

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORDA MOMENT
DALGALANMASI VE GÜRÜLTÜNÜN AZALTILMASI**

Elektrik Müh. Ali Ahmed ADAM

**FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Kontrol ve Otomasyon Programında
Hazırlanan**

DOKTORA TEZİ

Tez Savunma Tarihi : 2 Mart 2007
Tez Danışmanı : Prof. Dr. Halit PASTACI (YTÜ)
İkinci Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Kayhan GÜLEZ (YTÜ)
Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Burhanettin CAN (MÜ)
: Prof. Dr. Galip CANSEVER (YTÜ)
: Prof. Dr. İsmail YÜKSEK (YTÜ)
: Prof. Dr. Nurkan YAĞIZ (İÜ)

İSTANBUL, 2007

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORDA MOMENT
DALGALANMASI VE GÜRÜLTÜNÜN AZALTILMASI**

Elektrik Müh. Ali Ahmed ADAM

**FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Kontrol ve Otomasyon Programında
Hazırlanan**

DOKTORA TEZİ

Tez Savunma Tarihi : 2 Mart 2007

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Halit PASTACI (YTÜ)

İkinci Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Kayhan GÜLEZ (YTÜ)

Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Burhanettin CAN (MÜ)

: Prof. Dr. Galip CANSEVER (YTÜ)

: Prof. Dr. İsmail YÜKSEK (YTÜ)

: Prof. Dr. Nurkan YAĞIZ (İÜ)

İSTANBUL , 2007

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ.....	vi
KISALTMA LİSTESİ.....	viii
ŞEKİL LİSTESİ	ix
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiv
ÖNSÖZ.....	xv
ÖZET.....	xvi
ABSTRACT.....	xvii
1. Giriş.....	1
1.1 Giriş	1
1.2 Tezin Amaçları.....	2
1.3 Metodoloji.....	2
1.4 Litaratür Araştırması.....	2
1.5 Bölümlere Genel Bakış.....	5
2. PMSM'İN İNCELENMESİ.....	6
2.1 PMSM'nin Yapısı.....	6
2.1.1 Sabit Mıknatıslı Malzemelerin Özellikleri.....	6
2.2 PMSM Çesitleri.....	7
2.3 PMSM' nin Avantajları:.....	9
2.4 PMSM'nin Uygulama Alanları.....	10
2.5 PMSM'nin Modellenmesi.....	10
2.5.1 Uzay Fazör Modeli.....	10
2.5.2 (DQ ⇔ ABC) Dönüşümü.....	12
2.5.3 (DQ ⇔ dq) Dönüşümü.....	12
2.5.4 PMSM'nin Rotor Referans Düzleminde Modellenmesi.....	14
2.6 Pozisyon ve Hız Ölçme Sensörleri.....	18
2.6.1 Takogeneratör.....	18
2.6.2 Resolverler.....	18
2.6.2 Alan Etkili Sensörler.....	19
2.6.3 Optik Enkoderler.....	19
2.6.2.1 Artımsal Enkoderler.....	20
2.6.4.2 Mutlak Enkoderler.....	21
2.6.4.3 Artımsal ve Mutlak Enkoderlerin Karşılaştırılması.....	22
2.7 PMSM'nin Parametrelerinin Belirlenmesi.....	23
3. İNVERTERLERDEN BESLENEN PMSM.....	25
3.1 PWM İnverterler.....	25

3.2	Sinüsoidal PWM.....	26
3.3	Harmonik Eliminasyonlu PWM.....	27
3.4	Akım Kontrollü PWM.....	28
3.4.1	Histeresis PWM.....	29
3.4.2	Rampa Karşılaştırmalı PWM.....	30
3.5	Eşit-Alan Darbe Genişlik Modülasyonu.....	31
3.6	Uzay Vektör PWM.....	33
3.6.1	İki Seviyeli SVPWM'in Analizi.....	33
3.6.2	Üç Seviyeli İnverterlerde SVPWM.....	38
4.	INVERTER ÇIKIŞ FİLTRELER.....	41
4.1	Motor Sürücü Sistemindeki Harmonikler ve Gürültü	41
4.2	Çıkış Pasif Filtreler.....	42
4.2.1	RLC Filtre.....	42
4.2.2	LC Trap Filtre.....	44
4.2.3	Şönt Filtre.....	45
4.2.4	LR-C Filtre.....	45
4.2.5	RC Omik Filtre.....	46
4.2.6	LC Kırpma Filtresi.....	46
4.2.7	LCL Transformatör Filtre.....	47
4.3	Aktif Filtreler.....	47
4.3.1	Şönt Aktif Filtreler.....	48
4.3.2	Seri Aktif Filtreler	49
4.3.3	Hibrid Aktif Filtreler	50
4.3.4	Aktif Güç Düzeltici	51
4.3.5	İnverter Çıkışı Aktif Filtre.....	52
4.3.5.1	Klasik Aktif Filtre Topolojileri.....	52
4.3.5.2	Çentik Filtre Topolojisi.....	53
4.3.5.3	Aktif Ortak-Gürültü Giderici.....	54
4.3.5.4	Aktif Ortak-Mod Kompanzatör.....	54
5.	KONTROL ALGORİTMALARI İLE SÜRÜLEN PMSM MOTORDA OLUŞAN DALGALANMALARIN VE HARMONİK GÜRÜLTÜLERİN İNCELENMESİ.....	56
5.1	Giriş.....	56
5.2	Algoritma 1: Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrol (FOC).....	57
5.2.1	Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrolün Uygulanması	57
5.3	Algoritma 2: Histeresis Doğrudan Moment Kontrolü.....	63
5.3.1	Akı Ve Moment Şartları.....	64
5.3.2	Stator Akısının Kontrol Yöntemi	66
5.3.3	Histeresis DTC'nin Uygulanması	67
5.4	Algoritma 3: Uzay Vektör Modülasyonlu DTC (SVMDTC).....	70
5.4.1	SVMDTC'nin Uygulanması	73
5.5	PMSM Motorda Moment Dalgalanmaları Ve Harmonik Gürültüler	74
5.5.1	PMSM motordaki salınım kaynakları	75
5.5.1.2	İnverter sisteminden kaynaklanan harmonikler ve EMI gürültüler	76
5.5.2	Kararlı hal salınımları ve kontrol algoritmalarındaki harmonikler	77
5.5.3	Gerilim harmonikleri ve EMI bastırma	83

6.	MOMENT DALGALANMASI VE GÜRÜLTÜ AZALTMA YÖNTEMLERİ	85
6.1	Tanıtım.....	85
6.2	Metod 1: Bileşik Pasif Filtre Topolojisi.....	86
6.2.1	Önerilen Pasif Filtre Topolojisi	87
6.2.1.1	Bileşik Trap Filtre	87
6.2.1.2	RLC Filtresi.....	90
6.2.2	FOC’de Pasif Filtre Kullanılarak Moment Dalgalanması ve Gürültülerin Azaltılması	91
6.2.2.1	Simülasyon ve Sonuçları.....	91
6.2.3	Pasif Filtre ile Gerçekleştirilen “HDTC” de Moment Dalgalanmalarının ve Gürültülerin Azaltılması.....	95
6.2.3.1	Simülasyonlar ve Sonuçları.....	95
6.3	Metod 2: Aktif Filtre Topolojisi.....	99
6.3.1	Önerilen Aktif Filtre Topolojisi.....	99
6.3.1.1	Referans Gerilim Sinyali Üreticisi.....	101
6.3.1.2	Aktif Filtre Kompanzasyon Devresi	101
6.3.1.3	Kuplaj.....	103
6.3.2	Aktif Filtrelerin Kullanıldığı FOC yönteminde Moment Dalgalanmaları ve Gürültülerin Azaltılması.....	104
6.3.3	Aktif Filtre’nin HDTC de Kullanılması Durumunda Moment Dalgalanmalarının ve Gürültülerin Azaltılması.....	107
6.3.3.1	Simülasyon ve Sonuçları.....	107
6.4	Metod 3: Yeni Bir Doğrudan Moment Kontrolü Algoritması.....	112
6.4.1	Akı ve Moment Bandlarının Sınırları.....	113
6.4.1.1	Akı Bandı.....	113
6.4.1.2	Moment Bandı.....	114
6.4.2.	Önerilen Yeni Algoritma.....	115
6.4.2.1	Vektör Seçimi	115
6.4.2.2	Akı & Moment Tahmincisi.....	116
6.4.2.3	Zaman Seçicisinin Yapısı.....	117
6.4.3.	Simülasyon ve Sonuçları	118
6.4.3.1	Dinamik Moment Cevabı.....	119
6.4.3.2	Motorun Kalıcı Hal Performansı	120
6.4.3.3	Harmonikler ve EMI Gürültülerin Azaltılması.....	121
6.5	Bölüm Sonuçları	123
7.	DENEYSEL ÇALIŞMALAR VE MODEL GERÇEKLEŞTİRMESİ	125
7.1	Deney Setinin Tanıtılması	125
7.1.1	Sensör Ünitesi.....	126
7.1.2	ADC7862 Ünitesi	127
7.1.3	Güç Modülü Ünitesi	128
7.1.4	Optokuplör Ünitesi	129
7.1.5	Yardımcı Güç Kaynak Ünitesi	130
7.2.	Kontrol Algoritması	130
7.3	DeneySEL Sonuçlar.....	132
7.4	DeneySEL Çalışmanın Değerlendirilmesi	137
8.	SONUÇLAR VE İLERİYE DÖNÜK ÇALIŞMALAR.....	138
8.1	Kullanılan Kontrol Algoritmalarına Göre Moment Dalgalanmaları ve	

	Harmonik Gürültülerin Karşılaştırılması.....	138
8.2	Moment Dalgalanmalarının ve Harmonik Gürültülerin Azaltılması.....	138
8.3	DeneySEL Çalışmalar	139
8.4.	İleri Çalışmalar için Öneriler.....	139
	KAYNAKLAR.....	140
	EKLER	146
Ek 1	Motor Verileri	146
Ek 2	Filtre Parametreleri	148
Ek 3	IO Endüstriyel kartı Bilgesi	149
Ek 4	Sensör bilgesi	150
Ek 5	AD7862 Ünitesindeki Kullanılan çip bilgesi	154
Ek 6	İnverter Modülü bilgesi	165
Ek 7	Optokuplör bilgesi	168
Ek 8	Program kodları	170
	ÖZGEÇMİŞ	183

SİMGE LİSTESİ

A, B, C	Alt indisleri sırasıyla A, B, C fazlarının yerlerini tutuyor
$a=e^{j2\pi/3}$	Uzay operatörü,
B	Sürtünme katsayısı (Nm/rad/s)
d, q	Birbirine dik rotor iki eksenin bileşenleri
$ \vec{i}_s $	Stator akımları uzay fazörünün modülü
i_m	Motor hat akımı
i_{mav}	Bir örnekleme zamanında ortalama akım değişiminin maksimum değeri.
i_{s0}	Sıfır akım bileşenleri.
i_{sD}	Reel eksen D yönündeki stator akım bileşenini
i_{sQ}	D eksenine dik olan imajiner eksen Q yönündeki stator akım bileşenidir.
i_{sq} ve i_{sd}	Rotor referans düzleminde stator akımları
i_β	Stator akısının α eksenine dik olan stator akımı uzay fazörünün bileşeni.
J	Eylemsizlik momenti (kg.m^2)
K	Dönüştürme sabiti $=2/3$ değişen güç için, ve $=\sqrt{2/3}$ değişmeyen güç için,
L_F	Düzeltilme endüktansı
L_{sd}, L_{sq}	Motorun d ve q endüktansları
N_s, K_{ws}	Sarım sayısını ve sargı faktörünü.
N_{se}	Efektif sarım sayısıdır.
P	Çift kutup sayısı
R_s, L_s	Stator sargılarının direnci ve self endüktansıdır.
t^0	Motoru duran konumdan referans moment T_{ref} e getirmek için gerekli olan zamandır.
T_1, T_2	Sırasıyla V_1 ve V_2 'nin anahtarlama süreleridir
T_{ref}	Referans elektro manyetik momenttir
T_L	Yük momenti (Nm)
T_s	Örnekleme periyodudur.
u_s, i_s	Statora sabit referans düzlemindeki stator akım ve gerilimlerin uzay fazörleridir.
V_0, V_7	Vektörleri sıfır vektörleridir
$V_{CF}^\pm$	Aktif filtrenin kompanze edilen gerilim kaynağının eşdeğeridir.
V_{DC}	Temel inverter devresinin gerilimi
V_{kk}	Uygulanan aktif gerilim vektörleridir.
V_s	Sırasıyla stator uzay vektör gerilimi, akımı ve akısıdır
V_{sig}	Gerilim sinyali
$\vec{x}, \vec{y}$ ve $\vec{z}$	α, β , ve ζ yönlerinde birbirlerine dik birim vektörlerdir.
Z_{PMSM}	PMSM motorun giriş empedansıdır.
Z_T	Trafo eşdeğer empedansı.
α_s	Stator akımı uzay vektörünün D eksenine göre pozisyonu
$\alpha\beta$	Genel refrans eksenleri
α_s	$\vec{i}_s$ sabit referans eksenin reel kısmı ile yaptığı açıdır.
δ°	Sabit mıknatıs eksenine göre stator akısının açılal hızıdır.
ΔT_e	Moment hata
ΔT^0	Seçilen moment bandıdır.
$\Delta t_{max}, \Delta t_{torque}$	Akı ve moment için zaman süreleri
$\Delta \Psi_s^0$	Verilen küçük akı bandı
θ	Stator A fazının sargı eksenini "Reel" referans ile yaptığı açı.
θ_r	D eksenini ile yaptığı rotor elektriksel açısı

λ_s	Stator konumu
Ψ_F	Sabit mıknatısların ürettiği akı halkası
ψ'_s	Rotor referans düzlemindeki stator akı uzay fazörü
Ψ_s	Stator uzay vektör akısı.
Ψ_{sref}	Stator akısının referans değeri
ω_{av}	Seçilen ortalama frekans
ω_c	Kesme frekansı.
$\omega_m = \omega_r/P$	Mekaniksel rotor hızı (rad/s)
ω_o	İşletme frekansı
ω_r	Rotor elektriksel hızı
ω_{sw}	İnverter anahtarlama frekansı
$\sigma_1, \dots, \sigma_3, \sigma_K$	Anahtarlama açıları
$\rho_{-2} \dots \rho_{+2}$	ρ_s parçaları
ρ_s	Sektördeki Akının acı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif Akım
AF	Aktif filtresi
BJT	Bipolar transistör
BLDC	Fırçasız DC
DC	Doğru akım
DSP	Dijital Sinyal işletmesi
DTC	Doğrudan Moment Kontrolü
EAPWM	Eşit-Alan darbe genişlik modülasyonu
EMI	Elektro Manyetik Girişim
FOC	Alan Yönlendirmeli Kontrol
GTO	Kapı sönmümlü tristör
HDTC	Histeresis Doğrudan Moment Kontrolü
IGBT	İzole kapılı bipolar transistör
IPMSM	İnterior PMSM
LED	Işık yapan diyot “Light Emitting Diode”
MMF	Manyetomotor kuvvet
PI	Orantılı – İntegral
PMAC	Sabit Mıknatıslı AC
PMSM	Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar
PWM	Darbe Genişlik Modülasyonu.
RFI	Radyo Frekansı Girişim
SPMAM	Surface PMSM
SPWM	Sinüsoidal PWM
SVMDTC	Uzay Vektör Modülasyonunu DTC
SVPWM	Uzay vektör PWM
VSI	Gerilim beslemeli inverterler

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1 PMSM dik kesit konfigürasyonu	6
Şekil 2.2 Ne-Fe-B mıknatıs tipinde sıcaklık bağıllığına mıknatıslığın giderilmesi.....	7
Şekil 2.3 Yüzey mıknatıs tip dizayn.....	8
Şekil 2.4 Dahil mıknatıs tip dizayn.....	8
Şekil 2.5 “Inset” mıknatıs tip dizayn.....	9
Şekil 2.6 Akı konsantrasyonu mıknatıs tip dizayn.....	9
Şekil 2.7. Temel üç fazlı makinanın dik kesiti; stator sargıları ve DQ sabit eksenin pozisyonu gösterilmiştir.	11
Şekil 2.8 Stator sabit eksen (D,Q)’de ve rotor dönen eksen (d,q)’de stator akım uzayı vektörü.....	13
Şekil 2.9 PMSM eşdeğer devresi : (a) d-eksen devresi (b) q-eksen devresi.....	15
Şekil 2.10 MatLab/Simulink’te PMSM modeli. Sarı bloklar (2.22) tanımlar, pembe bloklar (2.23) tanımlar, mavi blok ise moment eşitliği (2.33) tanımlar. Tam PMSM modeli turuncu blok renginde gösterilmiştir.....	17
Şekil 2.11 Takojeneratör: (a) devre diyagramı (b) Hız karakteristiği R_a armatür direnci ve T1, T2 takojeneratörün bağlantı uçlarıdır.....	18
Şekil 2.12 komütasyon ve geribesleme için enkodör kartlı Sürücü	19
Şekil 2.13 Artımlı enkoder (a) Temel prensipi (b) Merkezli izler.....	20
Şekil 2.14 A darbesi, B darbesi, ve sıfır (home) C darbesi. Eğer A darbesi B darbesinden önce olursa, o zaman mil, saatin hareketi yönünde döner, aksi halde mil saatin ters hareketi yönünde döner. C darbesi bir devirde bir kere oluyor.....	21
Şekil 2.15. Mutlak enkoder temel şeması.....	22
Şekil 2.16 Senkron endüktans ölçme bağlantı şeması	23
Şekil 3.1 Basık AC⇒AC konvertör konfigürasyonu. DC link ara devre kullanarak, tipik kapasitif ve indüktif enerji depolama elemanlarını gösterilmiştir.....	26
Şekil 3.2 Sinüsoidal PWM: Kapı sinyallerin üretimi; G_1 ve G_2 anahtarlama elemanların için kapı sinyalleri; U_{ao} ise DC orta noktaya göre a fazı gerilimi	27
Şekil 3.3 Harmonik Eliminasyonlu PWM: σ_1 , σ_2 , σ_3 bulunan anahtarlama açıları.....	27
Şekil 3.4 Histeresis PWM: (a) Sinyal akış diyagramı. (b) Temel akım dalgası.....	29
Şekil 3.5 Akım kontrollü PWM inverter den beslenen PMSM; $g_1 \dots g_6$ karşılıklı anahtarlama $G_1 \dots G_6$ elemanlarını anahtarlama sinyalleri.	30
Şekil 3.6 Rampa karşılaştırmalı PWM akım kontrolör	31
Şekil 3.7 Sinüsoidal Gerilimin EAPWM	32
Şekil 3.8 AC motoru besleyen 3 fazlı VSI’in 8 farklı anahtarlama durumu. “1” anahtarın DC baranın pozitif ucuna bağlı olduğunu belirtirken, “0” anahtarın DC baranın negatif ucuna bağlı olduğunu belirtmektedir.....	35
Şekil 3.9 Kare dalga VSI’in üç faz stator gerilimlerinin bir periyot boyunca değişimleri.	35
Şekil 3.10 Stator uzay gerilim vektör pozisyonları ve referans vektör gerilimi V_{sref} , T_1 ve T_2 sırasıyla V_1 ve V_2 ’nin anahtarlama periyotları.....	36
Şekil 3.11 Bir periyot (T_s) için DC orta noktaya göre SVM faz gerilimleri, T_0 ’ın minimum süresi mümkün olan maksimum anahtarlama frekansına göre hesaplanır. ($T_{0min}=1/2f_{smax}$)	38
Şekil 3.12 Üç seviyeli inverterin yapısı	39
Şekil 3.13 D-Q referans düzleminde üç seviyeli inverter gerilim vektörleri.....	39
Şekil 4.1 RLC filtresi konfigürasyonu.....	42
Şekil 4.2 Değiştirilmiş RLC Filtresi.....	44

Şekil 4.3	LC Trap Filtresi.....	44
Şekil 4.4	RLC-CL Trap filtresi birleşmesi.....	45
Şekil 4.5	ikinci dereceden şönt filtre.....	45
Şekil 4.6	İkince dereceden LR-C dv/dt filtresi.....	46
Şekil 4.7	RC filtresi	46
Şekil 4.8	LC Kırpma filtresi.....	47
Şekil 4.9	LCL Transformatörlü filtre.....	47
Şekil 4.10	Aktif filtre için gerilim kaynağın topoljisi.....	48
Şekil 4.11	Şönt aktif güç filtre topolojisi.....	49
Şekil 4.12	Filtre akımı I_F üreterek yük akımın harmoniğini kompanze edilir.....	49
Şekil 4.13	Şönt pasif filtreli seri aktif güç filter topolojisi.....	50
Şekil 4.14	Gerilim harmoniğin kompenze edilmesi için filtre gerilimin üertimi	50
Şekil 4.15	Aktif güç düzeltici	51
Şekil 4.16	Gerilim harmoniği azalması amacile klasik aktif filtre topolojileri.....	52
Şekil 4.17	Çentik “Notch” filtre düzeni	53
Şekil 4.18	Çentik filtre anahtarlama düzeni	53
Şekil 4.19	Aktif ortak gürültü iptalcisinin konfigürasyonu	54
Şekil 4.20	Aktif ortak mode gerilim kompensator düzeni.....	55
Şekil 5.1	Rotor Alan Yönlendirmeli PMSM Kontrolü	58
Şekil 5.2	FOC’ nin Matlab-Simulink modeli.....	59
Şekil 5.3	Hız cevabı.....	60
Şekil 5.4	Moment Cevabı.....	60
Şekil 5.5	Hat akımları cevabı.....	60
Şekil 5.6	Vab Anahtarlama durumları.....	61
Şekil 5.7	0-450 rad/s de regüle edilen hız.....	61
Şekil 5.8	FOC Moment cevabı.....	62
Şekil 5.9	FOC Hız cevabı.....	62
Şekil 5.10	FOC Hat Gerilimi Anahtarlaması.....	62
Şekil 5.11	FOC Akım Cevabı.....	63
Şekil 5.12	FOC Akı Cevabı.....	63
Şekil 5.13	Stator ve Rotor akı uzay vektörleri.....	64
Şekil 5.14	Stator akı seviyesi için farklı T_e - δ eğrisi	65
Şekil 5.15	Uygulanan vektörlerin konumları ve akı bölgeleri.....	67
Şekil 5.16	PMSM’in HDTC ile Kontrolü.....	68
Şekil 5.17	HDTC’nin Matlab Simulink Modeli.....	69
Şekil 5.18	HDTC Moment Cevabı.....	69
Şekil 5.19	HDTC Hız Cevabı.....	69
Şekil 5.20	HDTC a-b fazlar arası gerilim anahtarlaması.....	70
Şekil 5. 21	HDTC A fazı hat akımı.....	70
Şekil 5.22	HDTC Akı Cevabı	70
Şekil 5.23	SVM Doğrudan moment kontrolü.....	71
Şekil 5.24	Akı tahmincisine ait blok diyagram.....	72
Şekil 5.25	Prediktif “Predictive” kontrolör.....	72
Şekil 5.26	SVMDTC moment cevabı.....	73
Şekil 5.27	SVMDTC rotor hızı.....	73
Şekil 5.28	SVMDTC hat gerilimi (V_{ab}) dalga şekli.....	74
Şekil 5.29	SVMDTC A fazına ait hat akımı cevabı.....	74
Şekil 5.30	SVMDTC Stator akısını cevabı.....	74
Şekil 5.31	Cogging momentini oluşturan oluk açıklıklarındaki hava aralığı akısı bileşenleri.....	76
Şekil 5.32	Farklı kontrol algoritmalarında kalıcı hal moment dalgalanmaları; referans	

moment 2 Nm. FOC ve HDTC de kalıcı hal momenti 2.6 ile 1.3 Nm arasında dalgalanırken, 1.1 Nm lik tepeden tepeye moment dalgalanması oluşmaktadır. Diğer taraftan SVM DTC de kalıcı hal momenti 2.1 ile 1.9 arasında dalgalanırken, 0.2 Nm lik tepeden tepeye moment dalgalanması oluşturmaktadır.....	79
Şekil 5.33 Farklı kontrol algoritmalarında kalıcı hal akı dalgalanmaları; referans akı 0.533 Weber. FOC de akı dalgalanmaları yaklaşık 0.055 Weber, HDTC de 0.04 Weber ve SVM DTC yönteminde 0.012 Weber.....	80
Şekil 5.34 Kalıcı halde A fazı akım dalga şekilleri. FOC ve HDTC de fazla dalgalanan sinüsoidal akımların olduğu görülürken, SVM DTC algoritmasında neredeyse sinüsoidal akım dalga şekli görülmektedir.....	81
Şekil 5.35 Hat akımlarının harmonik spektrumları.....	82
Şekil 6.1 PMSM sürücü sistemi için önerilen filtre sisteminin blok diyagramı.....	87
Şekil 6.2 Teklif edilen bileşik trap filtre.....	88
Şekil 6.3 Bileşik Trap Filtrenin Eşdeğer Π devresi.....	88
Şekil 6.4 $C1=52.0e-6$ F ve farklı L_1 değerleri için Z_2 karakteristiği	89
Şekil 6.5 $C1=52.0e-6$ F ve farklı L_1 değerleri için Z_3 karakteristiği.....	89
Şekil 6.6 $C1=52.0e-6$ F ve farklı L_1 değerleri için Z_{12} karakteristiği.....	89
Şekil 6.7 RLC trap bileşik filtreye kaskat bağlı RLC filtresi.....	91
Şekil 6.8 Motor hat gerilimi: (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra inverterin uçları (c) bileşik filtre çıkışında (d) motorun uçları.....	92
Şekil 6.9 Motor hat akımları: (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra.....	93
Şekil 6.10 Motor momenti: (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra.....	93
Şekil 6.11 Rotor hızı: (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra...	93
Şekil 6.12 a-fazı akımın spektrumu: (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra.....	94
Şekil 6.13 EMI gürültü seviyesi (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra.....	94
Şekil 6.14 Önerilen pasif filtrenin kullanıldığı HDTC'li PMSM kontrol devresinin temel yapısı.....	95
Şekil 6.15 Motor hat gerilimleri (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra inverter çıkışlarındaki gerilim (c) bileşik filtre çıkış gerilimi (d) motor girişlerinde RLC filtrenin çıkışından elde edilen gerilim....	96
Şekil 6.16 Motor hat akımları (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra.....	97
Şekil 6.17 Motor momenti: (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra (yük momenti: 2 Nm).....	97
Şekil 6.18 Rotor hızı: (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra...	97
Şekil 6.19 a - fazı akımın spektrumu : (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra	98
Şekil 6.20 EMI seviyesi: (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra	98
Şekil 6.21 Akım dalga şekli ve histeresis kontrolörlerle elde edilen ilgili inverter anahtarlama gerilimi	99
Şekil 6.22 Önerilen Filtre Topolojisinin Temel Yapısı	100
Şekil 6.23 Önerilen aktif filtre topolojisinin basitleştirilmiş güç devresi.....	102
Şekil 6.24. Bir tarafta AF ile ana inverter elemanı arasındaki kuplaj, diğer tarafta PMSM.	103
Şekil 6.25 AF uygulanmadan önce (0-0.15 sn) ve sonra (0.15-0.3 sn) motor faz	

gerilimleri	104
Şekil 6.26 AF'den enjekte edilen gerilim.....	105
Şekil 6.27 AF uygulanmadan önce (0-0.15 sn) ve sonra (0.15-0.3 sn) motor hat akımları..	105
Şekil 6.28 AF uygulanmadan önce (0-0.15 sn) ve sonra (0.15-0.3 sn) motor momenti.....	105
Şekil 6.29 AF uygulanmadan önce (0-0.15 sn) ve sonra (0.15-0.3 sn) hızı.....	106
Şekil 6.30 AF bağlanmadan önce a-fazı akımı spektrumu.....	106
Şekil 6.31 Aktif filtre bağlandıktan sonra a-fazı akımı spektrumu.....	106
Şekil 6.32 EMI gürültü: AF bağlanmadan önce	107
Şekil 6.33 EMI gürültü: AF bağlandıktan sonra.....	107
Şekil 6.34 Önerilen Filtre Topolojisine sahip HDTC tabanlı sürücüye ait blok diyagram..	107
Şekil 6.35 Temel HDTC altında çalışan motorun dinamik momenti (a) AF bağlanmadan önce (b) AF bağlandıktan sonra	108
Şekil 6.36 Kalkış anında motor gerilimi (a) AF bağlanmadan önce (b) AF bağlandıktan sonra.....	109
Şekil 6.37 Motor hat akımları (a) AF bağlanmadan önce (b) AF bağlandıktan sonra	109
Şekil 6.38 Temel HDTC altında 2.0 Nm yük ile çalışan motora ait kalıcı hal cevabı (a) AF bağlanmadan önce (b) AF bağlandıktan sonra.....	110
Şekil 6.39 Temel HDTC altında rotor hızı (a) AF bağlanmadan önce (b) AF bağlandıktan sonra (Referans hız: $\omega_0=70$ rad/s).....	110
Şekil 6.40 a-fazı gerilimi ve spektrumu: (a) AF bağlanmadan önce (b) AF bağlandıktan sonra.....	111
Şekil 6.41 EMI gürültü seviyesi (a) AF bağlanmadan önce (b) AF bağlandıktan sonra..	112
Şekil 6.42 Dinamik durumda stator akısının değişimi.....	115
Şekil 6.43 Önerilen PMSM kontrol sistemi.....	115
Şekil 6.44 Teklif edilen algoritma için zamanlama diyagramı.....	117
Şekil 6.45 Önerilen algoritmaya ait akış diyagramı.....	118
Şekil 6.46 Motorun açık hız çevrimindeki dinamik momenti:(a) HDTC (b) Önerilen DTC	119
Şekil 6.47 Moment dalgalanması ve ivmelenme zamanı.....	120
Şekil 6.48 Gerekli gerilim seviyesini tahmin etmek için sadece moment hatası büyüklüğünün kullanıldığı durumda akı cevabı.....	120
Şekil 6.49 Motor hat akımları (a) HDTC (b) Önerilen DTC.....	121
Şekil 6.50 Kalıcı hal motor momenti cevabı: (a) HDTC (b) Önerilen DTC.....	121
Şekil 6.51 Rotor hız cevabı: (a) HDTC (b) Önerilen DTC	121
Şekil 6.52 a fazı akımı ve akımın spektrumu (a) HDTC (b) Önerilen DTC.....	122
Şekil 6.53 EMI gürültü seviyesi (a) HDTC (b) Önerilen DTC.....	122
Şekil 7.1. Deney setinin blok şeması	125
Şekil 7.2 Deney setinde güç modülü ünitesi, sensör ünitesi, AD7862 ünitesi, yardımcı güç ünitesi ve optokuplör ünitesi görünüyor	126
Şekil 7.3 Sensör ünitesi, LV25P gerilim sensörü ve LTS-6N akım sensörü görünüyor..	127
Şekil 7.4 ADC7862 ünitesi; ADC7862, AD713, AD780 ve değişken ofset dirençler görünür (a) Fotoğrafı (b) Elektrik devresi.....	128
Şekil 7.5 Güç modülü ünitesi; DC kapasitör filtre, fanlı soğutucu ve PS11035 zeki bir güç modülü görünür	129
Şekil 7.6 Optokuplör ünitesi (6N136 optokuplör entegresi, güç modül şarj kapasitörleri ve güç modül durum sinyalleri)	129
Şekil 7.7 Yardımcı güç kaynak	130
Şekil 7.8 HDTC ve NDTC'yi içeren program akış şeması	131
Şekil 7.9 Yüksüz durumdaki motorun hat gerilimi dalga formu (a) HDTC (b) NDTC ...	132
Şekil 7.10 Yüksüz durumdaki motorun hat akımı dalga formu (a) HDTC (b) NDTC.....	132
Şekil 7.11 Yüksüz durumdaki HDTC ve NDTC tahmini akı cevabı.....	133
Şekil 7.12 Yüksüz durumdaki HDTC ve NDTC tahmini moment cevabı	133

Şekil 7.13	120 μ s’de motor hat gerilimi (a)HDTC (b) NDTC	134
Şekil 7.14	Yüklü durumda motor hat akımı (a)HDTC (b) NDTC	134
Şekil 7.15	Ölçülen DC bara gerilimi (a) HDTC (b)NDTC.....	134
Şekil 7.16	Farklı örnekleme zamanında tahmin edilen moment cevabı (a)HDC (b) NDTC	135
Şekil 7.17	Farklı örnekleme zamanında tahmin edilmiş akı cevabı	135
Şekil 7.18	Tahmin edilen stator akı cevabı (HDTC için 80 μ s, NDTC için 120 μ s)	136
Şekil 7.19	dinamik moment cevabı (0.7 Nm moment referans)	136
Şekil 7.20	Başlangıç motor hat akımı (a) HDTC (b) NDTC.....	136

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 5.1 Motor parametreleri	59
Çizelge 5.2 HDTC`in inverteri için optimum anahtarlama Çizelgesi (Φ akı histeresis kontrollörün çıkışı, τ moment histeresis kontrollörün çıkışı, V_i inverterin lojik anahtarlamaları, FS ise stator akı pozisyon bölgesidir)	68
Çizelge 6.1 Aktif vektör seçim çizelgesi.....	116
Çizelge 6.2 Moment Dalgalanmaları ve harmonik gürültü azaltılması metotlarının Karşılaştırılması	124

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmamda yardımlarını esirgemeyen herkese teşekkürlerimi sunarım.

Öncelikle, bu çalışmanın yürütülmesine imkan sağlayan ve desteğini esirgemeyen danışmanım Prof. Dr. Halit PASACI'ya teşekkürü bir borç bilirim.

Çok değerli yardım, yorum, destek ve ilgisini bu çalışmamda bir an olsun esirgemeyen tez ikinci danışmanım Dr. Kayhan GÜLEZ'e minnettarım.

Bu tezin deneysel çalışmaları sırasında, değerli bilgi ve tecrübelerinden faydalandığım Dr. A. Faruk BAKAN'a ilgisi teşekkürlerimi bildiririm. Ayrıca çalışmam sırasında her zaman güler yüz, yardım ve ilgi gösteren kontrol ve otomasyon ve güç elektroniği laboratuvarı araştırma görevlilerine de teşekkür etmek istiyorum.

Son olarak, bu çalışmanın gerçekleşmesi sırasındaki yardımlarında dolayı ismen Ahmet Nuri ÖZCİVAN, Ali Fazıl UYGUR, Evren İŞEN, İsmail AKSOY, Nuh ERDOĞAN, Selim KÖROĞLU ve Sezai TAŞKIN'na teşekkürlerimi sunarım.

Tüm bunların yanında çalışmam süresince özveri ile desteklerini her zaman arkamda hissettiğim ailem Maria ve Sabehat'a olan teşekkürlerimi de vurgulamak istiyorum.

