

**KARADENİZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**TMS320C6711 DSP TABANLI HIZ SENSÖRSÜZ
DOĞRUDAN MOMENT KONTROLLÜ
ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜ**

Elektrik Yük. Müh. Mustafa AKTAŞ

**Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsünde
“Doktor”
Ünvanı Verilmesi İçin Kabul Edilen Tezdir**

147365

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 24.10.2005
Tezin Savunma Tarihi : 30.01.2006

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. H. İbrahim OKUMUŞ
Jüri Üyesi : Prof. Dr. Sefa AKPINAR
Jüri Üyesi : Prof. Dr. Hasan KÜRÜM
Jüri Üyesi : Doç. Dr. İsmail H. ALTAŞ
Jüri Üyesi : Yrd. Doç. Dr. Murat EKİNCİ

Enstitü Müdürü : Prof. Dr. Emin Zeki BAŞKENT

Trabzon 2006

143365

ÖNSÖZ

Bu çalışmada Doğrudan Moment Kontrollü Asenkron Motor Sürücüsündeki problemlere yeni çözümler önerilmiştir. Bu öneriler, Yapay Sinir Ağı kullanan MRAS tabanlı stator direnç kestirici, Adaptif Histerezis Bant Kontrolör ve Kayan Kipli hız kestirimi yöntemleridir. Bu önerilen yöntemlerin deneysel gerçekleşmesi DSP tabanlı sürücü sistem kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Doktora tez danışmanlığımı üstlenmeyi kabul edip çalışmalarım boyunca destek ve teşviklerinden dolayı Sayın Yrd. Doç. Dr. H. İbrahim OKUMUŞ'a en içten teşekkürlerimi sunuyorum.

Yüksek lisans çalışmam ve doktora çalışmamın ilk yıllarında danışmanlığımı üstlenen Sayın Prof. Dr. Sefa AKPINAR'a, en içten teşekkürlerimi sunuyorum.

Deneysel çalışmalarda KTÜ TI-DSP ve ASOL Laboratuvarlarından faydalanılmıştır. ASOL Lab sorumlusu Sayın Doç. Dr. İsmail H. ALTAŞ'a, DSP Lab sorumlusu Sayın Yrd. Doç. Dr. İsmail KAYA'ya ve Tez İzleme Jüri'sinde bulunan Sayın Yrd. Doç. Dr. Murat EKİNCİ'ye en içten teşekkürlerimi sunarım.

Başta Ali ÖZEN, Salim KAHVECİ, Birol SOYSAL, Kadir TÜRK, Emre ÖZKOP, Ömür AKYAZI, Selami KESLER ve Metin USLU olmak üzere Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında lisansüstü çalışmalarını yürüten ya da tamamlamış arkadaşlara, bölümümün değerli hocalarına, personeline ve tüm arkadaşlarıma gösterdikleri güler yüz ve hoş sohbetleri için teşekkür ederim.

KTÜ Ordu MYO yönetici, akademik ve idari personeline teşekkür ederim.

Tüm hayatım boyunca desteklerini esirgemeyen annem, babam ve kardeşlerime teşekkürlerimi sunarım. Kayınbabam ve kayınvalideme de destekleri için teşekkür ederim.

Her zaman yanımda olan ve destekleyen hayat arkadaşım-eşim Lütfiye'ye teşekkürlerimi sunarım. Doktora süresince, gerekli ilgiyi gösteremediğim için çocuklarım Ahmet Muaz, Balanur ve Ali Tarık (Zekeriya)'dan özür diliyorum.

Mustafa AKTAŞ

Trabzon 2006

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	II
İÇİNDEKİLER	III
ÖZET	VII
SUMMARY	VIII
ŞEKİLLER DİZİNİ	IX
TABLolar DİZİNİ	XII
SEMBOLLER DİZİNİ	XIII
KISALTMALAR DİZİNİ	XV
1. GENEL BİLGİLER.....	1
1.1. Giriş	1
1.2. Asenkron Motorun Doğrudan Moment Kontrolü.....	7
1.2.1. Doğrudan Moment Kontrolün Gelişim	7
1.2.2. Evirici Beslemeli ASM'nin Doğrudan Moment Kontrolü.....	8
1.2.2.1. Hızlı Moment Tepkisi Üretmenin Temelleri.....	8
1.2.2.2. En Uygun Anahtarlama Vektörü Seçimi.....	17
1.2.2.3. Stator Akı Kestirimi ve Problemleri.....	21
1.2.2.4. Stator Akısı Tabanlı DMK Sürücüsü.....	24
1.2.2.4.1. Temel DMK Şeması.....	24
1.2.2.4.2. Stator Akısının Azalması Ve Moment Dalgalanmaları.....	25
1.2.2.5. Doğrudan Moment Kontrol Tekniğinin Sakıncaları.....	28
1.2.2.5.1. Stator Direnci Değişiminin Etkisi.....	28
1.2.2.5.2. Momentteki Dalgalanmalar.....	29
1.2.2.5.3. DMK'nın Özellikleri, Avantaj ve Dezavantajları.....	30
1.2.2.6. Histerizis Bant Kontrol.....	31
1.3. Yapay Sinir Ağları.....	33
1.3.1. Giriş	33
1.3.2. Yapay Sinir Ağlarının Özellikleri.....	34
1.3.3. Yapay Hücre Modelleri.....	35

1.3.3.1.	Statik Hücre Modeli.....	36
1.3.3.1.1.	Aktivasyon Fonksiyonları.....	36
1.3.4.	Sinir Ağlarının Sınıflandırılması.....	38
1.3.4.1.	İleri Beslemeli ve Geri Beslemeli Sinir Ağları.....	38
1.3.4.2.	Denetimli ve Denetimsiz Öğrenme Ağları.....	39
1.4.	Adaptif Histerezis Bant.....	40
1.4.1.	İki Seviyeli Adaptif Histerezis Bant Modülasyonu	40
1.4.1.1.	Analog Histerezis Bant Karakteristikleri	41
1.4.2.	Üç Seviyeli Histerezis Bant Modülasyonu.....	41
1.5.	Uzay Vektör Modülasyonu.....	42
1.6.	Asenkron Motor Sürücülerinin Doğrudan Moment Kontrolü.....	45
1.6.1.	Doğrudan Moment Kontrolün İlkeleri.....	45
1.6.1.1.	Üç Fazlı PWM Gerilim Beslemeli Evirici Eşitlikleri.....	46
1.6.2.	Stator Akısı Kestirimi.....	48
1.7.	Kayan Kipli Kontrol.....	49
1.7.1.	Anahtarlama Teknikleri.....	50
1.7.2.	Kayan Kipli Denetim Kuramı.....	51
1.7.3.	Erişim Kuralları.....	54
1.7.4.	Doğrusal Sistemlerde Kayan Kipli Denetim.....	55
1.8.	Gözlemleyiciler	56
1.8.1	Geniştirilmiş Kalman Filtreleri (EKF) Uygulanması.....	57
2.	YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR VE TARTIŞMA.....	60
2.1.	Yapay Sinir Ağı İle Stator Direnci ve Stator Akısı Kestirimi.....	60
2.1.1.	Giriş.....	60
2.1.2.	Stator Gerilim Modelinde Stator Akısı Kestirimi.....	60
2.1.3.	Stator Direnci Değişimlerinin Etkileri.....	63
2.1.4.	Stator Gerilim Düşümünün Stator Akısına Etkisi.....	66
2.1.5.	Stator Gerilim Düşümünün Moment Üzerindeki Etkisi.....	67
2.1.6.	Stator Direnci Kestiriminde Akı Geribesleme Değişkeni Yöntemi.....	68
2.1.7.	Yapay Sinir Ağı ile Parametre Kestirimi.....	70
2.1.7.1.	Geri Yayılma Algoritması.....	70

2.1.7.2.	Delta Öğrenme Kuralı	72
2.1.8.	Model Referans Adaptif Sistem Tabanlı Stator Direnci Kestirimi	76
2.2.	Adaptif Histerezis Bant İle Sabit Anahtarlama Frekansı.....	83
2.2.1.	İki Seviyeli Adaptif Histerezis Bant Modülasyonu	84
2.2.1.1.	Frekans Oran Kontrolü için HB Adaptasyonu.....	89
2.2.2.	Üç Seviyeli Histerezis Bant Modülasyonun Analizi.....	91
2.2.3.	Adaptif Histerezis Bant Kontrolü.....	95
2.2.4.	Sabit Anahtarlama Frekansının Elde Edilmesi.....	95
2.2.4.1.	Momentin Neden Olduğu Anahtarlama Frekansı.....	96
2.2.4.2.	Stator Akısının Neden Olduğu Anahtarlama Frekansı.....	98
2.3.	Kayan Kipli Kontrol Yöntemi ile Hız Kestirimi.....	107
2.3.1.	Giriş.....	107
2.3.2.	Elektrik Sürücülerinin Denetiminde Kayan Kip.....	108
2.3.2.	ASM'de Kayan Kip ile Rotor Akısı Gözlemleyici ve Hız Kestirimi..	109
2.4.	Önerilen DMK Yöntemlerinin DSP Uygulaması.....	116
2.4.1.	Giriş.....	116
2.4.2.	Sürücü Sistemin Donanımı.....	117
2.4.2.1.	DSP Starter Kit ve ADC Kontrol Bordu	119
2.4.2.1.1.	Sayısal İşaret İşlemci (DSP).....	119
2.4.2.1.1.1.	DSK6711 ve Code Composer Studio.....	120
2.4.2.1.1.2.	DSP Kod Derleme Arayüzü (Code Composer Studio).....	124
2.4.2.1.2.	Analog Dijital Dönüştürücü (ADC) ADS8364 EVM.....	127
2.4.2.2.	PWM Evirici Sürücü Sistemi.....	130
2.4.2.2.1.	DA Güç Kaynağı	131
2.4.2.2.2.	PWM Gerilim Beslemeli Evirici (VSI)	131
2.4.2.2.3.	Asenkron Motor.....	134
2.4.3.	Önerilen DMK Algoritmalarının Uygulama Yazılımı.....	135
2.4.3.1.	Stator Akısı ve Momentin Kestirimi.....	135
2.4.3.2.	Anahtarlama Dilimlerinin Belirlenmesi.....	135
2.4.3.3.	Üç Fazlı İki Faza (D-Q) Dönüştürme.....	136
2.4.3.4.	Moment ve Akı Denetleyicileri.....	136

2.4.3.5.	Hız Denetleyici.....	137
2.4.3.6.	Gerilim Vektörleri Seçim Tablosu.....	137
3.	SONUÇLAR.....	138
4.	ÖNERİLER.....	139
5.	KAYNAKLAR.....	140
	ÖZGEÇMİŞ.....	149



ÖZET

Bu çalışmada Asenkron Motor sürücülerini için geliştirilen Doğrudan Moment Kontrolörünün performansının artırılmasına yönelik önerilen yöntemlerin matematiksel analizi, bilgisayar benzetimleri ve deneysel çalışmaların sonuçları verilmektedir.

Tezin birinci bölümünde geleneksel yöntemler ve temel tanımlamalar verilmiştir.

Çalışmanın ikinci bölümü ise dört kısımdan oluşmaktadır. Birinci kısımda, Doğrudan Moment Kontrol için özellikle düşük hızlarda önemli bir sorun olan stator omik gerilim düşümünün doğrudan orantılı olduğu stator sargı direncinin kestirilmesi önerilmiştir. Bu kestirim MRAS tabanlı Yapay Sinir Ağı kullanan bir kestirim yöntemi ile yapılmıştır.

İkinci kısımda, klasik Doğrudan Moment Kontroldeki sabit bant genişliğine sahip histerezis kontrolör yerine Adaptif Histerezis bant kontrolör önerilmektedir. Bu yöntem sayesinde düşük hızlarda akı yörüngesi dairesel hale getirilmekte, yüksek hızlarda ise anahtarlama kayıpları ortadan kaldırılmaktadır.

Yapılan çalışmaların üçüncü kısmında, Asenkron Motor sürücünün daha sade bir yapıya sahip olmasını sağlayacak sensörsüz hız kestirimi Kayan Kipli yöntem kullanılarak gerçekleştirilmektedir.

Yapılan çalışmaların dördüncü ve son kısmında ise, önerilen bütün yöntemlerin gerçekleşmesi için Texas Instrument'in TMS320C6711 DSP tabanlı Asenkron Motor sürücü sistemi ayrıntılı olarak ele alınmaktadır. Bu DSP sayesinde sürücüdeki akım ve gerilim değerleri çok hızlı bir şekilde değerlendirilerek kontrolörün başarısı artırılmaktadır. Evirici anahtarlama vektörü belirlenmesi için geçen süre en aza indirgenmektedir. Böylece zaman gecikmesinden kaynaklanan problemler ortadan kaldırılmaktadır. TMS320C6711 DSP kartı motor kontrolünde ilk olarak bu çalışmada kullanılmıştır. Önerilen yöntemlerin benzetim çalışmalarında elde edilen sonuçları, tasarlanan sürücü ile elde edilen deneysel sonuçlar doğrulamıştır.

Anahtar Kelimeler: Doğrudan Moment Kontrol, Asenkron Motor, Yapay Sinir Ağı, Model Referans Adaptif Sistem, Adaptif Histerezis Bant, Kayan Kipli Kontrol, TMS320C6711, DSP Uygulaması

SUMMARY

TMS320C6711 DSP Based Speed Sensorless Direct Torque Controlled Induction Motor Drive

In this study, mathematical analysis of techniques which have been proposed to improve Direct Torque Controlled Induction Motors results of computer simulation and experimental studies are presented.

In the first chapter of the study, the traditional methods and basic definitions have been given.

The second chapter of the thesis is composed of four parts. In the first part, especially in low speeds, a solution to decrease the impacts of the stator resistive voltage drop on the DTC has been proposed. For this purpose, MRAS based Artificial Neural Network estimator has been suggested.

In the second part of the chapter, an Adaptive Hysteresis Band method has been proposed in order to get constant switching frequency for the DTC drive. With this method, the flux locus becomes circle in low speeds and switching losses decreases in high speeds.

In the third part of the chapter, a speed estimation has been performed using the sliding mode control technique to constitute an Induction Motor Drive without a sensor.

In the last part of the chapter, a drive system which has been built to realize the experimental applications of all proposed methods has been described in details. In this study, a new motor drive has been implemented using TMS320C6711 DSP module for the purpose of applying the suggested techniques experimentally.

By using DSP which is a very fast processor, the problem under the motor can be found out earlier and so, the control process can be increased. TMS32016711 DSP module has been used for the first time in our study. The results of simulations of the proposed methods have been justified by experimental results.

Key Words: Direct Torque Control, Induction Motor, Artificial Neural Network, Model Reference Adaptive System, Adaptive Hysteresis Band, Sliding Mode Control, TMS320C6711, DSP Application

ŞEKİLLER DİZİNİ

Sayfa No

Şekil 1.1.	Stator akısı, rotor akısı ve stator akımı vektörlerinin gösterimi.....	12
Şekil 1.2.	PWM evirici şeması, sekiz anahtarlama durumu ve anahtarlama vektörleri	13
Şekil 1.3.	Stator akı vektörü kontrolü, stator akısı yörüngesi ve anahtarlama vektörleri.....	14
Şekil 1.4.	Değişik dilimlerdeki stator akı vektörleri için gerilim vektörü seçimi.....	16
Şekil 1.5.	Stator akı bileşenleri Ψ_{sD} , Ψ_{sQ} ve Ψ_{sB} ile Ψ_s arasındaki ilişki.....	19
Şekil 1.6.	DMK sürücü şeması.....	24
Şekil 1.7.	İki seviyeli histerezis bant kontrolörün blok diyagramı.....	31
Şekil 1.8.	Üç seviyeli histerezis bant kontrolörün blok diyagramı.....	32
Şekil 1.9.	Yapay hücre modeli.....	36
Şekil 1.10.	Doyumlu doğrusal aktivasyon fonksiyonu.....	37
Şekil 1.11.	Sigmoid (tanh) aktivasyon fonksiyonu.....	38
Şekil 1.12.	Üç faz Uzay Vektör Modülasyonu için anahtarlama örneği.....	39
Şekil 1.13.	SVM için Anahtarlama durumlarına göre gerilim vektörleri.....	39
Şekil 1.14.	Üç fazlı gerilim beslemeli PWM evirici.....	43
Şekil 1.15.	Uzay gerilim vektörleri.....	44
Şekil 1.16.	İkinci dereceden bir sistem için örnek bir kayma yüzeyi.....	47
Şekil 1.17.	Uzay gerilim vektörleri.....	47
Şekil 1.18.	İkinci dereceden bir sistem için örnek bir kayma yüzeyi.....	52
Şekil 1.19.	Genişletilmiş Kalman Filtresinin (EKF) yapısı.....	58
Şekil 2.1.	Stator akısı, rotor akısı ve stator akımı uzay vektörleri.....	68
Şekil 2.2.	Stator akı kestiricisi.....	69
Şekil 2.3.	Stator direnç kestirimi için kullanılan üç katlı tek çıkışlı ağ.....	71
Şekil 2.4.	İleri yön yayılma ve Geri yön yayılma	71
Şekil 2.5.	MRAS tabanlı stator direnci kestiricinin blok şeması.....	79

Şekil 2.6.	Geliştirilen DMK'lı ASM sürücü sisteminin blok şeması.....	79
Şekil 2.7.	PI ile yapılan Stator Direnci Kestirim benzetimi	80
Şekil 2.8.	YSA tabanlı stator direncinin kestirim benzetimi	81
Şekil 2.9.	YSA tabanlı stator direncinin kestiriminde ağ eğitim işareti	81
Şekil 2.10.	Stator direncindeki değişimin kestirim benzetimi	82
Şekil 2.11.	YSA tabanlı stator direnci kestiricinin deneysel uygulaması	82
Şekil 2.12.	İki seviyeli Histerezis Bant Modülatörünün blok diyagramı.....	84
Şekil 2.13.	HBM için bir işaretin üretimi.....	85
Şekil 2.14.	Analog HBM tarafından üretilen PWM, FR=9, M=0,8.....	90
Şekil 2.15.	Üç seviyeli Histerezis Bant Modülasyonu.....	91
Şekil 2.16.	Adaptif HB Modülasyonu için işaret gösterimi, FR=14, M=0,8	92
Şekil 2.17.	Adaptif Histerezis Bant Modülasyonu için bir işaretin üretilmesi.....	93
Şekil 2.18.	Eviricinin bir kolunun ortalama anahtarlama frekansını hesaplamak için akış çizelgesi.....	101
Şekil 2.19.	Farklı rotor hızları için anahtarlama frekansının değişimleri.....	102
Şekil 2.20.	DMK'lı ASM'ye sabit HB ve adaptif HB uygulanarak elde edilen sonuçlar (akı yörüngesi, moment, anahtarlama frekansı, stator akısı değişimleri).....	103
Şekil 2.21.	Genel bir DMK için stator akı yörüngesi ve genliğine ait deneysel sonuçlar	104
Şekil 2.22.	Sabit anahtarlama frekansı için önerilen Adaptif HB kullanılarak DMK'lı ASM sürücü sisteminde elde edilen stator akısı yörüngesi ve genliğine ait deneysel sonuçlar.....	104
Şekil 2.23.	Stator akısı genliğinin büyütülmüş olarak önerilen Adaptif HB'ın deneysel başarımının gösterimi	105
Şekil 2.24.	Stator akısı büyütülerek önerilen Adaptif HB'ın deneysel başarımının Gösterimi	105
Şekil 2.25.	Fluke 199C ossiloskoptan alınan iki faza ait faz-faz gerilimleri dalga şekilleri.....	106
Şekil 2.26.	Faz-faz gerilimine ait osiloskop ekranında görüntülenen değerleri.....	106
Şekil 2.27.	Fluke 199C ossiloskoptan alınan iki faza ait faz akımları dalga şekilleri.....	106
Şekil 2.28.	Sensörsüz DMK'lı ASM sürücü.....	114
Şekil 2.29.	Yüksüz çalışmada iki farklı hız değerinde yapılan hız kestirimi deneysel uygulama sonucu.....	114
Şekil 2.30.	Yüksüz, iki farklı hızda yapılan hız kestirimi hatası deneysel sonucu.....	115

Şekil 2.31. Yük altında yapılan deneysel hız kestirimi ve kestirim hatası ($M_y=0,5Nm$).	115
Şekil 2.32. Yüklü yapılan deneysel hız kestiriminde moment değişimi ($M_y = 0,5 Nm$)	116
Şekil 2.33. Ani yük momenti değişimlerine karşı motor hız kontrolü deneysel sonuçları.....	116
Şekil 2.34. Geliştirilen DMK sürücü sisteminin blok diyagramı.....	118
Şekil 2.35. TMS320C6711 işlemcisinin blok diyagramı.....	123
Şekil 2.36. DSK6711 Starter Kit'in görünümü.....	124
Şekil 2.37. CCS'de kod geliştirme akış diyagramı.....	125
Şekil 2.38. CCS, DSP programlama arayüzü genel çalışma görünümü.....	126
Şekil 2.39. ADS8364'ün yapısı.....	128
Şekil 2.40. ADS8364 ile TMS320C6711 Bağlantı Şeması.....	128
Şekil 2.41. ADS8364 EVM'ün iki analog giriş devresi (A0+ ve A0-)	129
Şekil 2.42. ADS8364'ün girişine verilen bir sinüs işaretinin CCS'daki görüntüsü.....	130
Şekil 2.43. IGBT evirici köprüsü.....	131
Şekil 2.44. Turn-off (kapama) snubber devresi.....	132
Şekil 2.45. Ölü zamanlı tetikleme işareti üreten bordun resmi (6 adet).....	132
Şekil 2.46. Ölü zaman devre işaretlerinin zamanlama diyagramı.....	133
Şekil 2.47. Gerilim beslemeli evirici fotoğrafı (6 adet IGBT ve soğutucuları)	133
Şekil 2.48. ADS8364 ve TMS320C6711'in sürücü sistemdeki görüntüsü	134
Şekil 2.49. Stator akı yörüngesinin dilimlenmesi ve $\psi_{sq,1}$ 'in geometrik belirlenmesi...	136

TABLolar DİZİNİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 1.1. Kontrol tekniklerinin karşılaştırılması	7
Tablo 1.2. En uygun gerilim anahtarlama vektörü seçim tablosu.....	18
Tablo 1.3. Stator akı vektörü dilimi seçimi.....	20
Tablo 1.4. Gerilim vektörlerinin anahtarlama örnekleri.....	46
Tablo 1.5. Kayan Kipli Kontrol teorisinin faaliyet alanı.....	55
Tablo 2.1. Farklı rotor hızlarında anahtarlama frekansı.....	102
Tablo 2.2. Elektrik motorlarının kontrolü.....	109
Tablo 2.3. Akademik çalışmalarda kullanılan DSP'lerin işlemci hızları.....	117
Tablo 2.4. DSK6711 bellek haritası.....	121
Tablo 2.5. Genişlemiş bellek arayüzü (J1).....	122
Tablo 2.6. RD fonksiyon kontrol adresleri.....	127
Tablo 2.7. A0 kanalı için analog giriş buffer devre değerleri.....	130
Tablo 2.8. Test motoru parametreleri.....	134

SEMBOLLER DİZİNİ

f	: Frekans
f_c	: Taşıyıcı frekansı
\bar{I}_s, \bar{I}_r	: Stator ve rotor akımı uzay vektörleri
J	: Eylemsizlik momenti
L_s	: Stator öz endüktansı
L_r	: Rotor öz endüktansı
M	: Ortak endüktans
P	: Kutup çifti sayısı
R_s	: Stator direnci
R_r	: Rotor direnci
S_a, S_b, S_c	: a,b,c fazlarının anahtarlama durumları
T_A, T_B	: Aktif gerilim vektörlerinin uygulanma süreleri
T_0, T_7	: Sıfır gerilim vektörleri
T_z	: Örnekleme periyodu
M	: Moment
M_{ref}	: Moment referansı
V_{da}	: DA gerilim değeri
\bar{V}_s, \bar{V}_r	: Stator ve rotor gerilim uzay vektörleri
v_{sd}, v_{sq}	: Sabit referans ekseninde stator geriliminin d ve q bileşenleri
$\bar{\Psi}_s, \bar{\Psi}_r$: Stator ve rotor akı vektörleri
$\hat{\Psi}_s, \hat{\Psi}_r$: Kestirilen stator ve rotor akı vektörleri
ψ_{sd}, ψ_{sq}	: Sabit referans ekseninde stator akısı d ve q bileşenleri
ψ_{rd}, ψ_{rq}	: Sabit referans ekseninde rotor akısı d ve q bileşenleri
ω_s	: Senkron frekans
ω_r	: Rotor hızı (rad/sn)

- $\hat{\omega}_r$: Kestirilen rotor hızı (rad/sn)
 σ : Sızıntı katsayısı
 τ_r : Rotor zaman sabiti
 ε veya e : Öğrenme işareti
 ΔM : Moment histerezis bant genişliği
 $\Delta \Psi_s$: Stator akısı histerezis bant genişliği
 \hat{X}_t : Veri kestirim vektörü



KISALTMALAR DİZİNİ

ADC	: Analog Sayısal Dönüştürücü
AGF	: Alçak Geçiren Filtre
ALU	: Aritmetik Lojik Ünite
ANN	: Artificial Neural Network
ASM	: Asenkron Motor
CCS	: Kod Derleme Arayüzü
CPU	: Merkezi İşlem Birimi
DAC	: Sayısal Analog Dönüştürücü
DMA	: Doğrudan Bellek Adresleme
DMK	: Doğrudan Moment Kontrol
DSC	: Doğrudan Bağımsız (Kendini) Kontrol
DSP	: Sayısal İşaret İşleyici
DTC	: Direct Torque Control
EMIF	: Genişletilmiş Bellek Arayüzü
emk	: Elektro Motor Kuvvet
EVM	: Evaluation Module
FIFO	: İlk Giren İlk Çıkar
FOC	: Field Oriented Control
HB	: Histerezis Band
HBM	: Histerezis Bant Modülasyonu
MRAS	: Model Referans Adaptif Sistem
PPM	: Darbe Pozisyon Modülasyonu
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
RWM	: Dikdörtgen Dalga Modülasyonu
SVM	: Uzay Vektör Modülasyonu
THD	: Toplam Harmonik Bozulması
VLSI	: Büyük Ölçekli Entegre Devre
VSI	: Gerilim Beslemeli Evirici

1. GENEL BİLGİLER

1.1. Giriş

Geçmişte değişken hızlı endüstri uygulamalarında oldukça yaygın olarak kullanılan Doğru Akım (DA) motorları günümüzde de hala önemini sürdürmektedir. Çünkü DA motorlarının akı ve moment denetimleri uyarma ve endüvi akımları ile bağımsız olarak kolayca yapılabilmektedir. Özellikle serbest uyarmalı DA motorları, düşük hızlarda yüksek performanslı ve dört bölgede çalışma gerektiren uygulamalarda kullanılmaktadır. Bunun yanında DA motorlarının fırça ve komütatörlerinden kaynaklanan dezavantajları vardır. Bu yüzden periyodik bakıma ihtiyaç duyarlar. Patlayıcı veya aşındırıcı çevre şartlarında kullanılmazlar. Yüksek hızlarda ve yüksek gerilimde çalışma şartlarında komütatör kapasitesi sınırlıdır. DA motorlarındaki bu tip problemlerden kurtulmak için, korunabilir, ekonomik, basit ve sağlam yapılı olan, Alternatif Akım (AA) motorları kullanılmaktadır. Bu motorlar ağır yüklemelere karşı dayanıklı, boyutları DA motorlarına göre daha küçük, rotor kütlesi ve ağırlığına göre yüksek çıkış gücüne sahiptirler. Ayrıca, kontrol metotlarının gelişimi ve mikro elektronik donanımların kullanılmasıyla, değişken hızlı ASM sürücülerini DA sürücülerinden ekonomi ve performans bakımından daha üstün hale getirmektedir [1].

Bu teze temel oluşturacak daha önceki çalışmaların bazıları hakkında kısaca bahsetmek gerekirse aşağıdaki bilgiler verilebilir;

İlk olarak Isao Takahashi ve arkadaşları [2], DMK yöntemini ortaya atmışlardır. Bu yıllarda oldukça yaygın olan Alan Yönlendirmeli Kontrol (FOC) ile DMK yöntemlerinin karşılaştırılmasını yapmışlardır. FOC ile sadece akı doğrudan kontrol edilirken DMK yönteminde hem akı hem de moment doğrudan kontrol edilebilmektedir. Ayrıca FOC yönteminde koordinat dönüşümleri sebebiyle işlem miktarı artmaktadır. Bunun yanında, DMK yönteminin ile hızlı moment tepkisi ve düşük harmonik kayıpları gibi avantajları gösterilmiştir. Uygulanan gerilim vektörleriyle momentin doğrudan kontrol edildiği grafiklerle gösterilmiştir. Ayrıca teorik çalışmaların deneysel olarak ispatı yapılmıştır.

Lascu ve arkadaşları [3], DMK yönteminin geliştirilmesi üzerine çalışmalar yapmışlardır. Uzay vektör tabanlı doğrudan moment ve akı kontrolünü önermişlerdir. Bu sayede DMK'nın geçici durum performansı ve etkileri geliştirilmiş, kararlı durumdaki moment titreşimleri azaltılmıştır. Akı ve moment histerezis denetleyicinin yerine PI

denetleyiciler yerleştirilerek elde edilen sonuçlar klasik DMK ile karşılaştırılmıştır. Ayrıca önerilen yöntemlerin deneysel olarak gerçekleştirilmesiyle moment titreşimlerinin azaltıldığı gösterilmiştir.

Malik Elbuluk ve arkadaşları [4], DMK'lı ASM sürücüde stator direncini Yapay Sinir Ağı kullanarak kestirim öğrenme işlemini gerçekleştirmişler. Stator direncinin değişimlerinin belirlenmesi stator akısının belirlenmesinde ve dolayısıyla DMK'lı sürücünün performansında önemlidir. Stator direnci sargılarda meydana gelen ısınmalardan dolayı değişebildiği için çalışma esnasındaki değişimlerinin bilinmesi gerekmektedir. Kullanılan ağı girişlerini stator akım hataları ve akım hataları değişiminden oluşmaktadır. Bu çalışmada üç katmanlı bir sinir ağı kullanılmakta, değişik düğümlerde ağ yapıları ile stator direnci kestirim performansı karşılaştırılmaktadır.

Malik Elbuluk ve arkadaşları [5], DMK'lı ASM sürücüde stator direncini PI ve Bulanık Mantık kullanarak kestirim öğrenme işlemini gerçekleştirmişler. Çalışmalarında stator akım vektörü değişimi ve stator direnci değişimi arasındaki ilişki ele alınmıştır. Stator direnci bulanık mantık direnç kestirici ile kestirilmiş ve deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Ayrıca bu elde edilen sonuçları klasik PI direnç kestiricisinden elde edilen sonuçlar ile karşılaştırılmıştır. Önerilen bulanık mantık direnç kestiricisinin başarısı elde edilen sonuçlarla açıklanmıştır.

Mei ve arkadaşları [6], DMK yönteminin geliştirilmesi üzerine çalışma yapmıştır. Bu çalışmaya göre DMK yönteminde düşük hızlarda ve ağır yüklerde stator akı yörüngesinde daireselden uzaklaşmalar olmaktadır. Hatta bir periyotta altı kez referans değerinin altına düşerek akı yörüngesi altıgene benzemektedir. Bunun önüne geçilmesi için anahtarlama dilimlerinin belirli bir açı döndürülmesiyle dilimlerin kenarında bulunan bölgenin diğer dilime geçirilmesiyle akı yörüngesinin daireselle yaklaştırılması amaçlanmıştır. Elde edilen benzetim ve deneysel sonuçlar karşılaştırılmalı bir biçimde verilerek yöntemin başarısı gösterilmiştir.

Bose yaptığı çalışmada [7] stator direncinin kestirimi için yeni bir Bulanık kestirici önermiştir. Bu çalışmada ASM'nin uygun dinamik sıcaklık modeli aracılığıyla, stator akımının ve frekansının bir fonksiyonu olarak stator sargı sıcaklığının kestirilmesinden stator direnci türetilerek kestirim gerçekleştirilmiştir. Ölçülen ve kestirilen sıcaklık arasındaki farkın küçüklüğü gösterilerek yöntemin başarısı verilmiştir. Böylece önerilen bir

denklem yardımıyla stator sargı omik direnci kestirimi gerçekleştirilmiştir. Bu yöntemin düşük hızlardaki başarısı da gösterilmiştir.

Yang Xia ve arkadaşları [8], DMK'deki akı ve moment hataları ile akı vektörünün pozisyonuna ait bilgileri kullanan anahtarlama tablosunun yerine Bulanık Denetleyici kullanmışlardır. Bulanık mantık denetleyicinin girişleri akı ve moment hataları ile akı vektörünün pozisyonudur. Anahtarlama tablosunun keskinliğinden Bulanık Denetleyici kullanılarak uzaklaşmanın getirdiği avantajların sonuçlarını göstermişlerdir. Böylece özellikle düşük hızlarda ihtiyaç duyulan geçiş bölgelerine ait anahtarlama vektörleri değişimi ve bunların uygulanma sürelerinin azaltılmasındaki başarısı verilmiştir.

Walczyzna DMK'nın orta ve yüksek güçlü sürücülerinin düşük hızlı çalışmalarındaki problemlerini incelemiştir [9]. Doğrudan Bağımsız Kontrol yöntemi ile DMK yöntemini karşılaştırmıştır. Bu çalışmada iki akı histerezis karşılaştırıcı kullanılmıştır. Bunlardan birisi "akı yenileme tekniği" olarak bilinen iki geri yön (-120°) gerilim vektörlerini kullanır. Sıfır gerilim vektörlerinin yerine iki dilim geride olan gerilim vektörlerinin kullanılmasını önermiştir. Böylece yüksek güçlü çalışmalarda problemlerden bazılarının çözüme kavuştuğunu göstermiştir.

Telford ve arkadaşları DMK için basit bir doluluk boşluk oranı kontrol yöntemi geliştirmişlerdir [10]. Bu sayede moment titreşimlerini azaltmışlar, ortalama çıkış momentini sabit tutmuşlar ve anahtarlama frekansındaki değişimi azaltmaya çalışmışlardır. Moment hata durumuna göre gerilim vektörünün belirli bir süre uygulanması ve belirli bir süre de uygulanmaması ile bu kontrol sağlanmaktadır. Burada iki sürenin birbirine oranı momentin hata durumu ile belirlenmektedir.

Kazmierkowski ve arkadaşları yaptıkları çalışmada [11], FOC ile DMK'nın birbirlerine karşı avantaj ve dezavantajlarından bahsetmektedir. Düşük hızlarda ortaya çıkan DMK problemlerini çözmek için kestirilen ve gerçek momentin karşılaştırıldığı karşılaştırıcıya ilave bir sinyal girilmektedir. Bu sinyal sayesinde düşük hızlardaki anahtarlama sayısı artırılarak aynı gerilim vektörüyle beslenmesi ve böylece ortaya çıkabilecek moment titreşimleri ve akı yörüngesi bozulmalarının önüne geçilmeye çalışılmıştır.

Yongdong ve arkadaşlarının yapmış olduğu çalışmada [12], önceki yıllarda yapılmış olan çalışmalarda düşük hızlar için önerilen yöntemlerin işlem karmaşıklığına sebep olduğu ve bu yüzden uygulanmasının zorluğundan bahsedilmektedir. Kendileri bu

problemin çözümü olarak düşük hızlarda ASM'nin moment karakteristiklerini tamamen sayısal kontrol sistemi ile kontrolü üzerine araştırma yapmışlardır. Ayrıca ölü zaman etkilerini ortadan kaldırmak için bir çözüm önerisi sunmaktadır. Ölü zaman süresinin akı hesaplamalarında dikkate alınarak gerilim vektörlerinin ona göre üretilmesiyle ölü zaman etkisinin getirmiş olduğu problemlerin bazılarının çözümlendiği gösterilmektedir.

Nash yapmış olduğu çalışmada [13], hız sensörsüz DMK'lı ASM'nin kontrolünü gerçekleştirmiştir. Bu çalışmada AA ve DA sürücü ve yöntemleri arasındaki benzerlikler incelenmiştir. Ayrıca doğrudan bir çok parametresi kontrol edilebilen DA motorları ile DMK yönteminin getirdiği üstünlüklerin benzerlikleri gösterilmiştir. AA sürücü sistemlerinde kullanılan diğer yöntemlere göre DMK'nın sensörsüz çalışma için daha elverişli olduğu belirtilmektedir. Ayrıca yüksek güçlü bir motor üzerinde deneysel çalışma yapılarak düşük hız bölgesindeki çalışma performansı gösterilmiştir.

Orille ve arkadaşları [14], DMK'deki akı ve moment hataları ile akı vektörü pozisyon bilgilerini kullanan anahtarlama tablosundan elde edilen anahtarlama Yapay Sinir Ağı kullanılarak elde edilmesini önermişlerdir. YSA'nın girişleri akı ve moment hataları ile stator akı vektörü pozisyonudur. Anahtarlama tablosunun keskinliğinden YSA kullanılarak uzaklaşmanın getirdiği avantajların sonuçlarını göstermişlerdir. Burada anahtarlama tablosu yerine altı girişli, üç çıkışlı ve iki gizli katmanı olan bir YSA kullanmışlardır. Böylece özellikle düşük hızlarda ve ileri-geri hız kontrolünde ortaya çıkan problemlerin çözümünde önemli bir mesafe almışlardır.

Kang ve arkadaşları yapmış oldukları çalışmada [15], ASM'nin DMK'da histerezis bandının etkilerinin matematiksel çözümünü yapmışlardır. Bu matematiksel çözüm ile eviricide meydana gelen anahtarlama frekansının hesaplanmasını gerçekleştirmişlerdir. Evirici anahtarlama sebepleri olan moment ve stator akısının matematiksel denklemleri çözümlenmiştir. Moment ve stator akısının sebep olduğu anahtarlama sayıları ayrı ayrı hesaplanmıştır. Böylece ortaya çıkabilecek olan akı ve moment hatasına göre anahtarlama miktarlarının belirlenmesinin önünü açmışlardır. Akı histerezis bandının genişliğinin hıza göre anahtarlama sayılarında artışa sebep olduğu matematiksel olarak gösterilmiştir. Bunun yanında moment histerezis band genişliğinin belirli bir hız değerine kadar doğrusal olarak anahtarlama frekansını arttırdığı fakat çok yüksek hızlarda ise anahtarlama frekansını azalttığı gösterilmiştir. Önerilen matematiksel analizler, benzetim çalışmaları ve deneysel çalışmalar ile desteklenmiştir.

Purcell ve arkadaşları [16], moment titreşimlerini azaltmak ve DMK'nın dinamik performansını arttırmak için yeni bir anahtarlama yöntemi önermişlerdir. Bu yöntemde evirici kollarındaki anahtarlama sayıları birbirine eşitlenmekte ve böylece daha fazla anahtarlama yapma fırsatı ortaya çıkmaktadır. Böylece hem anahtarlardan birinin aşırı çalışması engellenmekte, hem de daha fazla anahtarlama imkânı doğarak akı yörüngesinin daireselliği artırılabilir. Bu yöntem ilave hesaplamalara neden olacaktır. Bu yöntemin esas avantajı, evirici anahtarlama periyodunda bir azalma olmaksızın kontrol güncelleme periyodunun azalmasıdır. Böylece, evirici anahtarlama kapasitesi daha iyi kullanılmakta olup anahtarlama işlemlerinin süresi daha yüksek kararlılıkla kontrol edilmektedir.

Kim ve arkadaşları yaptıkları çalışmada [17], ASM için YSA kullanarak yeni bir hız kestirim yöntemi önermişlerdir. YSA hız kestirici hata geri yayılma algoritmasını kullanarak eğitilmektedir. Üç girişli, üç katmanlı ve bir çıkışlı (rotor hızı) bir YSA kullanılmıştır. Sadece birinde rotor hız değişkeni olan iki farklı rotor akı bileşeni eşitlikleriyle Model Referans Adaptif Sistem (MRAS) tasarlanmıştır. Hız kestirimi için MRAS tabanlı bir sistem YSA tarafından belirlenen rotor hızı ile eğitilerek rotor akı bileşenlerinin kestirilmesi sağlanmıştır. Doğru kestirilen rotor akı bileşenleri ve sıfıra yaklaşan akı bileşeni hataları rotor hızının doğruluğunu gösterecektir. Önerilen yöntemin deneysel olarak gerçekleştirilmesi ile doğruluğu ispatlanmıştır.

Grabowski ve arkadaşları yaptıkları çalışmada [18], DMK yöntemindeki klasik akı ve moment histerezis bandlarının yerine stator akı hatası ve moment hatasını değerlendiren Bulanık-Sinir Kontrol Algoritması kullanmışlar. Ayrıca bu algoritmanın girişlerine stator akısının konumu da ilave edilmiştir. Bu yöntemde Doğrudan Moment Bulanık-Sinir Kontrol (DMBSK) adı verilmiştir. Adaptif bir Bulanık-Sinir arayüz sistemi sayesinde akı ve moment kontrolünde yüksek performans sağlanmıştır. Bu yöntemin teorik hesaplamaları ve öğrenme işlemleri açıklanmıştır. Basit öğrenme ile düşük hızlarda hızlı moment ve akı tepkisi elde edilmiştir. Ayrıca anahtarlama frekansının sabite yaklaştırıldığı, moment ve akım harmoniklerinin azaltıldığı, dilim geçişlerinde ortaya çıkan moment ve akım titreşimlerinin ortadan kalktığı ve küçük örnekleme süresine sahip olduğu belirtilmektedir.

Derdiyok ve arkadaşları yapmış oldukları çalışmada [19], genel bir ASM sürücüde sensörsüz çalışma için hız kestiriminde Kayan Kipli Gözlemleyici önermişlerdir. Bu çalışmada stator akımları ve rotor akı bileşenleri gözlemlenmektedir. Öncelikle ölçülen

stator akım değerleri ile gözlemlenen stator akım değerleri arasındaki hatanın sifıra yaklaşması rotor akısının gözlemlenmesini de doğrulayacaktır. Böylece, gözlemlenen stator akımları ve rotor akıları aracılığıyla rotor hızı da kestirilmektedir. Kayan kipli gözlemleyici sayesinde, sistemdeki parametre değişimleri ve gürültülerden etkilenilmemekte, böylece kestirimin doğruluğu artmaktadır. Önerilen yöntemin başarısı deneysel sonuçlar ile desteklenmektedir.

Chen ve arkadaşının yapmış olduğu çalışmada [20], ASM sürücü için iki katlı YSA sistem kestiricisi ve iki katlı YSA-PI denetleyiciden oluşan bir hız kontrol yöntemi önerilmiştir. YSA sistem kestiricisi bilinmeyen motor dinamiklerinin gerçek zamanlı adaptif kestirimini sağlamak için kullanılmıştır. YSA sistem kestiricisi motor hızını kestirmek için kullanılmaktadır. Bu yöntemler ASM'nin Alan Yönlendirme Kontrollü sürücü sistemine uygulanmaktadır. YSA tabanlı hız kontrolü sayesinde sistem parametrelerine olan duyarlılığın azaltıldığı belirtilmektedir. Elde edilen deneysel sonuçlardan hız kontrolünün gerçekleştirildiği fakat sonuçlarda küçük dalgalanmaların olduğu görülmektedir.

Grewal ve arkadaşlarının yapmış oldukları çalışmada [21], tek fazlı eviriciler için üç seviyeli adaptif histerezis band modülasyon yöntemi önermişlerdir. Ayrıca Grewal yapmış olduğu doktora tezi çalışmasında [22], üç fazlı eviriciler için iki seviyeli ve üç seviyeli adaptif histerezis band modülasyon yöntemi önermiştir. Bu yöntemlerde histerezis bandının genişliğine göre anahtarlama sayısı tespit edilmekte, bu anahtarlama sayılarına göre oluşabilecek akım harmonikleri belirlenmektedir. Bu sayede harmoniklerin azalması için gereken anahtarlama sayılarını verecek band genişliği seçilerek toplam harmonik bozulmalarının önüne geçilmektedir. Benzetim ve deney sonuçlarına bakıldığında teorik olarak belirtilenlerin gerçekleştirildiği görülmektedir.

Yukarıda belirtilen çalışmalardan da görüldüğü gibi DMK yöntemi son zamanlarda oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır. Bunun ana sebebi ise moment ve akının doğrudan kontrol edilebilmesidir. Bunun yanında düşük hızlarda çalışma ve motor parametrelerinde çalışma şartlarına göre değişiklik meydana gelmesi gibi problemler üzerinde çalışmalar devam etmektedir. Bu çalışmada problemlerin çözümü için yapılan çalışmalardan farklı yöntemler önerilmektedir. Önerilerimizin ilki, stator sargısı omik direncinin değişimini öğrenmek için Yapay Sinir Ağı adaptasyon mekanizmalı Model Referans Adaptif Sistem tabanlı kestirimdir. Bu yöntem ile stator sargı direncindeki değişimleri daha hızlı ve doğru

bir şekilde tespit etme imkânı meydana gelecektir. İkincisi ise değişik hızlarda ortaya çıkabilen anahtarlama frekansı problemlerinin çözümü ve düşük hız problemlerinin çözümü için klasik Doğrudan Moment Kontrol’de kullanılan moment ve akı Histerezis Bandının Adaptif Histerezis Bant olarak düzenlenmesidir. Böylece düşük hızlarda ortaya çıkan akı yörüngesi bozulması engellenecektir. Ayrıca anahtarlama frekansı da sabit hale getirilecektir.

1.2. Asenkron Motorun Doğrudan Moment Kontrolü

1.2.1. Doğrudan Moment Kontrolün Gelişimi

Yüksek dinamik performanslı moment kontrollü Asenkron Motor (ASM) sürücülere son yıllarda yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Blaschke, Hasse ve Leonard öncülüğünde yapılan çalışmalarda vektör kontrollü sürücüler gittikçe yaygınlaşmakta ve sürücü endüstrisinde standart haline gelmektedir. Bu alanda Siemens tarafından çok önemli katkılar yapılmaktadır. Doğrudan Moment Kontrollü (DMK) sürücü ilk olarak 1980’lerde Depenbrock, Takahashi ve Naguchi tarafından geliştirildi [23]. Ayrıca, ilk ABB ticari DMK’lı ASM sürücüsü gerçekleştiren tek endüstri şirketidir. Bu önemli bir endüstriyel katkıdır. Bu son AA motor kontrol yöntemi DMK, ABB tarafından geliştirilmekte ve sahip çıkmaktadır.

AA motorların kullanımı basit, sağlam, maliyeti az ve bakımı ucuz iken, DA motorların ise hızlı moment tepkisi ve hız doğruluğu vardır. Bu iki özelliği birleştirmek için, AA değişik hız sürücülere teknolojisinin gelişimi, DA motorların mükemmel performansına erişme isteği ortaya çıkmaktadır. DMK, AA sürücülerin bütün avantajlarına sahiptir ve moment kontrolü için geri beslemeye ihtiyaç duymaz. Tablo 1.1’den

Tablo 1.1 Kontrol tekniklerinin karşılaştırılması.

SÜRÜCÜ TİPİ	KONTROL DEĞİŞKENLERİ
DA SÜRÜCÜLER	Endüvi Akımı, I_e Uyarma Akım, I_m
AA SÜRÜCÜLER (PWM)	Çıkış Gerilimi, V Çıkış Frekansı, f
DOĞRUDAN MOMENT KONTROL	Motor Momenti, M Motor Akısı, Ψ_s

görülebileceği gibi DA ve DMK sürücülerinin her ikisi de rotor hızı ve moment kontrolü için gerçek motor değişkenlerini kullanır. DA sürücülerde, DA motorunun endüvi akımı kullanılarak moment doğrudan kontrol edilir. DMK sürücüde moment ve akı, moment için üç seviyeli histerezis ve akı için iki seviyeli histerezis denetleyici kullanılarak doğrudan kontrol edilir.

1.2.2. Evirici Beslemeli ASM'nin Doğrudan Moment Kontrolü

1.2.2.1. Hızlı Moment Tepkisi Üretmenin Temelleri

Gerilim Beslemeli Evirici (Voltage Source Inverter-VSI) ile beslenen DMK'lı ASM'de stator akısını (rotor akısını veya manyetik akıyı) ve momenti uygun evirici anahtarlaması seçilerek doğrudan kontrol etmek mümkündür. Akı ve moment hatalarını kendilerine ait akı ve moment histerezis bantları içinde tutmak, hızlı moment tepkisi, düşük evirici anahtarlama frekansı ve düşük harmonik kayıpları için çeşitli yöntemler geliştirilmektedir. Bu kısımda, DMK tanımlanacağı gibi moment kontrolü ve stator akısı kontrolü üzerinde de durulacaktır. Bununla birlikte, rotor akısı ve manyetik akının kontrol edildiği değişik uygulamalar da yapılabilir. DMK, ASM'nin esnek kontrolüne ve hızlı moment tepkisine imkân sağlar. DMK sürücülerinin öneminden ve bu tip sürücülerin büyük faydalarından dolayı daha iyi anlaşılması için detaylı tanımlama aşağıda verilecektir.

Genelde simetrik üç fazlı ASM'de moment, stator akısı vektörü $\bar{\Psi}_s$ ile stator akımı vektörü \bar{I}_s 'nin vektörel çarpımıyla orantılıdır. Simetrik üç fazlı sargılardan, aralarında $(2\pi/3)$ faz farkı bulunan eşit genlikli akımlar geçirildiğinde genliği sabit $(\frac{3}{2}B_m)$ döner alan meydana gelir. Bu katsayı moment ifadesinde yer almaktadır.

$$M = \frac{3}{2} P \bar{\Psi}_s \times \bar{I}_s \quad (1.1)$$

(1.1) eşitliğinde sabit referans ekseninde iki uzay vektörü tanımlanır. $\bar{\Psi}_s = |\bar{\Psi}_s| e^{j\rho_s}$ ve $\bar{I}_s = |\bar{I}_s| e^{j\alpha_s}$ burada ρ_s stator referans ekseninin d eksenine göre stator akı vektörü açısıdır ve bu değerleri (1.1) eşitliğinde yerleştirdiğimizde,

$$M = \frac{3}{2} P |\bar{\Psi}_s| |\bar{I}_s| \sin(\alpha_s - \rho_s) = \frac{3}{2} P |\bar{\Psi}_s| |\bar{I}_s| \sin(\alpha) \quad (1.2)$$

elde edilir.

Burada $\alpha = \alpha_s - \rho_s$ stator akısı ve stator akım vektörü arasındaki açıdır. Rotor hızının verilen değeri için ASM'nin gerilim eşitlikleri kullanılarak, stator akı vektörünün genliği sabit tutulursa ve ρ_s açısı değiştirilirse momenti değiştirmek mümkündür. Matematiksel gösteriminde, $t=0$ anında ρ_s de birim basamak değişimi için makinenin moment tepkisi (1.2) formülünün türevi alınarak bulunur. Böylece momentin zamana göre değişimi elde edilebilir. Bu amaçla rotor akım vektörü, stator akısı ve akımı vektörü cinsinden ifade edilir,

$$\bar{I}'_r = (\bar{\Psi}_s - L_s \bar{I}_s) / L_m \quad (1.3)$$

ve rotor akısı vektörü de

$$\bar{\Psi}'_r = L_r \bar{I}'_r + L_m \bar{I}_s \quad (1.4)$$

kullanılarak stator değerleriyle ifade edilir. Buradan

$$\bar{\Psi}'_r = (L_r / L_m) (\bar{\Psi}_s - L_s \bar{I}_s) \quad (1.5)$$

elde edilir. Sabit referans ekseninde ($0 = R_r \bar{I}'_r + d\bar{\Psi}'_r / dt - j\omega_r \bar{\Psi}'_r$) rotor gerilim eşitliklerinde elde edilen \bar{I}'_r ve $\bar{\Psi}'_r$ yerine konulur. Türetilen rotor gerilim eşitlikleri \bar{I}_s ve $\bar{\Psi}_s$ terimlerini içerir ve stator akı vektörüne göre stator akım vektörünü ifade etmede kullanılır. Stator akım vektörü ifadesi (1.1) eşitliğinde yerleştirilir. Fakat bu ifadede kullanılan stator akısı vektörü genliği sabittir ($|\bar{\Psi}_s| = c_1$). Bu yüzden $\bar{\Psi}_s = |\bar{\Psi}_s| \exp(j\rho_s) = c_1 \exp(j\rho_s)$, o nedenle $d\bar{\Psi}_s / dt = j |\bar{\Psi}_s| d\rho_s / dt$, sonucunda moment eşitliğini elde etmek mümkündür. Bu ifade incelendiğinde, sabit $|\bar{\Psi}_s|$ için, moment artışı değişimi değeri ρ_s 'nin değişimiyle hemen

hemen orantılıdır. Böylece, sabit stator akı genliği altında büyük $d\rho_s/dt$ değeriyle, hızlı moment tepki süresi elde edilir.

Diğer yandan, motor akısını sabit tutan, fakat istenen pozisyona stator akısı vektörünü hızla döndüren stator gerilimi şayet motoru zorlarsa, bu durumda hızlı moment kontrolü gerçekleşir. Ardından, makinenin gerçek momentinin referans momentten büyük olduğu DMK'lı ASM sürücünde, moment en hızlı $d\rho_s/dt$ kullanılarak hızlı bir şekilde artırılmalıdır. Moment değeri referans değere eşit olduğunda ise dönme durdurulur. Stator akısı uzay vektörü ileri yönde hızlandırılırsa, pozitif moment üretilir, ters yönde yavaşlatıldığında ise negatif moment üretilir. ASM'yi besleyen eviricinin ürettiği uygun stator gerilim vektörü kullanılarak stator akı vektörü ayarlanabilir. Yani, uygun stator gerilim vektörü kullanılarak değiştirilebilen stator akısı vektörü kontrol edilerek moment hızla değiştirilebilir. Uygun gerilim vektörleri kullanılarak doğrudan stator akısı ve moment kontrolü elde edilmektedir. Bu tip kontrolden genelde Doğrudan Moment Kontrolü (DMK) olarak söz edilir [24].

Momenti sabit referans ekseninde tanımlı rotor büyüklükleri cinsinden ifade etmek istediğimizde, $\bar{\Psi}_s = L_s \bar{I}_s + L_m \bar{I}'_r$ ve $\bar{\Psi}'_r = L_r \bar{I}'_r + L_m \bar{I}_s$ göz önünde tutulursa, $\bar{I}_s = \bar{\Psi}_s / L'_s - [L_m / (L_r L'_s)] \bar{\Psi}'_r$ elde edilir ve böylece (1.1) eşitliği aşağıdaki gibi yazılabilir,

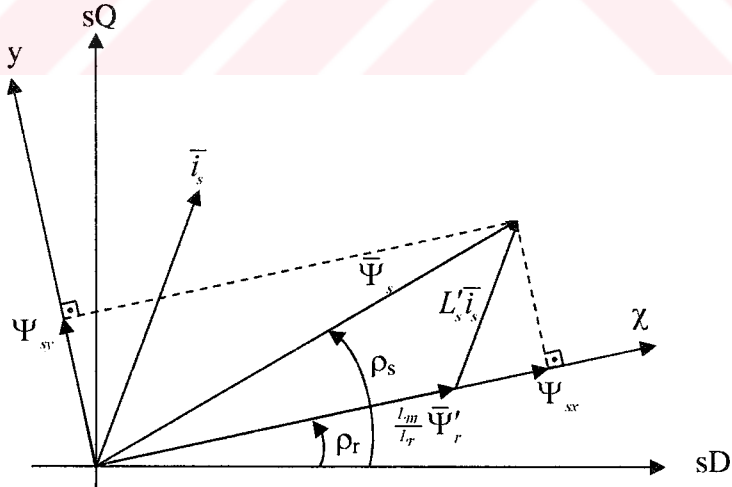
$$M = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L'_s L_r} |\bar{\Psi}'_r| |\bar{\Psi}_s| \sin(\rho_s - \rho_r) = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L'_s L_r} |\bar{\Psi}'_r| |\bar{\Psi}_s| \sin \gamma \quad (1.6)$$

(1.6) eşitliğinde γ stator ve rotor akı vektörleri arasındaki açıdır, $\gamma = \rho_s - \rho_r$, ρ_r Şekil 1.1'de gösterildiği gibi sabit referans koordinatlarda reel eksene göre rotor akı vektörünün açısıdır.

Standart sincap kafesli ASM'nin rotor zaman sabiti büyüktür (tipik değeri 0.1 s'den büyüktür, fakat büyük motorlarda bu değer daha da büyür). Böylece rotor akısı stator akısı ile benzer şekilde yavaş değişir. Stator akısının sabit olduğu kabul edilirse, ASM'nin rotor gerilim eşitliğinden bu gözlenebilir. Ancak, stator ve rotor akıları sabit kabul edilirse, (1.6) eşitliğinden istenilen doğrultuda γ değiştirilerek moment değiştirilebilir. Bu DMK'nın esas prensibidir. Yine de yukarıda belirtildiği gibi, γ açısı uygun stator gerilim vektörü anahtarlaması ile kolayca değiştirilebilir. Stator akı vektörünün genliği sabit değilse, bu

durumda uygun evirici gerilimi anahtarlanarak γ açısı ve $|\bar{\Psi}_s|$ 'yi kontrol etmek mümkündür.

