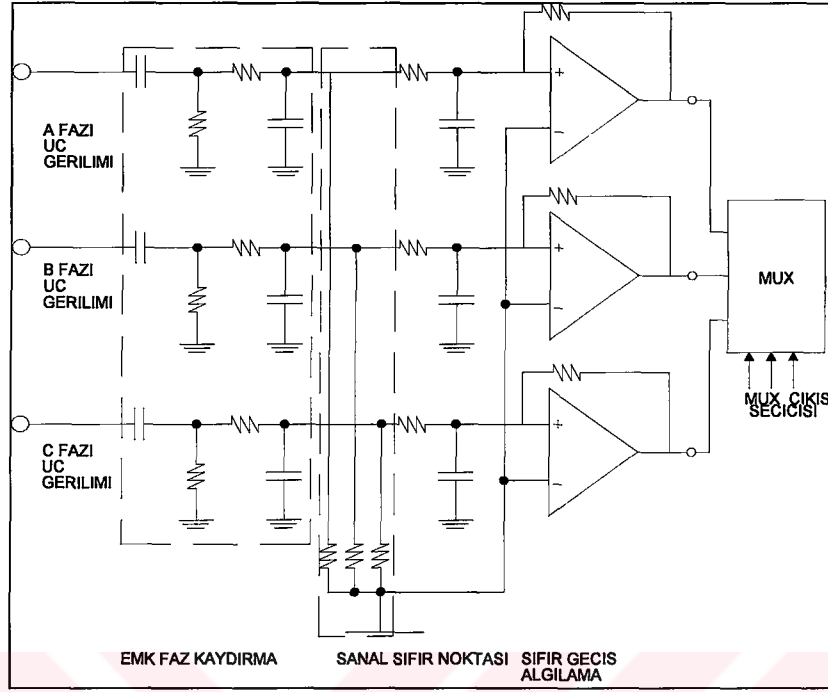
4.2.1.2 Sıfır Geçiş Noktalarının Analog Olarak Ötelenmesi Ve Doğrudan Komütasyon Bilgisi Olarak Alınması

Bu yöntemde alt bölüm 4.2.1.1 de açıklanan yöntemden farklı olarak idealde kendinden 90° elektriksel açı kadar ileride olan bir sonraki komutasyon noktasının belirlemek amacı ile, trapezoid biçimli endüklenen gerilim dalga şeklinin üçgen dalga halien getirilerek sıfır geçiş noktasının algılanması ve bu noktaların doğrudan komütasyon bilgisi Şekil 4.5 de görüldüğü gibi olarak güç anahtarlarına verilmesine dayanır.



Şekil 4.5 Analog Öteleme Yöntemi Gerilim Ve Komütasyon Çıkış İşaretleri

Bu yöntemin gerçekleşmesinde kullanılabilecek gerilim algılam ve filtreleme devreside Şekil 4.6. deki gibidir. Bu yöntem basit bir biçimde gerçekleştirilebilir olmasına karşın pratikte özellikle pasif elemanların değişiminden önemli ölçüde etkilenebilir. Direnç ve Kondansatör değerlerinde oluşabilecek değişiklikler endüklenen gerilimin filtrelem yada kaydırılma açısını değiştireceğinden yanlış komütasyon bilgisinin gitmesine neden olacaktır. Bu yöntemdede gerilim düşük hızlarda gerilim algılanması önemli bir sorun olarak karşımıza çıkmaktadır. [30-35]



Şekil 4.6 Sıfır Geçiş Algılanmasına ilişkin Analog tümdevreler ile gerçekleştirilen devre diyagramı

Sonuç olarak bu iki yada sıfır geçişin algılanması ve ötelenmesine dayalı yöntemleri kullanan tahrik sistemlerinin aşağıdaki etkenlerin performansı kriteri olarak gözönüne alınması gereklidir.

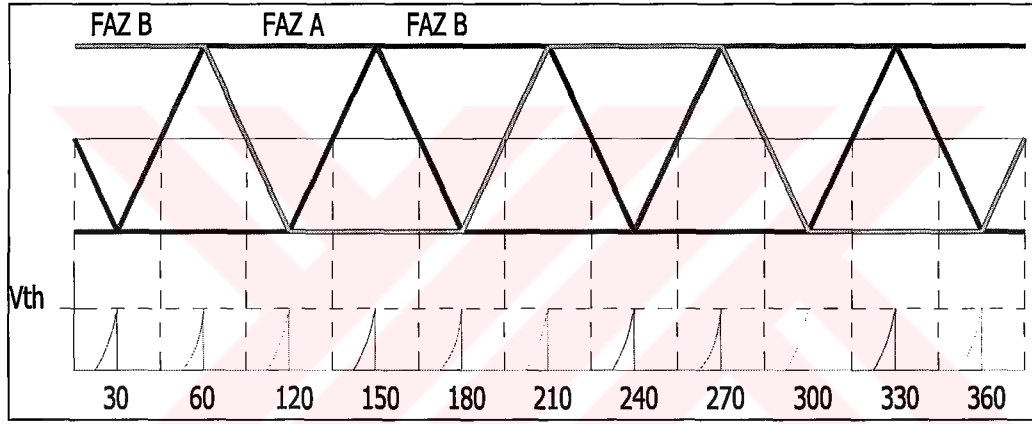
- Hassas sıfır geçiş algılanması
- Endüklenen gerilim işaretlerinin PWM gürültüsünden arındırılması
- Fazların ortak endüktanslarının en düşük seviyeye indirecek şekilde dengeli olması
- Kalkışta yüksek akım taşıyabilmeli
- Yüksek hızlı akım ve moment denetimine sahip olması

Yüksek Hızlarda çalışabilme için ise

- Düşük filtre zaman sabiti, Komütasyon doğruluğu
- Hızlı cevap için motor elektriksel zaman sabitinin düşük olması

4.2.2 Endüklenen Gerilimin Entegrasyonu Yöntemi

Bu yöntemde uygulanan ilke ise 60° lik aralıklarda, enerjilenmeyen fazın endüklenen geriliminin algılanarak zamana göre entegre edilmesine dayanır. Endüklenen gerilimin entegre edilmesindeki temel mantık (4.1) ifadesine göre bu integral değerinin halkalana akı değerine eşit olmasıdır. Diğer bir bakış açısı ile bu aslında halkalanan akının izlenmesi yöntemidir. Dolayısı ile endüklenen gerilimin zamana göre entegre edilmesi ile elde edilen akı, belirli bir değeri istenen komütasyon noktasına karşılık getirilip Şekil 4.7 deki gibi bir eşik değerinde sıfırlanırsa bu noktalar doğrudan komütasyon noktaları olarak sürülebilir.



Şekil 4.7 Endüklenen gerilimin entegrasyonu ve eşik değerine bağımlılığı

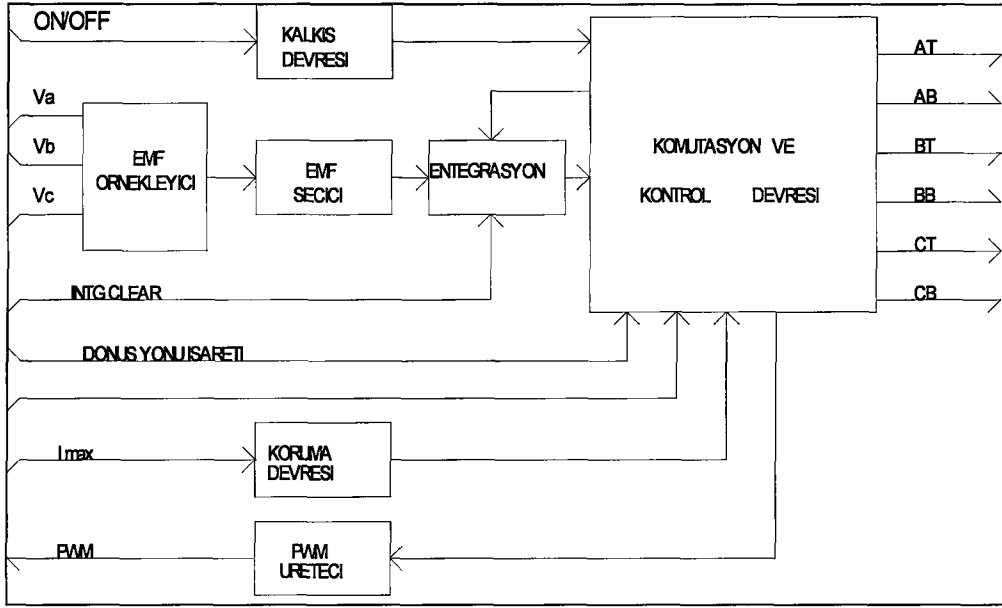
$$\psi = \int e(t).dt \quad (4.1)$$

(4.2.) Eşitliğinde görülen V_{th} değeri kümütasyon eşik değerini, k integrasyon sabitini, E_0 doğrusal bölgede trapezoid gerilim dalga şeklinin değişim eğimini, V_{int} ise entegrasyon çıkış gerilimini simgeler. [3]

$$e(t) = E_0.t$$

$$V_{int} = \int_0^t \frac{e(t)}{k}.dt \quad (4.2)$$

$$V_{int} = \frac{E_0 t^2}{k^2}$$



Şekil 4. 8 Gerilimim Entegrasyonu Yöntemi İlkesel Diyagramı

Bu yöntemde entegrasyona başlanabilmesi için

- Gerilimin sıfır geçiş noktasının algılanması
- Akımın sönmüş olması gereklidir. Bu koşulun gerçekleşmemesi durumunda algılanan gerilim endüklenen gerilim ek olarak bir önceki ayrıtta FDAM ye ilişkin verilen tahrik sistemi besleme modelinde görülen diren ve endüktanslar üzerinde akımla oluşan gerilimde algılanacağından sıfır geçiş noktası kaymış olacaktır.

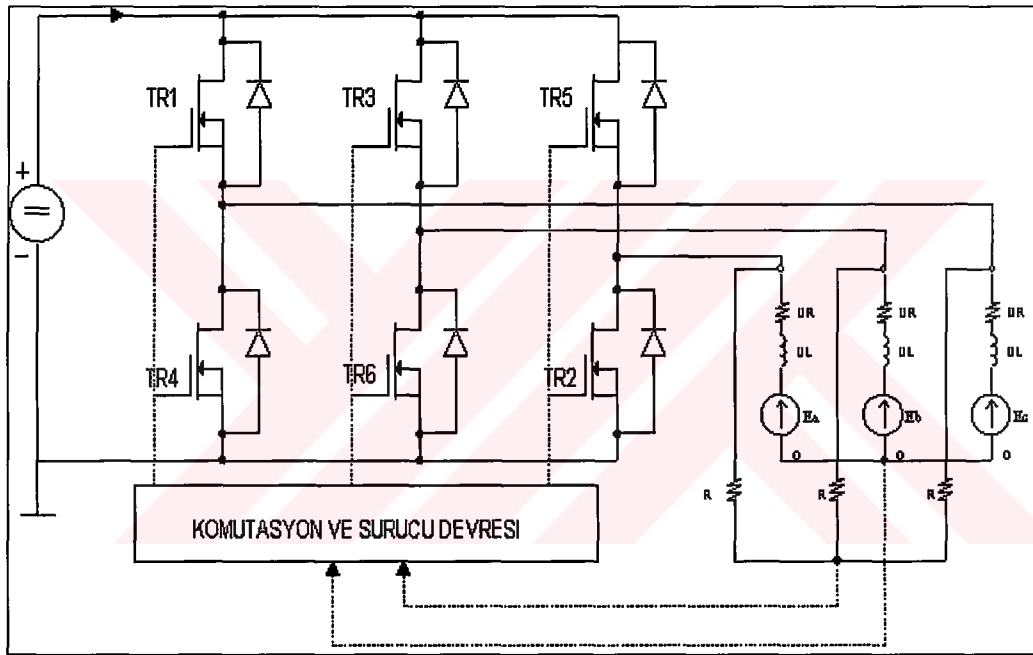
Bu yöntemin ilke şeması ise Şekil 4.8 de verilmiştir.

Bu yöntemde de performans kriterleri olarak aşağıdaki sonuçlar çıkarılabilir.

- Entegrasyon eşik seviyesinin ayarlanması
- Entegrasyon Hataları
- Faz Dengesizliği
- Düşük gerilimlerde entegrasyon sorunu

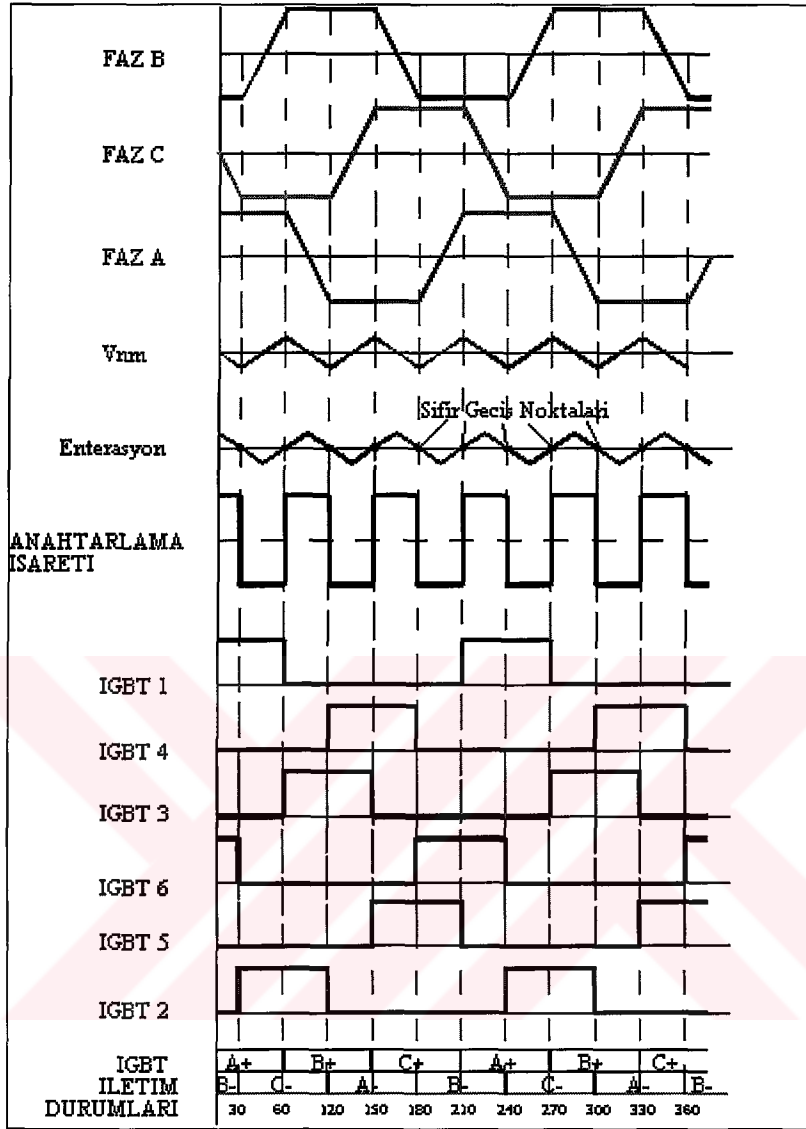
4.2.3 Endüklenen Gerilimin Üçüncü Üsttiteşim Bileşeni Yöntemi

Endüklenen gerilimlerin trapezoidal biçimli, diğer bir deyimle dengeli olmaması üç fazlı sistemde nötr noktasının bir faz gerilimi kadar kaymasına neden olur ve doğal bir 3.üsttiteşim bileşeni oluşturur. Dolayısı ile motorun hava aralığı akısında 3.üsttiteşim bileşeni belirgin olarak bulunur. Bu bileşenin algılanması için ise güç elektroniği devresinde üç fazlı dengeli direnç devresi ile çok basit olarak Şekil 4.9 da görüldüğü gibi sanal bir yıldız nokası oluşturulur. Bu noktanın gerçek yıldız noktası ile olan potansiyel farkı $o-t$ anında enerjili olmayan fazın endüklenen gerilimine ki o aralıkta trapezoidal geriliminin doğrusal kısmına eşit olur.



Şekil 4.9 Üçüncü Üsttiteşim yöntemine ilişkin ilkesel algılama devresi

Bu yöntem bir anlamda bir önceki ayırtta sözü geçen endüklenen gerilimin entegrasyonu yönteminde uygun aralıklarda entegrasyon almak amacı ile denetim devresi büyüklüklerine (max 5V) düşürülmüş gerilimlerin bir çoklayıcı sıralanmasına karşılık gelir. Elde edilen üçüncü üsttiteşim bileşeni entegre edilir. Elde edilen dalga şekillerinin sıfır geçiş noktaları doğrudan komutasyon işaretlerine karşılık gelir.



Şekil 4.10. Üçüncü üsttiteşimler ile komutasyon işaretlerinin üretilmesi

Şekil 4.10 A,B,C üç faza ilişkin endüklenene gerilim dalga şekillerini, Şekil 4.10 D ve E sırası ile üçüncü üsttiteşim bileşenini ve entegre edilmiş halini göstermektedir. Entegre edilen üçüncü üsttiteşim dalga şeklinin sıfır geçiş noktalarının algılanması ile üretilen komutasyon işareti Şekil 4.10 F deki gibidir. Şekil 4.10 G, H, I, J, K, L ve M de Şekil 4.10 F deki komutasyon işareti temel alınarak bir Ring Counter yada bir doğruluk tablosu ile üretilen, IGBT güç anahtarlarına ilişkin kapı işaretleri aynı zaman eksenine taşınarak gösterilmiştir.

Bu yöntemin temel olumsuzluğu, Endüklenen gerilimlerin algılanmasına dayanan diğer yöntemlerde olduğu gibi düşük hızlarda üçüncü üsttiteşim bileşenin genliğinin

algılanamayacak kadar küçük olmasıdır. Bu güçlükten dolayıda üsttitreşiminde fazlara göre konumu kayıp olmakta ve yanlış faz sırasında işaret üretilmektedir. Ardışıl anahtarlama işaretlerinin sırasının bozulması yada kaymasıda yanlış anahtarlamaya neden olmakta ve bu durumda ardışıl anahtarlamının yeniden başlatılması gerekmektedir.

4.3 Yöntemlerin Karşılaştırılması

Bu yöntemlere ek olarak temelde akımların gözlenmesine dayanan yöntemlerde mevcuttur. Tablo 4.1 de literatürdeki yöntemler uygulama alanı ve sınırlamaları gözönüne alınarak karşılaştırılmıştır.

Tablo 4 1 Konum Algılayıcısı Denetim Yöntemleri Karşılaştırması

YÖNTEMLER	UYGULAMA ALANI	SINIRLAMALAR
Doğrudan Emk Algılama Sıfır Geçiş Temelli Emk Entegrasyonu	Kesintili Akım Denetimli Sürücüler FDAM Yada SM	Emk algılanmasında anahtarlama sıkıntısı Kalkış sorunu ve Düşük Hızlarda denetim güçlüğü
Emk Kestirimi		Motor direnç, endüktans değişimlerine bağımlılık
3. Harmonik algılanması	Yıldız bağlı FDAM	Düşük Hızda Harmonik seviyesi algılama güçlüğü
Akımın gerçek zamanda izlenerek endüktansın hesaplanması	FDAM Yada SM	Ek kalkış yöntemi ihtiyacı Yüksek akım ve hızlarda hesaplama sorunu Motorda endüktansın değişken olması (Çıkık kutup)
Stator sargılarına yüksek frekanslı düşük enerjili işaret basılması	FDAM	Ek kalkış yöntemi ihtiyacı Değişken endüktanslı Motor
Eviricide anahtar konumlarının izlenmesi	FDAM	Ek kalkış yöntemi ihtiyacı
Motorda ek sargı yerleşimi	FDAM , SM	Motorda sargı değişimi Ek motor ve denetleyici bağlantısı
Gözleyici Yöntemler	FDAM, SM	Ek kalkış yöntemi ihtiyacı d-q eksen takımı dönüşümleri Karmaşık kestirim yöntemleri

4.4 Konum Algılayıcısız Kalkış yöntemleri

Önceki ayrıtlarda olumlu ve olumsuz yönleri ile incelenmeye çalışılan konum algılayıcısız hız denetim yöntemlerinin temel sakıncası, ilgili yerlerde de belirtildiği gibi, Endüklenen hareket geriliminin kalkışta sıfır değerinde, düşük hızlardada küçük değerlerde olması nedeni ile normal çalışma modunda kullanılan yöntemlerle konum bilgisinin elde edilememesidir. Bu nedenle kalkış sorunu çoğu zaman hız denetiminden öne çıkmaktadır. Pratikte hızın denetlenebildiği rotor hızları ~500 min⁻¹ dir. Dolayısı ile Fırçasız doğru akım makineleri asenkron makinenin düşük hızda algılayıcısız denetimine alternatif olamamaktadır. Literatürdeki çalışmalar incelendiğinde, araştırmaların ve tezlerin FDAM nin kalkış ve düşük hızda denetimine ilişkin çalışmalar olduğunu görmekteyiz. Pratikte de algılayıcısız denetimin uygulama alanı olarak çalışma aralığı >1000...1500 min⁻¹ olan kompresör, kayış kasnaklı çamaşır makinesi tahrik sistemleri olduğu görülmektedir.

Temelde bütün kalkış yöntemleri herhangi iki fazın ateşlenerek rotorun belirli bir konumu için, rotor mıknatıs kutbu ile stator kutbunun eş eksen (align) yapılması ile başlar. Aksi takdirde rotorun doğru yönde döndürülmesi tehlikeye girmiş olur.

Pratikte uygulanan bazı yöntemlerde [4,35] motor fazlar belirli bir eğimle artan frekans profiline bağlı olarak açık çevrimli olarak beslenir. Bu frekans profili ise yük momenti ve profili, yük ve tahrik sisteminin eylemsizliği gözönüne alınarak yapılır. Rotor açık çevrim olarak, endüklenen hareket geriliminden konum bilgisinin alınabildiği belirli bir hıza getirilir. Bu hızda ve açık çevrim çıkış işaretleri ile komutasyon devresinden alınan işaretler arasındaki açı farkının belirli toleranslar dahilinde kaldığı aralıkta rotor, stator fazlarına senkronlanır. Bu andan sonra makine hızı kapalı çevrim olarak denetlenir.

Bir yöntemde de [18], rotorun align konumuna gelebilmesi için güç elektroniği evirici anahtarlarına özel bir PWM yöntemi uygulanır. T1 üst kol, T2 ve T6 alt kol anahtarlarına 200us süre dönemler ile rotor A fazı ile align konumuna gelinceye kadar PWM uygulanır. Bundan sonra bilinen algılayıcısız denetim algoritması uygulanır.

Üstteki paragraflarda analtılan yöntemlerin temel sorunu tıpkı adım motorlarında olduğu gibi açık çevrim denetimden kaynaklanan dinamik olarak kararsızlığa sahiptir. Motor bu aralıkta denetimsizdir ve kalkışta yada hızlanma bölgesinin herhangi bir yerinde rotor kitlerini yada yanlış komutasyon ile güç anahtarlarında ve motordan aşırı akımların geçmesine neden olur. Motorun herhangi bir noktada durması durumundada rotor hızı algılanamza ve kalkış algoritmasının tekrar başlatılması gerekir.

Birçok uygulamadaki yumuşak kalkış ihtiyacı, bu makinelerin kalkışta uyguladığı eşeksenleme (alignment) koşulu nedeni ile tam anlamı ile karşılanamaz. Bu sakıncada uygulamada kullanım kısıtlaması getirir.

Literatürde geçen diğer bir yöntemde faz endüktanslarının algılanmasına dayanır [36]. Bu yöntemde Statorun doyma etkisi nedeni ile faz endüktansları rotor konumuna bağlı olarak değişimi kalkış için kullanılır. Ancak burda endüktansın statora küçük genlik ve yüksek frekanslı işaretler uygulamak yerine, dolaylı olarak endüktansı zaman sabitine etkisi, diğer bir deyimle akımın yükselme ve düşme zamanları algılanarak kalkış yapılır. Önce herhangi iki faz enerji verilerek akımın genliği ve işareti belirlenir. Belirli bir T zaman sonra akım zıt yönde uygulanarak aynı değerler tekrar ölçülür. Akımların genlikleri farkı pozitif ise, statorun aynı işaretli akıya sahip rotor mıknatıs kutbu ile align olduğunu, fark negatif ise iki kutbun işaretinin farklı olduğu anlaşılır. Bu işlem diğer fazlar içinde uygulanarak devam ettirilir ve rotor konumu tam olarak belirlenebilir. Bu algoritma aynı biçimde statorda endüklenen hareket gerilimi alıglanacak seviyeye gelinceye kadar devam ettirilir. Rotor belirli bir hıza ulaştıktan sonra normal algılayıcısız denetim algoritması uygulanarak denetim yapılır.

Doğrudan endüktans ölçümüne “ The Indirect Flux Detection by On-Line Reactance Measurment (INFORM)” dayanan bir başka yöntemde [28,37-39] kalkışta yüksek performans elde ettiğini açıklamaktadır. Buradaki temel düşüncede d ve q eksen takımında geometri ve doyma ile değişen endüktansların algılanarak konumun belirlenmesine dayanmaktadır. Bu yöntemde eşeksenleme (align) ile rotor d-ekseni stator akımı ile aynı doğrultuya getirir ve q-ekseninde moment oluşturan akım uygulayarak motoru hızlandırır. Bu yöntemin temel olumsuzluğu, algoritmasında eksen takımı dönüşümleri ve endüktans ölçümü içerdiğinde yüksek seviyeli

DSP(Sayısal İşaret İşleyicisine) ihtiyaç duyar. Ayrıca uygulanan yüksek frekanslı işaret gürültüye neden olur.



