

**T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ASENKRON MOTORDA MOMENT DALGALANMASININ VE
ELEKTROMANYETİK GÜRÜLTÜNÜN KONTROLÜ İÇİN YENİ
BİR KONTROL YAKLAŞIMI**

YAVUZ ÜSER

**DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI
KONTROL VE OTOMASYON PROGRAMI**

**DANIŞMAN
DOÇ.DR. KAYHAN GÜLEZ**

İSTANBUL, 2012

T.C.
YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ASENKRON MOTORDA MOMENT DALGALANMASININ VE
ELEKTROMANYETİK GÜRÜLTÜNÜN KONTROLÜ İÇİN YENİ
BİR KONTROL YAKLAŞIMI**

Yavuz ÜSER tarafından hazırlanan tez çalışması 04/01/2012 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı / Kontrol ve Otomasyon Programında **DOKTORA TEZİ** olarak kabul edilmiştir.

Tez Danışmanı

Doç.Dr. Kayhan GÜLEZ
Yıldız Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri

Doç.Dr. Kayhan GÜLEZ
Yıldız Teknik Üniversitesi

Prof.Dr. Galip CANSEVER
Yıldız Teknik Üniversitesi

Doç.Dr. Alpaslan PARLAKÇI
İstanbul Bilgi Üniversitesi

Prof.Dr. Halit PASTACI
Haliç Üniversitesi

Prof.Dr. Rahmi GÜÇLÜ
Yıldız Teknik Üniversitesi

ÖNSÖZ

Bu çalışmada, asenkron motorda moment kontrolü yapmak ve moment dalgalanmasını önlemek için açısız yönden değışiklik yapılarak sektör sayısı artırılmış yeni doğrudan moment kontrol algoritması ile aktif filtre tasarımının yapılması amaçlanmıştır.

Çalışma teorik olarak tamamlanmıştır. Yaptığım bu tezin akademik ve endüstriyel anlamda çalışma yapan mestektaşlarıma faydalı olması diliyorum.

Bu tez çalışmasının ortaya çıkmasında değerli bilgi ve görüşleriyle katkı sağlayan değerli hocam Sn. Doç.Dr. Kayhan GÜLEZ' e sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Bu süreçte benden desteklerini esirgemeyen değerli hocalarım, Sn. Prof.Dr. Galip CANSEVER ve Sn. Prof.Dr. Bekir KARLIK' a teşekkür ederim.

Asenkron motor konusundaki bilgileriyle hiçbir zaman yardımlarını esirgemeyen Sn. Doç.Dr. Ali A. ADAM' a, tez boyunca yakın ilgi ve teşviklerini esirgemeyen Sn. Doç.Dr. Şükrü ÖZEN' e de teşekkürü borç bilirim.

Ayrıca çalışma boyunca her türlü fedakârlığı gösteren, desteklerini bir an olsun esirgemeyen çok değerli eşim Dr. Ülkü YAYLALI ÜSER ve canparem kızım Ayda İrem ÜSER' e teşekkür ediyorum.

Ocak, 2012

Yavuz ÜSER

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ.....	VIII
KISALTMA LİSTESİ	X
ŞEKİL LİSTESİ.....	XI
ÇİZELGE LİSTESİ	XV
ÖZET	XVI
ABSTRACT.....	XVIII
BÖLÜM 1	
GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti.....	3
1.2 Tezin Amacı	7
1.3 Hipotez.....	8
BÖLÜM 2	
ASENKRON MOTORUN MODELLENMESİ.....	9
2.1 Uzay Fazör Modeli	10
2.2 Referans koordinat eksen dönüşümleri.....	12
2.2.1 a-b-c → α - β eksen dönüşümü (Clarke dönüşümü).....	12
2.2.2 α - β → a-b-c eksen dönüşümü (Ters Clark Dönüşümü)	13
2.2.3 a-b-c → dq döner eksen dönüşümü (Park Dönüşümü)	13
2.2.4 dq → a-b-c döner eksen dönüşümü (Ters park dönüşümü)	14
2.3 Asenkron motorun modellenmesi.....	15
2.4 α - β Eksen takımında Sincap kafesli Asenkron motorun matematiksel modelinin elde edilmesi	17
2.5 d-q eksen takımında Sincap kafesli Asenkron motorun matematiksel modelinin elde edilmesi	21
BÖLÜM 3	
İNVERTERLER VE ASENKRON MOTORUN SÜRÜLMESİ.....	23
3.1 PWM İnverterler.....	24
3.2 Sinüs-Üçgen karşılaştırmalı PWM	25
3.3 Histerezis özellikli orantılı akım kontrollü PWM.....	26
3.4 Uzay Vektör PWM	29

BÖLÜM 4

AKTİF FİLTRELER.....	36
4.1 Aktif güç filtrelerinin sınıflandırılması.....	38
4.2 Sistem konfigürasyonuna göre sınıflandırma	38
4.2.1 Paralel aktif güç filtresi	39
4.2.2 Seri aktif güç filtresi	39
4.2.3 Aktif güç düzeltici	40
4.2.4 Hibrid aktif-pasif filtre	41
4.3 Güç Katına Göre Sınıflandırma.....	42
4.3.1 Akım Beslemeli Eviricili Aktif Güç Filtresi	42
4.3.2 Gerilim Beslemeli Eviricili Aktif Güç Filtresi	42
4.4 Denetim Mantığına Göre Sınıflandırma	42
4.4.1 Zaman Bölgesi	43
4.4.1.1 Anlık Reaktif Güç Algoritması.....	43
4.4.1.2 Senkron Denetim Algoritması	43
4.4.1.3 Senkron Referans Yapı Tabanlı Algoritma.....	43
4.4.2 Frekans Bölgesi	43
4.5 Anlık Reaktif Güç kuramı ve Güç Hesabı.....	44
4.5.1 Geleneksel Güç Hesabı.....	44
4.5.1.1 Doğrusal Yüklerde Güç Hesabı	44
4.5.1.2 Doğrusal Olmayan Yüklerde Güç Hesabı.....	45
4.6 Anlık Reaktif Güç Kuramı	47
4.6.1 Anlık Reaktif Gücün Fiziksel Tanımı	49
4.6.2 Doğrusal Yük Durumu	52
4.6.3 Doğrusal Olmayan Yük Durumu.....	53
4.6.4 Anlık Reaktif Güç Kuramında Kullanılan Devre Elemanları	55
4.6.4.1 Güç Devresi	55
4.6.4.2 PWM Yöntemi	56
4.6.4.2.1 Histerezis Band PWM	56
4.6.4.3 DC Kondansatör Gerilimi (Vdc) Denetimi.....	59
4.6.4.4 Arayüz Filtresi	60

BÖLÜM 5

VEKTÖREL METOTLARLA KONTROL EDİLEN ASENKRON MOTORDA MEYDANA GELEN DALGALANMALARI, HARMONİKLER VE ELEKTROMANYETİK GÜRÜLTÜLERİN İNCELENMESİ	62
---	----

5.1 Doğrudan Moment Kontrolü	64
5.1.1 Doğrudan moment kontrolünün matematiksel ve fiziksel yorumu ...	65
5.1.2 Doğrudan moment kontrolünün uygulanması	70
5.2 Asenkron Motorda Moment Dalgalanmaları ve Harmonik Gürültüler	76
5.2.1 Motordaki salınım kaynakları.....	76
5.2.1.1 Makinanın Doğal Yapısından Kaynaklanan Akı Harmonikleri... ..	77
5.2.1.2 Inverter sisteminden kaynaklanan harmonikler ve EMI gürültüler.....	72
5.3 Elektromanyetik Uyumluluk ve Elektromanyetik Gürültü	78
5.4 Gerilim harmonikleri ve Elektromanyetik Girişim bastırma.....	79
5.4.1 Kararlı hal salınımları ve kontrol algoritmalarındaki harmonikler ...	80
5.5 Sensörsüz hız kontrol yöntemi	84

5.5.1	Rotor akısı uzay vektörünün hızı ile kayma hızı kullanarak rotorhızının elde edilmesi.....	85
BÖLÜM 6		
MOMENT VE HARMONİK GÜRÜLTÜLERİ AZALTMAK İÇİN KULLANILAN KONTROL TEKNİKLERİ.....		
6.1	Metot 1-a:Akı bölgelerinin kaydırılması	89
6.2	Metot 1-b:Sektör sayısının arttırılması	98
6.3	Metot 2: Yeni bir doğrudan moment kontrol algoritmasını önerilmesi..	105
6.3.1	Histerezis kontrolcü band çıkışları	105
6.3.1.1	Akı ve moment denklikleri	106
6.3.2	Önerilen yeni algoritma	109
6.3.2.1	Akı hatasına göre zamanlama seçimi.....	111
6.3.3	Simülasyon ve sonuçları	112
6.3.3.1	Dinamik moment cevabı	112
6.3.3.2	Akı ve moment kalıcı hal cevapları	114
6.4	Metot 3: Aktif filtre kullanılarak beslemeden kaynaklanan akım harmoniklerin ve gürültülerin azaltılması.....	117
6.4.1	Önerilen Aktif Filtre.....	117
6.4.1.1	Aktif güç Filtresinin Matlab/Simulink Blokları ve oluşturulması.....	118
6.4.2	Aktif filtre kullanılarak şebekeden kaynaklanan yük akımı harmoniklerinin giderilmesi ve reaktif güç kompanzasyonun yapılması	121
6.4.2.1	Oluşturulan Aktif Güç Filtresinin DMK Kontrol sistemine Uygulanması	124
BÖLÜM 7		
DENEYSEL ÇALIŞMA VE YENİ KONTROL MODELİNİN GERÇEKLENMESİ		
7.1	DeneySEL düzeneğin tanıtılması	129
7.1.1	Referans gerilim ve akım devresi birimi.....	131
7.1.2	Gerilim ve akım sensörleri devresi birimi.....	132
7.1.3	IPM inverter birimi	133
7.1.4	Optik izolasyon birimi	134
7.1.5	Besleme devresi birimi.....	134
7.2	Geliştirilen yeni DMK kontrol algoritması	135
7.3	DeneySEL sonuçlar	138
7.4	DeneySEL çalışmanın değerlendirilmesi	143
BÖLÜM 8		
SONUÇ VE ÖNERİLER.....		
8.1	İleriye dönük öneriler	146
KAYNAKLAR		
		147

EK-A	
ASENKRON MOTOR PARAMETRELERİ	154
EK-B	
PAGF FİLTRESİ PARAMETRELERİ	155
EK-C	
ENDÜSTRİYEL PCI I/O KARTI	156
EK-D	
REFERANS GERİLİM VE AKIM DEVRESİ ENTEGRELERİ	158
EK-E	
GERİLİM VE AKIM SENSÖRLERİ.....	162
EK-F	
IPM INVERTER MODÜL	166
EK-G	
OPTOKUPLÖR ENTEGRESİ	171
EK-H	
ANAHTARLAMA BLOĞU MATLAB/SİMULİNK KODU	173
ÖZGEÇMİŞ	187

SİMGE LİSTESİ

a-b-c	Sırayla A,B,C fazları
a,b,c	Alt indisler A,B,C fazlarını gösterir
$\alpha\beta$	2 Faz sabit eksen takımı
dq	2 Faz rotorda sabit dönen eksen
ζ	Anahtarlama açısı
XY	X ve Y koordinat eksenleri
V_{ab}	Fazlar arası stator gerilimi
x-y	Referans eksen takımı
V_s	Kaynak gerilimi
i_s	Kaynak akımı
V_{dc}	DC gerilim
i_{rf}	Aktif filtre referans akımı
i_f	Enjekte edilen kompanzasyon akımı
Δt	Birim süre
Ψ_s	Stator akı vektörü
CCW	Saat dönüş yönünün tersi
CW	Saat dönüş yönü ile aynı
$a=e^{j\alpha}$	Uzay operatörü
K	Dönüştürme sabiti 2/3 değişen güç için, $\sqrt{2/3}$ değişmeyen güç için.
$i_{s\alpha}, v_{s\alpha}$	α eksen stator referans düzlemi akım ve gerilimi
$i_{s\beta}, v_{s\beta}$	β eksen stator referans düzlemi akım ve gerilimi
i_{sd}, v_{sd}	d eksen rotor referans düzlemi akım ve gerilimi
i_{sq}, v_{sq}	q eksen rotor referans düzlemi akım ve gerilimi
θ_r	α eksen ile yapılan rotor açısı
i_0, v_0	Başlangıç Akım ve Gerilim Değerleri
R_s	Stator direnci
L_s	Stator endüktansı
R_r	Rotor direnci
L_r	Rotor endüktansı
R_ζ	Çubuk direnci
R_h	İki çubuk arasındaki halka parçası direnci
M_{ss}	Stator faz sargıları arası karşıt endüktans
M_{rr}	Rotor çubukları arası karşıt endüktans
θ	Motor mili dönme açısı
p	Kutup çifti sayısı
$L_{s,r}$	Stator ve rotor sargı endüktansları

$M_{r,s}$	Stator ve rotor karşıt endüktansları
i_{rn}	n. göze ait akım değeri
t_c	Elektromanyetik Moment
J	Sürtünme katsayısı
T_s	Örnekleme periyodu
B	Sürtünme sabiti
L_m	Ortak endüktans
ω	Hız değeri
\ddot{u}	İndirgeme katsayısı
R_E	Eşdeğer direnç
σ	Kaçak faktörü
r ve s	r ve s indisleri sırayla stator ve rotor devresi büyüklükleri
ω_s	Stator akımları açısal frekansı
ω_r	Rotor akımları açısal frekansı
ref	ref indisi referans değerler
V_m	Maksimum tepe gerilimi
V_d	DC kaynak
t_0	Motoru duran konumdan referans moment Teref'e getirmek için gerekli olan zaman
T1, T2	Sırasıyla V1 ve V2'nin anahtarlama süresi
Teref	Referans elektromanyetik moment
TL	Yük momenti
T_s	Örnekleme periyodu
V0, V7	Vektörleri sıfır vektörleri
I_L, V_L	Yük akımı
I_{AF}	Aktif filtreden enjekte edilen akım
L_F	Aktif filtre bobini
R_F	Aktif filtre direnci
P,S,H	Sırasıyla etkin güç, Görünür Güç, Harmonik güç
p_3, q_3	Anlık etkin ve sanal güç
p_α, q_β	2 Faz sabit ekseninde anlık etkin ve sanal güç
p_{3L}, q_{3L}	Yük üzerindeki gerçek ve sanal güçler
HB	Histerezis band
C_{dc}	Aktif filtre kapasitesi
V_{LL}	Fazlar arası gerilim rms değeri
V_d	Kaynak kaçak endüktansı
γ	Stator akısı ve rotor akısı arasındaki açı
$\Delta t_e, \Delta \psi_s$	Moment ve akı histeresiz band aralıkları
θ_s, θ_r	Stator ve rotorun d ekseni ile yaptığı açı
$dt_e, d\psi_s$	Moment ve akı hata miktarı
T_r	Rotor zaman sabitesi
ω_{mr}	Rotor dönme hızı
ω_{sl}	Rotor kayma hızı
ε_ω	Adaptif model akı hata farkı
f_s	Anahtarlama frekansı
τ	Tork değişim ifadesi
~, -	~, - simgeleri sırasıyla AC ve DC değeri ifade eder.
t_{akk}, t_{bnn}	Önerilen metot için kullanılan iki aktif vektör için anahtarlama çiftleri
t_0	V0 veya V7 gerilim vektörünün uygulandığı süre

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım
DC	Doğru Akım
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
DSP	Dijital sinyal işleme
DTC	Doğrudan Moment Kontrolü
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu
FOC	Alan Etkili Kontrol
LO	Luenberger Gözlemleyici
L	Kazanç Matrisi
MRAS	Model Referans Adaptif Sistem
VSS	Variable Structure System
THD	Toplam Harmonik Bozulma
EMI	Elektromanyetik Girişim
GTO	Kapı Sönümlü Tristör
IGBT	İzola Kapılı Bipolar Transistör
SVPWM	Uzay Vektör Modülasyonu
EAPWM	Eşit Alan Darbe Genişlik Modülasyonu
PAGF	Paralel Aktif Güç Filtresi
SAGF	Seri Aktif Güç Filtresi
Var	Volt Amper Reaktif
DFOC	Doğrudan Alan Etkili Kontrol
IFOC	Dolaylı Alan Etkili Kontrol
AF	Aktif Filtre
RMS	Efektif Değer
BJT	Bipolar Transistör
PI	Oransal+İntegral Denetleyici
VSI	Gerilim Beslemeli Inverter
FFT	Hızlı Fourier Dönüşümü
TTL	Transistör Transistör Lojik
SM	Sliding-Mode

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1 Motor kontrol yöntemleri	2
Şekil 2.1 Üç fazlı rotoru kısa devre asenkron motor kesiti, rotor, stator sargıları ve $\alpha\beta$ eksenini.....	10
Şekil 2.2 Akım uzay vektörü ve izdüşümü.....	11
Şekil 2.3 Stator sabit eksenini $\alpha\beta$ ' da ve dönen rotor eksenini d-q' da stator akım uzayvektörü	12
Şekil 2.4 Üç fazlı sincap kafesli asenkron motor eşdeğer devresi.....	15
Şekil 2.5 $\alpha\beta$ eksen takımının a-b-c eksenleri üzerindeki yerleşimi.....	18
Şekil 2.6 3 faz sincap kafesli asenkron motorun $\alpha\beta$ eksenini Matlab/Simulink modeli.....	20
Şekil 2.7 3 faz sincap kafesli asenkron motorun dq eksenini Matlab/Simulink modeli	22
Şekil 3.1 Üç fazlı PWM inverter	25
Şekil 3.2 Referans sinüzoidal gerilim ile üçgen işaretin karşılaştırması ile ortaya çıkan PWM işareti.....	26
Şekil 3.3 Histeresis PWM sinyal akışı diyagramı	27
Şekil 3.4 Referans akım ve faz akımının karşılaştırılarak PWM dalgasının elde edilmesi	27
Şekil 3.5 Histeresis özellikli akım kontrollü PWM inverter ve anahtarlama sinyalleri	29
Şekil 3.6 Uzay vektör PWM ve sinüzoidal PWM için maksimum gerilimlerinin gösterimi.....	30
Şekil 3.7 3 Faz inverter ve Asenkron motor eşdeğeri devresi bağlantısı	30
Şekil 3.8 Uzay vektör voltajları ve sektör gösterimi	31
Şekil 3.9 Uzay vektör anahtarlama	32
Şekil 3.10 Ts periyodu boyunca 3 faz için inverter çıkış gerilimi.....	32
Şekil 3.11 Anahtarlama vektörleri ve sektör gösterimi	33
Şekil 4.1 Aktif güç filtresi blok şeması	38
Şekil 4.2 Paralel aktif güç filtresi	39
Şekil 4.3 Seri aktif güç filtresi	40
Şekil 4.4 Aktif güç düzeltici	41
Şekil 4.5 Güç dörtyüzlüsü	46
Şekil 4.6 a-b-c koordinat eksenini ve $\alpha\beta$ eksenini dönüşümü	48
Şekil 4.7 Anlık akım ve gerilim uzay vektörleri	48
Şekil 4.8 Aktif güç filtresi güç devresi	55
Şekil 4.9 Histeresis bant PWM	56

Şekil 4.10	Bir anahtarlama periyodu boyunca inverter çıkışındaki gerilim ve akım dalga şekilleri.....	58
Şekil 5.1	2 Faz sabit ekseninde stator ve rotor akısı vektörleri ile Δt süresi boyunca stator akısı değişimi	66
Şekil.5.2	Stator akısı kontrolü için yapılan anahtarlama.....	68
Şekil 5.3	Birinci bölgede bulunan stator akısı için gerilim vektörlerinin akı ve momente etkisi.....	69
Şekil 5.4-a	Doğrudan moment kontrol blok şeması	73
Şekil 5.4-b	DMK Matlab/Simulink modeli	74
Şekil 5.5	DMK moment cevabı	74
Şekil 5.6	DMK akı cevabı	75
Şekil 5.7	DMK hız cevabı	75
Şekil 5.8	Vab Fazlar arası anahtarlama stator gerilimi.....	75
Şekil 5.9	Stator Faz Akımları	75
Şekil 5.10	XY Akı değişim grafiği.....	76
Şekil 5.11	Farklı örnekleme zamanları için referans akı kalıcı kararlı durum dalgalanmaları.....	81
Şekil 5.12	Farklı örnekleme zamanları için referans moment kararlı durum dalgalanmaları.....	82
Şekil 5.13-a	Bir faz için kararlı haldeki akımlar.....	82
Şekil 5.13-b	Bir faz için kararlı hal gürültü analizleri	83
Şekil 5.14	x-y referans eksen takımı	85
Şekil 6.1	Akı bölgeleri ve Stator akı genlikleri	90
Şekil 6.2	Stator akı uzay vektör pozisyonu ve seçilen gerilim vektörleri	91
Şekil 6.3	Klasik DMK ve kaydırılmış DMK stator akı bölgeleri.....	92
Şekil 6.4	Klasik DMK Stator akı vektörleri ve anahtarlama konumları	93
Şekil 6.5	Akı bölgelerinin kaydırılmasıyla oluşan DMK Stator akı vektörleri ve anahtarlama konumları	93
Şekil 6.6	Sektör tespiti için kullanılan Simulink blok diyagramı.....	94
Şekil 6.7	Motor faz gerilimi Vab ve Motor giriş gerilimi	95
Şekil 6.8	Motor faz akımları.....	95
Şekil 6.9	Moment cevabı	96
Şekil 6.10	Rotor hız cevabı	96
Şekil 6.11	Stator akı çemberi.....	96
Şekil 6.12	Motor A faz akımı spektrumu	97
Şekil 6.13	EMI gürültü seviyesi	98
Şekil 6.14	Oniki bölge DMK ve anahtarlama vektörleri ve oniki bölgenin açısı değerleri.....	99
Şekil 6.15	Oniki sektörün tespiti için kullanılan Simulink blok diyagramı	101
Şekil 6.16	Oniki sektör DMK için 4 seviyeli histerisiz blok şeması.....	101
Şekil 6.17	Motor faz gerilimi Vab ve Motor giriş gerilimi	102
Şekil 6.18	Motor faz akımları.....	102
Şekil 6.19	Moment cevabı	103
Şekil 6.20	Rotor hız cevabı	103
Şekil 6.21	Stator akı çemberi.....	103
Şekil 6.22	Motor A faz akımı spektrumu	104
Şekil 6.23	EMI gürültü seviyesi	105
Şekil 6.24	Sabit eksen takımında Δt süresi boyunca stator akı değişimi	106
Şekil 6.25	ψ_s akı vektörü değişimi	107
Şekil 6.26	Akı vektörü ve anahtarlama konumları	109

Şekil 6.27	Akı bölgelerinin kaydırılması.....	110
Şekil 6.28	Önerilen yeni DMK kontrol şeması	110
Şekil 6.29	Önerilen yeni algoritma için anahtarlama mantığı.....	111
Şekil 6.30	Dinamik moment cevabı	113
Şekil 6.31	Önerilen metot dinamik moment dalgalanması.....	113
Şekil 6.32	Akı cevapları ve referans değerden sapma miktarı	114
Şekil 6.33	Faz akımları	115
Şekil 6.34	Stator akısı.....	115
Şekil 6.35	Moment cevabı	115
Şekil 6.36	Stator akı döngüsü	115
Şekil 6.37	Motor A faz akımı spektrumu	116
Şekil 6.38	EMI gürültü seviyesi	116
Şekil 6.39	Önerilen Aktif Filtre ve Klasik DMK'ya ait blok diyagram	118
Şekil 6.40	Üç faz sabit eksen akım ve gerilimden yükün gerçek ve sanal güçlerinin bulunduğu Simulink Blok	119
Şekil 6.41	Vdc geriliminin denetiminin yapıldığı Simulink Blok.....	119
Şekil 6.42	Referans akım sinyallerinin üretildiği Simulink Bağlantısı	120
Şekil 6.43	Anahtarlama Sinyallerinin üretildiği Simulink Blokları.....	120
Şekil 6.44	Paralel Aktif filtre Güç devre Bağlantısı.....	120
Şekil 6.45	Üç Faz Doğrultucu Devresi ve PAGF Simulink Blok Şeması.....	121
Şekil 6.46	(a) AGF devreye girmeden önce kaynak akım ve kaynak gerilimi, (b) referans akımı i_f ve enjekte edilen kompanzasyon akımı i_f	121
	(c) aktif filtre 0,15. sn' de devreye alındıktan sonra kaynak akımı ve gerilimi, (d) AGF devrede iken yük akımı, (e) DC taraf gerilim değişimi	122
Şekil 6.47	(a)Reaktif güç kompanzasyonu yapıldığında kaynak akımı ve gerilimi, (b) kompanzasyon uygulanmadığı durumda kaynak akım ve gerilimi	122
Şekil 6.48	AGF A fazı spektrumu	123
Şekil 6.49	AGF EMI gürültü seviyesi	123
Şekil 6.50	Yeni DMK dinamik momenti	124
Şekil 6.51	Motor faz akımları.....	125
Şekil 6.52	Motor giriş gerilimleri	125
Şekil 6.53	Yeni DMK kontrolünde hız cevabı	126
Şekil 6.54-a	Yeni DMK kontrolünde cevabı	126
Şekil 6.54-b	Yeni DMK akı döngüsü cevabı.....	127
Şekil 6.55	EMI gürültü seviyesi	127
Şekil 6.56	EMI gürültü seviyesi	128
Şekil 7.1	DeneySEL düzeneğin blok şeması.....	130
Şekil 7.2	DeneySEL düzenek.....	131
Şekil 7.3	Referans akım ve gerilimi birimi	132
Şekil 7.4	Gerilim ve akım sensörü birimi.....	133
Şekil 7.5	PS11035 IPM inverter birimi ve soğutucu	134
Şekil 7.6	Optik izolasyon birimi.....	134
Şekil 7.7	Besleme devresi birimi	135
Şekil 7.8	(a)Klasik DMK Matlab/Simulink uygulama blok diyagramı (b)Yeni DMK Matlab/Simulink uygulama blok diyagramı.....	136
Şekil 7.9	Klasik DMK ve yeni DMK akış diyagramı	137
Şekil 7.10	Yüksüz durumdaki motor a fazı gerilimi	138
Şekil 7.11	Yüksüz durumdaki motor faz akımları.....	139
Şekil 7.12	Yüksüz durumdaki dinamik moment cevabı.....	139

Şekil 7.13	Yüksüz durumdaki tahmini akı cevabı.....	139
Şekil 7.14	Yüksüz durumdaki a fazı FFT analizi	140
Şekil 7.15	Yüksüz durumdaki stator akı dögüsü	140
Şekil 7.16	Yük altında motor a fazı gerilimi	141
Şekil 7.17	Yük altında motor faz akımları	141
Şekil 7.18	Yük altında tahmini dinamik moment cevabı	141
Şekil 7.19	Yük altında tahmini akı cevabı.....	142
Şekil 7.20	Yük altında a fazı FFT analizi.....	142
Şekil 7.21	Yük altında stator akı dögüsü.....	143

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 3.1	Anahtarlama vektörleri, Faz ve Fazlar arası voltajlar	31
Çizelge 3.2	Anahtarlama sırası	35
Çizelge 4.1	Paralel ve Seri Aktif Filtrelerin Karşılaştırılması	40
Çizelge 4.2	İnverter anahtarlama durumu ve a fazı gerilimi	58
Çizelge 5.1	Stator akısının konumunun belirlenmesi	71
Çizelge 5.2	Saat yönü dönüş yönü için anahtarlama mantığı	72
Çizelge 5.3	Saat yönü tersi dönüş yönü için anahtarlama mantığı	73
Çizelge 6.1	Saat dönüş yönü için değiştirilmiş yeni anahtarlama mantığı	93
Çizelge 6.2	Saat dönüş yönü tersi için oniki sektör anahtarlama çizelgesi	100
Çizelge 6.3	Önerilen algoritma için saatin tersi dönüş yönündeki anahtarlama çizelgesi	111
Çizelge 6.4	Önerilen yeni algoritma için zamanlama çiftleri	112

ASENKRON MOTORDA MOMENT DALGALANMASININ VE ELEKTROMANYETİK GÜRÜLTÜNÜN KONTROLÜ İÇİN YENİ BİR KONTROL YAKLAŞIMI

Yavuz ÜSER

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Doktora Tezi

Tez Danışmanı: Doç.Dr. Kayhan GÜLEZ

Asenkron motorların sağlam yapıları, bakım gerektirmemeleri, yüksek güç/ağırlık oranları ve her türlü ortam koşullarında çalışabilmeleri gibi üstün özellikleri vardır. Bu özellikleri nedeni ile endüstriyel ve akademik ortamlarda asenkron motorların moment, hız gibi büyüklüklerinin kontrolü dikkat çekmiştir. Endüstride pahalı olması ve bakımı zor olması nedeni ile tercih edilmeyen DC motorlar yerine sincap kafesli asenkron motorlar yaygın bir şekilde kullanılmaktadır.

Günümüz sanayi uygulamalarında asenkron makinanın doğrusal olmayan yapısından dolayı ve karmaşık kontrol, denetim algoritmaları gerektirdiği için, yüksek performans sağlayan, vektör kontrol yöntemi olarak bilinen alan yönlendirmeli kontrol (AYK) ve doğrudan moment kontrolü (DMK) üzerine çalışmalar yoğunlaşmıştır.

DMK kontrol, akımlar için herhangi bir dönüşüme gerek olmadan, herhangi bir PWM oluşturma yöntemine ihtiyaç duyulmadan ve hız algılayıcı kullanmadan sadece hesaplanan anahtarlama dizisinin inverter'e verilmesi ile yapılan kontroldür. Dolayısıyla, geliştirilen yöntem bu kontrol algoritması üzerinedir.

Bu çalışmada asenkron motorda moment dalgalanmasının ve elektromanyetik gürültünün kontrolü ve azaltılması incelenecektir.

Çalışmada öncelikle vektör kontrolünün temel kavramları ortaya konulmuş, ardından DMC için Matlab/Simulink modelleri oluşturulmuş, bu kontrol algoritmasının bozucu

etkileri ve moment dalgalanmalarını nasıl düzenlediği incelenmiştir. Tüm algoritmalarda karşılaştırma açısından aynı parametreler referans alınmıştır.

Moment dalgalanmasının, elektromanyetik girişim gürültüsünün giderilmesi için aşağıdaki yöntemler ele alınmıştır.

Öncelikle, DMK modelindeki akı bölgeleri değiştirilmiş ve moment kontrolündeki histeresiz blokları arttırılmaya gidilerek, sektör sayısı arttırılmıştır. Ardından sincap kafesli asenkron motor için yeni bir doğrudan moment kontrol algoritması (DMK) tanımlanmaktadır. Bu algoritma, motor uçlarına uygulanacak gerilimleri bulmak için klasik DMK'daki histerezis bloklarını kullanarak komşu iki vektörü belirlemektedir. Algoritma bulunan iki vektörün inverter'e anahtarlama zamanını; akının konumu ve akının hata miktarına göre tespit etmektedir. Anahtarlama zamanı seçimi önerilen tablo ile belirlenir. Bu tablo karmaşık hesaplama işlemlerini azaltır. Buradaki simülasyon ve deneysel sonuçlar ile klasik DMK'daki simülasyon ve deneysel sonuçlar karşılaştırıldığında daha düşük harmonik akım ve EMI gürültü seviyesi ortaya koyduğu gibi moment dalgalanmasında dikkate değer bir azalmayı ve yeterli dinamik moment performans sağladığı görülmektedir.

Sistemde düzenleme yapılan durumlar için daha iyi sonuçlara ulaşmak amacıyla aktif filtre tasarımı yapılmıştır. Anahtarlama elemanlarından oluşan bu paralel aktif filtre yapısı, yeni DMK kontrol sistemindeki DC-hat besleme kaynağından gelen sinyali kontrol etmektedir. Aktif filtre kontrol devresi, AC gerilim kaynağından gelen akım ile referans akımları karşılaştırarak filtre için gerekli olan sinyalleri üretir. Referans akım, anlık reaktif güç teoremine göre üretilir. Paralel aktif filtre, yeni DMK motor kontrol bloğu için gerekli DC gerilimindeki harmonikleri süzer. Bu kontrol yapısının simülasyon sonuçları, özellikle beslemeden kaynaklanan harmoniklerin seviyesinde dikkate değer bir azalma gösterdiği gibi moment dalgalanmalarını da azaltmakta ve dinamik moment performansında iyileşme göstermektedir. Ayrıca, AC beslemeden kaynaklanan EMI gürültüyü de azaltmaktadır.

Anahtar Kelimeler: Asekron motor, simulink model, moment dalgalanması, bölge kaydırma, aktif güç filtresi, akım ve gerilim harmonikleri, doğrudan moment kontrolü, elektromanyetik girişim gürültüsü.

ABSTRACT

A NEW CONTROL APPROACH FOR CONTROL OF TORQUE RIPPLE AND ELECTROMAGNETIC NOISES IN INDUCTION MOTOR

Yavuz ÜSER

Department of Electrics Engineering

PhD. Thesis

Advisor: Asistant Prof. Dr.Kayhan GÜLEZ

Induction motors are widely studied about the control of their torque and speed in the academia and industry due to their robust structure, low maintenance needs, high power/weight ratio and their flexibility on working conditions. In the industry, squirrel cage induction motors are preferred over the DC motors, which are expensive and require costly maintenance.

In the recent industrial applications, complex control algorithms for the induction motors are required because of their nonlinear structure. Therefore, researchers are focused on methods that provide high performance such as vector control methods of field oriented control (FOC) and direct torque control (DTC).

DTC is a control method which is applied with inserting the switching sequence to the inverter without converting the current, using PWM method or the speed sensor. Thus, we developed a new technique using the direct torque control algorithm.

In this study, we investigate the minimization and control of torque ripple, harmonics and electromagnetic noises in the induction motors.

In order to study torque ripple and harmonic noises, we firstly explore the fundamental theory of the vector control and construct the Matlab/Simulink models of the DTC. We

determine the effect of the control algorithms on the level of harmonics and ripple by using the same parameters for all algorithms.

The following methods are investigated in order to reduce harmonics and ripple. First of all, the flux regions of the DTC model are altered and the numbers of sectors are increased by increasing the hysteresis controllers of the torque control. Afterwards, a new direct torque control (DTC) algorithm is proposed for squirrel cage induction motors. This algorithm determines two adjacent vectors using the hysteresis blocks of the traditional DTC in order to provide the voltage of the motor. The switching times for the two vectors are regulated by using the flux position and the magnitude of flux error. The selection of the switching time from the suggested table reduces the complexity of the algorithm. The simulation and experimental results of the proposed algorithm suggest lower harmonic current and lower EMI noise level as well as a considerable reduction in torque ripple and an adequate dynamic torque performance in comparison with the traditional DTC.

The second model is the design of the active filter. The parallel active filter design consists of switching components and it controls the signal of DC link supply source in the new DTC system. The active filter compares the reference current with the current of the AC voltage source in order to determine signals of the filter. Reference current is estimated from the instantaneous reactive power theory. The parallel active filter is used for providing harmonics in DC voltage of the new DTC motor control system. The simulation results of the active filter design show that the level of harmonic due to the source and torque ripple are significantly reduced and the dynamic torque performance of the system improves. In addition, the EMI noise resulted from AC source is decreased.

Key Words: Induction motor, simulink model, torque ripple, region modification, active power filter, current and voltage harmonics, direct torque control, electromagnetic interference.

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Günümüzde endüstriyel uygulamalarda ve teknolojinin hemen hemen her alanında tahrik sistemlerine olan ihtiyaç hızla artmaktadır. Bilgisayar destekli üretim, elektrikli araçlar, vinç, sarma makinaları gibi birçok yeni tahrik sistemi ortaya çıkmıştır. Gerek bu yeni tahrik sistemlerinin ortaya çıkması ve gerekse var olan tahrik sistemlerinin performanslarının iyileştirilmesi için elektrik tahrik sistemlerinde kullanılan kontrol yöntemleri ve kontrol yöntemlerinde kullanılacak güç elektroniği elemanları ile ilgili çalışmalar artmıştır [1].

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

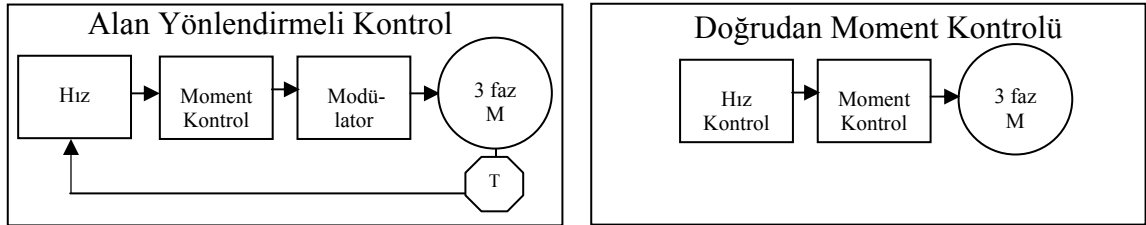
Karmaşık kontrol algoritmalarının kullanılması, mikroişlemci mimarilerinin geliştirilmesi ile olanaklı hale gelmiştir. Asenkron ve senkron motorlar için 1960'lı yıllarda geliştirilen vektör denetim yönteminin uygulanması buna örnek olarak verilebilir. Sistem modellemesi ve denetim uygulamaları için farklı algoritma geliştirme çalışmaları sonucunda da eskiden sadece doğru akım motoru kullanılan servo sistemlerde artık asenkron motorlar da kullanılmaya başlanmıştır [1].

Sincap kafesli asenkron motorlar basit yapıları az bakım gerektirmeleri fiyatlarının ucuzluğu, sağlam yapıları, yüksek güç/ağırlık oranına sahip olmaları ve her türlü ortam koşullarında çalışabilmeleri gibi üstün özellikleri nedeni ile geçmişten günümüze endüstrinin kullandığı elektrik tahrik sistemleridir. Asenkron motorlar günümüzde, asansörler, tekstil tezgâhları, eksantrik presler, CNC tezgâhları, elektrikli veya hibrid

araçlar vb. birçok uygulamada kullanılmaktadır. Ayrıca, DC motorların aksine asenkron motorlarda fırça yapısının olmaması en büyük avantajlardan biri olup, sorunsuz bir şekilde kullanılmasıdır [2].

Asenkron motorlar yukarıda sayılan avantajları bir yana, elektrik enerjisini mekanik enerjiye mükemmel şekilde çeviren makinalardır. Fakat mekanik enerji genellikle değişik hızlarda ve momentte istenir. Üç fazlı bir motorda bunu yapmanın yolu değişebilir frekans ve gerilim uygulamaktır. Değişken frekans, stator sargısı etrafındaki manyetik alanı etkileyerek rotor hızını kontrol eder. Değişken gerilim seviyesi, düşük frekanslarda motor empedans değeri çok küçük olduğu için kaynaktan çekilen akım seviyesini sınırlanmış olur [3].

Endüstride elektrik motorlarının hız ve devir kontrolü için yaygın olarak kullanılan sürücüler, motor milinin sisteme vereceği mekanik enerji ile moment ve hız büyüklüklerini kontrol eder. Burada hız ve moment büyüklüklerinden birinin kontrol edilmesi yeterlidir. Moment motordaki gerçek akım ve hesaplanan akımın bir fonksiyonudur. Şekil 1.1.'de motorun kontrolü için kullanılan genel kontrol yöntemleri gösterilmiştir.



Şekil 1.1 Motor kontrol yöntemleri [4]

Alan yönlendirmeli kontrol; motora ait 3 faz akım, gerilim ve akı ifadeleri 90° faz farklı iki düzleme aktarılarak yapılan kontroldür. Alan yönlendirmeli kontrolde kullanılan AC sürücülerde, alanın konumu kontrol edilerek doğrudan akı kontrolü gerçekleştirilir. Burada, rotor akısı açısal konumu, hız geri beslemesiyle elde edilen rotor açısal hızı ile hesaplanır. Ölçülen stator akım vektörü ile hesaplanan akım vektörü karşılaştırılır ve uygulanacak gerilim değeri hesaplanarak, sürücü tarafından kontrol edilir. Akı vektör kontrolünün en büyük dezavantajı, yüksek doğruluk için bir takogeneratör veya kodlayıcı kullanma zorunluluğudur. Bu sürücü sisteminin uygulanmasını zorlaştırır ve fiyatını artırır.

Doğrudan moment kontrolünün temelleri vektör kontrolü olarak 1971 yılı öncesi Alman

mühendis Blaschke, Hasse ve Leonhard tarafından atılmıştır. Ardından Depenbrock, Takahashi ve Noguchi tarafından tanıtılan DMK yöntemi son yıllarda AC motor sürücülerinde yoğun bir şekilde kullanılmaya başlanmıştır. AC, DC veya servo sürücü gibi çalışabilme yeteneğine sahip ilk üniversal sürücü ABB firması tarafından 1995 yılında üretilmiştir. DMK yapısı içeren sürücüde, elde edilen gerilim ve akım cevap verme süreleri tamamen motor tarafından belirlenir ve inverter artık etkili bir faktör olmaktan çıkar [5].

Doğrudan moment kontrolünde motor akısı ve momentinin temel kontrol değişkenleri olarak kullanılma düşüncesi, DC sürücülerde yapılan işlemin, prensip olarak aynıdır. Buna karşılık, klasik PWM ve akı vektör kontrollü sürücülerde çıkış gerilim ile frekansı temel kontrol değişkenleri olarak kullanılır ve bu değişkenler modüle edilerek motora uygulanır. Bu modülatör katı, ek bir işaret işleme zamanı oluşturarak mümkün olan moment ve hız cevabını kısıtlar. DMK da, akı ve momentin her ikisi de histerezis denetleyici ile kontrol edilir ve PWM modülatörü ile ilgili gecikmeler ortadan kalkar. PWM modülatörü yerine optimum anahtarlama mantığı kullanılır. Böylece, DC sürücünün sahip olduğu moment ve doğrudan akı kontrolü ile hızlı cevap verme gibi özellikler elde edilir. Moment cevabı DC veya alan yönlendirmeli kontrole göre iyidir. Orta seviyeli hız doğruluğu olduğu için hız algılayıcı ihtiyacı ortadan kalkar. Değişken hızlı sürücü uygulamalarının çoğunda moment kontrolü gerekli olup hız kontrolü gerekmez. Özellikle hassas hız ayarı gerektirmeyen elektrikli araçlar ve lokomotiflerde doğrudan moment kontrolü ideal bir sürücüdür [6, 7].

1.1 Literatür Özeti

Asenkron motorda moment dalgalanmalarını azaltmak üzere birçok çalışma yapılmış olup, bu çalışmalardan farklı seviyelerde başarı elde edilmiştir. Bunlardan CG Mei vd., (1999), DMK'da kullanılan anahtarlama sektörlerini kaydırarak akı ve moment histerezis bant içerisinde tutmaya çalışmıştır. Özellikle düşük hızlarda akı düşüşünün engellendiğini görmüşlerdir. Ayrıca, stator akımlarındaki ve anahtarlama frekansındaki harmonikleri azalmıştır.

Takahashi vd., (1986), geleneksel alan yönlendirmeli kontrolden hayli farklı olarak ani kayma frekansı kontrolü önermiştir. Bu yöntem geçici durumda yüksek moment cevabı için maksimum kayma frekansı üreterek en hızlı ivmelenmeyi yapabilecek voltaj vektörünü seçebilmektedir. Kalıcı durumda ise hızlandırıcı ve sıfır voltaj vektörünü sıra

ile kullandığı için, sabit bir moment sağlamaktadır. Böylece, motordaki harmonik kayıplar ve akustik gürültü seviyesi azalmıştır. Burada akının genliğinde maksimum verim sağlamışlarsa da düşük frekanslarda bu yöntem, sapmaları engelleyememiştir.

R.Toufoutio vd., (2007), klasik DMK'da vektör seçimi için bulanık mantık ve yapay sinir ağları yaklaşımlarını kullanarak moment ve akıda kalıcı hal ve geçici rejim durumlarındaki dalgalanmaları incelemiş ve dalgalanmanın azaltılmasında tatmin edici sonuçlar almıştır. Bu tekniklerinin kullanılması ile sektör değişikliklerinde akı düşüşlerinin minimize edildiği fakat tamamen yok olmadığı görmüştür. Ayrıca, sözü edilen metodolojinin hızlı bir akı cevabı vardır.

Kostic vd., (2009), klasik DMK metodu üzerinde değişiklikler yaparak, akı ve moment dalgalanmasını azaltmaya çalışmışlardır. Klasik doğrudan moment kontrolünde kullanılan sektör sayısını arttırmışlar ardından uzay vektör modülasyonu'nu (SVPWM) baz alan PI denetleyiciler içeren DMK kullanmışlardır. Geliştirdikleri PI denetleyici içeren DMK'da, anahtarlama frekansının sabit olması, akı ve momentteki dalgalanmalarını düşük hızlarda dahi azaltmaktadır. Ayrıca DMK tablosundaki vektörlerin anahtarlama zamanının düşürülmesi akı ve momentteki dalgalanmayı azaltmaktadır.

Abjadi vd., (2010), beş fazlı seri bağlı iki asenkron motorun kontrolünde kullanılan akı ve moment denetleyicilerini ayırmışlar, üç seviyeli beş fazlı SVPWM inverter kullanarak motoru kontrol etmişlerdir. Seri bağlı beş fazlı iki asenkron motor için üç seviye SVPWM kullanarak, basit bir kontrol stratejisi uygulamaktadırlar. Ayrılmış akı denetleyicisinde sliding-mode akı kestirimci kullanarak akıyı tahmin etmeye çalışmışlardır. SM denetleyiciler ile özellikle dinamik akı ve moment geçişleri regüle edilmiştir.

R.Toufouti vd., (2008), yeni bir DMK tekniği geliştirmeye çalışmış, beş seviyeli histeriz karşılaştırmacı kullanılmıştır. Ve motora uygulanan gerilim değerini değiştirerek, akı, akım ve özellikle momentteki dalgalanmayı azalmışlardır. Klasik DMK denklikleri ayrık zamanlı denkliklere dönüştürülerek akı ve tork kontrolü yapılmış ve klasik DMK'ya göre akı ve moment dalgalanmasında belirli bir azalma görülmüştür.

Bharatirija C. vd., (2010), klasik doğrudan moment kontrolü ile uzay vektör modülasyonunu beraber kullanarak, klasik DMK'daki histeresiz hata denetleyici çıkışlarına PI bir denetleyici daha koyarak, akı ve momentteki dalgalanmayı azaltmaya

çalışmışlardır. Klasik DMK'daki moment dalgalanması $\pm 2,5\text{Nm}$ iken önerdikleri yöntem ile momentteki dalgalanmayı $\pm 0,7\text{Nm}$ 'ye kadar düşürmüşlerdir. Fakat uygulamada iki denetleyicinin arda arda çalışması tepki süresini uzatacaktır.

Jose Rodriguez vd., (2004), doğrudan moment kontrolünde iki seviyeli inverter yerine onbir seviyeli inverter üzerinden yük gerilim seviyesini arttırarak moment dalgalanmasını azaltmaya çalışmışlardır. Ayrıca çoklu seviyedeki inverter'ın anahtarlama zamanlarını farklı anlarda zorlamalı komütasyon tekniği kullanarak her seviye inverter için anahtarlama zamanlarını yeniden hesaplamıştır. Böylece bilgisayar ortamında istedikleri neticeleri almışlardır. Bu çalışmada, çok seviyeli inverter'i gerçeklemek zordur.

Ravisankar Reddy N. vd., (2010), klasik SVPWM algoritmasındaki karmaşık hesaplama yapısını indirgeyerek, sektör ve açi bilgisine ihtiyaç duymadan inverter'e uygulanacak anahtarlama zamanlarını hesaplamışlardır. Klasik SVPWM algoritması daha fazla akım harmoniği ve moment dalgalanması üretmesine rağmen, burada önerilen algoritma karmaşık hesaplamaları azaltarak momentteki dalgalanma ve akım harmoniklerini azaltmıştır. Çalışma simülasyon ortamında gerçekleştirilmiştir.

Maurizio vd., (2004), yeni bir DMK algoritması geliştirmiştir. Bu metodoloji inverter'e bağlı dengesiz kapasitelerden etkilenmemektedir. DC link kapasitörlerindeki gerilim dengesizliklerine rağmen referans akı ve moment değerlerini izlemektedir. Bu algoritmanın hesaplama prosedürlerinin işlemciye herhangi bir yük getirmediğini ve klasik DMK'daki kadar olduğunu göstermişlerdir. Ayrıca, bu çalışmada ortaya çıkan diğer bir sonuç, lojik kapılar, flip-flop'lar, optokuplörler ve iki seviyeli inverter ile üç seviyeli inverter tasarım ve uygulaması altında ticari boyutta kullanılabilir olduğudur.

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

Jehudi vd., (2000), yeni bir sensörsüz asenkron motor sürücü önermiştir. Akı ve moment kontrolü için ayrık zamanlı kontrol tekniği ile hız kestirimi içinde adaptif akı gözlemleyicisi kullanmıştır. Hız değişimlerinde hız kestirimini geliştirmek için adaptif akı gözlemleyici mekanik model kullanılmaktadır. Adaptif gözlemleyici ile tahmin edilmiş stator akısı ayrık-zamanlı tork hesaplamasında kullanılmış ve geniş bir hız

aralığında geçiş ve kararlı durumlarda iyi bir dinamik performans gösterdiğini belirtmiştir.

M. Messaoudi vd., (2008), Asenkron motorda etkin ve sağlam bir sensörsüz kontrol yapabilmek için MRAS sistem ile Luenberger gözlemleyici beraber kullanılmıştır. MRAS blokları dikkate alınacak olursa, ayarlanabilir modelde LO kestirimcisini kullanmışlardır. LO kestirimcinin kazanç matrisi L' yi hesaplamak için analitik bağlantılar kullanarak kompleks hesaplama algoritmasındaki zaman kaybını azaltmıştır. Bu sayede sensörsüz motor kontrolünün performansını arttırarak daha kesin hız kestirimi yapılabileceğini göstermiştir.

H. Kraiern vd., (2008), çalışmalarında MRAS ve Luenberger gözlemleyici kullanılmış fakat LO gözlemleyici stator ve rotor akımlarını kestirmek için kullanılmıştır. Burada, stator direnci ve rotor hızı MRAS ile bulunmaktadır. Özellikle düşük hızlarda online hesaplanan stator direnci DMK kontrol için akı ve moment harmoniklerinin azalmasında yeterli performansın yakalanmasını sağlamıştır.

Tan vd., (2001), Martins vd., (2002), AC motor sürücülerinde moment dalgalanmasını azaltmaya ve anahtarlama frekansını sabitlemeye çalışmıştır. Bu çalışmalar, klasik inverterlere göre daha az anahtarlama frekansı ile çalışabilmeyi daha düzgün dalga şekli elde edilmesini sağlamış ve distorsiyonu azaltmıştır. Ayrıca, anahtarlama elemanı sayısını azaltmıştır. Fakat bu yöntemdeki kontrol sistemi karmaşık yapıda olup, uygulaması oldukça zordur.

Chao vd., (2000), tarafından yapılan çalışmada, rotor hız kestirme yönteminde makina parametrelerinin etkisi geniş bir şekilde incelenmiştir. Bu incelemede, hız kestirme işleminin doğruluğuna en çok etki eden makine parametresinin stator etkin direnci olduğu görülmüş ve MRAS hız kestirmenin doğruluğunu artırmak için stator etkin direncini düzelterek makine modelini güncelleyen ek bir sistem önerilmiştir. Değişken Yapıda Sistem (DYS) adı verilen bu model PI regülâtör çıkısından almış olduğu kestirilen hız sinyalini giriş olarak alıp, buna göre, stator direncini düzelterek referans sisteme vermektedir. Çeşitli rotor hızlarında yapılan simülasyon çalışmalarında oldukça iyi sonuçlar alınmıştır.

Bu tezin ikinci bölümünde asenkron motor ve özellikleri, α - β referans ekseninde ve d-q referans ekseninde matematiksel modellenmesi, Matlab modeli ve motor parametrelerinin açılımı verilecektir.

Üçüncü bölümde ise Asenkron motoru sürebilmek için kullanılan inverter'ların modülasyon tekniklerinden söz edilmiş ve yöntemlerin birbirine göre farklılıkları ortaya çıkarılarak kullanılacak yöntem belirlenmiştir. Dördüncü bölümde de eviricilerle kullanılan aktif filtre çeşitlerinden bahsedilmiştir.

Beşinci bölümde, Asenkron motor için oluşturulan klasik DMK kontrol algoritması analiz edilmiştir. DMK yönteminin Matlab/Simulink modelleri oluşturularak bu algoritmaya ait moment dalgalanmaları, akım harmonikleri ve elektromanyetik girişim gürültüsü üzerinde çalışılmıştır.

Altıncı bölümde, Asenkron motorlardaki moment dalgalanmalarını, harmonik ve elektromanyetik gürültüleri azaltmak için; klasik DMK yöntemindeki akı bölgeleri kaldırılarak ve DMK yapısı içinde yer alan bölge sayısı 12'ye çıkarılarak incelenmiştir. Daha sonra yeni bir DMK kontrol algoritması tanıtılmış ve bu algoritmanın Matlab/Simulink modelleri oluşturulmuş ve bu algoritma ile moment dalgalanması, akım harmonikleri ve elektromanyetik girişim gürültüsü azaltılmaya çalışılmıştır. Bundan sonra tasarlanan aktif filtre topolojisi, yeni DMK yöntemine uygulanmıştır.

Yedinci bölümde deneysel düzenek tanıtılmış ve deneysel sonuçlar verilmiştir.

Sekizinci bölümde yapılan çalışmaların sonuçları incelenmiş, yorumlanmış ve ileride yapılabilecekler hakkında önerilerde bulunulmuştur.

1.2 Tezin Amacı

Bu çalışmada amaçlananlar şunlardır;

1. Asenkron motordaki moment dalgalanması, harmonik ve elektromanyetik gürültülerin kaynaklarını araştırmak,
2. Yeni bir kontrol algoritması önererek moment dalgalanması harmonik ve elektromanyetik gürültü seviyelerini nasıl etkilediği araştırmak,
3. Aktif filtre tasarımı ile birlikte yeni DMK'nın motorun moment dalgalanmasını harmonik ve elektromanyetik gürültü seviyelerini azaltmak,
4. Elde edilen sonuçlardan klasik DMK algoritması ile yapılan çalışmanın üstünlüklerini ortaya koymaktır.

1.3 Hipotez

Endüstride harcanan elektrik enerjisinin büyük bir kısmı asenkron motorlar tarafından tüketilmektedir. İnsan gücünün kullanıldığı, döndürme kuvvetinin istendiği her yerde asenkron motorlar kullanılabilir. Günümüzde asenkron motorlar özellikle hız veya devir kontrolü gerektiren yerlerde sürücüler ile çalıştırılmaktadırlar. Asenkron motorlar sürücüler ile birlikte kullanıldıklarında, PWM inverter sebebiyle şebekede gerilim ve akım harmoniklerini arttırmaktadırlar. Sistem üzerinde bu tür bozucu etkilerin giderilmesi için donanımsal ve yazılımsal birçok yaklaşım öngörülmektedir.

Bu çalışmada, üç fazlı sincap kafesli asenkron motorda moment dalgalanmasının, elektromanyetik gürültünün kontrolü ve harmoniklerin azaltılması için geleneksel Doğrudan Moment Kontrolünde kullanılan uzay vektörleri ile stator akı vektörünün konumu ve verilen referans değerinden sapma miktarını ölçerek yeni bir yapı tasarlanmıştır. Oluşturulan sistemde kullanılan asenkron motor 1,1kW gücüne sahiptir. Akı miktarındaki hataya göre vektörlerin anahtarlama zamanını oluşturulan çizelgeden saptayan yeni bir çalışmadır.

Akıdaki hata miktarı ve sektör konumu çizelgeden zamanlama çiftlerini belirlemek için kullanılmıştır. Sistemin simülasyonu, moment dalgalanması ve akı döngüsünde optimum sonuçları elde edecek şekilde tasarlanmış ve sistemi en iyi yansıtan model oluşturulmuştur.

Asenkron motora uygulanan vektörlerin zamanlaması karmaşık hesaplama prosedürlerine gerek kalmadan hazır çizelge oluşturularak performans maksimum olacak şekilde ayarlanmıştır. Stator akısının bulunduğu bölgede zamanlama çifti nokta sayısı artırılabilir. Fakat çalışmada alınan zaman çiftleri optimum zamanlama için yeterlidir.

Çalışmada önerilen yöntem kullanılarak Toplam Harmonik Distorsiyon (THD) ve Elektromanyetik Girişim (EMI) gürültü değerleri incelenmiştir. Ayrıca, DMK kontrolün besleme katında paralel aktif filtre kullanımı, bir diğer üstünlük olarak harmoniksiz bir DC besleme özelliği göstermektedir.

ASENKRON MOTORUN MODELLENMESİ

Bir kontrol sistemini tasarlamadan önce, kontrolü gerçekleştirilecek sistemin değişik çalışma şartları altında davranışlarının incelenmesi gerekir. Fakat çalışan sistemler üzerinde ölçüm yapmak her zaman mümkün olmaz. Bu yüzden sistemin davranışlarını doğru olarak tanımlayabilecek bir matematiksel model kullanılır. Kontrolü gerçekleştirilecek sistem bir asenkron motordur. Burada, sincap kafesli asenkron motorun davranışının hem sürekli hal durumu hem de geçici rejim durumunda, besleme geriliminden bağımsız olarak matematiksel modeli incelenecektir.

Asenkron motor karmaşık bir yapıya sahiptir. Genel olarak üç fazlı bir asenkron motorun modeli çıkarıldığında, elde edilen denklem, sisteminin doğrusal olmayan ve katsayıları zamanla değişen bir yapıda olduğu görülmektedir. Bu denklem sisteminin sayısal integrasyon teknikleri ile çözümü bir bilgisayar yardımı ile olsa dahi uzun sürebilir. Bunun için kullanılacak modeldeki denklem sisteminde zamanla değişen katsayılardan kaçınılmalıdır. Bu yüzden asenkron motor modelinin karmaşık hale gelmesini önlemek için denklem takımları bazı varsayımlar altında oluşturulur. Bu varsayımlar aşağıdaki gibi açıklanmıştır.

- a)Asenkron motor düzgün bir hava aralığına sahiptir. Dış ve oluk etkileri göz önünde bulundurulmayacaktır.
- b)Dengeli stator akımları tarafından üretilen magnetomotor kuvvet dalgası sinüzoidaldir.
- c)Manyetik devre doğrusal kabul edildiğinden doyma oluşmamaktadır.
- d)Stator ve rotor sargı dirençlerinin ve indüktanslarının sıcaklık ve frekans etkisi ile değişmediği varsayılmaktadır.

e)Histerezis ve fuko kayıpları ihmal edilmektedir.

f)Deri olayı ihmal edilmiştir.

g)Rotor sincap kafesli yapıdadır.

h)Rotor çubuklarının simetrik yayıldığı ve her çubuk bir rotor faz sargısı olarak kabul edilmiştir.

2.1 Uzay Fazör Modeli

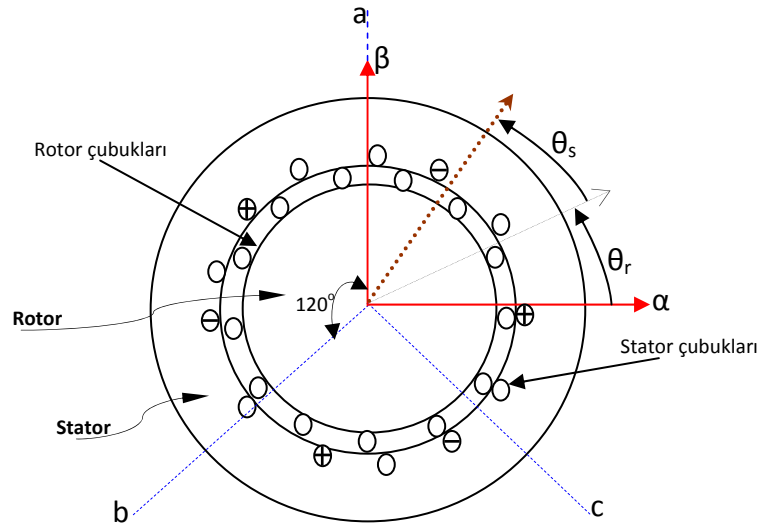
Vektör kontrolü ve doğrudan moment kontrolünün anlaşılabilmesi için abc, $\alpha\beta$ ve dq matematiksel modeli oluşturulmuştur. Motorun davranışını geçici ve kararlı rejimde temsil eden matematiksel model, hesaplama kolaylığı açısından uzay vektörleri kullanılarak tanımlanmıştır.

ia, ib ve ic' nin anlık dengelenmiş üç faz stator akımları olduğunu kabul edersek;

$$\bar{i}_a + \bar{i}_b + \bar{i}_c = 0$$

(2.1)

Böylece stator akımı vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir;



Şekil 2.1 Üç fazlı rotoru kısa devre asenkron motor kesiti, rotor, stator sargıları ve $\alpha\beta$ eksenini

$$\bar{i}_s = k(i_a + ai_b + a^2i_c) = |i_s|e^{j\alpha_s} \quad (2.2)$$

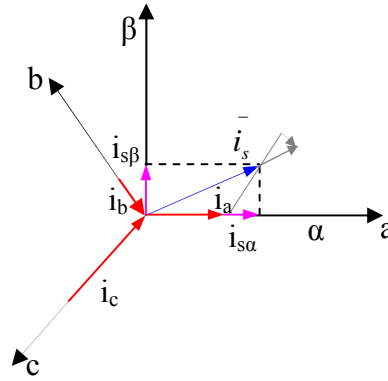
Burada a ve a^2 ; uzay vektör operatörleri ve k ; transformasyon sabitidir.

$$a = e^{j2\pi/3} \quad (2.3)$$

$$a^2 = e^{j4\pi/3} \quad (2.4)$$

$k=2/3$ olarak seçilmiştir.

Aşağıdaki şekilde stator akımı uzay vektörü izdüşümü gösterilmiştir.



Şekil 2.2 Akım uzay vektörü ve izdüşümü

Denklem (2.2) tarafından tanımlanmış uzay vektörü, çift eksen teorisinden yararlanılarak da ifade edilebilir. Uzay vektörünün reel kısmı, enine eksen stator akım bileşeninin ($i_{s\alpha}$) ani değeri ile eşittir. Boyuna eksen stator akım bileşeni ($i_{s\beta}$) ile de imajiner kısmı eşittir. Böylece sabit referans sisteminde, stator akımı uzay vektörü tanımlanmış olur ve aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$i = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (2.5)$$

Üç faz gerilim ve manyetik akı vektörleri içinde benzer uzay vektörleri aşağıdaki gibi olabilir.

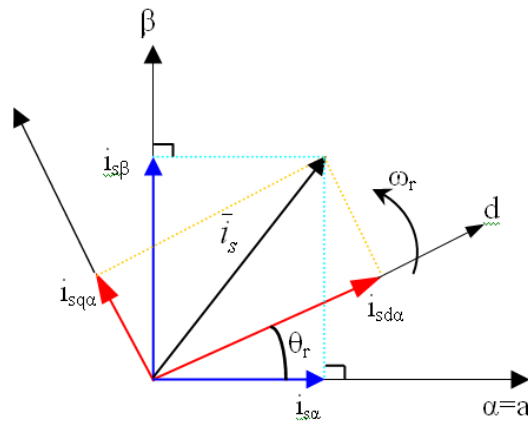
$$u_s = \frac{2}{3}(u_{sA} + au_{sB} + a^2u_{sC}) = |u_s|e^{-j\theta} \quad (2.6)$$

$$\psi_s = \frac{2}{3}(\psi_{sA} + a\psi_{sB} + a^2\psi_{sC}) = |\psi_s|e^{-j\theta} \quad (2.7)$$

Buradaki A,B,C alt indisleri A,B,C fazlarını göstermektedir.

2.2 Referans Koordinat Ekseni Dönüşümleri

Asenkron motorda yüksek performanslı bir sürme işlemi geliştirebilmek için matematiksel denklükleri azaltacak ve sonuca hızla ulaşabilecek hesaplama algoritmaları gerekir. Bu algoritmaları geliştirebilmek için koordinat ekseni dönüşümü yapılır. Bu sayede eşitsizliklerin çözümü daha kolay ve hızlı olacaktır. 3 fazlı sabit eksenden 2 fazlı sabit eksene dönüşüm Clarke dönüşümü, 2 faz sabit eksenden 3 faz sabit eksene ters Clarke dönüşümü, 2 veya 3 faz sabit eksenden 2 faz rotorda sabit hızla dönen eksene Park dönüşümü, 2 faz dönen eksenden 2 veya 3 faz sabit eksene ters Park dönüşümü denir. Şekil 2.2’ de referans eksenler görülmektedir.



Şekil 2.3 Stator sabit ekseni α-β’ da ve dönen rotor ekseni d-q’ da stator akım uzay vektörü [8]

2.2.1 a-b-c → α-β Ekseni Dönüşümü (Clarke Dönüşümü)

Statora sabitlenmiş sabit referans eksenindeki stator akım uzay vektörü (2.8)’deki gibi tanımlanırsa;

$$i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (2.8)$$

Burada, $i_{s\alpha}$ reel eksen α yönündeki stator akım bileşenini ve $i_{s\beta}$ bu eksene dik olan imajiner eksen β yönündeki stator akım bileşenidir. Bu eksen takımı Şekil 2.3’de tanımlamıştır.

Simetrik, üç fazlı bir makinada, $i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$ akımları ile gerçek üç fazlı stator akımları arasında aşağıdaki gibi bir ilişki vardır.

$$\begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Burada k değişmeyen güç 2/3, değişken güçlü sistemler için $\sqrt{2/3}$ ' dür. i_0 sıfır akım bileşinidir. Eğer $i_a + i_b + i_c = 0$ ise;

$$i_\alpha = k \frac{3}{2} i_a \quad (2.10)$$

$$i_\beta = k \left(\frac{\sqrt{3}}{2} (2i_b + i_a) \right) \quad (2.11)$$

olur. Stator gerilimleri benzer şekilde yazılabilir ve akı değerleri de α - β notasyonunda tanımlanabilir.

2.2.2 α - $\beta \rightarrow$ a-b-c Ekseni Dönüşümü (Ters Clark Dönüşümü)

2 faz sabit eksenden 3 faz sabit eksene dönüşüm ters clarke dönüşümü ile yapılabilir. Aşağıda dönüşüm ifadesi matris formunda verilirse;

$$\begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

şeklindedir.

2.2.3 a-b-c \rightarrow dq Döner Eksen Dönüşümü (Park Dönüşümü)

Statorda 2 veya 3 eksende sabit tanımlanmış stator değişkenlerini rotorda ω_r hızıyla dönen rotor referans ekseni değişkenlerine dönüştürmek mümkündür. Bu şekilde doğru akım makinasına daha yakın bir kontrol sağlanmış olacaktır. 2 faz sabit eksen dönüşümü denklik (2.13)' de gösterilmiştir.

$$\begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Burada i_{sd} ve i_{sq} rotor referans düzlemi stator akımları, θ_r α eksenini ile yaptığı rotor açısını göstermektedir. Şekil 2.2'ye göre yazılan (2.13) ifadesi gerilim ve akı değişkenleri içinde kullanılabilir. Denklik (2.13) ifadesindeki 2 faz eksen akım değerleri yerine yazılırsa park dönüşümü;

$$\begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ 0 & -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$= k \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

gibi olur.

2.2.4 dq → a-b-c Döner Eksen Dönüşümü (Ters Park Dönüşümü)

İki faz rotor etrafında dönen eksenden 2 faz sabit veya 3 faz döner eksene dönüşüm;

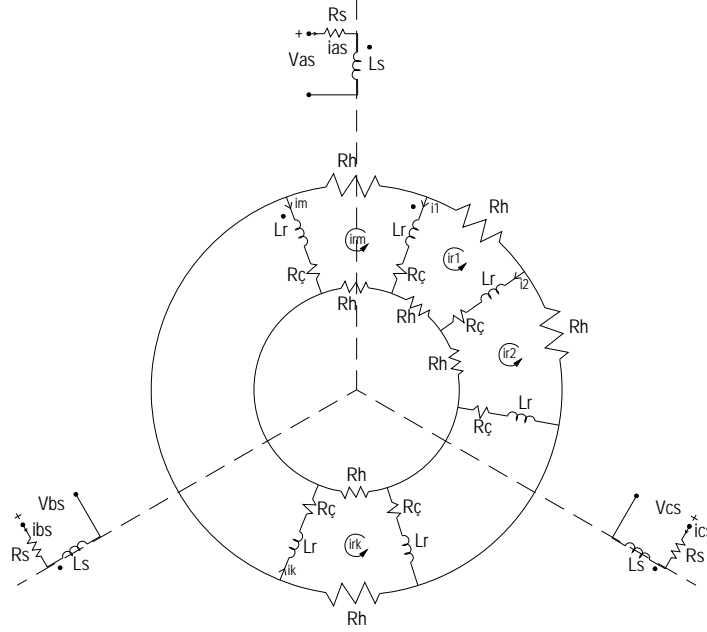
$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

şeklindedir.

2.3 Asenkron Motorun Modellenmesi

Sincap kafesli veya kısa devre rotorlu asenkron motor, çoğunlukla motor olarak kullanılıp statoru 3, rotoru m fazlı bir yapıya sahiptir.



Şekil 2.4 Üç fazlı sincap kafesli asenkron motor eşdeğer devresi

Toplu parametrelili model oluşturulurken önce motor eşdeğer devre parametreleri tanımlanmalıdır. Makine eşdeğer devresindeki parametreler aşağıdaki formüllerle tanımlanabilir.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & L_s & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & L_s \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} 2(R_h + R_\zeta) & -R_\zeta & 0 \dots & 0 \dots & -R_\zeta \\ -R_\zeta & 2(R_h + R_\zeta) & -R_\zeta & 0 \dots & 0 \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ -R_\zeta & 0 & 0 \dots & R_\zeta & 2(R_h + R_\zeta) \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_{rr} & \cdot & \cdot & M_{rr} \\ M_{rr} & L_r & \cdot & \cdot & M_{rr} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ M_{rr} & L_r & \cdot & \cdot & L_r \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Statordan bakıldığında ortak endüktans rotor ve statorun konumlarının değişimi ile manyetik akı miktarının ve dolayısı ile endüktansının da değiştiği göz önüne alınarak aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$[M_{sr}(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos p\theta & \cos(p\theta + \frac{2\pi}{m}) & \cdots & \cos(p\theta + \frac{2(m-1)\pi}{m}) \\ \cos(p\theta + \frac{2\pi}{m}) & \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{m}) & \cdots & \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3} + \frac{2(m-1)\pi}{m}) \\ \cos(p\theta + \frac{2\pi}{m}) & \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{m}) & \cdots & \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3} + \frac{2(m-1)\pi}{m}) \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Rotordan bakıldığında ortak endüktans aşağıdaki gibidir.

$$[M_{r,s}(\theta)] = [M_{r,s}(\theta)]^T \quad (2.22)$$

Rotor ve stator endüktansların bir araya getirilmesi ile oluşan toplam endüktans aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$[L_{s,r}] = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{s,r}(\theta)] \\ [M_{r,s}(\theta)] & [L_r] \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

a,b,c indisleri stator fazlarına, 1,2,...,m indisleri ise rotor fazlarını gösteriyorsa; akı, akım, gerilim vektörleri aşağıdaki formlarda ifade edilebilir.

$$[I_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad [V_s] = \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad [V_r] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad [I_r] = \begin{bmatrix} i_{r1} \\ i_{r2} \\ \vdots \\ i_{rm} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

$$[\psi_s] = \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} \quad [\psi_r] = \begin{bmatrix} \psi_{r1} \\ \psi_{r2} \\ \vdots \\ \psi_{rm} \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Endüktanslar ve akımlar kullanılarak akılar tekrar yazılırsa;

$$[\psi_s] = [L_s][I_s] + [M_{s,r}(\theta)][I_r] \quad (2.26)$$

$$[\psi_r] = [L_r][I_r] + [M_{r,s}(\theta)][I_s] \text{ olur.} \quad (2.27)$$

Faraday yasası ele alınarak akının eşdeğer devre üzerinde indüklendiği gerilim tanımlanmıştır. Akıdan dolayı oluşan gerilim ve diğer gerilimler toplamının sıfır olması durumu göz önünde bulundurularak, toplu parametrelili modeli oluşturulabilir. Makinadaki değişken akı ve akımlardan dolayı stator ve rotorda ortak endüktanslar oluşmaktadır. Stator ve rotordaki manyetik akılar, endüktanslar ve akımlar türünden tekrar yazılarak düzenlenirse motorun elektriksel kısmı stator ve rotor için denklem (2.28) ve (2.29) eşitlikleri gibi ifade edilebilir.