Ali A. ADAM
İstanbul Turkey 2006

ÖZET

Bu Çalışmada inverter anahtarlama sisteminden kaynaklanan PMSM de üretilen harmonik gürültülerinin ve moment dalgalanmalarının azaltılması incelenmektedir.

Çalışmada farklı gerilim modülasyon çeşitlerinin ve kontrol algoritmalarının harmonikleri ve dalgalanmaların seviyesini nasıl etkilediğini belirlemek için aynı çalışma koşulları altında FOC, HDTC, ve SVM DTC için Matlab/Simulink modelleri oluşturulmuştur.

Çalışmadan elde edilen sonuç şudur: Kontrol algoritmasında dalgalanma seviyesini etkileri belli bir şekilde sadece bir örnekleme zamanı içerisinde uygulanan vektör sayısı arttırıldığında değişmektedir.

PMSM deki harmonik gürültülerini ve moment dalgalanmalarını azaltmak için üç farklı yöntem önerilmiştir.

Birinci metotta, FOC ve HDTC için yeni bir pasif filtre topolojisi önerilmiştir. Bu filtre topolojisi dağıtıcı pasif filtreye kaskad bağlı alçak geçiren RLC filtreden ibarettir. Birleşik filtre iki set değeri frekansını ayarlar. Bunlardan birisi inverter anahtarlama frekansında diğeri ise seçilen bazı orta frekanslarda ayarlama yapabilmektedir. Bu filtre topolojisi, anahtarlar uçlarında oluşan yüksek dv/dt oranını düşürecek yönde bir etki gösterir. Buda önemli ölçüde anahtarlama stresinin azalması yardımcı olmaktadır. Filtre topolojisi, motor sargılarına yarı sinüsoidal gerilim sağlamak için motor gerilimi dalga şeklini yeniden yapılandırıcı (düzeltmesi/biçimlendirmesi için) dağıtıcı seriler kullanır. Simülasyon sonuçlarından, önerilen topolojinin EMI gürültü seviyesi ve akım THD gibi moment dalgalanmalarını etkili bir şekilde azalttığı görülmektedir.

İkinci yöntemde, aktif filtre topolojisi önerilmiştir. IGBT anahtarlama elemanlarından oluşan bu aktif filtre yapısı, 1:1 dönüştürme oranına sahip izolasyon transformatörünün biri pirimerine diğeri sekonderine bağlı iki tane RLC EMI gürültü filtresi içermektedir. Aktif filtre kontrol devresi ölçülen motor faz gerilimi ile referans gerilimini karşılaştırarak filtre için gerekli olan sinyalleri üretir. Referans gerilimi, FOC yöntemiyle elde edilen kontrol ve motor parametrelerinin fonksiyonu olarak üretilir. Motor ana devresi histeresis kontrolör (FOC veya HDTC) kullanırken bu aktif filtre histeresis gerilim kontrol yöntemi kullanır. Böylece bu iki kontrol yöntemi motorun sargılarına aşığı yukarı sinüsoidal bir gerilim sağlamak için birlikte bağımsız olarak çalışır. Birleştirilen bu kontrol yapısının simülasyon sonuçları, EMI gürültülerinde ve harmonik gerilim seviyelerinde dikkate değer bir azalma gösterdiği gibi sürekli haldeki moment dalgalanmalarını da azaltmakta ve yeterli bir dinamik moment performansı göstermektedir.

Üçüncü yöntem, HDTC performansını artırmada IPMSM için yeni bir direkt moment kontrolü tanımlar. Bu algoritma geleneksel HDTC’de bitişik (komşu) iki vektörü belirlemek için kullanılan iki histeresis kontrolörün çıkışını kullanır. Aynı zamanda bu algoritma seçilen iki vektör için gerekli anahtarlama zamanını belirlerken stator bağlantı akı konumunu ve moment hatasının genliğini kullanır.

Anahtarlama zamanı seçiminde önerilen tablo yapısından faydalanır. Bu tablo hesap karmaşasını azaltmaktadır. Önerilen bu üçüncü algoritmanın simülasyon sonuçları, HDTC ile karşılaştırıldığında daha düşük harmonik akım ve EMI gürültü seviyesi ortaya koyduğu gibi moment dalgalanmalarında dikkate değer bir azalmayı ve yeterli dinamik moment performansını göstermiştir. Bu simülasyon sonuçlar deneysel çalışma ile ispatlanmıştır.

Anahtar kelimeler: Sürekli mıknatıslı senkron motor, simulink modeli, aktif güç filtresi, pasif filtre, akım harmonikler, gerilim harmonikler, moment dalgalanmaları, rotor alan yönlendirmeli kontrol, histeresis doğrudan moment kontrolü, elektromanyetik girişim.

ABSTRACT

This work investigates the minimization of torque ripples and harmonic noises in PMSM generated due to inverter switching system.

In order to study how different voltage modulation schemes and control algorithms can influence the level of ripples and harmonics, MatLab/Simulink models for FOC, HDTC and SVM-DTC have been constructed to hold the study under the same operating conditions. It is evidence from the result that changing the control algorithm can affect the ripple level significantly only when the applied number of vectors per sampling period is increased.

In order to reduce torque ripples and harmonic noises in PMSM, three different methods have been proposed.

In the first method a new passive filter topology for FOC and HDTC algorithms have been proposed. The filter topology consists of compound dissipative filter cascaded by RLC low pass filter. The compound filter has two tuning frequency points, one at inverter switching frequency and the other at some average selected frequency. The filter topology is characterized by affecting inverter switching frequency in such a way to decrease stress on switching elements including dv/dt . The filter topology uses series dissipative elements to reshape motor voltage in order to provide semi-sinusoidal voltage to the motor windings. The simulation results show that the proposed topology is effectively reduces torque ripples as well as current THD and EMI noise level.

In the second method an active filter topology have been proposed. The topology consist of IGBT active filter and two RLC EMI noise filters, one in the primary and the other in the secondary circuit of coupling 1:1 transformer. The active filter is characterized by detecting the harmonics in the motor phase voltages by comparing the measured phase values with reference voltages generated as function of the motor parameters and control setting values under field oriented control. The active filter uses hysteresis voltage control method while the motor main circuit uses hysteresis controllers (FOC or HDTC), these two control methods work together independently to provide almost sinusoidal voltage to the motor windings. The simulation results of this combined control structure show considerable torque ripples reduction in steady state range and adequate dynamic torque performance as well as considerable harmonic voltage and EMI noise reduction.

The third method describes a new direct torque control algorithm for IPMSM to improve the performance of HDTC. The algorithm uses the output of two hysteresis controllers used in the traditional HDTC to determine two adjacent active vectors. The algorithm also uses the magnitude of the torque error and stator flux linkage position to select the switching time required for the two selected vectors. The selection of the switching time utilizes suggested table structure which reduces the complexity of calculation. The simulation results of the proposed algorithm show adequate dynamic torque performance and considerable torque ripples reduction as well as lower harmonic current and lower EMI noise level as compared to HDTC. The simulation results of this part is supported by experimental work

Index Terms: Active power filter, current harmonics, direct torque control, electromagnetic Interference, field oriented control, hysteresis direct torque control, passive filter, permanent magnet synchronous motor, torque ripples, voltage harmonics.

1. GİRİŞ

1.1 Giriş

Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlar (PMSM) elektrik motorları arasında en yüksek güç yoğunluğuna sahiptir. Yüksek moment ve dinamik kontrol gerektiren uygulamalarda bu motorların kullanışlı ve küçük (kompakt) yapısı ve daha az bakım gerektirmesi PMSM'in diğer motorlara göre üstün olmalarını sağlar (Krishnan, 1987). Bunun yanında, moment cevabının düzgün ve daha az dalgalı olması, geniş aralıklarda çalışan yüksek performanslı hareket kontrol uygulamalarında önemli bir gerekliliktir. Örnek olarak, metal işleme makinalarında yüzey sonunun kalitesi, metali işleyen döner parçanın bağlı olduğu mildeki anlık momentin düzgünlüğü ile doğru orantılıdır. Benzer şekilde, robotlardan uydu takipçilerine kadar geniş bir alanda kullanılan cihazlarda mevcut bulunan servo motorların ürettikleri momentteki dalgalanmalar en aza indirilerek karakteristik özelliklerinin düzgünleştirilmesi gerekmektedir. Yine, çok fazla üretilen elektrikli güç kontrol ihtiyacını karşılayan tüketim malzemelerinin, kullanıcıların ihtiyaçlarını karşılayabilmesi için yüksek seviyeli moment düzgünlüğü gerektirir, (Thomas, 1996).

PMSM motorların sürücü performansını kötü yönde etkileyerek PMSM motor sürücülerde önemli dezavantajlara yol açan etkenlerden birisi; sürücülerin hız dalgalanması, mekaniksel gürültü ve akustik gürültüye, uygulamalarda da moment dalgalanmalarına sebep olmasıdır (Holtz ve Spring). PMSM motorlardaki dalgalanmaların bir kaynağı da gerekli gücü sağlamak için üretilen gerilim ve akının üzerindeki harmoniklerdir. Bu harmonikler; stray kayıpları, yalıtımın ve motor sargılarının zarar görmesi gibi istenmeyen durumlara sebep olmakla birlikte aynı zamanda, parazitik momentlere ve mıknatıs gürültülerine sebep olmaktadır. Diğer bir sorun da rotor manyetik akısı ile stator manyetik relüktansındaki açısıl değişimlerin etkileşiminden kaynaklanan darbeleri moment (cogging moment) tir. Diğer bir sorun kaynağı da, yüksek akımların yüksek gerilim altında anahtarlanmasıyla kaynaklanan Elektro Manyetik Girişim (EMI) dir. Bu girişim, istenmeyen frekansların oluşmasına sebep olarak motor kontrol sistemlerini etkiler.

Düzgün bir moment üretebilmek, kontrol sisteminin güvenilirliğini artırabilmek, motorun ömrünü uzatabilmek, motorun bağlı olduğu şebekeye bağlı olan diğer kullanıcıların etkilenmesine yol açan harmonikleri azaltmak, mekanik titreşimi ve bunun yol açtığı akustik gürültüyü azaltmak için; PMSM motordaki moment dalgalanmalarını ve harmonik gürültülerini azaltacak yeni metodlar geliştirmek gereklidir. Bu çalışmada, yukarıda anlatılan

konular göz önüne alınarak inverter sisteminden kaynaklanan moment dalgalanmalarını ve harmoniklerini azaltacak üç metod önerilecektir.

1.2 Tezin Amaçları

Bu çalışmanın amaçları;

1. PMSM motordaki dalgalanma ve harmonik gürültülerin kaynaklarını araştırmak,
2. Farklı modülasyon teknikleri ve kontrol metodlarının moment dalgalanmalarını ve harmonik gürültü seviyelerini nasıl etkilediğini araştırmak,
3. Aktif ve pasif filtreler ile birlikte farklı yöntemler kullanıldığında oluşan moment dalgalanmalarını ve harmonik gürültü seviyelerini azaltmak,
4. Harmonik gürültüleri yok eden veya en aza indiren, akustik gürültü ve moment dalgalanmalarını en aza indiren yeni yöntemlere ait kontrol algoritmaları geliştirmek.

1.3 Metodoloji

İlk aşamada Sabit Mıknatıslı Motor (PMSM)'un modeli, Alan Yönlendirmeli Kontrol (FOC) algoritması, Histeresis Doğrudan Moment Kontrolü (HDTC) algoritması ve Uzak Vektör Modülasyonunu DTC (SVMDTC) algoritması Matlab/Simulink kullanılarak geliştirilecektir. Bu amaçla, geliştirilen kontrol algoritmalarında moment dalgalanmaları ve harmonik spektrumları üzerinde çalışılacaktır. İkinci aşamada, FOC ve HDTC yöntemlerinde akım harmoniklerini ve moment dalgalanmalarını en aza indirmek için aktif ve pasif filtreler kullanılması durumu, Matlab/Simulink ile simüle edilmiştir. Bunlara ek olarak, minimum moment dalgalanmaları ve harmonik gürültü ile çalışan yeni bir doğrudan moment kontrolü metodu geliştirilmiştir. Son aşamada, geliştirilen simülasyonda uygun sonuçlar deneysel sistemde gerçekleştirilmiştir.

1.4 Litaratür Araştırması

PMSM motorlarda moment dalgalanmalarını azaltma üzerine bir çok araştırmacı eğilmiş, bu metoddaki problemleri kısmi olarak tespit etmiş ve farklı seviyelerde başarı elde etmişlerdir. Bu araştırmacılar arasında, Satomi vd., (2001), motor eksenini titreşimini ve açısal hız titreşimini ileri beslemeli kompanzasyon kontrolü yöntemi ile bastıran ve ileri beslemeli kontrol yönteminde “repetitive control” için kompanzasyon sinyallerinin üretilmesi, ve alan yönlendirmeli kontrolde periyodik sinyal için motor eksenine monte edilen dairesel enkoderin ürettiği titreşim sinyalinin Fourier Transformunun elde edilmesini sağladı. Bu çalışmada

online sensör kullanıldı. Ve, ileri beslemeli kompanzasyon sinyallerin uygulanması tekrarlamalı “repetitive” kontrol parametreleri kendinden ayarlamalı “auto tuning” metod ile gerçekleştirildi.

Jeong-Senog vd., d-q kontrol sinyallerindeki harmonik bileşenleri bastırarak titreşimi azaltmak ve sensörsüz kontrolde gerekli olan açı ve hız tahmini için en iyi metodu elde etmek için, Satomi tarafından kullanılan aynı devreyi ve fikri kullandı. Fakat, burada akım ölçümünden alınan sinyal kullanıldı. İki makalede de kontrol sinyalinde parametreler kullanılmasına karşın, bu parametrelerin neden kullanıldığı ve bu tip parametrelerin nasıl elde edileceğinden bahsedilmemiş ve genellikle pratik şekilde parametreler sabitlenmiştir. Ayrıca, bu çalışmalar motoru besleyen PWM inverterden kaynaklanan anahtarlama harmonikleri ve gerilim harmonikleri ile hiç ilgilenmemiştir.

F. Taegen ve J Kolbe (2001) teorik ve deneysel olarak harmonik rezonans olayı ve radyal kuvvetler (Maxwell Kuvvetleri) üzerinde araştırmalarda bulunmuş ve bunların ses basıncı analizini gerçekleştirerek gürültü ve titreşimlerin oluşumu ve azaltılması üzerine çalışmalar yapmıştır. Bu araştırmacılar, gürültünün azaltılması için, genel itibariyle uygulanması zor ve pek de pratik olmayan, stator fazlarının artırılmasını önermişlerdir.

Yoshinari vd. (2002) konsantre sargılı motorlar ile dağıtılmış sargılı motorları titreşim bakımından deneysel olarak incelemiş ve bir sonuca varmıştır. Buna göre, radyal stres stator çekirdeği üzerinde deformasyon yapacak kadar büyük olmaktadır. Bu durum, hava aralığı uzunluğunun da artması demektir, dolayısıyla; hava aralığındaki radyal kuvvet kısmen artırıldığında hava aralığı daha düzgün hale gelir ve sonuç olarak motor titreşimi böylece azaltılabilir. Bu araştırmacılar, hem IPMSM ve hem de SPMSM üzerinde çalışmışlar ve gözlemlerinden sonuçlar çıkarmışlardır.

Thomas ve Wen (1996) bir çok motor tipini kontrolör tabanlı dizayn tekniklerini gözden geçirmiş ve literatürde sinüsoidal ve trapezoidal Sabit Mıknatıslı AC (PMAC) motor sürücülerinde cogging ve dalgalanma momentlerinin üretilmesi üzerinde durmuşlardır. Bunlar, PMAC motor sürücülerin dalgalanan momentin en aza indirilmesi için daha çok eğimli oyuk ”skewing” ve kısmi oyuklu sargıların “fractional slot pitch windings” teknikleri gibi motor dizayn teknikleri üzerinde durmuşlardır. Aslında, trapezoidal PMAC sürücülerin motor ve kontrolör dizaynı daha güçtür. Bu yüzden, bu motorlarda sürücü basitliği ve moment düzgünlüğünü sağlamak açısından bazı fedakarlıklar gerekmektedir. Bu kişiler, dalgalanan momenti en aza indirmek için, doğru ayar gerektiren ya da adaptif kontrol metodları gibi aktif iptal “cancellation” algoritmaları içeren kontrolör tabanlı teknikler geliştirmişlerdir. Bu

araştırmacılar, dalgalanan momentin bastırılmasının, en aza indirme tekniklerinin hep birlikte dikkatlice seçilerek elde edileceği sonucuna varmışlardır.

Carlo vd.(2001) ise PMSM motorun dizayn parametrelerini belirleyerek toplam moment dalgalanmasını azaltan bir metod tanıtmıştır. Bu araştırmacılar, bir boyutlu ve iki boyutlu alan modelinde mıknatıs dağılımını düzenleyip, cogging momentini optimize etmek ve en aza indirmek için çok amaçlı teknikler kullandılar. Bu analizler temel olarak tüm yüzeyi mıknatıslarla kaplanmış olan rotor üzerinde yoğunlaşmıştır.

Tan vd. (2001). ve Martins vd. (2002) çok seviyeli inverter kullanarak AC sürücü sistemlerinde moment dalgalanmasını azaltmaya ve anahtarlama frekansını sabitlemeye çalışmıştır. Bu yöntemler, daha düzgün dalga şekli elde edilmesini sağlar, distorsiyonu azaltır, ve klasik inverterlere göre daha az anahtarlama frekansı ile çalışabilmeyi sağlarken, bir yandan da daha fazla anahtarlama elemanına ihtiyaç bırakır. Ayrıca bu yöntemlerin kontrol stratejisi çok karışıktır.

Holtz ve Springop (1996, 1998) Sabit Mıknatıslı motorlardaki moment dalgalanmalarının farklı kaynaklarını araştırmışlar ve moment dalgalanmalarının stator oluşunun etkileri, stator akı dağılımı, dengesiz mıknatıslanma gibi etkilerden kaynaklandığını açıklamışlardır. Ayrıca, dalgalanma üreten mekanizmalar için kompleks durum değişkenlerine bağlı model tanımlamışlar ve ölü zamanlı akım kontrolörü ve akım tahmincisinin kullanıldığı, “self-commissioning” ve adaptif kontrol sistemleri ile moment dalgalanmasının kompanze edildiği bir yöntemi tanıtmışlardır. Kullandıkları adaptif moment dalgalanması kompanzasyonunun etkili bir yöntem olduğunu deneysel sonuçlarla göstermişler, doğru bir ölü zaman akım cevabı almayı başarmışlar, ve akım dalga şekillerinin kalitesini artırmışlardır.

Luukko (2000) doğrudan moment kontrolunda vektör seçme algoritmasına sıfır vektörlerini(V_0 ve V_7) ilave ederek anahtarlama tablosunu geliştirmiştir. Fakat buna karşın moment dalgalanmalarında ve harmonik seviyelerinde kayda değer bir gelişme gözlenememiştir.

Tang vd.(2004), Se-Kyo vd.(1998) ve Darisuz vd.(2002) moment dalgalanmalarını azaltmak için uzay vektör modülasyonunu kullanmışlar ve iyi sonuçlar almışlardır. Fakat, bunların kontrol algoritması karmaşık matematiksel işlemlere dayanmaktadır ve iki adet PI kontrolör ile ihtiyaç duyulan referans gerilimin ve seçilen vektöre ait anahtarlama zamanlarının tahmin edilmesine gereksinim duyulur.

Diğer araştırmacılarından Yılmaz vd.(2002), PMSM motorun dalga şekilleri geliştirmek için filtre topolojileri kullanmıştır. Bu kişiler, PMSM in harmoniklerini azaltmak için PWM motor

sürücüleri için inverter çıkışına yeni bir filtre topolojisi tanıtmıştır. Bunlar, klasik RLC filtresine kaskat bağlı bir LC “trap” filtresi kullanmışlar ve bu metod etkili bir şekilde anahtarlama harmoniklerinin düşmesini sağlamıştır. Fakat, gerilim harmonikleri yine de yüksek kalmıştır. Ayrıca, sistemde kullanılan trap filtresi anahtarlama frekansının değişimini sağlamak için ayarlamaya ihtiyaç duymaktadır. Bunlara ek olarak, inverter çıkışı ile filtre elemanları arasında çok fazla miktarda dolaşan bir akım mevcuttur. Bunun için motor giriş geriliminin yeniden şekillendirilmesi gerekmektedir, ama bu şekillendirme inverter akım sınırlarını bozar.

1.5 Bölümlere Genel Bakış

İkinci bölümde PMSM motor tipleri, konstrüksiyonu, d-q referans ekseninde matematiksel modellenmesi ve Matlab modeli, konum ve hız sensörlerinin çeşitleri ve motor parametrelerinin açılımı verilmiştir.

Üçüncü bölümde PMSM motoru beslemek için kullanılan farklı inverter modülasyon tekniklerinden bahsedilmiştir. Dördüncü bölümde, konverterlerle kullanılan pasif ve aktif çıkış filtreleri anlatılmıştır.

Beşinci bölümde, PMSM için oluşturulan farklı kontrol algoritmaları tanıtılmış ve analiz edilmiştir. FOC, HDTC ve SVMDC yöntemlerinin Matlab/Simulink modelleri oluşturulmuş ve bu algoritmalara ait moment dalgalanmaları, akım harmonikleri üzerinde çalışılmıştır.

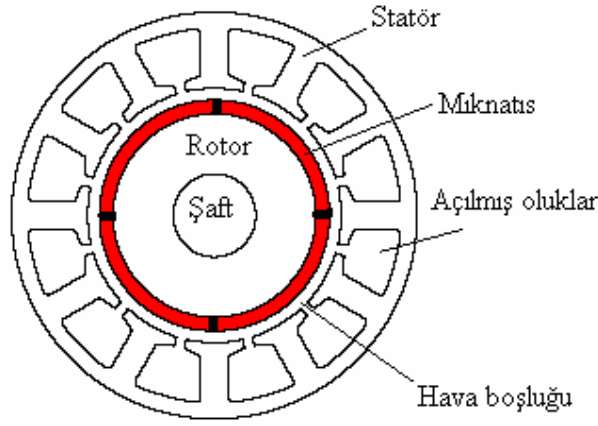
Altıncı bölümde, PMSM motorlardaki moment dalgalanmalarını ve harmonik gürültüleri azaltmak için üç farklı metod önerilmiş ve tanıtılmıştır. Bu metodlar, pasif filtre topolojisi, aktif filtre topolojisi ve doğrudan moment kontrol yöntemi için geliştirilen yeni bir kontrol algoritmasıdır. Bu filtre topolojileri FOC ve HDTC yöntemlerine aynı şekilde uygulanmıştır.

Yedinci bölümde, altıncı bölümde önerilen algoritmaları kısmen destekleyen deneysel düzenekler gerçekleştirilmiştir. Sekizinci bölümde ise tüm çalışmanın sonuçları belirtilmiştir.

2. PMSM'İN İNCELENMESİ

2.1 PMSM'nin Yapısı

Sabit mıknatıslı senkron makinalar (PMSM), kaynak frekansına ve kutup sayısına bağlı olan bir hızda dönen sabit hızlı makinalardır. Şekil 2.1'de gösterildiği gibi, yapısı; geleneksel olarak statorunda üç fazlı sargı ve rotor yüzeyine monte edilmiş sabit mıknatıslardan oluşur (surface PMSM). Bazen mıknatısların rotorun içine gömülü olduğu rotor tipide mevcuttur (interior PMSM). SmCO ve NdFeB gibi çoğu manyetik malzemeler sabit manyetik akı üretimi için kullanılır. Bazı manyetik malzemelerin tarihi ve özelliklerine 2.1.1 bölümünde bahsedilmiştir.



Şekil 2.1 PMSM dik kesit konfigürasyonu

2.1.1 Sabit Mıknatıslı Malzemelerin Özellikleri

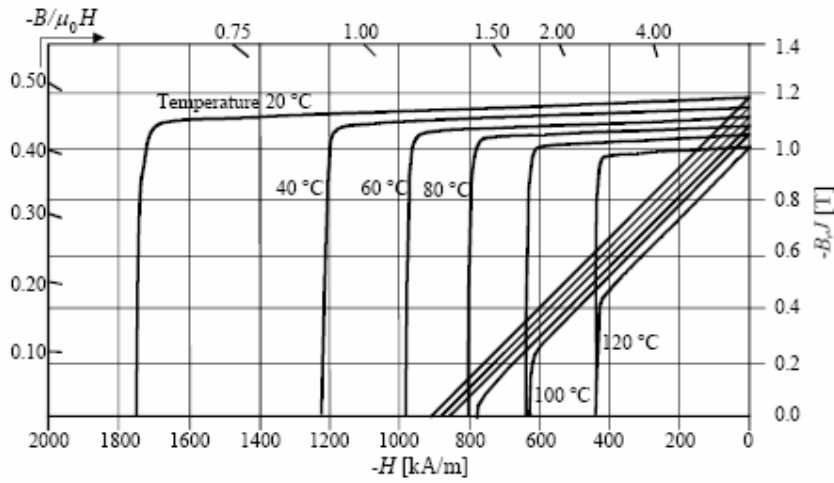
Son on yılda sabit mıknatıs malzemelerin gelişimi çok hızlı olmuştur. İlk olarak malzemeler Kobalt-Tungsten ve krom-demir alaşımlarına dayanıyordu. 1930'larda, alüminyum-nikel-kobalt alaşımlar keşfedildi, fakat 1960'larda Samarium-kobalt ve 70'li yılların sonunda neodymium-demir-bor alaşımlarına dayanan mıknatıslar elektrik motorlarında sabit mıknatıslı malzemelerden faydalanılmasını mümkün kıldı.

Özellikle 1983'te bulunan SmCo ve NdFeB mıknatısların yüksek akı yoğunluğu (0.8-1.1T) gibi iyi özellikleri bu malzemelerin endüstriyel motorlarda kullanılabilirliğini mümkün kıldı. Oda sıcaklığında NdFeB mıknatısın residual akı yoğunluğu 1.1-1.25 T aralığındadır. Bu da geniş bir hava aralığı boyunca 0.8-0.9 T'lık bir akı yoğunluğu üretmede yeterlidir (örneğin 1 mm'lik bir hava boşluğu için sadece 3 mm kalınlığında bir mıknatıs yeterlidir). Bu malzemelerin coercive kuvvetleri geniş bir demagnetizing (2.bölgedeki mıknatıslanma)

endüvi reaksiyonunu tolere etmek için çok yeterlidir. Bu özellik bu malzemelerin negatif d eksenli akımların izin verildiği motor ve generatör sürücülerinde kullanılmasını sağlar.

Residual akı yoğunluğu her bir sıcaklık derecesi yükselmesi için %1 azalır. Şekil 2.2 bir NeFeB tipi sabit mıknatısın sıcaklığa bağlı B-H eğrisini göstermektedir. Tipik olarak, sabit mıknatıslarda sıcaklık sınırlaması mıknatısların demagnetizing eğrilerine bağlı sıcaklıktan dolayı 120°C'nin altındadır. Son yıllarda özel alaşımların kullanımıyla bu limit bazı mıknatıslar için yaklaşık 180°C'ye yükseltilebilir hale gelmiştir.

Malzemelerin fiyatları mıknatısların maliyetini yüksek tutmuştur. Ayrıca üretim süreci karmaşıktır (Kurronen, 2003).



Şekil 2.2 Ne-Fe-B mıknatıs tipinde sıcaklık bağıllığına mıknatıslığın giderilmesi
(Kurronen, 2003)

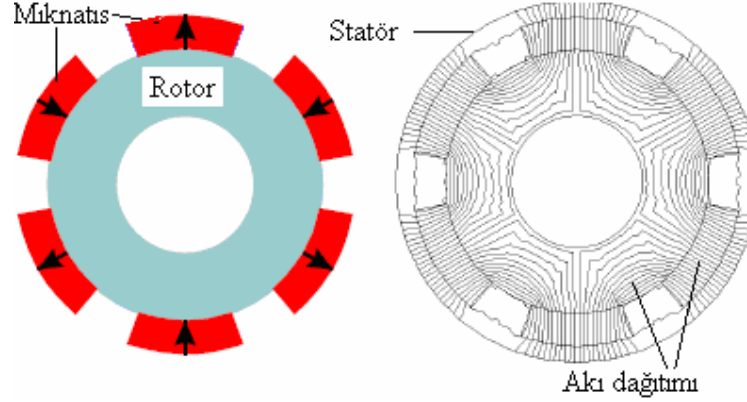
2.2 PMSM Çesitleri

Döner alan sabit mıknatıslı motorlar farklı yollarda çok fazla sınıfa ayrılabilir. Bununla birlikte PMSM aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir:

1. Fırçasız DC motor (BLDC): akım-gerilim kaynaklı inverterler ile beslenen, ve tropezoidal akı dağılımına sahip motorlar
2. Sinüsoidal sabit mıknatıslı motorlar (PMSM): yaklaşık sinüsoidal bir hava aralığı akı dağılımına sahip, sinüsoidal stator akımlarıyla beslenen motorlar

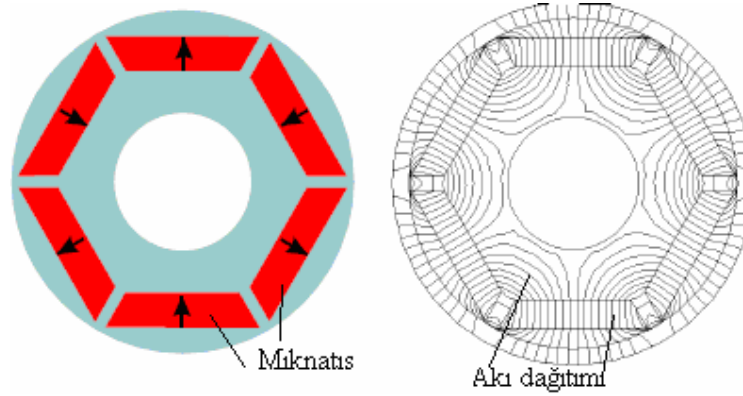
Ayrıca PMSM'ler mıknatısların monte edilmiş pozisyonlarına göre surface PMSM ve interior PMSM olmak üzere ikiye ayrılır. Bunların karakteristikleri aşağıda verilmiştir.

SPMSM: mıknatıslar rotor yüzeyine monte edildiği zaman (Şekil 2.3), özellikle yüksek hızlarda mıknatıs ile rotor arasındaki bağlantıda yüksek bir gerilim vardır. Böyle durumlarda bağlantı, karbon fiber gibi yüksek gerilmeleri tolere edebilen malzemede, hafif yapılmış özel bir bant ile sağlanır. Bu malzeme düzgün bir hava aralığına, çıkık kutupluk ve endüvi reaksiyonunun etkilerinin ihmal edilmesine yol açar.



Şekil 2.3 Yüzey mıknatıs tip dizayn

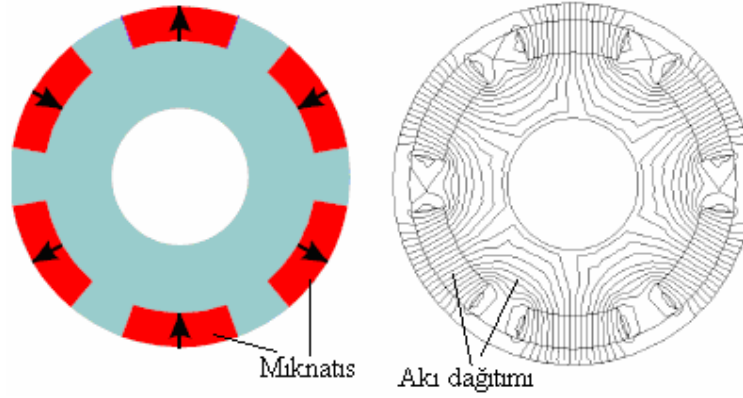
IPMSM: mıknatısların rotorun içine gömülü yapı (Şekil 2.4) surface PMSM yapısına göre yüksek hız uygulamalarında daha fazla pürüzlü bir yapı oluşturur ve sensörsüz kontrolde faydalı bir geometrik çıkıklık meydana getirir. Dahası, gömülü mıknatıs tasarımı, yüzeye monte edilmiş tasarımda mümkün olmayan bir akı zayıflatma derecesinde izin verir. Böylece, yüksek yol alma momenti ve yüksek hız üretme IPMSM'ye çoğu alanda cazibeli bir güç dönüşüm çözümü olmasına yol açar.



Şekil 2.4 Dahil mıknatıs tip dizayn

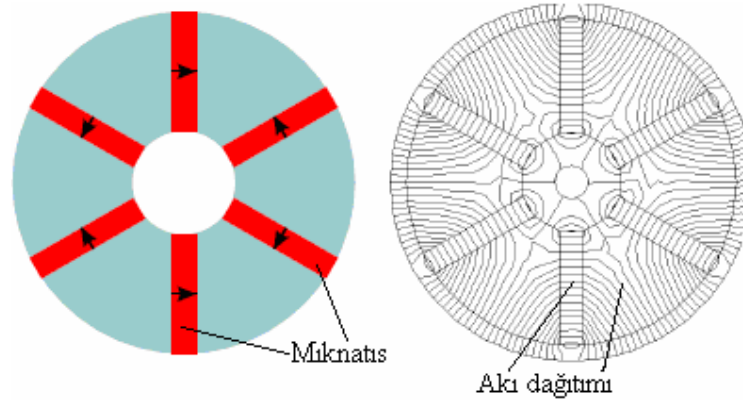
Kullanılan diğer iki çeşit IPMSM'ler:

Inset mıknatıs tasarımı: bu tip tasarım relüktans momentine katkıda bulunan dik eksen reaktansının arttığı yerlerde mıknatıs açısının tam kutup genişliğinden az olduğu makinalarda kullanılır.



Şekil 2.5 “Inset” mıknatıs tip dizayn

Akı yoğunlaşması tasarımı: akı yoğunlaşma topolojilerinde, alan mıknatısları çember çevresi yönünde mıknatıslanır. Bu durum hava aralığı akısının mıknatıslardaki akıdan daha büyük olmasına izin verir ve böylece makina moment yoğunluğunu artırır. Bu düzenleme genellikle düşük akı yoğunluklu mıknatıs malzemelerinde kullanılır.



Şekil 2.6 Akı konsantrasyonu mıknatıs tip dizayn

2.3 PMSM’ nin Avantajları:

Senkron makinalarda sargılı rotor yerine sabit mıknatısların kullanımı aşağıdaki avantajları sağlar:

- Bilezik ve fırçaların olmamasından dolayı bakım gereksinimi azalır ve verim artar.
- Rotor bakır kayıpları azalır. Böylece, bakır ve demir kayıpları statorda yoğunlaşır bu durumda makineyi stator boyunca soğumasını sağlar.
- Mıknatısların kullanımı çevresel alanın verimli bir şekilde kullanılmasına imkan sağlar. Bu yüzden herhangi bir çift mıknatıs kutup sayılı PMSM yapmak mümkündür. Bu motorlar 2’den 50 veya daha fazla mıknatıs kutuplu olarak imal edilirler. Çok fazla

kutup sayısı genellikle aynı akımda daha fazla moment üretir. Böylece, $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ ve NdFeB gibi yüksek mıknatıslı malzemeler çok yüksek güçlerde motor boyutlarının azalmasına sağlar (Texas Instruments, 1997).