5.SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Tezin bu ayrıtında öncelikle FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MAKİNESİNİN matematiksel modeli çıkartılmıştır. Birinci aşama olarak bu matematiksel modele dayanılarak MATLAB SIMULINK benzetim ortamında KONUM ALGILAYICILI yönteme ilişkin benzetim yapılmıştır. Benzetim açıklamaları ayrıntılı olarak verilmiştir. Daha sonra ise Stator sargılarında endüklenen hareket geriliminin entegrasyonuna dayanan mekanik konum algılayıcısız hız denetimine ilişkin benzetim açıklamaları ve sonuçları karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

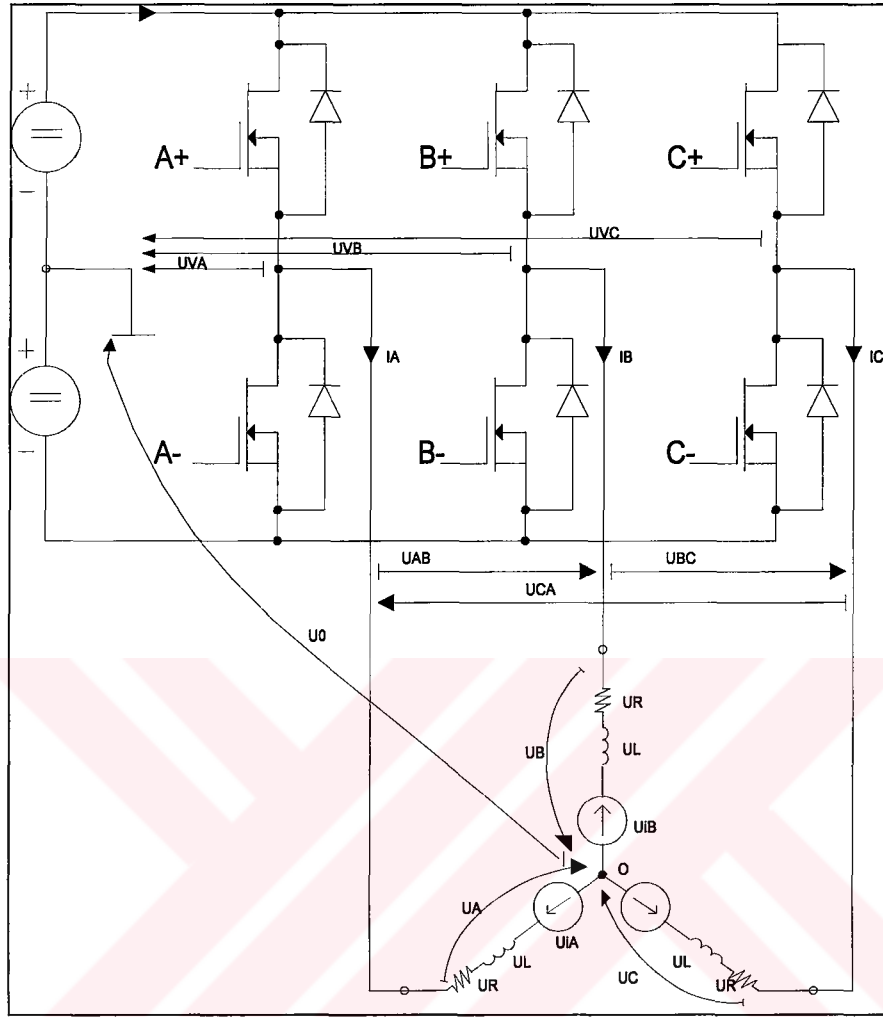
Bundan sonraki bölümlerde ise Gerçeklemesi yapılan “Konum Algılayıcısız Hız Denetimine” açıklamalar ve hesaplar verilmiştir. Takip eden alt bölümlerde tasarım yapılan sistem ve devre şemaları verilmiştir.

5.1 Fdam Matematik Modeli

FDAM matematik modeli çıkarılırken unutulmaması gereken nokta Firçasız Doğru Akım Makinesinin Doğrudan Şebekeden beslenerek çalışan bir makine olmayıp, güç elektroniği düzenleri ile beslenen bir makine olduğudur. Bu bağlamda model çıkarılırken FDAM nin Şekil 5.1 de verilen güç elektroniği besleme modeli ile birlikte düşünülmesi gereklidir.

Bu modelde model denklemlerinin çıkarılmasında kolaylık olması açısından referans noktası olarak Doğru Akım Bara geriliminin orta noktası sıfır noktası olarak alınmış,motor ve güç elektroniği katına ilişkin bütün gerilimler bu noktaya göre tanımlanmıştır.

Model denklemleri çıkarılırken ikinci bölümde sözü geçen ideal koşullar geçerli kabul edilmiştir.



Şekil 5.1 FDAM Güç Elektroniği ve Motor Modeli

Şekil 5.1 de sözü geçen gerilim ve model tanımları aşağıda verilmiştir.

V_A, V_A, V_C Bir faza ilişkin evirici güç katı ile sanal nötr noktası arasındaki gerilim

V_1, V_2, V_3 Motor faz-nötr gerilimleri

E_a, E_b, E_c Motor sargılarında rotor hareketi ile endüklenen gerilim

V_s Motorun gerçek yıldız noktası ile sanal yıldız noktası arasındaki gerilim

I_a, I_b, I_c Faz akımları

Bu tanımlar ışığında model denklemleri (5.1) ifadeleri ile verilebilir.

$$\begin{aligned}
 v_1 &= \frac{1}{3} \left(2v_A - v_B - v_C + \sum_{x=A}^C e_x \right) \\
 v_2 &= \frac{1}{3} \left(2v_B - v_C - v_A + \sum_{x=A}^C e_x \right) \\
 v_3 &= \frac{1}{3} \left(2v_C - v_A - v_B + \sum_{x=A}^C e_x \right) \\
 v_s &= \frac{1}{3} \left(\sum_{x=A}^C v_x - \sum_{x=A}^C e_x \right) \\
 0 &= i_1 + i_2 + i_3
 \end{aligned} \tag{5.1}$$

Gerilim denklemleri gözönüne alınarak motor dinamiğine ilişkin model denklemleri Şekil 5.1 de verilen model diyagramından aşağıdaki biçimde çıkartılabilir.

$$\begin{aligned}
 u_{VA} - u_{IA} - \frac{1}{3} \left(\sum_{x=A}^C u_{Vx} - \sum_{x=A}^C u_{Ix} \right) &= R.i_A + L \frac{di_A}{dt} \\
 u_{VB} - u_{IB} - \frac{1}{3} \left(\sum_{x=A}^C u_{Vx} - \sum_{x=A}^C u_{Ix} \right) &= R.i_B + L \frac{di_B}{dt} \\
 u_{VC} - u_{IC} - \frac{1}{3} \left(\sum_{x=A}^C u_{Vx} - \sum_{x=A}^C u_{Ix} \right) &= R.i_C + L \frac{di_C}{dt}
 \end{aligned} \tag{5.2}$$

(5.2) ile verilen model Denklemlerine dikkat edilirse Fırçalı Doğru Akım Motor Modelinden Farklı Olmadığı görülebilir. Denklem (5.1) ve Denklem (5.2) in birlikte düşünülmesi durumunda motora ilişkin model ifadesi (5.3) ile verilebilir. [18]

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ i_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_1(t) \\ i_2(t) \\ i_3(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L} \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_1(t) \\ e_2(t) \\ e_3(t) \end{bmatrix} \right\} \tag{5.3}$$

$$T_e = \frac{1}{\omega_r} (e_1(\theta_e)i_1 + e_2(\theta_e)i_2 + e_3(\theta_e)i_3)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \{T_e - B\omega_r - T_L\} \quad (5.4)$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r, \theta_e = p.\theta_r$$

Denklemlerde görülen terim ve tanımlar ise

V_A, V_C Bir faza ilişkin evirici güç katı ile sanal nötr noktası arasındaki gerilim

V_1, V_2, V_3 Motor faz-nötr gerilimleri

E_a, E_b, E_c Motor sargılarında rotor hareketi ile endüklenen gerilim

V_s Motorun gerçek yıldız noktası ile sanal yıldız noktası arasındaki gerilim

$\hat{I}_a, \hat{I}_b, \hat{I}_c$ Faz akımları

T_e, T_L Endüklenen Elektriksel Moment ve Yük Moment

θ_r, ω_r Açısal Konum ve Açısal Hız

B Sönümleme Katsayısı

R Faz Sargısı Direnci

L Faz Endüktansı

ψ_a, ψ_b, ψ_c Faz Sargıları Halkalanma akıları

Şeklindedir.

5.2 Fırçasız Doğru Akım Makinesi Doğrudan Hız Geribeslemeli Hız Denetim Benzetimi

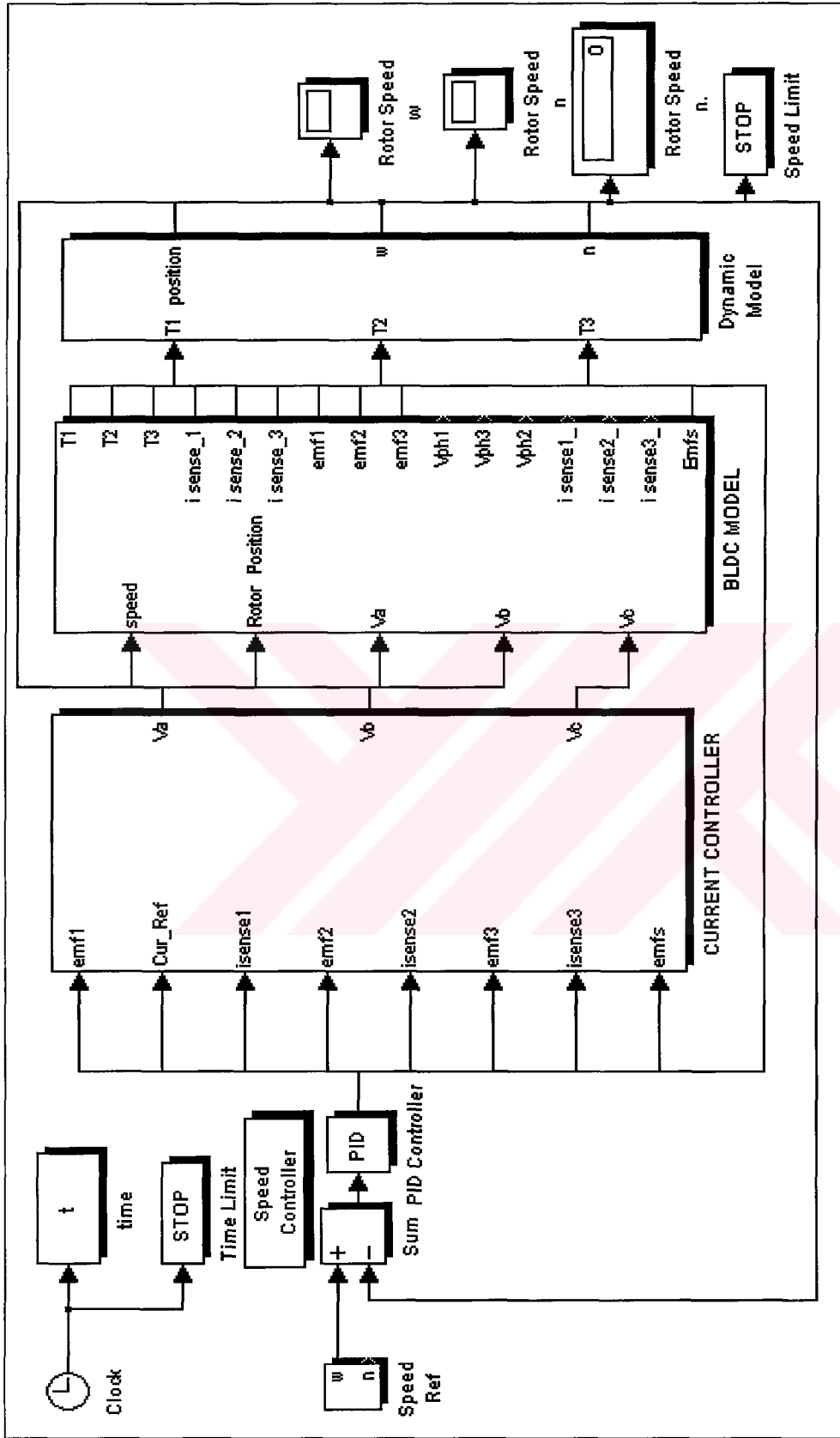
Birönceki ayrıtta elde edilen bilgiler ışığında ve motorun belirli aralıklarla, belirli gerilim, akım değerlerini alması gerektiğinden motora ilişkin gerilim haritası Tablo 5.1 deki gibi çıkartılabilir. Bu gerilim haritasından ve daha önce verilen model

denklemlerinden yola çıkılarak hazırlanan Matlab benzetimi ve açıklamaları aşağıdaki Şekillerde verilmiştir.

Tablo 5 1 Motor ve Güç Elektronikğine ilişkin Gerilim Haritası

TRAPEZOİDAL UYARMA		SİNÜSOİDAL UYARMA
Sıfır Geçişler Hariç $.e_a + e_b + e_c \neq 0$	Sıfır Geçişlerde $.e_a + e_b + e_c = 0$	Her t anı için $.e_a + e_b + e_c = 0$
$.v_a + v_b + v_c = \pm V_{dc}/2$		$V_a = V_1 + V_s$
		$V_b = V_2 + V_s$
		$V_c = V_3 + V_s$
$V_s = K[(v_a + v_b + v_c) - (e_a + e_b + e_c)]$		
$.i_1 = 0$ ise $K=1/2$ $v_1 = v_a = e_b$, $v_2 = v_b - v_s$, $v_3 = v_c - v_s$		
$.i_2 = 0$ ise $K=1/2$ $v_1 = v_a - v_s$, $v_2 = v_b = e_b$, $v_3 = v_c - v_s$		
$.i_3 = 0$ ise $K=1/2$ $v_1 = v_a - v_s$, $v_2 = v_b - v_s$, $v_3 = v_c = e_c$		
$.i_1, i_2, i_3 \neq 0$ ise $K=1/3$ $v_1 = v_a - v_s$, $v_2 = v_b - v_s$, $v_3 = v_c - v_s$		

Matlab Programı Simulank benzetim aracı kullanılarak, Range-Kutta yöntemi ile öncelikle Algılayıcıli denetim ilişkin benzetim yapılarak performans sonuçları belirtilmiştir. Ardından ise Endüklenen gerilimin entegrasyonu yöntemi ile komutasyon işaretleri üretilmiş, buradan alınan işaretler aynı modele uygulanarak çıkışlar alınmıştır.

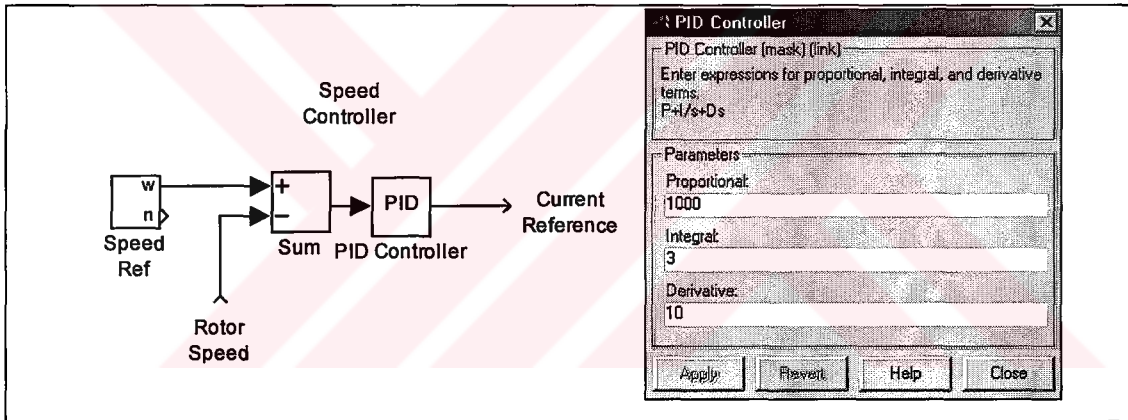


Şekil 5.2 Fırçasız Doğru Akım Makinesi Mekanik Hız Geribeslemeli Benzetim Modeli

Şekil 5.2 de rotordan doğrudan hız geribeslemesi alınarak yapılmış Fırçasız Doğru Akım Makinesi Benzetim Modeli görülmektedir. Model Temel olarak dört ana işlevsel modülden oluşmaktadır. Aşağıda bu modüllere ve içeriklerine ilişkin ayrıntılar verilmiştir.

5.2.1 Hız Referans ve Denetim Modülü

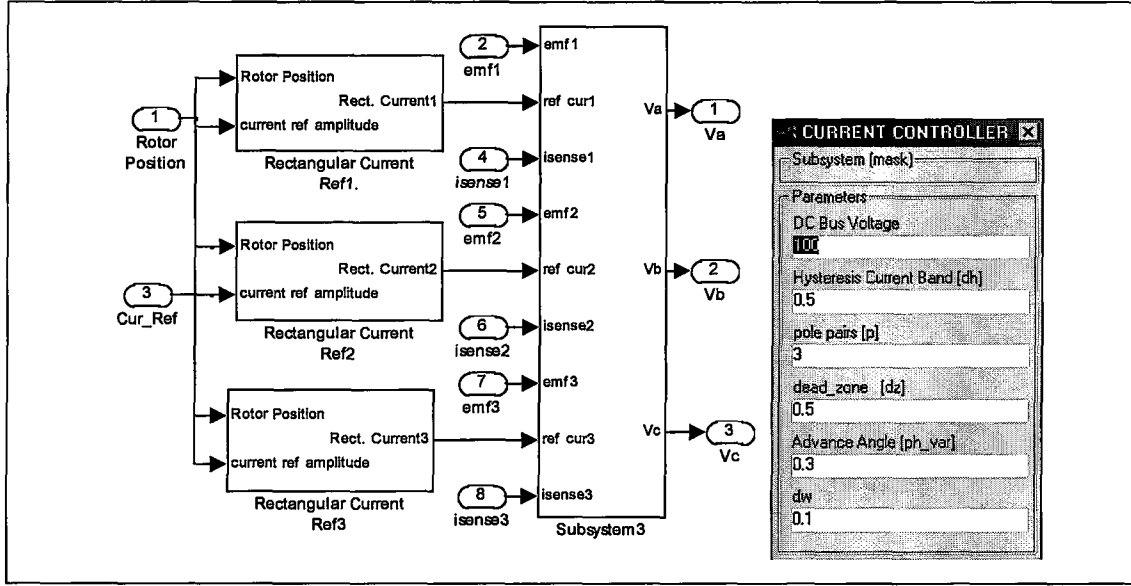
Hız referans ve denetim modülünde motorun dönmesi istenilen açısal hız referansı verilmekte, benzetimi çıkışı olarak alınan rotor hız geribeslemesi ile birlikte hız denetleyicisine hız hatası olarak girilir. Şekil 5.3 te görüldüğü gibi Hız denetleyicisi olarak PID denetleyici kullanılmıştır. Hız denetleyicisi çıkışı pratikte oldukça fazla kullanıldığı biçimde en dış denetim çevrimi olarak, akım denetleyicisine akım referans giriş bilgisi olarak verilir.



Şekil 5.3 Hız Denetim ve Referans Modülü Model ve PID İçeriği

5.2.2 Akım Referans Modülü

Bu modülün temel işlevi, hız denetim modülünden alınan akım referans bilgisini kullanarak, motor fazlarından bu akımların akmasını sağlayacak gerilimleri üretmektir. Akım denetiminde kullanılan yöntem Histerezis Akım denetimidir. Bu yöntem gerçekte pratikte yüksek anahtarlama frekansları, gürültülü çalışma, ve analog işlemsel kuvvetlendirici çalışma gibi zorluklarından dolayı fazla kullanılmamaktadır. Ancak hız denetiminde, akım modlu çalışması nedeni ile, PWM denetime göre daha hızlı çalıştığından bu yöntem tercih edilmiştir. Karşılaştırma açısından benzetimler PWM hız denetim yöntemi ile yapılmış ve hız denetiminin daha yavaş olduğu gözlemlenmiştir. Şekil 5.4 te Akım Denetleyici görülmektedir.

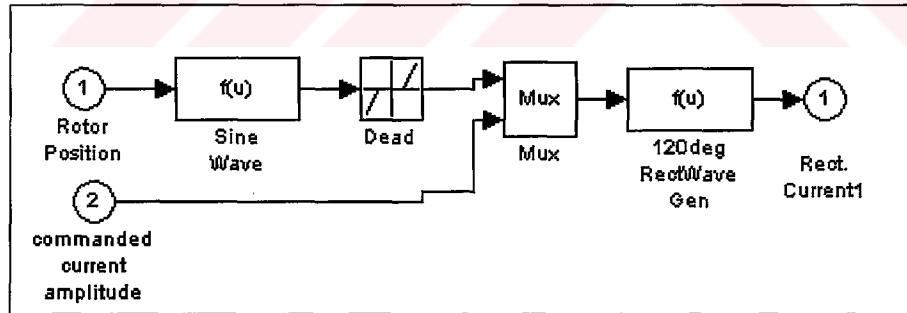


Şekil 5. 4 Akım Denetleyici

Şekil 5.4 ten görüldüğü gibi hz denetleyicisinden gelen akım referans genlikli işaret üç faz için 120° lik kare dalga akım referans işareti üreten bloklara girer. Kare Dalga Akım Referansı üreten bu blok içeriği Şekil 5.5 te gösterilmiştir.

SineWave : $\sin(u \cdot p + ph_var)$

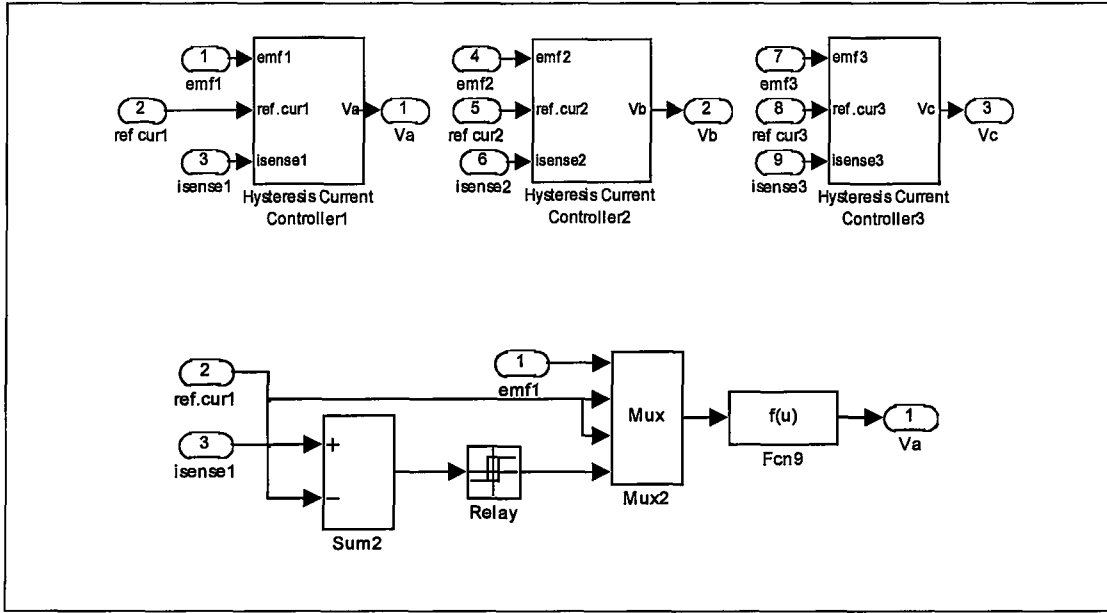
120 deg RectWave : $(u[1] > 0) \cdot u[2] - (u[1] < 0) \cdot u[2]$



Şekil 5.5 Kare Dalga Akım Referans Bloğu

120° lik akım referans çıkışları Şekil 5.6 da gösterilen Histerezis akım denetim bloğunda, motor modelinden alınan akım geribeslemeleri ve endüklenen hareket gerilimleri ile birlikte değerlendirilir.

Fcn9: $((u[1] \neq 0) + (abs(u[2]) > dw)) > 0 \cdot u[4] + (u[1] = 0) \cdot (abs(u[2]) \leq dw) \cdot u[3]$

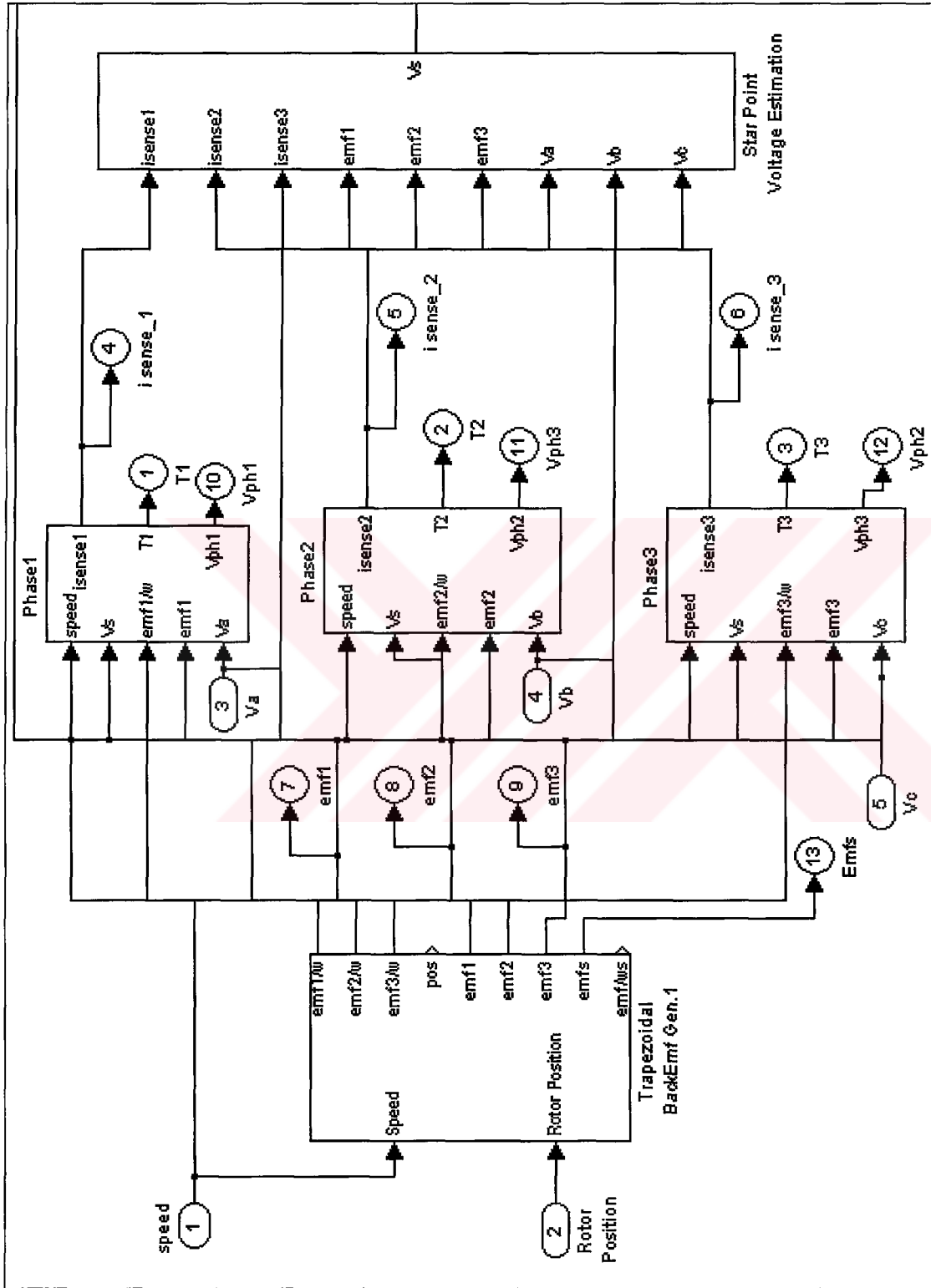


Şekil 5. 6 Histerezis Akım Denetleyici Bloğu İçeriği

5.7.1 Fırçasız Doğru Akım Makinesi Matlab Modeli

Akım Denetleyiciden çıkış olarak alınan faz gerilimleri, motor modeline uygulanır. Model içindeki algoritmanın yürütülmesi için gerekli olan hız ve konum bilgisi girişleri ile dinamil modele girdi olarak motorda endüklenen elektriksel moment çıktısı, akım denetim modelinde kullanılmak üzere endüklenen hareket gerilim çıktılarını, yine aynı modelde kullanılmak üzere Şekil 5.7 de görüldüğü gibi akım geribeslemesi çıktısı verir.