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\psi_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}\{[L_s][I_s] + [M_{s,r}(\theta)][I_r]\} \quad (2.28)$$

$$[0] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\psi_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}\{[L_r][I_r] + [M_{r,s}(\theta)][I_s]\} \quad (2.29)$$

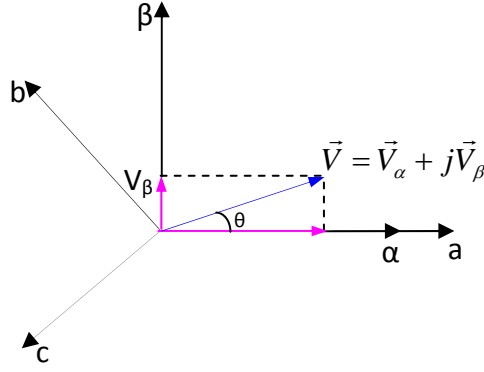
Elektromekanik bir dönüştürücü olan asenkron motorun elektrik denklemleri tanımlandıktan sonra dönen mekanik kısmın hareket denklemleri aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$t_e = \frac{1}{2} [I_s]^T [I_r]^T \frac{\partial}{\partial \theta} [L_{s,r}(\theta)] \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} = J \frac{d^2}{dt^2} + B \frac{d\theta}{dt} \quad (2.30)$$

Sincap kafesli asenkron motor 3 tanesi statora, m tanesi rotora ve biride dönen mekanik kısma ait denklemlerle modellenebilir. Burada eğer rotor faz sayısı üçü geçerse modelin çok sayıda denklemden oluşacağı açıktır. Asenkron motorun bu yapıdaki modelinin lineer olmaması ve karşıt endükleme katsayısının dönme açısı θ' ya bağlı olması nedeniyle bilgisayar simülasyonlarında istenen neticeleri vermez. Dolayısıyla, istenen kontrol algoritmaları bilgisayarda geliştirilemez. Model uygun dönüşümler yapılarak sadeleştirilmelidir [9].

2.4 α - β Eksen Takımında Sincap Kafesli Asenkron Motorun Matematiksel Modelinin Elde Edilmesi

Rotor değişkenleri rotorda sabit duran, stator değişkenleri ise statorda sabit duran eksen takımlarında asenkron motorun matematiksel modelinin çıkarılması için stator ve rotorda ortogonal yapıdaki dönüşüm matrisleri kullanılır.



Şekil 2.5 α - β eksen takımının a-b-c eksenleri üzerindeki yerleşimi

a-b-c ve α - β eksen takımında V_α ve V_β gerilim vektörleri gösterilmiştir.

$$[\Gamma]_{(\alpha,\beta)(+,-)} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & j \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Bu eksen takımında simetrik bileşenlere dönüşüm matrisi (2.31) kullanılarak yapılan dönüşümler sonucu model aşağıdaki gösterilen matris çözümü haline gelmektedir.

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha}^s \\ V_{s\beta}^s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^s \\ i_{s\beta}^s \\ i_{r\alpha}^r \\ i_{r\beta}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{s\alpha} & 0 & nM_{sr} \cos p\theta & -nM_{sr} \sin p\theta \\ 0 & L_{s\beta} & nM_{sr} \sin p\theta & nM_{sr} \cos p\theta \\ nM_{sr} \cos p\theta & nM_{sr} \sin p\theta & L_{r\alpha} & 0 \\ nM_{sr} \sin p\theta & nM_{sr} \cos p\theta & 0 & L_{r\beta} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^s \\ i_{s\beta}^s \\ i_{r\alpha}^r \\ i_{r\beta}^r \end{bmatrix} + \frac{d\theta}{dt} pnM_{sr} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\sin p\theta & -\cos p\theta \\ 0 & 0 & \cos p\theta & -\sin p\theta \\ -\sin p\theta & \cos p\theta & 0 & 0 \\ -\cos p\theta & -\sin p\theta & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha}^s \\ i_{s\beta}^s \\ i_{r\alpha}^r \\ i_{r\beta}^r \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

$$t_e = phM_{sr} \left[(i_{r\alpha}^R i_{s\beta}^S - i_{r\beta}^R i_{s\alpha}^S) \cos p\theta - (i_{r\alpha}^R i_{s\beta}^S + i_{r\beta}^R i_{s\alpha}^S) \sin p\theta \right] \quad n = \frac{\sqrt{3m}}{2} \quad (2.33)$$

Yukarıdaki denklemde θ hem sabit duran statordaki eksen, hem de hareketli rotor ekseninde kullanılmaktadır. Bu durumdan faydalanılarak rotor ekseninde dönen θ 'lı terimler 2.34' deki dönüşüm denklemi ile stator eksenine indirgenerek daha kullanışlı olan hem rotor hem de statorun, statorda duran α - β eksen takımına indirgenmiş

olacaktır. Rotor duran eksen takımında tanımlı rotor ifadeleri, stator eksen takımına aşağıdaki katsayılar ve büyüklükler ile dönüştürülecektir.

$$\begin{bmatrix} i_{r\alpha}^S \\ i_{r\beta}^S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos p\theta & -\sin p\theta \\ \sin p\theta & \cos p\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha}^R \\ i_{r\beta}^R \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

$$\text{Burada indirgeme katsayısı; } \ddot{u} = \frac{K_s N_s}{K_r N_r} \text{ ve} \quad (2.35)$$

$$i_{r\alpha}^S = \frac{i_{r\alpha}^R}{\ddot{u}} = i_{r\alpha} \quad i_{r\beta}^S = \frac{i_{r\beta}^R}{\ddot{u}} = i_{r\beta} \quad R_r' = \ddot{u}^2 R_r \quad L_r' = \ddot{u}^2 L_r \quad L_m = \ddot{u}^2 n M_{sr} \quad (2.36)$$

Buradan sistemin statora indirgenmiş α - β eksenindeki model;

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

$$+ \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} p\omega$$

2.37'deki denklikte yer alan parametreler zamanla değişmemektedir. Sabit eksen akı, akım, moment aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$\psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha}, \quad \psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \quad (2.38)$$

$$\psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta}, \quad \psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \quad (2.39)$$

$$t_e = L_m (i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta}) \quad (2.40)$$

2.37' de matris şeklinde verilen α - β eksenindeki model durum denklemleri biçiminde düzenlendiğinde aşağıdaki diferansiyel denklemler şeklini alır [9].

$$\frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{R_r}{L_r} \psi_{r\alpha} + p\omega \psi_{r\beta} \right) - R_E i_{s\alpha} + V_{s\alpha} \right\} \quad (2.41)$$

$$\frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left\{ \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{R_r}{L_r} \psi_{r\beta} + p\omega \psi_{r\alpha} \right) - R_E i_{s\beta} + V_{s\beta} \right\} \quad (2.42)$$

$$\frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}\psi_{r\alpha} + p\omega\psi_{r\beta} + \frac{R_r L_m}{L_r}i_{s\alpha} \quad (2.43)$$

$$\frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}\psi_{r\beta} + p\omega\psi_{r\alpha} + \frac{R_r L_m}{L_r}i_{s\beta} \quad (2.44)$$

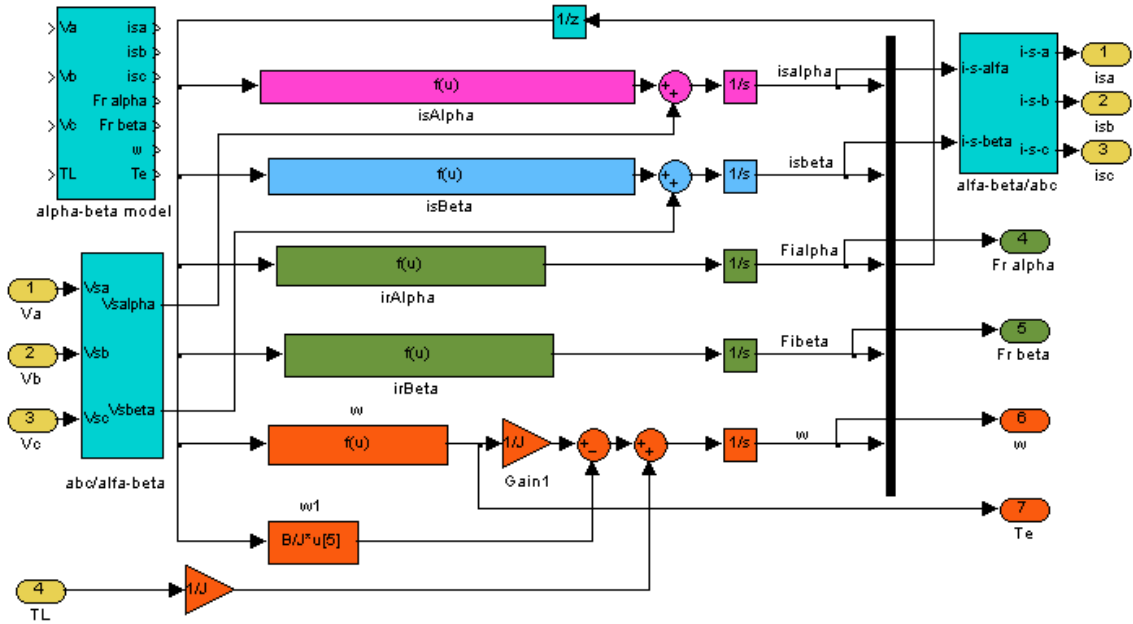
$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{j} \frac{L_m}{L_r} (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) - \frac{B}{J} \omega + \frac{1}{J} T_L \quad (2.45)$$

Moment ifadesi $t_e = p \frac{L_m}{L_r} (i_{s\beta} \psi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \psi_{r\beta})$, $R_E = R_s + \frac{R_r' L_m^2}{L_r}$ ise eşdeğer direnç (2.46)

ve $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ kaçak faktörü olarak verilir. (2.47)

Yukarıda diferansiyel denklemleri verilen model Matlab/Simulink ortamında modellenmiştir. 2.41 ile 2.46 arası eşitsizlikler modeli kurmak için kullanılmıştır.

Bu modelde asenkron motorun girişi üç faz gerilimleri ve yük momentini, çıkışlar ise stator faz akımları rotor hız bileşeni, elektromanyetik moment ve rotor akımlarıdır.



Şekil 2.6 3 faz sincap kafesli asenkron motorun α - β eksenli Matlab/Simulink modeli

2.5 d-q Eksen Takımında Sincap Kafesli Asenkron Motorun Matematiksel Modelinin Elde Edilmesi

Asenkron motordaki bazı parametreler zamanla değişmektedir. Bu parametrelerin büyüklüklerinin yanında faz değerleri de değişmektedir. α - β ekseninden d-q rotorda sabit hızla dönen eksene geçerse artık akım ve gerilim doğru akım bileşenleridir. Ve hesaplama yapmak daha da kolaylaşır. Şekil 2.3'de d-q eksen takımının gösterimi vardır.

Parametreler d-q eksen takımında tanımlandığı için artık sistem faz değişiminden bağımsız hale gelir. Bu sayede rotor eksen bilgileri statorda duran sabit büyüklükler gibi hesaplanabilir. Model oldukça basitleşmiş olur. Böylece kurulacak kontrol algoritmaları bilgisayar üzerinde daha etkin çalışacaktır.

Daha önce park dönüşümü anlatılmış ve sabit eksendeki büyüklüklerin nasıl döner eksende tanımlanacağı açıklanmıştı. (2.13)-(2.17) eşitsizlikleri kullanılarak gerekli eksen dönüşümü yapıldıktan sonra d-q eksenindeki model aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \quad (2.48)$$

$$\begin{bmatrix} 0 & -\omega_s L_s & \omega_s L_m & 0 \\ \omega_s L_s & 0 & 0 & \omega_s L_m \\ \omega_r L_m & 0 & 0 & -\omega_r L_r \\ 0 & \omega_r L_m & \omega_r L_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}$$

$$t_e = pL_m(i_{sq}i_{rd} - i_{sd}i_{rq}) \text{ olarak tanımlanır.} \quad (2.49)$$

ω_s stator akımları açısal frekansı aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\omega_s = \omega_r + p\omega \quad (2.50)$$

Kontrol algoritmalarında kullanılan α - β ekseninde tanımlandığı gibi rotor ve stator akı büyüklükleri aşağıdaki gibidir.

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd}, \quad \psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (2.51)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq}, \quad \psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (2.52)$$

d-q eksenindeki rotor ve stator eksen takımlarına göre durum uzay modeli difrensiyel denklilikleri aşağıdaki gibidir.

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_E i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \psi_{rd} + p \omega \frac{L_m}{L_r} \psi_{rq} + V_{sd} \right] \quad (2.53)$$

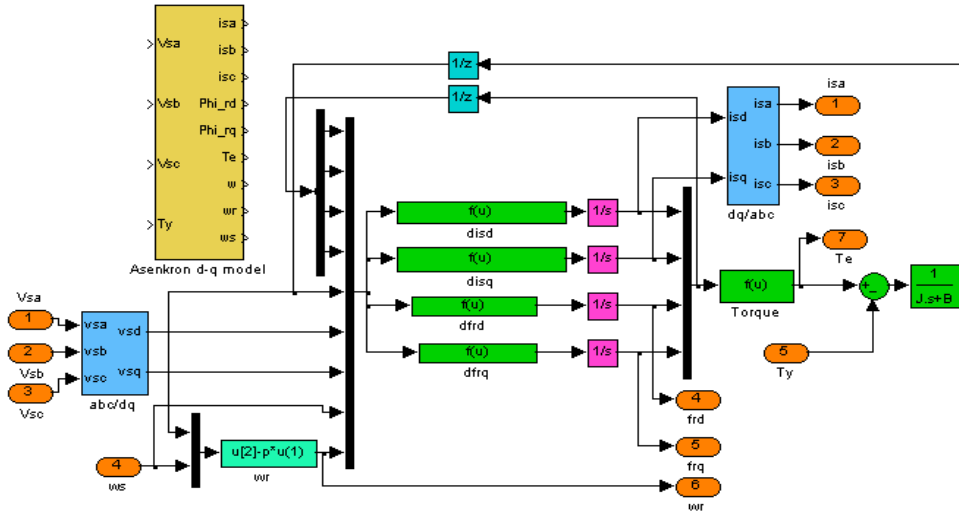
$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_E i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \psi_{rd} - p \omega \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} + V_{sq} \right] \quad (2.54)$$

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} + \omega_r \psi_{rq} \quad (2.55)$$

$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rq} - \omega_r \psi_{rd} \quad (2.56)$$

$$t_e = p \frac{L_m}{L_r} (i_{sq} \psi_{rd} - i_{sd} \psi_{rq}) = J \frac{d\omega}{dt} + B \omega \rightarrow \frac{d\omega}{dt} = \frac{p L_m}{J L_r} (i_{sq} \psi_{rd} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (2.57)$$

Denklemlerden görüldüğü gibi model, t_e ile birlikte 5 adet durum denkleminde oluşmuştur. Durum denklemleri Matlab/Simulink'te aşağıdaki gibi gerçekleştirilmiş ve bu motor modeli olarak kontrol algoritmalarında kullanılmıştır.



Şekil 2.7 3 faz sincap kafesli asenkron motorun dq eksenli Matlab/Simulink modeli (Mavi bloklar (2.14-2.17) tanımlar, Yeşil bloklar (2.53-2.57) tanımlar, Açık yeşil blok 2.50 eşitliği, Turuncu renkler giriş çıkışı, Sarı blokta Motor modelidir).

Sistem denklemlerine dikkat edilecek olursa, bir durum değişkeni olan ω , diğer durum değişkenleri ile çarpım durumunda olduğu için durum denklemleri doğrusal olmayan bir denklem takımındır. Giriş değişkenlerindeki değişme motor milindeki açısal hızı değiştirmekte, dolayısı ile diğer değişkenlerde değişmektedir.

İNVERTERLER VE ASENKRON MOTORUN SÜRÜLMESİ

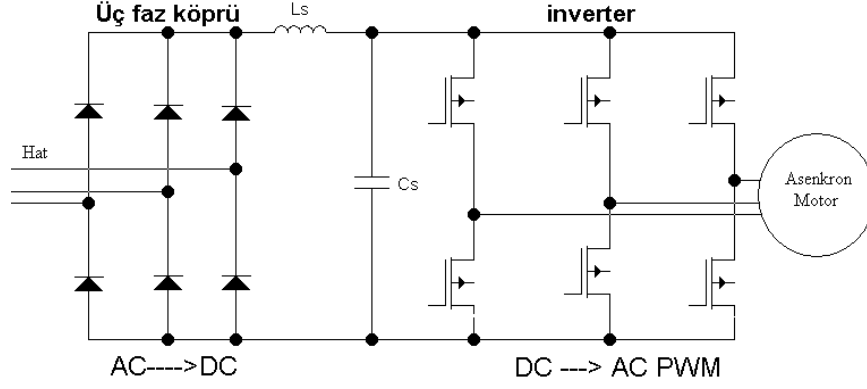
Asenkron motorlar tasarlanırken üzerlerinden geçecek akım ve gerilim değerlerine göre boyutlandırılırlar. Sanayide kullanılan motor sürücü sistemlerinde değişken hızlara cevap vermek için güç katları değişken genlik ve frekans üretebilecek şekilde tasarlanmışlardır. Bu güç katına kontrollü bir DC doğrultucu veya inverter bağlanabilir. Kontrollü doğrultucu inverter'in DC gerilim değerini değiştirirken, aynı zamanda inverter çıkış frekansını da değiştirir. DC hat, seri bir endüktans içerebilir fakat buradaki önemli eleman inverter DC hat geriliminin sabit bir değerde kalmasını sağlayan ve gerilimi düzleştiren kondansatördür. Eğer PWM yöntemi uygulanamayacak ise daha ucuz bir yöntem olan çıkış geriliminin kontrolü için DC kıyıcı kullanılabilir. En çok kullanılan yöntem ise frekansı değişen sabit gerilim (PWM) yani darbe genişlik modülasyonudur. Motor girişine uygulanan sinyallerin kontrolü inverter ile gerçekleştirilir. İnverter çıkışı frekansı değişen AC gerilimdir. İnverter anahtarlama elemanlarından oluşur. Girişine gelen sayısal sinyale göre DC kapasitör üzerindeki gerilimi değişken frekansta anahtarlarlar. Günümüzde inverter ile birlikte konverterda, birlikte üretilmeleri nedeniyle modül olarak adlandırılmaktadır. Modüller ayrı elemanlar ile karşılaştırıldığında iletim durumunda düşük kayıp, yüksek gerilim ve akım anahtarlama karakteristikleri ile yüksek hız gibi avantajlara sahiptir. Bazı modüller geçici rejim koruması ve kapı sürme devrelerini içerirken bazı akıllı modüller de ise güç modülü ile arabirim devreleştirilmiştir. Arabirim devresi, giriş/çıkış izolasyonu, sinyal ve yüksek gerilim sistemi ile ara yüz, koruma ve hata bulma devresinden oluşmaktadır [10]. Modül kullanmanın avantajı anahtarlanacak DC gerilim bağlandıktan sonra modüle sadece anahtarlama sinyallerini düşük güçlü direk optokuplör çıkışından verebilmesidir.

İnverter' ları sürmek için farklı PWM teknikleri vardır. Burada bu teknikler açıklanmaya çalışılacaktır.

3.1 PWM İnverterler

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

PWM inverter' ların DC gerilim ihtiyaçlarını Şekil 3.1' de görüldüğü gibi kontrolsüz doğrultucudan veya bir aküden elde edilebilir. Köprü diyot ve filtre devresinin çıkış gerilimi her bir yarım periyot boyunca birkaç defa hızlıca anahtarlanır ve eşit genlikli darbelerin sayısı ayarlanır. İnverterin çıkışlarındaki gerilim dalgaları birbirinin aynı olmalı ve aralarında 120° faz farkı bulunmalıdır. Bir alternansa ait gerilim, üst veya alt kolun iletimde olmasına göre, AC yarım periyot içinde bir çok kere $+V_d/2$ ve $-V_d/2$ değerlerini almaktadır. Gerilim üstteki eleman iletimde iken pozitif, alttaki iletimde iken negatif değer alır. Böylece her bir darbenin genliği DC gerilim değerine eşittir. İnverterde kullanılan yarıiletken anahtarlama elemanı bipolar transistör (BJT), MOSFET, kapı sönümlü tristör (GTO), izole kapılı bipolar transistör (IGBT) veya kontrol ucundan iletime ve kesime sokulabilen herhangi bir hızlı anahtar olabilir [11]. Yüksek güçlü bipolar transistor ile gerçekleştirilen inverterler, tristörlerle gerçekleştirilen inverterlere göre komütasyon problemlerinin olmaması, yüksek anahtarlama frekansı ve verim gibi avantajlara sahiptir. Ayrıca, MOSFET ile gerçekleştirilen inverterlere göre ise iletim direnci, güç ve fiyat bakımından üstünlüğü vardır. İzole kapılı bipolar transistörlerin (IGBT) bipolar güç transistörlere ve güç MOSFET lerine üstünlükleri belirtilmiştir [12].



Şekil 3.1 Üç fazlı PWM inverter (Almeida vd., 2000)

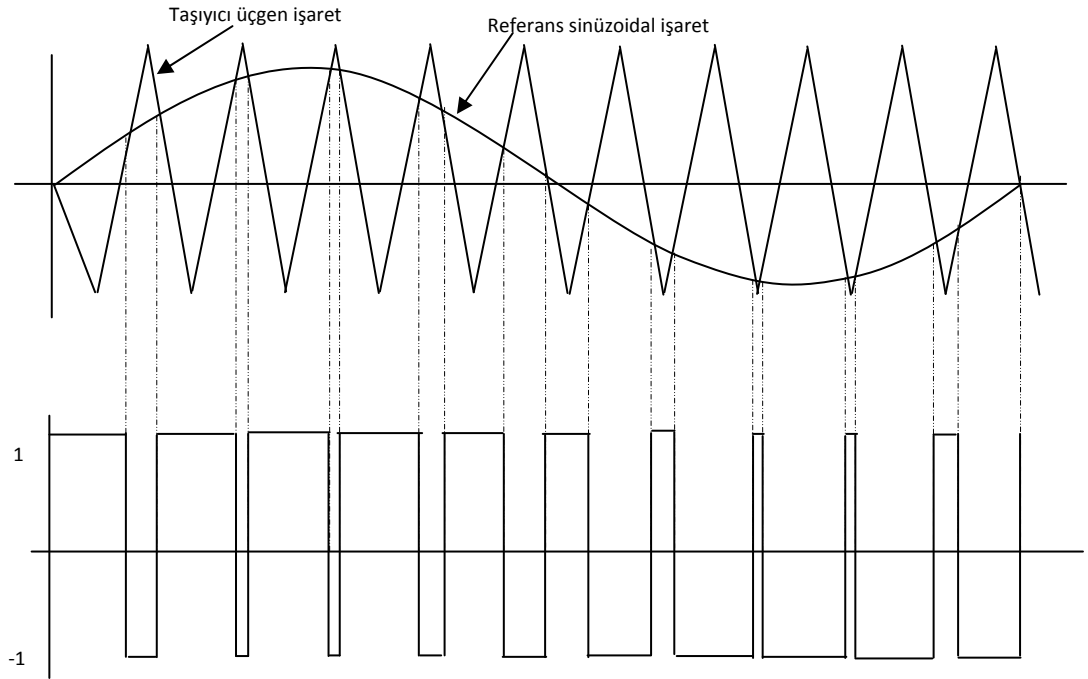
Motora uygulanan AC gerilim frekansı, inverterdeki elemanların anahtarlama durumu değiştirilerek ayarlandığından, sistemin cevap verme süresi çok kısadır. Uygun bir PWM yöntemi kullanılırsa, motor akımında düşük mertebeden harmonikler bulunmaz. Düşük hızlarda moment salınımlarının ortadan kalkması ile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

Piyasada birçok farklı tipte PWM inverter kullanılmaktadır. Bunlar sinüs-üçgen karşılaştırılması ile elde edilen PWM, harmonik yok edici PWM, histerezis özellikli orantılı akım kontrollü PWM, uzay vektör modülasyonu (SVPWM) olarak sınıflandırılabilir. Belirtilen PWM tipleri madde madde açıklanacaktır.

3.2 Sinüs-Üçgen Karşılaştırmalı PWM

İnverter tipleri içerisinde en çok kullanılan ve basit olanı sinüzoidal işaret ile üçgen işaretin karşılaştırılması ile elde edilir. Bu tip PWM yöntemine sinüzoidal PWM'de denir. Çıkışta elde edilmek istenen sinüzoidal işaret ile güç devresinin anahtarlama frekansına eşit bir üçgen dalga karşılaştırılarak kesişme noktalarında anahtarlama yapılarak bir önceki anahtarlamanın tersi olacak şekilde darbe üretilir. Üç faz sistemlerde ise birbirine göre 120 derece faz farkı bulunan üç tane sinüzoidal referans olması gerekir. Aynı şekilde ilgili faza ait referans sinüzoidal işaret ile taşıyıcı üçgen dalga karşılaştırılarak o faz için gerekli darbeler üretilir. Üretilen darbeler Şekil 3.2'de görüldüğü gibi PWM dalga şeklindedir. Üçgen dalganın frekansı KHz'ler mertebesinde. Üretilen PWM işaretinde anahtarların açık ve kapalı olma sürelerinin toplamı, üçgen işaretin periyoduna eşittir. Sinüzoidal işaret fourier serisine açıldığında, PWM dalga şeklinin temel bileşenine eşittir. Referans sinüzoidal işaretin değişen genliğine göre, inverter' daki anahtarlar açılıp

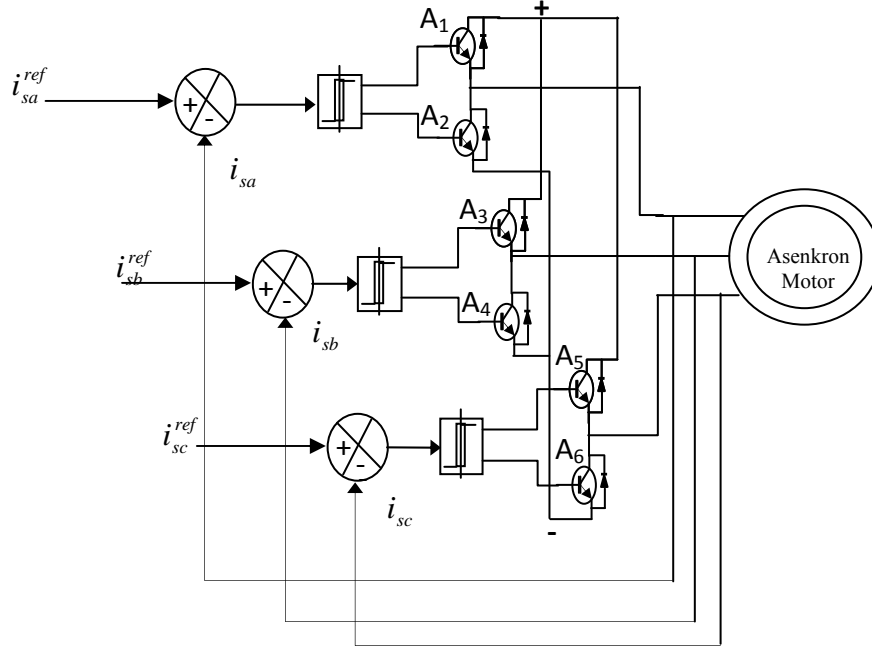
kapanmaktadır. Dolayısıyla açılıp kapanma süreleri, elde edilen PWM darbelerinin çözünürlüğünü belirler. Elde edilen bu PWM işaretleri inverter’ daki güç anahtarları yoluyla motor sargılarına uygulanır. Motor sargılarında sinüzoidal bir gerilim görülür. Bunun sebebi motor sargıları filtre gibi davranmıştır. Sargılarda temel bileşen dışındaki harmonikler oluşur. Bu harmonikleri yok etmek için anahtarlama frekansı arttırılabilir. Ancak anahtarlama frekansının artması ile stator sargılarından geçen akımların harmonik bileşenlerinin azalmasına sebep olur. Fakat bu seferde inverter içindeki güç anahtarlarının anahtarlama kayıpları artar. Böylece faz akımlarının temel bileşeni yanında, harmonik akım bileşenleri de yer alır. Bu harmonikler, harmoniklerin azaltılmasına yönelik yöntemler kullanılarak giderilebilir.



Şekil 3.2 Referans sinüzoidal gerilim ile üçgen işaretin karşılaştırması ile ortaya çıkan PWM işareti

3.3 Histeresis Özellikli Orantılı Akım Kontrollü PWM

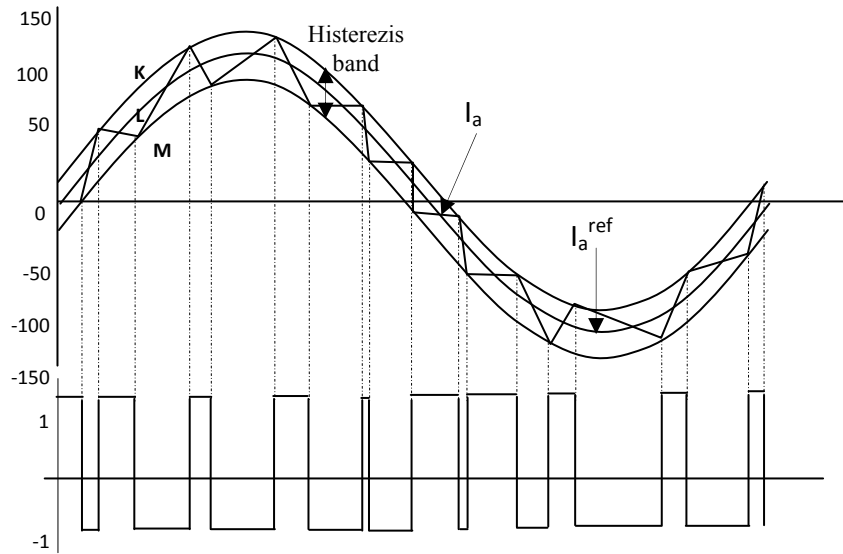
Diğer PWM yöntemlerinde olduğu gibi bu yöntemde de amaç motor sargılarındaki akımın sinüzoidal referans akımını izlemesidir. Bu yöntemde referans sinüzoidal akımlarla motor çıkış akımları karşılaştırılmaktadır. Karşılaştırma işlemi için hızlı komparatorlar kullanılır. Şekil 3.3 bakarak burada oluşan akım hatası pozitif ise



Şekil 3.3 Histerezis PWM sinyal akış diyagramı

inverter' daki pozitif taraf anahtarları (A_1, A_3, A_5) iletme sokulur. Eğer akım hatası negatif ise (A_2, A_4, A_6) negatif taraf anahtarları iletme sokulmalıdır.

Burada hata miktarını sınırlandırmak için bir sınırlayıcı anahtar kullanılabilir. Bu sınırlayıcı anahtar bir histerezis bloktur. Bu yöntemle inverter' dan akan akım, referans akım etrafında histerezis band içerisinde kalacak şekilde anahtarlama yapılmaktadır.



Şekil 3.4 Referans akım ve faz akımının karşılaştırılarak PWM dalgasının elde edilmesi

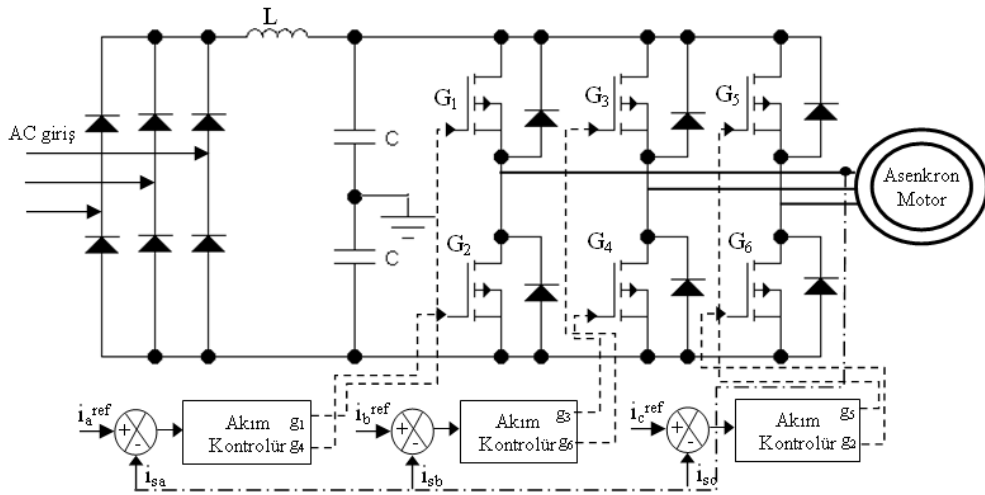
Anahtarlama anları Şekil 3.4’de gösterildiği gibi üçgen dalganın alt ve üst sınırlarında üretilir. Bu şekilde akımın belli bir andaki değeri M noktası ile belirtilen değerde ise, şekil 3.3’de gösterilen devrede karşılaştırıcının ürettiği hata değeri pozitifdir. Bu hata örneğin sadece A fazı için örnek alınacak olursa; gerçek akımın değeri I_a , verilen referans akım değeri I_a^{ref} den küçüktür. Bundan dolayı histerezis kontrolör A2 anahtarını kesime ve A1 anahtarını iletme sokar. Böylece yük kaynağın pozitif ucuna bağlanmış olur ve akım artmaya başlar. Akım arttığında, pozitif akım hatası azalır ve hata miktarı L noktasında sıfır olur. Bu anda referans akım ve motor sargı akımları birbirine eşitlenmiştir. Bu seferde akım hatası, akım artmaya devam ettiğinden dolayı negatif olmaya başlar. Negatif hata önceden belirlenen değere K noktasına ulaştığında yine tek faz için A1 anahtarı kesime ve A2 anahtarı iletme girer. Yük kaynağın negatif ucuna bağlanmış olur ve akım azalmaya başlar ve tekrar akımın arttırılması gerekir. Bu olay döngüsel şekilde devam eder. Bu durumların dışında, A1 ve A2’deki kapılar lojik seviyelerini korurlar. Böylece Şekil 3.4’deki gibi motordan akacak akımlar karşılaştırıcıların \pm Histerezis genişlikleri ile belirlenen band içerisinde kalacak şekilde uygulanan referans sinüzoidal akımları izleyecektir. Histerezis özellikli akım kontrollü PWM yapısından dolayı inverter yük karakteristiği hakkında herhangi bir bilgi gerektirmez. Referans sinyal bilindiği ve inverter çıkış gerilimi doyuma gitmediği sürece inverter çıkışı referans değeri takip eder. Bununla birlikte stator akımları harmonik bileşenler içerdiğinde momentte salınımlar ve gürültü meydana gelir.

Şekil 3.5’de Histerezis özellikli akım kontrollü PWM inverter ile sürülen asenkron motor görülmektedir. Inverter’i besleyen DC gerilim kaynağının filtrelenmiş olduğu kabul edilmiştir. Üç faz stator akımlarını kontrol etmek için altı anahtar G1-G6 kullanılmıştır. Motor içine akan i_{sA} ve i_{sB} akımlarının gerçek değerleri ölçülür. Buradan i_{sC} tahmin edilebilir böylece ilave bir akım sensörü kullanma ihtiyacını ortadan kaldırır. Gerçek ve referans değerler karşılaştırılır ve hata sinyali üretilir. G1 kapatıldığında, i_{sA} pozitif olarak artar, diğer fazlar B veya C dönüş yolu olarak kullanılır. G1 anahtarı iletimden kesime sokulduğunda makine sargılarından geçen akım ani olarak sıfıra gidemeyeceğinden G4 anahtarının uçlarındaki serbest geçiş diyodu A faz akımını geçirmeye başlayacaktır. Bu durumda A faz kolundaki anahtarların gerilimi $+V_{DC}/2$ ’den $-V_{DC}/2$ ’ye düşer. Kaynağın orta noktası referans

toprak olarak alınmıştır. G4 anahtarı iletimden kesime sokulduğunda tersi meydana gelir. Diğer fazlar için de benzer durum söz konusudur.

Motor sargılarındaki filtrelemelerden dolayı faz akımları yaklaşık olarak sinüzoidaldir. Küçük histerezis bandı ile faz akımlarının sinüs dalga formuna yaklaşması sağlanabilir. Bununla birlikte küçük histerezis bandı yüksek anahtarlama frekansı gerektirir. Buda güç elemanlarında pratik uygulamalarda bir sınırlamadır. Anahtarlama frekansının artması inverter kayıplarını artmasına da neden olur [13].

Servo uygulamalar için bu tür sürücüler kullanılır ve vektör kontrollü sürücülerde büyük ölçüde uygulanır. Histerezis PWM analog ve dijital devrelerin her ikisi ile gerçekleştirilebilir fakat DSP kullanarak dijital olarak gerçekleştirme işlemcinin esnek programlanabilmesi ve güvenilirliği nedeniyle daha popüler olmuştur.



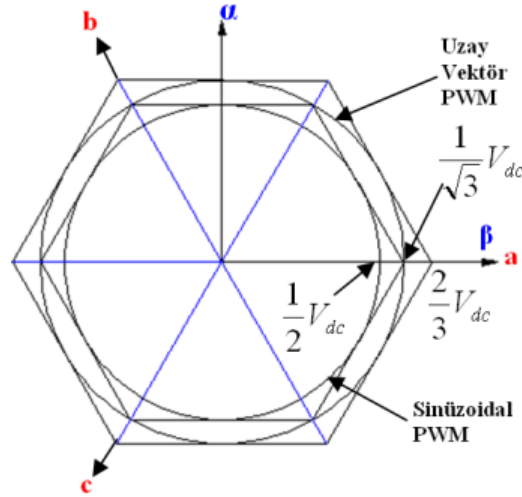
Şekil 3.5 Histerezis özellikli akım kontrollü PWM inverter ve anahtarlama sinyalleri

3.4 Uzak Vektör PWM

Güç elektroniği devrelerinde en genel kullanılan metotlardan birisi sinüs-üçgen karşılaştırmalı PWM tekniğidir. Fakat bu metotta, maksimum çıkış gerilimi düşük ve anahtarlama sayısı yüksektir. Bu istenmeyen durumu ortadan kaldırmak için çeşitli metotlar geliştirilmiştir. Yinede geliştirilen metotların temelinde modülasyon için gerekli olan referans sinüzoidal gerilim ile taşıyıcı üçgen dalga senkronize çalışması gerektiği için uygulaması zor ve devre aşaması oldukça karışıktır.

Buna alternatif olarak uzak vektör fikrine dayanan yeni bir PWM metodu geliştirilmiştir. Uzak vektör PWM (SVPWM) olarak adlandırılan bu metot, Şekil 3.6'

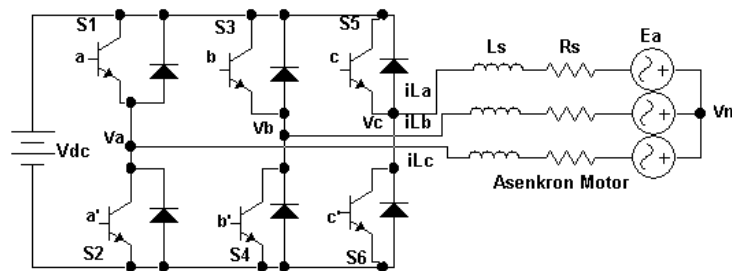
da gösterildiği gibi, sinüzoidal modülasyona göre daha düşük harmonik distorsiyonlu çıkış akımı ile daha yüksek çıkış gerilimi üretmesi nedeniyle endüstriyel uygulamalarda geniş bir kullanım alanı bulmuştur. Ayrıca inverter anahtarlama kayıpları büyük ölçüde azalırken, aynı zamanda kaliteli bir AC çıkış akımı sağlanabilir.



Şekil 3.6 Uzay vektör PWM ve sinüzoidal PWM için maksimum gerilimlerinin gösterimi

Uzay vektör modülasyonu inverter’te çıkış gerilimi üretmek için temel uzay vektörlerinin belli bir sıra ile kullanılmasıdır. Bu metot özellikle mikroişlemci ve elektronik hesaplama tekniklerinin gelişmesi ile daha çok yaygınlaşmıştır. Özellikle geliştirilen DSP’lerde hazır PWM birimlerinin olması metodu kolay ulaşılabilir hale getirmektedir [14].

Şekil 3.7’ da 3 faz PWM inverter şemasına bakılarak uzay vektör modülasyonunda kullanılacak gerekli anahtarlama vektörlerini elde edilebilir. S1 den S6’ya altı adet switch a-a’,b-b’,c-c’ ile kontrol edilmektedir. Eğer üstteki anahtarlara yani a,b,c ye gelen bilgi lojik”1” ise o zaman altta olan anahtarlar a’,b’,c’ lojik “0” konumunu alacaktır. Bunun için S1, S2, S3 anahtarlarının konumlarını bilmek yeterlidir.



Şekil 3.7 3 Faz inverter ve Asenkron motor eşdeğeri devresi bağlantısı

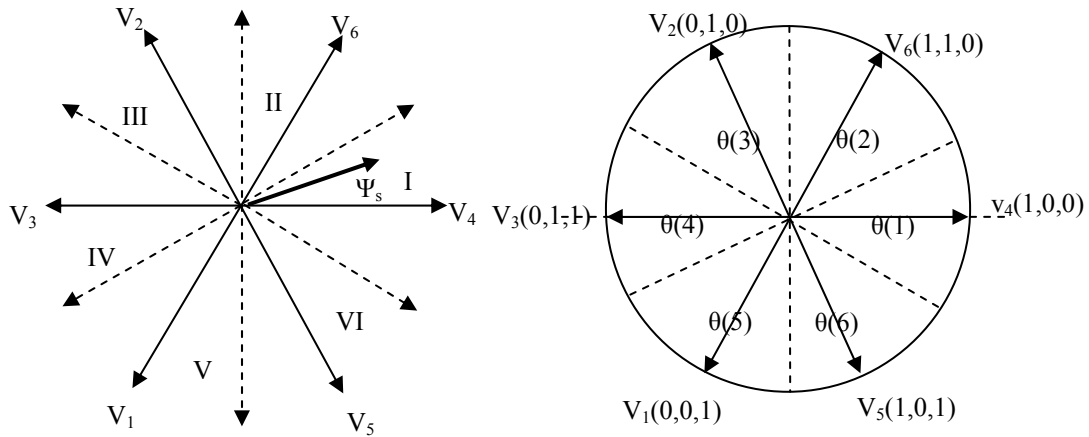
Burada anahtarlama vektörü $[a \ b \ c]^T$ ile fazlar arası gerilim vektörü $[V_{ab} \ V_{bc} \ V_{ca}]^T$ arasındaki matematiksel denklkte aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Anahtarlama vektörü $[a \ b \ c]^T$ ile faz gerilimleri vektörü $[V_{an} \ V_{bn} \ V_{cn}]^T$ arasındaki matematiksel denklemden şöyledir.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

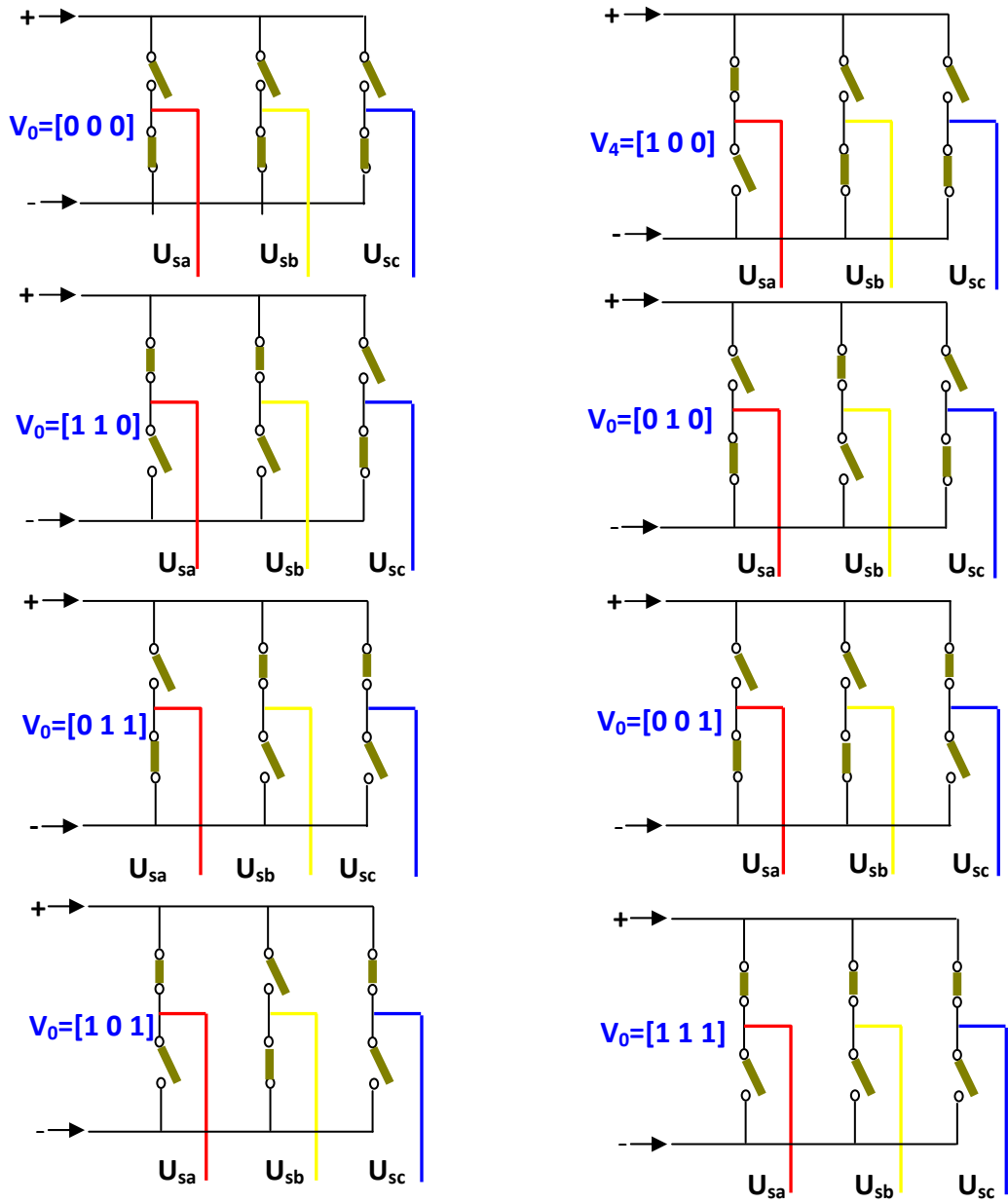
Şekil 3.8’ de motorun dönmesi için gerekli uzay vektör gerilim değerleri ve sektörleriyle gösterilmiştir. Denklem 3.1 ve 3.2’ ye bakılarak inverter bacaklarına uygulanacak lojik değerleri ve gerilim değerleri belirlenebilir. Bu değerler çizelge 3.1’ de görülmektedir. İstenen voltaj değeri V_{dc} gerilim değeri ile çarpılarak bulunabilir.



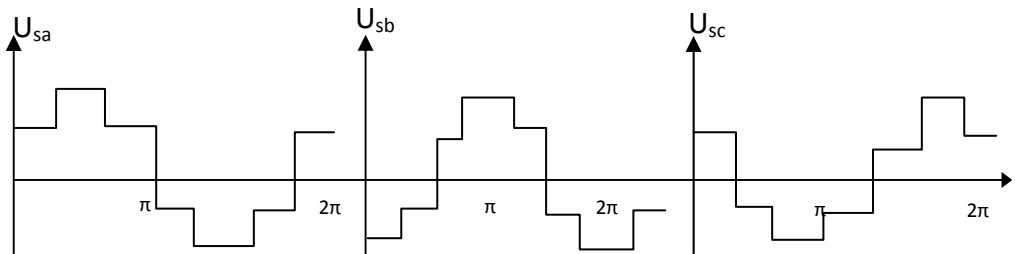
Şekil 3.8 Uzay vektör gerilimleri ve sektör gösterimi

Çizelge 3.1. Anahtarlama vektörleri, Faz ve Fazlar arası gerilimler

Gerilim Vektörleri	Anahtarlama			Faz gerilimleri			Fazlar arası gerilimler		
	a	b	c	V_{an}	V_{bn}	V_{ca}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_4	1	0	0	$2/3$	$-1/3$	$-1/3$	1	0	-1
V_6	1	1	0	$1/3$	$1/3$	$-2/3$	0	1	-1
V_2	0	1	0	$-1/3$	$2/3$	$-1/3$	-1	1	0
V_3	0	1	1	$-2/3$	$1/3$	$1/3$	-1	0	1
V_1	0	0	1	$-1/3$	$-1/3$	$2/3$	0	-1	1
V_5	1	0	1	$1/3$	$-2/3$	$1/3$	1	-1	0
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

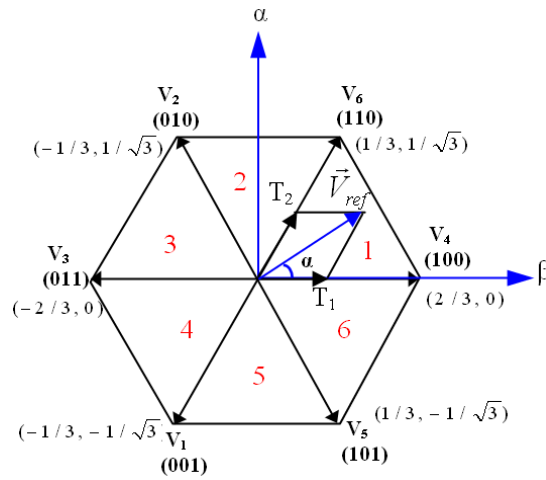


Şekil 3.9 Uzay vektör anahtarlama



Şekil 3.10 T_s periyodu boyunca 3 faz için inverter çıkış gerilimi

SVPWM tekniği Şekil 3.19’da belirtilen özel vektörlerin uygulanması ile gerçekleştirilen bir tekniktir. Burada ilgilenilen uzay vektörü senkron hızla dönen d-q eksen takımındaki bir büyüklüğün duran α - β eksen takımına indirgenmesi ile elde edilen v_{ref} uzay vektörüdür. Duran eksen takımında T periyodu çıkışa Şekil 3.9’da verilen altı adet uzay vektörü uygulanır. Bu altı uzay vektörü α - β eksen takımında 60° ’lik aralıklarla konumlanmıştır. Altı uzay vektörü duran eksen takımına yerleştirildiği zaman gerilim vektörlerinin oluşturduğu altıgen yine bu vektörler tarafından altı eşit bölgeye bölünmektedir. V_0 ve V_7 vektörlerinin modülü sıfır olduğu için eksen takımının orijini de yer alır.



Şekil 3.11 Anahtarlama vektörleri ve sektör gösterimi

Şekil 3.11’de olduğu gibi referans gerilim vektörü, duran ekseninde oluşan altı bölgenin sınırladığı alan içerisinde yer alır. Bu teknikte öncelikle referans vektörün hangi bölgede olduğu tespit edilir. Daha sonra referans vektör bulunduğu bölgeyi sınırlayan iki vektörün ve sıfır vektörlerinin ağırlık ortalamasının bir kombinasyonu olarak ifade edilir [15].

Örnekleme periyodu T_s anahtarlama süresi içerisinde, v_{ref} gerilim vektörünün bulunduğu bölgeyi sınırlayan iki adet gerilim vektörü ve çıkış gerilimini değiştirmeyen V_0 ve V_7 gerilim vektörleri ile v_{ref} arasındaki ilişki aşığıdaki eşitlik ile tanımlanmıştır. Burada k indisi referans vektörün bulunduğu bölgeyi sınırlayan iki vektörün indislerini gösterir.

$$\int_0^{T_s/2} \vec{V}_{ref} dt = \int_0^{T_0/2} \vec{V}_0 dt + \int_{T_0/2}^{T_0/2+T_1} \vec{V}_k dt + \int_{T_0/2+T_1}^{T_0/2+T_1+T_2} \vec{V}_{k+1} dt + \int_{T_0/2+T_1+T_2}^{T_s/2} \vec{V}_7 dt \quad (3.3)$$

Burada V_0 ve V_7 sıfıra eşit, V_1, V_2 gerilim vektörleri sabittir. V_{ref} ise T_s süresi içerisinde sabit kabul edilir. Bu durumda T_s örnekleme zamanı olarak kabul edilir. (3.3)'teki denklik çözümlendiğinde aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\vec{V}_{ref} \frac{T_s}{2} = \vec{V}_1 T_1 + \vec{V}_2 T_2 \quad (3.4)$$

Vektörler açıldığı zaman anahtarlama vektörlerinin inverter da kalma süreleri aşağıdaki denkliklerle verilebilir. Burada T_s anahtarlama periyodudur.

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot |\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin \left(\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{n-1}{3} \pi \right) \right) \\ &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot |\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin \frac{n}{3} \pi \cos \alpha - \cos \frac{n}{3} \pi \sin \alpha \right) \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned} T_2 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot |\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin \left(\alpha - \frac{n-1}{3} \pi \right) \right) \\ &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_s \cdot |\vec{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(-\cos \alpha \cdot \sin \frac{n-1}{3} \pi + \sin \alpha \cdot \cos \frac{n-1}{3} \pi \right) \end{aligned} \quad (3.6)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad \left(\begin{array}{l} n=1-6 \\ 0 \leq \alpha \leq 60 \end{array} \right) \text{dır.} \quad (3.7)$$

Anahtarlama zamanlarını hesapladıktan sonra inverter devresindeki güç anahtarları bu zaman aralıkları esas alınarak tetiklenir. Örneğin V_1 ve V_2 gerilim vektörlerinin sınırladığı bir referans vektör için düşünülürse; duran eksendeki referans vektör V_0 veya V_7 vektörleri, V_1 ve V_2 vektörlerinin T_0, T_1, T_2 süreleri boyunca aktif edilmesi ile elde edilir. Daha önce verilen sabit vektör durumları esas alınarak uygun anahtarlama şekilleri seçilir. Gerilim vektörleri devreye alınırken anahtarlama durum değişimleri inverter performansını arttırmak için minimum değişim olacak şekilde sıralanır. Bu sıralama Çizelge 3.2'deki gibi verilir. Örneğin bölge I'de sırasıyla $V_0, V_4, V_6, V_7, V_6, V_4, V_0$ gerilimleri verilir. Dikkat edilecek olursa her pozisyon değişiminde sadece bir kolda konum değişikliği vardır. Bölge II'deki gerilim vektörlerinin sıralaması $V_0, V_2, V_6, V_7, V_6, V_2, V_0$ şeklindedir. Anahtarlama sırasındaki bu değişiklik T_s zaman aralığı için çıkış geriliminin ortalama değerini değiştirmez. Diğer bölgeler için anahtarlama stratejisi Çizelge 3.2'de verilmektedir.

Çizelge 3.2 Anahtarlama sırası

Sektör	Anahtarlama Sırası
I	0,4,6,7,6,4,0
II	0,2,6,7,6,2,0
III	0,2,3,7,3,2,0
IV	0,3,1,7,1,3,0
V	0,1,5,7,5,1,0
VI	0,5,4,7,4,5,0

AKTİF FİLTRELER

Motor sürücü devrelerinde güç elektroniği ürünlerinin geniş bir şekilde kullanılması nedeniyle, güç sistemlerinde oluşan harmonik akımlar, giriş güç faktörünü azaltmakta ve ciddi problemler oluşturmaktadır. Şebekeye verilen harmonik akımlar yüke uygulanan geriliminin dalga şeklinin bozulmasına, bobin sarımlarının aşırı ısınmasına, kayıpların artmasına, sistemin güç faktörünün ve verimliliğinin düşmesine, elektrik cihazlarının çalışma ömürlerinin azalmasına, ölçü cihazlarının yanlış çalışmalarına, ölçü hatalarının yükselmesine ve haberleşme sistemlerinde gürültü meydana gelmesine neden olmaktadır [16, 17].

Doğrusal olmayan yüklerden kaynaklanan harmonik bozulma, sistemde beklenilenden daha yüksek şiddette akımlar oluşturur. Bu akımların portatif basit cihazlarla sağlıklı olarak ölçülmesi mümkün değildir. Yapılan ölçümler ciddi ölçüde hatalı sonuçlar verir. Sadece akım şiddeti açısından, yapılan bu hatalı ölçümler tesisattaki iletkenlerin küçük seçilmesi şeklinde sonuçlanabilir. Ölçülen akım değeri, aşırı akım cihazı kapasite aralığı içinde olsa bile, iletkenlerdeki ısınma ve yükün enerji kaybı kaçınılmazdır. Genellikle, aşırı akım koruma cihazı anma değeri gerçek akım değerine (ölçülen değer düşük olması nedeniyle) çok yakındır ve devrede arzu edilmeyen açılma şeklinde belirlenen bir duruma eğilim gösterir.

Harmonik akımlarının sebep olduğu olumsuzlukları engellemek için, bu bozucu akımları yok etme ve azaltma yöntemleri ile ilgili birçok çalışma yapılmıştır. İstenmeyen harmoniklerin ve salınımların giderilmesi ve giriş güç faktörünün iyileştirilmesi için pasif güç filtreleri ve kondansatörler kullanılmaktadır. Fakat bunların

büyük hacimde olmaları, rezonansa girip gürültü meydana getirmeleri, sadece sabit frekans harmoniklerinin yok edilmesinde etkili olmaları gibi dezavantajları vardı [18, 19]. Bahsedilen bu sorunların üstesinden gelebilmek ve istenmeyen harmonikleri yok etmek için denetim tekniklerinin ve yarı iletken teknolojisinin gelişmesiyle beraber aktif güç filtrelerinin tasarımı ön plana çıkmıştır. Harmonikleri gidermesi yanında, güç faktörünü iyileştirmesi, sistemi dengede tutmak için çektiği gücü geri vermesi aktif güç filtresinin diğer avantajlarıdır.

Ayrıca elektrik motorlarının bağlı olduğu elektrik hatlarında gürültüsüz, harmoniksiz ve kaliteli elektrik temin etme amacıyla IEEE-519 gibi standartlar oluşturulmuştur. Şebekede meydana gelen akımın veya gerilimin dalga şekil bozukluğunun bu standartlarda verilen sınırların altında olması gerekmektedir.

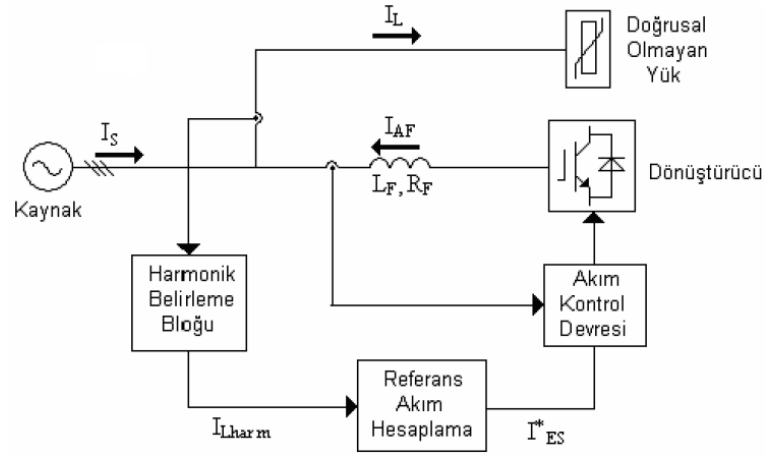
Harmoniklerin filtrelenmesi için pasif filtrelerin kullanılmasında karşılaşılan en önemli iki sorun, bunların mevcut kontrol şemasına özel olması sebebiyle mevcut şemaya ekler gelmesi veya yüklerin artması durumunda ilk değerleri geçersiz kılması ve sisteme montajlarının oldukça zor olmasıdır. Aktif filtrelerin ise pasif filtrelere göre pahalı olmakla birlikte aynı anda birden fazla harmonik frekansı için adreslenebilir ve enerjinin kalitesini etkileyen sorunları ortadan kaldırabilirler [20].

Aktif güç filtresi geniş, bir frekans aralığında filtreleme yapabildiğinden mevcut güç sisteminde değişiklikler yapıldığı zaman bile etkili bir şekilde harmonik kompanzasyonuna devam eder. Hızlı değişen yüklerin oluşturduğu harmoniklerin filtrelenmesinin yanında, sistemdeki reaktif güç ihtiyacının da hızlı ve etkili şekilde karşılayabilmesi aktif güç filtresinin kullanımını yaygınlaştırmaktadır. Kapalı döngü denetim mantığına sahip olarak geliştirilen aktif güç filtrelerinde oldukça başarılı sonuçlar elde edilebilmektedir [21].

Aktif güç filtresi, tipine bağlı olarak aşağıdaki fonksiyonlardan birine veya birden fazlasına sahip olacak biçimde donatılabilir [22].

- Harmonik bastırma, harmonik kompanzasyon ya da yük ile besleme arasında harmonik izolasyon,
- Gerilim regülasyon,
- Gerilim dengesizliği ve negatif çevrim kompanzasyon,
- Reaktif güç kompanzasyonu.

Aktif güç filtre devresi, dönüştürücü, akım denetim devresi ve harmonik belirleme bloğu olmak üzere aşağıdaki kısımlardan oluşmaktadır [23].



Şekil 4.1 Aktif güç filtresi blok şeması

4.1 Aktif Güç Filtrelerinin Sınıflandırılması

Teknik ve bilimsel yayınlarda aktif güç filtreleri genel olarak şöyle sınıflandırılır;

1. Sistem konfigürasyonu
2. Güç katı
3. Denetim mantığı

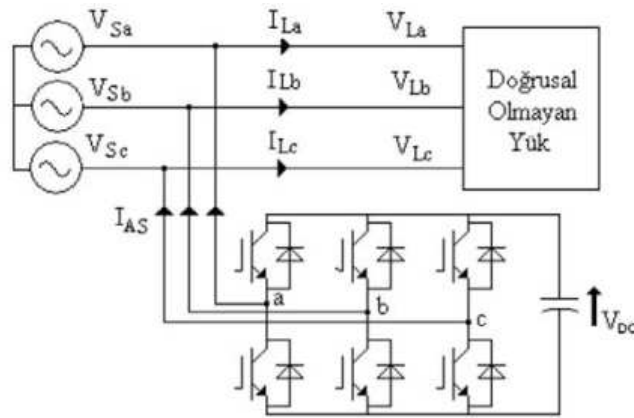
4.2 Sistem Konfigürasyonuna Göre Sınıflandırma

Sistem konfigürasyonuna göre aktif güç filtreleri dörde ayrılır.

- Paralel aktif güç filtresi
- Seri aktif güç filtresi
- Aktif güç düzeltici(Birleşik filtre topolojisi)
- Hibrid aktif-pasif filtre

4.2.1 Paralel Aktif Güç Filtresi

Şekil 4.2’de doğrusal olmayan bir yüke bağlanmış paralel aktif güç filtresi görülmektedir. Bu tip aktif güç filtreleri şebekeye ve yüke paralel bağlı çalışır. Yük akımlarını belirledikten sonra yük akımları ile aynı genlikteki ters faz harmonik akımları (I_{AS}) şebekeye enjekte edilir. Paralel aktif güç filtreleri(PAGF), harmonik akım kaynağı gibi davranan yüklerde etkin sonuçlar verir [24]. PAGF’i harmonikleri, aktif güç kompanzasyonu ve dengesiz akımlarda dengeleme için kullanılır. PAGF’i yüke paralel bağlanarak yük akımının harmoniklerini yok etmek ve aktif güç kompanzasyonu yapmak için sisteme ters fazda ve eşit büyüklükte akımlar verir. Böylece kaynaktan çekilen akımların dalga şekli sinusoidal yapılmış olur [25].

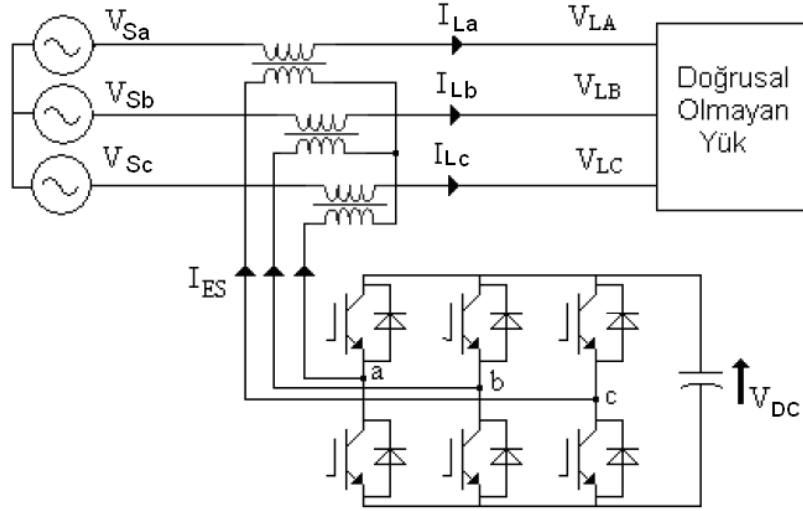


Şekil 4.2 Paralel aktif güç filtresi

4.2.2 Seri Aktif Güç Filtresi

Şekil 4.3’de doğrusal olmayan bir yüke bağlanmış seri aktif güç filtresi görülmektedir. Seri aktif güç filtreleri şebekeye bir uyarılama trafosu ile birlikte bağlanır. Trafo aktif güç filtresini hatta ve dolayısıyla doğrusal olmayan yüke uyarlar.

Harmonik gerilim kaynağı gibi davranan doğrusal olmayan yükler için seri aktif güç filtreleri çok daha etkilidir. Seri aktif güç filtresi gerilim kompanzasyonu (gerilim dengesizliği, düzensizliği ve regülasyonları) ile yük gerilimini dengelemek için kullanılır [24]. Bu güç filtresi gerilim harmoniklerini yok etmek için güç sistemine ters fazda ve eşit büyüklükte harmonik gerilimler verir [26]. Seri aktif güç filtresi yük ile kaynak arasında seri bağlandığı için harmonik akımlarına karşı yüksek empedans gösterir. Dolayısıyla kaynak ile yük arasında harmonik izolasyon oluşmuştur [24].



Şekil 4.3 Seri aktif güç filtresi

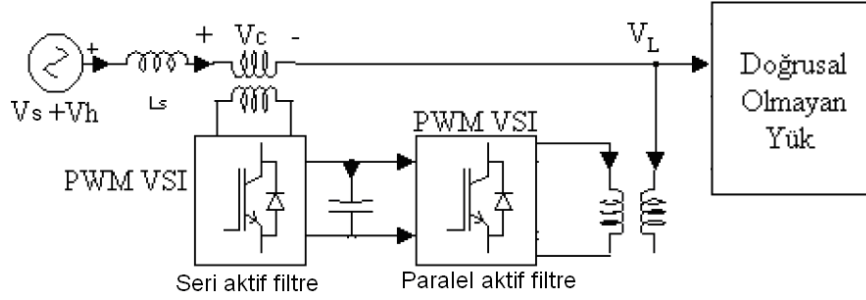
Çizelge 4.1 Paralel ve Seri Aktif Filtrelerin Karşılaştırılması

	Paralel aktif filtre	Seri aktif filtre
Temel Çalışma ilkesi	Akım kaynağı olarak çalışır.	Gerilim kaynağı olarak çalışır.
Uygulanabileceği yükler	Endüktif yada akım kaynağı tipi yükler yada akım kaynakları	Kapasitif yada gerilim kaynağı tipi yüklerde yada harmonik gerilim kaynaklarında
Kompanzasyon karakteristiği	-Kaynak empedansından bağımsız(Harmonik akım kaynağı tipi yükler için.) -Harmonik gerilim kaynağı tipi yüklerde ise yük empedansı düşük olduğunda kaynak empedansına bağımlı.	-Harmonik gerilim kaynakları için kaynak ve yük empedansından bağımsız -Harmonik akım kaynaklarında yük empedansına bağımlı.
İlave işlevi	Aktif güç kompanzasyonu	AC gerilim regülasyonu
Uygulamadaki olumsuzluklar	Kapasitif yada harmonik gerilim kaynağı tipi yüklerde yüke doğru akan aşırı akımlar meydana gelebilir.	Endüktif yada harmonik akım kaynağı tipi yüklerde paralel pasif filtre yada güç katsayısı düzeltici kapasite gerektirir.

4.2.3 Aktif Güç Düzeltici

Aktif filtrenin harmonik bastırma, kompanzasyon, regülasyon harmonik izolasyon gibi özelliklerinden yukarıda bahsedilmiştir. Bir devrede bu özelliklerin hepsini sağlamak

için şekil 4.4'te gösterilen kombine edilmiş seri ve paralel aktif filtre sistemi aktif güç hattı düzeltici (Conditioner) sistem olarak 1987'de öne sürülmüştür. Paralel aktif filtre yük ile paralel bağlıdır ve temel olarak yükün harmonik akım kompanzasyonunu sağlar. Seri aktif filtre besleme taraftaki transformatör ile kupaşlıdır ve besleme gerilimi dalgalanmasını kompanze eder. Böylelikle yük uçlarında dalgalanmasız bir gerilim elde edilir. Bu kombine edilmiş sistem ile aktif filtreler harmonik akım kaynaklı tip yükler ve harmonik gerilim kaynağı tip yükler için harmonik filtre çözümü sağlar.



Şekil 4.4 Aktif güç düzeltici [27]

Aktif güç filtrelerinde GTO yada IGBT, gerilim kaynaklı PWM konverterler kullanılır ve orta-düşük gerilimli dağıtım sistemine seri, şönt yada aynı anda beraber bağlanır. Klasik pasif LC filtreler ile karşılaştırıldığında aktif güç filtreleri gerekli kontrol işlemlerinde belirli uygulamalarda çok hızlı kontrol cevabı ve daha fazla esneklik sağlar.

Güç kalitesinin artırılması için eleman seçimi problemin kaynağına bağlıdır. Eğer amaç bozuk yük akımlarından kaynaklanan sistem dengesizliğini azaltmaksa paralel bağlantı daha uygundur. Ancak eğer problem yükü besleme gerilimi dalgalanmalarından korumak ise seri bağlı filtre en fazla tercih edilebilir. İki topolojinin birleşimi eş zamanlı olarak iki problemin çözümünü de sağlar.

4.2.4 Hibrid Aktif-Pasif Filtre

Pasif elemanlar olan kondansatör ve endüktaslar ile son yıllarda aktif güç filtreleri birlikte kullanılmaktadır. Aktif ve pasif güç filtrelerinin beraber kullanılmasındaki amaç aktif güç filtrelerinin akım ve gerilim değerlerini düşürüp başlangıç maliyetini azaltmak ve verimi yükseltmektir. Yani eskiden var olan pasif filtre sistemlerine aktif güç filtreleri eklenebilir. Hibrid filtrelerde hem aktif filtrenin hem de pasif filtrenin avantajları birleştirilmiştir. Pasif filtreler ana harmonikleri filtreleme ve aktif güç kompanzasyonu yaparken, aktif filtre hassas ve dinamik yapısı sayesinde arta kalan

harmonikleri filtreleme ve kompanzasyon görevlerini yerine getirir. Hibrid filtreler sadece harmonik kompanzasyonu için değil aynı zamanda kaynakla yük arasında harmonik izolasyon, gerilim regülasyonu ve dengesizlikler için de kullanılabilir [21].

4.3 Güç Katına Göre Sınıflandırma

Aktif filtreler güç sistemlerindeki gerilim veya akımın harmoniklerini düzeltmek amacıyla bir inverter ve DC kaynağından oluşur. DC kaynak hızlı anahtarlama ile sistemden enerji alır veya enerji verir. Güç katına göre ikiye ayrılan aktif güç filtreleri gerilim beslemeli eviricili veya akım beslemeli eviricili olmak üzere ikiye ayrılır. Aktif güç filtrelerinin güç devresi AC motor sürücülerinin güç devresine benzemektedir fakat aktif güç filtrelerinin güç devresi doğrusal olmayan akım ve gerilim kaynağı olarak davranmasıdır [21].