- Aynı büyüklükte makinalar için, makinaların karakteristiği seçilen mıknatıs tipine ve onların düzenlenme şekline bağlı olarak çok değişebilir.

2.4 PMSM'nin Uygulama Alanları

PMSM'nin uygulamaları bir kaç Watt'dan 1,1 MW 230 rpm'e kadar geniş bir aralıkta değişir (Nirowski, 1990). Bu motorların birkaç kW'lıkları pozisyon kontrolünde ve saatte 0,1 devirlere kadar düşük çok geniş bir aralıkta, hız kontrolünde kullanılır (Pfaff, 1984). PMSM'ler genellikle aşağıdaki alanlarda kullanılırlar:

1. Servo sürücülü motorlar, pozisyon sürücüleri gibi,
2. Robot uygulamaları,
3. Gemi sürücülerinde kullanılan çok güçlü makinalar (1 MW),
4. Elektrik üretimi, güneş ve rüzgar enerjisi uygulamalarında,
5. Elektrikli arabalarda,
6. Pompalama.

2.5 PMSM'nin Modellenmesi

2.5.1 Uzay Fazör Modeli

Vektör kontrollü sürücülerini anlamak ve dizayn etmek için, kontrol edilecek makinenin dinamik modelini bilmek gerekir. Uzayfazör teorisi makinenin hem kararlı hal hemde geçici performansı incelememizde yeterli bir modeldir. Matematiksel ve fiziksel yaklaşımlar kullanarak, uzay fazör büyüklükler (gerilimler, akımlar, MMF ve akı halkaları) aşağıda tanımlanacak (Vas, 1996).

Stator sargıların dengeli, üç fazlı bir akım sistemi ile beslendiğini kabul edelim. Stator tarafından üretilen MMF dağılımı (2.1) ile ifade edilir:

$$f_s(\theta, t) = N_{se} [i_{sA}(t) \cos(\theta) + i_{sB} \cos(\theta - 2\pi/3) + i_{sC} \cos(\theta - 4\pi/3)] \quad (2.1)$$

Burada;

θ : Stator A fazının sargı ekseninin, Şekil 2.7 gösterildiği gibi "Reel" referans ile yaptığı açı.

$N_{se}=N_s K_{ws}$ efektif sarım sayısıdır. N_s ve K_{ws} sırasıyla sarım sayısını ve sargı faktörünü göstermektedirler.

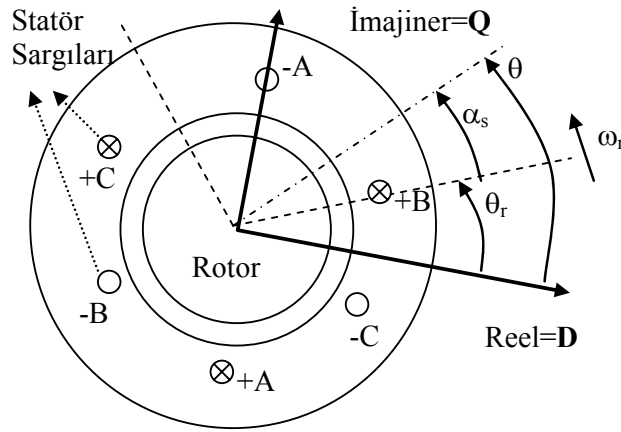
Kompleks notasyonları kullanarak (2.1) ifadesini aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir:

$$f_s(\theta, t) = \frac{3}{2} N_{se} \text{Real} \left\{ \frac{2}{3} [(i_{sA}(t) + ai_{sB}(t) + a^2 i_{sC}(t))] e^{-j\theta} \right\} \quad (2.2)$$

$$= \frac{3}{2} N_{se} \text{Real}\{\bar{l}_s(t)e^{-j\theta}\} \quad (2.3)$$

Burada $a = e^{j2\pi/3}$ uzay operatörü, ve $i_s(t) = \frac{2}{3}[(i_{sA}(t) + ai_{sB}(t) + a^2 i_{sC}(t))] = |i_s|e^{j\alpha_s}$

kompleks düzlemde, statora sabitlenmiş sabit bir referans eksenindeki üç fazlı stator akımlarının kompleks uzay fazörlerini tanımlamaktadır.



Şekil 2.7. Temel üç fazlı makinanın dik kesiti; stator sargıları ve DQ sabit eksenin pozisyonu gösterilmiştir.

Denklem (2.3)'te $|\vec{i}_s|$ stator akımları uzay fazörünün modülü ve α_s bu akımların sabit referans eksenin reel kısmı ile yaptıkları açıdır. Fiziksel olarak, stator akımlarının uzay fazörü ani büyüklüğü (magnitude) ve üç fazlı sargıların meydana getirdiği sinüsoidal MMF dağılımının tepe değerinin uzaydaki yer değiştirmesini ifade eder.

Yukarıdaki tanımlara benzer olarak, stator gerilim ve akı halkaları uzay fazörleride sırasıyla aşağıdaki gibi tanımlanabilir:

$$u_s = \frac{2}{3}(u_{sA} + au_{sB} + a^2u_{sC}) = |u_s|e^{-j\theta} \quad (2.4)$$

$$\psi_s = \frac{2}{3}(\psi_{sA} + a\psi_{sB} + a^2\psi_{sC}) = |\psi_s|e^{-j\theta} \quad (2.5)$$

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

2.5.2 (DQ ⇔ ABC) Dönüşümü

Park iki eksen teorisini kullanarak uzay fazörlerini tanımlamıştır. Bu teoriye göre, statora sabitlenmiş sabit referans eksenindeki stator akım uzay vektörü (2.6)'daki gibi tanımlanıyor:

$$\mathbf{i}_s = i_{sD} + j i_{sQ} \quad (2.6)$$

Burada, i_{sD} reel eksen D yönündeki stator akım bileşenini ve i_{sQ} bu eksene dik olan imajiner eksen Q yönündeki stator akım bileşenidir. Bu eksen takımı Şekil 2.7 de tanımlamıştır.

Simetrik, üç fazlı bir makinada, i_{sD} ve i_{sQ} akımları gerçek, üç fazlı stator akımları ile arasında aşağıdaki gibi bir ilişki vardır.

$$\begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Veya dengesiz bir sistem için sıfır bileşenler ihmal edilmediği zaman:

$$\begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \\ i_{s0} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

şeklinde olur. Burada,

k ; dönüştürme sabiti $=2/3$ değişen güç için, ve $\sqrt{2/3}$ değişmeyen güç için,

i_{s0} ; sıfır akım bileşenleri.

Stator gerilimlerine benzer şekilde, akı halkalarında DQ notasyonunda tanımlanabilir. Rotor değişkenleride rotora sabitlenmiş kendi referans eksenlerinde tanımlanır. Bu rotor eksen takımı iki eksenin önünde ω_r gibi bir hızda dönmektedir.

2.5.3 (DQ ⇔ dq) Dönüşümü

İyi bilinen komütatör dönüştürme matrisi kullanılarak, sabit referans düzleminde tanımlanmış stator değişkenlerini ω_r gibi bir hızla dönen rotor referans düzlemine dönüştürmek mümkündür. Aynı şekilde ters bir işlem ile rotor değişkenlerini sabit referans düzlemine dönüştürmekte mümkündür. (2.9) ve (2.10) denklemleri bu işlemleri göstermektedir.

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

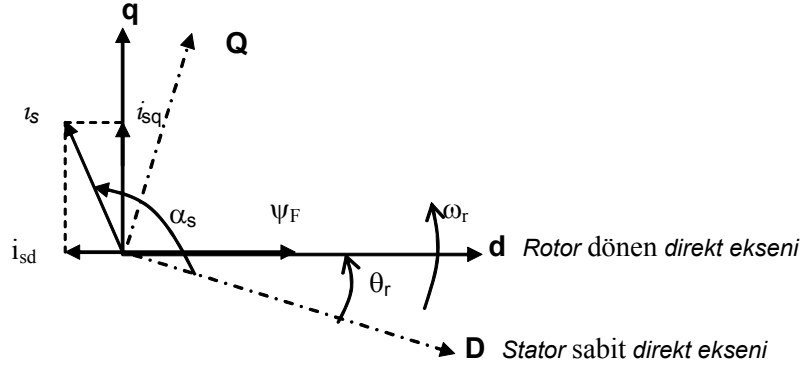
Burada,

i_{sq} ve i_{sd} ; rotor referans düzleminde stator akımları

θ_r : D eksenine ile yaptığı rotor açısı

d ve q ; birbirine dik iki eksenin bileşenleri

Şekil 2.8 iki referans düzlemi arasındaki ilişkiyi göstermektedir. Unutulmamalıdır ki gerilim ve akı değişkenleride (2.9) ve (2.10) ifadeleriyle dönüştürülebilir.



Şekil 2.8 Stator sabit eksenine (D,Q)'de ve rotor dönen eksenine (d,q)'de stator akım uzayı vektörü (2.7) ve (2.8) ifadeleri birleştirilir ve faz gerilimlerine uygulanırsa (sıfır bileşenler ihmal edilmek üzere), stator gerilimleri için Park dönüşümünün genel hali aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \\ &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_r) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Ters Park dönüşümü benzer şekilde (2.12)' deki gibi elde edilebilir:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

2.5.4 PMSM'nin Rotor Referans Düzleminde Modellenmesi

Gerilim ve akı halka denklemleri:

Stator gerilimi u_s omik gerilim düşümünü ve stator akı halkasının değişim oranını gösteren ψ_s iki ifadenin toplamı şeklinde ifade edilir (2.13):

$$u_s = R_s i_s + \frac{d(\psi_s)}{dt} \quad (2.13)$$

Stator sargılarının akı halkaları; stator sargılarının self endüktansın meydana getirdiği akı ile sabit mıknatısların ürettiği akının toplamıdır. Sabit mıknatısların meydana getirdiği akı halkası rotor açısına bağlı olarak değişir. Bu yüzden, toplam stator akı halkası aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\psi_s = L_s i_s + \psi_F e^{j\theta_r} \quad (2.14)$$

Bu ifade gerilim denkleminde yerine konursa, (2.15) elde edilir:

$$u_s = R_s i_s + \frac{d(\psi_s)}{dt} = R_s i_s + \frac{d(L_s i_s + \psi_F e^{j\theta_r})}{dt} \quad (2.15)$$

Stator akım ve gerilim uzay fazörlerini rotor referans düzleminde tanımlarsak;

$$u'_s = u_s e^{-j\theta} \quad (2.16)$$

$$i'_s = i_s e^{-j\theta} \quad (2.17)$$

Gerilim denklemi (2.18)'e dönüşür:

$$u'_s = R_s i'_s + d\psi'_s / dt + j\omega_r \psi'_s \quad (2.18)$$

Burada; u_s , i_s statora sabitlenmiş sabit referans düzlemindeki stator akım ve gerilimlerin uzay fazörleridir.

$$\psi'_s = L_s i'_s + \psi_F \text{ rotor referans düzlemindeki stator akı uzay fazörü}$$

ψ_F sabit mıknatısların ürettiği akı halkası

R_s ve L_s ; stator sargılarının direnci ve self endüktansdır.

$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$ rotor elektriksel hızı (rad/s), θ_r : rotor elektriksel açısı (rad).

Rotor referans düzleminde, (2.18) ifadesinin iki eksen hali aşağıdaki gibi elde edilir:

$$u_s' = u_{sd} + ju_{sq} \quad (2.19)$$

$$\psi_s' = \psi_{sd} + j\psi_{sq} \quad (2.20)$$

$$i_s' = i_{sd} + ji_{sq} \quad (2.21)$$

(2.19), (2.20) ve (2.21) ifadeleri (2.18)'in reel ve imajiner kısımlarında yerlerine yerleştirildiği zaman, aşağıdaki ifadeler elde edilir:

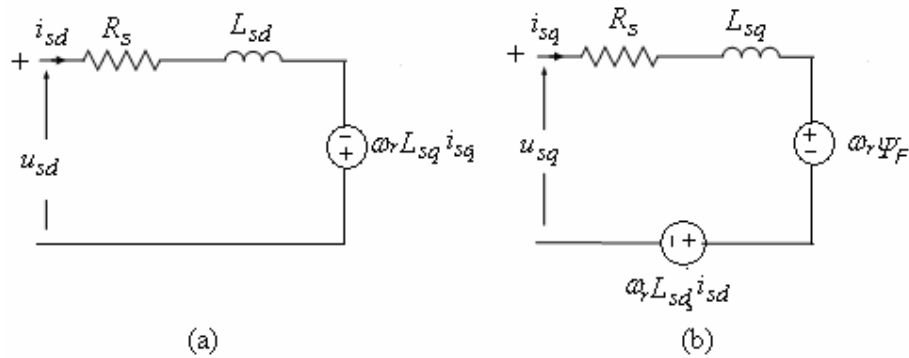
$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_r \psi_{sq} \quad (2.22)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_r \psi_{sd} \quad (2.23)$$

$\psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \psi_F$ ve $\psi_{sq} = L_{sq} i_{sq}$ olarak yazılırsa, aşağıdaki matris elde edilir.

$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{dL_{sd}}{dt} & -\omega_r L_{sq} \\ \omega_r L_{sd} & R_s + \frac{dL_{sq}}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \psi_F \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Yukarıdaki (2.24) dinamik denklemin eşdeğer devresi Şekil 2.9'daki gibi gösterilir.



Şekil 2.9 PMSM eşdeğer devresi : (a) d-eksen devresi (b) q-eksen devresi

Moment ifadesi

Bir AC makinanın momenti T_e normalde sabit güç şeklinde bir vektör olarak ifade edilir.

$$\bar{T}_e = \frac{3}{2} P \psi_s \times i_s \quad (2.25)$$

Stator akım ve akı halkası $\alpha\beta$ düzleminde bir vektör olarak düşünülürse:

$$\psi_s = \psi_{s\alpha} \bar{x} + \psi_{s\beta} \bar{y} \quad (2.26)$$

$$i_s = i_{s\alpha} \bar{x} + i_{s\beta} \bar{y} \quad (2.27)$$

Moment $\alpha\beta$ düzlemine diktir:

$$\bar{T}_e = \frac{3}{2} P (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \bar{z} \quad (2.28)$$

Burada, $\bar{x}$, $\bar{y}$ ve $\bar{z}$ α, β , ve ζ yönlerinde birbirlerine dik birim vektörlerdir.

Genel olarak, ψ_s ve i_s kompleks değerli vektörler olarak düşünülmesine rağmen, ζ ekseninin herhangi bir anlamı yoktur. Bu yüzden, vektörel çarpımın sadece ζ bileşenin dikkate alınacağı moment bir skalar büyüklük T_e olarak düşünülür. Matematiksel olarak, bu işlem; momentin T_e birim vektör z üzerindeki skaler izdüşümünü verir

$$T_e = \bar{T}_e \bullet \bar{z} = \frac{3}{2} P (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (2.29)$$

Moment ifadesindeki vektörel çarpım gösteriyor ki denklem kullanılan koordinat sisteminden bağımsızdır. Vektörel çarpım sadece vektörler arasındaki açıya bağlıdır. Bu yüzden, moment stator koordinatlarında veya rotor koordinatlarında veya herhangi bir koordinattaki büyüklüklerle hesaplanabilir. Böylece, geliştirilen elektromanyetik moment denklemleri rotor koordinatlarında aşağıdaki hali alır (Vas, 1996)

$$T_e = \frac{3}{2} P (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \quad (2.30)$$

$$= \frac{3}{2} P (\psi_F i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sq} i_{sd}) \quad (2.31)$$

SPMSM'de $L_{sd} \cong L_{sq}$ böylece (2.31)'deki moment ifadesi (2.32)'e dönüşür.

$$T_e = \frac{3}{2} P \psi_F i_{sq} = \frac{3}{2} P \psi_F |i_s| \sin(\alpha_s - \theta_r) \quad (2.32)$$

Burada.

α_s : stator akımı uzay vektörünün sabit referans düzleminin D eksenine göre pozisyonu (Şekil 2.8)

P : çift kutup sayısı

L_{sd}, L_{sq} : motorun d ve q endüktanslarıdır.

Makinanın dinamik denklemleri (2.33) ile verilir:

$$T_e = J \frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m + T_L \quad (2.33)$$

Burada.

T_L : yük momenti (Nm)

J : eylemsizlik momenti (kg.m²)

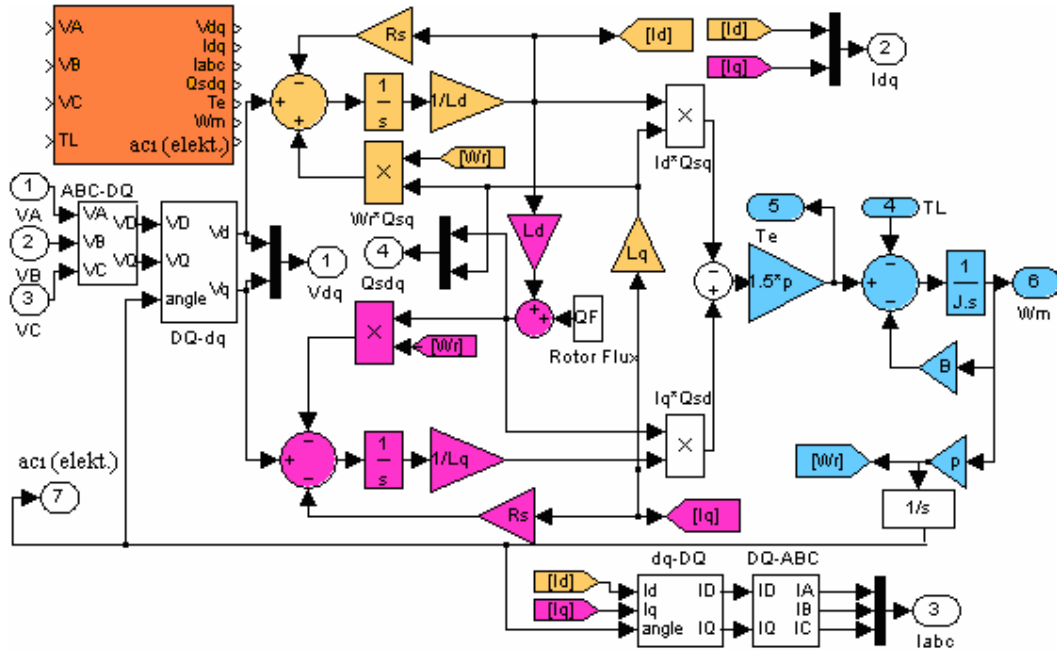
B : sürtünme katsayısı (Nm/rad/s)

$\omega_m = \omega_r / P$ mekaniksel rotor hızı (rad/s)

PMSM'nin Matlab Modeli

PMSM'nin kontrol algoritmalarını incelemek için motor Matlab/Simulink ortamında modellendi. Şekil 2.10'daki modeli kurmak için yukardaki (2.24), (2.31) ve (2.33) ifadeleri kullanıldı.

Bu modelde, PMSM'nin girişi yük momenti ve üç fazlı gerilimler, çıkışı stator akımları, elektromanyetik moment, dq stator akım ve gerilim bileşenleri ve rotor hız ve pozisyonudur.



Şekil 2.10 MatLab/Simulink'te PMSM modeli. Sarı bloklar (2.22) tanımlar, pembe bloklar (2.23) tanımlar, mavi blok ise moment eşitliği (2.33) tanımlar. Tam PMSM modeli turuncu blok renginde gösterilmiştir

2.6 Pozisyon ve Hız Ölçme Sensörleri

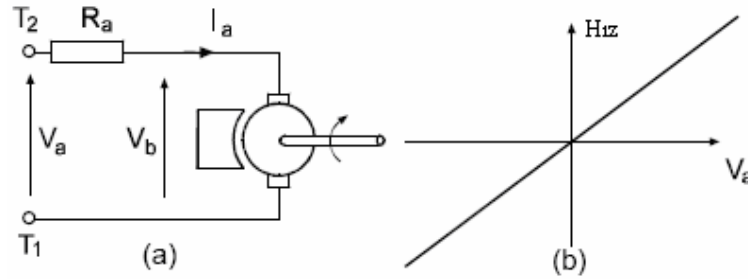
Tam bir sinüs armatür faz gerilimi sağlamak ve motor akımını kontrol edebilmek için çoğu PMSM sürme devrelerinin kontrol algoritmaları yüksek çözünürlüklü hız ve pozisyon ölçmelerini gerektirir.

Günümüzde takogeneratör, resolverler, alan effect (etkili) sensörleri, optik enkoderler gibi bir çok pozisyon dedektörü mevcuttur. Bununla birlikte, bunların içinde en çok tercih edilenleri analog pozisyon bulmak için resolverler ve dijital pozisyon bulmak optik enkoderlerdir. Aşağıda, bu sensörler kısaca tanıtılacak ve optik enkoderler üzerinde yoğunlaşılacaktır.

2.6.1 Takogeneratör

Takogeneratör küçük bir sabit mıknatıslı makinadır (DC, relüktans veya ac makina). Hızla orantılı olarak elektromotor kuvvet üretir. Takogeneratör motorun miline akuple edilir. İdeal karakteristiği Şekil 2.11 b'deki gibi gösterilebilir.

Takogeneratör hızla orantılı gerilim üretir. Bu gerilimde kontrol sistemi işlemleri için gereklidir. Şekil 2.11-b de takogeneratörün gerilim-hız karakteristiğini göstermektedir. Aynı karakteristik motorun rotor pozisyonunu belirlemek için kullanılabilir.



Şekil 2.11 Takogeneratör: (a) devre diyagramı (b) Hız karakteristiği
 R_a armatür direnci ve T1, T2 takogeneratörün bağlantı uçlarıdır.

2.6.2 Resolverler

Resolverler küçük alternatör yapılı (sargılı rotor ve birbirine dik yerleştirilmiş sargılı stator) bir elektromanyetik cihazdır. Rotor yüksek frekanslı bir sinyal ile beslenir. Statorda endüklenen gerilim rotor hızının bir fonksiyonudur. Resolverlerin en temel avantajı yüksek çözünürlüklü pozisyon ölçmeleri ve dayanıklılıklarıdır. Bununla birlikte yüksek maliyetleri dezavantajını oluşturur (Essam, 1994).

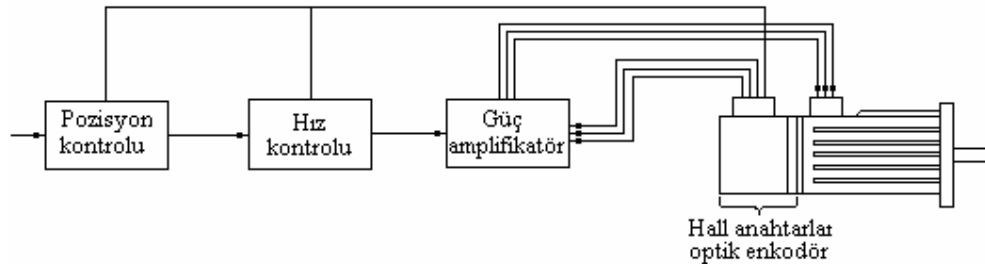
2.6.3 Alan Etkili Sensörler

Alan effect (etkili) veya durum etkili sensörleri motorun miline akuple edilmiş, sabit bir DC akım taşıyan bir yarı iletkenidir. Akıma dik olarak bir manyetik alan uygulanırsa, ortogonal eksen boyunca bir potansiyel fark oluşur. Böylece durum sensörleri manyetik alanı bulur. Bu alan, makinanın ana alanı, end alanı, veya milin sonuna monte edilmiş sabit mıknatısların alanı olabilir.

Bu sensörlerin avantajı RFI'dan etkilenmemeleri, düşük fiyatlılığı, basit oluşu ve doğruluğudur. Düşük çözünürlükleri, sıcaklığa karşı hassas olmaları ve kaçak manyetik alanlardan etkilenebilirlikleri dezavantajları olarak sayılabilir.

2.6.4 Optik Enkoderler

Bir enkoder lineer veya açısal bir yerdeğiştirmenin sonucu olarak dijital bir çıkış üreten elektromekanik sensördür. Birinci kullanım alanı robot kolu, radar antenleri, motor ile sürülen slayt gibi bir sistem bileşeninin pozisyonunu okumak ve izlemektir. Şekil 2.12 enkoder bordu ile bir motor sürme devresini gösteriyor. Pozisyon enkoderleri iki kategoriye ayrılabilir; bazı veri pozisyonlardan dönmedeki değişikliği bulan artımsal "incremental" enkoderler ve gerçek açısal pozisyonu veren mutlak "absolute" enkoderler (Bolton, 2003).



Şekil 2.12 komütasyon ve geribesleme için enkodör kartlı Sürücü
(<http://www.renco.com/106001.htm>)

Enkoder Çalışma Prensipleri

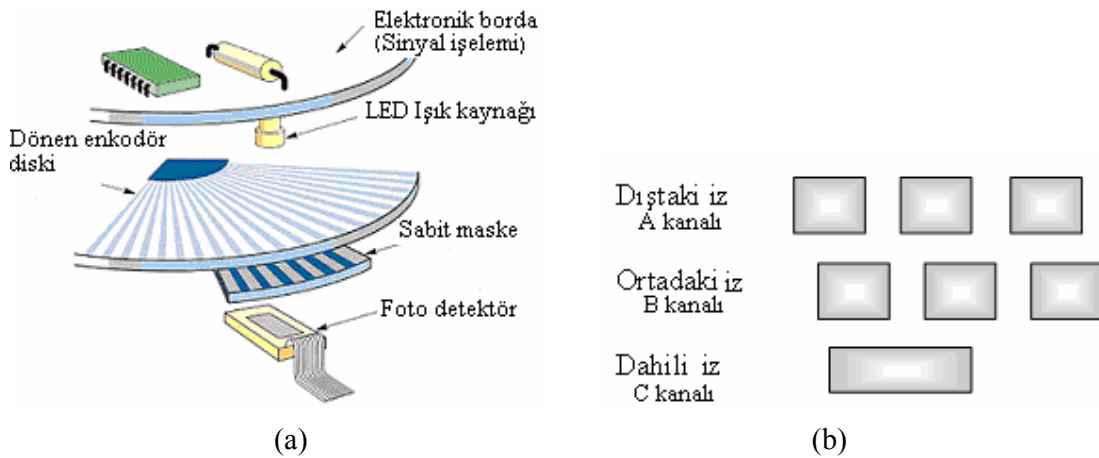
Geleneksel artımsal ve mutlak enkoderlerin çoğu benzer optik tarama tekniklerini kullanırlar (Şekil 2.13). Elektronik bir çıkış üretmek için LED tarafından yayılan ışık döner bir disk ve sabit bir maskenin içinden geçer. Artımsal enkoderlar sayma için ve birde optional komütasyon için olmak üzere iki iz setine sahiptirler. Enkoderin çözünürlüğü, disk kenarına eşit bir şekilde dağıtılmış şeffaf ve ışık geçirmeyen çift bölgeler sayısına bağlıdır. Mutlak enkoder diski, tam yerleştirilmiş şeffaf ve ışık geçirmeyen dilim paketlerinden meydana gelen merkezli aynı izlerden oluşmaktadır. Bu izler ile dilimler birleştiğinde bir dijital değer oluşur.

Her bitin çözünürlüğü için bir iz gerekmektedir. Örnek: 12- bit (çözünürlük başına 4096 parça) enkoder için 12 iz vardır.

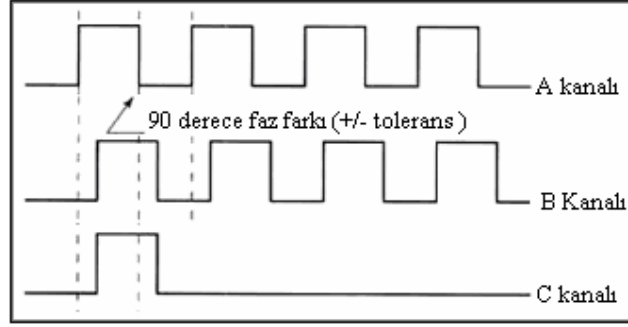
2.6.4.1 Artımsal Enkoderler

Açısal yerdeğiştirmeyi ölçmede kullanılan artımsal enkoderlerin temel şekli Şekil 2.13'te gösterilmiştir. Bir ışık demeti bir diskin içinde oluklardan geçer ve uygun ışık sensörleriyle bulunur (detected). Disk dönerken, sensörler tarafından bir pulse çıkışı üretilir. Üretilen darbelerin sayısı dönen diskin yerdeğiştirmesiyle orantılıdır. Böylece, disk açısal pozisyonu ve buradan disk üzerine dönen şaft pozisyonu belirli pozisyon verilerden sonra üretilen darbeler sayısı kullanılarak tespit edilir. Pratikte üç sensörlü merkezleri aynı üç iz kullanılmaktadır.

İçteki izde bir delik mevcuttur ve bu diskin (home) pozisyonunu belirlemede ayrıca dönme hızının belirlenmesine izin verir. Diğer iki iz diskin etrafında eşit aralıklarla yerleştirilmiş deliklerden oluşur fakat ortadaki izin offsetindeki delik dıştaki izin deliklerinden yarım delik genişliğinde ilerdedir. ofsetlenmiş iki darbe seti örneği Şekil 2.14'te gösterilmiştir. İki pulse setinin fazları birbirinden farklı olduğu için, birinci ile ikinci pulse setlerinin faz kayma miktarlarından milin hangi yönde döndüğünü belirlenebilir. Birinci pulse seti A, ikinci pulse seti B olarak adlandırılın. Milin bir dönmesi başına üretilen toplam kare dalga sayısına enkoderin çözünürlüğü adı verilir. Tipik enkoderlerde 100'den 6000'a kadar kısım veya delik bulunur. Bu da 100 delikli bir enkoder için $3,6^\circ$ 'lık bir çözünürlük veya 6000 delikli bir enkoder için $0,06^\circ$ 'lık bir çözünürlük anlamına gelir.



Şekil 2.13 Artımsal enkoder (a) Temel prensipi (b) Merkezli izler
(<http://www.sensorsmag.com/>)



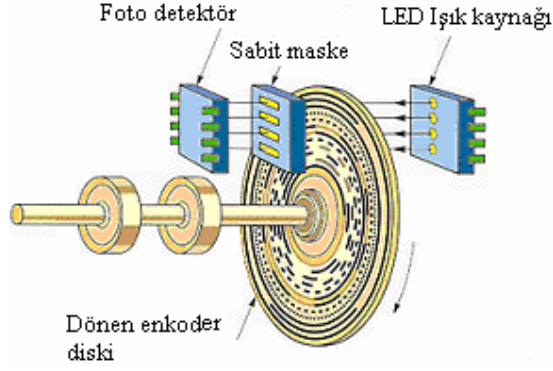
Şekil 2.14 A darbesi, B darbesi, ve sıfır (home) C darbesi. Eğer A darbesi B darbesinden önce olursa, o zaman mil, saatin hareketi yönünde döner, aksi halde mil saatin ters hareketi yönünde döner. C darbesi bir devirde bir kere oluyor.

(<http://zone.ni.com/devzone/conceptd.nsf/webmain/>)

Artımsal enkoderler sadece bir dizi darbe sağladıklarından dolayı, enkoderin referans noktanın gerçek yeri ile kalibre olduğundan emin olmak için bu tip enkoderlerle birlikte sıfır (home or zero) anahtar kullanılmalıdır. Yüksek çözünürlük istenen yerlerde metallardan yapılan ilk enkoder tekerlekleri çok kullanışlı değildir. Günümüzde, enkoder tekerlekleri içinde çubuklar şeklinde ışık geçirmeyen segmentler içeren temiz camlardan yapılır. Enkoder tekerleği dönerken ışık geçirmeyen dilimler ışığı bloke ederler ve şeffaf dilimler (camlardan) ışığı geçirir. Bu delikli enkoder tekerleklerine benzer bir şekilde darbe zinciri üretir.

2.6.4.2 Mutlak Enkoderler

Mutlak enkoderler (Şekil 2.15) verilen herhangi bir enkoderin dönme pozisyonu için tek bir dijital çıkış verirler. Bu tip enkoderler teleskops, krens, valfler vb gibi hareketin yavaş olduğu veya çok uzun bir süre cihazın aktif olmadığı uygulamalarda kullanılırlar. Döner mutlak enkoderler her bir izin doğruluğun bir bitini gösterdiği merkezleri ortak bir çok iz içeren hassas bir tekerlekten ibarettir. Tipik olarak optik tekerlek ikilik sayma sistemi (binary) yerine Gray kod ile kodlanmıştır. Bu tasarımın avantajı pozisyon hiçbir zaman kaybolmaz. Dezavantajları olarak maliyetlerin yüksek oluşu, sargı sistemlerinin daha kompleks ve çok güç harcamalarıdır.



Şekil 2.15. Mutlak enkoder temel şeması
(<http://www.sensorsmag.com/>)

2.6.4.3 Artımsal ve Mutlak Enkoderlerin Karşılaştırılması

Geri besleme sistemi her zaman home pozisyona referans edildiğinden, artımsal enkoderler gürültüye ve güç kesintilerine karşı hassastırlar. Güç kesinti olma durumunda, artımsal enkoder kullanılan bir sistem yeniden başlatılmalıdır.

Mutlak enkoderlerde kodlanmış rakam benzersiz olmasından dolayı hareket sistemi bir kere başladıktan sonra güç kesildiğinde sistem hareket etse bile pozisyon kesin olarak belirlenir.

Mutlak enkoderler hataları toplamazlar. Arasına oluşan gürültü mutlak enkoder tarafından gönderilen bir pozisyon değerini bozduğu zaman, sadece o belirli kısım bundan etkilenir. Bir sonraki pozisyon değeri aynı gürültüden etkilenmeyecektir ve daha önceden meydana gelmiş herhangi bir hata ilerki okumalarda düzeltilecektir.

Genellikle artımsal enkoderler mutlak enkoderlere göre düşük maliyetle daha yüksek çözünürlük sağlarlar ve çok az çıkış hatlarının olmasından dolayı daha basit arayüze sahiptirler. Tipik olarak, bir artımsal enkoder 5 hat, 3 pozisyon/hız sinyali, bir güç ve bir toprak hattına sahiptir. Buna mukabil, 12 bitlik bir mutlak enkoderde 12 çıkış teli, bir güç ve bir toprak hattı vardır. Ayrıca, mutlak döner enkoderler pahalıdırlar, çalıştırılma safhasında epeyce bir uzmanlık ister, çok sağlam değil ve veri iletme oranında sınırlıdırlar. Bu yüzden, motor kontrol uygulamalarında az kullanılmışlardır ve mutlak enkoderler kullanılmanın uygun görüldüğü çoğu uygulamada da artımsal döner enkoderler kullanılmaktadır.