Stator akımının kontrol büyüklüğü olarak kullanıldığı vektör kontrollü ASM sürücülerin aksine, DMK sürücüde, stator akısı kontrol edilir. Şayet $|\bar{\Psi}'_r| = \text{sabit}$ ise, $M = (3/2)P(L_r / L_m) |\bar{\Psi}'_r| i_{sy}$, burada i_{sy} moment üreten stator akımıdır ve stator akımının y bileşeni değiştirilerek moment de değiştirilebilir. Vektör kontrollü sürücüde, stator akımının y-bileşeni momenti, x-bileşeni ise rotor akısını kontrol eden büyüklüklerdir. Rotor akısı yönlü vektör kontrollü sürücüde, sabit referans eksende tanımlı stator akımlarının, rotor akısına bağlı referans eksende stator akımına dönüştürülmelidir. Ancak, Şekil 1.1'den veya (1.6) denkleminde görüleceği gibi $|\bar{\Psi}_s| \sin \gamma = \Psi_{sr}$ moment üreten stator akı bileşenidir ve Ψ_{sr} rotor akısı ile aynı doğrultudadır. Böylece, rotor akısı stator akısının d-ekseni bileşeni ile moment ise q eksenini bileşeni ile kontrol edilir. Burada vektör kontrolün aksine, akı bileşenlerinin kontrol büyüklükleri olduğu görülür. (1.6) eşitliği, momenti stator ve rotor arasındaki yük açısı ile kontrol edilen senkron motorun denklemine benzerdir. Geçici durum esnasında, rotor akısı neredeyse değişmez. Bu



Şekil 1.1. Stator akısı, rotor akısı ve stator akımı vektörlerinin gösterimi

durumda, referans momente göre momentin ileri yönde, ters yönde veya durdurma değişimleri, stator akısının döndürülmesiyle sağlanır. Özetlersek, DMK sürücüde hızlı moment kontrolü, stator akısı vektörünün pozisyonu (rotor akı vektörüne göre) veya diğer

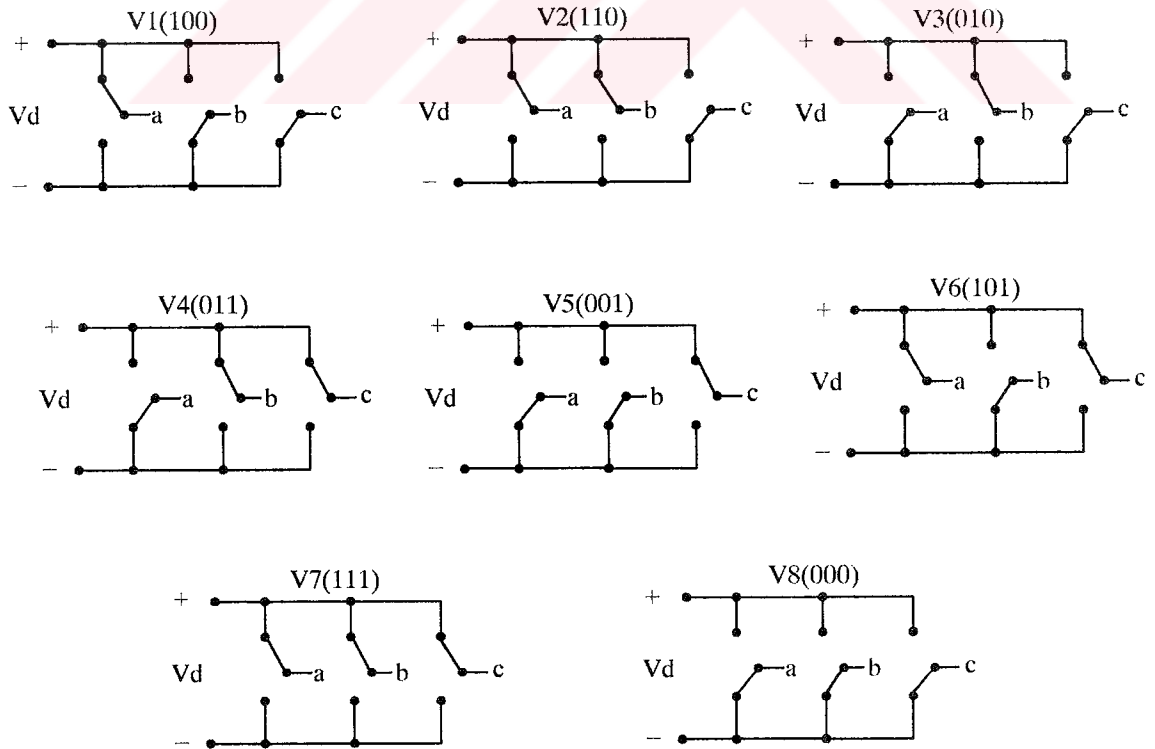
bir ifade ile hızı değiştirilerek sağlanır. Fakat stator akı vektörünün açısı ve genliği stator gerilimi ile değiştirilebilir.

Stator direnci üzerindeki gerilim düşümü ihmal edilirse $d\Psi_s/dt = \bar{u}_s$ ve evirici geriliminin ($\bar{u}_s = \bar{u}_i$) doğrudan stator gerilimini etkilediği görülebilir. Böylece, istenen stator akı yörüngesi uygun stator gerilim vektörleri kullanılarak elde edilebilir. Uygun gerilim vektörleri ise uygun evirici anahtarlama ile elde edilir. Bunu daha iyi anlayabilmek için detaylı olarak ele alalım. Kısa bir Δt süresince gerilim vektörü uygulandığında, $d\bar{\Psi}_s/dt = \bar{u}_s$ den $\Delta\bar{\Psi}_s = \bar{u}_s \Delta t$ elde edilir. Böylece, stator akı vektörü stator gerilim vektörü yönünde belli bir hızda $\Delta\bar{\Psi}_s$ kadar hareket eder. Uygun gerilim vektörlerinin adım adım seçilerek stator akısını istenilen yönde değiştirmesi mümkündür. Moment ve stator akısının ayrı ayrı kontrolü, stator akı vektörünün radyal ve teğetsel bileşenlerinin hareketiyle elde edilir. Bu iki bileşen, aynı doğrultudaki stator gerilim vektörü bileşenleri ile orantılıdır (stator direnci gerilim düşümü ihmal edildiğinde). Böylece, bu büyüklükler uygun evirici anahtarlama ile kontrol edilebilir. Moment üretmek için γ açısının hayati bir öneme sahip olduğunu vurgulamak gerekir. Diğer bir ifade ile stator ve rotor akısı vektörlerinin birbirlerine göre pozisyonları momenti belirler. Rotor akı vektörünün yavaş hareket ettiği varsayılarak, rotor akısından uzak stator akısı hareketine sebep olan bir stator gerilim vektörü uygulanırsa, γ açısı büyüdüğü için moment de artacaktır. Ancak, stator akısı vektörünün dönmesini neredeyse durduracak bir gerilim vektörü uygulanırsa, bu durumda rotor akısı hala hareketine devam ettiğinden γ açısı küçüleceği için moment de azalacaktır. Sıfır gerilim vektörünün süresi yeterince uzun olursa, stator gerilim vektörü hemen hemen duracağı için, rotor akı vektörü stator akı vektörünü yakalayacağından γ açısı işareti değişecek ve momentin yönü de değişecektir.

Gerilim Beslemeli Eviricide (VSI) altı adet aktif gerilim anahtarlama vektörü ($\bar{u}_1, \bar{u}_2, \dots, \bar{u}_6$) ve iki adet sıfır vektörü (\bar{u}_7, \bar{u}_8) vardır. Şekil 1.2'de eviricinin sekiz anahtarlama durumu gösterilmektedir. Altı adet evirici anahtarlama vektörü aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\bar{u}_j = \bar{u}_k = \frac{2}{3} U_d \exp[j(k-1)\pi/3] \quad (k=1,2,\dots,6) \quad (1.7)$$

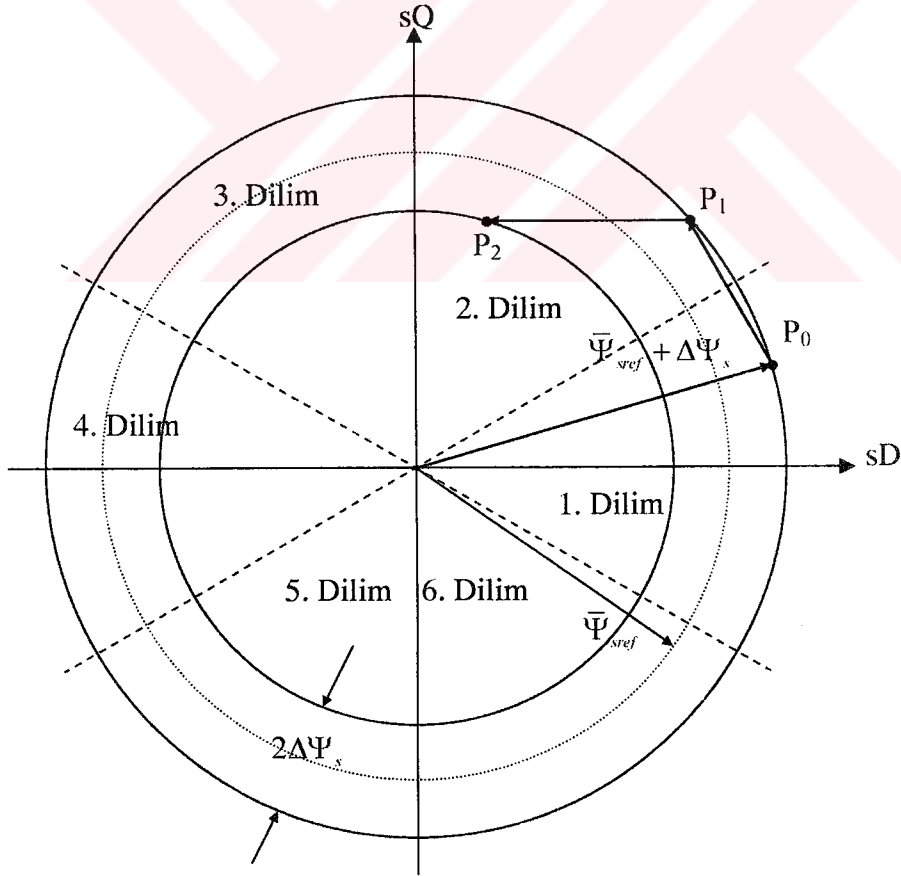
Burada U_d DA gerilim seviyesidir. Ancak, $k=7,8$ için $\bar{u}_k=0$, stator sargılarının kısa devre edildiği iki adet sıfır anahtarlama ($\bar{u}_s=\bar{u}_k=0$) durumudur. Yukarıda verilen anahtarlama vektörlerinin tanımlarından, $\bar{u}_s=u_{sd}+ju_{sq}$ olup, \bar{u}_1 ise reel eksen bileşenidir. $\Delta\bar{\Psi}_s=\bar{u}_s\Delta t$ için, aktif anahtarlama vektörü uygulanırsa, stator akı vektörü hızlı hareket edecek, sıfır anahtarlama vektörü uygulandığında ise hemen hemen duracaktır (stator direnci üzerindeki gerilim düşümünden dolayı çok yavaş dönecektir). Altı darbeli VSI için, stator akısı altı anahtarlama vektöründen dolayı sabit bir hızla altıgen bir yörüngede dönecektir. Sinüs bir Darbe Genişlik Modülasyonu (Pulse Width Modulation-PWM) için (evirici anahtarlama durumları sinüse yakın stator akısı değişimi için seçilir), sıfır ve aktif anahtarlama vektörleri, uygun bir sırayla istenen akı yörüngesini elde etmek için uygulanır. DMK sürücünde, her örnekleme periyodunda, stator akısı ve moment hatasını, ayrı ayrı belirlenen histerezis bant içinde tutmak için anahtarlama vektörleri seçilir. Bu histerezis bantların genişliği $2\Delta\bar{\Psi}_s$ ve $2\Delta M$ varsayılır. Stator akısı için üst sınır değeri referans değer $\Delta\bar{\Psi}_s$ kadar yukarıdır ve alt sınır değeri referans değer $\Delta\bar{\Psi}_s$ kadar aşağıdır.



Şekil 1.2. PWM evirici şeması, sekiz farklı anahtarlama durumu ve anahtarlama vektörleri

böylece histerezis bantın genişliği gerçekte $2\Delta\Psi_s$ olur. Stator akı vektörü k . dilimde ($k=1,2,\dots,6$) ise onun genliği $\bar{u}_{k+1}, \bar{u}_k, \bar{u}_{k-1}$ anahtarlama vektörleri kullanılarak arttırılabilir ve $\bar{u}_{k-1}, \bar{u}_{k+2}, \bar{u}_{k+3}$ seçilerek azaltılabilir. Ayrıca, seçilen gerilim anahtarlama vektörleri momenti de etkiler. Sıfır anahtarlama vektörü seçilirse stator akısı vektörünün hızı sıfırdır. Sıfır ve aktif gerilim vektörlerin uygulanması oranını değiştirilmesi ile bu hızı değiştirmek mümkündür. Sıfır gerilim vektörü uygulama süresinin moment titreşimlerini doğrudan etkilediğine dikkat etmek gereklidir.

Stator akı vektörü aslında stator gerilim vektörünün integralidir. Stator akısı, gerilim vektörü uygulandığı sürece stator gerilim vektörü yönünde hareket edecektir. Böylece, stator akı vektörü genliğinin azalması gerekli ise, rotorun merkezine doğru yönelen anahtarlama gerilim vektörleri uygulanarak akının genliği kontrol edilir. Şayet stator akı vektörü genliğinin artması gerekli ise, rotorun merkezinden dışa doğru yönelen anahtarlama gerilim vektörleri uygulanarak akının büyüklüğü kontrol edilir. Bu durum

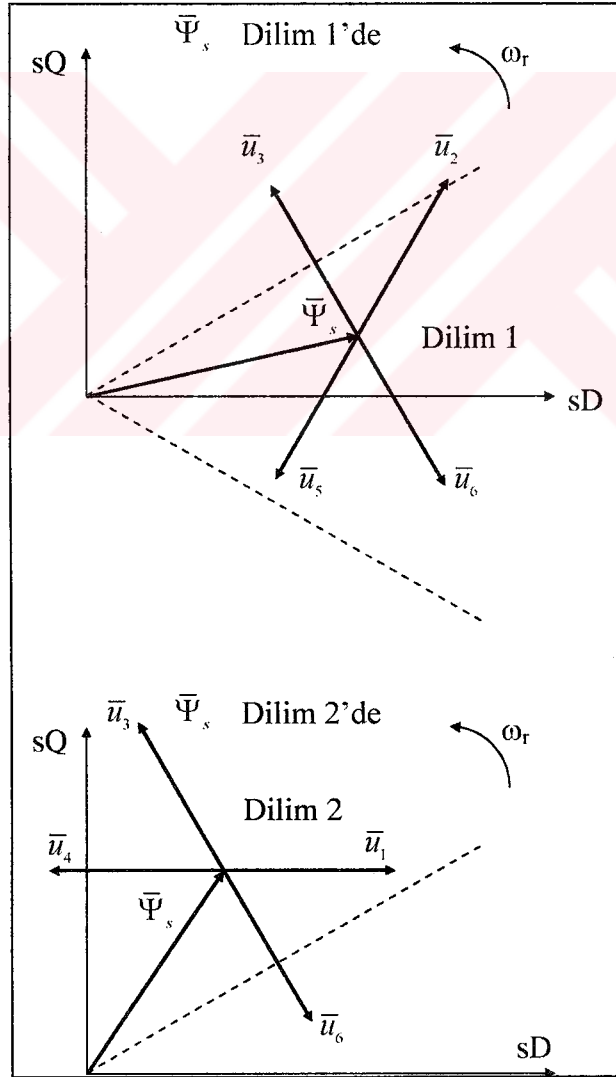


Şekil 1.3. Stator akı vektörü kontrolü, stator akısı yörüngesi ve anahtarlama vektörleri

Şekil 1.3'de gösterilmektedir. $|\bar{\Psi}_{ref}|$ stator akı vektörünün referans değeri büyüklüğüdür. Stator akı vektörünün genliğinin $2\Delta\bar{\Psi}_s$ genişliğindeki histerezis bant içinde tutulması gerekir. Stator akı vektörü yörüngesi altı dilime bölünür. Altı anahtarlı eviriciden dolayı, gerekli dilimlerin sayısı altıdır ve Şekil 1.3'de gösterilmektedir. Burada, stator akı vektörünün P_0 konumunda ve aynı zamanda dilim 1'de olduğunu kabul edelim. Stator akı vektörünün saat yönünün tersinde döndüğünü varsayarsak, P_0 konumunda stator akı vektörü üst sınırdaki $(|\bar{\Psi}_{ref}| + \Delta\Psi_s)$ olduğundan azaltılmalıdır. Bu ise \bar{u}_3 anahtarlama vektörü uygulanarak sağlanabilir. Böylece akı vektörü, P_0 noktasından P_1 noktasına taşınacaktır ve artık akı vektörü 2. Dilim'de olacaktır. Yukarıda bahsedildiği gibi, tamamıyla 60° genişliğinde altı dilim vardır. Diğer taraftan, stator akı vektörü P_0 noktasından saat yönünde taşınırsa, bu durumda \bar{u}_5 anahtarlama vektörü seçilmelidir, çünkü bu vektör gerekli dönmeyi ve gerekli akı azalışını sağlayacaktır. P_1 noktası için, stator akı vektörü tekrar üst sınıra erişir. Saat yönü tersinde döndürüldüğünde tekrar azaltılmalıdır, bu nedenle \bar{u}_4 anahtarlama vektörü seçilmelidir ve o zaman akı P_1 noktasından yine 2. Dilimdeki P_2 noktasına taşınır. P_1 noktasında saat yönünde dönme istenirse, \bar{u}_6 anahtarlama vektörü uygulanarak en hızlı dönme elde edilebilir. Diğer yandan, P_1 noktasında stator akı vektörünün durdurulması istenirse, sıfır anahtarlama vektörleri (\bar{u}_7 veya \bar{u}_8) uygulanmalıdır. Ancak, bundan önceki son anahtarlama $\bar{u}_3(010)$ anahtarlama vektörü uygulanarak gerçekleştirilmişti. Bu anahtarlama ilk anahtar negatif uca bağlanır, ikinci anahtar pozitif uca bağlanır ve üçüncü anahtar negatif uca bağlanır. Bu anahtarlama sonrası yeni anahtarlama vektörü seçiminde anahtarlama sayısını en aza indirmek için $\bar{u}_8(000)$ durumu seçilir. Çünkü bu sadece ikinci anahtarın anahtarlama gerektirir (1'den 0'a). $\bar{u}_7(111)$ seçilmesi durumunda ise birinci ve üçüncü anahtarların anahtarlanması yani iki anahtarlama gereklidir. Stator akı vektörü P_2 noktasında ise o zaman alt sınırdaki $(|\bar{\Psi}_{ref}| - \Delta\Psi_s)$ ulaşılır ve onu arttırmak için P_3 noktasına doğru saat yönünün tersinde stator akı vektörü döndürülür. Bunun için \bar{u}_3 anahtarlama vektörü en hızlı dönmeyi verir. Diğer yandan, stator akı vektörü P_2 (akı vektörü alt sınırdadır ve akı artışı

gereklidir) noktasından zıt yönde (saat yönünde) döndürülmek istenirse, saat yönünde en hızlı şekilde P_2 'den Ψ_s 'yi döndüren anahtarlamayı \bar{u}_1 vektörü verir.

Yukarıda ele alındığı gibi, moment değiştirilmemesi gerektiği zaman (momentin referans değeri gerçek değere eşit), stator akısı vektörü dönmesinin durması uygundur. Ancak, momentin değiştirilmesi gerektiğinde (saat yönünde veya tersi yönde), stator akı vektörü uygun yönde döndürülmelidir. Örneğin, stator akısı saat yönü tersinde döndüğü zaman ve momentte artış gerekli ise, o zaman stator akı vektörü akının azalması gereken P_1 noktasında ise bu durumda \bar{u}_4 gerilim vektörü uygulanarak moment artışı elde edilebilir. Diğer yandan, stator akı vektörü 2. dilimde ise momentin azalması gerekli ve aynı zamanda akı arttırılmak istenmiyorsa \bar{u}_1 anahtarlama vektörü uygulanarak bu



Şekil 1.4. Değişik dilimlerdeki stator akı vektörleri için gerilim vektörü seçimi

sağlanabilir. Çünkü bu anahtarlama ile stator akı vektörü saat yönünde (negatif moment için gereken yön) taşınır ve stator akısını da arttırır. Stator akı vektörü ikinci dilimde ise, momentin azalması gereklidir, fakat stator akısı azaltılmalıdır, o zaman \bar{u}_1 anahtarlama vektörü uygulanmalıdır. Stator akı vektörü 1. dilim ve 2. dilimde ise buna ilişkin değişik stator akısı vektörlerinin pozisyonları Şekil 1.4'de gösterilir. Stator akısının gerekli artışını veya azalışını ve momentin gerekli artışını veya azalışını (pozitif veya negatif moment oluşturmak) elde etmek için hangi anahtarlama vektörlerinin seçilmesi gerektiği gösterilir.

Moment artışı gerekli ise, genellikle akı vektörünü dönme yönünde ilerleten gerilim vektörü uygulanarak moment kontrol edilebilir. Momentin azaltılması gerekli ise, moment yönüne zıt gerilim vektörleri uygulanır. Sıfır moment için en az evirici anahtarlama gereken sıfır anahtarlama vektörü (\bar{u}_7 veya \bar{u}_8) uygulanır. Stator gerilim vektörünün açısı akı vektörü genliği ve moment aracılığıyla dolaylı bir şekilde kontrol edilir ve momentin artması açının artmasına sebep olur. Moment isteği, artışın (pozitif moment), azalmanın (negatif moment) veya sıfırın seçimine dönüşür. Benzer şekilde akı vektörü genliği sınırlaması, artışın (akı artışı) veya azalmanın seçimine dönüşür.

1.2.2.2. En Uygun Anahtarlama Vektörü Seçimi

Önceki bölümde elde edilen sonuçlar Tablo 1.2'de gösterilen "en uygun anahtarlama vektörü seçim tablosu" nda verilmiştir. Bu tablo bütün stator akı vektörü konumları ve istenilen kontrol girişleri (stator akısı büyüklüğü ve moment referans değerleri) için anahtarlama vektörlerinin en uygun seçimini verir. Stator akısının arttırılması gerekiyorsa $\Delta\Psi = 1$, azaltılması gerekiyorsa $\Delta\Psi = 0$ dır. Gerçekte iki seviyeli histerezis karşılaştırıcı çıkış işareti $\Delta\Psi$ dir.

$$\begin{aligned} \Delta\Psi = 1, & \quad |\bar{\Psi}_s| \leq |\bar{\Psi}_{ref}| - |\Delta\bar{\Psi}_s| & \Delta\Psi = 1, & \quad |\bar{\Psi}_s| \leq |\bar{\Psi}_{ref}| - |\Delta\bar{\Psi}_s| \\ \Delta\Psi = 0, & \quad |\bar{\Psi}_s| \geq |\bar{\Psi}_{ref}| + |\Delta\bar{\Psi}_s| & \Delta\Psi = 0, & \quad |\bar{\Psi}_s| \geq |\bar{\Psi}_{ref}| + |\Delta\bar{\Psi}_s| \end{aligned}$$

Moment artışı gerekli ise $\Delta M = 1$, moment azalması gerekli ise $\Delta M = -1$, moment değişikliği gerekmiyorsa $\Delta M = 0$ olur. Gerçekte üç seviyeli histerezis karşılaştırıcı çıkış işareti ΔM dir. Saat yönü tersinde dönme durumunda (ileri yön);

$$\begin{aligned} \Delta M = 1, & \quad |M| \leq |M_{ref}| - |\Delta M| \\ \Delta M = 0, & \quad M \geq M_{ref} \end{aligned}$$

Saat yönünde dönme durumunda (ters yön);

$$\Delta M = -1, |M| \geq |M_{ref}| + |\Delta M|$$

$$\Delta M = 0, M \leq M_{ref}$$

Histerezis bantın genişliğinin seçimi önemli bir etkiye sahiptir. Çok büyük değerler kontrol kaybına sebep olabilir, örneğin stator akısı belirtilen bant genişliği sınırlarını aşabilir. Sıfır vektörü uygulama süresi moment titreşimlerini doğrudan etkiler.

Stator akı vektörünün hangi dilimde olduğunun bilinmesi gerektiğinden anahtarlama tablosu, stator akı vektörü konumu bilgisine ihtiyaç duyar. Bunlar her dilime ait, o dilimin numarası ile ifade edilen $\alpha(1), \alpha(2), \dots, \alpha(6)$ açılarıdır. $\bar{\Psi}_s = |\bar{\Psi}_s| \exp(j\rho_s) = \bar{\Psi}_{s,d} + j\bar{\Psi}_{s,q}$ için, stator akı açısı (ρ_s) duran referans ekseninde ($\bar{\Psi}_{s,d}, \bar{\Psi}_{s,q}$) stator akısının d ve q bileşenleri

Tablo 1.2. En uygun gerilim anahtarlama vektörü seçim tablosu

$\Delta\Psi$	ΔM	Dilim 1	Dilim 2	Dilim 3	Dilim 4	Dilim 5	Dilim 6
1	1	$\bar{u}_2(110)$	$\bar{u}_3(010)$	$\bar{u}_4(011)$	$\bar{u}_5(001)$	$\bar{u}_6(101)$	$\bar{u}_1(100)$
	0	$\bar{u}_7(111)$	$\bar{u}_8(000)$	$\bar{u}_7(111)$	$\bar{u}_8(000)$	$\bar{u}_7(111)$	$\bar{u}_8(000)$
	-1	$\bar{u}_6(101)$	$\bar{u}_1(100)$	$\bar{u}_2(110)$	$\bar{u}_3(010)$	$\bar{u}_4(011)$	$\bar{u}_5(001)$
0	1	$\bar{u}_3(010)$	$\bar{u}_4(011)$	$\bar{u}_5(001)$	$\bar{u}_6(101)$	$\bar{u}_1(100)$	$\bar{u}_2(110)$
	0	$\bar{u}_8(000)$	$\bar{u}_7(111)$	$\bar{u}_8(000)$	$\bar{u}_7(111)$	$\bar{u}_8(000)$	$\bar{u}_7(111)$
	-1	$\bar{u}_5(001)$	$\bar{u}_6(101)$	$\bar{u}_1(100)$	$\bar{u}_2(110)$	$\bar{u}_3(010)$	$\bar{u}_4(011)$

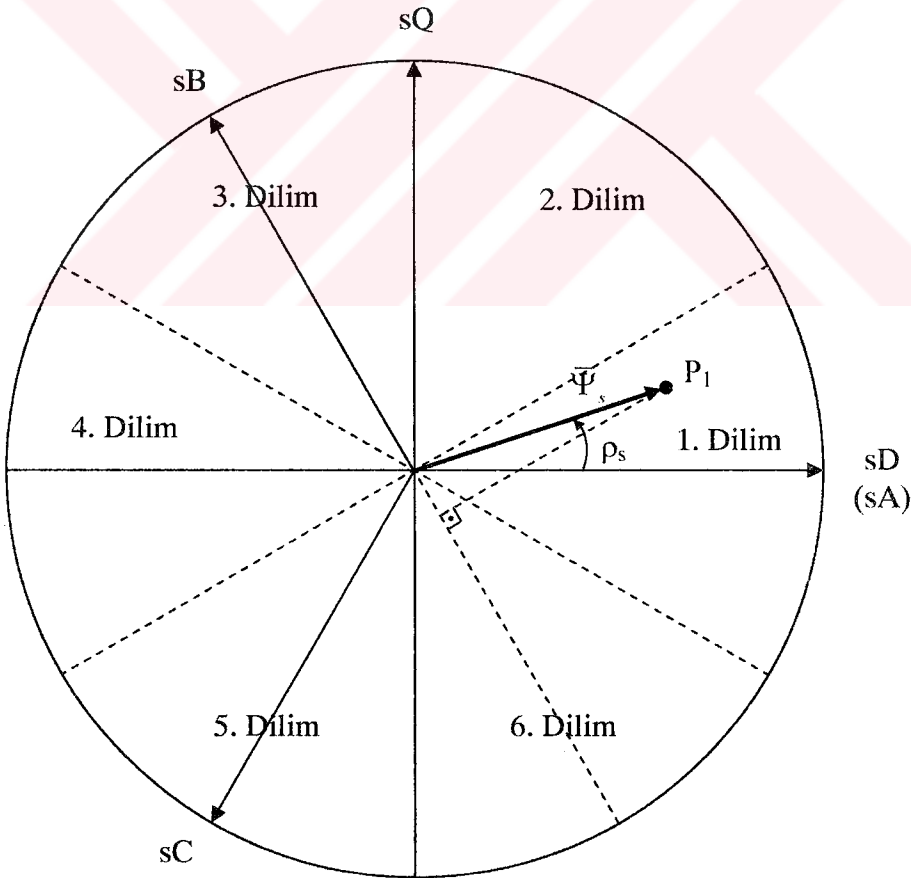
kestirilen değerleri kullanılarak belirlenebilir.

$$\rho_s = \tan^{-1}(\bar{\Psi}_{s,q} / \bar{\Psi}_{s,d}) \quad (1.8)$$

$$\rho_s = \cos^{-1}(\bar{\Psi}_{s,d} / |\bar{\Psi}_s|) \quad (1.9)$$

$$\rho_s = \sin^{-1}(\bar{\Psi}_{s,q} / |\bar{\Psi}_s|) \quad (1.10)$$

Burada $|\bar{\Psi}_s| = \sqrt{\Psi_{sd}^2 + \Psi_{sq}^2}$ eşitliğine karşılık gelir. ρ_s açısı $\alpha(1), \alpha(2), \dots, \alpha(6)$ açılarını elde etme için kullanılır. Ancak, trigonometrik fonksiyon kullanma ihtiyacını ortadan kaldırmak mümkündür. Çünkü stator akı vektörünün pozisyonunun tam olarak bilinmesi gerekmez, sadece vektörün bulunduğu dilimin bilinmesi gerekmektedir. Sadece stator akı bileşenlerinin işaretinin bilinmesiyle bu bilgi basitçe elde edilebilir. Bu ise sadece karşılaştırıcının kullandığı basit bir uygulamayla elde edilebilir. Bunun için, 1. dilimde $\Psi_{sd} > 0$ olur fakat Ψ_{sq} 1. dilimde hem pozitif hem de negatif değere sahiptir. 1. dilimde Ψ_{sq} 'nin işareti stator akısının pozisyonu hakkında tam bir bilgi veremeyecektir. Ancak, Ψ_{sq} yerine sB (Ψ_{sb}) stator fazında stator akısını kullanmak mümkündür. Tabo 2.1'deki gibi Ψ_s ilk dilimde ise $\Psi_{sb} < 0$ olduğu Şekil 1.5'den görülür (P_1 noktasında stator akısı Ψ_{sd} değerine sahiptir). Benzer şekilde Ψ_s 2. dilimde ise, $\Psi_{sd} > 0$, $\Psi_{sq} > 0$ ve $\Psi_{sb} > 0$ vs.



Şekil 1.5. Stator akı bileşenleri Ψ_{sd} , Ψ_{sq} ve Ψ_{sb} ile Ψ_s arasındaki ilişki

Ψ_{sQ} işaretinin 1. dilim ve 4. dilimde yeterli bilgiyi vermediği görülür. Çünkü bu dilimlerde Ψ_{sQ} işareti hem pozitif hem de negatif olabilir. Çok basit fiziksel bir şekilde, Tablo 1.3'de görüldüğü gibi, Ψ_{sD} üç dilimde artı işareti (6,1,2) üç dilimde de eksi işareti (3,4,5) almaktadır. Benzer şekilde Ψ_{sQ} üç dilimde artı işareti (2,3,4) üç dilimde de eksi işareti

Tablo 1.3. Stator akı vektörü dilimi seçimi

	Dilim 1	Dilim 2	Dilim 3	Dilim 4	Dilim 5	Dilim 6
Ψ_{sD} işareti	+	+	-	-	-	+
Ψ_{sQ} işareti	+ / -	+	+	+ / -	-	-
Ψ_{sB} işareti	-	+	+	+	-	-

(5,6,1) almaktadır. Burada $\Psi_{sB} = (\sqrt{3}\Psi_{sD} - \Psi_{sQ})/2$ ile elde edilir.

Uygun dilimin belirlenmesi için (1.8), (1.9) veya (1.10) eşitliklerinden herhangi birisi kullanılabilir. Ancak, değişik tekniklerle bu hesaplama işlemi ortadan kaldırılabilir. İlk teknik Ψ_{sD} ve Ψ_{sQ} 'nin işaretlerinin belirlenmesidir. Bunlar, stator akı vektörünün hangi çeyrek dairede (burada dört çeyrek daire vardır ve her çeyrek 90^0 tarar; ilk çeyrek sD ekseninden başlar ve sQ eksenine kadar sürer, ikinci çeyrek sQ ekseninden negatif sD eksenine kadar sürer vs.) yerleştirildiği bilgisini verir. Her çeyrek bir tam dilim ve bir de diğer dilimin yarısını içerdiği için, bir çeyrekte iki dilim olma ihtimali vardır, fakat Ψ_{sQ} 'nin yerleştirildiği kesin dilim Ψ_{sQ}/Ψ_{sD} oranı kullanılarak elde edilebilir. Ancak, hesaplama yükünü azaltan diğer teknikleri de kullanmak mümkündür.

Tablo 1.2'de gösterilen anahtarlama vektörlerinin uygulanması makinenin hızı çok düşük olmadığı zaman mükemmel sonuç verir. Ancak çok düşük hızlarda akı kontrolü kaybedilir. Örneğin, makine çalıştırıldığı zaman problem ortaya çıkabilir. $t = 0$ da sabit referans stator akısı uygulandığı halde $t > t_1$ de bir referans moment uygulanır, gerçek stator akı vektörü büyüklüğü $t = t_1$ 'e kadar sıfır olacaktır ve hatta t_1 'den sonra referans değerine ulaşmasa bile değeri değişecektir. Böylece sabit referans akı dairesel bir yola sahip olacağına, stator akı vektörünün yörüngesi dairesel olmayıp, altı kenarlı simetrik bir

yörünge (tam bir altıgen çember değil) olacaktır. Yani burada stator akı vektörünün genliği dairenin 1/6 sı süresince değişecektir (köşe noktalarda maksimumdur, ondan sonra azalır ve böylece bir sonraki köşe noktasında tekrar maksimum değere ulaşır). Bu problem düşük hızlarda uygun olmayan anahtarlama gerilim vektörlerinin kullanımı ile ilgilidir.

Geliştirilen anahtarlama vektör seçim şemaları ve tahmini anahtarlama vektör şemaları içeren geliştirilmiş DMK şemaları, ileride açıklanacaktır.

1.2.2.3. Stator Akı Kestirimi ve Problemleri

DMK'lı ASM sürücülerde stator akı bileşenleri iki sebepten dolayı kestirilmelidir. İlki, bu akı bileşenleri yukarıda açıklandığı gibi uygun anahtarlama vektörü seçim tablosunda kullanılır. İkincisi, bunlar momentin kestirimi için gereklidir. $a = e^{j2\pi/3}$ olmak üzere statora bağlı bir eksen sisteminde eksen takımı hareket etmediği için, \bar{u}_s park vektörü aşağıdaki gibi tanımlanır,

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s - \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} \quad (1.11)$$

$$\begin{aligned} \bar{u}_s &= \sqrt{\frac{2}{3}}(u_a + au_b + a^2u_c) \\ \bar{i}_s &= \sqrt{\frac{2}{3}}(i_a + ai_b + a^2i_c) \\ \bar{\Psi}_s &= \sqrt{\frac{2}{3}}(\Psi_a + a\Psi_b + a^2\Psi_c) \end{aligned} \quad (1.12)$$

Üç fazlı asenkron makinenin genel denklemleri yazıldığında empedans matrisinin rotor konumunun bir fonksiyonu olduğu ve zamanla değiştiği görülür. Denklemleri bu hali ile çözmek oldukça zordur. Ancak, motorun çektiği güç ve üretilen elektromotor kuvvette değişiklik olmamak koşulu ile rotor konumuna bağlı zamanla değişen parametreleri elimine etmek mümkündür. Durum değişkenleri ve parametreler birbirine göre dik olan d-q eksen takımında yazılabilir. Makine d-q modeli duran veya dönen eksen takımına göre açıklanabilir. Duran eksen takımında d^s ve q^s referans eksenleri statora göre yazılırken durmaktadır, oysa rotora göre yazılırken bu eksenler dönmektedir. Dönen sistemde eksenler senkron hızı veya rotor hızına göre referans alınabilir.

V_{as}, V_{bs}, V_{cs} besleme gerilimleri olmak üzere rotor dönme açısı ve açısal hıza bağlı olarak yazılan makine denklemleri $d^s - q^s$ duran eksen sistemine aktarılabilir. Bu durumda denklemler rotor dönme açısı sadece hıza bağlı kalır. $d^s - q^s$ duran eksen takımında kaynak gerilimleri matris formunda aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 1 \\ \cos(\theta-120) & \sin(\theta-120) & 1 \\ \cos(\theta-240) & \sin(\theta-240) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \\ V_{cs}^s \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

denkleminin her iki yanı dönüşüm matrisinin tersi ile çarpılarak ters dönüşümü alınırsa,

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \\ V_{cs}^s \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta-120) & \cos(\theta+120) \\ \sin\theta & \sin(\theta-120) & \sin(\theta+120) \\ 0,5 & 0,5 & 0,5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

yazılabilir. Burada θ, a_s eksenini ile q_s^s eksenini arasındaki açıyı, V_{0s}^s sıfır bileşen gerilimini göstermektedir. Dengeli üç fazlı durumda sıfır bileşen gerilimi oluşmaz fakat dönüşüm eksenleri için denklemlerde yerleştirilmelidir. $\theta=0$ olarak seçilir ise a_s ve q_s^s eksenleri çakışır. Sıfır gerilim bileşeni de göz ardı edildiğinde, dönüşüm bağıntısının aşağıdaki gibi sadeleştirmek mümkün olmaktadır.

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

ters dönüşüm alınarak aşağıdaki dönüşüm matrisi elde edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} V_{qs}^s \\ V_{ds}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & 1/\sqrt{3} \\ 0 & -1/\sqrt{3} & 1/\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (1.16)$$

d-q dönüşümlerinden gerilim, akım ve akı park vektörleri ani değer büyüklüklerinden belirlenebilir. Bu vektörlerin d ve q eksenlerindeki bileşenlerine ayrılarak stator akısı,

$$\Psi_{sD} = \int (u_{sD} - R_s i_{sD}) dt \quad (1.17)$$

$$\Psi_{sQ} = \int (u_{sQ} - R_s i_{sQ}) dt \quad (1.19)$$

$$\Psi_{sB} = \frac{\sqrt{3}\Psi_{sD} - \Psi_{sQ}}{2} \quad (1.20)$$

elde edilir. Vektörlerin sabit formu kullanılırsa,

$$\begin{aligned} \Psi_s &= \frac{2}{3}(\Psi_{sA} + a\Psi_{sB} + a^2\Psi_{sC}) = \Psi_{sD} + j\Psi_{sQ} \\ \Psi_{sD} &= \Psi_{sA} = \int (u_{sD} - R_s i_{sD}) dt \end{aligned} \quad (1.21)$$

$u_{sD} = u_{sA}$, $i_{sD} = i_{sA}$. Ayrıca,

$$\Psi_{sQ} = \frac{\Psi_{sB} - \Psi_{sC}}{\sqrt{3}} = \int (u_{sQ} - R_s i_{sQ}) dt \quad (1.22)$$

Burada, $u_{sQ} = (u_{sB} - u_{sC})/\sqrt{3}$, $i_{sQ} = (i_{sB} - i_{sC})/\sqrt{3}$. Ayrıca, $\Psi_{sC} = -(\Psi_{sA} + \Psi_{sB})$ olduğu için, böylece (1.20) eşitliği elde edilir $\Psi_{sB} = [\sqrt{3}\Psi_{sD} - \Psi_{sQ}]/2$. DMK'lı ASM sürücü uygulamalarında üç stator gerilim sensörü ve üç stator akım sensörü kullanmak gerekli değildir. Çünkü $u_{sA} + u_{sB} + u_{sC} = 0$ ve $i_{sA} + i_{sB} + i_{sC} = 0$ eşitlikleri göz önüne alınarak, sadece iki faz gerilim izlenerek u_{sD} ve u_{sQ} ve sadece iki faz akımı izlenerek i_{sD} ve i_{sQ} elde edilebilir. Böylece,

$$u_{sD} = \frac{1}{3}(u_{BA} - u_{AC}), \quad u_{sQ} = -\frac{u_{AC} + u_{BA}}{\sqrt{3}}, \quad i_{sD} = i_{sA}, \quad i_{sQ} = \frac{i_{sA} + 2i_{sB}}{\sqrt{3}} \quad (1.23)$$

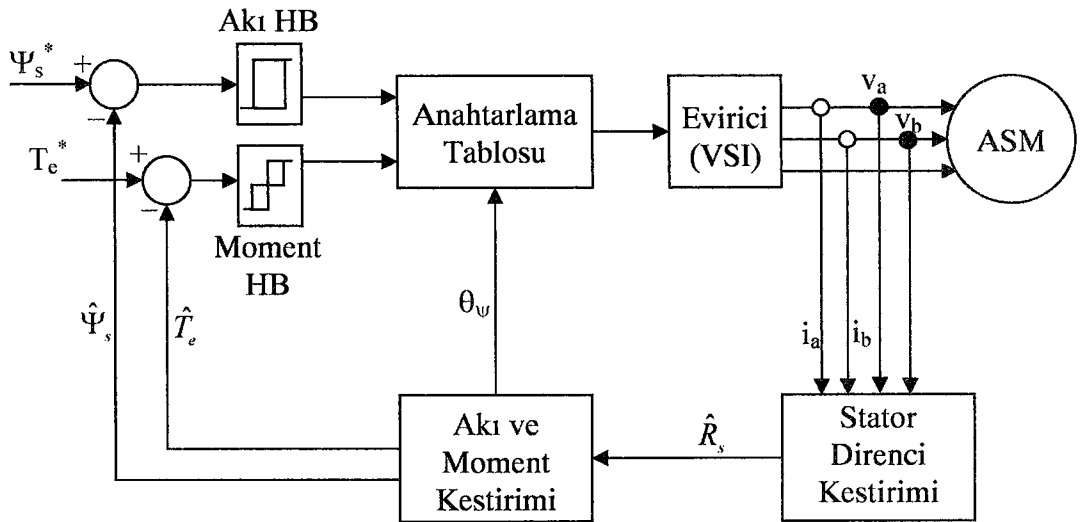
(1.20) eşitliğinden $[\sqrt{3}\Psi_{sD} - \Psi_{sQ}]$ akı değerinin işareti belirlenerek Ψ_{sB} 'nin işareti elde edilebilir.

(1.18) ve (1.19) eşitliklerini kullanan DMK performansı kestirilen stator akı bileşenlerinin doğruluğuna önemli ölçüde bağlıdır. Ayrıca bu değerler gerilim ve akım ölçümleri ile integrasyon tekniğinin doğruluğuna da bağlıdır. Ancak aşağıda belirtilen sebeplerden dolayı izlenen stator gerilim ve akımlarında hatalar meydana gelebilir. Kullanılan sensörlerden dolayı ölçülen değerlerde faz gecikmesi, dönüştürme faktörü ve kazançtan, ölçüm sistemindeki kaymadan ve sayısal sistemdeki ölçüm hatalarından dolayı genlik hataları vs. olabilir. Ayrıca stator direnci için doğru değer kullanılmalıdır. Doğru stator kestirimi için stator direnci motordaki sıcaklık değişimlerine ayarlanmalıdır. Stator geriliminin çok düşük ve dirençteki gerilim düşümünün denklemde etkin olduğu düşük frekanslarda integral hesabı problem olabilir. Düşük frekanslarda eviricinin gerilim düşümü de dikkate alınmalıdır. Bu problem diğer AA sürücülerde olduğu gibi açık çevrim akı kestirimi kullanma ile ilgilidir.

1.2.2.4. Stator Akısı Tabanlı DMK Sürücüsü

1.2.2.4.1. Temel DMK Şeması

Gerilim Beslemeli Evirici kullanan basit bir DMK sürücüsünün şeması Şekil 1.6'da görülmektedir. Bu şemada stator akısı kontrol edilen akıdır. Bu temel şekil, stator akı tabanlı DMK sürücü olarak adlandırılır. Yukarıda bahsedildiği gibi, DMK uygun evirici



Şekil 1.6. DMK sürücü şeması

Akı ve moment hataları kendi histerezis bantları içinde sınırlandırılırlar. Akı histerezis bantı düşük dereceli akım harmoniklerini etkiler. Moment histerezis bantı ise anahtarlama frekansını ve böylece anahtarlama kayıplarını etkiler. DMK şeması, akı ve moment kestiricilere ihtiyaç duyar. Daha önce bahsedildiği gibi, stator akı bileşenleri, ölçülen faz geriliminden sargı direnci gerilimi çıkarılır ve integrali alınarak elde edilir. Düşük frekanslarda stator direnci değişimleri, integral sapması ve gürültülerden dolayı büyük hatalar meydana gelebilir. Ancak ölçülen DA hat gerilim ve evirici anahtarlama durumları kullanılarak stator gerilimleri yeniden düzenlenebildiği için, bunların ayrıca ölçülmesine gerek yoktur. Moment değeri de (1.24) eşitliği ile kestirilebilir.

$$M = \frac{3}{2} P (\Psi_{sD} i_{sQ} - \Psi_{sQ} i_{sD}) \quad (1.24)$$

Çıkışı moment referansını veren hız kontrolör kullanılarak kapalı çevrim hız kontrolü elde edilebilir. Hız denetleyiciye giriş ise referans hız ile gerçek hız arasındaki fark olan hız hatası değeridir.

1.2.2.4.2. Stator Akısının Azalması ve Moment Dalgalanmaları

DMK sürücü anahtarlamaalarında, moment ve stator akısında istenilen değişiklikleri sağlamak için kullanılacak uygun stator gerilim vektörlerini evirici anahtarlama vektörleri üretmediği durumlarda, moment ve akı dalgalanmaları meydana gelmektedir. Ancak moment ve stator akısı dalgalanmaları değişik teknikler kullanarak azaltılabilir [25,26]. Bu yöntemlerin bazıları yüksek anahtarlama frekansı kullanımı ve evirici topolojisini değiştirme yöntemleridir [26]. Bunların dışında yüksek anahtarlama frekansı ve evirici topolojisi değiştirme içermeyen yöntemler de kullanmak mümkündür (örneğin doluluk boşluk oranı kontrolü gibi).

DMK sürücüde, yüksek anahtarlama frekansı istenir, çünkü bu stator akımı harmonik bileşenlerini azaltır ve azalan moment dalgalanmalarına yol açar. Ancak yüksek anahtarlama frekansı, önemli miktarda anahtarlama kayıplarına ve evirici yarı iletken elemanların zorlanmasına yol açacaktır. Bu yüksek güçlü eviricilerin düşük frekanslarda çalıştırılmasının sebebidir (anahtarlama kayıplarını azaltmak için), örneğin 100 Hz gibi.

Ayrıca yüksek anahtarlama frekansından dolayı, kontrol işlem süresi küçük olduğu için hızlı işlemcilerle ihtiyaç duyulur, bu ise maliyetleri artırır.

Evirici topolojisi değiştirilerek kullanıldığı zaman, anahtarlama sayısını arttırmak mümkündür, fakat bu da maliyeti arttıracaktır. Üçgen bağlı ASM için, paralel bağlı iki GTO evirici kullanılarak anahtarlama sayıları artırılabilir. Bu sistemde aktif anahtarlama durumu sayısının 18'e çıkarılmasına rağmen, stator akım harmonikleri artmaktadır. Bu akımlar özel teknikler kullanılarak azaltılmalıdır. Ancak yüksek sayılı anahtarlama eviricilerin kullanımını içermeyen doluluk boşluk oranı kontrolü gibi teknikleri kullanmak mümkündür.

Klasik DMK sürücüde, anahtarlama periyodunun tamamı için bir gerilim vektörü uygulanır ve bütün anahtarlama periyodunda stator akısı ve momentin artışına sebep olur. Böylece küçük moment hatalarında periyod süresince moment referans değerine erken ulaşarak yüksek değerlere çıkabilir. Bu durum yüksek moment titreşimlerine sebep olur. Takip eden anahtarlama periyodunda moment değerini referans değerine düşürmek için sıfır anahtarlama vektörü uygulanır. Klasik DMK sürücüdeki gibi anahtarlama periyodunun bir kısmında seçilen evirici anahtarlama vektörü kullanılarak moment ve akıdaki dalgalanmaların azaltıldığı bir çözüm elde edilebilir. Burada periyodun bir kısmı için aktif gerilim vektörü, periyodun arta kalan kısmında ise sıfır gerilim vektörü uygulanır. Bu yöntemde de doluluk boşluk oranı kontrolü denilmektedir. Aktif gerilim vektörü süresi, momenti referans değerine arttıracak kadar seçilmeli ve uygulanmalıdır. Moment referans değerine ulaştığında sıfır gerilim vektörü uygulanır. Sıfır anahtarlama vektörünün uygulanması süresince, sıfır vektör makineyi zorlar ve böylece moment genellikle sabit kalır. Her anahtarlama vektörü uygulama süresince ortalama giriş gerilimi δU_d dir. U_d evirici DA hat gerilimidir. Doluluk boşluk oranı 0 ile 1 arasında değiştirilerek, her örnekleme periyodu süresince 0 ve U_d arasında herhangi bir gerilimi uygulamak mümkündür. Bu, klasik DMK sürücüde anahtarlama vektörleri sayısı ile sınırlanan gerilim vektörlerinin seçimini artırır. Yukarıda belirtildiği gibi, anahtarlama periyodunda istenilen moment değişimini sağlayacak ortalama gerilim vektörünü vermek için bir doluluk boşluk oranı seçilir. Bu moment titreşimlerinde azalma meydana getirir.

Her anahtarlama durumunun doluluk boşluk oranı moment hatasının ve stator akısı hatasının doğrusal olmayan bir fonksiyonudur. Ayrıca bu stator akı vektörü pozisyonunun da bir fonksiyonudur. Böylece, bu doğrusal olmayan fonksiyonu modellemek zordur.

Ancak bulanık mantık tabanlı DMK sistemi kullanılarak, bulanık mantık tabanlı doluluk boşluk oranı kontrolünü gerçekleştirmek mümkündür. Doluluk boşluk oranı her anahtarlama periyodu süresince belirlenir. Bulanık mantık sisteminde iki giriş vardır, bunlar moment hatası ve stator akısı pozisyonudur. Bulanık mantık denetleyicinin çıkışı ise doluluk boşluk oranı (δ) olur.

Moment, stator akısı, stator akımları ve hızdaki dalgalanmalar doluluk boşluk oranı kontrollü DMK ile azaltılır. Ancak, en az moment dalgalanmaları için sıfır anahtarlama vektörü uygulanması süresince momentteki azalma küçültülmelidir. Momentteki bu azalma referans stator akı vektörü genliğine bağlı olduğu için, en uygun stator akı referans değeri kullanılmalıdır. Bu amaçla referans stator akı değeri, referans momenti üretmek için yeterince büyük seçilmelidir. Bu ise, maksimum moment referansının bulunması gerektiği ve en uygun stator akı referansının da bu değere uygun olması anlamına gelir. En uygun moment referans değeri aşağıdaki eşitlik ile elde edilir.

$$M_{ref} = \frac{3}{4} P \left(\frac{L_m}{L_s} \right)^2 \frac{|\bar{\Psi}_s|^2}{L_r'} \quad (1.25)$$

L_r' rotor geçici endüktansıdır. Böylece $|\bar{\Psi}_{sref}| = |\bar{\Psi}_s|$ kullanılarak elde edilir, verilen moment referans değeri için en uygun stator akısı referans değeri aşağıdadır.

$$|\bar{\Psi}_{sref}| = \sqrt{\frac{4 L_s L_r'}{3 P L_m^2}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{L_s}{L_m} \sqrt{\frac{L_r'}{P}} \quad (1.26)$$

Bu eşitlikte verilen en uygun stator akı referansı doluluk boşluk oranı kontrollü DMK sürücüde kullanıldığı zaman, moment dalgalanmaları azalır.

Genel DMK'lı ASM sürücü sıfır hız bölgesinde çalıştırıldığında, daha önceki bölümlerde açıklanan problemler meydana gelir. Mıknatıslanma süresince, stator akı karşılaştırıcı sadece sıfır olmayan anahtarlama vektörlerini seçer ve bu zamanda moment karşılaştırıcı çıkışı tek durum alır ve evirici motora sıfır anahtarlama vektörlerini uygulamayabilir. Ancak bu probleme bir çözüm, moment karşılaştırıcının girişine ilave taşıyıcı işareti uygulanarak elde edilebilir. Taşıyıcı işarete verilen 500 Hz gibi bir kare

dalgadır ve sadece sıfır hız bölgesinde uygulanabilir. Bu sıfır anahtarlama vektörlerini zorlar ve stator akısı ve stator akımı dalga şekillerinin her ikisini de düzeltir. Ayrıca, bu motorun güçlü bir şekilde başlamasını ve sıfır hız bölgesinde çalışmasını sağlar. Ancak düşük hız bölgesinde bu problemlerin çözümü için farklı çözümler elde edilebilir. Hatta düşük hız bölgelerinde sıfır anahtarlama vektörleri kullanılmaksızın yeterli çözümü elde etmek mümkündür. Yine de, sıfır vektörün kullanıldığı diğer teknikleri uygulamak kullanışlıdır, çünkü bu durumda anahtarlama frekansı azaltılır. Bu geliştirilen yöntem kullanıldığı zaman, kararlı durumda anahtarlama frekansının azalmasına ilave olarak yüksek dinamik performans elde edilir. Basit fiziksel yöntemler kullanılarak bazı teknikler de geliştirilebilir.

1.2.2.5. Doğrudan Moment Kontrol Tekniğinin Sakıncaları

DMK ideal değildir ve bazı dezavantajlara sahiptir. Öncelikle, anahtarlama frekansı, moment ve akı histerezis bantı genişliğine ve motor hızına göre değişir [27-29]. İkinci olarak, özellikle düşük hızlarda, ASM'nin küçük zıt emk'dan dolayı büyük moment dalgalanmaları üretilir. Üçüncü olarak, iyi bir performans yakalamak için iyi örnekleme frekansı gereklidir. Bazı çalışmalarda sabit anahtarlama frekansı yöntemi büyük oranda başarıyla uygulanmaktadır [27].

1.2.2.5.1. Stator Direnci Değişiminin Etkisi

Ölçülen stator gerilimleri ve akımları kullanılarak moment ve stator akısı kestirimi DMK'nın başarısında önemlidir. Kestirim sadece motorun stator direncine bağlıdır. Stator direnci sıcaklık değişimlerinden dolayı nominal değerinin 0,75 ile 1,7 katına kadar geniş bir alanda değişebilir [30-32]. Ayrıca direnç stator gerilim frekansı ile de değişir [33]. Bu değişim özellikle düşük hızlarda, kestirilen akı ve pozisyonun genliğinde ve bu nedenle moment kestiriminde hataların ortaya çıkmasıyla, sürücü performansını düşürür. Düşük hızlarda, stator direnci gerilim düşümünün, uygulanan stator geriliminin önemli bir bölümünü oluşturduğuna dikkat edilmelidir [30].

1.2.2.5.2. Momentteki Dalgalanmalar

Sayısal kontrol sisteminde, örnekleme periyodu, algoritma hesaplama süresi ve güç elemanlarının anahtarlama frekansı tarafından belirlenir. Özellikle düşük hızlarda, şayet bir örnekleme periyodu süresince eviricinin çıkışı aynı gerilim vektörü ise, stator akı hatası ve moment hatası kontrol edilemeyebilir ve örnekleme periyoduyla doğru orantılı olarak en büyük değerine ulaşabilir. DMK yöntemi, kontrol algoritmalarının uygulaması için Sayısal İşaret İşleyici (Digital Signal Processing-DSP) ve mikro kontrolörler kullanılarak uygulanmaktadır. Ayrıca, PWM modülatör aşaması ile birleştirilen gecikmeler kaldırılır çünkü DMK'da PWM'in yerini en uygun gerilim anahtarlama tablosu alır [13,34].

DMK'da diğer bir problem, eviricinin aynı kolu üzerinde bulunan iki güç anahtarlama elemanlarını kısa devreden korumak için üretilen ölü zamanın etkisidir [12,35]. Genellikle, sistemin davranışı ölü zamandan az da olsa etkilenir. Yüksek hızlarda ölü zaman etkisi anahtarlama sayısı arttığından artmaktadır. Bununla birlikte, düşük hızlarda, önemli etkileri olabilir ve akım dalga şekli zayıflaması ve evirici çıkış geriliminde artan hata ile sonuçlanır.

DMK'da, sıfır gerilim vektörlerinin kullanımı ağır çalışmaya ve zayıf dinamik tepkiye sebep olur. Düşük anahtarlama frekanslarında, moment titreşimleri referans moment ile karşılaştırıldığında oldukça yüksektir. Bunların düşük hızlarda normal bir durum olmasına karşılık, yüksek hızlarda ise titreşimler azalmaktadır [36].

ASM'nin durum değişkenlerinin kestirimi, DMK tekniğine dayalı sistemin verimli uygulanması için gereklidir. Stator akı vektörünün doğru kestirimi, istenilen motor momentine ulaşmak için gereklidir. Ayrıca hız kestirimi, sadece kapalı çevrim kontroller için gerekli değil, aynı zamanda ASM durum değişkenlerinin doğru şekilde belirlenmesi için gereklidir. Ancak, hız sensörleri ilave montaj alanına gerek duyar, bu durum kötü çalışma şartlarında kontrolörün performansını azaltır. Mekanik algılayıcıların kullanılmaması sürücüye elektriksel, mekaniksel ve ekonomik açıdan avantajlar sağlar [38–40]. Diğer taraftan düşük hızlı çalışma bölgelerinde DMK'nın performansını etkileyen bazı problemler vardır.

Bu problemler;

- Rotor akı açısının sayısal olarak üretilmesindeki zorluklar

- Sargı sıcaklığı ve besleme frekansına bağlı olarak dirençteki değişimden kaynaklanan hatalı hız kestirimi olarak verilebilir.

Kapalı çevrim kontrol sisteminin geri besleme yolundaki gecikmeleri ikinci veya üçüncü dereceden alçak geçiren filtre ile süzmek gereklidir [32].

1.2.2.5.3. DMK'nın Özellikleri, Avantaj ve Dezavantajları

DMK'nın ana özellikleri şunlardır [34]:

- Akı ve momentin doğrudan kontrolü
- Stator akımları ve gerilimlerinin dolaylı olarak kontrolü
- Sinüse yakın stator akıları ve stator akımları
- Sıfır anahtarlama vektörlerinin süreleriyle moment dalgalanmalarının azaltılması.
- Yüksek dinamik performans
- Evirici anahtarlama frekansı akı ve moment HB genişliğine bağlıdır.

DMK'nın üstünlükleri

- Koordinat dönüşümlerinin olmayışı
- Ayrı bir gerilim modülasyonuna ihtiyaç duyulmaz
- Ayrı devre geriliminin olmaması (gerilim beslemeli vektör sürücülerde gereklidir)
- Tek kontrolörün yeterli olması (mesela rotor akı yönlü kontrol kullanan VSI PWM beslemeli ASM sürücüde, en az dört kontrolör vardır)
- Sadece akı vektörünün bulunduğu dilim ve gerçek akı vektörünün pozisyonu belirlenmelidir (gerekli en küçük doğruluk elektriksel 60 derecelik açıdır, vektör sürücülerde bu değer en az 1,4 derecedir)
- En küçük moment tepkisi süresi

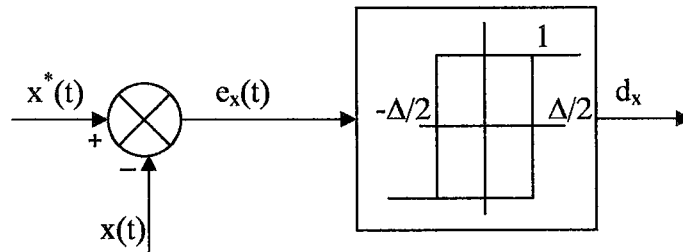
DMK'nın sakıncaları

- Başlangıçta, düşük hızlarda ve moment referansındaki değişimler süresince oluşabilecek problemler
- Akı ve moment kestirici ihtiyacı (vektör sürücülerin de bu problemleri vardır)
- Anahtarlama frekansının değişmesi
- Yüksek moment dalgalanmaları

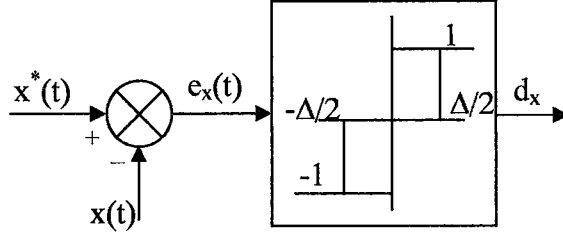
Ancak bu zorluklardan bazılarının üstesinden gelmek mümkündür, örneğin başlama esnasındaki zorluklar, düşük hızlarda çalışma, yüksek moment dalgalanmaları gibi. Endüstrideki bilinen tek DMK sürücü firması ABB'dir. ABB firması ilk olarak 1996 yılında DMK sürücüsünü üretmiştir. Düşük frekanslarda bile moment kontrolü ve hızlı moment tepkisi verdiği iddia edilmektedir. ABB'nin yeni AA sürücü teknolojisi başlıca yeni motor modeline dayanır. Yeni motor modeli hız ve pozisyon sensörü kullanmaksızın motor değerlerinin hesaplanmasına imkân verir. ABB tarafından kullanılan motor modeli matematiksel bir modeldir (stator direnci, ortak endüktans gibi değişik motor parametrelerinin kullanan), yapay zekâ tabanlı bir model değildir.