4.3.1 Akım Beslemeli Eviricili Aktif Güç Filtresi

Yukarıda şekil 4.2’de akım beslemeli eviricili aktif güç filtresi görülmektedir. Şekle bakıldığında akım kaynağı olarak inverter uçlarına bir endüktans bağlanmıştır. Bu inverter doğrusal olmayan yükün harmonik akım ve reaktif güç kompanzasyonunu yaparken doğrusal olmayan akım kaynağı gibi davranır [28].

4.3.2 Gerilim Beslemeli Eviricili Aktif Güç filtresi

Şekil 4.2’de gerilim beslemeli eviricili aktif güç filtresinin şekli verilmiştir. İnverter uçlarına bağlanan kondansatör veya bir gerilim kaynağı olabilir. Gerilim beslemeli eviricili aktif güç filtresinin verimi akım beslemeli eviricili aktif güç filtresine göre daha yüksek ve kuruluş maliyeti daha düşük olduğu için aktif güç filtresi uygulamalarında daha çok tercih edilmektedir [29].

4.4 Denetim Mantığına Göre Sınıflandırma

Aktif filtrelerin denetim mantığına göre sınıflandırılması zaman bölgesi ve frekans bölgesi olmak üzere iki şekilde yapılır. Zaman bölgesi teknikleri, güç sisteminin akım ve gerilimlerinden anlık kompanzasyon sinyalleri üretilmesi temeline dayanır. Frekans bölgesi tekniğinde ise kompanzasyon sinyalleri güç sisteminin akım ve gerilimlerinin dalga şekillerinin Fourier analizi yapılarak elde edilir [30].

4.4.1 Zaman Bölgesi

4.4.1.1 Anlık Reaktif Güç Algoritması

Anlık reaktif güç algoritmasında üç fazlı akım ve gerilimler iki fazlı α - β sabit iki faz referans eksene çevrilerek gerçek ve sanal güçler hesaplanır. Hesaplanan bu güçler doğru ve dalgalı bileşenler içerir. Aktif ve sanal gücün dalgalı bileşenleri harmoniklere karşılık gelirken, sanal gücün doğru bileşeni ise reaktif güce karşılık gelmektedir. Dolayısıyla kompanzasyon sinyalleri bu bileşenlerden elde edilir. Bu algorithmada üç fazlı sistemde gerilimler dengeli ve dalga şekilleri saf sinüs biçiminde olmalıdır [31]. Zaman bölgesinde düzeltme yapmanın en büyük avantajı güç sistemindeki değişimlere hızlı tepki vermesidir. Yoğun matematiksel işlemlere ihtiyaç duymaz ve uygulaması kolaydır. Anlık reaktif güç algoritması dalganın kendini tekrarlamasına gerek uymadığından anlık olarak sisteme tepki verebilmekte yani geçmişle ilgili kayıt tutmamaktadır.

4.4.1.2 Senkron Denetim Algoritması

Senkron denetim algoritması, anlık reaktif güç algoritmasına benzemektedir. kompanzasyondan sonra kaynaktan çekilen akımların dengeli olması ilkesine göre çalışır. ortalama güç hesaplanır ve üç faza eşit olarak paylaşılır ve bu sinyal her bir faz için aynak gerilimiyle senkronlaştırılır. Bu tekniğin uygulamasının kolay olmasına karşın gerilimdeki harmonikler bu yöntemin en büyük dezavantajıdır.

4.4.1.3 Senkron Referans Yapı Tabanlı Algoritma

Senkron referans yapı tabanlı algorithmada ölçülen üç fazlı yük akımları gerilimle senkron dönen referans yapıya çevrilir. Senkron referans yapıda yük akımı AC ve DC bileşenlerine sahiptir. DC bileşeni akımın ana bileşenine karşılık gelmektedir. AC bileşeni ise akımın harmonik bileşenlerine karşılık gelmektedir.

4.4.2 Frekans Bölgesi

Frekans bölgesinde bozulmuş gerilim veya akımın Fourier çözümlemesi yapılarak aktif güç filtresi denetlenir. Fourier dönüşümü yapabilmek için dalganın kendini tekrarlaması gerekmektedir. Fourier dönüşümü kullanılarak harmonikli akım sinyalinin ana bileşeni yok edilir ve ters Fourier dönüşümü yapılarak denetim sinyali elde edilir. Bu denetim yöntemi istenilen frekanstaki harmoniğin ve/veya harmoniklerin yok edilmesini sağlar. Frekans bölgesi yaklaşımı tek fazlı ve üç fazlı sistemler için uygundur. Bu tekniğin

uygulanmasında örnekleme frekansı ve anahtarlama frekansı gibi kısıtlamalar bulunmaktadır. Çünkü bu teknikte bir periyot veya bir periyodun tam katları kadar örnekleme alınmalıdır. Günümüz teknolojisi ile 51. harmoniğin belirlenip yok edilmesi sağlanabilmektedir. Frekans ekseninde yapılan düzeltme tekniği yoğun hesaplamalar gerektirdiğinden hızlı sistemlere cevap vermede zaman gecikmeleri neden olabilmekte bu yüzden yavaş değişen yük koşullarında kullanımı uygundur [32].

4.5 Anlık Reaktif Güç Kuramı ve Güç Hesabı

Anlık reaktif güç kuramı uygulama açısından en kolay ve etkin yöntemlerden biridir. Bu bölümde anlık reaktif güç kuramı ve bu kuramın aktif güç filtresi denetiminde nasıl kullanıldığı anlatılacaktır.

Aktif güç filtresinin tanımında yükün çektiği harmonik akımlara eşit ve ters fazda akımı sisteme verdiğiinden bahsedilmiştir. Doğrusal olmayan yükler tarafından üretilen harmonik akımların doğrudan tespiti sadece Fourier çözümlemesiyle yapılabilir. Bu yöntem kullanıldığında hem hızlı bir işlemciye gereksinim duyması hem de hesaplama sırasında zaman gecikmesine sebep olduğu için tercih edilmez. Yükün çektiği harmonik akımların tespitinde anlık reaktif güç kuramı kullanıldığında öncelikle yükün çektiği anlık akım ve kaynak gerilimlerinden güç hesaplanır ve gücün istenmeyen bileşenleri ayrılarak bunlara göre aktif filtrenin üretmesi gereken referans akımlar elde edilerek aktif filtrenin bu akımları üretmesi sağlanır. Aşağıda güç hesaplanmasında kullanılan yeni kavramlardan bahsetmeden önce sürekli durumlarda geçerli olan geleneksel güç hesabı verilecektir.

4.5.1 Geleneksel Güç Hesabı

İlk önce ideal gerilim kaynağıyla beslenen doğrusal yüklerde geleneksel güç hesabından bahsedilecek daha sonra ise aynı gerilim kaynağıyla doğrusal olmayan yük durumu incelenecektir.

4.5.1.1 Doğrusal Yüklerde Güç Hesabı

Tek fazlı durumda, gerilim kaynağı ve yük akımı matematiksel olarak aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$V_s = \sqrt{2}V \sin wt \quad (4.1)$$

$$I_y = \sqrt{2} \sin(wt - \varphi) \quad (4.2)$$

Burada V kaynak geriliminin etkin değeri, I yükün çektiği akımın etkin değeri, φ akımla gerilim arasındaki faz farkıdır. Anlık güç aşağıdaki gibi yazılır:

$$P_y = v_s i_s = VI \cos \varphi (1 - \cos 2wt) - VI \sin \varphi \sin 2wt \quad (4.3)$$

Anlık güç $VI \cos \varphi (1 - \cos 2wt)$ ve $VI \sin \varphi \sin 2wt$ olmak üzere iki bileşene ayrılır. Birinci bileşen $VI \cos \varphi$ ' ye karşılık gelen ortalama değer ve ikinci bileşense hat frekansının iki katı salınım yapan dalgalı bileşendir. Birinci bileşen hiçbir zaman eksi değer almamaktadır. İkinci bileşen, hat frekansının iki katı salınım yapan dalgalı bileşene sahiptir. Bu bileşenin tepe değeri $VI \sin \varphi$ ve ortalama değeri sıfırdır.

Dolayısıyla ortalama etkin güç;

$$P = VI \cos \varphi \quad (4.4)$$

ve geleneksel reaktif güç;

$$P = VI \sin \varphi \quad (4.5)$$

olarak yazılır. Dengeli üç fazlı sistemlerde anlık üç fazlı etkin güç PL_a , PL_b ve PL_c tek faz anlık güçler olmak üzere

$$P_3 = PL_a + PL_b + PL_c \quad (4.6)$$

$$Q_3 = 3Q \quad (4.7)$$

4.5.1.2 Doğrusal Olmayan Yüklerde Güç Hesabı

Bu durumda gerilim kaynakları (4.1)'deki gibi ifade edilir. Akım, harmoniklere sahip olduğu için

$$i_L = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(nwt - \varphi_n) \quad (4.8)$$

olarak ifade edilir. Anlık güç

$$P_L = v_s i_s = VI \cos \varphi (1 - \cos 2wt) - VI \sin \varphi \sin 2wt + \sum_{n=1}^{\infty} 2VI_n \sin wt \sin(nwt - \varphi_n) \quad (4.9)$$

$$P = VI_1 \cos \varphi_1 \quad (4.10)$$

Akımın etkin değeri

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots} \quad (4.11)$$

olarak bulunur. Görünür Güç

$$S = V I \quad (4.12)$$

(4.11), (4.12)'de yerine konulduğunda görünür güç

$$S = V \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots} \quad (4.13)$$

olarak yazılır. Bu sistemde reaktif güç ise geleneksel olarak

$$Q = V I_1 \sin \varphi_1 \quad (4.14)$$

şeklinde ifade edilir. Son olarak harmonik güç ise

$$H = V \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + \dots} \quad (4.15)$$

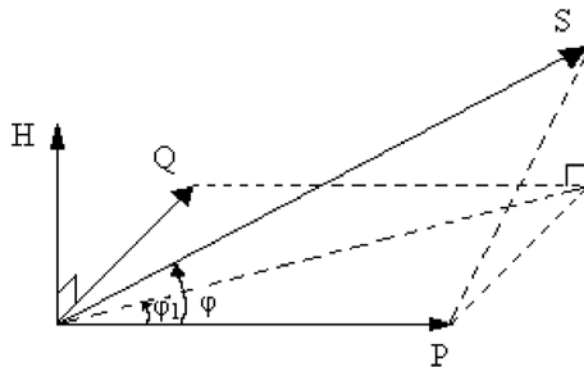
olarak yazılır. (4.13) tekrar yazılırsa

$$S^2 = P^2 + Q^2 + H^2 \quad (4.16)$$

şeklinde yazılır. Bu sonuç doğrusal yüklerde kullanılan güç üçgeni yerine şekil 4.5'da gösterildiği gibi güç dörtyüzlüsünde gösterilir [28]. Şekil 4.5'te güç üçgeninden farklı olarak yer değiştirme güç katsayısı (displacement factor) $\cos \varphi_1$, toplam güç katsayısı,

$P/S = \cos \varphi$ 'dir.

Dengeli üç fazlı sistemlerde ise (4.10), (4.12), (4.14) ve (4.15) üçle çarpılmalıdır.



Şekil 4.5 Güç dörtyüzlüsü [33]

Buraya kadar olan güç tanımlamaları sistem sürekli durumdayken geçerlidir. Fakat aktif güç filtresi tasarımında kullanılacak olan güç ifadelerinin geçici durumda da geçerli

olması gerekmektedir. Ayrıca güç hesabının işlemci tarafından yapılması için akım ve gerilim değerlerinin yanında birde bunlar arasındaki faz farkının da ölçülmesi gerekmektedir. Bu da PAGF' nin çalışmasında gecikmelere sebep olacaktır. Dolayısıyla PAGF denetiminde etkin, reaktif ve harmonik güçlerin hesaplanmasında trigonometrik ifadelerden kaçınılmalıdır.

Anlık üç fazlı etkin güç, V_{sa} , V_{sb} , V_{sc} anlık faz gerilimleri ve i_{La} , i_{Lb} , i_{Lc} anlık hat akımları olmak üzere aşağıdaki gibi yazılır.

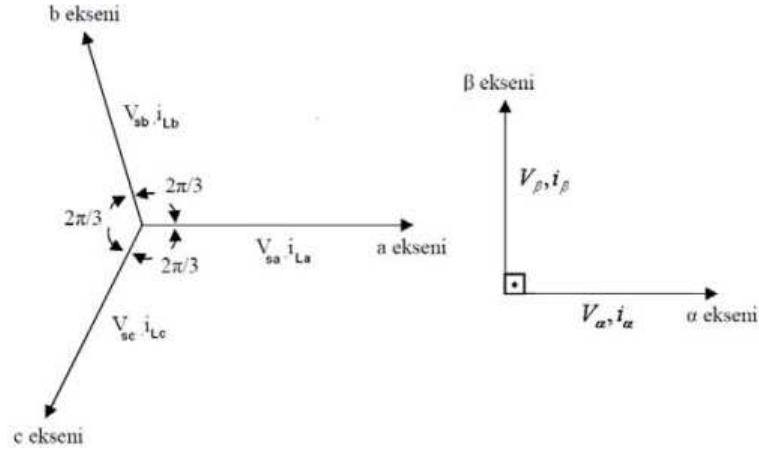
$$P_3 = V_{sa} i_{La} + V_{sb} i_{Lb} + V_{sc} i_{Lc} \quad (4.17)$$

Bu güç ifadesi, dengeli ve doğrusal yük bağlı üç fazlı sistemlerde sadece doğru bileşene sahiptir ve $P_3=3VI\cos\phi$ değerine eşittir. Bu iki denklemden de görüldüğü gibi birisinde etkin güç hesaplanırken açının da ölçülmesi gerekmektedir, diğerinde ise buna gerek kalmamaktadır. Eğer gerilim kaynakları dengesiz veya harmonik bileşenlere sahipse veya doğrusal olmayan yük var ise bu güç doğru bileşenin yanında dalgalı bileşene de sahiptir. (4.17) denklemindeki geçici ve sürekli durumlarda, doğrusal ve doğrusal olmayan yük durumlarında, sinüzoidal ve sinüzoidal olmayan kaynak şartlarında geçerli olan anlık etkin güç ifadesi gibi bu durumlarda geçerli olan ve cebirsel olarak hesaplanabilen anlık tepkin güç ifadesinin de yazılması gerekmektedir. Çünkü yukarıda bahsedilen reaktif güç hesaplama denklemleri hem trigonometrik ifadeler içermekte hem de sadece sürekli durumlarda geçerli olmaktadır.

4.6 Anlık Reaktif Güç Kuramı

Akagi tarafından 1983 yılında ileri sürülen bu kuramda anlık tepkin güç cebirsel olarak hesaplanmakta ve dolayısıyla zamanda bir gecikmeye sebep olmamaktadır. Ayrıca bu kuram nötr hattı olan veya olmayan şebekelerde, ideal veya ideal olmayan akım ve gerilimlerde, hem sürekli durumda hem de geçici durumda geçerlidir. Clarke dönüşümü olarak bilinen α - β dönüşümü üç fazlı akım ve gerilimleri iki fazlı durağan referans yapıya çeviren cebirsel bir dönüşümdür, a-b-c koordinatlarındaki üç fazlı akım ve gerilim değerlerinin anlık uzay vektörleriyle gösterimi ve bu akım ve gerilimlerin α - β durağan referans yapıdaki karşılıkları şekil 4.6'da görülmektedir. a-b-c koordinatlarda, a, b ve c eksenleri şekil 4.7'de görüldüğü gibi aynı düzlem üzerinde ve $2\pi/3$ faz açısıyla yerleştirilmiştir. Anlık uzay vektörleri V_{sa} ve i_{La} , (a) eksenini üzerindedir ve büyüklükleri zamana bağlı olarak (+,-) olarak değişir. Aynı şekilde V_{sb} , ve i_{Lb} , (b) ekseninde, V_{sc} ve i_{Lc} (c) eksenini üzerindedir. Bu uzay vektörleri basit olarak α - β

koordinatlara Bölüm 2’de anlatıldığı üzere denklem (4.18) ve (4.19)’daki gibi çevrilmektedir [29].



Şekil 4.6 a-b-c koordinat eksenleri ve α-β eksenleri dönüşümü

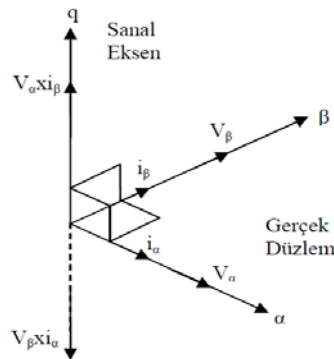
$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ka} \\ V_{kb} \\ V_{kc} \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ka} \\ i_{kb} \\ i_{kc} \end{bmatrix} \quad (4.19)$$

Akım ve gerilimin α-β büyüklükleri zamana bağlı olarak (+,-) değişir. Şekil 4.7’de α-β koordinatlarında anlık uzay vektörleri görülmektedir.

Üç fazlı devrelerde anlık güç aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$P_3 = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (4.20)$$



Şekil 4.7 Anlık akım ve gerilim uzay vektörleri

(4.20)'deki güç (P₃) geleneksel güç ifadesi olan (4.17)'e eşittir [33]. Anlık sanal gücü aşağıdaki gibi ifade etmektedir.

$$q_3 = v_\alpha i_\beta + v_\beta i_\alpha \quad (4.21)$$

Anlık sanal gücün a, b ve c koordinatlarındaki ifadesi de aşağıdaki gibidir [34].

$$q_3 = \frac{-1}{\sqrt{3}} [(V_{sa} - V_{sb})i_{Lc} + (V_{sb} - V_{sc})i_{La} + (V_{sc} - V_{sa})i_{Lb}] \quad (4.22)$$

Şekil 4.7'de görüldüğü gibi, bu uzay vektörü sanal eksen vektörüdür ve sağ el kuralı uygulandığında koordinatlarının olduğu gerçek düzleme diktir. v_α , i_α 'ya ve v_β , i_β 'ya paralel, v_α , i_β 'ya ve v_β , i_α 'ya diktir ve anlık gerçek güç p_3 ve anlık sanal güç q_3 aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\begin{bmatrix} P_3 \\ q_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.23)$$

(4.23)'te $v_\alpha \cdot i_\alpha$ ve $v_\alpha \cdot i_\beta$, aynı eksenlerdeki anlık gerilimle anlık akımın çarpımıyla tanımlanan anlık güçlerdir. Böylece p_3 üç fazlı devrelerde birimi (W) olan gerçek güce karşılık gelmektedir. Diğer yandan $v_\alpha \cdot i_\beta$ ve $v_\beta \cdot i_\alpha$ farklı eksenlerdeki anlık akım ve gerilimin çarpımıyla tanımlandığı için anlık güç değildir. Bu yüzden q_3 geleneksel elektriksel bir büyüklük değildir. q_3 'ün birimi imajiner Volt Amper (iVA) olarak verilir [33].

4.6.1 Anlık Reaktif Gücün Fiziksel Tanımı

(4.23) denklemini ters dönüşüm ile aşağıdaki forma dönüştürülür.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P_3 \\ q_3 \end{bmatrix} \quad (4.24)$$

α - β koordinatlarındaki anlık akımlar i_α ve i_β anlık akım bileşenlerine aşağıdaki gibi bölünür.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta p} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

Anlık gerçek güç p_3 'ü oluşturmak için α - β akımları (4.24) ve (4.25) kullanılarak

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha p} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} P_3 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

şeklinde yazılır.

Anlık sanal güç q_3 'ü oluşturan α - β akımları ise

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha q} \\ i_{\beta q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ q_3 \end{bmatrix} \quad (4.27)$$

şeklinde yazılır.

Yukarıdaki denklemden ; α eksenli anlık etkin akımı,

$$i_{\alpha p} = \frac{v_{\alpha}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} P_3 \quad (4.28)$$

α eksenli anlık reaktif akımı,

$$i_{\alpha q} = \frac{-v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q_3 \quad (4.29)$$

β eksenli anlık etkin akımı,

$$i_{\beta p} = \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} P_3 \quad (4.30)$$

β eksenli anlık reaktif akımı,

$$i_{\beta q} = \frac{v_{\beta}}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} q_3 \quad (4.31)$$

eşitlikleri üretilir.

α eksenindeki anlık güç p_{α} , β eksenindeki anlık güç ise p_{β} olarak gösterildiğinde, (4.32)'deki eşitlik elde edilir.

$$\begin{bmatrix} P_{\alpha} \\ P_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & i_{\alpha} \\ v_{\beta} & i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & i_{\alpha p} \\ v_{\beta} & i_{\beta p} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{\alpha} & i_{\alpha q} \\ v_{\beta} & i_{\beta q} \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

Üç fazlı devrelerde anlık gerçek güç p_3 (4.25) ve (4.32) kullanılarak aşağıdaki gibi yazılır [32].

$$P_3 = P_\alpha + P_\beta = \frac{v_\alpha^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} P_3 + \frac{v_\beta^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} P_3 + \frac{-v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} Q_3 + \frac{v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} Q_3 \quad (4.33)$$

(4.33) denkleminin üçüncü ve dördüncü terimlerinin toplamı sıfırdır. Bu etkin güçlerin fazlar arasında dolaştığını göstermektedir. (4.32) ve (4.33)'den aşağıdaki eşitlikler türetilir:

$$P_3 = v_\alpha i_{\alpha\beta} + v_\beta i_{\beta p} = P_{\alpha p} + P_{\beta p} \quad (4.34)$$

$$0 = v_\alpha i_{\alpha q} + v_\beta i_{\beta q} = P_{\alpha q} + P_{\beta q} \quad (4.35)$$

Bu denklemden aşağıdaki ifadeler türetilir.

α eksenli anlık etkin güç,

$$P_{\alpha p} = \frac{v_\alpha^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} P_3 \quad (4.36)$$

α eksenli anlık reaktif güç,

$$P_{\alpha q} = \frac{-v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} Q_3 \quad (4.37)$$

β eksenli anlık etkin güç,

$$P_{\beta q} = \frac{v_\alpha^2}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} P_3 \quad (4.38)$$

β eksenli anlık reaktif güç,

$$P_{\beta q} = \frac{v_\alpha v_\beta}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} Q_3 \quad (4.39)$$

Son bulunan bu denklemlerden aşağıdaki sonuçlar çıkarılır [33].

- $p_{\alpha p}$ ve $p_{\beta p}$ anlık güçlerin toplamı üç fazlı devrelerde anlık gerçek güce karşılık gelmektedir.
- $p_{\alpha p}$ ve $p_{\beta p}$ anlık güçleri birbirlerini yok ederler ve kaynaktan yüke anlık güç akısına katkıda bulunmazlar. $p_{\alpha p}$ ve $p_{\beta p}$ anlık güçler anlık sanal güç olarak adlandırılır.

Üç fazlı devrelerde tanımlanan anlık sanal gücün fiziksel anlamı her fazdaki anlık reaktif güçten farklıdır [33].

α - β koordinatlarında anlık yük gücü aşağıdaki gibi yazılır:

$$\begin{bmatrix} p_{3L} \\ q_{3L} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

v_α ve v_β , üç fazlı sistemin anlık V_{sa} , V_{sb} ve V_{sc} hat gerilimlerinin (4.18) kullanılarak iki fazlı sisteme çevrilmiş halidir. $i_{L\alpha}$ ve $i_{L\beta}$ 'de aynı şekilde i_{La} , i_{Lb} ve i_{Lc} anlık hat akımlarının iki fazlı sisteme çevrilmiş halidir (4.19). Bu kuramdaki güç bileşenlerini daha iyi açıklayabilmek için aşağıdaki bölümde öncelikle üç fazlı sinüzoidal kaynakla beslenen doğrusal ve doğrusal olmayan yük durumunda güçler açıklanmaktadır.

4.6.2 Doğrusal Yük Durumu

Üç fazlı sistemlerde doğrusal yük durumunda kaynak gerilimleri ve doğrusal yükün çektiği akımlar aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$V_{sa} = \sqrt{2} \sin wt \quad (4.41)$$

$$V_{sb} = \sqrt{2} \sin(wt - 120^\circ)$$

$$V_{sc} = \sqrt{2} \sin(wt + 120^\circ)$$

$$i_{La} = \sqrt{2}I \sin(wt - \varphi) \quad (4.42)$$

$$i_{Lb} = \sqrt{2}I \sin(wt - 120^\circ - \varphi)$$

$$i_{Lc} = \sqrt{2}I \sin(wt + 120^\circ - \varphi)$$

Bu akım ve gerilimler α - β referans yapıya çevrildiğinde aşağıdaki eşitlikler elde edilir.

$$V_\alpha = \sqrt{3}V \sin wt \quad (4.43)$$

$$V_\beta = \sqrt{3}V \cos wt$$

$$i_{L\alpha} = \sqrt{3}I \sin(wt - \varphi) \quad (4.44)$$

$$i_{L\beta} = \sqrt{3}I \cos(wt - \varphi)$$

Bu eşitliklerden gerçek ve sanal güçler;

$$p_{3L} = v_\alpha i_{L\alpha} + v_\beta i_{L\beta} = 3VI \cos \varphi = P_3 \quad (4.45)$$

$$q_{3L} = v_{\alpha} i_{L\beta} - v_{\beta} i_{L\alpha} = 3VI \cos \varphi = Q_3 \quad (4.46)$$

olarak yazılır.

Yukarıdaki denklemlerden de görüldüğü gibi sinüzoidal kaynakla beslenen doğrusal yük durumunda gerçek güç (p_{3L}) geleneksel güç kavramı olan etkin güce karşılık gelmektedir ve birimi W'tır. Sanal güç (q_{3L}) ise geleneksel reaktif güce karşılık gelmektedir ve birimi VAR'dir.

4.6.3 Doğrusal Olmayan Yük Durumu

Üç fazlı sinusoidal kaynakla beslenen doğrusal olmayan yük durumunda üç fazlı kaynak gerilimleri (4.41)'deki gibi ifade edilmektedir. Yükün çektiği akımlar ise,

$$i_{La} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin(n\omega t - \varphi_n) \quad (4.47)$$

$$i_{Lb} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin[n(\omega t - 120) - \varphi_n] \quad (4.48)$$

$$i_{Lc} = \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin[n(\omega t + 120) - \varphi_n] \quad (4.49)$$

olarak gösterilir.

Akımlar (4.19) kullanılarak α - β referans yapıya aşağıdaki gibi çevrilir.

$$i_{La} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2}{\sqrt{3}} I_n \sin(n\omega t - \varphi_n) [1 - \cos(n120^\circ)] \quad (4.50)$$

$$i_{L\beta} = \sum_{n=1}^{\infty} 2 I_n \cos(n\omega t - \varphi_n) \sin(n120^\circ) \quad (4.51)$$

(4.41)'deki gerilim, (4.50) ve (4.51)'deki akımlardan anlık gerçek ve sanal güçler aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$P_{3L} = v_{\alpha} i_{La} + v_{\beta} i_{L\beta} = p_{\alpha p} + p_{\beta p} = 3VI_1 \cos \varphi_1 - 3VI_2 \cos(3\omega t - \varphi_2) + 3VI_4 \cos(3\omega t - \varphi_4) - \quad (4.52)$$

$$3VI_5 \cos(6\omega t - \varphi_5) + 3VI_7 \cos(6\omega t - \varphi_7) - \dots$$

$$q_{3L} = v_{\alpha} i_{L\beta} + v_{\beta} i_{La} = 3VI_1 \sin \varphi_1 - \quad (4.53)$$

$$3VI_2 \sin(3wt - \varphi_2) + 3VI_4 \sin(3wt - \varphi_4) - \\ 3VI_5 \sin(6wt - \varphi_5) + 3VI_7 \sin(6wt - \varphi_7) - \dots$$

yukarıdaki denklemlerden de görüldüğü gibi gerçek güç (p_{3L}) ve sanal güç (q_{3L}) ac ve dc bileşenlere sahiptir ve dolayısıyla aşağıdaki eşitlikler yazılabilir.

$$\overline{p_{3L}} = P_3 \text{ ve } \overline{q_{3L}} = Q_3 \quad (4.54)$$

$$H = \sqrt{\tilde{P}_{3L}^2 + \tilde{Q}_{3L}^2} \quad (4.55)$$

\tilde{P}_{3L} ve \tilde{Q}_{3L} , \tilde{p}_{3L} ve \tilde{q}_{3L} 'in etkin değeridir [35].

Yukarıdaki denklemler doğrusal olmayan yük durumunda anlık reaktif güç kuramıyla geleneksel güç kuramı arasındaki ilişkiyi göstermektedir. Anlık gerçek güç (p_3)'un dc bileşeni, ($\overline{p_{3L}}$) etkin (ortalama) güce karşılık gelmektedir. (p_{3L})'nin ac bileşeni (\tilde{p}_{3L}) akım harmoniklerinden dolayı oluşmakta ve birim zamanda kaynakla yük arasında alınıp verilen enerjii göstermektedir ve ortalama değeri sıfırdır. Sanal güç (q_{3L})'nin dc bileşeni ($\overline{q_{3L}}$) geleneksel reaktif güce karşılık gelmektedir. (q_{3L})'nin ac bileşeni (\tilde{q}_{3L}) akım harmoniklerinden dolayı oluşmakta ve her fazdaki reaktif gücü göstermektedir, anlık olarak toplandığında ise sıfırdır. Sanal güç $q_{3L} = \overline{q_{3L}} + \tilde{q}_{3L}$ anlık enerji akısına katkıda bulunmamaktadır. Harmonik güç (H), (4.55)'te görüldüğü gibi gerçek ve sanal güçlerin ac bileşenlerinden oluşmaktadır.

$$\begin{bmatrix} \overline{p_{3L}} + \tilde{p}_{3L} \\ \overline{q_{3L}} + \tilde{q}_{3L} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\alpha & v_\beta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} \quad (4.56)$$

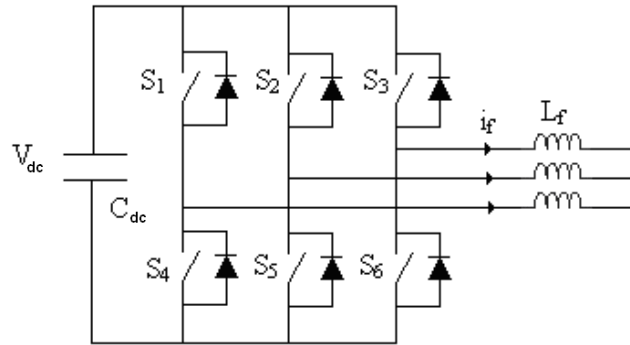
(4.24) denklemi gerçek ve sanal gücün AC ve DC bileşenleri ayrılmış olarak aşağıdaki gibi yazılır.

$$\begin{bmatrix} i_{L\alpha} \\ i_{L\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \overline{p_{3L}} + \tilde{p}_{3L} \\ \overline{q_{3L}} + \tilde{q}_{3L} \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

4.6.4 Anlık Reaktif Güç Kuramında Kullanılan Devre Elemanları

4.6.4.1 Güç Devresi

Güç devresi üç fazlı köprü inverter, endüktans ve DC kapasitesinden oluşmaktadır (Şekil 4.8). Paralel aktif güç filtresinin güç devresinde gerilim beslemeli darbe genişlik ayarı (PWM) inverter veya histerezis özellikli orantılı akım kontrollü PWM inverter kullanılabilir. Bu iki inverter'de, paralel aktif güç filtresi uygulamasında doğrusal olmayan denetimli akım kaynağı olarak çalıştırılır. Aktif güç filtrelerinde, inverter'lerin DC tarafına güç kaynağı bağlı değildir. Onun yerine enerji depolama elemanı olarak gerilim beslemeli inverter' da kapasite, akım beslemeli inverter'de ise endüktans kullanılmaktadır. Günümüzde birçok aktif güç filtre uygulamasında önceki bölümde bahsedilen avantajlarından dolayı gerilim beslemeli inverter tercih edilmektedir. Güç devresinde anahtarlama elemanı olarak yüksek hızlı anahtarlama yetenekleri ve yüksek akım dayanımına sahip olduğu için yalıtılmış kapılı bipolar transistor (IGBT) kullanılmaktadır.



Şekil 4.8 Aktif güç filtresi güç devresi

Güç devresinde kullanılan AC tarafındaki endüktans ve DC tarafındaki kapasite değeri ve DC tarafındaki gerilimin büyüklüğü güç devresinin ve dolayısıyla paralel aktif güç filtresinin performansını etkilemektedir.

Enerji depolama elemanı olarak kullanılan kapasitenin büyüklüğü DC tarafındaki gerilimin dalgalanmasını belirler. Kapasitenin büyük seçilmesi, DC tarafın gerilimin dalgalanmasını azaltır fakat geçici durumda (kapasite şarj oluncaya kadar) inverter'den çok büyük akım geçer. Bu durum anahtarlama elemanlarının zarar görmesine sebep olur. Kapasitenin değeri küçük seçildiğinde ise geçici durumdaki bu olumsuzluklar

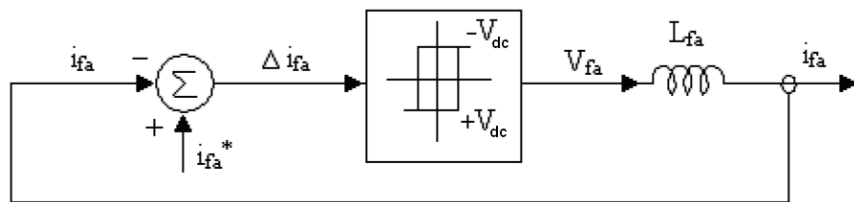
giderilir. Fakat DC tarafın gerilimi çok dalgalanır. V_{dc} gerilimindeki bu dalgalanma filtre akımının yükselme hızını dolayısıyla filtrenin tepkisine etki eder. İnverter, hem doğrusal olmayan yükün çektiği akımları yok etmek için hem de V_{dc} gerilimi sabit tutmak içinde kontrol edilir. L_f endüktansı filtre akımının yükselme hızını belirler. Yükselme hızının değeri ise yüksek dereceli harmonik bileşenleri yok etmede önemlidir. L_f endüktansının büyük olması aktif güç filtresinin yüksek dereceli harmonikleri yok etmesini engeller ve yük değişiminde güç filtresinin tepkisini yavaşlatır [30].

4.6.4.2 PWM Yöntemi

Aktif güç filtresinde köprü inverter'in çıkışındaki akım denetlenmektedir. Aktif güç filtresi çıkışından istenilen dalga sekline sahip akım almak için akım kontrollü gerilim beslemeli eviriciler çeşitli yöntemlerle denetlenebilir. Bunlardan aktif güç filtrelerinde en çok kullanılanları sinüzoidal PWM, histerisiz bant özellikli orantılı akım kontrollü PWM, uzay vektör modülasyonudur. Burada kullanılacak yöntem histerisiz özellikli orantılı akım kontrollü PWM kontrol yöntemidir.

4.6.4.2.1 Histerisiz Bant PWM

Bölüm 3'de de bahsi geçen aktif filtrede kullanılan histerisiz bant kontrollü PWM prensip şeması şekil 4.9'da gösterilmiştir. Burada histerisiz band çıkışındaki L endüktansı ile beraber çalışması açıklanacaktır. İnverter çıkışındaki akımı denetlemek için çıkış akımlarıyla referans akımlar karşılaştırılır. Elde edilen hata sinyalleri histerisiz denetleyiciye uygulanarak anahtarlama sinyalleri üretilir. Her faza ait histerisiz denetleyici o fazlara ait akım hatalarını belli sınırlar içinde tutacak şekilde anahtarlama sinyalleri üretir. Hata sinyali üst sınıra ulaştığında S_4 anahtarı iletime geçerek akımın düşmesini sağlar, hata alt sınıra ulaştığında ise S_1 anahtarı iletime geçerek akımın artması sağlanır. Bu işlem de referans sinyal değişse bile hata sinyali histerisiz bant sınırları arasında tutulduğu için çıkış akımının referans sinyali takip etmesi sağlanmış olur.



Şekil 4.9 Histerisiz bant PWM

Şekil 4.9'daki inverter çıkışındaki L endüktansı üzerindeki gerilim, anahtarların konumuna ve kaynak geriliminin anlık değerine bağlı olarak $+0.5V_{dc}-V_{sa}$ ile $-0.5V_{dc}-V_{sa}$ arasında değişmektedir. Şekil 4.10'da inverter çıkışındaki (a) fazına ait akım ve gerilim dalga şekli görülmektedir. S₁ anahtarı kapatıldığında i_{fa} akımı 1 numaralı noktadan 2 numaralı noktaya doğrusal olarak artar. 2 numaralı noktaya ulaştığında S₄ anahtarı kapatılır ve akım 3 numaralı noktaya doğrusal olarak azalır. t_1 ve t_2 anahtarlama aralıkları için;

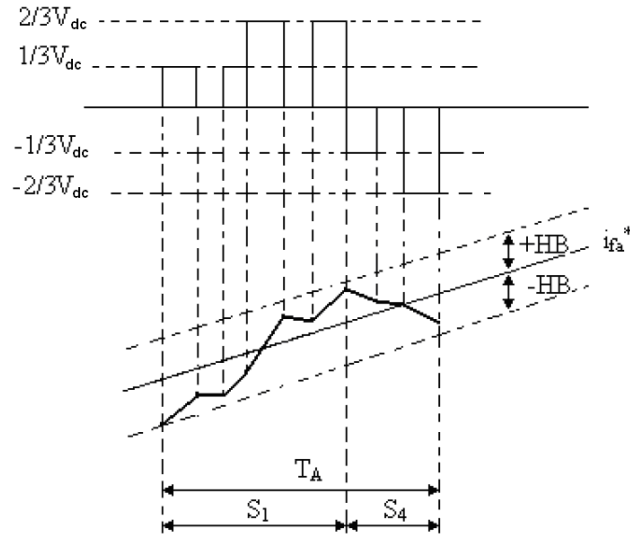
$$\frac{di_{fa}^+}{dt} = \frac{1}{L_{fa}}(0,5V_{dc} - V_{sa}) \quad (4.58)$$

$$\frac{di_{fa}^-}{dt} = \frac{1}{L_{fa}}(0,5V_{dc} + V_{sa}) \quad (4.59)$$

denklemleri yazılır. i_{fa+} ve i_{fa-} a fazı akımının yükselen ve düşen kısımlarıdır [34]. Bir çok paralel aktif güç filtresi uygulamasında DC tarafı nötr hattından ayrı kullanılmaktadır (Şekil 4.8). Bu durumda güç devresinin bir fazındaki çıkış gerilimi, diğer fazlara ait anahtarların kapalı veya açık olma durumuna göre değişmektedir. Çizelge 4.2'de inverter'ın anahtarlama durumu ve bu durumlara göre a fazının gerilimi görülmektedir. S₁ anahtarı kapandığında a fazının gerilimi 0, 1/3, 2/3V_{dc} değerlerini alabilir. S₄ anahtarın kapandığında ise 0, -1/3, -2/3V_{dc} değerlerini alabilir. Şekil 4.10'da bir anahtarlama periyodu boyunca inverter çıkış gerilim ve akım dalga şekli görülmektedir. Kaynak geriliminin işaretine ve değerine bağlı olarak S₁ anahtarı kapandığında faz akımı yükselip düşebilir, S₄ anahtarı kapatıldığında ise akım sürekli düşer [36].

Çizelge 4.2 İverter anahtarlama durumu ve (a) fazı gerilimi

Anahtarlama Durumu	Kapalı Anahtarlar	(a) Fazı Gerilimi (V)
1	S ₁ S ₆ S ₅	+1/3V _{dc}
2	S ₁ S ₆ S ₂	+1/3V _{dc}
3	S ₁ S ₃ S ₅	0
4	S ₁ S ₆ S ₂	+2/3V _{dc}
5	S ₄ S ₆ S ₂	0
6	S ₄ S ₃ S ₅	-2/3V _{dc}
7	S ₄ S ₃ S ₂	-1/3V _{dc}
8	S ₄ S ₆ S ₅	-1/3V _{dc}



Şekil 4.10 Bir anahtarlama periyodu boyunca inverter çıkışındaki gerilim ve akım dalga şekilleri (Bose, B. K., 1990)

Denklem (4.58), (4.59) ve şekil 4.10' a göre anahtarlama frekansı; histerezis bandın genişliğine, L endüktans değerine, kaynak geriliminin büyüklüğüne ve DC taraftaki gerilimin büyüklüğüne bağlıdır. Endüktansın veya histerisiz bandın büyük olması veya

V_{dc} 'nin küçük olması akımın yükselme hızını ve anahtarlama frekansını küçültür. Endüktansın veya histerisiz bandın küçük olması veya V_{dc} 'nin büyük olması akımın yükselme hızını ve anahtarlama frekansının büyük olmasını sağlar. Akımın yükselme hızı dolayısıyla anahtarlama frekansının değeri paralel aktif güç filtresinin yok edeceği harmoniklerin derecesiyle ilgilidir. Anahtarlama frekansı yeterince büyükse yüksek dereceli harmoniklerin de kompanzasyonu yapılabilir.

4.6.4.3 DC Kondansatör Gerilimi(V_{dc}) Denetimi

Aktif filtrenin güç devresinde eviricinin DC tarafında bir gerilim kaynağının olmadığından bahsedilmiştir. Onun yerine enerji depolama elemanı olarak gerilim beslemeli eviricilerde kapasite, akım beslemeli eviricilerde ise endüktans kullanılmaktadır. Dolayısıyla gerilim beslemeli evirici hem yükün ürettiği harmonik akımlara ters fazda ve eşit büyüklükte akımlar üretmek için hem de DC taraftaki gerilimin ayarlanan değerde tutulması için kontrol edilir.

PAGF sürekli duruma geçtikten sonra DC kapasite gerilimindeki dalgalanmalar anlık gerçek gücün dalgalanan bileşeninden kaynaklanmaktadır. Anlık gerçek gücün dalgalı bileşenini yok etmek için eviricinin DC tarafından AC tarafına anlık gerçek gücün dalgalanan bileşeni kadar enerji aktarılmaktadır. Dolayısıyla DC kapasite geriliminde bu enerjinin miktarına bağlı olarak dalgalanmalar oluşur. DC kapasite gerilimi dalgalı ve doğru bileşenleri ile aşağıdaki gibi yazılır [30].

$$V_{dc}(t) = V_{dc} + v_{dc}(t) \quad (4.60)$$

(4.60) denkliğinde V_{dc} ortalama kapasite gerilimi, v_{dc} kapasite geriliminin dalgalanan bileşenidir. Aktif filtrenin sürekli durumda üretmesi gereken ve gerçek gücün dalgalanan bileşenine karşılık gelen güç (anahtarlama kayıpları ihmal edildiğinde),

$$P_f(t) = P_{3L}(t) \quad (4.61)$$

olmaktadır. Kapasitenin şebekeye vermesi gereken akım (4.62)'de verilmektedir.

$$i_f = \frac{P_{3L}}{V_{dc}} \quad (4.62)$$

Kapasite gerilimindeki dalgalanma,

$$V_{dc} = \frac{1}{C_{dc}} \int_0^t i_f(t) dt \quad (4.63)$$

olarak ifade edilir. Kapasite değeri ise (4.61) ve (4.63) kullanılarak,

$$C_{dc} = \frac{P_{3L}}{v_{dc} V_{dc} \omega_p} \quad (4.64)$$

şeklinde elde edilir.

İstenen bir V_{dc} kapasite değeri denklem (4.64)'deki gibi olmalıdır.

4.6.4.4 Arayüz Filtresi

Gerilim beslemeli PAGF'nin evirici devresinde anahtarlamalardan kaynaklanan yüksek frekanslı gerilim harmonikleri üretilir. Bu gerilim harmoniklerinin PAGF bağlı olduğu noktadaki AC hattındaki gerilimi bozmasını önlemek için bir endüktans kullanılır. Bu arayüz endüktansının değeri sistem ve aktif güç filtresi için önemlidir. Eğer küçük değerli bir endüktans seçilirse yüksek anahtarlama harmoniklerinin kaynak akımına eklenmesine neden olur. Büyük değerli bir endüktans kullanıldığında ise filtrenin üretmesi gereken hızlı akım değişimleri sağlanamayacağından filtrenin performansı azalacaktır. Bu azalma harmonik akımlarının kaynaktan çekileceği anlamına gelir ki bu da istenmeyen bir olaydır. Bu nedenlerden dolayı gerilim beslemeli paralel aktif güç filtreleri hatta genellikle birinci dereceden alçak geçiren filtre davranışı gösteren endüktans (L_f) üzerinden hatta bağlanır.

PAGF' sinin performansının iyi olması için akımının zamana göre değişim oranı (di_f/dt), yük akımının zamana göre değişim oranından (di_L/dt) her zaman büyük olmalıdır. Yük akımının zamana göre değişim oranı;

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\sqrt{2}V_{LL}}{2(L_s + L_d)} \quad (4.65)$$

Aktif güç filtresi akımının zamana göre değişimi;

$$\frac{di_f}{dt} = \frac{V_c - \sqrt{2}V_{LL}}{2L_f} \quad (4.66)$$

olarak yazılabilir. Uygun L_f değeri ise (4.66) ifadesinden çekilirse,

$$L_f \leq \frac{V_c - V_{LL} \sqrt{2}}{2 \frac{di_L}{dt}}$$

elde edilir.

Burada V_{LL} Fazlar arası gerilimin rms değeri, L_f aktif güç filtresi bağlantı endüktansı, L_s kaynak empedansı, L_d kaynak kaçak endüktansı, V_c DC link kapasite gerilimi, i_f aktif güç filtresi akımı, i_L yük akımını belirtir. Ayrıca aktif güç filtresi performansını etkileyen kaynak kaçak endüktansı (L_d), L_f 'nin yanında çok küçük (%10) olmalıdır.

VEKTÖREL METOTLARLA KONTROL EDİLEN ASENKRON MOTORDA MEYDANA GELEN MOMENT DALGALANMALARI, HARMONİKLER VE ELEKTROMANYETİK GÜRÜLTÜLERİN İNCELENMESİ

Asenkron motorlarda vektör kontrol metodunun kullanılması sayesinde, serbest uyarımalı doğru akım makinası performansında değişken hız kontrolü yapabilmek mümkün olmuştur. Çünkü asenkron motor doğrusal olmayan bir yapıya sahiptir. Vektör kontrolü, stator akı vektörünün doğru akım makinasındaki uyarıma ve endüvi akımlarına benzer şekilde biri akıyı, diğeri momenti oluşturacak şekilde iki ayrı bileşene ayrılarak kontrol edilebilmesini sağlar. Vektör kontrol işlemi asenkron motorun bileşenlerinin 3 faz sabit eksenden iki faz sabit eksen veya senkron hızda dönen eksen takımına dönüştürüldükten sonra yapılır.

Asenkron motorun vektörel olarak kontrol edildiği bir sistem oluşturmak istenirse; bu sistemde motorun çıkışında alınan gerilim ve akım bilgileriyle hız ve moment kontrolü yapılabilir. Geri besleme olarak alınan akım ve motora uygulanan gerilim bilgisi oluşturulmuş motor modeli denklileri kullanılarak motordaki anlık moment ve hız değerleri hesap edilebilir. Elde edilen moment ve hız bilgisi değerlendirilerek motoru süren inverter için gerekli anlık PWM anahtarlama sinyalleri üretilir. Bu işlem sadece hızlı bir işlemci, akım ve gerilim bilgisi ile yapılabilir. Kontrol algoritmaları sayesinde hız sensörüne ihtiyaç duyulmadan hız tahmini ve kontrolüde yapılabilir.

Vektör kontrolünün avantajları, skaler kontrolle karşılaştırıldığında, daha iyi moment cevabı olması, sıfır hıza yakın durumda tam yük momenti, kesin hız kontrolü, DC sürme durumuna yakınlık olarak sayılabilir. Geri besleme elemanları nedeniyle, bu yöntemin,

skaler kontrole göre daha pahalı oluşu yöntemin dezavantajıdır. Bununla birlikte gerçek zamanda hız hesabı için karmaşık bir algoritmaya gereksinim duyulur [37].

Vektörel kontrolde, asenkron motorun modelinde yer alan akı vektörlerinin seçimine göre yapılan kontrol aşağıda verildiği gibi üç ayrı biçimde yapılabilmektedir.

- Stator akısı yönlendirmeli kontrol
- Rotor akısı yönlendirmeli kontrol
- Mıknatıslanma akısı yönlendirmeli kontrol

Her üç kontrol yöntemi de kullanılan kontrol yöntemleri olup bu üç yöntem arasında temel olarak bir fark yoktur. Seçilen akı yönlendirmesine göre motorun matematiksel eşitliği vektörel olarak düzenlenir ve eşitlikte seçilen akı üzerinden işlemler gerçekleştirilir. Bu üç yöntem incelendiğinde matematiksel olarak daha kolaylık sağlaması ve kontrolündeki kararlılığın daha iyi olması nedeni ile motorun d-q eksen takımına dayalı rotor akısı yönlendirmeli kontrol tercih edilmektedir [38].

Rotor akısından oryantasyonlu bu iki metot doğrudan (DFOC) ve dolaylı (IFOC) olarak ikiye ayrılmaktadır. İkisinin birbirinden farkı akının genlik fazının elde edilme şeklidir. Rotor akısından oryantasyonlu doğrudan vektör kontrolünün gerçekleştirilebilmesi için rotor akısının genlik ve fazının elde edilmesi gerekir. Rotor akısının genliği kontrol algoritması içerisinde referans değerle karşılaştırılacak geri besleme parametresi olarak kullanılırken fazı ise d-q ekseninden a-b-c sabit eksene dönüşüm veya sabit eksen a-b-c' den döner eksen d-q' ya çevrim için kullanılır.

Bu kontrol metotlarından sonra 1980'li yılların ortasında [2, 67] önerilen doğrudan moment kontrolü, rotor akısından oryantasyonlu stator akısı genliğinin ve açısal pozisyonunun kontrol edilmesi ile gerçekleştirilen bir metottur. Doğrudan moment kontrolü konusunda birçok çalışma yapılmış ve birçok metot önerilmiştir [39]. Histerezis kontrolcü kullanan klasik doğrudan moment kontrolü, sektör uzay vektör modülasyonlu doğrudan moment kontrolüdür. Bu kullanılarak sincap kafesli asenkron motor kontrol edilecek ve motorda oluşacak akım harmonikleri ile moment dalgalanmaları incelenecektir. Bu yöntemin algoritması Matlab/Simulink ortamında oluşturulacak ve simülasyonları ile deneysel ortamda uygulaması gerçekleştirilecektir.

5.1 Doğrudan Moment Kontrolü

Doğrudan moment kontrol yönteminde akı ve momentin hesaplanması için, makina parametreleri ile ölçülebilen akım ve gerilim bilgileri kullandığından bu yöntem vektör kontrol yöntemidir. Bu yöntemde sinüs-üçgen karşılaştırması veya histerezis akım kontrolü gibi PWM oluşturma yöntemine de ihtiyaç yoktur.

Örneğin doğrudan moment kontrolü, alan yönlendirmeli kontrole göre tümüyle farklı bir yaklaşım öngörmektedir. Standart bir AYK denetçi yapısında olan aşağıdaki maddelerde belirtilen olumsuzlukları yok ederek kontrol yapısının parametre bağımlılığını azaltır ve sistemin bir an önce kararlı duruma geçmesini sağlar. Standart bir AYK denetçi aşağıdaki maddeleri içerir:

- Akı ve moment birbirinden bağımsız hale getirmek için koordinat dönüşümü yapılır.
- Rotor akısının açısını bulmak için bir akım modeli gerekir.
- Hareketli ve duran eksen arasındaki dönüşüm PI denetçiler ile yapılır.
- Hızı istenen değere regüle etmek için ek bir PI denetçi daha gereklidir.

Doğrudan moment kontrolünde yukarıdaki ilk üç maddenin yerine Histerezis kontrol ve stator gerilim çizelgesi kullanılır. Diğer bir yönü ise herhangi mekanik sensör veya kompleks algoritma kullanmaya ihtiyaç duymadan momentin hesaplanabilmesidir. Birçok değişken hızlı sürücüde moment kontrolü gereklidir fakat hızın kesin değerlerle kapalı döngü olarak bulunmasına gerek yoktur. Örneğin elektrikli araçlarda momentin set değeri gaz pedalı ile kullanıcı tarafından belirlenmektedir. AYK yerine DMK kontrolün kullanılması ile elektrikli aracın motor kontrolü aynı içten yanmalı motorlardaki gibi olmakta ve ani hızlanma ve moment sağlayabilmektedir [40].

DMK kontrol metodu 1984 yılında vektörel kontrol yöntemine tek alternatif olarak ortaya çıkmıştır [2, 67]. İlerleyen yıllarda birçok araştırmacı tarafından geliştirilmiştir [41]. DMK'nın üstünlüğü, diğer vektörel kontrol yöntemlerine göre daha iyi performansa sahip olmasının yanında basit kontrol algoritması ve yapısının olmasıdır.

5.1.1 Doğrudan Moment Kontrolünün Matematiksel ve Fiziksel Yorumu

Akı ve moment değerleri hesaplandıktan sonra histerezis denetleyiciler kullanılarak uygun stator gerilim vektörünün seçilmesi ve akı ve momentin doğrudan seçilen bu vektör ile kontrol edilmesinden dolayı bu yönteme doğrudan moment kontrolü denmiştir. Yöntemin ana fikri akı ve momentin ani değerlerinin hesaplanarak elde edilmesidir. Stator akı ve gerilim denklileri aşağıdaki gibi verilebilir.

$$v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{R_r' L_m^2}{L_r^2} i_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \frac{L_m'}{L_r} \left(\frac{R_r'}{L_r} \psi_{r\alpha} + p \omega \psi_{r\beta} \right) \quad (5.6)$$

$$v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{R_r' L_m^2}{L_r^2} i_{s\beta} + \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} - \frac{L_m'}{L_r} \left(\frac{R_r'}{L_r} \psi_{r\beta} + p \omega \psi_{r\alpha} \right) \quad (5.7)$$

Burada α - β sabit eksen takımı modelindeki akı-akım bağıntılarına dayanılarak;

$$\psi_{s\alpha} = \sigma L_s i_{s\alpha} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{r\alpha} \quad (5.8)$$

$$\psi_{s\beta} = \sigma L_s i_{s\beta} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{r\beta} \quad (5.9)$$

Yukarıdaki iki denklemin zamana göre türevi alınıp, Bölüm 2'deki 2 faz sabit duran eksen motor denklilerinden denklem (2.43) ve (2.44) kullanıldığında;

$$\frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} = \frac{R_r' L_m^2}{L_r^2} i_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \frac{L_m'}{L_r} \left(\frac{R_r'}{L_r} \psi_{r\alpha} + p \omega \psi_{r\beta} \right) \quad (5.10)$$

$$\frac{d\psi_{s\beta}}{dt} = \frac{R_r' L_m^2}{L_r^2} i_{s\beta} + \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} - \frac{L_m'}{L_r} \left(\frac{R_r'}{L_r} \psi_{r\beta} + p \omega \psi_{r\alpha} \right) \quad (5.11)$$

(5.10) ve (5.11) denklemleri (5.6) ve (5.7)'de yerine konulursa stator gerilimleri ve stator akıları arasındaki ilişkileri gösteren ifadeler aşağıdaki gibi elde edilir [3, 42, 43].

$$v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \quad (5.12)$$

$$v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \quad (5.13)$$

Moment ifadesi ise hesaplanan ani stator akım ifadesi ve stator akı ifadesinin çarpımı ile elde edilir. Bu iki ifade de vektörel değerlerdir. Şekil 5.1’de gösterilmiştir. Ani moment değeri stator akısı uzay vektörü $\vec{\psi}_s$ ve stator akımı uzay vektörü \vec{i}_s ile doğru orantılıdır.

$$t_e = \frac{3}{2} P \vec{\psi}_s \times \vec{i}_s \quad (5.14)$$

DMK’nın fiziksel olarak yorumu için moment eşitliğinin stator ve rotor akıları cinsinden yazılması daha elverişlidir. Bölüm 2’deki (2.38) ve (2.39) denklemleri kullanılarak stator akımı aşağıdaki gibi elde edilir.

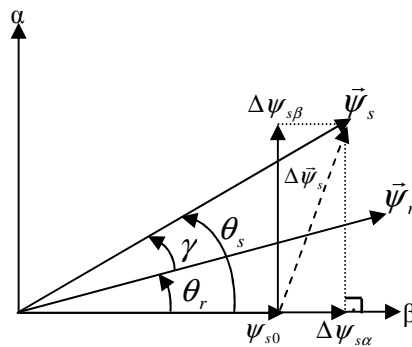
$$\left. \begin{aligned} i_{s\alpha} &= \frac{\psi_{s\alpha}}{\sigma L_s} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{r\alpha} \\ i_{s\beta} &= \frac{\psi_{s\beta}}{\sigma L_s} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{r\beta} \end{aligned} \right\} \vec{i}_s = \frac{\vec{\psi}_s}{\sigma L_s} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \vec{\psi}_r \quad (5.15)$$

(5.15)’ de elde edilen stator akımı uzay vektörü (5.14)’deki moment ifadesinde yerine konursa;

$$t_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \vec{\psi}_s \times \vec{\psi}_r = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} (\psi_{s\beta} \psi_{r\alpha} - \psi_{s\alpha} \psi_{r\beta}) = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\vec{\psi}_s| |\vec{\psi}_r| \sin(\theta_s - \theta_r) \quad (5.16)$$

$$t_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\vec{\psi}_s| |\vec{\psi}_r| \sin \gamma \quad (5.17)$$

Yukarıdaki moment denkleğinde bulunan stator ve rotor akı değerleri ile açı ilişkisi Şekil 5.1’de görülmektedir.



Şekil 5.1 2 Faz sabit ekseninde stator ve rotor akısı vektörleri ile Δt süresi boyunca stator akısı değişimi

Denklem (5.12) ve (5.13) göze alınarak stator direnci üzerindeki gerilim düşümü ihmal edildiğinde eşitlik vektörel olarak aşağıdaki hale dönüşür.

$$v_{s\alpha} = \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \quad (5.18)$$

$$v_{s\beta} = \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \quad (5.19)$$

(5.18) ve (5.19) denklemleri göz önüne alınarak Δt kadar küçük bir zaman aralığında motora $\vec{v}_k = v_{s\alpha} + jv_{s\beta}$ inverter gerilim vektörü uygulanırsa stator akı denklikleri;

$$\Delta\psi_{s\alpha} = v_{s\alpha}\Delta t \quad (5.20)$$

$$\Delta\psi_{s\beta} = v_{s\beta}\Delta t \quad (5.21)$$

olur. Motor ilk çalışmaya 1. bölgede başlar, V_4 uzay durum vektörü uygulanır ve $t=t_0$ anında α eksenini doğrultusunda ψ_{s0} değerine ulaşırsa stator akısı büyüklüğü aşağıdaki gibi olur.

$$|\vec{\psi}_s| = \sqrt{(\psi_{s0} + \Delta\psi_{s\alpha})^2 + \Delta\psi_{s\beta}^2} \quad (5.22)$$

Yukarıdaki denklikte $(\psi_{s0} + \Delta\psi_{s\alpha}) \gg \Delta\psi_{s\beta}$ olduğu varsayılırsa stator akısının genliği tekrar düzenlenebilir. O zaman,

$$|\vec{\psi}_s| = \psi_{s0} + \Delta\psi_{s\alpha} \quad (5.23)$$

olarak elde edilir. Şekil 5.1'e bakıldığında t_0 anında Δt süresince boyunca inverter'den motor uçlarına uygulanan gerilim vektörü ile statordaki akı değişimi görülmektedir. Burada rotor zaman sabitinin çok büyük olmasından dolayı Δt süresi boyunca rotor akısı değişmez. Bu durumda Δt süresi boyunca motordaki elektromanyetik moment,

$$\Delta t_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_r \Delta\psi_{s\beta} \quad (5.24)$$

olur. Yukarıdaki denklemde de görüldüğü gibi motor momentindeki değişim t_0 anında uygulanan β eksenindeki stator akı vektörü ile belirlenir [44]. $t_0 + \Delta t$ süresinde momentteki değişim $t_e + \Delta t_e$ kadar olacaktır. Bu da göstermektedir ki momentteki değişim stator gerilim vektörü ile ya da stator akısı ile olmaktadır. En hızlı moment değişimi için $d\gamma/dt$ değişimi en büyük olmalıdır. Statora akısını sabit tutacak şekilde statora uygulanan gerilim vektörleri, stator akısını hızlı bir şekilde moment ihtiyacını karşılayacak konuma getirirse, en hızlı moment cevabını oluşturur. Asenkron motor

azalması için V_2 ve V_3 vektörleri seçilir [45].

5.1.2 Doğrudan Moment Kontrolünün Uygulanması

Doğrudan moment kontrolünün uygulanabilmesi için öncelikle şu üç adım belirlenmelidir. Birinci adım stator akı genliği, ikinci adım moment genliği ve üçüncü adım ise stator akısının o anda bulunduğu sektörün belirlenmesidir. Ardından akının $2\Delta\psi_s$ Histerezis hata bandında, momentin $2\Delta t_e$ Histerezis hata bandında kalması için inverter anahtarlama vektörü, her bir anahtarlama periyodunda seçilir. Kullanılacak optimum anahtarlama vektörü ölçülen hata miktarındaki değere göre olacaktır.

1.Adım;

Bölüm 2, denklem (2.9)'da gösterildiği gibi, 2 faz sabit eksende akım ve gerilim vektörleri bulunabilir, veya bu denklemler yerine stator akımları ve gerilimleri aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$i_{s\alpha} = i_{sA} \quad (5.25)$$

$$i_{s\beta} = \frac{i_{sA} + 2i_{sB}}{\sqrt{3}} \quad (5.26)$$

Gerilim denklemleri de inverter'deki anahtarların açık veya kapalı olma durumuna göre hesaplanır [46].

$$V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}}V_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \quad (5.27)$$

$$V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc} (S_b - S_c) \quad (5.28)$$

Stator akısı 2 faz sabit eksen aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\psi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (5.29)$$

$$\psi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (5.30)$$

Burada DMK'nın performansı, büyük ölçüde stator akısı uzay vektörünün doğru tahmin edilmesine bağlıdır. Buradaki tahmin işlemindeki doğruluk sensörlerden alınan gerilim ve akım bilgilerinin doğruluğu ve integralin doğru düzenlenmesi ile olur [5].

Stator akısı iki faz sabit eksendeki bileşenleri elde edildikten sonra genliği aşağıdaki

denklikle elde edilebilir.

$$|\vec{\psi}_s| = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad (5.31)$$

2.Adım;

Denklem (5.8) ve (5.9) denklemlerindeki rotor akıları, Bölüm 2'deki denklem (2.38) ve (2.39)'da kullanılarak stator akımları cinsinden yazılıp, Bölüm 2, (2.45)'de yerine yazılırsa stator akıları ve akımları cinsinden sabit moment;

$$t_e = p(\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (5.32)$$

şeklinde ifade edilir.

3.Adım;

Anahtarlama çizelgesinin elde edilebilmesi için akının konumunun bilinmesi gerekir. Akının hangi konumda olduğu bulunabilmesi için aşağıdaki denklik yeterlidir.

$$\theta_s = \tan^{-1} \frac{\psi_{s\beta}}{\psi_{s\alpha}} \quad (5.33)$$

(5.33)' den bulunan açı ile stator akısının hangi sektörde olduğu bulunabilir. Fakat uygulama da DSP'ler için bu işlem zaman alıcıdır. Bunun yerine hesaplama kolaylığı açısından trigonometrik dönüşüm yapmadan bu bölgenin bulunması bir çizelge yardımıyla bulunabilir [47].

Burada akının hangi bölge de olduğunu saptamak için Çizelge 5.1'den faydalanabilir.

$\psi_{s\alpha}$ ' nın işareti ile $(\sqrt{3}|\psi_{s\beta}| - |\psi_{s\alpha}|)$ işaretine bakmak yeterlidir. Akının modülü (5.31) ifadesinden hesaplanır ve akı kontrol devresinde, akı hatasının hesaplamasında kullanılır.

Çizelge 5.1. Stator akısının konumunun belirlenmesi

$\psi_{s\alpha}$ ' nın işareti	+	+	-	-	-	+
$\psi_{s\beta}$ ' nın işareti	+/-	+	+	+/-	-	-
$(\sqrt{3} \psi_{s\beta} - \psi_{s\alpha})$ ' nın işareti	-	+	+	-	+	+
$\theta_s(i)$	$\theta_s(1)$	$\theta_s(2)$	$\theta_s(3)$	$\theta_s(4)$	$\theta_s(5)$	$\theta_s(6)$

Bu üç adımdan sonra hesaplanan akı genliği ve moment değerleri Histerezis kontrolcülere verilir. Akıda bir artma gerekli ise $d\psi_s=1$, azalma gerekiyorsa $d\psi_s=0$ kabul edilir. İki seviyeli histerezis akı karşılaştırıcının çıkış $d\psi_s$ aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$d\psi_s = 1 \text{ için } \left| \psi_{sref} \right| - \left| \psi_s \right| \geq \left| \Delta \psi_s \right| \quad (5.34)$$

$$d\psi_s = 0 \text{ için } \left| \psi_{sref} \right| - \left| \psi_s \right| \geq \left| \Delta \psi_s \right|$$

Momentte azalma gerekli ise $\Delta t_e=-1$, artma gerekli ise $\Delta t_e=+1$, herhangi bir değişim istenmiyorsa $\Delta t_e=0$ olarak alınır. Üç seviyeli histerezis moment karşılaştırıcının çıkış Δt_e aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$dt_e = -1 \text{ için } \left| t_{eref} \right| - \left| t_e \right| \leq \left| -\Delta t_e \right| \quad (5.35)$$

$$dt_e = +1 \text{ için } \left| t_{eref} \right| - \left| t_e \right| \geq \left| \Delta t_e \right|$$

$$dt_e = 0 \text{ için } \left| -\Delta t_e \right| \leq \left| t_{eref} \right| - \left| t_e \right| \leq \left| \Delta t_e \right|$$

Histerezis kontrolcününün dte ve $d\psi_s$ çıkışları ile stator akısının bulunduğu bölge saptandıktan sonra stator akısının saat yönünde dönmesi için Çizelge 5.2 veya saat yönünün tersine dönmesi için Çizelge 5.3 kullanılarak en uygun anahtarlama vektörü seçilmeye çalışılır [48]. Bu çizelgenin çıkışı motoru süren inverterin anahtarlama vektörüdür.

Yukarıdaki çizelgede verilen anahtarlama vektörlerinin uygulanması hız çok düşük olmadığı sürece bir problem yoktur. Fakat hızın değeri çok az ise stator akısı da düşer. Doğrudan moment kontrolünün temelinde olan akının genliği ile kontrolü sağlamak imkânsızlaşır. Bu durumda stator akı bölgeleri kaydırılarak akı tekrar yükseltilecek kontrol sağlanmaya çalışılır [49].

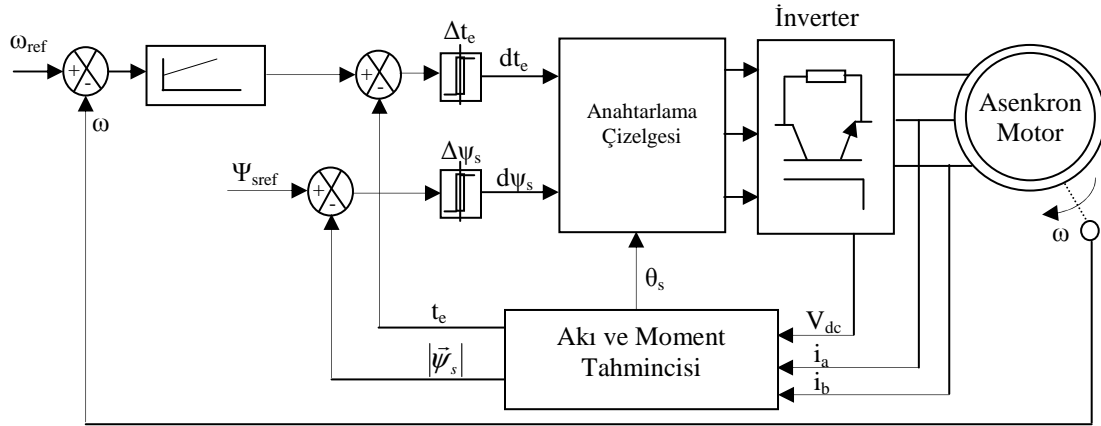
Çizelge 5.2 Saat yönünde dönüş sağlanması için anahtarlama yapısı

		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$d\psi_s=1$	$dt_e=1$	V_6	V_2	V_3	V_1	V_5	V_4
	$dt_e=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$dt_e=-1$	V_5	V_4	V_6	V_2	V_3	V_1
$d\psi_s=0$	$dt_e=1$	V_2	V_3	V_1	V_5	V_4	V_6
	$dt_e=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$dt_e=-1$	V_1	V_5	V_4	V_6	V_2	V_3

Çizelge 5.3 Saat yönünün tersi dönüş sağlaması için anahtarlama yapısı

		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$d\psi_s=1$	$dt_e=1$	V ₅	V ₁	V ₃	V ₂	V ₆	V ₄
	$dt_e=0$	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	$dt_e=-1$	V ₆	V ₄	V ₅	V ₁	V ₃	V ₂
$d\psi_s=0$	$dt_e=1$	V ₁	V ₃	V ₂	V ₆	V ₄	V ₅
	$dt_e=0$	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
	$dt_e=-1$	V ₂	V ₆	V ₄	V ₅	V ₁	V ₃

Şekil 5.4-a'da DMK blok şeması görülmektedir. DMK sürücünde, stator akısı uzay vektörü modülü ile stator akısının referans değeri karşılaştırılarak, elde edilen hata çıkışındaki iki seviye histerezis denetleyiciye verilir. Momentte aynı şekilde referans değeri ile karşılaştırılarak, elde edilen hata üç seviyeli histerezis karşılaştırıcısına verilir. Akı ve moment karşılaştırıcıların çıkışları $d\psi_s$ ve dt_e , stator akısı uzay vektörünün konumu ile çizelgeden gerilim vektörünün seçmesinde kullanılır. Stator akısı ve moment hatası, histerezis bantların dışına çıkarsa, gerilim vektörü seçme işlemi tekrarlanır. Böylece akı ve moment her zaman $2\Delta\psi_s$ ve $2\Delta t_e$ bandı içerisinde tutulur. Akı histerezis bandı stator akımındaki harmonikleri etkilerken, moment histerezis bandı anahtarlama frekansını ve anahtarlama kayıplarını etkiler. Hız kontrolü için PI denetleyici kullanılabilir. PI denetleyicinin çıkışı yani hızdaki hata moment için referans değeridir.



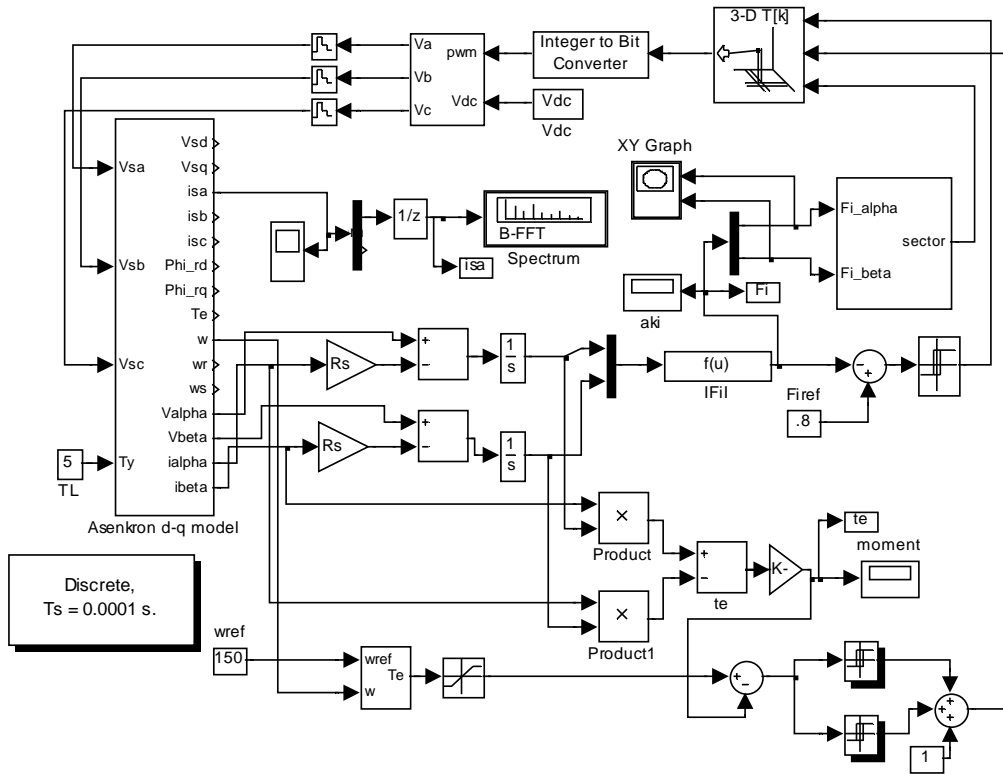
Şekil 5.4-a Doğrudan moment kontrol Blok şeması [37]

Yukarıda verilen DMK kontrol bilgilerine göre, Şekil 5.4-b’de klasik DMK ile kontrol edilen asenkron motor Matlab/Simulink modeli oluşturulmuştur.