Pozisyon belirlemede bir çok diğer methodlarda yeni yeni ortaya çıkmaktadır ve bunlar optik fiberlerin kullanılıp verinin iletilmesi ve alınması uzaktan kumanda ile makineden başarabilmesi ümit edilmektedir.

2.7 PMSM'nin Parametrelerinin Belirlenmesi

Verilen bir motorun 2 fazlı eşdeğer devresini kurabilmek için, makinanın 4 parametresinin bilinmesi gerekir. Bunlar, stator direnci R_s , endüktanslar L_{sd} , ve L_{sq} , ve sabit mıknatıs akı halkası ψ_F . Bugüne kadar bu parametreleri belirlemede bir çok method sunulmuştur. Bu çalışmada bu methodların basitlerinden biri olan Ohm (1995) tarafından verilen yöntem kullanılacaktır.

1. Stator direnci R_s ,

Stator direnci faz ile nötr arasında olduğundan, R_s hat-hat arası ölçülen DC direncin yarısı olacaktır. Orta ve küçük boyutlu PMSM'lerde deri etkisini ihmal ettiğimizi düşünürsek sargı direnci sıcaklığa bağlı olarak değişir. Bu yüzden, R_s direncinin çalışma sıcaklığındaki değeri aşağıdaki ifadeyle bulunmalıdır.

$$R_s |_{Temp} = R_{s0} (234.5 + Temp) / (234.5 + Temp_0) \quad (2.34)$$

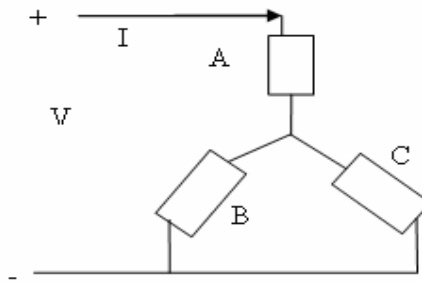
Burada, R_{s0} $Temp_0$ sıcaklığında ölçülen direnç değeridir.

2. Senkron endüktanslar L_{sd} ve L_{sq}

Endüktansları ölçmek için dengeli, üç fazlı bir akım sağlanmalıdır. Şekil 2.16'da ki bağlantı diyagramı $\theta = 0^\circ$ anında dengeli, üç fazlı bir akım sağlar. Rotor q eksen (d eksen) bir faz sargısının merkezi ile çakıştırılırsa, Şekil 2.16'daki devrede ölçülen eşdeğer endüktans L 'den L_{sd} (L_{sq}) rotor açısına bağlı olarak türetilir. Böylece;

$$L_{sq} = (2/3)L(\theta=0^\circ) \quad (2.35)$$

$$L_{sd} = (2/3)L(\theta=90^\circ) \quad (2.36)$$



Şekil 2.16 Senkron endüktans ölçme bağlantı şeması
(Ohm vd.,1995)

3. Sabit mıknatıs akı halkası ψ_F

Sabit mıknatıs akı halkası ψ_F boşa çalışma deneyinde hatlar arası ölçülen efektif gerilim ile belirlenebilir. Bu durumda motorun mili ω_m gibi sabit bir hızla dönecek şekilde başka bir

motor ile sürülür. Böylece bu sabit akı halkası aşağıdaki ifadeyle belirlenir;

$$\psi_F = \frac{\sqrt{2/3} V_{nl}}{(P/2)\omega_m}. \quad (2.37)$$

Burda,

V_{nl} : hatlar arası ölçülen efektif gerilim

3. İNVERTERLERDEN BESLENEN PMSM

Motoru beslemek için gerekli AC gerilimin kontrolü, kontrollü doğrultucu ve inverter devreleri kullanılarak elde edilebilir. Kontrollü doğrultucu inverterin giriş DC gerilimini değiştirirken, aynı zamanda inverter çıkış frekansı değişir. DC hat, seri bir endüktans içerebilir fakat buradaki önemli eleman inverter DC hat geriliminin sabit bir değerde kalmasını sağlayan ve gerilimi düzleştiren kondansatördür. Diğer bir yöntem yüksek frekanslı çıkış gerilimi gerektiğinde ve PWM yöntemi mümkün değil ise çıkış geriliminin kontrolü için DC kırıyıcı kullanmaktır. Üçüncü ve en çok kullanılan yöntem ise sabit gerilim gerektiren Darbe Genişlik Modülasyonudur (PWM). Çıkış AC gerilimi ve frekansının kontrolü inverter ile gerçekleştirilir. İnverter-konverter birimleri tek bir birim veya modül olarak günümüzde mevcuttur. Modüller ayırık elemanlar karşılaştırıldığında iletim durumunda düşük kayıp, yüksek gerilim ve akım anahtarlama karakteristikleri ve yüksek hız gibi avantajlara sahiptir. Bazı modüller geçici rejim koruması ve kapı sürme devrelerini içerirken bazı akıllı modüller de ise güç modülü ile arabirim devre birleştirilmiştir. Arabirim devresi, giriş/çıkış izolasyonu, sinyal ve yüksek gerilim sistemi ile ara yüz, koruma ve hata bulma devresinden oluşmaktadır (Rashid, 1993). Kullanıcılar sadece harici güç kaynağını bağlamalı ve sürme devresine anahtarlama sinyallerini bağlamalıdır. İlerleyen bölümlerde bazı PWM modülasyon metotları açıklanacaktır.

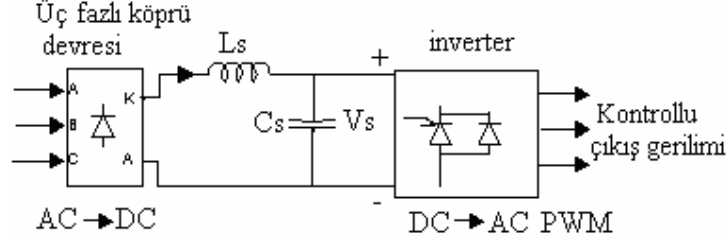
3.1 PWM İnverterler

Yüksek performanslı AC motor sürücüleri darbe genişlik modülasyonlu (PWM) gerilim beslemeli inverterler (VSI) ile çalışmaktadır. Bu yöntem kullanılarak inverter ile gerilimin kontrolü mümkündür. İnverterin çıkış gerilimi gerilim darbelerinin sayısı ve/veya genişlikleri değiştirilerek kontrol edilir.

PWM inverterlerin giriş DC gerilimleri Şekil 3.1'de gösterildiği gibi kontrolsüz doğrultucu veya akü gibi ilave DC gerilim kaynağından elde edilir. Diyot köprüsü ve filtre devresinin çıkış gerilimi her bir yarım periyot boyunca birkaç defa hızlıca anahtarlanır ve eşit genlikli darbelerin sayısı ayarlanır. Her bir darbenin genliği inverter giriş gerilimine eşittir.

İnverterde kullanılan yarıiletken anahtarlama elemanları bipolar transistör (BJT), MOSFET, kapı sönmümlü tristör (GTO), izole kapılı bipolar transistör (IGBT) veya kontrol ucundan iletme ve kesime sokulabilen herhangi bir hızlı anahtar olabilir (Bimal, 1997). 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 transistorlerin (IGBT) bipolar güç transistor lere ve güç MOSFET lerine üstünlükleri belirtilmiştir (Chan, 1996).



Şekil 3.1 Basik AC⇒AC konvertör konfigürasyonu. DC link ara devre kullanarak, tipik kapasitif ve indüktif enerji depolama elemanlarını gösterilmiştir.

Genel olarak, PWM inverterlerden beslenen AC motorların kare dalga inverterden beslenenlere göre üstünlükleri aşağıda belirtilmiştir (Kumar ve Savanans, 2004):

1. Stator akımında daha az dalgalanma ve momentte daha az darbe,
2. Daha az kayıp,
3. Hızlı akım kontrolü ile yüksek dinamik performans,
4. Filtre elemanlarının boyutlarının azalması,
5. Yüksek anahtarlama frekansı ile karşılaştırılan gürültülerin azalması,
6. İlave bir gerilim kaynağı kontrol ünitesi gerektirmez (kontrollü doğrultucu veya kıyıcı) ve buda kaynak güç faktörünü iyileştirir. Bununla birlikte PWM inverterlerin anahtarlama kayıpları yüksek ve kontrol devreleri çok karmaşıktır.

Endüstride yaygın bir şekilde kullanılan çok sayıda PWM inverter mevcuttur. Bunlardan bazıları, sinüsoidal PWM (SPWM), harmonik eliminasyonlu PWM, akım kontrollü PWM, uzay vektör modülasyon (SVPWM) ve çok seviyeli PWM. Belirtilen PWM tipleri ilerleyen bölümlerde açıklanacaktır.

3.2 Sinüsoidal PWM

Endüstriyel uygulamalarda genellikle sinüsoidal darbe genişlik modülasyonu (SPWM) kullanılır (Rashid, 1993). Bu yöntemde modülasyon sinyali olarak sinüsoidal dalga kullanılarak PWM çıkışlar üretilir.

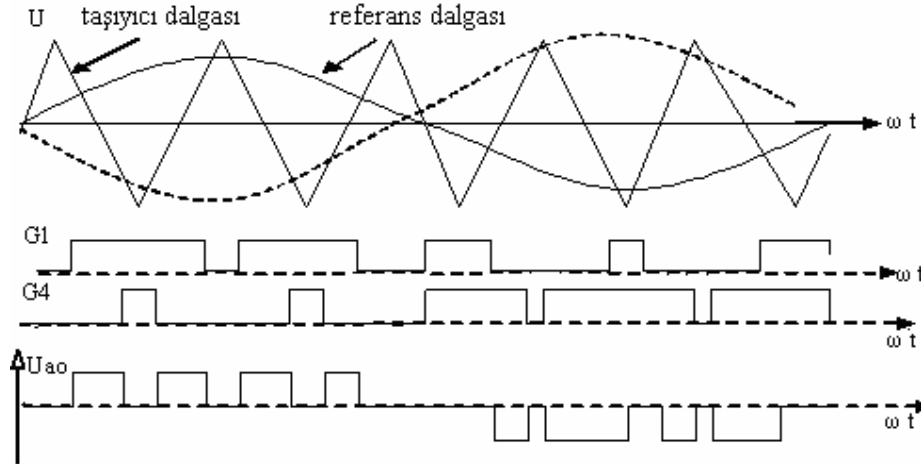
PWM sinyalin iletim ve kesim durumları sinüs dalga (modülasyon dalgası) ile yüksek frekanslı üçgen dalganın (taşıyıcı dalga) karşılaştırılması ile belirlenir. Her yarı periyottaki darbelerin sayısı taşıyıcı frekansına bağlıdır. Şekil 3.2’de bir faz için SPWM ile kapı

sinyallerinin nasıl üretildiği gösterilmiştir. Normalde birbirine göre 120 derece faz farkı bulunan üç tane sinüsoidal referans vardır. İlgili faza ait referans sinyal ile taşıyıcı dalga karşılaştırılarak o faz için kapı sinyalleri elde edilir. Şekil 3.2’de gösterilen çıkış gerilimi için aynı faz kolundaki iki anahtarlama elemanı aynı anda iletimde olamaz.

SPWM’de modülasyon dalganın frekansı çıkış geriliminin frekansını belirler. Modülasyon dalganın tepe değeri modülasyon indeksini (M) belirler ve çıkış geriliminin efektif değerini kontrol eder.

$$M = \text{referans dalganın değeri} / \text{taşıyıcı dalganın değeri} \quad (3.1)$$

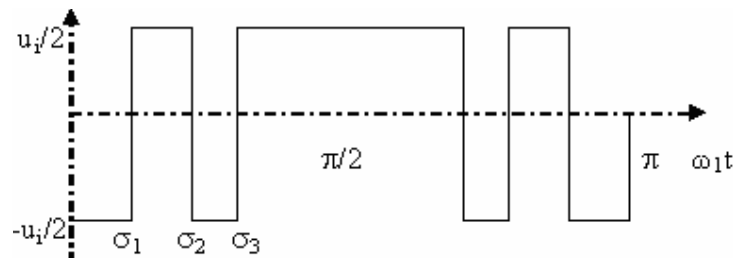
Modülasyon indeksinin değiştirilmesi çıkış geriliminin efektif değerini değiştirmeyi ve büyük ölçüde distorsiyon faktörünün iyileştirilmesini sağlar. Bununla birlikte çıkış gerilimi istenmeyen kayıplara neden olan zaman harmoniklerini içerir.



Şekil 3.2 Sinüsoidal PWM: Kapı sinyallerin üretimi; G_1 ve G_2 anahtarlama elemanlarının için kapı sinyalleri; U_{ao} ise DC orta noktaya göre a fazı gerilimi

3.3 Harmonik Eliminasyonlu PWM

Bu teknikte, uygun anahtarlama açılarında kare dalga gerilimde dişler üretmek ve böylece Şekil 3.3’de gösterildiği gibi belirli zaman harmoniklerini yok etmek mümkündür.



Şekil 3.3 Harmonik Eliminasyonlu PWM: σ_1 , σ_2 , σ_3 bulunan anahtarlama açıları.

Şekil 3.3’de basitleştirme için çeyrek periyot için sadece üç anahtarlama gösterilmiştir. Bu durumda bir tanesi verilen genlik için gerilimin temel değeri için gerekli ve iki harmonik yok edilebilir. Anahtarlama açıları lookup tablosuna aktarılabilir ve ihtiyaç olduğunda depolama elemanından çağrılabilir. Anahtarlama açıları (σ_k) ilgili matematiksel denklemlerden hesaplanır. Bu denklem ile istenilen değerde temel gerilimin değeri elde edilir ve yok edilecek zaman harmonik gerilimleri için sıfır değerleri elde edilir. Bunun için eğer gerilim dalga şekli Şekil 3.3’deki gibi çeyrek dalga ve yarım dalga simetrisine sahipse v’ninci harmonik gerilimin değeri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
 U_v &= \frac{4}{\pi} \int_0^{\pi/2} u(t) \sin(v\omega t) d\omega t \\
 &= \frac{4}{\pi} \frac{u_i}{2} \left[- \int_0^{\sigma_1} \sin(v\omega t) d\omega t + \int_{\sigma_1}^{\sigma_2} \sin(v\omega t) d\omega t - \int_{\sigma_2}^{\sigma_3} \sin(v\omega t) d\omega t + \int_{\sigma_3}^{\pi/2} \sin(v\omega t) d\omega t \right] \\
 &= \frac{2u_i}{v\pi} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^n (-1)^k \cos(v\sigma_k) \right]
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

Genellikle, çeyrek periyotta n tane anahtarlama mevcuttur. Şekil 3.3’de gösterilen durum için n=3 ve 5. ve 7. zaman harmonikleri yok edilmiştir ve bundan dolayı üç denklem elde edilir.

$$U_1 = \frac{2u_i}{\pi} [1 - 2 \cos \sigma_1 + 2 \cos \sigma_2 - 2 \cos \sigma_3] \tag{3.3}$$

$$U_5 = \frac{2u_i}{5\pi} [1 - 2 \cos 5\sigma_1 + 2 \cos 5\sigma_2 - 2 \cos 5\sigma_3] = 0 \tag{3.4}$$

$$U_7 = \frac{2u_i}{7\pi} [1 - 2 \cos 7\sigma_1 + 2 \cos 7\sigma_2 - 2 \cos 7\sigma_3] = 0 \tag{3.5}$$

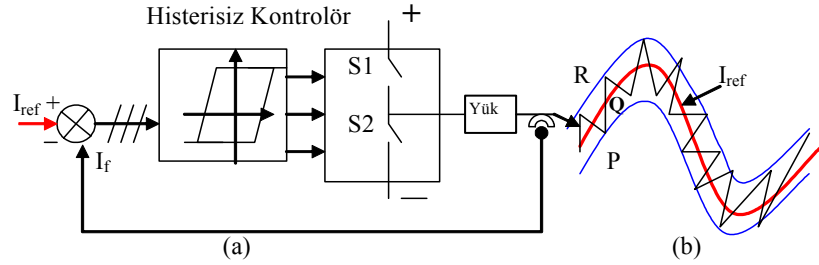
burada bilinmeyenler üç anahtarlama açısıdır ($\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$). Bu metod makine momentindeki belirli harmonik frekansları yok etmek istendiğinde uygulanabilir (Bimal, 1997). Bununla birlikte bu tip harmonik eliminasyon tekniği kullanıldığında belirli zaman harmonikleri yok edilebilir diğer gerilim harmonikleri yüksek genlikte olabilir.

3.4 Akım Kontrollü PWM

Akım kontrollü PWM kullanıldığında, gerilim kaynaklı PWM inverttere ilave olarak hızlı akım kontrol hücresi ilave edilmiştir. Akım kontrolü değişik şekillerde yapılabilir. Histeresis kontrolörler ve Rampa Karşılaştırmalı kontrolörler en çok kullanılanlardır. Bundan sonraki bölümlerde bu yöntemler açıklanacaktır.

3.4.1 Histeresis PWM

Histeresis PWM kontrolde çıkışın önceden tanımlanan hata bandı içerisinde dalgalanmasında müsaade edilir. Bu hata bandına “histeresis band” denir. Anahtarlama anları Şekil 3.4’de gösterildiği gibi üçgen dalganın köşelerinde üretilir. Şekil 3.4’e göre belli bir anda eğer akımın değeri Şekil 3.4-b’de P noktası ile gösterilen değerde ise Şekil 3.4-a’da gösterilen hızlı karşılaştırıcının ürettiği hata pozitiftir. Gerçek akımın değeri I_f , gerekli referans akım değeri I_{ref} ’den küçüktür bundan dolayı akım kontrolörü S2 anahtarını kesime ve S1 anahtarını ilettime sokar. Böylece yük kaynağın pozitif ucuna bağlanmış olur ve akımın artmaya başlar. Akım arttığında, pozitif akım hatası azalır ve Q noktasında sıfıra düşer bu anda $I_{ref}=I_f$ ’dir. Akım hatası, akım artmaya devam ettiğinden dolayı negatif olmaya başlar. Negatif hata önceden belirlenen değere R noktası ile gösterilmiştir ulaştığında S1 anahtarı kesime ve S2 anahtarı ilettime sokulur. Yük kaynağın negatif ucuna bağlanmış olur ve akım azalmaya başlar ve bu şekilde devam eder. Böylece, gerçek akım değerinin Şekil 3.4-b’de gösterilen sınırlar içerisinde referans akımı izlemesi sağlanır.



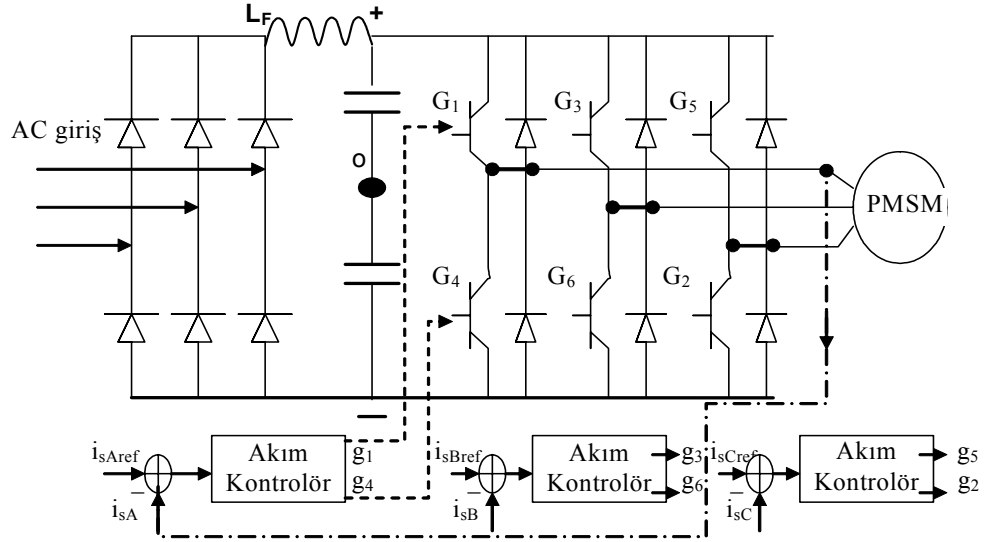
Şekil 3.4 Histeresis PWM: (a) Sinyal akış diyagramı. (b) Temel akım dalgası

Histeresis PWM tekniği inverter yük karakteristiği hakkında herhangi bir bilgiye gerek duymaz. 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 akım kontrollü PWM inverterden beslenen PMSM gösterilmiştir. İyi filtrelenmiş bir DC gerilim kaynağı mevcut olduğu kabul edilebilir. Üç faz stator akımlarını kontrol etmek için altı anahtar G_1 - G_6 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. G_1 kapatıldığında, i_{SA} pozitif olarak artar, diğer fazlar B veya C dönüş yolu olarak kullanılır. G_1 anahtarı iletimden kesime sokulduğunda makine sargılarından geçen akım ani olarak sıfıra gidemeyeceğinden G_4 transistör uçlarındaki serbest geçiş diyodu A faz akımını geçirmeye başlayacaktır. Bu durumda A faz kolundaki anahtarların gerilimi $+V_{DC}/2$ ’den $-V_{DC}/2$ olur. DC kaynağın orta

noktası referans olarak alınmıştır. G_4 anahtarı iletimden kesime sokulduğunda tersi meydana gelir. Diğer fazlar için de benzer durum söz konusudur.

Faz akımları yaklaşık olarak sinüsoidaldir. Küçük histeresis bandı ile faz akımlarının sinüs dalga formuna yaklaşması sağlanabilir. Bununla birlikte küçük histeresis bandı yüksek anahtarlama frekansı gerektirir. Buda güç elemanlarında pratik uygulamalarda bir sınırlamadır. Anahtarlama frekansının artması inverter kayıplarını artmasına da neden olur (Pilly ve Krishnan, 1989).

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



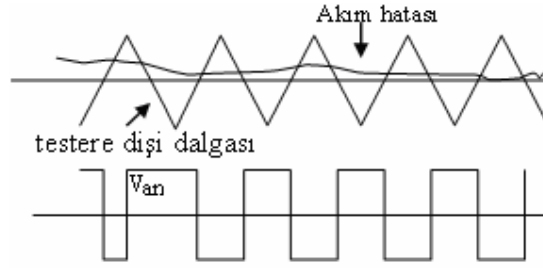
Şekil 3.5 Akım kontrollü PWM inverter den beslenen PMSM; $g_1 \dots g_6$ karşılıklı anahtarlama $G_1 \dots G_6$ elemanlarını anahtarlama sinyalleri.

3.4.2 Rampa Karşılaştırmalı PWM

Gerekli stator akımlarını üretmek için kullanılan diğer akım kontrollü PWM yöntemi rampa karşılaştırmalı PWM kontrolördür (Bimal, 1997). Üç faz stator akımlarının gerçek değerleri ölçülür ve referans akımla karşılaştırılır. Böylece hata akımları üretilir. Bu hata akımları Şekil 3.6'da gösterildiği gibi testere dişi dalga ile karşılaştırılır (Pilly ve Krishnan, 1997). Eğer akım hata sinyali pozitif ve testere dişi dalgadan büyükse gerilim pozitif olarak anahtarlanır, eğer akım hatası pozitif ve testere dişi dalgadan küçükse gerilim negatif olarak anahtarlanır. Bu gerilim şeklini elde etmek için anahtarlamanın tamamlayanını kullanmak gereksizdir. Örneğin, Şekil 3.5'e göre G_1 iletimde iken V_a gerilimi $+V_{DC}/2$ 'ye eşittir. G_1 'in kesime

girmesi ile G_4 uçlarındaki serbest geçiş diyodu iletime girerek motor endüktansından geçen akımı devam ettirir. Böylece G_4 henüz iletime girmeden V_a gerilimi kendiliğinden $-V_{DC}/2$ 'ye eşit olur.

Rampa karşılaştırmalı PWM akım kontrolörün histeresis kontrollüye göre başlıca avantajları; rampa karşılaştırmalıda anahtarlama frekansı önceden ayarlanır dolayısıyla inverterin anahtarlama yeteneği aşılmamış olur. Histeresis kontrolde ise anahtarlama frekansı histeresis aralığının değerine bağlıdır ve inverter tarafından talep edilen gerçek anahtarlama frekansı bilinmez. Deneme ve hata işlemleri inverter anahtarlama frekansını aşmamasını sağlamak üzere adapte edilmelidir. Histeresis kontrolörün rampa karşılaştırmalı kontrole göre avantajı ise sürme gecikmesi veya sistem geri kalması yoktur. Rampa karşılaştırmalı PWM kontrolörde bu gecikme vardır ve PWM periyodun yarısına eşittir. Bununla birlikte, eğer bu gecikme makine zaman sabitinin onda birinden küçük ise sürücü performansının üstündeki etkisi ihmal edilebilir.



Şekil 3.6 Rampa karşılaştırmalı PWM akım kontrolör

3.5 Eşit-Alan Darbe Genişlik Modülasyonu

Verim-optimal kontrol sisteminde (örneğin elektrik araçlarındaki uygulaması) çıkış gerilim ve frekans kontrolünün ayrı ayrı yapılması gerekmektedir. Bu özel ihtiyaçları için Eşit-Alan darbe genişlik modülasyonu (EAPWM) Chan ve Chau (1996) tarafından önerilmiş ve gerçekleştirilmiştir. EAPWM'nin temel mantığı, sinüsoidal dalganın bir periyodunu parçalara bölmektir ve darbe genişliklerini ölçmektir. Şekil 3.7de gösterildiği gibi böylece aynı referansa göre darbe alanı sinüsoidal dalganın ilgili bölmesinin alanına eşittir.

Şekil 3.7'deki referansı kullanarak, gerekli çıkış geriliminin ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$V_0 = V_d + V_m \sin \omega t \quad (3.6)$$

burada V_d DC kaynak gerilimi, V_m gerekli çıkış geriliminin genliği ve ω gerekli çıkış frekansıdır. t_j ve t_{j+1} zaman aralığındaki j . bölmenin alanı A_j aşağıdaki gibi hesaplanabilir,

$$A_j = \int_{t_j}^{t_{j+1}} (V_d + V_m \sin \omega t) dt. \quad (3.7)$$

Tekabül eden darbenin alanı B_j ,

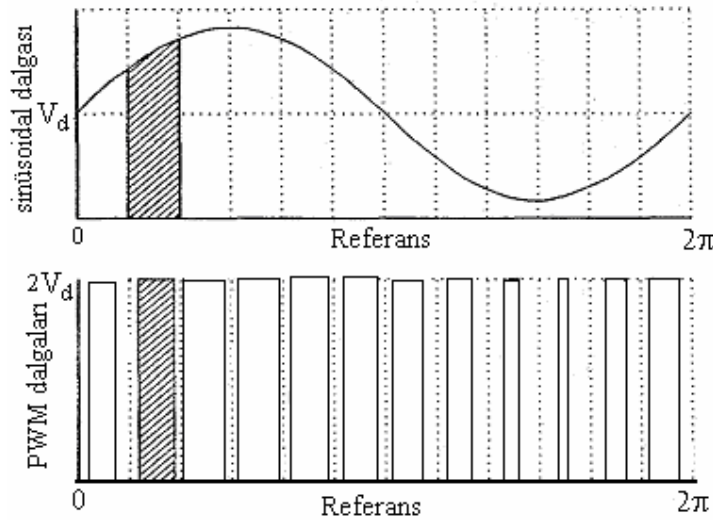
$$B_j = 2V_d P_j \quad (3.8)$$

burada P_j , j. bölme için bilinmeyen darbe genişliğidir.

(3.7) ve (3.8) denklemlerinden giderek P_j aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$P_j = \frac{1}{\omega} \left[\frac{\theta_{j+1} - \theta_j}{2} + \frac{V_m}{V_d} \frac{\cos \theta_j - \cos \theta_{j+1}}{2} \right] \quad (3.9)$$

burada, θ_j ve θ_{j+1} j. bölmenin açısı aralığıdır.



Şekil 3.7 Sinüsoidal Gerilimin EAPWM
(Chan ve Chau, 1996).

EAPWM'in avantajları aşağıda gösterildiği gibidir (Chan ve Chau, 1996).

1. EAPWM algoritmasının darbe genişliği DC kaynak gerilimi ile doğrudan orantılı olduğundan, modülasyon çözünürlüğünü DC kaynağı değiştirerek otomatik olarak ayarlamak mümkündür,
2. PWM örnekleri gerçek zamanlı olarak hesaplanabilir,
3. Algoritma minimum donanımla ve uygun yazılımla gerçekleştirilebilir,
4. Harmonik içeriği düşüktür.

3.6 Uzak Vektör PWM

Uzak vektör PWM (SVPWM) yöntemi, üç fazlı gerilim beslemeli inverterlerde çıkış gerilimleri üretmek için kullanılan temel uzak vektörlerinin özel anahtarlama sıraları ile kullanılmasıdır. Uzak-vektör PWM tekniği çıkış gerilim ve/veya akımında düşük harmonik distorsiyonu oluşturur. İlave olarak, sinüsoidal modülasyon tekniği ile karşılaştırıldığında kaynak geriliminin daha verimli kullanılmasını sağlar.

SVPWM'nin amacı sekiz anahtarlama örneğinin kombinasyonu ile çıkış gerilim vektörüne U_{out} yaklaştırmaktır. Günümüzde DSP'ler ile uzak-vektör PWM kolayca gerçekleştirilebilmektedir. DSP işlemcilerde on-chip zamanı ve karşılaştırma ünitesi özellikleri mevcuttur ve PWM sinyallerinin üretiminde anahtar rolü oynamaktadır (Vas, 1996).

3.6.1 İki Seviyeli SVPWM'in Analizi

İdeal gerilim kaynaklı bir inverter düşünüldüğünde, anahtarlama durumlarına bağlı olarak stator faz gerilimlerinin uzak vektörü altı farklı konumda olabilir. Ayrıca iki tanesi de sıfırdır. Sıfır olması durumunda DC hat akımı sıfırdır ve stator sargıları serbest geçiş diyotları üzerinden kısa devre edilmiş olur. Uzak vektörleri aşağıda gösterildiği gibi elde edilir. Altı darbeleri VSI'in "8" anahtarlama durumu Şekil 3.8'de gösterilmiştir. Duran referans eksen sisteminde stator geriliminin uzak vektör konumu ifadesi Şekil 3.9'da gösterilen stator faz gerilimlerinin değişimleri dikkate alınarak yazılabilir.

$$\bar{u}_s = \frac{2}{3}(u_{sA} + au_{sB} + a^2u_{sC}) \quad (3.10)$$

Periyodun ilk 1/6'sı için $0 < \omega t < \pi/3$

$$\left. \begin{aligned} u_{sA} &= \frac{1}{3}u_i \\ u_{sB} &= -\frac{2}{3}u_i \\ u_{sC} &= \frac{1}{3}u_i \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

Böylece periyodun ilk 1/6'sı boyunca stator gerilim uzak vektörleri

$$\begin{aligned}\bar{u}_{s1} &= -\frac{2}{3}au_i \\ &= \frac{2}{3}u_i e^{j5\pi/3}\end{aligned}\quad (3.12)$$

Diğer 5 tane 60 derecelik aralıklar için uzay vektörleri benzer şekilde elde edilebilir,

$$\left. \begin{aligned}\bar{u}_{s2} &= \frac{2}{3}u_i ; \\ \bar{u}_{s3} &= \frac{2}{3}u_i e^{j\pi/3} ; \\ \bar{u}_{s4} &= \frac{2}{3}u_i e^{j2\pi/3} ; \\ \bar{u}_{s5} &= \frac{2}{3}u_i e^{j\pi} ; \\ \bar{u}_{s6} &= \frac{2}{3}u_i e^{j4\pi/3}\end{aligned}\right\} \quad (3.13)$$

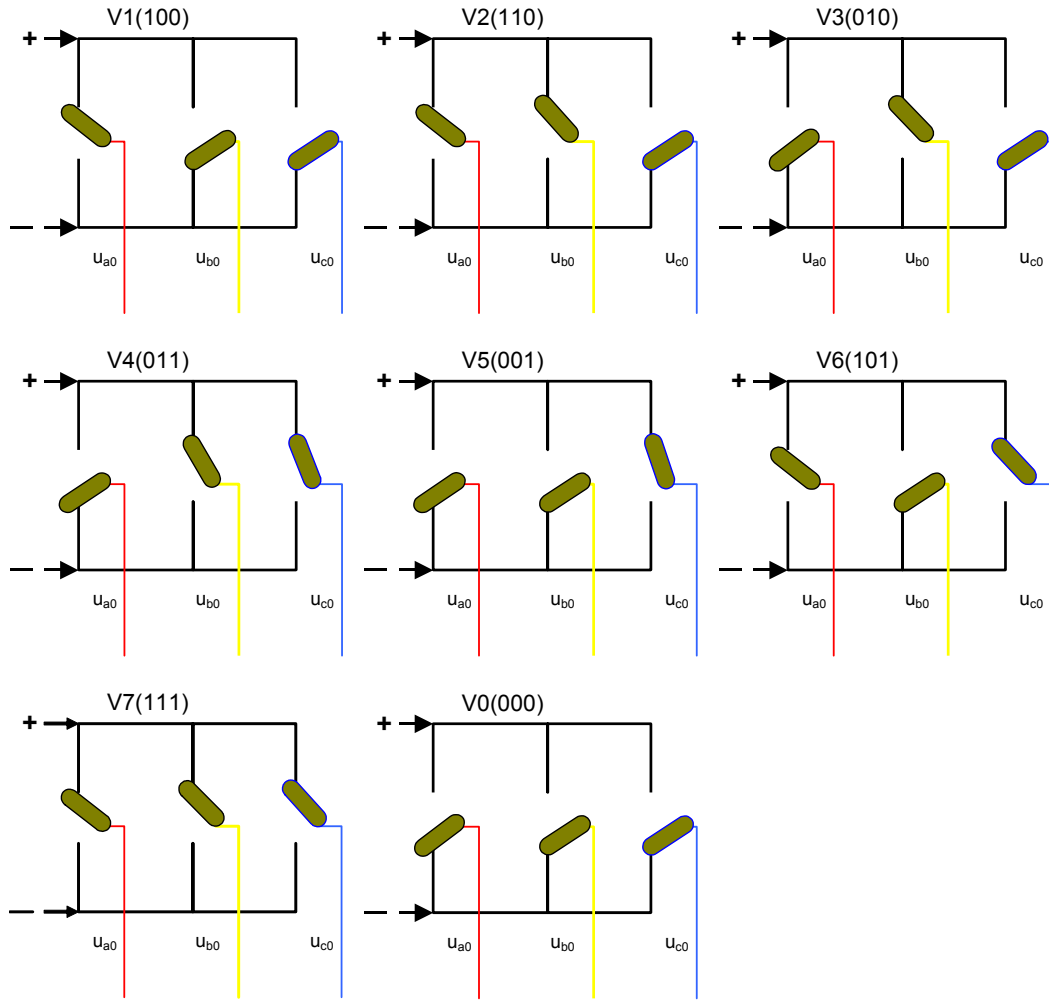
buradan

$$\left. \begin{aligned}\bar{u}_{s2} &= V_1 \\ \bar{u}_{s3} &= V_2 \\ \bar{u}_{s4} &= V_3 \\ \bar{u}_{s5} &= V_4 \\ \bar{u}_{s6} &= V_5 \\ \bar{u}_{s1} &= V_6\end{aligned}\right\} \quad (3.14)$$

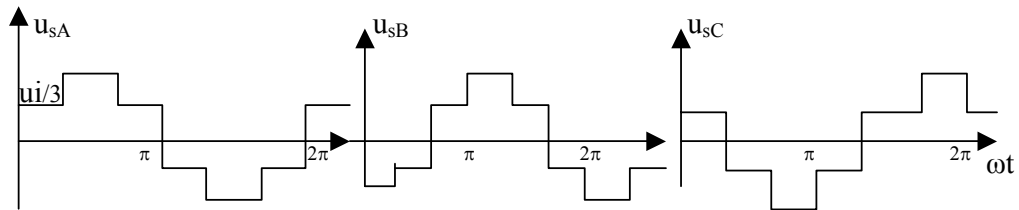
V_0 ve V_7 vektörleri sıfır vektörleridir ve sırasıyla bu durumda anahtarların hepsi alt pozisyonda veya üst pozisyonudadır. Böylece uzay vektör konumları aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$V_k = \begin{cases} \frac{2u_i}{3} e^{j(k-1)\pi/3} & k = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & k = 0, 7 \end{cases} \quad (3.15)$$

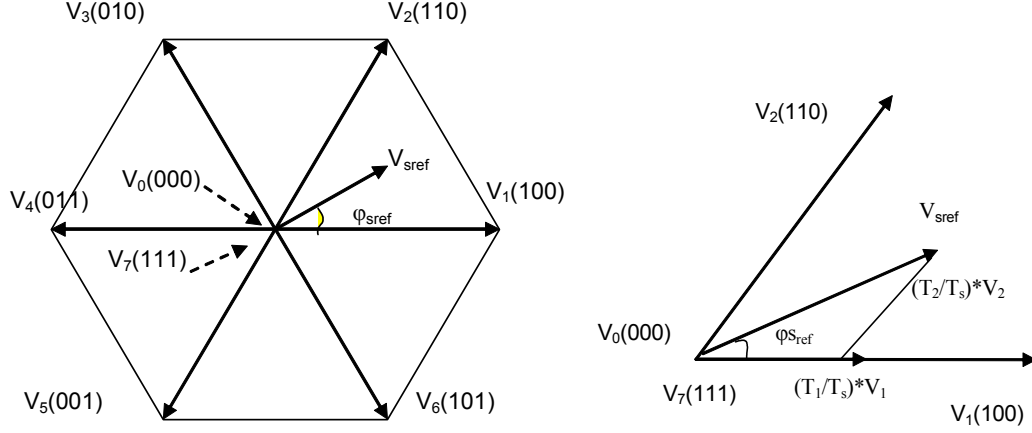
Bu gerilim vektörleri (anahtarlama vektörleri) ile birlikte referans gerilim uzay vektörünün pozisyonu ($V_{sref} = |V_{sref}| e^{j\phi_{sref}} = V_{sdref} + jV_{sqref}$) elde edilen uzay vektör modülasyonunun kontrol değişkenleridir ve Şekil 3.10'da gösterilmiştir.