1.2.2.6. Histerezis Bant Kontrolü Denetimi

Histerezis bant kontrolü, kapalı çevrim kontrolün basit ve yaygın olan bir türüdür. İki seviyeli ve üç seviyeli histerezis bant kontrol metodu diyagramı Şekil 1.7 ve Şekil 1.8'de gösterilmektedir. Referans, $x^*(t)$ ve gerçek, $x(t)$ arasındaki hata işareti, $e(t)$, histerezis elemanın çıkış durumu ile kontrol edilen durum değişkeni değeridir. Histerezis bant kontrolünün uygulanması basit olduğundan çok kullanılır. Bunun yanında, hızlı tepkisi, doğal ani akım yükselmelerini sınırlama özelliği ve mükemmel dinamik performansı bulunmaktadır. Ayrıca bu yöntemde, yük parametrelerinin tam olarak bilinmesine ihtiyaç yoktur [22,40]. Ayrıca Histerezis Bant kontrolü aslında analog bir denetim yöntemidir. Arayüz elemanı olarak kullanılan sayısal denetleyiciler, bakım, esneklik ve uyumlu çalışma gibi avantajlarına rağmen yüksek talep gören, aktif filtreler ve yüksek doğruluk isteyen sürücülerdeki akım kontrolü için doğruluk ve hızlı tepke açısından yetersiz kalmaktadır [41]. Diğer yandan, klasik histerezis tekniği, nötrü yalıtılmış üç fazlı sistemde fazlar arasındaki gürültü ve değişken anahtarlama frekansı gibi problemlerden etkilenmektedir.



Şekil 1.7. İki seviyeli histerezis bant kontrolörün blok diyagramı



Şekil 1.8. Üç seviyeli histerezis bant kontrolörün blok diyagramı

Bu olumsuzlukları ortadan kaldırmak için bazı çalışmalarda etkili yöntemler sunulmaktadır. Bu çalışmalarda güçlü ve yüksek performanslı kontrol elde edilebilen ve uygulanabilir bir yöntem olduğu gösterilmektedir [36].

DMK'da amaç, histerezis karşılaştırıcı kullanarak stator akısı ve moment hatasının her ikisini de sıfıra indirmek için en uygun anahtarlama vektörünü seçmektir. Histerezis karşılaştırıcı DMK'nın merkezinde yer alır ve hem anahtarlama için en uygun gerilim vektörü belirlenmesinde hem de seçilen vektörün ve uygulanma süresinin belirlenmesinde önemli rol oynar. Histerezis karşılaştırıcı sayesinde güç devresi elemanları gereksiz anahtarlamalardan korunmaktadır [42].

Bu çalışmada, Şekil 1.7'de gösterildiği gibi DMK'da kullanılan iki seviyeli histerezis karşılaştırıcı, stator akısının referans değeri ile gerçek değerini karşılaştırmak için kullanılır. Benzer şekilde, Şekil 1.8'de gösterildiği gibi üç seviyeli histerezis karşılaştırıcı, hız-moment kontrolörü tarafından üretilen dâhili referans değeriyle momentin gerçek değerini karşılaştırmak için kullanılır. Bu karşılaştırıcıların çıkışları her örnekleme periyodunda yenilenir ve bu çıkışlar akı veya momentin değiştirilip değiştirilmeyeceğini belirtirler.

Anahtarlama frekansında akı ve moment histerezis bantının genliğinin etkisiyle ilgili pek çok çalışma yapılmıştır [43]. Bu çalışmada da akı ve moment histerezis bant genişliğinin DKM sürücü performansı üzerindeki etkileri konusunda inceleme yapılmıştır.

DMK'da, sabit moment histerezis bant genişliği, ΔM , seçilmesi durumunda, evirici anahtarlama frekansı akı histerezis bantı genişliği, $\Delta \Psi$, ile ilişkili olarak değişmektedir. Küçük akı histerezis bant genişliği yüksek anahtarlama frekansı sonucunu ortaya koyar, stator akı vektörü yörüngesini dairesel ve faz akım dalga şeklini sinüzoidal dalga biçimine yaklaştırır. Bu çalışma şartlarında, eviricideki anahtarlama kayıpları artarken makinede düşük harmonik bakır kayıpları ortaya çıkar. Diğer yandan, stator akısı için büyük

histerezis bant genişliği anahtarlama frekansını azaltır ve stator akı vektör yörüngesinin altıgen olmasına neden olur. Bu durumda makinede harmonik bakır kayıpları artarken eviricide anahtarlama kayıpları azalmaktadır.

Motorun moment üretiminde, histerezis bant genişliğinin etkisi DMK çalışmada dikkate alınmalıdır. Moment dalgalanmaları moment histerezis bant genişliği ile ilgilidir. Eviricideki anahtarlama ve dolayısıyla anahtarlama kayıplarındaki ana etken moment histerezis bantıdır [43]. Bir çalışmada, DMK'lı ASM'deki moment dalgalanmalarını minimize edecek sabit anahtarlama frekanslı bir teknik geliştirilmiştir. Bir diğer çalışmada uygun moment HB genişliği moment referans değerinin % 5'i olarak seçilmiştir [27].

1.3. Yapay Sinir Ağları

1.3.1. Giriş

İnsan beyninin üstün özellikleri üzerinde çalışan bilim adamları beynin nörolojik ve fiziksel yapısının matematiksel modelini çıkarmaya çalışmışlardır. Beynin bütün davranışlarını matematiksel olarak modelleyebilmek için fiziksel bileşenlerinin doğru modellenmesi gerektiği için çeşitli yapay hücre ve ağ modelleri geliştirilmiştir. Böylece Yapay Sinir Ağları, günümüz algoritmik hesaplama yöntemlerinden farklı bir bilim alanı olarak ortaya çıkmıştır. Yapay sinir ağları; yapısı, bilgi işleme yöntemindeki farklılık ve uygulama alanları nedeniyle çeşitli bilim dallarının da kapsam alanına girmektedir. Son yıllarda, insan beyninin çalışma prensibini yapay olarak modellemeyi amaçlayan Yapay Sinir Ağları (YSA), görüntü tanıma, işaret işleme, arıza analizi ve tespiti, sistem tanılama (modelleme) ve denetimi v.s gibi çeşitli alanlarda yaygın olarak kullanılmaya başlanmış ve kullanıldığı alanlardaki problemlerin çözümüne yeni yaklaşımlar getirmiştir. Genel olarak bir YSA, tek katmanlı ya da çok katmanlı olarak düzenlenebilen ve paralel olarak çalışan çok sayıda doğrusal olmayan yapay hücreden (işlem elemanı) meydana gelen bir sistem ya da matematiksel model olarak tanımlanır. Hücreler arasındaki ağırlıklar, arzu edilen tasarım amaçlarını sağlayacak şekilde çeşitli öğrenme kuralları ile ayarlanır. Bu yapısı ile YSA, öğrenme sürecinde bilgiyi toplayan ve ağırlıkları yardımıyla bu bilgiyi saklayan paralel bir işlemcidir. Sürekli öğrenmesi ve her türlü sisteme uygulanabilmesi önemli özelliklerinden biridir. Günümüzde YSA ve öğrenme algoritmaları üzerinde çalışmalar devam etmektedir.

1.3.2. Yapay Sinir Ağlarının Özellikleri

YSA hesaplama ve bilgi işleme gücünü, paralel dağılmış yapısından, öğrenbilme ve genelleme yeteneğinden almaktadır. Genelleme, eğitim ya da öğrenme sürecinde karşılaşılmayan girişler için de YSA'nın uygun tepkileri üretmesi olarak tanımlanır. Bu üstün özellikleri, YSA'nın karmaşık problemleri çözebilme yeteneğini gösterir. Günümüzde birçok bilim alanında YSA üstün özellikleri nedeniyle kullanılmaktadır.

Doğrusal Olmama: YSA'nın temel işlem elemanı olan hücre ve hücrelerin birleşmesinden meydana gelen YSA doğrusal değildir. Bu özellik bütün ağa yayılmış durumdadır. Bu yüzden YSA, doğrusal olmayan karmaşık problemlerin çözümünde etkili olmaktadır.

Öğrenme: YSA'nın etkinliğini gösterebilmesi için uygulanan sisteme göre ayarlanması gerekir. Bu sayede hücreler arasında doğru bağlantılar yapılmakta ve ağlar arası bağlantıların ağırlıkları düzenlenmektedir. YSA'nın karmaşık yapısı nedeniyle bağlantılar ve ağırlıklar önceden ayarlı olarak verilemez ya da tasarlanamaz. Bu nedenle YSA, istenen davranışı gösterecek şekilde ilgilendiği problemden aldığı eğitim örneklerini kullanarak problemi öğrenmekte ve ağırlık katsayılarını ayarlamaktadır.

Genelleme: YSA, ilgilendiği problemi öğrendikten sonra eğitim sırasında karşılaşmadığı test örnekleri için de arzu edilen tepkiyi üretebilir. Örneğin, karakter tanıma amacıyla eğitilmiş bir YSA, bozuk karakter girişlerinde de doğru karakterleri verebilir ya da bir sistemin eğitilmiş YSA modeli, eğitim sürecinde verilmeyen giriş işaretleri için de sistemle aynı davranışı gösterebilir [44].

Uyarlanabilirlik: YSA, ilgilendiği problemdeki değişikliklere göre ağırlıklarını ayarlar. Yani, belirli bir problemi çözmek amacıyla eğitilen YSA, problemdeki değişimlere göre tekrar eğitilebilir, değişimler devamlı ise gerçek zamanda da eğitime devam edilebilir.

Hata Toleransı: YSA, çok sayıda hücrenin çeşitli şekillerde bağlanmasıyla oluştuğundan paralel dağılmış bir yapıya sahiptir. Ağın sahip olduğu bilgi, ağdaki bütün bağlantılar üzerine dağılmış durumdadır. Bu nedenle eğitilmiş bir YSA'nın bazı bağlantılarının hatta bazı hücrelerinin etkisiz hale gelmesi, ağın doğru bilgi üretmesini önemli ölçüde etkilemez. Yani ağın bir kısmındaki hata diğerleri ile düzeltilmektedir. Bu nedenle, geleneksel yöntemlere göre hatayı küçültme yetenekleri son derece yüksektir.

Donanım ve Hız: YSA, paralel yapısı nedeniyle büyük ölçekli entegre devre (VLSI) teknolojisi ile gerçekleştirilebilir. Bu özellik, YSA'nın hızlı bilgi işleme yeteneğini artırır ve gerçek zamanlı uygulamalarda arzu edilir. Ağ ağırlıkları ayarlandığında eğitime son verilerek hız etkisi daha da artırılabilir. Hata sınırı aşıldığında ise yeniden eğitilmelidir.

Analiz ve Tasarım Kolaylığı: YSA'nın temel işlem elemanı olan hücrenin yapısı ve modeli, bütün YSA yapılarında yaklaşık aynıdır. Dolayısıyla, YSA'nın farklı uygulama alanlarındaki yapıları da standart yapıdaki bu hücrelerden oluşacaktır. Bu nedenle, farklı uygulama alanlarında kullanılan YSA'ları benzer öğrenme algoritmalarını ve teorilerini paylaşabilirler. Bu özellik, problemlerin YSA ile çözümünde önemli bir kolaylık getirecektir.

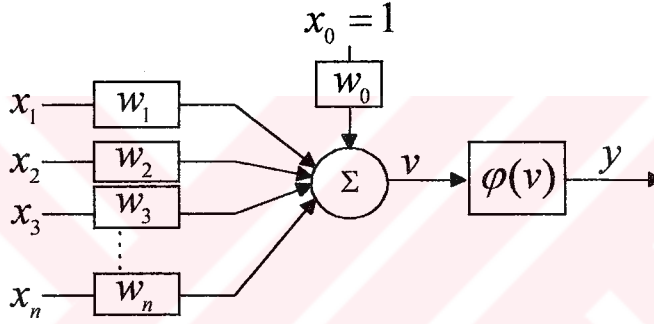
1.3.3. Yapay Hücre Modelleri

Yapay sinir hücreleri, YSA'nın çalışmasına esas teşkil eden en küçük bilgi işleme birimidir. Geliştirilen hücre modellerinde bazı farklılıklar olmakla birlikte genel özellikleri ile bir yapay hücre modeli, Şekil 1.9'da görüldüğü gibi girdiler, ağırlıklar, birleştirme fonksiyonu, aktivasyon (etkinleştirme) fonksiyonu ve çıktılar olmak üzere 5 bileşenden meydana gelir. Girdiler, diğer hücrelerden ya da dış ortamlardan hücreye giren bilgilerdir. Bilgiler, bağlantılar üzerindeki ağırlıklar üzerinden hücreye girer ve ağırlıklar, ilgili girişin hücre üzerindeki etkisini belirler. Birleştirme fonksiyonu, bir hücreye gelen net girdiyi hesaplayan bir fonksiyondur ve genellikle net girdi, girişlerin ilgili ağırlıkla çarpımlarının toplamıdır. Birleştirme fonksiyonu, ağ yapısına göre maksimum alan, minimum alan ya da çarpım fonksiyonu olabilir. Aktivasyon fonksiyonu ise birleştirme fonksiyonundan elde edilen net girdiyi bir işlemde geçirerek hücre çıktısını belirleyen ve genellikle doğrusal olmayan bir fonksiyondur. Hücre modellerinde, net girdiyi artıran +1 değerli polarma girişi ya da azaltan -1 değerli eşik girişi bulunabilir. Bu giriş sabit değerli bir giriş olarak girdi vektörü (x_0), katsayısı ise (b) ile gösterilir ve ağırlık vektörü (w_0) içerisine alınabilir. Genel olarak hücre modelleri Şekil 1.9'daki gibi olmakla birlikte gerçekleştirdiği işleve göre hücreler statik ya da dinamik bir davranış gösterebilirler [44].

1.3.3.1. Statik Hücre Modeli

Şekil 1.9'da ağırlıkların sabit olduğu ve hücrede geri besleme ya da geciktirilmiş işaretler kullanılmadığı dikkate alınırsa bu hücre statik bir görevi yerine getireceğinden bu model, statik hücre modeli olarak söylenebilir. Şekil 1.9'a göre, sıfır indisler polarma girişini ve polarma ağırlığını (b) statik hücrenin matematiksel modeli (1.27) eşitliğindeki gibi yazılabilir.

$$v = \sum_{i=1}^n w_i x_i + b \quad y = \varphi(v) \quad (1.27)$$



Şekil 1.9. Yapay hücre modeli.

Burada, w hücrenin ağırlıklar matrisini, x hücrenin giriş vektörünü, v hücrenin net girişini, y hücre çıkışı ve $\varphi(v)$ hücrenin aktivasyon fonksiyonunu göstermektedir. (1.27) eşitliğinden, x giriş vektörünün bileşenlerinin dış (geri beslemesiz) girişler olması durumunda hücrenin doğrusal olmayan statik bir işlevi gerçekleştireceği görülmektedir.

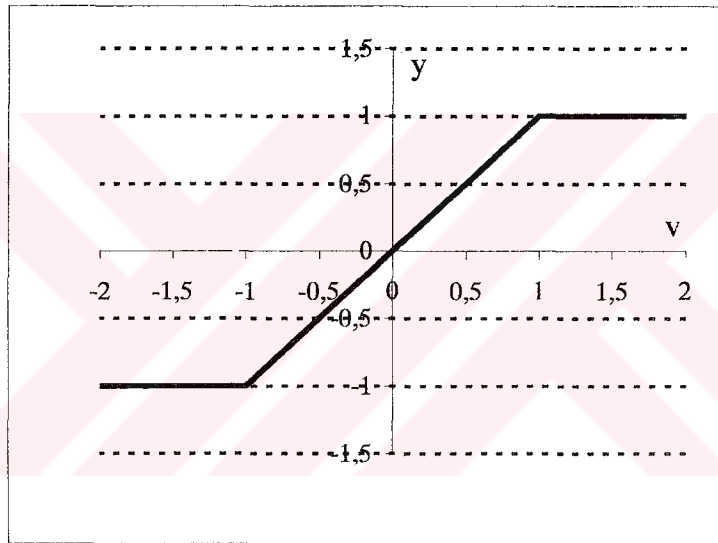
1.3.3.2. Aktivasyon Fonksiyonları

Hücre modellerinde, hücrenin gerçekleştireceği işleve göre çeşitli tipte aktivasyon fonksiyonları kullanılabilir. Aktivasyon fonksiyonları sabit parametrelili ya da uyarlanabilir parametrelili seçilebilir. Aşağıda, hücre modellerinde yaygın olarak kullanılan çeşitli aktivasyon fonksiyonları tanıtılmıştır [44].

Doğrusal ve Doyumlu-doğrusal Aktivasyon Fonksiyonu: Doğrusal bir problemi çözmek amacıyla kullanılan doğrusal hücre ve YSA'da ya da genellikle katmanlı YSA'nın

çıkış katmanında kullanılan doğrusal fonksiyon, hücrenin net girdisini doğrudan hücre çıkışı olarak verir. Doğrusal aktivasyon fonksiyonu matematiksel olarak $y = v$ şeklinde tanımlanabilir. Doyumlu doğrusal aktivasyon fonksiyonu ise aktif çalışma bölgesinde doğrusaldır ve hücrenin net girdisinin belirli bir değerinden sonra hücre çıkışını doyuma götürür. Doyumlu doğrusal aktivasyon fonksiyonununun (1.28) eşitliğinde matematiksel tanımı, Şekil 1.10'da ise grafiği görülmektedir.

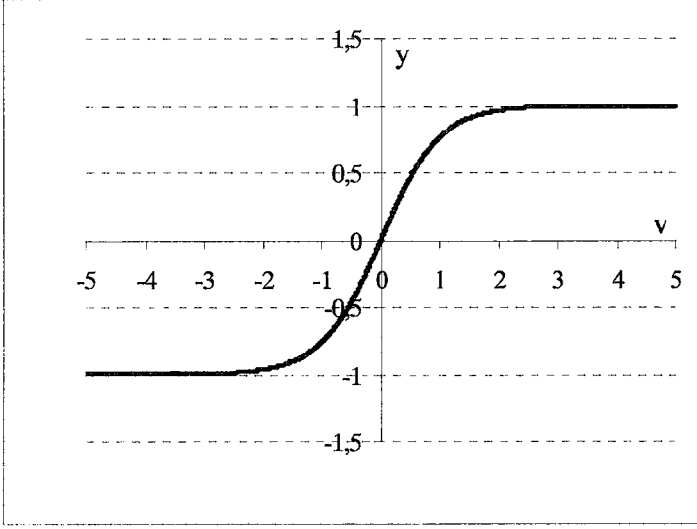
$$y = \begin{cases} 1 & v > 1 \\ v & -1 < v < 1 \text{ ise} \\ -1 & v < -1 \end{cases} \quad (1.28)$$



Şekil 1.10. Doyumlu doğrusal aktivasyon fonksiyonu

Sigmoid Aktivasyon Fonksiyonu: Sigmoid (tanh) fonksiyonu türevi alınabilir, sürekli ve doğrusal olmayan bir fonksiyon olduğundan doğrusal olmayan problemlerin çözümünde kullanılır. Çift yönlü sigmoid fonksiyonu (1.29) eşitliğinde ve tek yönlü sigmoid fonksiyonu ise (1.30) eşitliğinde verilmektedir.

$$\varphi(v) = \frac{1 - e^{-v}}{1 + e^{-v}} \quad (1.29)$$



Şekil 1.11. Sigmoid (tanh) aktivasyon fonksiyonu

$$\varphi(v) = \frac{1}{1 + e^{-v}} \quad (1.30)$$

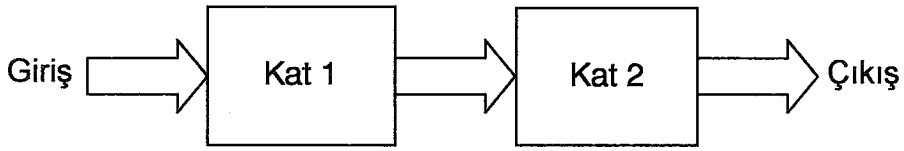
Eşik Aktivasyon Fonksiyonu: Eşik aktivasyon fonksiyonlu hücreler, mantıksal çıkış verir ve sınıflandırıcı ağlarda tercih edilir. Algılayıcı (Perceptron) olarak da ifade edilen eşik fonksiyonlu hücrelerin matematiksel modeli aşağıdaki gibi tanımlanabilir [44].

$$y = \begin{cases} 1 & v \geq 0 \\ -1 & v < 0 \end{cases} \text{ ise} \quad (1.31)$$

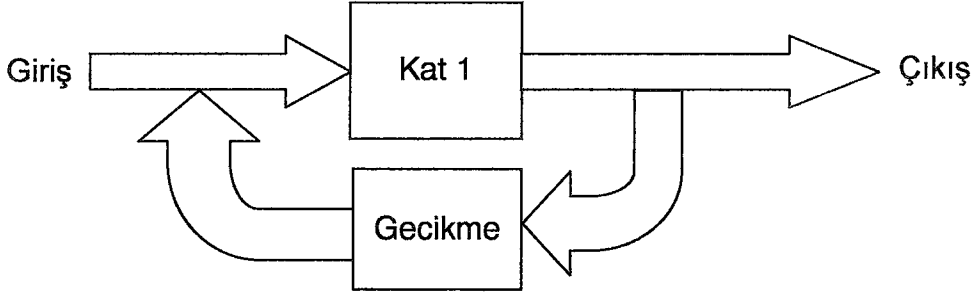
1.3.4. Yapay Sinir Ağlarının Sınıflandırılması

1.3.4.1. İleri Beslemeli ve Geri Beslemeli Sinir Ağları

İleri beslemeli sinir ağları yapısında, her katın çıkışları ile bir sonraki katın girişleri arasındaki uygun bağlantılar vardır. Bu bağlantıların haricinde katların girişleri ve çıkışları arasında herhangi bir bağ yoktur. Şekil 1.12'de iki katlı ileri beslemeli bir ağ gösterilmektedir. Bu yöntemde, her sinirin girişleri, önceki katların çıkışlarının ağırlıklı toplamlarıdır. Bir sonraki ağın girişleri ile her katın çıkışları arasında ağırlıklı bağlantılar vardır. Şayet ağın ağırlığı sıfır olarak belirlenmiş ise, bu düğümler arasındaki bağlantısızlığa



Şekil 1.12. İki katlı ileri beslemeli ağın genel yapısı



Şekil 1.13. Basit bir geri beslemeli ağın genel yapısı

denktir. Girişler, onların ağırlıkları gibi gizli katlarda her bir sinire bağlanır. Son katın çıkışları ağın çıkışları olarak ele alınır.

Geri beslemeli ağlar için her katın girişleri önceki katın çıkışlarından etkilenebilir. Ayrıca, kendi çıkışlarının geri beslemesine izin verilir. Şekil 1.13 basit tek katlı geri beslemeli bir sinir ağını gösterir.

Ağın girişleri, harici girişler ve bazı gecikmeli ağ çıkışlarından oluşmaktadır. Geri besleme algoritmalarının örnekleri Hopfield ağını ve Boltzman mekanizmasını içerir [45]. Geri beslemeli ağlar için önemli olan, ağın kararlılığı ve çıkışlar ile istenilen değerlerin birbirine yaklaşmasıdır.

1.3.4.2. Denetimli ve Denetimsiz Öğrenme Ağları

Sinir ağlarının öğrenmesi için çeşitli yaklaşımlar vardır. Bunlardan en önemli ikisini burada inceleyeceğiz:

Denetimli Öğrenme: Denetimli öğrenme, öğrenmeyi kontrol etmek, genel bilgileri birleştirmek için harici eğiticiye ihtiyaç duyar. Öğretici, performansı arttıran bir gözlemleyici veya verileri toplayan bir eğitici olabilir. Denetimli öğrenme algoritmalarına örnek en küçük kareler algoritması ile onun genelleştirilmiş hali olan geri yayılma algoritması [46-48] ve radyal tabanlı fonksiyon ağıdır [49-51].

Denetimli algoritmada, sinir ağının amacı girişler ve çıkışların örneklerine göre ağırlıklarını değiştirmektir. Ağ, tanımlı en küçük hata değerli giriş ve çıkış haritasına göre kurulduktan sonra, eğitim işi tamamlanmaktadır. Ardından, ağ yeni girişlere göre çıkışları bulmak için öğrenme aşamasında kullanılabilir. Eğitim kümesinin (aşamasının) ağın bütün uygulama alanlarını kapsamaması ve anlama yeteneğinin iyi olması önemli bir faktördür. Yani öğrenme kümelerinin düzgün seçimi ağın performansı için önemlidir.

Denetimsiz Öğrenme: Harici eğitici olmadığı zaman, sistem ağın tasarlanan dâhili ölçüleri ve bölgesel bilgileri kullanılarak kendi kendine düzenlenmelidir. Denetimsiz öğrenme bazen kendi kendine tesis edilen öğrenmelere tercih edilir, örneğin düşünmenin olmadığı sınıflandırılmalı öğrenmelerdeki gibi. Bu yöntemde, sadece giriş örnekleri elde edilebilir ve ağ giriş örneklerini farklı gruplara ayırır. Kohonen ağı denetimsiz bir öğrenme ile çalışır.

1.4. Adaptif Histerezis Bant

1.4.1. İki Seviyeli Adaptif Histerezis Bant Modülasyonu

Histerezis bant modülasyonu genellikle yüksek performanslı AA sürücüler için akım kontrol yöntemi olarak kullanılır. Dikdörtgen Dalga Modülasyonu (Rectangular Wave Modülasyon-RWM) [52] olarak bilinen yöntem araştırmacıların bir kısmı tarafından “Delta Modülasyonu” olarak adlandırılmaktadır [53]. Histerezis Bant Modülasyonu (HBM) yöntemi, referans modülasyon fonksiyonu $f(t)$ ve geri besleme işareti $\hat{f}(t)$ arasındaki hata, Histerezis Bant (HB)’ın seviyesi olan $\pm \Delta/2$ ’ye ulaştığında anahtarlamaları üretir. Geri besleme işareti, kapalı çevrim akım kontrol sistemi için makine stator akımı veya açık çevrim sistemi için PWM’in integrali olabilir. Çözümü basitleştirmek için, geri besleme işareti olarak sadece PWM’in integrali dikkate alınacaktır. Delta Modülasyon sisteminde, bilinen örnekleme frekansı f_s ’nin sadece katlarında anahtarlama üretilir. Histerezis birim kendi saat darbesini ürettiğinden HBM harici bir saat darbesine ihtiyaç duymaz. Buna karşılık, Delta Modülasyonunu harici bir saat darbesi tetikler. Bu Delta Modülasyonunun HBM yönteminden farklı olan tarafıdır [22].

HBM’nun çözümü, PWM ve Darbe Pozisyon Modülasyonu (PPM)’in her ikisinin de uygulandığını gösterir. PWM tabanlı yeni örnekleme yöntemi, analog tekniğin anahtarlama

açısına daha yakın anahtarlama üretmek için iki çeşit modülasyonu birleştirir. Bu yöntemin üstünlüğü, doğrusal olmayan matematiksel eşitlikleri içermemesidir. Ayrıca, HBM'nun modülasyon işlemlerinin sadece analog modele bağlı olmadığı, DSP tabanlı modülasyon uygulamalarına da izin verdiği bilinmektedir.

1.4.1.1. Analog Histerezis Bant Karakteristikleri

Stator frekansını ve böylece stator gerilimini arttırmakla darbe sayısını azaltmak için AA sürücü kontrolü yaygın bir şekilde kullanılır. Anahtarlama alt harmonik üretmemek için senkron frekans oranında yapılır. Geri besleme yolundaki integratörden dolayı referans modülasyon fonksiyonunun frekansı artırıldığı için sabit genişlikli HB Modülatör doğal olarak darbe sayısını azaltır. Yine de PWM genellikle asenkrondur ve bu sayede elektrik makinelerinde kayıpların artmasına ve moment dalgalanmaları meydana getiren harmonik üretimine neden olabilir. Bu nedenle senkron PWM teknikleri yüksek performanslı AA sürücüler için tercih edildiğinden senkron HBM tercih edilir.

Düşük hızlarda gerilim artışı stator direnci gerilim düşümünün önemli olduğu bir ASM için oldukça gereklidir. Bu nedenle, sabit genişlikli HBM'nun aksine, gerilim ve frekans arasındaki ikili ilişkiye sahip modülasyon istenilir [22,54]. Ayrıca, bu durum integratör yerleştirilerek de elde edilebilir. Yine de, bu sistem doğal olarak analog şekilde kalır. Böylece, ayırık örnekleme tabanlı yöntem olarak HBM yöntemi uygulamak daha çok istenilir ve bu kontrol işlemi DSP kullanılarak elde edilebilir.

1.4.2. Üç Seviyeli Histerezis Bant Modülasyonu

HBM yöntemi üç seviyeli modülasyon için de uygulanabilir. Bu yöntemin çözümü iki seviyeliye benzerdir. PWM, iki seviyeli HBM'na benzer şekilde sinüzoidaldir, bununla birlikte PPM ise iki seviyeli HB PWM'inden oldukça farklıdır. Bu fark, üç seviyeli histerezis birimde, sıfır gerilim seviyesinin bulunmasından dolayıdır.

Darbe sayısı ve modülasyon derinliğinin bir fonksiyonu olan üç seviyeli modülasyon yöntemi için HB'ın genişliğini ayarlamak, harmonik azaltma yöntemine benzer Toplam Harmonik Bozulması (Total Harmonik Distorsiyon-THD) ve anahtarlama açısına sahip bir PWM yöntemi ortaya çıkarır. Modülasyon derinliğinde darbe sayısı azalmaz, bu nedenle bu

yöntemdeki PPM değişik gerilim değerlerinde uygulanabilir. HBM, bir analog modülasyon işlemidir ve referans işaret ile gerçek işaret arasındaki hata histerezis bantın seviyesi $\pm \Delta / 2$ 'ye ulaştığında anahtarlama meydana gelir. Geri besleme işareti kapalı çevrim akım kontrol sistemi için bir stator akımı olabilir veya bu işaret açık çevrim kontrol sistemi için PWM gerilimi integrali olabilir [21,55].

1.5. Uzay Vektör Modülasyonu

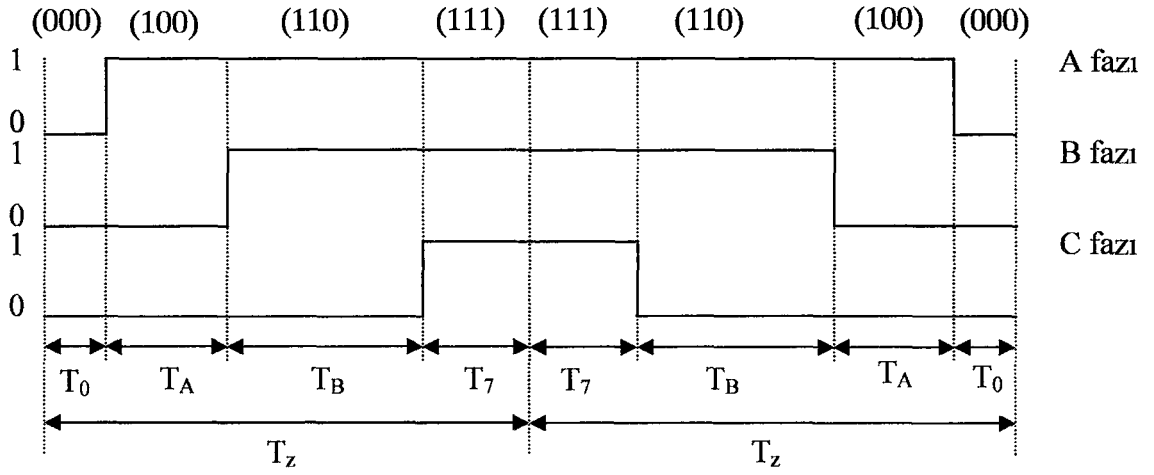
Uzay vektör modülasyonu (Space Vector Modulation-SVM) PWM'de de yaygın olarak kullanılan bir yöntemdir [55-65]. Sayısal uygulamalar için daha uygundur [55]. SVM, sinüs PWM yöntemleriyle karşılaştırıldığında, %15,5 daha büyük gerilim ve aynı taşıma frekansında yaklaşık %30 daha az anahtarlama sayısı ile çalışır [56,57]. Düşük güçlerde iki seviyeli eviricilerde başarıyla uygulanabilir [58]. SVM tekniği, altı işaretli köprü evirici ile gerçekleştirilebilen istenen referans gerilim vektörü ile çıkış gerilim vektörü arasındaki volt-saniye vektörel eşitliklerini içerir [60].

SVM'da üç fazlı sistem için aynı açısal hızla dönen uzay vektör referansı göstermek gereklidir. Uzay vektörü aşağıdaki eşitliklerle tanımlanır.

$$\begin{aligned}\bar{V}_{sa} &= \hat{V} \sin(\omega t) \\ \bar{V}_{sb} &= \hat{V} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \bar{V}_{sc} &= \hat{V} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\end{aligned}\quad (1.32)$$

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(\bar{V}_{sa} + a\bar{V}_{sb} + a^2\bar{V}_{sc}) \quad a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (1.33)$$

Burada, \bar{V}_{sa} , \bar{V}_{sb} , \bar{V}_{sc} üç fazlı sistemde faz gerilim fazörleri, \hat{V} faz gerilimi anlık değeri, \bar{V}_s üç fazlı sisteme göre uzay vektörü ve ω açısal hızdır. \bar{V}_s uzay vektörü anahtarlama periyodu süresince hemen hemen sabittir. Bu ise akım ve momenti belirleyerek makinenin ana hareketini üretir.



Şekil 1.14. Üç faz Uzay Vektör Modülasyonu için anahtarlama örneği

SVM, ilk dilimde ($0-60^\circ$) verilen referans gerilim vektörü için T_z örnekleme periyodunda iki aktif vektör ve bir sıfır vektör arasında anahtarlama esasına dayanır. Anahtarlama süresi aşağıdaki eşitlik kullanılarak hesaplanır [66].

$$\vec{V}_s^* = V_{sd} + jV_{sq} \quad (1.34)$$

Burada V_{sd} ve V_{sq} herhangi bir dilim için uygun gerilim vektöründen elde edilir.

$$T_z \vec{V}_s^* = T_A \vec{V}_1 + T_B \vec{V}_2 \quad (1.35)$$

$$T_A \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos 0^\circ \\ \sin 0^\circ \end{bmatrix} + T_B \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} = T_z \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} a \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \sin \gamma \end{bmatrix} \quad (1.36)$$

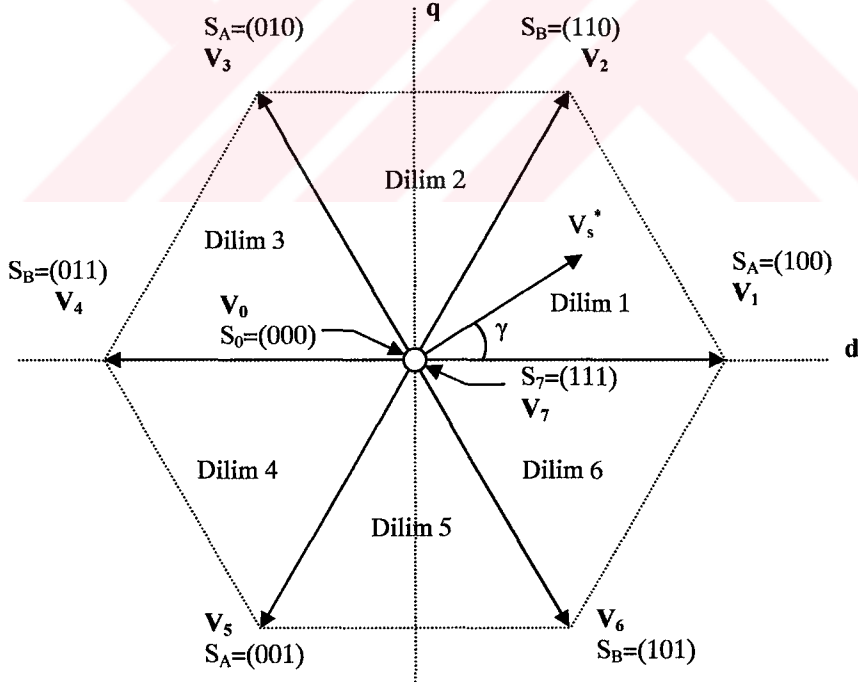
$$0 \leq \gamma \leq \pi/3, a = \frac{|\vec{V}_s^*|}{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}}$$

$$T_A = T_z a \frac{\sin(\pi/3 - \gamma)}{\sin(\pi/3)} \quad (1.37)$$

$$T_B = T_z a \frac{\sin \gamma}{\sin(\pi/3)} \quad (1.38)$$

$$T_0 = T_7 = T_z - T_B - T_A \quad (1.39)$$

Üç fazlı eviricinin sekiz anahtarlama durumuna göre gerilim uzay vektörleri Şekil 1.15’de gösterilir. Referans vektörü \bar{V}_s^* kararlı durumda sabit büyüklük ve frekansa sahiptir. Referans vektörü T_z aralığına eşit sürede örneklenir. Bu örnekleme süresi içinde, evirici anahtarlanır ve farklı sürelerde farklı anahtarlama durumlarında kalır. Bu anahtarlama durumları iki sıfır ve iki aktif durumları ile T_z süresinde kullanılabilirler. Bu iki aktif anahtarlama durumu olan S_A ve S_B , V_1 ve V_2 vektörleri ile Şekil 1.15’de gösterildiği gibi anahtarlama diliminin başlangıç ve bitiş sınırları şekillendirir. İki anahtarlama (S_A ve S_B) durumu aktif anahtarlama durumu olarak adlandırılır. S_A (001), (100) veya (010) ve S_B (101), (110) veya (011) evirici anahtarlama durumlarını belirtir. T_A ve T_B aktif vektör süreleri S_A ve S_B aktif anahtarlama durumlarından dolayı bu şekilde tanımlanır. Sıfır vektör süreleri T_0 ve T_7 , sırasıyla S_0 (000) ve S_7 (111) sıfır anahtarlama durumlarından dolayı bu şekilde adlandırılırlar.



Şekil 1.15. SVM için Anahtarlama durumlarına göre gerilim vektörleri

Referans gerilim vektörü aktif vektörün sadece süresinin ve durumunun belirlenmesinde rol oynar. Böylece, sıfır anahtarlama durumları S_0 ve S_7 olmak üzere, SVM anahtarlama örnekleri ile üç faz gerilim modülasyonu oluşturulabilir.

PWM tekniğiyle DMK'nın geçici performansı ve kararlılığı korunur ve kararlı durum moment dalgalanmaları azaltılır. Yine PWM tekniği ile, evirici anahtarlama frekansı sabittir ve tamamen kontrol edilebilir. Ayrıca, DMK'da HB ve anahtarlama tablosu kullanılarak işlem karmaşıklığı azaltılmaktadır.

1.6. Asenkron Motor Sürücülerinin Doğrudan Moment Kontrolü

Bilim adamları tarafından ilk olarak 1980'li yılların ortalarında bilim dünyası ile tanıştırılan Doğrudan Moment Kontrol (DMK) yöntemi, basitliği ve ASM'nin hızlı moment kontrolüne imkan sağladığı için günümüzde de araştırmacıların dikkatini çekmektedir. Ayrıca gerçekleşmesi Alan Yönlendirmeli Kontrol (Field Oriented Control-FOC) yöntemine göre daha basittir [23,67].

DMK tabanlı ASM sürücüler, çok basit kontrol metotlarıyla elde edilebilecek yüksek performans sağlarlar. AA sürücülerinde moment ve akının denetimi seçilen gerilim vektörü anahtarlama stratejisi ve çalışma şartlarına bağlıdır. ASM sürücülerinde hızlı moment tepkisi elde etmek için, genellikle vektör kontrol kullanılır. Birçok kontrol yönteminde vektör kontrolü için, akı ve momentin ayrı ayrı kontrolü yapılmaktadır. Stator akısı tabanlı tüm yöntemler arasında DMK metodu, çok basit kontrol yönteminden istenen avantajlara sahiptir. DMK yöntemi hız veya pozisyon sensörüne, eksen dönüşümlerine, PWM darbe üretimine ve akım düzenleyiciye ihtiyaç duymaksızın hızlı ve güçlü tepki verir.

1.6.1. Doğrudan Moment Kontrolün İlkeleri

DMK'nın çalışma prensibi uzay vektör teorisine dayanır. DMK'lı ASM sürücüde stator değişkenleri kullanılarak akı ve momentin anlık değerleri hesaplanmaktadır [23].

DMK sistemi üç temel fonksiyonu içerir; bunlar bir kestirici, iki histerezis denetleyici ve bir de anahtarlama tablosudur. Kestirici, ölçülen iki motor faz akımı ve DA gerilimi ile evirici anahtarlama durum bilgisini kullanarak gerçek moment ve stator akısını kestirir. İki histerezis kontrolör, moment ve akının referans değerlerini kestirici tarafından kestirilen

gerçek değerlerle karşılaştırır. Histerezis kontrolörün çıkışları ise anahtarlama tablosu tarafından evirici için uygun tetikleme işaretlerine dönüştürülür.

DMK'da, akının artırılıp azaltılma durumuna göre, farklı gerilim vektörleri seçimi momenti kontrol etmek için kullanılabilir. Seçilen bir gerilim vektörü, anahtarlama frekansı, moment ve akım dalgacıkları ile iki veya dört dilimli çalışma kapasitesi açısından sürücü davranışını etkiler [43,68].

DMK geri besleme elemanına ihtiyaç duymaksızın tam moment kontrolü yapar. Pratik hız denetimli sürücü uygulamaları için DMK'ya hız kontrol fonksiyonu ilave edilmelidir. DMK eviricide, hız kontrolü evirici kontrolünün bir parçası değildir. Hız kontrolörün çıkışı moment kontrolöre harici bir referanstır. Genel olarak, DMK'da hız kontrolü için PI hız denetleyici kullanılır.

1.6.1.1. Üç Fazlı PWM Gerilim Beslemeli Evirici Eşitlikleri

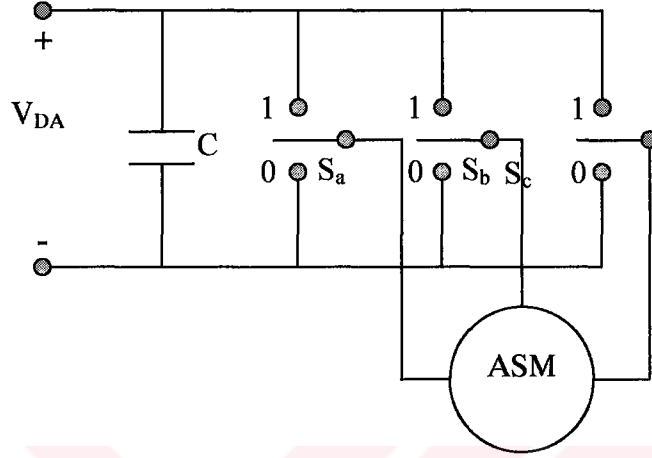
Üç fazlı gerilim beslemeli eviricide (VSI), üç bacak ve altı güç yarı iletken anahtarı vardır. PWM evirici beslemeli ASM'nin ayrıca DA hat gerilimine, DA hat kapasitesine ihtiyacı vardır. Eviricinin S_a , S_b ve S_c güç anahtarları "1" durumunda pozitif gerilime, "0" durumunda ise negatif gerilime anahtarlama yapar. Üç fazlı PWM VSI'nın anlık faz gerilim vektörleri S_a , S_b ve S_c anahtarlarının durumlarıyla belirlenirler. Bu anahtarlama fonksiyonları kullanılarak, üç fazlı VSI'nın faz gerilim vektörleri aşağıdaki gibi verilir:

Tablo 1.4. Gerilim vektörlerinin anahtarlama örnekleri

k	S_a	S_b	S_c
0	0	0	0
1	1	0	0
2	1	1	0
3	0	1	0
4	0	1	1
5	0	0	1
6	1	0	1
7	1	1	1

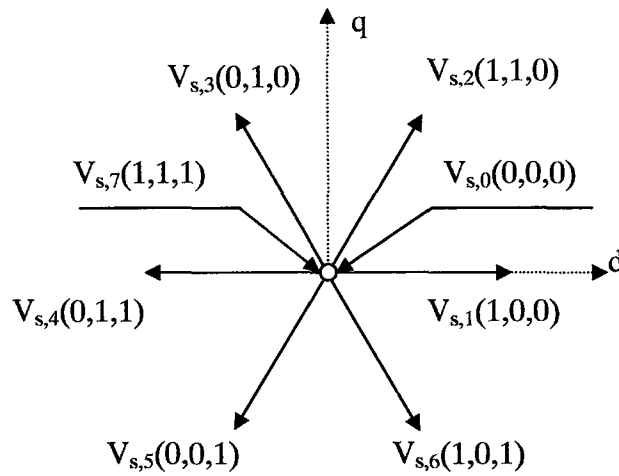
$$\bar{V}_{s,k}(t) = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{DA} [S_a(t) + aS_b(t) + a^2S_c(t)] \quad a = e^{j2\pi/3}, \quad k = 0,1,2,\dots,7. \quad (1.40)$$

VSI'nin a, b ve c fazlarının anahtarlama durumları Tablo 1.4'de belirtilmektedir.



Şekil 1.16. Üç fazlı gerilim beslemeli PWM evirici

Burada sekiz muhtemel anahtarlama durumu vardır, $V_{s,k}(S_a, S_b, S_c)$, $k=0,1,2,\dots,7$, bunların ikisi sıfır gerilim vektörleri, $V_{s,7}(1,1,1)$ ve $V_{s,0}(0,0,0)$, diğerleri ise Şekil 1.17'de gösterildiği gibi aktif gerilim vektörleridir, $V_{s,1}(1,0,0), \dots, V_{s,6}(0,1,0)$.



Şekil 1.17. Uzay gerilim vektörleri

1.6.2. Stator Akısı Kestirimi

ASM'nin DMK ile kontrolünde stator akısı ve momentinin kontrolü için stator akısı kestirimi hatasız olmalıdır. Stator akısı kestirimi iki sebepten dolayı çok önemlidir. Birincisi, önceki bölümde ele alınan anahtarlama vektörleri tablosunda en uygun anahtarlama vektörünün seçilmesinde, ikincisi ise momentin hesaplanmasında ihtiyaç duyulmasıdır. Genelde, akı kestiriminin iki yöntemi vardır: biri ölçülen motor akımlarına dayanır, diğeri ise ölçülen gerilimlere dayanır [69]. Akım tabanlı akı kestirim metodu biraz karmaşıktır ve sürücü sistemin karmaşıklığını artırır. Gerilim tabanlı akı kestirim metodunda, gerekli olan motor parametresi sadece stator sargı direncidir. Stator direnci, kolayca hesaplanmakta ve yüksek hızlı motor çalışmada sabit olduğu kabul edilmektedir [69]. Stator akısı sabit referans ekseninde stator gerilim eşitliğinden elde edilebilir. Böylece d ve q eksenli stator akısı bileşenleri duran referans ekseninde aşağıdaki gibi elde edilir;

$$\psi_{sd} = \int (v_{sd} + R_s i_{sd}) dt \quad (1.41)$$

$$\psi_{sq} = \int (v_{sq} + R_s i_{sq}) dt \quad (1.42)$$

(1.41) ve (1.42) eşitlikleri iki eksenli stator gerilimleri ve akımlarını içerir. $v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 0$ ve $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$ olduğu dikkate alındığı için üç stator gerilim sensörü ve üç stator akım sensörü kullanmak gerekli değildir. Stator gerilimi ve akımı vektörlerinin d ve q bileşenleri iki hat geriliminin ve akımının ölçülmesinden elde edilebilir.

$$v_{sd} = \frac{1}{3}(v_{ba} - v_{ac}) \quad v_{sq} = -\frac{(v_{ac} + v_{ba})}{\sqrt{3}} \quad i_{sd} = i_{sa}, \quad i_{sq} = \frac{i_{sa} + 2i_{sb}}{\sqrt{3}} \quad (1.43)$$

Ancak bu kestirim tekniğinin doğruluğu başlangıç değeri gibi problemlerden dolayı azalır [24,34,70]. Pratikte, ölçülen motor zıt emk'sında bir DA bileşeni kaçınılmazdır. Hatta küçük bir DA bileşeni, integrali doymaya götürebilir. Düşük hızlarda, zıt emk küçüktür ve stator direnci düşümü önemli olur. Bunların sonucunda, küçük ölçüm hataları veya direnç değerindeki hatalar stator akı kestiriminde etkin olarak ortaya çıkabilir [71-73]. Motor sıcaklığı ve frekansındaki değişimlerden dolayı stator direnç değişiminin meydana

getirdiği problemlerin çözümü için farklı yöntemler önerilmektedir. Bunlardan biri, ASM sürücünün Doğrudan Bağımsız Kontrol (Direct Self Control-DSC) projesidir. Bu projede, stator akısından ziyade hava aralığı akısını hesaplamak için üçüncü harmonik gerilimleri kullanılır [73]. Bu yaklaşım ile stator direnci değişimi probleminden kaçınılır. Yine de, hava aralığı akısı açısıl frekansı kestirimi, özellikle geçici durumlarda problemdir. Bir diğer çalışmada, makinenin çalışması süresince sıcaklıkla değişen stator direncini kestirmek için bulanık mantık ve yapay sinir ağı tabanlı durum gözlemleyiciler önerilmektedir [55,4]. Akı yönlendirmeli doğrudan vektör kontrollü başka bir ASM sürücü çalışmasında stator direnci kestirimi için yeni bir bulanık mantık yöntemi önerilmektedir. Bu çalışmada, stator sargı sıcaklığı, makinenin dinamik ısı modeli aracılığıyla stator akımı ve frekansının bir fonksiyonu olarak kestirilir. Böylece, stator direnci kestirilen stator sargı sıcaklığından türetilir [4].

DMK'da stator akısını düzeltmek için, yüksek frekanslı taşıyıcı işareti akı denetleyiciye ayrıca uygulanmaktadır [11]. Benzer bir yöntemde, bozucu işaret, akı ve moment hatasına, yüksek frekanslı ve küçük genlikli üçgen dalga bindirilerek klasik DMK sistemine verilmektedir [74]. Her iki teknik de ilave yüksek frekans taşıyıcı işareti verilmesi temeline dayanır. Bunlar orta ve yüksek güçlü sürücülerde uygulanmaz. Yüksek frekanslı işaretler, yüksek frekanslı evirici anahtarlamasını üretir ve bu durumda yüksek hızlı güç anahtarları gereklidir. Bu ise eviricinin fiyatını arttırır. Ayrıca, yüksek frekans anahtarlama durumları, eviricide yüksek anahtarlama güç kayıplarına sebep olur.

DSC metodu için de $R_s i_s$ gerilim düşümünün etkisini ortadan kaldıran çalışmalar yapılmıştır [75]. Bu yöntem, iki dilim geri (-120°) gerilim vektörlerinin anahtarlama kullandır ve "akı yenileme" olarak adlandırılır. Altıgen akı yörüngesi bozulmalarını en aza indiren bu yöntemin, çok yüksek sayıda evirici anahtarlama işlemine gerek duyması gibi problemlere sahiptir. Her iki teknikte de $R_s i_s$ gerilim düşümü etkisinin azaltılması ele alınmakta ve Takahashi'nin klasik DMK yöntemine uygulanmaktadır [9]. Her iki teknik, az da olsa ilave evirici anahtarlama işlemlerine gerek duyar.

1.7. Kayan Kipli Kontrol

Değişken yapılı denetim, matematiksel eşitliklerinde belirsizlikler olan sistemlere başarı ile uygulanabilen bir yöntemdir. Bu yöntem en basit anlamda iki fonksiyona sahiptir.

Birincisi, sistemin istenen davranışa yaklaştırılması, ikincisi ise sistem davranışı istenen davranışa eriştiğinde bunun devamı için gerekli girişlerin hesaplanmasıdır. Sistemin istenen davranışa yaklaştırılması erişme kipi, kararlı davranışın sürdürülmesi ise kayan kipi olarak adlandırılmaktadır. Denetim yaklaşımı ise ikincil olaydan esinlenilerek kayan kipli denetim olarak bilinmektedir.

Kayan kipli denetim yöntemi ilk olarak 1960'lı yıllarda Rus bilim adamı Emelyanov tarafından ikinci dereceden bir sistem üzerinde uygulanmıştır. Bu çalışma ile faz uzayında kayma yüzeyi olarak adlandırılan özel bir alt uzay tanımlanmaktadır. Denetleme girdilerinin, hata durum vektörünü herhangi bir değerden bu alt uzaya doğru sürdüğü ve alt uzaya düştükten sonra hata vektörünün sifira yakınsayacağı ispatlanmaktadır. Bu çalışmanın ardından yapılan araştırmalar ve uygulamalar, kayan kipli denetim yönteminin çok boyutlu sistemlere de uygulanabileceğini ortaya koymuş ve bu sistemler için kayma yüzeyinin çok boyutlu bir yüzey olacağı sonucuna varılmıştır [76]. Literatürde bu yüzeyi tanımlayan fonksiyona anahtarlama fonksiyonu ismi verilmektedir.

Değişken yapıları sistemler konusunda bir çok çalışmalar yapılmış ve önemli gelişmeler elde edilmiştir. Hung [77], denetim yaklaşımının doğrusal ve doğrusal olmayan sistemlere uygulanmasını, anahtarlama yöntemlerini ve diferansiyel denklemlerin değişik gösterimlerini sunmaktadır. Böylece, basit kayan kipli denetim yaklaşımlarının kurulmasını açıklamıştır. Kayan kipli denetleyicilerin performansında kayma yüzeyi parametrelerinin seçimi önemlidir [76].

Bu çalışmada, kayan kipli denetim mantığı kullanılarak ASM'nin hız kestirimi amaçlanmaktadır. Bunun için her bir güncelleme anında denklem yapısının gerçeklemeye çalıştığı eşleştirme ile oluşan ve maliyet fonksiyonunun yanı sıra parametre değerlerindeki değişim ile oluşturulan ikinci bir maliyet fonksiyonunun eşzamanlı olarak azaltılması söz konusudur. Buradan yola çıkarak yüzeyde tanımlanan rotor akısı ve rotor akısı hataları değerleri kullanılarak ASM'nin sensörsüz hız değerinin belirlenmesi sağlanmaktadır [78].

1.7.1. Anahtarlama Teknikleri

Literatürde değişik anahtarlama mekanizmalarından bahsedilmektedir. Bunlar sırasıyla sabit dereceli anahtarlama, serbest dereceli anahtarlama, nihai kayan kipli anahtarlama ve bağımsız anahtarlama şeklinde isimlendirilmektedirler [76]. m girişi olan

bir sistem, birbirinden farklı m adet anahtarlama mekanizmasının kullanılmasını gerektirir. Bu durum, değişik kombinasyonlar göz önüne alındığında faz uzayında $(2^m - 1)$ adet kayma yüzeyi oluşacağı anlamına gelir. Faz uzayında görünen bu yüzeylerin numaralandırıldığı varsayılırsa, s_i değişkeni ile i .inci kayma yüzeyi gösterilmek kaydıyla sabit dereceli anahtarlama mekanizması, yüzeyler arasında aşağıdaki tipte bir geçişi amaçlar.

$$x_0 \rightarrow s_1 \rightarrow s_1 \cap s_2 \rightarrow s_1 \cap s_2 \cap s_3 \rightarrow \dots \rightarrow s_E$$

Yukarıda s_E değişkeni, nihai kayma yüzeyini temsil etmektedir. Serbest dereceli anahtarlama mekanizmasında yüzeyler arasındaki geçişler yukarıdaki gibi kısıtlanmamıştır. Yaklaşım ilk olarak hangi yüzeye erişir ise onun üzerinde diğer yüzeylerin kesişim kümelerini aramak suretiyle nihai kayma yüzeyine ulaşmaktadır [77,78]. Böylelikle erişim zamanı azaltılmış olmaktadır. Üçüncü tipteki anahtarlama mekanizması, faz uzayındaki vektörü doğrudan nihai kayma yüzeyi üzerine düşürmeyi amaçlamakta, son yaklaşım ise sistemin birbirinden bağımsız m adet alt sistemden oluştuğunu varsayarak her birine kendi kayma yüzeyi üzerinde bir çözüm üretmektedir [76,78,79].

1.7.2. Kayan Kipli Denetim Kuramı

Zamanla değişmeyen ve bağımsız olmayan n adet durum değişkenine sahip bir sistem (1.44) denklemindeki gibi ya da (1.45) ve (1.46) denklemlerindeki gibi ifade edilebilir. Bu gösterimlerin birbirlerine denk oldukları aşikârdır.

$$\dot{x}^{(n)} = f(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}) + b(x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)})u \quad (1.44)$$

$$\dot{x}_i = x_{i+1} \quad i = 1, 2, \dots, n-1 \quad (1.45)$$

$$\dot{x}_n = f(\bar{x}) + b(\bar{x})u \quad (1.46)$$

Bu sistem için $\bar{x} = [x_1, x_2, \dots, x_n]^T = [x, \dot{x}, \dots, x^{(n-1)}]^T$ durum vektörünü, u değişkeni ise denetim girişini simgelemektedir. Genelde kayma yüzeyi, (1.47) ile tanımlanan izleme hatası vektörünün doğrusal bir fonksiyonu olarak seçilir. İzleme hatası olarak tanımlanan büyüklük ise istenen durum vektörü ile sistemin durum vektörü arasındaki fark ile ifade edilmektedir. Buna göre kayma yüzeyi (1.48) denkleminde verilen biçimde seçilebilecektir.