Motor parametreleri Ek-A’da verilmiştir. Modelde kullanılan parametreler aşağıda verilmiştir. Motoru süren inverter ideale yakın ve IGBT’lerden oluşmuş bir inverter’dir.

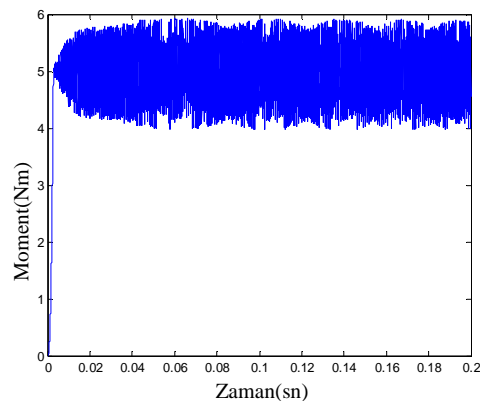
$T_s=100 \mu s$, $\omega_{ref}=80 \text{ rad/s}$, $T_L =5\text{Nm}$

PI: $K_p=90$, $K_i=.5$, $\Delta\psi_s=\pm 0.05\text{V}\cdot\text{s}/\text{rad}$ $\Delta t_e=\pm 0.08\text{Nm}$

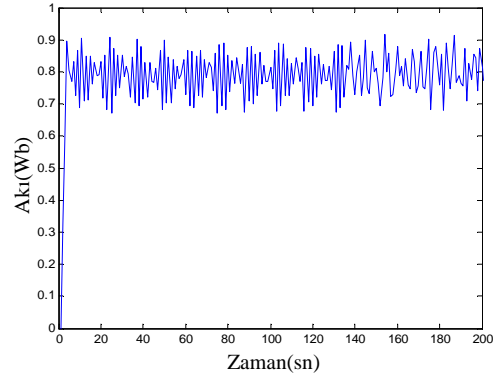


Şekil 5.4-b Klasik DMK Matlab/Simulink Modeli

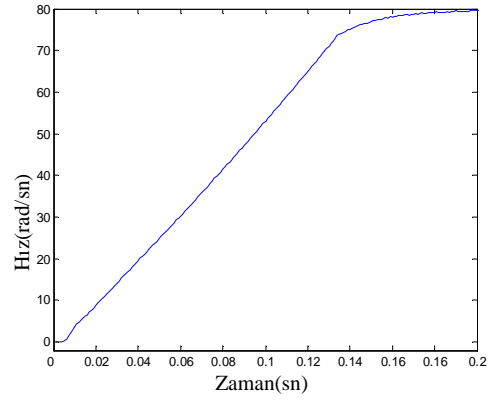
Simülasyon sonuçları Şekil 5.5 ile 5.10 arasında verilmiştir.



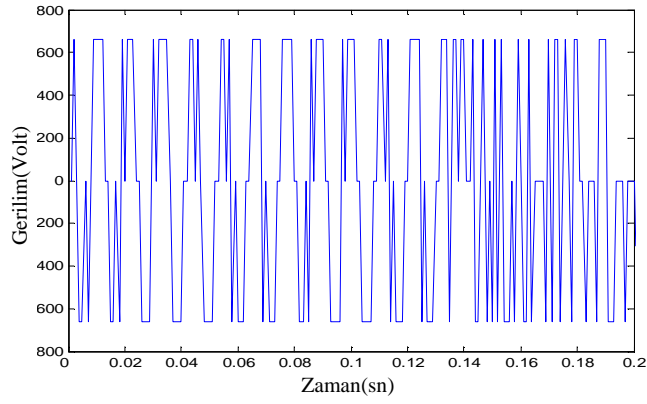
Şekil 5.5 DMK moment cevabı



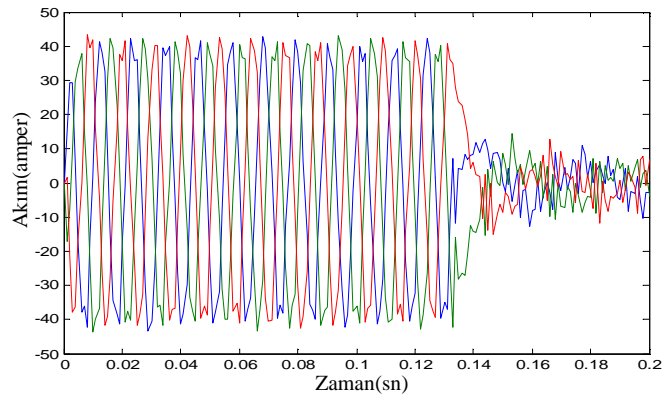
Şekil 5.6 DMK akı cevabı



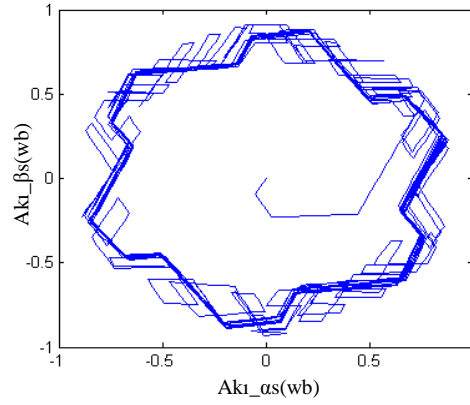
Şekil 5.7 DMK hız cevabı



Şekil 5.8 V_{ab} Fazlar arası anahtarlama stator gerilimi



Şekil 5.9 Stator Faz Akımları



Şekil 5.10 XY Akı değişim grafiği

Yukarıdaki şekillere bakıldığında PI denetleyici kullanılan vektörel kontrol algoritmalarına göre, yukarıda gösterildiği gibi, DMK algoritmasında PI denetleyicilerin kaldırılmasıyla cevaplama süresi kısalmıştır. Fakat histerezis denetleyicilerin kullanımı, referans değerlerindeki büyük ve küçük değişimlerin ayırt edilmesini önlemektedir. Akı ve hıza bakıldığında ise referans akı ve hız değerine ulaşmıştır. Fakat, bu değer etrafında dalgalanmaktadırlar. Bu dalgalanmalar asenkron motorda titreşim ve akustik gürültüye neden olur.

5.2 Asenkron Motorda Moment Dalgalanmaları ve Harmonik Gürültüler

Motor kontrolü inverter sürücüler ile yapılıyorsa, kontrol sisteminde sürücülerin doğasından gelen, mekanik titreşim ve akustik gürültüye sebep olmaktadır. Momentin hassasiyeti kullanım amacına göre değişir. Örneğin motor bir iplik sarma makinasında kullanılacaksa, salınımların minimum olması gerekir. Hatta sıfıra yakın olması istenir. Fakat motor bir pompa sistemi için kullanılacaksa bu salınımlar sisteme zarar vermeyebilir. Bundan başka günümüz de kullanımı gittikçe artan elektrik motorlu araçlarda moment salınımı araç içerisindeki konforu, direksiyon hâkimiyetini ve mekanik aksamları olumsuz etkileyebilir.

5.2.1 Motordaki Salınım Kaynakları

AC motorlarda moment dalgalanmaları 2 farklı sebepten kaynaklanmaktadır. Bunlardan birincisi motor tasarımından dolayı motorun doğal yapısından kaynaklanan akı harmonikleridir. Diğeri ise inverter sisteminden kaynaklanan harmonikler ve EMI gürültülerdir. Bu dalgalanma kaynakları aşağıda açıklanmıştır.

5.2.1.1 Makinanın Doğal Yapısından Kaynaklanan Akı Harmonikleri

Döner alanlı makinalardaki hava aralığında oluşan harmonik akılarının var olması pek istenmeyen parazitik moment, stray kayıpları ve mıknatıslanma gürültüleri gibi olaylara sebep olmaktadır. Hava aralığında oluşan harmoniklerin kaynakları; sargı harmonikleri, rotorun merkeze oturtulması (eccentricity) ve demirin manyetik doymasıdır. Bu maddelerin kısa açıklamaları aşağıda verilmiştir.

Sargı harmonikleri, stator oluklarındaki sargıların dağılımından kaynaklanır. AC makinaların sargıları stator oluklarına yerleştirilirken, sargıların stator iç yüzeyine düzgün bir şekilde dağıtılamamasından dolayı sargı harmonikleri üretilir [50].

Rotorun merkeze oturması, Motorlarda istenmeyen harmonik momentlerin oluşmasının sebeplerinden biridir. Yuvarlak motorlarda merkeze oturtulma bir problem olarak karşımıza çıkar ve rotor hizalamasının üretim işlemi aşamasında hassas bir şekilde yapılamamasından veya rotor sertliğinin yetersiz olmasından kaynaklanmaktadır. Fakat merkeze oturma sorunu daha çok tahmin edilemeyen üretim hatalarından kaynaklanır [51].

Demirin manyetik doyumu, yine malzeme yapısından kaynaklanmaktadır.

Yukarıdaki harmonikleri azaltmak için farklı metotlar vardır. Bunlar daha çok makine tasarımına bağlı olarak değişim göstermektedir. Genel dizayn metotlarından birisi de rotor ve stator yapılabilen eğimler (skewing) dir. Yapılan diğer tasarım metotları; stator dişlerinin çentilmesi ve farklı kutup ark genişlikleri kullanmaktır

Yukarıda anlatılanlar dışında çok fazla yapısal tasarım yoktur.

5.2.1.2 İnverter Sisteminden Kaynaklanan Harmonikler ve EMI Gürültüler

İnverter sisteminden kaynaklanan etkiler; stator akımı ofseti ve ölçekleme faktörü, inverter anahtarlamaından kaynaklanan EMI gürültüleri; motor sürücü sistemlerinin başlıca harmonik kaynağını oluşturan akım harmonikleridir. Bu bölümde bu harmonikler ele alınacaktır.

Yukarıdaki durumlar bazı lineer olmayan durumları kapsamaktadır. Örneğin, akım ölçümünde kullanılan offset değeri ve kazanç hataları örnek olarak verilebilir. Faz akımlarındaki offset hatası moment spektrumunun birinci moment harmoniği

bileşeninde, hatalara neden olur. Kazanç hatası iki farklı şekilde ortaya çıkabilir; bunlar, ölçüm sırasında hatalı yükseltmeden kaynaklanan lineer hatalar ve ölçüm sisteminin bileşenlerindeki lineersizlikten kaynaklanan lineer olmayan hatalardır.

5.3 Elektromanyetik Uyumluluk ve Elektromanyetik Gürültü

Elektromanyetik uyumluluk bir cihazın veya sistemin, ortamdaki herhangi bir cihaza, kabul edilmeyecek bir seviyede elektromanyetik bozulma yaymaksızın yeterli şekilde çalışabilme yeteneğidir. Elektronik cihazlar istenmeyen sinyaller yayabilir. Başka bir deyişle diğer elektronik cihazlarda girişime neden olabilir. Ayrıca diğer cihazlardan gelen istenmeyen radyasyondan etkilenebilir. Elektronik birimlerin birbirlerini etkilemeden bir arada çalışabilmesi, çözülmesi gereken çok önemli bir sorundur. Bunun için günümüzde cihazların elektromanyetik uyumluluğunu sağlamak ve korumak amacıyla gerekli önlemlerin alınması gerekir.

Elektromanyetik uyumluluğun (EMC) insan hayatındaki rolünü düşünecek olursak bazı yaşanmış olayları örnek verebiliriz. 1999 yılının Şubat ayında, JFK hava limanına neredeyse bir DC 10 yolcu uçağı çarpıyordu. Bunu nedeni yolcunun CD çalarını açmasıydı. 112 MHz' de çalışan bir sistemde oluşan sorunun, 28 MHz hızındaki bir CD çalardan kaynaklandığının fark edilmesi bir dönüm noktasıdır. Uçak kontrol sisteminin çalışma frekansı, CD çaların çalışma frekansının 4 katına eşit olduğu tespit edilmiştir.

Elektromanyetik girişim gürültüsü (EMI) ciddi bir çevre kirliliği kaynağıdır ve gün geçtikçe artmaktadır. EMI, televizyon ve radyo yayımlarındaki cızırtılar gibi küçük sorunlardan, güvenlik açısından kritik kontrol sistemlerinin bozulması gibi potansiyel olarak ölümcül kazalara kadar değişen şiddet derecelerinde olabilir. Çeşitli EMI biçimleri, elektriksel ve elektronik aksaklıklara neden olabilir; radyo spektrumunun uygun şekilde kullanılmasını önleyebilir; alev alabilen tehlikeli ortamları tutuşturabilir ve hatta vücut dokusu üzerinde doğrudan etkisi olabilir. Birçok alanda elektronik sistem kullanımı yaygınlaştıkça, girişim etki potansiyeli ve ciddi seviyedeki EMI kaynaklı olay potansiyeli artacaktır.

EMI, elektromanyetik uyumluluk uygulamaları benimsenerek kontrol edilebilir. EMI gürültü kaynağı içten veya dıştan olabilir. Bu girişim kaynakları sürekli veya aralıklı olabilir. Günümüzde en yaygın girişim nedenleri, 50/60 Hz' lik güç kaynakları, elektrik motorları, yüksek enerjili radyo sinyalleri, anahtarlamalı modlu güç

kaynakları, mikrodalga fırınlar, ateşleme devreleri, yıldırım, ark kaynakları, enerji hatlarındaki yüklerin anahtarlanması olarak sayılabilir.

Bu çalışmada kullanılan güç elektroniği devrelerinde yüksek gerilimde ve yüksek akım altında anahtarlama yapılması olayı, EMI sinyali üretebilir ve bu sinyaller diğer elektronik sistemleri etkileyebilir. Bu istenmeyen sinyaller elektromanyetik girişimi artırıcı etkide bulunur. Buradaki EMI'nin temel sebebi, herhangi bir sistemdeki ani akım ya da gerilim değişimleridir. Buna örnek olarak yüksek frekansta anahtarlanan bir tristörü örnek olarak gösterebiliriz.

EMI sinyalleri uzayda radyasyon yolu ile yayılırlar veya kablolar vasıtası ile iletim yoluyla yayılırlar. Burada bizi daha çok iletim yolu ile yayılma ilgilendirmektedir. İletim ile yayılma common-mode ve differential-mode akımları şeklinde iki parçadır. Differential-mode da iki kalıpta akımlar eşit ve zıt yönlüdür. Bu yayılma biçimi temelde aynı hattı kullanan diğer kullanıcılardan kaynaklanmaktadır. Common-mode akımları her iki hatta büyüklük olarak neredeyse birbirine eşittir, fakat aynı yönlerde akmaktadır.

5.4 Gerilim harmonikleri ve Elektromanyetik Girişim bastırma

Kablo boyunca iletilen gerilim harmonikleri ve EMI'den korunma, temelde endüktif ve kapasitif elemanlardan oluşan bastırma filtreleri ile sağlanabilir. Çok farklı türlerde olabilen bu filtrelerin bazıları bir sistemde harmonik girişimleri tamamen ortadan kaldırmasına karşın diğer bir sistemde tamamen yetersiz kalabilmektedir. Ayrıca, bu filtrelerin kullanıldığı yerlerde oldukça önemlidir ve genelde harmonik kaynağına doğrudan bağlanır. Pasif filtrelere ek olarak literatürde aktif filtreler önerilmiştir. Aktif filtrelerin kontrol tipleri, harmonik kompanzasyonu, harmonik azaltma veya harmonik izolasyonu yaparak, harmonikleri ve EMI gürültüleri bastırarak oluşturulur [52].

Bir makinada moment dalgalanmasını azaltmak için kullanılacak metot moment dalgalanmasını azaltacak şekilde kontrol yapılmasıdır. Bu kontrol metotlarının temel amacı, akım ve gerilimi salınımları yok edecek tarzda ayarlamaktır. İlave edilen akımın şekline belirgin bir şekilde karar verilemez [53]. Moment dalgalanmalarını en aza indirecek en uygun akım-gerilim şekli genelde yüksek kontrol özelliklerine sahip akım kontrolörü kullanılmasını gerektirir.

Vektör kontrol, asenkron motorun hız ve momentini kontrol etmek açısından çok etkin bir metottür. Motor girişlerine uygulanan gerilim ve akımların harmonik bileşen içermemesi; başka bir ifade ile, mükemmel bir sinüzoidal dalga şeklinde olması istenen bir durumdur. Fakat özellikle örnekleme periyodunun $100\mu\text{sn}$ 'den büyük olduğu durumlarda, güç inverterinden kaynaklanan harmonik bileşenler asenkron motorlarda önlenemeyen harmonikleri oluşturur. Bu harmonikler, motor kontrol sistemini etkilediği gibi mekanik titreşimler ve akustik gürültülere, moment salınımlarına da neden olan istenmeyen EMI gürültüsü olayına yol açmaktadır.

5.4.1 Kararlı hal salınımları ve kontrol algoritmalarındaki harmonikler

AC makinalarda karşılaşılan çeşitli moment salınımları, harmonik akımlar ve gürültülerin kaynakları aşağıdaki gibi özetlenebilir [54].

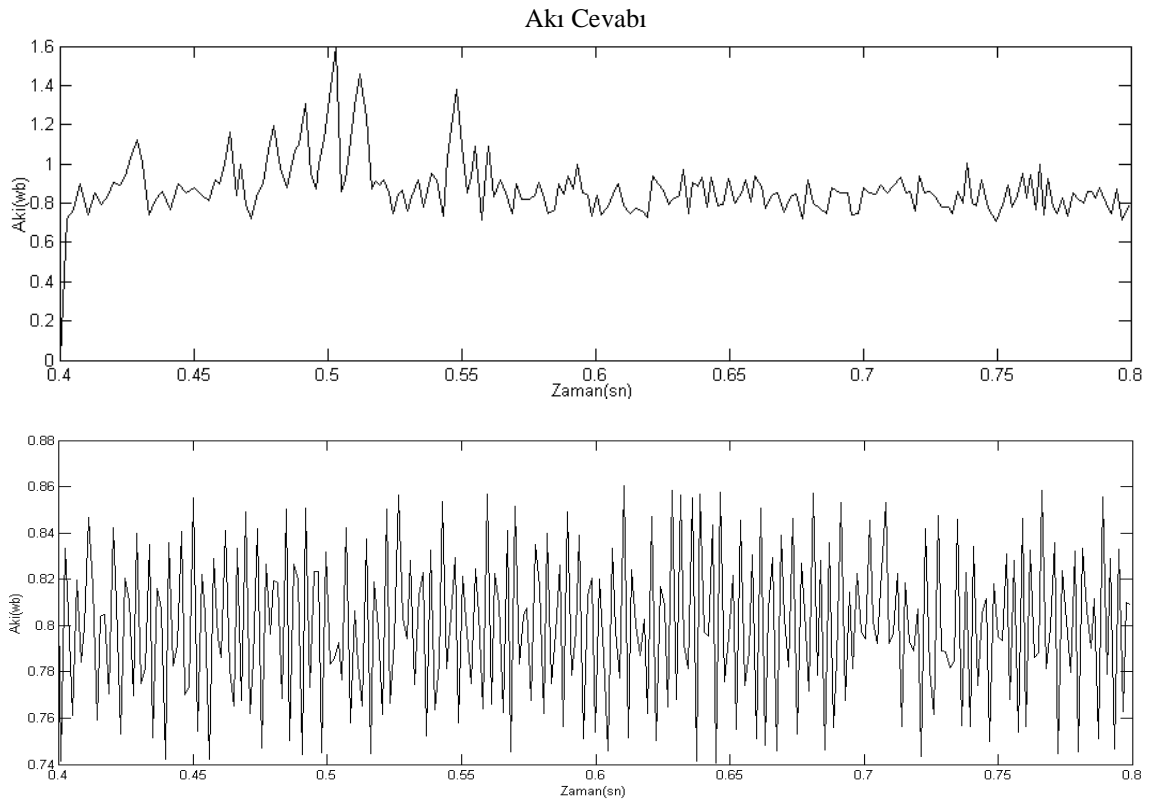
- Stator akısının dağılımındaki distorsiyon
- Stator oluk etkileri
- Stator akımlarındaki offsetler ve ölçekleme hatalar
- Inverter anahtarlama ve EMI gürültüler

Güç inverteri beslemesinden kaynaklanan anahtarlama harmonikleri ve gerilim harmonikleri asenkron motorlarda en önemli harmonik kaynaklarını oluştururlar. Bu bölümde aynı işletme ve yük koşullarında gerçekleştirilen Asenkron motorun DTC kontrol algoritmasıyla farklı örnekleme sürelerindeki, inverter anahtarlama ve harmonikleri incelenecektir.

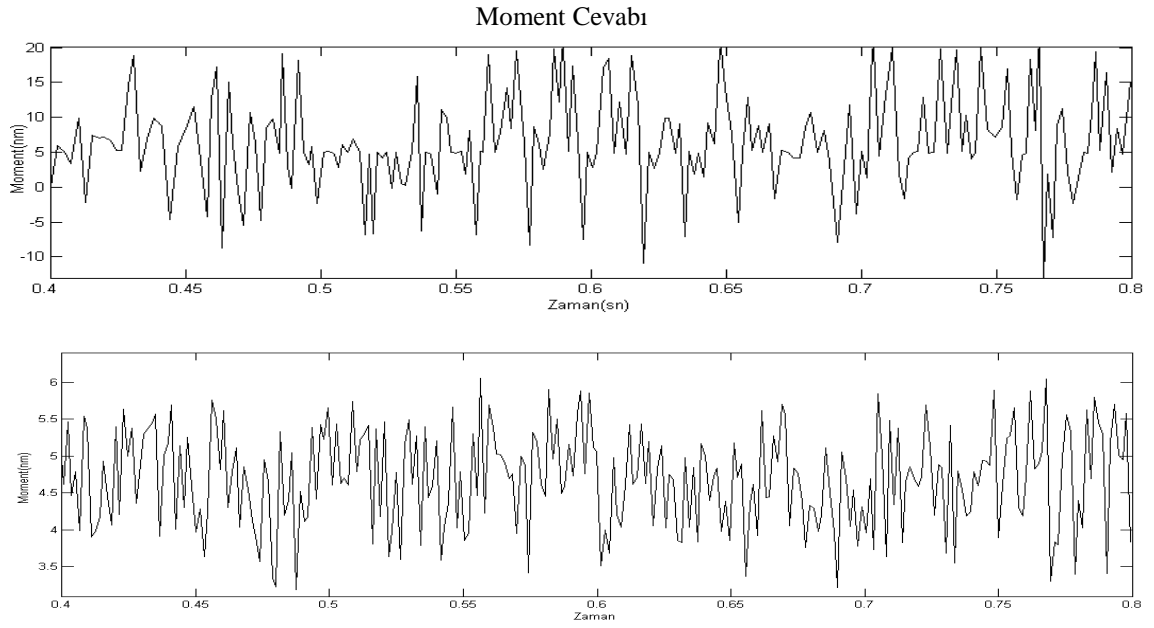
Şekil 5.11 ve 5.14'de DMK yönteminin farklı örnekleme zamanları; sırasıyla $400\mu\text{sn}$ ve $100\mu\text{sn}$ için, akı ve moment salınımları görülmektedir. 5.13-a'da ise aynı sırayla her iki örnekleme zamanı için a faz akımı, 5.13-b'de ise yine aynı sırayla her iki örnekleme zamanı için gürültü analizi görülmektedir. Akı grafiklerine bakıldığında her iki örnekleme zamanında salınım olmakla beraber büyük örnekleme zamanında akı referans değerinden sapma meydana gelmiştir. Moment grafiklerine bakarsak $100\mu\text{sn}$ örnekleme zamanında DMK algoritmasının referans değerini yakaladığı ve bu değer etrafında salınım yaptığı görülmektedir. Fakat $400\mu\text{sn}$ örnekleme zamanı için DMK algoritması referans değeri yakalayamamaktadır.

Bir faz için verilen akım grafiklerine bakıldığında $100\mu\text{sn}$ örnekleme zamanının akı

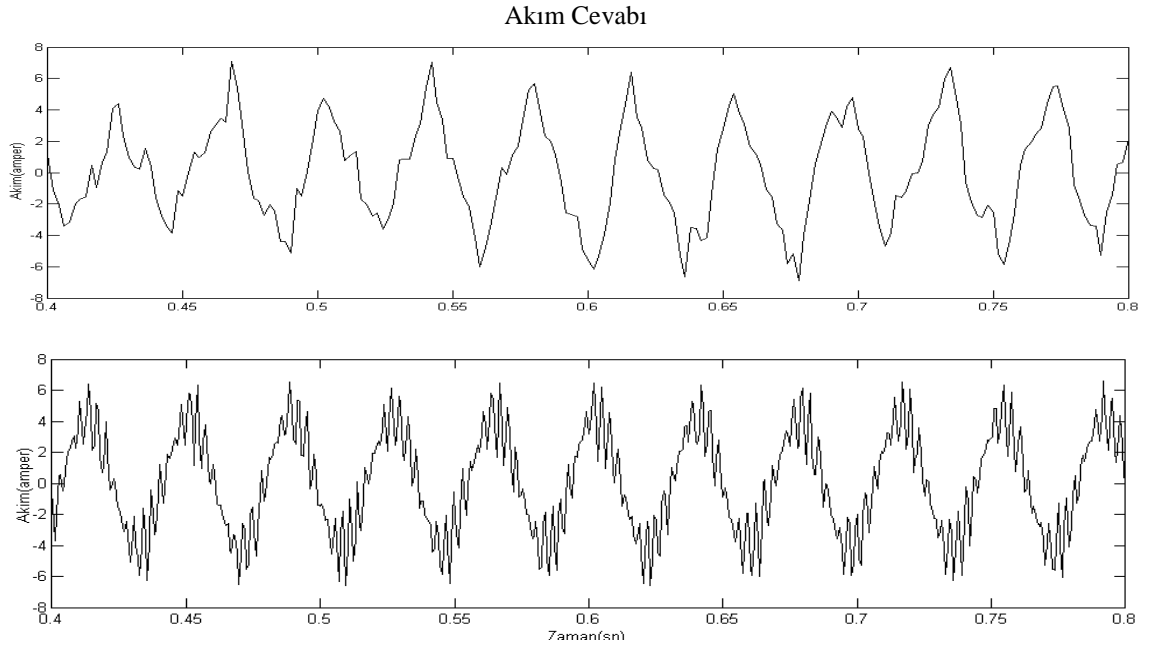
grafiği harmonik içermesine rağmen sinüzoidale daha yakın bir şekil elde edilmiştir. Gürültü FFT (Fast Fourier Transform) analizi için bir fazın akım değerinden 25 saykıl boyunca örnekleme alınmıştır. Sistem kararlı hale geldikten sonra 0.6'ncı saniyeden itibaren 4 saykılın FFT analizi her iki yöntem için yapılmıştır. Yapılan FFT analiz grafiklerine bakıldığında ise; 400µsn örnekleme zamanı için harmonikler olan 1., 5. ve 7. harmoniklerin seviyesi sırasıyla %50 , %22,5, %24,5 olarak gözükmektedir. 100 µsn örnekleme zamanlı DMK'da ise harmonik spektrumunun bu harmonik genliklerinin azaldığı görülmektedir. Sırasıyla harmonik seviyeler %20, %2,2 ve %3,2 seviyesine inmiştir. Harmonik seviyede azalma olmasına rağmen harmonik spektrumunun genişliği, geliştirilecek pasif filtreleri daha da zorlaştırır.



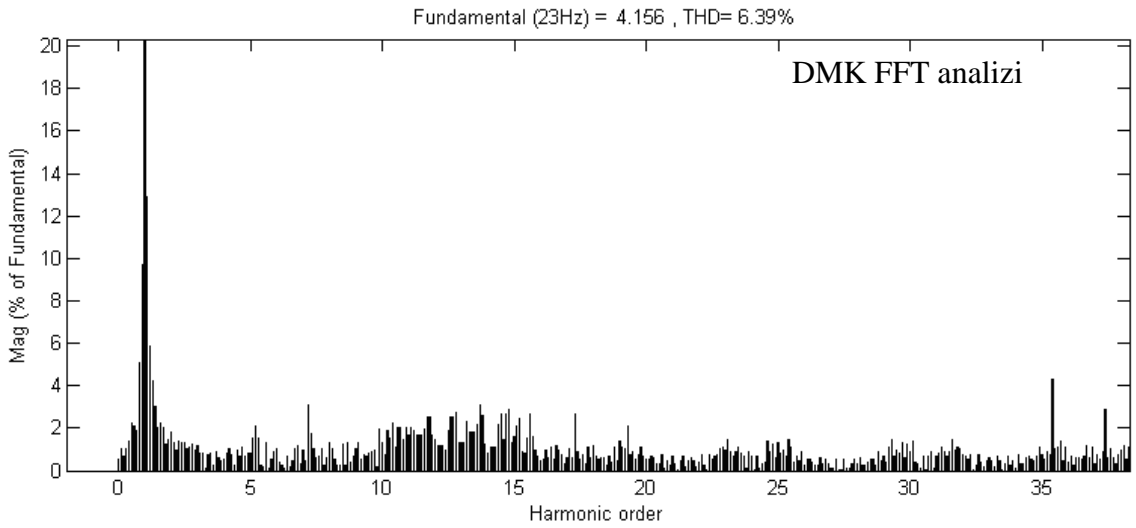
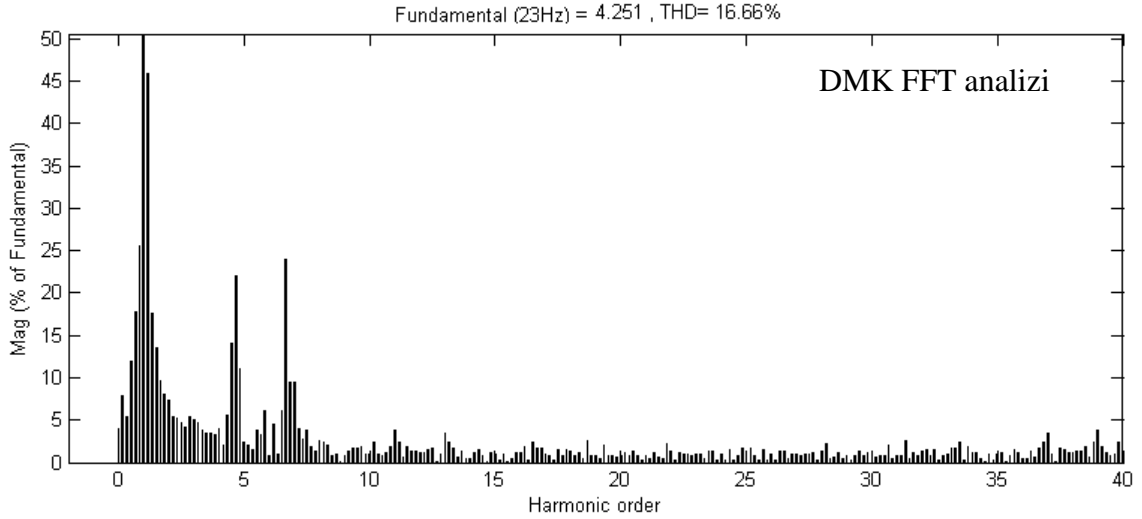
Şekil 5.11 Farklı örnekleme zamanları için referans akı kalıcı kararlı durum dalgalanmaları; Referans akı 0,8wb olarak seçilmiştir. Verilen zaman aralığında 400µsn örnekleme zamanında referans değerden ortalama %45 hata payı ile 0,925wb çizgisinde ortalama 0.4 wb dalgalanma. 100µsn örnekleme zamanında hata payı %8 ve 0,8 çizgisinde 0.06wb' lik dalgalanma vardır.



Şekil 5.12 Farklı örnekleme zamanları için referans moment kararlı durum dalgalanmaları; Referans moment 5Nm olarak seçilmiştir. Verilen zaman aralığında sırasıyla 400 μ s örnekleme zamanında 5Nm çizgisinde %100' den fazla hata payı ile moment değeri -10Nm ile 20Nm arasında dalgalanmaktadır. 100 μ s örnekleme zamanında %42 hata payı ile birlikte moment 3,5Nm ile 6Nm arasında dalgalanmaktadır.



Şekil 5.13-a Bir faz için kararlı haldeki akımlar; DTC kontrol algoritmasında 100 μ s örnekleme zamanında 400 μ s' ye göre sinüzoidal şekle daha yakın olduğu görülmektedir.



Şekil 5.13-b Bir faz için kararlı hal gürültü analizleri

DMK, 2 faz döner eksen hesaplamalarına gerek duyulmaması ve eksen dönüşümleri için açı bilgisine ihtiyaç olmaması ve stator gerilimi ile momentin doğrudan kontrolü [55] gibi sebeplerden dolayı diğer vektör kontrol yöntemlerine göre daha üstün olmasına karşın, histerezis tabanlı kontrol DMK'da yüksek akım ve yüksek moment dalgalanmalarına sebep olur.

DMK'nın avantajları;

- Diğer vektörel kontrol yöntemlerinden daha hızlı moment kontrolü,
- İyi hız hassasiyeti,
- Sıfır hızda maksimum moment,

- Optimum anahtarlama vektörleri ile akı ve moment doğrudan kontrol edilmesidir.

Dezavantajları;

Stator Akısının doğru hesaplanması gerekmektedir. Stator direncinin devamlı değişmesinden etkilenmemek için farklı akıllı algoritmalar kullanılır [56].

Bunların dışında kontrol algoritmasında kullanılan parametrelerde önemlidir. Örneğin DMK'da kullanılan histerezis bandların genişlikleri, örnekleme süresi, DC bara gerilim seviyesi, akı, moment, hız tahmin edicinin hassasiyeti gibi. Bu parametreler de dalgalanma, harmonik gürültü üretebilir veya seviyesini yükseltebilir.

5.5 Sensörsüz Hız Kontrol Yöntemi

Motor vektörel olarak kontrol edilirken, herhangi bir mekanik hız algılayıcısı kullanmadan yapılan kontrol tekniğine algılayıcısız kontrol yöntemi denmektedir. Vektör kontrol yönetiminde motorun sabit parametrelerine doğrudan bağımlı olması makinenin ısınması ile beraber değişmesi ve hızın bir enkoder veya takojeneratör gibi sensörlere ihtiyaç duyması sensörsüz vektör kontrolün gelişmesini sağlamıştır. Vinç, yük asansörü, baskı makinaları ve elektrikli araçlar gibi birçok uygulamada, sıfır hıza kadar istenen momentin sağlanması gerekir. Düşük hızlarda istenen momentin elde edilmesi, sürücüyü kullanışlı hale sokar [5, 57, 58, 59].

Asenkron motorun kontrolünde mekanik algılayıcı kullanmadan hız bilgisini ölçmek için birçok çalışma yapılmıştır. Elde edilen sonuçların tatmin edici ve kararlı olanları, yüksek performans ve doğruluk gerektirmeyen alanlarda kullanılabilir. Hız kontrolü yapılıyorsa, ideal hata payı %0,5'den daha küçük olmalıdır. Böyle bir sürücü gerçekleştirebilmek için asenkron motordaki parametre değişimlerini dikkate alan kestirimciler gerekir. Kestirilen parametreler devamlı güncellenerek ideal bir hız algılayıcı yapmak mümkündür. Yapay zekâya dayanan ve karmaşık matematiksel kestirimciler kullanmayan tekniklerin sensörsüz uygulamaları yaygınlaşmaya başlamıştır [5].

Hız tahmininde kullanılan kestirimci motorun matematiksel modelinin referans alır. Motor parametreleri de göze alınarak yapılacak hız tahmininde kullanılacak kestirimciler birçok yöntemle gerçekleştirilebilir. Bunlar stator akım ve gerilimini

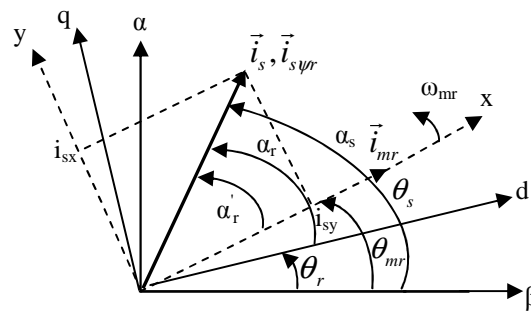
kullanan açık çevrim kestirimciler, model referans adaptif kestirimciler (MRAS), yapay sinir ağları bulanık mantık gibi akıllı sistemleri kullanan kestirimciler, stator faz geriliminin üçüncü harmoniğindeki uzaysal doymayı kullanan kestirimciler, geometri-doyma gibi özellikleri kullanan tahmin edicilerdir.

Burada stator akım ve gerilimini kullanan hız kestirimciler ele alınacaktır. Önce açık çevrim olarak hız tahmin edilecek ardından kapalı çevrim olarak hız algılanacaktır. Açık çevrim hız tahmininde motor parametreleri değişmediği sürece doğruluk payı yüksektir. Bu kestirimcinin düşük hızlardaki doğruluğu düşüktür. Sıcaklık, doyma etkisi ve kayıplardan kaynaklanan parametrelerdeki sapma miktarı, hız tahminini geçici ve kararlı durumlarda olumsuz etkiler. Motorun matematiksel modeli statorda sabit eksene göre alınmışsa, düşük hızlarda elde edilen stator direncindeki değişim rotor ve stator akısını yanlış tahmin etmemize neden olur. Dolayısıyla hız tahmini de olumsuz etkilenir.

Sensörsüz hız kontrol yöntemi yüksek hızda sayısal işlem gerektirdiğinden DSP lerle çözümler üretilebilmektedir. Günümüz hız kontrollerinde sensörsüz vektör kontrolü ile 3Hz' de bile yüksek momentler elde etmek mümkündür.

5.5.1 Rotor Akısı Uzay Vektörünün Hızı İle Kayma Hızı Kullanarak Rotor Hızının Elde Edilmesi

Bu yöntem şu an ticari olarak kullanılan yüksek performanslı bir açık çevrim hız tahmin kontrol yöntemidir. Asenkron motorda rotor hızı, stator akısının hızına eşit değildir. Rotor akısının açısal hızı rotor kayma hızından çıkarılmalıdır. Bunun için motor eşitliklerinin rotor akısından oryantasyonlu referans ekseninde olması gerekir. Şekil 5.14' x-y referans eksen takımı tanımlanmıştır.



Şekil 5.14 x-y referans eksen takımı

x-y koordinat referans eksen takımı, ω_{mr} frekansında dönen rotor akısı vektörü ile çakışmıştır. x-y koordinat sisteminde stator x eksenini akımı i_{sx} ile rotor akısı ve stator y eksenini akımı i_{sy} ile de moment kontrol edilir. Bu vektörler Şekil 5.14'deki rotor akısından oryantasyonlu x-y eksen takımında gösterilmiştir. Burada rotor akısından oryantasyonlu referans takımı ile x,y genel referans eksen takımı rotor akımı uzay vektörü çakışık olduğuna göre, bu eksenindeki rotor akımı uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$\vec{i}_{r\psi r} = i_{rx} + j i_{ry} = \vec{i}_r' e^{-j\theta_{mr}} \quad (5.36)$$

2 faz rotorda sabit dönen ekseninde rotor akımı ve akısı;

$$\vec{i}_r' = i_{rd} + j i_{rq} \text{ ve } \psi_r' = \psi_r e^{j\theta_r} = \psi_{rd} + j \psi_{rq} \quad (5.37)$$

olarak yazılır. x-y genel referans ekseninde rotor akısı uzay vektörü ise;

$$\vec{\psi}_{r\psi r} = \vec{\psi}_r' e^{-j\theta_{mr}} = |\vec{\psi}_r| \quad (5.38)$$

olur. Burada rotorun konum açısı;

$$\theta_{mr} = \int \omega_{mr} dt \quad (5.39)$$

ile bulunur. x-y genel eksen takımı ve bu takımın bileşenleri bu açı ile döner. Bu eksenindeki rotor mıknatıslanma akısı;

$$|\vec{\psi}_r| = L_m |\vec{i}_{mr}| = L_m \vec{\psi}_{r\psi r} \quad (5.40)$$

olarak ve sadece x ekseninde tanımlanır. Stator akımının x-y genel referans eksen bileşenleri, 2 faz sabit duran eksen takımındaki bileşenleri cinsinden;

$$\vec{i}_{s\psi r} = i_{sx} + j i_{sy} = \vec{i}_s e^{-j\theta_{mr}} = i_{s\alpha} e^{-j\theta_{mr}} + j i_{s\beta} e^{-j\theta_{mr}} \quad (5.41)$$

şeklinde bulunur. Stator ve rotor akımları cinsinden rotor akısı,

$$\vec{\psi}_{r\psi r} = L_r \vec{i}_{r\psi r} + L_m \vec{i}_{s\psi r} \quad (5.42)$$

olur. x-y referans ekseninde rotor mıknatıslanma akımı,

$$|\vec{i}_{mr}| = |\vec{i}_{mr}| = \frac{\vec{\psi}_{r\psi r}}{L_m} = \vec{i}_{s\psi r} + (1 + \theta_{mr}) \vec{i}_{r\psi r} \quad (5.43)$$

olarak bulunur. Bu eksen takımında sincap kafesli asenkron motor için rotor gerilimi,

$$0 = R_r \vec{i}_{r\psi r} + \frac{d\vec{\psi}_{r\psi r}}{dt} + j(\omega_{mr} - \omega_r)\vec{\psi}_{r\psi r} \quad (5.44)$$

olarak yazılır. L_m sabit kabul edilirse (5.40) kullanılarak,

$$0 = R_r \vec{i}_{r\psi r} + \frac{d|\vec{i}_{mr}|}{dt} + j(\omega_{mr} - \omega_r)|\vec{i}_{mr}| \quad (5.45)$$

elde edilir. (5.43) denkleği (5.45)' de yerine konur ve denkleğin her iki tarafı rotor direnci R_r ' ye bölünürse ve $T_r=L_r/R_r$ ise,

$$T_r \frac{d|\vec{i}_{mr}|}{dt} + |\vec{i}_{mr}| = \vec{i}_{s\psi r} - j(\omega_{mr} - \omega_r)T_r|\vec{i}_{mr}| \quad (5.46)$$

sonucu elde edilir. Burada eşitliğin gerçel ve sanal kısımları aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T_r \frac{d|\vec{i}_{mr}|}{dt} + |\vec{i}_{mr}| = i_{sx} \quad (5.47)$$

$$\omega_{mr} = \omega_r + \frac{i_{sy}}{T_r|\vec{i}_{mr}|} \quad (5.48)$$

Rotor akısının kayma frekansı,

$$\omega_{sl} = \frac{i_{sy}}{T_r|\vec{i}_{mr}|} \quad (5.49)$$

olur. Bu ifadede denklik (5.41) ile aşağıdaki ifadeler kullanılırsa,

$$|\vec{i}_{mr}| = \frac{|\vec{\psi}_r|}{L_m}, \quad \sin \theta_{mr} = \frac{\psi_{rq}}{|\vec{\psi}_r|}, \quad \cos \theta_{mr} = \frac{\psi_{rd}}{|\vec{\psi}_r|} \quad (5.50)$$

Rotor kayma hızı ω_{sl} ,

$$\omega_{sl} = \frac{-i_{s\alpha} \sin \theta_{mr} + i_{s\beta} \cos \theta_{mr}}{T_r|\vec{i}_{mr}|} = \frac{L_m(\psi_{rd}i_{s\beta} - \psi_{rq}i_{s\alpha})}{T_r|\vec{\psi}_r|^2} = \frac{2t_e R_r}{3P|\vec{\psi}_r|^2} \quad (5.51)$$

x-y ekseninin 2 faz duran eksene göre dönme hızı ω_{mr} ,

$$\omega_{mr} = \frac{d\theta_{mr}}{dt} = \frac{d}{dt} \left[\tan^{-1} \left(\frac{\psi_{rd}}{\psi_{rq}} \right) \right] = \frac{\psi_{rd} \frac{d\psi_{rq}}{dt} - \psi_{rq} \frac{d\psi_{rd}}{dt}}{\psi_{rd}^2 + \psi_{rq}^2} \quad (5.52)$$

şeklindedir. Rotor hızıyla rotor akısının kayma hızını toplarsak, rotor akısının açısal hızı elde edilmiş olur. Dolayısıyla rotor hızı ω_r ,

$$\omega_r = \omega_{mr} - \omega_{sl} = \frac{\psi_{rd} \frac{d\psi_{rq}}{dt} - \psi_{rq} \frac{d\psi_{rd}}{dt}}{|\vec{\psi}_r|^2} - \frac{2t_e R_r}{3P|\vec{\psi}_r|^2} \quad (5.53)$$

olarak elde edilir [5]. Denklik (5.53) ile yapılan hız tahmini kestirimi, denklik içerisindeki motor parametrelerine bağlıdır. Akı ve moment değerini bulmak için kullanılan L_r , L_m , L_s , R_s ile denklik içindeki R_r değerinin değişimi hız tahminin doğruluğunu etkiler. Bu parametreleri anlık hesap edip güncelleyebilen akıllı algoritmalar kullanmak, hız tahminini istenen seviyeye çıkartabilir.

MOMENT VE HARMONİK GÜRÜLTÜLERİ AZALTMAK İÇİN KULLANILAN KONTROL TEKNİKLERİ

Moment dalgalanmaları ve harmonik gürültüler; motor kayıplarından oluşan harmonikler, ölçüm cihazlarının kalibrasyon bozukluklarından oluşan harmonikler, güç elektroniği anahtarlama elemanları kullanıldığında oluşan gerilim harmoniklerden ve daha birçok sebepten kaynaklanmaktadır. Moment dalgalanmaları ve bunun sonucu olarak ortaya çıkan hız dalgalanmaları, EMI gürültü, mekanik titreşimler ve akustik gürültüler asenkron motorda kontrol yapılırken performansı etkiler [54].

Aşağıda verilen bölümlerde asenkron motorda moment dalgalanmalarını ve harmonik ve elektromanyetik girişim gürültülerini azaltmak için 3 farklı yöntem önerilmiştir. Bu metotların birincisi iki kısımda incelenmiştir. Birinci kısım, klasik DMK kontrol metodu akı bölgelerinin belirlenen açı kadar döndürülmesidir. Akı bölgeleri döndürülerek akı değerinin azalması düşüşü engellenmekte ve böylece moment dalgalanması ve inverter anahtarlamasından dolayı oluşan harmonikleri azalmaktadır. İkinci kısımda ise klasik DMK'daki sektör sayısı artırılarak moment dalgalanmasını ve harmonikleri azaltılmaya çalışılmıştır. İkinci yöntem doğrudan moment kontrolü yöntemine farklı bir yaklaşım ile yeni bir DMK algoritması elde edilmesi ve deneysel uygulamasıdır. Üçüncü metot ise paralel aktif güç filtresi kullanarak, beslemeden kaynaklanan harmonikler azaltılmaya çalışılmıştır. Daha sonra bu DC besleme DMK yönteminde kullanılmıştır.

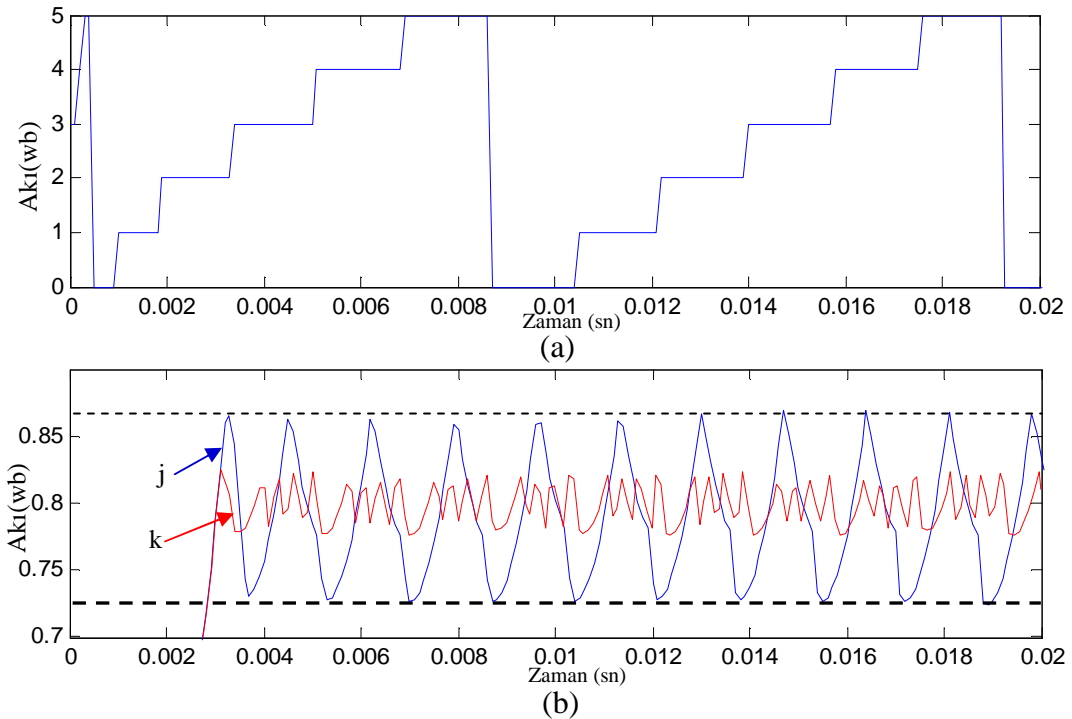
6.1 Metot 1-a: Akı Bölgelerinin Kaydırılması

Asenkron motorun vektörel olarak kontrol edilmesi için histerezis kontrolörler kullanılmıştır. DMK yönteminde akı ve momenti ayarlayabilmek için bu kontrolörler

kullanılmıştır. Doğrudan moment kontrolünde amaç moment ve akıyı istenen değerde kontrol ederken, motor uçlarındaki akımın ve gerilimin herhangi bir harmonik gürültü içermemesi ve ideal bir sinüs eğrisi olması istenir. Fakat inverter çıkışı anahtarlama frekansı, kayıplar ve çevresel etmenlerle moment ve akıda dalgalanmalar, akım ve gerilimde geniş spektrumda harmonikler içerir. Bu durumları önlemek ve iyi bir kontrol gerçekleştirmek için yeni bir DMK algoritması, aktif güç filtresi ile beraber önerilmiştir.

Klasik DMK kontrol algoritmasında sektörler arası geçiş esnasında temel harmonik periyodunda özellikle akımın yükselmesi gereken anlarda histerezis band sınırının altına düşmektedir. Stator akısındaki bu düşüşü engellemek için yeni bir yöntem Mei, Cg. vd. ile Rossi vd., tarafından önerilmiştir [60, 61]. Bu çalışmaya göre, eğer sektörler kaydırılırsa akı vektörü aynı sektör içerisinde kalacağından o anda uygulanan gerilim vektörü akıyı istenen değere kadar arttıracak ve böylece akı histerezis band sınırı altında kalmayacaktır. Bu da akıdaki dalgalanmayı düşürecek ve dolayısıyla akım ve gerilimdeki harmonikleri azaltacaktır.

Şekil 6.1'de görüldüğü gibi her sektör değişiminde sistematik olarak akı temel harmoniğin altına düşmektedir. Özellikle düşük frekanslarda, stator akı vektör pozisyonunun bir bölgeden diğer bölgeye geçişinin hemen ardından uygulanan aktif

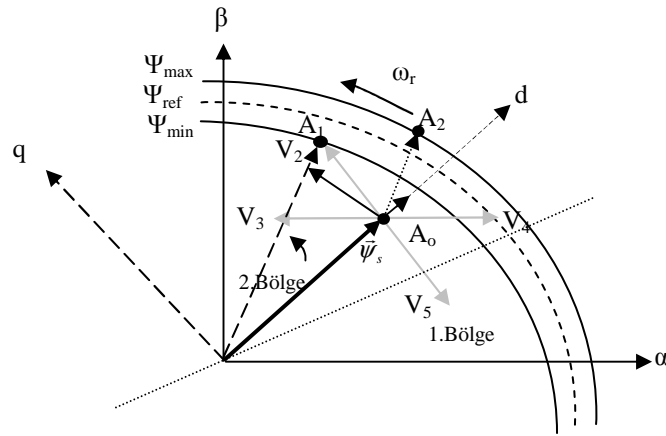


Şekil 6.1 (a) Akı bölgeleri , (b) Stator akı genliği; j ► 15rad/sn hızda stator akı genliği, k ► 300rad/sn hızda stator akı genliği

gerilim vektörü, akının referans değere ulaşmasını sağlayamamaktadır. Söz konusu akı bölgesinde bunu sağlayacak başka bir aktif gerilim vektörü bulunmadığından, düzgün dairesel akı çemberi elde etmek mümkün olmamakta ve harmonik gürültü artmaktadır.

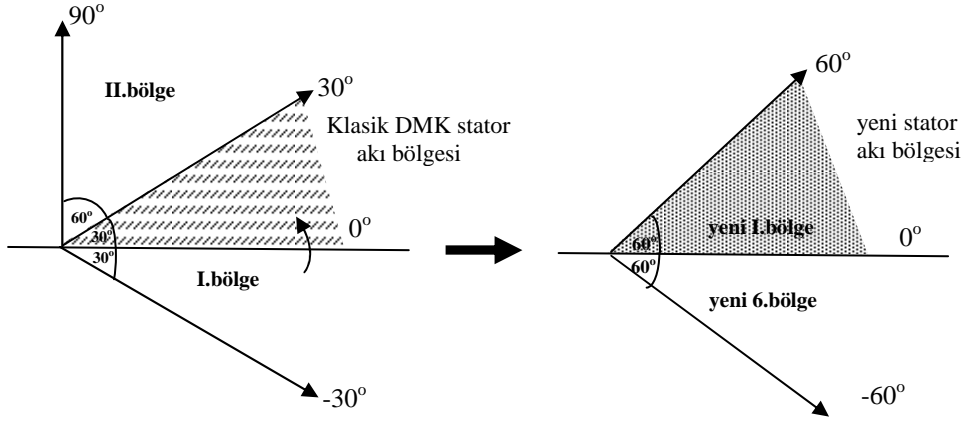
Diğer bir ifade ile Şekil 6.2’de görüldüğü gibi stator akı uzay vektörünün ikinci bölgede olduğu varsayılırsa, burada akıyı arttıracak gerilim vektörü V_2 ’dir. Bu vektör, akı uzay vektörünün 1. bölgeden 2. bölgeye geçişinin hemen ardından akının genliğini yükseltmek için yeterli olmamaktadır. Bu durumda mıknatıslanma endüktansı üzerine düşen gerilim oldukça azalmaktadır. Böylece düşük hızlarda stator akısının genliği her sektör değişiminde akı bandı aralığının dışına çıkmaktadır. Özellikle motorun çektiği yüke orantılı olarak akımında artmasıyla akı daha da düşecektir. Yüksek hızlarda ise stator direnci tarafından oluşan statordaki gerilim düşümü, mıknatıslanma endüktansı üzerindeki göre çok küçük olduğundan ihmal edilebilir [49].

Önerilen yöntem ise, stator akı çemberine ait bölgeler arası geçişlerde, ilgili bölgenin önceden belirlenen açı kadar yaklaşımıdır. Böylece akı bölgesi döndürülmekte ve akı uzay vektörü bir sonraki bölgede olmasına rağmen, bir önceki bölgeye ait aktif gerilim vektörü belirli bir süre daha uygulanmakta ve bu şekilde stator akı genliği istenen değere ulaşmaktadır.



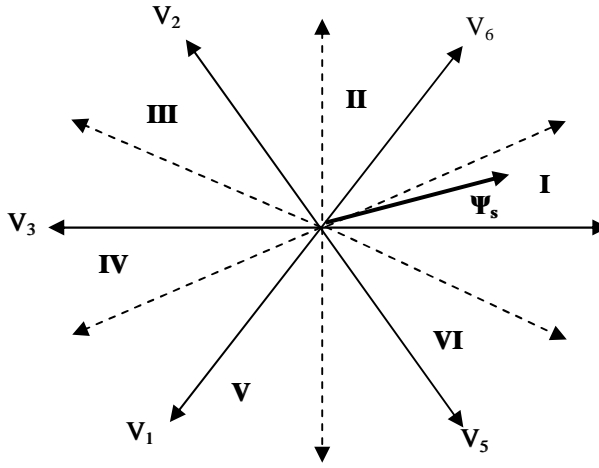
Şekil 6.2. Stator akı uzay vektör pozisyonu ve seçilen gerilim vektörleri

Şekil 6.3’de birinci ve ikinci bölgenin 30°’lik dönmesi sonucu yeni oluşan bölgeler görülmektedir.

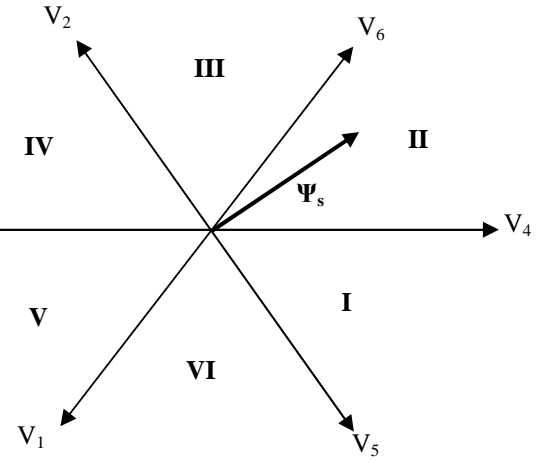


Şekil 6.3. Klasik DMK ve kaydırılmış DMK stator akı bölgeleri

Bölüm 5.1’de anlatıldığı gibi klasik DMK yönteminde gerilim vektörlerinin seçimi sadece iki histerezis kontrolör çıkışlarına ($d\psi_s$ ve dt_e) ve stator akı uzay vektörünün açısına (θ_s pozisyonuna) bağlıdır. Buradaki histerezis kontrol çıkışları ile uygulanan gerilim vektörü d eksenini bileşeni v_d ve teğet q eksenini bileşeni v_q arasında özel bir ilişki vardır. Buna göre $v_d > 0$ ise stator akı genliğinde bir yükselme olacak ve aynı zamanda $v_q > 0$ ise momentte hızla bir artış olacaktır. Buna göre Şekil 6.2’deki gibi stator uzay akı vektörü başlangıçta ikinci bölgedeki A_0 pozisyonunda bulunsun ve saat ibresinin tersi yönünde dönüyor olsun. Bu durumda, akının genliğinin histerezis bandının alt sınırında olduğu şekilde görülmektedir. Bu nedenle akının genliğini arttırmak gerekmektedir ilgili pozisyona çekecek en uygun vektör V2 vektörüdür. Bu vektör uygulandığında stator akısının pozisyonu, A_0 ’dan A_1 konumuna taşınmış olur. Ancak akının genliği hala referans değere ulaşmamaktadır. Ve bunu sağlayacak başka bir gerilim vektörü de yoktur. Bu durum, uygulanan gerilim vektörünün akı üzerindeki v_d bileşenin çok küçük olmasından dolayı kaynaklanmaktadır. Aynı zamanda v_q bileşeni oldukça büyük olduğundan momentte hızlı bir artış ortaya çıkmaktadır. Klasik DMK yöntemine göre moment histerezis kontrolü bu durumda çıkışı $dT_e=0$ vermektedir. Çizelge 5.3’te görüldüğü gibi kontrolör sıfır voltaj vektörünü seçecek ve böylece zaten düşük olan akı genliği daha da düşecektir. Şekil 6.4 ve Şekil 6.5’deki gibi yeni oluşturulacak akı bölgeleriyle düşük hızlarda akıdaki azalma engellenebilir. Akı bölgelerinin kaydırılması ile oluşacak yeni oluşacak anahtarlama çizelgesi 6.1’de verilmektedir.



Şekil 6.4 Klasik DMK Stator akı vektörleri ve anahtarlama konumları



Şekil 6.5 Akı bölgelerinin kaydırılmasıyla oluşan DMK Stator akı vektörleri ve anahtarlama konumları

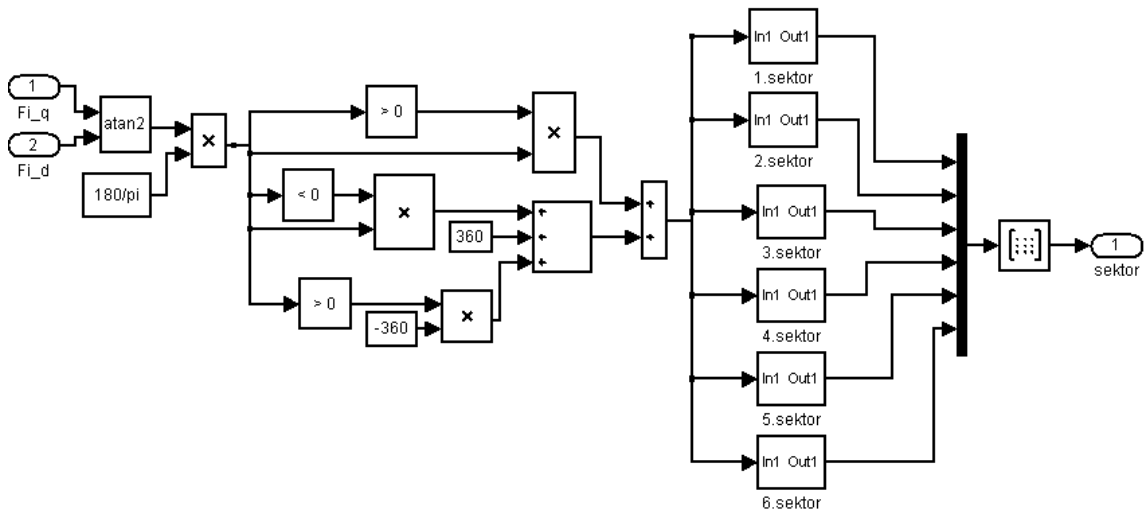
Çizelge 6.1 Saat dönüş yönü için değiştirilmiş yeni anahtarlama yapısı

		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$d\psi_s = 0$	$dt_e = 1$	V ₆	V ₂	V ₃	V ₁	V ₅	V ₄
	$dt_e = 0$	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	$dt_e = -1$	V ₄	V ₆	V ₂	V ₃	V ₁	V ₅
$d\psi_s = 1$	$dt_e = 1$	V ₃	V ₁	V ₅	V ₄	V ₆	V ₂
	$dt_e = 0$	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
	$dt_e = -1$	V ₁	V ₅	V ₄	V ₆	V ₂	V ₃

Akı bölgelerinin kaydırılması ile orijinal bölgede V₂ vektörü uygulanması gerekirken V₆ vektörü uygulanır. Böylece akı uzay vektörü A₁ pozisyonundan A₂ pozisyonuna taşınır. Şekil 6.2'den de görüldüğü gibi akı A₁ konumundan başladığı için düşüşü ortadan kalkacaktır.

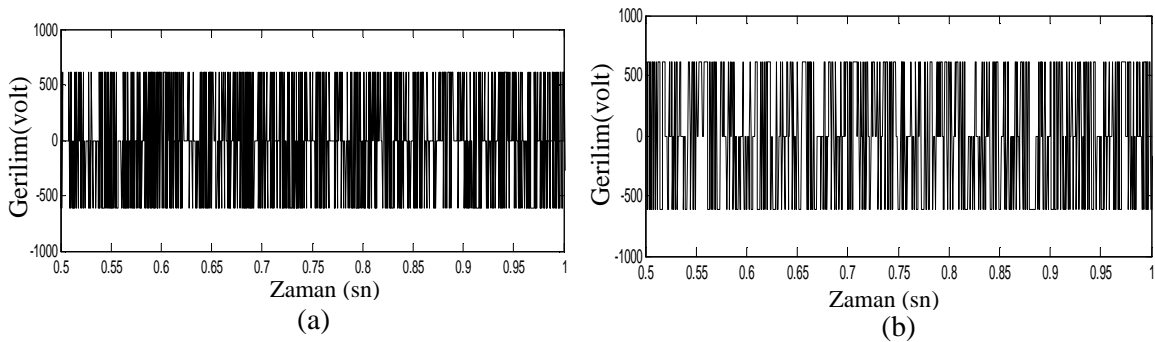
Önerilen akı bölgelerinin kaydırılması yönteminin performansını simüle etmek için Matlab/Simulink programı kullanılmıştır. Motor d-q referans ekseninde modellenmiş

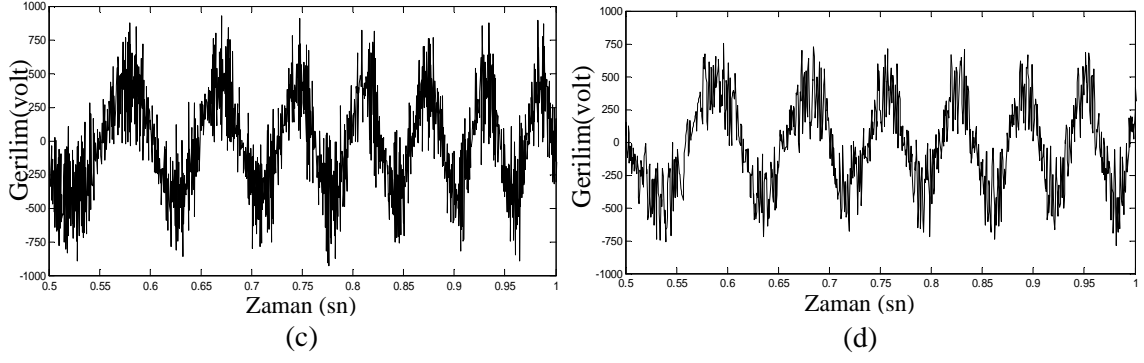
ve sürücü olarak ideal inverter seçilmiştir. Her iki eksendeki stator akı denkliliklerinden stator akısının bulunduğu sektör Şekil 6.6'da gösterilen Simulink blokları ile bulunmuş ardından akı ve momentteki hata değerlerine göre yeni bölgeler için oluşturulan anahtarlama mantığı sürücüye verilmiştir. Motor parametreleri Ek-A'da verilmiştir. Dinamik moment cevabı açık çevrim hız ve kalıcı hal performansı kapalı hız çevrimi ile simüle edilmiştir. Burada kullanılan referans hız 80 rad/s ve yük momenti $T_L=5$ Nm'dir.



Şekil 6.6 Sektör tespiti için kullanılan Simulink blok diyagramı

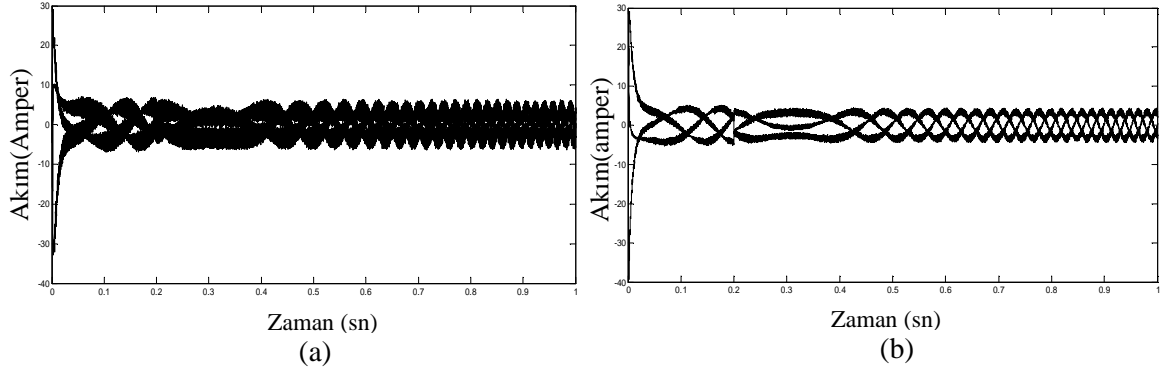
100µsn örnekleme zamanında elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 6.7 ile Şekil 6.11 arasında gösterilmiştir. Şekil 6.7'de önerilen sektör kaydırma uygulandığında, elde edilen inverter çıkışı 2 faz arası gerilim V_{ab} görülmektedir. Yöntem uygulandığı zaman Şekil 6.7-a'ya göre Şekil 6.7-b'de inverter anahtarlama frekansındaki gürültünün azaldığı görülmektedir. Şekil 6.7-c'ye göre Şekil 6.7-d'deki motor giriş gerilimi grafiğinde harmonik distorsiyon azalmıştır. Sinüzoidal şekle daha fazla yaklaşmıştır.





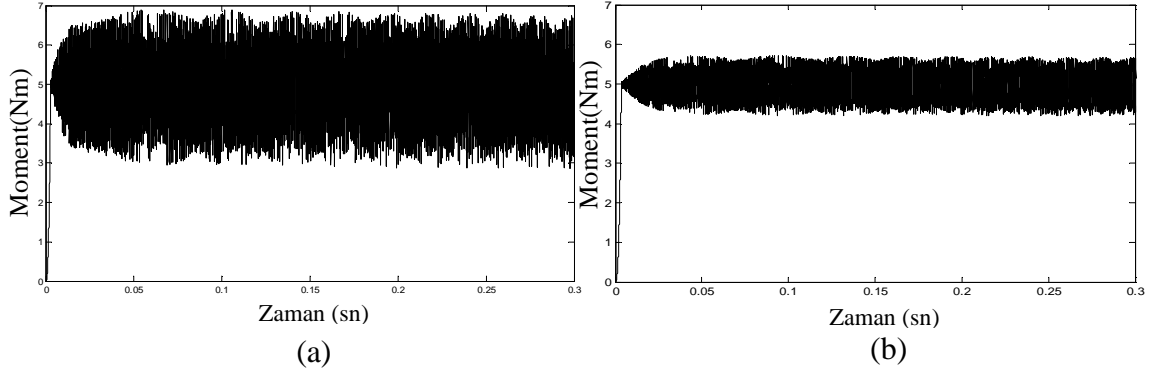
Şekil 6.7 Motor faz gerilimi V_{ab} (a)metot uygulanmadan önce (b)metot uygulandıktan sonra. Motor giriş gerilimi (c) metot uygulanmadan önce (d) metot uygulandıktan sonra

Şekil 6.8’de metot uygulandıktan sonra daha düzgün dalga şekilleri elde edilmiş olup, motor hat akımları gürültü ve harmonik bileşenlerde azalma meydana gelmiştir.