Şekil 3.8 AC motoru besleyen 3 fazlı VSI'in 8 farklı anahtarlama durumu. “1” anahtarın DC baranın pozitif ucuna bağlı olduğunu belirtirken, “0” anahtarın DC baranın negatif ucuna bağlı olduğunu belirtmektedir.



Şekil 3.9 Kare dalga VSI'in üç faz stator gerilimlerinin bir periyot boyunca değişimleri.



Şekil 3.10 Stator uzay gerilim vektör pozisyonları ve referans vektör gerilimi V_{sref} , T_1 ve T_2 sırasıyla V_1 ve V_2 'nin anahtarlama periyotları.

Referans gerilim uzay vektörü altıgenin altı bölümünden herhangi birinde olabilir. Altıgen içinde istenen stator gerilim uzay vektörü sekiz vektörün farklı kombinasyonları ile elde edilebilir.

Şekil 3.10'da altıgenin her üçgeni iki anahtarlama durumu arasındadır. Burada iki tane yukarıdaki anahtar kapalıdır diğer durumda ise iki tane aşağıdaki anahtar kapalıdır.

Minimum harmonik akım distorsiyonu kriterini karşılamak için ve mümkün en kısa periyodu elde etmek için uzay vektör modülasyon tekniği, örnekleme zamanı boyunca T_s ($(T_s=1/2f_s)$ burada f_s anahtarlama frekansı) ortalama gerilim uzay vektörünün referans gerilim uzay vektörüne eşit olacak şekilde uygulanır. Sadece üç tane arka arkaya gelen anahtarlama durumu var ve referans gerilim uzay vektörünü ayarlamak için sadece (T_1, T_2, T_0) kullanılır. İstenmeyen komütasyonları önlemek için birbirini izleyen anahtarlama yerleştirmek gereklidir. Bu ise bir sıfır vektörü V_0 (veya V_7) ile başlayarak elde edilir ve sonra anahtarlama inverter kolunda ayarlanan anahtarlama diğer sıfır vektörü V_7 (veya V_0) ile sona erdirilir (Dr. Fred ve Lee, 2000).

Referans gerilim uzay vektörü gösterilen altı üçgenden herhangi birinde olabilir. Örnek olarak V_1 ve V_2 vektörleri ile belirlenen üçgen içinde olma durumu Şekil 3.10'da gösterilmiştir. Bu durumda anahtarlama sırası $V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0$ şeklindedir. Bu vektörlere uyan anahtarlama zamanı aşağıdaki eşitlikten hesaplanır.

$$\int_0^{T_s} V_{sref} dt = \int_0^{T_1} V_1 dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} (V_0 + V_7) dt \quad (3.16)$$

burada T_1 ve T_2 sırasıyla V_1 ve V_2 'nin anahtarlama süreleridir.

Sıfır vektörlerin anahtarlama süresi $T_0=(T_s-T_1-T_2)$, V_0 ve V_7 vektörleri arasında eşit olarak bölünür.

Bir anahtarlama periyotunda V_{sref} 'in sabit olduğunu kabul edersek aynı periyotta anahtarlama durum vektörleri de sabittir,

$$|V_{sref}| e^{j\varphi_{sref}} T_s = V_1 * T_1 + V_2 * T_2 + V_0 * T_0/2 + V_7 * T_0/2 \quad (3.17)$$

burada

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0 \quad (3.18)$$

Denklem (3.15), (3.17) ve (3.18) iki bitişik gerilim uzay vektörünün ve sıfır gerilim vektörlerinin darbe sürelerini T_1 , T_2 ve T_0 elde etmek için kullanılabilir. Denklemlerde bulunan T_s , V_{sDref} ve V_{sQref} bilinen değerlerdir. Bu denklemlerin çözülmesi sonucunda aşağıdaki değerler elde edilir.

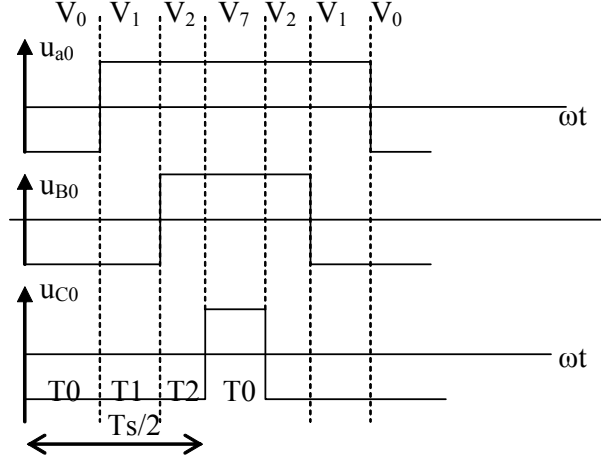
$$T_2 = \frac{\sqrt{3}}{u_i} T_s |\overline{V}_{sref}| \sin \varphi_{sref} = \frac{\sqrt{3}}{u_i} T_s V_{sQref} \quad (3.19)$$

$$T_1 = \frac{3T_s |\overline{V}_{sref}|}{2u_i} \left[\cos \varphi_{sref} - \frac{\sin \varphi_{sref}}{\sqrt{3}} \right] = \frac{3T_s}{2u_i} \left[V_{sDref} - \frac{V_{sQref}}{\sqrt{3}} \right] \quad (3.20)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (3.21)$$

Eğer referans gerilim uzay vektörü altıgenin diğer beş bölümünden birisinde ise iki bitişik gerilim uzay vektörlerinin ve sıfır gerilim vektörlerinin darbe süresi benzer şekilde belirlenir. DC orta noktaya göre faz gerilimleri (u_{a0} , u_{b0} , u_{c0}) ile optimum darbe örneği kullanılarak gerçekleştirilen uzay vektör modülasyonu Şekil 3.11'de gösterilmiştir (Broeck vd., 1988).

Yüksek doğruluğa ve esnekliğe sahip mikroişlemciler ile gerçekleştirilmesi durumunda referans stator gerilimi, inverter fazlarının kontrolü için gerekli uygun iletim-kesim anahtarlama sinyallerine dönüştürülür. Böylece, (3.19)-(3.21) denklemleri anahtarlama aralıkları için on line çözülebilir veya hesaplama çevrim dışı olarak yapılabilir ve daha sonra ROM'da depolanabilir.



Şekil 3.11 Bir periyot (T_s) için DC orta noktaya göre SVM faz gerilimleri, T_0 'ın minimum süresi mümkün olan maksimum anahtarlama frekansına göre hesaplanır. ($T_{0min}=1/2f_{smax}$)

Uzay vektör PWM ile SPWM karşılaştırıldığında başlıca farklar, daha düşük faz akımları, güç dönüştürücüsü ve motorda azaltılmış güç dağılımı ve ısı üretimi olarak belirtilebilir. İlave olarak uzay vektör PWM tekniği faz akımlarında düşük güç dağılım ve düşük gürültü için daha az harmonikler üretir.

Uzay vektör PWM kullanıldığında, aynı DC bara gerilimi ile sinüsoidal PWM'e göre motor sargılarına daha fazla gerilim verir. Buda DC bara geriliminden daha verimli faydalandığını gösterir. Aynı zamanda motor aynı güç değerini elde etmek için daha yüksek gerilim ve daha düşük akım değerli olabilir.

3.6.2 Üç Seviyeli İnverterlerde SVPWM

Bu tür PWM yöntemi elektrikli araç uygulamalarının kontrolü için önerilmiştir (Li vd., 1999; Trounce vd., 2001). Üç seviyeli inverter, standart iki seviyeli ile karşılaştırıldığında üç farklı seviyede çıkış gerilimi üretme avantajına sahiptir. Çıkış gerilimi için daha fazla sayıda seviye elde edilmesi anahtarlama frekansını arttırmadan doğru olarak istenen sinüsoidal çıkış geriliminin elde edilmesini sağlar. Bunun sonucunda düşük harmonik akımları ve mevcut enerjiden daha verimli olarak faydalanılır. Bu iyileştirme ilave donanım ve karmaşıklık getirir. Bu bölümde, üç seviyeli Uzay Vektör Modülasyonu açıklanacaktır.

Üç seviyeli inverterin yapısı Şekil 3.12'de gösterilmiştir. Bu dönüştürücünün her bir kolu dört kontrollü anahtar, dört serbest geçiş diyodu ve iki diyottan meydana gelmiştir. 1 ve 2 anahtarları iletimde iken çıkış pozitif kaynak ucuna bağlanır. 3 ve 4 anahtarları iletimde iken ise çıkış negatif kaynak ucuna bağlanır. 2 ve 3 anahtarları iletim konumunda iken çıkış iki bastırma diyotundan birisi üzerinden kaynağın nötr noktasına bağlanır.

V_{sref} vektörü, üç vektör (V_1 , V_2 ve V_3) tarafından çevrilmiş alan içerisinde ise, iki seviyeli inverterlerde V_{sref} vektörü üç vektörle üretiliyordu V_1 , V_2 ve V_0 , benzer şekilde V_1 , V_2 ve V_3 'e bağlı olarak sırasıyla T_1 , T_2 ve T_3 'ü hesaplamak için formüller aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T_1 + T_2 + T_3 = T_s \quad (3.22)$$

$$V_1 T_1 + V_2 T_2 + V_3 T_3 = T_s V_{sref} \quad (3.23)$$

burada denklem gerçekte ve sanal kısımlara ayrılabilir aşağıdaki gibi:

$$T_1 V_{1D} + T_2 V_{2D} + T_3 V_{3D} = T_s V_{sDref} \quad (3.24)$$

$$T_1 V_{1Q} + T_2 V_{2Q} + T_3 V_{3Q} = T_s V_{sQref}. \quad (3.25)$$

T_1 , T_2 ve T_3 'ün çözümü

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ T_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ V_{1D} & V_{2D} & V_{3D} \\ V_{1Q} & V_{2Q} & V_{3Q} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} T_s \\ T_s V_{sDref} \\ T_s V_{sQref} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Bu açıkça gösteriyor ki istenen vektör V_{sref} , seçilen üç vektör (V_1 , V_2 ve V_3) ile bunların sürelerinin (T_1 , T_2 ve T_3) çarpımlarının geometrik toplamıdır ve bunların iletim süreleri bütün periyodu doldurmalıdır. Bu denklemler genellikle n seviyeli inverterler içinde kullanılabilir. Çok seviyeli kontrolün en büyük avantajı vektörlerin ürettiği V_{sref} (V_i , V_j , V_k) iki seviyeli duruma göre daha yakındır. Bunun sonucunda daha düşük gerilim hatası ve daha küçük akım dalgalanması meydana gelir. Bununla birlikte, oldukça fazla sayıda anahtarlama elemanı gerektirir ve kontrol devresi çok karmaşıktır.

4. INVERTER ÇIKIŞ FİLTRELER

4.1 Motor Sürücü Sistemindeki Harmonikler ve Gürültü

Güç elektroniği anahtarlama elemanlarındaki önemli gelişmeler AC motor sürücüleri için PWM invertörlerin performansının gelişmesine ve yüksek frekanslı anahtarlama operasyonuna imkan tanımıştır. Yüksek güç seviyesi 200 kW gibi 2-20 anahtarlama frekansı IGBT teknolojisiyle yaygındır (Annette vd., 1997a).

Yüksek anahtarlama hızı PWM inverterlerine dikkate değer performansı geliştirmiş, ancak pek çok problemler ortaya çıkarmıştır.

Motor sargılarına verilen yüksek gerilim oranı (dv/dt) parazit kuplaj kondensatörleri uyarır. Bu nedenle ortak mod (common mode) ve diferansiyel mod (differential mode) motor uçlarında olabilir. Motor uçlarındaki var olan ortak mod gürültüsü toprağa doğru yüksek frekanslı kaçak akımlara neden olur. Bu akımlar geniş bantlı elektromanyetik alan girişimine (EMI) oluşturularak toprak hata koruması sistemlerin yalnız çalışmasına sebebiyet verebilir. Dolayısıyla EMI motor kontrol sistemini olumsuz yönde etkiler. Bir de stator ve rotor arasındaki elektostatik kuplajdan dolayı mil gerilimine neden olabilir, bu gerilim mil yatağında akım üretir ve bu tür motor arızası olabilir (Annette vd., 1997a).

Ayrıca, motor ve inverter arasında uzun kablo kullanıldığında beraber mevcut olan yüksek dv/dt motor girişindeki aşırı gerilim oluşması nedeniyle motor sargı izolasyonunun bozulmasına sebep olur.

Buna ek olarak, motor sargılarında makinanın doğal yapısından kaynaklanan akı harmonikleri, özellikle örnekleme periyodunun $100\mu s$ den büyük olduğu durumlarda ölçme gürültülerinden kaynaklanan kontrol sistemindeki harmonikler, güç inverterinden kaynaklanan harmonik bileşenler PMSM motorlarda önlenemeyen anahtarlama harmonikler ve gerilim harmonikler oluşturur. Değişik sebeplerden oluşan bu harmonikler mekanik titreşimlere, akustik gürültülere ve moment salınımları neden olmaktadır.

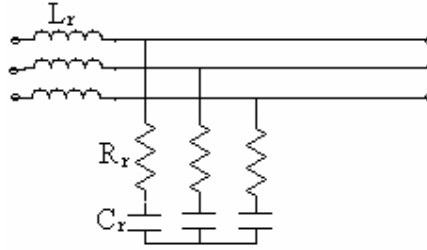
Bu problemlerin üstesinden gelmek için bir çok pasif ve aktif filtre metodları önerilmiştir. Bu amaçla son zamanlarda PWM inverterlerde meydana gelen aşırı gerilim, EMI gürültü ve motor gerilimindeki diğer harmonik bileşenleri önlemek için inverter çıkışlarına pasif filtre konulmaktadır.

4.2 Çıkış Pasif Filtreler

İnverter çıkışındaki filtre tasarımı iki amaca yöneliktir. Birincisi gerilim kaynaklı inverter tarafından üretilen kare dalga gerilimden sinüsoidal dalga şekline yakın gerilim üretmek ve ikinci ise elektromagnetik ve akustik gürültüyü azaltmaktır. Gelecek bölümlerde en çok yaygın pasif filtre çeşitleri kısaca açıklanacaktır

4.2.1 RLC Filtre

Alçak geçiren RLC filtre inverter çıkışındaki anahtarlama frekansını filtrelemek için klasik bir yaklaşımdır. Farklı RLC filtre konfigürasyonları farklı büyüklük ve frekans cevaplarında bulunmaktadır. Şekil 4.1’de en yaygın olanlardan biri gösterilmiştir.



Şekil 4.1 RLC filtresi konfigürasyonu
(Annette vd., 1997b; Yılmaz vd., 2000)

Görülen topolojide inverter akımının motor uçlarından geçen akıma göre fazla bir kısmı filtrenin RC kolundan geçer. Akımın bölünmesi çalışma frekansına bağlıdır. Eğer motor sargısının tek fazlı empedansı aşağıdaki şekilde ayarlanırsa;

$$Z_m = \sqrt{R_s^2 + (\omega L_s)^2} \quad (4.1)$$

Ve filtre RC kolu empedansı şu şekilde ayarlanırsa;

$$Z_{RC} = \sqrt{R_f^2 + (1/\omega C_f)^2} \quad (4.2)$$

Buradan R_f ve C_f , filtre kesme frekansında Z_{RC} motor sargı empedansının Z_m küçük parçası olacak şekilde seçilmelidir. Böylece anahtarlama frekansındaki akımların büyük kısmı filtrenin RC kolundan akar. Filtre tasarımı, filtre kesme frekansı, istenen sönüm, filtre kondansatörü ile motor sargılarının rezonans frekansı ve çalışma frekansında Z_m 'nin Z_{RC} 'ye oranı ile belirlenir.

Transfer fonksiyonu H filtre devresinin davranışını verir.

$$H = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + j\omega R_f C_f}{1 - \omega^2 L_f C_f + j\omega R_f C_f} \quad (4.3)$$

Desibel olarak efektif zayıflatma karşılığı:

$$A = 200 \log |1/H| \quad (4.4)$$

Filtre direnci R_f aşırı sönüm devre çalışması için filtre bileşen değerleri ile tasarlanır.

$$R_f = \sqrt{\frac{4L_f}{C_f}} \quad (4.5)$$

Ancak küçük direnç değerleri inverterde yüksek akımlara neden olabilir, bu nedenle uygun direnç değeri şu şekilde seçilmelidir $R_f > \sqrt{4L_f / C_f}$.

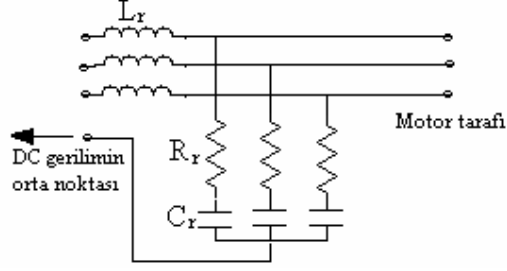
Belirli bir kesme frekansında, ω_c , verilen zayıflatma dB için eşitlikler (4.3)'ten (4.5)'e L ve C'nin uygun değerleri için kullanılabilir. Ancak Yılmaz (2000) motor sargıları ile rezonans için “Filtre kondansatörü ile motor sargıları rezonans frekansı öyle ayarlanmalıdır ki filtre dış kontrol çevrimi ile girişim yapmasın” fikrini ortaya koydu ve C_f şu şekilde seçilmelidir:

$$C_f \leq \sqrt{\frac{1}{(2\pi f_m)^2 L_s}} \quad (4.6)$$

burada f_m kontrol çevrimi tarafından engellenebilecek maksimum frekanstır.

Yukarıdaki açıklanan ikinci derece filtre seri kondansatör ve direnç kombinasyonu üzerindeki sönüm direncindeki V^2/R güç kaybını düşürür ve bu eleman sayısı, filtre boyutu, maliyet ve ağırlık açısından istenilen bir durumdur. Ayrıca ikinci derece filtre gerekli durdurma bandı karakteristiği sağlamak için ve geçiren bandda maksimum dalgalanma değerleri sağlamak için bulunmuştur (Zverev, 1967). Diğer RLC filtreler literatürde Dudi (1998) tarafından şekil 4.1'in şekil 4.2'de görüldüğü gibi kondansatör orta noktasından DC bara orta noktasına ilave bağlantı ile modifiye edilmiş şekli olarak karşımıza çıkmaktadır.

Bu tip filtreler motor uçlarındaki ortak mod dv/dt değerini ve diferansiyel mod dv/dt değerini düşürmek için belirtilmiştir.



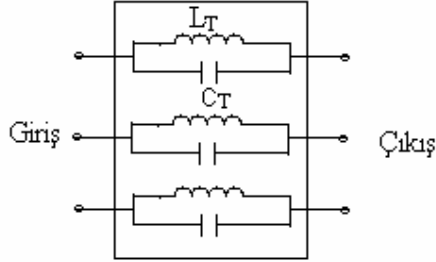
Şekil 4.2 Değiştirilmiş RLC Filtresi
(Dudi 1998)

4.2.2 LC Trap Filtre

LC trap filtre motor uçlarına uygulanan anahtarlama frekanslı gerilim harmoniklerini engellemek için kullanılır (Yılmaz, 2000).

LC trap filtre dizaynı inverter anahtarlama frekansına bağlıdır. LC trap filtre empedansı şu şekilde belirlenir;

$$Z_T = \frac{j\omega/C_T}{1/L_T C_T - \omega^2} \quad (4.7)$$



Şekil 4.3 LC Trap Filtresi
(Yılmaz vd., 2000)

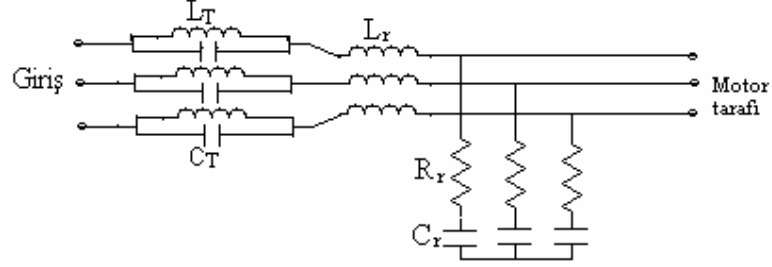
Eğer bileşenler uygun olarak seçilirse anahtarlama frekansında filtre empedansı sonsuz yapılabilir. Filtrenin köşe frekansı;

$$f_{CT} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_T C_T}} \quad (4.8)$$

Filtre köşe frekansı f_{CT} inverter anahtarlama frekansı ile aynı olacak şekilde seçilir. L_T ve C_T kombinasyonu (4.8)'deki köşe frekansını sağlayabilmesine rağmen çalışma frekansında istenmeyen bir durum olan trap filtrenin artan endüktans değerinde sınır bulunmaktadır. Bu nedenle filtre bileşen değerleri temel frekansta empedans değeri verecek ve köşe frekansı

civarında yeterli filtre band genişliği sağlayacak şekilde seçilmelidir.

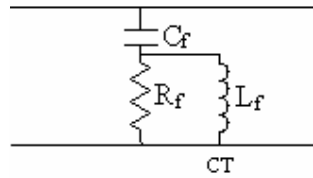
LC trap filtre genelde RLC filtre ile kaskad bağlı olarak kullanılır ve bu verim ile efektif çıkış gerilim filtreleme sağlar. Kombine edilen filtre şekil 4.4'te görülmektedir.



Şekil 4.4 RLC-CL Trap filtresi birleşmesi
(Yılmaz 2000)

4.2.3 Şönt Filtre

Birinci ve ikinci dereceden filtreler Annette (1996) tarafından gerilim streslerini düşürmek ve PWM anahtarlama darbelerinde daha düşük dv/dt değerleri elde etmek için kullanıldı. Bir kondansatör ve ona seri bağlı bir dirençten oluşan birinci dereceden filtrede kablo dalga (surge) empedansı eşitlenir ve gerilim aşımı kontrolü için uygun sönüm seviyesi sağlanır. İkinci dereceden filtrede, şekil 4.5'de görüldüğü gibi filtre motor uçlarına aşırı gerilimleri bastırmak için bağlanır. Filtre bileşenlerinin değerleri öyle seçilir ki, filtrenin eşdeğer empedansı kabloun dalga empedansına oldukça yaklaşıp.



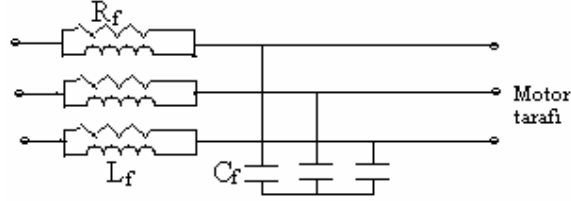
Şekil 4.5 ikinci dereceden şönt filtre

4.2.4 LR-C Filtre

Etkin bir yapı Gubia (2004) tarafından uzun kablolardaki yüksek dv/dt artma değerini bastırmak için bulundu. Bu topoloji paralel RL kolu ve şönt kondansatörlerden oluşmaktadır. Paralel kolun direnci yüksek frekanslı empedans eşitlemesini sağlayacak şekilde seçilir böylece kesme frekansı en azından birinci kablo rezonans frekansının bir onluk (decade) altında olmalıdır. Buradan (4.9) eşitliği sağlanmalıdır.

$$10 \frac{1}{2\pi \frac{L_f}{R_f}} < \frac{1}{4\sqrt{L_{md} C_{md}}} \quad (4.9)$$

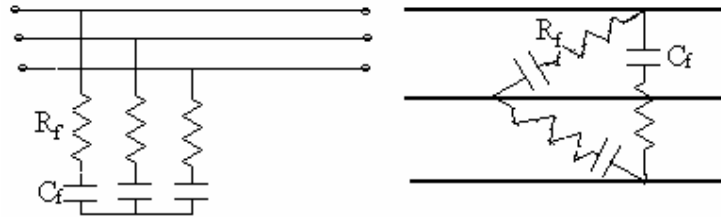
L_{md} ve C_{md} ortak mod eşdeğer endüktans ve kapasitans değerleridir.



Şekil 4.6 İkinci dereceden LR-C dv/dt filtresi
(Gubia, 2004)

4.2.5 RC Omik Filtre

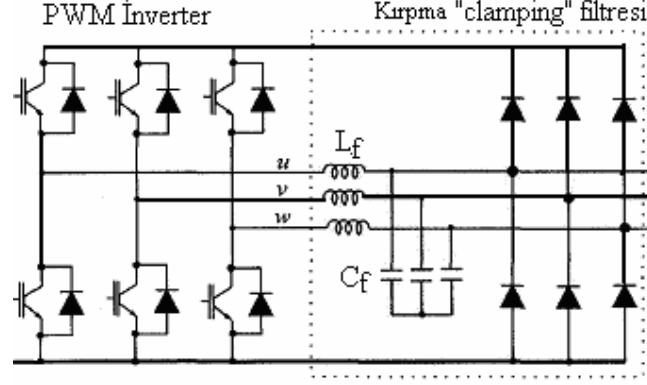
Bu topoloji Gubia(2004) tarafından ortaya atılmıştır. Direnç değeri eşdeğer ortak mod empedans Z_{md} değerine eşit olacak şekilde seçilir böylece motor uçlarındaki dalgada yansıma olmaz. Kondansatör, dirençteki güç kaybının azaltılması için kullanılmıştır. Kondansatör şekil 4.7’de görüldüğü gibi direnç ile seri olarak bağlanabilir.



Şekil 4.7 RC filtresi
(Gubia, 2004)

4.2.6 LC Kırpma Filtresi

Bu tip filtreler Sung vd. (1997) ve Thomas vd. (2002) tarafından bulundu. Filtre şekil 4.8’de görüldüğü gibi L_f , C_f ve altı adet hızlı toparlanma diyotları içermektedir. Köprü diyotların görevi rezonans gerilimini kırmak ve LC filtrenin rolü inverterin PWM dalga şekillerinin yükseliş ve alçalış kenarlarını kontrol etmektir. Böylece, filtre topolojisi, keskin ön yükselme gerilimini kırılmış gerilim değerinde şekillendirir.

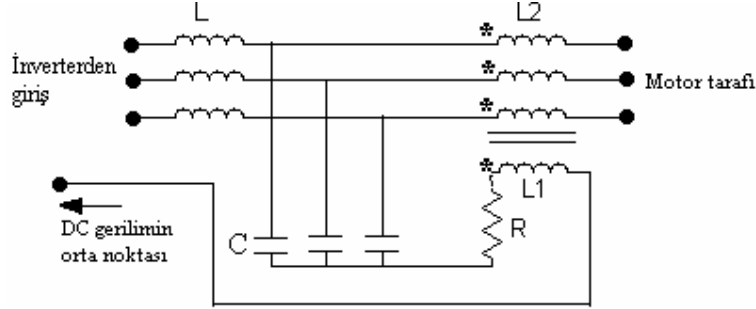


Şekil 4.8 LC Kırpma filtresi

(Kim vd., 1997)

4.2.7 LCL Transformatör Filtre

Bu tip filtre Jiang (1997) tarafından bulundu. Bu topoloji LC alçak geçiren filtre ve buna seri bağlı ortak dört sargılı transformatör içerir. Filtrenin ana karakteristiği iki çeşit filtrenin çalışması ve yapısı ile dizayndaki basitliği kullanmaktır. Filtrenin hedefi temel olarak ortak mod ve diferansiyel moddaki dv/dt değerini düşürmektir. Şekil 4.9 filtre yapısını göstermektedir.



Şekil 4.9 LCL Transformatörlü filtre

(Jiang vd. 1997, 2003)

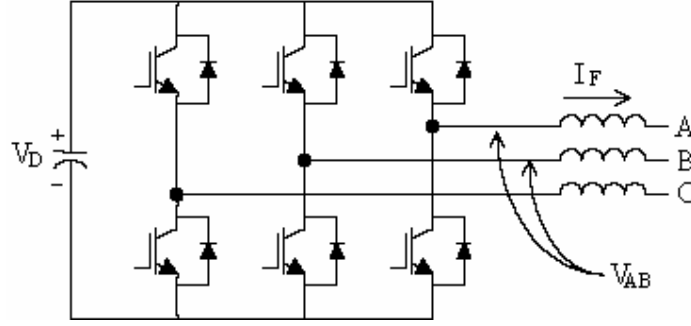
4.3 Aktif Filtreler

Aktif filtre fikri oldukça eskidir ancak uygulama gelişimi güç elektroniği ve mikroişlemci kontrol stratejilerindeki yeni gelişmeler, özellikle eleman maliyetlerinin düşmesi ile gerçekleşmiştir. Aktif filtrelerde güç elektroniğindeki gelişmelere bağlı olarak lineer olmayan yüklerin yada şebeke hattının harmonikleri gideren akım ve gerilim bileşenleri kullanıldı (Hugh vd., 2003; Moran ve Joos 1998; Moran ve.,1999).

Harmonik filtrelemenin en basit yolu pasif filtreler ile yapılanıdır. Bu filtreler reaktif

depolama elemanları olan endüktans ve kondansatör kullanılır. Bu elemanlar basitlik, güvenilirlik, verim ve maliyet gibi avantajlara sahiptir. Dezavantajları ise AC şebekede oluşan rezonanslar ve filtrenin tüm sistem konfigürasyonuna bağlı olarak sürekli ayarlama gerektirmesidir. Bu dezavantajlar ise aktif güç filtreleri kullanılarak ortadan kaldırılmıştır.

Aktif güç filtre topolojilerinin birçoğu gerilim kaynaklı konverterler kullanılır. Bu konverterlerde enerji depo elemanı olarak DC bara genellikle bir kondansatör kullanılmaktadır. Şekil 4.10'daki şekilde görüldüğü gibi yarı iletken anahtarlama elemanları uygun şekilde anahtarlanarak DC gerilim AC gerilime çevrilir.



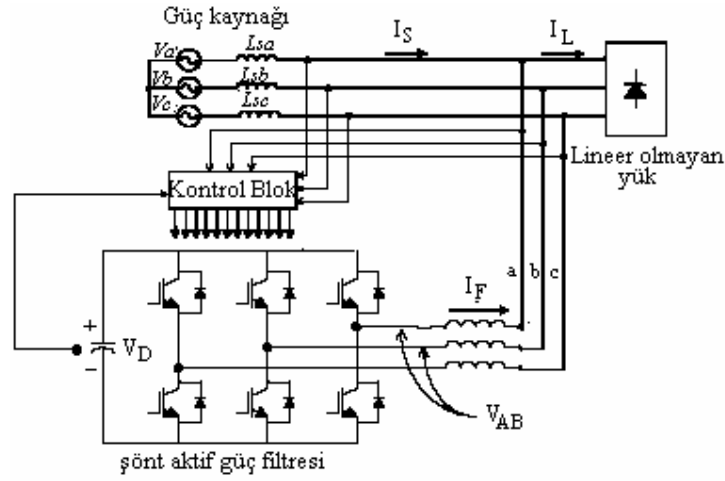
Şekil 4.10 Aktif filtre için gerilim kaynağın topoljisi.

(Hugh vd., 2003)

Yapılan uygulamaya yada elektriksel probleme bağlı olarak aktif güç filtreleri şönt tip, seri tip yada bu ikisinin kombinasyonu olan şönt-seri tip olarak uygulanabilir. Bu filtreler ayrıca pasif filtreler ile kombine edilerek hibrid tip olarak da kullanılır.