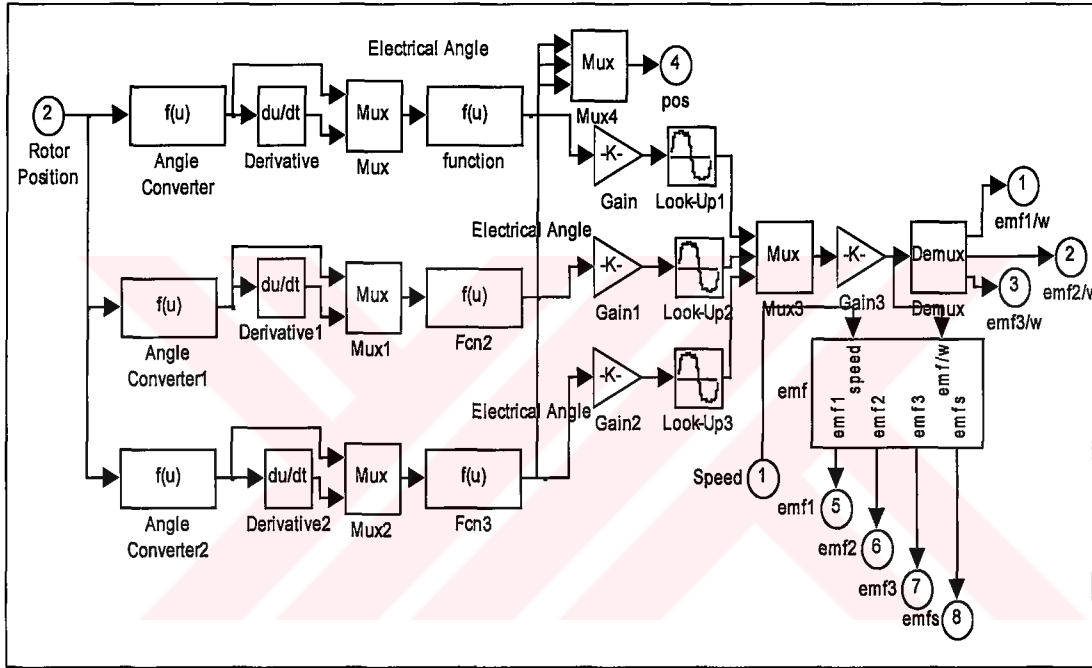
Model temelde, motorun hızına ve tasarımına bağlı olan endüklenen hareket gerilim ile akım denetleyicisinden gelen faz gerilim bilgilerinin etkileşimi ile momentin elde edilmesine dayanır.



Şekil 5.7 Fırçasız Doğru Akım Makinesi Elektriksel Modeli

5.2.3.1 Endüklenen Hareket Gerilim Generatörü

Bu blokun temel amacı, motorun performansını, uygulanan gerilim ve akımlar ile birlikte karakterize eden endüklenen hareket gerilimlerinin üretilmesidir. Tezin başlangıcında gerilim üretici olarak rotor konumuna bağlı olarak Trapezoidal Biçimli ideal gerilimler üreten model kullanılmış ancak sonra modelin gerçeğe uygun olması açısından 6 kutuplu, 3 fazlı bir Fırçasız Doğru Akım Makinesinden alınan endüklenen hareket gerilim değerleri kullanılmıştır.



Şekil 5. 8 Endüklenen Hareket Gerilim Üretici

Modelde kullanılan fonksiyonlar:

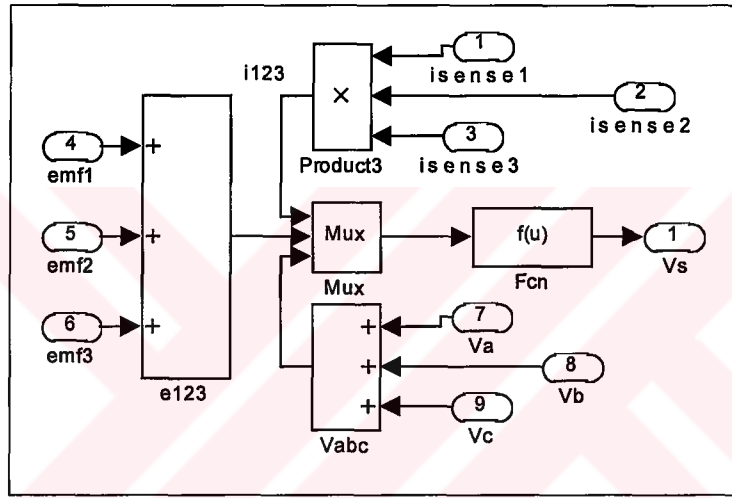
Açı Çevirici(Angle Converter): $\cos(\sin(u \cdot 3 + \pi/2))$

Function: $(u[2] \geq 0) \cdot u[1] + (u[2] < 0) \cdot (\text{abs}(u[1]) - \pi) + \pi$

Gain: $100/3.14$

5.2.3.2 Yıldız Noktası Gerilim Algılayıcısı

Bu bloğun çıktısı ise gerilim haritasının çıkarılmasında önemli bir yer tutan yıldız noktası gerilimidir.(Star Point Voltage) Bu gerilime bakılarak o anda motorun hangi fazlarının iletimde olduğu ve kseimde olan fazın durumu anlaşılabilir. Özellikle histerezis akımı denetimine ve Yalnızca üzt kol anahtarında Darbe Genişlik Modülasyonuna yapılmasına dayanan yöntemlerde yıldız noktası gerilimi ideal koşul olan Doğru Akım Bara gerilimin yarısı olan değerinde uzaklaşır. Buda denetimi özellikle konum algılayıcısız denetimde sıfır geçişlerin algılanmasını zorlaştırır.Şekil 5.9 da bu bloğa ilişkin açıklamalar görülmektedir.



Şekil 5.9 Yıldız Noktasının Algılanması

Modelde kullanılan fonksiyonlar:

$$Fcn: ((u[1]==0)*1/2+(u[1]!=0)*1/3)*(u[3]-u[2])$$

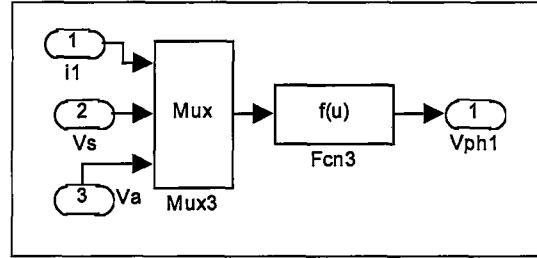
5.2.3.3 Moment Üreteci

Bu blokta elektriksel modelin son aşaması gerçekleşmekte, motorun yük ile etkileşerek dönmesini sağlayan moment hesaplanmaktadır. Bu altmodel üç altmodelden oluşmaktadır.

- Faz-Nötr Gerilimlerinin Kestirimi

Bu altmodelde motor faz nötr gerilimleri kestirilerek, motor akımlarının hesaplanması amacı ile faz akım kestirim bloğuna iletilir. Şekil 5.10 da

görüldüğü gibi daha önce Tablo 5.1 de verilen gerilim haritasına uygun olarak, belirli akım iletim ve denklik koşulları için faz-nötr gerilimleri hesaplanmaktadır.

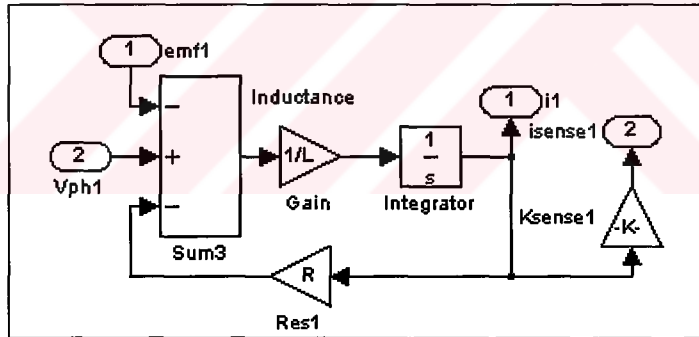


Şekil 5.10 Faz-Nötr Gerilim Kestirimi

Altmodelde kullanılan fonksiyon içeriği:Fcn3: $(u[1] \neq 0) * (u[3] - u[2]) + (u[1] = 0) * u[3]$

- Faz akım kestirimi

Faz gerilimleri bilinen motorda, faz akımları Şekil 5.11 de görüldüğü gibi, model koşulları sağlanarak kolaylıkla bulunabilir. Burada kullanılan direnç, endüktans ve endüklenen hareket gerilim katsayısı değerleri gerçek motorun değerleridir.

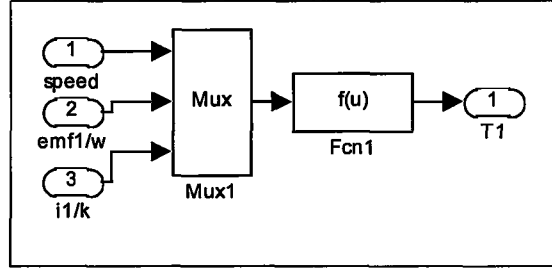


Şekil 5.11 Faz Akımlarının Kestirimi

- Elektriksel Momentin Hesaplanması

Bu alt model daha önce değişik altmodel aşamalarından geçen gerilim ve akımı işaretlerinin sonuç büyüklüğüdür. Gerilimsel ve akımsal anlamda yapılan bütün işlemlerin yada algoritma değişikliklerinin sonuçları moment değerinde ortaya çıkar. Şekilde 5.12 de görüldüğü gibi bu altmodelde statordan gelen uyarmayı ifade eden akım bilgisi ile rotordan gelen uyarmayı ifade eden endüklenen gerilim bilgisi gelmekte, iki büyüklüğün etkileşimi sonucu moment oluşmaktadır. Dolayısı ile akımdaki ve endüklenen hareket gerilimindeki bütün bozunmalar, özellikle akımın

komütasyonunda oluşan titreşimler moment dalga şekillerinde doğrudan görülebilmektedir.

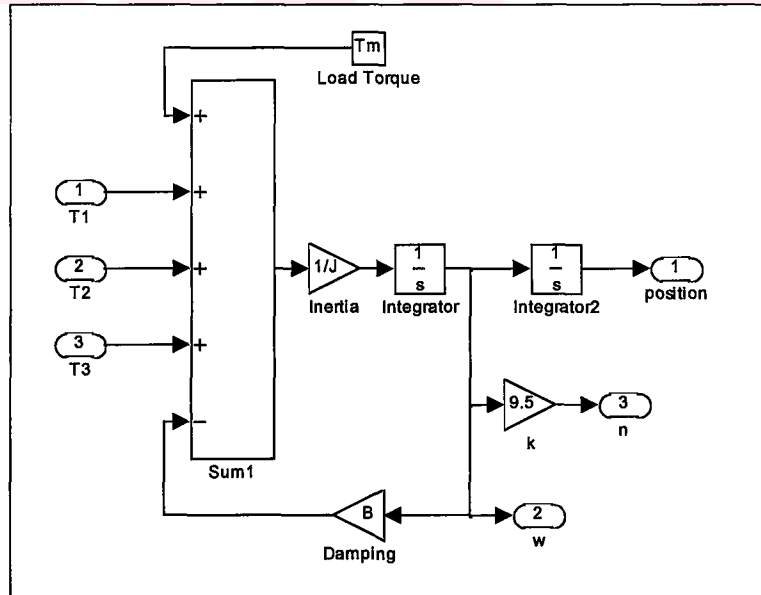


Şekil 5. 12 Motorda Elektriksel Momentin Elde Edilmesi

$$\text{Fcn1: } (u[1]==0)*0+(u[1]!=0)*u[2]*u[3]$$

5.7.2 Mekanik Yük

Tahrik sistemi modelinin tamamlanabilmesi için yük tarafında model içine katılması gerekir. Yük değişimlerinde sistemin kararlılığını koruması ve kapalı çevrim hız denetim sistemiminde referans hız değerini belirli bir tolerans içinde tutabilmesi gereklidir. Şekil 5.13 te Motorun ve yükün eylemsizliği ve sürtünme katsayıları ortak olarak alınmış ve yük olarak sabit bir moment verilerek tahrik denkleminde uygulanmıştır.



Şekil 5. 13 Tahrik Sistemi Yük Modeli

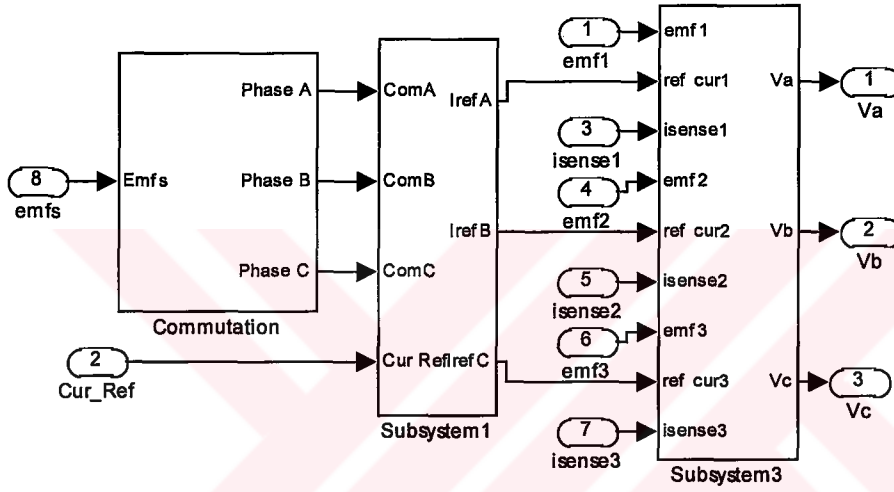
5.3 Fırçasız Doğru Akım Makinesi Dolaylı Konum Geribeslemeli Hız Denetim Yöntemi Benzetimi

Denetimin doğrudan hız geribeslemesi alınmayıp statorda endüklenen hareket gerilimlerinden elde edilmeye çalışılması durumunda temelde Komütasyon ve Hız Denetimi olmak üzere iki noktada farklılıklar karşımıza çıkmaktadır. Şekil 5.14 te dolaylı konum algılanmasına ilişkin benzetim modeli verilmiştir.



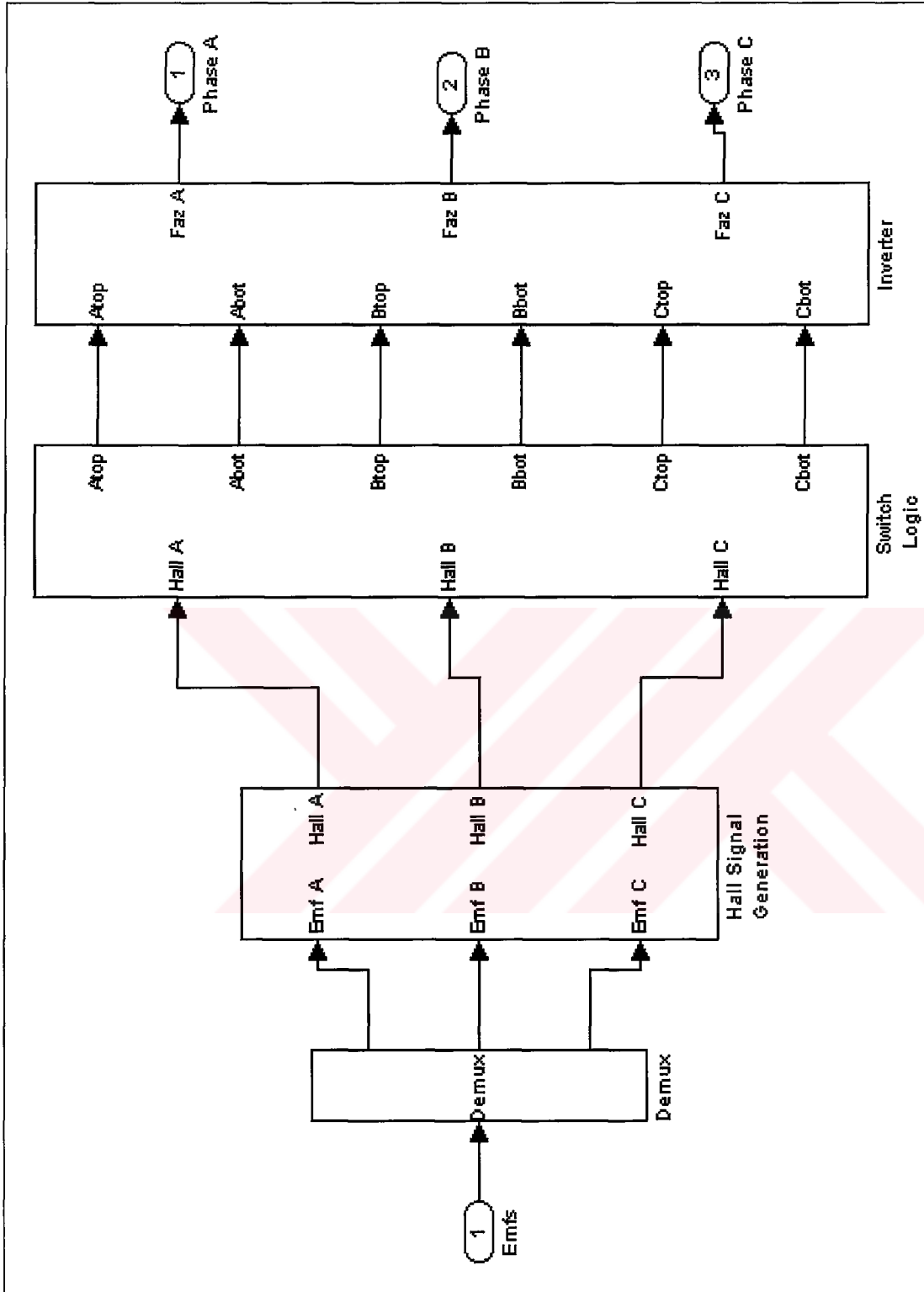
5.3.1 Komütasyon Üretici

Bir önceki ayrıtta doğrudan alınan rotor konum bilgisine bağlı olarak, hız denetim devresinden alınan akım referans bilgisinin uygun fazlara verilecek şekilde uyguna komutasyon anlarında üretilmesi işlevi, rotor konum bilgisinin doğrudan alınmaması nedeni ile başka bir yöntem tarafından gerçekleştirilir. Şekil 5.15 te gösterildiği gibi 120° lik kare dalga akımlarla referans üretme işlevi endüklenen hareket geriliminin ölçülüp, bu gerilimden komütasyon işaretlerinin üretilmesi ile gerçekleştirilir.



Şekil 5.15 Dolaylı Konum Algılamada Akım Denetleyici Modeli

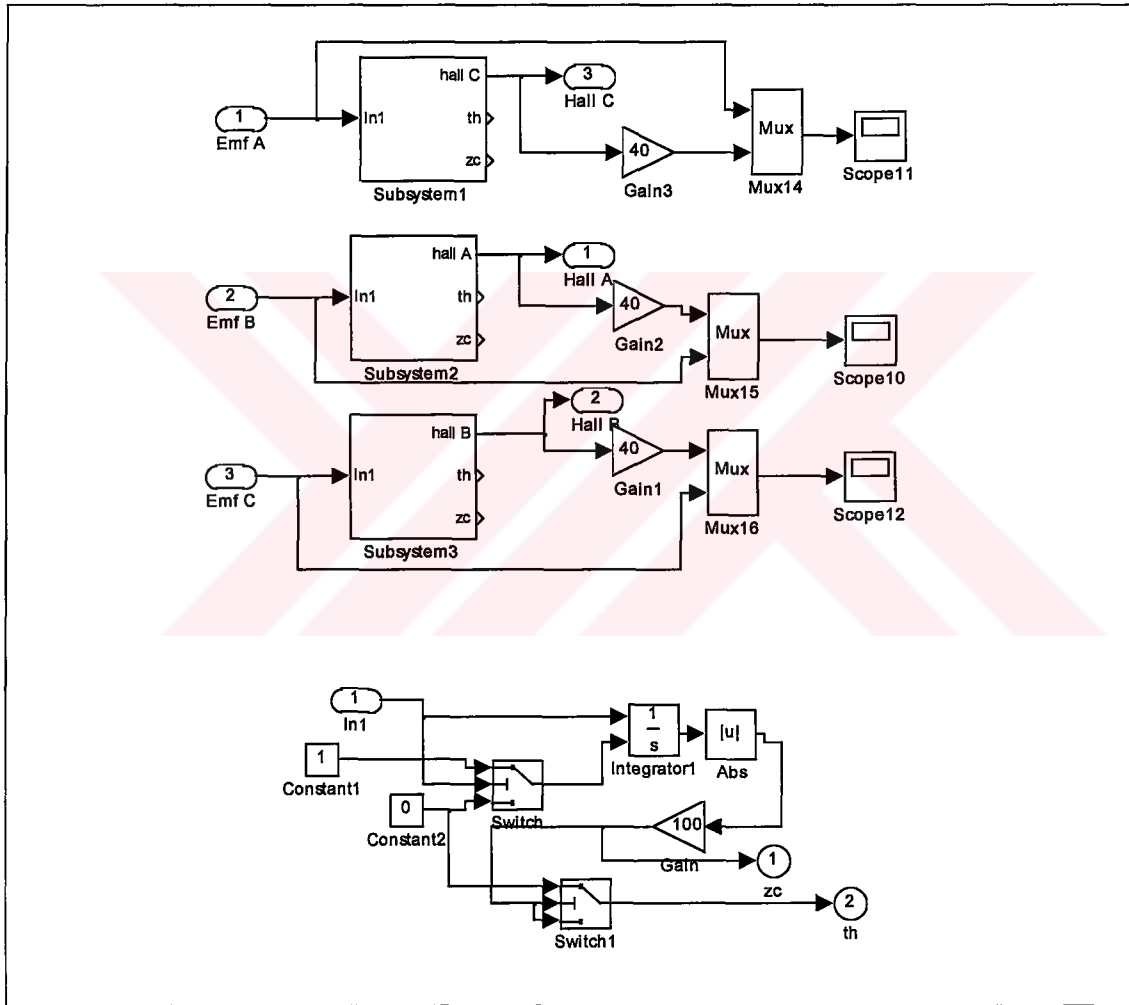
Şekil 5.15 tede Şekil 5.14 te sistem içindeki yeri görünen Komutasyon altmodeline ilişkin açınım verilmiştir. Bu açınım ile ilişkin detaylarda alt bölümlerde verilmiştir. Benzetim yapılırken kestirimi yapılan konum işaretleri sanki Hall Algılayıcıları kullanılıyormuş gibi, Hall İşaretleri biçiminde türetilmiş, bu işaretler üst ve alt kol güç elektroniği anahtarlarının doğrudan sürmek amacı ile mantık devresinden geçirilmiştir. Bu mantık devresi çıkışıda Evirici Devresine iletilerek Motor fazlarına Doğru Akım Bara Gerilimi Anahtarlanmıştır.



Şekil 5. 16 Anahtarlama İşaretlerinin Hareket Gerilimlerinden Kestirimi

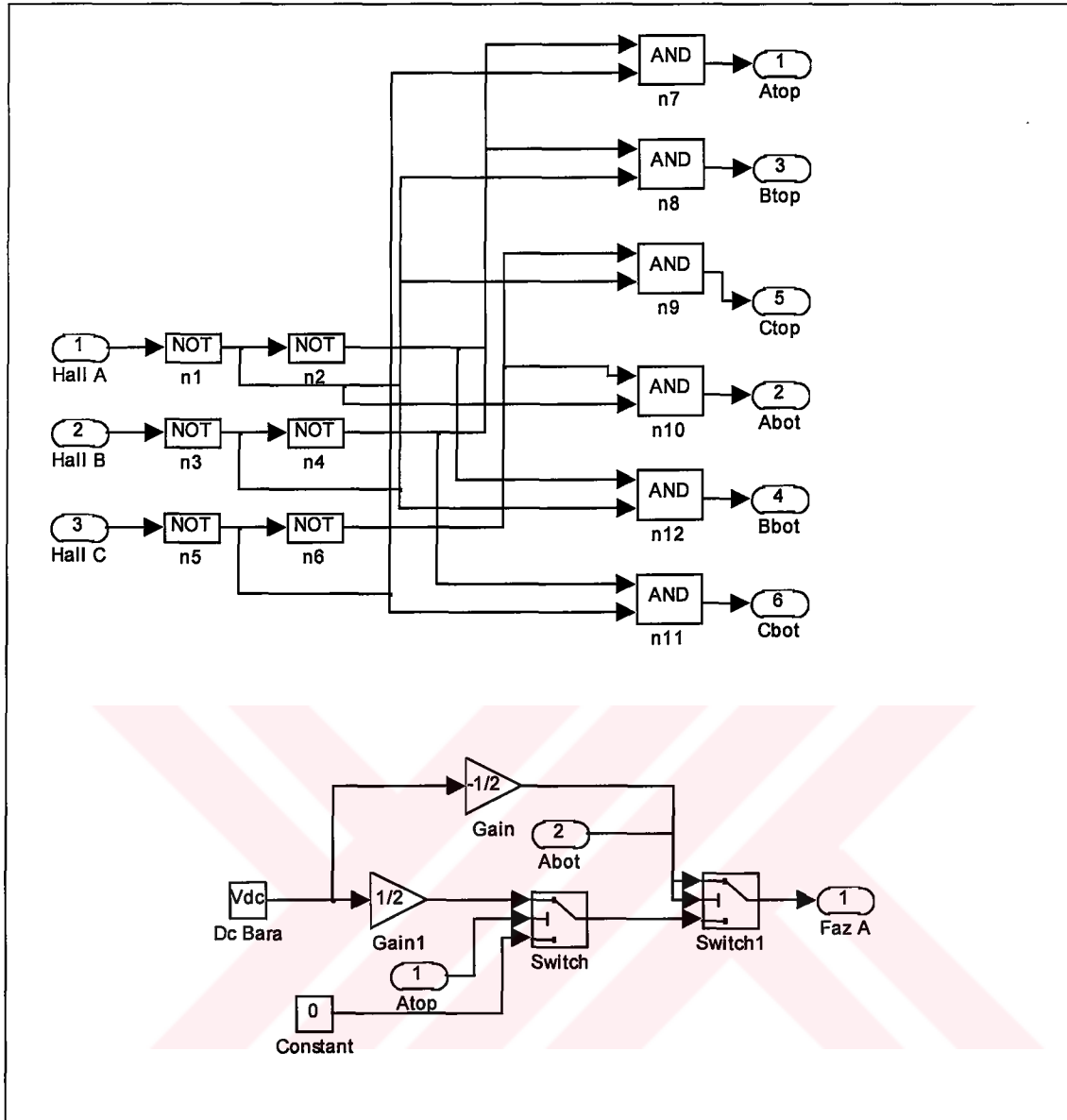
- **Endüklenen Hareket Gerilimlerinden Komutasyon İşaretlerinin Üretilmesi**

Endüklenen Hareket Gerilimlerinden komutasyon işaretlerinin çıkarılması için ayrıt 4.2.2 de ayrıtları verilen Gerilimin entegrasyonu yöntemi kullanılmıştır. Şekil 5.16 ve Şekil 5.17 de gösterildiği gibi endüklenen gerilimler bir çoklayıcıdan geçirildikten sonra, o t anında kesimde olan faza ilişkin endüklenen gerilim işareti entegre edilmiştir. Entegrasyon değerinin belirli bir eşik değerini geçtiği noktada akım komutasyon bilgisi verilmiştir.