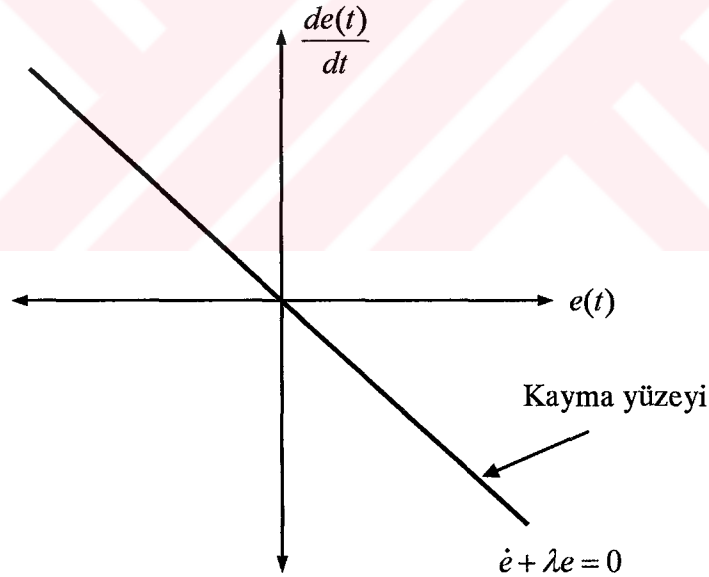
$$e = x - x_d \quad (1.47)$$

$$s(e) = C e = 0 \text{ veya } s(e) = (p + \lambda)^{n-1} e \quad \lambda > 0 \quad (1.48)$$

Yukarıda görülen C değişkeni, (1.49) denklemi ile verilen bir vektörü temsil etmektedir ve bütün c_i değerleri reel sayılardır. İkinci koşul olarak, c_i değerlerinin seçiminde $p^n + c_{n-1}p^{n-1} + \dots + c_1 = 0$ polinomunun köklerinin açık sol yarı p düzleminde olması gerekmektedir.

$$C = [c_1 \quad c_2 \quad \dots \quad c_{n-1} \quad 1] \quad (1.49)$$

İkinci dereceden bir sistem için, pozisyon ve hız hataları istenen yüzeyi tanımlayabilmek için yeterli olacaktır. Katsayıların belirlenmesi esnasında dikkat edilmesi gereken bir diğer husus da yüzeyin orijinden geçmesi zorunluluğudur. Böylelikle seçilen bir



Şekil 1.18. İkinci dereceden bir sistem için örnek bir kayma yüzeyi

yüzey, her bir eksen boyunca negatif türevlere sahip olacaktır. Örnek bir kayma yüzeyi Şekil 1.18'de gösterilmiştir [76].

Sistemin durum vektörü ile istenen sistemin durum vektörü arasındaki fark sıfır olacak şekilde başlandırılırsa, izleme problemi kayma yüzeyi üzerinde kalmayı

sağlayacak denetim girdilerinin hesaplanması problemine dönüşür. Bu davranışın gözlemlenmesi için yeterli koşul (1.50) eşitsizliğinin sağlanmasıdır [79,80]. Eğer (1.51) denkleminde verilen şekilde bir Lyapunov fonksiyonu seçilirse, (1.50) koşulu ile birlikte denetim sisteminin Lyapunov anlamında kararlı olacağı aşikardır.

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} (s^2(\bar{e})) \leq -\eta |s| \quad \eta \geq 0 \quad (1.50)$$

$$V = s^2(\bar{e}) \quad (1.51)$$

Buna göre aşağıdaki ifadeler yazılabilecektir:

$$s\dot{s} \leq -\eta |s| \Leftrightarrow \dot{s} \operatorname{sgn}(s) \leq -\eta \quad (1.52)$$

$$s = p^{n-1}e + \lambda p^{n-2}e + \dots + \lambda^{n-1}e \quad (1.53)$$

$$\dot{s} = ps = p^n e + \lambda p^{n-1}e + \dots + \lambda^{n-1}pe \quad (1.54)$$

$$\dot{s} = p^n (x - x_d) + \sum_{i=1}^{n-1} c_i e^{(i)} = x^{(n)} - x_d^{(n)} + \sum_{i=1}^{n-1} c_i e^{(i)} \quad (1.55)$$

$$\dot{s} = f(\bar{x}) + b(\bar{x})u - x_d^{(n)} + \sum_{i=1}^{n-1} c_i e^{(i)} \quad (1.56)$$

(1.52) ve (1.56) denklemleri, s değişkeninin pozitif, negatif ya da sıfır değerlerini alması durumlarında (1.57)-(1.59) denklemleri ile ifade edilen, ya da daha basit haliyle (1.60) denklemi ile verilen denetim girdilerinin uygulanması, sistemi kayan kipte tutacak ve hata vektörünü orijine taşıyacaktır.

$$u = b^{-1} \left(- \sum_{i=1}^{n-1} c_i e^{(i)} - f(\bar{x}) + x_d^{(n)} - \eta \right) \quad s > 0 \quad (1.57)$$

$$u = b^{-1} \left(- \sum_{i=1}^{n-1} c_i e^{(i)} - f(\bar{x}) + x_d^{(n)} + \eta \right) \quad s < 0 \quad (1.58)$$

$$u = b^{-1} \left(- \sum_{i=1}^{n-1} c_i e^{(i)} - f(\bar{x}) + x_d^{(n)} \right) \quad s = 0 \quad (1.59)$$

$$u = b^{-1} \left(- \sum_{i=1}^{n-1} c_i e^{(i)} - f(\bar{x}) - x_d^{(n)} - \eta \operatorname{sgn}(s) \right) \quad (1.60)$$

1.7.3. Erişim Kuralları

Daha önce sistemin kayan kipte bulunduğu durumda hata vektörünün orijine yakınsaması için gerekli denetim girdilerinin hesaplanması üzerinde duruldu. Eğer başlangıçta hata vektörü kayma yüzeyi üzerinde yer almıyorsa kayma yüzeyinin zamanla değişen bir dinamiğe sahip olma zorunluluğu belirir. Literatürde üç değişik erişim kuralından bahsedilmektedir. Bunlar sırasıyla şöyle özetlenebilir [76,79].

Sabit oranlı erişim: Anahtarlama fonksiyonu (1.61) denkleminde verilen biçimde seçilir ancak bu yöntemde erişim zamanı oldukça uzundur.

$$\dot{s} = -Q \operatorname{sgn}(s) \quad (1.61)$$

Yukarıda, Q matrisi diyagonal bir matristir ve elemanları pozitif sayılardır.

Sabit ve orantılı erişim: Bir önceki yöntemin erişim zamanı sorunu s değişkeninin diyagonal ve elemanları pozitif sayılar olan bir K matrisi ile çarpımından elde edilen değer de erişim kuralına eklenmesi ile giderilebilir ve (1.62) denklemi ile verilen yüzey dinamiği elde edilir.

$$\dot{s} = -Q \operatorname{sgn}(s) - Ks \quad (1.62)$$

Üstel oranlı erişim: Bu yaklaşım da erişim zamanını azaltmak için önerilmiş bir yaklaşımdır ve (1.63) denklemi ile verilen yüzey dinamiği ile tanımlanmaktadır.

$$\dot{s} = -k_i |s_i|^\alpha \operatorname{sgn}(s_i) \quad 0 < \alpha < 1, \quad i = 1, 2, \dots, m \quad (1.63)$$

1.7.4. Doğrusal Sistemlerde Kayan Kipli Denetim

Kayan kipli çalışma, matematiksel, kontrol teorisi ve uygulama yönlerini kapsayan çok taraflı bir problemdir. Bu çalışmanın bölümleri Tablo 1.5'deki gibi gruplandırılabilir:

Tablo 1.5. Kayan Kipli Kontrol Teorisinin Faaliyet Alanı

Kayan Kipli Kontrol		
Matematiksel Yöntem	Tasarım	Uygulama
1. Hareket Eşitlikleri	1. Bağımlı Değişken	1. Elektrik Motorları
2. Mevcut Şartlar	2. Sabit Büyüklük	2. Endüstri İşlemleri
		3. Araç Kontrol

Doğrusal sistemler için geleneksel denetim görevini göz önüne aldığımızda [81],

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad x \in \mathbb{R}^n, \quad u \in \mathbb{R}^m \quad (1.64)$$

(A,B sabit matrisler, rank B=m) ayrıştırma prensibine dayanan kayan kipli tasarım işlemini gerçekleştirmek için hesaplayalım. (1.64) denklemini iki girişli bir sistem için yazıldığında,

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= A_{11}x_1 + A_{12}x_2 \\ \dot{x}_2 &= A_{21}x_1 + A_{22}x_2 + B_2u \end{aligned} \quad (1.65)$$

elde edilir. Burada A_{ij} ($i, j = 1, 2$), B_2 ilgili boyutların sabit matrisleridir, $x_1 \in \mathbb{R}^{n-m}$, $x_2 \in \mathbb{R}^m$, $\det B_2 \neq 0$. Doğrusal yüzeylerde denetim vektör bileşenlerinin süreksizliğe sahip olduğunu varsayarsak,

$$s = Cx_1 + x_2, \quad s \in \mathbb{R}^m \quad (1.66)$$

denklemini elde ederiz. Kayan kip, manifold $s=0$ (i.e., $x_2 = -Cx_1$) da ortaya çıktığında, sistem davranışı (n-m) dereceden denklem ile yönetilir.

$$x_1 = (A_{11} - A_{12}C)x_1 \quad (1.67)$$

Kontrol sistemlerinin gerekli olan dinamik özelliklerini elde etme yollarından biri, doğrusal geri beslemeli kapalı çevrimli sistemin özdeğerlerini belirlemektir. Bununla beraber, ilk sistemin (1.64) genel durumunda iken tam boyut işinden etkileniriz, kayma eşitliğinin (1.67) derecesi kontrol boyutuna eşit miktarda artırıldığı için, ortaya çıkan kayan kip onun derecesini azaltır. Kontrol edilebilir sistemler (1.64) için, sistemin (1.67) istenilen özdeğerlerini sağlayan bir C matrisi her zaman vardır. (n-m) inci dereceden özdeğere çözüm olan C matrisi, süreksizlik yüzeyleri denklemini (1.66) belirler. Tasarım işleminin ikinci bölümü, m boyutlu s uzayında orijin kararlılığına eşit manifold $s=0$ da genellikle kayan kipi ortaya çıkması anlamındaki süreksiz denetimin seçimidir. s uzayındaki hareket iz düşümü (1.61)'deki eşitliğe benzer şekilde tanımlanır [81].

$$\dot{s} = Rx + B_2u,$$

$$Rx = (CA_{11} + A_{21})x_1 + (CA_{12} + A_{22})x_2$$

Süreksiz kontrol

$$u = -a|x|B_2^{-1} \text{sign } s, \quad a = \text{sabit}$$

($|x|$, x vektörü bileşeni genliğidir) aşağıdaki denklemi ortaya çıkarır.

$$\dot{s} = Rx - a|x| \text{sign } s \quad (1.68)$$

\dot{s}_i ve s_i ($i=1, \dots, m$) fonksiyonlarının farklı işaretlere sahip olması, a'nın aldığı pozitif değerlere için vardır. Bunu anlamı, kayan kipi her süreksiz yüzeyde meydana geleceğidir.

1.8. Gözlemleyiciler

Gözlemleyiciler, kontrol sistemlerinde ilk kez 1964'de Luenberger tarafından uygulanmaya başlanmıştır. Temel fikri, gözlemlenen durum değişkenlerini düzeltmek yani

bunları bir noktada birleştirmek için, sistem çıkışı ve gözlemleyici çıkışı arasındaki hatayı kullanmaktır. Burada kestirici uygulanmasının temel iki çeşidi vardır: açık döngü ve kapalı döngü. Kestirim hatasını da içeren düzeltme terimini kestiricinin çıkışını ayarlamak için kullanır. Bir kapalı döngüde kestirici, gözlemleyici olarak göz önüne alınır [82].

Açık döngü kestiriciler, ölçülen stator gerilimleri ve akımlarını kullanır. Değişik açık döngü kestirim şemaları, son zamanlarda ortaya çıkan sensörsüz ASM sürücülerde kullanılır. Açık döngü kestiricilerin doğruluğu için makine parametrelerinin doğruluğuna büyük ölçüde dikkat etmek gerekir. Düşük rotor hızlarında, parametre sapmaları, geçici ve kararlı durumların her ikisinde de sürücünün performansında önemli etkilere sahiptir. Ayrıca, saf integratörün yerine alçak geçiren filtreler (LPF) kullanılarak açık döngü kestirimde yüksek doğruluk sağlamak mümkündür. Kapalı döngü gözlemleyiciler kullanılarak parametre değişimlerine ve gürültü işaretlerine karşı duyarsızlığı geliştirilmeye çalışılmaktadır. Kestirici tabanlı gözlemleyiciler, saf integratörün çıkarılması avantajına sahiptir [82].

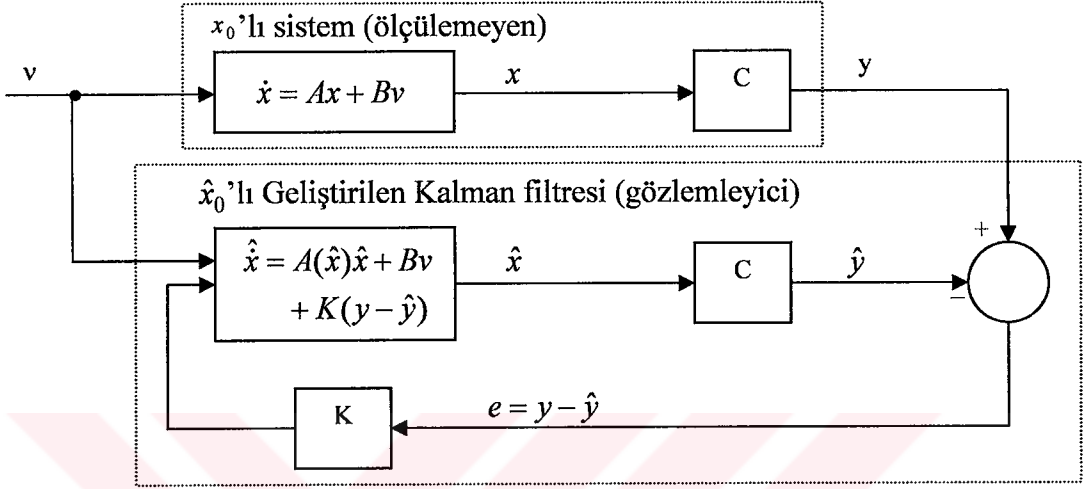
En yaygın kullanılan gözlemleyiciler Luenberger ve Kalman tipleridir. Luenberger gözlemleyici (LG) belirli (kesin-deterministik) tipte, Kalman filtre (KL) ise tahmini tiptedir. Basit KL sadece doğrusal tahmini sistemlere uygulanır. Genişletilmiş Kalman filtresi doğrusal olmayan sistemler için de kullanılır. Bunlar, sistem durum değişkenlerinin kestirimi veya durum değişkenleri ve parametrelerin her ikisinin de kestirimini sağlayabilir. Temel Luenberger gözlemleyici doğrusal, zamana göre değişmeyen belirli sistemlere uygulanabilir. Bununla birlikte, genişletilmiş Luenberger gözlemleyici zamanla değişen doğrusal olmayan belirli sistemlere uygulanır.

1.8.1. Genişletilmiş Kalman Filtreleri (EKF) Uygulanması

Genişletilmiş Kalman filtresi, tekrarlamalı en uygun durum kestiricisidir. Bu kestirici, gerçek zamanda doğrusal olmayan dinamik sistemde durum değişkenleri ve parametre kestirimi için rast gele gürültülerle bozulan gürültülü denetleme sinyallerini kullanır. Durum değişkenleri gibi sistem parametrelerini kestirmek için durum eşitlikleri geliştirilir ve doğrusallaştırılır.

Bir filtre uygulaması çok karışık bir problemdir ve gerçek zamanda hesaplanması için AA motorun modeline ihtiyaç vardır. Ayrıca, filtre eşitlikleri birçok matris çarpımı ve bir

matrisin tersi hesaplanmasından oluşmaktadır. Bununla birlikte, bu hesaplamalar yüksek işlem yeteneğine sahip sayısal işaret işlemcileri (DSP) kullanılarak yerine getirilebilir. EKF'nin yapısı Şekil 1.19'da gösterilmektedir. Durum kestirimleri EKF algoritması kullanılarak elde edilir. EKF algoritması temel olarak iki aşamalıdır: tahmin ve filtreleme



Şekil 1.19. Genişletilmiş Kalman Filtresinin (EKF) yapısı

aşamaları. Tahmin aşamasında, makinenin durum değişkeni eşitlikleri ve sistem uyum matrisi

durum değişkenlerinin tahmin edilmesi için kullanılır [82]. Filtreleme aşaması süresince, filtrelenen durum değişkenleri (\hat{x}) tahmini değere düzeltme değeri eklenerek tahmini kestirimden elde edilir. Bu düzeltme terimi $Ke = K(y - \hat{y})$ dir, burada $e = (y - \hat{y})$ terimi Şekil 1.19'dan görüleceği gibi hata terimidir.

Hız adaptif akı gözlemleyicisinde, hesaplamalarda gürültü dikkate alınmalıdır. Ayrıca, hız adaptif akı gözlemleyicisinde, hız bir parametre gibi ele alınır, fakat EKF'de ise bir durum değişkeni olarak ele alınır. Durum değişkenleri EKF'de Kalman kazanç matrisi (K) ile uyarlanır. Benzer şekilde hız adaptif akı gözlemleyicisinin durum değişkenleri de kazanç matrisi (G) ile uyarlanır [34].

Geliştirilen Kalman filtresi, rasgele gürültülerle dağıtılarak izlenen gürültü sinyali kullanılarak gerçek zamanda doğrusal olmayan dinamik sistemlerin parametre ve durum kestirimi için kullanılabilen yenilenen en uygun anahtarlama durum gözlemleyicidir. Ölçüm gürültüsü ve sistem gürültüsünün birbiriyle ilgisinin olmadığı varsayılır.

Gürültünün kaynağı ölçüm ve modelleme yanlışlıklarının hesaplanmasında ortaya çıkmaktadır. Hesaplamaların ilk aşamasında, matematiksel model kullanılarak durumlar tahmin edilir ve ikinci aşamada tahmin edilen durumlar geribesleme kullanılarak düzeltilir. Bu şema, tahmin edilen duruma bir terim eklenerek elde edilen gerçek ölçülen durumların kullanımını sağlar. Eklenen terim, ölçülen ve kestirilen çıkış sinyalinin farkını içerir. Kestirilen değerdeki sapma, EKF'nin bir sonraki giriş anında en uygun çıkış değerini sağlar. ASM sürücüsünde EKF, rotor hızının kestirimi, durum ve parametre kestirimi için kullanılabilir [24]. Bu amaçla stator gerilimleri ve akımları ölçülmelidir.

EKF yüksek performanslı ASM sürücülerde kullanıma uygundur. EKF çok düşük hızları da içeren geniş hız bölgelerinde doğru hız kestirimi sağlayabilmektedir.

Ayrıştırılmış EKF algoritması kullanılarak hız sensörsüz ASM sürücü uygulaması için ana tasarım aşamaları aşağıdaki gibidir;

- Zaman domeni ASM modelinin seçimi
- ASM modelinin ayrıştırılması
- Gürültü ve durum kovaryans matrislerinin belirlenmesi
- Ayrıştırılmış EKF algoritmasının uygulanması yani öğrenme.

ASM'nin rotor hızının kestiriminde EKF kullanılması için, değişik makine modellerinin kullanılması mümkündür. Mesela, rotor akısı yönlendirmeli referans ekseninde veya stator akısı yönlendirmeli referans ekseninde belirtilen eşitlikleri kullanmak mümkündür. Ekstra hesaplamalardan kaçınmak ve bazı doğrusal olmayan dönüşümlerden sakınmak için sabit referans eksen takımı tercih edilir. Duran referans eksen takımındaki modelin kullanılmasının ana sebepleri şunlardır;

- Hesaplama süresini azaltması,
- Küçük örnekleme zamanı
- Yüksek doğruluk
- Daha kararlı davranış

Böylece, benzetim ve deneysel uygulamalarda duran referans eksen takımı kullanılacaktır.

2. YAPILAN ÇALIŞMALAR, BULGULAR VE TARTIŞMA

2.1. Yapay Sinir Ağı ile Stator Direnci ve Stator Akısı Kestirimi

2.1.1. Giriş

ASM sürücüsünün DMK'ünde stator akısı bileşenlerinin doğru kestirimi iki sebepten dolayı çok önemlidir. Birincisi, bu akı bileşenleri en iyi anahtarlama vektör seçimi tablosu için gereklidir. İkincisi ise, stator akı bileşenleri momentin kestirimi için gereklidir. DMK'da genellikle stator akısı stator devre elemanları kullanılarak kestirilir. Kestirim için stator gerilim modeli kullanıldığında, stator akı kestirimi özellikle düşük hızlarda stator direncinden çok etkilenir. Stator akısı, stator giriş gerilimi ve stator sargıları gerilim düşümü arasındaki farkın integrali alınarak hesaplanır. Yüksek hızlarda, stator direnci gerilim düşümü stator gerilimine göre küçük ve ihmal edilebilmektedir. Ancak düşük hızlarda, bu gerilim düşümü giriş stator gerilimiyle karşılaştırıldığında ihmal edilemeyecek büyüklükte olur. Bu bölümde, özellikle düşük hızlarda DMK'lü ASM sürücünde, stator direncindeki gerilim düşümü çok etkili olduğundan doğru bir şekilde kestirilmesi için çözüm önerileri sunulmaktadır. Burada, ASM'nin stator direncinin kestirimi için Yapay Sinir Ağı (YSA) tabanlı kestirici kullanılmaktadır. Böylece stator akısı kestirimi yapılmakta ve moment değeri de hesaplanmaktadır.

2.1.2. Stator Gerilim Modelinde Stator Akısı Kestirimi

Doğrudan moment kontrollü ASM sürücünün performansı stator akı kestiriminin doğruluğuna büyük ölçüde bağlıdır. Genellikle, stator akısı stator referans ekseninde verilen stator gerilim eşitlikleriyle doğrudan kestirilir:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Psi}_s}{dt} \quad (2.1)$$

(2.1) eşitliğinden stator akısı aşağıdaki gibi kestirilebilir,

$$\bar{\Psi}_s = \int (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (2.2)$$

burada V_s stator gerilimi, I_s stator akımı ve R_s stator sargı direncidir. Stator akısının d ve q bileşenleri şu şekilde yazılabilir:

$$\psi_{sd} = \int (v_{sd} - R_s i_{sd}) dt \quad (2.3)$$

$$\psi_{sq} = \int (v_{sq} - R_s i_{sq}) dt \quad (2.4)$$

Sinüzoidal sürekli durumda, (2.1) eşitliği indirgenildiğinde,

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega_s \bar{\Psi}_s \quad (2.5)$$

burada ω_s besleme frekansı veya uyarma frekansdır. Böylece, stator akısı vektörü yeniden düzenlenerek,

$$\bar{\Psi}_s = \frac{\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s}{j\omega_s} \quad (2.6)$$

elde edilir. Özellikle düşük hızlarda, (2.3) ve (2.4) integralinin değeri başlangıç şartları ve DA salınımı sonucu ortaya çıkan bozulma ve doyma problemlerinden dolayı oldukça etkilenir. DA bileşeni, küçük değer için bile integrali doymaya götürebilir. Bu problemi çözmek için genellikle, integralin yerine alçak geçiren filtreler kullanılır. Böylece integral alçak geçiren filtrede (1/s) ile yer değiştirir ve $\tau/(1+s\tau)$ olur. Böylece (2.2) eşitliği,

$$\hat{\Psi}_s = \left(\frac{\tau}{1+s\tau} \right) (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) \quad (2.7)$$

şeklinde yazılabilir. Burada, $\hat{\Psi}_s$ kestirilen stator akısıdır ve (2.6) eşitliğindeki $\bar{\Psi}_s$ 'den farklıdır. Düşük kesme frekansını veren τ zaman sabiti uygun olarak seçilmelidir. Böylece çok geniş hız bölgelerinde integralin verdiği değere yakın sonuçları (2.7) eşitliği verir. (2.7) eşitliğinden stator akısı aşağıdaki gibi hesaplanır,

$$\hat{\Psi}_s = \frac{(\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s)}{s + \frac{1}{\tau}} \quad (2.8)$$

Sinüzoidal sürekli durumda, (2.8) eşitliği düzenlendiğinde,

$$\hat{\Psi}_s = \frac{(\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s)}{j\omega_s + \omega_c} \quad (2.9)$$

elde edilir. Burada $\omega_c = 1/\tau$ alçak geçiren filtrenin rad/s biriminde kesme frekansıdır. ω_s senkron frekansı için, kesme frekansı ω_c 'den daha büyüktür. (2.6) eşitliğinden,

$$j\omega_s \bar{\Psi}_s = \bar{V}_s - R_s \bar{I}_s \quad (2.10)$$

elde edilir. (2.10) eşitliği (2.7) eşitliğinde yerine konursa yeniden yazılabilir;

$$j\omega_s \bar{\Psi}_s = j\omega_s \hat{\Psi}_s + \omega_s \hat{\Psi}_s \quad (2.11)$$

$$\bar{\Psi}_s = \hat{\Psi}_s - j \frac{\omega_c}{\omega_s} \hat{\Psi}_s \quad (2.12)$$

(2.12) eşitliğinde gösterildiği gibi, kaynak frekansı filtre kesme frekansından çok büyük olduğunda $\omega_s \gg \omega_c$, alçak geçiren filtre kestiricinin değeri integral değerine yaklaşır.

(2.12) eşitliği yeniden düzenlendiğinde, alçak geçiren filtre ile integral arasındaki ilişki şu şekilde bulunur,

$$\hat{\Psi}_s = \frac{\bar{\Psi}_s}{\omega_s^2 + \omega_c^2} \omega_s (\omega_s + j\omega_c) \quad (2.13)$$

Faz açısı ve kazancı aşağıdaki gibi hesaplanır,

$$\hat{\phi} = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_c}{\omega_s} \right) \quad (2.14)$$

$$\hat{M} = \frac{|\hat{\Psi}|}{|\bar{V}_e|} = \frac{1}{\sqrt{\omega_s^2 + \omega_c^2}} \quad (2.15)$$

burada $\bar{V}_e = \bar{V}_s - R_s \bar{I}_s$ (zıt emk) olur. Stator akısının tam kestirimi için (2.9) eşitliğindeki alçak geçiren filtrenin kestirdiği stator akısı kazancının $1/|\omega_s|$ ve faz açısının 90° olmasına dikkat edilmelidir. Yukarıda bahsedilen filtrenin geniş hız bölgelerinde kullanılabilmesi için kesme frekansı çok düşük değerde olmalıdır. Bu ise AGF'nin çok büyük zaman sabitine sahip olduğunu gösterir. Bu durumda filtre yöntemi dalgalanma bozulmaları gibi problemlere sahip olmaktadır.

2.1.3. Stator Direnci Değişimlerinin Etkileri

Stator direnci, ASM sürücülerin DMK'sı için gerilim modeli ile akı kestiriminde çok önemlidir. (2.2) eşitliği DMK sürücünde stator akısının faz gerilimi ile stator direnci gerilim düşümü arasındaki farkın integrali alınarak kestirildiğini gösterir. Bu eşitlikte, stator omik gerilim düşümü, stator sargılarında indüklenen zıt emk düşük hızlarda küçük olduğundan etkilidir [73,83]. Stator gerilim düşümü ayrıca stator direncine de bağlıdır. Kaynak frekansı veya motor sıcaklığındaki değişimlerin sonucunda stator direncindeki küçük bir değişim bile çok önemlidir. Çünkü bu durum, momentte olduğu gibi stator akı vektörünün de pozisyonu ve genliğinin yanlış kestirimi sonucunda stator akı bileşenlerinin yanlış hesaplanmasına sebep olur. Ayrıca, stator akı vektörü pozisyonundaki hata, yanlış anahtarlama gerilimi vektörü seçimine ve denetleyici hatasına sebep olabilir [5,73].

Stator akısı, moment ve akı vektörü pozisyonu kestiriminde direnç değişiminin etkisi, (2.16)-(2.25) denklemleriyle açıklanabilir [5]. Stator direnci R_s 'nin ΔR_s kadar değiştiğini varsayalım. Stator akısının d ve q bileşenlerinin kestirimi, sabit bir stator direnci kullanılarak, aşağıda verilen $\Delta \psi_{sd}$ ve $\Delta \psi_{sq}$ kadar gerçek değerlerinden farklı olacaktır.

$$\Delta \psi_{sd} = - \int i_{sd} \Delta R_s dt \quad (2.16)$$

$$\Delta \psi_{sq} = - \int i_{sq} \Delta R_s dt \quad (2.17)$$

Ayrıca, stator akım vektörü direnç değişimlerinden fazla etkilenir. Stator akım vektörünün, dirençteki ΔR_s kadar değişimden dolayı $\Delta \bar{I}_s$ değiştiğini varsayalım. Makine yeni direnç değerini kullanıyor iken, denetleyici stator direnci değerini yenilemediği için akı kestirici bilinen direnç değerini kullanacaktır. Bu durumda yeni stator akı bileşenleri, moment ve stator akı pozisyonu makinenin gerçek değişkenleri kullanılarak (2.18)-(2.21) eşitlikleriyle tanımlanabilir.

$$\psi_{sd} + \Delta\psi_{sdm} = \int (v_{sd} - (i_{sd} + \Delta i_{sd})(R_s + \Delta R_s)) dt \quad (2.18)$$

$$\psi_{sq} + \Delta\psi_{sqm} = \int (v_{sq} - (i_{sq} + \Delta i_{sq})(R_s + \Delta R_s)) dt \quad (2.19)$$

$$T_e + \Delta T_{em} = \frac{3}{2} P [(\psi_{sd} + \Delta\psi_{sdm})(i_{sq} + \Delta i_{sq}) - (\psi_{sq} + \Delta\psi_{sqm})(i_{sd} + \Delta i_{sd})] \quad (2.20)$$

$$\theta_{sm} = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_{sq} + \Delta\psi_{sqm}}{\psi_{sd} + \Delta\psi_{sdm}} \right) \quad (2.21)$$

Kontrolörün kestirilen değişkenleri kullanıldığında, akı bileşenleri, moment ve stator akı pozisyonu aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$\psi_{sd} + \Delta\psi_{sdc} = \int (v_{sd} - (i_{sd} + \Delta i_{sd})R_s) dt \quad (2.22)$$

$$\psi_{sq} + \Delta\psi_{sqc} = \int (v_{sq} - (i_{sq} + \Delta i_{sq})R_s) dt \quad (2.23)$$

$$T_e + \Delta T_{ec} = \frac{3}{2} P [(\psi_{sd} + \Delta\psi_{sdc})(i_{sq} + \Delta i_{sq}) - (\psi_{sq} + \Delta\psi_{sqc})(i_{sd} + \Delta i_{sd})] \quad (2.24)$$

$$\theta_{sc} = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_{sq} + \Delta\psi_{sqc}}{\psi_{sd} + \Delta\psi_{sdc}} \right) \quad (2.25)$$

Stator direncindeki değişimlerden dolayı kestirilen akı ve momentteki hatalar aşağıdaki gibi verilir,

$$\Delta\psi_{sd} = \psi_{sd} + \Delta\psi_{sdc} - (\psi_{sd} + \Delta\psi_{sdm}) \quad (2.26)$$

$$\Delta\psi_{sq} = \psi_{sq} + \Delta\psi_{sqc} - (\psi_{sq} + \Delta\psi_{sqm}) \quad (2.27)$$

(2.18), (2.19), (2.22) ve (2.23) eşitlikleri (2.26) ve (2.27) eşitliklerinde yerleştirildiğinde kestirilen stator akı hatalarının d ve q bileşenleri aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir,

$$\Delta\psi_{sd} = \int (i_{sd} \Delta R_s + \Delta i_{sd} \Delta R_s) dt \quad (2.28)$$

$$\Delta\psi_{sq} = \int (i_{sq} \Delta R_s + \Delta i_{sq} \Delta R_s) dt \quad (2.29)$$

Stator akı vektörü hatası ise şu şekilde verilebilir,

$$\Delta\bar{\Psi}_s = \int (\bar{I}_s \Delta R_s + \Delta \bar{I}_s \Delta R_s) dt \quad (2.30)$$

(2.20) ve (2.24) eşitlikleri kullanılıp moment hatası basitleştirilirse (2.31)-(2.34) eşitlikleri tanımlanabilir,

$$\Delta T_e = \Delta T_{ec} - \Delta T_{em} \quad (2.31)$$

$$\Delta T_e = \frac{3}{2} P \left[(\bar{I}_s \Delta \bar{\Psi}_{sc} + \Delta \bar{I}_s \Delta \bar{\Psi}_s + \Delta \bar{I}_s \Delta \bar{\Psi}_{sc}) - (\bar{I}_s \Delta \bar{\Psi}_{sm} + \Delta \bar{I}_s \Delta \bar{\Psi}_s + \Delta \bar{I}_s \Delta \bar{\Psi}_{sm}) \right] \quad (2.32)$$

$$\Delta T_e = \frac{3}{2} P \left[(\Delta \bar{\Psi}_{sc} + \Delta \bar{\Psi}_{sm}) - (\bar{I}_s + \Delta \bar{I}_s) \right] \quad (2.33)$$

$$\Delta T_e = \frac{3}{2} P (\bar{I}_s + \Delta \bar{I}_s) \int (\bar{I}_s + \Delta \bar{I}_s) \Delta R_s dt \quad (2.34)$$

(2.22) ve (2.23) eşitliklerinden görüldüğü gibi stator direnci değişimi ΔR_s denklemlere dâhil değildir ve bu yüzden stator akısı, stator akı pozisyonu ve moment hatalı hesaplanacaktır. Üstelik akı bileşenleri ve moment kestirimindeki hatalar kararlı durum moment hatalarına ve aynı şekilde moment titreşimlerine sebep olur. Ayrıca, stator akı

pozisyonu kestirimindeki hatalar, anahtarlama durumlarının yanlış seçimine sebep olabilir ve bu da kontrol sisteminde hatalara neden olacaktır.

Araştırmalarda, makinenin çalışması süresince sıcaklıkla stator direncindeki değişimlerin kestirimi için birçok yöntem önerilmektedir. Bu yöntemler genellikle, gözlemleyici tasarımı, Bulanık Mantık ve Yapay Sinir Ağı tabanlıdır [5,73].

2.1.4. Stator Gerilim Düşümünün Stator Akısına Etkisi

DMK sürücüsünün performansı (2.3) ve (2.4) eşitlikleri kullanılarak kestirilen stator akısı bileşenlerinin doğruluğuna oldukça bağlıdır. Stator akısı kestiriminin doğruluğu, ölçülen evirici DA gerilimi ve faz akımlarının doğruluğuna ve uygun integrasyon tekniğine bağlıdır [24]. İntegrasyon, stator geriliminin küçük olduğu ve stator direnci gerilim düşümünün etkin olduğu düşük hızlarda önemli bir problemdir. Bu hesaplama DMK sürücüsünde stator akı kestirimi geliştirmek için önemlidir.

Stator gerilim düşümü etkisi, klasik DMK yönteminde, stator akısı ve giriş akımında önemli ölçüde bozulmalar meydana getirir [9]. Stator akısı periyodik olarak gerilim düşümünün etkisinden dolayı alt histerezis banttan aşağı düşer. Genellikle sıfır gerilim vektörü uygulanması süresince, stator omik gerilim düşümünün etkisi çok büyüktür. Aynı zamanda, akının negatif stator akım vektörü ($-\bar{I}_s$) doğrultusunda ilerlediği (2.35) eşitliğinden görülmektedir.

$$\bar{\Psi}_s = \int (0 - \bar{I}_s R_s) dt \quad (2.35)$$

Düşük hızlarda, uygulanan sıfır gerilim vektörü etkisi ve stator omik gerilim düşümü (2.35) eşitliğinden dolayı yanlış akı pozisyonunda doğru akı kestirimi vermeyecektir. Bunun sonucunda, DMK denetleyici ASM'ye yanlış anahtarlama vektörü uygulayacaktır. Gerçek stator akı vektörü $\bar{\Psi}_s$ 1. dilimde varsayılarak, denetleyici bu dilimde stator akısını arttırmak için ikinci gerilim vektörünü seçmelidir $V_2(110)$. Bununla birlikte, yanlış kestirilen stator akısı $\hat{\Psi}_s$ ikinci dilimde olduğu için, denetleyici üçüncü gerilim vektörünü seçecektir ve bu vektör seçimi stator akısını arttırmaktan çok azaltacaktır. Bunun sonucu olarak, düşük hızlarda, stator akısı hızla azalır ve akı yörüngesi altıgen olur.

2.1.5. Stator Gerilim Düşümünün Moment Üzerindeki Etkisi

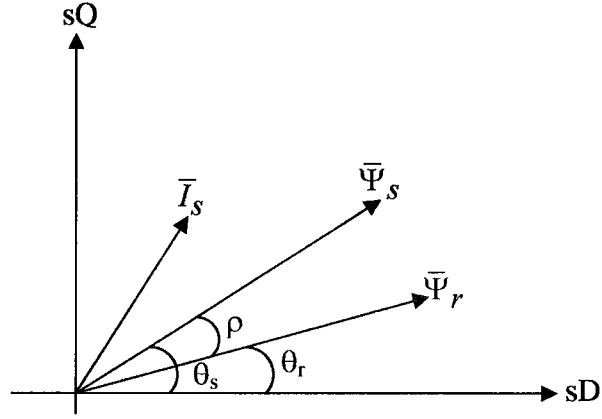
DMK'da kestirilen moment, (2.36) eşitliğinde gösterildiği gibi kestirilen stator akı bileşenlerine bağlıdır. Hatalı stator akı kestirimi, kestirilen momentte hataya sebep olur.

$$\hat{T}_e = \frac{2}{3} P (\hat{\psi}_{ds} i_{qs} - \hat{\psi}_{qs} i_{ds}) \quad (2.36)$$

Stator gerilim düşümünün sonucu olarak, kestirilen stator akısının genliği genellikle referans değerden daha azdır. Kestirilen stator akı bileşenleri kullanılarak hesaplanan moment değeri de, gerçek moment değerinden küçük olacaktır. Böylece, denetleyici moment referansını izlemek için kestirilen momenti zorlayacaktır. Gerçek momentin genliği referans değerden daha büyük olacaktır. Hatalı stator akı bileşenleri kestirimi, stator akı vektörü pozisyonunu ve rotor akısı ile stator akı vektörleri arasındaki ρ açısının her ikisini de etkiler. Bu açı, momentin belirlenmesinde önemli bir rol oynar. Rotor akı vektörünün yavaş hareket ettiği varsayılarak, rotor akısından uzak stator akı vektörünün hızlı hareketine yol açan aktif stator gerilim vektörü uygulanırsa, o zaman (2.37) eşitliğinde gösterildiği gibi açı arttığından moment de artacaktır.

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L'_s L_r} |\bar{\Psi}'| |\bar{\Psi}| \sin \rho \quad (2.37)$$

Bununla birlikte, özellikle düşük hızlarda, sıfır gerilim vektörü uygulanırsa, stator akı vektörünün dönmesi duracak ve moment değeri azalarak referans değer altına düşecektir. Çünkü rotor akı vektörü hareketine devam edecek ve ρ açısı Şekil 2.1'de gösterildiği gibi azalacaktır. Stator gerilimi düşümünden dolayı stator ve rotor akı vektörü arasındaki açıda meydana gelen kararsız değişim, momentin senkron frekansta altı kez referans değer altına düşmesine neden olacaktır.



Şekil 2.1. Stator akısı, rotor akısı ve stator akımı uzay vektörleri

Stator omik gerilim düşümünün etkisini azaltmak için birçok çalışma yapılmıştır. Doğrudan Bağımsız Kontrol (Direct Self Control-DSC) metodu gerilim düşümü etkisini azaltmak için sunulan bir çalışmadır [84]. Bu teknik ilave olarak, 2-ters (geri) yönde (-120°) gerilim vektörü kullanır. $I_s R_s$ gerilim düşümü etkilerini telafi etmek için başka teknikler de yapılmıştır. Bunlardan biri, akı kontrolü için iki histerezis bant ve 2 geri yön gerilim vektörü kullanan, bir diğeri ise altı faz diliminin döndürülmesine dayalı tekniklerdir [9]. Ayrıca, düşük hızlarda akı kontrolünü geliştirmek için “Değişken Anahtarlama Dilimi” olarak bilinen bir başka teknik ile çalışmalar yapılmıştır [6,85].

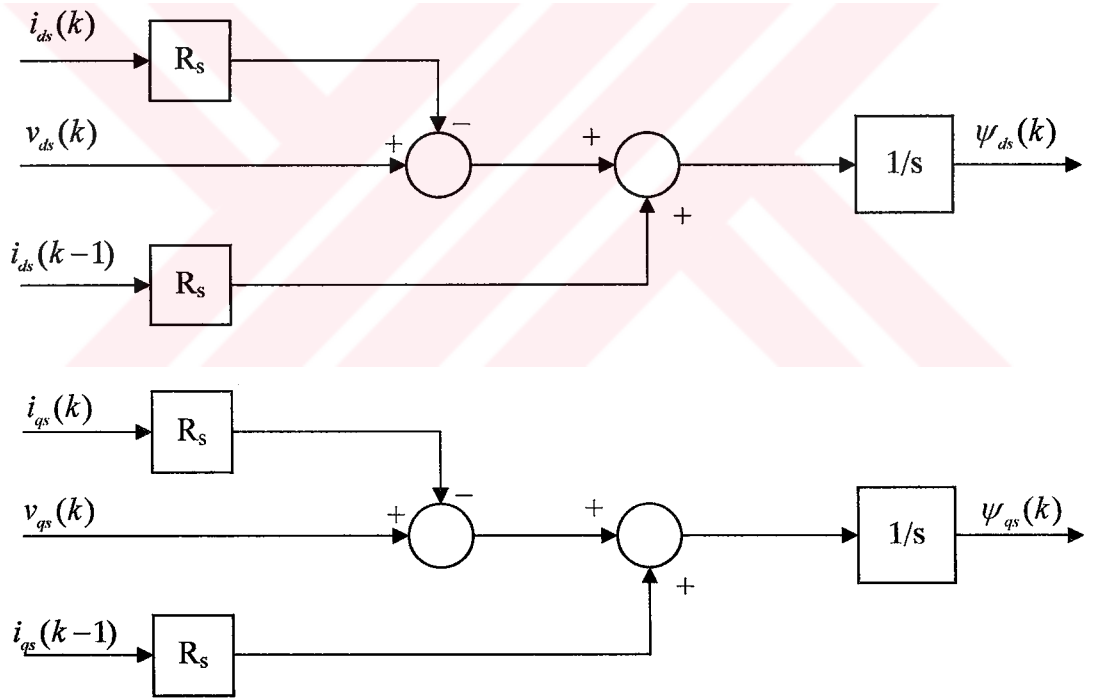
2.1.6. Stator Direnci Kestiriminde Akı Geribesleme Değişkeni Yöntemi

Düşük motor hızlarında DMK'nın uygulamadaki ana problemi $I_s R_s$ gerilim düşümünün etkisidir. Düşük hızlarda, en uygun stator gerilim vektör seçimi yapılabilmesi ve akı denetleyicideki $I_s R_s$ gerilim düşümünün etkisi ortadan kaldırılmalıdır. Stator gerilim düşümü hesaplamasının doğruluğundan emin olmak için, gerçek stator direncinin değerindeki değişimlerin etkisini ortadan kaldırmak gerekir. Yüksek stator frekansında stator gerilim vektörünün genliği R_s üzerindeki gerilim düşümüne göre büyüktür. Bu durumda, stator direncindeki gerilim düşümü stator geriliminin yanında ihmal edilebilir. Bununla birlikte, düşük stator frekanslarında, R_s üzerindeki gerilim düşümü stator geriliminin yanında ihmal edilemeyecek kadar büyüktür.

Klasik DMK yöntemlerinde stator akısı (2.2) eşitliğinde gösterildiği gibi stator gerilim vektörü ve akımı değerleriyle hesaplanır. Bu bize yüksek hızlarda doğru akı kestirimini vermekle birlikte, motor hızı azaldıkça akı kestirim hataları artar.

Düşük hızlarda, $I_s R_s$ gerilim düşümü etkilerini telafi etmek için, stator sargı direnci gerilim düşümünün ölçümü, akı kestiricisine dâhil edilir. Stator gerilim düşümü vektörü stator akımının bir fonksiyonudur. Gerilim düşümü vektörü, mevcut stator akımı örneklemeinden hesaplanabilir ve bir sonraki örneklemede o andaki gerilim düşümünü telafi etmek için bir geri besleme olarak kullanılabilir [34]. Stator omik gerilim düşümü geri beslemeli akı kestiricisi (2.38) eşitliği ile tanımlanır.

$$\bar{\Psi}_s = \int (\bar{V}_s(k) - R_s(\bar{I}_s(k) - \bar{I}_s(k-1))) dt \quad (2.38)$$



Şekil 2.2. Stator akı kestiricisi

Bu eşitlik basitleştirilerek,

$$\bar{\Psi}_s = \int (\bar{V}_s(k) - R_s \Delta \bar{I}_s) dt \quad (2.39)$$

elde edilir. Bu tip akı kestirimi, akı histerezis denetleyicisinin belirlediği anahtarlama frekansında ve evirici anahtarlamaının daha iyi kontrolü için kullanılır. Düşük stator frekansında, akının genliği uzun süre için referans değerin altında kalır ve bu süre boyunca akı karşılaştırıcısı tek bir durum alır. Sonuç olarak anahtarlama seçicisi, seçilen dilim için sadece bir aktif gerilim vektörü seçer. Bu sebepten dolayı stator akı vektörünün yörüngesi altıgen olur. İdeal stator akımı ve akısı ASM'ye simetrik üç faz sinüs biçimli gerilim uygulandığı zaman sinüzoidaldir. Stator direncindeki değişimleri izlemek için geliştirilen stator sargı direnci kestiricisi, akı hata durumunun değişmesine, anahtarlama frekansının artmasına, bu yüzden daha fazla sinüse benzeyen akı dalga şekline ve dolayısıyla sinüse yakın akım dalga şeklinin meydana gelmesine sebep olacaktır.

2.1.7. Yapay Sinir Ağı ile Parametre Kestirimi

Genel olarak YSA, beynin bir fonksiyonu yerine getirme yöntemini modellemek için tasarlanan bir sistem olarak tanımlanabilir. YSA, yapay sinir hücrelerinin birbirleri ile çeşitli şekillerde bağlanmasından oluşur ve genellikle katmanlar şeklinde düzenlenir. Donanım olarak elektronik devrelerle veya yazılım olarak gerçekleştirilebilir. Beynin bilgi işleme yöntemine uygun olarak YSA, bir öğrenme sürecinden sonra bilgiyi toplama, hücreler arasındaki bağlantı ağırlıkları ile bu bilgiyi saklama ve genelleme yeteneğine sahip paralel dağılmış bir işlemcidir [44]. Öğrenme süreci, arzu edilen amaca ulaşmak için YSA ağırlıklarının yenilenmesini sağlayan öğrenme algoritmalarını ihtiva eder.

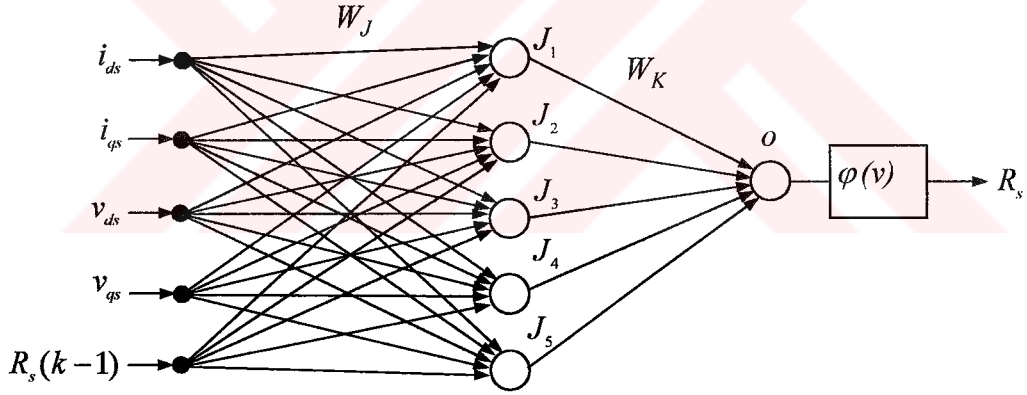
2.1.7.1. Geri Yayılma Algoritması

Geri yayılma algoritması, basitliği ve uygulamadaki görüş açısı ve başarımlarından dolayı ağ eğitimi için en popüler algoritmalarından biridir. Bu algoritma iki aşamadan meydana gelir: Eğitim aşaması ve hatırlama aşaması. Eğitim aşamasında, ilk olarak ağın ağırlıkları rasgele başlatılır. Ardından, ağın çıkışları hesaplanır ve istenilen değerle karşılaştırılır. Karşılaştırma sonucunda ağın hatası hesaplanır ve bu hata çıkış katının ağırlıklarını ayarlamak için kullanılır. Benzer bir şekilde, ağın hatası geri yönde diğer ağ ağırlıklarının ayarlanmasına yayarılır ve önceki katların ağırlıkları da yenilenir [45].

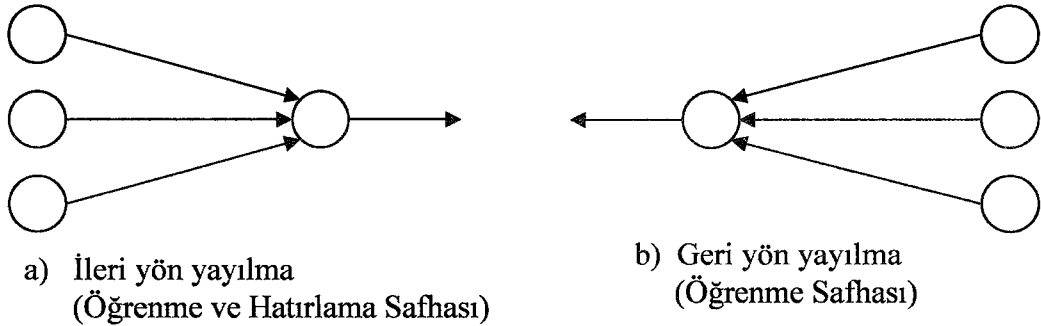
Hatırlama aşamasında, ileri besleme sadece eğitim aşamasında belirlenen ağırlıkları kullanarak hesaplamaları yapar ve giriş örneklerinin yerini alırlar. Şekil 2.4'de ileri yön ve

geri yön yayılmanın her ikisi birlikte gösterilmektedir. İleri besleme işlemi hem eğitim aşamasında, hem de hatırlama aşamasında kullanılır. Diğer yandan, hatanın geri yayılması sadece eğitim aşamasında değerlendirilir. Şekil 2.3 stator direncinin kestirimi için tasarlanmış olduğumuz YSA gösterilmektedir.

Eğitim aşamasında, ağırlık matrisi değerleri ilk olarak rasgele başlatılır. Sonucunda ise, her katın çıkışı giriş katından başlatılarak hesaplanır ve çıkış katına doğru ileri yönde taşınır. Bunun sonucunda, çıkış katındaki hata, çıkış ve gizli katların ağırlıklarını yenilemek için gerçek çıkış ve istenilen çıkış değerlerinin karşılaştırılmasıyla hesaplanır. İki farklı ağırlık güncelleştirme yöntemi vardır. İlk yöntem, iterasyon yöntemi kullanılarak giriş örneklerinin her biri için ağırlıkların yenilenmesidir. İkinci yöntemde ise, öğrenme kümelerinin bütün giriş çıkış örnekleri için tüm hatalar hesaplanır. Diğer bir ifadeyle, ya giriş örneklerinin her biri veya örneklerin hepsi birlikte ağırlıkların güncellenmesi için kullanılabilir. Öğrenme aşaması, hata değeri tasarımcının istediği değerden daha az olduğunda bitirilir. Geri yayılma yönteminin sakıncalarından biri öğrenme aşamasının çok



Şekil 2.3. Stator direnç kestirimi için kullanılan üç katlı tek çıkışlı ağ.



Şekil 2.4. İleri yön yayılma ve Geri yön yayılma

zaman almasıdır [45].

Hatırlama aşaması süresince, öğrenme aşamasından elde edilen son ağırlıklarla ağ çalıştırılır. Böylece, bu aşamada her bir giriş örnekleri için doğrusal hesaplama ve doğrusal olmayan aktivasyon fonksiyonları kullanılarak çıkış hesaplanır. Bu işlem hatırlama aşamasında bu yöntemin önemli bir özelliği olarak, ağı yüksek performanslı yapar.

2.1.7.2. Delta Öğrenme Kuralı

Geri yayılma algoritması, çoklu adaptif katların kullanımı ile daha önce bahsedildiği gibi yapının genişlemesidir. Ağı eğitimi delta öğrenme kuralı tabanlıdır. YSA sisteminin girişi, hareket seviyesi ve çıkışı arasındaki ilişkiler aşağıdaki gibi gösterilebilir [45]:

$$a = w_0 + w_1 i_1 + w_2 i_2 + \dots + w_n i_n \quad (2.40)$$

veya matris formunda:

$$a = w_0 + W^T I \quad (2.41)$$

$$o = f(a) \quad (2.42)$$

burada $[W_J]_{5 \times 5}$ sinirin ağırlık vektörü ve I ($I = [i_{ds} \ i_{qs} \ v_{ds} \ i_{qs} \ R_s(k-1)]^T$) giriş vektörüdür, “a” sinirin hareket seviyesi ve o ($o = \log sig(a)$) sinirin çıkışıdır. w_0 eşik değeri olarak adlandırılır.

Çıkışın istenilen değerinin d 'ye eşit olduğunu varsayalım. e hatası aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$e = \frac{1}{2}(d - o)^2 \quad (2.43)$$

(2.41) ve (2.42) eşitlikleri (2.43)'de yerine koyulduğunda aşağıdaki ilişki elde edilir:

$$e = \frac{1}{2}[d - f(w_0 + W^T I)]^2 \quad (2.44)$$

Hata gradient vektörü aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$\nabla e = -(d - o)f'(w_0 + W^T I)I \quad (2.45)$$

Gradient vektörün bileşenleri eşitlendiğinde,

$$\frac{\partial e}{\partial w_j} = -(d - o)f'(w_0 + W^T I)I_j \quad (2.46)$$

elde edilir. Burada $f'(\cdot)$ aktivasyon fonksiyonunun türevidir. Hatayı azaltmak için ağırlık değişimleri negatif gradient doğrultusunda olmalıdır. Bu nedenle, biz aşağıdaki kabulü ele alacağız

$$\Delta W = -\eta \nabla e \quad (2.47)$$

burada, η pozitif bir sabittir, öğrenme faktörü olarak adlandırılır. (2.45) ve (2.46) eşitlikleri aracılığıyla, ΔW aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\Delta W = -\eta(d - o)f'(a)I \quad (2.48)$$

$$\Delta w_j = -\eta(d - o)f'(a)I_j \quad j = 0, 1, 2, \dots, n \quad (2.49)$$

Bu nedenle ağırlıkların yeni değerlerini biz şu şekilde yenileriz:

$$w_j(\text{yeni}) = w_j(\text{eski}) + \Delta w_j \quad j = 0, 1, 2, \dots, n \quad (2.50)$$

Şekil 2.5 için, Delta kuralı her sinire benzer şekilde uygulanabilir. Normalleştirilmiş hata için (2.50) eşitliğinin geliştirilmesiyle ve çıkış katındaki her sinir için (2.49) eşitliği kullanılarak aşağıdaki eşitliği elde edebiliriz:

$$w_j(\text{yeni}) = w_j(\text{eski}) + \frac{\eta(d_j - o_j)f'(a_j)x_j}{\|X\|^2} \quad j = 0, 1, 2, \dots, n \quad (2.51)$$

burada $X \in \mathbb{R}^n$ son kata giriş vektörüdür, x^j ise X 'in j . elemanıdır.

Yukarıdaki yöntem gizli katlara da uygulanabilir. Tek farkı ise (2.51)'de o_j yerine y_j gelecektir. Bu durumda, burada y_j ağın çıkışı değil gizli kat sinirinin çıkışı olacaktır.

Geri yayımlı öğrenme algoritması problemlerinden biri öğrenme periyodunun uzun sürmesidir. Öğrenme hızını arttırmak için ve bölge azlığından kaçınmak için araştırmacılar tarafından birçok farklı yöntemler önerilmektedir. Bunlar, uygun başlangıç şartlarının seçimi ve adaptif öğrenme çeşitlerinin seçimi gibi, öğrenme safhalarına birinci ve ikinci unsurların ilavesini içerir.

Bölgesel azlıktan kaçınmak için yeni bir terim (2.51) eşitliğine ilave edilebilir. Böyle bir yaklaşımda, ağ kendisinin bir önceki ayarlamalarını hatırlar ve bir önceki bilgileri kullanarak yenilenir. Bu durumda elde edilen yeni bir eşitlik aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$w_j(\text{yeni}) = w_j(\text{eski}) + \frac{\eta(d_j - o_j)f'(a_j)x_j}{\|X\|^2} + \alpha [w_j(\text{yeni}) - w_j(\text{eski})] \quad (2.52)$$

burada α , 0 ile 1 arasında bir sayıdır yani hız katsayısıdır.

Şekil 2.3'de verilen ağ yapısı kullanılarak bir öğrenme işlemini aşağıdaki gibi gerçekleştirebiliriz;

$$\text{Girişe ait başlangıç değerleri } I = [0.1 \quad -0.2 \quad 0.1 \quad 0.2 \quad 0.1]^T$$

$$\text{Giriş katının ağırlık katsayıları } W_J = \begin{bmatrix} 0.2 & 0.7 & 0.1 & 0.5 & 0.4 \\ 0.4 & 0.8 & 0.3 & 0.7 & 0.6 \\ 0.6 & 0.5 & 0.3 & 0.7 & 0.6 \\ 0.3 & 0.4 & 0.4 & 0.8 & 0.7 \\ 0.5 & 0.3 & 0.5 & 0.9 & 0.8 \end{bmatrix}$$

$$\text{Çıkış katının ağırlık katsayıları } W_K = [0.9 \quad 0.6 \quad 0.2 \quad 0.5 \quad 0.1]^T$$

$$\text{Tüm ağ için aktivasyon sigmoid fonksiyonu } y = f(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}}$$

Çıkış için istenilen değer "1" olarak kabul edelim. (2.40-2.42) eşitlikleri kullanılarak çıkış hatsı hesaplanabilir;

$$W_J \times I = [0.03 \quad 0.11 \quad 0.19 \quad 0.22 \quad 0.3]^T$$

$$J = f(W_J \times I) = [0.5075 \quad 0.5275 \quad 0.5474 \quad 0.5548 \quad 0.5744]^T$$

$$o = f\left((W_K)^T \times J\right) = f(1.2175) = 0.7716$$

$$deltak = 1 - o = 1 - 0.7716 = 0.2284$$

Elde edilir. Çıkış değeri ve çıkış hatası hesaplandıktan sonra hata değeri kullanılarak geri yayılma algoritması ile ağı eğitmek ve ağın ağırlık katsayılarını yenilemek gerekmektedir. Bu işlemler ise (2.48-2.50) eşitlikleri kullanılarak aşağıdaki gibi gerçekleştirilebilir;

İlk olarak çıkış katına ait ağırlık katsayıları yenilenir.