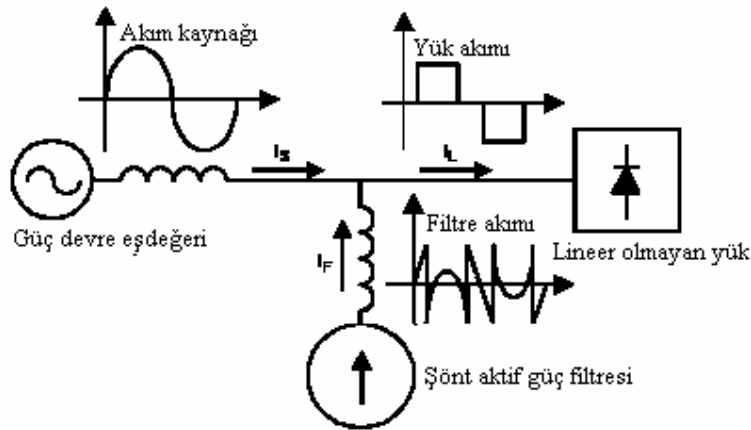
4.3.1 Şönt Aktif Filtreler

Şönt aktif güç filtreleri yük akımındaki harmoniklerini eşit büyüklükte fakat ters yönde harmonik kompanzasyon akımı enjekte ederek kompanze eder. Bu durumda aktif güç filtresi yükün oluşturduğu harmonik bileşenleri ile 180^0 faz farklı harmonik bileşenler üreten bir akım kaynağı gibi davranır. Şekil 4.11 şönt aktif güç filtresinin bağlantı şemasını göstermektedir ve şekil 4.12 aktif filtrenin harmonik kompanzasyonu işlemini nasıl gerçekleştirdiğini göstermektedir.



Şekil 4.11. Şönt aktif güç filtre topolojisi.

(Hugh vd., 2003)



Şekil 4.12 Filtre akımı I_F üreterek yük akımının harmoniğini kompanze edilir

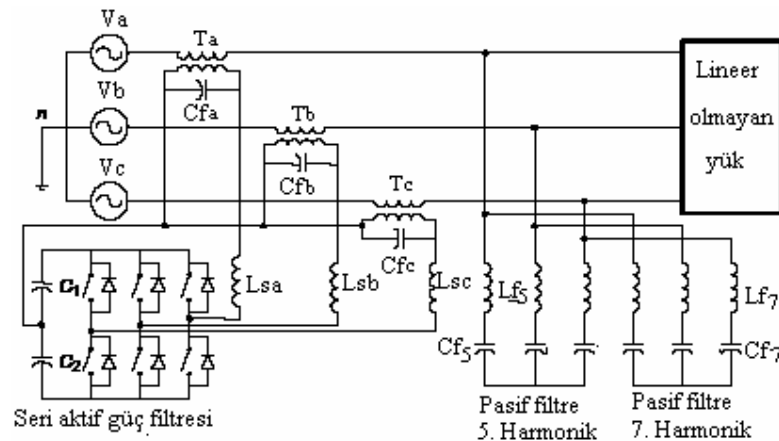
(Hugh dv., 2003)

4.3.2 Seri Aktif Filtreler

Seri aktif filtreler 1980'lerin sonlarına doğru bulundu ve temelde gerilim regülatörü ve lineer olmayan yük ile besleme sistemi arasında harmonik izolatör olarak kullanıldı. Seri bağlı filtre tüketiciyi besleme gerilimindeki kalite düşüşlerinden korumaktadır.

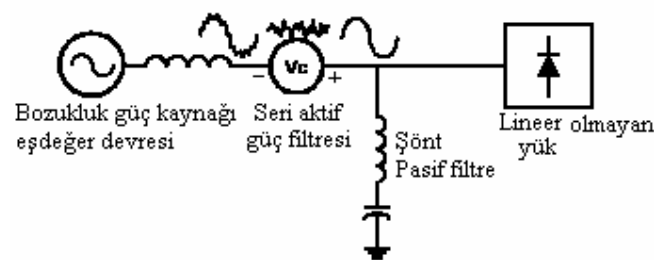
Seri aktif filtreler besleme gerilimine seri olarak gerilim bileşeni enjekte ederler ve bu nedenle kontrollü gerilim kaynağı olarak adlandırılırlar, yük tarafındaki gerilim çökmelerini ve sıçramalarını kompanze ederler. Birçok durumda aktif filtreler pasif LC filtre ile hibrid topoloji olarak çalışır. Eğer pasif LC filtreler yüke paralel olarak bağlanırsa seri aktif güç filtresi harmonik izolatör olarak çalışır ve yük harmonik akımının çoğunun güç dağıtım sistemi yerine pasif filtreden akmasını sağlar. Bu tekniğin temel avantajı seri filtrelerin

ortalama gücünün yükün kVA değerinin küçük bir kısmı kadar, genellikle %5 kadar oluşudur. Ancak seri aktif filtrenin görünen güç değeri gerilim kompanzasyonu durumunda yükselmektedir. Şekil 4.13 seri aktif güç filtresinin bağlantı şemasını göstermektedir ve şekil 4.14 yük tarafındaki gerilim harmoniklerini seri filtrenin nasıl kompanze ettiğini göstermektedir.



Şekil 4.13 Şönt pasif filtreli seri aktif güç filter topolojisi
(Hugh vd., 2003)

Tüm seri aktif filtreler maliyeti yükselten kuplajlı transformatör ve koruma devresi gerektirir. Bu yüzden bu yaklaşımın uygulanabilirlik ve maliyet etkisi dikkate alınmalı.



Şekil 4.14 Gerilim harmoniğin kompenze edilmesi için filtre gerilimin üretimi
(Hugh vd. 2003)

4.3.3 Hibrid Aktif Filtreler

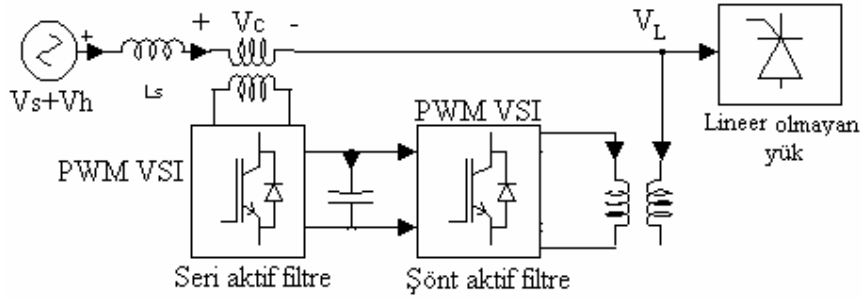
Hibrid aktif güç filtreleri aktif ve pasif filtrelerin kombinasyonlarıdır. Şekil 4.13'te görülen seri aktif güç filtreleri seri hibrid güç filtresidir çünkü yük tarafında pasif filtre bağlıdır.

4.3.4 Aktif Güç Düzeltici

Aktif filtre kapsamı aşağıdaki özellikleri içerir:

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

Bir devrede bu özellikleri sağlamak için, şekil 4.15'te gösterilen kombine edilmiş seri ve şönt aktif filtre sistemi aktif güç hattı düzeltici (Conditioner) sistem olarak 1987'de öne sürülmüştür. Şönt aktif filtre yük ile paralel bağlıdır ve temel olarak yükün harmonik akım kompanzasyonunu sağlar. Seri aktif filtre besleme taraftaki transformatör ile kuplajlıdır ve besleme gerilimi dalgalanmasını kompanse 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 4.15 Aktif güç düzeltici
(Stacey ve Brennen, 1987)

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 şönt 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.

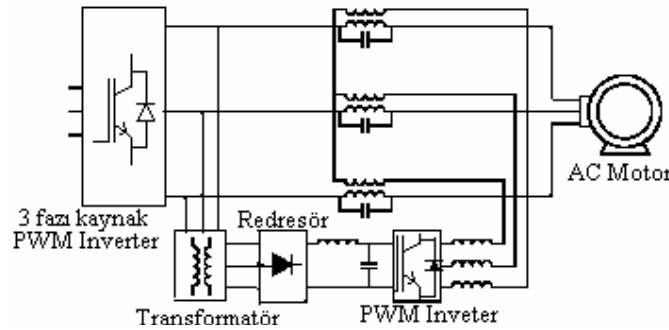
4.3.5 İnverter Çıkışı Aktif Filtre

10kHz ile birkaç MHz frekans aralığında salınım yapan inverter akımları manyetik bir alan oluşturur ve elektro manyetik girişimi gürültüler (EMI) yayarak elektronik elemanlar üzerinde kötü bir etki yapar ve akustik gürültü oluşturur. Birçok aktif çıkış filtresi farklı harmonik ve gürültü probleminin üstesinden gelmek için önerilmiştir. Elektro manyetik girişimi azaltmak için yüksek frekanslı aktif filtreler ortaya atılmıştır (Perrealut, 2001; Son ve Sul, 2003). Ortak mod gerilim alanında birçok aktif filtre çözümü araştırılmış ve ortaya atılmıştır. Julian vd. (1996) asenkron makinenin nötr uç gerilimi kontrolü için ilave faz kolu kullanarak dört kollu inverter üzerine yaygın araştırmalar yapmıştır ve ayrıca ortak mod gerilimlerini kaldırmak için bir altı fazlı sistem ortaya atmıştır. PWM inverter beslemeli asenkron motorların ortak mod kaçak akımını azaltmak için Ogasawara ve Akagi (1996) ortak mod şok bobini ve ortak mod gerilimleri iptalini başarı ile gerçekleştiren transformatöre dayanan bir seri metotlar ortaya sürmüştür.

4.3.5.1 Klasik Aktif Filtre Topolojileri

Klasik aktif filtre yaklaşımında seri filtre şekil 4.16'da görüldüğü gibi kullanılır. Güç inverterin çıkışındaki hat geriliminden alınır, dc kaynak oluşturmak için doğrultulur. İnverterin çıkışı filtrelenir ve hat ile seri bağlanır. Seri aktif filtre gerilimi istenmeyen gürültüler oluşturan inverterin harmonik gerilimlerine karşı koyan gerilim üretmek için kontrol edilir. Aktif filtre harmonik izolatörünün frekans aralığı temel olarak 100Hz-10kHz arasındadır. Bu yüzden oldukça yüksek anhtalama yapan inverter gerekmektedir.

Şekil 4.16'daki seri aktif filtre tüm akımı üzerine almak zorundadır. Ancak güç ve akustik frekansları arasında bir kesme frekansı değerinde pasif bir filtre eklenerek güç frekanslı akım geçişi elde edilir.



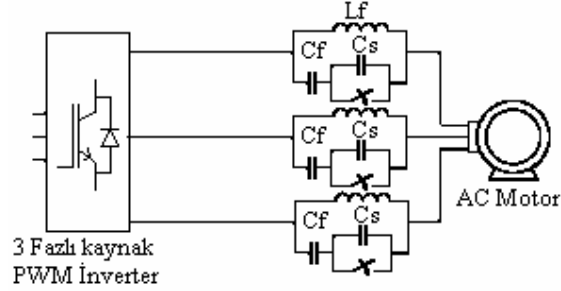
Şekil 4.16 Gerilim harmoniği azalması amacıyla klasik aktif filtre topolojileri
(Ferreira dv. 2004)

Akım ve gürültü dalgaları arasındaki kompleks ve lineer olmayan transfer fonksiyonundan dolayı (Dorland vd. 2001), bu tip aktif filtrele referans gerilimi üretmek oldukça zor olur.

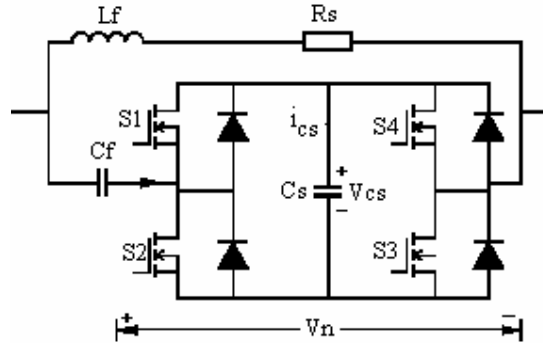
4.3.5.2 Çentik Filtre Topolojisi

Akustik gürültüyü azaltmak için motor ile inverter arasına yerleştirilen bir aktif filtre çeşitidir. Aktif çentik filtre stator titreşimlerinde ve hat akımında 15dB azaltma için anahtarlama kondansatör kullanılır.

Hat akımlarında paralel LC filtresi bulunur. Paralel filtredeki endüktans ve kondansatör değeri geniş bir ayarlanabilir frekans aralığı elde etmek için elektronik olarak kontrol edilir. Anahtarlama modlu elektronik kontrollü rezonans filtrenin bir çözümü şekil 4.17’de görülmektedir. Anahtar açıldığında filtre kondansatör değeri C_f ye eşit olur ve anahtar kapandığında bu değer seri bağlı C_f ve C_s ile belirlenir. PWM ve yeterli yüksek frekansta anahtarlama uygulanarak ortalama değer bu iki yüksek değer arasında ayarlanabilir. Aktif çentik filtre anahtarlama şekil 4.18’de görüldüğü gibi iki yönlü anahtar çifti yada bir H köprü kullanarak uygulanabilir. Aktif çentik filtre frekans aralığı belirli bir minimum f_{min} ve maksimum f_{max} değerleri arasındadır ve C_f ve C_s kondansatörleri değerleri ile belirlenebilir.



Şekil 4.17 Çentik “Notch” filtre düzeni

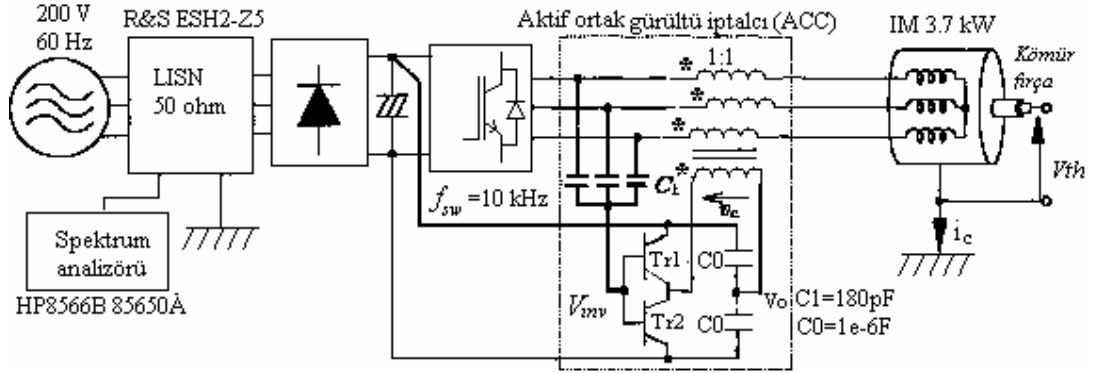


Şekil 4.18 Çentik filtre anahtarlama düzeni
(Ferreira vd., 2004)

4.3.5.3 Aktif Ortak-Gürültü Giderici

Aktif ortak-gürültü giderici (ACC) PWM inverter tarafından üretilen ortak mod gerilimi ortadan kaldırmaya yatkındır. ACC inverter çıkışına kompanzasyon gerilimini süperpoze eder. ACC'ye uygulanan kompanzasyon gerilimi PWM inverter tarafından üretilen ortak mod gerilim ile aynı büyüklükte fakat ters yöndedir. Sonuç olarak yüke uygulanan ortak mod gerilimi tamamen ortadan kaldırılır.

Şekil 4.19 aktif ortak-gürültü giderici içeren sistemin konfigürasyonunu göstermektedir. ACC inverter çıkış uçları ile üç besleme kablosu arasına bağlanmıştır. Ayrıca simetrik transistörlerden oluşan bir push-pull emitter izleyici, ortak mod transformatör (Ogasawara vd. 1998), inverter çıkış uçlarında beliren ortak mod gerilimini tespit etmek için üç kondansatör ve ortak mod transformatörün ilave sargılarından akan DC akımı önlemek için iki dc kondansatör bulunmaktadır.



Şekil 4.19 Aktif ortak gürültü iptalcisinin konfigürasyonu
(Ogasawara vd., 1998)

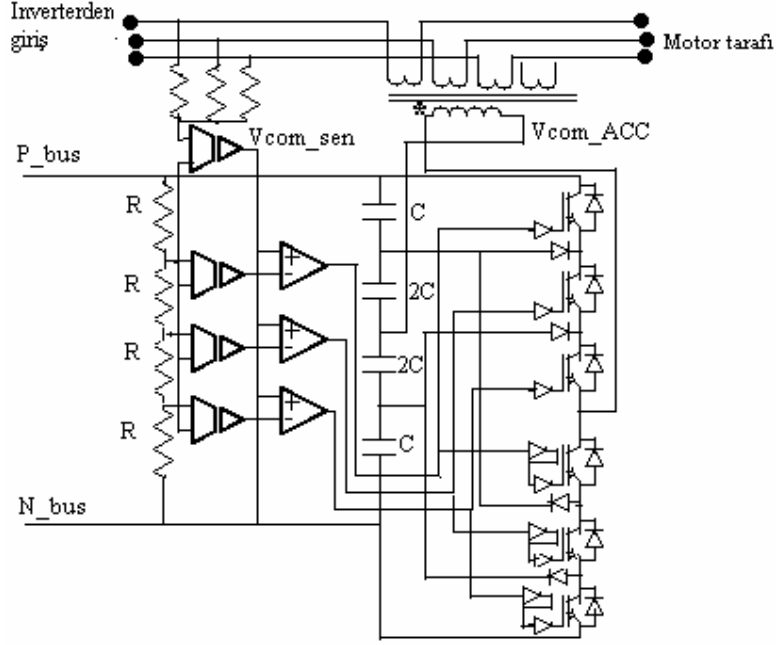
Ortak mod gerilim v_{inv} Y'ye bağlı kondansatörlerin nötr noktası ile DC tarafaki kondansatörler arasında ölçülür. ACC PWM inverterin neden olduğu common mode geriliminden gelen motor mil gerilimini bastırabilir ve common mode akımını önemli derecede azaltabilir.

4.3.5.4 Aktif Ortak-Mod Kompanzatör

Aktif ortak mod gerilim kompanzatör (ACCom) Xiang (1998) tarafından ortak mod gerilimleri gidermek yada azaltmak için ortaya atılmıştır. Tek fazlı çok seviyeli yarım köprü inverter ve ortak mod transformatör bulunmaktadır.

ACCom güç yarı iletken elemanların anahtarlama çalışmasına bağlıdır. Şekil 4.20'de görüldüğü gibi ortak mod gerilim 4 seviye anahtarlama gerilimidir, bu nedenle çok seviyeli

inverter kompanzasyon için ters yönde 4 seviyeli gerilim üretmek için ortaya atılmıştır. Bu gerilimi ortak mod çevrimine eklemek için bir primerli ve üç sekonderli bir ortak mod transformatör kullanılır.



Şekil 4.20 Aktif ortak mode gerilim kompensator düzeni
(Xiang, 1998)

Şekil 4.20’de görüldüğü gibi ACCom kontrol devresi inverterin ortak mod geriliminin tespitine bağlıdır. Ortak mod gerilim, negatif bara referansı olarak alınır ve şekil 4.20’de görüldüğü gibi Y’ye bağlı direnç devresi ile gerilim algılama devresinin yardımıyla algılanır. Pozitif bara ve negatif bara arasındaki omik ağ bara gerilimini böler ve üç karşılaştırıcı ile kapı sürme sinyali üretici için karşılaştırma referansları üretir. Ortak mod gerilim sensörü referansların üç seviyesi ile karşılaştırılan ortak mod gerilimini algılar. Üç karşılaştırıcı üç kapı sürme sinyali (S1,S2,S3) üretir.

5. KONTROL ALGORİTMALARI İLE SÜRÜLEN PMSM MOTORDA OLUŞAN DALGALANMALARIN VE HARMONİK GÜRÜLTÜLERİN İNCELENMESİ

5.1 Giriş

Vektör kontrol metodu ile sadece geleneksel DC motor sürücülerinin kullanıldığı yüksek performanslı uygulamalarda PMSM motorların kullanılması mümkün hale gelmiştir. Vektör kontrol metodu, PMSM motorun serbest uyarımlı DC motor gibi akım ayarlı bir armatür kaynağı ile çalışmasını sağlar; böylece moment armatür akımı ve uyarma akısının çarpımı ile orantılı olur. Benzer şekilde, PMSM motorun moment kontrolü de; moment üreten akım bileşeninin ve akı üreten akım bileşeninin birbirinden bağımsız olarak kontrol edilmesi ile sağlanır.

Sistemdeki moment ve/veya hız kontrolü PMSM motor modeli kullanılarak elde edilir; motor modeli ihtiyaç duyulan moment ve ihtiyaç duyulan hız değerlerini elde edebilmek için gereken gerilimi tahmin etmek için kullanılır. Yani, sadece akım ve gerilim ölçümleri kullanılarak (hız sensörlü makinelerde hız ölçümü de yapılır) rotor ve stator akılarının ve çıkış momentinin sabit bir kontrol periyodu boyunca ihtiyaç duyulan anlık değerlerinin tahminini yapmak mümkün hale gelir. Daha sonra, hesaplanan gerilim motoru besleyen inverteri sürmek için gerekli PWM anahtarlama vektörlerini üretmek için kullanılır. PMSM motorların moment kontrolü geleneksel olarak Alan Yönlendirmeli Kontrol (FOC) yöntemi yapılarak günümüze kadar gelmiştir. Bu kontrol yöntemi stator akımlarının senkron hızda dönen ve tipik olarak rotor akısı ile çakışık olan d-q referans ekseninde ifade edilmesini gerektirir. Bu referans ekseninde, stator akımlarının moment ve akı üreten bileşenleri birbirinden bağımsızdır. Bir PI kontrolörü ile çıkış geriliminin regüle edilmesi sağlanarak ihtiyaç duyulan stator akımının ve dolayısıyla da momentin elde edilmesi sağlanabilir.

Başlangıçta asenkron motorlar için 1980'li yılların ortalarında (Depenbrock, 1988; Takahashi, 1986) önerilen Doğrudan Moment Kontrolü (DTC), 1990'lı yılların sonlarında PMSM motorlara uygulanmaya başladı (French, 1996; Zhong, 1997). PMSM motorun Doğrudan Moment Kontrolünde momentin kontrol edilmesi rotor akısı vektörüne bağlı olarak stator akısı vektörünün büyüklük ve açısal pozisyonunun kontrol edilmesi sayesinde gerçekleştirilir. PMSM motorun doğrudan moment kontrol yöntemi ile kontrol edilmesi için birçok metod önerilmiştir. Bu metodlardan bazıları histeresis tabanlı doğrudan moment kontrolü (HDTC) ve Uzak Vektör Modülasyonlu Doğrudan Moment (SVMDTC) kontrolüdür. Bu metodları karşılaştırmak üzere ve bu yöntemlerin kullanılarak sürülen bir PMSM motorda oluşan akım

harmonikleri ve moment dalgalanması sorunlarını açıklamak üzere FOC, HDTC ve SVM DTC algoritmaları yazılım ortamında modellenerek MATLAB simülasyonu gerçekleştirilecektir.

5.2 Algoritma 1: Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrol (FOC)

Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrol yöntemi ile PMSM motorun kontrol edilmesi; uyarma akısının rotorun d eksenine sabitlenmesi ile yapılır. Bu yüzden motor konumu (pozisyonu) rotor milinden rotor açısının (θ_r) ölçülmesi ile veya/ve rotor hızının (ω_r) ölçülmesi ile elde edilir. Verilen bir stator akımından en büyük momenti üretmek için, stator uzay akımı sadece i_{sq} içerecek şekilde kontrol edilir ve aşağıda anlatılacağı gibi yapılır.

Üretilen elektromanyetik moment (2.31) de verilen şekli yeniden düzenlenerek

$$T_e = 3/2 P(\psi_F i_{sq} + (L_d - L_q) i_{sq} i_{sd}) \quad (5.1)$$

PMSM motorda $L_{sd} \leq L_{sq}$ olduğu için, (5.1) eşitliğinin ikinci moment bileşeni, i_{sd} nin pozitif değerleri için negatif çıkar ve SPMSM için ise sıfırdır. Dolayısıyla, maksimum momenti üretebilmek için kontrol algoritması i_{sd} devamlı sıfır olacak şekilde düzenlenmelidir. Bu düzenleme sonucunda moment ifadesi aşağıdaki gibi basitleşir.

$$T_e = 3/2 P \psi_F i_{sq} = 3/2 \psi_F |i_s| \sin(\alpha - \theta_r) \quad (5.2)$$

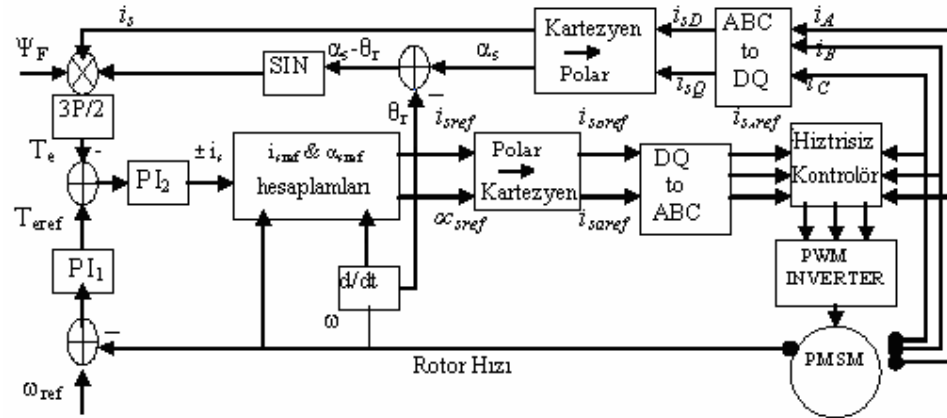
Bu optimal çalışma durumu rotorun nominal hızın altında olması halinde geçerlidir ve eğer yüksek hızlı çalışmaya ihtiyaç duyulursa alan zayıflatma uygulanmalıdır.

Stator sargılarının akımları PWM inverter tarafından, histeresis akım kontrolörü kullanılarak beslenir. Böylece inverterin yük karakteristiği hakkında herhangi bir bilgi sahibi olmaya gerek kalmaz. Referans sinyalin bilindiği ve inverter çıkış geriliminin doyuma gitmediği sürece inverter çıkışı devamlı referansı izleyecektir. Her ne kadar stator akımları darbeleri moment salınımları üreten akım harmonikleri içerse de, bunların etkisi küçük histeresis bandları ile çalışan motorun ataleti ve hızı sayesinde neredeyse hissedilmez, bu etkilerden bağımsız kalır.

5.2.1 Rotor Alan Yönlendirmeli Kontrolün Uygulanması

PMSM'nin kutupsal koordinat ekseninde rotor alan yönlendirme ile kontrolünü içeren blok diyagramı Şekil 5.1 de verilmiştir (Vas, 1996). Stator akımları akım beslemeli inverter tarafından beslenmiştir. Ölçülen stator akımları sabit D-Q eksenine dönüştürülür. D ve Q akım bileşenleri daha sonra kutupsal koordinat eksenine çevrilerek stator akımı uzay fazörü $|i_s|$ in büyüklüğü ve faz açısı α_s elde edilir ve böylece sabit referans ekseninde ifade edilir.

Rotor hızı ω_r ve rotor açısı θ_r ölçülür ve rotor açısı α_s açısından çıkartılarak stator akımının rotor referans eksenindeki konumu elde edilir. Daha sonra da üretilen anlık elektromanyetik moment (5.2) eşitliğinde ifade edildiği gibi elde edilir.

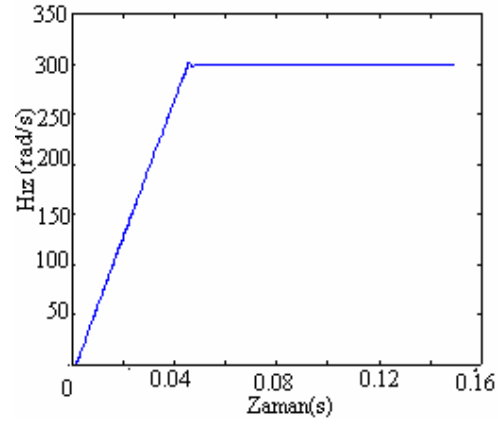


Şekil 5.1 Rotor Alan Yönlendirmeli PMSM Kontrolü

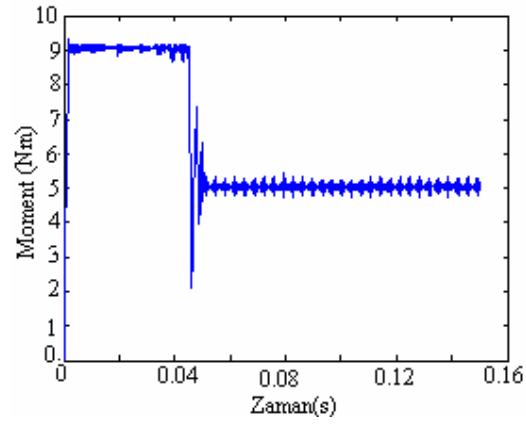
PWM inverter için gerekli akım referansları iki adet PI kontrolörün kaskad bağlanması ile elde edilir. Ölçülen rotor hızı ω_r verilen referans hız ω_{ref} ' ten çıkartılarak aradaki fark T_{eref} referans momentini elde etmek için kontrol edilir. Hesaplanan moment referans momentten çıkartılarak aradaki fark stator akımı i_s 'in referans değerinin büyüklüğünü elde etmek için kontrol edilir. i_s akımının mutlak değeri referans uzay stator akımı vektörü i_{sref} tir. Referans açısı ($\alpha_{sref}-\theta_r$) $\pi/2$ olacak şekilde ayarlanır. Gerçek rotor açısı, ($\alpha_{sref}-\theta_r$) farkına eklenerek sabit D-Q eksenindeki stator akımının α_{sref} açısı elde edilir. Referans değerler olan i_{sref} ve α_{sref} Polar $\rightarrow$ Kartezyen dönüşüm bloğunda D ve Q stator akım bileşenlerini elde etmek için kullanılır. Daha sonra da bu değerler üç fazlı i_{sAref} , i_{sBref} , i_{sCref} stator akımlarına çevrilir. Akım referans değerleri gerçek stator akımları ile birlikte akım kontrolörünü elde etmek için kullanılır.