Şekil 5. 17 Endüklenen Gerilimden Hall İşaretlerinin Türetilmesi

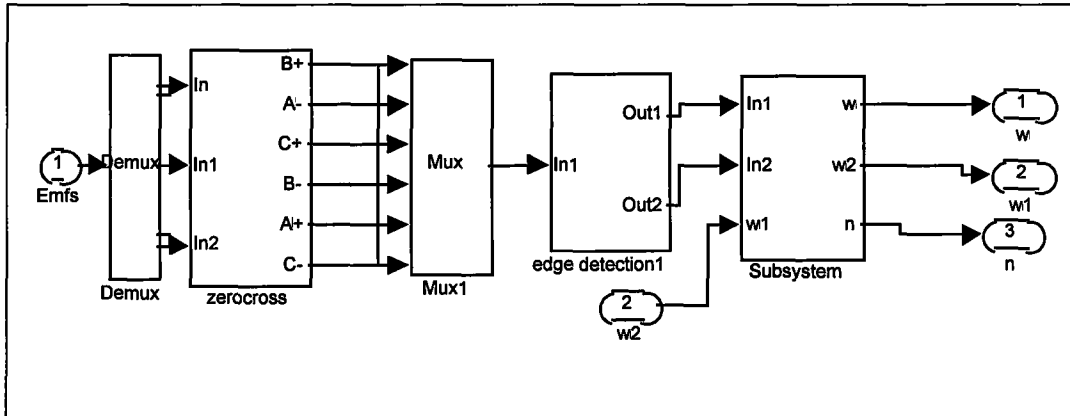
Elde edilen Hall işaretleri Şekil 5.18 de verilen mantık devresinden ve evirici devresinden geçirildikten sonra anahtarlama bilgisi olarak fazlara iletilir.



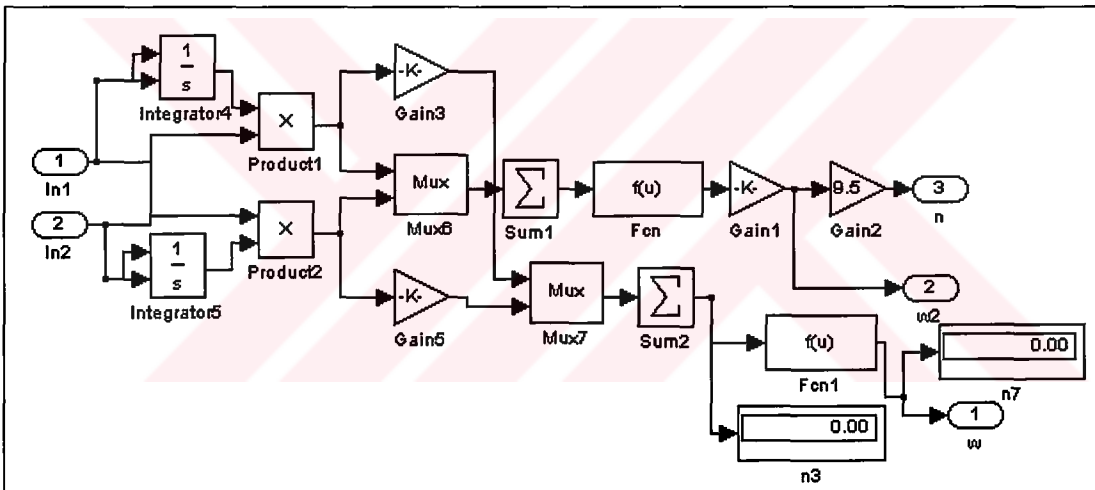
Şekil 5. 18 Üst ve Alt Kol İşaret Üretici Mantık Devresi

5.3.2 Hız Geribeslemesi Üretici

Bu altmodelin temel işlevi statorda endüklenen hareket gerilimlerinde yola çıkarak rotor hız bilgisinin elde edilmesidir. Fırçasız doğru akım makinesi modelinden elde edilen hareket gerilimlerinin frekansı ve genlikleri, daha önceki ayrıtlarda belirtildiği gibi rotorun hızına ve konumuna bağlı olarak değişir. Diğer bir deyimle rotor hız ve konum bilgisini üzerinde taşır. Bu ilkedan yola çıkılarak bu alt modelde gerilimlerin sıfır geçiş noktaları algılanarak işaretlerin periyodu, frekansı ve dolayısı ile hızı ölçülebilir. Bu amaçla oluşturulan model Şekil 5.19 da ve Şekil 5.20 de gösterilmiştir.



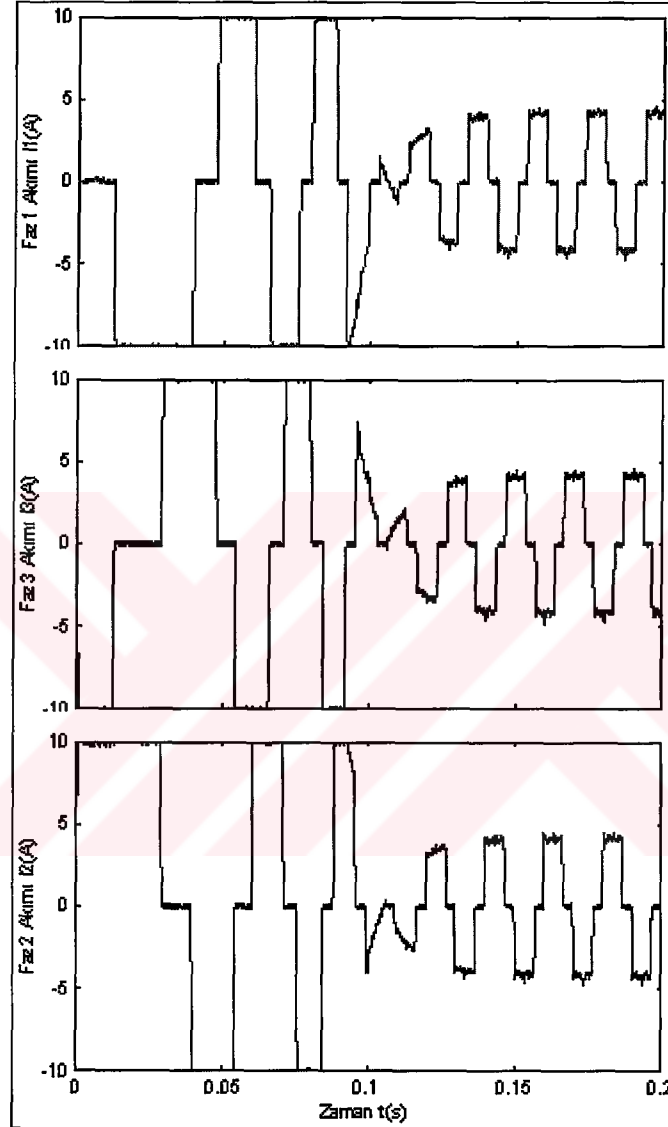
Şekil 5.19 Endüklenen Gerilimlerden Hız Ölçülmesi



Şekil 5.20 Sıfır Geçişlerin Kullanılarak Peryot ve Hız Ölçümü

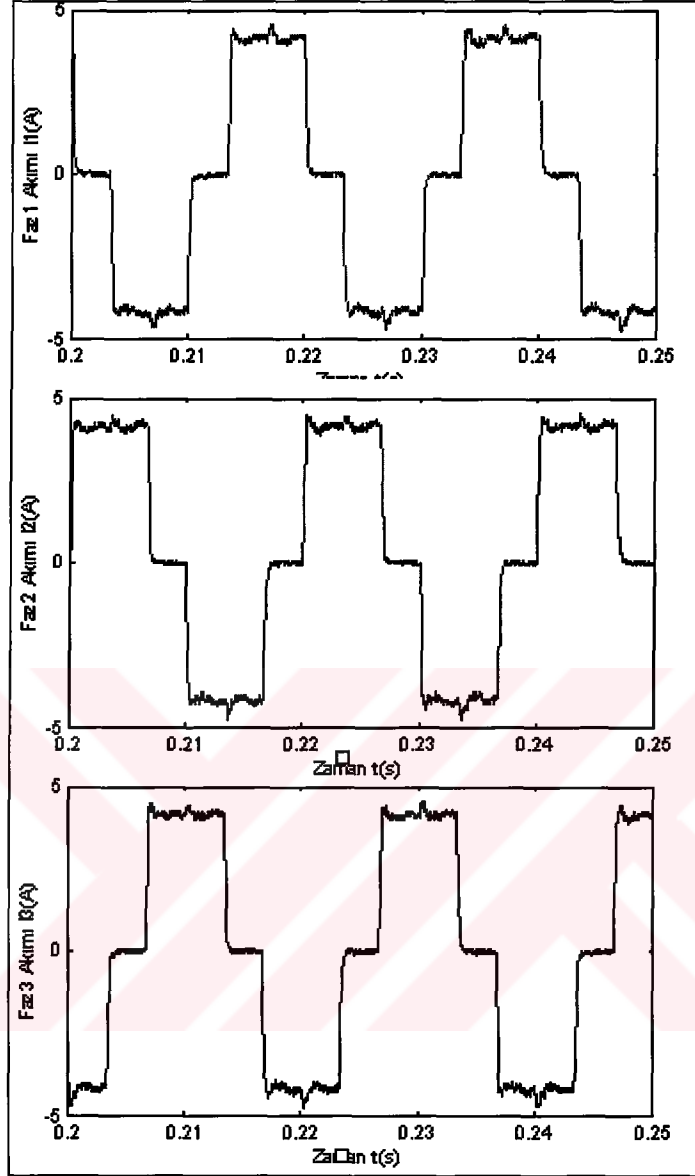
5.4 Doğrudan Konum Geribeslemeli Hız Denetimine İlişkin Benzetim Sonuçları

Doğrudan Konum Algılanarak yapılan simülasyona ilişkin benzetim sonuçları Şekil 5.21, Şekil 5.22, Şekil 5.23, Şekil 5.24, Şekil 5.25, Şekil 5.26 de verilmiştir.



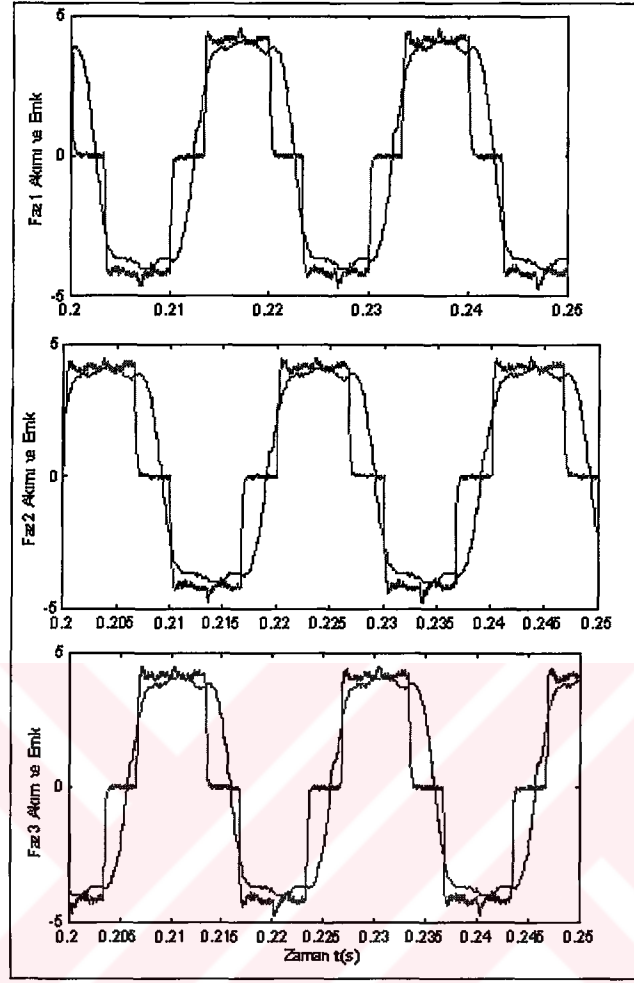
Şekil 5. 21 Doğrudan Konum Geribeslemeli Geçici Hal Faz Akımları

Kalkış anlarında stator sargılarında rotorun hareketi ile endüklenen gerilimler yeterli seviyeye gelmediğinden akım denetimi tam sağlanamamıştır. Şekil 5.21 de görüldüğü gibi geçici rejim durumu sona erip kararlı hale erişildikten sonra akımlar sürekli hal değerlerine ulaşmıştır.



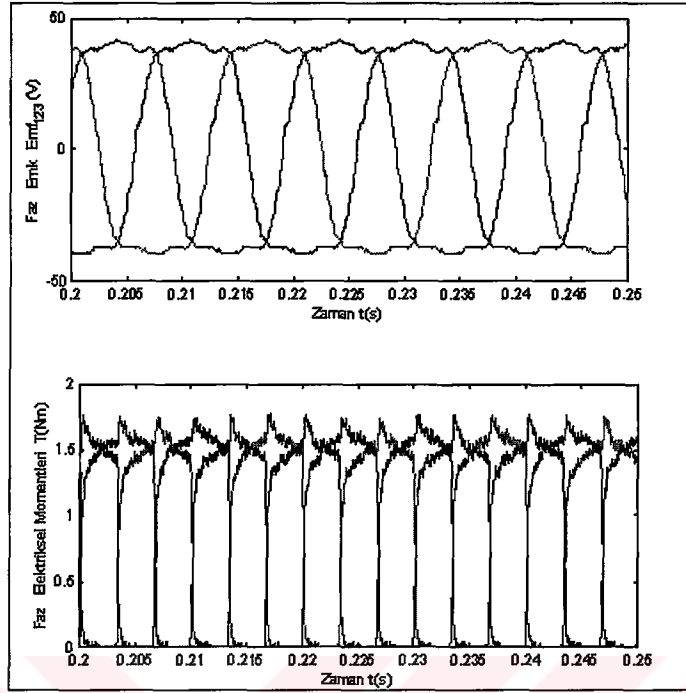
Şekil 5.22 Doğrudan Konum Geribeslemeli Kararlı Hal Faz Akımları

Motor kalkış ve hızlanma süresince gösterdiği geçici hal davranışından, sürekli hale geçtiğinde sabit yük koşulunda akımlarına daha kararlı hale geldiğini Şekil 5.22 den görülmektedir. Ancak her 60° de gerçekleşen komütasyon anlarında motor akımlarında belirgin bir artış komütasyon süresince görülmekte, geçici hal durumu geçip ilgili fazlar ilettime yada kesime geçtikten sonra faz akımları motor modeline ve gerçek motordan alınan endüklenen hareket gerilimine bağlı olarak değişim göstermektedir.



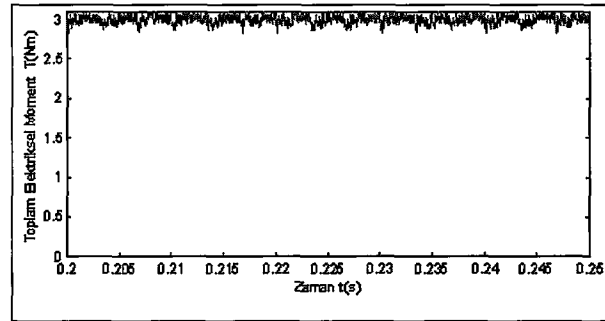
Şekil 5. 23 Doğrudan Konum Geribeslemeli Faz Emk ve Akımları

Temelde motor ve güç elektroniği denetim devresinin ortak çalışma performansını belirleyen temel eğrilerden biriside Şekil 5.23 te gösterilen stator akımları ve iletim aralıklarında endüklenen hareket gerilimleridir. Görüldüğü gibi faz akımları endüklenen hareket gerilimlerine göre bir miktar ileridedir (advance) . Bunun neticesinde akımlarda, komütasyon anlarında endüklenen gerilimin maksimum olduğu noktaya göre kaydığından, anlık yükselmeler görülmektedir. Akım ve gerilimlerin bu yönde etkileşimi Şekil 5.24 teki moment dalga şekillerinde kendisini göstermektedir.

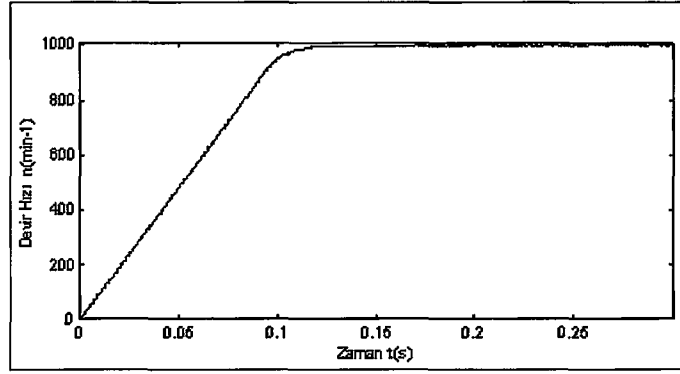


Şekil 5.24 Doğrudan Konum Geribeslemeli Faz Emk ve Momentleri

Akımların, endüklenen hareket gerilimlerinde ileride olmasından kaynaklanan moment tepeleri gerek faz momentlerinden, gerekse toplam moment eğrilerinden görülmektedir.



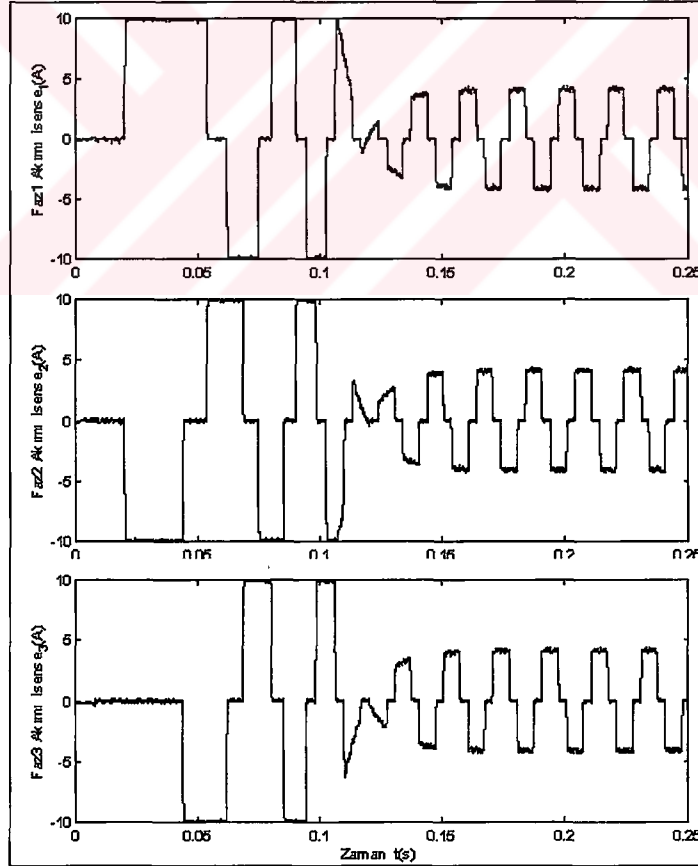
Şekil 5. 25 Doğrudan Konum Geribeslemeli Toplam Elektriksel Moment



Şekil 5.26 Doğrudan Konum Geribesleme Sistemin Hız Cevabı

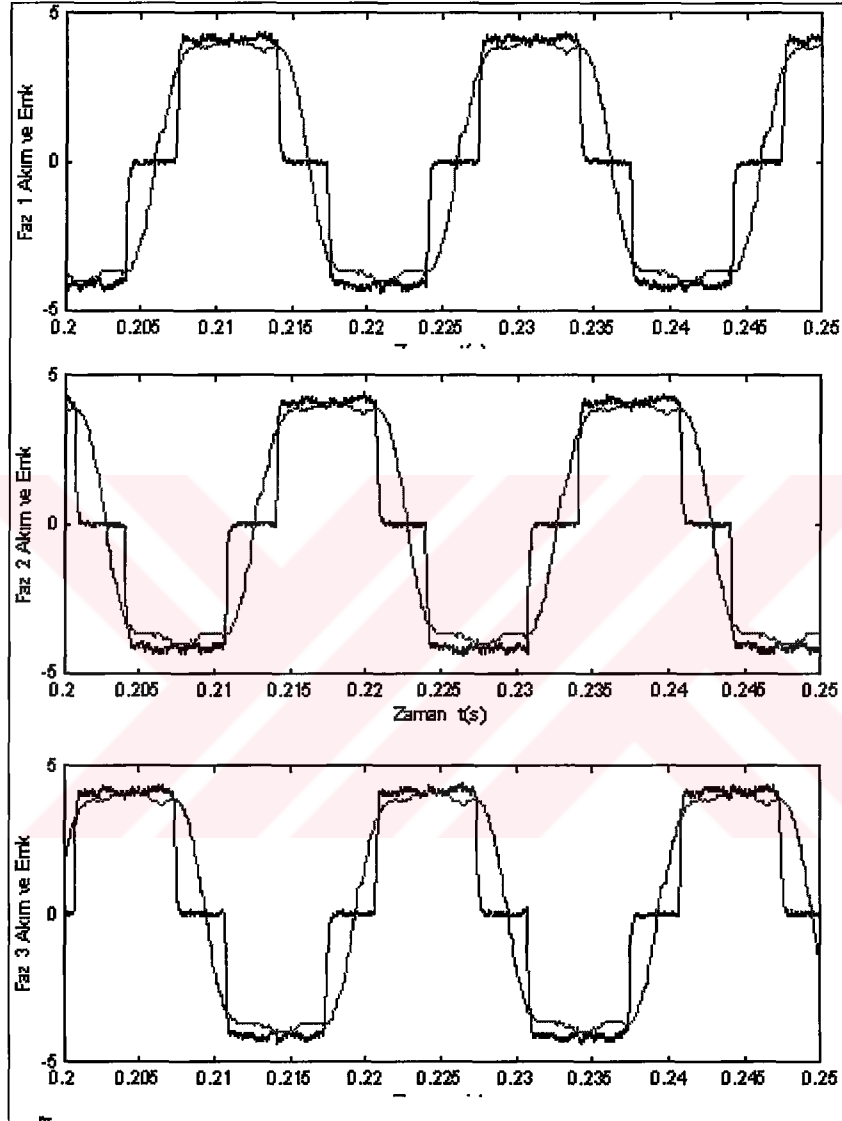
5.5 Dolaylı Rotor Konumu Geribeslemsi İle Yapılan Benzetim Sonuçları

Her iki benzetim yönteminde de benzetim sonuçları aynı motor parametreleri ve yükdeğerleri için 1000 min^{-1} hız referansı verilerek bulunmuştur.



Şekil 5. 27 Dolaylı Konum Geribeslemeli Geçici Hal Faz Akımları

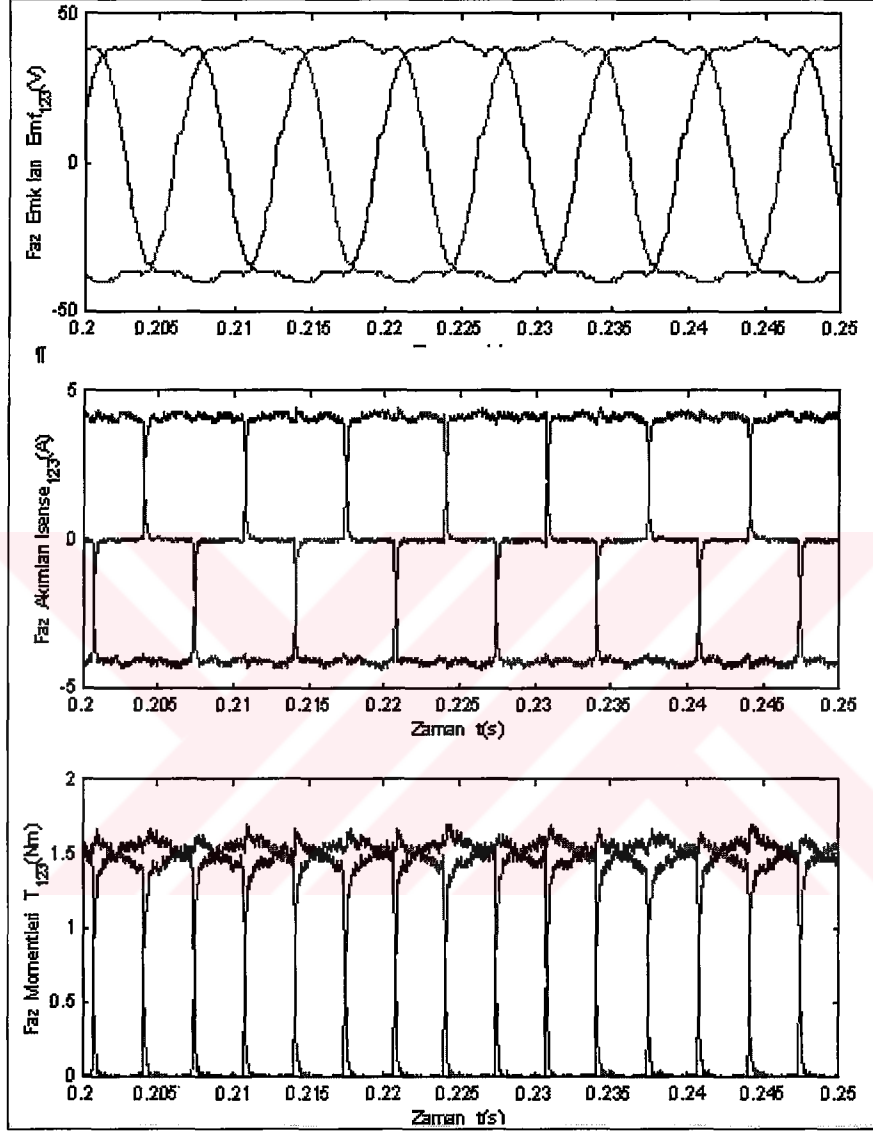
Kalkış anlarında stator sargılarında rotorun hareketi ile endüklenen gerilimler yeterli seviyeye gelmediğinden akım denetimi tam sağlanamamıştır. Şekil 5.27 de görüldüğü gibi geçici rejim durumu sona erip kararlı hale erişildikten sonra akımlar sürekli hal değerlerine ulaşmıştır.