Burada $\delta_0 = o \times (1 - o) \times (1 - o)$, $o' = o \times (1 - o)$, $delta = (1 - o)$ olmak üzere,

$$\delta_0 = o \times (1 - o) \times (1 - o) = 0.7716 \times (1 - 0.7716) \times (1 - 0.7716) = 0.04025$$

$$w_{k00}(yeni) = w_{k00}(eski) + \eta \times \delta_0 \times J_{00} = 0.9 + 0.5 \times 0.04025 \times 0.5075 = 0.9102$$

$$w_{k01}(yeni) = w_{k01}(eski) + \eta \times \delta_0 \times J_{01} = 0.6 + 0.5 \times 0.04025 \times 0.5275 = 0.6106$$

$$w_{k02}(yeni) = w_{k02}(eski) + \eta \times \delta_0 \times J_{02} = 0.2 + 0.5 \times 0.04025 \times 0.5474 = 0.211$$

$$w_{k03}(yeni) = w_{k03}(eski) + \eta \times \delta_0 \times J_{03} = 0.5 + 0.5 \times 0.04025 \times 0.5548 = 0.511$$

$$w_{k04}(yeni) = w_{k04}(eski) + \eta \times \delta_0 \times J_{04} = 0.1 + 0.5 \times 0.04025 \times 0.5744 = 0.1115$$

Böylece çıkış katmanına ait yeni ağırlık katsayıları elde edilir. İkinci olarak ise giriş katına ait ağırlık katsayıları yenilenecektir.

$$\delta_1 = j_{00} \times (1 - j_{00}) \times w_{k00} \times \delta_0 = 0.5075 \times (1 - 0.5075) \times 0.9 \times 0.04025 = 0.00905 \text{ olmak üzere}$$

$$w_{j00}(yeni) = w_{j00}(eski) + \eta \times \delta_1 \times I_{00} = 0.2 + 0.5 \times 0.00905 \times 0.1 = 0.20045$$

$$w_{j01}(yeni) = w_{j01}(eski) + \eta \times \delta_1 \times I_{01} = 0.7 + 0.5 \times 0.00905 \times (-0.2) = 0.699$$

$$w_{j02}(yeni) = w_{j02}(eski) + \eta \times \delta_1 \times I_{02} = 0.1 + 0.5 \times 0.00905 \times 0.1 = 0.10045$$

$$w_{j03}(yeni) = w_{j03}(eski) + \eta \times \delta_1 \times I_{03} = 0.5 + 0.5 \times 0.00905 \times 0.2 = 0.500905$$

$$w_{j04}(yeni) = w_{j04}(eski) + \eta \times \delta_1 \times I_{04} = 0.4 + 0.5 \times 0.00905 \times 0.1 = 0.40045$$

$$\delta_2 = j_{01} \times (1 - j_{01}) \times w_{k01} \times \delta_0 = 0.5275 \times (1 - 0.5275) \times 0.6 \times 0.04025 = 0.00602 \text{ olmak üzere}$$

$$w_{j10}(yeni) = w_{j10}(eski) + \eta \times \delta_2 \times I_{00} = 0.4 + 0.5 \times 0.00602 \times 0.1 = 0.4003$$

$$w_{j11}(yeni) = w_{j11}(eski) + \eta \times \delta_2 \times I_{01} = 0.8 + 0.5 \times 0.00602 \times (-0.2) = 0.7994$$

$$w_{j12}(yeni) = w_{j12}(eski) + \eta \times \delta_2 \times I_{02} = 0.3 + 0.5 \times 0.00602 \times 0.1 = 0.3003$$

$$w_{j13}(yeni) = w_{j13}(eski) + \eta \times \delta_2 \times I_{03} = 0.7 + 0.5 \times 0.00602 \times 0.2 = 0.7006$$

$$w_{j14}(yeni) = w_{j14}(eski) + \eta \times \delta_2 \times I_{04} = 0.6 + 0.5 \times 0.00602 \times 0.1 = 0.6003$$

$$\delta_3 = j_{02} \times (1 - j_{02}) \times w_{k02} \times \delta_0 = 0.5474 \times (1 - 0.5474) \times 0.2 \times 0.04025 = 0.002 \text{ olmak üzere}$$

$$w_{j20}(\text{yeni}) = w_{j20}(\text{eski}) + \eta \times \delta_3 \times I_{00} = 0.6 + 0.5 \times 0.002 \times 0.1 = 0.6001$$

$$w_{j21}(\text{yeni}) = w_{j21}(\text{eski}) + \eta \times \delta_3 \times I_{01} = 0.5 + 0.5 \times 0.002 \times (-0.2) = 0.4998$$

$$w_{j22}(\text{yeni}) = w_{j22}(\text{eski}) + \eta \times \delta_3 \times I_{02} = 0.3 + 0.5 \times 0.002 \times 0.1 = 0.3001$$

$$w_{j23}(\text{yeni}) = w_{j23}(\text{eski}) + \eta \times \delta_3 \times I_{03} = 0.7 + 0.5 \times 0.002 \times 0.2 = 0.7002$$

$$w_{j24}(\text{yeni}) = w_{j24}(\text{eski}) + \eta \times \delta_3 \times I_{04} = 0.6 + 0.5 \times 0.002 \times 0.1 = 0.6001$$

$$\delta_4 = j_{03} \times (1 - j_{03}) \times w_{k03} \times \delta_0 = 0.5548 \times (1 - 0.5548) \times 0.5 \times 0.04025 = 0.00497 \text{ olmak üzere}$$

$$w_{j30}(\text{yeni}) = w_{j30}(\text{eski}) + \eta \times \delta_4 \times I_{00} = 0.3 + 0.5 \times 0.00497 \times 0.1 = 0.30025$$

$$w_{j31}(\text{yeni}) = w_{j31}(\text{eski}) + \eta \times \delta_4 \times I_{01} = 0.4 + 0.5 \times 0.00497 \times (-0.2) = 0.3995$$

$$w_{j32}(\text{yeni}) = w_{j32}(\text{eski}) + \eta \times \delta_4 \times I_{02} = 0.4 + 0.5 \times 0.00497 \times 0.1 = 0.40025$$

$$w_{j33}(\text{yeni}) = w_{j33}(\text{eski}) + \eta \times \delta_4 \times I_{03} = 0.8 + 0.5 \times 0.00497 \times 0.2 = 0.8005$$

$$w_{j34}(\text{yeni}) = w_{j34}(\text{eski}) + \eta \times \delta_4 \times I_{04} = 0.7 + 0.5 \times 0.00497 \times 0.1 = 0.70025$$

$$\delta_5 = j_{04} \times (1 - j_{04}) \times w_{k04} \times \delta_0 = 0.5744 \times (1 - 0.5744) \times 0.1 \times 0.04025 = 0.000984 \text{ olmak üzere}$$

$$w_{j40}(\text{yeni}) = w_{j40}(\text{eski}) + \eta \times \delta_5 \times I_{00} = 0.5 + 0.5 \times 0.000984 \times 0.1 = 0.50005$$

$$w_{j41}(\text{yeni}) = w_{j41}(\text{eski}) + \eta \times \delta_5 \times I_{01} = 0.3 + 0.5 \times 0.000984 \times (-0.2) = 0.2999$$

$$w_{j42}(\text{yeni}) = w_{j42}(\text{eski}) + \eta \times \delta_5 \times I_{02} = 0.5 + 0.5 \times 0.000984 \times 0.1 = 0.50005$$

$$w_{j43}(\text{yeni}) = w_{j43}(\text{eski}) + \eta \times \delta_5 \times I_{03} = 0.9 + 0.5 \times 0.000984 \times 0.2 = 0.9001$$

$$w_{j44}(\text{yeni}) = w_{j44}(\text{eski}) + \eta \times \delta_5 \times I_{04} = 0.8 + 0.5 \times 0.000984 \times 0.1 = 0.80005$$

Elde edilen ağırlık katsayıları ile ağ girişleri kullanılarak ağ çıkışı yeniden hesaplanır. Bu durumda ağ çıkışının hatası belirlenir ve bu hata ile ağ yeniden eğitilerek ağın ağırlık katsayıları tekrar yenilenir. Bu eğitim işi ağın çıkış hatası istenilen bir değerin altına ininceye kadar devam etmelidir.

2.1.8. Model Referans Adaptif Sistem Tabanlı Stator Direnci Kestirimi

Genellikle, DMK sürücü sistemlerinde stator akısı sadece stator direncine bağlı gerilim modeli kullanılarak hesaplanır. Önceki bölümde tanımlandığı gibi, DMK motor sürücü sistemi, kontrolöründe kullanılan stator direncinin değeri makinedeki gerçek değerden farklı olduğunda kararsız olabilir. Bu problemin üstesinden gelmek için kontrolörde kullanılan stator direnci değeri, gerçek stator direncindeki değişimleri takip etmeye uyarlanmalıdır. Birçok kestirim teknikleri çalışma süresince stator direncini güncellemeyi amaçlamaktadır [4,5,7,71,76-78]. Bununla birlikte, tekniklerin çoğu Alan Yönlendirmeli Kontrol (Field Oriented Control-FOC) sürücü sisteminde kullanım için

geliştirilmektedir ve DMK sürücüyeye uygulamak için uygun değildir. DMK'da stator direncini kestiren bazı teknikler geliştirilmiştir.

Bu çalışmada, vektör kontrollü ASM sürücü için Model Referans Adaptif Sistem (MRAS) tabanlı stator direnci kestirim tekniği, basit bir uyarılama ile kullanılmaktadır [89]. Bu yöntemde, stator direnci adaptasyon mekanizmasının referans girişi aktif gücün hatası kullanılarak kestirilir. Esas şekilde, senkron hızı tanımlamak için, senkron hızı içeren rotor akı eksenini kullanılır. Burada, amaç sabit referans eksen kullanılarak stator direncini kestirmektir. MRAS tabanlı şema daha basittir ve sensörlere ihtiyaç yoktur. Bu yöntemle, motor veya kontrolörün çalışması durdurulmaksızın stator direnci sadece stator akımları ve gerilimleri kullanılarak kestirilir [34].

MRAS tabanlı stator direnci kestirici Şekil 2.5'de gösterildiği gibi, referans model, uyarlanmış model, karşılaştırmacı, geciktirici ve adaptasyon mekanizmasından oluşmaktadır. YSA stator direnci kestiricisi, adaptasyon mekanizması için kontrolörün girişi olarak, stator direnci öğrenme işareti (ε_R veya e) ile birlikte kullanılır.

Motor stator gerilim eşitlikleri sabit referans ekseninde aşağıdaki gibi türetilir:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + p \bar{\Psi}_s \quad (2.53)$$

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + p \psi_{sd} \quad (2.54)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + p \psi_{sq} \quad (2.55)$$

Makinenin görünür gücü şu şekilde yazılır,

$$P_a + jQ_r = \bar{V} \bar{I}^* = v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq} + j(v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq}) \quad (2.56)$$

$$P_a = v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq} \quad (2.57)$$

Aktif güç yeniden düzenlenirse,

$$P_a = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + i_{sd} p \psi_{sd} + i_{sq} \psi_{sq} \quad (2.58)$$

$$\bar{\Psi}_s = \psi_{sd} + j \psi_{sq} = L_s i_{sd} + j \sigma L_s i_{sq} \quad (2.59)$$

burada $\sigma = 1 - (M^2 / L_s L_r)$.

Aktif güç için (2.59), (2.58)'de yerleştirilirse (2.60) elde edilir.

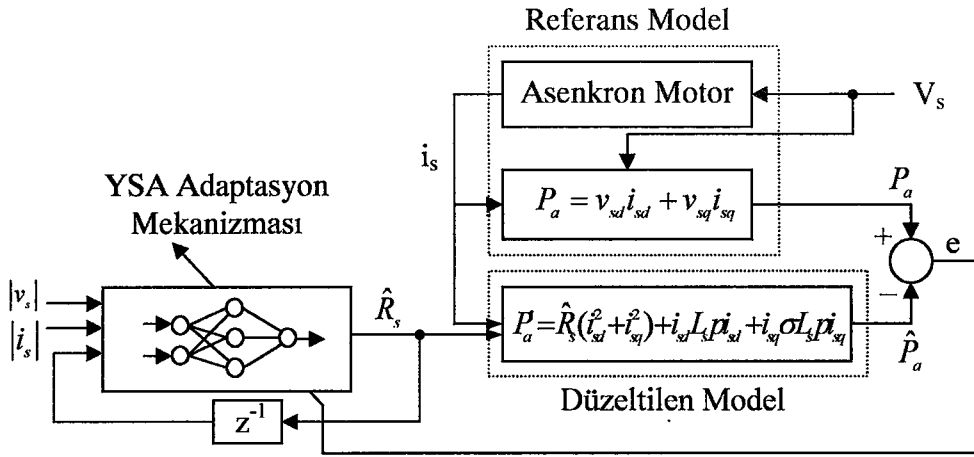
$$P_a = R_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + i_{sd} L_s p i_{sd} + i_{sq} \sigma L_s p i_{sq} \quad (2.60)$$

MRAS teorisine göre, (2.57) ve (2.60) stator direncini kestirmek için sırasıyla referans ve uydurulan modeller için kullanılabilir.

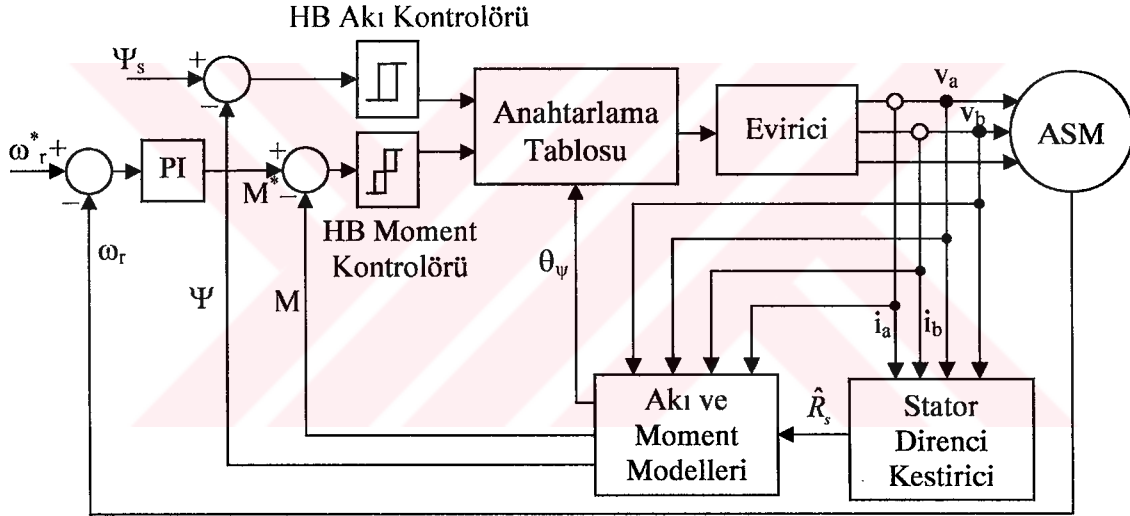
YSA Adaptasyon Mekanizması kullanan MRAS tabanlı stator direnç kestirim algoritmasına ilişkin adımlar aşağıdaki gibidir:

1. Ağın $[W_J]_{5 \times 5}$ ve $[W_K]_{5 \times 1}$ ağırlıkları (-1,+1) arasında rasgele seçilir.
2. Sınırlar için aktivasyon fonksiyonu (sigmoid) seçilir.
3. Ağın giriş değerleri stator akımının ve geriliminin (d,q) bileşenleri ile bir önceki eğitim sonucu elde edilen stator direncidir.
4. Giriş vektörü I ağın girişine uygulanır.
5. İlk ağırlıklarla giriş kümesi üzerine kurulu ağın çıkışı stator direnci hesaplanır.
6. Ağ çıkışı olan stator direnci MRAS'de yerleştirilerek aktif güç hatası hesaplanır.
7. Hatayı azaltmak için geri yayılım algoritması ile hata geri yönde yayılır ve bütün katlara ait ağırlıklar yenilenir.
8. MRAS çıkışından alınan aktif güç hata değeri istenilen bir değerden küçük oluncaya kadar, öğrenme işleminde her vektör için 6-8 adımları tekrarlanır.
9. Hata değeri istenilen değerden küçük olunca ağın öğrenmesi sona ermiştir. Bu durumda YSA ile stator direnci kestirimi döngüsünden çıkılır.
10. Eğitilmiş ağ üzerinde anlık stator direnci hesaplanır. MRAS'den gelen aktif güç hata değeri belirlenmiş bir değerden büyük ise ağ yeniden eğitilmek üzere 4. adıma geri dönlür. Aksi takdirde eğitilmiş ağ değerleri korunur.

Stator direnci kestirimi için önerilen YSA Adaptasyon Mekanizmasının kullanıldığı MRAS tabanlı direnç kestiricisinin tam blok şeması Şekil 2.5'de gösterilmektedir. Şekil 2.6'da ise önerilen stator direnci kestiricisini kullanan DMK kontrollü ASM sürücü sisteminin tam blok şeması verilmektedir. Buradaki PI denetleyici, hız geri beslemesini moment değerine dönüştürmek için kullanılmaktadır. Böylece sistem hız kontrol işlemini de yapabilmektedir. Yani moment kontrolünün yanında hız kontrolü de yapılabilmektedir.

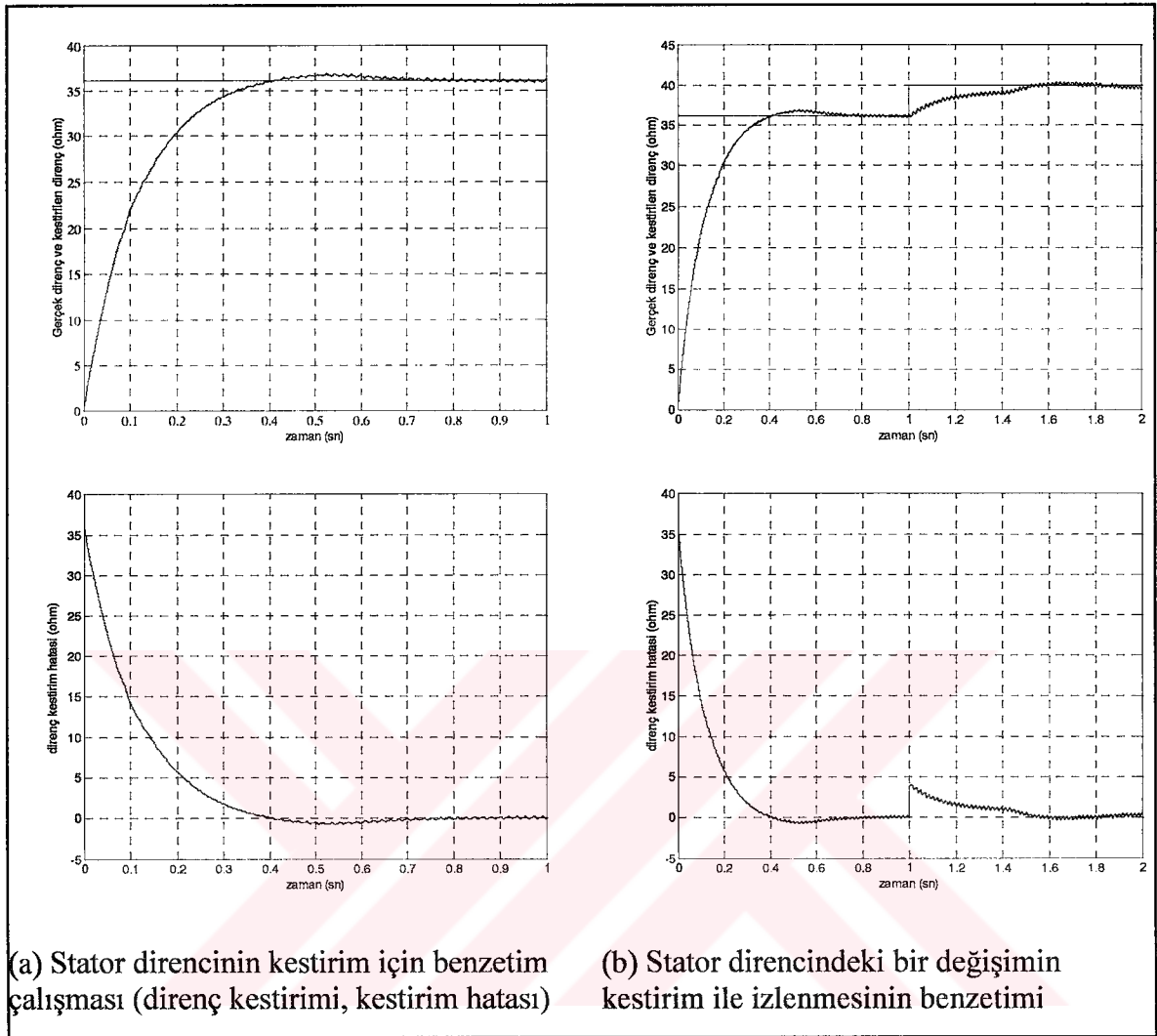


Şekil 2.5. MRAS tabanlı stator direnci kestiricinin blok şeması



Şekil 2.6. Geliştirilen DMC'lı ASM sürücü sisteminin blok şeması ($K_p=0.5$, $K_i=0.8$)

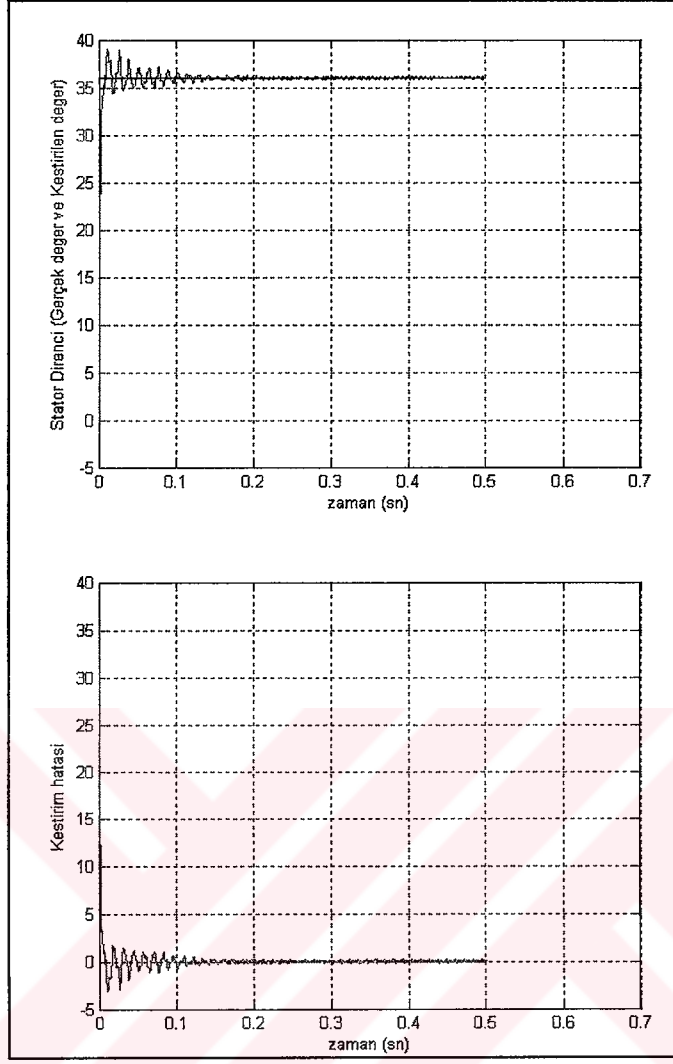
Şekil 2. 7'de klasik PI ile yapılan stator direnci kestirimine ilişkin benzetim sonuçları verilmektedir. Şekil 2. 8 ve Şekil 2.9'da ise YSA ile yapılan stator direnci kestirimine ilişkin benzetim sonuçları verilmektedir. Her iki kestirim ile önce $R_s=36,1 \Omega$ olan direnç değeri kestirilmiştir. İkinci olarak, bu direnç değerinin stator sargı sıcaklığında meydana gelebilecek değişimlerden dolayı bir artışını kestirim yöntemleri kullanılarak izlenmesi gösterilmektedir. Her iki yöntem ile stator direncinin sabit ve basamak değişimine ait kestirim sonuçları verilmektedir. Sonuçlarda ayrıca kestirim hataları da verilmektedir. Bu sonuçlardan, YSA tabanlı önerilen stator direnci kestirim yönteminin çok kısa bir sürede gerçek değere ulaştığı görülmektedir.



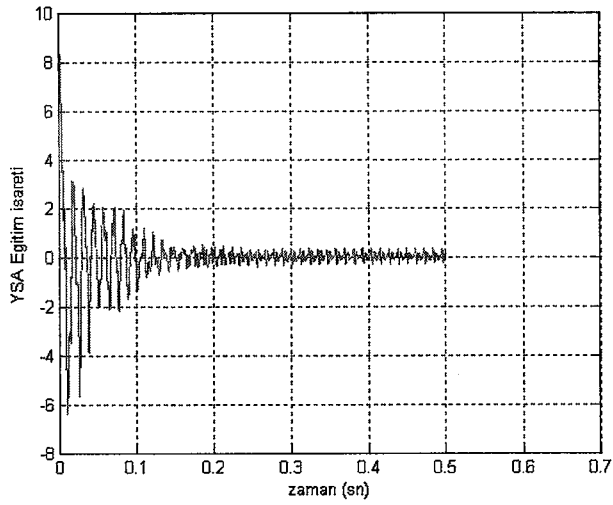
Şekil 2.7. PI ile yapılan Stator Direnci Kestirim benzetimi

Şekil 2.8 ve Şekil 2.9'dan görüldüğü gibi, MRAS tabanlı YSA yöntemi ile yapılan stator direnç kestirimi benzetiminde gerçek direnç değerinin çok kısa bir sürede öğrenildiği görülmektedir. Ayrıca Şekil 2.10'da ise oluşabilecek direnç değişimine karşı önerilen kestirim yönteminin başarısı verilmektedir.

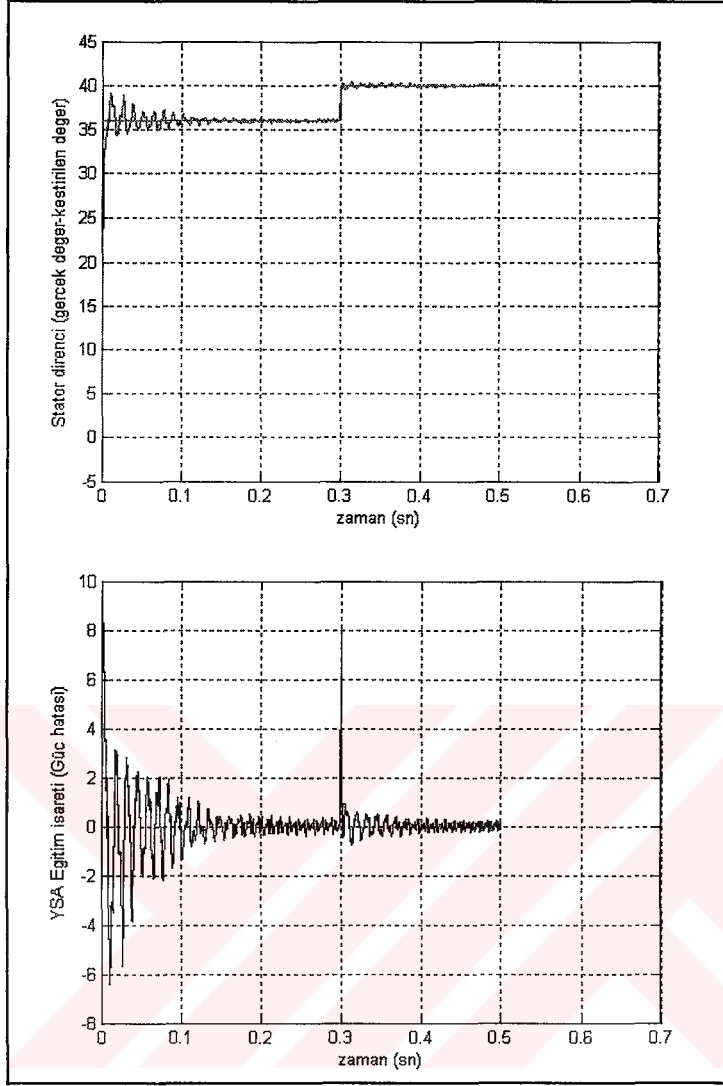
Şekil 2.11'de ise deneysel çalışma sonucunda elde edilen direnç kestirim uygulamasının sonuçları verilmektedir. Burada benzetim sonuçları ile deneysel çalışma sonuçlarının birbirini desteklediği görülmektedir.



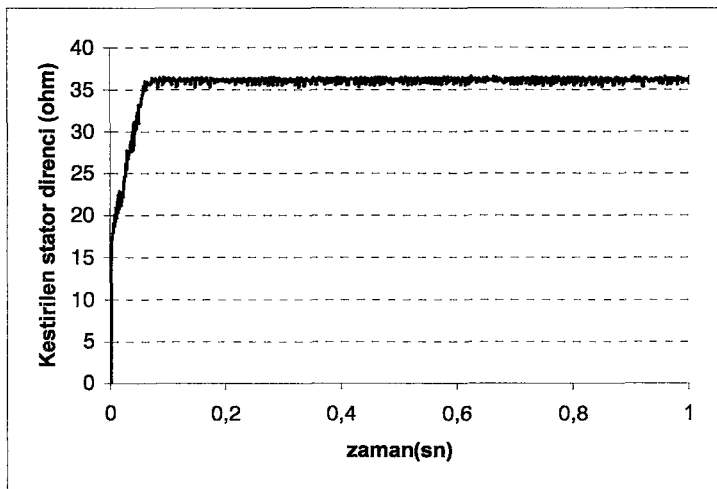
Şekil 2.8. YSA tabanlı stator direncinin kestirim benzetimi



Şekil 2.9. YSA tabanlı stator direncinin kestiriminde ağ eğitim işareti



Şekil 2.10. Stator direncindeki değişimin kestirim benzetimi



Şekil 2.11. YSA tabanlı stator direnci kestiricinin deneysel uygulaması

2.2. Adaptif Histerezis Bant ile Sabit Anahtarlama Frekansı

DMK yönteminin performansı moment ve akı dalgalanmalarından, stator direnci değişiminden ve düşük motor hızlarındaki akı düşüşünden dolayı zarar görmektedir. Düşük hızlardaki stator akı düşüşü, hatalı stator gerilim vektörü seçimine ve hatalı moment kestirimine sebep olduğundan DMK'da çözülmesi gereken önemli problemlerden birisidir. Stator akı kestirimini geliştirmek için, stator direnci değişimi etkilerini ortadan kaldıran YSA tabanlı stator direnci kestiricisi daha önce ele alınmıştı. Burada ise, DMK'lı ASM sürücüde stator akı düşüşünü azaltan yeni bir teknik ele alınacaktır. Bu teknik, düşük hızlarda meydana gelen, altıgen şeklindeki akı yörüngesine sebep olan akı düşüşünü Histerezis Bandın genişliğini değişken hale getirmek suretiyle önlemeyi amaçlamaktadır.

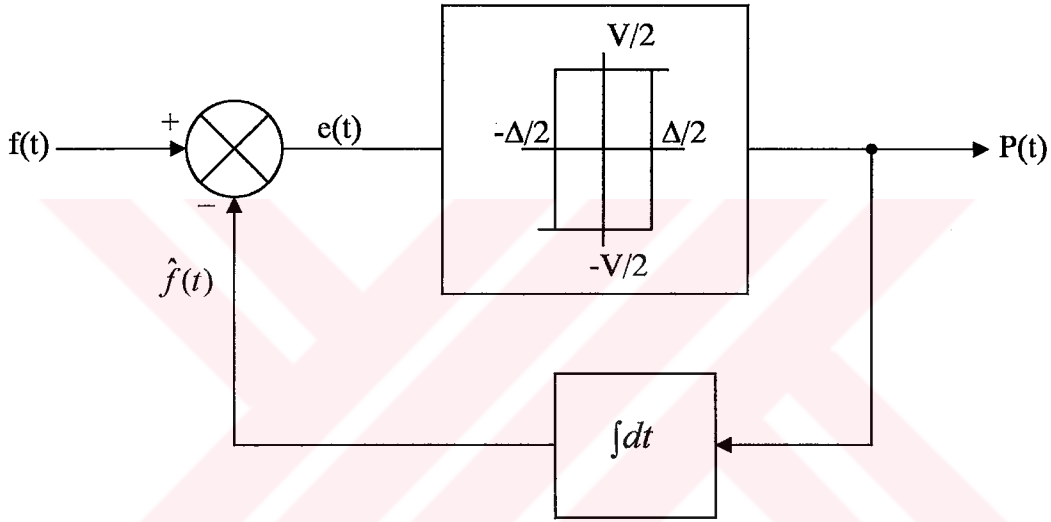
Temel sabit HB kontrol, değişen anahtarlama frekansı ve nötrü yalıtılmış üç fazlı sistemdeki problemlerin etkisiyle zarar görür (dezavantajlarından etkilenir). Bunun sonucu olarak, daha fazla alt harmonikler, büyük yüklerde akım titreşimleri ve eviricide değişen anahtarlama kayıpları meydana gelmektedir. Stator akısı histerezis anahtarlama motor hızı ile doğru orantılıdır. Burada, adaptif HB yöntemi kullanılarak, evirici anahtarlama frekansının yaklaşık sabit hale getirilmesiyle moment titreşimlerinin ve akı düşüşünün önlenmesi amaçlanmaktadır.

Klasik DMK'nın özellikle düşük hızlardaki eksikliği, stator akısını arttırmak için uygulanan aktif olmayan gerilim vektörünün seçilmesinden hemen sonra stator akı vektörünün bir dilimden diğer bir dilime pozisyonunu değiştirmesidir. Örneğin, seçildiği dilimde stator akı genliğini arttırmayan aktif gerilim vektörü, diğer dilime geçtiğinde stator akı genliğini arttırmaktadır. Buna örnek olarak, V_3 aktif gerilim vektörü ikinci dilimde akı genliğinde çok az artış sağlamasına rağmen üçüncü dilimde akı genliği artışında önemli bir etkiye sahip olacaktır. Aynı gerilim vektörü birinci dilimde ise akı genliğini azaltmaktadır. Ayrıca, düşük hızlarda, özellikle makine aşırı yüklendiğinde büyük stator akılarından dolayı stator gerilim düşümü büyük olacaktır. Stator akısı böylece sistematik olarak her dönüşte altı kez histerezis bandın alt sınırının altına düşecektir. Bu düşüş ise motor akımlarında harmonik bozulmalarına sebep olacaktır.

Burada öncelikle iki seviyeli ve üç seviyeli histerezis bandın adaptif hale getirilmesine ilişkin değişik alanlarda (özellikle PWM) yapılan çalışmalar ele alınacaktır. Ardından ise bizim önerdiğimiz yonteme ait uygulamalarımız detaylarıyla açıklanacaktır.

2.2.1. İki Seviyeli Adaptif Histerezis Bant Modülasyonu

Darbe Genişlik Modülasyonu (PWM) ve Darbe Pozisyon Modülasyonu (PPM)'in ürettiği darbe örneğinden ortaya çıkan şekli göstermek için Histerezis Bant Modülasyonu (HBM)'nin çözümü aşağıda verilmektedir. Analog olarak anahtarlama açılarını üreten, iki örnekleme tabanlı PWM yönteminin çözümü verilecektir. Çözümünecek HBM aşağıdaki şekilde gösterilir. Histerezis Bant (HB)'ın genişliği Δ , geri besleme işaretinin eğimi p ve üretilen darbe örneği $P(t)$ olarak gösterilir.



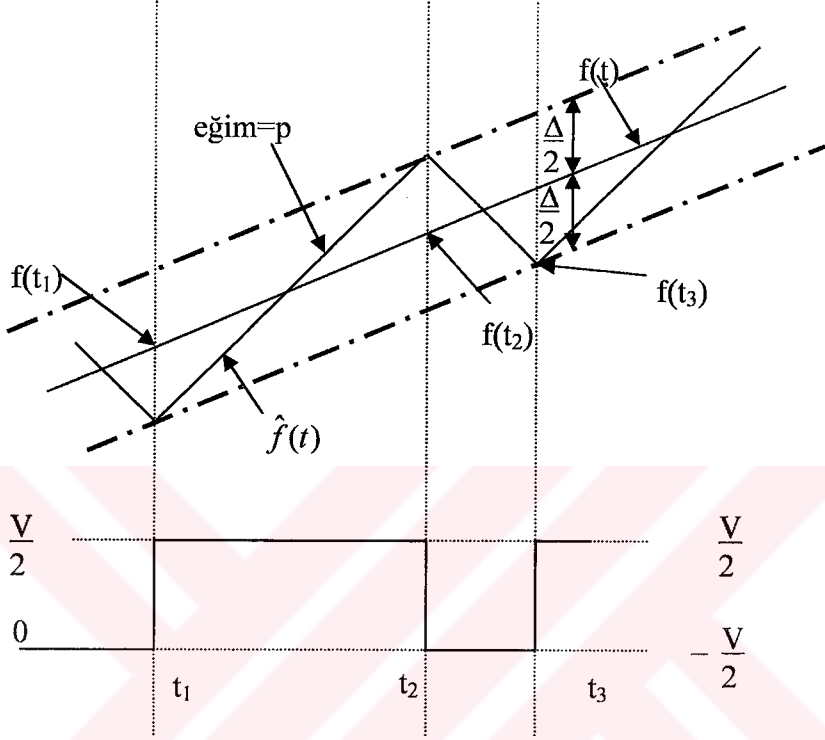
Şekil 2.12. İki seviyeli Histerezis Bant Modülatörünün blok diyagramı

İki seviyeli HBM Şekil 2.12'de, bunun için bir darbenin üretilmesi Şekil 2.13'de gösterilir. t_{on} ve t_{off} olarak belirtilen açma ve kapama süreleri ifadeleri Şekil 2.13 incelenerek geliştirilir. Açma süresi t_{on} için geri besleme işareti $\hat{f}(t)$ 'nin eğimi p şu şekilde açıklanır,

$$p = \frac{\left[\left(f(t_2) + \frac{\Delta}{2} \right) - \left(f(t_1) - \frac{\Delta}{2} \right) \right]}{t_2 - t_1} \quad (2.61)$$

Kapama süresi t_{off} için geri besleme işareti $\hat{f}(t)$ 'nin eğimi p ise aşağıdaki gibi açıklanabilir,

$$-p = \frac{\left[\left(f(t_3) - \frac{\Delta}{2} \right) - \left(f(t_2) + \frac{\Delta}{2} \right) \right]}{t_3 - t_2} \quad (2.62)$$



Şekil 2.13. HBM için bir işaretin üretimi

Bu iki eşitlik analog HBM için çözümün temelini gösterir. Aşağıdaki eşitliklerde çözümü basitleştirmek için, referans fonksiyon $f(t)$ 'nin yükselme ve düşme esnasında eğiminin her periyotta sabit kaldığı varsayılır. Böylece referans fonksiyon $f(t)$ 'nin türevi t_{on} ve t_{off} süreleri için şöyle tanımlanabilir,

$$f'(t) = \begin{cases} \frac{f(t_2) - f(t_1)}{t_2 - t_1} & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{f(t_3) - f(t_2)}{t_3 - t_2} & t_2 \leq t \leq t_3 \end{cases} \quad (2.63)$$

(2.63) eşitliğini (2.61) ve (2.62)'de yerleştirdiğimizde t_{on} ve t_{off} süreleri şu şekilde hesaplanabilir,

$$t_{on} = \frac{\Delta}{p - f'(t)} \quad (2.64)$$

$$t_{off} = \frac{\Delta}{p + f'(t)} \quad (2.65)$$

Bu iki eşitlikten PWM'in anlık zaman periyodu T_i aşağıdaki şekilde bulunur,

$$T_i = t_{on} + t_{off} = \frac{2\Delta p}{p^2 - [f'(t)]^2} \quad (2.66)$$

Anlık zaman periyodu, aşağıdaki eşitlikte tanımlanan anlık taşıyıcı frekans ω_i 'ye benzerdir. Anlık açısal frekans, ω_i , zamanın sürekli bir fonksiyonu olarak anahtarlama frekansının değişimini tanımlar. Bu eşitlik, HBM'unda mevcut PPM'i ifade eder.

$$\omega_i = \frac{2\pi}{T_i} = \frac{\pi(p^2 - [f'(t)]^2)}{\Delta p} \quad (2.67)$$

PPM gibi PWM dalga formu, $P(t)$, PWM'i etkilemektedir. Bu doluluk boşluk periyodu (duty cycle) modülasyon ile ifade edilir ve şu şekilde açıklanır,

$$\frac{t_{on}}{T_i} = \frac{p + f'(t)}{2p} = \frac{1}{2} + \frac{f'(t)}{2p} \quad (2.68)$$

Bu verilen çözüm, $f(t) = -A \cos(\omega t)$ olarak bilinen referans fonksiyonun aşağıdaki çözümünü için $f(t)$ referans fonksiyonu açıkça belirtilmemektedir. Bu yüzden $f(t) = A \sin(\omega t)$ 'nin yerine bu fonksiyon kullanılarak, PWM'in temeli kosinüs yerine sinüs olur. Yine de çözümler her iki referans fonksiyona eşit şekilde uygulanır.

Buraya kadar verilen çözümden, $P(t)$ 'nin PWM ve PPM'in her ikisine sahip bir PWM dalga şekli olduğu gösterilmektedir. Bu yüzden, darbe örneğinde modülasyon tiplerinin durumunu göstermek için PWM sonucunda ortaya çıkan harmonik spektrumunu analiz etmek önemlidir. Kare dalga simetrik PWM dalga şeklinin Fourier serisi,

$$P(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\theta(t) \quad (2.69)$$

ile elde edilir. $f(t) = -A \cos(\omega t)$ referans fonksiyon için, HBM Fourier serisi çözümü (2.70) eşitliğiyle elde edilebilir. (2.70) eşitliğinde n. harmonik a_n ile gösterilir.

$$a_n = \frac{2V}{n\pi} \sin\left(\frac{n\pi t_{on}}{T}\right) = \frac{2V}{n\pi} \sin\left[n\pi \left(\frac{1}{2} + \frac{f'}{2p}\right)\right] \quad (2.70)$$

$$a_n = \frac{2V}{n\pi} \sin\left[\frac{n\pi}{2} \left(1 + \frac{A\omega}{p} \sin \omega t\right)\right]$$

PWM dalga şekli ana bileşenleri aşağıdaki eşitlik ile yazılabilir,

$$a_0 = V \left(\frac{t_{on}}{T} - \frac{1}{2}\right) = \frac{V}{2} \left(\frac{f'}{p}\right) = \frac{VA\omega}{2p} \sin \omega t \quad (2.71)$$

(2.71) incelenerek, düzgün örnekleme ve doğal örnekleme PWM tekniklerinin kullanımına benzer şekilde Modülasyon derinliği (M), (2.72) eşitliğinden hesaplanabilir.

$$M = \frac{A\omega}{p} \quad (2.72)$$

Buradan, PWM'in a_0 ana bileşeni aşağıdaki gibi sadeleştirilir,

$$a_0 = \frac{V}{2} M \sin \omega t \quad (2.73)$$

(2.74) eşitliğinde ω_c anlık açısal frekansı (ω_i 'nin taşıma frekansı bileşeni) verilir. ω_c taşıma frekansı anlık açısal frekansın ortalama değerini gösterir ve PWM'in anahtarlama frekansı ifadesi için kullanılır.

$$\omega_c = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \omega_i d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{p^2 - [f'(t)]^2}{\Delta p} d(\omega t) \quad (2.74)$$

$$\omega_c = \frac{p\pi}{\Delta} - \frac{\pi A^2 \omega_m^2}{2\Delta p} = \frac{p\pi}{\Delta} \left[1 - \frac{M^2}{2} \right]$$

Bu yüzden, (2.67) eşitliğinden anlık frekans şu şekilde yazılabilir,

$$\omega_i = \frac{p\pi}{\Delta} - \frac{p\pi M^2}{\Delta} (\sin \omega t)^2 \quad (2.75)$$

$$\omega_i = \frac{p\pi}{\Delta} - \frac{p\pi M^2}{\Delta} (1 - \cos 2\omega t)^2$$

Ayrıca, $f(t) = -A \cos(\omega t)$ anlık açısal frekans, ω_i 'de yerleştirilirse, (2.67) eşitliğinden, referans fonksiyonun ana frekansının iki katı frekans sahip ortalama veya taşıma frekansı ω_c elde edilebilir.

$$\omega_i = \omega_c - \frac{p\pi M^2}{2\Delta} \cos(2\omega t) \quad (2.76)$$

(2.76) eşitliği yeniden yazılırsa (2.77) eşitliği elde edilir. Bu eşitlik, pozisyon modülasyonunun referans fonksiyonun ana frekansının iki katı frekansta olduğunu göstermektedir.

$$\omega_i = \omega_c (1 + A_m \cos 2\omega t) \quad (2.77)$$

Pozisyon modülasyonunun derecesi A_m ile gösterilir, burada $A_m = \frac{M^2}{2 - M^2}$ dir. Bu ifadeden de görülebileceği gibi pozisyon modülasyonu, Modülasyon derinliği arttıkça onun karesiyle orantılı olarak artar. PWM'in anlık frekansı olarak belirtilen ω_i 'den θ_i anlık açısal pozisyonu aşağıdaki şekilde elde edilir,

$$\theta_i = \int \omega_i dt \quad (2.78)$$

Anlık açısal pozisyon yeniden düzenlenirse

$$\theta_i = \omega_c t + A_0 \cos(2\omega t) \quad (2.79)$$

Buradaki anlık açısal pozisyonun modülasyon derecesi (A_0) aşağıdaki gibi elde edilir.

$$A_0 = \frac{\pi M^2 p}{4\Delta\omega} \quad (2.80)$$

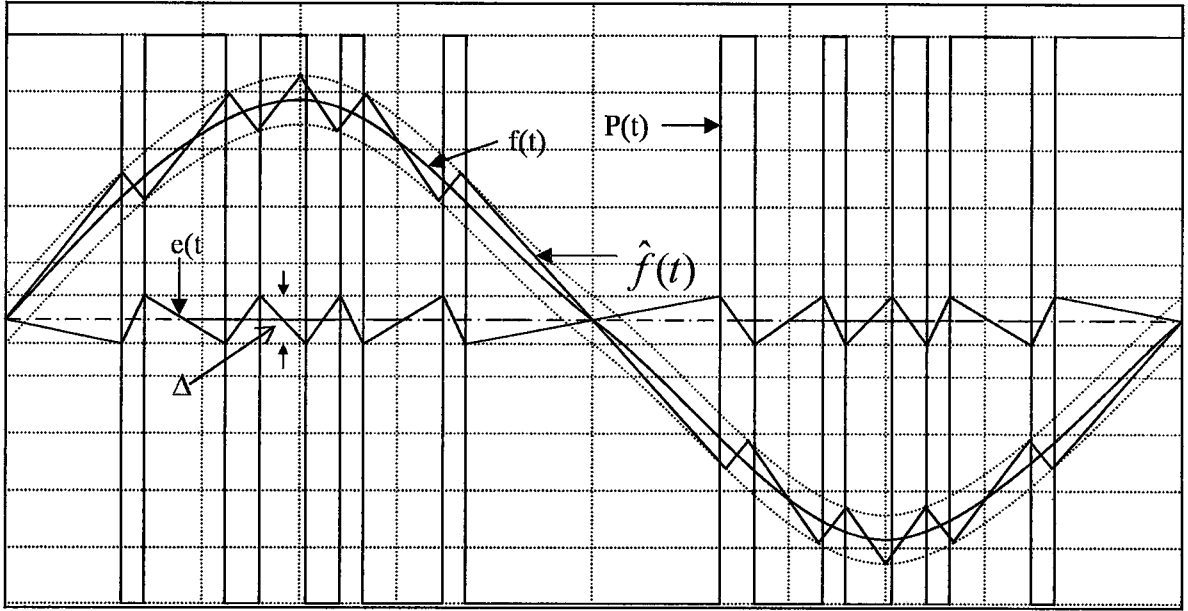
Bu yüzden, PWM'in harmonik spektrumu, $P(t)$, (2.81) eşitliğinde açıklanır. Bu açıklama PWM dalga şeklinin PPM ve PWM bileşenlerinin her ikisini de göstermektedir.

$$P(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V}{n\pi} \sin \left[\underbrace{\frac{n\pi}{2} (1 + M \sin \omega t)}_{PWM} \right] \underbrace{\cos \left[n(\omega_c t + A_0 \sin 2\omega t) \right]}_{PPM} \quad (2.81)$$

HB PWM bu yüzden hem darbe genlik hem de darbe pozisyon modülasyonludur. Yani HB PWM'in iki bileşen vardır, bunlar PWM ve PPM'dir.

2.2.1.1. Frekans Oran Kontrolü için HB Adaptasyonu

PWM'in önemli bir miktarda PPM içerdiği yukarıdaki eşitliklerde gösterilmektedir. (2.74) eşitliğinden, taşıma frekansının HB'nin genişliğine, geri besleme işaretinin eğimine ve Modülasyon derinliğine bağlı olduğu görülmektedir. Yine bu eşitlikten, p ve Δ sabit tutularak Modülasyon derinliği artırıldığında sabit frekans referans fonksiyonu için darbe sayısı önemli miktarda azalır. A , p ve Δ 'nın önceden belirlendiği ve darbe sayısının kontrol edilemeyen bir değişken olarak kaldığı, klasik analog HBM yöntemleri için bu problemdir ve bu yüzden PWM asenkron dur [21,90]. PWM'in özelliklerini geliştirmek için HB'nin genişliğini veya geri besleme işareti $\hat{f}(t)$ 'nin eğimini uyarlamak için değişik yöntemler önerilmektedir [21,90]. Yine de darbe sayısının kontrolü için bu parametrelerin birisini adapte etmenin yeterli olduğu daha önce belirtilmiştir.



Şekil 2.14. Analog HBM tarafından üretilen PWM, FR=9, M=0,8.

Frekans oran kontrol, Düzgün Örnekleme (Regular-Sampled) PWM tekniği için genellikle kullanılır, çünkü darbe sayısı ve Modülasyon derinliği bu modülasyon işleminin önceden bilinen değerleridir. Frekans oran kontrol, senkron PWM sağlamak için HBM'a uygulanabilir [21]. Referans fonksiyon $f(t)$ 'nin maksimum genliğinin bir fonksiyonu olarak HB'ın sabit genişliği uydurularak frekans oran kontrol sağlanabilir. Böylece, (2.74) eşitliğinden p eğiminin sabit değeri için HB'ın genişliği aşağıdaki gibi düzenlenmelidir,

$$\Delta = \frac{p\pi}{\omega FR} \left[1 - \frac{M^2}{2} \right] \quad (2.82)$$

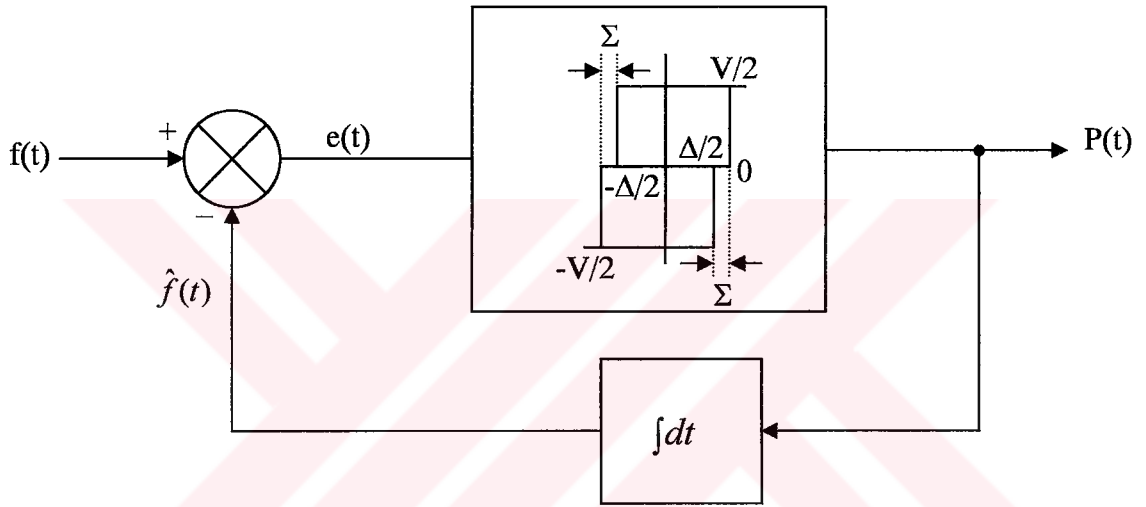
Bu eşitlikten, HB'ın maksimum genişliği sıfır modülasyon derinliğinde oluşur ve Modülasyon derinliği arttırıldığında genişlik azalır. Yani bu eşitlik kullanılarak sabit anahtarlama için belirli alt ve üst sınır değerlerine göre HB genişliği belirlenmektedir. Bu sayede yüksek hızlı çalışmalarda anahtarlama elemanlarının zorlanması önlenmektedir. Ayrıca, düşük hızlarda motorun düzenli çalışması sağlanmaktadır.

Referans fonksiyonu negatif kosinüs dalgasıdır ve böylece PWM'in temeli, geri besleme yolundaki integratör tarafından ortaya çıkarılan 90° fazdan dolayı sinüs fonksiyonunu takip eder. (2.82) eşitliğinde tanımlanan HB genişliği analog tekniğin anahtarlama açalarına uygun PWM tabanlı örnekleme yöntemlerinin geliştirilmesinde

kullanılmaktadır. HB yalnız Modülasyon derinliği ve darbe sayısının bir fonksiyonu olarak adapte edilir, fakat her ana periyotta sabit genişlikte kalmasına dikkat edilmelidir. Adaptif HBM yöntemleri ile ilgili yapılan değişik çalışmaların bir kısmında ise HB'ın genişliği referans fonksiyonun anlık değerine göre sürekli uyarlanmaktadır [91,92].

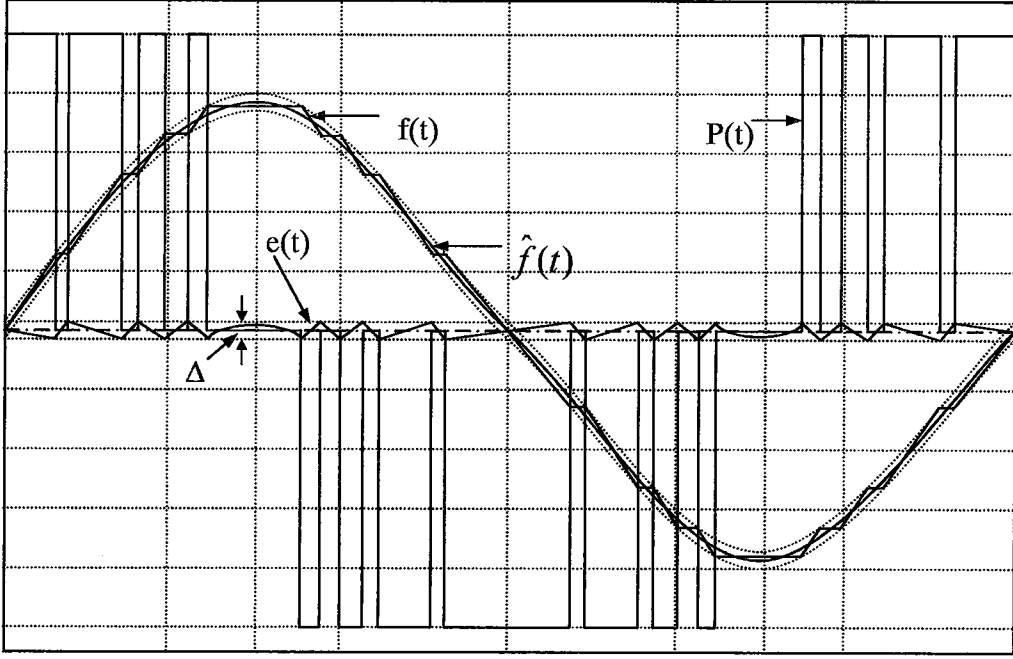
2.2.2. Üç Seviyeli Histerezis Bant Modülasyonunun Analizi

İki seviyeli HBM için sunulan çözüm, üç seviyeli modülasyon yöntemine benzerdir.



Şekil 2.15. Üç seviyeli Histerezis Bant Modülasyonu

Burada iki seviyeli histerezis birimin yerini analog geri besleme kontrol sisteminde üç seviyeli birim almaktadır. Üç seviyeli HB modülatörün şekli aşağıda gösterilir. Sınırın $\Delta + \Sigma$ olduğu bantta integratörün çıkışı $\hat{f}(t)$ sinüs referans fonksiyonu $f(t)$ 'yi izler. Histerezis birimin çıkışında üç gerilim seviyesi oluşturmak için sadece Σ büyüklüğünün gerekli olduğu bilinmelidir. Σ , $\Delta/100$ gibi çok küçük değerleri bile alabilir. Referans fonksiyon $f(t) = -A \cos(\omega t)$ Şekil 2.15'de gösterilen şekille birleştirildiğinde Şekil 2.16'daki dalga şekli ortaya çıkar. Böylece PWM'in temeli, geri besleme çevriminde integratörün ortaya çıkardığı 90 derecelik faz kayması sebebiyle bir sinüs fonksiyonu olmaktadır. Aşağıdaki şekle göre $f'(t)$, $+V/2$ ile 0 gerilim seviyeleri kullanıldığında pozitif iken $-V/2$ ile 0 gerilim seviyeleri kullanıldığında ise negatiftir [21].



Şekil 2.16. Adaptif HB Modülasyonu için işaret gösterimi, FR=14, M=0,8

HBM doğal bir analog modülasyon işlemidir, çünkü PWM anahtarlama $f(t)$ ve $\hat{f}(t)$ arasındaki hatanın histerezis bant sınırlarıyla kesişmesinden üretilir. Bu yüzden, iki seviyeli HBM'na benzer olarak, bu kesişim noktalarında tanımlı eşitlikler doğrusal değildir ve bu yüzden çözümü zordur. Daha önce gösterildiği gibi iki seviyeli HBM yönteminin anahtarlama açıları, PWM ve PPM fonksiyonları örnekleriyle yaklaşık olarak yeniden üretilebilirler. Aşağıdaki çözümler üç seviyeli HBM'da oluşan modülasyonun iki tipini gösterir. Bu yöntemde açılar PPM ve PWM fonksiyon örnekleri kullanılarak üretilebilir.