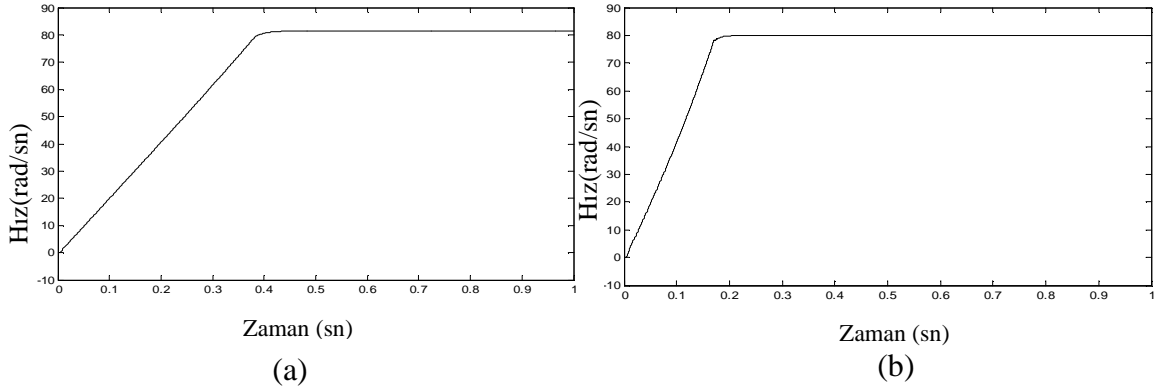


Şekil 6.8 Motor faz akımları (a) metot uygulanmadan önce (b) metot uygulandıktan

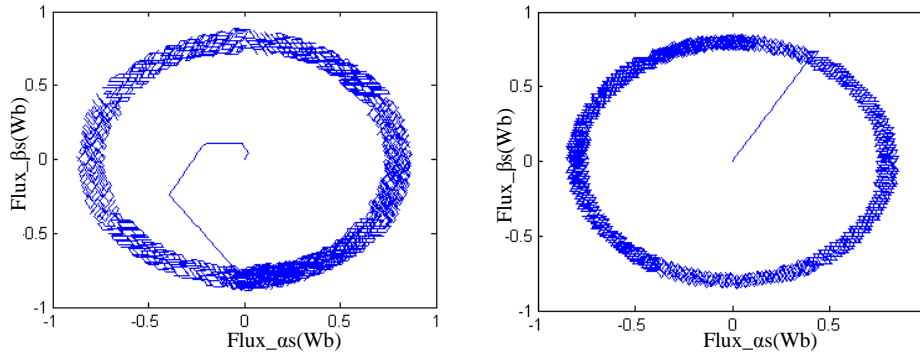
Şekil 6.9’deki moment cevabında görüldüğü gibi moment dalgalanmalarında azalma olmuştur. Dalgalanma miktarı 1,3Nm kadar düşmüştür. Dalgalanmanın azalması sayesinde motordaki mekanik titreşim azalır. Ayrıca motorun etrafa yaydığı akustik gürültüde de azalma olur. Hız cevabı Şekil 6.10’da verilmiştir. Hız cevabına bakıldığında, yöntem uygulandığında hız tepkesinin daha hızlı olduğu görülmektedir. Hız kontrolörü olarak PI kontrolcü kullanılmış ve katsayılar $K_p=100$ $K_i=10$ olarak alınmıştır. Şekil 6.11’de stator akı döngüsü görülmektedir. Akı çemberinde yöntem uygulandıktan sonra referans akı değerine hemen ulaşmış ve 0.8Wb civarında klasik DMK’ya göre daha az akı dalgalanması ile beraber bir çember oluşturmuştur.



Şekil 6.9 Moment cevabı (a) metot uygulanmadan önce (b) metot uygulandıktan

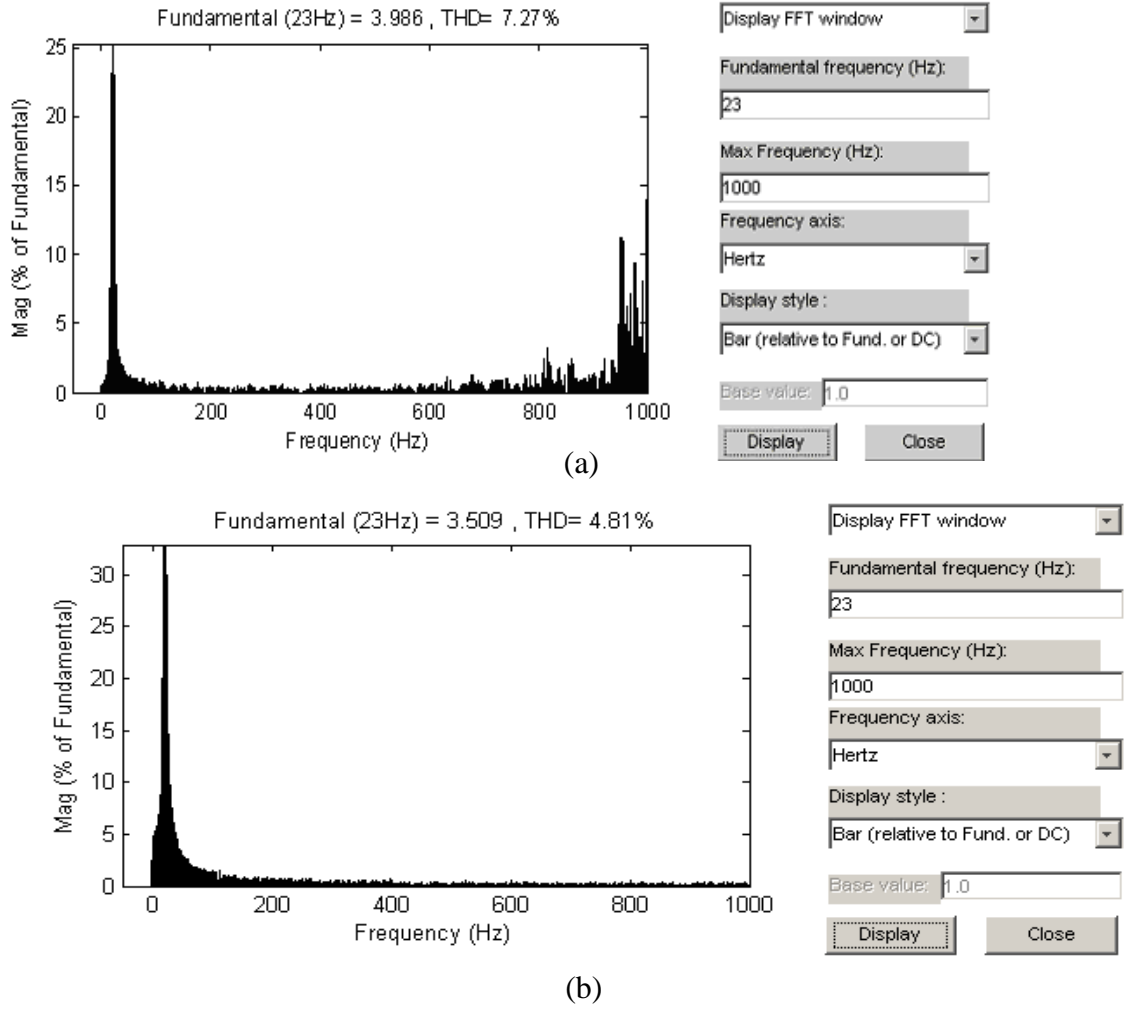


Şekil 6.10 Rotor hız cevabı (a) metot uygulanmadan önce (b) metot uygulandıktan sonra



Şekil 6.11 Stator akı çemberi (a) metot uygulanmadan önce (b) metot uygulandıktan sonra

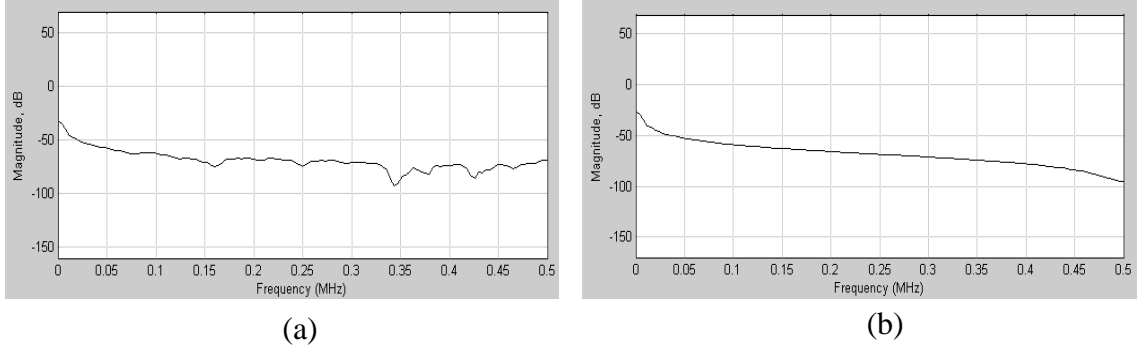
Şekil 6.12'de harmonik durumları ve Şekil 6.13'te EMI gürültü değeri yukarıdaki yöntem uygulanmadan önce ve uygulandıktan sonra gösterilmiştir.



Şekil 6.12 Motor A faz akımı spektrumu (a) metot uygulanmadan önce (b) metot uygulandıktan sonra

Şekil 6.12’da motor a fazına bağlanmış spektrum analizörünün ekranı görülmektedir. (a) şeklinde metot uygulanmadan önce akım harmoniklerinin %7.5 THD ile 1kHz civarında harmoniklerin yoğunlaştığı görülmektedir. Metot uygulandıktan sonra THD’ nin %5’e düştüğü görülmektedir. 1kHz’de bulunan harmoniklerden neredeyse arındığı görülmektedir.

Şekil 6.13-a’da gösterilen metot uygulanmadan önce EMI gürültü seviyesini ve 6.11-b’de ise metot uygulandıktan sonra EMI gürültü seviyesi görülmektedir. Metot uygulanmadan önce çalışma frekansında gürültü seviyesi -38dB, anahtarlama frekansında ($f_{sw} \geq 2 * f_s = 5\text{KHz}$) -45dB, daha yüksek frekanslarda (>200KHz) -72dB’ dir. Metot uygulandıktan sonra çalışma frekansında gürültü seviyesi -40dB, anahtarlama frekansında -48dB, daha yüksek frekanslarda (>200KHz) -88dB’ dir. Görüldüğü gibi yöntem uygulanmasından sonra anahtarlama ve daha yüksek frekanslarda gürültü azalmıştır.



Şekil 6.13 EMI gürültü seviyesi (a) metot uygulanmadan önce
(b) metot uygulandıktan sonra

6.2 Metot 1-b: Sektör Sayısının Artırılması

Doğrudan moment kontrol yöntemi; inverter girişine optimum anahtarlama yöntemi kullanarak elektromanyetik moment ve akıyı bağımsız olarak kontrol eder. Koordinat dönüşümü ve gerilim yalıtımına gerek duymaz. Fakat buradaki sorun, bazen inverter bacaklarına verilen optimum anahtarlama mantığının, istenen moment ve stator akısı için gerekli stator gerilimini üretmemesidir. Bu da moment ve akıda dalgalanmalara sebep olur [62].

Gerçekte sadece altı adet aktif vektörün olması sorun yaratmaktadır. Örneğin moment artırılması veya azaltılması gerektiğinde uygulanan vektör ya tamamen momenti artırır yada azaltır. Bu da momentin ve stator akısının referans değerinde kalmasını engeller [63].

Klasik DMK düşünülecek olursa, sektör başına iki durum düşmektedir. Bu da 60 derecelik bir band içerisinde akı ve momentte belirsizlik meydana getirmektedir. Daha kararlı bir anahtarlama için bir sektör içerisinde, 6 adet aktif vektörü kullanmak istiyorsak, akı yörüngesi altı yerine on ikiye bölünmelidir. Böylece momenti artırırken veya azaltırken bunun seviyesini ayarlayabiliriz [64].

Bu bölünme şekil 6.14'de görüldüğü gibi olmalıdır. Burada moment için küçük ve büyük kavramlarını tanımlamak gerekir. Örneğin sektör S_3 'de V_6 anahtarlama büyük bir akı artırımı ve küçük bir moment azalımı meydana getirecektir..Buna karşın V_5 anahtarlama momenti daha büyük miktarda azaltacak ve akıyı sabit tutacaktır. Bundan dolayı moment için kullanılan histerezis bandı; $\tau=1$ için küçük miktarda moment artışı, $\tau =2$ için büyük miktarda moment artışı, $\tau = -1$ için küçük miktarda moment azalması , $\tau = -2$ için büyük miktarda tork azalması olacak şekilde 4'e bölünmüştür [65].

Burada tork hatası derecelendirilerek 4 ayrı değerde saptanmaktadır. İki seviyeli histerezis akı karşılaştırıcı çıkışı $d\psi_s$ Bölüm 5.3.2’de anlatıldığı gibi ve bu metotta kullanılan dört seviyeli ile histerezis moment karşılaştırıcınının çıkışı dt_e aşağıdaki gibi tanımlanır.

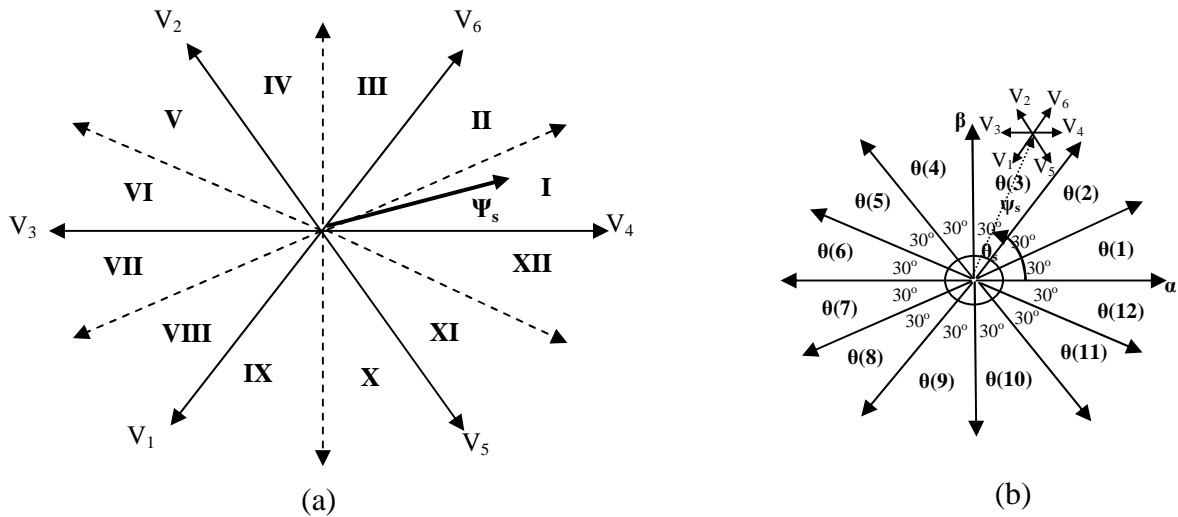
$$dt_e = 2 \quad \text{için} \quad |t_{ref}| - |t_e| \geq |\Delta t_e / 2|$$

$$dt_e = 1 \quad \text{için} \quad |\Delta t_e / 2| \geq |t_{ref}| - |t_e| \geq 0 \quad (6.1)$$

$$dt_e = -1 \quad \text{için} \quad 0 \geq |t_{ref}| - |t_e| \geq |-\Delta t_e / 2|$$

$$dt_e = -2 \quad \text{için} \quad |t_{ref}| - |t_e| \leq |-\Delta t_e / 2|$$

Histerezis kontrolcünün dt_e ve $d\psi_s$ ıkışları ile stator akısının bulunduğu 12 bölgeden biri saptandıktan sonra stator akısının saat yönü tersine dönmesi için izelge 6.2’den en uygun anahtarlama vektörü seçilmeye çalışılır [65]. Bu izelgenin çıkışı motoru süren inverterin anahtarlama vektörüdür. Uygun gerilimin inverter bacaklarına verilmesiyle moment ve akıdaki değişimler daha yumuşak olacak referans değerden fazla uzaklaşmayacaktır.



şekil 6.14 (a)Oniki bölge DMK ve anahtarlama vektörleri
(b) Oniki bölgenin açı değerleri

Önerilen oniki blgeye ayırma metodunu performansını simle etmek iin Matlab/Simulink programı kullanılmıştır.

Çizelge 6.2 (a)-(b) Saat dönüş yönü tersi için oniki sektör anahtarlama yapısı

(a)

		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$\Psi=1$	$\tau=2$	V_6	V_2	V_2	V_3	V_3	V_1
	$\tau=1$	V_6	V_6	V_2	V_2	V_3	V_3
	$\tau=-1$	V_4	V_4	V_6	V_6	V_2	V_2
	$\tau=-2$	V_5	V_4	V_4	V_6	V_6	V_2
$\Psi=0$	$\tau=2$	V_2	V_3	V_3	V_1	V_1	V_5
	$\tau=1$	V_3	V_3	V_1	V_1	V_5	V_5
	$\tau=-1$	V_0	V_1	V_7	V_5	V_0	V_4
	$\tau=-2$	V_1	V_5	V_5	V_4	V_4	V_6

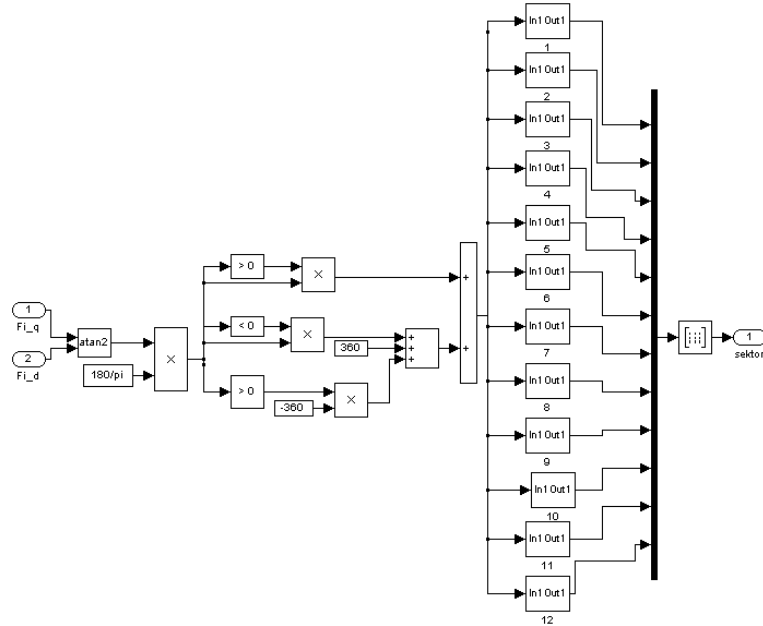
(b)

		$\theta(7)$	$\theta(8)$	$\theta(9)$	$\theta(10)$	$\theta(11)$	$\theta(12)$
$\Psi=1$	$\tau=2$	V_1	V_5	V_5	V_4	V_4	V_6
	$\tau=1$	V_1	V_1	V_5	V_5	V_4	V_4
	$\tau=-1$	V_3	V_3	V_1	V_1	V_5	V_5
	$\tau=-2$	V_2	V_3	V_3	V_1	V_1	V_5
$\Psi=0$	$\tau=2$	V_5	V_4	V_4	V_6	V_6	V_2
	$\tau=1$	V_4	V_4	V_6	V_6	V_2	V_2
	$\tau=-1$	V_7	V_6	V_0	V_2	V_7	V_3
	$\tau=-2$	V_6	V_2	V_2	V_3	V_3	V_1

Oniki bölge DMK metodu klasik DMK ile aynı uzay gerilim vektörlerini kullanır. Fakat her bölge için sekiz anahtarlama konumu vardır.

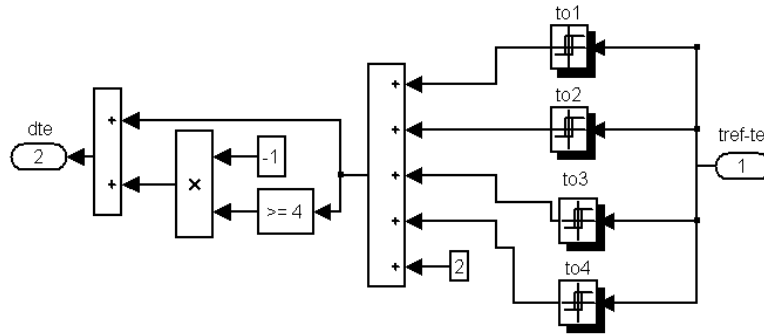
Motor d-q referans ekseninde modellenmiş ve sürücü olarak ideal inverter seçilmiştir. Her iki eksendeki stator akı denklıklarından stator akısının bulunduğu sektör Şekil 6.15’de gösterilen Simulink blokları ile bulunmuş ardından iki seviyeli akı bandı histerezis çıkışı hata değeri ve dört seviyeli moment bandı histerezis çıkışı hata değerlerine göre Çizelge 6.2’deki oluşturulan anahtarlama mantığına göre sürücüye

verilmiştir. Motor parametreleri Ek-A'da verilmiştir. Dinamik moment cevabı açık çevrim hız ve kalıcı hal performansı kapalı hız çevrimi ile simüle edilmiştir. Burada kullanılan referans hız 80 rad/s ve yük moment $T_L=5$ Nm'dir.



Şekil 6.15 Oniki sektörün tespiti için kullanılan Simulink blok diyagramı

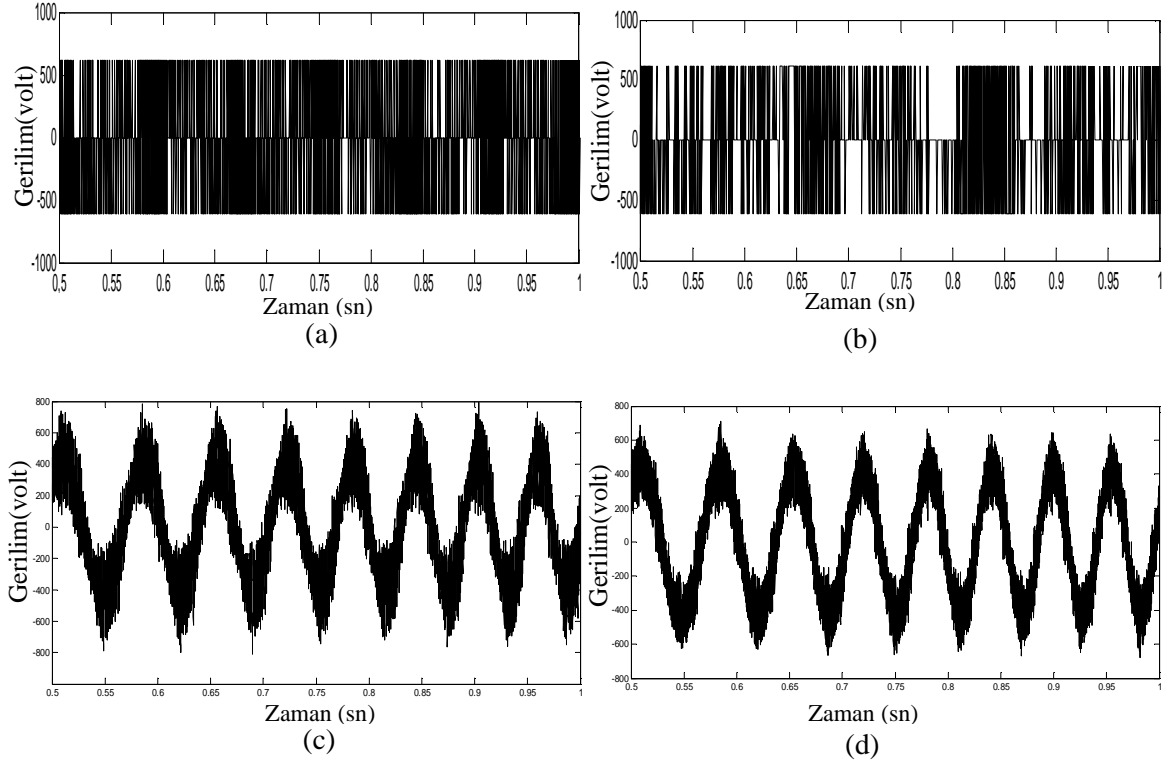
Şekil 6.16'de dört seviyeli histerezis görülmektedir. Geleneksel DMK'daki histerezis band aralığı dörde bölünmüştür. Geleneksel DMK'daki band aralığı $dt_e=\pm 0.1$ Nm olarak alındığına göre dört seviyeli histerezis'de bu band aralığı eşit olarak dört seviyeye ayrılmıştır. Böylece moment hatası az veya çok olarak tanımlanabilecektir.



Şekil 6.16. Oniki sektör DMK için 4 seviyeli histerisiz blok şeması

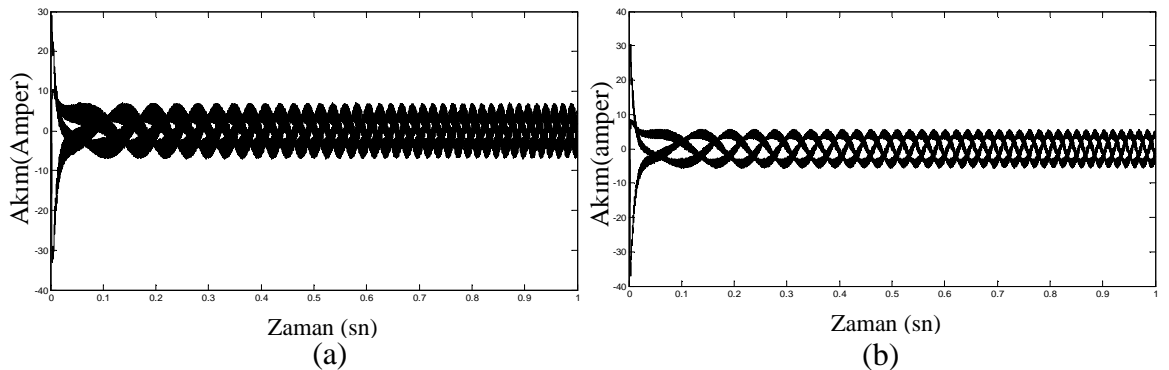
100µsn örnekleme zamanında elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 6.17 ile Şekil 6.23 arasında gösterilmiştir. Şekil 6.17'da önerilen bölünmüş oniki sektör metodu uygulandığı zaman elde edilen inverter çıkışı 2 faz arası gerilim V_{ab} görülmektedir. Metot uygulandığı zaman Şekil 6.17-a'ya göre Şekil 6.17-b' de inverter anahtarlama frekansındaki gürültünün azaldığı görülmektedir. Şekil 6.17-c' ye göre Şekil 6.17-d'

deki motor giriş gerilim grafiğinde harmonik distorsiyon azalmıştır. Motor giriş faz geriliminin gürültü içermesine rağmen sinüzoidal şekle daha da yaklaşmış olduğu görülmektedir.



Şekil 6.17 Motor faz gerilimi V_{ab} (a)metot uygulanmadan önce (b)metot uygulandıktan sonra. Motor giriş gerilimi (c) metot uygulanmadan önce (d) metot uygulandıktan sonra

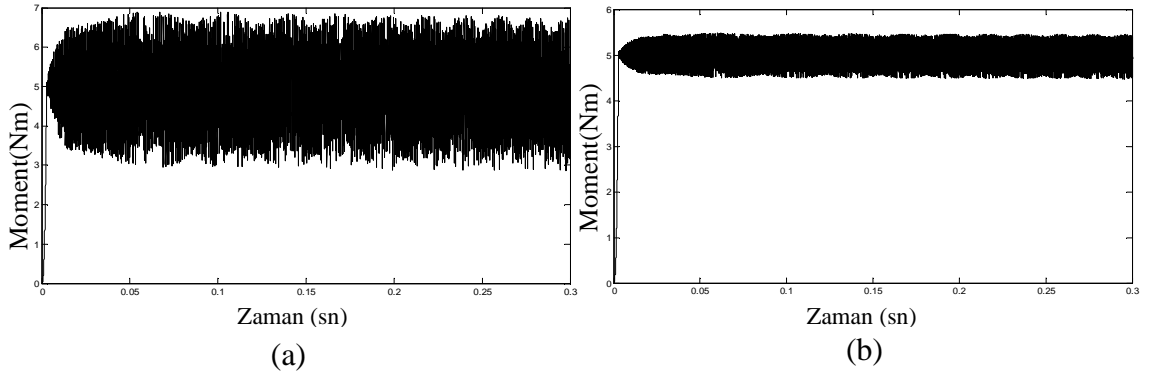
Şekil 6.18’de metot uygulandıktan sonra daha düzgün dalga şekilleri elde edilmiştir. Görüldüğü gibi motor hat akımları gürültü ve harmonik bileşenlerde azalma meydana gelmiştir.



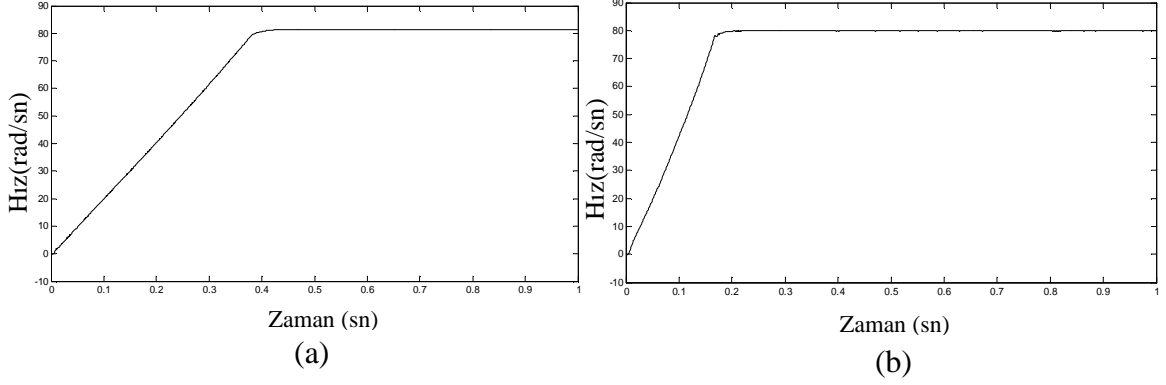
Şekil 6.18 Motor faz akımları (a) metot uygulanmadan önce (b) metot uygulandıktan

Şekil 6.19’deki moment cevabında görüldüğü gibi moment dalgalanmalarında

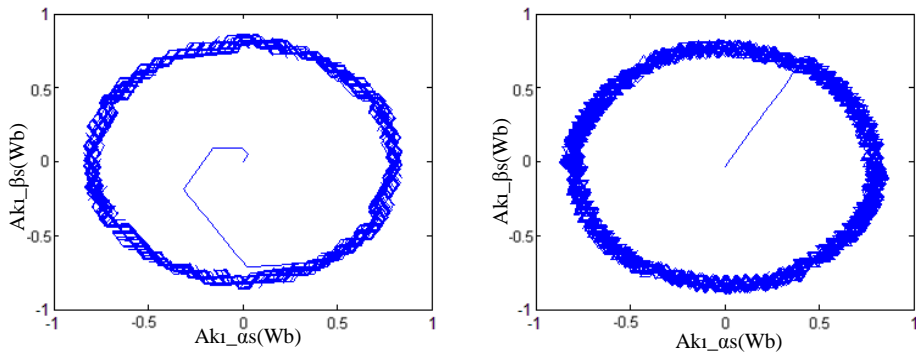
azalma olmuştur. Dalgalanma miktarı 1,4Nm kadar düşmüştür. Dalgalanmanın azalması sayesinde motordaki mekanik titreşim azalır. Ayrıca motorun etrafa yaydığı akustik gürültüde azalma olur. Hız cevabı Şekil 6.20’de verilmiştir. Hız cevabına bakıldığında, metot uygulandıktan sonra hız tepkesinin daha hızlı olduğu görülmektedir. Hız kontrolörü olarak PI kontrolcü kullanılmış ve katsayılar $K_p=100$ $K_i=10$ olarak alınmıştır. Şekil 6.21’de ise yöntem uygulandıktan sonra stator akı çemberinin daha düzgün dairesel hareket yaptığı görülmektedir.



Şekil 6.19 Moment cevabı (a) metot uygulanmadan önce
(b) metot uygulandıktan sonra

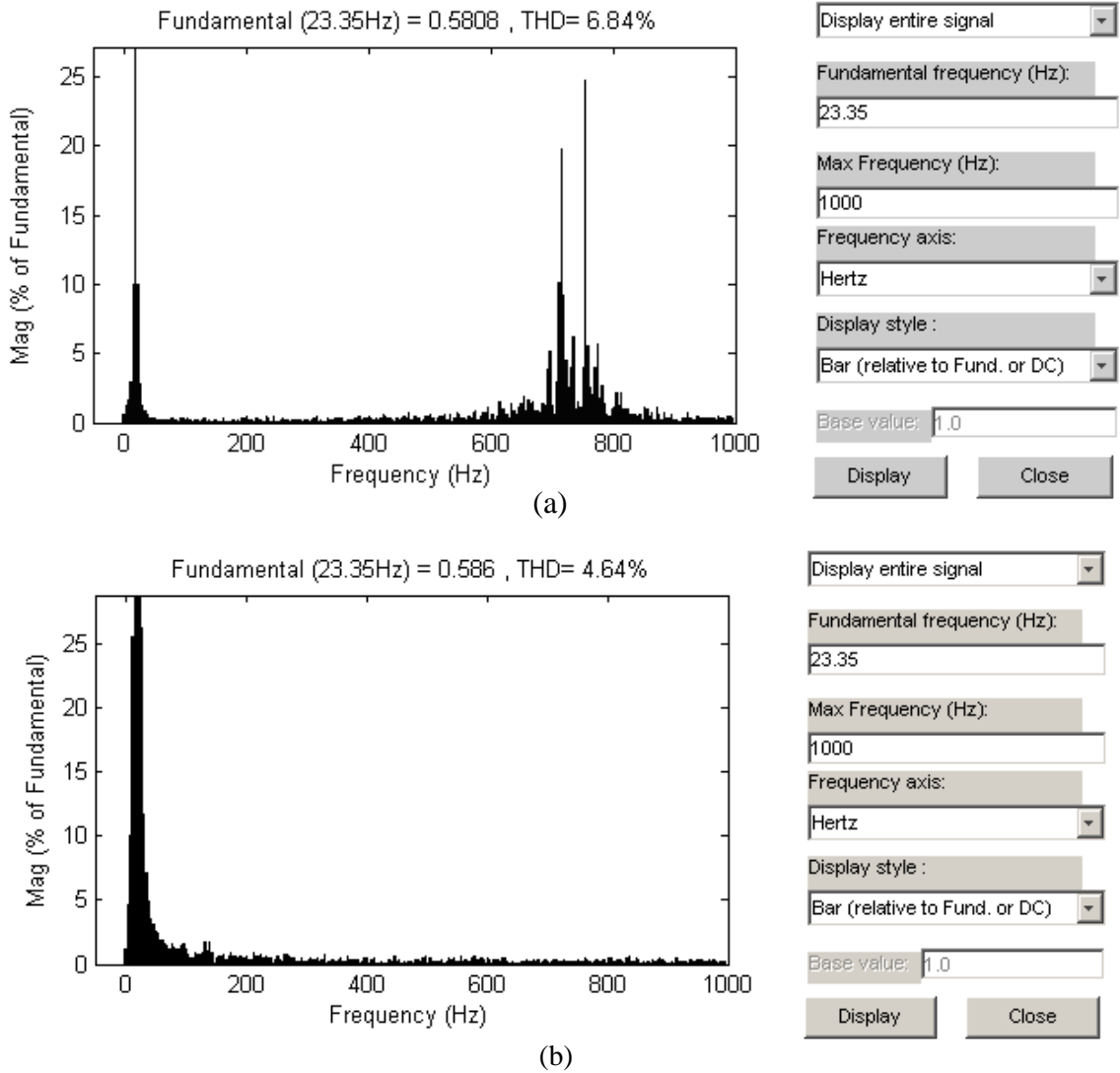


Şekil 6.20 Rotor hız cevabı (a) metot uygulanmadan önce (b) metot uygulandıktan sonra



Şekil 6.21 Stator akı çemberi (a) metot uygulanmadan önce
(b) metot uygulandıktan sonra

Şekil 6.22 ve 6.23’de yukarıdaki yöntem uygulanmadan önce ve uygulandıktan sonra elde edilen hat akımı harmonikleri ve EMI gürültüler gösterilmiştir.

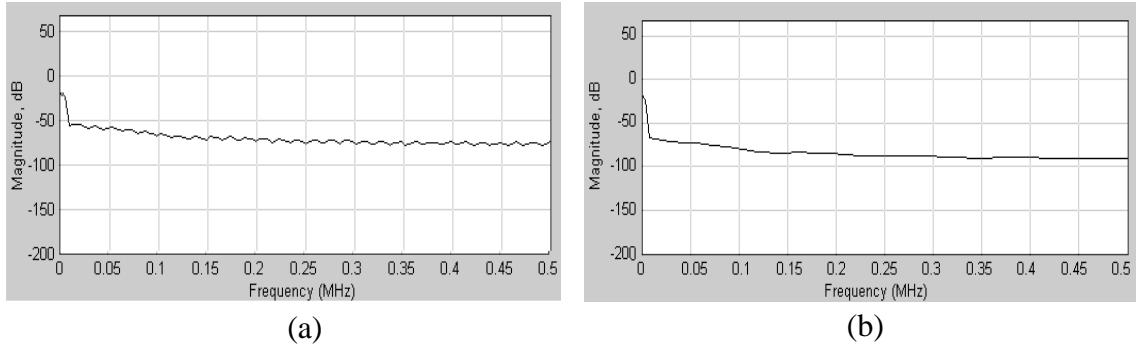


Şekil 6.22 Motor A faz akımı spektrumu (a) metot uygulanmadan önce
(b) metot uygulandıktan sonra

Şekil 6.22’de motor a fazına bağlanmış spektrum analizörünün ekranı görülmektedir. (a) şeklinde metot uygulanmadan önce akım harmoniklerinin %7 THD ile 700 Hz civarında harmoniklerin yoğunlaştığı görülmektedir. Metot uygulandıktan sonra THD’nin %4.5’e düştüğü görülmektedir. 700 Hz’de bulunan harmoniklerden önemli oranda arındığı görülmektedir.

Şekil 6.23-a’da gösterilen metot uygulanmadan önce EMI gürültü seviyesini ve 6.23-b’ de ise metot uygulandıktan sonra EMI gürültü seviyesi görülmektedir. Metot uygulanmadan önce çalışma frekansında gürültü seviyesi -18dB, anahtarlama frekansında -55dB, daha yüksek frekanslarda (>200kHz) -75dB’dir. Metot

uygulandıktan sonra çalışma frekansında gürültü seviyesi -22dB, anahtarlama frekansında -70dB, daha yüksek frekanslarda (>200kHz) -87dB'dir. Görüldüğü gibi yöntem uygulandıktan sonra anahtarlama ve daha yüksek frekanslarda gürültü azalmıştır.



Şekil 6.23 EMI gürültü seviyesi (a) metot uygulanmadan önce
(b) metot uygulandıktan sonra

6.3 Metot 2: Yeni Bir Doğrudan Moment Kontrol Algoritmasının Önerilmesi

Burada doğrudan moment kontrolü ile sürülen bir asenkron motorun performansını gerçekleştirmek için, yeni bir doğrudan moment kontrol algoritması geliştirilecektir. Algoritmada kullanılacak aktif vektörler Bölüm 6.1'de anlatıldığı gibi, stator akı bölgeleri kaydırıldıktan sonra histerezis çıkışındaki hata miktarına göre belirlenmektedir. Bu aktif vektörlerin inverter' a uygulanma süresini ise algoritma akı hatasındaki miktara göre belirlenmektedir. Aktif vektörlerin anahtarlama süresinin seçimi tamamen lojik mantığa göre oluşturulmuş, hesaplama karmaşıklıklarını azaltan bir yöntemdir. Burada temel mantık akı hatasına göre vektörlerin inverter' a derecelendirmiş şekilde sürülmesidir. Algoritmayı test etmek için klasik DMK ve önerilen DMK olarak iki adet Matlab/Simulink modeli oluşturulmuştur. Klasik DMK ile karşılaştırıldığında akı ve moment dalgalanmalarında ciddi miktarda azalma olmuş, daha düşük harmonik ve EMI gürültü içerdiği görülmüştür.

6.3.1 Histerezis Kontrolcü Band Çıkışları

Önerilen algoritmadaki aktif vektör seçimi ve bu vektörlerin anahtarlama için gerekli zamanın seçimi için klasik DMK'daki histerezis akı ve moment hata band çıkışları kullanılmıştır. Klasik DMK'da örnekleme periyodu boyunca inverter'e uygulanacak stator geriliminin seviyesi bu band çıkışlarına göre yapılmaktadır. Bu durumun analizi aşağıdaki bölümde verilecektir.

6.3.1.1 Akı Ve Moment Denklikleri

Motor akı ve momentini, statorun ani akım ve gerilim değerleri hesaplanarak bulunabilir. Asenkron motorda;

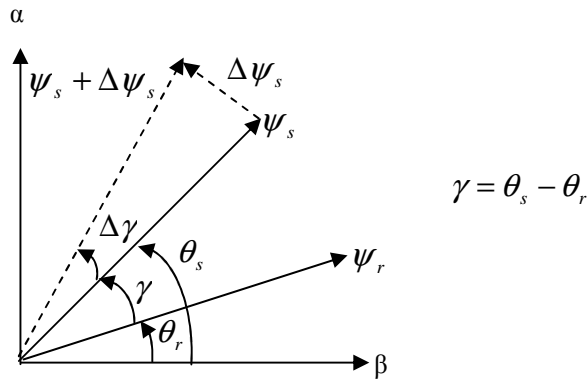
$$V_s = R_s \cdot I_s + \frac{d\psi_s}{dt} \text{ dir.} \quad (6.2)$$

Burada I_s , V_s ve ψ_s sırasıyla stator akım, gerilim ve akı vektörüdür. (6.2) nolu denklik şu halde yazılabilir.

$$V_s - R_s \cdot I_s = \frac{d\psi_s}{dt} \Rightarrow d\psi_s = (V_s - R_s \cdot I_s) dt \quad (6.3)$$

ifadeyi basitleştirmek için stator direnci ihmal edilirse;

$$d\psi_s = V_s \cdot dt \quad (6.4)$$

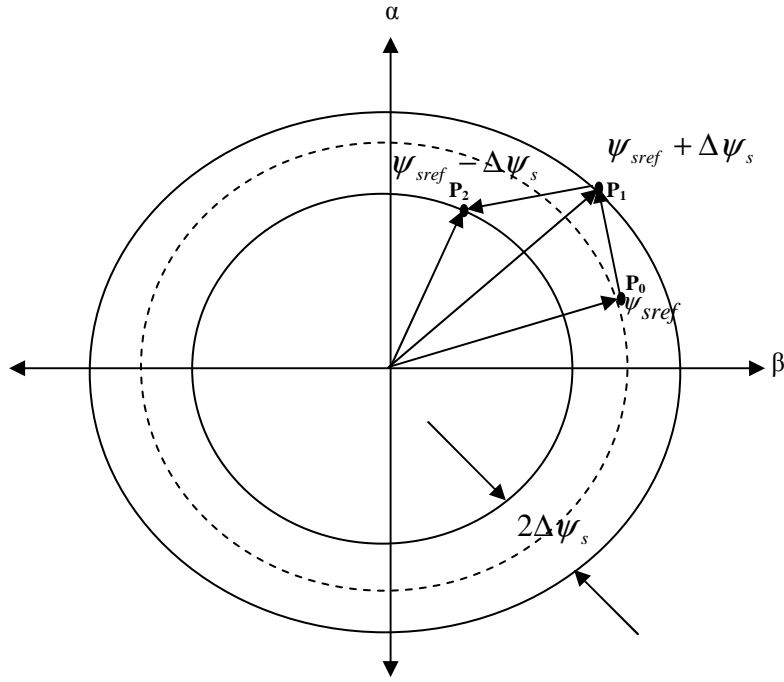


Şekil 6.24 Sabit eksen takımında Δt süresi boyunca stator akı değişimi

Şekil 6.24'deki akı değişimi $\Delta\psi_s$ çok çok küçük bir değişim olduğu düşünülürse o zaman;

$$\Delta\psi_s = V_s \cdot \Delta t \text{ olur.} \quad (6.5)$$

Eğer akının akı bandı içerisinde kalmasını istiyorsak, akının modülünü $|\psi_s|$ Şekil 6.25' de gösterildiği gibi histerezis band içerisinde tutmak gerekir.



Şekil 6.25. ψ_s akı vektörü değişimi

Şekil 6.25'e göre P_1 , P_2 noktasında stator akısı;

$$|\psi_s| = \psi_{sref} \pm \Delta\psi_s \text{ 'dir.} \quad (6.6)$$

Burada $\Delta\psi_s$ yalnız bırakılırsa;

$$|\Delta\psi_s| = |\psi_{sref} - \psi_s| \Rightarrow \Delta\psi_s = |\psi_{sref} - \psi_s| \quad (6.7)$$

Denklem (6.5), denklem (6.7)'de yerine konursa;

$$\psi_{sref} - \psi_s = V_s \cdot \Delta t \Rightarrow \Delta t = \frac{\psi_{sref} - \psi_s}{V_s} \text{ olur.} \quad (6.8)$$

Uygun gerilim vektörü Δt süresi boyunca motora uygulanırsa akı istenen band içerisinde kalacaktır. Buna göre akı bandı içinde kalması için maksimum süre örnekleme periyodu T_s ' den küçük olmalıdır.

Asenkron motor momenti aşağıdaki denkliliklerle bulunabilir.

$$t_e = \frac{3}{2} P \psi_s x i_s \quad (6.9)$$

$$\psi_s = L_s I_s + L_m i_s \quad (6.10)$$

$$\psi_r = L_r I_r + L_m i_s \quad (6.11)$$

olduğuna göre denklem (6.10), denklem (6.11)'de yerine konursa;

$$i_s = \frac{\psi_s L_r - L_m \psi_r}{L_s L_r - L_m^2} \text{ olur.} \quad (6.12)$$

denklem (6.9)'da, denklem (6.12) yerine konursa;

$$t_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} \psi_s x \psi_r \quad (6.13)$$

$$t_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} |\psi_s| |\psi_r| \sin(\theta_s - \theta_r) \text{ olur.} \quad (6.14)$$

$$t_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} |\psi_s| |\psi_r| \sin \gamma \quad (6.15)$$

Burada ; Δt gibi çok küçük bir zaman aralığında akı $\Delta \psi_s$ kadar değişiyorsa, $\theta_s - \theta_r = \gamma$ çok küçük bir değer olacaktır. $\tan(\theta_s - \theta_r) = \tan \gamma$ olarak yazılabilir. Burada sadece θ_s değiştiği ve τ_r rotor zaman sabitesi çok büyük olduğu için θ_r değişmez, ihmal edilebilir. Aı değerı şöyle yazılabilir.

$$\tan(\theta_s) = \tan \gamma \quad (6.16)$$

şekil (6.24)'ten; (6.17)

$$\tan \gamma = \frac{\Delta \psi_s}{\psi_s} \text{ ise } \gamma = \arctan \left(\frac{\Delta \psi_s}{|\psi_s|} \right) \text{ olur.} \quad (6.18)$$

$$\lim_{x \rightarrow 0} \tan x = x \quad \Rightarrow \gamma \cong \frac{\Delta \psi_s}{|\psi_s|} \text{ olur.}$$

Eğer birim zamandaki $\Delta \psi_s$ akı değişimi, birim zamandaki stator açısı değişimi ile oluyorsa; o zaman birim zamandaki moment değişimi de γ açısının değişimi ile olur. Moment denkleminin birim zamandaki değişimi dt_e alınırsa;

$$\frac{dT_e}{dt} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} |\psi_s| |\psi_r| \cos \gamma \frac{d\gamma}{dt} \quad (6.19)$$

$$\frac{dT_e}{dt} \approx \frac{\Delta T_e}{\Delta T} \text{ ise } \Delta T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} |\psi_s| |\psi_r| \cos \gamma d\gamma \text{ olur.} \quad (6.20)$$

$\lim_{\gamma \rightarrow 0} \tan \gamma \cong \gamma \Rightarrow d\gamma \cong \gamma \cong \frac{\Delta \psi_s}{|\psi_s|}$ ise (6.20) nolu denklemde (6.5) nolu denklem

kullanılırsa,

$$\Delta T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} |\psi_r| \cos \gamma V_s \Delta t \text{ ' dir.} \quad (6.21)$$

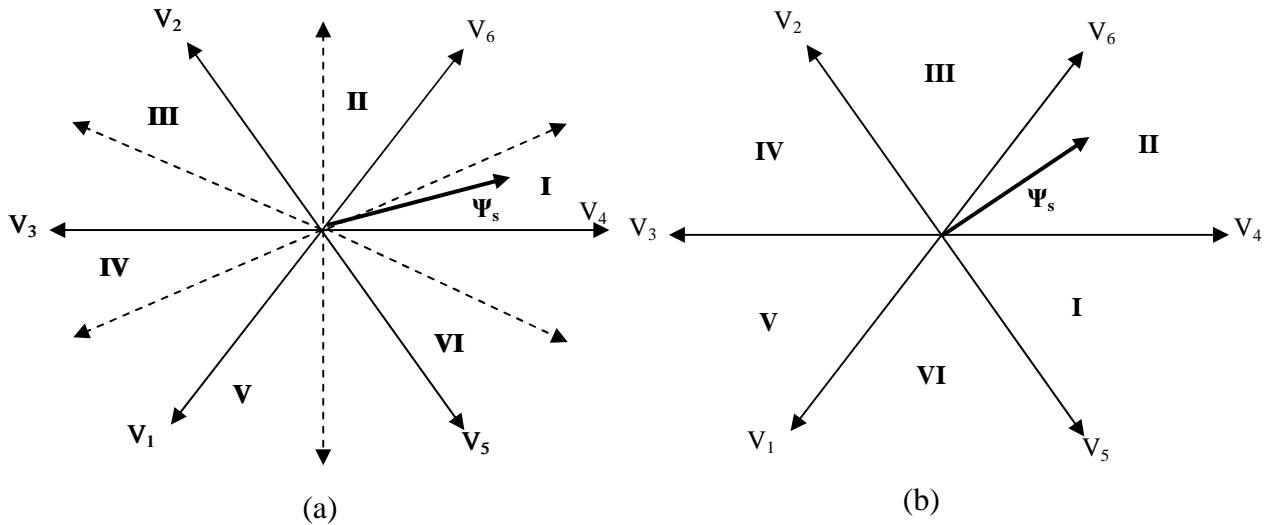
Burada ΔT_e , uygun stator gerilim vektörünün uygun Δt süresi kadar uygulanması ile kontrol edilebilir. $\Delta \psi_s$ istenen band içerisinde kalması için $\Delta t_{\min} \leq T_s$ olması gerekir.

6.3.2 Önerilen Yeni Algoritma

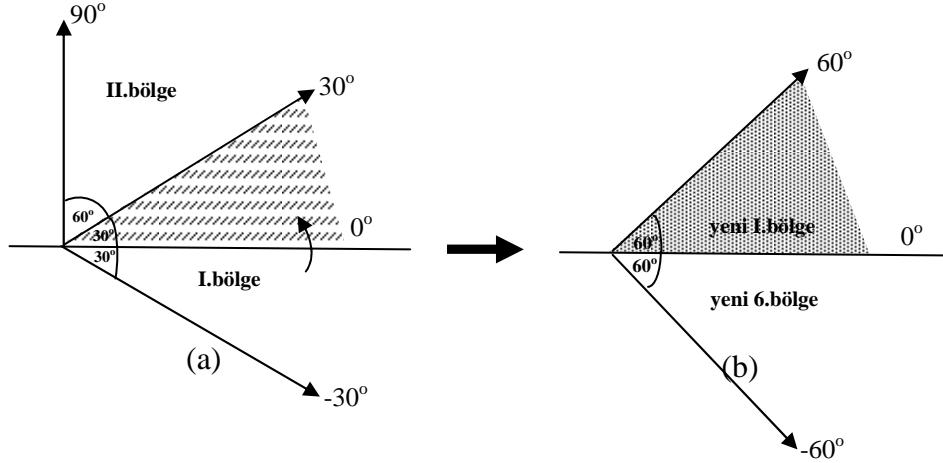
Klasik DMK uygulanması ve çalışma yapısı kolay bir yöntemdir. Fakat düşük hızlardaki moment ve akım değerlerinin yüksek olması, anahtarlama frekansının devamlı değişmesi, moment ve akıdaki histerezis blokları nedeniyle dalgalanmaların oluşu ve stator akındaki dalgalanmaların doğrudan kontrol edilen stator akımında harmoniklere yol açmasından dolayı istenen performans elde edilememektedir. Akı ve momentteki dalgalanmaların azaltılması ve istenen performansın elde edilmesi için aşağıdaki yöntem önerilmektedir.

Önerilen yöntemde öncelikle klasik DMK'deki anahtarlama bölgeleri kaydırılmış ardından akıdaki hata miktarına göre aktif vektörler belirlenen süreye göre anahtarlanmıştır.

Öncelikle klasik DMK deki bölge 30° kaydırılmıştır. Şekil 6.26 ve Şekil 6.27'de klasik DMK ile önerilen yeni yöntem için yeni bölgelerin konumu görülmektedir.



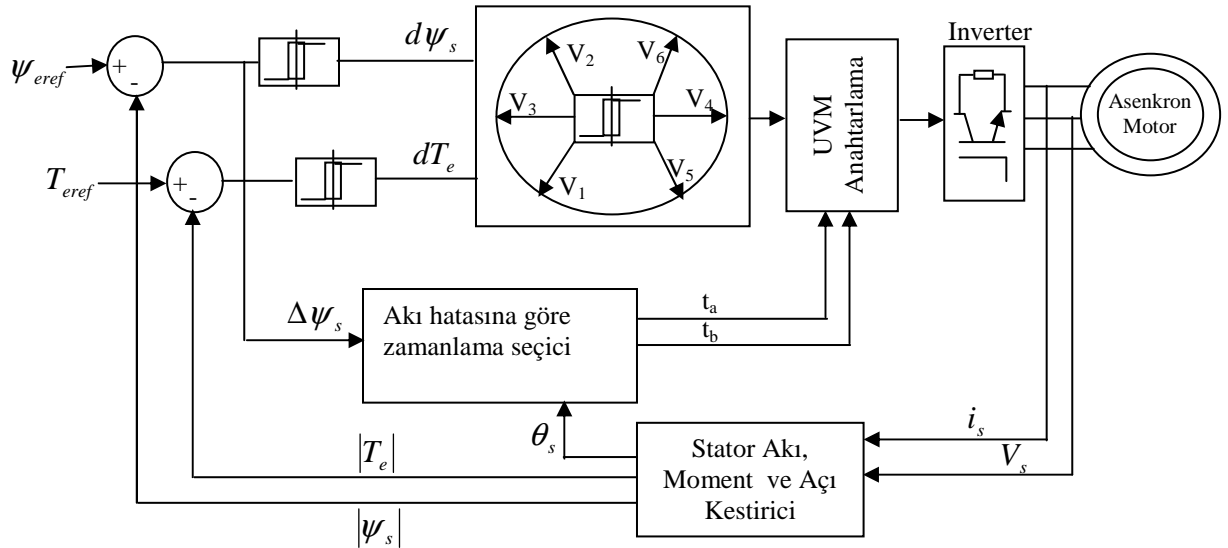
Şekil 6.26 Akı vektörü ve anahtarlama konumları (a)Klasik DMK (b)Önerilen yeni yöntem



Şekil 6.27 Akı bölgelerinin kaydırılması (a)Klasik DMK (b) Önerilen yeni yöntem

Önerilen yeni yöntem içerisinde de kullanılan yeni bölgelerin oluşturulması Bölüm 6.1’de de detaylı bir şekilde açıklandığı gibi 30°’lik bir rotasyonla, yeni bölgeler oluşturulmuştur. Örneğin normalde altıncı bölgede olması gereken akı vektörü birinci bölgeye geçirilmiştir. Şekil 6.26’da oluşan yeni bölgeler verilmiştir.

Yeni bölgeler oluşturulduktan sonra Çizelge 6.3’te oluşan yeni anahtarlama çizelgesinden Şekil 28’de görüldüğü gibi akı ve moment histerezis bloklarından alınan hata değerine göre anahtarlama çizelgesinden uygun gerilim seçilmektedir. Akı ve moment histerezis band çıkışları aşağıdaki gibidir.



Şekil 6.28 Önerilen Yeni DMK kontrol şeması

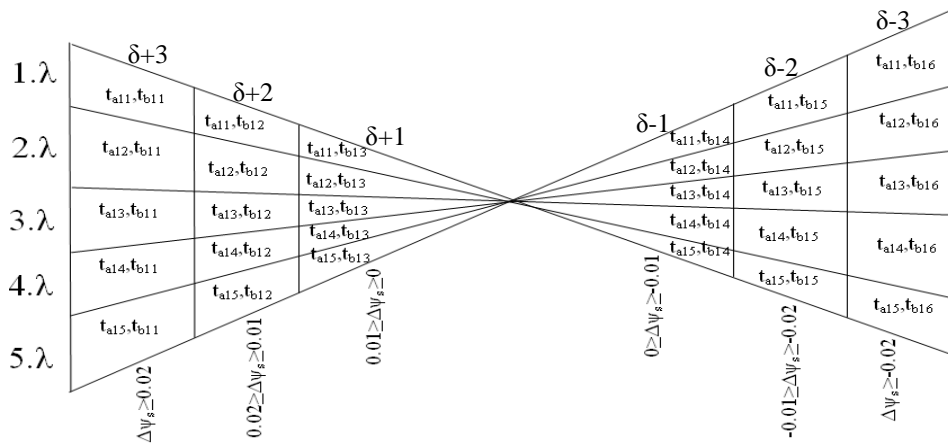
$$d\psi_s = \begin{cases} 1 & |\psi_s| \leq \psi_{sref} - \Delta\psi_s \\ 0 & |\psi_s| \geq \psi_{sref} + \Delta\psi_s \end{cases} \quad dT_e = \begin{cases} 1 & |T_e| \leq |T_{eref}| - \Delta T_e \\ -1 & |T_e| \geq |T_{eref}| + \Delta T_e \end{cases} \quad (6.22)$$

Çizelge 6.3. Önerilen algoritma için saatin tersi dönüş yönündeki anahtarlama çizelgesi

		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$\psi=1$	$\tau=1$	V ₆	V ₂	V ₃	V ₁	V ₅	V ₄
	$\tau=-1$	V ₄	V ₆	V ₂	V ₃	V ₁	V ₅
$\psi=0$	$\tau=1$	V ₃	V ₁	V ₅	V ₄	V ₆	V ₂
	$\tau=-1$	V ₁	V ₅	V ₄	V ₆	V ₂	V ₃

6.3.2.1 Akı Hatasına Göre Zamanlama Seçimi

Histerezis çıkışlarından çıkan moment ve akı hatasına göre anahtarlama çizelgesinden aktif gerilim vektörleri seçilir. Ardından bu periyotta kullanılacak anahtarlama zamanlarının seçilmesi gerekir. Önce θ_s açısından akının sektör içerisindeki konumu belirlenir. Ardından $\Delta\psi_s = |\psi_{sref} - \psi_s|$ akı miktarındaki hata miktarına göre, Şekil 6.29'daki çizelgeden zamanlama çiftleri hesaplanır. Bu hesap akı vektörünün belirlenen konuma gelmesi için gerekli zamandır. Zamanla değerleri bir çizelge olarak verilecektir. Şekil 6.29'daki anahtarlama çizelgesinde akının belirlenen bölge içerisindeki konumunu λ ile gösterilmiş ve beş eşit bölgeye bölünmüştür. Akı konumu $\lambda = \theta_s \cdot \text{mod}(60)$ formülü ile bulunmuştur. Akı hata değeri ise altı bölgede tanımlanmıştır. t_a, t_b zaman çiftleri aşağıdaki gibi gösterilir. Uzay vektör modülasyon (SVM) anahtarlama için Çizelge 6.3'te verilen gerilim değerleri Çizelge 6.4'de verilen t_{akk}, t_{bnn} ve t_0 sürelerince anahtarlansaktadır.



Şekil 6.29 Önerilen yeni algoritma için anahtarlama mantığı

Çizelge 6.4 Önerilen yeni algoritma için zamanlama çiftleri

	t_{a11}	t_{a12}	t_{a13}	t_{a14}	t_{a15}
t_{b11}	17,2	14,5	10,9	5,14	2,17
t_{b12}	13,2	10,5	7,8	4,10	2,13
t_{b13}	10,1	8,2	6,4	4,6	1,10
t_{b14}	7,1	4,3	5,3	3,5	1,7
t_{b15}	4,1	3,2	3,2	2,3	1,4
T_{b16}	2,1	1,1	1,1	1,1	1,2

Şekil 6.29’da gösterilen anahtarlama çizelgesi sayesinde zamanlama çiftleri (t_{akk} , t_{bnn}) için uzay vektör modülasyonundaki gibi karmaşık hesaplama işlemlerinden kurtulmuş olur (Dariusz vd.,2002 ve Tan vd., 2001). Burada aktif vektörlerin zamanlaması, bölge içerisinde bulunduğu konuma göre zamanlama çiftleri (t_{akk} , t_{bnn}) olarak seçilir. Anahtarlama periyodu $T_s=t_{akk}+t_{bnn}+t_0$ ‘dir. Seçilen farklı anahtarlama periyodları için gerekli zamanlama çiftleri Çizelge 6.4’deki zamanlama çiftleri kullanılarak bunların ağırlıklarına göre oranlanarak hesaplanabilir. İnverter’e t_0 zamanı boyunca V_0 veya V_7 vektörü uygulanır. $t_0= T_s-t_{akk}-t_{bnn}$ ‘dir. t_a ve t_b değerleri akı konumuna ve akıdaki hata payına bakarak istenen moment ve akı bandında kalması ve minimum ossilasyonun gerçekleşmesi için gerekli maksimum zaman değerleridir.

6.3.3 Simülasyon ve Sonuçları

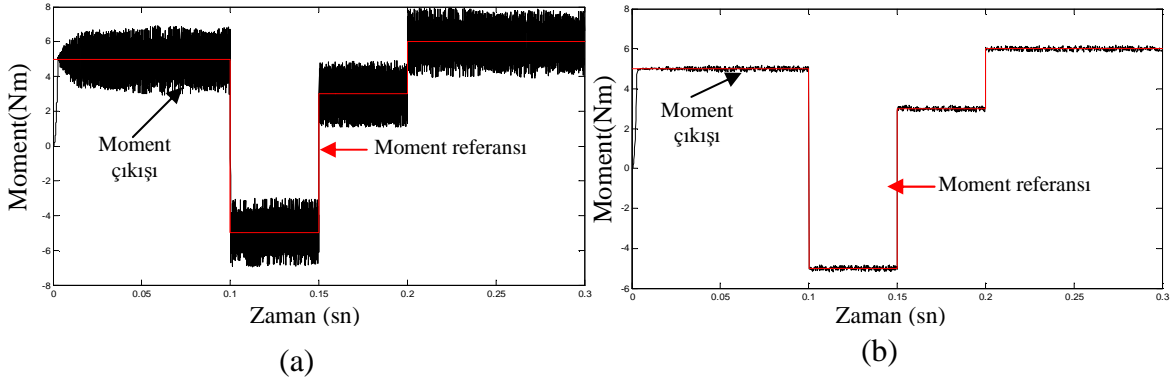
Önerilen yeni DMK algoritmasının performansını incelemek için iki adet Matlab/Simulink modeli oluşturulmuştur. Birincisi Bölüm 5.3’de anlatılan klasik DMK ve ikincisi ise önerilen yeni DMK kontrol algoritmasıdır. Kullanılan motor parametreleri Ek-A’da verilmiştir.

100 us lik örnekleme zamanındaki simülasyon sonuçları her iki algoritma ile aynı çalışma koşulları altında denenmiş ve sonuçları Şekil 6.30 ile Şekil 6.38 arasında gösterilmiştir. Dinamik moment cevabı açık çevrim hız ile simüle edilmiş, kalıcı hal performansı kapalı hız çevrimi ile simüle edilmiştir. Burada kullanılan referans hız 80 rad/s ve yük momentini $T_L=5$ Nm’dir.

6.3.3.1 Dinamik moment cevabı

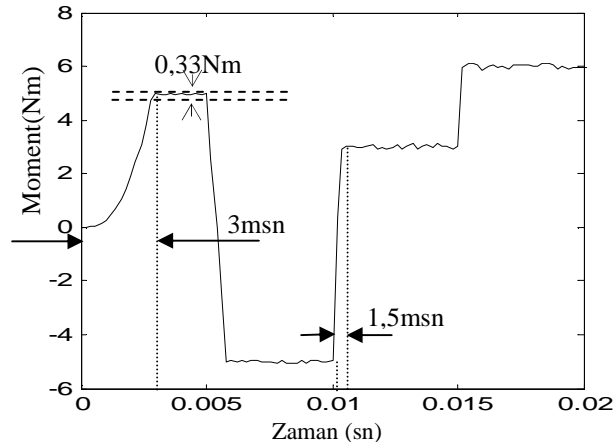
Aşağıda klasik DMK ve önerilen DMK yöntemi için moment cevapları görülmektedir.

Her iki algoritma için uygulanan referans moment değeri sırasıyla 0. sn, 0.10sn, 0.15sn, 0.20sn'de 5Nm, -5Nm, 3Nm, 6Nm uygulanmıştır. Şekil 6.30'dan da görüleceği gibi, önerilen metot referans değerini daha az moment dalgalanması ile takip etmektedir. Ayrıca referans momentini takip ederken moment değişim tepki süresi klasik DMK kadar hızlıdır.



Şekil 6.30 Dinamik moment cevabı (a)Klasik DMK (b)Önerilen DMK

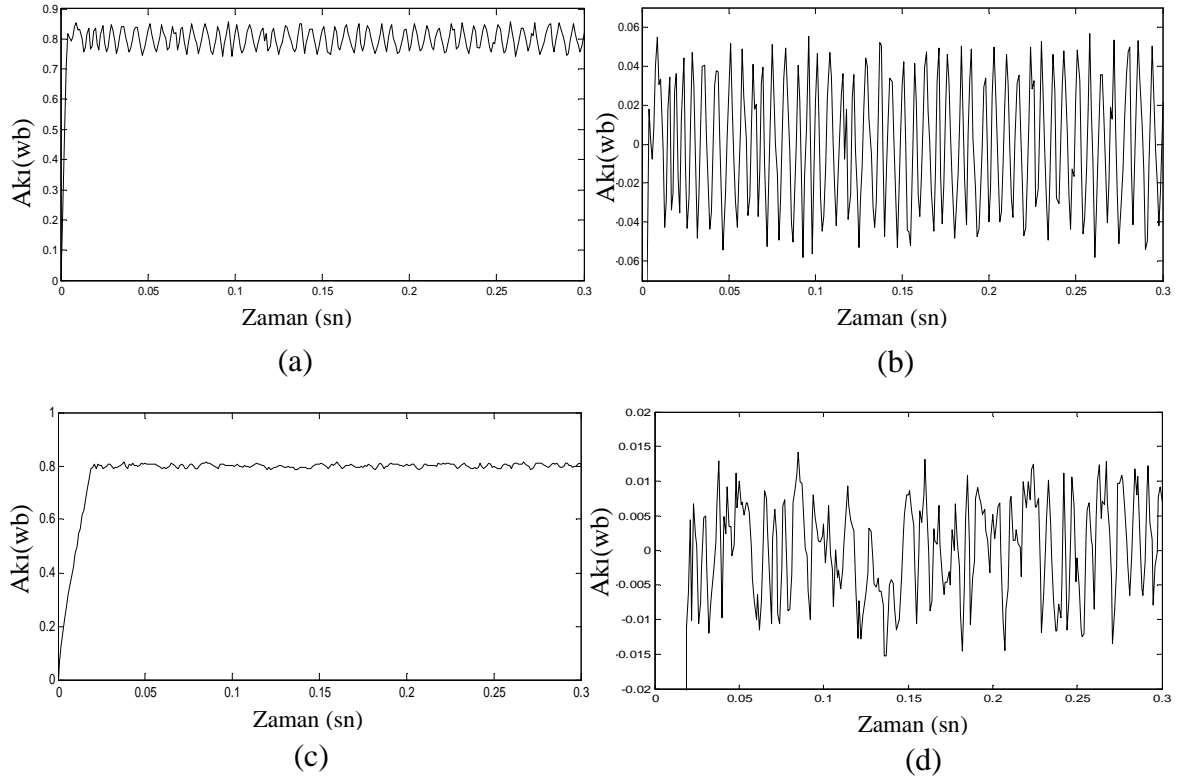
Şekil 6.31'de görüldüğü gibi önerilen metot açık çevrim dinamik moment cevabı çıkışında başlangıçta 5Nm'ye çıkmak için 3msn'lik bir zaman gerekmektedir. Daha sonraki moment değişimleri için 1,5msn'lik geçiş süresi yeterlidir. Dalgalanma miktarı 0.33Nm olarak görülmektedir. Bu da klasik DMK'ya göre çok daha iyi bir değerdir.



Şekil 6.31 Önerilen metot dinamik moment dalgalanması

Akı çıkış grafikleri Şekil 6.32'de akı çıkış grafikleri verilmiştir. Şekil 6.32-a da klasik DMK'daki akı grafiği, Şekil 6.32-b' de referans değer 0,8wb'den sapma miktarı hata grafiği vardır. Şekil 6.32-c ve Şekil 6.32-d'de ise önerilen metot akı çıkış grafiği ve hata grafiği vardır. Sonuçlardan da görüldüğü gibi önerilen metotta dalgalanma 0.015wb iken klasik DMK'da dalgalanma miktarı 0.05wb' dir. Akı oryantasyonlu

DMK olduğu için moment çıkışına göre dalgalanma daha da azalmıştır.

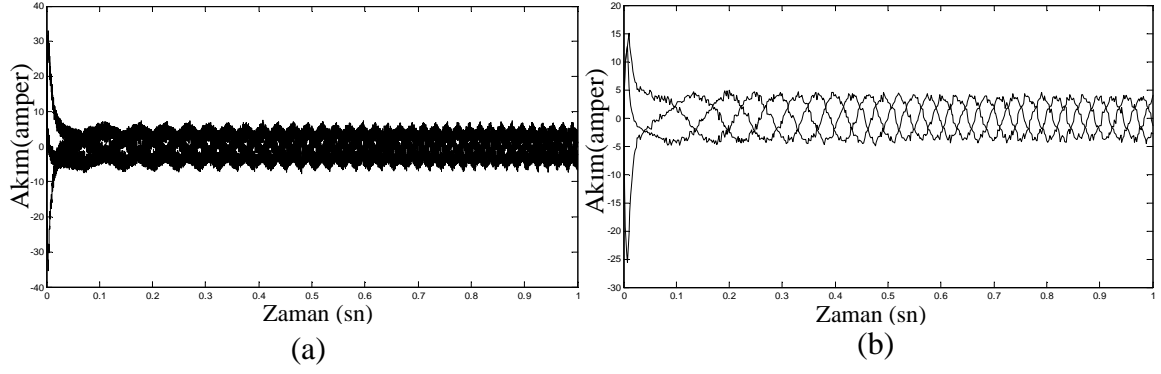


Şekil 6.32 Akı cevapları ve referans değerden sapma miktarı (a) Klasik DTC akı cevabı (b)Klasik DTC hata değeri (c) Önerilen metod akı cevabı (d) Önerilen metod hata değeri

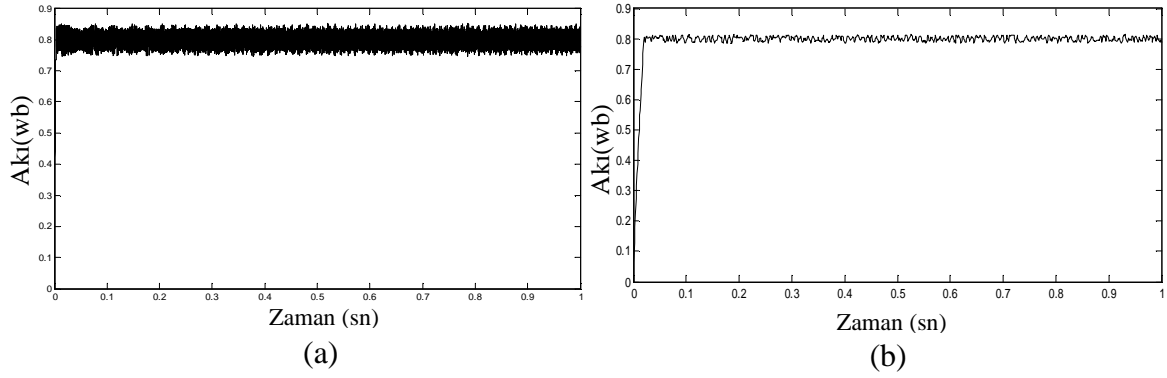
6.3.3.2 Akı ve Moment Kalıcı Hal Cevapları

Şekil 6.33 ile Şekil 6.36 arasında akı ve momentin kalıcı grafikleri verilmiştir. Şekil 6.33 faz akımlarına bakıldığında önerilen yöntemdeki akım dalga şeklinin daha fazla sinüzoidal şekle yaklaştığı ve akı harmoniklerinin azaldığı görülmektedir. Burada şekli daha fazla sinüzoidal şekle yaklaştırmak için zamanlama çiftleri değiştirilebilir.