Şekil 5.28 Dolaylı Konum Geribeslemeli Model Faz Emk ve Akımları

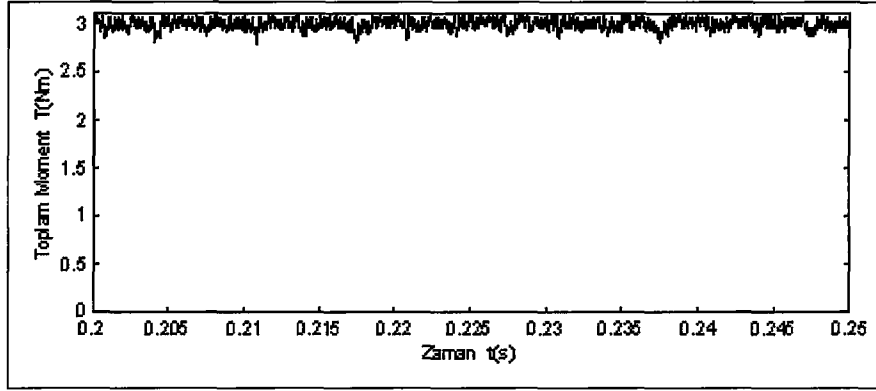
Sürekli hal durumunda motor faz akımları ve bu anlarda endüklenen hareket gerilimlerine göre konumları Şekil 5.28 de gösterilmiştir. Dalga şekillerinden akımların özellikle komütasyon anlarında sürekliliklerini korudukları görülmektedir. Ayrıca Akımların, gerilimlere göre bir miktar ilerde(Advance) oldukları dalga şekillerinden görülmektedir. Akımların doğrudan konum algılamaya göre, endüklenen hareket gerilimlerinin ideal kesişim noktalarına uzaklıkları açısından daha

iyi yerde olması neden ile akımlarda komütasyon anlarındaki tepeler daha düşük seviyede gerçekleşmektedir. Ancak burada akım ve gerilimlerin aynı eksenlerde gösterilebilmesi için gerilim değerleri 1/10 oranında düşürülmüştür.



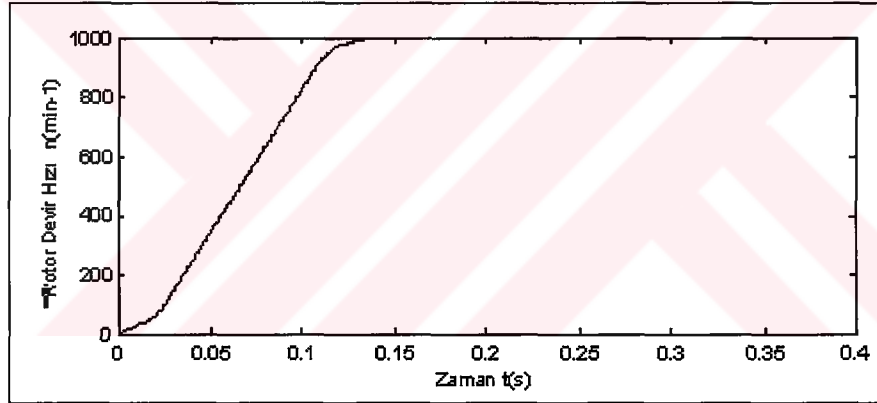
Şekil 5.29 Dolaylı Konum Geribeslemeli Faz Akım , Emk ve Moment Sonuçları

Motorda endükelen hareket gerilimleri, faz akımları ve endüklenen elektriksel faz momentleri Şekil 5.29 te gösterilmiştir. Burada moment dalga şekillerinde özellikle komütasyon anlarına titreşim momentleri oluşmakta ancak Şekil 5.30 da verilen toplam moment eğrilerinde titreşim momentleri kaybolmakta ve nispeten düzgün momentler elde edilmektedir.



Şekil 5.30 Dolaylı Konum Algılamalı yöntemde Motor Milinde Endüklenen Toplam Moment

Şekil 5.31 de gösterilen hız-zaman eğrisinde, doğrudan konum algılamayla yaklaşık aynı zamanda ve kararlı bir karakteristikle sürekli alde çalışma göstermiştir.



Şekil 5.31 Dolaylı Konum Algılamalı yöntemde Hız – Zaman Eğrisi

5.6 Karşılaşılan Sorunlar

Tezin Kart Tasarım Aşaması Güç Elektroniği ve Sensörsüz motor kontrolüne ilişkin bilgi alt yapısı kullanılarak kısa süre içinde tasarlanmış ve gerçekleştirilmiştir. Gerçeklenen Güç devrelerine ilişkin olarak çizilen devrelere son ayrıtta verilmiştir. Tezin literatür aşaması bölümünde çalışmalar yaptıkça kontrol iş yükünün kart tasarım iş yüküne göre daha fazla olduğu ve FDAM nin sensörsüz kontrolünde pratikte halen istenilen seviyede çözilemeyen sorunlar olduğu gözlenmiştir.

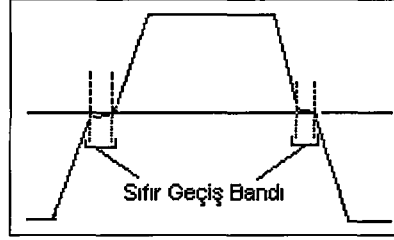
- FDAM kalkış sorunu:

Raporun literatür kısmında anlatılan yöntemler dikkatle incelenirse bu yöntemlerde en önemli sorunun kalkış ve düşük hız aralığında ($0 \dots 500 \text{ min}^{-1}$) hız kontrol olduğu görülür. Bunun nedeni kısaca değinilmeye çalışılan yöntemlerin temel aldığı , boşa endüklenen hareket gerilimlerinin bu hız aralığında ve özellikle kalkışta doğru olarak algılanamayacak seviyede düşük değerlerde ya da üsttitreşimler nedeni ile gürültülü olduğu gözlenmiştir. Bu soruna çözüm olarak, FDAM endüklenen hareket gerilimi karşılaştırmacı tarafından algılanacak ve çıkış verebilecek seviyeye gelinceye kadar açık çevrim diğer bir deyimle rotor konumundan bağımsız olarak stator sargılarına frekansı gittikçe artan ve darbe genişliği gittikçe azalan darbeler uygulanması, FDAM hızlandıktan sonra algılanan gerilim darbeleri ile aralarındaki açı belirli bir seviyenin altına inince stator sargılarının endüklenen gerilim ve karşılaştırmacıdan gelen işaretlere açı toleransı dahilinde senkronlanmasıdır. Açık çevrim işaretlerin uygulanması içinde rotor mıknatısı başlangıçta stator ile eşeksenli (align) konuma getirilir. Bu ise fazlara bir tek darbe uygulanması ile gerçekleştirilir.

- Sıfır Geçiş Noktasının algılanması:

FDAM enerjilenmeyen faz gerilimlerinden algılanan gerilim seviyeleri algılanacak durumda olduğunda bile sıfır geçiş noktasının algılanmasında pratikte bir takım sorunlar çıkmaktadır. Pratikte çoğu motorda endüklenen boşa hareket gerilimleri ideal trapezoidal biçime haiz değildir. Sıfır geçiş noktalarının algılanmasında önemli yer tutan trapezoidal eğrinin doğrusal aralığı , istenen doğrusallıkta değildir ve çoğu zaman sıfır noktası belirli bir aralık dahilinde ölü band davranışı gösterir. Şekil 29 da bu durum gösterilmektedir. Bu soruna çözüm olarak ise motor tasarımında değişiklik yapılarak sıfır geçiş bandının daraltılması ve o bölgenin doğrusallaştırılması

gereklidir. Sıfır Geçiş noktasının algılanmasında bir diğer sorun ise PWM yöntemi ile üretilen darbelerin sıfır geçiş noktası olarak algılanmasıdır. Denetleyicinin ürettiği ve güç anahtarları (IGBT, MOSFET..) ile FDAM sargılarına uygulanan PWM darbelerinin bu etkisini gidermek amacı ile gerilim algılayıcı devredeki Filtre değerleri kesim frekansları PWM darbelerini filtreleyecek şekilde seçilmelidir.



Şekil 5.32 Sıfır Geçiş Algılama Bandı

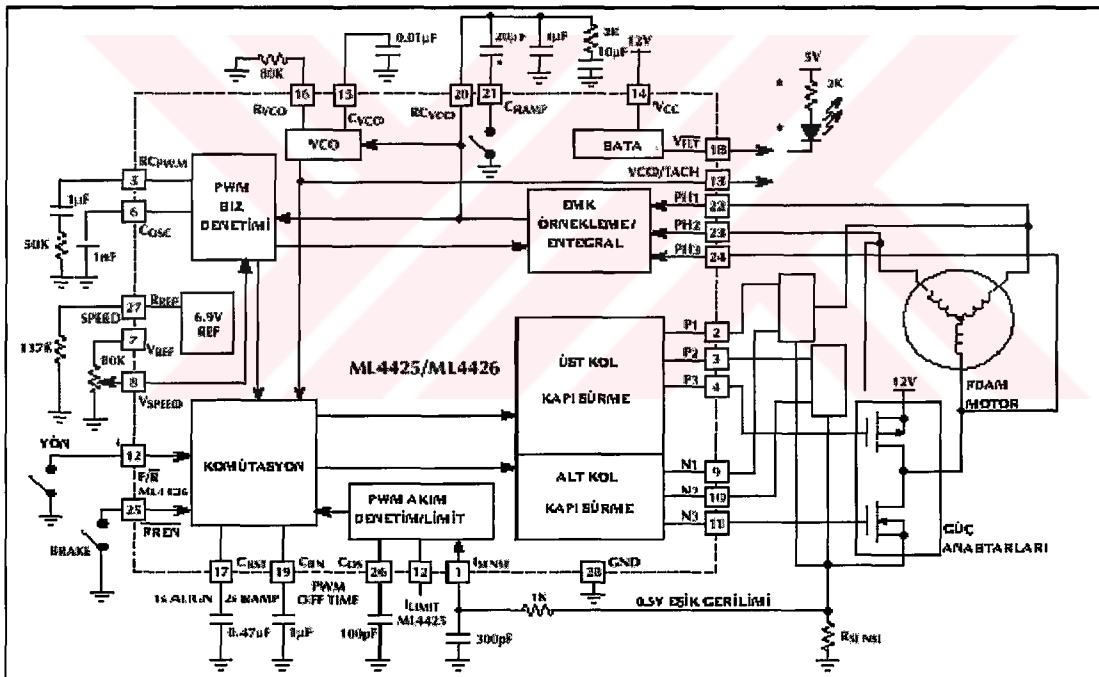
- Performans açısından karşılaştırıldığında iki yöntemde kararlı halde birbirine yakın sonuçlar vermektedir. Dolaylı yöntemin temel zorluğu daha önceki ayırtılarda açıklandığı gibi kalkış sorunudur. Kalkışın modellenmesi oldukça zor bir işlemdir. Çünkü motor bu durumda açık çevrim modunda tamamen yüke ve mıknatıslara bağlı olarak çalışacağından ratslantısal hareketler gösterebilir. Bu nedenle tez kalkış modeli kurulmamış , aynen gerçekte olduğu gibi rotor belirli bir hıza geldikten sonra dolaylı konum algılanması yöntemi ile Fırçasız Doğru Akım Makinesinin Hız denetimi yapılmıştır.

5.7 Konum Algılayıcısız Hız Denetim Gerçeklemesi

FDAM konum algılayıcısız hız denetimi gerçekleştirmesi için Analog tabanlı bir Tümdevre kullanılmıştır. Tümdevreye ilişkin açıklamalar EK-1 de ayrıntılı bir biçimde verilmiştir. Bu ayrıtta kısaca Tümdevre çalışma ilkesi üzerinde durulacak ve ardından elde edilen sonuçlar verilecektir.

5.7.1 Tümdevre İşlev Blokları Açıklamaları

Analog tümdevrenin seçilme nedeni benzetim yapılan “Endüklenen Gerilimlerin Entegrasyonu” Yöntemini kullanmasıdır. Şekil 5.33 te Tümdevreye ilişkin genel çalışma şeması ve bloklara ilişkin detaylı açıklamalar sonraki paragraflarda verilmiştir.



Şekil 5.33 ML4425 Tümdevresi Genel Çalışma Şeması

- **Emk Örnekleyici (Back Emf Sampler):**

Temelde bir çoklayıcı gibi çalışır. O anda enerjili olmayan uygun fazın Endüklenen Gerilim Bilgisini entegrasyon devresine anahtarlar ve burada komütasyon işareti üretilir.

- VCO(Gerilim Denetimli Osilatör):

Tüm denetim algoritmasının senkronize çalışmasını sağlayan, açık çevrimde motor fazlarının komutasyon anlarını doğrudan, kapalı çevrimde Endüklenen Hareket Gerilimlerine kitlenerek dolaylı olarak belirleyen önemli bir devre elemanıdır.

- Pwm Hız Denetim(Pwm Speed Control):

Potansiyometre yada gerilim olarak girilen Hız referansı ile VCO nun RC devresinden geçirilmesi ile elde edilen hız geribeslemesini karşılaştırarak Cosc kondansatörünün belirlediği anahtarlama frekansında, çıkış PWM işaretinin darbe genişliğini değiştirerek motor hızını ayarlar.

- Ref:

Kapalı çevrim hız denetim modunda motorun dönmesi istenen hız referansını sağlayan ve 6.9V ile bu referansı sınırlayan bloktur.

- Komütasyon(Commutation Control Logic):

VCO dan aldığı komütasyon ,PWM bloğundan aldığı duty cycle, frekans ve PWM akım denetim bloğundan aldığı akım limit bilgisi ile IGBT güç anahtar sürücülerine belirlenmiş komütasyon sırasında anahtarlama bilgisi gönderir.

- PWM Akım Denetimi(Pwm Current Control And One Shot):

Bu bloğun temel işlevi motor faz tepe akımı, sınır değerleri aştığında devreye girerek single pulse modunda fazlara sabit sıfır süreli PWM uygular. Akım tolerans sınır değerleri geçtiğinde ise anahtarlama çıkışlarını keser.

- Üst Kol Sürücü Katı(High Side Gate Drive):

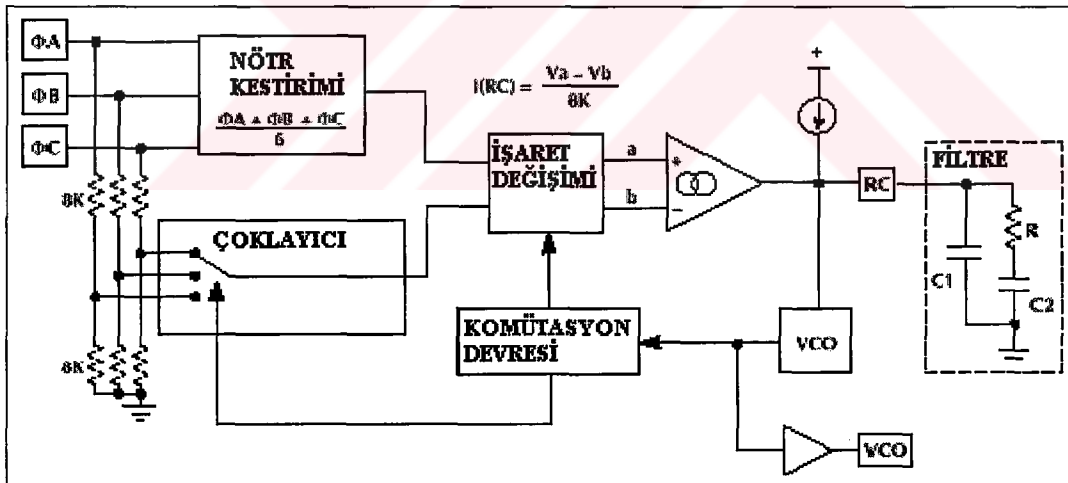
Bu bloğun işlevi denetim devresinden gelen üst kol anahtarlama işaretlerini tümdevre çıkışlarına bağlanan üst kol güç anahtarlarına iletmektedir. Üst kol güç anahtarlarının emetör seviyesi “0” noktasından farklı olarak yük seviyesinde gezer durumda bulunduğu anahtarlama işaretlerinin referans seviyelerinin yükseltilip üst kol güç anahtarlarına iletilmesi gerekmektedir. Tümdevre ile temelde 12V luk motorlar doğrudan sürücü çıkışlarının güç anahtarlarına iletilmesi ile sürülebilirlerse de yüksek

gerilimli motorlar için Tümdevre çıkışında ikinci bir sürücü katının bulunması gerekmektedir. Bu uygulamada üç fazlı motor denetim uygulamaları için özel olarak geliştirilen sürücü devresi kullanılmıştır.

- Alt Kol Sürücü Katı(Low Side Gate Drive):

Bu blogun temel işlevi Üst kol sürücü katında açıklandığı gibidir. Ancak buradaki kolaylık alt kol güç anahtarlarının emetör noktaları sıfır seviyesinde olduğundan sürücü devresine doğrudan iletilebilmektedir. Ancak buradaki kısıt tümdevre alt kol çıkış akımlarının alt kol güç IGBT lerini ilettime geçirecek seviyede olmamasıdır. Dolayısı ile alt kol içinde ek sürücü devresi gerekmektedir.

ML4425 tümdevresi temelde Üç Fazlı Fırçasız Doğru Akım makinesinin kapalı çevrim hız denetimini sağlar. Bunu sağlamak için Şekil 5.34 te görüldüğü gibi Emk Örnekleyici ve Emk İntegral hatası kuvvetlendiricisi, Gerilim Denetimli Osilatör(VCO) ve Komütasyon Mantık Devresi birbiri ile çevrim içinde senkron olarak faz kilitlemeli biçimde çalışırlar.



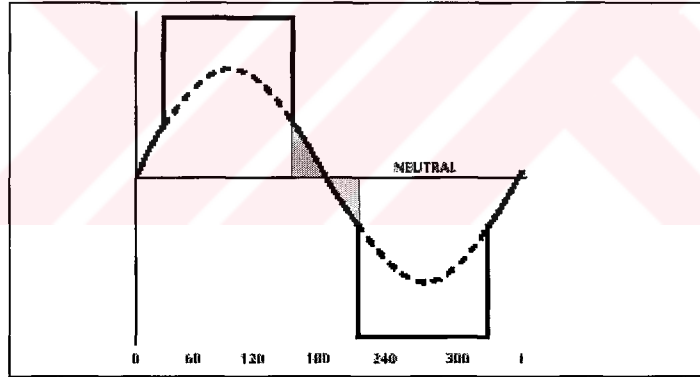
Şekil 5.34 Komütasyon işaret üretim çevrimi

Motor sürekli hızda çalıştırılması temelde “Kalkış” ve “Hızlanma(Ramp)” olmak üzere iki aşamada gerçekleşir. Kalkış aşamasında, detaylı açıklamaları ve hesap yöntemi EK-1 de verilen CRST kondansatörünün, sabit akım ile doldurulması ile ayarlanan süre kadar, motor “eşeksenleme(algn)” konumunda bekler. Bu süre için motorun herhangi iki üst kol anahtarı ve bir alt kol anahtarı ilettime geçirilir. Bu kondastör üzerindeki gerilim 1.5V değerini geçtiğinde motor align modan çıkar ve

hızlanma moduna geçer. Motor hızlanma süresi CEN kondansatörünün yine 1.5V doluncaya kadar geçen süre boyunca devam eder. Her iki aşamda da motor açık çevrim olarak döner. Diğer bir deyimle bu çalışma hız aralıklarında motor kapalı çevrim hız denetimi için gerekli olan yeterli gerilim üretilmediğinden VCO nun ürettiği genişliği hızlanma zamanına ve motor hızına bağlı olarak azalan darbelerin uygulanması ile döner. Motor yeteri kadar hızlandıktan sonra VCO, endüklenen hareket gerilim işaretlerine kitlenerek kapalı çevrim olarak çalışır. RCVCO pini üzerindeki gerilimden alınan hız geribeslemesi ile VSPEED pininden girilen hız referansı karşılaştırılarak PWM duty cycle değiştirilir ve hız denetimi komütasyon işareti modüle edilerek gerçekleştirilir.

- EMK Algılama ve Komütasyon

Tümdevrede en temel işlev olan komütasyon işaretlerinin üretilmesi benzetimi yapılma yöneme uygun olarak endüklenen gerilimlerin entegrasyonu yöntemi ile yapılmaktadır.



Şekil 5.35 Tümdevre Komütasyon ilkesi

FDAM çalışma ilkesi gereği herhangi bir t anında iki faz, biri pozitif akım ge.irecek yönde Doğru akım barasına bağlanarak diğeri ise negatif akım geçirecek yönde "0" gerilim noktasına bağlanarak iletimde olmakta, diğer faz ise kesimde tutulmaktadır. Altı darbeli işletme biçiminde ise ideal olarak her 60° de komütasyon gerçekleşmektedir. Bir önceki bölümde belirtildiği gibi komütasyon işareti, endüklenen hareket gerilimi belirli bir seviyeye geldikten sonra üretilmektedir. Komütasyon anları ile sıfır geçiş noktaları arasında Şekil 5.35 te gösterilen taralı alanlar, her 60° aralığında enerjilenmeyen fazın örneklenip gerilimlerin entegrasyonu

ile hesaplanır. İki alan arasındaki farka bağılı olarak bir sonraki 60° aralığında VCO komütasyon frekansını arttırır yada azaltır. Bir sonraki fazın erken ateşlenmesi ile Şekil 5.34 te gösterilen fark kuvvetlendiricisi RC devresinin doldurup VCO giriş gerilimini arttıracağından, VCO çıkış dolayısı ile komütasyon frekansı artacak bir sonraki dönemde bu fark regüle edilecektir. Komütasyonun geç gerçekleşmesi durumunda ise hata kuvvetlendiricisi negatif yönde çıkış vereceğinden RC devresi gerilimi düşecek dolayısı ile VCO komütasyon frekansı azalacaktır. Bu noktadaki gerilim bilgisi aynı zamanda PWM hız denetimi için geribesleme sağlar.

Gerçeklemesi yapılan tahrik sistemine ilişkin tasarlanan devre şemaları ve deney sonuçları EK.A da şekillerde verilmiştir.

Gerçeklemede Kullanılan ML4425 Tüm Devresine ilişkin açıklamalar EK.B de verilmiştir.



KAYNAKLAR

- [1] **Jufer, M.**, 1985. Self-Commutation of Brushless DC Motors without Encoders, *Proceedings of the First European Power Electronics Conference*, Brussels, pp. 3.275-3.280.
- [2] **Rajashekara, K. S. and Kawamura, A.**, 1994. Sensorless Control of Permanent Magnet AC Motors, *IEEE IECON Proceedings*, pp. 1589-1594.
- [3] **Erdman, M. D., Harms, H. B., and Oldenkamp, J. L.**, 1984. Electronically Commutated DC Motors for the Appliance Industry, *IEEE IAS Conference Record*, pp. 1339-1345,
- [4] **Tezduyar, L.**, 1997. Fırçasız Doğru Akım Motorlu Tahrik Sistemlerinde Oniki Darbeli Sürücü, *Doktora Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [5] **Endo, T., and Tajima., F.**, 1983. Microcomputer Controlled Brushless Motor Without a Shaft Mounted Position Sensor, *International Power Electronics Conference*, Tokyo, pp. 1477-1486.
- [6] **Lizuka, K., and Uhashi, H.U.**, 1985. Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor, *IEEE Transactions on Industry Applications*, pp. 595-60 I.May/June .
- [7] **Becerra, R.C., Jahns, T.M., and Ehsani, M.**, 1991. Four Quadrant Sensorless Brushless ECM Drive, *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, pp. 202-209.
- [8] **Ferrais, P., Vagati, A., and Villata, F.**, 1980. P.M. Brushless Motor Drives: A Self Commutation System Without Rotor-Position Sensors, *Proceedings of the Ninth Annual Symposium on Incremental Motion Control Systems and Devices*, pp. 305-312, June.

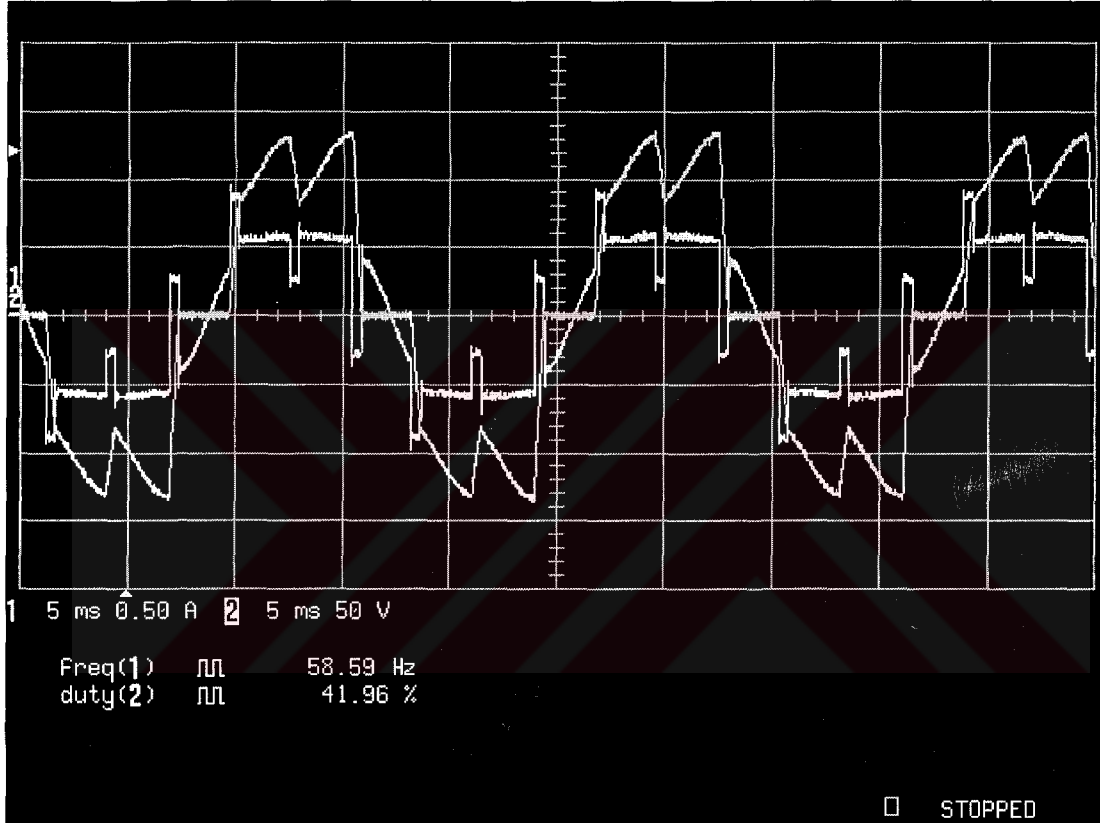
- [9] **Moreira, J.C.**, 1994. Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operating in a Wide Speed Range, *Conference Record of IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 401-407.
- [10] **Nagata, M., and Yanase, S.**, 1987. Control Apparatus for Brushless Motor, *US Patent*, No: 4.641.066, dated 3.1 1987.
- [11] **Ogasawara, S., and Akagi, H.**, 1991. An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless DC Motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, pp. 928-933, September/October.
- [12] **Shinkawa, O., and Tabata, K.**, 1993. Wide Operation of a Sensorless Brushless DC Motor Having an Interior Permanent Magnet Motor, *Proceedings of Power Conversion Conference*, Yokohama, pp. 364-370.
- [13] **Lin, R., Hu, M.T., Lee, C.Y., and Chen, S.C.**, 1989. Using Phase Current Sensing Circuit as the Position Sensor for Brushless DC Motors Without Shaft Position Sensor, *IEEE IECON Proceedings*, pp. 215-218.
- [14] **Wu, R., and Slemon, G.R.**, 1990. A Permanent Magnet Motor Drive Without a Shaft Sensor, *Conference Record of IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 553-558.
- [15] **Liu, T.H., and Cheng, C.P.**, 1992. Adaptive Control for a Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, *IEEE IECON*, pp. 413-418.
- [16] **Liu, T.H., and Cheng, C.P.**, 1993. Controller Design for a Sensorless Permanent Magnet Synchronous Drive System, *IEE Proceedings*, Vol. 140, No. 6, pp. 369-378, November .
- [17] **Naidu, M., and Bose, B.K.**, 1992. Rotor Position Estimation Scheme of a Permanent Magnet Synchronous Machine for High Performance Variable Speed Drive, *Conference Record of IEEE IAS Annual Meeting*, pp. 48-53.