PI kontrolörün özellikleri (burada diğer kontrolörler; mesela Fuzzy Logic, Adaptive, Slide Mode veya bunların bileşenlerinden oluşan herhangi bir kontrolör de kullanılabilir) aşağıda daha önceden belirlenmiş şartları sağlayacak şekilde hız ve momenti kontrol etmelidir. Bu özellikler:

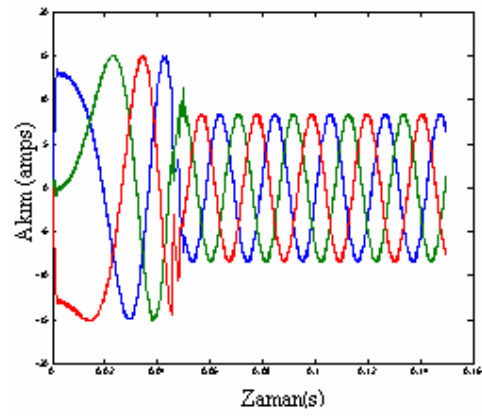
- 1- Sıfır kararlı hal hatası ve minimum dalgalanma
- 2- Geniş hız çalışma aralığı
- 3- Kısa oturma zamanı
- 4- Minimum moment dalgalanması
- 5- Sınırlı kalkış akımı



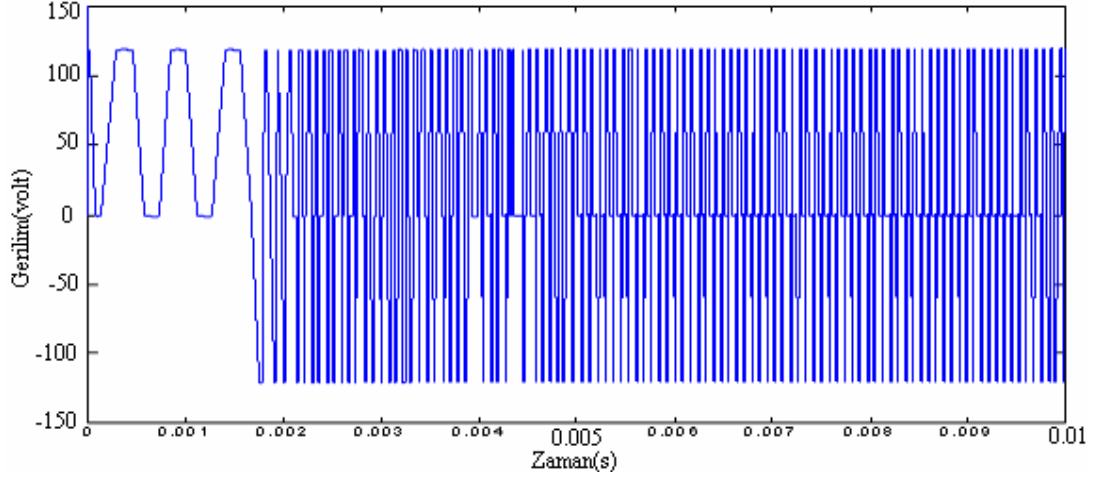
Şekil 5.3 Hız cevabı



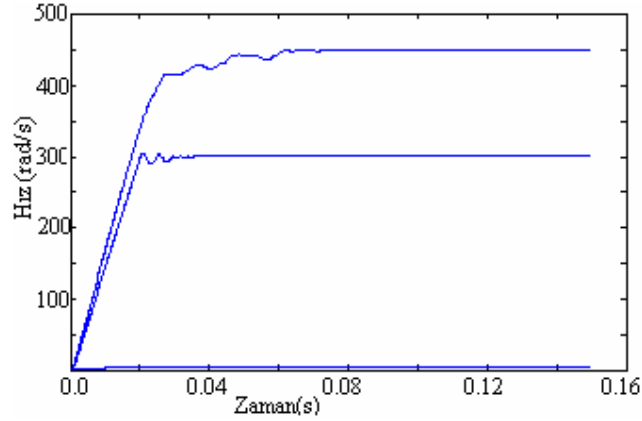
Şekil 5.4 Moment Cevabı



Şekil 5.5 Hat akımları cevabı



Şekil 5.6 Vab Anahtarlama durumları

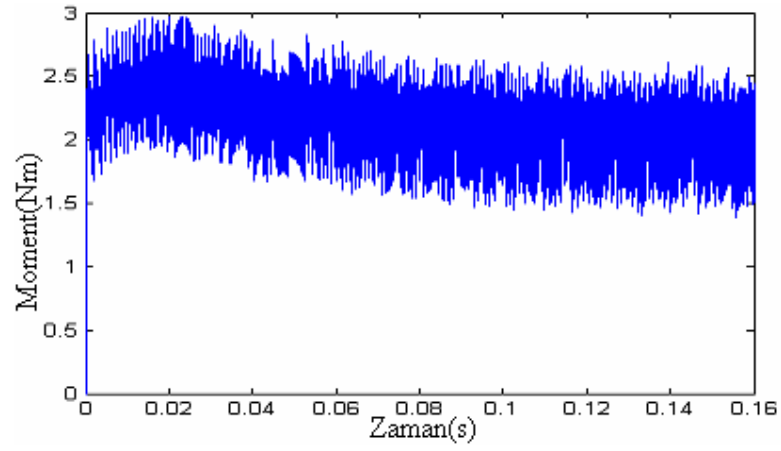


Şekil 5.7 0-450 rad/s de regüle edilen hız

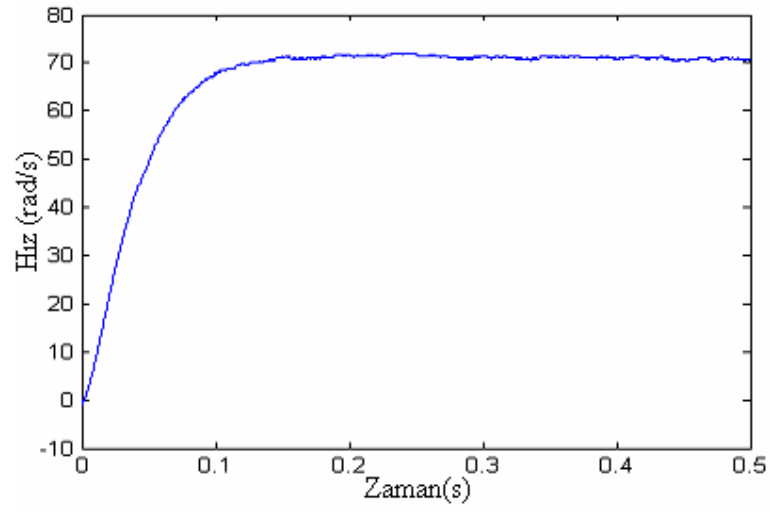
Yukarıdaki şekiller kabul edilebilir karakteristiklerdir, ancak, moment salınımları önlenememektedir ve hat akımları neredeyse sinüsoidal olmasına karşın bazı harmonik değerler içermektedir. Hız değeri nominal değer olan 300 rad/s ye kabul edilebilir bir cevap verecek şekilde ayarlanabilmektedir. Sensörler, analog/dijital dönüştürücüler, inverter anahtarlama elemanları ve DSP'lerin algoritma işlemesi zaman alacağından böyle bir sistemi küçük örnekleme zamanında pratik olarak gerçekleştirmek zordur. Bu yüzden uygulamada kullanışlı örnekleme periyodları, mesela 100 μ s veya daha üzeri bir zaman değeri işleme zamanı olarak seçildi. İlerideki simülasyonda karşılaştırma için makul değerleri elde edebilmek için pratik değerler benimsenecektir. Dolayısıyla IPMSM motorun Ek 1`de verilen parametrelerine göre yapılan simülasyonda aşağıdaki değerler ayarlanarak kullanılmıştır.

$$T_s=100 \mu s, T_L=2Nm, \omega_{ref}=70 \text{ rad/s} \quad PI_2: K_p=10, K_i=0.1 \text{ and } PI_1: K_p=7, K_i=0.1$$

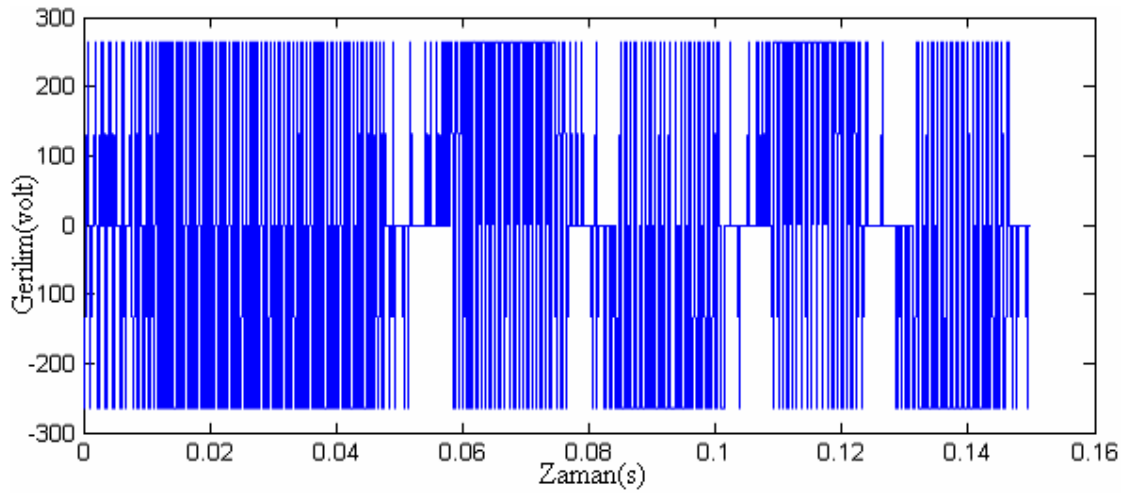
Simülasyon sonuçları aşağıdaki gibidir.



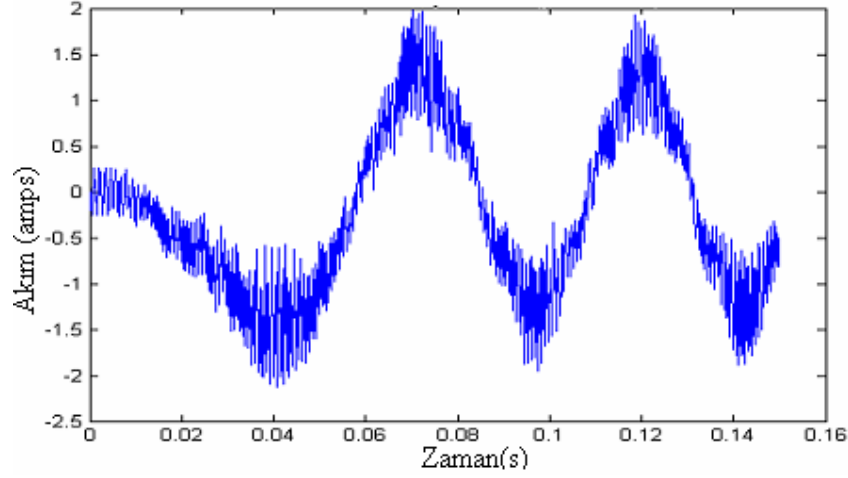
Şekil 5.8 FOC Moment cevabı



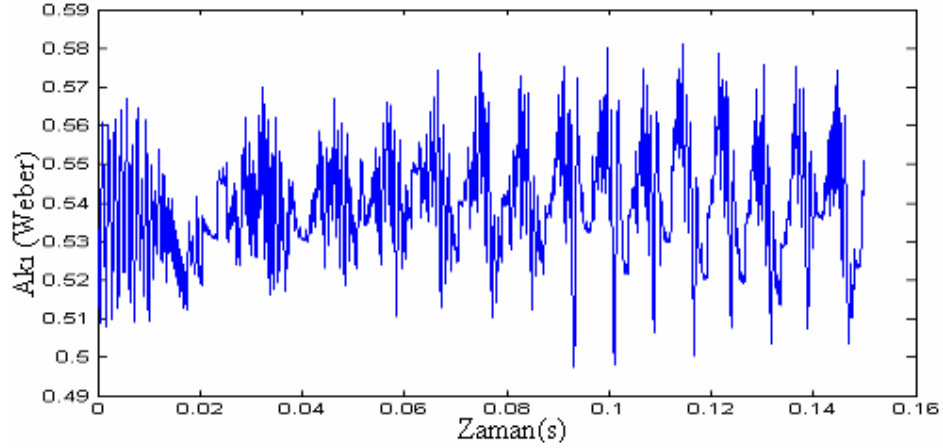
Şekil 5.9 FOC Hız cevabı



Şekil 5.10 FOC Hat Gerilimi Anahtarlama



Şekil 5.11 FOC Akım Cevabı



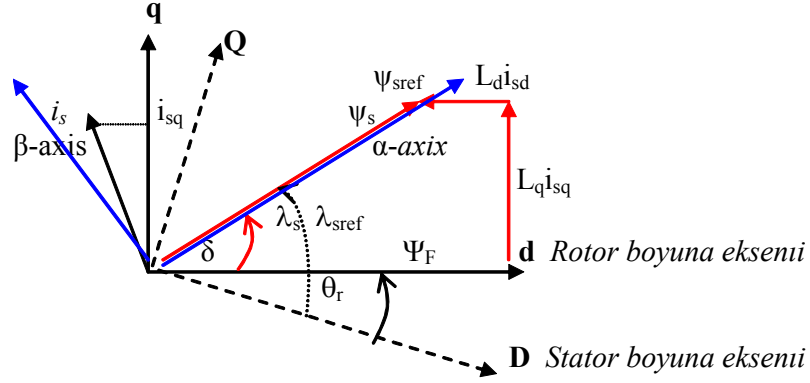
Şekil 5.12 FOC Akı Cevabı

Cevaplar moment salınımlarının çok yüksek olduğunu göstermektedir ve hat akımları harmonik bileşenler ile doludur ve bu durum EMI gürültülere neden olmaktadır. Bunlara ek olarak akı ve hız cevaplarında da dalgalanmalar vardır ve bu dalgalanmalar istenmeyen makina titreşimlerine ve akustik gürültülerde artışa neden olur.

5.3 Algoritma 2: Histeresis Doğrudan Moment Kontrolü

Temel DTC olarak da bilinen bu metod şekil 5.13 deki eksen takımı yardımı ile açıklanabilir. Stator direncinin ihmal edildiği durum için, stator ve rotor açıları arasındaki fark açısı, δ , yük açısı olarak adlandırılır. Stator ve rotor akılarının senkron hızda döndüğü kararlı hal şartlarında δ açısı yük açısına karşılık gelen sabit bir değerdir. Geçici hal koşullarında stator ve rotor akıları farklı hızlarda döndüğünden δ yük açısı değişkendir. Elektriksel zaman sabiti normalde mekaniksel zaman sabitinden çok daha küçük olacağından, stator akısının dönüş

hızı rotor akısının dönüş hızına göre daha rahat şekilde değiştirilebilir ve dahası moment kontrolü, δ açısındaki değişimin kontrol edilmesi ile veya stator akısının dönüş hızının (Zhong, 1997) kontrol edilmesi ile ileriki anlatımlarda açıklandığı gibi yapılabilir.



Şekil 5.13 Stator ve Rotor akı uzay vektörleri

5.3.1 Akı Ve Moment Şartları

Şekil 5.13 deki vektör diyagramına göre rotor dq ekseninde ifade edilen akı eşitlikleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \psi_F = |\psi_s| \cos \delta \quad (5.3)$$

$$\psi_{sq} = L_{sq} i_{sq} = |\psi_s| \sin \delta \quad (5.4)$$

Burada $|\psi_s|$ stator akısının büyüklüğünü ifade eder ve aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$|\overline{\psi}_s|^2 = (L_{sd} i_{sd} + \psi_F)^2 + (L_{sq} i_{sq})^2 \quad (5.5)$$

Genel α - β referans ekseninde ifade edilen ve (2.30) eşitliğinde verilen moment eşitlikleri aşağıdaki gibi tekrar yazılabilir (Zhong, 1997)

$$T_e = \frac{3}{2} P |\psi_s| i_{s\beta} \quad (5.6)$$

Burada; i_{β} , stator akısının α eksenine dik olan stator akımı uzay fazörünün bileşenidir.

(5.6) eşitliğine göre eğer stator akısının büyüklüğü sabit tutulursa, moment doğrudan stator akımının β eksen bileşeni ile orantılıdır.

(5.3) ve (5.4) kullanılarak, moment (2.30) eşitliği gibi tekrar yazılabilir.

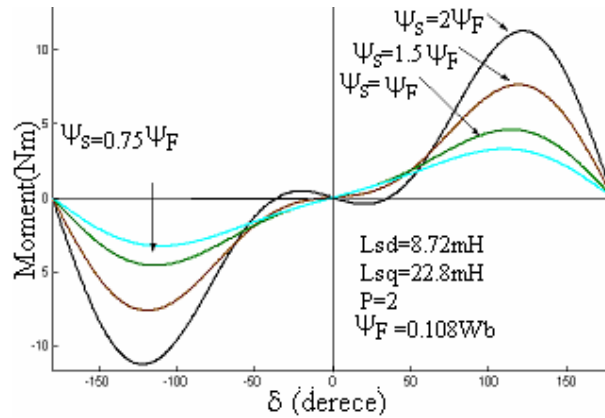
$$T_e = \frac{3P|\psi_s|}{4L_{sd}L_{sq}} \left[2\psi_F L_{sq} \sin \delta - |\psi_s| (L_{sq} - L_{sd}) \sin 2\delta \right] \quad (5.7)$$

SPMSM için $L_{sd} = L_{sq} = L_s$ olduğundan bu ifade daha da sadeleştirilebilir.

$$T_e = \frac{3P|\psi_s|}{2L_s} \psi_F \sin \delta = \frac{3P|\psi_s|}{2L_s} \psi_F \sin \delta^* \quad (5.8)$$

Burada δ^* , sabit mıknatıs eksenine göre stator akısının açısal hızıdır. Sabit akı ile çalışma durumu olduğu durumda (5.8) eşitliği T_e - δ arasında sinüsoidal bir ilişkinin olduğunu göstermektedir. Bu ifadenin türevi de moment artışının $-\pi/2$ den $+\pi/2$ aralığında değişen δ 'daki artışla orantılı olduğunu anlatmaktadır. Bundan dolayı, stator akısı sabit tutulmalı ve δ^* açısal hızı mümkün olduğu kadar hızlı bir şekilde kontrol edilerek maksimum anlık moment değişimi sağlanmalıdır.

IPMSM motorların moment eşitliğinde uyarma momentine ek olarak; reluktans momenti, her bir stator akı seviyesi için farklı T_e - δ eğrisi ve farklı maksimum momentini içerir. Şekil 5.14 (Zhong, 1997) $|\psi_s|$ in farklı değerlerine göre çizilmiş bu ilişkiyi göstermektedir. Bu eğrinin $|\psi_s|=2\psi_F$ olduğu kısım incelenirse, DTC'nin bu aralıkta uygulanamayacağını görebiliriz, çünkü moment eğimi sıfıra yakındır ve negatif değerler alır.



Şekil 5.14 Stator akı seviyesi için farklı T_e - δ eğrisi

Bu durum (5.7) eşitliğinin türevinin alınması ile analitik yollardan gösterilebilir. Aşağıdaki gibi momentin türevini yazarsak,

$$\frac{dT_e}{dt} = \frac{3P|\psi_s|}{2L_{sd}L_{sq}} \left[\psi_F L_{sq} \delta^* - |\psi_s| (L_{sq} - L_{sd}) \delta^* \right] \quad (5.9)$$

Bu yüzden δ^* pozitif iken moment türevinin pozitif olabilmesi için $|\psi_s|$ aşağıdaki gibi

seçilmelidir (Tang, 2002; Zhong 1997).

$$|\psi_s| < \frac{L_{sq}}{L_{sq} - L_{sd}} \psi_F \quad (5.10)$$

Eğer hızlı dinamik cevap gerekli ise bu seçim yapılmalıdır. Ayrıca (Tang 2002) momentin kararlı olarak kontrol edilebilmesi için aşağıdaki kriterler sağlanmalıdır.

$$\delta < \cos^{-1} \left(\frac{a / \psi_s - \sqrt{(a / \psi_s)^2 + 8}}{4} \right) \quad (5.11)$$

Burada $a = \frac{L_{sq}}{L_{sq} - L_{sd}} \psi_F$

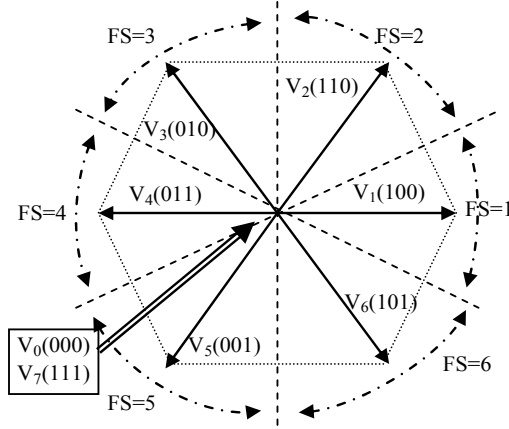
5.3.2 Stator Akısının Kontrol Yöntemi

PMSM motorun stator akısının sabit referans ekseninde ifade edilmesi ile aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\psi_s = \int (V_s - R i_s) dt = V_s t - R \int i_s dt + \psi_s \Big|_{t=0} \quad (5.12)$$

Anahtarlama aralığı boyunca her bir gerilim vektör sabittir, dolayısıyla; eğer stator direnci ihmal edilirse, bu eşitlik stator akısının uygulanan gerilim vektörü doğrultusunda hareket edeceğini gösterir.

Gerilim vektörlerini seçmek için veya stator akısının büyüklüğünü kontrol etmek için, gerilim vektörleri düzlemi şekil (5.15) teki gibi altı bölgeye bölünür (FS₁'den FS₆'ya). Her bir bölgede akı büyüklüğünü histeresis band içerisindeki durumuna göre artırmak veya azaltmak için iki komşu vektör seçilir. Mesela, birinci bölgede bulunan ve saat dönüş yönünün tersine dönen akı vektörünü (ψ_s) artırmak ya da azaltmak için V₂ ve V₃ vektörleri seçilir. Eğer saat yönünde dönülüyorsa, bu sefer V₅ ve V₆ artırma veya azaltma yapmak için seçilir.



Şekil 5.15 Uygulanan vektörlerin konumları ve akı bölgeleri

5.3.3 Histeresis DTC'nin Uygulanması

HDTC ile gerçekleştirilen bir PMSM motor sürücüsünün blok diyagramı Şekil (5.16) da verilmiştir. Burada ölçülen faz akımları ve DC gerilim DQ sabit eksenindeki değerlerine dönüştürüldükten sonra, m. Örnekleme aralığındaki ψ_{sD} ve ψ_{sQ} akı bileşenleri stator gerilimlerinden aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\psi_{sD}(m) = \psi_{sD}(m-1) + (V_D(m-1) - R i_{sD}) T_s \quad (5.13)$$

$$\psi_{sQ}(m) = \psi_{sQ}(m-1) + (V_Q(m-1) - R i_{sQ}) T_s \quad (5.14)$$

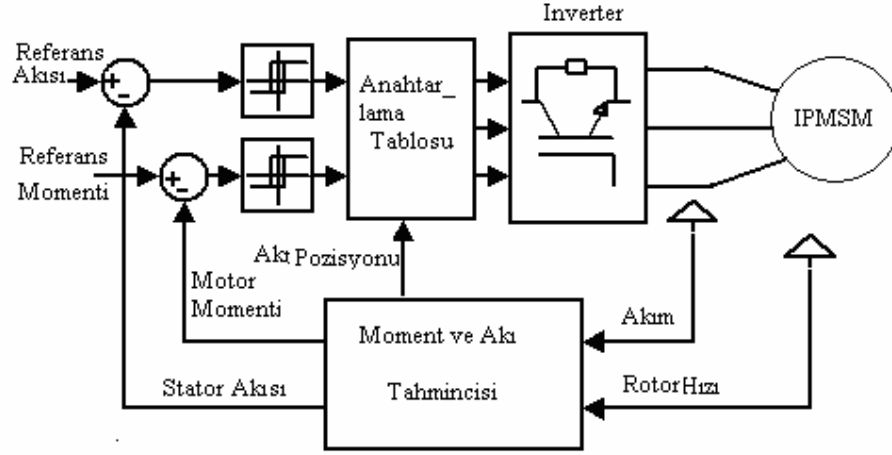
Burada, T_s örnekleme zamanıdır. i_{sD} ve i_{sQ} ise $i_s(m-1)$ ve $i_s(m)$ akımının ortalama değerinden hesaplanmaktadır. Bu yüzden sabit DQ eksenine göre büyüklük ve açısal akı konumu aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\begin{aligned} |\psi_s| &= \sqrt{\psi_D^2(m) + \psi_Q^2(m)} \\ \lambda_s &= \tan^{-1} \frac{\psi_Q(m)}{\psi_D(m)} \end{aligned} \quad (5.15)$$

Moment sabit referans eksen sistemde aşağıdaki şekilde yeniden ifade edilebilir (Zhong, 1997).

$$T_e(m) = \frac{3}{2} P (\psi_{sD}(m) i_{sQ}(m) - \psi_{sQ}(m) i_{sD}(m)) \quad (5.16)$$

Eğer faz akımları ve rotor hızı ve/veya rotor konumu ölçülebilirse, o zaman eşitlik moment ve akı değerlerini hesaplamak için (5.3) ve (5.4) eşitlikler kullanılabilir. İstenen değerlere ulaşabilmek için bu hesaplamadan sonra $DQ \leftrightarrow dq$ dönüşümü yapmak zorunludur.



Şekil 5.16 PMSM'in HDTC ile Kontrolü

Hesaplanan moment ve akı büyüklüğü değerleri, bunlara karşılık gelen referans değerlerle karşılaştırılır. Bu karşılaştırma sonucunda üretilen hatalar bunlara karşılık gelen histeresis kontrolörlerin girişleri olarak kullanılırlar. Akı karşılaştırıcısı iki seviyelidir: $\phi \in \{1, 0\}$, ve moment karşılaştırıcısı ise üç seviyelidir: $\tau \in \{1, 0, -1\}$. Bu karşılaştırıcıların çıkışları stator konumu λ_s ile birlikte (veya bölge numarası ile birlikte) Çizelge 5.2'de verilen (Luukko, 2000) en uygun gerilim anahtarlama Çizelgesinin girişleridir. Bu Çizelgenin çıkışı motoru süren inverterin anahtarlama vektörünü verir.

Çizelge 5.2 HDTC'in inverteri için optimum anahtarlama Çizelgesi (ϕ akı histeresis kontrollörün çıkışı, τ moment histeresis kontrollörün çıkışı, V_i inverterin lojik anahtarlamları, FS ise stator akı pozisyon bölgesidir).

ϕ	τ	FS					
		1 $-30 \leq \lambda_s < 30$	2 $30 \leq \lambda_s < 90$	3 $90 \leq \lambda_s < 150$	4 $150 \leq \lambda_s < 210$	5 $210 \leq \lambda_s < 270$	6 $270 \leq \lambda_s < 330$
1	1	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$
	0	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$
	-1	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$
0	1	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$
	0	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$
	-1	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$

Yukarıdaki açıklamalara uygun şekilde, bir HDTC ile kontrol edilen PMSM motor modeli Matlab Simulink ortamında şekil (5.17) deki gibi oluşturulmuştur.

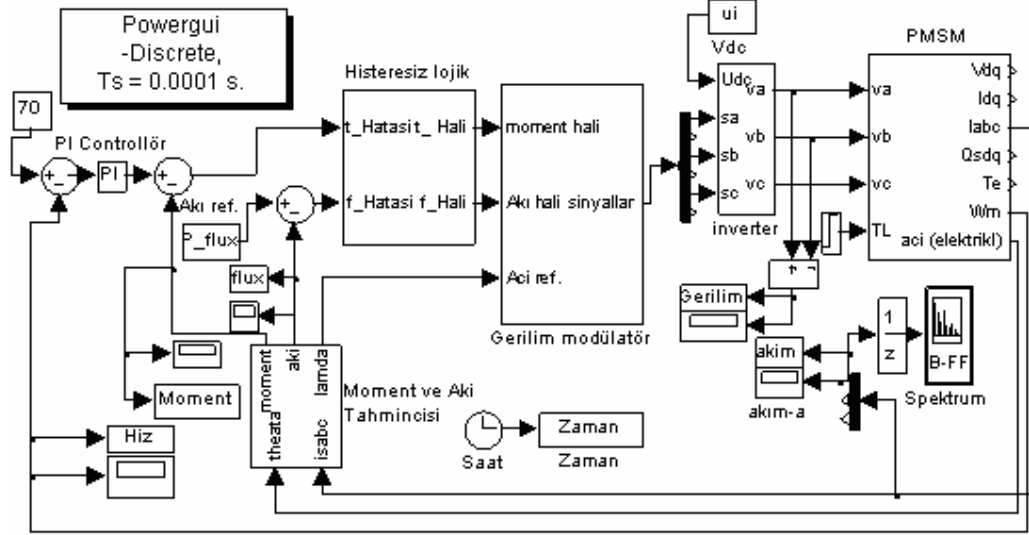
Moment ve akı tahmincileri faz akımların ve rotor açısının ölçülmesine bağlıdır. Çizelge (5.2)'deki gerilim vektörü cevaplarına göre oluşturulan model için aşağıdaki değerler

ayarlanmıştır.

Motor parametreleri Ek 1`de verilmiştir. Örnekleme zamanı $T_s = 0.0001s$

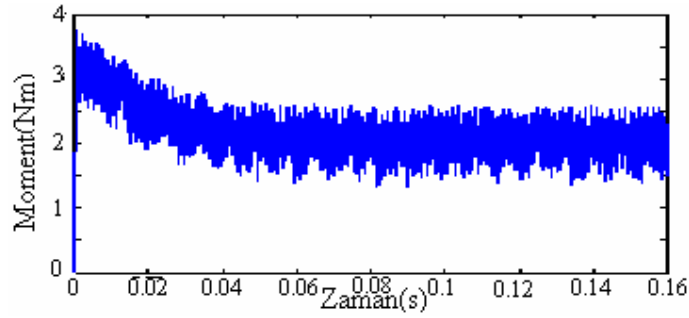
PI hız kontrolör: $K_p=0.04$ ve $K_i = 2$,

Histeresis Lojik: Akı bandı = ± 0.01 ve Moment Bandı = ± 0.1

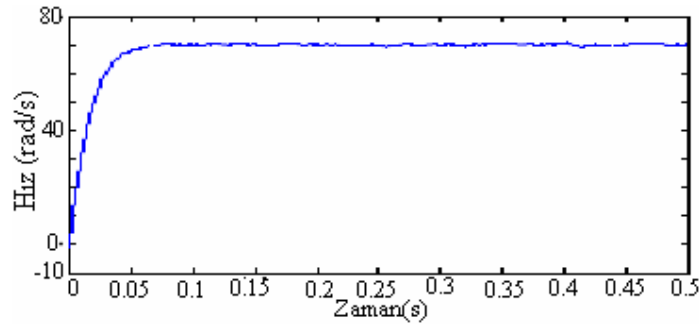


Şekil 5.17 HDTC'nin Matlab Simulink Modeli

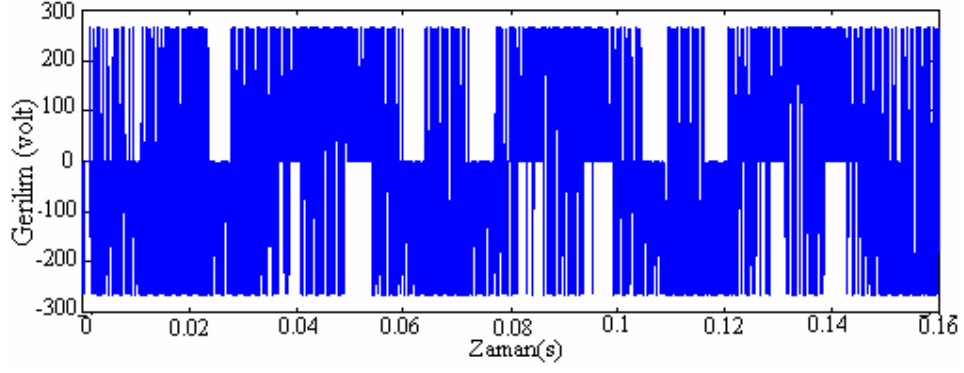
Simülasyon sonuçları da Şekil (5.18) ile Şekil (5.22) arasında verilmiştir.



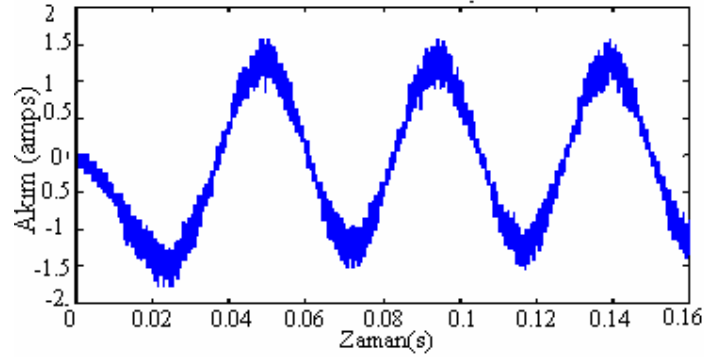
Şekil 5.18 HDTC Moment Cevabı



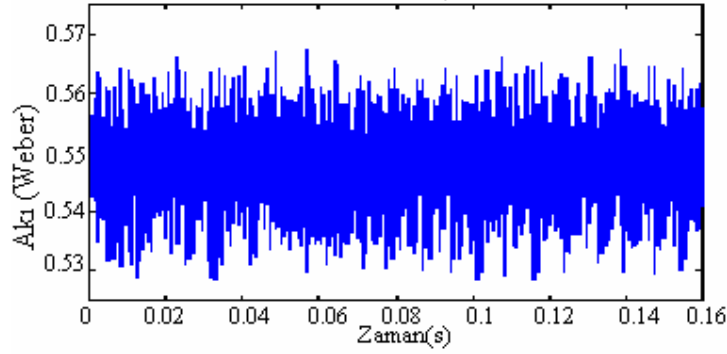
Şekil 5.19 HDTC Hız Cevabı



Şekil 5.20 HDTC a-b fazlar arası gerilim anahtarlama



Şekil 5. 21 HDTC A fazı hat akımı



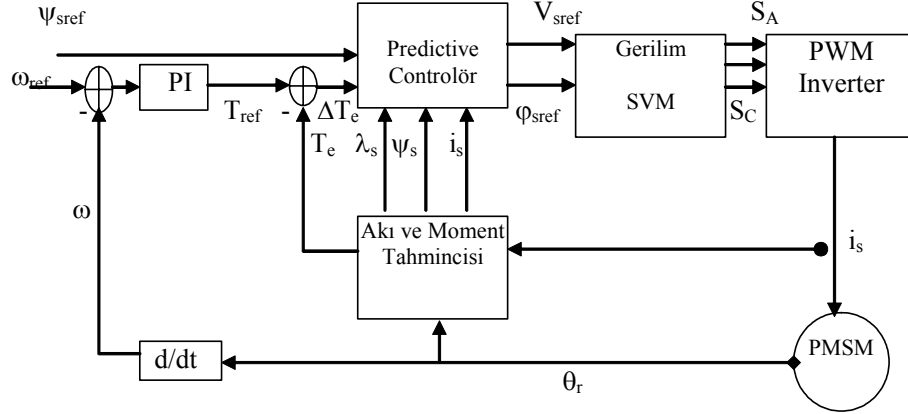
Şekil 5.22 HDTC Akı Cevabı

Sistem cevapları moment salınımlarının yüksek olduğunu ve FOC algoritması ile karşılaştırıldığında hat akımlarının anahtarlama harmonikleri ile dolu olduğunu göstermektedir. Bunlara ek olarak, akı ve hız değerlerinde de dalgalanmalar görülmektedir ki bu dalgalanmalar makina da titreşimlere ve akustik gürültülere neden olmaktadır.

5.4 Algoritma 3: Uzak Vektör Modülasyonlu Doğrudan Moment Kontrolü (SVM DTC)

Bu metotta sistem algoritmasını ortaya çıkarmak için PMSM motorun matematiksel modeli

ve inverterin uzay vektör modülasyonu kullanılır. Dolayısıyla, bu metotta; akı ve moment hatalarını gidermek (compansate) için anahtarlama Çizelgesi ve histeresis kontrolör yerine akı konumlarına bağlı olarak değişen uzay vektör modülasyon vektörleri kullanılır (Dariusz vd., 2002; Tang vd., 2004). Bir SVM DTC ye ait blok diyagramı aşağıda verilmiştir (Dariusz, 2002).



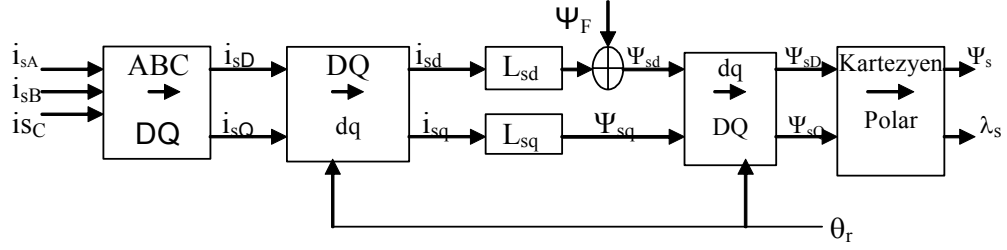
Şekil 5.23 SVM Doğrudan moment kontrolü

Şekil 5.23 te moment hata işareti ΔT_e ve stator akısının referans değeri ψ_{sref} tahmin edici (predictive) kontrolöre verilir. Bu kontrolör aynı zamanda stator akı vektörünün büyüklüğü ve konumu bilgilerini ve ölçülen stator akım vektörünü de giriş olarak alır. Bu tahmin edici kontrolör uzay vektör modulatörü (SVM) için üretilecek stator gerilimi vektörlerini kutupsal koordinatlarda $V_{sref} = |V_{sref}| \angle \varphi_{sref}$ üretir. Son olarak bu vektör, inverteri kontrol etmek için kullanılan S_A, S_B, S_C anahtarlama sinyallerine dönüştürülür.

(5.7) eşitliği kullanılarak, motor tarafından üretilen elektromanyetik moment aşağıdaki gibi bulunur.

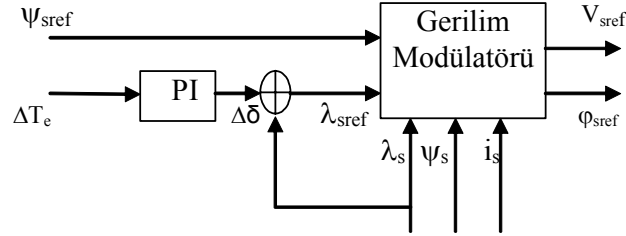
$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{|\psi_s|}{L_d L_q} \left[\psi_F L_q \sin \delta + \frac{1}{2} |\psi_s| (L_{sd} - L_{sq}) \sin 2\delta \right] \quad (5.17)$$

Bu eşitlikten görülebileceği gibi sabit stator akı büyüklüğü ve sabit mıknatısın ürettiği akı altında üretilen elektromanyetik moment, moment açısının kontrolü ile sağlanabilir. Moment açısı, δ , sabit mıknatısın ürettiği akı ve PWM invertere uygulanan anlık gerilim vektörleri ile değiştirilen stator akısı vektörünün etkileşimi ile değiştirilir (Dariusz, 2002). Akı ve moment değerleri Bölüm 5.3.1 deki gibi hesaplanabilir, veya Bölüm 5.3.3 deki gibi tahmin edilebilir. Akı hesaplayıcısının blok diyagramı şekil 5.24 de verilmiştir.