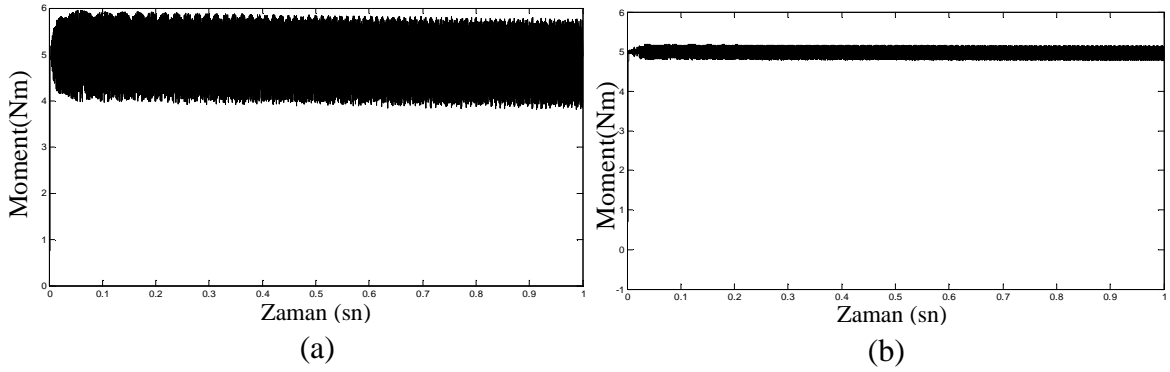
Şekil 6.34'de bakıldığında stator akısında dalgalanma miktarı da azalmıştır. Klasik metottaki 0,1wb'lik dalgalanma miktarı neredeyse 0.03wb'e düşmektedir. Şekil 6.35'deki moment cevabında ise klasik DMK'daki 2Nm'ye yaklaşan dalgalanma yaklaşık 0,4Nm'ye düşmüştür. Bu sayede motordaki mekanik titreşim ve akustik gürültü azalacaktır. Şekil 6.36'daki stator akı döngüsüne bakıldığında ise önerilen yöntemin akı döngüsünün çok daha iyi olduğu ve referans akıdan çok uzaklaşmadığı görülmektedir.



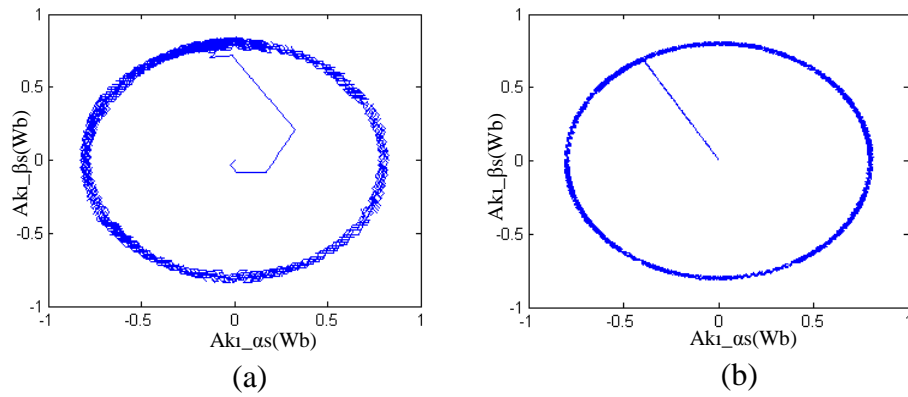
Şekil 6.33 Faz akımları (a)Klasik DMK (b)Önerilen DMK



Şekil 6.34 Stator akısı (a)Klasik DMK (b)Önerilen DMK

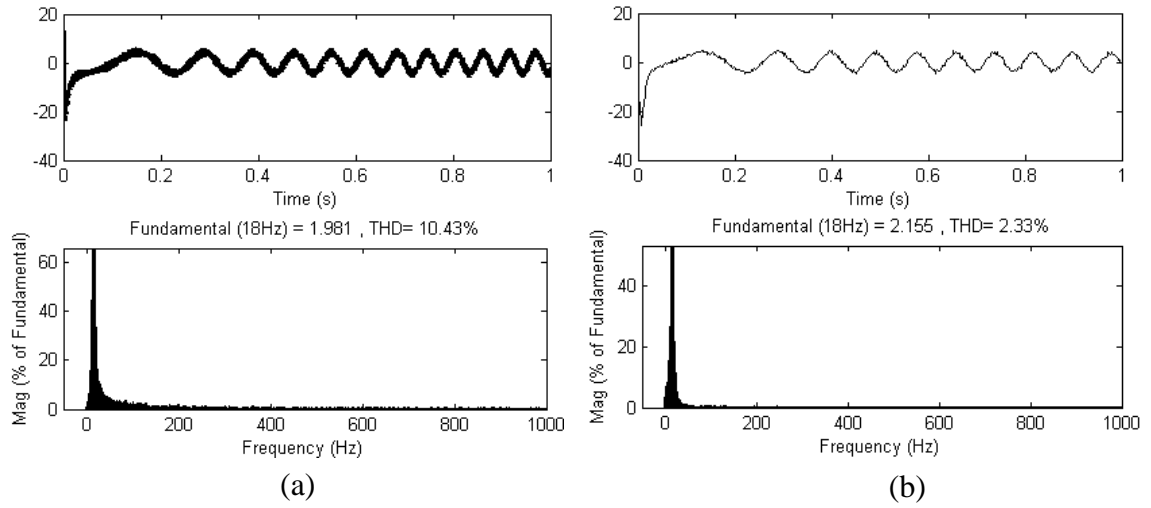


Şekil 6.35 Moment cevabı (a)Klasik DMK (b)Önerilen DMK



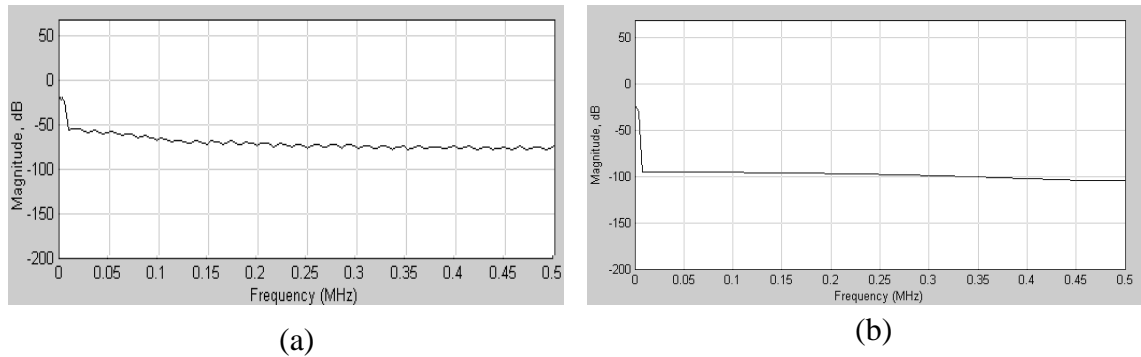
Şekil 6.36 Stator akı döngüsü (a)Klasik DMK (b)Önerilen DMK

Her iki kontrol metodu için a faz akımının harmonik gürültü seviyesi Şekil 6.37’de görülmektedir. Klasik yöntemde THD gürültü seviyesi %11 iken, önerilen metotta %2,5 olduğu gözükmektedir.



Şekil 6.37 Motor A faz akımı spektrumu (a) Klasik DMK (b) Önerilen DMK

Şekil 6.38-a'da gösterilen Klasik DMK EMI gürültü seviyesini ve 6.38-b' de ise önerilen DMK metodu uygulandıktan sonra EMI gürültü seviyesi görülmektedir. Metot uygulanmadan önce çalışma frekansında gürültü seviyesi -18dB, anahtarlama frekansında -55dB, daha yüksek frekanslarda (>200KHz) -75dB' dir. Önerilen DMK uygulandıktan sonra çalışma frekansında gürültü seviyesi -25dB, anahtarlama frekansında -75dB, daha yüksek frekanslarda (>200KHz) -103dB' dir. Görüldüğü gibi önerilen DMK uygulanmasından sonra anahtarlama ve daha yüksek frekanslarda gürültü azalmıştır.



Şekil 6.38 EMI gürültü seviyesi (a) Klasik DMK (b) Önerilen DMK

6.4 Metot 3: Aktif Filtre Kullanılarak Beslemeden Kaynaklanan Akım Harmoniklerin ve Gürültülerin Azaltılması

Bu bölümde histerezis kontrolörle gerçekleştirilen sincap kafesli asenkron motor kontrol sisteminde, beslemeden kaynaklanan akım harmoniklerini ve gürültüleri azaltmak için bir filtre topolojisi tanıtılacaktır. Filtre IGBT inverter içeren paralel aktif bir filtredir. Filtre önerilen yeni DMK'da, inverter için kullanılan DC besleme hattında kullanılmış ve aktif filtre "Anlık Reaktif Güç Kuramı" 'na göre düzenlenmiştir. Beslemeden kaynaklanan akım harmoniklerinin azaltılması ile yeni DMK sisteminde motor sargılarına daha fazla sinüzoidale yaklaşmış bir gerilim uygulanması sağlanmaktadır.

6.4.1 Önerilen Aktif Filtre

Yeni DMK kontrol sisteminde motor fazları için üretilecek gerilim inverter tarafından oluşturulur. İnverter içerisindeki IGBT anahtarlar DC link'e bağlanan gerilimi belirlenen anahtarlama metodu ile motor fazlarına verir. DC linkteki gerilim kalitesi ne kadar iyi ise motor fazlarına verilen gerilim o kadar harmoniksiz ve reaktif akım bileşeni az olacaktır. Bunun için paralel aktif filtre kullanılabilir. Bu filtre, üç fazlı devrelerde, genelleştirilmiş anlık reaktif güç teorisine göre tasarlanmış olup, bölüm 4'de ayrıntılı bir şekilde açıklanmıştır.

Bu filtre ile sadece akım kompanzasyonu yapmak için gerçek ve sanal güçlerin AC bileşenleri kullanılarak filtre için gerekli referans akımlar denklem (6.23)'de hesaplanır. Eğer reaktif güç kompanzasyonu yapılacaksa sanal gücün DC bileşeni kullanılarak referans akımlar denklem (6.24)'de hesaplanır. Hem harmonik akım kompanzasyonu hem de reaktif güç kompanzasyonu yapılacaksa sanal gücün AC ve DC bileşenleri ile gerçek gücün AC bileşeni kullanılarak filtre için gerekli referans akımlar denklem (6.25)'de hesaplanır.

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\tilde{p}_{3L} \\ -\tilde{q}_{3L} \end{bmatrix} \quad (6.23)$$

$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ -\bar{q}_{3L} \end{bmatrix} \quad (6.24)$$

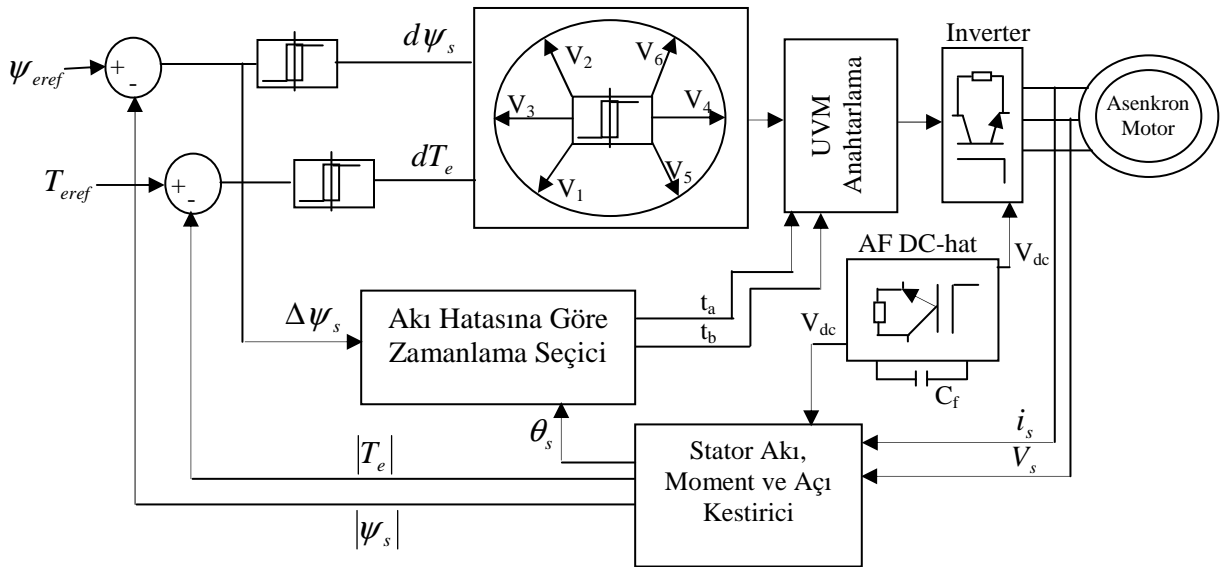
$$\begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} -\tilde{p}_{3L} \\ -(\bar{q}_{3L} + \tilde{q}_{3L}) \end{bmatrix} \quad (6.25)$$

$i_{f\alpha}$ ve $i_{f\beta}$ koordinat sisteminde yükün reaktif ve harmonik akımlarına karşılık gelen ve paralel aktif filtrenin üretmesi gereken akımlardır. Bu akımlar denklem (6.26) ile üç faz sabit eksene çevrilir.

$$\begin{bmatrix} i_{fa}^* \\ i_{fb}^* \\ i_{fc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{f\alpha} \\ i_{f\beta} \end{bmatrix} \quad (6.26)$$

Yukarıdaki denklikle üç fazlı beslemede yükün ürettiği reaktif güç ve harmonik akımları yok edecek i_{fa}^* , i_{fb}^* ve i_{fc}^* referans akımları elde edilmiş olur.

Şekil 6.39’da önerilen sistemin blok diyagramı görülmektedir. Yeni DMK sisteminde beslemeden kaynaklanan moment dalgalanmaları ve akım harmonikleri giderilmeye çalışılmıştır. İlgili devre, yeni DMK’ya eklenen AF-DC link bloğu içerisindeki besleme gerilimi ile doğrultucu arasına koyulan paralel aktif güç filtresidir.



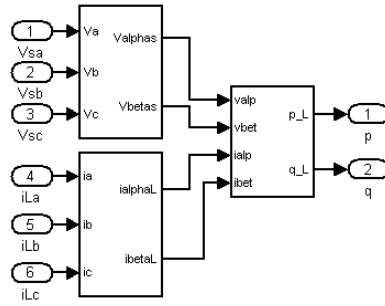
Şekil 6.39 Önerilen Aktif Filtre ve Yeni DMK’ya ait blok diyagram

6.4.1.1 Aktif Güç Filtresinin Matlab/Simulink Blokları ile Oluşturulması

Paralel aktif güç filtresi Matlab/Simulink SimPower System kütüphanesinde hazır olarak bulunmadığından mevcut elemanlar kullanılarak modellenir. Paralel aktif güç filtresinde; denetim stratejisi olarak “Anlık Reaktif Güç Teoremi”, anahtarlama

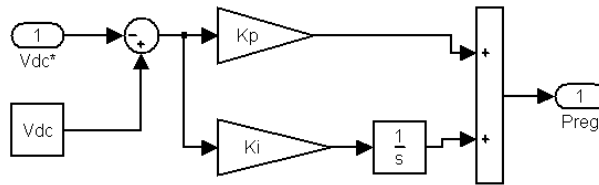
sinyallerinin üretilmesi içinde “Histerezis Band” tekniği yer almakta ve güç katında IGBT inverter kullanılmaktadır. Doğru akım beslemesi olarak kapasite ve hat bağlantı izolatörü olarak endüktanstan oluşmaktadır.

Aşağıda, Simulink blok bağlantıları gösterilen sistemde üç fazlı kaynak gerilimi ve yük akımlarının 2 fazlı α - β durağan referans yapıya çevirdikten sonra anlık reaktif güç kuramı kullanılarak yükün gerçek ve sanal güçleri hesaplanır.



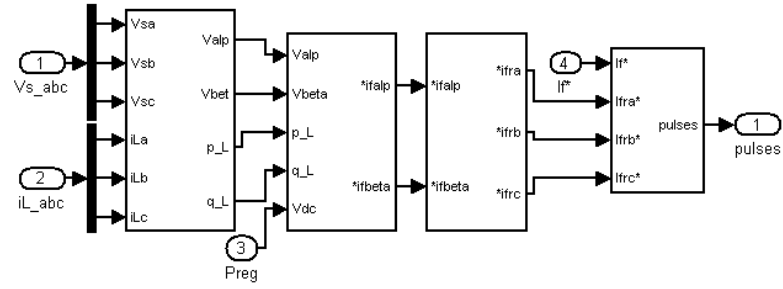
Şekil 6.40 Üç faz sabit eksen akım ve gerilimden yükün gerçek ve sanal güçlerinin bulunduğu Simulink Blok

Paralel aktif güç filtresi gerilim beslemeli olduğundan evirici devresinde doğru akım kaynağı olarak kapasite kullanılır. Bu kapasite sayesinde yükün çektiği akımlara göre sisteme aşılana ters fazda ve eşit büyüklükteki akımlar sağlanır. Kapasite üzerindeki gerilim Şekil 6.41’deki blok bağlantısı ile sabit tutulabilir.



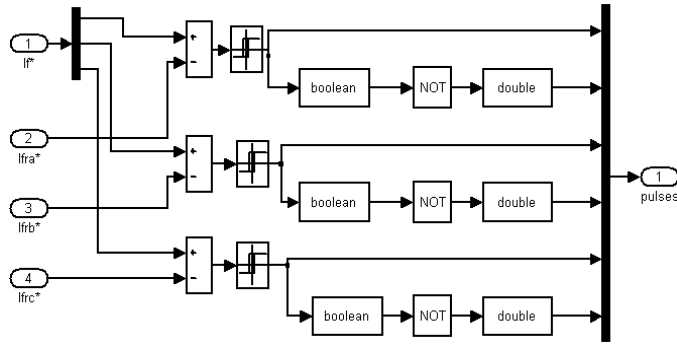
Şekil 6.41 V_{dc} geriliminin denetiminin yapıldığı Simulink Blok

Gerçek gücün AC bileşeninden ve sanal gücün, 2 faz α - β eksen takımında sabit duran referans akımlarının üretildiği ve bu akımlardan 3 faz sabit eksen takımına dönüşümü gösteren blok diyagram aşağıda gösterilmiştir.



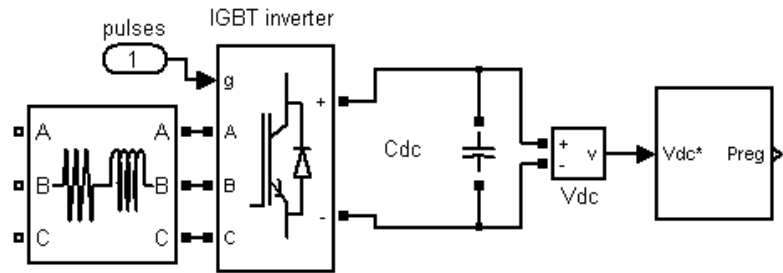
Şekil 6.42 Referans akım sinyallerinin üretildiği Simulink Bağlantısı

Elde edilen 3 faz sabit eksendeki referans akım sinyalleri, o anda filtre çıkışında var olan akımlarla karşılaştırılarak anahtarlama sinyallerini üreten Simulink blokları aşağıda gösterilmiştir.



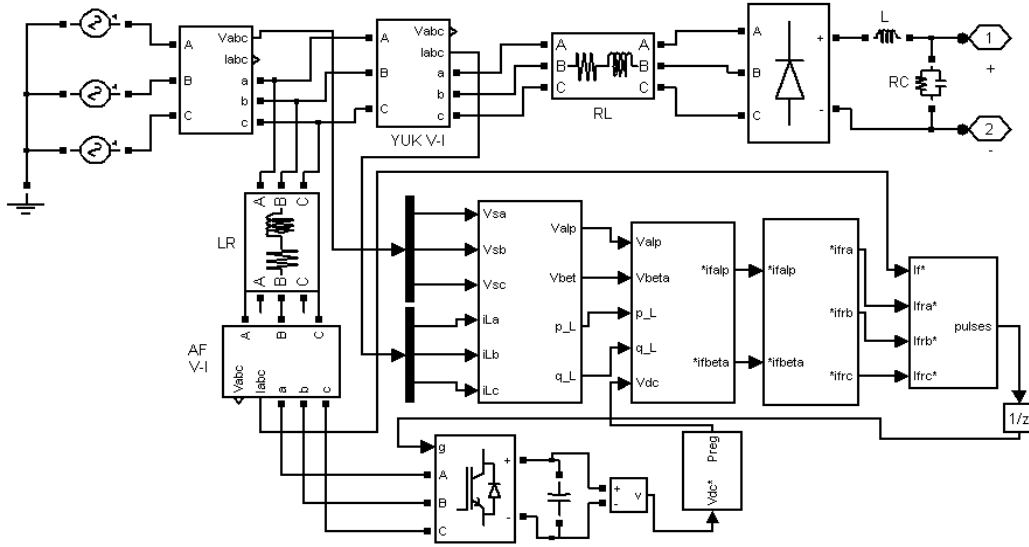
Şekil 6.43 Anahtarlama sinyallerinin üretildiği Simulink Blokları

Anahtarlama sinyalleri üretildiği inverter girişi endüktans üzerinden hatta bağlanmakta ve DC tarafında ise kondansatör kullanılmaktadır.



Şekil 6.44 Paralel Aktif filtre Güç devre bağlantısı

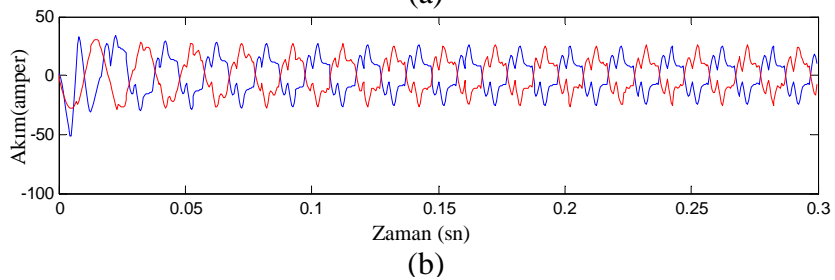
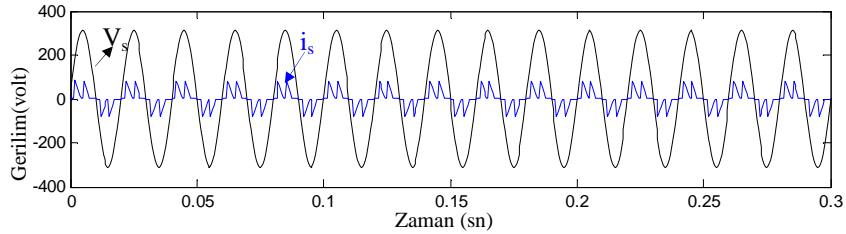
Aşağıdaki şekilde paralel aktif güç filtresi ve üç faz köprü doğrultucu devresi görülmektedir. AC gerilim kaynağından 220V rms gelmektedir. Şebeke sinyali köprü doğrultucu ile doğrultulduktan sonra RC yük üzerindeki DC gerilim, motor sürücü devresindeki inverter için DC gerilim kaynağı olarak kullanılacaktır. Burada aktif filtre devreye girerek şebekeden çekilen akımı sinüzoidal hale getirmektedir.

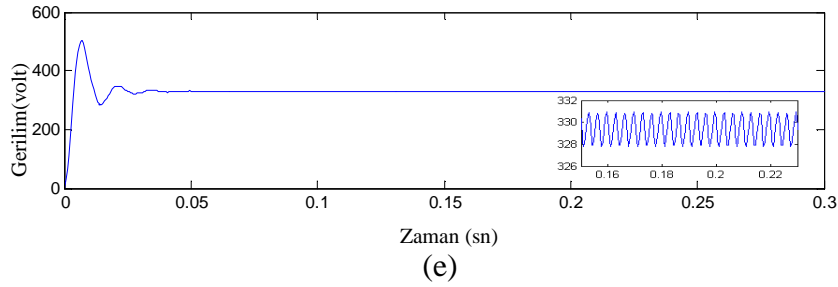
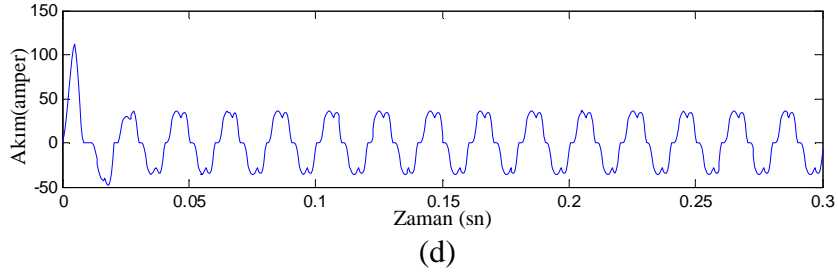
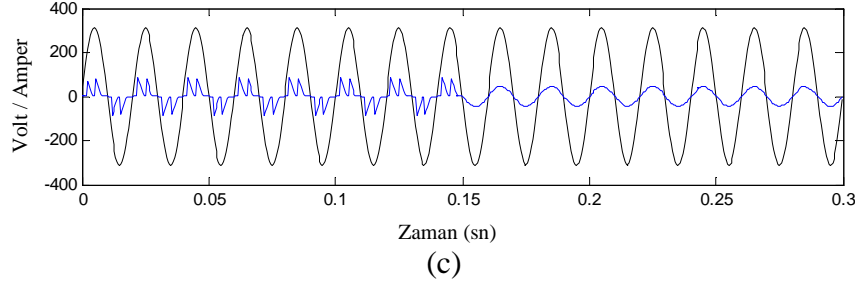


Şekil 6.45 Üç Faz Doğrultucu Devresi ve PAGF Simulink Blok Şeması

6.4.2 Aktif Filtre Kullanılarak Şebekeden Kaynaklanan Yük Akımı Harmoniklerinin Giderilmesi ve Reaktif Güç Kompanzasyonun Yapılması

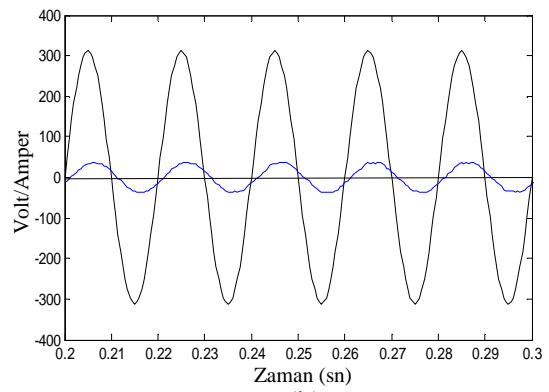
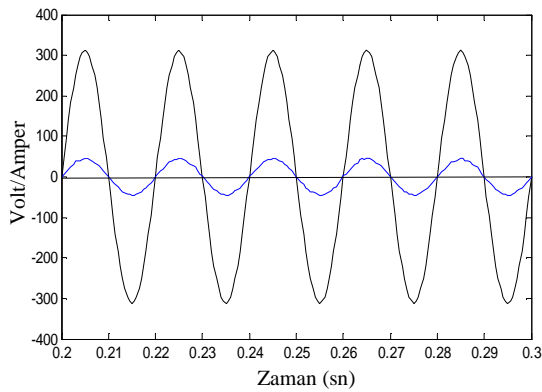
Şekil 6.45'teki devrenin sonuç grafikleri aşağıda gösterilmektedir. Şebeke ve aktif filtre parametreleri Ek-B'de verilmiştir. Şebeke gerilimi 220V rms ve frekans 50 Hz olarak alınmıştır. Doğrultucu çıkışına omik kapasitif yük bağlanmıştır. Anlık güç teorisi kullanılarak elde edilen grafikler, Şekil 6.46 (a)'da AGF devreye girmeden önce kaynak akım ve kaynak gerilim değişimi, (b)'de aktif filtre devreye girdikten sonra elde edilen aktif filtre referans akımı i_{rf} ve enjekte edilen kompanzasyon akımı i_f , (c)'deki şekilde aktif filtre 0,15. saniyede devreye girdikten sonra sinüzoidale benzeyen kaynak akımı ve gerilimi, (d)'de AGF devrede iken yük akımı, (e)'de DC taraf gerilim değişimi verilmektedir. Grafiklerde de görüldüğü gibi AGF 'si devreye girdikten sonra kaynaktan çekilen akım neredeyse tamamen sinüzoidal olmaktadır.





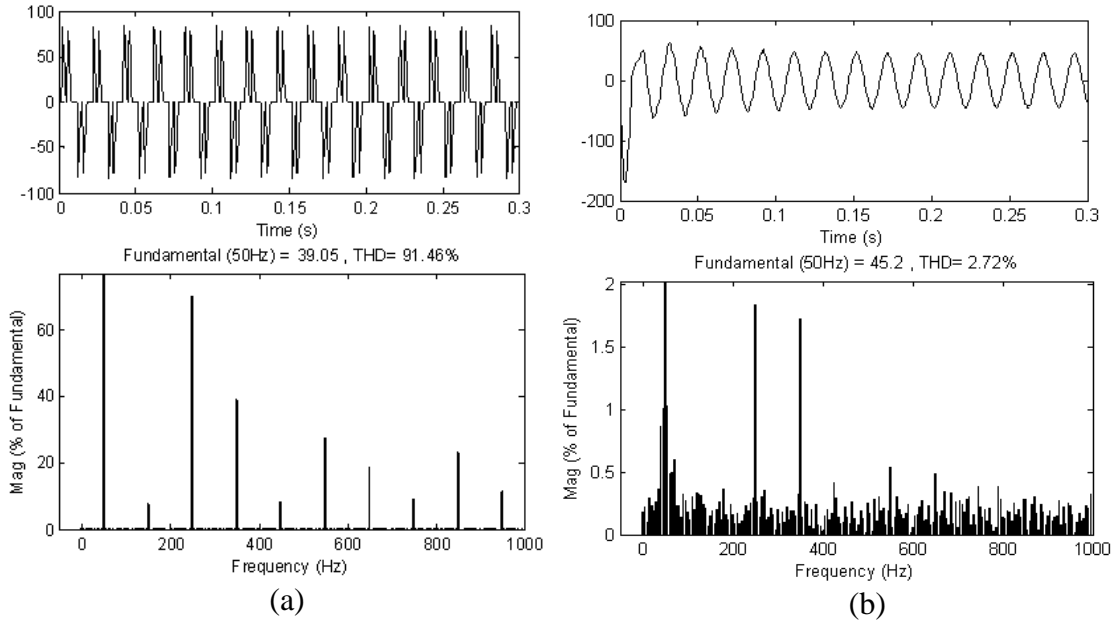
Şekil 6.46 (a) AGF devreye girmeden önce kaynak akım ve kaynak gerilimi, (b) referans akımı i_{rf} ve enjekte edilen kompanzasyon akımı i_f , (c) aktif filtre 0,15. sn' de devreye alındıktan sonra kaynak akımı ve gerilimi, (d) AGF devrede iken yük akımı, (e) DC taraf gerilim değişimi.

Yukarıda verilen grafiklerde denklik (6.25) kullanılarak hem harmonikler yok edilmekte hem de reaktif güç kompanzasyonu yapılmaktadır. Eğer denklik (6.23) kullanılırsa sadece harmoniklerin süzülmesi gerçekleşir fakat reaktif güç kompanzasyonu yapılmaz. Şekil 6.47(a)'da 0,2'inci saniye ile 0,3'üncü saniye arasındaki reaktif güç kompanzasyonu yapılmış kaynak akım ve gerilimi, (b)'de ise kompanzasyon uygulanmadığı durumdaki kaynak akım ve gerilimi görülmektedir.



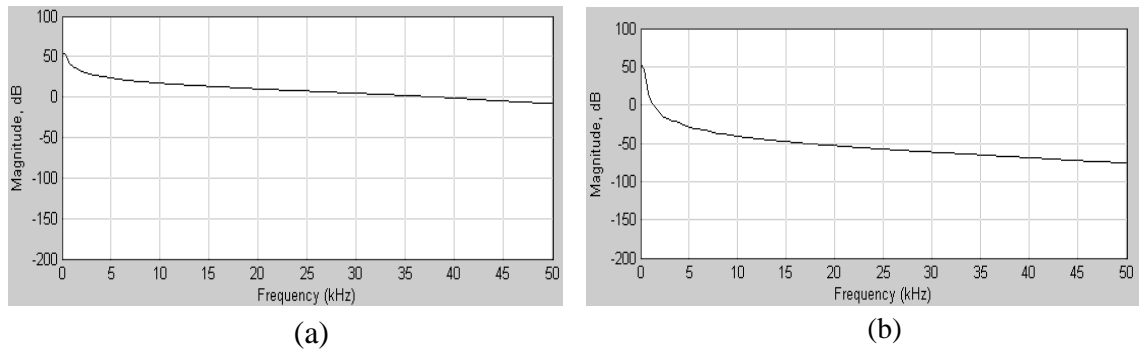
Şekil 6.47 (a) Reaktif Güç Kompanzasyonu yapıldığında kaynak akımı ve gerilimi (b) Kompanzasyon uygulanmadığı durumda kaynak akım ve gerilimi

Aşağıda çekilen yük akımının harmonik analizi görülmektedir. AGF bağlanmadan önce yük akımındaki toplam harmonik bozulma %92 iken, filtre devreye girdikten sonra THD oranı %3 civarına inmektedir. Kaynaktan çekilen harmonikler neredeyse tamamen elimine edilmiştir.



Şekil 6.48 (a) AGF devrede değilken A fazı spektrumu
(b) AGF devrede iken A fazı spektrumu

Aşağıdaki şekilde AGF’indeki EMI gürültü seviyesi görülmektedir. 50Hz’lik AC gerilim kaynağı ve devredeki doğrultucu bir EMI gürültü kaynağıdır. Filtre devrede değilken çalışma frekansında (50Hz) EMI gürültü seviyesi 55dB, yüksek frekanslarda ise -10dB’dir. Filtre bağlandıktan sonra çalışma frekansında 50dB, yüksek frekanslarda ise -75dB olduğu görülmektedir.



Şekil 6.49 (a) AGF devrede değilken EMI gürültü seviyesi
(b) AGF devrede iken EMI gürültü seviyesi

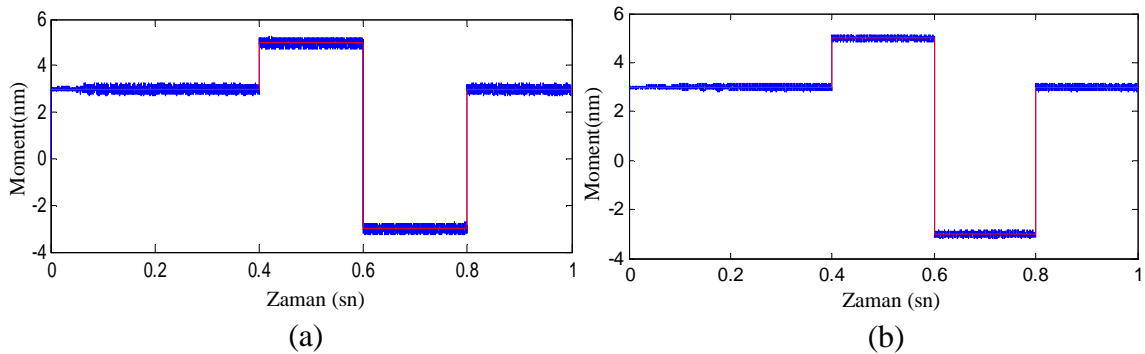
6.4.2.1 Oluşturulan Aktif Güç Filtresinin Yeni DMK Kontrol Sistemine Uygulanması

Bölüm 6.4.1’de önerilen filtre topolojisi yeni DMK yöntemine uygulanmış ve simülasyon sonuçları aşağıda verilmiştir. Inverter besleme gerilimini oluşturan 3 faz AC sinyal bir doğrultucu ile doğrultulduktan sonra inverter girişine verilmiştir. Paralel aktif filtre doğrultucu ile 3 faz AC kaynak arasındadır.

Önerilen aktif filtre topolojisinin yeni DMK ile birlikte çalışması halinde, filtreli ve filtersiz bir besleme yapılması durumunda elde edilen performans simüle edilmiştir. Her bir grafik karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Asenkron motor toprak geri dönüşümlü ve yıldız bağlıdır. Motor parametreleri Ek-A’da verilmiş ve 3 faz AC kaynak 220 V_{rms} ve 50 Hz’ dir. Aktif filtre parametreleri Ek-B’de gösterilmiştir. Sürücü, IGBT inverter’den oluşmaktadır.

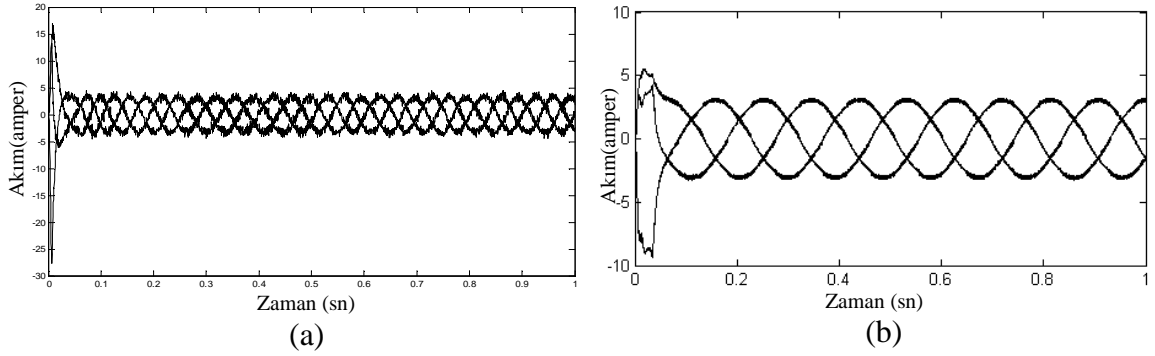
Simülasyon 100µsn’lik örnekleme zamanı ve ±0.1 Nm’ lik histerezis band moment kontrolü ile gerçekleştirilmiş ve sonuçları şekil 6.50 ile Şekil 6.56 arasında verilmiştir. Momentin kapalı çevrim kararlı hal performansı 80rad/sn’lik referans hıza sahiptir.

AGF bağlanmadan önce ve bağlandıktan sonra elde edilen açık çevrim dinamik moment cevabı Şekil 6.50-a ve Şekil 6.50-b’de sırasıyla verilmiştir. Her iki Şekil için kullanılan referans moment +3Nm, +5Nm, ve -3Nm aralığında değiştirilmiş, ardından +3Nm’de sabitlenmiştir. Şekillerden de görüldüğü gibi önerilen filtre topolojisine ait dinamik cevabın performansı, referans momentini yeterli biçimde takip etmektedir. Elde edilen değişimin moment dalgalanması ±0,30Nm’dir ve referans moment civarında değişecek şekilde yerleşmiştir. Filtre uygulanmadan yeni DMK ile yapılan çalışmada elde edilen moment ±0,50Nm civarında moment dalgalanmalarından dolayı istenen moment bandında ayarlanamamaktadır.



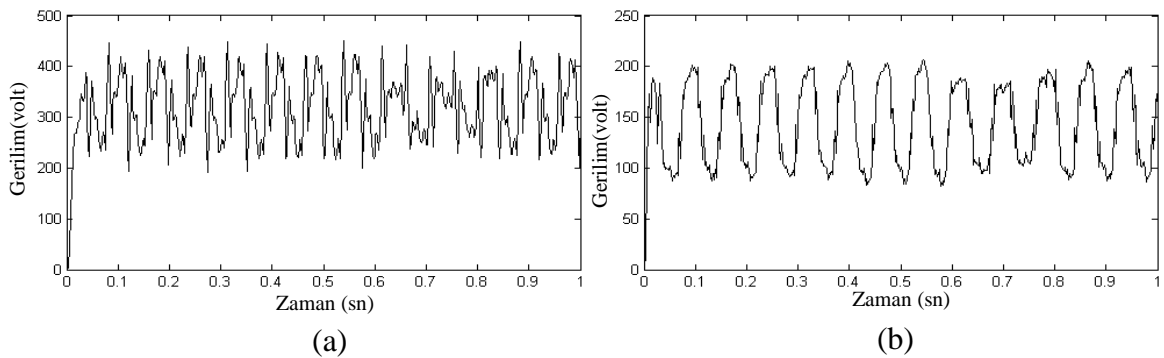
Şekil 6.50 Yeni DMK dinamik momentini (a)AGF bağlanmadan önce
(b) AGF bağlandıktan sonra

Şekil 6.51-a ve Şekil 6.51-b’de sırasıyla aktif filtre kullanılmadığında ve kullanıldığında elde edilen yeni DMK kontrolündeki motor hat akımları cevabı verilmiştir. Önerilen filtre algoritması uygulandıktan sonra akım dalga şeklinin daha düzgün olduğu gözükmetedir. Beslemeden kaynaklanan akım harmonikleri elimine edilmiş fakat motor tarafındaki inverter’in anahtarlama sırasında dolayı oluşan harmonikler yok edilmemiştir. Önerilen aktif filtre ile sistemdeki harmonik miktarı azaltılmıştır.



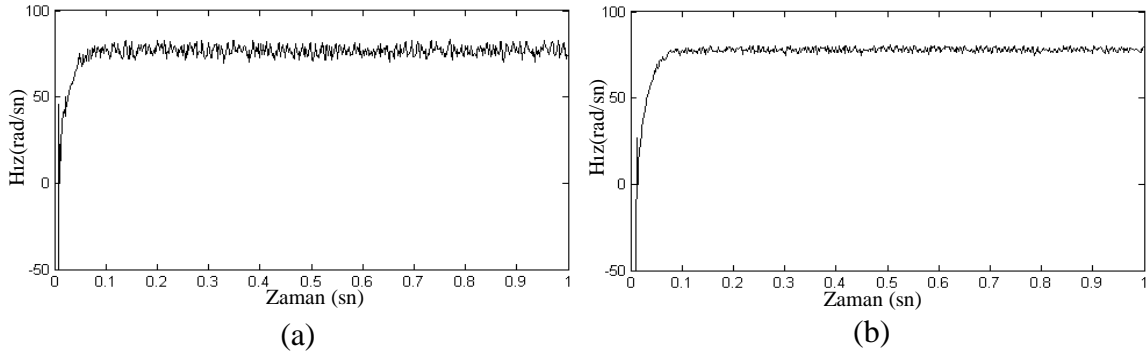
Şekil 6.51 Motor faz akımları (a)AGF bağlanmadan önce
(b) AGF bağlandıktan sonra

Şekil 6.52’de motora AGF uygulanmadan önceki ve sonraki kalıcı hal performansları görülmektedir. Burada elde edilen dalga şekillerinin değişimine bakıldığında AGF uygulandıktan sonra motor faz giriş gerilimi görülmektedir. AGF uygulandıktan sonra faz geriliminin sinüzoidal dalga şekline yaklaştığı ve beslemeden dolayı oluşan harmoniklerden arındığı görülmektedir. Faz geriliminin sinüzoidale daha fazla yaklaştığı açıktır. Burada da motoru sürten inverter anahtarlama sırasında dolayı oluşan harmoniklerin var olduğu, fakat DC beslemeden dolayı oluşan harmoniklerin giderildiği görülmektedir. Daha sinüzoidal bir dalga şekli için inverter ile motor girişi arasına pasif filtre veya seri bir aktif filtre bağlanabilir. Fakat bu da maliyeti çok arttıracaktır. Bunun yerine inverter’in anahtarlama frekansı artırılarak bir çözüm oluşturulabilir.



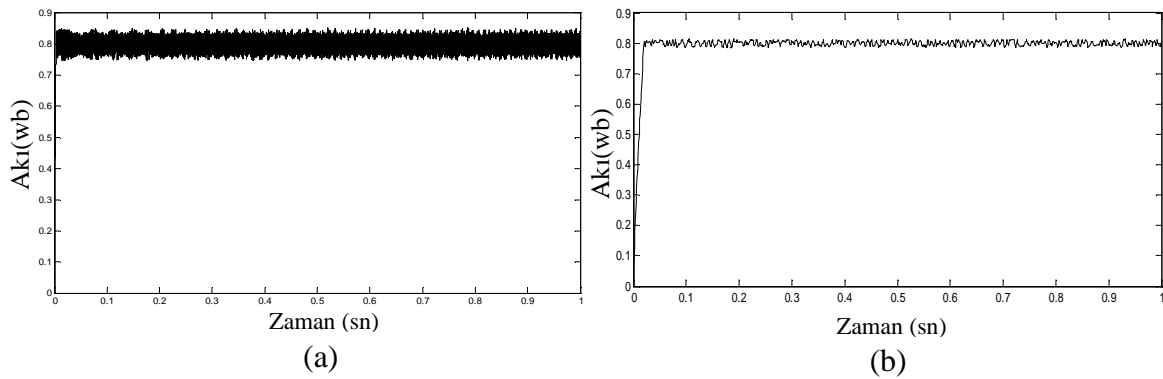
Şekil 6.52 Motor giriş gerilimleri (a)AGF bağlanmadan önce
(b) AGF bağlandıktan sonra

Şekil 6.50’de moment dalgalanmalarında düşüş olduğu görülmektedir. Buna göre motor sargılarındaki harmoniklerin temizlenmesi ile mekanik titreşim ve bunun sonucu olarak ortaya çıkan akustik gürültülerin azalmasını sağlar. Aynı zamanda iyi bir hız cevabının olmasını sağlar. Şekil 6.53-a’da AGF kullanılmadan hız cevabı 6.53-b’de ise AGF uygulandıktan sonra hız cevabı görülmektedir.



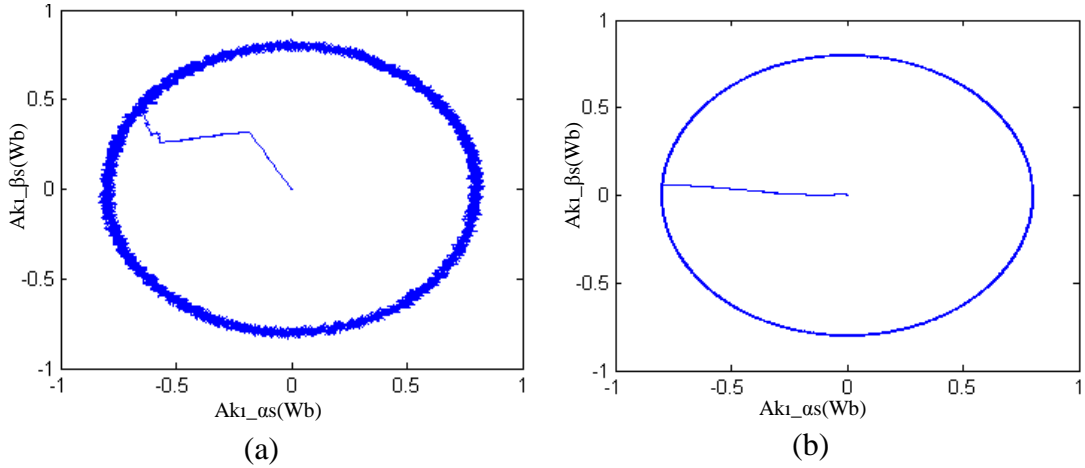
Şekil 6.53 Yeni DMK kontrolünde hız cevabı (a)AGF bağlanmadan önce
(b)AGF bağlandıktan sonra

Şekil 6.54-a’ya bakıldığında AGF bağlandıktan sonra stator akısında dalgalanma miktarı da azalmıştır. Filtre bağlanmadan önce $\pm 0,025\text{wb}$ ’lik dalgalanma miktarı neredeyse 0.005wb ’e düşmektedir.



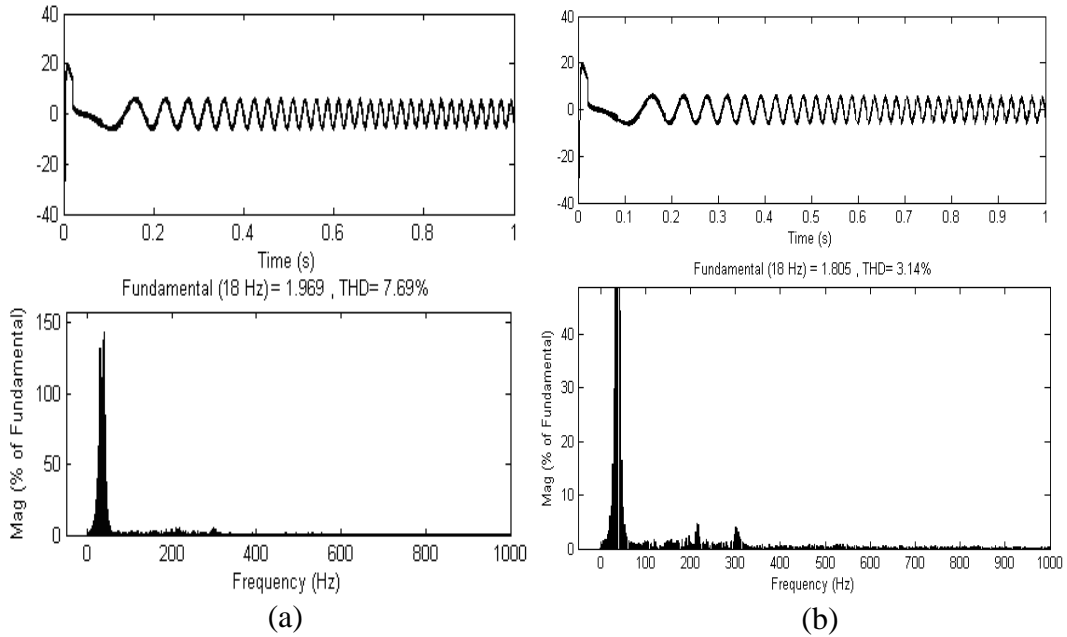
Şekil 6.54-a Yeni DMK kontrolünde akı cevabı (a)AGF bağlanmadan önce
(b)AGF bağlandıktan sonra

Şekil 6.54-b’de AGF uygulanmadan önce ve uygulandıktan sonraki kalıcı hal stator akı döngüleri görülmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi AGF uygulanmasından sonra akıdaki dalgalanma azaldığı için stator akı döngüsündeki dalgalanma azalmıştır. Neredeyse tam bir dairesel şekil çizmiştir.



Şekil 6.54-b Yeni DMK akı döngüsü cevabı (a)AGF bağlanmadan önce
(b) AGF bağlandıktan

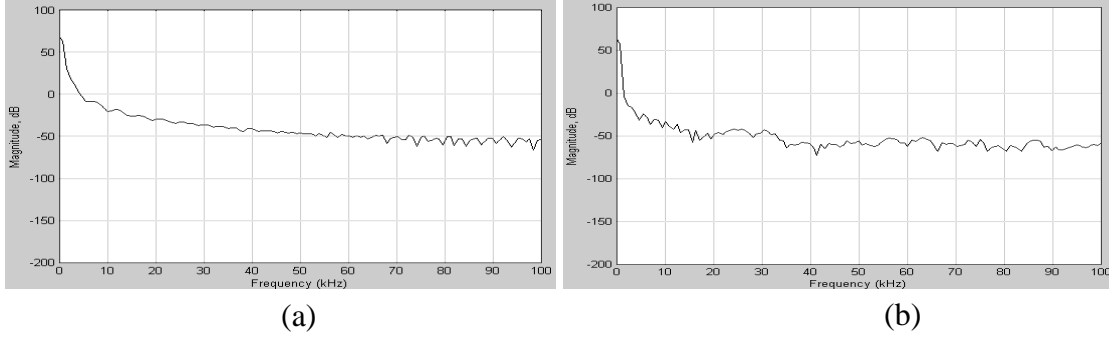
Şekil 6.55'te AGF bağlanmadan önceki ve sonraki faz akım spektrumu görülmektedir. Filtre bağlanmadan önce THD seviyesi %8 olacak şekilde gösterilen frekans aralığında dağıldığı görülmektedir. Harmonik akımlar azaltıldığı takdirde, motorun ürettiği momentte iyileşme ve momentteki parazitik dalgalanma yok olacaktır. DC linkteki harmoniklerin temizlemesiyle sistem performansını etkileyen harmonik durumu aşağıdaki şekilde görülmektedir. THD seviyesi % 3'e düşmüştür.



Şekil 6.55 EMI gürültü seviyesi (a)AGF bağlanmadan önce
(b) AGF bağlandıktan sonra

Şekil 6.56'da EMI gürültü grafikleri gösterilmiştir. Şekil 6.41-a'da AGF filtresi DTC motor kontrol sistemine bağlamadan önceki EMI grafiğidir. Ardından AGF'si çalıştırıldığında gürültü durumunu gösteren şekil 6.41-b verilmiştir. Buna göre AGF

bağlanmadan önceki EMI gürültü seviyesi çalışma frekansında 72dB, yüksek frekanslarda -53dB'dir. AGF filtresi devreye alındıktan sonra EMI gürültü seviyesi çalışma frekansında 65dB, yüksek frekanslarda -63dB'dir. Şekillerden de görüldüğü gibi EMI gürültü seviyesi az miktarda değişmiştir. Bu motor ile inverter arasındaki inverter'den kaynaklanmaktadır. Buraya uygulanabilecek bir pasif veya aktif filtre EMI seviyesini çok daha azaltabilir. Özellikle motoru süren inverter'den kaynaklanan gürültüyü yok etmek için seri bir aktif filtre geliştirilebilir [66].



Şekil 6.56 EMI gürültü seviyesi (a) AGF bağlanmadan önce
(b) AGF bağlandıktan sonra

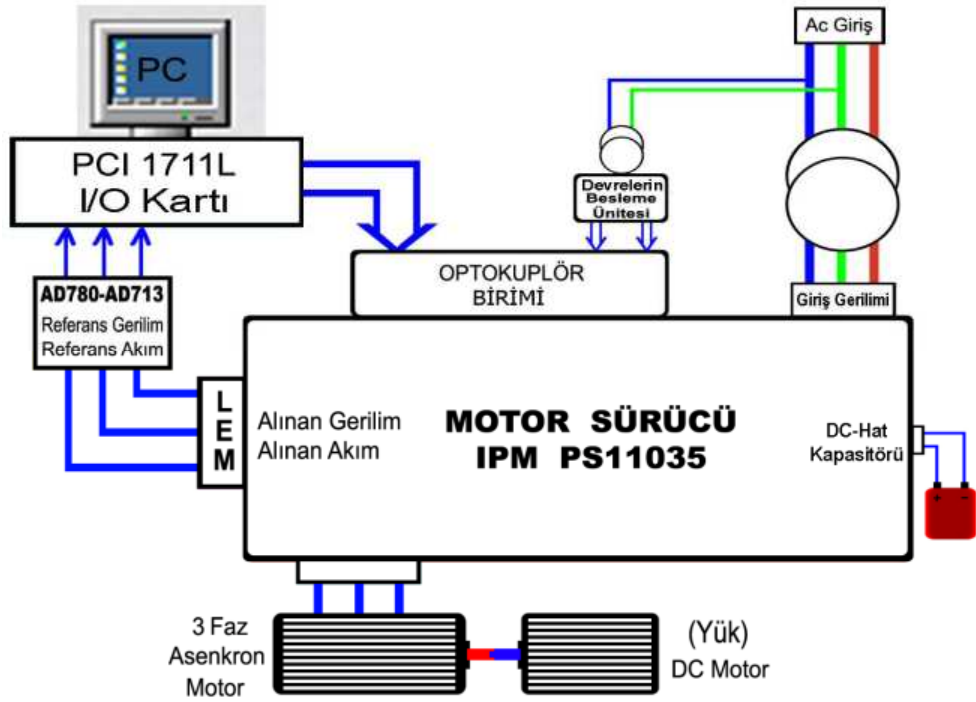
DENEYSEL ÇALIŞMA VE YENİ KONTROL MODELİNİN GERÇEKLENMESİ

Matematiksel modeli oluşturulan yeni DMK algoritması, deneysel düzenek kurularak gerçekleştirilmiştir. Aşağıdaki bölümlerde deneysel düzenek detaylı bir şekilde anlatıldıktan sonra grafiksel sonuçları verilmektedir.

7.1 Deneysel Düzeneğin Tanıtımı

Deneysel düzeneğin blok şeması Şekil 7.1’de gösterilmektedir. Deneysel düzenekte her bir birim ayrı ayrı oluşturulmuş ardından birbirine uygun şekilde bağlanmıştır. Deneysel düzenek AC-DC motor birimi, PC-SCSI iletişim portu birimi, DC-hat kapasitörü, IPM inverter birimi, akım ve gerilim sensörleri devresi birimi, referans akım ve gerilim devresi birimi, besleme devresi birimi ve optik izolasyon biriminden teşkil etmektedir.

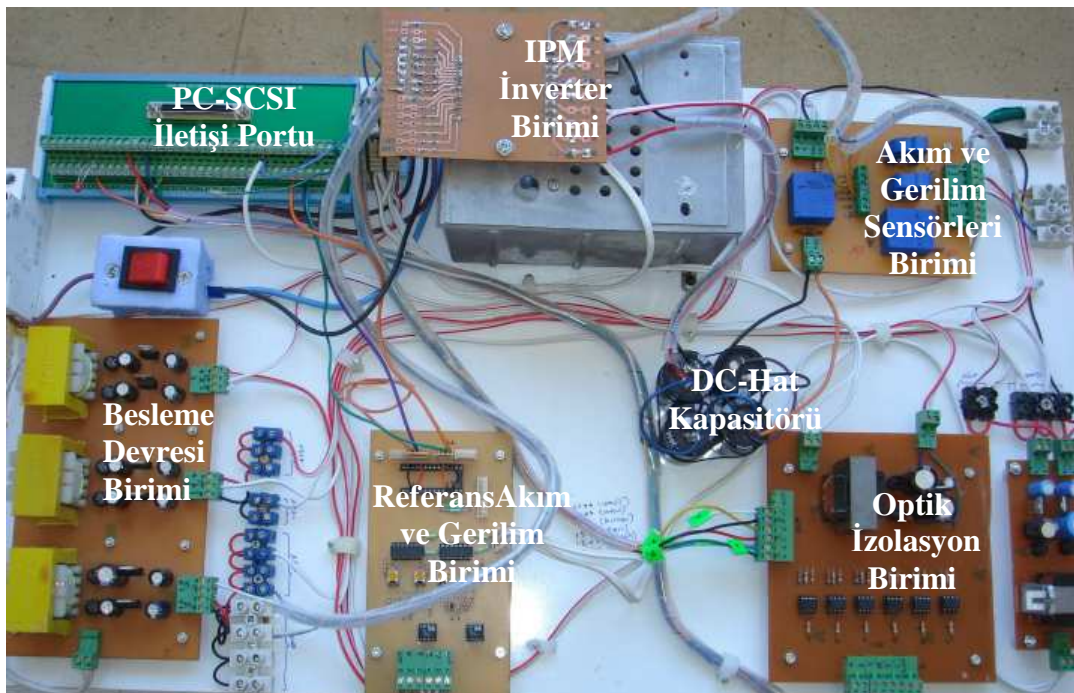
Model algoritması bir bilgisayara üzerinde gerçekleştirilmektedir. Algoritmanın gerçekleştirilmesi için sensörlerden gelen gerekli akım ve gerilim bilgilerinin okunması PCI I/O kartı ile yapılmaktadır. Bu endüstriyel PCI I/O kartının bilgileri Ek-C’de verilmiştir. PCI kart içerisinde 16 analog ve dijital giriş kanalı ile 16 dijital çıkış kanalı vardır. Analog giriş kanallarından üçü, akım ve gerilimin okunmasında, yedi dijital çıkış kanalı inverter’i sürmek ve inverter sinyalinin kontrolü için kullanılmaktadır.



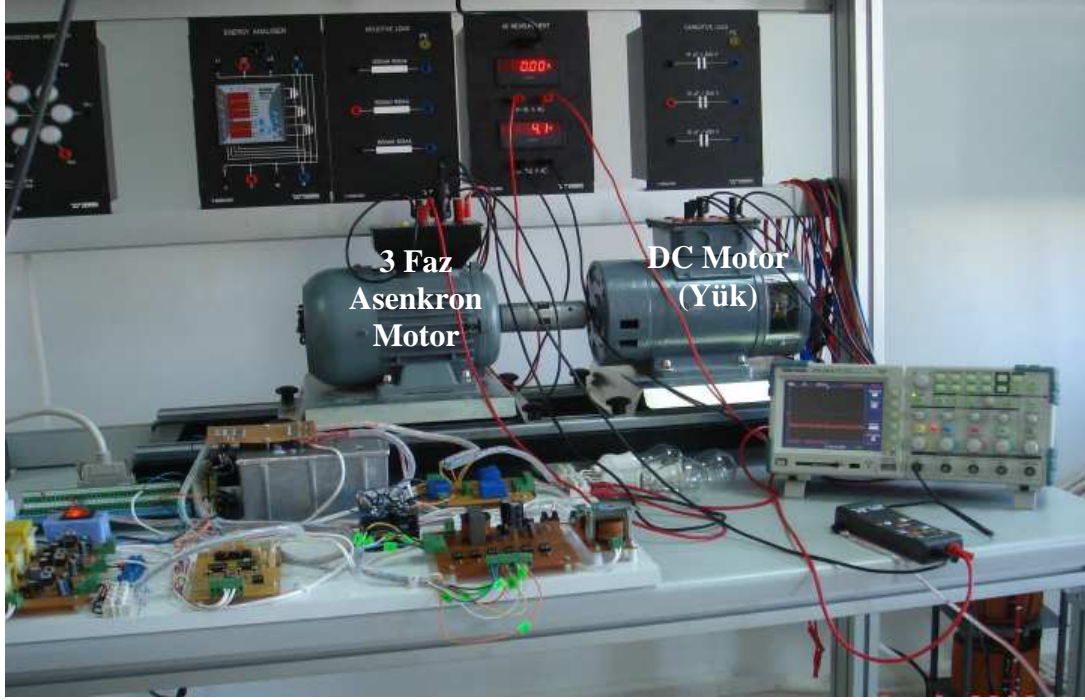
Şekil 7.1 Deneysel düzeneğin blok şeması

AC-DC motor birimi, üç fazlı sincap kafesli asenkron motordan ve yük olarak DC motordan oluşmaktadır. Motora ait parametreler fabrikadaki gelişmiş ölçüm cihazlarından alınmıştır. Asenkron motora ait veriler Ek-A'da verilmiştir. Yük olarak kullanılan DC motora ait parametreler de Ek-A'da verilmiştir.

Gerçekleştirilen deneysel düzenek Şekil 7.2'de gösterilmektedir. Deneysel düzende kullanılan diğer birimler aşağıdaki maddelerde kısaca anlatılacaktır.



(a)

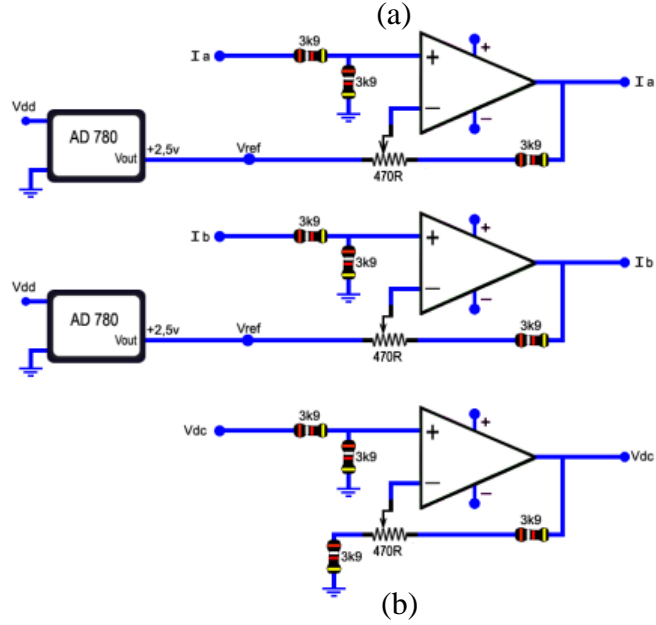
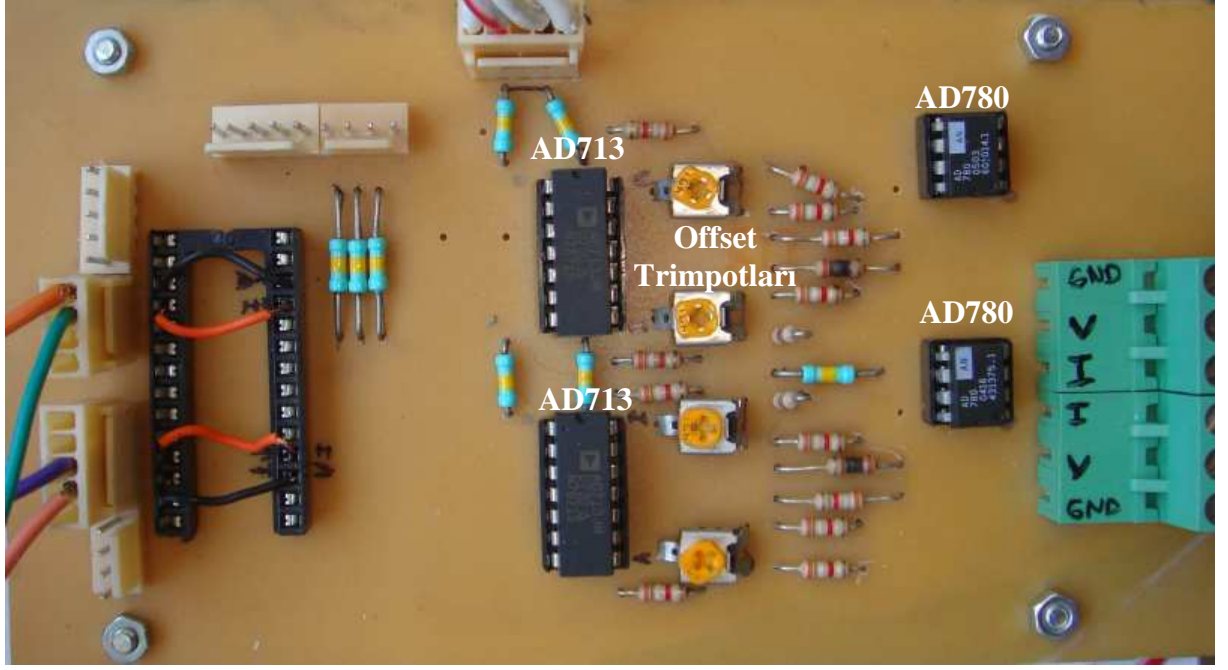


(b)

Şekil 7.2 Deneysel düzenek (a) Kontrol devresi
(b) Komple deneysel

7.1.1 Referans Gerilim ve Akım Devresi Birimi

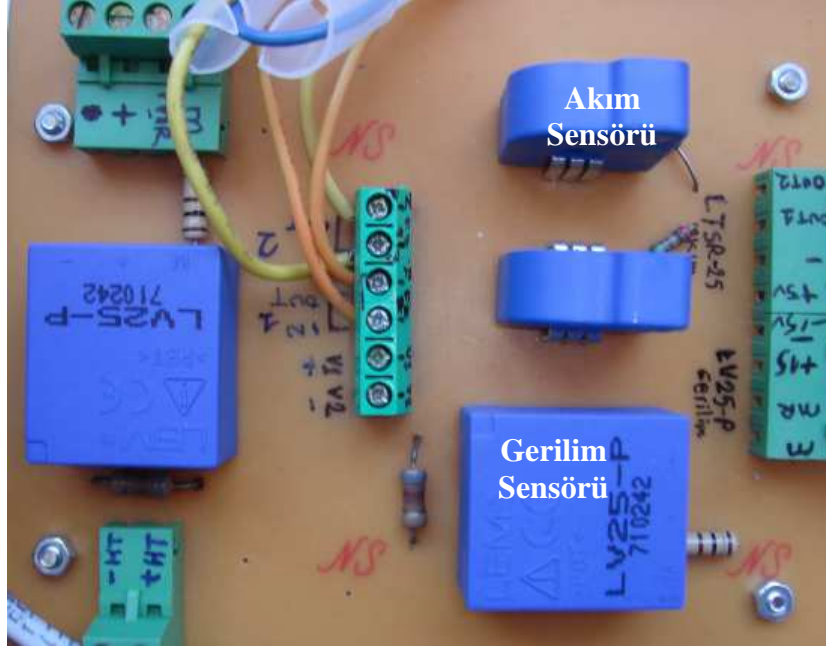
Şekil 7.3'te gösterilen referans gerilim ve akım devresinde düşük offset hatası, düşük tam ölçüm hatasını önlemek ve yüksek empedanslı bir giriş sağlamak için AD713 işlemsel kuvvetlendirici kullanılmaktadır. Şekil 7.3'te görülen dört adet 470 Ω 'luk trimpotun ayarlanması ile offset ve tam ölçüm hatası azaltılabilmektedir. 5V giriş gerilimine sahip akım sensörleri +2,5'luk offset çıkış gerilimi vermektedir. Şekil 7.3-b'de de görüldüğü gibi sensör çıkışındaki offset gerilimi AD780 referans gerilim entegresi sayesinde sıfırlanmaktadır. Asenkron motor çalışmıyorken yani devre hiçbir akım çekmiyorken, PCI kartın analog girişine sıfır volt verilmektedir. Her iki akım sensörü içinde aynı devre kullanılmaktadır. Motor çalışmıyorken gerilim sensöründen gelen voltaj değeri opamp devresi sayesinde sıfırlanmaktadır. Kullanılan entegreler hakkındaki bilgiler Ek-D'de verilmiştir.



Şekil 7.3 Referans Akım ve Gerilim birimi (a)Devre görünüşü (b)Devre şeması

7.1.2 Gerilim ve Akım Sensörleri Devresi Birimi

Şekil 7.4’de gösterilen sensör devresi iki gerilim ve iki akım devresinden oluşmaktadır. Gerilim sensörlerinden sadece biri kullanılmaktadır. Akım sensörleri, LEM Hall etkili LTSR 25-NP tipi akım transdüserleridir. Bu sensörle AC,DC ve karışık akımları 25A’ e kadar ölçülebilir. Buradaki sensörlerin akım ölçme aralığı $\pm 12A$ olarak ayarlanmıştır. Akım sensöründeki ölçüm çıkış aralığı $2,5 \pm 0,625V$ ’tur. Buradaki 2,5V’luk gerilim, offset değeridir.



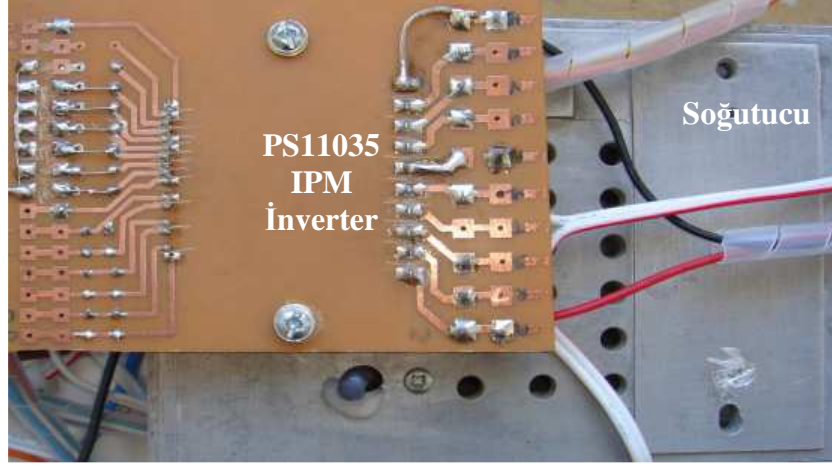
Şekil 7.4 Gerilim ve akım sensörü birimi, iki adet LV 25P ve iki adet LTSR 25NP akım sensörü

a fazının akımı ve b faz akımı ölçüldükten sonra c faz akımı $-(i_a+i_b)$ şeklinde matematiksel olarak hesaplanmaktadır.

Gerilim sensörü LEM Hall etkili LV 25-P gerilim transdüseridir. Sensöre gelen yüksek akımı sınırlandırmak için $33K\Omega$ 'luk direnç kullanılmıştır. Sekonder kısmında ölçme direnci olarak 100Ω kullanılmaktadır. LV 25-P sensörü 10-500V arası AC, DC ve karışık gerilimleri ölçmektedir. Akım ve gerilim sensörlerine ait bilgiler Ek-E'de verilmektedir.