- [18] **Ertugrul, N., and Acarnley., P.P.**,1994. A New Algorithm for Sensorless Operation of Permanent Magnet Motors, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, No. 1, pp. 126-133, January/February .
- [19] **Matsui, N., and Shigyo, M.**, 1992. Brushless DC Motor Without Position and Speed Sensors, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, No. 1,pp. 120-127, January/February.
- [20] **Matsui, N., Takeshita, T., and Yasuda, K.**, 1992. A New Sensorless Drive of Brushless DC Motor, *IEEE IECON*, pp. 430-435.
- [21] **Matsui, N.**, 1993, Sensorless Operation of Brushless DC Motor Drives, *IEEE IECON '93 Proceedings*, pp. 739-744.
- [22] **Katsushima, H., and Miyazaki, S.**, 1990, A Measuring Method of Rotor Position Angles of the Direct Drive Servo Motor, *Proc. of IPRC '90*, Tokyo, pp.724-731.
- [23] **Watanabe, H., Katsuishima, H., and Fujii, T.**, 1991. An Improved Measuring System of Rotor Position Angles of the Sensorless Direct Drive Servo Motor, *IEEE IECON 1991*, pp. 165-170.
- [24] **Dhaouadi, R., Mohan, N., and Norum, L.**, 1991. Design and Implementation of an Extended Kalman Filter for the State Estimation of a Permanent Magnet Synchronous Motor, *IEEE Transactions on Power Electronics*, pp. 491-497.July .
- [25] **Schroedl, M.**, 1991. An Improved Position Estimator for Sensorless Controlled Permanent Magnet Synchronous Motors, *4th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 418-423.
- [26] **Bado., A., Bolognani, S., and Zigliotto, M.**, 1992. Effective Estimation of Speed and Rotor Position of a PM Synchronous Motor Drive by a Kalman Filtering Technique, *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 951-957.

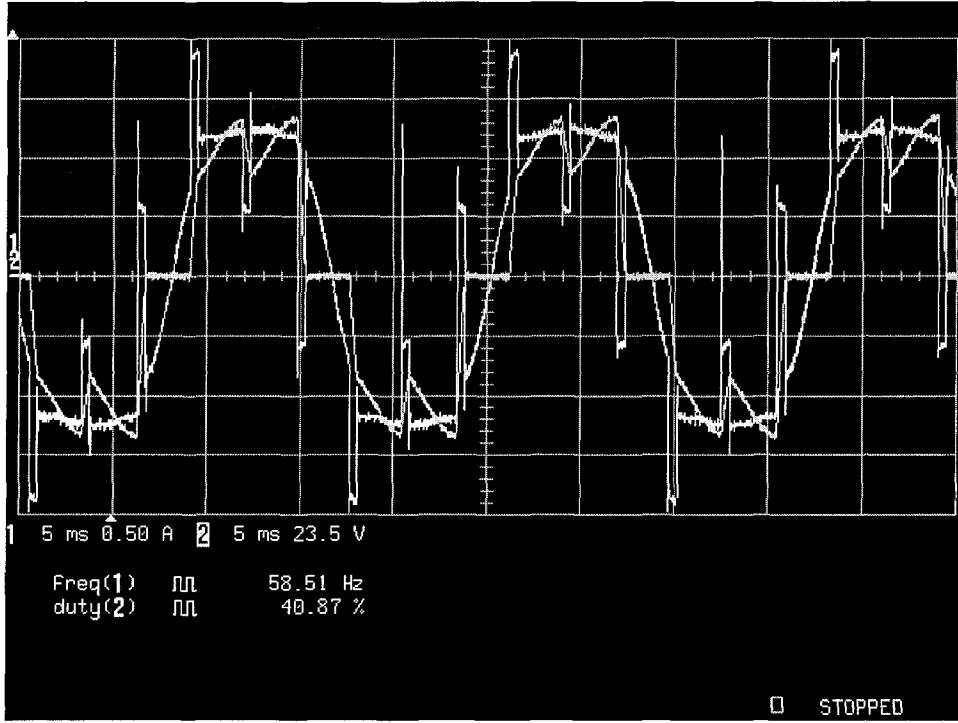
- [27] **Brunsbach, B.J., Henneberger, G., and Klepsch, Th.,** 1993, Position Controlled Permanent Excited Synchronous Motor Without Mechanical Sensors, *EPE 1993*, pp. 38-43.
- [28] **Schroedl, M.,** 1993. Digital Implementation of a Sensorless Algorithm for Permanent Magnet Synchronous Motors, *EPE Conference, 1993*, pp. 430-435.
- [29] **Schroedl, M.,** 1994. Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motors, *Electric Machines and Power Systems*, Vol. 22, pp. 173-185.
- [30] **Meshkat, S.,** 1993. Sensorless Brushless DC Motor using DSPs and Kalman Filtering, *DSP Applications*, pp. 59-63, June .
- [31] **Jones, L.A., and Lang, J.H.,** 1989. A State Observer for the Permanent Magnet Synchronous Motor, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 36, No. 3. pp. 374-382. August .
- [32] **Moynihan, J.F., Egan, M.G., and Murphy, J.M.D.,** 1994. The Application of State Observers in Current Regulated PM Synchronous Drives, *IEEE IECON Proceedings*, pp. 20-25.
- [33] **Consoli, A., and Musumeci, S.,** 1994. Sensorless Vector and Speed Control of Brushless Motor Drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 41, No. 1, pp. 91-96, February .
- [34] **Binns, K.J., Shimmin, D.W., and Al-Aubidi, K.M.,** 1991. Implicit Rotor Position Sensing Using Motor Winding for a Self Commutating Permanent Magnet Drive System, *IEE Proceedings, Part B*, Vol. 138, No. 1, pp. 28-34, January .
- [35] **Kulkarni, A.B., and Ehsani, M.,** 1992. A Novel Position Sensor Elimination Technique for the Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, No. 1, pp. 144-150, January/February .

EK A

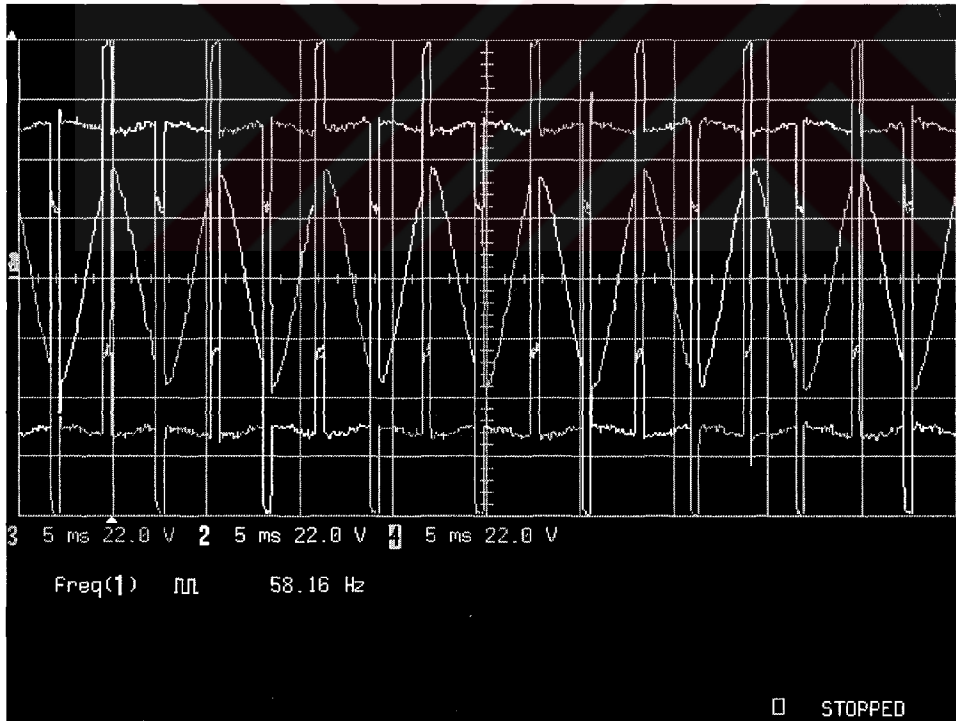
KONUM ALGILAYICISIZ DENETİM GERÇEKLEME SONUÇLARI



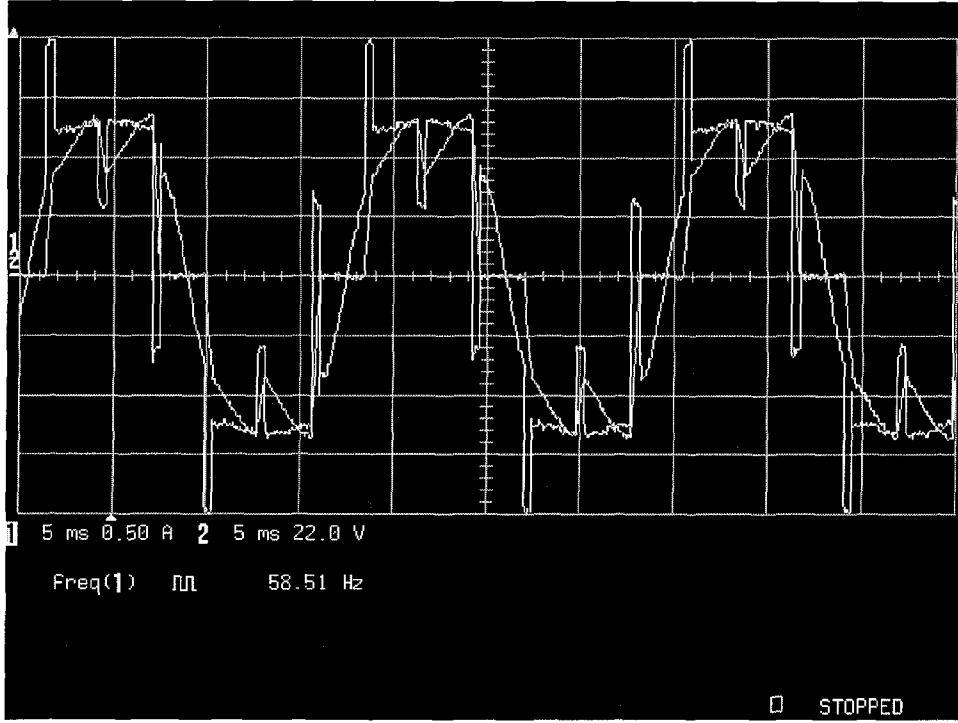
Şekil A. 1 Faz 1 Boşta çalışma Akım ve Uç Gerilim Faz-Nötr Dalga Şekilleri (58Hz)



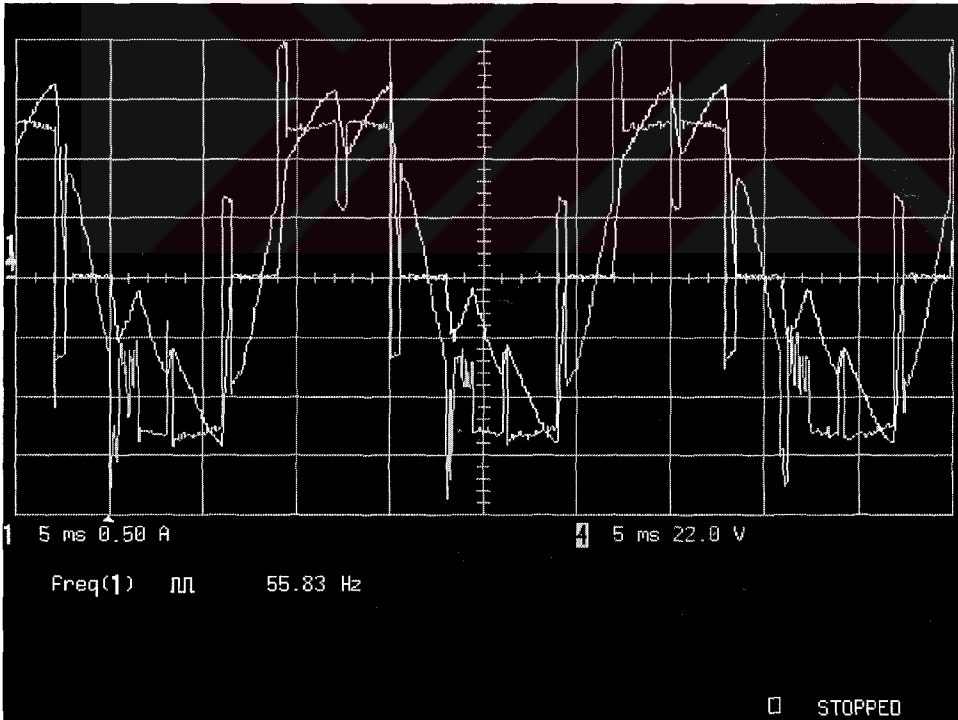
Şekil A.2 Faz 1 Akım ve Uç Gerilim Faz-Nötr Dalga Şekilleri. 0.5A / (58Hz)



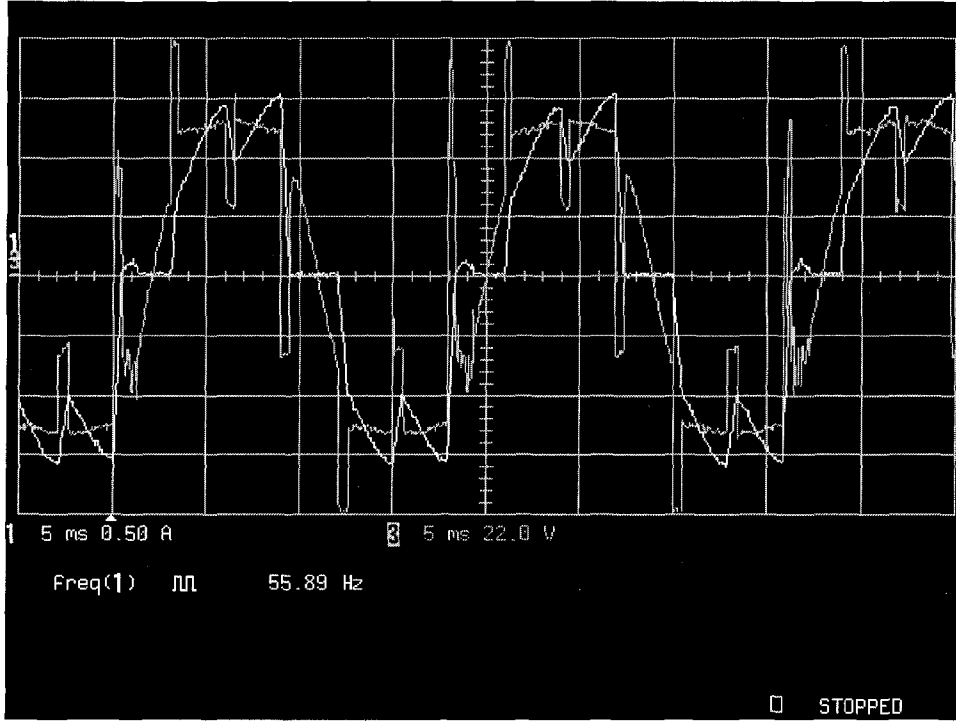
Şekil A.3 Üç Faz Uç Gerilim Faz-Nötr Dalga Şekilleri 0.5A / (58Hz)



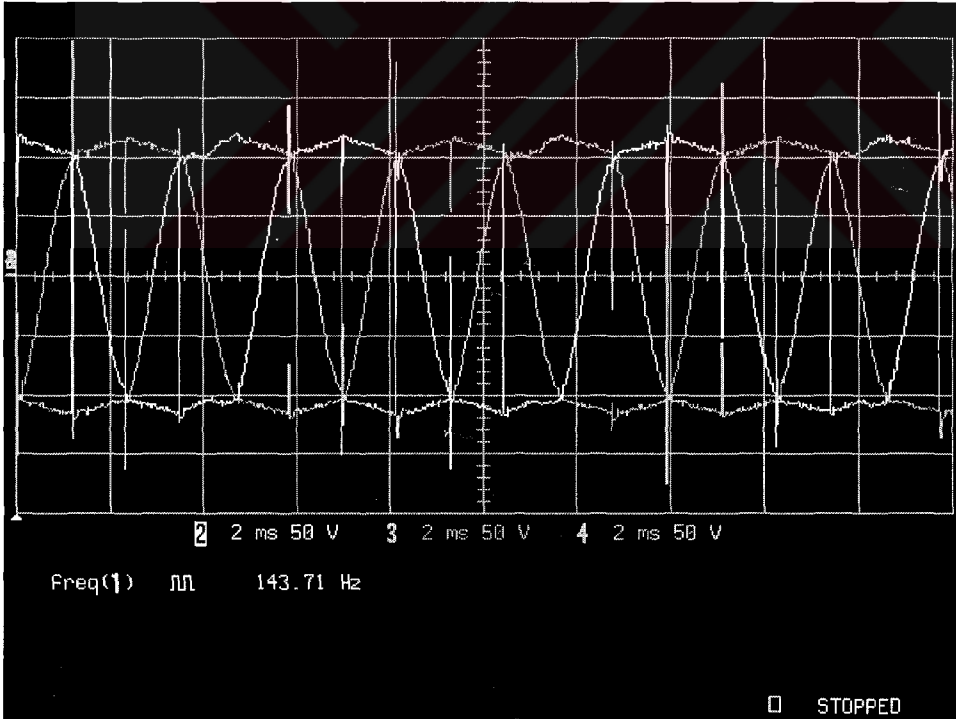
Şekil A. 4.Faz 2.Akım ve Uç Gerilim Faz-Nötr Dalga Şekilleri 0.5A / (58Hz)



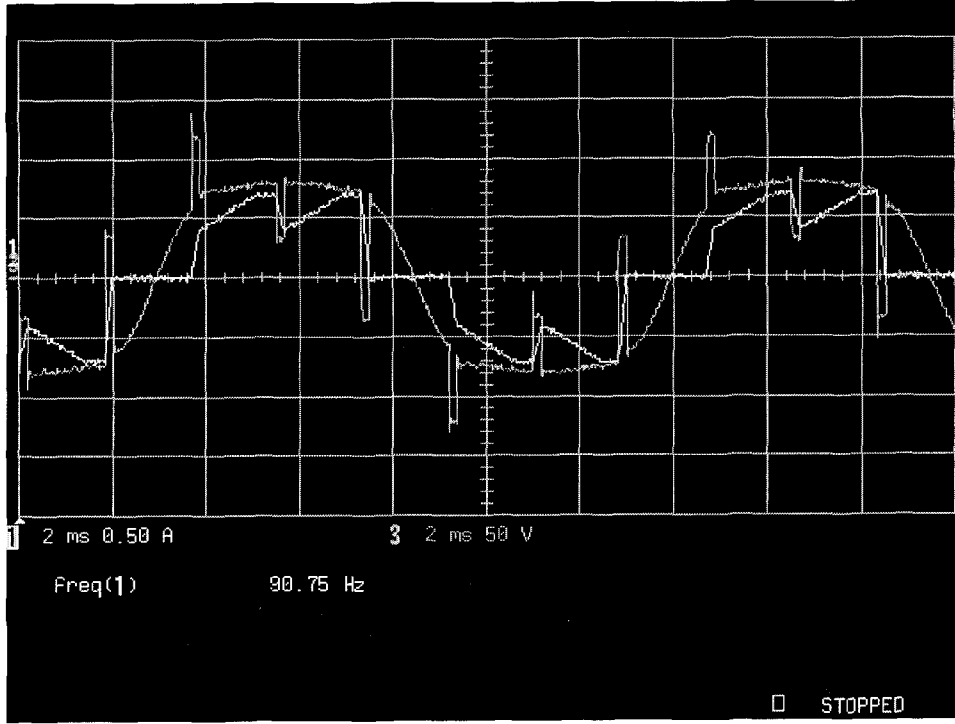
Şekil A. 5 Faz 3.Akım ve Uç Gerilim Faz-Nötr Dalga Şekilleri 0.5A / (55Hz)



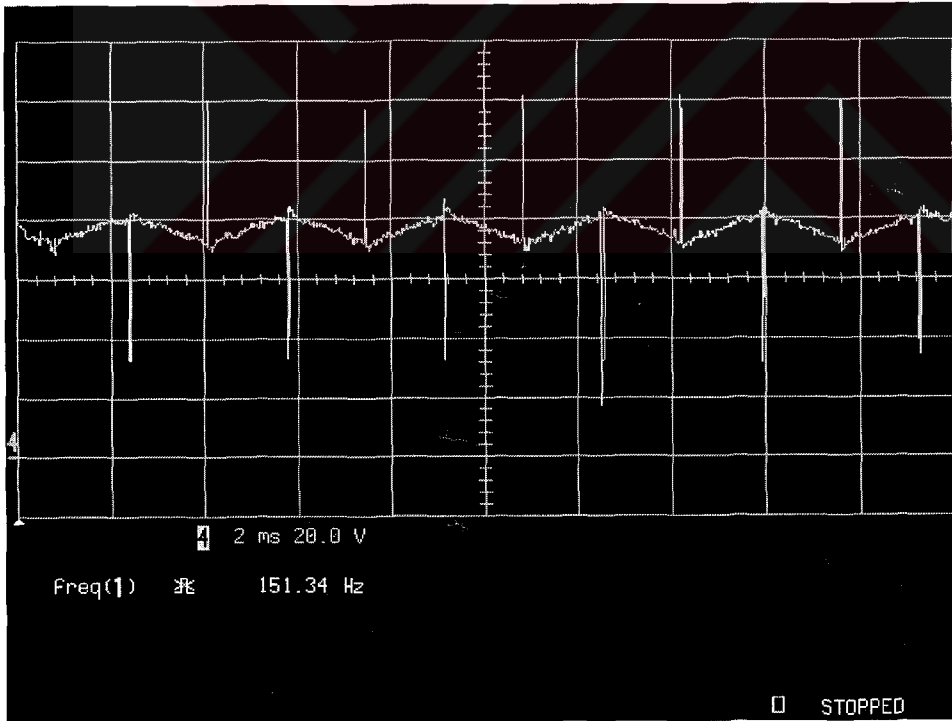
Şekil A. 6 Faz 2.Akım ve Uç Gerilim Faz-Nötr Dalga Şekilleri 0.5A / (55Hz)



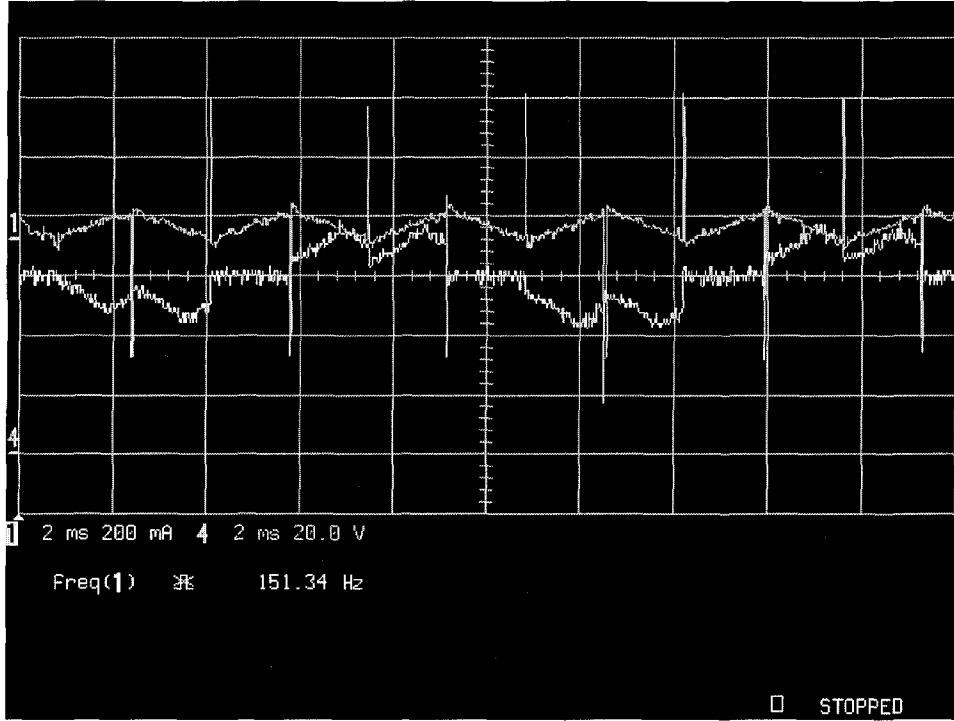
Şekil A.7 Üç Faz Boşta Uç Gerilim Faz-Nötr Dalga Şekilleri(143Hz)



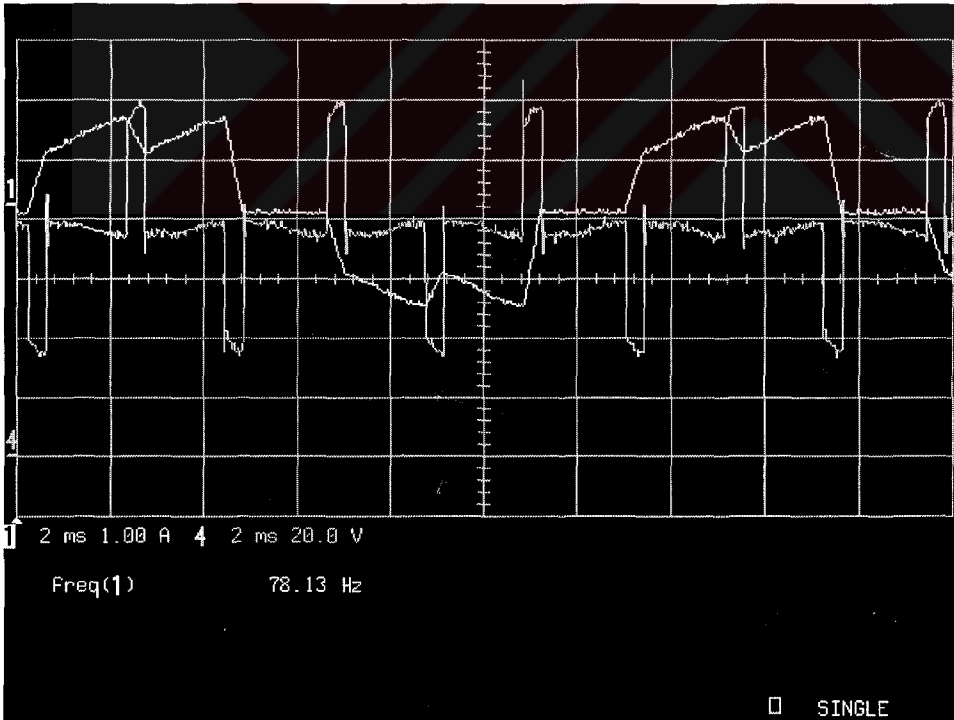
Şekil A.8 Faz 1.Akım ve Uç Gerilim Faz-Nötr Dalga Şekilleri 0.5A / (90Hz)