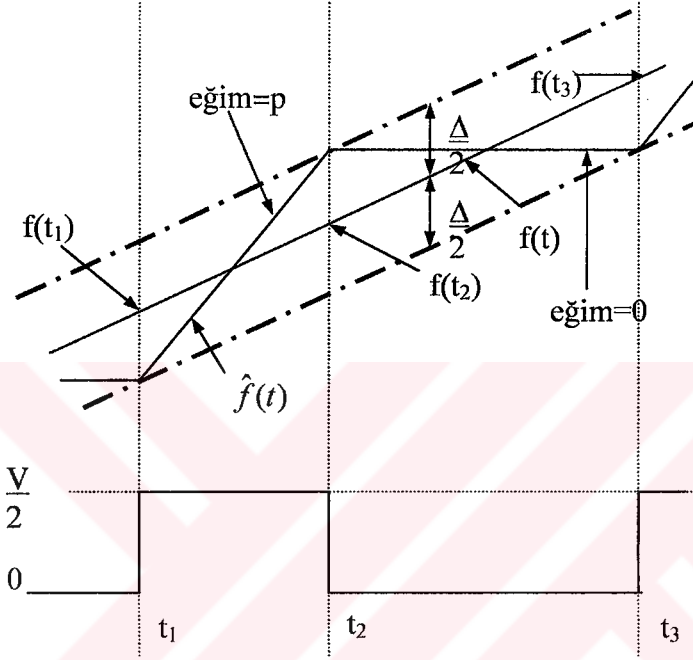
Şekil 2.17'de üç seviyeli HBM yöntemi için bir darbenin üretilmesi gösterilmektedir. Daha sonra çözüm için yine bu şekil kullanılacaktır. Geri besleme işareti $\hat{f}(t)$ 'nin eğimi, çıkış $+V/2$ olduğunda aşağıdaki gibi elde edilir,

$$p = \frac{\left[\left(f(t_2) + \frac{\Delta}{2} \right) - \left(f(t_1) - \frac{\Delta}{2} \right) \right]}{t_2 - t_1} \quad (2.83)$$

Zamanın sürekli bir fonksiyonu olarak modülasyon işlemi tanımlamak için referans fonksiyonun sabit bir eğimi olduğu varsayılmalıdır. Her anahtarlama periyodunda $f(t)$ 'nin

sabit eğimli olduğu kabul edilerek ‐açık‐ veya t_2-t_1 arasındaki süre aşağıdaki gibi hesaplanabilir,

$$t_{on} = \frac{\Delta}{p - f'(t)} \quad (2.84)$$



Şekil 2.17. Adaptif Histerezis Bant Modülasyonu için bir işaretin üretilmesi

Geri besleme işareti $\hat{f}(t)$ 'nin eğimi, $t_2 < t < t_3$ süresi boyunca sıfırdır, bunun sonucu olarak bu zaman periyodunda çıkış gerilimi $P(t)$ sıfırdır. Böylece, aşağıdaki şekil incelenerek referans fonksiyonun eğimi,

$$f'(t) \approx \frac{f(t_3) - f(t_2)}{t_3 - t_2} = \frac{\Delta}{t_3 - t_2} \quad (2.85)$$

ile hesaplanır. Böylece kapalı süre benzer şekilde şöyle elde edilebilir,

$$t_{off} = t_3 - t_2 = \frac{\Delta}{f'(t)} \quad (2.86)$$

Yukarıdaki iki eşitliği birleştirerek T_i , toplam anlık zaman periyodu şöyle bulunur,

$$T_i = t_{on} + t_{off} = \frac{\Delta}{p - f'(t)} + \frac{\Delta}{f'(t)} \quad (2.87)$$

Bu ifade daha da basitleştirilerek,

$$T_i = \frac{\Delta p}{f'(p - f'(t))} \quad (2.88)$$

elde edilir. Ayrıca, PWM dalga şeklinin anlık açısal frekansı ω , aşağıdaki gibi hesaplanır,

$$\omega_i = \frac{2\pi}{T_i} \quad (2.89)$$

$$\omega_i = \frac{2\pi f'(p - f')}{\Delta p} \quad (2.90)$$

Bu eşitlik, anlık frekans ω_i 'nin sadece referans fonksiyonun türevi, HB'nin genişliği ve geri besleme işaretinin eğimine bağlı olduğunu gösterir. Ayrıca, bu eşitliği iki seviyelinin eşitliği (2.67) ile karşılaştırdığımızda, aradaki fark Şekil 2.17'deki üç seviyeli histerezis birimin ürettiği sıfır gerilim seviyesinden ibarettir. Taşıma frekansı ω_c bir ana periyotta anlık frekansın ω_i ortalama değeri olan darbe sayısını belirler ve aşağıdaki gibi hesaplanır,

$$\begin{aligned} \omega_c &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \omega_i dt = \frac{2}{\Delta p} \int_0^\pi f'(p - f') dt \\ \omega_c &= \frac{2}{\Delta p} \left[\int_0^\pi A\omega p \sin \omega t - A^2 \omega^2 p^2 (\sin \omega t)^2 dt \right] \\ \omega_c &= pA\omega \left[-\cos \omega t \right]_0^\pi - \left[\frac{A^2 \omega^2}{2} \left(\omega t - \frac{\sin 2\omega t}{2} \right) \right]_0^\pi \\ \omega_c &= \frac{2}{\Delta p} \left[2A\omega p - \frac{A^2 \omega^2 \pi}{2} \right] \end{aligned} \quad (2.91)$$

Daha önce belirtildiği gibi iki seviyeli HBM için PWM sinüstür ve doluluk boşluk oranı (duty ratio) (2.92) eşitliği olarak tanımlanır. Üç seviyeli HBM için doluluk boşluk oranı, $f(t) = -A \cos(\omega t)$ için (2.91) eşitliği tanımlanır. Bu eşitlik, üç seviyeli HBM yöntemi için PWM'in sinüs olduğunu gösterir.

$$\text{Doluluk boşluk oranı (duty ratio)} = \frac{t_{on}}{T_i} = \frac{f'}{p} = \frac{A\omega}{p} \sin \omega t \quad (2.92)$$

2.2.3. Adaptif Histerezis Bant Kontrolü

Darbe sayısının, referans fonksiyonun genliğinin, geri besleme işareti, $\hat{f}(t)$ 'nin eğiminin ve histerezis bant genişliğinin bir fonksiyonu olduğu yukarıda gösterilmektedir. (2.92) eşitliğine göre ana periyot boyunca sabit bir genişliğe sahip HB'ın genişliğini adapte etmek gereklidir. Bu sadece modülasyon işlemlerinde darbe sayısı, FR ($FR = \frac{\omega_c}{\omega}$), modülasyon derinliği, M özel parametrelerini etkili kılar. Böylece HB'ın genişliği (2.91) eşitliğinden şöyle ifade edilebilir,

$$\Delta = \frac{4Mp}{\omega_c} \left[1 - \frac{M\pi}{4} \right] \quad (2.93)$$

burada, $\omega_c = FR\omega$ ve Modülasyon derinliği, M şöyle tanımlanabilir,

$$M = \frac{A\omega}{p} \quad (2.94)$$

Bu eşitlik, PWM'i gösteren (2.92) eşitliğinden elde edilebilir.

2.2.4. Sabit Anahtarlama Frekansının Elde Edilmesi

Klasik DMK'da, moment ve stator akı histerezis bantlarının genişliği evirici anahtarlama frekansını etkilemektedir. Ayrıca, eviricinin ortalama anahtarlama frekansı moment denetleyiciden etkilenir. Önerilen moment denetleyicide, kararlı durum çalışmada,

moment hata durumu ve böylece evirici anahtarlama frekansı adaptif HB ile düzenlenir. Stator akı histerezis bantın genişliği sabit tutulursa, stator akı histerezis denetleyicinin anahtarlama frekansı rotor hızıyla doğrusal olarak değişir. DMK sürücüsünde sabit anahtarlama frekansı elde etmek için önerilen adaptif histerezis band denetleyici ile hemen hemen sabit anahtarlama frekansı elde edilir. Histerezis karşılaştırıcı tabanlı bir DMK sürücüsü, çalışma hızına, yük şartlarına ve ASM'nin parametrelerine bağlı olan anahtarlama frekansı değişimlerinden dolayı kalitesi düşebilir [28,43,93]. Ortalama anahtarlama frekansı moment HB ve akı HB genişliğinden çok etkilenir [43]. Sabit moment HB denetleyici için, HB evirici anahtarlama frekansını sınırlamak için yeterince büyük seçilmelidir. Ortalama anahtarlama frekansının moment HB'ından çok etkilendiği bir gerçektir. Daha önce de bahsedildiği gibi moment titreşimleri moment HB genişliği ile ilişkilidir.

2.2.4.1. Momentin Neden Olduğu Anahtarlama Frekansı

Tahmini bir kontrol şemasında [27], azalan moment dalgalanmalı sabit anahtarlama frekansını elde etmek için önerilir. Bu önerilen yöntemde, en uygun anahtarlama anı, anlık moment eğim eşitliklerine göre her anahtarlama periyodu için hesaplanır ve buradan sabit anahtarlama frekansı ile sonuçlanır. [94]'de verilen çalışmada bulanık mantık kullanılarak bir gerilim vektör seçimi yapılır. Bu yöntem, aynı örnekleme frekansında klasik DMK'dan daha düşük dalgalanmalar ile motorun çalışmasını sağlar.

Anahtarlama frekansı motorun hızıyla değişmektedir. Çalışma şartlarıyla moment eğimi değiştiğinden farklı çalışma şartlarında anahtarlama frekansı da değişir. Gerilim vektörlerinin seçimi, moment hata durumuna göre belirlendiği için moment anahtarlama frekansı evirici anahtarlama frekansına doğrudan etki eder. Sabit referans ekseninde (k+1) inci örnekleme anında, stator ve rotor akı değerleri, örnekleme periyodunun küçük değişim değerleri için şu şekilde hesaplanır;

$$\bar{\Psi}_{s,k+1} = \bar{\Psi}_{s,k} + \left. \frac{d\bar{\Psi}_{s,k}}{dt} \right|_k \Delta t \quad (2.95)$$

$$\bar{\Psi}_{r,k+1} = \bar{\Psi}_{r,k} + \left. \frac{d\bar{\Psi}_{r,k}}{dt} \right|_k \Delta t \quad (2.96)$$

Statora indirgenmiş sabit referans ekseninde, k. örnekleme anında stator ve rotor akılarının değişim oranı aşağıdaki eşitliklerden elde edilebilir [15,27,29,95];

$$\frac{d\bar{\Psi}_{s,k}}{dt} = -\frac{R_s}{\sigma L_s} \bar{\Psi}_{s,k} + \frac{R_s M}{\sigma L_s L_r} \bar{\Psi}_{r,k} + \bar{V}_{s,k} \quad (2.97)$$

$$\frac{d\bar{\Psi}_{r,k}}{dt} = \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} \bar{\Psi}_{s,k} + \left(j\omega_r - \frac{R_r}{\sigma L_r} \bar{\Psi}_{r,k} \right) \quad (2.98)$$

Moment referansı ile, (k+1) inci örnekleme anındaki eşitliği şu şekilde yazılabilir;

$$T_{e,k+1} = \frac{3}{2} P \frac{M}{\sigma L_s L_r} (\bar{\Psi}_{s,k+1} \cdot j\bar{\Psi}_{r,k+1}) \quad (2.99)$$

(2.97) ve (2.98) eşitlikleri (2.99) de yerleştirilerek sadeleştirilirse;

$$T_{e,k+1} = T_{e,k} - T_{e,k} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) \frac{\Delta t}{\sigma} + \frac{3}{2} P \frac{M}{\sigma L_s L_r} [(\bar{V}_{s,k} - j\omega \bar{\Psi}_{s,k}) \cdot j\bar{\Psi}_{r,k}] \Delta t \quad (2.100)$$

Böylece, moment eğimi yaklaşık olarak hesaplanabilir;

$$\frac{T_{e,k+1} - T_{e,k}}{\Delta t} = -T_{e,k} \left(\frac{1}{\tau_s} + \frac{1}{\tau_r} \right) \frac{\Delta t}{\sigma} + \frac{3}{2} P \frac{M}{\sigma L_s L_r} [(\bar{V}_{s,k} - j\omega \bar{\Psi}_{s,k}) \cdot j\bar{\Psi}_{r,k}] \quad (2.101)$$

(2.101) eşitliğinden açık olarak görüldüğü gibi, moment eğimi, stator ve rotor akıları, açılma hız ve statora uygulanan gerilime bağlıdır. Pozitif ve negatif moment eğimi (2.102) ve (2.103) eşitlikleriyle yaklaşık olarak bulunabilir. (2.103) eşitliğinde gerilim vektörü negatif eğim için sıfıra eşitlenir [15,27,29,95,96].

$$f_1 \equiv \frac{T_{e,k+1} - T_{e,k}}{\Delta t} = -\frac{T_{e,k}}{\sigma \tau_{sr}} + \frac{3P}{2} \frac{M}{\sigma L_s L_r} [(\bar{V}_s - j\omega_r \bar{\Psi}_s) \cdot j\bar{\Psi}_r] \quad (2.102)$$

$$f_2 \equiv \frac{T_{e,k+1} - T_{e,k}}{\Delta t} = -\frac{T_{e,k}}{\sigma\tau_{sr}} + \frac{3P}{2} \frac{M}{\sigma L_s L_r} \left[(-j\omega_r \bar{\Psi}_s) \cdot j\bar{\Psi}_r \right] \quad (2.103)$$

Burada $\sigma\tau_{sr} = (L_s L_r - M^2)/(L_s R_r + L_r R_s)$, f_1 ve f_2 ise momentin pozitif ve negatif eğimini temsil eder. P kutup çifti sayısıdır. Buradan yükselme ve düşme süreleri,

$$t_{rr} = \frac{2\beta}{f_1} \quad (2.104)$$

$$t_{ff} = -\frac{2\beta}{f_2} \quad (2.105)$$

eşitlikleri ile hesaplanabilir. Burada 2β moment HB genişliğidir. Moment histerezis bant tarafından oluşturulan f_r anahtarlama frekansı aşağıdaki gibi elde edilir,

$$f_r = \frac{1}{(t_{rr}) + (t_{ff})} \quad (2.106)$$

2.2.4.2. Stator Akısının Neden Olduğu Anahtarlama Frekansı

Stator akısı m. dilimde yerleştirilirse DMK vektör tablosunda stator akısını arttırmak için \bar{V}_{m+1} ve azaltmak için \bar{V}_{m+2} seçilir. Buradan, 1. dilimde akı hatasının işaretine göre \bar{V}_2

$$\begin{aligned} g_1 &= \frac{\Psi_{sk+1} - \Psi_{sk}}{dt} = \frac{\Delta\Psi_{sk}}{t_{sp}} \\ &= \frac{1}{t_{sp}} \left[\sqrt{(\|\bar{\Psi}_{sk}\|^2 + \|\bar{V}_2\|^2 t_{sp}^2 - 2\|\bar{\Psi}_{sk}\| \|\bar{V}_2\| t_{sp} \cos\theta_\varphi)} - \|\bar{\Psi}_{sk}\| \right] \\ &\approx -\frac{2}{3} V_{dt} \cos\theta_\varphi \quad \left(\frac{\pi}{2} \leq \theta_\varphi \leq \frac{5\pi}{6} \right) \\ &= -\frac{2}{3} V_{da} \sin\theta \quad \left(\frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6} \right) \end{aligned} \quad (2.107)$$

veya \bar{V}_3 seçilir. 1. dilimde $\bar{\Psi}_{sk}$ stator akısını arttırmak için \bar{V}_2 seçilir. R_y 'nin etkisi ihmal edilirse, g_1 akı eğimi (2.107) denklemindeki gibi elde edilir [29]. Burada θ açısı $\bar{\Psi}_{sk}$ ile 1.

dilimin referans eksenini arasındaki açıdır (1. dilimin başlangıcında $\theta = 0$ dır). 1. dilimde $\bar{\Psi}_{sk}$ stator akısını azaltmak için \bar{V}_3 seçilir ve böylece g_2 eğimi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned}
 g_2 &= \frac{\Psi_{sk+1} - \Psi_{sk}}{dt} = -\frac{\Delta\Psi_{sk}}{t_{sp}} \\
 &= \frac{1}{t_{sp}} \left[\sqrt{\left(\|\bar{\Psi}_{sk}\|^2 + \|\bar{V}_3\|^2 t_{sp}^2 - 2\|\bar{\Psi}_{sk}\| \|\bar{V}_3\| t_{sp} \cos\theta_\varphi \right)} - \|\bar{\Psi}_{sk}\| \right] \\
 &\approx -\frac{2}{3} V_{dc} \cos\theta_\varphi \quad \left(\frac{\pi}{6} \leq \theta_\varphi \leq \frac{\pi}{2} \right) \\
 &= -\frac{2}{3} V_{dc} \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \quad \left(0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3} \right)
 \end{aligned} \tag{2.108}$$

(2.107) ve (2.108)'den görüldüğü gibi, stator akı genliğini artması ve azalması doğrusal değildir, çünkü g_1 ve g_2 stator akısı açısı θ 'ya göre sinüzoidal bir fonksiyondur. Böylece, moment histerezis denetleyicinin belirlediği f_φ anahtarlama frekansının hesabı (2.106)'dan farklıdır.

Stator akısı HB genişliği α_n belirli bir seviyeyi aşarsa, anahtarlama frekansında ek bir azalma meydana gelmez. Anahtarlama frekansında bant genişliğinin etkisi doğrusal değildir ve (2.106) eşitliğine benzer şekilde elde etmek zordur. Ayrıca, anahtarlama sayısı N_ψ ve α_n arasındaki ilişki motor parametrelerinden etkilenmezler. Böylece, N_ψ 'nin histerezis banta karşı değişimi analiz ve benzetim sonuçları aracılığıyla belirlenebilir [27]. Hem histerezis bant hem de örnekleme periyodu akı histerezis denetleyicinin anahtarlama frekansını etkilemektedir. α_n 0.04'den daha büyükse, N_ψ anahtarlama sayısı t_{sp} 'den zayıf bir şekilde etkilenir ve α_n 0.07'den daha büyükse, N_ψ anahtarlama sayısı sabittir [29]. N_ψ kullanılarak, $f_\psi(\alpha_n)$ akı histerezis denetleyicinin ortalama anahtarlama frekansı aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$f_\psi(\alpha_n) = \frac{N_\psi}{2} \times 6 \text{ dilimler} \div 3 \text{ kol} \times f_e \text{ Hz} = N_\psi f_e \tag{2.109}$$

Burada f_e stator akı frekansdır.

Eviricinin anahtarlama frekansı f_{inv} (2.106) ve (2.109) birleştirilerek elde edilebilir.

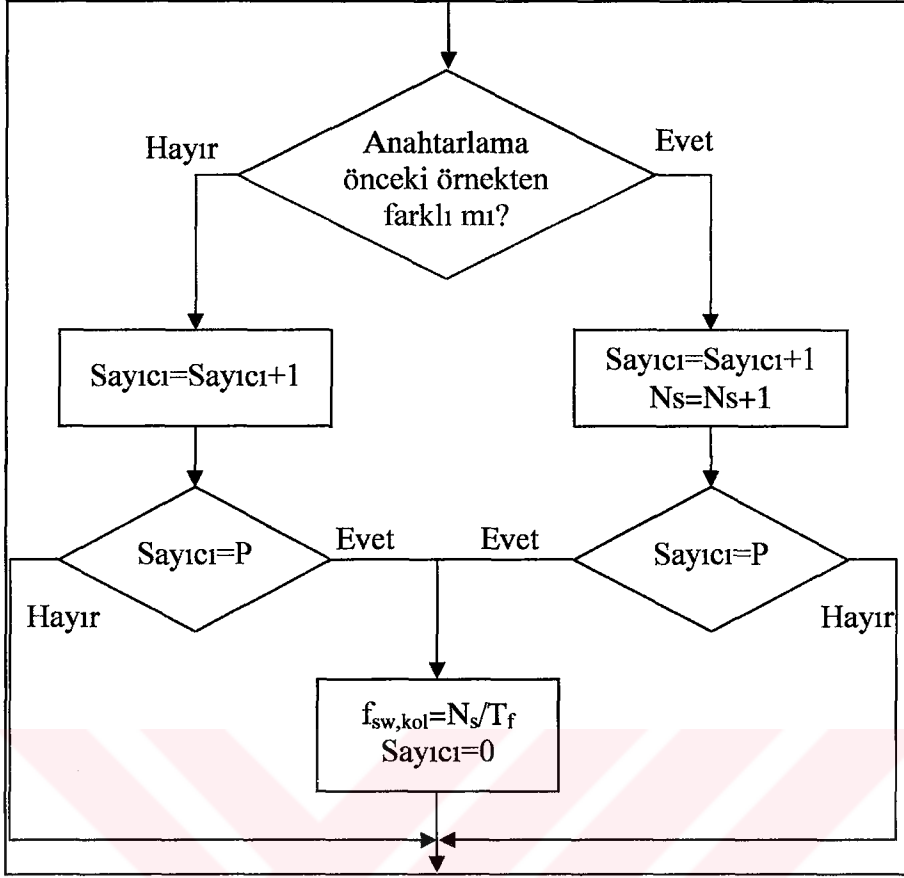
$$f_{inv} = f_T + f_\Psi \quad (2.110)$$

Buradan elde edilen anahtarlama frekansı düşük hızlarda istenilen değerin üstünde veya yüksek hızlarda ise istenilen değerin altında olmaması durumunda yeniden hesaplanarak Histerezis Bandın genişliği ayarlanmalıdır.

Burada DMK'nın HB'ları ile eviricinin anahtarlama frekansları arasındaki ilişki analiz edilmektedir. Eviricinin anahtarlama frekansı ASM'nin önerilen ortalama moment eşitlikleri ve HB akı kontrolüne karşı bilinen gerilim vektör değişimleri kullanılarak tahmin edilir. Akı denetleyicinin anahtarlama frekansı motor hızına orantılı iken, zıt emk'nın etkisinden dolayı moment denetleyicinin anahtarlama frekansı orta hızlı çalışma bölgesinde yüksek bir değere sahiptir. Analiz sonuçları eviricinin HB'larının tasarımı için kestirim aracı olabilir. Burada, güç elemanlarının mümkün olan en yüksek anahtarlama frekansı bizim tasarımlarımızı sınırlamaktadır.

Ortalama evirici anahtarlama frekansı $f_s = N_s / T_f$ olarak tanımlanırsa, burada N_s bir ana periyotta eviricinin bir kolu için anahtarlama işlemi sayısı ve T_f ise ana periyottur. Moment her faz için altı dilimin ikisinde anahtarlama yapılarak kontrol edilir. Anahtarlama işareti "1" olduğunda, kolun üst anahtarı "açık" ve alt anahtar ise "kapalı"dır.

Ortalama evirici anahtarlama frekansı f_s 'yi deneysel olarak hesaplamak için C dilinde yazılan bir program geliştirilmiş ve DSP programına dâhil edilmiştir. Bir evirici fazının anahtarlama frekansını hesaplamak için akış çizelgesi Şekil 2.18'de verilmiştir. Bir ana periyotta tek evirici kolu için anahtarlama işlemlerinin sayısı hesaplanır ve ardından ana periyoda bölünür. Ortalama evirici anahtarlama frekansı MATLAB yazılım paketi kullanılarak MATLAB bilgisayar benzetimi ile hesaplanmıştır. Ortalama evirici anahtarlama frekansları, beş farklı rotor hızları için Tablo 2.1'de ve grafiksel değişimleri Şekil 2.19'da verilmektedir.



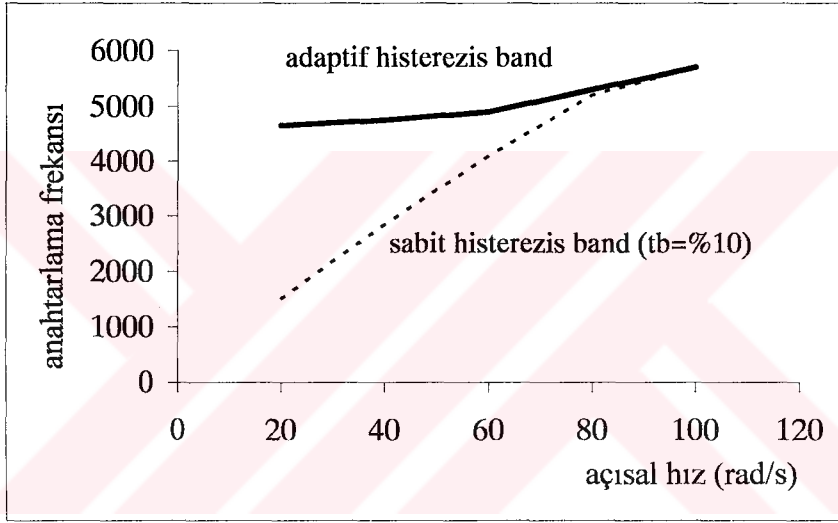
Şekil 2.18. Eviricinin bir kolunun ortalama anahtarlama frekansını hesaplamak için akış çizelgesi

DMK asenkron motor sürücü sisteminin bilgisayar benzetimi beş farklı rotor hızlarında (10,20,50,80,100 rad/s) yapılmıştır. Önerilen moment denetleyicili ve sabit histerezis tabanlı denetleyicinin benzetilen DMK sürücünün ortalama anahtarlama frekansı beş farklı hız için hesaplanmaktadır. Karşılaştırma amacıyla, moment histerezis bantın genişliği %10 değerinde seçilerek yapılmış ve karşılaştırma Tablo 2.1’de verilmiştir.

Rotorun hızı ne olursa olsun, önerilen adaptif HB denetleyicide anahtarlama frekansını taşıma frekansı civarında tuttuğu tablodan görülmektedir. En küçük rotor hızı ile en yüksek rotor hızı (20 rad/s ile 100 rad/s) arasındaki anahtarlama frekansı farkın, sabit HB’da 4150, adaptif HB’da ise 1050 olması önerilen yöntemin başarısının göstergesidir.

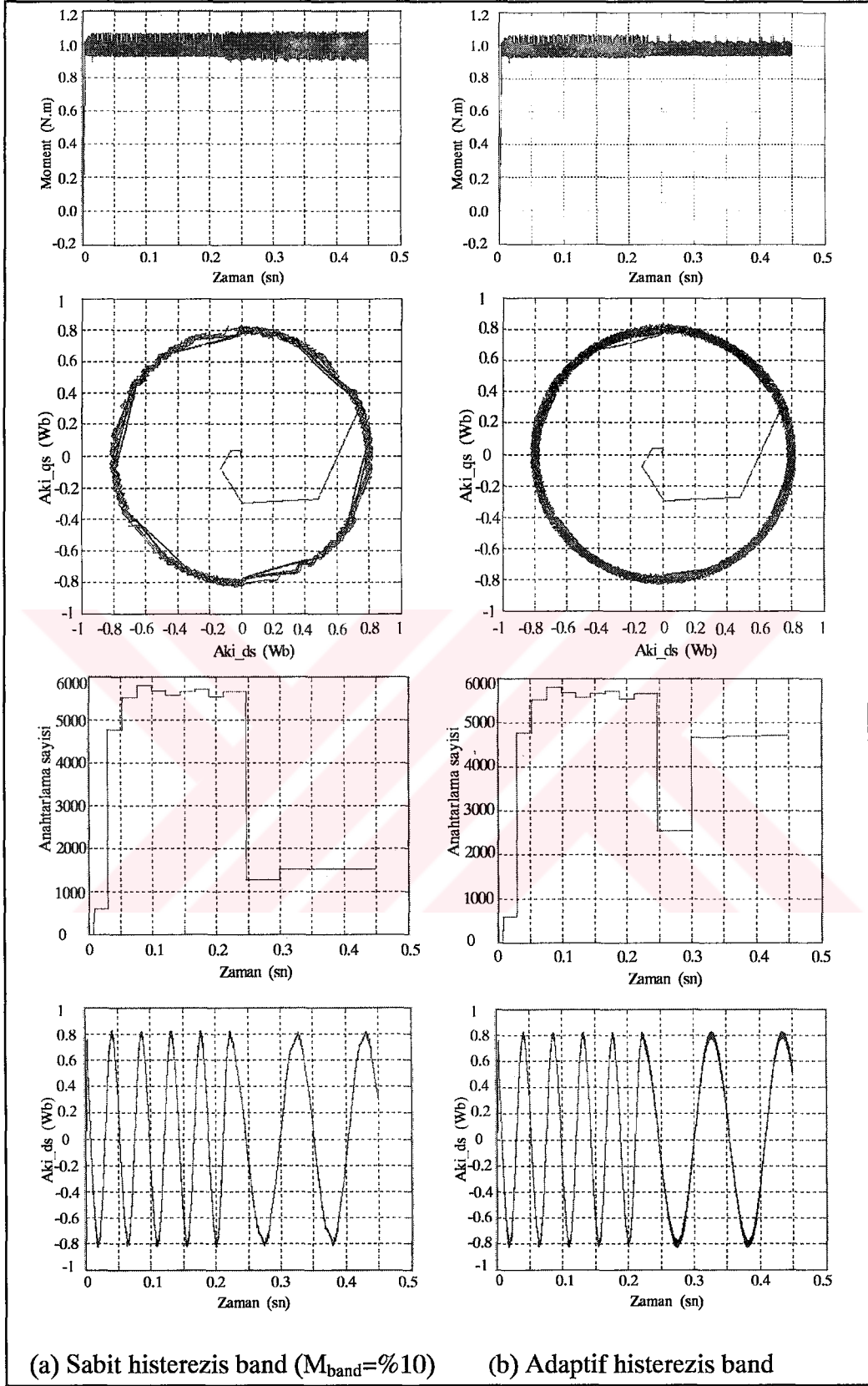
Tablo 2.1. Farklı rotor hızlarında anahtarlama frekansı

Rotor hızı (rad/s)	Sabit Histerezis Bantı için anahtarlama frekansı ($t_{bant}=\%10$)	Adaptif Histerezis Bantı için anahtarlama frekansı
20	1500	4650
40	2840	4750
60	4100	4900
80	5200	5300
100	5650	5700
Δf_s	4150	1050

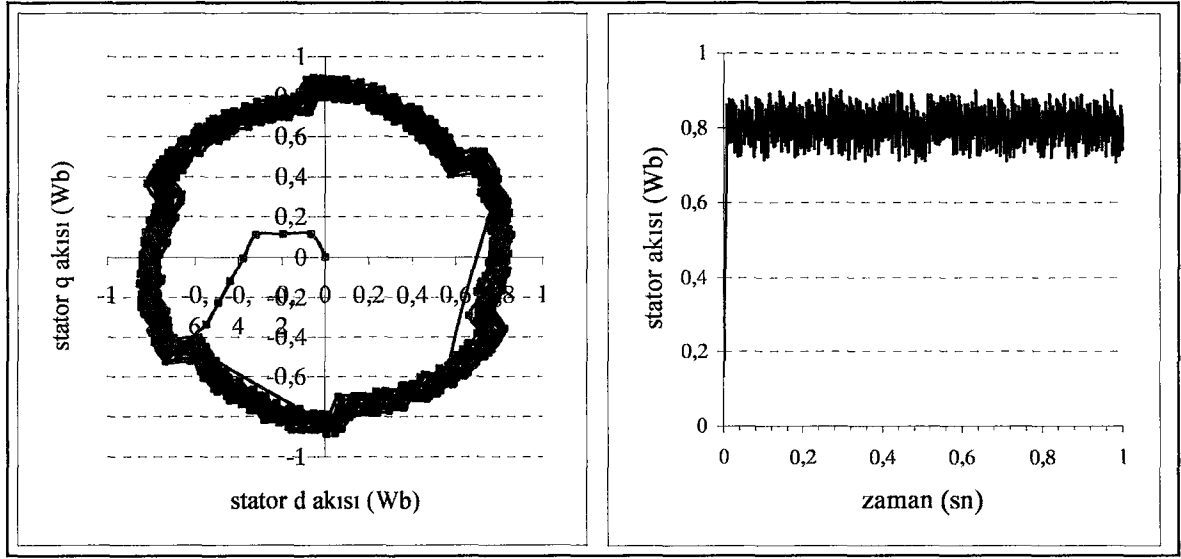


Şekil 2.19. Farklı rotor hızları için anahtarlama frekansının değişimleri

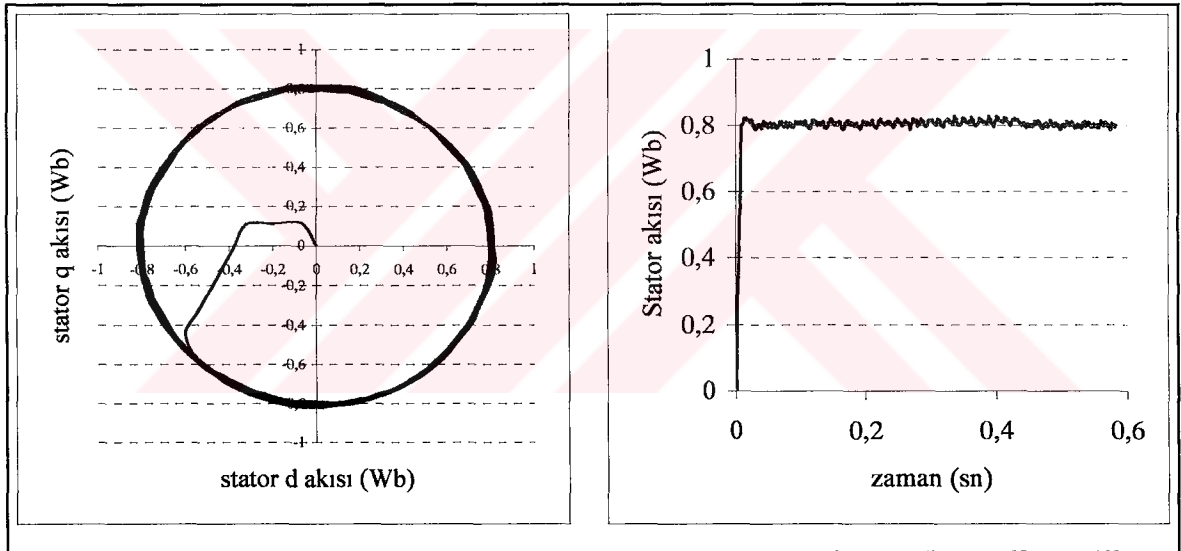
Sabit histerezis tabanlı moment denetleyici ile rotor hızının 20 rad/s ve 100 rad/s arasında ortalama anahtarlama frekansındaki büyük değişimlerin olduğu tablodan görülmektedir. Önerilen adaptif HB moment denetleyici ile yapılan kontrol işleminde ise anahtarlama frekansında daha küçük değişimlerin olduğu görülmektedir. Ayrıca Şekil 2.20 (a) ve (b) den önerilen çözüm ile stator akısı yörüngesinin ne kadar dairesel hale getirildiği, akı düşüşünün önüne geçildiği ve anahtarlama sayılarının ne kadar sabit hale getirildiği görülmektedir.



Şekil 2.20. DMK'lı ASM'ye sabit HB ve adaptif HB uygulanarak elde edilen sonuçlar (akı yörüngesi, moment, anahtarlarlama frekansı, stator akısı değişimleri)

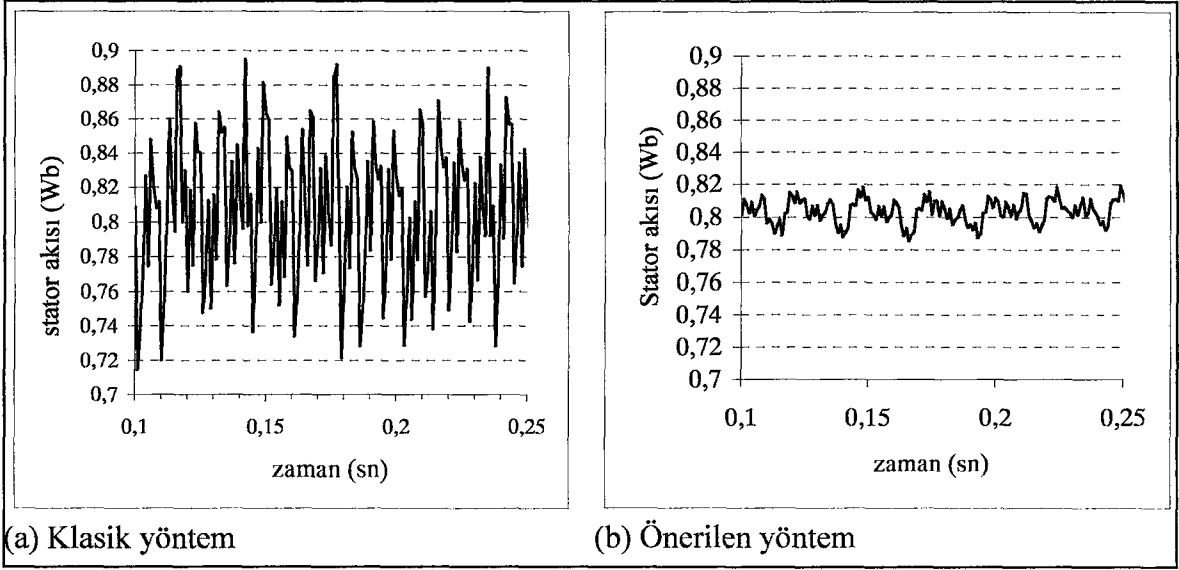


Şekil 2.21. Genel bir DMK için stator akı yörüngesi ve genliğine ait deneysel sonuçlar

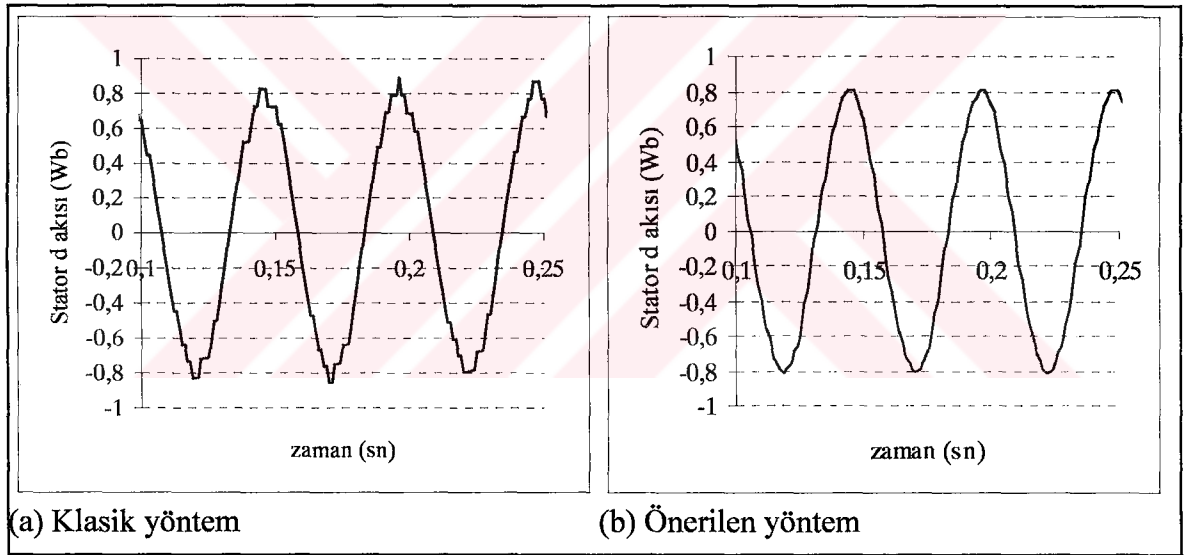


Şekil 2.22. Sabit anahtarlama frekansı için Adaptif HB kullanılarak DMK'lı ASM sürücü sisteminde elde edilen stator akısı yörüngesi ve genliğine ait deneysel sonuçlar

Şekil 2.21'de klasik bir DMK için sabit HB genişliği ile elde edilen akı yörüngesi ve akı genliğine ilişkin deneysel grafiği verilmektedir. Burada akı yörüngesi altıgene benzemekte ve bir tur süresince akı değeri alt band sınırının altına altı kez inmekte ve akı düşüğü olmaktadır. Şekil 2.22'de ise önerilen adaptif HB ile elde edilen akı yörüngesi ve akı genliğinin deneysel sonuçları verilmektedir. Akı yörüngesinin dairesele çok benzediği, akı düşüşünün önlendiği ve önerilen yöntemin başarısı görülmektedir.

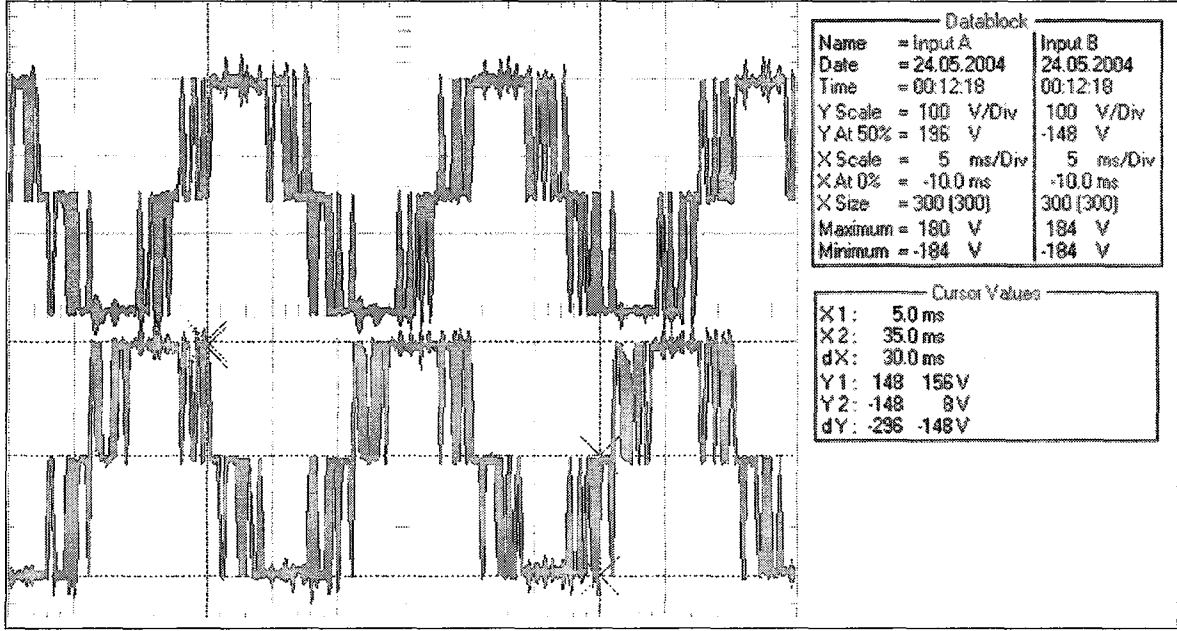


Şekil 2.23. Stator akısı genliğinin büyütülmüş olarak önerilen Adaptif HB'ın deneysel başarımının gösterimi

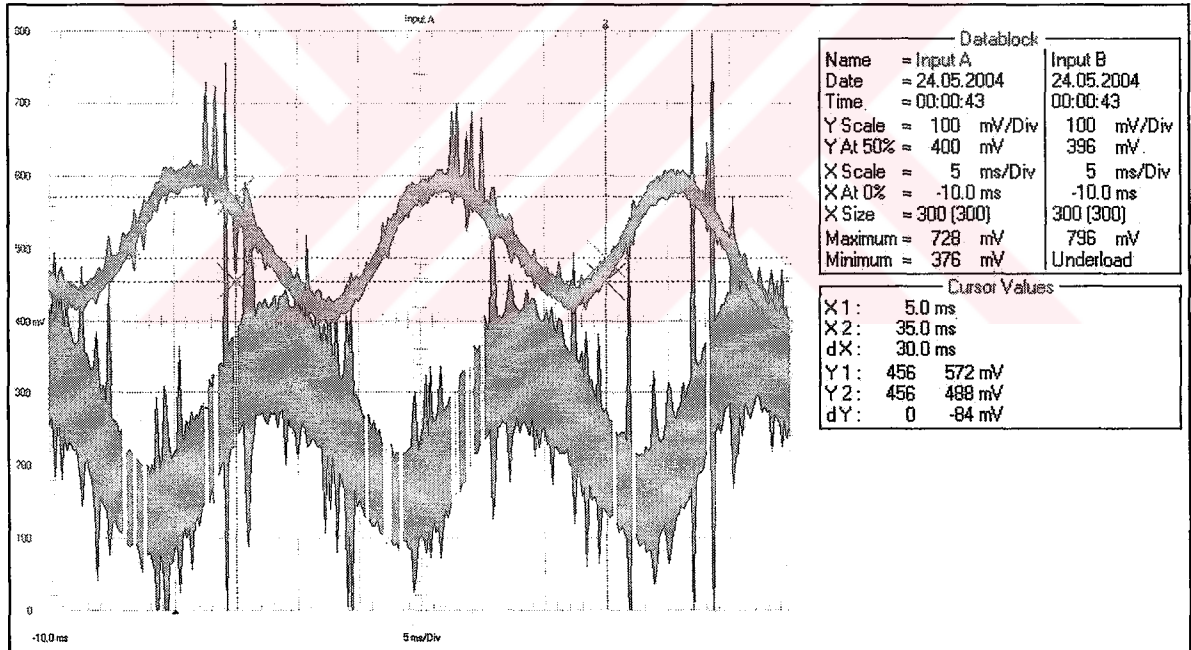


Şekil 2.24. Stator akısı büyütülerek önerilen Adaptif HB'ın deneysel başarımının gösterimi

Şekil 2.23 (a) ve (b)'den görüldüğü gibi önerilen yöntem ile akı genliğinin referans değere olan yakınlığı görülmektedir. Ayrıca, Şekil 2.24 (a) ve (b)'den görüldüğü gibi önerilen yöntem ile stator d-ekseni akısının ne kadar sinüs işaretine yaklaştırıldığı görülmektedir.



Şekil 2.25. Fluke 199C osiloskoptan alınan iki faza ait faz-faz gerilimleri dalga şekilleri



Şekil 2.26. Fluke 199C osiloskoptan alınan iki faza ait faz akımları dalga şekilleri

Şekil 25 ve Şekil 26'da osiloskoptan alınan sürücü devresine ait akım ve gerilim dalga şekilleri ve bunlara ilişkin değerler verilmektedir.

2.3. Kayan Kipli Kontrol Yöntemi ile Hız Kestirimi

2.3.1. Giriş

Tako jeneratör ve optik kodlayıcılar elektrik makinelerinin hız ölçümünde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu hız sensörleri ASM'nin sağlamlığı, güvenilirliği ve basitliğini azaltır. Ayrıca, bunlara montaj esnasında dikkat etmek gerekir. Toplam donanım karışıklığını ve fiyatları azaltmak, sürücünün mekanik sağlamlığını ve güvenilirliğini arttırmak için, sarsıntı dayanımını arttırmak ve makine ataletini azaltmak için vektör kontrollü ve DMK'lı sürücülerde hız ve pozisyon sensörlerinin kaldırılması istenir.

Son yıllarda, sürücü kontrol sisteminin performansı korunarak hız kontrollü sürücülerden hız sensörünü kaldırmak için bir çok çalışmalar yapılmaktadır. Fakat sürücü sistemde, sensörsüz kapalı döngü çalışma yapılamadığı için, akım ve gerilim sensörleri yine bulunmaktadır. Basit mekanik yapılarından dolayı, sensörsüz vektör sürücüler endüstride tercih edilmektedir. Sensörsüz sürücülerin faydalarını aşağıdaki gibi sıralayabiliriz:

Hız kestirimi, motor parametre kestirimlerinden etkilendiği için özellikle motor sıcaklığındaki değişimlerden dolayı, stator direncindeki ve rotor zaman sabitindeki değişimlerin, doğru hız kestirimi için kestirilmesi gereklidir.

ASM sürücüler için başlıca sensörsüz kontrol yöntemleri şunlardır:

- Gözlenen stator gerilim ve akımı kullanılarak açık döngü kestirici
- Geometrik, doyma ve diğer etkileri kullanan kestiriciler
- Model referans uyarlama sistemleri (MRAS)
- Gözlemleyiciler (Kalman filtreleri, Luenberger gibi)
- Yapay Sinir Ağı kullanılarak yapılan kestirimler

1980'lerin sonlarından beri, ölçülen hızın yerine kestirilen hız kullanılarak ASM'nin hız sensörsüz kontrol metodları üzerinde çalışılmaktadır. Onlar, ASM modeli kullanılarak stator gerilimleri ve akımlarının ani değerlerinden hızı kestirmektedir. Son zamanlarda, model referans adaptif sistem (MRAS) metodları, geliştirilen Kalman filtre algoritmaları gibi yaklaşımlar daha doğru ve güçlü hız kestirim performansına ulaşmak için uygulanmaktadır.

Değişken yapılı denetim yönteminin, kayan kipli kontrolü kullanılarak AA sürücü sistemlerinin kontrol edilmesinde son zamanlarda büyük mesafe alınmıştır [97-99]. Kayan

kipli kontrolün bu alanda değişik iyileştirmeleri bulunmaktadır. Bunlar parametre değişimlerine, bozucu giriş etkilerine karşı duyarsız olması ve hızlı tepki vermesidir [100,101]. Değişken yapıli denetim sisteminin en önemli özelliği, kontrolörün iki farklı kontrol için anahtarlama yapmasıdır. Genel olarak değişken yapıli tasarım iki aşamadan oluşmaktadır. Bunlar erişme kipi ve kayan kip olarak adlandırılmaktadır. Sistemin yörüngesi anahtarlama yüzeyine ulaşmadan önce bir kontrol kuralı ile sistem yörüngesi kayma yüzeyine doğru yöneltilir. Kontrolör, sistemin tüm durumlarını anahtarlama yüzeyinde yer almaya zorladığı zaman kayan kip meydana gelir. Bir defa yörünge kayma yüzeyine ulaşınca sistem dinamikleri yüzey boyunca anahtarlama yaparak kayan kipli çalışmaya geçer. Bu durum belirsizliklerden ve dış etkilerden bağımsızdır. Kayan kipli denetim bu avantajlarından dolayı AA sürücü sistemlerin hız ve konum kontrolünde kullanılmaktadır. Bu konum kontrolünde, konum ve hız işaretlerine ihtiyaç duyulmaktadır [98-100]. Kayan kipli kontrol, son zamanlarda ASM sürücülerin kontrolünde, özellikle gözlemleyici tasarımında oldukça yaygın olarak kullanılmaktadır [19,102–106].

2.3.2. Elektrik Sürücülerinin Denetiminde Kayan Kip

Kayan kipli algoritmaların uygulamalarında kazanılan deneyim, onların çok yönlülüğünü ve verimini göstermektedir [107]. Kontrol sistemlerinde elektrik servo mekanizmaların geniş kullanımı, yüksek hızlı anahtarlama devresinin avantajları ve AA motorlar gibi doğrusal olmayan yüksek dereceden tesisler için verimli olmayan doğrusal kontrol yöntemleri yüzünden, elektrik sürücülerinin kontrolü en çok uğraştıran uygulamalardan biridir. Çok yaygın elektrik parçaları vasıtasıyla kayan kip uygulamaları, yeteri kadar basit olmaya elverişlidir. Ticari olan elektronik dönüştürücülerin, aynı dereceden frekanslarda birkaç düzine kilowattlık gücü vermesi mümkündür. Darbe genişlik modülasyonu ile fonksiyonlarını sınırlandıran bu tip dönüştürücüler kullanılması doğru görülmediği zamanda, süreksiz denetim çalışmalı algoritmalara başvurmak mantıklıdır. Dönüştürücü elemanların birçok çeşidi tarafından, süreksizlerin girişı belirlenir. Senkron, asenkron ve DA motorlara kayan kipli denetim uygulamaların sonuçları [101,108,109] Tablo 2.2’de özetlenir.

Bütün sistemlerin hemen hemen ortak sahip oldukları: zorlayıcı kayan kipler bozukluklara (yük momentleri) ve sistem parametre değişimine az duyarlılık gösterir; sistem hareket denklemlerinin bağımsızlığı derecenin azalması ve doğrusallıktır.

Tablo 2.2. Elektrik Motorlarının Kayan Kipli Kontrolü

	Fonksiyon	Uygulanan Durum Değişkenleri	
		<i>Doğrudan kestirim</i>	<i>Gözlemleyici</i>
DA MOTOR	Pozisyon	Pozisyon ve Akım	Hız ve konum
	Hız	Hız ve Akım	Konum
	Optimizasyon (Moment, ısı kayıpları)	Hız, akım ve akım bileşenleri	Konum
AA MOTOR	Konum ve akı	Konum ve akımlar	Hız ve konum
	Hız ve akı	Hız ve akımlar	Konum, akı ve akı değişimi
	Optimizasyon (Moment, ısı kayıpları)	Hız ve akımlar	Konum, akı ve akı değişimi

Denetimin işlemsel hedeflerinin geniş alanda olmasına dikkat edilmelidir: konum açısı, dönme hızı, magnetik akı ve mekanik ile ilgili optimizasyon, güç ve verim kriterleri. Genellikle kullanılan açı, hız ve akım sensörleri sisteme yerleştirilir. Durum değişkenlerinin (akı, akı bileşenlerinin zamana göre türevleri, açısal hızlanma) davranışları, doğrusal veya doğrusal olmayan gözlemleyiciler yardımıyla düzenlenir.

2.3.2. ASM'de Kayan Kip ile Rotor Akısı Gözlemleyici ve Hız Kestirimi

Motorlar arasında çok basit, güvenilir ve ekonomik olan bakımı kolay Asenkron Motorlar (ASM) bugünkü teknolojiye DA motorlarının yerini almaktadır. Buna rağmen, kontrol edilebilirlik bakımından ASM'ler daha karmaşıktır. Kayan kip kullanılarak ASM'ler üzerinde son yıllarda parametre kontrolü [102-104,107-109], akı gözlemleyici ve hız kestirimi [19,105,106] üzerine çalışmalar yapılmıştır.

Önerilen hız kestiriminin yapısı, kayan kip tabanlı akım ve akı gözlemleyicisidir. Akım gözlemleyicinin yakınsak olması için eşdeğer kontrol yapılmalıdır. Böylece akı gözlemleyici, d ve q eksenli akımlarını üretmek için kullanılır. Akı değerleri belirlendiği zaman, rotor hızı da gözlemlenen akılar kullanılarak kestirilir. Stator akımları ve rotor akılarına ait ASM'nin durum denklemlerini aşağıdaki gibi verebiliriz [19,105,106],

$$\begin{aligned} \dot{I} &= \beta A \Lambda - k_1 I + k_2 V \\ \dot{\Lambda} &= -A \Lambda + \frac{L_m}{T_r} I \end{aligned} \quad (2.111)$$

burada,

$$\begin{aligned}\dot{I} &= \begin{bmatrix} \frac{di_{ds}}{dt} & \frac{di_{qs}}{dt} \end{bmatrix}^T, \quad \dot{\Lambda} = \begin{bmatrix} \frac{d\Psi_{dr}}{dt} & \frac{d\Psi_{qr}}{dt} \end{bmatrix}^T \\ I &= \begin{bmatrix} i_{ds} & i_{qs} \end{bmatrix}^T, \quad V = \begin{bmatrix} V_{ds} & V_{qs} \end{bmatrix}^T, \quad \Lambda = \begin{bmatrix} \Psi_{dr} & \Psi_{qr} \end{bmatrix}^T \\ A &= \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & \omega_r \\ -\omega_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix}, \quad \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \\ \beta &= \frac{k_2 L_m}{L_r}, \quad k_1 = k_2 \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right), \quad k_2 = \frac{1}{\sigma L_s}\end{aligned}$$

İstenilen akım ve akı gözlemleyici yapısı,

$$\begin{aligned}\dot{\hat{I}} &= \beta \lambda - k_1 \hat{I} + k_2 V \\ \dot{\hat{\Lambda}} &= -\hat{A} \hat{\Lambda} + \frac{L_m}{T_r} \hat{I}\end{aligned}\tag{2.112}$$

burada,

$$\begin{aligned}\dot{\hat{I}} &= \begin{bmatrix} \frac{d\hat{i}_{ds}}{dt} & \frac{d\hat{i}_{qs}}{dt} \end{bmatrix}^T, \quad \dot{\hat{\Lambda}} = \begin{bmatrix} \frac{d\hat{\Psi}_{dr}}{dt} & \frac{d\hat{\Psi}_{qr}}{dt} \end{bmatrix}^T \\ \hat{I} &= \begin{bmatrix} \hat{i}_{ds} & \hat{i}_{qs} \end{bmatrix}^T, \quad \hat{\Lambda} = \begin{bmatrix} \hat{\Psi}_{dr} & \hat{\Psi}_{qr} \end{bmatrix}^T \\ \lambda &= \begin{bmatrix} \lambda_{dr} & \lambda_{qr} \end{bmatrix}^T, \quad \hat{A} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\hat{T}_r} & \hat{\omega}_r \\ -\hat{\omega}_r & \frac{1}{\hat{T}_r} \end{bmatrix}\end{aligned}$$

$\hat{\Psi}_{dr}$, $\hat{\Psi}_{qr}$ ve \hat{i}_{ds} , \hat{i}_{qs} sabit referans ekseninde gözlenen akı ve akım bileşenleridir. $\hat{\omega}_r$ ve \hat{T}_r ise kestirilen rotor hızı ve rotor zaman sabitidir. Kayma fonksiyonları λ_{dr} ve λ_{qr} aşağıdaki gibi tanımlanır,

$$\begin{aligned}\lambda_{dr} &= -u_0 \text{sign}(s_{ds}) \\ \lambda_{qr} &= -u_0 \text{sign}(s_{qs})\end{aligned}\tag{2.113}$$

Burada s_{ds} ve s_{qs} aşağıdaki gibi hesaplanır,

$$\begin{aligned} s_{ds} &= \hat{i}_{ds} - i_{ds} \\ s_{qs} &= \hat{i}_{qs} - i_{qs} \end{aligned} \quad (2.114)$$

Burada kayan kip yüzeyi şu şekilde tanımlanır,

$$s_n = \begin{bmatrix} s_{ds} & s_{qs} \end{bmatrix}^T \quad (2.115)$$

Kestirim hatası eğrisi kayma yüzeyine ulaştığında yani $s=0$ olduğunda; (2.114) eşitliğinden gözlenen akımlar ile gerçek akımların bir noktada birleşeceği aşikârdır. Yani $\hat{i}_{ds} = i_{ds}$ ve $\hat{i}_{qs} = i_{qs}$ olur. Kayma yüzeyinde gözlemleyici herhangi bir sistem parametresinden veya herhangi bir bozulmadan (mesela akım gözlemleyicinin sabit olmasından) etkilenmeyecektir. Bunu bize kayma yüzeyi için seçilen eşitlik sağlamaktadır.