7.1.3 IPM İnverter Birimi

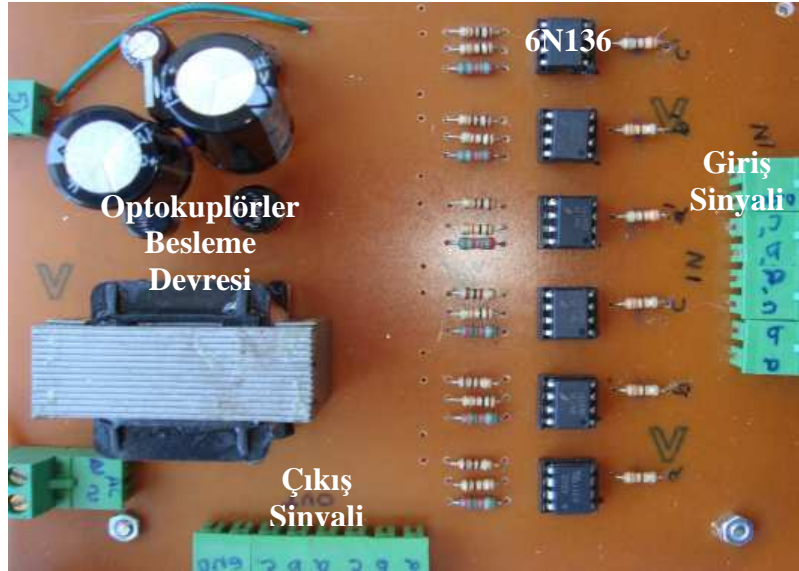
Şekil 7.5'te IPM inverter birimi gösterilmektedir. Bu birim, PS11035 IPM modül ve soğutucudan oluşmaktadır. PS11035 modül içerisinde köprü doğrultucu, 3 faz IGBT inverter ve sürücü devre bulunmaktadır. Harici köprü doğrultucuya gerek duyulmaz. PS11035'in P2 ve N2 uçlarına DC voltaj girilir. Aynı zamanda bu uçlara DC-hat kapasitörü bağlıdır. Bu kapasitörün değeri toplamda $2200\mu F$ 'tır. Ayrıca inverter'e uygulanan gerilim değeri bu uçlardan okunmaktadır. Soğutucu kısım ise IPM'de oluşabilecek aşırı ısınma için kullanılmıştır. PS11035 hakkında daha fazla bilgi Ek-F'de verilmektedir.



Şekil 7.5 PS11035 IPM inverter birimi ve soğutucu

7.1.4 Optik İzolasyon Birimi

Bilgisayar iletişim portu ile inverter arasında izolasyonu sağlamak amacıyla optokuplörler kullanılmıştır. Bu devre Şekil 7.6’da görülmektedir. Optokuplör olarak TTL uyumlu 6N136 kullanılmıştır. Devre üzerindeki 5V’luk bir besleme devresi optokuplörler için ayrı bir besleme devresi olarak kullanılmaktadır. 1MHz’e kadar anahtarlama yapabilen bu devre elemanı hakkında Ek-G’de daha detaylı bilgi verilmektedir.

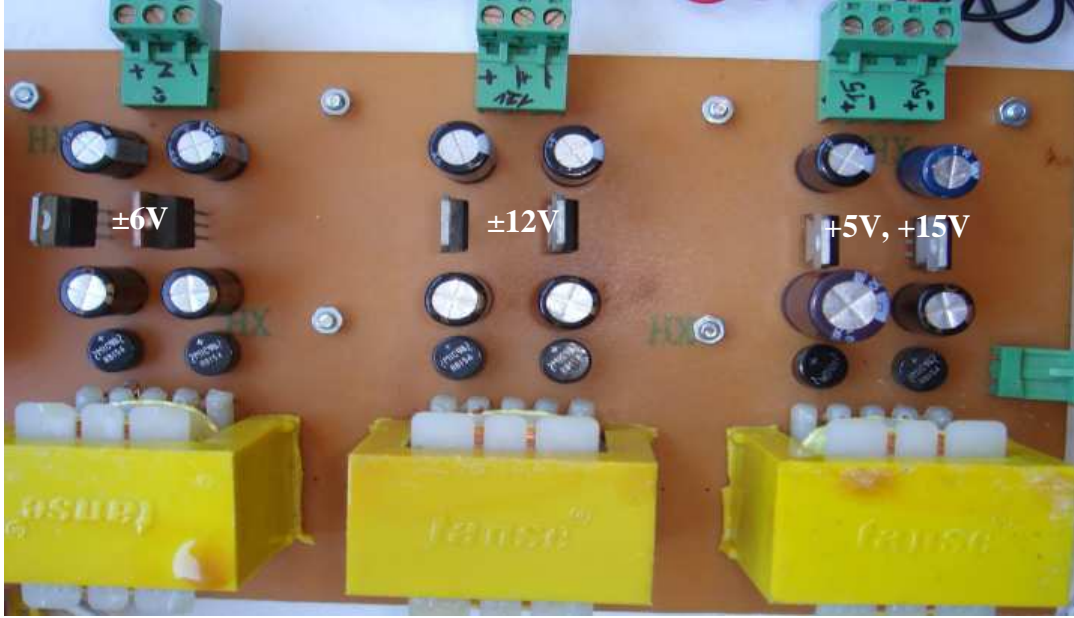


Şekil 7.6 Optik izolasyon birimi (6N136 optokuplörler, sinyal giriş ve çıkışları, besleme devresi)

7.1.5 Besleme Devresi Birimi

Şekil 7.7’de gösterilen besleme devresi biriminde şebeke sinyali trafolarla düşürüldükten sonra 7805, 7815, 7806, 7812, 7906 ve 7912 pozitif ve negatif regülatör entegreleri ile gerekli doğru gerilimler elde edilmiştir.

IPM modül için gerekli besleme gerilimi +15V, IPM modülün kontrol sinyalinin düşük aktifte çalışması için gerekli gerilim +5V, referans akım ve gerilim devresi ve sensör devresi için gerekli gerilimler bu devre ile sağlanır.

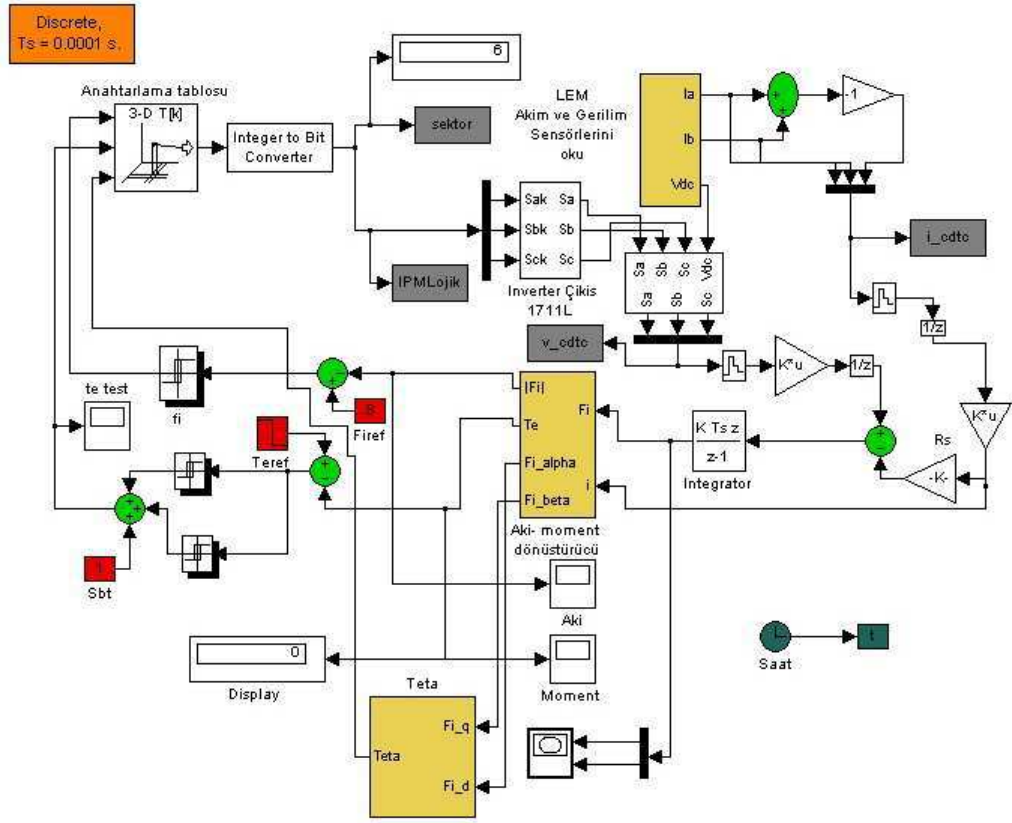


Şekil 7.7 Besleme devresi birimi

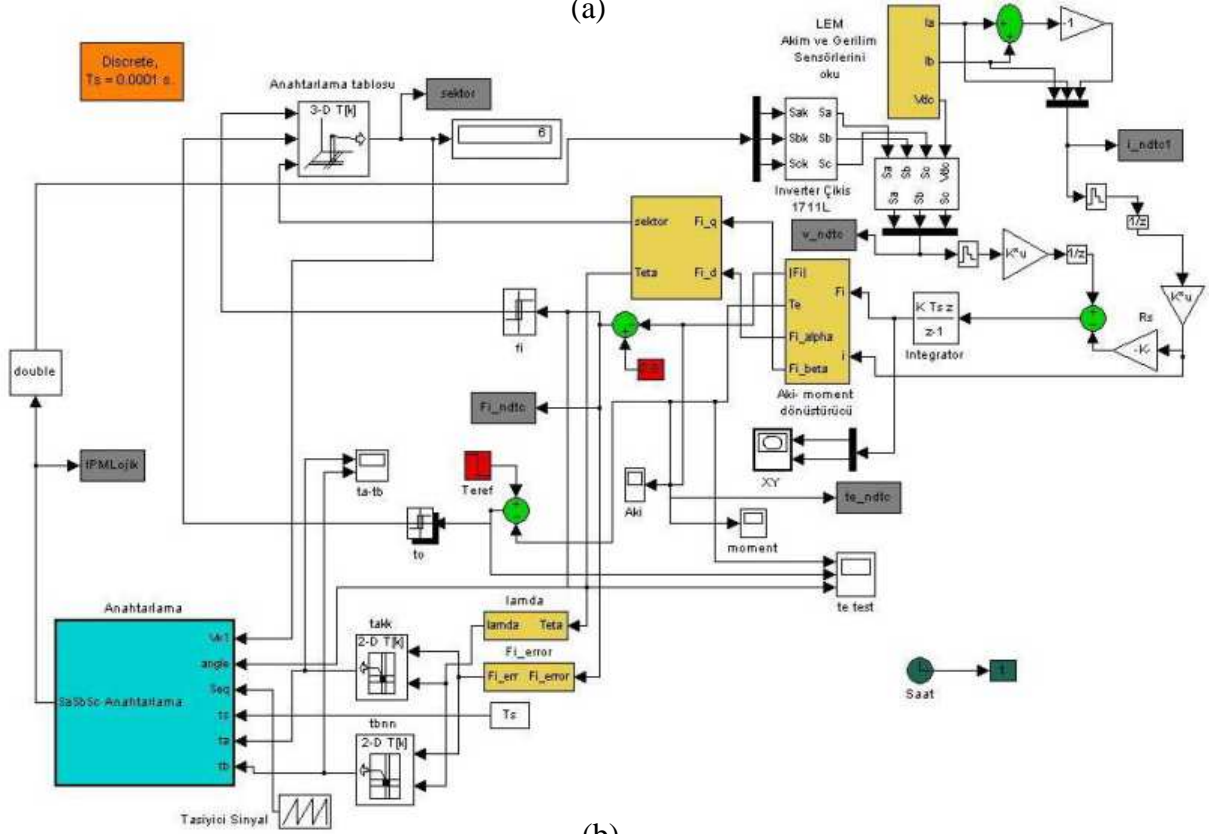
7.2 Geliştirilen Yeni DMK Kontrol Algoritması

Yeni geliştirilen DMK algoritması ve klasik DMK algoritması Matlab/Simulink ortamında, RWT modu kullanılarak oluşturulmuştur. Çözücü olarak Runge-Kutta nümerik algoritması kullanılmıştır. Şekil 7.8’de, oluşturulan algoritmanın Matlab/Simulink ortamındaki blok diyagramı vardır. Algoritma anlık olarak gerilim ve akım değerlerini aldıktan sonra bu verileri işleyerek örnekleme periyoduna göre inverter’e gerekli sinyalleri göndermektedir. “Anahtarlama” bloğu içinde gömülü Matlab kodu Ek-H’da verilmektedir.

Şekil 7.9’da yeni DMK ve klasik DMK’yı içeren programın akış şeması gösterilmektedir.

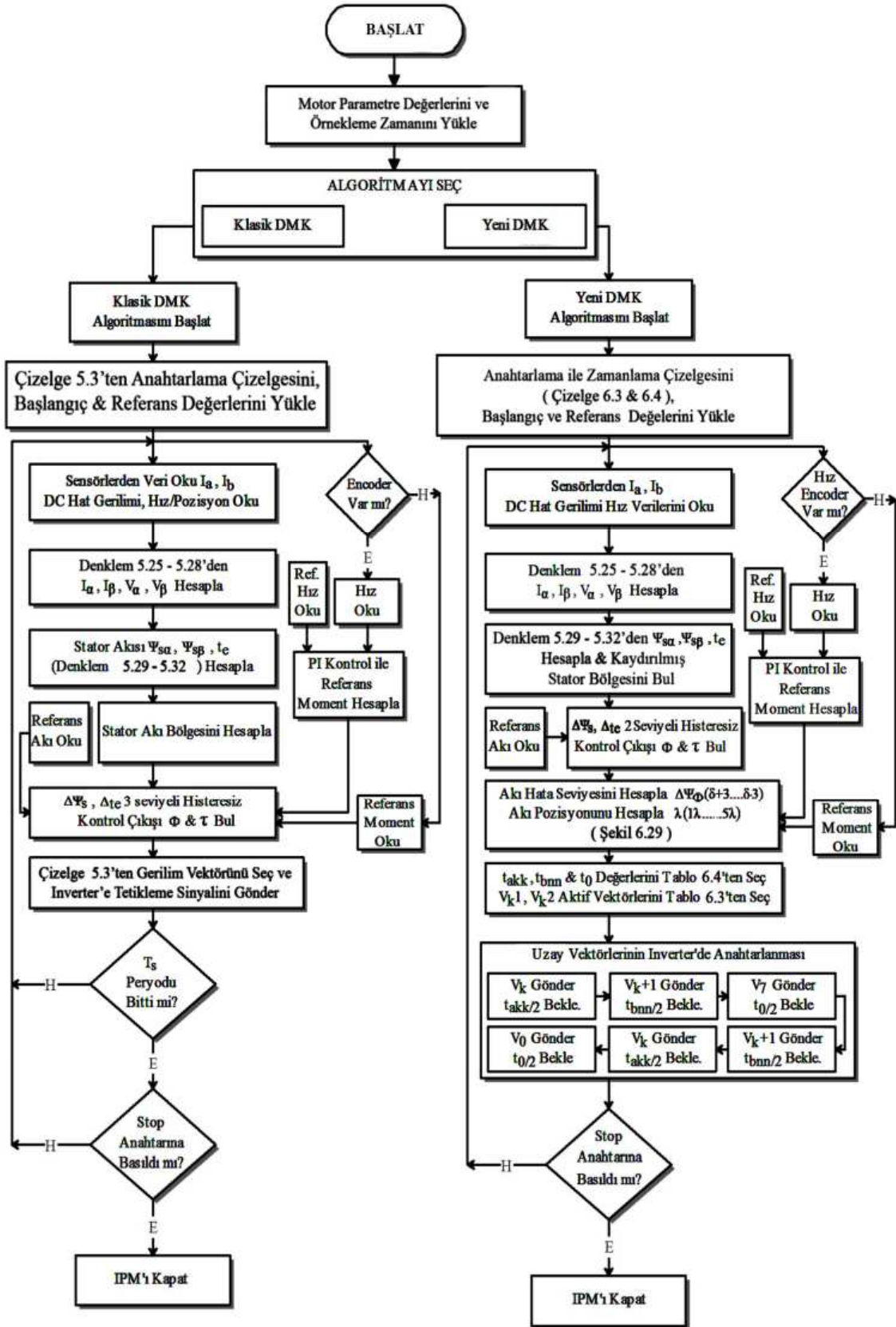


(a)



(b)

Şekil 7.8 (a)Klasik DMK Matlab/Simulink uygulama blok diyagramı
(b)Yeni DMK Matlab/Simulink uygulama blok diyagramı

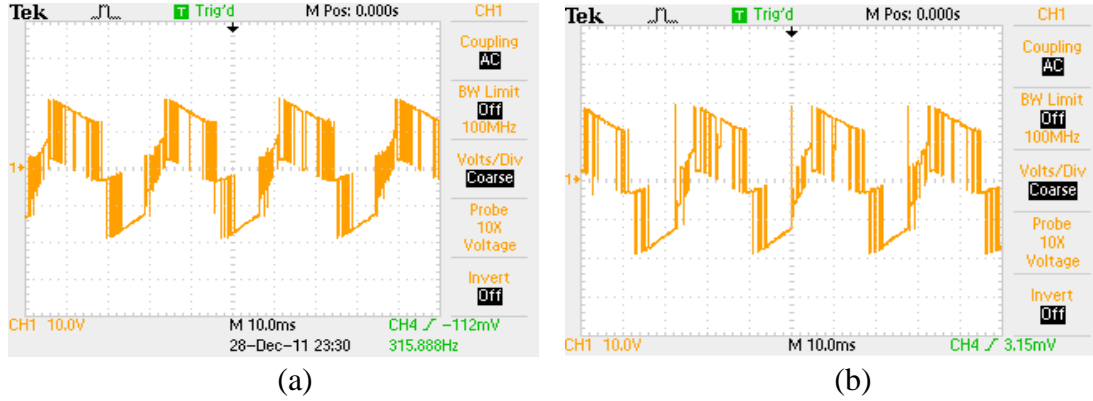


Şekil 7.9 Klasik DMK ve Yeni DMK Akış diyagramı

7.3 Deneysel Sonuçlar

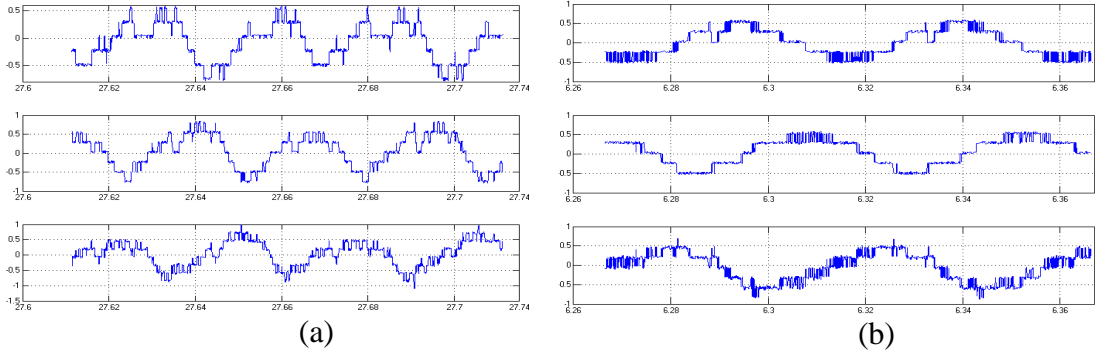
Klasik DMK ve yeni DMK için yüksüz durumdaki faz gerilimi, faz akımları, stator akısı, dinamik moment ve stator akı döngüsü Şekil 7.10-7.15 arasında gösterilmiştir. Grafikler hız sensörü olmaksızın ölçülmüştür. Örnekleme zamanı $100\mu\text{sn}$ 'dir. Referans akı 0.8Wb , referans moment 3Nm , -3Nm olarak değiştikten sonra 2Nm olarak devam etmiştir.

Şekil 7.10-a'daki Klasik DMK motor faz gerilimi ile Şekil 7.10-b'deki yeni DMK motor faz gerilimi karşılaştırıldığında, yeni DMK'nın periyodik gerilim ortalamasının daha düşük olduğu gözükmemektedir. Yeni DMK'da inverter'in anahtarlama miktarı azaldığı için akı ve momentteki, EMI ve harmonik gürültüler azalacaktır.

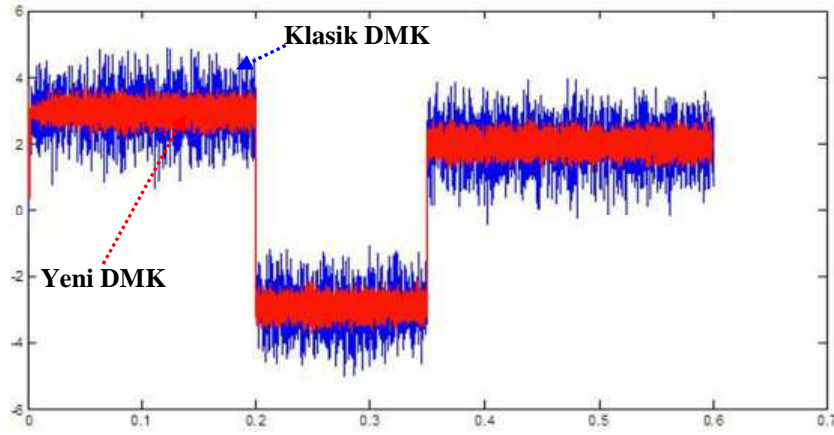


Şekil 7.10 Yüksüz durumdaki motor A fazı gerilimi (a) Klasik DMK (b) Yeni DMK

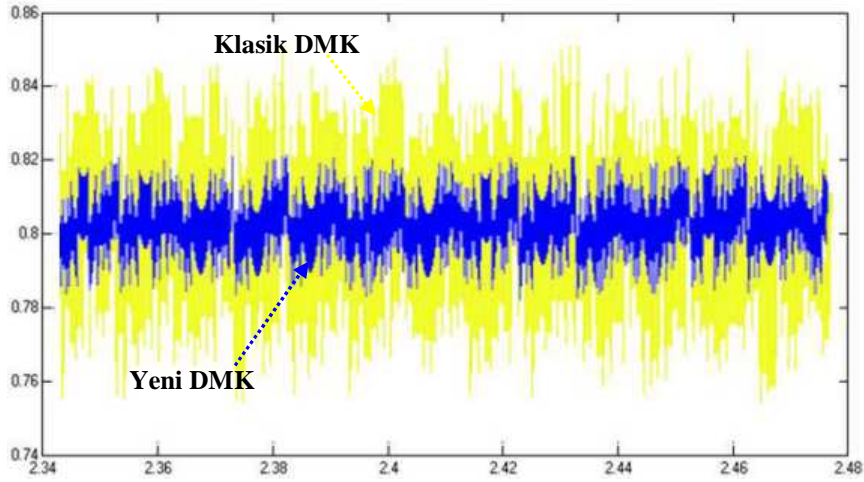
Şekil 7.11-a ve Şekil 7.11-b'de klasik DMK ve yeni DMK karşılaştırıldığında, yeni DMK'daki akımın daha az darbeli ve sinüzoidal dalga formuna daha çok uyduğu görülmektedir. Şekil 7.12-a ve Şekil 7.12-b'de dinamik moment cevabı görülmektedir. Yeni DMK'nın dinamik moment cevabı, klasik DMK gibi referans momentini takip etmektedir. Yeni DMK'daki ($\pm 0,6\text{ Nm}$) moment dalgalanması klasik DMK'daki moment dalgalanmasına göre daha küçüktür ($\pm 1,8\text{ Nm}$).



Şekil 7.11 Yüksüz durumdaki motor faz akımları (a) Klasik DMK (b) Yeni DMK

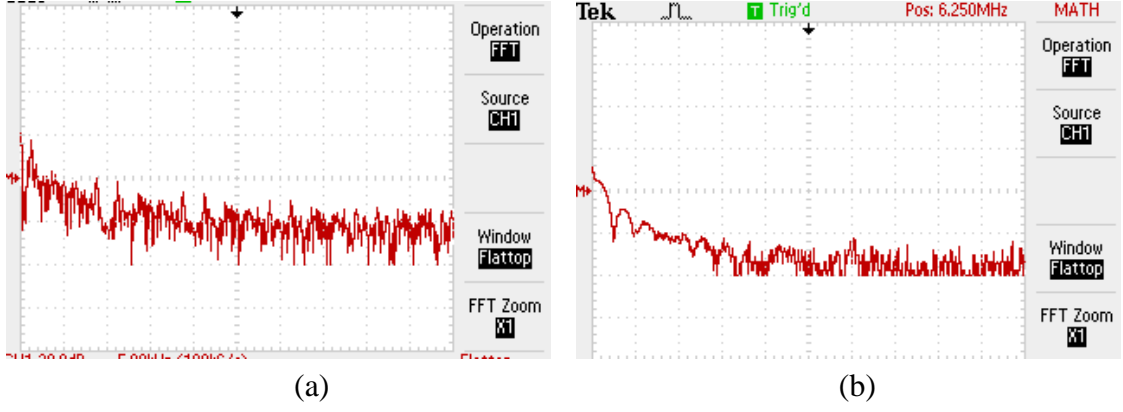


Şekil 7.12 Yüksüz durumdaki dinamik moment cevabı



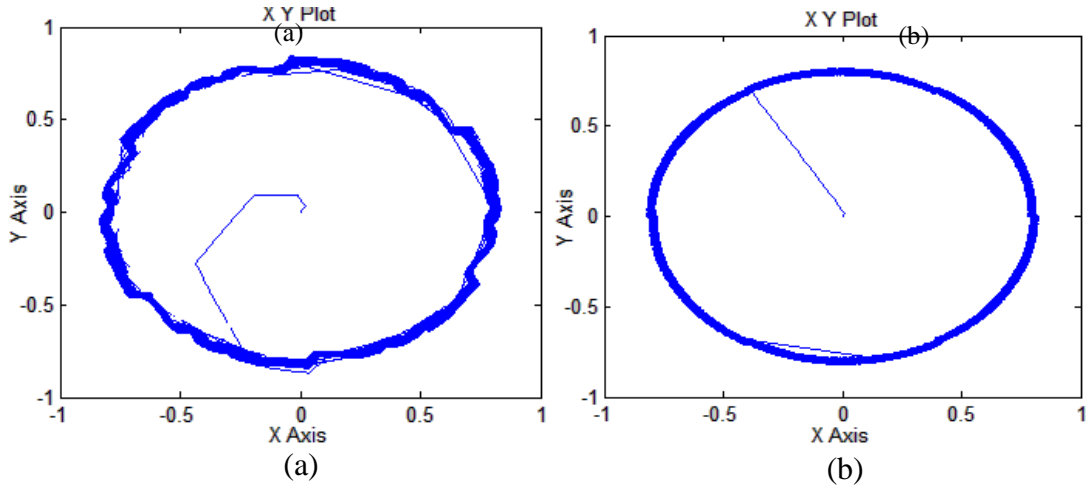
Şekil 7.13 Yüksüz durumdaki tahmini akı cevabı

Şekil 7.13’de klasik DMK tahmini akı cevabındaki dalgalanma ($\pm 0,05Wb$) iken yeni DMK tahmini akı cevabındaki dalgalanmanın ($\pm 0,02Wb$) azaldığı gözükmetedir. Şekil 7.14’te a fazı geriliminin FFT analizi görülmektedir. Flattop FFT analiz yöntemi kullanılmaktadır. Klasik DMK’da EMI gürültü seviyesi $-22dB$ civarında iken yeni DMK’da $-38dB$ ’ye kadar inmiştir.



Şekil 7.14 Yüksüz durumdaki a fazı FFT analizi (a)Klasik DMK (b)Yeni DMK

Şekil 7.15'te klasik DMK ve yeni DMK stator akı döngüleri gösterilmektedir. Yeni DMK akı döngüsü klasik DMK akı döngüsüne göre daha daireseldir. Yeni DMK'daki akı değeri referans akı değerini daha az bir dalgalanma ile yörüngesel olarak takip ettiği görülmektedir.

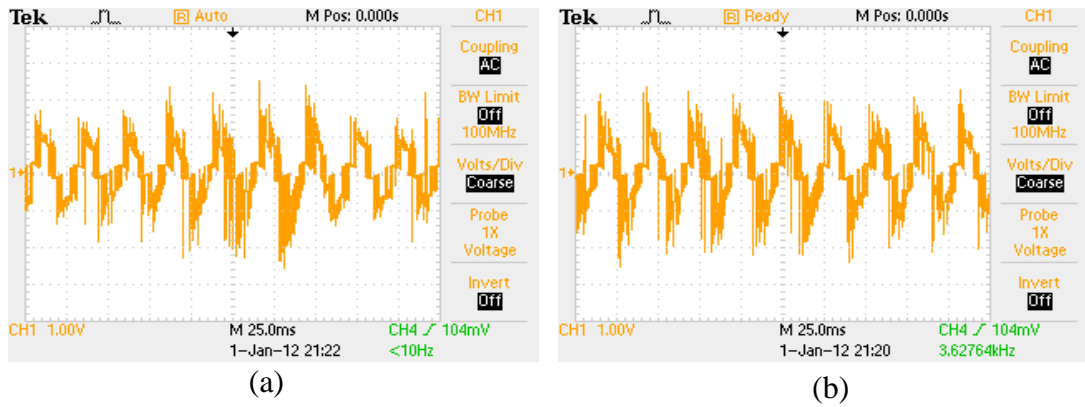


Şekil 7.15 Yüksüz durumdaki stator akı döngüsü (a) Klasik DMK (b)Yeni DMK

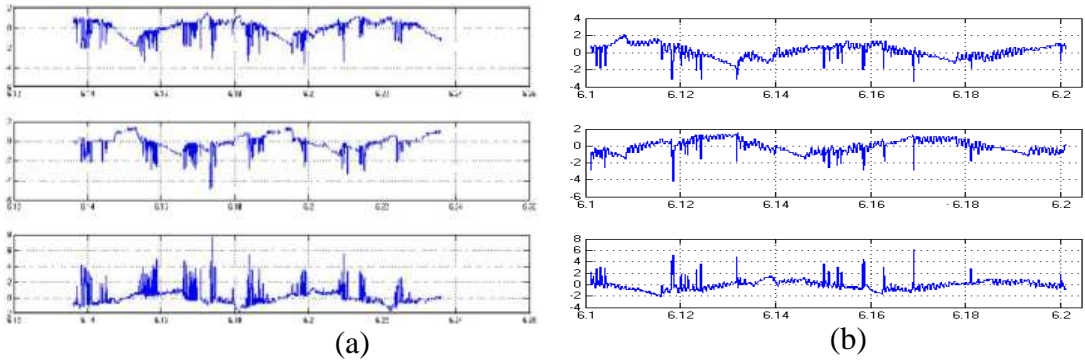
Çalışmada kontrol edilen Ek-A'da parametreleri verilen asenkron motorun miline 1,1kW'lık, DC seri Compund bir motor yük olarak bağlanmıştır. DC motorun parametreleri Ek-A'da verilmektedir.

Her iki yöntem için yük altında faz gerilimi, faz akımları Şekil 7.16 ve Şekil 7.17'de verilmiştir. Şekillerde Common Mode gürültüsü vardır. Bunun sebebi DC-hat voltaj geriliminde çok fazla gerilim sıçramaları olması dolayısıyla motorun çalışmasında ve inverter'in tetiklenmesinde darbeleri titreşim ve ani frenlemeler oluşmasıdır. Bu etki akım içinde aynıdır. Motorun daha sağlıklı çalışabilmesi için gerilim ve akım sıçramaları elimine edilmelidir. Şekil 7.16 ve Şekil 7.17'deki yeni DMK gerilim ve akım

grafiklerinin klasik DMK'ya göre daha sinüzoidal ve daha az gerilim ve akım sıçraması içerdiği görülmektedir.

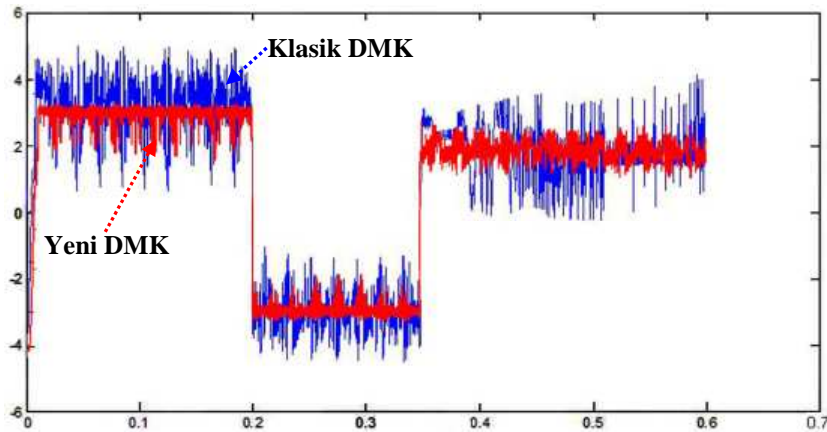


Şekil 7.16 Yük altında motor A fazı gerilimi (a) Klasik DMK (b)Yeni DMK



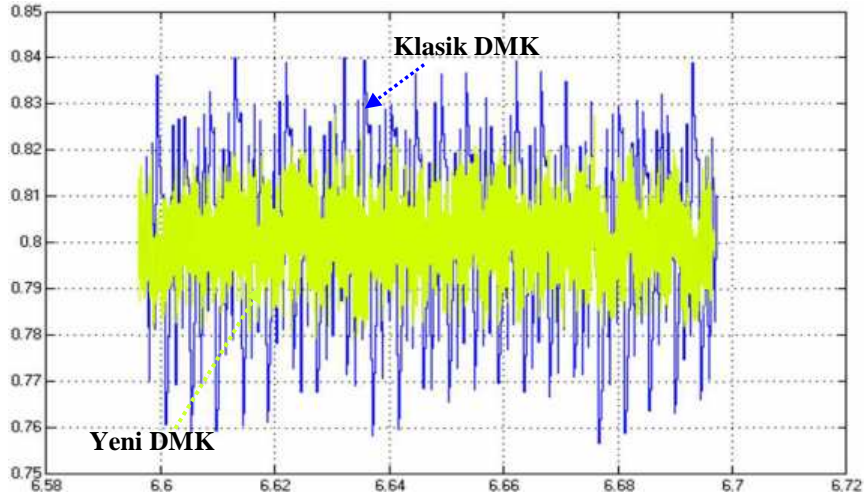
Şekil 7.17 Yük altında motor faz akımları (a)Klasik DMK (b)Yeni DMK

Şekil 7.18'de motor yüklendiğindeki dinamik moment cevabı görülmektedir. Yeni DMK yeterli performansı sergilemekte(± 1 Nm), klasik DMK'ya ($\pm 2,3$ Nm) göre daha az moment dalgalanmasına sahiptir.



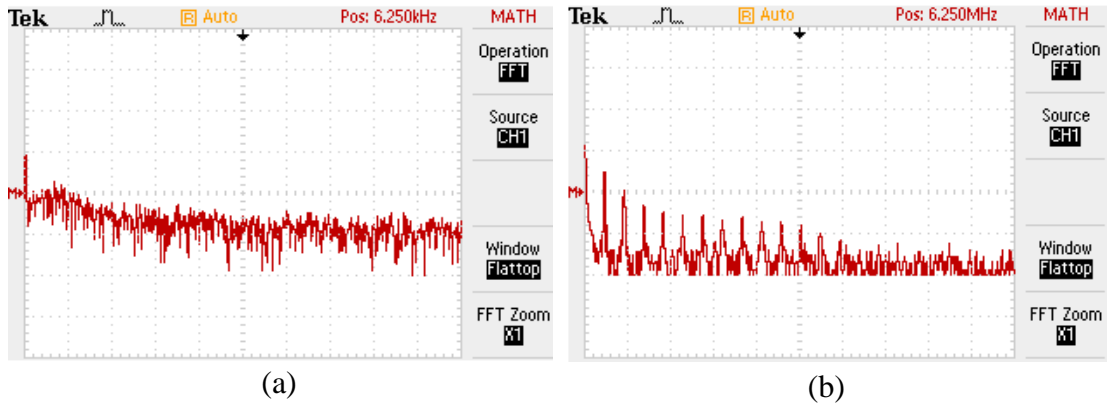
Şekil 7.18 Yük altında tahmini dinamik moment cevabı

Şekil 7.19’da yük altında akı grafiği görülmektedir. Klasik DMK’da akı dalgalanması $\pm\%5$ iken, yeni DMK’da akı dalgalanması $\pm\%2,5$ olmaktadır.



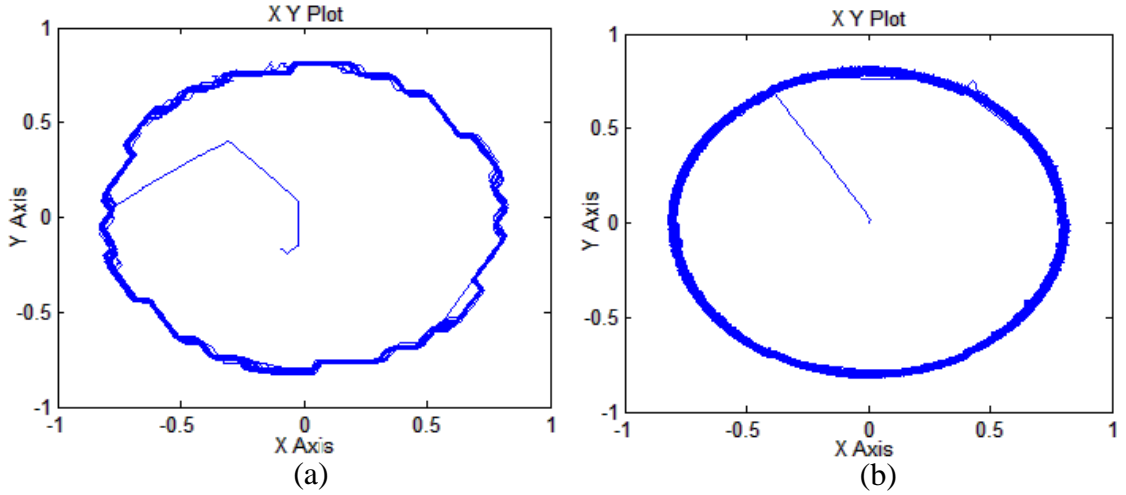
Şekil 7.19 Yük altındaki tahmini akı cevabı

Şekil 7.20’de a fazı geriliminin FFT analizi görülmektedir. Flattop FFT analiz yöntemi kullanılmaktadır. Gerilim sıçramalarını yok sayarsak klasik DMK’da EMI gürültü seviyesi -22 ile dB civarında iken yeni DMK’da -40dB’ye kadar inmiştir.



Şekil 7.20 Yük altında a fazı FFT analizi (a)Klasik DMK (b)Yeni DMK

Şekil 7.21’de yük altında iken klasik DMK ve yeni DMK tahmini stator akı döngüleri gösterilmektedir. Yeni DMK akı döngüsü klasik DMK akı döngüsüne göre daha daireseldir. Yeni DMK’daki akı değeri referans akı değerini daha az bir dalgalanma ile yörüngesel olarak takip ettiği görülmektedir. Yük altındayken gerilim sıçramalarının akı döngüsüne etkisinin az olduğu gözükmemektedir.



Şekil 7.21 Yük altında stator akı döngüsü (a) Klasik DMK (b)Yeni DMK

7.4 Deneysel Çalışmanın Değerlendirmesi

Klasik DMK ve yeni DMK hız algılayıcısı olmadan, dinamik ve kararlı durumda kurulan deneysel düzende sonuçları karşılaştırılmıştır. Grafiklerden de görüldüğü gibi moment, akı, akım dalgalanması klasik DMK'ya göre yeni DMK'da daha azdır. Stator akı döngülerine bakıldığında da bu durum açıkça görülmektedir.

Akım ve gerilim sensörlerdeki ölçme hataları, yarı iletken elemanların meydana getirdiği gürültüler, asenkron motorun devreye alınması ile beraber oluşan hat akımı ve DC-hat gerilimde meydana gelen sıçramalar inverter'e yanlış sürüm sinyalinin gitmesine sebep olabilir. Bu da çıkışta Common mod gürültüsü meydana getirir ve frenleme momentine sebep olabilir. Bunu gidermek için gürültü ve sıçrama filtreleri kullanarak moment ve akı daha iyi bir şekilde tahmin edilebilir.

SONUÇ VE ÖNERİLER

Günümüzde asenkron motorun kullanım alanının genişlemesiyle birlikte moment dalgalanmasının motor üzerindeki etkilerini inceleyen akademik ve endüstriyel çalışmalar oldukça artmıştır.

Bu çalışmada öncelikle asenkron motor sürücülerinde kullanılan temel kavramlar verilmiş, vektörel kontrol yöntemi olarak DMK yöntemi incelenmiştir. Ardından, DMK'nın avantaj ve dezavantajları ele alınmış ve burada karşılaşılan problemler için geliştirilen yöntem ile mevcut yöntemlerin detaylı analizi yapılmıştır.

Bölüm 6'da farklı DMK kontrol teknikleri incelenmiş ve sürücüde meydana gelen moment dalgalanmaları, harmonik ve elektromanyetik gürültüler üzerindeki etkisi araştırılmıştır. Elde edilen analiz, simülasyon ve deneysel sonuçlara bakılarak aşağıdaki çıkartımlar yapılmıştır.

Gerçekleştirilen DMK kontrol sisteminde moment ve stator akısı bağımsız olarak kontrol edilebilmektedir. DMK kontrol sürücüsünde dinamik moment cevabı için moment veya hız kontrolünden biri gerçekleştirilmektedir. Sabit moment referansı ile moment kontrol modu seçilirse, motor hızla istenen moment referansını üretebilmektedir. Moment sabit referans bir değer olarak seçilirse, motor milindeki moment referans değerine ulaşılırken, motor hızı lineer olarak artmaktadır. Ayrıca, DMK kontrol algoritması hız algılayıcı olmadan istenen moment cevabını sağlayabilmektedir. Hız referansı verilerek kontrol gerçekleştirildiğinde, motor referans momenti bir PI denetleyiciden geçirildikten sonra elde edilmektedir. PI denetleyicinin parametreleri, tüm hız aralığında aynı seçilirse istenen hız değerine ulaşmada problem yaşanabilir. Belli hız aralıklarında sabit PI değeri kullanılırsa; hız referans değerine ulaşma zamanı değişebilir. Hız değeri farklı bölgelerde çok düşük veya çok yüksek

olursa, her bölge için farklı K_p ve K_i parametreleri kullanılmalıdır.

DMK sürücü yapısı gereği motor girişindeki gerilimleri doğrudan değiştirdiği için, motor milindeki istenen momenti aniden sağlayabilmektedir. Fakat, bu da yüksek moment dalgalanmalarına sebep olmaktadır.

Moment dalgalanmalarını azaltmak ve gürültü kontrolü yapabilmek için DMK kontrol tekniği kullanılarak, aktif filtre içeren yeni bir yaklaşım gerçekleştirilmiştir.

Yeni DMK yaklaşımını daha önce literatürde çalışılmış metotlar ile karşılaştırmak ve yeni DMK'nın üstünlüklerini ortaya koymak amacı ile, akı bölgelerinin kaydırılması ve sektör sayısının artırılması metodu incelenmiştir. Elde edilen sonuçlara bakıldığında bu iki metodun, akı ve moment üzerindeki dalgalanma ile harmonik ve elektromanyetik gürültüyü azalttığı görülmektedir. Fakat yeni DMK sonuçları ile karşılaştırıldığında yeni DMK sonuçlarının daha tatmin edici olduğu görülmektedir.

Moment dalgalanmasını azaltmak, harmonik ve elektromanyetik gürültü kontrolü yapmak için teklif edilen metot ise; asenkron motoru kontrolünde doğrudan moment kontrolünün performansını arttıracak yeni bir kontrol algoritmasıdır. Algoritmanın matematiksel analizi, simülasyonu ve deneysel uygulaması yapılmıştır. Geliştirilen algoritma inverter uçlarına uygulanacak uzay gerilim vektörlerini, klasik DMK'daki histerezis kontrolör çıkışlarıyla belirlenen anahtarlama tablosundan elde eder. Elde edilen komşu iki uzay gerilim vektörü, stator akısındaki hata miktarı ve stator akısının konumu referans alınarak elde edilen zamanlama çiftlerine göre inverter çıkışlarına verilir. Anahtarlama zaman çiftleri karmaşık hesaplama işlemi yapmadan, yeni bir tablo yapısı oluşturur. Simülasyon sonuçları, klasik DMK ile karşılaştırıldığında önerilen algoritmanın yeterli dinamik performansı gösterdiği ve moment dalgalanmasını azaltırken, daha düşük akım harmoniklerinin oluşmasını sağlamaktadır. Ayrıca, uygulanan algoritmayla sürücünün daha düşük EMI seviyesine ulaştığı görülmektedir.

Yeni DMK sürücüsünde kullanılan DC-Hat'ta, oluşan harmonik ve elektromanyetik gürültüyü azaltmak, ideale yakın bir besleme kaynağı elde etmek için AGF kullanılmıştır. Öncelikle paralel aktif güç filtresinin tanıtımı yapılmıştır. Önerilen filtre topolojisi, yeni DMK kontrol sistemindeki inverter için, DC gerilimi sağlayan DC besleme katına uygulanmıştır. Burada beslemeden kaynaklanan harmonik akımların ve gürültülerin azaltılması sağlanmaktadır. PAGF'si doğrultucu ile AC gerilim kaynağı arasındaki harmonikleri süzerken aynı zamanda reaktif güç kompanzasyonu

yapmaktadır. Bu da yeni DMK sürücüsünün kullandığı DC-Hat'tı harmoniksiz, ideal bir besleme kaynağına yaklaştırmaktadır. Bu sayede DMK sürücüdeki moment dalgalanması ve harmoniklerin azaldığı görülmekte ve daha düzgün bir moment cevabı elde edilmektedir. Bu filtre topolojisi, DC-Hat besleme kaynağından gelecek, yeni DMK motor kontrol sistemine zarar veren EMI gürültü seviyesinin düşmesinde etkili olmuştur.

Sonuç olarak; asenkron motorlarda doğrudan moment kontrol yönteminin uygulanması, diğer vektörel yöntemlere göre daha kolay bir yöntemdir. DMK kontrolde moment değişimi doğrudan kontrol edildiği için moment sınımları diğer vektörel kontrol yöntemlerine göre daha fazla olmaktadır. Bunu engellemek için yeni bir yaklaşım geliştirilmiş, moment dalgalanmasının, harmonik ve elektromanyetik gürültülerin azaldığı gösterilmiştir. Gerçekleştirilen yöntemin doğrulandığı teorik, simülasyon ve deneysel olarak gösterilmiştir.

8.1 İleriye Dönük Öneriler

İleride yapılacak çalışmalar için aşağıda verilen maddeler üzerinde durulabilir.

1. Harmonik sınımları daha da azaltmak için inverter ile motor uçları arasına yeni bir seri aktif filtre tasarlanabilir.
2. Moment ve akının referans değerinden sapma miktarı ile bu büyüklüklerin referans değeri arasında matematiksel denklemler oluşturulabilir. Böylece moment ve akı dalgalanması daha fazla azaltılabilir.
3. Kullanılan aktif filtreyle beraber uygun pasif filtre kullanılarak Hibrid filtre oluşturulabilir ve motoru süren inverter'den kaynaklanan harmoniklerin ve gürültülerin daha da azaltılması sağlanabilir.

KAYNAKLAR

- [1] Bose, B., (1992), "Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Converters", IEEE Transactions on Ind. App., 28(2):403-413.
- [2] Depenbrock, M., (1984), "Direct self-control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine", Patent No. US4678248. Germany, 20 October, U.S. Patent and Trademark. Noguchi, T., and Takahashi, I., (1984), "Quick Torque Response Control of an Induction Motor Based on New Concept", Presented at IEEJ Tech., Meet on Rotating Machine, September, RM84-76, 61-70.
- [3] Leonhard, W. Control of Electrical Drives, Springer-Verlag, 1990.
- [4] ABB Technical Guide, DTC Control, 1999.
- [5] Vas, P., (1998), Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, 1998.
- [6] Habetler T.G. ve Divan, M.D., (1991) "Control strategies for Direct Torque Control Using Discrete Pulse Modulation", Trans.on Industry Applications, 1991,893-901.
- [7] Habetler T.G., Profumo, F. ve Pastorelli ,M., (1992), "Direct Torque Control of Induction Machines over a wide speed range", Industry Applications Society Annual meeting, 1:600-606.
- [8] Texas Instruments, (1997), Clark and Park Transformation on the TMS320Cxx, Application Note, Literature Number: BPRA048, Texas Instruments Incorporated.
- [9] Sarioglu M.K., Gokasan M. ve Bogosyan, M., (2003), S.,Asynchronous Machines and it's Control, Birsen Publishing, ISBN 975-511-343-6.
- [10] Rashid, M. H., (1993), Power Electronic: Circuits, Devices and Applications, 2nd edition ISBN 0 13 334483 5 , USA, Prentice Hall,16-17.
- [11] Bimal, k. B., (1997), "Power Electronics and Variable Frequency Drives; Technology and applications", IEEE Press, USA, 1997, ISBN 0 7 803 104 5, 282-286.
- [12] Chan, C. C. ve Chau, K. T., (1996), "An Advanced Permanent Magnet Drive System for Battery-Powered Electric Vehicles", IEEE Transaction on Vehicular Technology, 45(1):180-188.

- [13] Pilly, P. ve Krishnan, R., (1989), "Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives , Part I: The Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE Transaction on Industry Applications, 25(2):265-273.
- [14] Vas, P.,(1996), Electrical Machines and Drives- A Space-Vector Theory Approach, Oxford, USA.
- [15] Çelik, H., (2004), Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu ile Üç Fazlı Asenkron Motorun Hız Kontrolü, Fırat Üniversitesi, Yüksek Lisans Tezi, Elazığ.
- [16] İskender, İ. ve Kestane, K., (2003), "Design and Analysis of a Single-Phase Active Power Filter Used In Eliminating the Current Harmonics and Correcting the Power Factor", 3. Uluslararası İleri Teknolojiler Sempozyumu, Gazi Üniversitesi, Ankara, Turkey, 314-321.
- [17] Akagi, H., (1994), "Trends in Active Power Line Conditions", IEEE Transaction on Power Electronics, 9(3):263-268.
- [18] Garcia, O., Martinez-Avial, M. D., Cobos, J. A., Uceda J., Gonzales, J. ve Navas, J. A., (2003), "Harmonic Reducer Converter", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 50(2):322-327.
- [19] Laird, H. D., Round, S. D. ve Duke, R. M., (2000), "A Frequency-Domain Analytical Model of an Uncontrolled Single-Phase Voltage-Source Rectifier", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 47(3):525-532.
- [20] Kocatepe, C., Kasım 2001, Elektrik Tesislerinde Harmonikler, Birsen Yayınevi, İstanbul.
- [21] Akagi, H., 1996, "New Trends in Active Filters For Power Conditioning", IEEE Trans. Ind. Appl., 32:1312-1322.
- [22] Peng F. Z., Adams, D. J., Oct. 3-7, (1999), "Harmonic Sources and Filtering Approaches - Seris/Parallel, Active/Passive and Their Combined Power Filters", Conference Recond IEEE Industry Applicatiuns Society 34th Annual Meeting, Phoenix Arizona, 448-455.
- [23] Petersson, A. ve Ottersten, R., (1997), "Analysis and Control of a Shunt Active Power Fitler", IEEE Trans. Ind. Application, 30:1312-1322.
- [24] Peng, F. Z., September, (1998), "Application Issues of Active Power Filters", IEEE Industry Applications Magazine, 21-30.
- [25] Akagi, H., Nabae, A. ve Atoh, S., (1986), "Control Strategy of Active Power Filters Using Multiple Voltage-Source PWM Converters", IEEE Trans. Ind. Application, 22:460-465.
- [26] Peng, F. Z., (2001), "Harmonic Sources And Filtering Approaches", Industry Applications Magazine IEEE, 7:18-25.
- [27] Stacey, E. ve Brennen, M., (1987),"Active power conditioner system" US. Patent number 4-651-265.
- [28] Akagi, H., (1994), "Trends in Active Power Line Conditioners", IEEE Transaction on Power Electronics, 9(3):263-268.
- [29] El-Habrouk, M., Daruwisg, M. K. ve Mehta, R., (2000), "Active Power Filters A Review", IEEE Proc-Elecr. Power Appl., 147(5):403-413.

- [30] Kale, M., (2003), Kosut Etkin Güç Süzgeci ile Harmonik Akım ve Tepkin Güç Kompanzasyonu, Yüksek Lisans Tezi, Kocaeli Univ., Fen Bilimleri Enstitüsü.
- [31] Jeong, S. G. ve Woo, M. H., (1997), “DSP-Based Active Power Filter with Predictive Current Control”, IEEE Trans. Ind. Appl., 44:329.
- [32] Kim, S., Park, J., Choe, G. ve Park M., Oct. (1987), “An Improved PWM Current Control Method for Harmonic Elimination Using Active Power Filter”, Conf. Rec. of the IEEE-IAS Annual Meeting, 929-931.
- [33] Watanabe, E. H.; Stephan, R. M. ve Aredes, M., (1993). “New Concepts Of Instantaneous Active And Reactive Powers in Electrical Systems With Generic Loads”, IEEE Transaction Power Delivery, 8(2):697-703.
- [34] Akagi, H.; Kanazawa, Y. ve Nabae, A., (1984). “Instantaneous Reactive Power Compensator Comprising Switching Devices without Energy Storage Components”, IEEE Transaction on Industry Application, IA-20(3).
- [35] Sing, B., Al-Haddad, K. ve Chandra, A., October (1999), “A Review of Active Filters for Power Quality Improvement”, IEEE Transaction on Industrial Electronics, 46(5):133-138.
- [36] Ingram, D. M. ve Round, S. D., (1999), “A Fully Digital Hysteresis Current Controller for an Active Power Filter”, Int. J. Electronics, 86(10):1217-1232.
- [37] Parekh R., (2003), AC Induction Motor Fundamentals, Microchip Technology Inc., AN887,U.S.A.
- [38] Peter Vas, (1992), Electrical machines and drives, Oxford University Press.
- [39] Vas, P., (1996), Electrical Machines and Drives- A Space-Vector Theory Approach, Oxford, USA.
- [40] S. E Lysherski, (2009), Electromechanical Systems, Electric Machines and Applied Mechatronics, CRC Press, Boca Raton.
- [41] Beum, L.K. ve Blaabjerg, F., (2006), “Reduced-Order Extended Luenberger Observer based sensorless Vector Control Driven by Matrix Converter with Nonlinearity Compensation”, IEEE Transaction on Power Electronics, 53(1):66-75.
- [42] Bose, B.K., Modern Power Electronics and Torque Control, New York, Springer, 2001. Krause, P.C., Wasynczuk, O. ve Sudhoff, S.D., Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, IEEE Press, Wiley Interscience, 2002.
- [43] Toufouti, R., Meziane, S. ve Benalla, H., (2008), “Techniques for Improvements of The performances of Direct Torque Control Strategy for Induction Motor”, ACTA Electrotecnica et Informatica”, 8(4):30-38.
- [44] Buja, G., Casadei, D. ve Serra, G., (1998), “Direct Stator Flux and Torque Control of An Induction Machine: Theoretical Analysis and Experimental Results”, Conference Proceedings of IEEE-IECON, 50-64.
- [45] Chapuis, Y.A., Pelissou, C., ve Roye, D., (1995), “Direct Torque Control of Induction Machine Under Square Wave Conditions”, Industry Application Conference, IAS’95, 1:343-349.

- [46] Casadei, D., Profumo, F., Sera, G., ve Tani, A., (2002) "FOC and DTC: Two Variable Schemes for Induction Motors Torque Control", IEEE Trans. Power Electronics. On PE, 17(5), Sept.
- [47] Bakan, A. F., (2002), Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Gerçekleştirilmesi, Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [48] Luukko, J., (2000), Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machines -Analysis and Implementation, Diss. Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Stockholm.
- [49] Okumuş, H.İ., (2001), Improved Direct Torque Control of Induction Machine Drives, PhD Thesis, University of Bristol, July, UK.
- [50] Pyrhönen, J. ve Kurrnen, P., (1993), "Properties of High-Speed Solid-Rotor Induction Machines", Lappeenranta University of Technology. Research report EN A-19.
- [51] Kim, U., Lieu, D.K., (1998), "Magnetic Field Calculation in PM Motors with Rotor Eccentricity: Without Slotting Effect", IEEE Transactions on Magnetics, 34(4):2243-2252.
- [52] Hideaki, F., Takahiro, Y., ve Hirofumi, A., (2000), "A Hybrid active Filter For Damping of Harmonic Resonance in Industrial Power Systems," IEEE Transaction on Power Electronics, 15(2):215-222.
- [53] Colamartino, F., Marchand, C. ve Razek, A., (1999), "Torque ripple minimization in permanent magnet synchronous servodrive," IEEE Transactions on Energy Conversion, 14(3):616-621.
- [54] Holtz, J. ve Springob, L., (1996), "Identification and Compensation of Torque Ripple in High- Precision PM Motor Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 43(2): 309-320, April 1996.
- [55] Zhong, L., Rahman, M. F., Hu, W.Y. ve Lim, K.W., (1997), "Analysis of direct torque control in PM synchronous motor drives," IEEE Transactions. on Power Electronics, 12(3):528 -536, May 1997.
- [56] Bizot, C., Brottes, J., Lungeanu, M., Poulsen, B., Séra, D. ve Sørensen, M. B., (2003), Sensorless Control for PMSM, Power Electronics and Drives, Institute of Energy Technology, Aalborg University, Denmark.
- [57] Lascu, C., Boldea, I. ve Blaabjerg, F., (2000), " A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive", IEEE Trans. On Industry Applications, 36(1):122-130, Jan.-Feb.
- [58] Lascu, C., Boldea, I. ve Blaabjerg, F., (1998), " A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive", Industry Applications Conference, 1:415-422.
- [59] Monti, A., Pironi, F., Sartogo, F. ve Vas, P., (1998), "New State Observer for Sensorless DTC Control", Proceedings of the 1998 7th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drivers, 311-317, Sept. 21-23.

- [60] Mei, C.G., Panda, S.K., Xu, J.X. ve Lim, K.W., (1999), "Direct Torque Control of Induction Motor-Variable Switching Sectors", Proc. of the 3rd Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99. Proceedings of the IEEE International Conference,1:80-85.
- [61] Rossi R.D.F., Menezes, B.R. ve Silva, S.R., (1997), "Vector Control of Voltage Fed Three-Phase Inverters" IEEE Transaction on Industrial Application, 33(2): 333-341, March/April.
- [62] A.,Kumar, B.G. Fernandes, ve K. Chatterjee, (2004), "Simplified SVPWM-DTC of 3-phase Induction Motor Using the Concept of Imaginary Switching Times" The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Korea, 341-346.
- [63] J.-K. Kang ve S.-K. Sul, (1999), "New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency," IEEE Trans. Ind. Application, 35:1076–1082, Sept./Oct.
- [64] Reddy, Y.V.Siva, Vijayakumar, M. ve Reddy, B.T., (2007), "Direct Torque Control of Induction Motor Using Sophisticated Lookup Tables Based on Neural Networks", AIML Journal, 7(1), June.
- [65] Kostic, V., Petronijevic, M., Mitrovic, N. ve Bankovic, B., (2009), "Experimental Verification of Direct Torque Control Methods for Electric Drive Application", Automatic Control and Robotics, 8(1):111-126.
- [66] Adam, A.A., (2007), Sabit Mıknatıslı Senkron Motorda Moment Dalgalanması Ve Gürültünün Azaltılması, Mart, İstanbul.
- [67] Depenbrock, M., (1988),"Direct Self-control of inverter-fed machine," IEEE Transactions on. Power Electronics, 3(4):420-429, Oct.
- [68] CHAO, K. H. ve LIAW, C. M., (2000), "Speed Sensorless Control Performance Improvement of Induction Motor Drive Using Uncertainty Cancellation; IEEE Proc.-Electr. PowerAppl., 147(4), July.
- [69] Tan, Z. Y. ve Li, M., (2001), "A Direct Torque Control of Induction Motor Based on Three Level Inverter" , IEEE, PESC'200, 2:1435-1439.
- [70] Martins, C., Roboam, X., Meynard, T. A. ve Carylho, A.S., (2002), "Switching frequency Imposition and ripple Reduction in DTC Drives by A Multilevel converter, "IEEE Transactions on Power Electronics, 17(2): 286-297.
- [71] Almeida, A., Ferreira, F. ve Fonseca, P., (2000), VSDs for Electric Motor Systems, ISR University of Coimbra.
- [72] Takahashi, I. ve Naguchi, T.(1998), "A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction motor," IEEE Transactions on Industrial Applications, 34(6):1246-1253, Nov./Dec.
- [73] Maes, J. ve Melkebeek, J.A., (2000), "Speed Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Using an Adaptive Flux Observer", IEEE Transaction on Industrial Applications, 36(3):778-785, May/June.

- [74] Cirrincione, M., Pucci, M., Scardato, G. ve Vitale, G., (2004), "A Low-Cost Three-Level Converter for Low-Power Electrical Drivers with Induction Motor Applied to Direct Torque Control", 35th IEEE Power Electronics Specialist Conference, 4571-4577, Germany.
- [75] Rodriguez, J., Pontt, J., Kouro, S. ve Correa, P., (2004), "Direct Torque Control with Imposed Switching Frequency in An 11-Level Cascaded Inverter", IEEE Transaction on Industrial Electronics, 51(4):827-833, August.
- [76] Messaoudi, M., Sbita, L., Ben Hamed, M. ve Kraiem, H., (2008), "MRAS Luenberger and Observer Based Sensorless Indirect Vector Control of Induction Motors", Asian Journal of Information Technology, 7(5):232-239.
- [77] Toufouti, R., Meziane, S. ve Benalla, H.,(2007), "Direct Tprque Control for Induction Motor Using Intelligent Technics", Journal of Theoretical and Applied Information Technology", 35-44.
- [78] Kraiem,H.,Ben Hamed,M., Sbita, L. ve Naceuraldulkrım, M., (2008), "DTC Sensorless Induction Motor Drives Based on MRAS Simultaneous Estimation of Rotor Speed Stator Resistance" ,International Journal of Electrical and Power Engineering, 2(5):306-313.
- [79] Gökaşan,M., Sıncap Kafesli Asenkron Makınlarda Modern Kontrol Yöntemlerinin Uygulanması, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, 1989.
- [80] Leonhard,W., Control of Electrical Drivers, Springer Verlag, 1990.
- [81] Holtz, J. ve Springob, L.,(1996), "Identification and Compensation of Torque Ripple in High- Precision Permanent Magnet Motor Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, 43(2):309-320, April.
- [82] El-Harouk, M., Darwish, M.K. ve Mehta, P., (2000), "Active Power Filters: A review" IEEE Proc. Electr. Power Appl., 147(5):403-413.
- [83] Annette, von J. ve Prasad N. E.,(1997), "Design Consideration for an Inverter Output Filter to Mitigate the Effects of Long Motor Leads in ASD Applications", IEEE Transaction on Industrial Applications, 33(5), Sept /Oct.
- [84] Annette, von J., Dudi, A. R., Prasad, N. E ve Enjeti, (1997), "Filtering Techniques to Minimize the Effect of Long Motor Leads on PWM Inverter-Fed AC Motor Drive Systems", IEEE Transaction on Industrial Applications, 32(4):919-925, Jul./Aug.
- [85] Bolton, W., (2003), Mechatronics: Electrical Control Systems in Mechanical and Electrical Engineering, Third Edition, Prentice Hall, UK,29-30.
- [86] Chow, A.,C. ve Perreault, D. J., (2001), "Design and Evaluation of an Active Ripple Filter using Voltage Injection", proceedings of the IEEE Power Electronics Specialist Conference, 1:390 – 397, PESC.
- [87] Parekh R., (2003), AC Induction Motor Fundamentals, Microchip Technology Inc., AN887,U.S.A.
- [88] Kim, S.-J. ve Sul, S.-K., (1997), "A novel filter design for suppression of high voltage gradient in voltage-fed PWM inverter", Proc. IEEE Appl. Power Electronic Conference APEC'97, 1:122-127.

- [89] Martins, C., Roboam, X., Meynard, T. A. ve Carylho, A.S., (2002), "Switching frequency Imposition and ripple Reduction in DTC Drives by A Multilevel converter, "IEEE Transactions on Power Electronics, 17(2): 286-297.
- [90] Xiang, Y. Q.,(1998), "A Novel Active Common-mode -voltage Compensator (AC Com) For Bearing Current Reduction of PWM VSI-Fed Induction Motors", ISBN 0-7803-4340-9/98/, IEEE,1003-1009.
- [91] Proca, A. B., Keyhani, A. ve El-Antably, A., (1999), "Analytical model for permanent magnet motors with surface mounted magnets", Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMD '99, 767-769.
- [92] Madani, A. J. P., Barbot, F. C. ve Marchand, C., (1995), "Reduction of torque pulsations by inductance harmonics identification of a permanent-magnet synchronous machine," Proceedings of the 4th IEEE Conference on Control Applications, 787- 792, 28-29 Sept.
- [83] Bose, B. K., (1990), "An Adaplive Hysterisis-Band Current Control Tecnique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Macnine Driver System", IEEE Transaction on Industrial Electronics, 37(5):402-408.
- [84] Tan, Z. Y. ve Li, M., (2001), "A Direct Torque Control of Induction Motor Based on Three Level Inverter" , IEEE, PESC'200, 2:1435-1439.
- [85] Thomas, G. H., Rajendra, N. ve Thomas, A. N., (2002), "Design and Implementation of an Inverter Output LC Filter Used for DV/DT Reduction", IEEE Transaction on Power Electronics, 17(3):327-331, May 2002.
- [86] Trounce, J.C., Round, S. D. ve Duke, R.M., (2001), "Comparison by Simulation of Three-Level Induction Motor Torque Control Schemes for Electric Vehicle Applications", Proceedings of International Power Engineering Conference, Singapore, May 2001, 1:294-299.
- [87] Yilmaz, S., David, A. T., ve Suhan, R., Nov., (2000), "New Inverter Output Filter Topology for PWM Motor Drives", IEEE Transaction on Power Electronics Vol. 15 No 6, pp. 1007-1017.
- [88] Junfeng Xu, Jianping Xu, Yinglei Xu ve Fengyan Wang, (2003), "Direct Torque Control of Induction Machines Using Discrete Space Vector Modulation Applied to Traction, Power Electronics and Drive systems", The Fifth International Conference, 2(17-20):1200-1202, Nov.
- [89] Bharatiraja C., Jeevananthan S. ve Latha R., (2010), "A Novel Space Vector Pulse Width Based High Performance Variable Structure Direct Torque Control Evaluation of Induction Machine Drives", International Journal of Computer Applications, 3(1):33-38.
- [90] N. Ravisankar Reddy, T. Brahmananda Reddy, J. Amarnath ve D. Subba Rayudu, (2010), "Simplified SVPWM Algorithm for Vector Controlled Induction Motor Drive Using the Concept of Imaginary Switching Times", International Journal of Recent Trends in Engineering, 2(5):288-291.
- [91] SIMULINK Dynamic System Simulation for MATLAB Modeling, Simulation, Implementation", The MathWorks, Inc. Natick, Massachusetts, USA, 2010.

ASENKRON MOTOR PARAMETRELERİ

Tablo Ek-1.1: Bölüm 5 ve Bölüm 6'da kullanılan AC motor parametreleri

Çalışma Frekansı	f	50 Hz
Nominal Motor Gücü	P	1100w
Çalışma Gerilimi Vrms	V_{LL}	220v
Stator direnci	R_s	8.45 Ω
Rotor direnci	R_r	1.93 Ω
Rotor devresi kaçak endüktansi	L_{lr}	2.66e-3 h
Stator devresi kaçak endüktansi	L_{ls}	12.2e-3 h
Ortak endüktans	L_m	187.8e-3h
Atalet sabiti	J	0.000329Nms ²
Sürtünme Sabiti	B	0.01 Nm.san/rad
Hız Referansı	ω	80 rad/sn
Yük Momenti	T_L	5 Nm

Tablo Ek-1.2 Yük olarak kullanılan DC motor parametreleri

Motor Tipi		DC-Compund
Nominal Motor Gücü	P	1100w
Çalışma Gerilimi Varm	V	200v
Hız	ν	1500 rpm
Armatür direnci	R	4.5 Ω
Armatür endüktansı	L	188mh
Atalet sabiti	J	0.00029Nms ²
Hız Referansı	ω	80 rad/sn
Yük Momenti	T_L	5 Nm

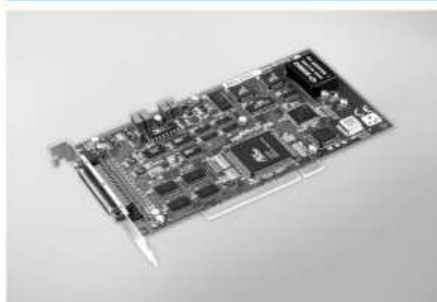
AKTİF FİLTRE PARAMETRELERİ

Tablo Ek-2: PAGF sistemi parametre değerleri

V(rms/faz)	V	220v
Çalışma Frekansı	f	50 Hz
Filtre giriş endüktansı	Lf	3mh
Filtre giriş direnci	Rf	0.1Ω
Stator direnci	Rs	1.45Ω
Hat direnci	Rs	0.001Ω
Hat endüktansı	Ls	0.4mh
Çıkış endüktansı	Lc	70μf
Çıkış direnci	Rc	1Ω
Çıkış kapasitesi	Cc	4.2mh
İnverter kapasite	Cdc	1500μf
Çıkış DC voltajı	Vdc	330v

ENDÜSTRİYEL PCI I/O KARTI

PCI-1711/L

Entry-level 100 kS/s, 12-bit, 16-ch
PCI Multifunction Card

Features

- 16-ch single-ended analog input
- 12-bit A/D converter, with up to 100 kHz sampling rate
- Programmable gain
- Automatic channel/gain scanning
- Onboard FIFO memory (1,024 samples)
- Two 12-bit analog output channels (PCI-1711 only)
- 16-ch digital input and 16-ch digital output
- Onboard programmable counter

Introduction

PCI-1711 and PCI-1711L are powerful, but low-cost multifunction cards for the PCI bus. PCI-1711 comes with 2 analog output channels, while the PCI-1711L doesn't. Thus, PCI-1711L represents a cost saver for those that do not need analog output.