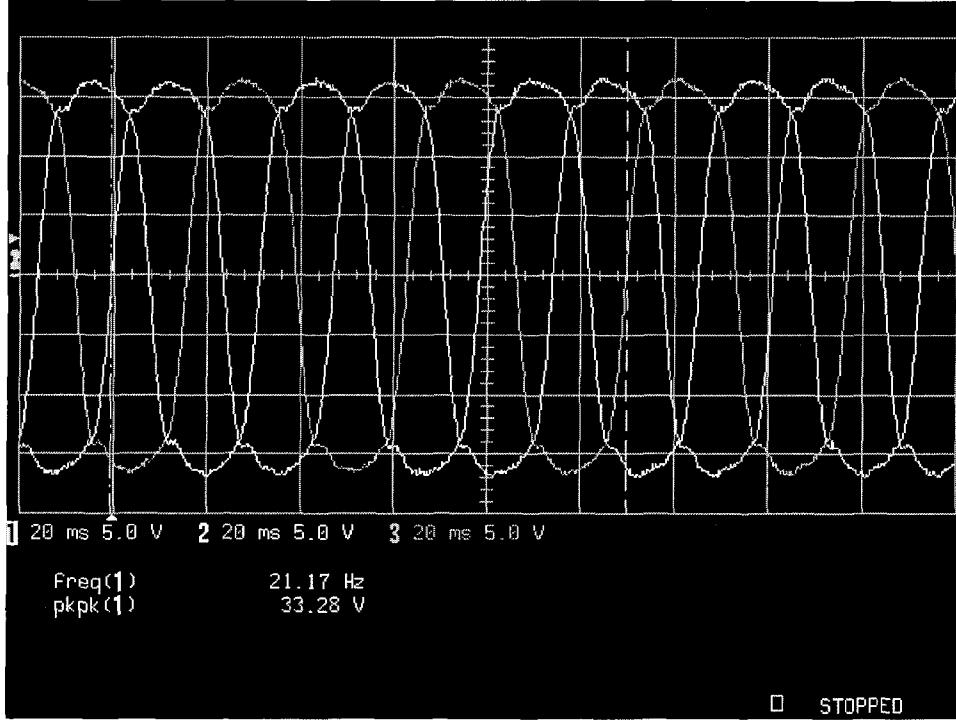
Şekil A.9 Boşta Motor Yıldız ve DC Bara sıfır noktası gerilim dalga şekli



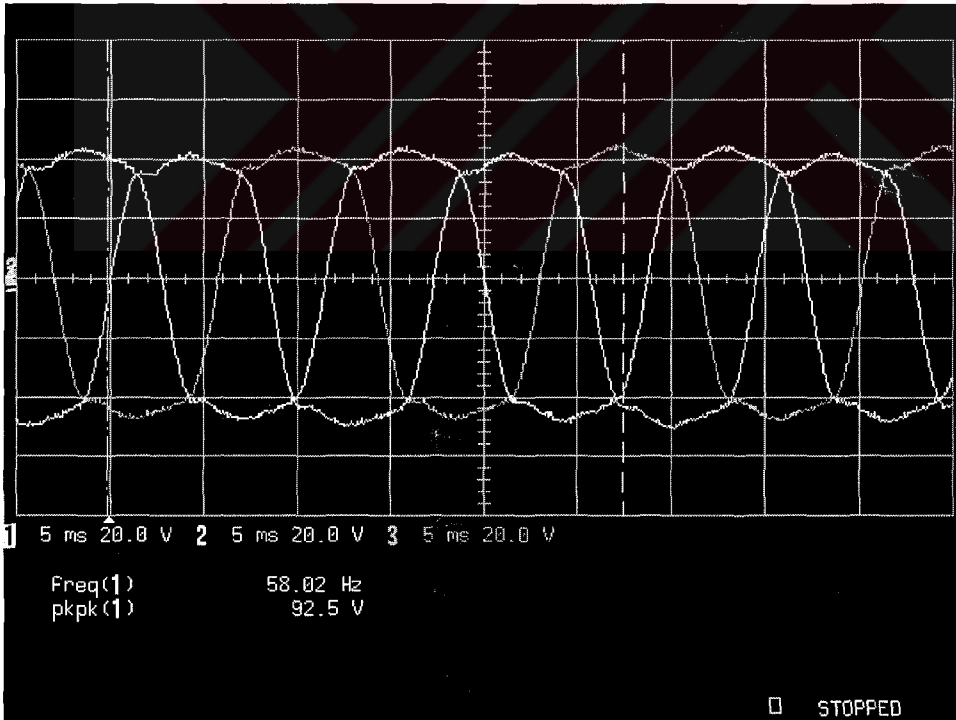
Şekil A.10 Boşta Motor Faz Akımı,Yıldız ve DC Bara sıfır noktası gerilim dalga şekilleri



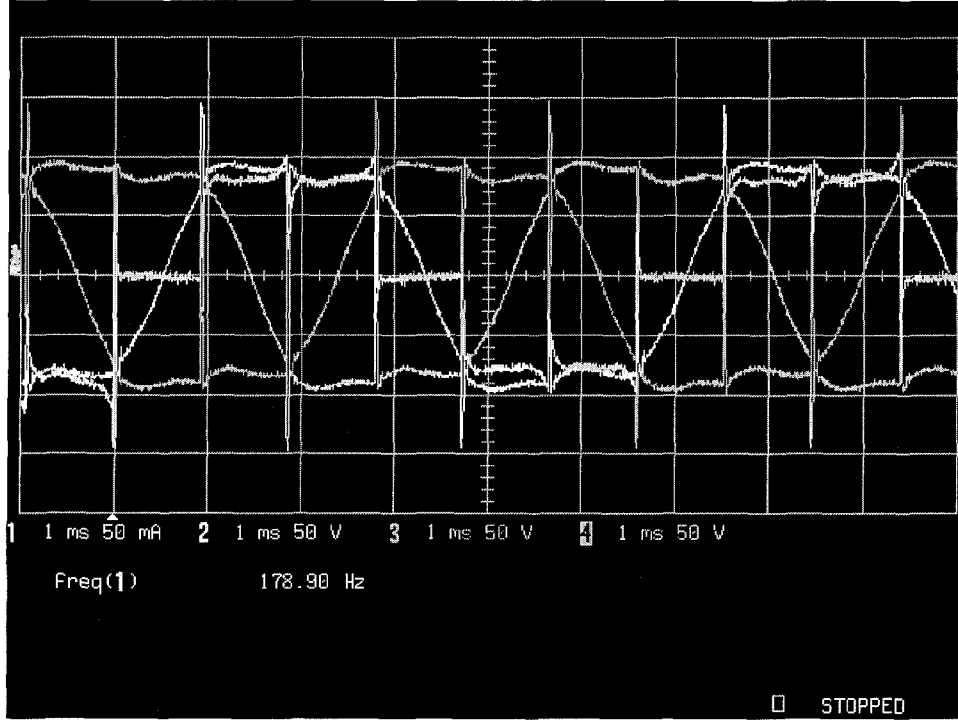
Şekil A.11 Yükte Motor Faz Akımı,Yıldız ve DC Bara sıfır noktası gerilim Faz-Nötr dalga şekilleri



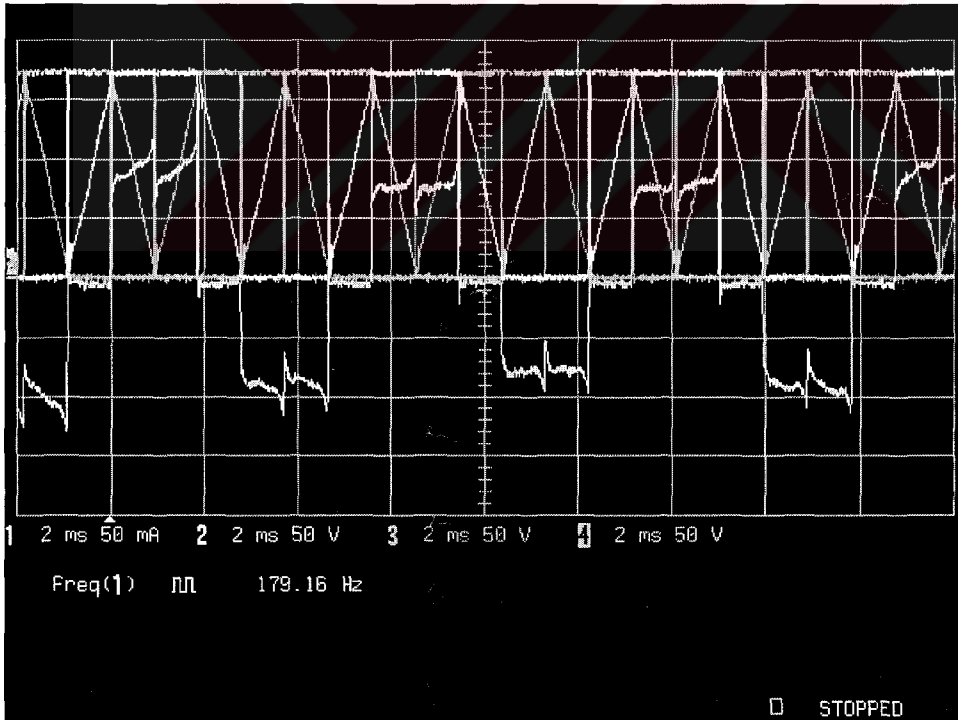
Şekil A. 12 Statorda Endüklenen Hareket Gerilim Faz-Nötr Dalga Şekilleri (21Hz)



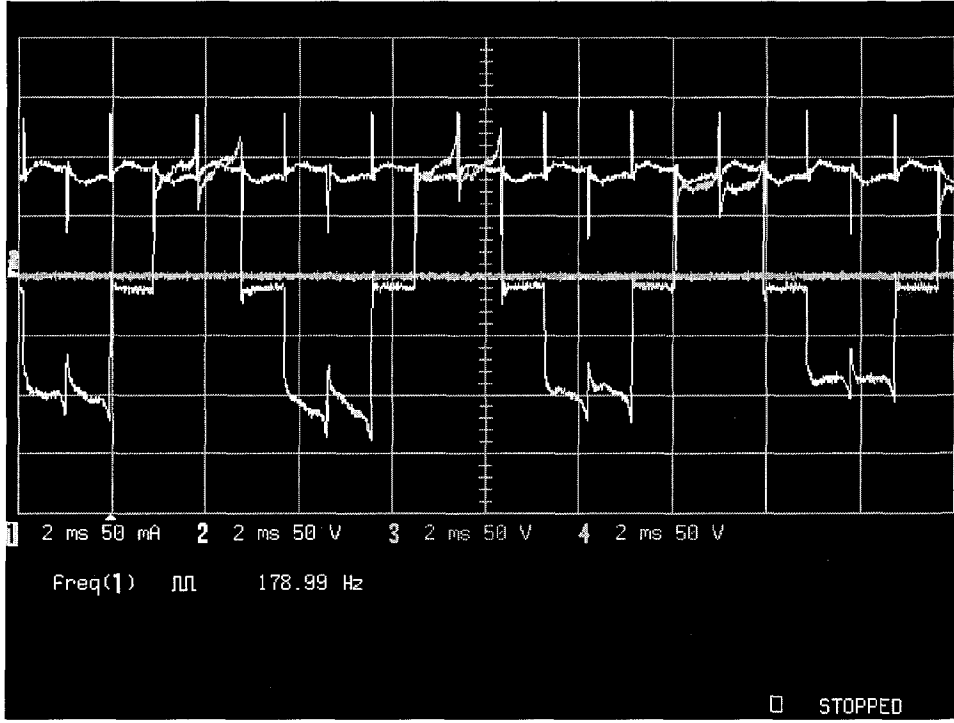
Şekil A.13 Statorda Endüklenen Hareket Gerilim Faz-Nötr Dalga Şekilleri (21Hz)



Şekil A. 14 Boşta Üç Faz Motor Uç Gerilim Faz-Nötr ve Faz1 Akım Dalga Şekilleri



Şekil A.15 Üç Faz Uç Gerilim Ve Faz1 Akım Dalga Şekilleri



Şekil A. 16 Boşta Motor Faz Akımı,Yıldız ve DC Bara sıfır noktası gerilim Faz-Nötr dalga şekilleri (178Hz)

ML4425 TÜMDEVRE AÇIKLAMALARI



1984 1985

ML4425/ML4426

Sensorless BLDC PWM Motor Controller

GENERAL DESCRIPTION

The ML4425/ML4426 PWM motor controllers provide all of the functions necessary for starting and controlling the speed of delta or wye wound brushless DC Motors (BLDC) without Hall Effect Sensors.

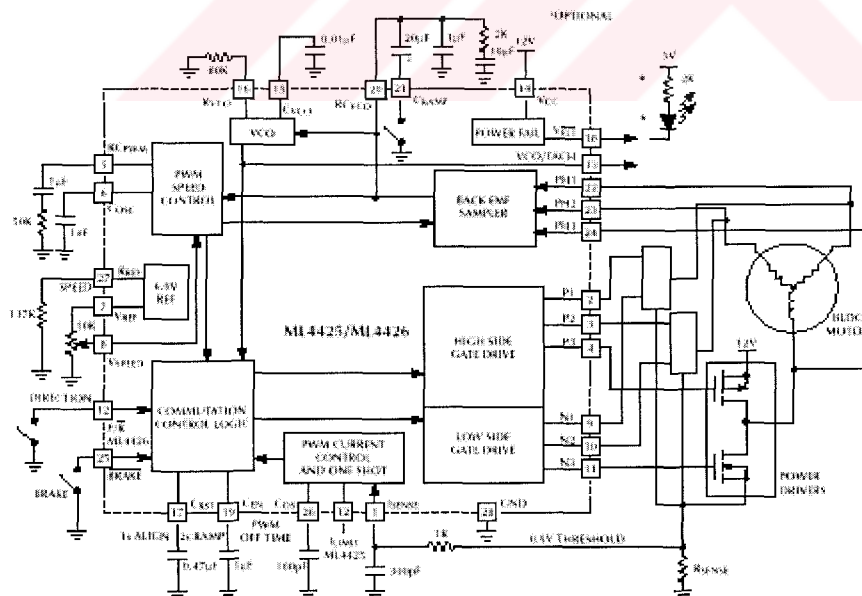
Back-EMF voltage is sensed from the motor windings to determine the proper commutation phase sequence using PLL techniques. The patented back-EMF sensing technique used will commutate virtually any 3-Phase BLDC motor and is insensitive to PWM noise and motor snubbing circuitry.

The ML4425/ML4426 limits the motor current with a constant off-time PWM controller current. The velocity loop is controlled with an on-board amplifier. An accurate, jitter free, VCO/TACH output is provided equal to the commutation frequency of the motor. The ML4425/ML4426 switches the gates of external M-channel power MOSFETs to regulate the motor current and directly drives

FEATURES

- Stand-alone operation
- Forward and reverse operation: M14426
- Current limit input: M14425
- Motor starts and stops with power to IC
- On-board start sequence: Align → Ramp → Set Speed
- Patented Back-EMF commutation technique provides jitterless torque for minimum "spin-up" time
- Simple variable speed control
- On-board voltage reference: 6.9V
- Single external resistor sets all critical currents
- On-board speed control loop

BLOCK DIAGRAM/TYPICAL APPLICATION (24 pin DIP/SOIC)



ML4425/ML4426

GENERAL DESCRIPTION (Continued)

the P-channel MOSFETs for 12V motors. Higher voltage motors are driven using buffer transistors or standard "high side" drivers.

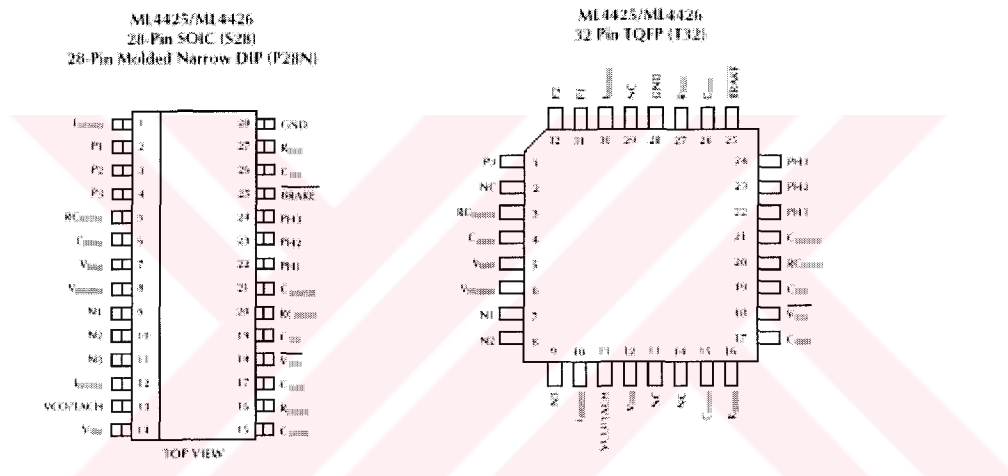
The ML4425/ML4426 has a blanker circuit to prevent false retriggering of the one shot during a motor current spike and circuitry to ensure that there is no shoot through in any state of the power drive FETs.

The timing of the start-up sequence is determined with one current setting resistor and two timing capacitors thus allowing for simple optimization for a wide range of motors and loads.

FEATURES (Continued)

- PLL used for commutation provides noise immunity from PWM spikes, compared to noise sensitive zero crossing technique
- PWM control for maximum efficiency
- Under-voltage fault output
- 12V operation
- Direct FET drive for 12V motors
- Drives high voltage motors with IC buffers from IR, IXYS, Hams, Power Integration, Holt, Siliconix, etc.

PIN CONFIGURATION



ML4425/ML4426

PIN DESCRIPTION (Pin number in parenthesis is for TQFP package)

PIN	NAME	FUNCTION	PIN	NAME	FUNCTION
1 (30)	I _{CSG}	Motor current sense input. I _{CSG} occurs when this pin is approximately 0.5V.	17 (17)	C _{RS1}	A 0.75µA current from this pin will charge a capacitor to 1.5V. This is the time the device will remain in reset mode. Connecting this pin to ground forces the chip to the reset state.
2 (31)	PH1	Drives the external P-channel transistor driving motor PH1.	18 (18)	$\overline{V_{ET}}$	A logic "0" indicates the power supply is under-voltage. A logic "1" is > 1.5V.
3 (32)	PH2	Drives the external P-channel transistor driving motor PH2.	19 (19)	C _{IN}	After C _{RS1} has timed out a 0.75µA current from this pin will charge a capacitor to 1.5V. This is the time the device will remain in the ramp mode.
4 (1)	PH3	Drives the external P-channel transistor driving motor PH3.	20 (20)	RC _{VCCO}	VCO loop filter components. A 0.5µA current from this pin will ramp the VCO after C _{RS1} has timed out.
5 (3)	RC _{TRM}	The resistor/capacitor combination on this pin amplifier sets the pole-zero of the speed loop in conjunction with a gain of 0.385/rad/s.	21 (21)	C _{RAMP}	This capacitor can be used if necessary to reduce the ramp speed to enhance start-up in high RPM applications. It is logic low until C _{IN} times out.
6 (4)	C _{OSC}	This capacitor sets the PWM oscillator frequency. A 1nF capacitor will set the frequency to approximately 25kHz.	22 (22)	PH1	Motor Terminal 1
7 (5)	V _{REF}	This voltage reference output can be used to set the speed reference voltage.	23 (23)	PH2	Motor Terminal 2
8 (6)	V _{SETPOINT}	This input to the amplifier in the speed loop controls the speed target of the motor.	24 (24)	PH3	Motor Terminal 3
9-11 (7-9)	N1, N2, N3	Drives the external N-channel MOSFETs for PH1, PH2, PH3.	25 (25)	BRAKE	A "0" activates the braking circuit.
12 (10)	F/R	For the ML4426, the forward/reverse pin controls the sequence of the commutation states and thus the direction of motor rotation.	26 (26)	C _{CS}	A 30µA current from this pin will charge a timing capacitor to GND for fixed off-time PWM current control.
12 (10)	I _{CSG}	For the ML4425, this pin is internally set to 2.5V which sets the I _{CSG} threshold to 0.5V. This voltage can be lowered externally to reduce the I _{CSG} threshold.	27 (27)	R _{BL1}	This resistor sets constant currents on the device to reduce process dependence and external components. The 137kΩ resistor sets the previously mentioned current levels.
13 (11)	VCO/TACH	This logic output indicates the commutation frequency of the motor. In run mode, when the PLL is locked to the back EMF signal this pin provides a frequency proportional to rotor speed (TACH).	28 (28)	GND	Signal and Power Ground
14 (12)	V _{CC}	12V power supply.	(2)	NC	No connection
15 (15)	C _{VCO}	Timing capacitor for VCO.	(13)	NC	No connection
16 (16)	R _{VCO}	The resistor on this pin sets a process independent current to generate a repeatable VCO frequency.	(14)	NC	No connection
			(29)	NC	No connection

ML4425/ML4426

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Absolute maximum ratings are those values beyond which the device could be permanently damaged. Absolute maximum ratings are stress ratings only and functional device operation is not implied.

Supply Voltage (pin 14) 14V
Output Current (pins 2, 3, 4, 9, 10, 11) $\pm 50\text{mA}$
Logic Inputs (pins 17, 19, 25) -0.3 to 7V
Junction Temperature 150°C
Storage Temperature Range -65°C to 150°C
Lead Temperature (Soldering 10 sec.) 150°C
Thermal Resistance (θ_{JA}) 60°C/W

OPERATING CONDITIONS

Temperature Range
ML4425CN/ML4426CN 0°C to 70°C
ML4425DX/ML4426DX -40°C to 85°C
VCC Voltage +1.5V (pin 14) $12\text{V} \pm 10\%$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Unless otherwise specified, $T_A = 0^\circ\text{C}$ (Operating Temperature Range), $V_{CC} = 12\text{V} \pm 10\%$, $R_{SIG} = 1\text{k}\Omega$, $C_{LOAD} = 0.01\mu\text{F}$, $C_{LDO} = 100\mu\text{F}$, $R_{TH} = 137\text{k}\Omega$ (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNITS
Oscillator (VCO) Section (V _{REG10} = 5V)						
Frequency (f _{osc} , V _{REG10})	0.5V ≤ V _{REG10} ≤ 5V			300		Hz/V
Frequency (f _{osc})	V _{REG10} = 6V		1300	1850	2300	Hz
Sampling Amplifier (Note 2)						
V _{OS}	State B			12.5	250	mV
I _{CS}	Ramp	C Suffix	0.50		0.72	μA
		F Suffix	0.50		0.75	μA
	V _{REG10} = 5V, State A, V _{TH12} = V _{CC} /2	C Suffix	30		50	μA
		F Suffix	27		50	μA
	V _{REG10} = 5V, State A, V _{TH12} = V _{CC} /2	C Suffix	-15		15	μA
		F Suffix	-15		15	μA
	V _{REG10} = 5V, State B, V _{TH12} = 2V _X /3	C Suffix	-60		-30	μA
		F Suffix	-90		-27	μA
Motor Current Control Section						
SENSE/Clamp	V _{REG12} = 2.5V		4.5	5.0	5.5	V/V
One Shot (on) Time		C Suffix	9		18	μs
		F Suffix	9		20	μs
Power Fail Detection Circuit						
1/V threshold		C Suffix	8.8	9.5	10.2	V
		F Suffix	8.6		10.3	V
Hydro-sys				130		mV
Logic Inputs						
Voltage High (V _{HI})			2			V
Voltage Low (V _{LI})				0.8		V
Current High (I _{HI})	V _{IN} = 2.7V		-300		200	μA
Current Low (I _{LI})	V _{IN} = 0.4V		-150		150	μA
Braking Circuit						
Current Low (I _{LI}) (State 3)	V _{REG25} = 0V			1.3		mA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Outputs					
I_{OL} Low	MJ 4425	$V_{OL} = 2V$	0.5	1.2	mA
	MJ 4426	$V_{OL} = 3V$	4	7	mA
V_{OL} High	$I_{OL} = -10\mu A$	$V_{OL} = 1.3$			V
PI Comparator Threshold			$V_{OL} = 3.0$		V
V_{IS} High	$V_{IN1,2} = 0V$	C-Suffix	$V_{OL} = 2.8$	$V_{OL} = 0.8$	V
		F-Suffix	$V_{OL} = 2.8$	$V_{OL} = 0.5$	V
I_{OL} Low	$I_{OL} = 1mA$		0.2	0.7	V
FOLLOE Low ($V_{IN1} = V_{OL1}$, $V_{CC1} = 1AC1$)				0.6	V
V_{OL1}/V_{CC1}	$R_{IN1} = -100\mu A$		2.2		V
POWER FAIL V_{OL1}/V_{OL2} (Pinote 3)	$I_{OL1,2} = -10\mu A$	C-Suffix	3.4	4.3	V
		F-Suffix	3.2	3.6	V
Speed Control					
FOLLOE Pinote		$C_{COP} = 1nF$	28		ns
pin Current (Pinote 5)			3.5	4.0	μA
V_{OL1}			6.5	7.3	V
Start-Up					
I_{OL1}		C-Suffix	0.68	0.98	μA
		F-Suffix	0.5	1.1	μA
V_{OL1}/V_{CC1}			1.4	1.7	V
I_{OL1}		C-Suffix	0.68	0.98	μA
		F-Suffix	0.5	1.1	μA
V_{OL1}/V_{CC1}			1.4	1.7	V
Supply Current					
VCC Current			12	50	mA

Note 1. I have also provided a table of the 100 best-selling paperback books for each year (1990-2000).

Figure 2. The change of the average number of eggs per female of *A. taeniorhynchus* in the 1st and 2nd generations of the progeny.

Note 1. The 2004 and 2005 data have structural differences to a 1994 internal company

the average χ^2 for a random network is quoted at 16.5, which is still ~ 1000 times with the lower χ^2 values occurring at high temperatures and the higher values occurring at low temperatures.

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The ML4425/ML4426 provides closed-loop commutation for 5-pole brushless motors. To accomplish this task, a VCC, integrating Back-EMF sampling, error amplifier and sequencer form a phase-locked loop, locking the VCC to the back-EMF of the motor. The IC also contains circuitry to control motor speed in PWM mode. Braking and power fail detection functions are also provided on chip. The ML4425/ML4426 is designed to drive external power transistors. N-channel sinking transistors and P-channel sourcing transistors directly.

Speed sensing is accomplished by monitoring the output of the VCX/TAC-01, which will be a signal which is phase-locked to the commutation frequency of the motor.

The MI-4425/MI-4426 contains a patented back-EMF sensing circuit which samples the phase which is not energized (hatched area in figure 2) to determine whether to increase or decrease the commutator (V) O₂ frequency.