Öneri: Kayma yüzeyini (2.115) eşitliğinde tanımlanan $s_n = \begin{bmatrix} s_{ds} & s_{qs} \end{bmatrix}^T$ olarak aldığımızda ve (2.113) eşitliğinde tanımlı süreksiz kontrol kuralı λ ele alınırsa,

$$u_o \rangle \frac{|\Gamma + \lambda + \Omega|}{|\bar{i}_{ds}| + |\bar{i}_{qs}|}$$

Burada kullanılan sembollerin açık şekli aşağıda verilmektedir:

$$\Gamma = \bar{i}_{ds} \left(\frac{\Psi_{dr}}{T_r} + \omega_r \Psi_{qr} \right)$$

$$\lambda = \bar{i}_{qs} \left(\frac{\Psi_{qr}}{T_r} - \omega_r \Psi_{dr} \right)$$

$$\Omega = -\frac{k_1}{\beta} \left((\bar{i}_{ds})^2 + (\bar{i}_{qs})^2 \right)$$

$$\bar{i}_{ds} = \hat{i}_{ds} - i_{ds}, \quad \bar{i}_{qs} = \hat{i}_{qs} - i_{qs}$$

Böylece s_n kayma yüzeyi ifadesi ortaya çıkmakta ve kontrol kuralıyla ilişkilendirilmektedir.

İspat: Aşağıda verilen Lyapunov fonksiyonunu göz önüne alalım,

$$V = \frac{1}{2} s_n^T s_n$$

burada Lyapunov fonksiyonunun zamana göre türevi $\dot{V} = s_n^T \dot{s}_n$ olur. Burada,

$$s_n = \bar{I} = \begin{bmatrix} \bar{i}_{ds} & \bar{i}_{qs} \end{bmatrix}^T, \quad \dot{s}_n = \dot{\bar{I}} = \begin{bmatrix} \dot{\bar{i}}_{ds} & \dot{\bar{i}}_{qs} \end{bmatrix}^T$$

(2.111) ve (2.112) eşitlikleri kullanılarak \dot{s}_n aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$\dot{s}_n = \dot{\bar{I}} = \beta(\lambda - A\Lambda) - k_1 \bar{I}$$

$s_n^T \dot{s}_n < 0$ olursa, kayan kip yüzeyine erişme şartı sağlanır, yani,

$$\beta \bar{I}^T (-u_0 \text{sign}(\bar{I}) - A\Lambda) - k_1 \bar{I}^T \bar{I} < 0$$

bu ise

$$u_0 > \frac{|\bar{I}^T A\Lambda - \frac{k_1}{\beta} \bar{I}^T \bar{I}|}{|\bar{i}_{ds}| + |\bar{i}_{qs}|}$$

şartı ile sağlanacaktır. u_0 yeterince büyük seçilirse kararlılık şartı sağlanır ve kayma yüzeyi ($s_n = 0$) olur. Süreksiz terim için $\dot{s}_n = 0$ çözümü sürekli eşdeğer kontrolü verir. Ancak, sonuç eşdeğer kontrolü makine parametrelerine bağlı olacak ve uygulaması zorlaşacaktır. Böylece eşdeğer kontrol gerçek kontrolün yavaş bileşenlerine yakın olduğunu kabul etmek daha gerçekçi olur. Ve alçak geçiren filtre kullanılarak, gerçek kontrolörün yüksek frekans bileşenlerinden kurtularak gerçek değere ulaşılabilir. Uygulanan alçak geçiren filtrenin yapısı şu şekildedir,

$$\lambda_r^{eq} = \frac{1}{\mu s + 1} \lambda_r$$

Burada μ filtrenin zaman sabitidir ve düşük bileşenleri bozulmadan korumak için yeterince küçük ve yüksek frekans bileşenleri yok etmek için ise yeterince büyük seçilmelidir. Alçak geçiren filtrenin çıkışı kayan yüzeyde eşdeğer kontrole eşit olacaktır.

Eşdeğer kontrol kavramından, gözlemlenen akımlar \hat{i}_{ds} ve \hat{i}_{qs} gerçek akımlara kararlı durumda eşit olacaktır. (2.111) ve (2.112) eşitlikleri kullanılarak aşağıdaki eşitlik yazılabilir,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dr}^{eq} \\ \lambda_{qr}^{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{T_r} & \hat{\omega}_r \\ -\hat{\omega}_r & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\Psi}_{dr} \\ \hat{\Psi}_{qr} \end{bmatrix} \quad (2.116)$$

(2.112) denklemi kullanılarak (2.116) denklemi yeniden yazılırsa,

$$\begin{bmatrix} \frac{d\hat{\Psi}_{dr}}{dt} \\ \frac{d\hat{\Psi}_{qr}}{dt} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^{eq} \\ \lambda_{qr}^{eq} \end{bmatrix} + \frac{1}{\hat{T}_r} L_m \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix}$$

elde edilir ve buradan $\hat{\Psi}_{dr}$ ve $\hat{\Psi}_{qr}$ gözlenen akılar bulunabilir. Akı değerleri bulunduğu için (2.116) denklemi kullanılarak rotor hızı da kestirilmiş olur. Önce (2.116) denklemini düzenleyecek olursak,

$$\begin{bmatrix} \lambda_{dr}^{eq} \\ \lambda_{qr}^{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\Psi}_{dr} & \hat{\Psi}_{qr} \\ \hat{\Psi}_{qr} & -\hat{\Psi}_{dr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\hat{T}_r} \\ \hat{\omega}_r \end{bmatrix}$$

ve

$$\begin{bmatrix} \frac{1}{\hat{T}_r} \\ \hat{\omega}_r \end{bmatrix} = \frac{1}{|\hat{\Psi}_r|} \begin{bmatrix} -\hat{\Psi}_{dr} & -\hat{\Psi}_{qr} \\ -\hat{\Psi}_{qr} & \hat{\Psi}_{dr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{dr}^{eq} \\ \lambda_{qr}^{eq} \end{bmatrix} \quad (2.117)$$

burada

$$|\hat{\Psi}_r| = -(\hat{\Psi}_{dr})^2 - (\hat{\Psi}_{qr})^2$$

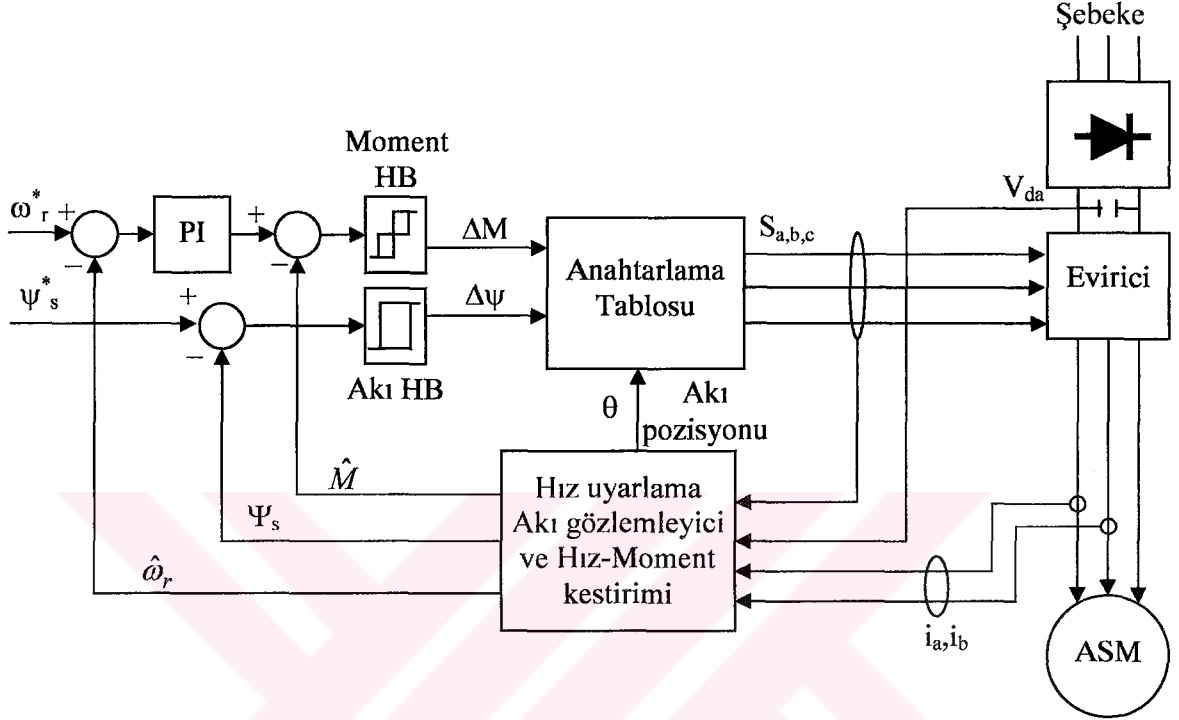
Sonuç olarak (2.117)'den $\hat{\omega}_r$ açısal hız aşağıdaki eşitliklerden hesaplanabilir,

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{|\hat{\Psi}_r|} (\hat{\Psi}_{dr} \lambda_{qr}^{eq} - \hat{\Psi}_{qr} \lambda_{dr}^{eq}) \quad (2.118)$$

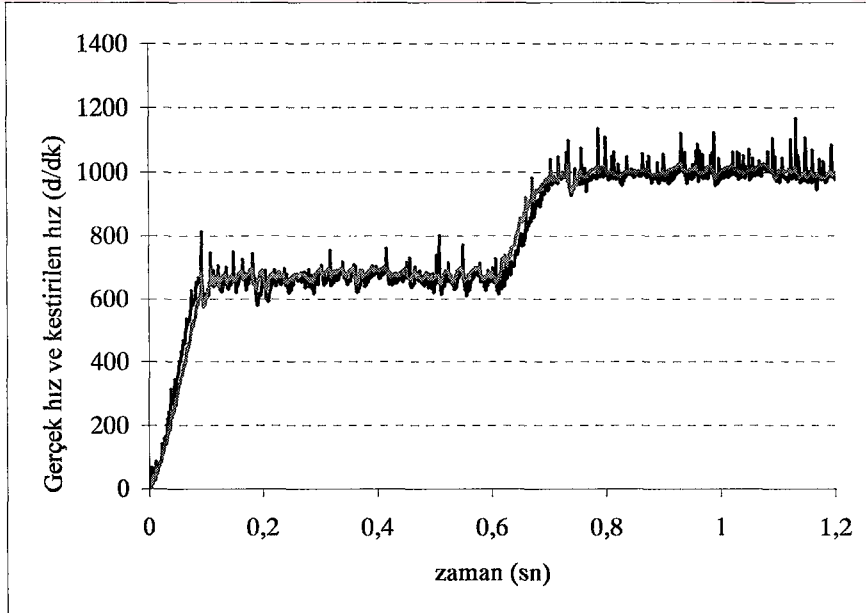
$$\hat{\omega}_r = K_P (\hat{\Psi}_{dr} \lambda_{qr} - \hat{\Psi}_{qr} \lambda_{dr}) + K_I \int (\hat{\Psi}_{dr} \lambda_{qr} - \hat{\Psi}_{qr} \lambda_{dr}) \quad (2.119)$$

Şekil 2.28'de önerilen sensörsüz DMK'lı ASM sürücünün blok diyagramı verilmektedir. Buradaki PI denetleyici, hız geri beslemesini moment değerine dönüştürmek için kullanılmaktadır. Böylece sistem hız kontrol işlemini de yapabilmektedir. Yani moment kontrolünün yanında hız kontrolü de yapılabilmektedir. Önerilen yöntemlerle yapılan iki farklı hız değerine ilişkin hız kestirimi sonuçları Şekil 2.29'da, kestirim hatası ise Şekil 2.30'da gösterilmektedir. Ayrıca yük altında yapılan hız kestirimi ve buna ait kestirim hatası Şekil 2.31 ve Şekil 2.32'de verilmektedir. Şekil 2.32'de ise yük altında

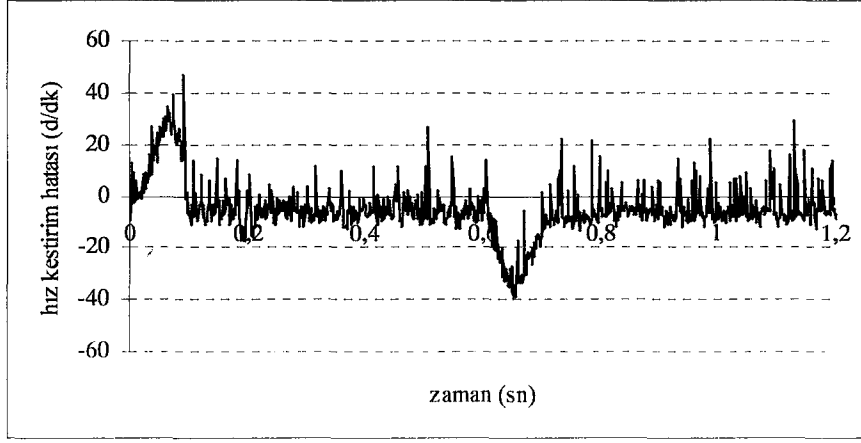
yapılan kestirim esnasında moment kontrolünün başarısı gösterilmektedir. Şekil 2.33 ve Şekil 2.34’de ani bir yük momentini uygulandığında sürücü sistemin hız referans değerini yakalama başarısı gösterilmektedir.



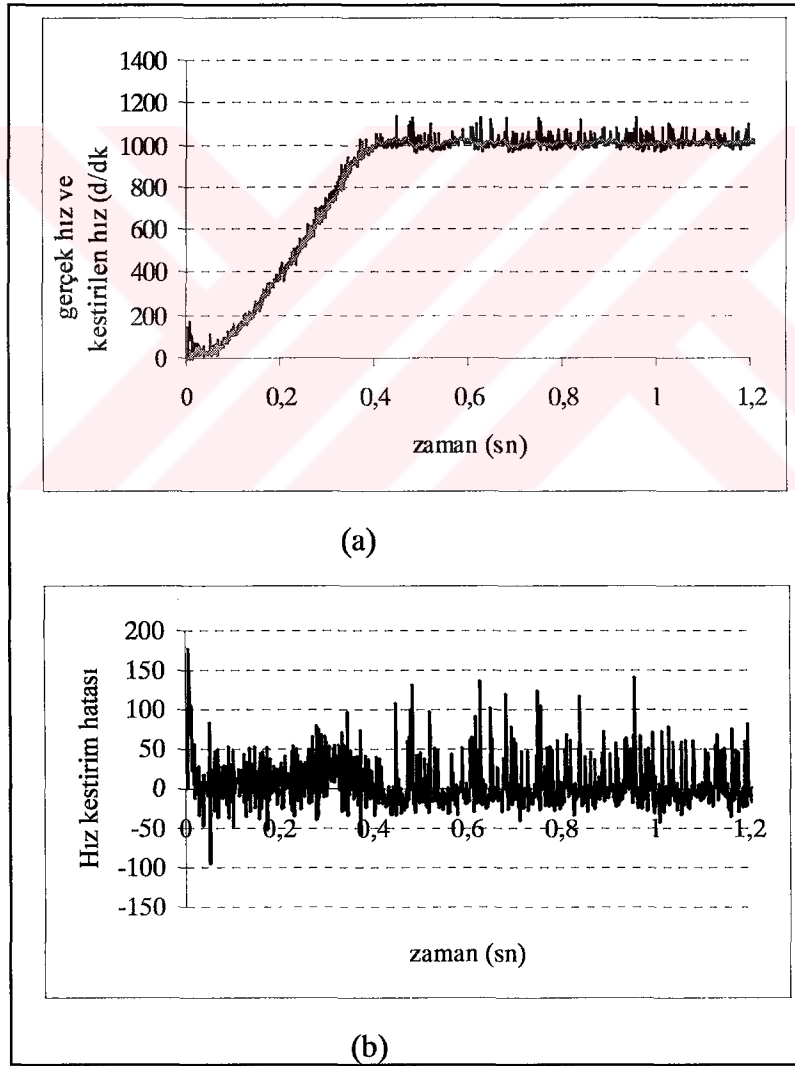
Şekil 2.28. Sensörsüz DMK’lı ASM sürücü



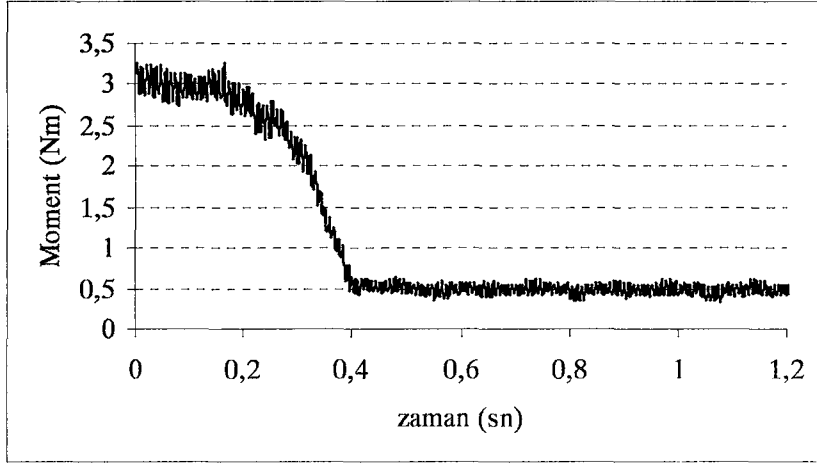
Şekil 2.29. Yüksüz çalışmada iki farklı hız değerinde yapılan hız kestirimi deneysel uygulama sonucu



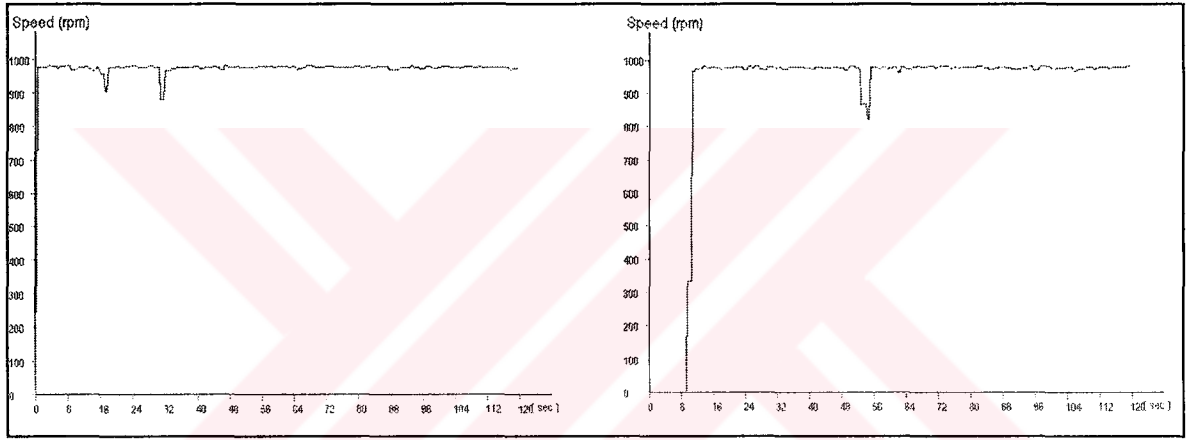
Şekil 2.30. Yüksüz, iki farklı hızda yapılan hız kestirimi hatası deneysel sonucu



Şekil 2.31. (a) Yük altında yapılan deneysel hız kestirimi
(b) Hız kestirim hatası ($M_y = 0,5 \text{ Nm}$) sonucu



Şekil 2.32. Yük altında yapılan deneysel hız kestiriminde moment değişimi



Şekil 2.33. Ani yük momenti değişimlerine karşı motor hız kontrolü deneysel sonuçları

2.4. Önerilen DMK Yöntemlerinin DSP Uygulaması

2.4.1. Giriş

Bu bölümde, geliştirilen Doğrudan Moment Kontrollü (DMK) ASM sürücüsünün uygulamalarına ait deneysel sistemin detayları verilecektir. Deneysel sistem TMS320C6711 DSP bordu, bir standart bilgisayar, 6 kanallı ADS8364 EVM ADC, PWM IGBT (küçük akımlarda MOSFET) evirici güç devrelerinden oluşmaktadır. Yük olarak EM-3000 serisi sincap kafesli asenkron motor ve senkron jeneratör. DSP donanımı, IGBT evirici güç devresi, kapı sürücü devresi ve akım algılayıcılarına ait ayrıntılar verilecektir.

Kullanılan DSP 167 Mhz işlemci hızında olup, motor kontrolünde kullanılan DSP'lerin üç katı hızındadır. Böylece teorik değerlere bu kadar süre önce ulaşmaktadır.

Tablo 2.3. Akademik çalışmalarda kullanılan DSP işlemci hızlarının karşılaştırılması

DSP	İşlemci hızı
TMS320C24x	20-40 MHz
TMS320C3x	40-50 MHz
TMS320C28x	100-150 MHz
TMS320C67x	167-225 MHz

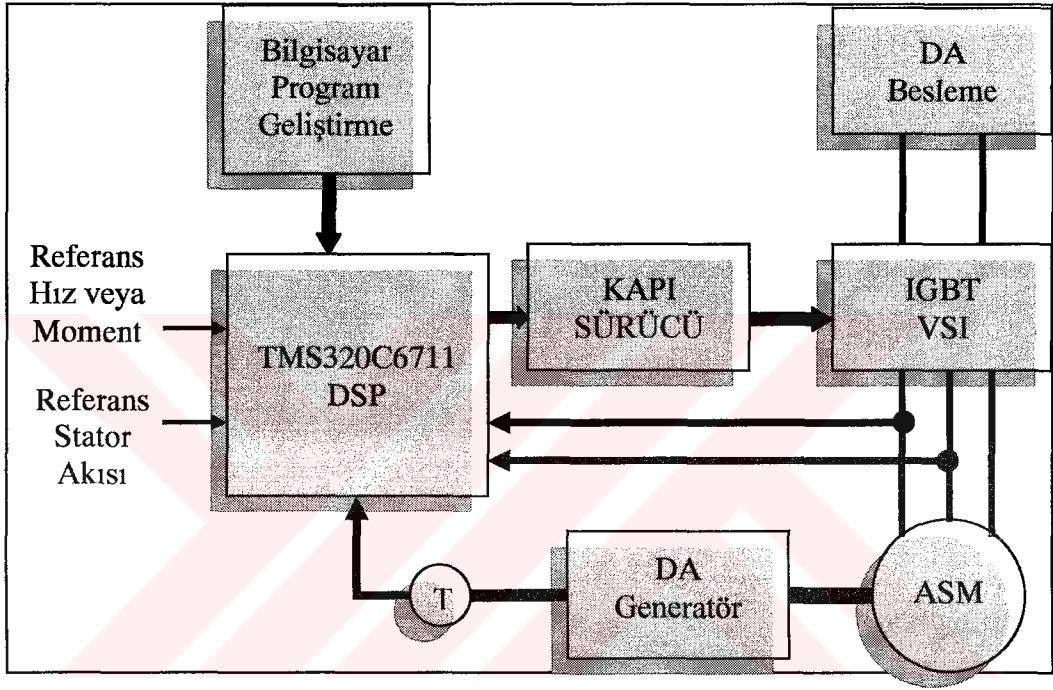
Bu çalışmada, stator sargıları tarafından çekilen üç fazlı akım bilgileri geri besleme olarak A/D dönüştürücüler yardımıyla DSP'ye verilmektedir. DSP ise stator akım ve gerilim değerlerini üzerine yüklenmiş bulunan programda işleyerek PWM işaretleri üretmekte ve bu işaretleri IGBT'leri anahtarlama için eviriciye göndermektedir. Bu program daha önceden bir PC üzerinde yazılmış ve DSP'ye yüklenmiştir. Bu aşamadan sonra programın çalışması için bilgisayardan herhangi bir bilgiye ihtiyaç duyulmayacağından gerçek zamanlı olarak işlemler gerçekleştirilmekte ve herhangi bir gecikme problemi olmamaktadır. Çünkü DSP'nin hızı bu işlemleri gerçekleştirmek için yeterlidir.

Birçok farklı DMK teknikleri [3,110,111] DSP işlemci kullanılarak uygulanmaktadır. Stator direnç ve akı kestirimi tekniği ile Sabit Moment Anahtarlama Frekans Kontrol yöntemi yapılan çalışmalar kısmında verilmiştir. Ayrıca kayan kipli yöntem ile ASM'nin hız kestirimi yapılmaktadır. Burada bu tekniklerin pratik uygulamasına ilişkin bilgiler detaylarıyla verilecektir. Bu çalışmada önerilen DMK teknikleri ile ilgili deneysel sonuçlar daha önce sunulmuştur.

2.4.2. Sürücü Sistemin Donanımı

Sürücü sistemde, kontrol algoritması yazılımını çalıştırmak (koşturmak) için TMS320C711 DSP kullanılmaktadır. Şekil 2.33'de gösterildiği gibi IGBT gerilim beslemeli evirici (VSI) için DA hat gerilimi bir DA güç kaynağından sağlanmaktadır. Evirici altı adet IGBT güç tranzistörü, altı adet serbest döngü diyodu, kapı sürücüleri, ölü zaman üretici devreleri ve RC snubber devresinden oluşmaktadır. Düzeneğin diğer bileşeni sincap kafesli ASM'dir. Önerilen yöntemler için yazılım bir bilgisayar kullanılarak

geliştirilmiştir. Geliştirilen bilgisayar yazılımı veri yolu (data bus) aracılığıyla DSP'ye yüklenir. Evirici anahtarlama işaretleri algoritmalara göre DSP tarafından üretilir. Her evirici kolunda tranzistörleri düşük-yüksek (veya 0-1) arasında kısa devre oluşmasından korumak için ölü zaman üretici devreleri IGBT tetikleme devrelerine ilave edilmiştir. Bu nedenle, evirici için altı adet kapı işareti elde edilir. Aşağıdaki bölümlerde donanım bileşenlerinin her biri detaylarıyla anlatılmaktadır.



Şekil 2.34. Geliştirilen DMK sürücü sisteminin blok diyagramı

Şekil 2.34'de DMK'lı ASM sürücü sistemine ait blok diyagramı verilmektedir. Gerçekleştirilen DMK sürücü sistemin deneysel gerçekleştirme adımları aşağıdaki gibidir;

1. Akım ve Gerilim algılayıcılarından alınan analog değerlerin süzgeçlenerek ADC dönüştürme işlemi için ADS8364 EVM'e girilmesi.
2. ADS8364 EVM çıkışındaki 16 Bit sayısal verilerin EMIF bağlantısıyla TMS320C6711 DSP'sine verilmesi.
3. Akım ve gerilim değerlerinin CCS'da yazılan programda yerleştirilmesi.
4. C++ programlama dilinde yazılmış olan DMK algoritması, YSA ile stator direnci kestirimi algoritması, Adaptif Histerezis Bant algoritması ve Kayan Kipli Hız Kestirici algoritmasının çalıştırılması.

5. Yazılan program tarafından üç adet PWM işaretinin üretilmesi.
6. Üretilen PWM işaretinin DSP'nin sayısal çıkışlarına ve McBSP Kontrol Kaydedicilerine yazılması ve sayısal olarak aktarılması.
7. Sayısal PWM işaretinin tasarlanan altı adet sürücü devreye ikişerli uygulanması.
8. Sürücü devre tarafından 3,3 V'luk sayısal PWM işaretinin 12-15 V'luk PWM işaretine yükseltilmesi.
9. PWM işaretlerinin tersleri de alınarak ölü zaman olacak şekilde altı adet PWM işaretinin üretilmesi.
10. Evirici devresindeki 6 adet IGBT'nin altı PWM tetikleme işaretiyle tetiklenmesi.
11. Eviricinin çıkışından elde edilen PWM işaretlerinin üç fazlı sincap kafesli ASM'ye uygulanması.

2.4.2.1. DSP Starter Kit ve ADC Kontrol Bordu

2.4.2.1.1. Sayısal İşaret İşlemci (DSP)

Yüksek performans, düşük fiyat ve kolay programlanmasından dolayı önerilen DMK yöntemlerinin uygulanması için TMS320C6711 sayısal işaret işlemcisi seçilmiştir. TMS320C6711, 32 bit kayan noktalı (floating-point) işlemcidir. TMS320C6711 Texas Instrument'in ürünü olan DSP ailesine ait TMS320C6x'in bir parçasıdır. Bu işlemci, register tabanlı mimarisi, büyük adres alanı, güçlü adresleme modları, uygun eğitim seti ve iyi destekli kayan noktalı aritmetiği olmasının yanında algoritmaları kolayca uygulamak için yüksek seviyeli programlama dilinin kullanımına da izin verir. İşlemcinin ana özelliği yüksek işlem performansına sahip olmasıdır [3,112]. Bu özelliği sayesinde, karmaşık hesaplamalar kolaylıkla yapılmaktadır. Tablo 2.4'de verildiği gibi TMS320C6711 işlemcisi iki adet 4 MB'lık RAM'a, 1 seri I/O porta, bir 16M×32 paralel porta sahiptir. Tek bir işlem 6 ns'de yapılmaktadır. İşlemciye ait daha detaylı bilgiler kullanıcı kılavuzlarından bulunabilir.

2.4.2.1.1.1. DSK6711 ve Code Composer Studio

TMS320C6711 CPU'nun özellikleri

1. Düşük maliyet/performanslı kayan noktalı Sayısal İşaret İşleyici
 - a) Sekiz 32 bit Komut/Periyot
 - b) 167 MHz saat darbesi
 - c) 6 ns komut periyod süresi
 - d) 900 MFLOPS
2. Geliştirilmiş çok uzun kelimeli komuta sahip (VLIW) C6711 DSP çekirdeği
 - a) Sekiz adet bağımsız fonksiyon birimi
 - b) Dört ALU (sabit ve kayan noktalı)
 - c) İki ALU (sabit noktalı)
 - d) İki çarpıcı (sabit ve kayan noktalı)

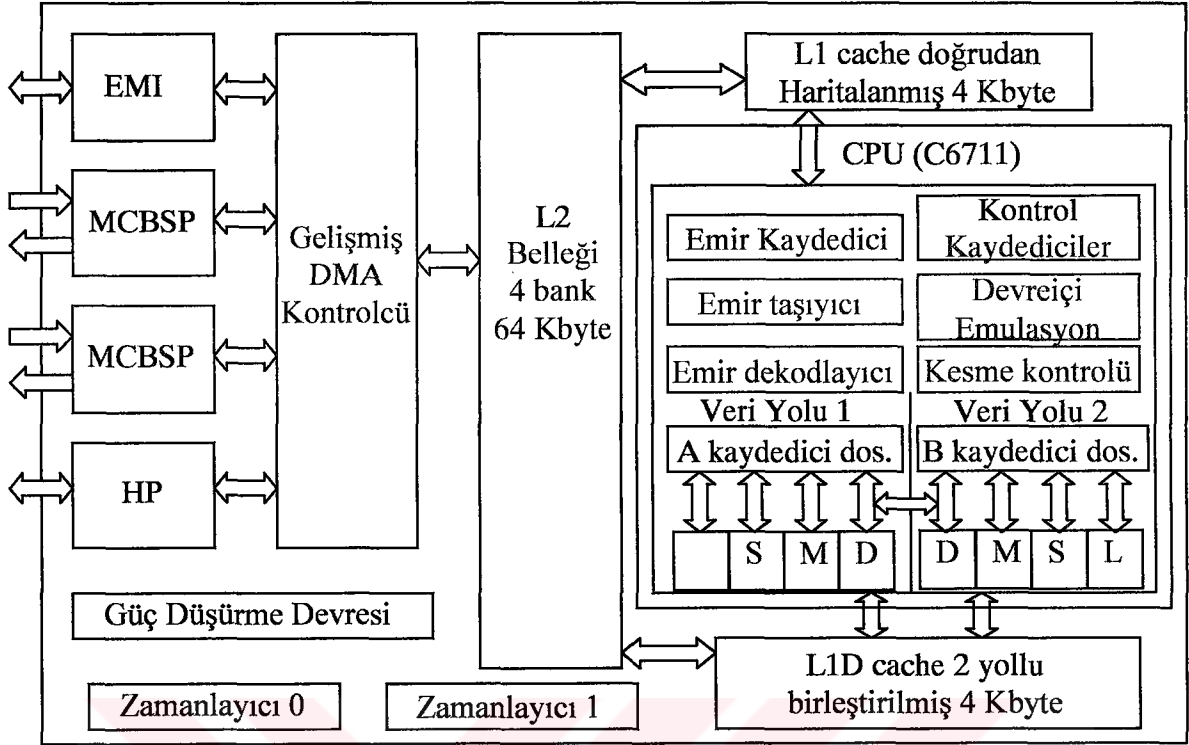
Doğrudan Bellek Adresleme (Direct Memory Address-DMA) kontrolcü, bellek haritasında belirli bir adresteki veriye, işlemciye müdahale edilmeden erişilmeyi sağlar. DMA kontrolcünün dört programlanabilir kanalının yanı sıra beşinci olarak bir yardımcı kanalı mevcuttur. C6711 işlemcisinde ise geliştirilmiş DMA (Extended DMA-EDMA) mevcuttur. DMA ile aynı şekilde çalışır ancak EDMA 16 programlanabilir kanala ve gelecek veri transferlerinin yapısını tutmak için kullanılacak bir RAM alanına sahiptir. Geleneksel bir VLIW, çok uzun kelimeli komut mimarisi tek bir periyot (saat çevrimi) süresince birden fazla komut üzerinde paralel olarak çalışabilen çoklu yürütme ünitelerine sahiptir. Paralellik yüksek performansın arkasındaki anahtardır. TMS320C6711 cihazı kayan noktalı bir cihaz olup kayan noktalı ve sabit noktalı komutları üzerinde işleyebilir. 150 MHz hızındaki bu cihaz paralel çalışan 8 üniteye sahiptir. Bir saat çevrimi süresince 6 kayan noktalı komut üzerinde çalışabilir. Bu da onun saniyede 900 milyon kayan noktalı komutu işleyebildiği anlamına gelmektedir. TMS320C6711, 72 Kb kendi üzerinde belleğe sahiptir. Bu bellek L1 ve L2 olarak ayrılmıştır. L1 de kendi içinde L1D ve L2D olarak 4KB'lık bölümlere ayrılmıştır. L2 belleği ise 8Kb'lık 4 bölüme bölünmüştür.

Tablo 2.4. DSK6711 Bellek Haritası

Adresler	Tanımlamalar
0x00000000~0x0000FFFF	Dahili RAM (L2 64 KB)
0x00010000~0x017FFFFF	Yedek (24M-64 KB)
0x01800000~0x0183FFFF	EMIF Kaydedici (256 KB)
0x01840000~0x0187FFFF	L2 Kontrol Kaydedicisi (256 KB)
0x01880000~0x018BFFFF	HPI Kontrol Kaydedicisi (256 KB)
0x018C0000~0x018FFFFF	McBSP Port 0 Kontrol Kaydedicisi (256 KB)
0x01900000~0x0193FFFF	McBSP Port 1 Kontrol Kaydedicisi (256 KB)
0x01940000~0x0197FFFF	Timer 0 Kontrol Kaydedicisi (256 KB)
0x01980000~0x019BFFFF	Timer 1 Kontrol Kaydedicisi (256 KB)
0x019C0000~0x019FFFFF	Kesme Seçimi Kaydedicisi (256 KB)
0x01A00000~0x01A3FFFF	EDMA RAM ve Kaydedici (256 KB)
0x01A40000~0x1FFFFFFF	Yedek (1G-288 MB)
0x20000000~0x3FFFFFFF	McBSP Port 0/1 Data (256 KB)
0x40000000~0x7FFFFFFF	Yedek (1 GB)
0x80000000~0x803FFFFF	SDRAM (2 MB)
0x80400000~0x8FFFFFFF	Yedek (252 MB)
0x90000000~0x901FFFFF	Flash Bellek (2 MB)
0x90200000~0x902FFFFF	CPU Yolu Genişleme Portu (1 MB)
0x90300000	RS232 Kontrol Kaydedicisi (4 Byte)
0x90300004	RS232 Veri Kaydedicisi (4 Byte)
0x90300008	Codec Rate Kaydedici (4 Byte)
0x9030000C	A/D Kontrol Kaydedicisi (4 Byte)
0x90300010	D/A Kontrol Kaydedicisi (4 Byte)
0x90300014	Sayısal Giriş, LED Kaydedicisi (4 Byte)
0x90300018	Sayısal Çıkış, Anahtar Kaydedicisi (4 Byte)
0x9030001C	LCD0 Veri Kaydedicisi (4 Byte)
0x90300020	Yedek (4 Byte)
0x90300024	LCD0 Kontrol Kaydedicisi (4 Byte)
0x90300028	Yedek (4 Byte)
0x9030002C	LCD1 Veri Kaydedicisi (4 Byte)
0x90300030	LCD1 Kontrol Kaydedicisi (4 Byte)
0x90300034	PWM Kontrol Kaydedicisi (4 Byte)
0x90300038	MOTOR Kontrol Kaydedicisi (4 Byte)
0x9038003C~0x9FFFFFFF	Yedek (253 M-60 Byte)
0xA0000000~0xAFFFFFFF	Harici Bellek Arayüzü CE2 (256 MB)
0xB0000000~0xBFFFFFFF	Harici Bellek Arayüzü CE3 (256 MB)
0xC0000000~0xFFFFFFFF	Yedek (1 GB)

Tablo 2.5. Genişlemiş Bellek Arayüzü (J1)

Pin No	İşaret adı	Tipi	Pin No	İşaret adı	Tipi
1	5 V	O	2	5 V	O
3	DB_A21	O	4	DB_A20	O
5	DB_A19	O	6	DB_A18	O
7	DB_A17	O	8	DB_A16	O
9	DB_A15	O	10	DB_A14	O
11	DGND	--	12	DGND	--
13	DB_A13	O	14	DB_A12	O
15	DB_A11	O	16	DB_A10	O
17	DB_A9	O	18	DB_A8	O
19	DB_A7	O	20	DB_A6	O
21	5 V	O	22	5 V	O
23	DB_A5	O	24	DB_A4	O
25	DB_A3	O	26	DB_A2	O
27	DB_BE3#	O	28	DB_BE2#	O
29	DB_BE1#	O	30	DB_BE0#	O
31	DGND	--	32	DGND	--
33	DB_D31	I/O/Z	34	DB_D30	I/O/Z
35	DB_D29	I/O/Z	36	DB_D28	I/O/Z
37	DB_D27	I/O/Z	38	DB_D26	I/O/Z
39	DB_D25	I/O/Z	40	DB_D24	I/O/Z
41	3,3 V	--	42	3,3 V	--
43	DB_D23	I/O/Z	44	DB_D22	I/O/Z
45	DB_D21	I/O/Z	46	DB_D20	I/O/Z
47	DB_D19	I/O/Z	48	DB_D18	I/O/Z
49	DB_D17	I/O/Z	50	DB_D16	I/O/Z
51	DGND	--	52	DGND	--
53	DB_D15	I/O/Z	54	DB_D14	I/O/Z
55	DB_D13	I/O/Z	56	DB_D12	I/O/Z
57	DB_D11	I/O/Z	58	DB_D10	I/O/Z
59	DB_D9	I/O/Z	60	DB_D8	I/O/Z
61	DGND	--	62	DGND	--
63	DB_D7	I/O/Z	64	DB_D6	I/O/Z
65	DB_D5	I/O/Z	66	DB_D4	I/O/Z
67	DB_D3	I/O/Z	68	DB_D2	I/O/Z
69	DB_D1	I/O/Z	70	DB_D0	I/O/Z
71	DGND	--	72	DGND	--
73	DB_ARE#	O	74	DB_AWE#	O
75	DB_AOE#	O	76	DB_ARDY	I
77	DB_CE3#	O	78	DB_CE2#	O
79	DGND	--	80	DGND	--



Şekil 2.35. TMS320C6711 işlemcisinin blok diyagramı

HPI, işlemcinin paralel port üzerinden sayısal işaret işlemcinin belleğine erişilebilmesini sağlar

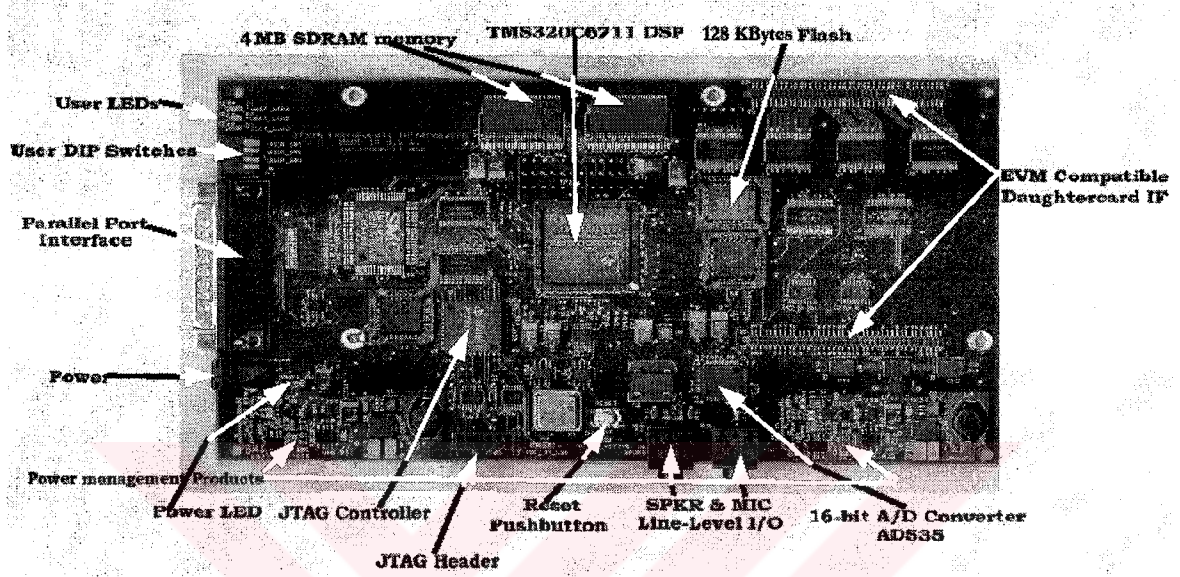
EMIF, eşzamanlı tekli rastgele erişim belleği (SBSRAM), senkronize çiftli rastgele erişim belleği (SDRAM), eşzamanlı olmayan cihazlar ve harici paylaşılmış bellekler gibi işlemcinin dışarıdan kullandığı cihazlar ile işlemci arasındaki haberleşmeyi sağlamak için arayüz görevi görür.

MCBSP, seri olarak alınan verileri EDMA'nın da yardımıyla otomatik olarak bellekte tutar.

1. Tam-iki katlı haberleşme
2. Sürekli veri akışı sağlayan Çift-tampon veri kaydedici
3. Veri alışı ve verışı için bağımsız çerçeve ve zamanlayıcı
4. Endüstri standardı kodlara, analog arayüz entegrelerine ve seri bağlanabilen diğer A/D ve D/A cihazlarına doğrudan bağlantı arayüzü standartlarını desteklemektedir

C6000 cihazlarında ikişer adet Zamanlayıcı bulunmaktadır. Zaman işlemlerinde, sayıcı işlemlerinde, darbeler türetmede, merkezi işlemci birimine kesmeler göndermede ve EDMA/DMA'ya senkronize işlemler göndermede kullanılır.

C6000'in çevresel seti 14–16 kesme üretmektedir. Merkezi işlemci biriminde 12 kesme kullanılabilir. Kesme Seçici kullanıcının, sistemin ihtiyacı olan 12 kesmeden birini seçebilmesini sağlar. Güç Düşürme Devresi ise harcanan gücü azaltmak için zamanlayıcıyı azaltmayı sağlar



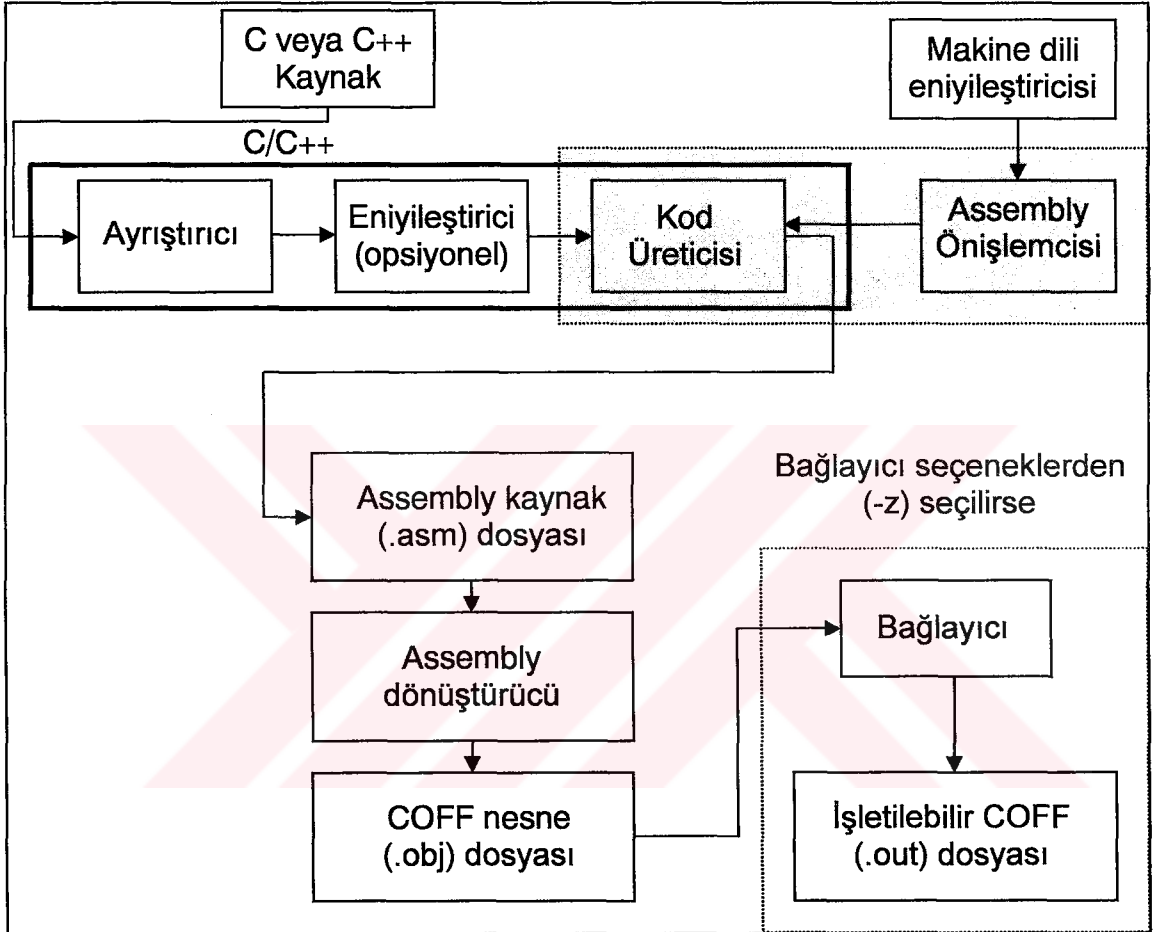
Şekil 2.36. DSK6711 Starter Kit'in görünümü

2.4.2.1.1.2. DSP Kod Derleme Arayüzü (Code Composer Studio)

Yapılan uygulamada kullanılan sayısal işaret işleyici olan TI TMX320C6711 işlemcisini programlamak için yine Texas Instruments firmasına ait Kod Derleme Arayüzü (Code Composer Studio-CCS) adlı kod derleme programı kullanılmıştır. Bu program kişisel bilgisayarlar ile çalışmakta ve optimize edilmiş bir C++ derleyicisi içermektedir. Kullanıcının C++ diline yakın bir dille yazmış olduğu kod, CCS programı yardımıyla işlemci diline çevrilmekte daha sonra işlemci diline dönüştürülmüş olan bu kod, yine CCS yardımıyla sayısal işaret işleyicinin program belleğine yerleştirilmektedir [113].

CCS programı kullanıcıya oldukça fazla kullanım kolaylığı tanımaktadır. Örneğin kullanıcı tüm kontrolleri bu arayüz üzerinden rahatlıkla yapabilir, yüklenmiş olan programı koşturup durdurabilir, giriş ve çıkış verilerini işlemci çalışırken ister grafik ortamda ister metin ortamında inceleyebilir, işlemcinin kendi hızını veya işlemciye veri taşıyan diğer cihazlarla olan veri akış hızını belirli aralıklarda değiştirebilir.

CCS, optimize edilmiş bir C/C++ derleyicisi, makine dili derleyicisi, bir bağlayıcı ve bunlarla ilgili kullanılabilir yardımcı programlar içerir. Oldukça esnek bir yapıya sahip olan bu derleyicide assembly komutları ve C++ komutları, kod içerisinde birbirlerini çağırabilecek şekilde kullanılabilir [114].



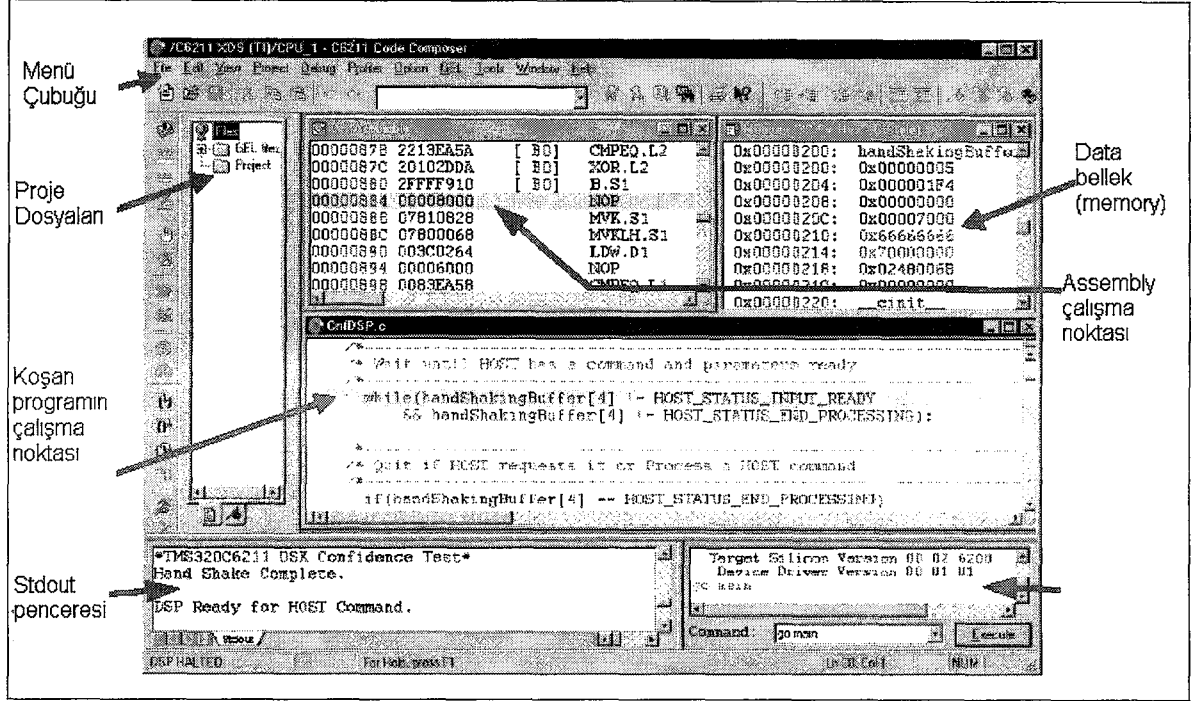
Şekil 2.37. CCS'de kod geliştirme akış diyagramı

CCS, içerisinde yer alan assembly dili geliştirme araçları şöyle sıralanabilir;

Assembler: Assembly dili kaynak kodunu makine diline çevirir. Makine dili ortak nesne dosya biçimindedir (COFF).

Arşivci: Projede kullanılan dosyaların tek bir kütüphane içinde toplanmasını sağlar.

Bağlayıcı: Nesne dosyalarını, işletilebilir tek bir dosya haline dönüştürür. Giriş olarak COFF nesne dosyalarını ve nesne kütüphane dosyalarını kullanır.



Şekil 2.38. CCS, DSP programlama arayüzü genel çalışma görünümü

Mutlak listeci: Bağlanmış nesne dosyalarını giriş olarak alır ve .abs dosyalarını oluşturur. Bu dosyalar yardımıyla direk ve dolaylı adreslerin listesi çıkarılabilir.

Çapraz-referans listecisi: Bağlanmış dosyadaki sembolleri, açıklamaları referanslar listeler bunun için de nesne dosyalarını kullanır.

Hex-dönüştürme yardımcı programı: COFF nesne dosyalarını TI-etiketli, ASCII Hex, Intel, Motorola-S, veya Tektronix nesne biçimine çevirir. Bu çevrilmiş dosya bir EPROM programlayıcıya yüklenebilir durumdadır. CCS içerisinde yer alan C/C++ geliştirme araçları ise;

C/C++ derleyicisi: C/C++ kaynak kodunu assembly dili kaynak koduna dönüştürür. Kaynak modüllerinin derleme, toplama ve bağlama işlemlerini tek bir adımda gerçekleştirmek için bir kabuk programı, C programının etkinliğini artırmak için kodu değiştiren bir eniyileştirici (optimizer) ve C/C++ kodları ile assembly dili çıkışını birlikte işleyen bir iç listeci programı bu C/C++ derleyicisinin birer alt parçalarıdır.

Assembly eniyileştirici (optimizer): Kanal hattı (pipeline) yapısıyla veya kaydediciler (register) tahsis etmekle uğraşılmadan doğrusal assembly kodlar yazılabilmesini sağlar. Assembly en iyileştiricinin kendisi, kaydediciler tahsis ederek doğrusal assembly dilini oldukça paralelleştirilmiş bir assembly diline çevirir [113].

Kütüphane geliştirme yardımcı programı: Kullanıcının kendi çalışma zamanı kütüphanesini oluşturmasını sağlar. Standart çalışma-zamanı kütüphanesi içinde çalışma zamanı destek fonksiyonları, derleyici yardımcı fonksiyonları, kayan-nokta aritmetik fonksiyonları ve C giriş/Çıkış fonksiyonlarını içerir.

TMS320C6711, yazılım ve microcode sayesinde diğer işlemci donanımında uygulanan fonksiyonlar aracılığıyla hızı en iyi şekilde sağlarlar. Bu donanım yolu öncelikle tek bir chipte bulunmayan performansı sağlar.

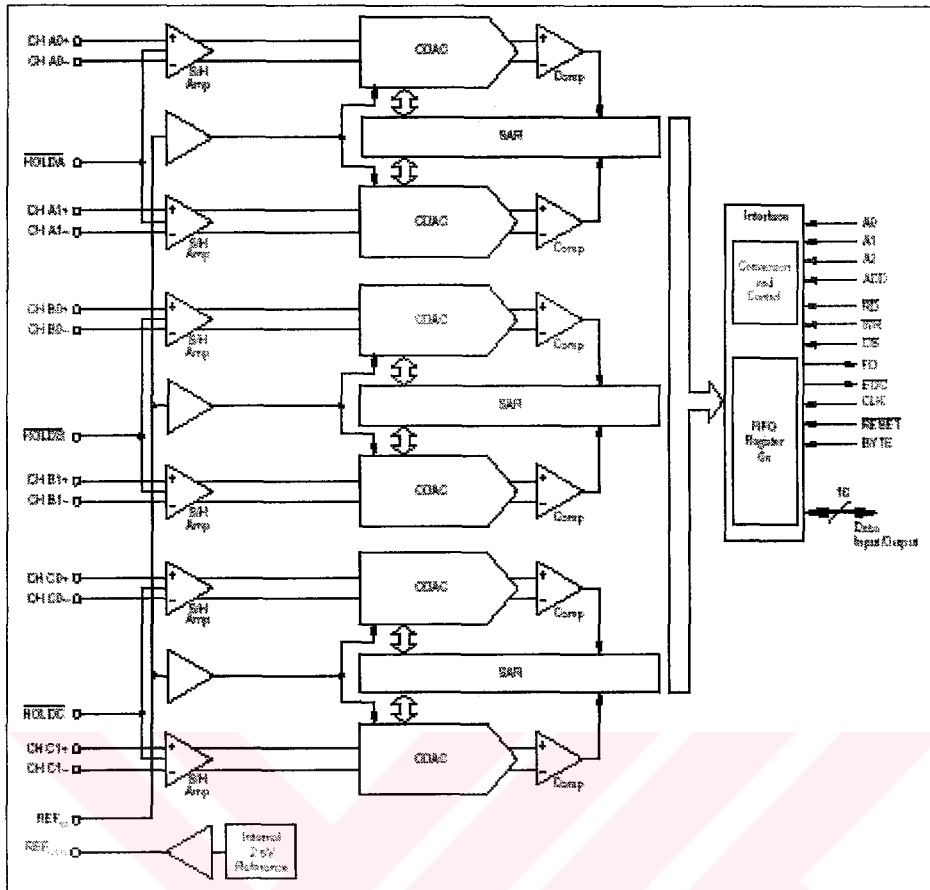
TMS320C6711 kayan noktalı işlemcidir ve böylece paralel çarpma işlemlerini yapar ve ALU bir periyotta sabit (integer) veya kayan noktalı veriyi işler. Her işlemci genel amaçlı register dosyasını, program cache'ini, bu iş için görevlendirilmiş ARAUS, dahili dual-access (bilgisayar) bellekleri, eş zamanlı I/O destekli bir DMA kanalı ve kısa makine-periyot zamanını işlemden geçirir (veya çalıştırır). TMS320C6711'in fonksiyon blok diyagramı ve bellek haritası Ek'de verilmektedir.

2.4.2.1.2. Analog Dijital Dönüştürücü (ADC) ADS8364 EVM

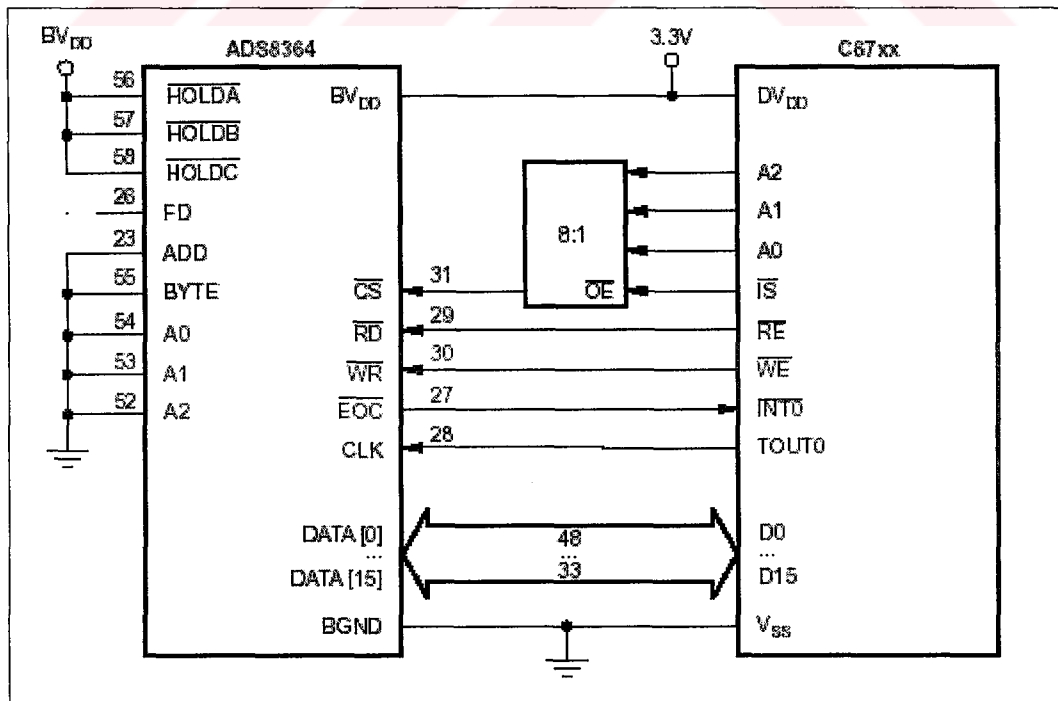
Bu çalışmada, Analog Sayısal Dönüştürücü (ADC) olarak yine Texas Instruments'e ait ADS8364 ADC kullanılmıştır. Bu ADC EVM, 5 MHz saat darbesinde ve 250 kHz hızında dönüştürme işlemi yapabilen, 16-bit çözünürlükte, 6 kanal girişli, eşzaman örneklemeli bir Analog Sayısal Dönüştürücüdür. Bu ADC kullanmış olduğumuz TMS320C6711 DSP ile uyumlu EVM kartına sahiptir ve bu sayede kolayca monte edilebilmektedir [115-117].