Specifications

Analog Input

- Channels 16 single-ended
- Resolution 12 bits
- Max. Sampling Rate 100 kS/s
- FIFO Size 1,024 samples
- Overvoltage Protection 30 Vp-p
- Input Impedance 2 M Ω /5 pF
- Sampling Modes Software, onboard programmable pacer, or external
- Input Range (V, software programmable)

Bipolar	± 10	± 5	± 2.5	± 1.25	± 0.625
Accuracy (% of FSR ± 1 LSB)	0.1	0.1	0.2	0.2	0.4

Analog Output (PCI-1711 only)

- Channels 2
- Resolution 12 bits
- Output Rate Static update
- Output Range (V, software programmable)

Internal Reference	Unipolar	0 – +5, 0 – +10
External Reference		0 – +5 V @ $-0.5 \text{ V} \leq x \leq 10$

- Stew Rate 11 V/ μ s
- Driving Capability 3 mA
- Output Impedance 0.81 Ω
- Operation Mode Software polling
- Accuracy INLE ± 1 LSB
DNLE ± 1 LSB

Digital Inputs

- Channels 16
- Compatibility 5 V/TTL
- Input Voltage Logic 0: 0.8 V max
Logic 1: 2.0 V min

Digital Outputs

- Channels 16
- Compatibility 5 V/TTL
- Output Voltage Logic 0: 0.8 V
Logic 1: 2.0 V
- Output Capability Sink: 8.0 mA @ 0.8 V
Source: -0.4 mA @ 2.0 V

Pacer/Counter

- Channels 1
- Resolution 16 bits
- Compatibility 5 V/TTL
- Max. Input Frequency 10 MHz
- Reference Clock Internal, 10 MHz

General

- Bus Type PCI V2.2
- I/O Connector 1 x 68-pin SCSI female connector
- Dimensions (L x H) 175 x 100 mm (6.9" x 3.9")

Power Consumption

- PCI-1711
Typical: +5 V @ 850 mA
Max: +5 V @ 1.0 A
- PCI-1711L
Typical: +5 V @ 700 mA
Max: +5 V @ 1.0 A

- Operating Temperature 0 – 60° C (32 – 140° F) (refer to IEC 68-2-1, 2)
- Storage Temperature -20 – 70° C (-4 – 158° F)
- Storage Humidity 5 – 95% RH non-condensing (refer to IEC 68-2-3)

Ordering Information

- **PCI-1711** Entry-level 100 KS/s, 12-bit Multifunction Card
- **PCI-1711L** Entry-level 100 KS/s, 12-bit Multi. Card w/o A/D
- **PCLD-8710** DIN-rail Wiring Board w/ CJC
- **PCL-10168-1** 68-pin SCSI Shielded Cable, 1 m
- **PCL-10168-2** 68-pin SCSI Shielded Cable, 2 m
- **ADAM-3968** 68-pin DIN-rail SCSI Wiring Board

Pin Assignments

A/D	56	34	A/1
A/2	57	33	A/3
A/4	58	32	A/5
A/6	59	31	A/7
A/8	64	30	A/9
A/10	63	29	A/11
A/12	62	28	A/13
A/14	61	27	A/15
AGND	60	26	AGND
*A/D_REF	59	25	AGI_RESP
A/D_OUT	58	24	AGI_OUT
A/D_GND	57	23	AGND
D/0	56	22	D/1
D/2	55	21	D/3
D/4	54	20	D/5
D/6	53	19	D/7
D/8	52	18	D/9
D/10	51	17	D/11
D/12	50	16	D/13
D/14	49	15	D/15
DGND	48	14	DGND
D/O0	47	13	D/O1
D/O2	46	12	D/O3
D/O4	45	11	D/O5
D/O6	44	10	D/O7
D/O8	43	9	D/O9
D/O10	42	8	D/O11
D/O12	41	7	D/O13
D/O14	40	6	D/O15
DGND	39	5	DGND
CNTD CLK	38	4	PAGER_OUT
CNTD OUT	37	3	TRIG_GATE
CNTD GATE	36	2	EXT_TRIG
+12V	35	1	+5V

*: Pins 23-25 and pins 57-59 are not defined for PCI-1711L.

REFERANS GERİLİM VE AKIM DEVRESİ ENTEGRELERİ



Quad Precision, Low Cost,
High Speed, BiFET Op Amp

AD713

FEATURES

Enhanced Replacement for LF347 and TL084

AC PERFORMANCE

1 ms Settling to 0.01% for 10 V Step
20 V/ms Slew Rate
0.0003% Total Harmonic Distortion (THD)
4 MHz Unity Gain Bandwidth

DC PERFORMANCE

0.5 mV max Offset Voltage (AD713K)
20 mV/°C max Drift (AD713K)
200 V/mV min Open Loop Gain (AD713K)
2 mV p-p typ Noise, 0.1 Hz to 10 Hz
True 14-Bit Accuracy
Single Version: AD711, Dual Version: AD712
Available in 16-Pin SOIC, 14-Pin Plastic DIP and
Hermetic Cerdip Packages
Standard Military Drawing Available

APPLICATIONS

Active Filters
Quad Output Buffers for 12- and 14-Bit DACs
Input Buffers for Precision ADCs
Photo Diode Preamplifier Application

PRODUCT DESCRIPTION

The AD713 is a quad operational amplifier, consisting of four AD711 BiFET op amps. These precision monolithic op amps offer excellent dc characteristics plus rapid settling times, high slew rates, and ample bandwidths. In addition, the AD713 provides the close matching ac and dc characteristics inherent to amplifiers sharing the same monolithic die.

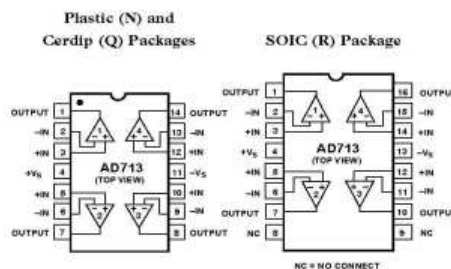
The single-pole response of the AD713 provides fast settling: 1 μ s to 0.01%. This feature, combined with its high dc precision, makes the AD713 suitable for use as a buffer amplifier for 12- or 14-bit DACs and ADCs. It is also an excellent choice for use in active filters in 12-, 14- and 16-bit data acquisition systems. Furthermore, the AD713's low total harmonic distortion (THD) level of 0.0003% and very close matching ac characteristics make it an ideal amplifier for many demanding audio applications.

The AD713 is internally compensated for stable operation at unity gain and is available in seven performance grades. The AD713J and AD713K are rated over the commercial temperature range of 0°C to 70°C. The AD713A and AD713B are rated over the industrial temperature of -40°C to +85°C. The AD713S and AD713T are rated over the military temperature range of -55°C to +125°C and are available processed to standard microcircuit drawings.

REV. C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

CONNECTION DIAGRAMS



The AD713 is offered in a 16-pin SOIC, 14-pin plastic DIP and hermetic cerdip package.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD713 is a high speed BiFET op amp that offers excellent performance at competitive prices. It upgrades the performance of circuits using op amps such as the TL074, TL084, LT1058, LF347 and OPA404.
2. Slew rate is 100% tested for a guaranteed minimum of 16 V/ μ s (J, A and S Grades).
3. The combination of Analog Devices' advanced processing technology, laser wafer drift trimming and well-matched ion-implanted JFETs provides outstanding dc precision. Input offset voltage, input bias current and input offset current are specified in the warmed-up condition and are 100% tested.
4. Very close matching of ac characteristics between the four amplifiers makes the AD713 ideal for high quality active filter applications.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 781/329-4700 www.analog.com
Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 2002

AD713—SPECIFICATIONS ($V_S = \pm 15\text{ V}$ @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Parameter	Conditions	AD713J/A/S			AD713K/B/T			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT OFFSET VOLTAGE ¹	Initial Offset	T_{MIN} to T_{MAX}	0.3	1.5	0.2	0.5	mV	
			0.5	2/2/2	0.4	0.7/0.7/1.0	mV	
	Offset vs. Temp vs. Supply	T_{MIN} to T_{MAX}	5		5	20/20/15	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
			78	95	84	100	dB	
Long-Term Stability	T_{MIN} to T_{MAX}	76/76/76	15	84	100	dB		
INPUT BIAS CURRENT ²	$V_{CM} = 0\text{ V}$		40	150	40	75	pA	
	$V_{CM} = 0\text{ V}$ @ T_{MAX}			3.4/9.6/154		1.7/4.8/77	nA	
	$V_{CM} = \pm 10\text{ V}$		55	200	55	120	pA	
INPUT OFFSET CURRENT	$V_{CM} = 0\text{ V}$		10	75	10	35	pA	
	$V_{CM} = 0\text{ V}$ @ T_{MAX}			1.7/4.8/77		0.8/2.2/36	nA	
MATCHING CHARACTERISTICS	Input Offset Voltage	T_{MIN} to T_{MAX}	0.5	1.8	0.4	0.8	mV	
			0.7	2.3/2.3/2.3	0.6	1.0/1.0/1.3	mV	
	Input Offset Voltage Drift		8		6	25	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
	Input Bias Current		10	100	10	35	pA	
	Crosstalk	$f = 1\text{ kHz}$		-130		-130	dB	
	$f = 100\text{ kHz}$		-95		-95	dB		
FREQUENCY RESPONSE	Small Signal Bandwidth	Unity Gain	3.0	4.0	3.4	4.0	MHz	
	Full Power Response	$V_O = 20\text{ V p-p}$		200		200	kHz	
		Slew Rate	16	20	18	20	V/ μs	
	Settling Time to 0.01%		1.0	1.2		1.0	μs	
	Total Harmonic Distortion	$f = 1\text{ kHz}; R_L \geq 2\text{ k}\Omega;$ $V_O = 3\text{ V rms}$		0.0003		0.0003	%	
INPUT IMPEDANCE	Differential		3×10^{12}	5.5	3×10^{12}	5.5	Ω /pF	
	Common Mode		3×10^{12}	5.5	3×10^{12}	5.5	Ω /pF	
INPUT VOLTAGE RANGE	Differential ³	T_{MIN} to T_{MAX}	± 20		± 20		V	
			+14.5, -11.5	+13	+14.5, -11.5	+13	V	
	Common-Mode Voltage ⁴	$V_{CM} = \pm 10\text{ V}$	-11	88	84	94	dB	
		Common Mode	T_{MIN} to T_{MAX}	76/76/76	84	82	90	dB
	Rejection Ratio	$V_{CM} = \pm 11\text{ V}$	72	84	78	90	dB	
	T_{MIN} to T_{MAX}	70/70/70	80	74	84	dB		
INPUT VOLTAGE NOISE	0.1 Hz to 10 Hz		2		2	$\mu\text{V p-p}$		
	$f = 10\text{ Hz}$		45		45	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$		
	$f = 100\text{ Hz}$		22		22	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$		
	$f = 1\text{ kHz}$		18		18	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$		
	$f = 10\text{ kHz}$		16		16	$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$		
INPUT CURRENT NOISE	$f = 1\text{ kHz}$		0.01		0.01	$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$		
OPEN-LOOP GAIN	$V_O = \pm 10\text{ V}; R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	150	400	200	400	V/mV		
	T_{MIN} to T_{MAX}	100/100/100		100		V/mV		
OUTPUT CHARACTERISTICS	Voltage	$R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	+13, -12.5	+13.9, -13.3	+13, -12.5	+13.9, -13.3	V	
		T_{MIN} to T_{MAX}	$\pm 12/\pm 12/\pm 12$	+13.8, -13.1	± 12	+13.8, -13.1	V	
	Current	Short Circuit	25	25	25	25	mA	
POWER SUPPLY	Rated Performance		± 15		± 15	V		
	Operating Range		± 4.5	± 18	± 4.5	V		
	Quiescent Current		10.0	13.5	10.0	12.0	mA	
TRANSISTOR COUNT	# of Transistors		120		120			

NOTES

¹Input Offset Voltage specifications are guaranteed after 5 minutes of operation at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

²Bias Current specifications are guaranteed maximum at either input after 5 minutes of operation at $T_A = 25^\circ\text{C}$. For higher temperatures, the current doubles every 10°C .

³Defined as voltage between inputs, such that neither exceeds $\pm 10\text{ V}$ from ground.

⁴Typically exceeding -14.1 V negative common-mode voltage on either input results in an output phase reversal.

Specifications subject to change without notice.

FEATURES

Pin-Programmable 2.5 V or 3.0 V Output
Ultra-low Drift: 3 ppm/°C max
High Accuracy: 2.5 V or 3.0 V \pm 1 mV max
Low Noise: 100 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
Noise Reduction Capability
Low Quiescent Current: 1 mA max
Output Trim Capability
Plug-In Upgrade for Present References
Temperature Output Pin
Series or Shunt Mode Operation (\pm 2.5 V, \pm 3.0 V)

PRODUCT DESCRIPTION

The AD780 is an ultrahigh precision bandgap reference voltage which provides a 2.5 V or 3.0 V output from inputs between 4.0 V and 36 V. Low initial error and temperature drift combined with low output noise and the ability to drive any value of capacitance make the AD780 the ideal choice for enhancing the performance of high resolution ADCs and DACs and for any general purpose precision reference application. A unique low headroom design facilitates a 3.0 V output from a 5.0 V \pm 10% input, providing a 20% boost to the dynamic range of an ADC, over performance with existing 2.5 V references.

The AD780 can be used to source or sink up to 10 mA and can be used in series or shunt mode, thus allowing positive or negative output voltages without external components. This makes it suitable for virtually any high performance reference application. Unlike some competing references, the AD780 has no "region of possible instability." The part is stable under all load conditions when a 1 μF bypass capacitor is used on the supply.

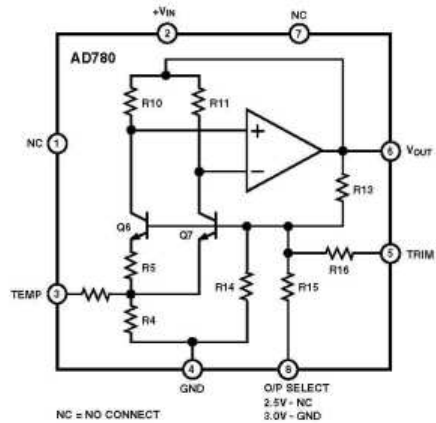
A temperature output pin is provided on the AD780. This provides an output voltage that varies linearly with temperature, allowing the AD780 to be configured as a temperature transducer while providing a stable 2.5 V or 3.0 V output.

The AD780 is a pin-compatible performance upgrade for the LT1019(A)-2.5 and the AD680. The latter is targeted toward low power applications.

The AD780 is available in three grades in plastic DIP, SOIC, and cerdip packages. The AD780AN, AD780AR, AD780BN, AD780BR, and AD780CR are specified for operation from -40°C to $+85^\circ\text{C}$.

REV. B

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD780 provides a pin-programmable 2.5 V or 3.0 V output from a 4 V to 36 V input.
2. Laser trimming of both initial accuracy and temperature coefficients results in low errors over temperature without the use of external components. The AD780BN has a maximum variation of 0.9 mV from -40°C to $+85^\circ\text{C}$.
3. For applications requiring even higher accuracy, an optional fine-trim connection is provided.
4. The AD780 noise is extremely low, typically 4 μV p-p from 0.1 Hz to 10 Hz and a wideband spectral noise density of typically 100 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$. This can be further reduced if desired, by simply using two external capacitors.
5. The temperature output pin enables the AD780 to be configured as a temperature transducer while providing a stable output reference voltage.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
 Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 2000

AD780—SPECIFICATIONS ($T_A = +25^\circ\text{C}$, $V_{IN} = +5\text{ V}$ unless otherwise noted)

Parameter	AD780AN/AR			AD780GR			AD780BN/BR			Unit
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT VOLTAGE										
2.5 V Out	2.495		2.505	2.4985		2.5015	2.499		2.501	Volts
3.0 V Out	2.995		3.005	2.9950		3.0050	2.999		3.001	Volts
OUTPUT VOLTAGE DRIFT ¹										
-40°C to +85°C			7			7			3	ppm/°C
-55°C to +125°C			20			20				ppm/°C
LINE REGULATION										
2.5 V Output, $4\text{ V} \leq +V_{IN} \leq 36\text{ V}$ T_{MIN} to T_{MAX}			10			*			*	μV/V
3.0 V Output, $4.5\text{ V} \leq +V_{IN} \leq 36\text{ V}$ T_{MIN} to T_{MAX}			10			*			*	μV/V
LOAD REGULATION, SERIES MODE										
Sourcing $0 < I_{OUT} < 10\text{ mA}$ T_{MIN} to T_{MAX}			50			*			*	μV/mA
Sinking $-10 < I_{OUT} < 0\text{ mA}$ T_{MIN} to T_{MAX}			75			*			*	μV/mA
-40°C to +85°C			75			*			*	μV/mA
-55°C to +125°C			150			*			*	μV/mA
LOAD REGULATION, SHUNT MODE										
$I < I_{RECURRENT} < 10\text{ mA}$			75			*			*	μV/mA
QUIESCENT CURRENT, 2.5 V SERIES MODE ²										
-40°C to +85°C		0.75	1.0		*	*		*	*	mA
-55°C to +125°C		0.8	1.3		*	*		*	*	mA
MINIMUM SHUNT CURRENT		0.7	1.0		*	*		*	*	mA
OUTPUT NOISE										
0.1 Hz to 10 Hz			4		*	*		*	*	μV p-p
Spectral Density, 100 Hz			100		*	*		*	*	nV/√Hz
LONG TERM STABILITY ³			20		*	*		*	*	± ppm/ 1000 Hr
TRIM RANGE	4.0			*			*			±%
TEMPERATURE PIN										
Voltage Output @ 25°C	500	560	620	*	*	*	*	*	*	mV
Temperature Sensitivity		1.9			*			*		mV/°C
Output Resistance		3			*			*		kΩ
SHORT CIRCUIT CURRENT TO GROUND		30			*			*		mA
TEMPERATURE RANGE										
Specified Performance (A, B, C)	-40		+85	*		*	*		*	°C
Operating Performance (A, B, C) ⁴	-55		+125	*		*	*		*	°C
Specified Performance (S)	-55		+125	*		*	*		*	°C
Operating Performance (S)	-55		+125	*		*	*		*	°C

NOTES

¹Maximum output voltage drift is guaranteed for all packages.

²3.0 V mode typically adds 100 μA to the quiescent current. Also, I_q increases by 2 μA/V above an input voltage of 5 V.

³The long term stability specification is noncumulative. The drift in subsequent 1000 hr. periods is significantly lower than in the first 1000 hr. period.

⁴The operating temperature range is defined as the temperature extremes at which the device will still function. Parts may deviate from their specified performance outside their specified temperature range.

*Same as AD780AN/AR specification.

Specifications subject to change without notice.

GERİLİM VE AKIM SENSÖRLERİ



Voltage Transducer LV 25-P

For the electronic measurement of voltages : DC, AC, pulsed..., with a galvanic isolation between the primary circuit (high voltage) and the secondary circuit (electronic circuit).

$$I_{PN} = 10 \text{ mA}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ V}$$



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	10	mA			
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 14	mA			
R_M	Measuring resistance	$R_{M \min}$	$R_{M \max}$			
				with ± 12 V	@ ± 10 mA _{max}	30
			@ ± 14 mA _{max}	30	100	Ω
		with ± 15 V	@ ± 10 mA _{max}	100	350	Ω
	@ ± 14 mA _{max}	100	190	Ω		
I_{S0}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA			
K_N	Conversion ratio	2500 : 1000				
V_C	Supply voltage (± 5 %)	± 12 .. 15	V			
I_C	Current consumption	10 (@ ± 15 V) + I_S	mA			
V_D	R.m.s. voltage for AC isolation test ¹⁾ , 50 Hz, 1 mn	2.5	kV			

Features

- Closed loop (compensated) voltage transducer using the Hall effect
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0.

Principle of use

- For voltage measurements, a current proportional to the measured voltage must be passed through an external resistor R_1 which is selected by the user and installed in series with the primary circuit of the transducer.

Accuracy - Dynamic performance data

X_C	Overall Accuracy @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$	@ ± 12 .. 15 V	± 0.9	%
		@ ± 15 V (± 5 %)	± 0.8	%
E_L	Linearity		< 0.2	%
I_0	Offset current @ $I_P = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Typ	± 0.15	mA
		Max	± 0.25	mA
I_{DT}	Thermal drift of I_0	0°C .. + 25°C	± 0.06	mA
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.10	± 0.35
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of $V_{D \max}$		40	μs

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

General data

T_A	Ambient operating temperature	0 .. + 70	°C
T_S	Ambient storage temperature	- 25 .. + 85	°C
R_P	Primary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	250	Ω
R_S	Secondary coil resistance @ $T_A = 70^\circ\text{C}$	110	Ω
m	Mass	22	g
	Standards ³⁾	EN 50178	

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Power supplies for welding applications.

Notes : ¹⁾ Between primary and secondary
²⁾ $R_1 = 25 \text{ k}\Omega$ (L/R constant, produced by the resistance and inductance of the primary circuit)
³⁾ A list of corresponding tests is available

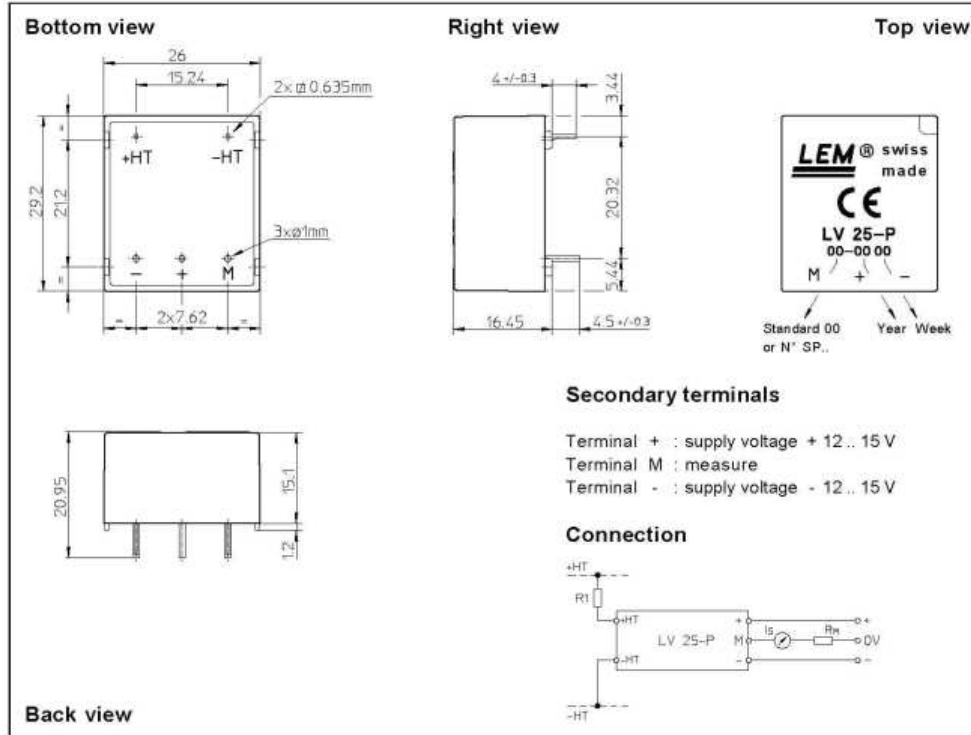
981125/14

LEM Components

www.lem.com

Topo Co., Ltd. Tel: (02) 8228-0658 Fax: (02) 8228-0659 http://www.sensor.com.tw e-mail: topo@ms1.hinet.net

Dimensions LV 25-P (in mm, 1 mm = 0,0394 inch)



Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 2 pins
0.635 x 0.635 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins $\varnothing 1$ mm
- Recommended PCB hole 1.2 mm

Remarks

- I_s is positive when V_p is applied on terminal +HT.
- This is a standard model. For different versions (supply voltages, turns ratios, unidirectional measurements...), please contact us.

Instructions for use of the voltage transducer model LV 25-P

Primary resistor R_1 : the transducer's optimum accuracy is obtained at the nominal primary current. As far as possible, R_1 should be calculated so that the nominal voltage to be measured corresponds to a primary current of 10 mA.

Example: Voltage to be measured $V_{pri} = 250$ V

a) $R_1 = 25$ k Ω / 2.5 W, $I_p = 10$ mA	Accuracy = ± 0.8 % of V_{pri} (@ $T_a = +25^\circ\text{C}$)
b) $R_1 = 50$ k Ω / 1.25 W, $I_p = 5$ mA	Accuracy = ± 1.6 % of V_{pri} (@ $T_a = +25^\circ\text{C}$)

Operating range (recommended) : taking into account the resistance of the primary windings (which must remain low compared to R_1 in order to keep thermal deviation as low as possible) and the isolation, this transducer is suitable for measuring nominal voltages from 10 to 500 V.

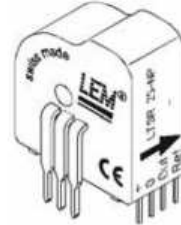
LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without previous notice.

Multi-Range Current Transducer

$I_{PN} = 6 - 15 - 25 \text{ A}$

LTSR 6-NP, LTSR 15-NP, LTSR 25-NP

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed, mixed, with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).



Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	6/15/25	At
I_P	Primary current, measuring range	$0 \dots \pm 19.2/48/80 \text{ }^{1)}\text{At}$	
V_{OUT}	Analog output voltage @ $I_P = 0$	$2.5 \pm (0.625 \cdot I_P / I_{PN}) \text{ V}$	
V_{REF}	Voltage reference (internal reference), refout mode	$2.5 \text{ }^{2)} \text{ V}$	
	Voltage reference (external reference), Ref in mode	$1.9 \dots 2.7 \text{ }^{4)} \text{ V}$	
N_S	Number of secondary turns ($\pm 0.1 \%$)	2000	
R_L	Load resistance	≥ 2	k Ω
C_{CL}	Max. capacitive loading	500	pF
R_{IM}	Internal measuring resistance ($\pm 0.5 \%$)	208.33/83.33/50	Ω
TCR_{IM}	Thermal drift of R_{IM}	< 50	ppm/K
V_C	Supply voltage ($\pm 5 \%$)	5	V
I_C	Current consumption @ $V_C = 5 \text{ V}$	Typ $28 + I_S^{(5)} + (V_{OUT} / R_L) \text{ mA}$	
V_d	RMS voltage for AC isolation test, 50/60 Hz, 1 mn	3	kV
V_a	RMS voltage for partial discharge extinction @ 10 pC	> 1.5	kV
V_w	Impulse withstand voltage 1.2/50 μs	> 8	kV

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.2	%
	Accuracy with R_{IM} @ $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.7	%
\mathcal{E}_L	Linearity	< 0.1	%
		Max.	
TCV_{OUT}	Thermal drift of V_{OUT} / V_{REF} @ $I_P = 0$	-40°C .. +85°C	150/64/37.5 ppm/K
TCE_G	Thermal drift of the gain	-40°C .. +85°C	50 ⁶⁾ ppm/K
V_{DM}	Residual voltage @ $I_P = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$	± 0.5	mV
		$5 \times I_{PN}$	± 2 mV
		$10 \times I_{PN}$	± 2 mV
TCV_{REF}	Thermal drift of internal V_{REF} @ $I_P = 0$	-10°C .. +85°C	50 ppm/K
		-40°C .. -10°C	100 ppm/K
t_{ra}	Reaction time @ 10 % of I_{PN}	< 100	ns
t_r	Response time @ 90 % of I_{PN}	< 400	ns
di/dt	di/dt accurately followed	$> 15/35/60$	A/ μs
f	Frequency bandwidth (0 .. -0.5 dB)	DC .. 100	kHz
	(-0.5 .. -1 dB)	DC .. 200	kHz

030326/1

12

Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Unipolar voltage supply
- Compact design for PCB mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0
- Incorporated measuring resistance
- Extended measuring range
- Access to the internal voltage reference
- Possibility to feed the transducer reference from external supply.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Very low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications


- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

IPM INVERTER MODÜL

MITSUBISHI SEMICONDUCTOR <Application Specific Intelligent Power Module>

PS11035
FLAT-BASE TYPE
INSULATED TYPE

PS11035



INTEGRATED FUNCTIONS AND FEATURES

- Converter bridge for 3 phase AC-to-DC power conversion.
- 3 phase IGBT inverter bridge configured by the latest 3rd generation IGBT and diode technology.
- Inverter output current capability I_o (Note 1):

Type Name	Motor Rating	I_o (100%)	I_o (150%, 60sec)
PS11035	1.5kW/200V AC	7.0A rms	10.5A rms

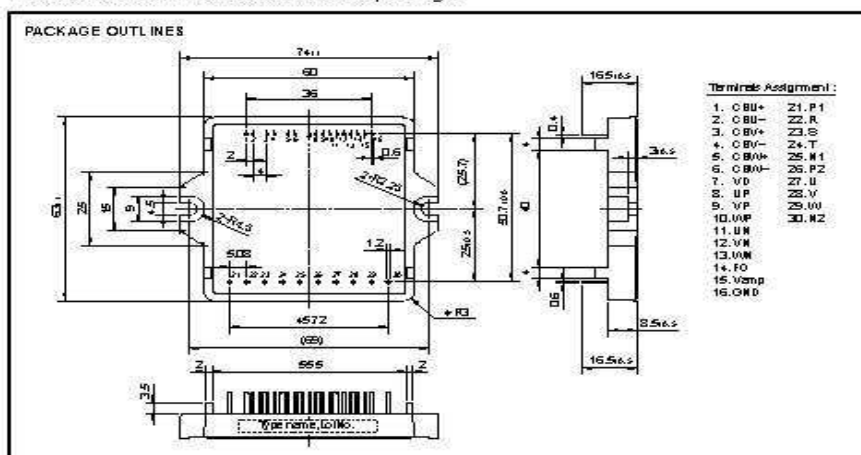
(Note 1) : The inverter output current is assumed to be sinusoidal and the peak or maximum value of each of the above loading cases is defined as : $I_{om} = I_o \times \sqrt{2}$, $T_c < 100^\circ\text{C}$

INTEGRATED DRIVE, PROTECTION AND SYSTEM CONTROL FUNCTIONS :

- P-Side IGBTs : Drive circuit, high-side split circuit, bootstrap circuitry supply scheme for Single Control-Power-Source drive, and under-voltage (UV) protection.
- N-Side IGBTs : Drive circuit, DC-Link current sense and amplifier circuitry for overcurrent protection, control supply under-voltage protection (UV), and fault output (FO) signaling circuit.
- Fault output : N-side IGBT short-circuit (SC), overcurrent (OC), and control supply under-voltage (UV).
- Inverter Average Current Sense : N-Side IGBT DC-Link Current Sense.
- Input Interface : 5V CMOS/TTL compatible, Schmitt Trigger input, and Anti-Shoot-Through Interlock protective function.

APPLICATION

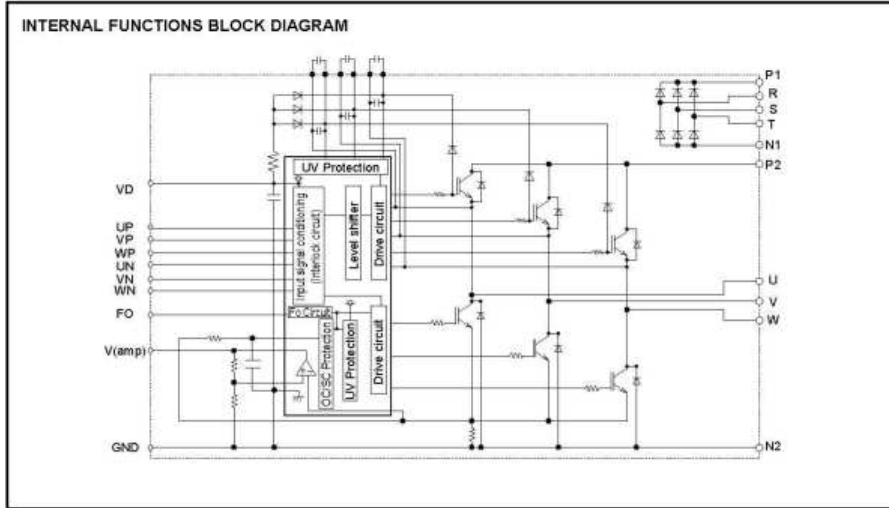
Acoustic noise-less 1.5kW/200V AC Class 3 phase inverters, motor control applications, and motors with built-in small size inverter package



(Fig. 1)

PS11035

**FLAT-BASE TYPE
INSULATED TYPE**



(Fig. 2)

MAXIMUM RATINGS (Tj = 25°C)

INVERTER PART

Symbol	Item	Condition	Ratings	Unit
V _{CC}	Supply voltage	Applied between P2-N2	450	V
V _{CC(surge)}	Supply voltage (surge)	Applied between P2-N2, Surge-value	500	V
V _P or V _N	Each output IGBT collector-emitter static voltage	Applied between P2-U,V,W, U,V,W-N2	600	V
V _{PR(S)} or V _{NR(S)}	Each output IGBT collector-emitter switching voltage	Applied between P2-U,V,W, U,V,W-N2	600	V
I _c (±I _{cp})	Each output IGBT collector current	T _c = 25°C, * () means I _c peak value	±20 (±40)	A

CONVERTER PART

Symbol	Item	Condition	Ratings	Unit
V _{RRM}	Repetitive peak reverse voltage		800	V
E _a	Recommended AC input voltage		220	V _{rms}
I _o	DC output current	3φ rectifying circuit	20	A
I _{FSM}	Surge (non-repetitive) forward current	1 cycle at 60Hz, peak value non-repetitive	196	A
I _t	I ² t for fusing	Value for one cycle of surge current	165	A ² s

CONTROL PART

Symbol	Item	Ratings	Unit
V _{D, V_{CE}}	Supply voltage	-0.5 ~ 20	V
V _{CIN}	Input signal voltage	-0.5 ~ +7.5	V
V _{FO}	Fault output supply voltage	-0.5 ~ +7.5	V
I _{FO}	Fault output current	15	mA
I _{amp}	DC-Link IGBT current signal Amp output current	1	mA

Jan. 2000



PS11035

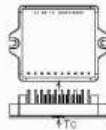
**FLAT-BASE TYPE
INSULATED TYPE**

TOTAL SYSTEM

Symbol	Item	Condition	Ratings	Unit
T _J	Junction temperature	(Note 2)	-20 ~ +125	°C
T _{stg}	Storage temperature	—	-40 ~ +125	°C
T _C	Module case operating temperature	(Fig. 3)	-20 ~ +100	°C
V _{ISO}	Isolation voltage	60 Hz sinusoidal AC applied between all terminals and the base plate for 1 minute.	2500	Vrms
—	Mounting torque	Mounting screw: M4	0.98 ~ 1.47	N·m

(Note 2) : The indicated values are specified considering the safe operation of all the parts within the ASIPM. The max. ratings for the ASIPM power chips (IGBT & FWDi) is T_J < 150.

CASE TEMPERATURE MEASUREMENT POINT



(Fig. 3)

THERMAL RESISTANCE

Symbol	Item	Condition	Ratings			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
R _{th(jc)D}	Junction to case Thermal Resistance	Inverter IGBT (1/6)	—	—	2.3	°C/W
R _{th(jc)F}		Inverter FWDi (1/6)	—	—	3.1	°C/W
R _{th(jc)FR}		Converter Di (1/6)	—	—	4.8	°C/W
R _{th(cf)}	Contact Thermal Resistance	Case to fin thermal, grease applied (1 Module)	—	—	0.074	°C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_J = 25°C, V_D = 15V, V_{DB} = 15V unless otherwise noted)

Symbol	Item	Condition	Ratings			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
V _{CE(sat)}	Collector-emitter saturation voltage	T _J = 25°C, Input = ON, I _c = 20A, V _D = V _{DB} = 15V (Shunt voltage drop not included)	—	—	2.9	V
V _{EC}	FWDi forward voltage	T _J = 25°C, -I _c = 20A	—	—	2.9	V
V _{FR}	Converter diode voltage	T _J = 25°C, I _{FR} = 10A	—	—	1.5	V
I _{RRM}	Converter diode reverse current	V _R = V _{RRM} , T _J = 125°C	—	—	8	mA
t _{on}	Switching times	1/2 Bridge inductive, Input = 5V ↔ 0V V _{CC} = 300V, I _c = 20A, T _J = 125°C V _D = 15V, V _{DB} = 15V Note: t _{on} , t _{off} include delay time of the internal control circuit.	0.3	0.6	1.5	μs
t _{c(on)}			—	0.5	1.0	μs
t _{off}			—	1.6	2.5	μs
t _{c(off)}			—	0.5	1.3	μs
t _{rr}	FWDi reverse recovery time		—	0.12	—	μs
Short circuit endurance (Output, Arm, and Load Short Circuit Modes)		@V _{CC} ≤ 400V, Input = 5V → 0V (One-Shot) -20°C ≤ T _J (start) ≤ 125°C, 13.5V ≤ V _D = V _{DB} ≤ 16.5V	• No destruction • F _o output by protection operation			
Switching SOA		@V _{CC} ≤ 400V, Input = 5V ↔ 0V, T _J ≤ 125°C I _c < OC trip level, 13.5V ≤ V _D = V _{DB} ≤ 16.5V	• No destruction • No protecting operation • No F _o output			

Jan. 2000



PS11035

**FLAT-BASE TYPE
INSULATED TYPE**

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_J = 25°C, V_D = 15V, V_{DB} = 15V unless otherwise noted)

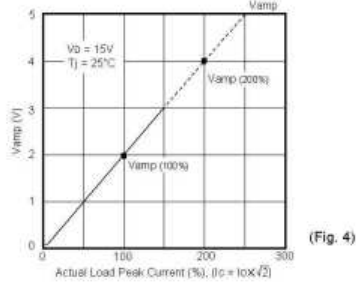
Symbol	Item	Condition	Ratings			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
I _D	Circuit current (Average)	T _J = 25°C, V _D = 15V, V _{in} = 5V	—	—	50	mA
I _{DB}	Circuit current (Average)	T _J = 25°C, V _D = V _{DB} = 15V, V _{in} = 5V	—	—	5	mA
V _{in(on)}	Input on threshold voltage		0.8	1.4	2.0	V
V _{in(off)}	Input off threshold voltage		2.5	3.0	4.0	V
R _i	Input pull-up resistor	Applied between input terminal-inside power supply	—	50	—	kΩ
f _{PWM}	PWM input frequency	T _C ≤ 100°C, T _J ≤ 125°C	1	—	15	kHz
t _{dead}	Arm shoot-through blocking time	Relates to corresponding inputs T _C = -20°C ~ +100°C (Note 3)	2.2	—	—	μs
t _{int}	Input interlock sensing	Relates to corresponding input (Fig. 6)	—	100	—	ns
V _{amp(100%)}	Inverter DC-Link IGBT current sense voltage output signal	I _C = I _{OP(100%)} V _D = 15V	1.5	2.0	2.5	V
V _{amp(200%)}	Inverter DC-Link IGBT current sense voltage output signal	I _C = I _{OP(200%)} T _J = 25°C (Fig. 4)	3.0	4.0	5.0	V
V _{amp(250%)}	Inverter DC-Link IGBT current sense voltage output signal	I _C = I _{OP(250%)} V _D = 15V	5.0	—	—	V
V _{amp(θ)}	Inverter DC-Link IGBT current sense voltage output limit	I _C = 0A (Fig. 4)	—	50	100	mV
O _C	Over current trip level	T _J = 25°C (Fig. 5)	19.8	24.7	35.0	A
t _{OC}	Over current delay time	T _J = 25°C (Fig. 5)	—	10	—	μs
S _C	Short circuit trip level	T _J = 25°C (Fig. 5)	—	40	—	A
t _{SC}	Short circuit delay time	T _J = 25°C (Fig. 5)	—	2	—	μs
U _{V(D)}	Supply circuit under voltage protection	Trip level	11.0	12.0	13.0	V
U _{V(Dr)}		Reset level	11.5	12.5	13.5	V
U _{V(DB)}		Trip level	10.1	10.8	11.6	V
U _{V(DDr)}		Reset level	10.6	11.3	12.1	V
t _{dV}		Delay time	—	10	—	μs
t _{FO}	Fault output pulse width	T _J = 25°C (Note 4)	1.0	1.8	—	ms
I _{FO(H)}	Fault output current	Open collector output (Note 4)	—	—	1	μA
I _{FO(L)}			—	—	15	mA

(Note 3) : The dead-time has to be set externally by the CPU; it is not part of the ASIPM internal functions.
 (Note 4) : Fault output signaling is given only when the internal OC, SC, & UV protection circuits are activated.
 The OC, SC and UV protection (and fault output) operate for the lower arms only. The OC and SC protection Fault output is given in a pulse format while that of UV protection is maintained throughout the duration of the under-voltage condition.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Symbol	Item	Condition	Ratings			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
V _{CC}	Supply voltage	Applied across P2-N2 terminals	—	300	400	V
V _D	Supply voltage	Applied between V _D -GND	13.5	15.0	16.5	V
V _{DB}	Supply voltage	Applied between CBU+ & CBU-, CBV+ & CBV-, CBW+ & CBW-	13.5	15.0	16.5	V
ΔV _D , V _{DB}	Supply voltage ripple		-1	—	+1	V/μs
V _{IN(ON)}	Input on voltage	Applied between UP • VP • WP • UN • VN • WN and GND	0	—	0.8	V
V _{IN(OFF)}	Input off voltage		4.0	—	5.0	V
t _{dead}	Arm shoot-through blocking time	Relates to corresponding inputs	2.2	—	—	μs
T _C	Module case operating temperature		—	—	100	°C
f _{PWM}	PWM input frequency	T _C ≤ 100°C, T _J ≤ 125°C	—	—	15	kHz
t _{OX}	Allowable minimum input on-pulse width		1	—	—	μs

INVERTER DC-LINK IGBT CURRENT ANALOGUE SIGNALING OUTPUT (TYPICAL)



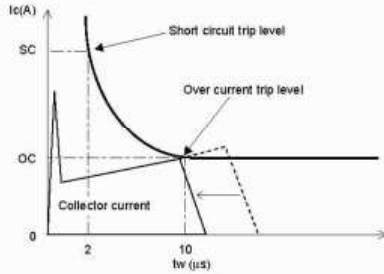
Jan. 2000



PS11035

**FLAT-BASE TYPE
INSULATED TYPE**

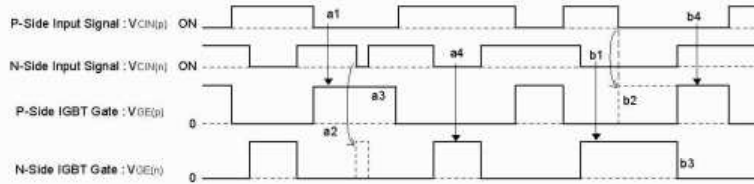
CURRENT ABNORMALITY PROTECTIVE FUNCTIONS



(Fig. 5)

Protection is achieved by monitoring and filtering the N-side DC-Bus current. The over-current protection is activated (after allowing a filtering time of 10 μ s) when the line current reaches 250% of the rated load-current I_o (rms). Similarly, the short circuit protection is activated (after allowing a filtering time of 2 μ s) when the line current reaches twice the rated collector-current (I_c). When a current trip-level is exceeded (OC or SC), all the N-side IGBTs are intercepted (turned OFF) and a fault-signal is output. After the fault-signal output duration (1.8 ms - typ.), the interception is Reset at the following OFF input signal. However, since the fault may be repetitive, it is recommended to stop the system after the fault-signal is received and check the fault. The trip-level settings described above are summarized in the following figure:

ARM-SHOOT-THROUGH INTER-LOCK PROTECTIVE FUNCTION



(Fig. 6)

Description:

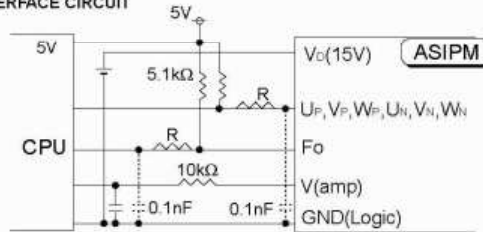
- (1) During the ON-State of either of the upper-arm or the lower-arm IGBT, the inter-lock protection circuit blocks any erroneous ON pulses (resulting from input noise) from triggering the other arm IGBT and thus it prevents the arm-shoot-through situation.
- (2) When two ON-signals are received for both the upper and the lower arms, the signal received first will be passed to the IGBT and the second signal will be blocked. The second signal will be passed to its corresponding IGBT immediately after the first signal is OFF.

Note: This protective function provides no fault signaling output. The Dead-Time has to be set using the micro-controller (CPU).

Operation:

- | | |
|---|--|
| a1. P-side normal ON-signal \Rightarrow P-side IGBT gate turns ON. | b1. N-side normal ON-signal \Rightarrow N-side IGBT gate turns ON. |
| a2. N-side erroneous ON-signal \Rightarrow N-side IGBT gate remains OFF. | b2. Simultaneous ON-signals \Rightarrow P-side IGBT gate remains OFF. |
| a3. While P-side ON-signal remains \Rightarrow P-side IGBT gate remains ON. | b3. N-side receives OFF-signal \Rightarrow N-side IGBT gate turns OFF. |
| a4. N-side normal ON-signal \Rightarrow N-side IGBT gate turns ON. | b4. Immediately after (b3) \Rightarrow P-side IGBT gate turns ON. |

RECOMMENDED I/O INTERFACE CIRCUIT



(Fig. 7)

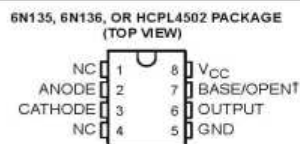


OPTOKUPLÖR ENTEGRESİ

6N135, 6N136, HCPL4502 OPTOCOUPPLERS/OPTOISOLATORS

SOES022A - JULY 1986 - REVISED APRIL 1988

- Compatible with TTL Inputs
- High-Speed Switching . . . 1 Mbit/s Typ
- Bandwidth . . . 2 MHz Typ
- High Common-Mode Transient Immunity . . . 1000 V/ μ s Typ
- High-Voltage Electrical Insulation . . . 3000 Vdc Min
- Open-Collector Output
- UL Recognized . . . File Number 65085



† Terminal 7 is BASE on the 6N135 and 6N136 and OPEN on the HCPL4502.
NC - No internal connection

description

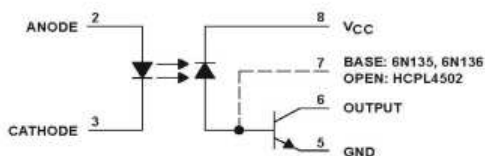
These high-speed optocouplers are designed for use in analog or digital interface applications that require high-voltage isolation between the input and output. Applications include line receivers that require high common-mode transient immunity, and analog or logic circuits that require input-to-output electrical isolation.

The 6N135, 6N136, and HCPL4502 optocouplers each consists of a light-emitting diode and an integrated photon detector composed of a photodiode and an open-collector output transistor. Separate connections are provided for the photodiode bias and the transistor-collector output. This feature, which reduces the transistor base-to-collector capacitance, results in speeds up to one hundred times that of a conventional phototransistor optocoupler.

The 6N135 is designed for TTL/CMOS, TTL/LSTTL, and wide-band analog applications.

The 6N136 and HCPL4502 are designed for high-speed TTL/TTL applications. The HCPL4502 has no base connection.

schematic



PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**
POST OFFICE BOX 855305 • DALLAS, TEXAS 75285

Copyright © 1988, Texas Instruments Incorporated

**6N135, 6N136, HCPL4502
OPTOCOUPERS/OPTOISOLATORS**

SOES022A—JULY 1986—REVISED APRIL 1998

absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)†‡

Supply and output voltage range, V_{CC} and V_O	–0.5 V to 15 V
Reverse input voltage	5 V
Emitter-base reverse voltage	5 V
Peak input forward current (pulse duration = 1 ms, 50% duty cycle, see Note 1)	50 mA
Peak transient input forward current (pulse duration 1 μ s, 300 Hz)	1 A
Average forward input current(see Note 2)	25 mA
Peak output current	16 mA
Average output current	8 mA
Base current	5 mA
Input power dissipation at (or below) 70°C free-air temperature (see Note 3)	45 mW
Output power dissipation at (or below) 70°C free-air temperature (see Note 4)	100 mW
Storage temperature range, T_{stg}	–55°C to 125°C
Operating free-air temperature range, T_A	–55°C to 100°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

‡ JEDEC registered data for 6N135 and 6N136

- NOTES:
1. Derate linearly above 70°C free-air temperature at the rate of 1.67 mW/°C.
 2. Derate linearly above 70°C free-air temperature at the rate of 0.83 mA/°C.
 3. Derate linearly above 70°C free-air temperature at the rate of 1.50 mW/°C.
 4. Derate linearly above 70°C free-air temperature at the rate of 3.33 mA/°C.

ANAHTARLAMA BLOĞU MATLAB/SİMULİNK KODU

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Yıldız Teknik Üniversitesi
%Asenkron Motor Anahtarlama Algoritması / C++
%Tarih:05/01/2011
%Program: Yavuz ÜSER
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

```

```
function SaSbSc=SVM(Vk1,angle, Seq, ts,tk1,tk2,p)
```

```

%Başlangıç değerlerini yükle,
%Vk1=Belirlenen uzay vektörü,
%angle=Stator akısının derece cinsinden açılmal değeri,
%Seg=Taşıyıcı işaret girişi(Üçgen dalga),
%ts=Anahtarlama periyodu,
%tk1,tk2=uzay vektörlerinin uygulanacağı zamanlama çiftleri,
%p=Taşıyıcı işaret periyodu,
timeagent=((ts)*1e-6);Zamanlama faktörü,
Tsampling=30; /Zamanlama çifti sayısı,
t1 = [ 0 0 0 0 0 0];
sa = 0;
sb = 0;
sc = 0;
%Belirlenen zamanlar için SVM algoritmasına başla,
%%% 1.Durum (6-3)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü
if (((Vk1==6)&&(angle>=0) && (angle<60))|((Vk1==6)&&(angle==360)))
    %Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

    ta=(tk1*timeagent);
    tb=(tk2*timeagent);
    t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent;    if (t0>15)        t0=t0-16;    elseif tb>16
tb=tb-16;    end
    tk=ta/2;
    tm=(ta+tb)/2;
    tn=(ta+tb+t0)/2;
    tp=tb/2;
    ts=tm;

```



```

t1=[tk tm tn tp ts tn];
t1=cumsum(t1);
%sec 6 3 7 3 6 0
v1= [ 1 0 1 0 1 0];
v2= [ 1 1 1 1 1 0];
v3= [ 0 1 1 1 0 0];
%Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
for j = 1:6
    if(Seq <= t1(j))
        break
    end
end
%Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
sa=v1(j);
sb=v2(j);
sc=v3(j);
end

%%2.Durum (4-1)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü
if (((Vk1==5)&&(angle>=0) && (angle<60))|((Vk1==5)&&(angle==360)))
    %Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

    ta=(tk1*timeagent);
    tb=(tk2*timeagent);
    t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent;    if (t0>15)    t0=t0-16;    elseif tb>16
tb=tb-16;    end
    tk=ta/2;    tm=(ta+tb)/2;    tn=(ta+tb+t0)/2;    tp=tb/2;    ts=tm;    t1=[tk tm tn tp
ts tn];
    t1=cumsum(t1);
    %sec 4 1 7 1 4 0
    v1= [ 1 0 1 0 1 0];
    v2= [ 0 0 1 0 0 0];
    v3= [ 0 1 1 1 0 0];
    %Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
    for j = 1:6
        if(Seq <= t1(j))
            break
        end
    end
    %Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
    sa=v1(j);
    sb=v2(j);
    sc=v3(j);
end

%%3.Durum (3-6)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü
if (((Vk1==2)&&(angle>=0) && (angle<60))|((Vk1==2)&&(angle==360)))
    %Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

```

```

ta=(tk1*timeagent);
tb=(tk2*timeagent);
t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent;  if (t0>15)    t0=t0-16;  elseif tb>16
tb=tb-16;  end
tk=ta/2;  tm=(ta+tb)/2;  tn=(ta+tb+t0)/2;  tp=tb/2;  ts=tm;    t1=[tk tm tn tp
ts tn];
t1=cumsum(t1);
%sec 3 6 7 6 3 0
v1= [ 0 1 1 1 0 0];
v2= [ 1 1 1 1 1 0];
v3= [ 1 0 1 0 1 0];
%Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
for j = 1:6
    if(Seq <= t1(j))
        break
    end
end
%Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
sa=v1(j);
sb=v2(j);
sc=v3(j);
end

```

```

%%4.Durum (1-4)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü
if (((Vk1==1)&&(angle>=0) && (angle<60))|((Vk1==1)&&(angle==360)))
    %Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

```

```

ta=(tk1*timeagent);
tb=(tk2*timeagent);
t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent;  if (t0>15)    t0=t0-16;  elseif tb>16
tb=tb-16;  end
tk=ta/2;  tm=(ta+tb)/2;  tn=(ta+tb+t0)/2;  tp=tb/2;  ts=tm;    t1=[tk tm tn tp
ts tn];
t1=cumsum(t1);
%sec 1 4 7 4 1 0
v1= [ 0 1 1 1 0 0];
v2= [ 0 0 1 0 0 0];
v3= [ 1 0 1 0 1 0];
%Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
for j = 1:6
    if(Seq <= t1(j))
        break
    end
end
%Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
sa=v1(j);
sb=v2(j);
sc=v3(j);
end

```

%%5.Durum (2-1)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü

if (Vk1==2)&&(angle>=60) && (angle<120)

%Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

```
ta=(tk1*timeagent);
tb=(tk2*timeagent);
t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent; if (t0>15) t0=t0-16; elseif tb>16
tb=tb-16; end
tk=ta/2; tm=(ta+tb)/2; tn=(ta+tb+t0)/2; tp=tb/2; ts=tm; t1=[tk tm tn tp
ts tn];
t1=cumsum(t1);
%sec 2 1 7 1 2 0
v1= [ 0 0 1 0 0 0];
v2= [ 1 0 1 0 1 0];
v3= [ 0 1 1 1 0 0];
%Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
for j = 1:6
if(Seq <= t1(j))
break
end
end
%Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
sa=v1(j);
sb=v2(j);
sc=v3(j);
end
```

%%6.Durum (6-5)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü

if (Vk1==4)&&(angle>=60) && (angle<120)

%Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

```
ta=(tk1*timeagent);
tb=(tk2*timeagent);
t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent; if (t0>15) t0=t0-16; elseif tb>16
tb=tb-16; end
tk=ta/2; tm=(ta+tb)/2; tn=(ta+tb+t0)/2; tp=tb/2; ts=tm; t1=[tk tm tn tp
ts tn];
t1=cumsum(t1);
%sec 6 5 7 5 6 0
v1= [ 1 1 1 1 1 0];
v2= [ 1 0 1 0 1 0];
v3= [ 0 1 1 1 0 0];
%Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
for j = 1:6
if(Seq <= t1(j))
break
end
end
%Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
sa=v1(j);
```

```

sb=v2(j);
sc=v3(j);
end

%%%%7.Durum (1-2)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü
if (Vk1==3)&&(angle>=60) && (angle<120)
    %Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

    ta=(tk1*timeagent);
    tb=(tk2*timeagent);
    t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent;    if (t0>15)    t0=t0-16;    elseif tb>16
tb=tb-16;    end
    tk=ta/2;    tm=(ta+tb)/2;    tn=(ta+tb+t0)/2;    tp=tb/2;    ts=tm;    t1=[tk tm tn tp
ts tn];
    t1=cumsum(t1);
    %sec 1 2 7 2 1 0
    v1= [ 0 0 1 0 0 0];
    v2= [ 0 1 1 1 0 0];
    v3= [ 1 0 1 0 1 0];
    %Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
    for j = 1:6
        if(Seq <= t1(j))
            break
        end
    end
    %Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
    sa=v1(j);
    sb=v2(j);
    sc=v3(j);
end

```

```

%%%%8.Durum (5-6)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü
if (Vk1==5)&&(angle>=60) && (angle<120)
    %Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

    ta=(tk1*timeagent);
    tb=(tk2*timeagent);
    t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent;    if (t0>15)    t0=t0-16;    elseif tb>16
tb=tb-16;    end
    tk=ta/2;    tm=(ta+tb)/2;    tn=(ta+tb+t0)/2;    tp=tb/2;    ts=tm;    t1=[tk tm tn tp
ts tn];
    t1=cumsum(t1);
    %sec 5 6 7 6 5 0
    v1= [ 1 1 1 1 1 0];
    v2= [ 0 1 1 1 0 0];
    v3= [ 1 0 1 0 1 0];
    %Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
    for j = 1:6
        if(Seq <= t1(j))
            break
        end
    end

```

```

    end
end
%Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
sa=v1(j);
sb=v2(j);
sc=v3(j);
end

%%%9.Durum (3-5)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü
if (Vk1==3)&&(angle>=120) && (angle<180)
    %Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

    ta=(tk1*timeagent);
    tb=(tk2*timeagent);
    t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent;    if (t0>15)    t0=t0-16;    elseif tb>16
tb=tb-16;    end
    tk=ta/2;    tm=(ta+tb)/2;    tn=(ta+tb+t0)/2;    tp=tb/2;    ts=tm;    t1=[tk tm tn tp
ts tn];
    t1=cumsum(t1);
    %sec 3 5 7 5 3 0
    v1= [ 0 1 1 1 0 0];
    v2= [ 1 0 1 0 1 0];
    v3= [ 1 1 1 1 1 0];
    %Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
    for j = 1:6
        if(Seq <= t1(j))
            break
        end
    end
end
%Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
sa=v1(j);
sb=v2(j);
sc=v3(j);
end

```

```

%%%10.Durum (2-4)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü
if (Vk1==6)&&(angle>=120) && (angle<180)
    %Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

    ta=(tk1*timeagent);
    tb=(tk2*timeagent);
    t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent;    if (t0>15)    t0=t0-16;    elseif tb>16
tb=tb-16;    end
    tk=ta/2;    tm=(ta+tb)/2;    tn=(ta+tb+t0)/2;    tp=tb/2;    ts=tm;    t1=[tk tm tn tp
ts tn];
    t1=cumsum(t1);
    %sec 2 4 7 4 2 0
    v1= [ 0 1 1 1 0 0];
    v2= [ 1 0 1 0 1 0];
    v3= [ 0 0 1 0 0 0];
end

```

```

%Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
for j = 1:6
    if(Seq <= t1(j))
        break
    end
end
%Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
sa=v1(j);
sb=v2(j);
sc=v3(j);
end

%%%%%%%%11.Durum (5-3)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü
if (Vk1==1)&&(angle>=120) && (angle<180)
    %Anahtarlama Zamanlarını Hesapla

    ta=(tk1*timeagent);
    tb=(tk2*timeagent);
    t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent;    if (t0>15)    t0=t0-16;    elseif tb>16
tb=tb-16;    end
    tk=ta/2;    tm=(ta+tb)/2;    tn=(ta+tb+t0)/2;    tp=tb/2;    ts=tm;    t1=[tk tm tn tp
ts tn];
    t1=cumsum(t1);
    %sec 5 3 7 3 5 0
    v1= [ 1 0 1 0 1 0];
    v2= [ 0 1 1 1 0 0];
    v3= [ 1 1 1 1 1 0];
    %Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
    for j = 1:6
        if(Seq <= t1(j))
            break
        end
    end
    %Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
    sa=v1(j);
    sb=v2(j);
    sc=v3(j);
end

%%%%%%%%12.Durum (4-2)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü
if (Vk1==4)&&(angle>=120) && (angle<180)
    %Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

    ta=(tk1*timeagent);
    tb=(tk2*timeagent);
    t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent;    if (t0>15)    t0=t0-16;    elseif tb>16
tb=tb-16;    end
    tk=ta/2;    tm=(ta+tb)/2;    tn=(ta+tb+t0)/2;    tp=tb/2;    ts=tm;    t1=[tk tm tn tp
ts tn];
    t1=cumsum(t1);

```

```

%sec 4 2 7 2 4 0
v1= [ 1 0 1 0 1 0];
v2= [ 0 1 1 1 0 0];
v3= [ 0 0 1 0 0 0];
%Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
for j = 1:6
    if(Seq <= t1(j))
        break
    end
end
%Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
sa=v1(j);
sb=v2(j);
sc=v3(j);
end

%% %% 13.Durum (1-4)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü
if (Vk1==1)&&(angle>=180) && (angle<240)
    %Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

    ta=(tk1*timeagent);
    tb=(tk2*timeagent);
    t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent;    if (t0>15)        t0=t0-16;    elseif tb>16
tb=tb-16;    end
    tk=ta/2;    tm=(ta+tb)/2;    tn=(ta+tb+t0)/2;    tp=tb/2;    ts=tm;    t1=[tk tm tn tp
ts tn];
    t1=cumsum(t1);
    %sec 1 4 7 4 1 0
    v1= [ 0 1 1 1 0 0];
    v2= [ 0 0 1 0 0 0];
    v3= [ 1 0 1 0 1 0];
    %Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
    for j = 1:6
        if(Seq <= t1(j))
            break
        end
    end
    %Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
    sa=v1(j);
    sb=v2(j);
    sc=v3(j);
end

%% %% 14.Durum (3-6)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü
if (Vk1==2)&&(angle>=180) && (angle<240)
    %Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

    ta=(tk1*timeagent);
    tb=(tk2*timeagent);
    t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent;    if (t0>15)        t0=t0-16;    elseif tb>16

```

```

tb=tb-16; end
tk=ta/2; tm=(ta+tb)/2; tn=(ta+tb+t0)/2; tp=tb/2; ts=tm; t1=[tk tm tn tp
ts tn];
t1=cumsum(t1);
%sec 3 6 7 6 3 0
v1= [ 0 1 1 1 0 0];
v2= [ 1 1 1 1 1 0];
v3= [ 1 0 1 0 1 0];
%Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
for j = 1:6
    if(Seq <= t1(j))
        break
    end
end
%Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
sa=v1(j);
sb=v2(j);
sc=v3(j);
end

%% %% 15.Durum (4-1)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü
if (Vk1==5)&&(angle>=180) && (angle<240)
    %Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

    ta=(tk1*timeagent);
    tb=(tk2*timeagent);
    t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent; if (t0>15) t0=t0-16; elseif tb>16
tb=tb-16; end
tk=ta/2; tm=(ta+tb)/2; tn=(ta+tb+t0)/2; tp=tb/2; ts=tm; t1=[tk tm tn tp
ts tn];
t1=cumsum(t1);
%sec 4 1 7 1 4 0
v1= [ 1 0 1 0 1 0];
v2= [ 0 0 1 0 0 0];
v3= [ 0 1 1 1 0 0];
%Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
for j = 1:6
    if(Seq <= t1(j))
        break
    end
end
%Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
sa=v1(j);
sb=v2(j);
sc=v3(j);
end

%% %% 16.Durum (6-3)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü
if (Vk1==6)&&(angle>=180) && (angle<240)
    %Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

```



```

ta=(tk1*timeagent);
tb=(tk2*timeagent);
t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent;  if (t0>15)    t0=t0-16;  elseif tb>16
tb=tb-16;  end
tk=ta/2;  tm=(ta+tb)/2;  tn=(ta+tb+t0)/2;  tp=tb/2;  ts=tm;    t1=[tk tm tn tp
ts tn];
t1=cumsum(t1);
%sec 6 3 7 3 6 0
v1= [ 1 0 1 0 1 0];
v2= [ 1 1 1 1 1 0];
v3= [ 0 1 1 1 0 0];
%Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
for j = 1:6
    if(Seq <= t1(j))
        break
    end
end
%Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
sa=v1(j);
sb=v2(j);
sc=v3(j);
end

```

```

%%17.Durum (5-6)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü
if (Vk1==5)&&(angle>=240) && (angle<300)
    %Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

```

```

ta=(tk1*timeagent);
tb=(tk2*timeagent);
t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent;  if (t0>15)    t0=t0-16;  elseif tb>16
tb=tb-16;  end
tk=ta/2;  tm=(ta+tb)/2;  tn=(ta+tb+t0)/2;  tp=tb/2;  ts=tm;    t1=[tk tm tn tp
ts tn];
t1=cumsum(t1);
%sec 5 6 7 6 5 0
v1= [ 1 1 1 1 1 0];
v2= [ 0 1 1 1 0 0];
v3= [ 1 0 1 0 1 0];
%Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
for j = 1:6
    if(Seq <= t1(j))
        break
    end
end
%Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
sa=v1(j);
sb=v2(j);
sc=v3(j);
end

```

%%%%18.Durum (1-2)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü

if (Vk1==3)&&(angle>=240) && (angle<300)

%Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

```
ta=(tk1*timeagent);
tb=(tk2*timeagent);
t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent; if (t0>15) t0=t0-16; elseif tb>16
tb=tb-16; end
tk=ta/2; tm=(ta+tb)/2; tn=(ta+tb+t0)/2; tp=tb/2; ts=tm; t1=[tk tm tn tp
ts tn];
t1=cumsum(t1);
%sec 1 2 7 2 1 0
v1= [ 0 0 1 0 0 0];
v2= [ 0 1 1 1 0 0];
v3= [ 1 0 1 0 1 0];
%Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
for j = 1:6
if(Seq <= t1(j))
break
end
end
%Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
sa=v1(j);
sb=v2(j);
sc=v3(j);
end
```

%%%%19.Durum (6-5)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü

if (Vk1==4)&&(angle>=240) && (angle<300)

%Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

```
ta=(tk1*timeagent);
tb=(tk2*timeagent);
t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent; if (t0>15) t0=t0-16; elseif tb>16
tb=tb-16; end
tk=ta/2; tm=(ta+tb)/2; tn=(ta+tb+t0)/2; tp=tb/2; ts=tm; t1=[tk tm tn tp
ts tn];
t1=cumsum(t1);
%sec 6 5 7 5 6 0
v1= [ 1 1 1 1 1 0];
v2= [ 1 0 1 0 1 0];
v3= [ 0 1 1 1 0 0];
%Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
for j = 1:6
if(Seq <= t1(j))
break
end
end
%Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
```

```

sa=v1(j);
sb=v2(j);
sc=v3(j);
end

%%%%20.Durum (2-1)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü
if (Vk1==2)&&(angle>=240) && (angle<300)
    %Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

    ta=(tk1*timeagent);
    tb=(tk2*timeagent);
    t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent;    if (t0>15)    t0=t0-16;    elseif tb>16
tb=tb-16;    end
    tk=ta/2;    tm=(ta+tb)/2;    tn=(ta+tb+t0)/2;    tp=tb/2;    ts=tm;    t1=[tk tm tn tp
ts tn];
    t1=cumsum(t1);
    %sec 2 1 7 1 2 0
    v1= [ 0 0 1 0 0 0];
    v2= [ 1 0 1 0 1 0];
    v3= [ 0 1 1 1 0 0];
    %Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
    for j = 1:6
        if(Seq <= t1(j))
            break
        end
    end
    %Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
    sa=v1(j);
    sb=v2(j);
    sc=v3(j);
end

```

```

%%%%21.Durum (4-2)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü
if (Vk1==4)&&(angle>=300) && (angle<360)
    %Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

    ta=(tk1*timeagent);
    tb=(tk2*timeagent);
    t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent;    if (t0>15)    t0=t0-16;    elseif tb>16
tb=tb-16;    end
    tk=ta/2;    tm=(ta+tb)/2;    tn=(ta+tb+t0)/2;    tp=tb/2;    ts=tm;    t1=[tk tm tn tp
ts tn];
    t1=cumsum(t1);
    %sec 4 2 7 2 4 0
    v1= [ 1 0 1 0 1 0];
    v2= [ 0 1 1 1 0 0];
    v3= [ 0 0 1 0 0 0];
    %Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
    for j = 1:6
        if(Seq <= t1(j))

```

```

        break
    end
end
end
%Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
sa=v1(j);
sb=v2(j);
sc=v3(j);
end

%%22.Durum (5-3)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü
if (Vk1==1)&&(angle>=300) && (angle<360)
    %Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

    ta=(tk1*timeagent);
    tb=(tk2*timeagent);
    t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent;    if (t0>15)    t0=t0-16;    elseif tb>16
tb=tb-16;    end
    tk=ta/2;    tm=(ta+tb)/2;    tn=(ta+tb+t0)/2;    tp=tb/2;    ts=tm;    t1=[tk tm tn tp
ts tn];
    t1=cumsum(t1);
    %sec 5 3 7 3 5 0
    v1= [ 1 0 1 0 1 0];
    v2= [ 0 1 1 1 0 0];
    v3= [ 1 1 1 1 1 0];
    %Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
    for j = 1:6
        if(Seq <= t1(j))
            break
        end
    end
end
%Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
sa=v1(j);
sb=v2(j);
sc=v3(j);
end

```

```

%%23.Durum (2-4)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü
if (Vk1==6)&&(angle>=300) && (angle<360)
    %Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

    ta=(tk1*timeagent);
    tb=(tk2*timeagent);
    t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent;    if (t0>15)    t0=t0-16;    elseif tb>16
tb=tb-16;    end
    tk=ta/2;    tm=(ta+tb)/2;    tn=(ta+tb+t0)/2;    tp=tb/2;    ts=tm;    t1=[tk tm tn tp
ts tn];
    t1=cumsum(t1);
    %sec 2 4 7 4 2 0
    v1= [ 0 1 1 1 0 0];
    v2= [ 1 0 1 0 1 0];

```

```

v3= [ 0 0 1 0 0 0];
%Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
for j = 1:6
    if(Seq <= t1(j))
        break
    end
end
%Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
sa=v1(j);
sb=v2(j);
sc=v3(j);
end

%%24.Durum (3-5)uzay vektörleri için anahtarlama döngüsü
if (Vk1==3)&&(angle>=300) && (angle<360)
    %Anahtarlama Zamanlarını Hesapla,

    ta=(tk1*timeagent);
    tb=(tk2*timeagent);
    t0=(Tsampling-ta-tb)*timeagent;    if (t0>15)    t0=t0-16;    elseif tb>16
tb=tb-16;    end
    tk=ta/2;    tm=(ta+tb)/2;    tn=(ta+tb+t0)/2;    tp=tb/2;    ts=tm;    t1=[tk tm tn tp
ts tn];
    t1=cumsum(t1);
    %sec 3 5 7 5 3 0
    v1= [ 0 1 1 1 0 0];
    v2= [ 1 0 1 0 1 0];
    v3= [ 1 1 1 1 1 0];
    %Gerekli anahtarlama zamanı için bekle,
    for j = 1:6
        if(Seq <= t1(j))
            break
        end
    end
    %Belirlenen vektörü blok girişinden alınan süre kadar çıkışa uygula,
    sa=v1(j);
    sb=v2(j);
    sc=v3(j);
end

SaSbSc=[sa, sb, sc]; %Uzay vektörünü gömülü blok çıkışına gönder.

```

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı :Yavuz ÜSER
Doğum Tarihi ve Yeri :1975/Burdur
Yabancı Dili :İngilizce
E-posta :yuser@akdeniz.edu.tr

ÖĞRENİM DURUMU

Derece	Alan	Okul/Üniversite	Mezuniyet Yılı
Yüksek Lisans	Elektrik- Elektronik Mühendisliği	Sakarya Üniversitesi	2004
Lisans	Elektronik ve Hab. Mühendisliği	Kocaeli Üniversitesi	1999

İŞ TECRÜBESİ

Yıl	Firma/Kurum	Görevi
2000-....	Akdeniz Üniversitesi/ Teknik Bilimler MYO	Öğretim Görevlisi
1999-2000	Cengiz İnşaat Sanayi ve Ticaret A.Ş.	Şantiye Şefi
1996	Robosis	AR-GE

YAYINLARI

Makale

1. Yavuz ÜSER, Ahmet YARDIMCI, “Bilgisayar ve Mikro-Denetleyici Tabanlı UART Protokolü Kullanarak Bir Model Aygıtın Uzaktan Kontrol Uygulaması” , Endüstri & Otomasyon Dergisi, Ekim 2003, Sayı : 79, ISSN 1301- 3610

Bildiri

1. User Y., Özen Ş., Yalcin M. A., “Energy Saving Research in a Typical Industrial Facility in Turkey”, AED2004, 4th International Advanced Engineering Design Conference, 5-8 September 2004, Glasgow, Scotland, UK
2. Yavuz ÜSER, M.Ali YALÇIN, Şükrü ÖZEN, “Endüstride Yüksek Verimli Motor Kullanımının Enerji Verimliliğine Etkileri” Adapazarı,2003
3. Yavuz ÜSER, Mehmet Ali YALÇIN, Şükrü ÖZEN, “TİPİK BİR ENDÜSTRİYEL TESİSTE ENERJİ VERİMLİLİĞİ HESAPLAMALARI “ , EVK 2005, 1.Enerji Verimliliği ve Kalitesi Sempozyumu, P20, Mayıs 2005
4. Yavuz ÜSER, Mehmet Ali YALÇIN, Şükrü ÖZEN, Bülent Cerit “ENDÜSTRİYEL BİR TESİSTEKİ BASINÇLI HAVA VE DAĞITIM SİSTEMLERİNDE ENERJİ TASARRUF ANALİZİ “ , HPKON 2005, IV.Ulusal Hidrolik Pnömatik Kongresi, Aralık 2005
5. Yavuz Üser , Kayhan Gülez, Şükrü Özen / Sensorless Twelve Sector Implementation of DTC Controlled IM for Torque Ripple Reduction / 6th International Advanced Technologies Symposium (IATS’11) / 16-18 May 2011/ Elazığ / Turkey
6. Yavuz Üser , Kayhan Gülez, Şükrü Özen / The Comparison of Field Oriented Control and Direct Torque Control Methods / Second International Conference on Informatics (ICI-2011) / 27-29 Nisan 2011 / Çanakkale, Turkey

PROJE

1. Vücut içi stimulator projesi- Akdeniz Üniversitesi
2. Üniversite Otomasyon Sistemi-Akdeniz Üniversitesi
3. Asenkron Elektrik Motorlarından Kaynaklanan Elektromanyetik Girişim Gürültüsünün Kontrolü ve Motor Fonksiyonları Bakımından Optimizasyonu

ÖDÜLLERİ

1. Elektrik Elektronik Programı Proje Yarışması _Robot Kolu-2006
Yılı Proje birincisi