The input impedance of the three PH inputs is about 8k Ω to GND. When operating with a higher voltage motor, the PH inputs should be divided down in voltage so that the maximum voltage at any PH input does not exceed V_{CC} .

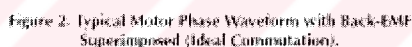


Figure 2. Typical Motor Phase Waveform with Back-EMF Superimposed (Ideal Commutation).



COMPONENT SELECTION GUIDE

In order to properly select the critical components for the ML4425/ML4426 you should know the following things:

The motor operating voltage,	V_{MOTOR}		(V)
The maximum operating current for the motor,	I_{MOS}		(A)
The number of poles the motor has,	N		(Unitless)
The back EMF constant of the motor,	K_E		(V/30 s/Rad)
The torque constant of the motor. (This is the same as the back EMF constant, only in different units.)	K_T		(N x m/A)
The maximum desired speed of operation,	RPM_{MAX}		(RPM)
The moment of inertia of the motor and its load,	I		(kg x m ²)

If you do not know one or more of the above values, it is still possible to pick components for the ML4425/ML4426, but some experimentation may be necessary to determine the optimal values. All quantities are in SI units unless otherwise specified. The formulas in the following section are based on linear system models. Since Coulomb friction is not a linear phenomenon, large amounts of friction in a system may require values different from those given below. The following formulas should be considered a starting point from which you can optimize your application.

R_{SENSE}

The function of R_{SENSE} is to provide a voltage proportional to the motor current, for current limit/feedback purposes. The trip voltage across R_{SENSE} is 0.5V so:

$$R_{SENSE} = \frac{0.5}{I_{MAX}}$$

I_{MAX} is the maximum motor current.

The power dissipation is obviously I_{MOS} squared times R_{SENSE} , so the resistor should be sized appropriately. For very high current motors, a smaller resistor can be used, with an op-amp to increase the gain, so that power dissipation in the sense resistor is minimized.

In the ML4425, the trip voltage across R_{SENSE} can be modified with a voltage applied to the I_{TRIP} pin, pin 12. There is a gain of 5 in the I_{SENSE} path so that 2.5V on pin 12 corresponds to a 0.5V trip voltage across R_{SENSE} . Z_{IN} on the I_{TRIP} pin is $\approx 8K\Omega$.

RES1

Operating motors at greater than 12V requires attenuation resistors in series with the sense inputs to keep the input voltage less than 12V. The phase sense input impedance is 800K Ω . This requires the external resistor to be set as follows and results in the given attenuation:

$$RES1 = 6.75 (V_{MOTOR} - 10)$$

$$ATTEN = \frac{4000}{RES1 + 8000}$$

A larger value for RES1 may be required if the peak motor phase voltage exceeds V_{MOTOR} .

I_{SENSE} FILTER

The I_{SENSE} filter consists of an RC lowpass filter in series with the current sense signal. The purpose of this filter is to filter out noise spikes on the current, which may cause false triggering of the one shot circuit. It is important that this filter not slow down the current feedback loop, or destruction of the output stage may result. The recommended values for this circuit are $R \approx 1K\Omega$ and $C \approx 300pF$. This gives a time constant of 300ns, and will filter out spikes of shorter duration. These values should suffice for most applications. If excessive noise is present on the I_{SENSE} pin, the capacitor may be increased at the expense of speed of current loop response. The filter time constant should not exceed 500ns or it will have a significant impact on the response speed of the one shot current limit.

C_{OS}

The one shot capacitor determines the off time after the current limit is activated, i.e. the voltage on the I_{SENSE} pin exceeded 0.5V. The following formula ensures that the motor current is stable in current limit:

$$C_{OS} = \frac{3.3 \times 10^{-6} \times V_{MOTOR}}{947.4} = 5 \times 10^{-6}$$

C_{OS} is in Farads

This is the maximum value that C_{OS} should be. Higher average torque during the current limit cycle can be achieved by reducing this value experimentally, while monitoring the motor current carefully, to be sure that a runaway condition does not occur. This runaway condition occurs when the current gained during the on time exceeds the current lost during the off time, causing the motor current to increase until damage occurs. For most motors this will not occur as it is usually a self-limiting phenomenon.

ML4425/ML4426

C_{VCO}

As given in the section on the VCO and phase detector:

$$C_{VCO} = \frac{315 \times 10^{-6}}{N \times RPM}$$

Where N is the number of poles in the motor, and RPM is the motor's maximum operating speed in revolutions per minute.

RESET CAPACITOR

The function of the reset capacitor is to provide a time delay, during which the ML4425/ML4426 will align the rotor to a known position. During this time period the ML4425/ML4426 turns on two of the upper and one of the lower output drivers. This results in a fixed current in the windings, a stationary magnetic field, and a locked rotor. If the position is not at a torque null during the reset period, it will require some time to move to the locked position, and settle. This time period is dependent on the motor, the load, the friction and eddy current losses, and current limit setting. A good starting point for a value for the reset capacitor is:

$$C = \frac{1.5 \times 10^{-6}}{\delta \times \sqrt{\frac{N \times K \times I_{MAX}}{\pi \times J}}}$$

The δ factor is known as the damping factor, and can range from 0.1 in a motor with very little damping to 0.9 in a heavily damped motor. K is the torque constant in N·m/Amp, I_{MAX} is the motor current in current limit, and J is the moment of inertia of the motor and the load. If you don't know the damping factor, try a value of 0.3 initially. If you don't know the moment of inertia, start with a 1µF capacitor. In any case, if the rotor has come to a full stop well before the ramp up period, you can decrease this value. If the motor does not stop before ramp up, you must increase this value until it does. Motors with very little friction or damping and a large inertial load tend to require larger values of capacitance here.

ENABLE CAPACITOR

This capacitor provides a time delay after the reset period for the motor to ramp up to speed. The following equation gives an approximate starting value for this capacitor. If starting is not reliable, this capacitor may be increased until it is. If starting is reliable and minimum spin up time is important, this value can be decreased experimentally to find the minimum practical value. Motors with a large amount of friction or a large inertia will tend to need larger capacitors.

$$C_{EN} = \frac{55.85 \times N \times (C1 + C2)}{Kv}$$

Where N is the number of poles in the motor, C1 and C2 are the VCO loop filter components on pin 20, and Kv is the VCO gain (See the section on the VCO and phase detector).

RAMP CAPACITOR

The ML4425/ML4426 outputs a fixed 0.5µA current on pin 20 during ramp up. This is the input to the VCO. Therefore, the rotor's acceleration is a function of the current, VCO gain and the loop filter components only. In some cases, where the VCO capacitor is small due to a high running speed, and the motor inertia is large, the rotor may not be able to follow the VCO during ramp up. In these cases, it is necessary to add a capacitor from pin 21 to pin 20. This capacitor is switched in during ramp only, and allows the rate of acceleration during ramp up to be lowered. An approximate starting point for this capacitor is given by the equation below:

$$C_{RAMP} = \frac{1 \times 0.5 \times 10^{-6}}{I_{MAX} \times Kt} \times \frac{Kv \times 2 \times \pi}{3 \times N} \times (C1 + C2)$$

Where J is the inertia of the motor plus load, Kv is the VCO gain, N is the number of poles, I_{MAX} is the maximum motor current, Kt is the torque constant, and C1 and C2 are the loop filter components on pin 20. Normally, the result of the preceding equation will be a negative number, meaning that no ramp capacitor is necessary. If the result of this equation is greater than zero, then the ramp capacitor should be included.

C_{osc}

This capacitor sets the PWM ramp oscillator frequency. This is the PWM "switching frequency". If this value is too low, <20kHz, then cogging/striction effects in the motor may cause audible noise. If this frequency is too high, >30kHz, then the switching losses in the output drivers may become a problem. 25kHz should be a good compromise for this value, which can be obtained by using a 1nF capacitor.

R_{VCO} AND R_{BI}

R_{VCO} should be 80K and R_{BI} should be 117K for normal operation.

VCO AND PHASE DETECTOR CALCULATIONS

The VCO should be set so that at the maximum frequency of operation (the running speed of the motor) the VCO output voltage will be no higher than V_{VDD} , or 6.5V. The VCO maximum frequency will be:

$$f_{MAX} = 0.05 \times \text{POLES} \times \text{RPM}$$

where N is the number of poles on the motor and RPM_{MAX} is the maximum motor speed in Revolutions Per Minute.

The minimum VCO gain derived from the specification table using the minimum f_{VCO} at $V_{VDD} = 6V$ is:

$$K_{VCO(MIN)} = \frac{2.42 \times 10^{-6}}{C_{VCO}}$$

Assuming that the $V_{VDD(MAX)} = 6.5V$, then

$$C_{VCO} = \frac{6.5 \times 2.42 \times 10^{-6}}{f_{MAX}}$$

or

$$C_{VCO} = \frac{115}{\text{POLES} \times \text{RPM}} \mu F$$

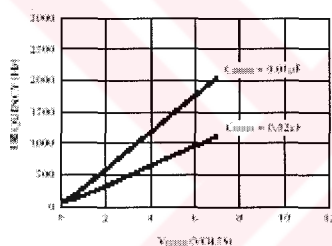


Figure 3. VCO Output Frequency vs. V_{VCO} (Pin 20)

Figure 4 shows the linearized transfer function of the Phase Locked Loop with the phase detector formed from the sampled phase through the G_m amplifier with the loop filter formed by R , C_1 , and C_2 . The phase detector gain is:

$$\frac{K_e \times 2\pi \times \text{Atten}}{2\pi} \approx 1.25 \times 10^{-4} \text{ (A/Radian)}$$

Where K_e is the motor back-EMF constant in V/Radian/sec, ω is the rotor speed in /s, and Atten is the back-EMF resistive attenuator, nominally 0.5.

The simplified impedance of the loop filter is

$$Z_{RC}(s) = \frac{1}{C_1 s} \frac{(s + \omega_{LAG})}{(s + \omega_{LEAD})}$$

Where the lead and lag frequencies are set by:

$$\omega_{LAG} = \frac{1}{RC_1}$$

$$\omega_{LEAD} = \frac{C_1 + C_2}{RC_1 C_2}$$

Requiring the loop to settle in 20 PLL cycles with $\omega_{LAG} = 10 \times \omega_{LEAD}$ produces the following calculations for R , C_1 and C_2 :

$$C_1 = \frac{4.07 \times 10^{-11} \times K_e \times \text{RPM}}{C_{VCO} \times f_{VCO}^2}$$

$$C_2 = 9 \times C_1$$

$$R = \frac{9.02}{C_1 \times f_{VCO}}$$

where K_e is the back-EMF constant in volts per radian per second, and RPM is the rotor speed, see Micro Linear application note 35 for derivation of the above formulas.

START-UP SEQUENCING

When the motor is initially at rest, it is generating no back-EMF. Because a back-EMF signal is required for closed loop commutation, the motor must be started 'open-loop' until a velocity sufficient to generate some back-EMF is attained (around 100 RPM). The following steps are a typical procedure for starting a motor which is at rest.

Align: The IC is held in reset (state R) with full power applied to the windings (see figure 6). This aligns the rotor to a position which is 30° electrical before the center of the first commutation state. This time is

$$t = \frac{(1.5V) C_{SS1}}{0.75\mu A}$$

Ramp: Align is released, and a fixed 0.5 μ A current is input to pin 20, and will ramp the VCO input voltage, accelerating the motor at a fixed rate. This time is

$$t = \frac{(1.5V) C_{SS2}}{0.75\mu A}$$

Run: When the motor speed reaches about 100 RPM, the back-EMF loop can be used in closed loop speed control and the voltage on the RC_{VCO} pin will ramp to the same voltage applied to V_{SETUP} . This allows speed selection referring to figure 3.

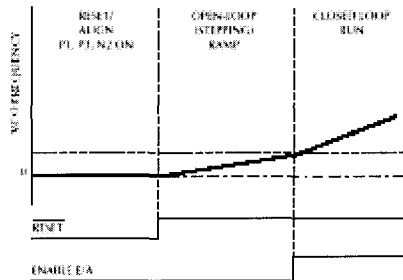


Figure 6. Typical Start-up Sequence.

Using this technique, some reverse rotation is possible. The maximum amount of reverse rotation is $360/N$, where N is the number of poles. For an 8 pole motor, 45° reverse rotation is possible.

MODE	PIN 17	PIN 19	I_{LIMIT}
Align	0	0	I_{MAX}
Ramp	1	0	I_{MAX}
Run	1	1	I_{MAX}

Table 2. Start-up Sequence.

ALIGN: The R_{LIMIT} is held in reset (state R).

RAMP: After the reset pin has reached 1.5V the C_{EN} pin begins to charge. During this time the RC_{VCO} components are charged with 0.5µA and the VCO begins to ramp up in frequency. This continues until the C_{EN} pin reaches 1.5V and times out. The motor must be able to keep up with the VCO ramp rate.

RUN: After C_{EN} has timed out the device begins closed loop operation using the BEAM of the motor.

DIRECTION: The direction of motor rotation is controlled by the commutation states as given in Table 1. The state sequence is controlled by the $\overline{F}/R$ (pin 12).

ADJUSTING OPEN LOOP STEP RATE (RAMP)

Align

Motor alignment occurs when power is first applied and C_{EN} (pin 17) and C_{EN} (pin 19) are low. The device will stay in the align mode until the 0.75µA current out of C_{EN} charges the external capacitor to 1.5V at which time ramp mode is enabled.

During align P channels P1 and P3 will be driven on and N-channel N2 will be on to provide high torque to position rotor on pole.

Motor loads with larger inertia will require longer alignment periods or larger values of C_{EN} for possibly higher currents (I_{LIMIT}).

Maximum current limit can be set by the R_{LIMIT} from the I_{LIMIT} pin (1). The threshold on this pin is approximately 0.5V thus:

$$I_{LIMIT} = \frac{0.5V}{R_{LIMIT}}$$

I_{LIMIT} is also under PWM control with I_{CH} set by a capacitor connected to C_{EN} (pin 26) and given by

$$I_{CH} = C_{EN} \frac{2.5V}{25\mu A}$$

Ramp

Motor ramping begins when C_{EN} has exceeded 1.5V at which time the capacitor connected to C_{EN} (pin 19) which had been held at ground will begin to charge with 0.75µA from the pin. When C_{EN} reaches 1.5V the device will enter run mode.

During ramp mode a 0.5µA current from the RC_{VCO} pin (20) will charge the filter components and begin to ramp the VCO frequency and begin commutation states A through F of the motor in an open loop fashion. C_{RAMP} is shunted to ground during ramp allowing additional flexibility in starting high speed motors.

C_{RAMP} should be set so that the VCO's frequency ramp during "open loop stepping" phase of motor starting is less than the motor's acceleration rate. In other words, the motor must be able to keep up with the VCO's ramp rate in open loop stepping mode. The VCO's input voltage (V_{IN}) ramp rate is given by:

$$\frac{dV_{IN}}{dt} = \frac{0.5\mu A}{C_1 + C_2 + C_{RAMP}}$$

since

$$F_{VCO} = K_{VCO} \times V_{IN}$$

$$K_{VCO} = \frac{4 \times 10^{-6}}{C_{VCO}}$$

STATE	DIRECTION	OUTPUTS						INPUT SAMPLES	
	REVERSE	N3	N2	N1	P3	P2	P1	FORWARD	REVERSE
	FORWARD	N1	N2	N3	P1	P2	P3		
R OR 0		OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	N/A	N/A
A		OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	PH2	PH2
B		OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF	PH1	PH3
C		ON	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	PH1	PH1
D		ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	PH2	PH2
E		OFF	ON	OFF	OFF	OFF	ON	PH1	PH3
F		OFF	ON	OFF	ON	OFF	OFF	PH3	PH1

Table 1. Commutation States.

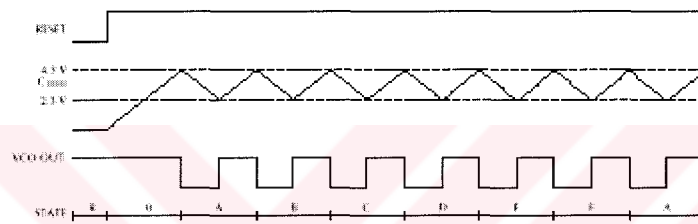


Figure 5. Commutation Timing and Sequencing.

then combining the 3 equations C_{RAMP} can be calculated from the desired maximum open loop stepping rate the motor can follow.

$$0.5\mu A \approx \frac{df_{(V_{CC})} \cdot C_{VCC}}{dt} \times \frac{(C_1 + C_2 + C_{VCC})}{4 \times 10^{-6}}$$

The motor will start more consistently and tolerate a wider variation in open loop step rate if there is some damping on the motor during the open loop modes.

The tolerance of the open loop step VCO acceleration

$$\left(\frac{df_{(V_{CC})}}{dt} \right) \text{ depends on the tolerances of } S_{VCC}, C_{RAMP}, C_1, C_2, \text{ and } C_{VCC}.$$

Large motors and loads will require longer creep periods or larger values of C_{VCC} .

Run

When the C_{VCC} pin exceeds 1.5V the device will enter run mode. At this time the motor speed should be high enough to generate a detectable BEMF and allow closed loop operation to begin. The commutation position compensation has been previously discussed.

The motor will continue to accelerate as long as the voltage on the RT_{ACCT} pin (20) is less than the voltage on V_{CCCT} (pin 8). During this time the motor will receive full N-channel drive limited only by I_{NMAX} . As the voltage on pin 20 approaches that of pin 8 the C_{VCC} capacitor will charge and begin to control the gate drive to the N-channel transistor by setting a level for comparison on the 25kHz PWM saw tooth waveform generated on V_{CHG} (pin 6). The compensation of the speed loop is accomplished on C_{VCC} (pin 5) which is the output of a trans-conductance amplifier with a $g_m = 3.85 \times 10^{-4} \Omega^{-1}$.

OUTPUT DRIVERS

The P-channel drivers are emitter follower type with 5mA pull down currents. This allows for fast turn off to prevent cross conduction. The N-channel drivers are totem pole with a 250Ω resistor in series with the pull up device again reducing cross conduction.

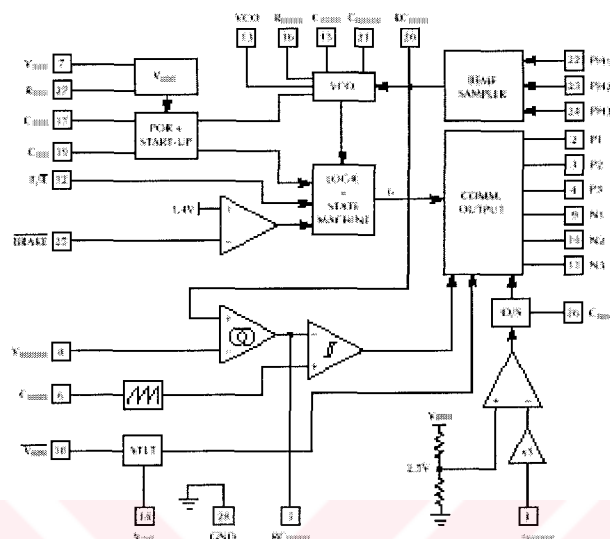
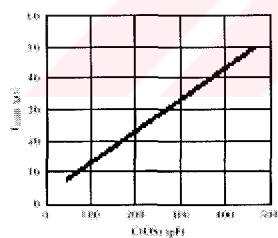


Figure 8. Block Diagram.

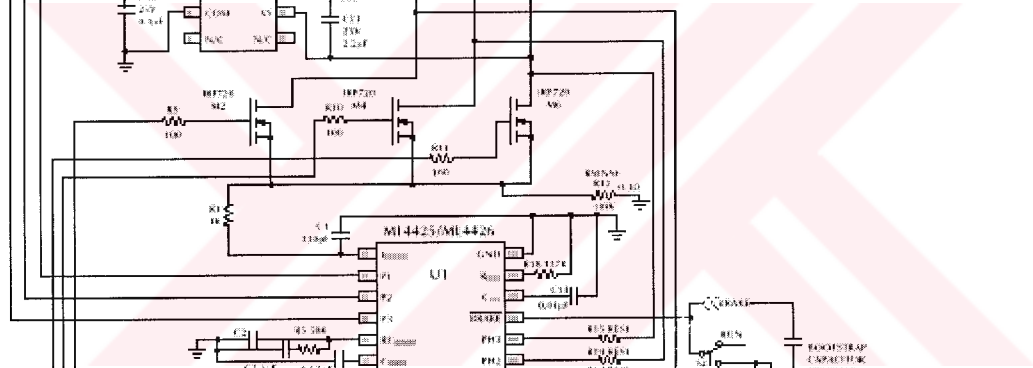
BRAKING

When BRACK pin (25) is pulled low all 3 P-channel drivers will be turned off and all 3 N-channel drivers will be turned on.

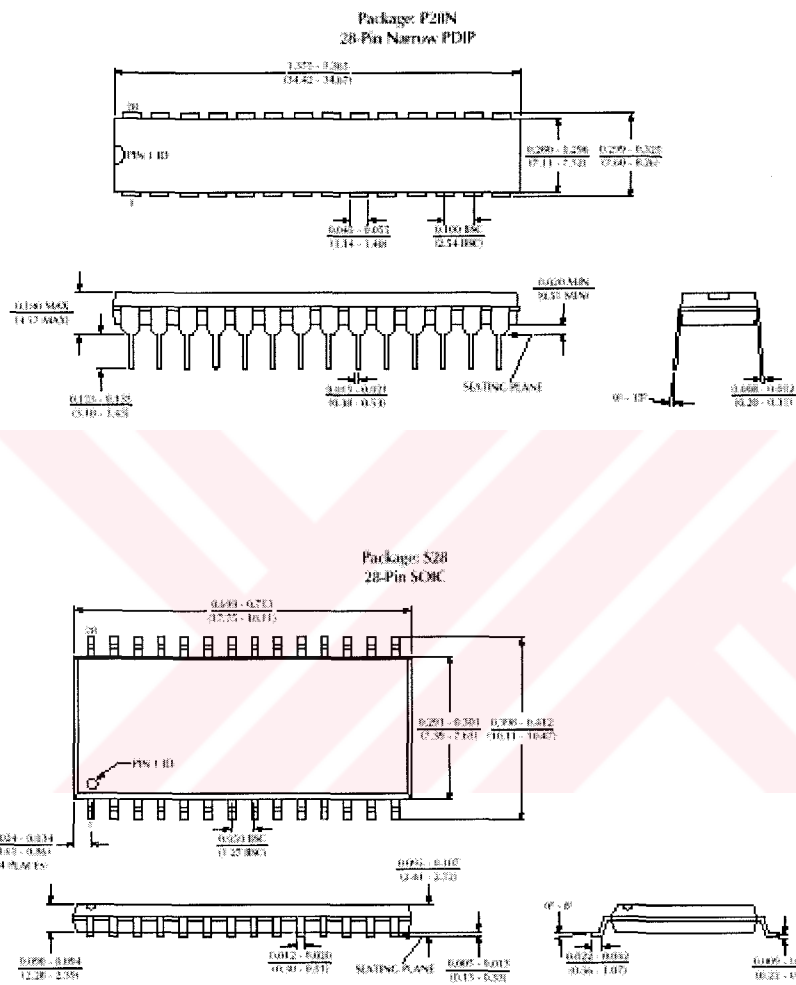
Figure 7. t_{HIGHT} Output Off-Time vs. C_{OSS}

HIGHER VOLTAGE MOTOR DRIVE

The ML4425/ML4426 can be used to drive higher voltage motors by means of level shifters to the high side drive transistors. This can be accomplished by using dedicated high side drivers for applications greater than 60V or a simple NPN level shifter as shown in Figure 9 for applications below 60V. Figure 10 shows how to interface to the IR2113 high side drivers from *1.2*. This allows driving motors up to 120V. If the reset phase is short, the BRAKE pin can be pulsed prior to startup with an RC circuit. This charges the bootstrap capacitors for three inexpensive high side drivers, allowing the reset phase to operate normally. Refer to AN-43 for additional applications information on the ML4425 and ML4426.

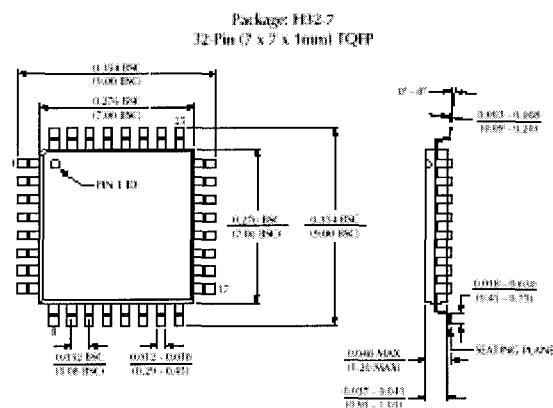


PHYSICAL DIMENSIONS inches (millimeters)



ML4425/ML4426

PHYSICAL DIMENSIONS (inches (millimeters)) (Continued)



ORDERING INFORMATION

PART NUMBER	TEMPERATURE RANGE	PACKAGE
ML4425CP	0°C to 70°C	28-Pin PDIP (P28N)
ML4425CS	0°C to 70°C	28-Pin SOIC (S28)
ML4425CH	0°C to 70°C	32-Pin TQFP (H32-7)
ML4425AP	-40°C to 85°C	28-Pin PDIP (P28N)
ML4425AS	-40°C to 85°C	28-Pin SOIC (S28)
ML4425AH	-40°C to 85°C	32-Pin TQFP (H32-7)
ML4426CP	0°C to 70°C	38-Pin PDIP (P38N)
ML4426CS	0°C to 70°C	38-Pin SOIC (S38)
ML4426CH	0°C to 70°C	32-Pin TQFP (H32-7)
ML4426AP	-40°C to 85°C	38-Pin PDIP (P38N)
ML4426AS	-40°C to 85°C	38-Pin SOIC (S38)
ML4426AH	-40°C to 85°C	32-Pin TQFP (H32-7)

MicroLinear reserves the right to make changes to any product herein to improve reliability, function or design. MicroLinear does not assume any liability arising out of the application or use of any product described herein, whether for a customer or licensee under a patent right for the rights of others. The data contained in this data sheet are intended for possible applications only. MicroLinear makes no warranty or representation as to whether the data sheet contains changes or intellectual property rights of others, and will accept no responsibility or liability for use of any application herein. The customer is urged to consult with appropriate legal counsel before deciding on a particular application.

2092 Company Drive
San Jose, CA 95131
Tel: 408/433-6300
Fax: 408/432-0255

ÖZGEÇMİŞ

Namık YILMAZ, 1975 yılında Nevşehir’de doğdu. İlköğrenimini Muhsin Adil Binal İlkokulu, orta ve lise öğrenimini Kenan Evren Lisesinde tamamladı. 1992 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektrik Mühendisliği Bölümünde bir yıl ingilizce hazırlık gördükten sonra lisans eğitime başladı. 1997 yılında bölümden pekiyi derece ile mezun olup, aynı yıl Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Anabilimdalı, Elektrik Programında Yüksek Lisans Eğitime kayıt oldu. Halen Arçelik A.Ş. Araştırma ve Teknoloji Geliştirme Merkezinde “ATGM Mühendisi” olarak çalışma hayatına devam etmektedir.