Tablo 2.6. RD fonksiyon kontrol adresleri

A2	A1	A0	Okunan Kanal
0	0	0	CHA0
0	0	1	CHA1
0	1	0	CHB0
0	1	1	CHB1
1	0	0	CHC0
1	0	1	CHC1
1	1	0	Periyot modu
1	1	1	FIFO modu

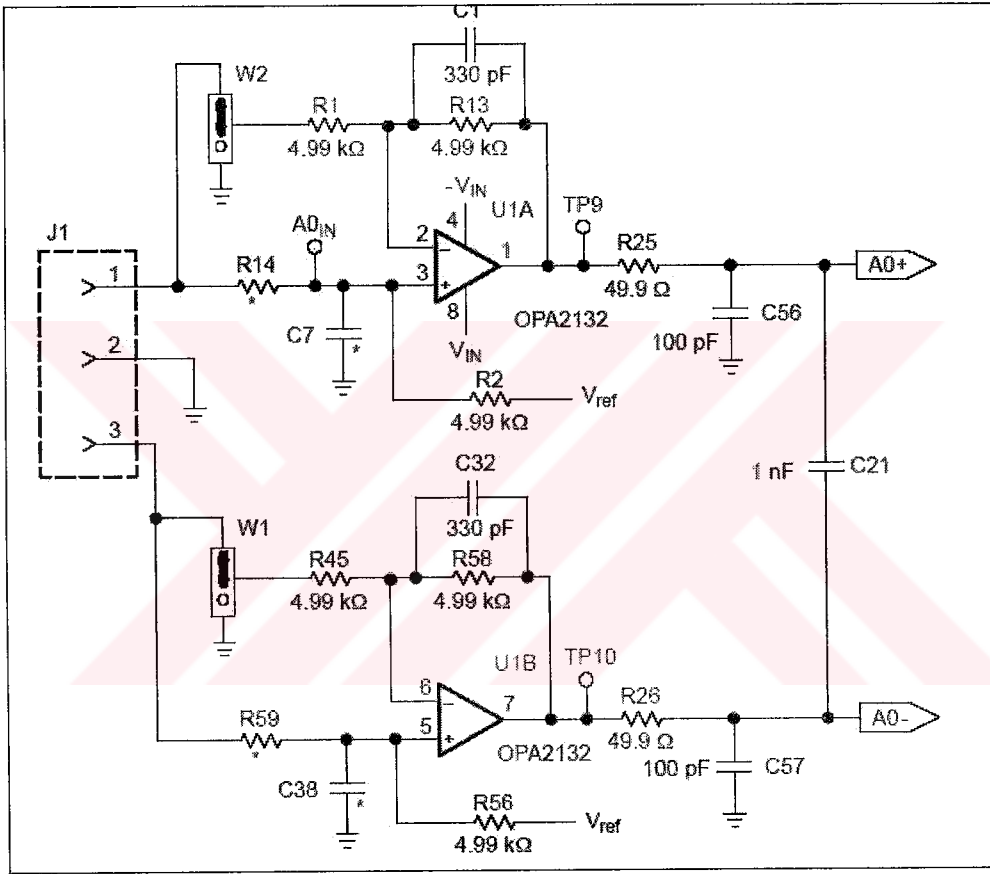


Şekil 2.39. ADS8364'ün yapısı



Şekil 2.40. ADS8364 ile TMS320C6711 Bağlantı Şeması

Sayısal ve analog sistemler arasında haberleşmeyi (veri almak/vermek) sağlamak için, ADC ve/veya DAC kullanılmalıdır. ASM'nin faz akımlarından ikisi LEM firmasının LA 55 kodlu akım sensörleri kullanılarak algılanır. Hız geri besleme işareti tako jeneratör tarafından üretilir. Bunlar DMK sürücü sistemi için kullanılan analog kontrol işaretlerini DSP'nin anlayabileceği forma dönüştürür. Bu işaret dönüşümü Şekil 2.40'da sadece bir kanalı gösterilen, 6 kanallı ADS8364 ADC tarafından yerine getirilir.

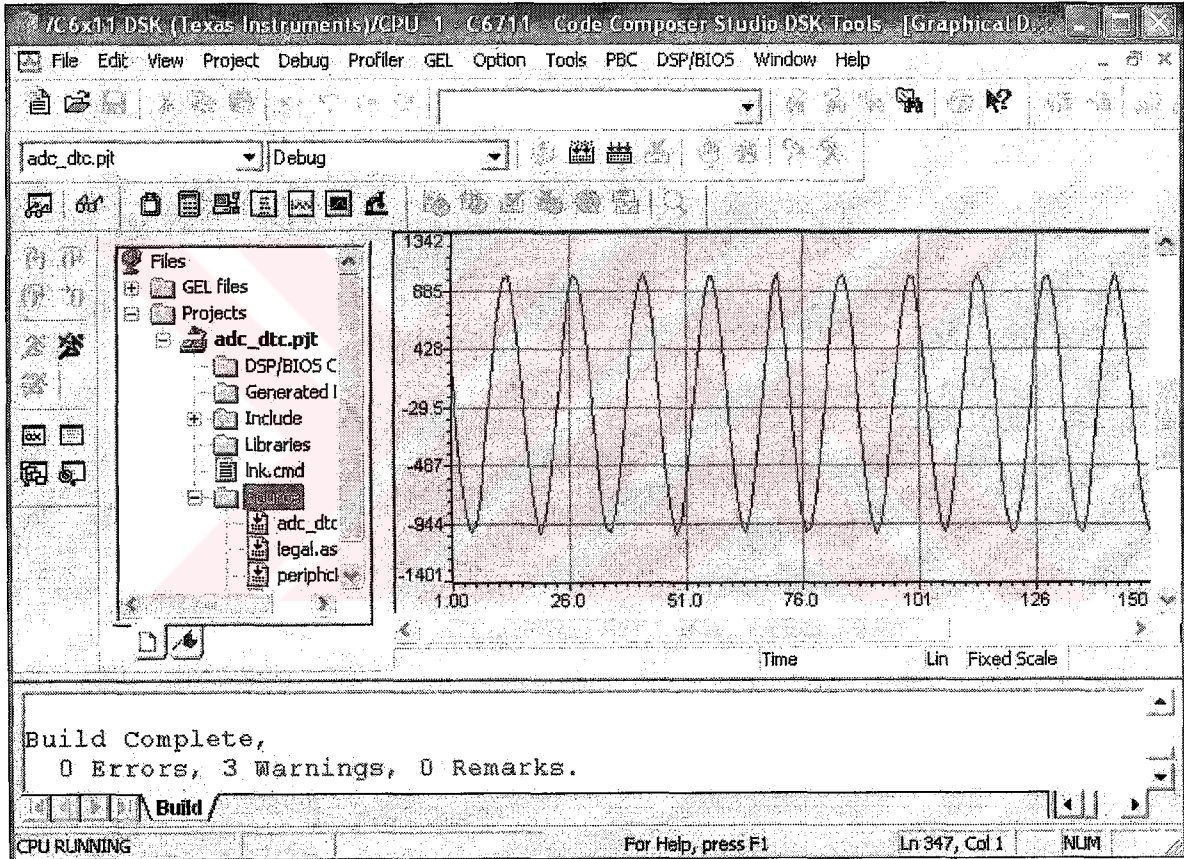


Şekil 2.41. ADS8364 EVM'nin iki analog giriş devresi (A0+ ve A0-)

Tablo 2.7'de gösterilen değerler ADS8364 EVM de A0 kanalı için eleman değerleri değiştirilerek ölçüm aralıkları değiştirilebilir. Ayrıca bu değerler dikkate alınarak ADC EVM bordunun diğer kanalları da benzer şekilde ayarlanmaktadır. Bizim yapmış olduğumuz çalışmada -5 V ile 5 V arası değerleri ölçebilecek şekilde ADC EVM bordunun çevre donanım elemanları değiştirilmiştir [115-117].

Tablo 2.7. A0 kanalı için Analog giriş Buffer devre değerleri

Giriş Gerilimi(V)	R14 R59	R1 R45	R2 R56	R13 R58	C7 C38	C1 C32
0 - 5	5 k Ω	açık devre	açık devre	kısa devre	330 pF	açık devre
0 - 2.5	5 k Ω	5 k Ω	açık devre	5 k Ω	açık devre	330 pF
-2.5 - 2.5	20 k Ω	4 k Ω	20 k Ω	4 k Ω	açık devre	330 pF
-5 - 5	20 k Ω	4 k Ω	10 k Ω	2 k Ω	açık devre	330 pF
-10 - 10	20 k Ω	4 k Ω	5 k Ω	1 k Ω	açık devre	330 pF
-5 - 0	açık devre	5 k Ω	açık devre	5 k Ω	kısa devre	330 pF
0 - 5	açık devre	5 k Ω	açık devre	5 k Ω	kısa devre	330 pF



Şekil 2.42. ADS8364'ün girişine verilen bir sinüs işaretinin CCS'daki görüntüsü

2.4.2.2. PWM Evirici Sürücü Sistemi

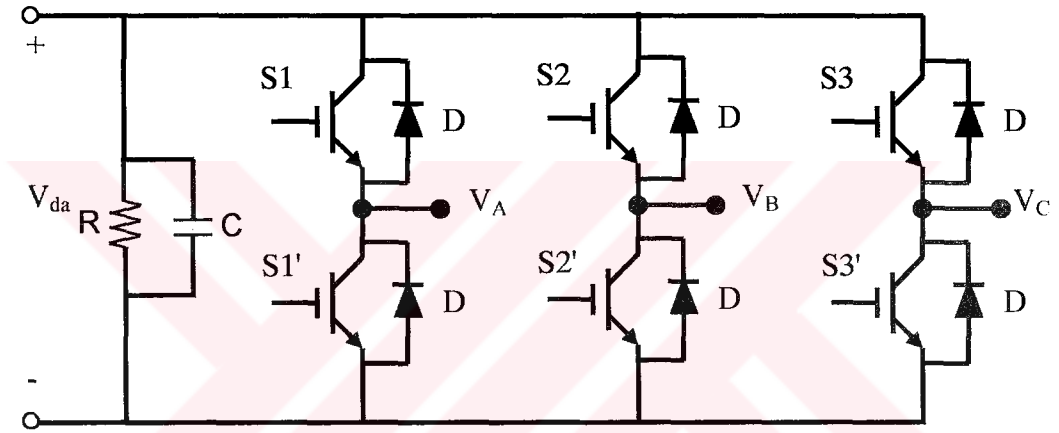
Evirici sürücü sistemi bir DA güç kaynağı, bir gerilim beslemeli evirici (VSI)evirici transistörleri süren altı adet sürücü devre ve üç fazlı sincap kafesli ASM'den oluşur.

2.4.2.2.1. DA Güç Kaynağı

IGBT evirici köprüsü için DA hat gerilimi, tam dalga köprü doğrultucu çıkışına RC paralel filtre yerleştirilerek elde edilmiştir.

2.4.2.2.2. PWM Gerilim Beslemeli Evirici (VSI)

Evirici motora uygulanan AA çıkış geriliminin genliğini ve frekansını kontrol eder. Bu çalışmada, IGBT evirici köprüsü diyotlu altı adet IGBT güç tranzistörü (1000 V, 35 A)



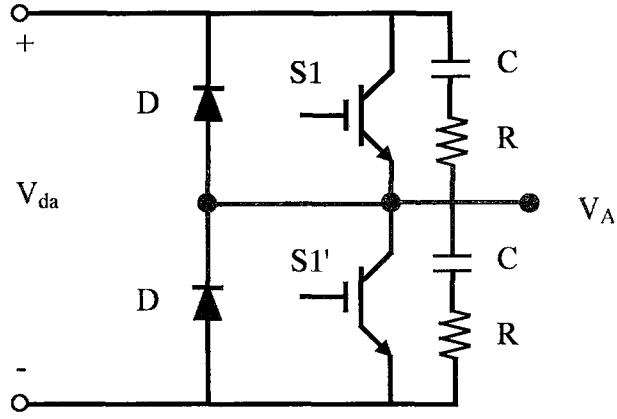
Şekil 2.43. IGBT evirici köprüsü

kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Diyot, güç transistörleri sustuktan sonra endüktif yük için ters akım yolu sağlamak için kullanılır. Altı adet IGBT'den oluşan devre Şekil 2.42'de gösterilmektedir.

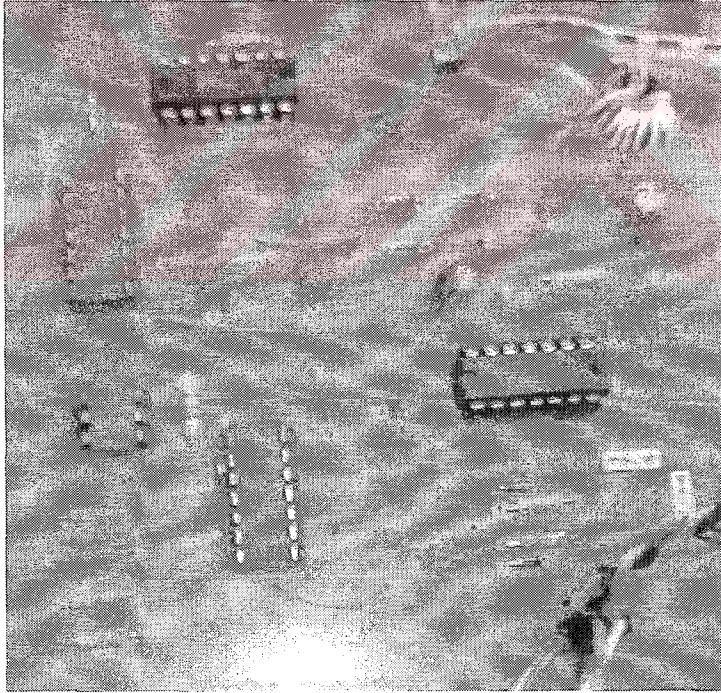
Güç yarı iletken elemanları üzerindeki elektriksel baskıyı azaltmak için Snubber devreleri kullanılır. RC kesim durumu (turn off) snubber devresi dv/dt 'yi azaltmak için her IGBT güç transistörünün emiter-kollektör uçlarına bağlanır.

DA besleme geriliminin aynı koldaki (seri durumdaki) güç transistörlerini kısa devre durumundan korumasına dikkat etmek gerekir. Köprü eviricinin aynı koluna ait tetikleme işaretleri birbirinin tersidir. Uygulamada güç transistörleri ideal olmadığından, kapı işareti düşüğe gittikten sonra transistor ün tamamıyla kapanması için kısa bir süreye (kapanma süresi veya turn-off time) ihtiyaç vardır. Bu kapanma gecikmesinden dolayı, aynı zamanda aynı koldaki iletme geçen transistörler için DA besleme gerilimi kısa devresiyle karşı

karşıya kalabilir. Bu kısa devre eviricinin aynı kolundaki iki transistörün bozulmasına sebep olur. Bu problemin üstesinden gelmek için Şekil 2.43’de gösterildiği gibi yüksek ve düşük kapı işaretleri arasında zaman gecikmesi üretici devresi kullanılmıştır.



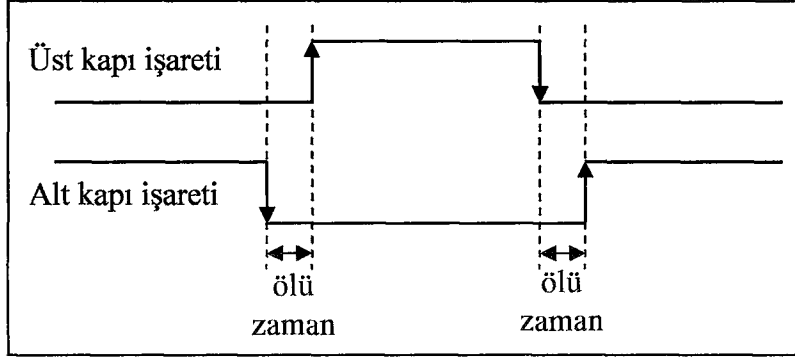
Şekil 2.44. Turn-off (kapama) snubber devresi



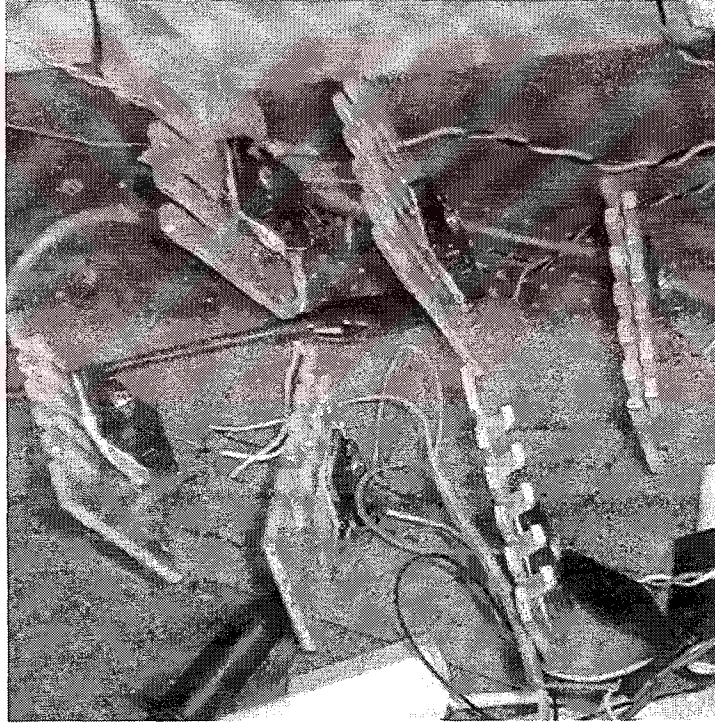
Şekil 2.45. Ölü zamanlı tetikleme işareti üreten bord (6 adet tasarlanmıştır)

Şekil 2.46’da gösterildiği gibi, alt kol güç tranzistörü alt kapı işareti tarafından anahtarını açar, ölü zaman süresi sonunda ise üst kol tranzistör üst kapı işareti tarafından anahtarını

kapatır. Benzer şekilde, üst kol tranzistör alt kol tranzistörlerin birisi kapandıktan kısa bir zaman süresi gecikmeyle anahtarını açar.



Şekil 2.46. Ölü zaman devre işaretlerinin zamanlama diyagramı



Şekil 2.47. Gerilim beslemeli evirici fotoğrafı (6 IGBT'li üç faz).

DMK tekniğinin anahtarlama tablosu anahtarlama düzenini (şeklini) belirler. Bu anahtarlama durumu ölü zaman devresi aracılığıyla kapı sürücü devresini harekete geçirir. Kapı sürücülerinin yüksek kenarı için güç kaynağı düşük kenarlı güç kaynağından üretilir ve darbe transformatörü kullanılarak dönüştürülür/korunur. Güç elemanlarının sadece tek

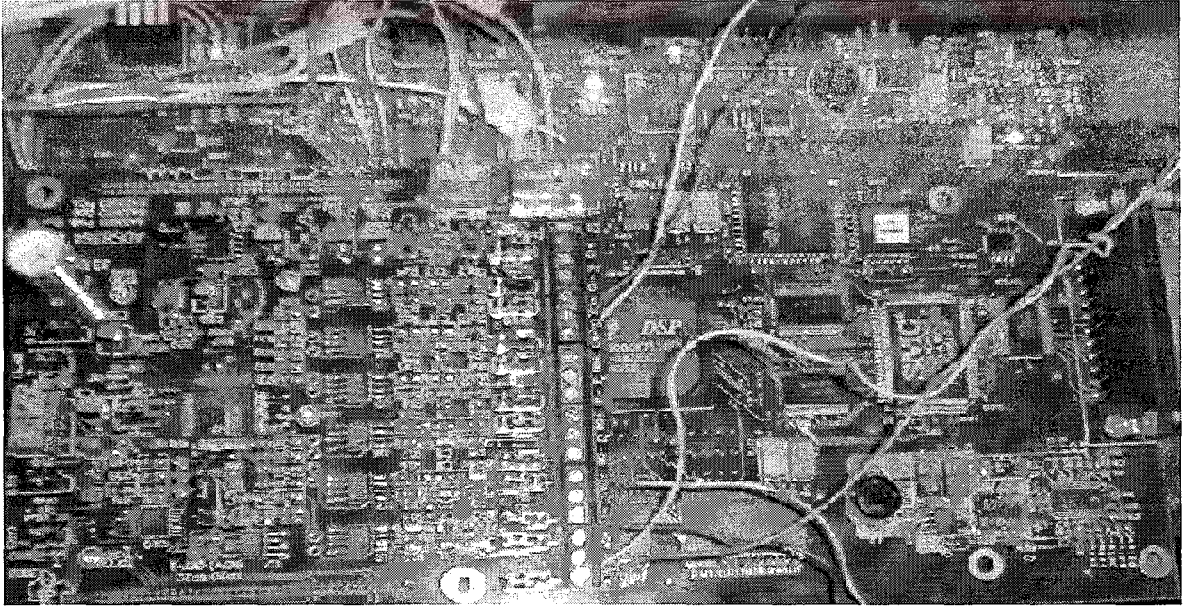
beslemeli yaklaşımı ile altı kapı sürücüleri için ihtiyaç duyulur. Bir tranzistör için kapı sürücü devrelerinin şeması eklerde verilmektedir.

2.4.2.2.3. Asenkron Motor

Deneylerde, test motoru olarak 0.37 kW, 220 V, 1.4 A, 50 Hz, 1420 d/d, K&H Product firması tarafından üretilen üç fazlı sincap kafesli ASM kullanılmıştır. ASM eşdeğer devre parametrelerinin belirlenmesi için boşa çalışma deneyi ve rotoru kilitleme deneyleri yapılmıştır. Ayrıca motor nominal hızda dönerken boşa alınarak hız eğrisinden eylemsizlik momenti, J değeri hesaplanmıştır. Deneylerde kullanılan ASM'nin parametreleri Tablo 2.8'de verilir.

Tablo 2.8. Test Motoru Parametreleri

Stator direnci, R_s	36.1 Ω
Rotor direnci, R_r	23 Ω
Stator öz endüktansı, L_s	0.8 H
Rotor öz endüktansı, L_r	0.8 H
Ortak endüktans, M	1.3 H
Eylemsizlik Momenti, J	0.002 kg-m ²



Şekil 2.48. ADS8364 ve TMS320C6711'in sürücü sistemdeki görüntüsü.

2.4.3. Önerilen DMK Algoritmalarının Uygulama Yazılımı

Önerilen DMK algoritmaları DSP bordu kullanılarak gerçekleştirilmiştir. DMK algoritması için benzetim kodu C-dilinde DSP arayüz programı CCS da yazılmıştır. Daha sonra CCS yazılan kodu işlemci koduna dönüştürülerek DSP'ye yüklenmiştir.

2.4.3.1. Stator Akısı ve Momentin Kestirimi

Stator akısı ve moment stator gerilim modeli kullanılarak kestirilir. Bu modelde, stator akısı daha önce tanımlandığı gibi stator akısı vektörü, stator akım vektörü ve stator direnci kullanılarak kestirilir. Moment, (2.36) eşitliğinde verildiği gibi stator akısı ve stator akımı vektörlerinin çarpımından hesaplanır. Stator gerilim vektörü sayesinde 50 µs örnekleme zamanlı evirici anahtarlama çiftleri elde edilir.

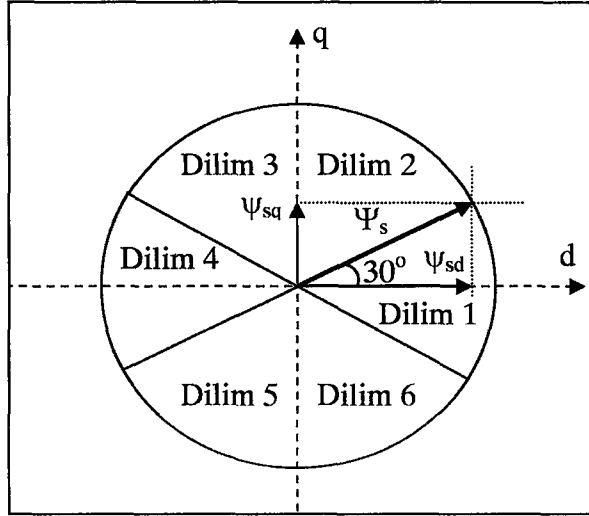
2.4.3.2. Anahtarlama Dilimlerinin Belirlenmesi

Anahtarlama dilimlerini belirlemek için stator akısı vektör açısını hesaplamak gerekmektedir. Bu, $\tan^{-1}(\psi_{sq} / \psi_{sd})$ kullanılarak yapılır. Fakat bu hesaplama işlemci hızını azaltan ilave işlem gerektirir. Bundan kaçınmak için, Şekil 2.48'de tanımlandığı gibi stator akı uzayı altı eşit dilime bölünerek ön hesaplama değerleri ile stator akısının kestirilen d ve q bileşenleri karşılaştırılarak dilim belirlenir. Şekil 2.48'den

$$\tan 30^\circ = \frac{\psi_{sq}}{\psi_{sd}} = \frac{\psi_{sq,1}}{\psi_{sd}} \quad (2.120)$$

ψ_{sq} 'nin eşik değeri, $\psi_{sq,1}$ olarak gösterilir ve dilimlerin sınırı Şekil 2.48'deki gibi altı parçaya bölünerek belirlenir ve şu şekilde hesaplanır;

$$\psi_{sq,1} = \psi_{sd} \tan 30^\circ = 0.577350269\psi_{sd}$$



Şekil 2.49. Stator akı yörüngesinin dilimlenmesi ve $\Psi_{sq,1}$ 'in geometrik belirlenmesi.

2.4.3.3. Üç Fazlı İki Faza (D-Q) Dönüştürme

Üç fazlı ASM modeline ait hesaplamaları daha kolaylaştırmak için üç faz sistem iki faz (d-q) sistemine dönüştürülür. Motor momenti ve akısını kestirmek için, örnekleme gerilimleri ve akımları (d-q) eksenine dönüştürülmüştür. Stator akım vektörünün d ve q bileşenleri, ölçülen iki faz akımları kullanılarak hesaplanır. Bu dönüştürmeler bilgisayar yazılımında uygulanır.

2.4.3.4. Moment ve Akı Denetleyicileri

Stator gerilim modelinde moment ve akıyı kestirmek için, normal DMK şartları altında, motorun iki fazına ait akımları ve DA hat gerilimi ölçülür. Ölçülen bu değerlerle moment ve akı hataları hesaplanarak moment ve akı denetleyiciye uygulanır. Akı için iki seviyeli, moment için üç seviyeli histerezis karşılaştırıcı kullanılarak moment ve stator akısının kontrolü sağlanır. Akı ve moment hatalarına göre, evirici anahtarlama vektörünün ($V_s (S_a, S_b, S_c)$) d ve q bileşenleri anahtarlama tablosundan belirlenir. Gerçek akı ve gerçek momentin her ikisi moment ve akı referans değerleriyle karşılaştırılır. Moment ve akı karşılaştırıcılarının çıkışına ve çıkış işaretlerine göre, momentin ve akının değiştirilip değiştirilmemesine her örnekleme periyodunda karar verilir. Bu moment hata durumu ve akı hata durumu işaretleri değerlendirilerek en uygun anahtarlama seçimi yapılır.

2.4.3.5. Hız Denetleyici

DMK hız kontrol modunda da çalıştırılır. Hızın kontrolü hem kapalı hem de açık çevrim yaklaşımı kullanılarak elde edilebilir. Kapalı çevrim hız denetleyicisi bir takometre, bir karşılaştırıcı ve bir PI denetleyiciden oluşur. Takometreden elde edilen gerçek hız işareti harici hız referans işareti ile karşılaştırılır. Hata işareti ardından PI denetleyiciye gönderilir. PI denetleyicinin çıkışı hız-moment referansıdır ve gerçek moment ile karşılaştırılır. Karşılaştırma ve PI kontrol işlemi DSP yazılımında uygulanır.

Açık çevrim hız kontrolü PI denetleyici ve hız kestiriciden oluşur. Harici hız referans işareti kestirilen hız ile karşılaştırılır. Hata işareti daha sonra PI denetleyiciye gönderilir. Denetleyicinin çıkışı böylece moment karşılaştırıcı için hız-moment referansı olarak elde edilir. PI denetleyici yazılımda yerine getirilir. Ayrıca, bu çalışmada PI denetleyici yerine kayan kipli denetleyici de kullanılmıştır.

2.4.3.6. Gerilim Vektörleri Seçim Tablosu

Doğru gerilim vektörünü seçmek, moment ve stator akısını kontrol etmek için stator akı pozisyonunun bilinmesi gereklidir. Bunun için stator akı düzlemi altı eşit dilime bölünür. Her dilime ait uygun anahtarlama vektörleri (altı aktif ve iki sıfır vektör) anahtarlama tablosundan seçilir. Altı farklı dilime ait anahtarlama vektörleri, moment ve akı hata durumlarını içeren bu tablo, Tablo 1.2'de verildiği gibi anahtarlama tablosu olarak isimlendirilir. DMK'da evirici anahtarlama vektörlerinin seçimi moment ve akı hata durumlarına ve stator akısının pozisyonuna bağlıdır. Anahtarlama tablosu bilgisayar yazılımında kullanılır. Seçilen anahtarlama durumları evirici kapı sürücülerine uygulanmadan önce ölü zaman üreten devreden geçirilmelidir.

3. SONUÇLAR

- Özellikle düşük hızlarda Doğrudan Moment Kontrol için önemli bir problem olan stator direnci üzerindeki gerilim düşümünün etkilerini gidermenin bir çözümü de stator sargı direncinde meydana gelen değişikliklerin belirlenmesidir. Bu amaçla stator sargı direncindeki değişimler MRAS tabanlı Yapay Sinir Ağı kullanan bir kestirim yöntemi ile çok kısa bir sürede ve çok küçük hata değerleriyle kestirilmektedir. Bu gerçek değerler motorun dinamik denklemlerine yerleştirilmektedir. Doğru parametrelere sahip denklemler sayesinde yapılan kontrol işlemleri ile mükemmel performans sağlanmaktadır.
- Doğrudan Moment Kontroldeki Anahtarlama frekansının sabit olması için Adaptif Histerezis Bant yöntemi çözümü önerilmektedir. Bu çözüm sayesinde düşük hızlarda sabit bant genişliğinin sebep olduğu akı dalgalanmaları ve moment titreşimlerinin önüne geçilmektedir. Ayrıca yüksek hızlardaki yüksek anahtarlama frekansının ve dolayısıyla anahtarlama kayıplarının da önüne geçilmektedir. Verilen sonuçlardan da görüleceği gibi anahtarlama sayıları arasındaki farkın azalması önerilerimizi doğrulamaktadır.
- Asenkron Motor sürücününün sade yapılı olması için Kayan Kipli kestirim tekniği ile hız kestirimi yapılmaktadır. Önerdiğimiz Kayan Kipli hız kestirimi ile ASM'ye ilave donanım ve bakım gerektiren hız algılama elemanları ortadan kaldırılmaktadır.
- Kullanılan çok hızlı DSP işlemci sayesinde, işlem yoğunluğu yüksek Yapay Sinir Ağı algoritması, bilgisayar benzetimi ile fiziksel motor sürücü arasındaki zaman gecikmesi en aza indirgenerek kontrol işlemi gerçekleştirilmektedir. Böylece muhtemel herhangi bir problem, hızlı DSP işlemcisi sayesinde erken tespit edilmekte ve sistem kendisini kontrol edebilecek tedbirleri alabilmektedir.

4. ÖNERİLER

Bu tezde Doğrudan Moment Denetleyicinin geliştirilmesi için değişik yöntemler önerilmektedir. Ayrıca önerilen yöntemler TMS320C6711 sayısal işaret işleyici (DSP), IGBT (veya MOSFET) gerilim beslemeli evirici ve üç fazlı Asenkron Motor kullanılarak deneysel çalışma sonuçları elde edilmiştir. Benzetim çalışmaları ile deneysel sonuçlar karşılaştırılmış ve her iki çalışmanın sonuçlarının birbirini desteklediği gösterilmiştir. Bundan sonraki çalışmalarda, geliştirilmiş olan sürücü sistemi benzer çalışmalarda kullanılabilir. Ayrıca, yeni çalışmalar için aşağıdakiler önerilebilir:

Adaptif histerezis karşılaştırıcının kullanmış olduğu anahtarlama sayıları çeşitli algoritmalarla değerlendirilebilir, sistem karmaşıklığının sebep olduğu durumlar bir tablo haline getirilerek ortadan kaldırılabilir. Önceden elde edilen deneyimlerin algoritmaya ilavesiyle daha sabit anahtarlama frekansı sağlayan bant genişlikleri kullanılabilir.

Hız kestiriminde kullanılan Kayan Kipli çalışmada daha farklı gözlemleyiciler kullanılarak kestirim sonuçları iyileştirilebilir.

Uygulama devresinde kullanılan IGBT sürücü devreleri üzerinde iyileştirme yapılabilir. Örneğin DSP çıkışından alınan işaretlerin 3.3 V gerilim seviyesi yükseltilebilir, sistemin topraklarını ayrıştıran opto-kuplör elemanın hassasiyetini arttıracak ilave devre tasarlanabilir. Modern IGBT tetikleme entegreleri küçük ve orta büyüklükte akım gerektiren uygulamalarda kullanılabilir. TMS320C6711 ile kullanılabilen bir ADC ve DAC EVM kartı kullanılarak CCS içerisindeki herhangi bir değişkenin değerini sürekli bir şekilde dış ortama almak ve izlemek mümkün olabilir. Veya yüksek hızlı işlemciye sahip bu DSP için ADC ve DAC işlemlerini gerçekleştirebilecek bir kart tasarlanabilir.

Ülkemizin günümüzde, akademik çalışmaların yanında endüstriyel uygulamalara da şiddetle ihtiyacı olduğu unutulmamalıdır. Yapılan akademik çalışmaların endüstrinin çok ilerisinde olmasına karşılık, bu çalışmaların endüstriye yönelik yapılmaması, en önemli üretim belgelerinin (lisansların veya patentlerin) yabancı kaynaklı olmasına neden olmuştur. Bunlar dikkate alındığında bu yapılan çalışmanın değeri daha da iyi anlaşılacaktır. Ayrıca bu çalışma TMS320C6711 ile gerçekleştirilen ilk motor sürücü uygulamasıdır. Ancak bu kartın USB bağlantısı olmadığından, yeni sürüm olarak TMS320C6713 üretilmektedir.

5. KAYNAKLAR

1. Allaith, N. A., Intelligent power module for variable speed AC motor drives, Ph.D. Thesis, University of Bristol, UK., (1997).
2. Takahashi, I. ve Ohmori, Y., High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor, IEEE Trans. on Industry Applications, 25, 2 (1989) 257-264.
3. Lascu, C., Boldea, I. ve Blaabjerg, F., A Modified Direct Torque Control For Induction Motor Sensorless Drive, IEEE Trans. on Industry Appl., 36, 1 (2000) 122-130.
4. Cabrera, L.A., Elbuluk, M.E. ve Husain, I., Tuning the Stator Resistance of Induction Motors Using Artificial Neural Network, IEEE Trans. on Power Electronics, 12, 5 (1997) 779-787.
5. Mir, S., Elbuluk, M. E. ve Zinger, D. S., PI and Fuzzy Estimators for Tuning the Stator Resistance in Direct Torque Control of Induction Machines, IEEE Trans. on Power Electronics, 13, 2 (1998) 279-287.
6. Mei, C.G., Panda, S.K., Xu, J.X. ve Lim, K.W., Direct Torque Control of IM Variable Switching Sectors, IEEE (1999) International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99, July (1999), Hong Kong, 80-85.
7. Bose, B.K. ve Patel, N.R., Quasi-Fuzzy Estimation of Stator Resistance of Induction Motor, IEEE Trans. on Power Electronics, 13, 3 (1998) 401-409.
8. Xia Y. ve Oghanna W., Fuzzy Direct Torque Control of Induction Motor with Stator Flux Estimation Compensation, IEEE. IECON, 2 (1997) 505-510.
9. Walczyna, A. M., Problems of Application of Direct Flux and Torque Control Methods to High Power VSI-Fed Drives Operating at Low Speed, IECON'94, Bologna, Italy, 5-9 September 1994, 293-298.
10. Telford, D., Dunnigan, M.W., ve Williams, B.W., Novel Torque-Ripple Reduction Strategy for DTC, IEEE Trans.on Ind.Electronics, 48, 4 (2001) 867-869.
11. Kazmierkowski, M. P. ve Kasprovicz, A., Improved Torque and Flux Vector Control of PWM Inverter-Fed IM Drive, EPE, Brighton (1993) 115-120.
12. Yongdong, L.I., Jianwen, S. ve Baojun, S.I., Direct Torque Control of Induction Motor For Low Speed Drives Considering Discrete Effects of Control and Dead-Time of Inverter, IEEE (1997) 781-788.
13. Nash, J. N., Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder, IEEE Trans. on Industry Applications, 33, 2 (1997) 333-341.

14. Orille, A.L., Sowilan, G.M., Application of Neural Networks for Direct Torque Control, *Computer & Industrial Engineering*, Elsevier, 37 (1999) 391-394.
15. Kang J. ve Sul S., Analysis and Prediction of Inverter Switching Frequency in DTC of Induction Machine Based on Hysteresis Bands and Machine Parameters, *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, 48, 3 (2001) 545-553.
16. Purcell, A. ve Acarnley, P., Enhanced Inverter Switching for Fast Response Direct Torque, *IEEE Trans. on Power Electronics*, 16, 3 (2001) 382-389.
17. Kim, S-H., Park, T-S., Yoo, J-Y. ve Park, G-T., Speed Sensorless Vector Control of Induction Motor Using Neural Network Speed Estimation, *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, 48, 3 (2001) 609-614.
18. Grabowski, P.Z., Kazmierowski, M.P. ve Bose, B.K., A Simple Direct-Torque Neuro-Fuzzy Control of PWM-Inverted-Fed Induction Motor Drive, *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, 47, 4 (2000) 863-870.
19. Derdiyok, A., Rehman, H., Guven, M.K., Inanc, N., Longya X., A robust sliding mode observer for speed estimation of induction machine, APEC (2001). Sixteenth Annual IEEE 1, (2001) 413-418.
20. Chen, T-C. ve Sheu T-T., Model Reference Neural Network Controller for Induction Motor Speed Control, *IEEE Trans. on Energy Conv.*, 17, 2 (2002) 157-163.
21. Grewal, S. ve Bowes, S. R., Three-level Hysteresis Band Modulation strategy for single-phase PWM inverters, *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, 146, 6 (1999) 695-706.
22. Grewal, S. S., Digital Signal Processor Implementation of vel PWM Strategies, PhD Thesis, University of Bristol, UK (1998).
23. Takahashi, I. ve guchi, T., A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor, *IEEE Trans. on Industry Applications*, 1A-22, .5, September/October (1986), 820-827.
24. Vas, P., Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, (1998).
25. Purcell, A. ve Acarnley, P., Multilevel Hysteresis Comparator Forms for Direct Torque Control Schemes, *Electronics Letters*, 19th, 34, 6 (1998) 601-603.
26. Kolenchery, S.S., Vaidya, V.C. ve Mangal, M., SVM PWM Strategy For High Power 3-Level Inverters In Variable Frequency Applications, Proceedings of the International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, IEEE, 1 (1995) 197-200.

27. Kang, J. K. ve Sul, S. K., Torque Ripple Minimisation Strategy for Direct Torque Control of Induction Motor, IAC'98 (1998) 438-443.
28. Kang, J.K., Chung, D.W. ve Sul, S.K., Direct Torque Control of Induction Machine With Variable Amplitude Control of Flux and Torque Hysteresis Bands, International Conference IEMD'99, 640-642.
29. Kang, J.K. ve Sul, S.K., New Direct Torque of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency, IEEE Trans. on Industry Appl., 35, 5 (1999) 1076-1082.
30. Lee, B.S. ve Krishnan, R., Adaptive Stator Resistance Compensator for High Performance Direct Torque Controlled Induction Motor Drives, IEEE Industry Application Conference, (1998) 423-430.
31. Bose, B.K. ve Simoes, M.G., Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive, IAS '95, Industry Applications 95, 137-143.
32. Kerkman, R.J., Seibel, B.J., Rowan, T.M., ve Schlegel, D., A New Flux and Stator Resistance Identifier for AC Drive Systems, IEEE Trans. On Industry Appl., 32, 3 (1996) 585-593.
33. Jacobina, C.B., Filho, J.E.C. ve Lima, A.M.N., On-line Estimation of the Stator Resistance of Induction Machines Based on Zero-Sequence Model, IEEE Trans. On Power Electr., 15, 2 (2000) 346-353.
34. Okumuş H. İ., Improved Direct Torque Control of Induction Machine Drives Phd Thesis, University of Bristol, UK, July (2001).
35. Lai, Y.S., Liu, C.N., Chang, K.Y., Luo, Y.C., Lee, C.I. ve Liu, C.H., Sensorless Vector Controllers for Induction Motor Drives, International Conference on Power Electronics and Drives Systems Proceedings, IEEE, 2 (1997) 663-9.
36. Malesani, L., Mattavelli, P. ve Tomasin, P., High-Performace Hysteresis Modulation Technique for Active Filters, IEEE Trans. on Power Electronics, 12, 5 (1997) 876-884.
37. Perng, S.S., Lai, Y.S. ve Liu, C.H., Sensorless Vector Controller for Induction Motor Drives With Parameter Identification, IEEE (1998) 1008-1013.
38. Ambrozic, V., Nastran, J. ve Nedeljkovic, D., Induction Machine Sensorless Control with Stator and Rotor Resistance Adaptation, APEC'99, 14. Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2 (1999) 1237-43.
39. Kwon, Y.A. ve Jin, D.W., A vel MRAS Based Speed Sensorless Control of Induction Motor, IEEE (1999) 933-938.

40. Oh, D. S. ve Youn, M. J., Automated Adaptive Hysteresis Current Control Technique For Voltage-Fed PWM Inverter, *Electronics Letters*, 22nd, 26, 24 (1990) 2044-2046.
41. Malesani, L., Mattavelli, P. ve Tomasin, P., Improved Constant-Frequency Hysteresis Current Control of VSI Inverters With Simple Feedforward Bandwidth Prediction, *IEEE Trans. on Industry Appl*, 33, 5 (1997) 1194-1202.
42. Purcell, A. ve Acarnley, P., Multilevel Hysteresis Comparator Forms for Direct Torque Control Schemes, *Electronics Letters*, 19th. 34, 6 (1998) 601-603.
43. Casadei, D., Grandi, G., Serra, G. ve Tani, A., Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines, *IECON'94*, Bologna, Italy, (1994) 299-304.
44. Gökbulut, M., Yapay Sınır Ağları ile Fırçasız DAM'nin Uyarlamalı Denetimi, Doktora tezi, Erciyes Üniversitesi, Fen Bil. Enst., Elektronik Müh., (1998).
45. Zilouchian Ali and Jamshidi Mohammad, *Intelligent Control Systems Using Soft Computing Methodologies*, CRC Pres, New York, (2001).
46. Widrow, B. ve Lehr, M. A., Thirty Years of Adaptive Neural Networks: Perceptron, Madaline and back propagation. *Proc. of the IEEE*, 78 (1990) 1415-1442.
47. Specht, D.F., A General Regression Neural Network, *IEEE Trans. on Neural Networks*, 2 (1991) 568-576.
48. Wasserman P.D., *Advanced Methods in Neural Computing*, Van strand Reinhold, New York, (1993).
49. Jang, J. S., Sun, C. T., ve Mizutani, E., *Neuro-Fuzzy and Soft Computing*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, (1997).
50. Lowe, D., Adaptive Radial Basis Function nonlinearities and the Problem of Generalization, *Proc.1.IEEE Int. Conf. on Artificial Networks*, London, UK, (1989).
51. Wettschereck D. ve Dietterich, T., Improving the Performance of Radial Basis Function Networks by Learning Center Locations, *Advances in Neural Information Processing Systems*, San Mateo, CA, 4 (1992) 1133-1140.
52. Sharma, P.D., Signal characteristics of rectangular wave modulation, *Electronic Engineering*, (1968) 103-107.
53. Christiansen, M. V. ve Rivetta, C., A Synchronization Technique for Static Delta-Modulated PWM Inverters, *IEEE Trans. On Ind. Electronics*, 35, 4, (1988) 502-507.

54. Green, T.C. ve Williams, B.W., Spectra of Delta-Sigma Modulated Inverters: An Analytical Treatment, IEEE Trans. on Power Elec., 7, 4 (1992) 644-653.
55. Ghiara, T. ve Marchesoni, M., A Modular approach to converter design for high power AC drives, EPE Conference Record, 4 (1991) 477-482.
56. Narayanan, G. ve Ranganathan, V.T., Synchronised PWM Strategies Based on Space Vector Approach. Part 1: Principles of Waveform Generation, IEE Proc. Power Appl., 146, 3 (1999) 267-275.
57. Min, B.D., Youm, J.H. ve Kwon, B.H., SVM-Based Hysteresis Current Controller For Three-Phase PWM Rectifier, IEE Proc.-Electr. Power Appl., 146, 2 (1999) 225-230.
58. Youm, J. H. ve Kwon, B.H., An Effective Software Implementation of the Space-Vector Modulation, IEEE Trans. on Industrial Electronics, 46, 4 (1999) 866-868.
59. Stefa vic, V. R. ve Vukosavic, S.N., Space-Vector PWM tage Control With Optimized Switching Strategy, Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1 (1992) 1025-1033.
60. Handley, P.O. ve Boys, J.T., Space Vector Modulation: An Engineering Review, Fourth International Conference on Power Electronics and Variable-Speed Drives, IEE, (1990) 87-91.
61. Gandoy, J.D., Iglesias, A., Castro, C. ve Penalver, C.M., Three Alternatives For Implementing Space Vector Modulation With the DSP TMS320F240, IEEE, (1999) 336-341.
62. Chakrabarti, S., Ramamoorthy, M. ve Kanetkar, V.R., Reduction of Torque Ripple in Direct Torque Control of Induction Motor Drives Using Space Vector Modulation Based Pulse Width Modulation, IEEE International Conference on Power Electronics and Drives Systems Proceedings, 1 (1997) 117-21.
63. Lai, Y. S. ve Bowes, S.R., A Universal Space Vector Modulation Strategy Based on Regular-Sampled Pulse-Width Modulation, IEEE, (1996) 120-126.
64. Bonnet, A., Alukaiday, T. ve Luk, P.C.K., A High Performance Space Vector Motor Drive Controller, Colloquium on DSP Chips in Real Time Measurement and Control, IEE, 4 (1997) 1-4.
65. Webster, M. Levy, D., ve Harley, R., Space Vector Modulation and Field Oriented Control: Using Transputers and Signal Processing For Speed Control of Induction Motors, COMSIG'89, IEEE Proceedings Southern African Conference on Communications and Signal Processing, (1989) 119-124.

66. Broeck, V.D., Skudelny, H.C. ve Stanke, G.V. Analysis and Realisation of a Pulse-Width Modulator Based on Space Space Vectors, IEEE Trans. on Industry Appl., 24, 1 (1988) 142-150.
67. Habetler, T.G. ve Divan, D.M. Control Strategies for DTC Using Discrete Pulse Modulation, IEEE Trans. on Industry Appl., 27, 5 (1991) 893-901.
68. El Hassan, I., Roboam, X., De Fornel, B. ve Westerholt, E.V., Torque Dynamic Behaviour of Induction Machine DTC in 4 Quadrant Operation, ISIE'97, IEEE, 3 (1997) 1034-38.
69. Hu, J. ve Wu, B., New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux Over a Wide Speed Range, IEEE Trans. on Power Electronics, 13, 5 (1998) 969-77.
70. Monti, A., Pironi, F., Sartogo, F. ve Vas, P., A New State Observer For Sensorless DTC Control, Power Electronics and Variable Speed Drives, (1998) 311-317.
71. Habetler, T.G., Profumo, F., Griva, G., Pastorelli, ve Bettini, M. A., Stator Resistance Tuning in a Stator-Flux Field -Oriented Drive Using an Instantaneous Hybrid Flux Estimator, IEEE Trans. on Power Electronics, 13, 1 (1998) 125-133.
72. Jansen, P.L. ve Lorenz, R.D., A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers For Field Oriented Induction Machine Drives, IEEE Trans. on Industry Appl., 30, 1 (1994) 101-110.
73. Bonan , F., Consoli, A., Raciti, A. ve Testa, A. An In vative Direct Self-Control Scheme For Induction Motor Drives, IEEE Trans. on Power Electronics, 12, 5 (1997) 800-806.
74. guchi, T., Yamamoto, M., Kondo, S. ve Takahashi, I., High Frequency Switching Operation of PWM Inverter for Direct Torque Control of IM, IEEE Ind. A Society, New Orleans, Louisiana, (1997) 775-780.
75. Hodapp, J., Die Directe Selbststeuerung (DSR) Einer Asynchronmaschine mit Einem Signal Processor, VDI Verlag, Dusseldorf 8, 175 (1989).
76. Efe Ö. ve Kaynak, O., Yapay Sinir Ağları ve Uygulamaları, B. Ü., (2000), İstanbul.
77. Hung, J. Y. ve Gao, W., Variable Structure Control: A Survey, IEEE Transaction on Industrial Electronics, 40, 1 (1993) 2-22,.
78. Ho, E.Y.Y. ve Sen, P.C., A Microcontroller-Based Induction Motor Drive System Using Variable Structure Strategy with Decoupling, IEEE Trans. Ind. Electron., 37, 3 (1990) 227-235.

79. Efe, M.Ö. ve Kaynak, O., Variable Structure Systems Theory in Computational Intelligence, Springer Verlag, 274 (2002) 365-390.
80. Byungkook, Y. ve Ham, W., Adaptive Fuzzy Sliding Mod Control of nlinear Systems, IEEE Transactions on Fuzzy Systems, 6, 2 (1998) 315-321.
81. Utkin, V. I., Sliding mode control design principles and applications to electric drives, IEEE Trans. Ind. Electronics, 40 (1993) 23–36.
82. Allaith, N. A., Intelligent power module for variable speed AC motor drives, Ph.D. Thesis, University of Bristol, UK., (1997).
83. Hurst, K.D. ve Habetler, T.G., A Simple, Tacho-Less, IM Drive With DTC Down to Zero Speed, Proceedings of the IECON'97 23rd International Conference on Industrial Electronics Control and Instr., 2 (1997) 563-8.
84. Hodapp, J., Die Directe Selbststeuerung (DSR) Einer Asynchronmaschine mit Einem Signal Processor, VDI Verlag, Dusseldorf, 8, 175 (1989).
85. Rossi, R.D.F., Menezes, B.R. ve Silva, S.R., Vector Control of tage Fed Three Phase Inverters: Variable Switching Regions, IEEE PESC'94, 219-224.
86. Mari , R., Peresada, S. ve Tomei, P., On-Line Stator and Rotor Resistance Estimation For Induction Motors, IEEE Trans. On Control System Tech. 8, 3 (2000) 570-579.
87. Holliday, D., Green, T.C. ve Williams, B.W., On-Line Measurement of Induction Machine Stator and Rotor Winding Parameters, PEVSD 26-28, (1994) 465-469.
88. Akin, E., Ertan, H.B. ve Üçtuğ, M.Y., A Metod For Stator Resistance Measurement Suitable For Vector Control, ECON'94. 20th. International Conference on Industrial Electronics, Control and Instr., 3 (1994) 2122-2126.
89. Perng, S.S., Lai, Y.S. ve Liu, C.H., Sensorless Vector Controller for Induction Motor Drives With Parameter Identification, IEEE (1998) 1008-1013.
90. Chowdhury, A.H. ve Mansoor, A., On-line Improved Inverter Waveform by Variable Step Delta Modulation, PESC Conf. Record, (1994) 143-148.
91. Rahman, M.K. ve Khan, M.R., Variable Band Hysteresis Current Controllers for PWM Voltage Source Inverters, IEEE Trans. on Power Electronics, 12, 6 (1997) 964-970.
92. Malesani, L. ve Tnti, P., A Novel Hysteresis Control Method for Current Controlled tage Source PWM Inverters, IEEE Trans. on Industry Appl. 26, 1 (1990) 88-92.

93. Kazmierkowski, M.P. ve Kasprowicz, A.B., Improved Direct Torque and Flux Control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives, IEEE Trans. On Industrial Electronics, 42, 4 (1995) 344-349.
94. Bird, I.G. ve Zelaya De La Parra, H. Fuzzy Logic Torque Ripple Reduction For DTC Based Ac Drives, Electronics Letters, 14th, 33, 17 (1997) 1501-1502.
95. Idris, N.R.N. ve Yatim, A.H.M., Reduced Torque Ripple and Constant Torque Switching Frequency Strategy For Direct Torque Control of Induction Machine, APEC'00 15. Annual IEEE, 1 (2000) 154-161
96. Bakan F. ve Bodur Hacı, Doğrudan Moment Kontrollü bir ASM Sürücüde Anahtarlama Frekansı İncelemesi, E-Elektronik Bilg. Müh. 10. Ulusal Kongresi, İstanbul, (2002).
97. Harashima, F., Hashimoto, H. ve Kondo, S. MOSFET Converter-Fed Position Servo System with Sliding mode Control, IEEE Trans. Ind. Electron., 32, 3 1985.
98. Ho E.Y.Y., ve Sen, P.C., A Microcontroller-Based Induction Motor Drive System Using Variable Structure Strategy with Decoupling., IEEE Trans. Ind. Electron., 37, 3 (1990) 227-235.
99. Hashimoto H., Sliding mode control of induction motors based on reduced order models, in Korean Automatic Control Conf, 2 (1991) 1607-1610.
100. Ho E.Y.Y., ve Sen, P.C., Control Dynamics of Speed Drive System Using Sliding Mode Controllers with Integral Compensation. IEEE Trans. Ind. Applicat., 27, 5 (1981) 883-892.
101. Nandom, P.K. ve Sen, P.C., A Comparative Study of Luenberger Observer and Adaptive Observer-Based Variable Structure Speed Control System Using a Self-Controlled Synchro us Motor. IEEE Trans. Ind. Electron., 37, 2 (1990) 127-132.
102. Li, J., Xu, L., Zhang, Z., An Adaptive Sliding-Mode Observer for Induction Motor Sensorless Speed Control, IEEE Transactions on Industry Applications, 41, 4 (2005) 1039-1046.
103. Shiau, L. G., Lin, J. L., Stability of sliding-mode current control for high performance induction motor position drives, IEE Proceedings Electric Power Applications, 148, 1 (2001) 69-75.
104. Lin, S.K., Fang, C-H., Sliding-mode direct torque control of an induction motor, Industrial Electronics Society, (2001). IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE 3, 29 (2001) 2171-2177.

105. Derdiyok, A., Rehman, H., Guven, M.K., Inanc, N., Longya X., A robust sliding mode observer for speed estimation of induction machine, *Applied Power Electronics Conference and Exposition*, (2001). IEEE, 1 (2001) 413-418.
106. Li, J., Xu, L., Zhang, Z, An adaptive sliding mode observer for induction motor sensorless speed control, *Industry Applications Conference*, (2004). 39th IAS Annual Meeting. Conference Record of the (2004) IEEE, 2 (2004) 1329-1334.
107. Utkin, Vadim I., *Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives*, *IEEE Trans. Ind. Electron*, 40, 1 (1993) 23-37.
108. Saba vic A. ve Izosimov, D. Application of sliding modes to Induction motor control, *IEEE Trans. Industry Applications*, 17, 1 (1981) 41-49.
109. Saba vic A. ve Izosimov, D. Sliding modes in controlled motor drives, in Proc. IFAC Conf. on Control in Power Electronics&Electrical Drive, (1983) 133-138.
110. Boussak, M. ve Jarray, K., A new stator resistance estimation method for high performance stator-flux oriented sensorless induction motor drives, *IECON 02*, 1 (2002)311-316.
111. Maes, J. ve Melkebeek, J.A. Speed-Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Using an Adaptive Flux Observer, *IEEE Trans. On. Industry Appl.*, 36, 3 (2000) 778-85.
112. Texas Instruments, TMS320C6000 Peripherals Reference Guide, (1999).
113. Dah un, N., *Digital Processing Implementation Using the TMS320C6000™ DSP Platform*, Prentice Hall, Cornwall, UK, (2000)
114. Texas Instruments, TMS320C6000 Optimizing C Compiler User's Guide, (1999).
115. Texas Instruments, ADS8364 EVM User's Guide, SLAU 084, (2002).
116. Texas Instruments, ADS8364, SBAS219, (2002).
117. Hendrick, T., Texas Instruments, Software Control of the ADS8364, SLAA155, (2002).

ÖZGEÇMİŞ

1971'de Trabzon'un Beşikdüzü ilçesinde doğdu. İlk öğrenimini Beşikdüzü'nde, orta ve lise öğrenimini Samsun'da tamamladı. 1988 yılında başladığı Karadeniz Teknik Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünden 1992 yılında Elektrik Mühendisi ünvanı ile mezun oldu. Samsun'da Hadde Bakır ve Filmaşın Sanayii'nde Kontrol Mühendisi olarak çalıştı. 1995 yılında yüksek lisans öğrenimine başladı. 1996 yılında KTÜ Ordu Meslek Yüksek Okulu'na öğretim görevlisi olarak göreve başladı. 1998 yılında yüksek lisansını tamamladı ve doktora çalışmalarına başladı. Halen KTÜ Ordu Meslek Yüksek Okulu'na öğretim görevlisi olarak görevine devam eden Mustafa AKTAŞ evli olup üç çocuk babasıdır. İngilizce ve başlangıç düzeyinde Almanca bilmektedir.