Şekil 5.24 Akı tahmincisine ait blok diyagram

Prediktif (Predictive) kontrolör içindeki elemanlar şekil 5.25'te gösterilmiştir.



Şekil 5.25 Prediktif (Predictive) kontrolör

Örneklenen moment hatası (ΔT_e) ve stator akısının referans değeri (Ψ_{sref}) tahmin edici (predictive) kontrolöre giriş yapar. Moment hatası PI kontrolöre verilerek referans momentle gerçek moment arasındaki hatayı küçültmek için $\Delta\delta$ yük açısının ne kadar artırılması gerektiği hesaplanır. Stator gerilim vektörünün referans değerleri aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$V_{sref} = \sqrt{V_{sD_ref}^2 + V_{sQ_ref}^2} \quad \text{and} \quad \varphi_{sref} = \tan^{-1} \frac{V_{sQ_ref}}{V_{sD_ref}} \quad (5.18)$$

Burada;

$$V_{sD_ref} = \frac{\Psi_{sref} \cos(\lambda_s + \Delta\delta) - \Psi_s \cos \lambda_s}{T_s} + R_s i_{sD} \quad (5.19)$$

$$V_{sQ_ref} = \frac{\Psi_{sref} \sin(\lambda_s + \Delta\delta) - \Psi_s \sin \lambda_s}{T_s} + R_s i_{sQ} \quad (5.20)$$

Burada T_s örnekleme periyodudur.

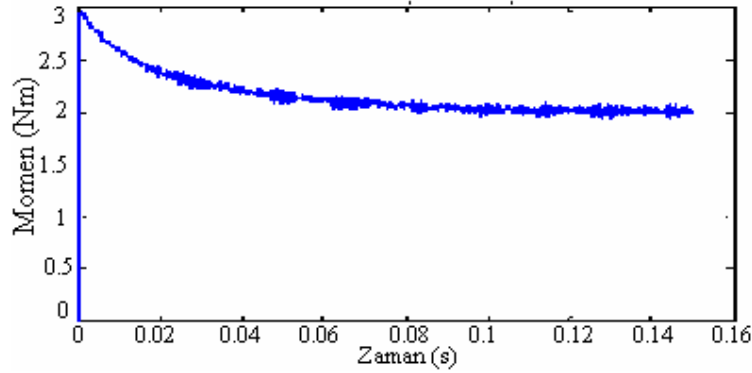
Sabit akı ile çalışma durumunda, referans stator akısı büyüklüğü sabit mıknatıslar tarafından üretilen akı büyüklüğüne eşittir. Doğal olarak, stator akısının referans değeri sabit mıknatıs akısına eşit olacak şekilde seçilir.

5.4.1 SVM DTC'nin Uygulanması

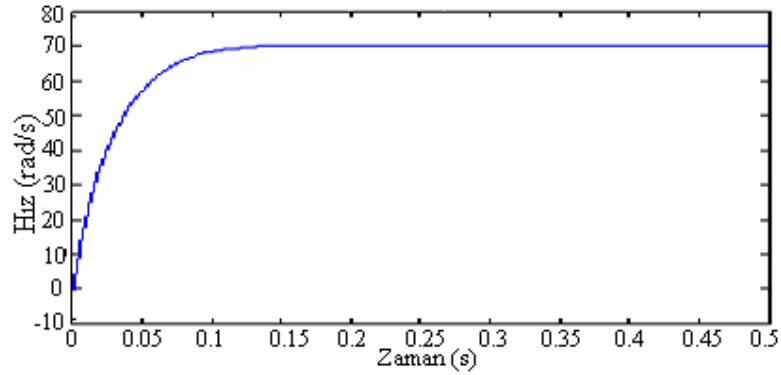
Şekil 5.23 te ifade edilen sistem, HDTC sisteminde kullanılan aynı parametre ve aynı yük koşulları altında Matlab Simulink ortamında uygulanmış ve PI kontrolörlerin ayarlamaları aşağıdaki gibi yapılmıştır.

Moment kontrolörü: $K_i=0.03$, $K_p=1$ Hız kontrolörü: $K_i=1$ $K_p=0.04$.

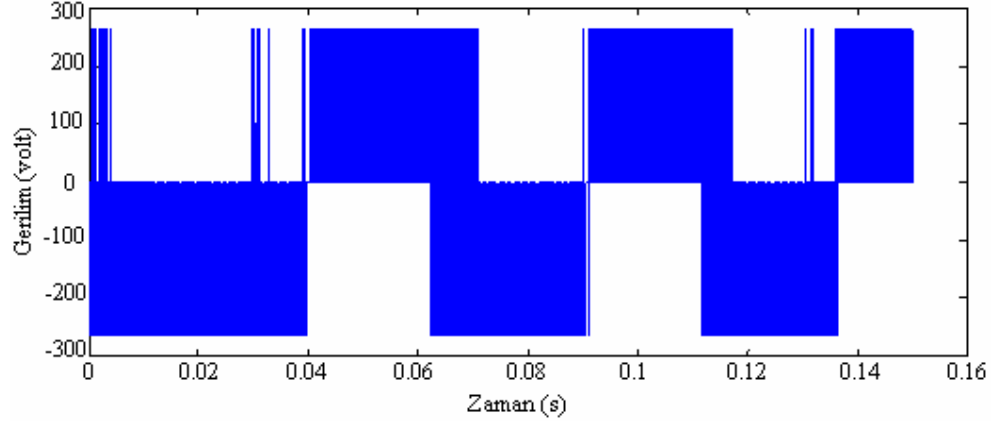
Simülasyon sonuçları Şekil (5.26) – (5.29) da verilmiştir. Şekillerin de ispat ettiği üzere, SVM DTC metodunun daha düşük akım salınımı, daha pürüzsüz bir hız şekli ve daha düşük moment salınımı sağladığı görülebilir. Bu durumun sebebi temelde SVM DTC metodunda yapılan inverter anahtarlamalarının FOC ve HDTC'ye "Şekil (5.10), (5.20), (5.28)" oranla daha unipolar olmasından ve buna ek olarak SVM metodunun uygulamasında anahtarlamaların +Vdc den -Vdc ye doğrudan geçmesinin engellenerek anahtarlama stresinin azaltılarak; bunun sonucunda DC baradaki akımın anlık geri dönmesinin engellenmesinden kaynaklanmaktadır. Fakat, buna karşılık "Şekil (5.9) , (5.19) ve (5.27)" da dinamik cevap olarak HDTC'nin SVM DTC ye göre daha hızlı cevap verdiğini göstermektedir.



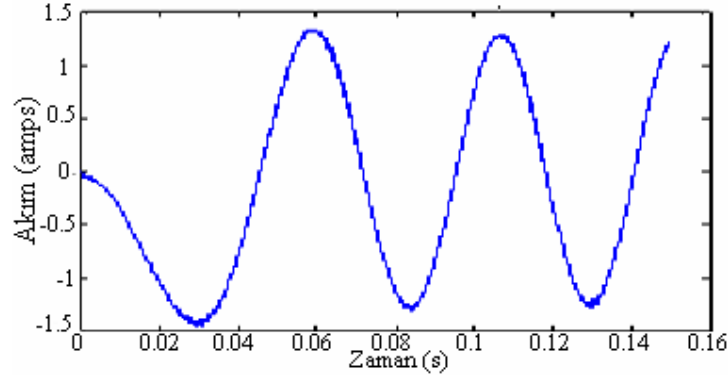
Şekil 5.26 SVM DTC moment cevabı



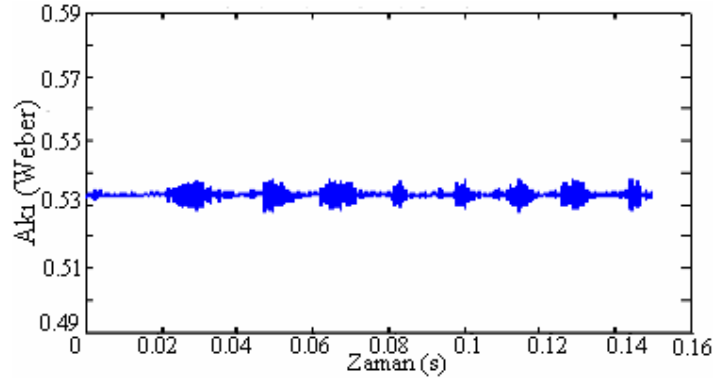
Şekil 5.27 SVM DTC rotor hızı



Şekil 5.28 SVM DTC hat gerilimi (V_{ab}) dalga şekli



Şekil 5.29 SVM DTC A fazına ait hat akımı cevabı



Şekil 5.30 SVM DTC Stator akısını cevabı

5.5 PMSM Motorda Moment Dalgalanmaları Ve Harmonik Gürültüler

PMSM sürücülerin başlıca dezavantajların birisi de mekanik titreşim ve akustik gürültüye neden olan moment dalgalanmalarıdır. Moment dalgalanmalarının hassaslığı sistemin uygulandığı yere göre değişir. Mesela, sistem pompa uygulaması için kullanılacaksa, moment dalgalanmasının hiçbir önemi yoktur. Diğer uygulamalarda moment dalgalanmalarının

miktarı kritik öneme sahiptir. Mesela metal kesme makinasının kalitesi doğrudan elde edilen momentin pürüzsüz olmasına bağlıdır (Jahns ve Soong, 1996). Bundan başka, elektrikli ve hiprit araç uygulamalarında moment dalgalanması titreşime neden olur ve gürültü üreten bir kaynağa dönüşür. Ve bu durum araç içindeki hareketli parçaları kötü etkileyebilir.

5.5.1 PMSM motordaki salınım kaynakları

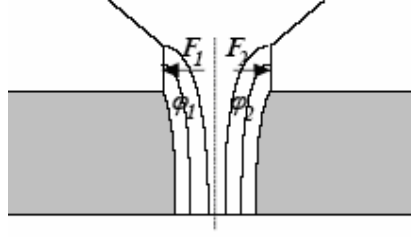
PMSM motorlardaki moment dalgalanmaları 2 farklı sebepten kaynaklanmaktadır. Bunlardan birincisi makina tasarımından dolayı makinanın doğal yapısından kaynaklanan akı harmonikleridir. Diğer ise inverter sisteminden kaynaklanan harmonikler ve EMI gürültülerdir. Bu dalgalanma kaynakları aşağıda açıklanmıştır.

Makinanın Doğal Yapısından Kaynaklanan Akı Harmonikleri

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

-Sargı harmonikleri: Oluklardaki sargıların dağılımından kaynaklanır. AC makinaların sargıları stator oluklarına yerleştirilirken, sargıların stator iç yüzeyine düzgün bir şekilde dağıtılamamasından dolayı sargı harmonikleri üretilir (Pyrhönen 1993).

-cogging moment: statorun sargı yapısından kaynaklanır. Kaçak akıyı azaltmak için statorun oluk boşlukları normal olarak ferromanyetik malzemeden yapılmaz. Bu durum oluk boşluklarında geçirgenlik farklılıklarına neden olur. Geçirgenlik büyüklüğünde ortaya çıkan bu düzensiz duruma cogging denilir. Demire giren akılar normal teğet kuvvetleri oluştururlar. Bu kuvvetler açıklığın şekline ve dişlerin doyumuna bağlıdır. Oluk açıklığının farklı taraflarındaki oluk açıklıkları ve farklı olukların açıklıklarındaki akılar tipik olarak eşit değildir. Dolayısıyla, bu kuvvetler birbirleri ile kompanze edilmezler. Motorun hesaplanan anlık momenti, akı toplamına ve geçirgenlikteki değişimlerin bileşenlerinin toplamıdır. Bu toplam değer cogging momente sebep olur. (Proca vd., 1999; Kurronen, 2003)



Şekil 5.31 Cogging momentini oluşturan oluk açıklıklarındaki hava aralığı akısı bileşenleri (Kurronen, 2003)

-Rotorun merkeze oturması: Kim(1998) ve Wang (1999) tarafında çalışılan bu konu, 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.

Yukarıdaki harmonikleri azaltmak için farklı metodlar vardır ve bunlar daha çok makine tasarımına bağlı olarak değişim göstermektedir. Genel dizayn metodlarından birisi de rotor ve statorda yapılabilen skaring (skewing) dir. Coggingi düşürmek için yapılan diğer tasarım metodları; sabit mıknatısların kaydırılması, stator dişlerinin çentilmesi, ve farklı kutup ark genişlikleri kullanmaktır (Jahns ve Soong, 1996; Li ve Slemon, 1988).

Moment dalgalanmalarını düşürmek için yapılan yapısal tasarım metodları yukarıda anlatılanlarla sınırlıdır

5.5.1.2 Inverter sisteminden kaynaklanan harmonikler ve EMI gürültüler

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

-Stator Akımı Ofsetleri Ve Ölçekleme Hataları:

Bu durumlar bazı nonlineerlikleri kapsamaktadır, mesela; 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 nonlineer hatalardır.

-EMI Gürültü

Güç elektroniği devrelerinde yüksek gerilimde ve yüksek akım altında anahtarlama yapılması olayı, elektriksel işaretler üretebilir ve bu işaretler diğer elektronik sistemleri etkileyebilir. Bu istenmeyen sinyaller elektromanyetik girişim (EMI)i artırıcı etkide bulunur. EMI ın temel sebebi, herhangi bir sistemdeki ani akım ya da gerilim değişimleridir. Buna örnek olarak yüksek frekansta anahtarlanan bir tristörü örnek olarak gösterebiliriz. Bu sinyaller uzayda radyasyon yolu ile yayılırlar veya kablolar vasıtası ile iletim yoluyla yayılırlar. Burada bizi daha çok iletim (conduction) yolu ile yayılma ilgilendirmektedir. İletim ile yayılma common-mode ve differential-mode akımları şeklinde iki parçadır. Differential-mode da iki kabloda 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.

-Gerilim Harmonikleri

Vektör kontrol, PMSM motorun hız ve momentini kontrol etmek açısından çok verimli bir metoddur. Motor girişlerine uygulanan gerilim ve akımların harmonik bileşen içermemesi; başka bir ifade ile, mükemmel bir sinüsoidal dalga şeklinde olması istenen bir durumdur. Fakat, özellikle örnekleme periyodunun $100\mu s$ den büyük olduğu durumlarda, güç inverterinden kaynaklanan harmonik bileşenler PMSM 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.

5.5.2 Kararlı hal salınımları ve kontrol algoritmalarındaki harmonikler

Sabit mıknatıslı makinalarda karşılaşılan çeşitli moment salınımları, harmonik akımlar ve gürültülerin kaynakları aşağıdaki gibi özetlenebilir (Holtz and Springob 1996,1998)

- Stator akısının dağılımındaki distorsiyon
- Stator oluk etkileri ve cogging
- Stator akımlarındaki ofsetler ve ölçekleme hataları
- Dengesiz mıknatıslanma
- Inverter anahtarlama ve EMI gürültüler

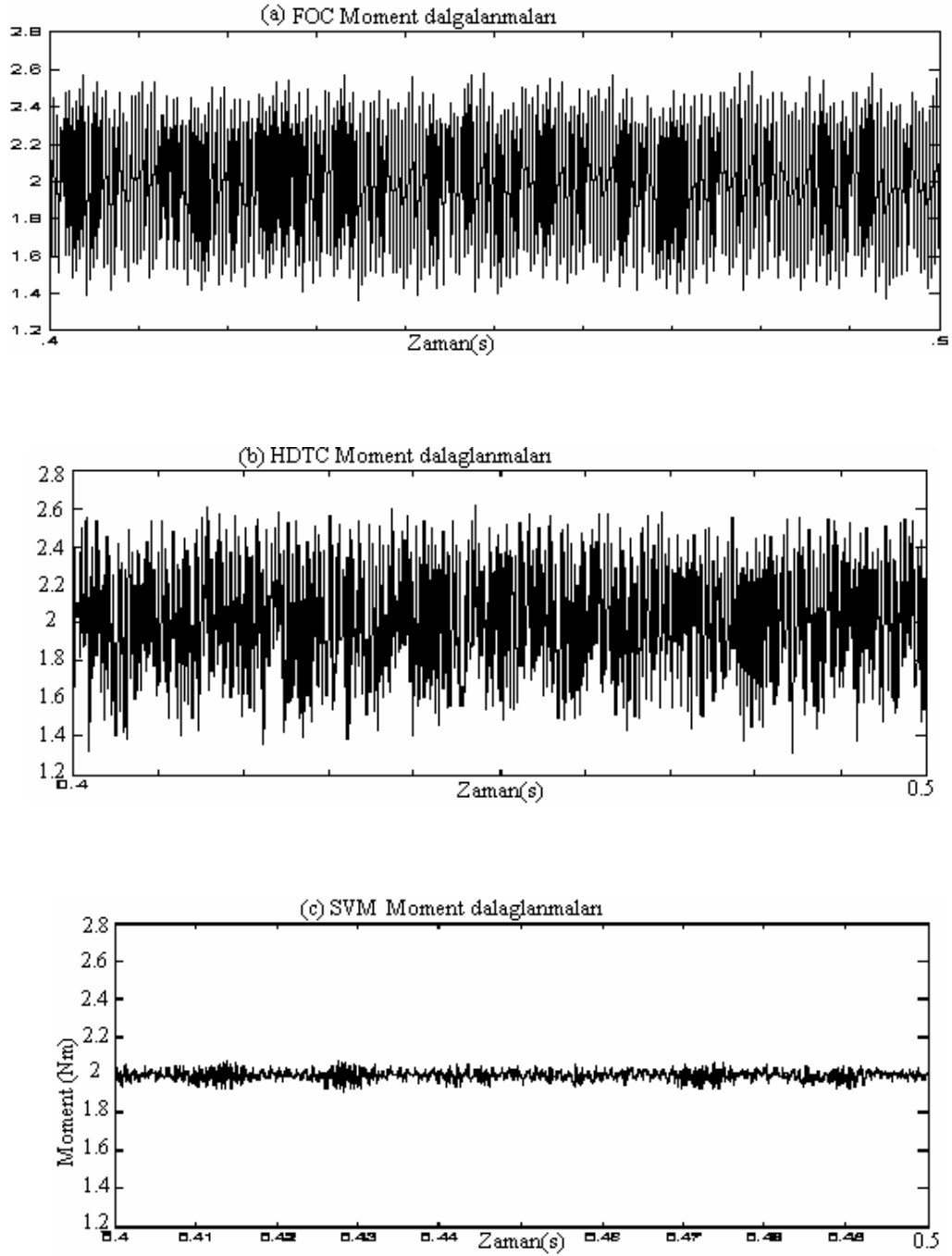
Güç inverteri beslemesinden kaynaklanan anahtarlama harmonikleri ve gerilim harmonikleri IPMSM motorlarda en önemli harmonik kaynaklarını oluştururlar. Bu bölümde aynı işletme

ve yük koşullarında gerçekleştirilen PMSM kontrol algoritmalarında (FOC, HDTC ve SVM DTC) inverter anahtarlamalarından kaynaklanan salınımlar ve harmonikler incelenecektir.

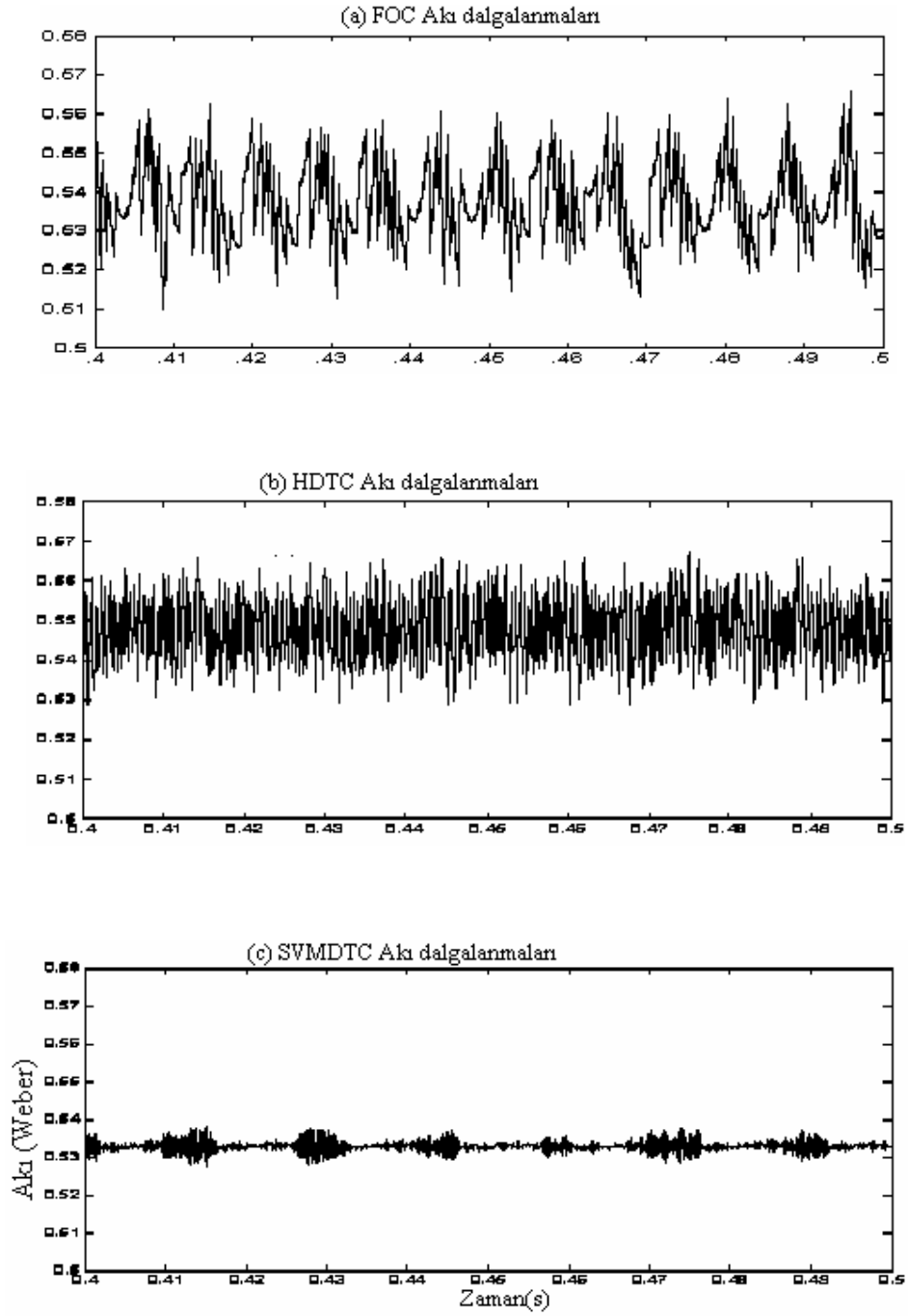
Kararlı hal şartlarındaki moment ve akı salınımları Şekil 5.32 ve Şekil 5.33 te gösterilmiştir. Hat akımları ve spektrumlarda şekil 5.34 ve şekil 5.35 te gösterilmiştir. Kararlı haldeki moment salınımları ve akı salınımları göstermektedir ki SVM DTC FOC ve HDTC ye göre daha küçük salınımlara sebep olmaktadır. Diğer taraftan HDTC de FOC ile karşılaştırıldığında daha küçük akı değişimi göstermektedir.

Hat akımlarının spektrumlarına bakıldığında, SVM DTC'nin dalga şeklinde sinüsoidale yaklaşan, daha az gürültü gücü seviyesine sahip daha iyi bir dalga şeklinde görülmektedir. FOC ve HDTC'nin hat akımları benzer spektrumları göstermesine rağmen, harmonik gürültü seviyesine göre bakıldığında HDTC'nin biraz daha iyi sonuç verdiğini söyleyebiliriz. Harmonik spektrumlarına bakıldığında, SVM DTC'nin 5. ve 7. harmoniklerden bağımsız olduğunu ve en baskın harmoniğin seviyesinin %0.2 den daha az olduğunu ve harmonik gürültülerin örnekleme frekansı civarında toplandığını söyleyebiliriz. FOC de ise 5. ve 7. harmonik seviyelerinin toplamı sırasıyla %4 ve %4.5 tir ve gürültüler geniş bir frekans aralığına dağılmış şekilde olduğu görülebilir. Aynı harmonik dağılımı HDTC'de de gözlemlenmekle birlikte, Şekil 5.35b, bu durum inverter çıkışına bağlanacak çıkış filtresinin tasarımını zorlaştırmaktadır.

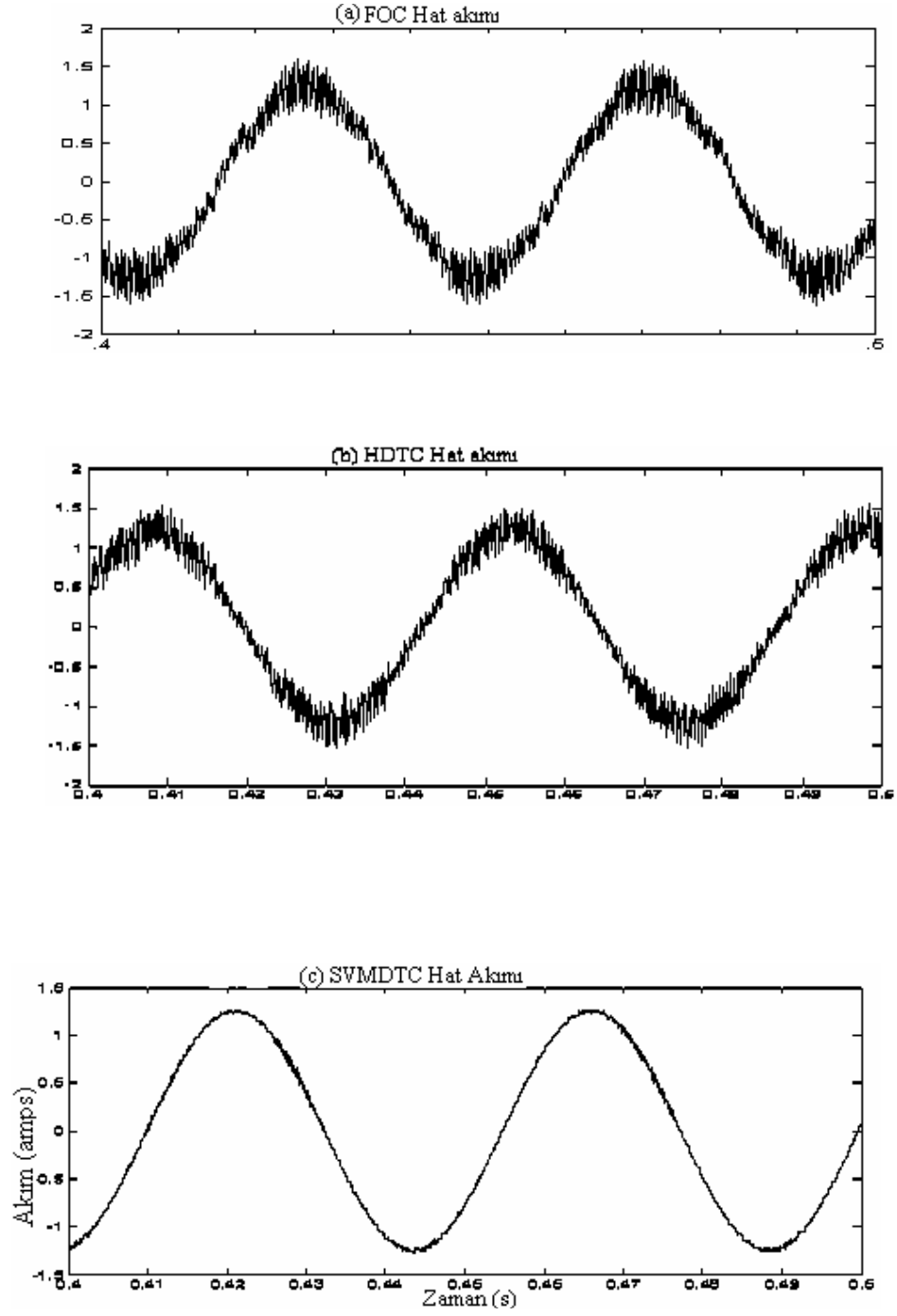
Yukarıdaki anlatımda SVM DTC daha iyi bir performans gösterdiği anlatılmasına karşın, fakat SVM DTC'nin etkin örnekleme zamanı FOC ve HDTC'ninkilere göre daha az olmasından dolayı ve bu iki metodda bir peryod boyunca sadece bir anahtarlama durumu değişikliği olmasına karşın SVM DTC'de SVM'i uygulayabilmek için aynı örnekleme zamanında altı anahtarlama gerçekleşmekte, bu durum da daha küçük etkin anahtarlama zamanı oluşturmaktadır.



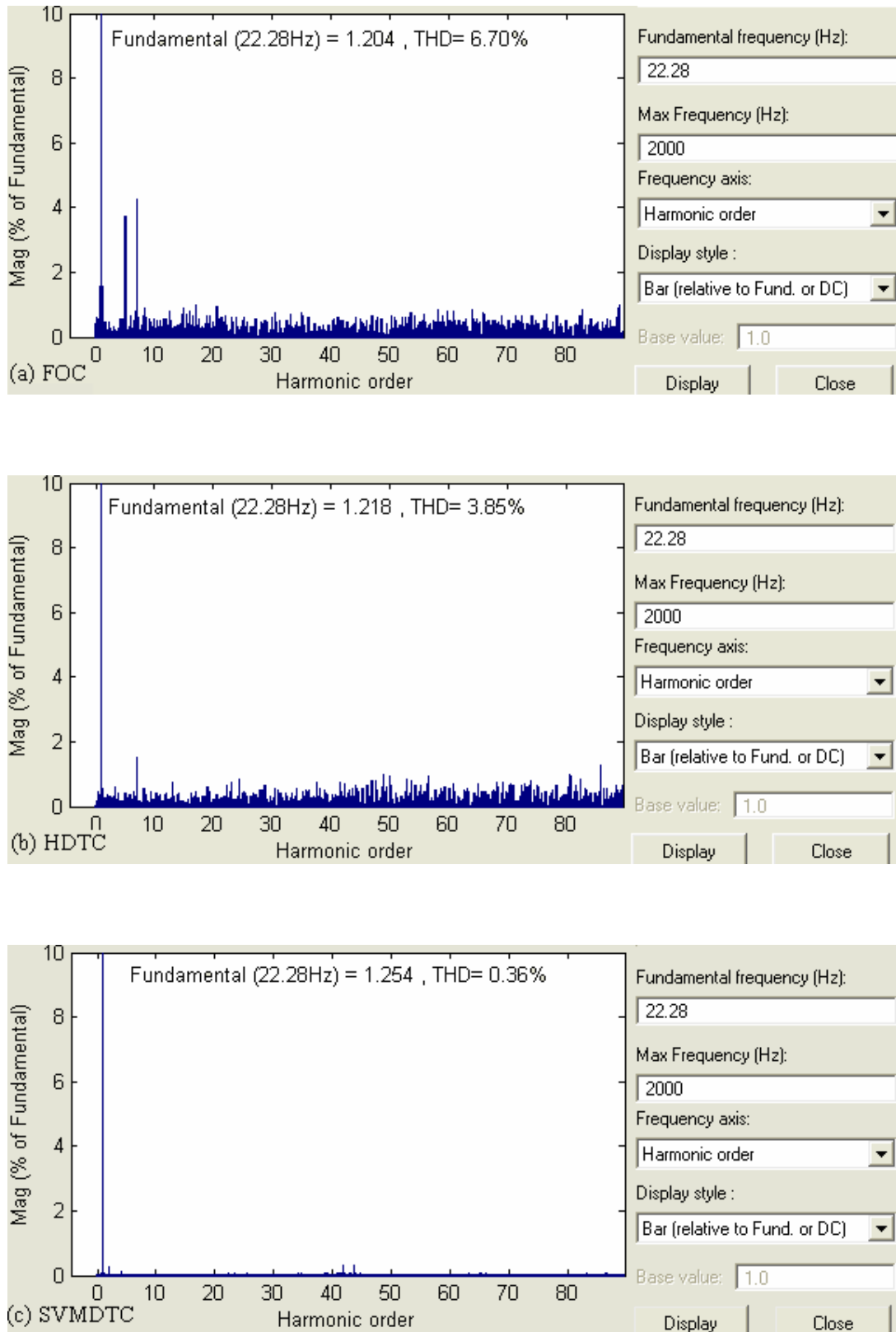
Şekil 5.32 Farklı kontrol algoritmalarında kalıcı hal moment dalgalanmaları; referans moment 2 Nm. FOC ve HDTC de kalıcı hal momenti 2.6 ile 1.3 Nm arasında dalgalanırken, 1.1 Nm lik tepeden tepeye moment dalgalanması oluşmaktadır. Diğer taraftan SVM DTC de kalıcı hal momenti 2.1 ile 1.9 arasında dalgalanırken, 0.2 Nm lik tepeden tepeye moment dalgalanması oluşturmaktadır.



Şekil 5.33 Farklı kontrol algoritmalarında kalıcı hal akı dalgalanmaları; referans akı 0.533 Weber. FOC de akı dalgalanmaları yaklaşık 0.055 Weber, HDTC de 0.04 Weber ve SVM DTC yönteminde 0.012 Weber.



Şekil 5.34 kalıcı halde A fazı akım dalga şekilleri. FOC ve HDTc de fazla dalgalanan sinüsoidal akımların olduğu görülürken, SVM DTC algoritmasında neredeyse sinüsoidal akım dalga şekli görülmektedir.



Şekil 5.35 Hat akımlarının harmonik spektrumları

HDTC, dq eksenli kontrolcülerine gerek olmaması, rotor konumunu bilmeye gerek olmaması ve hızlı moment cevabı (Zhong, vd., 1997) gibi sebeplerden dolayı FOC'ye göre daha üstün olmasına karşın, histeresis tabanlı kontrol HDTC'de yüksek akım ve yüksek moment dalgalanmalarına sebep olur. Uzak vektör modülasyonlu DTC de daha iyi sonuçlar elde edilebilir. Karmaşık bir kontrol sistemi olmasına karşın, SVM DTC, HDTC ve FOC ile karşılaştırıldığında daha az harmonik akımlarına ve daha düşük moment salınımlarına sebep olmaktadır. Ayrıca SVM DTC de aşağıdakiler kesinlikle sağlanır.

- Sabit inverter anahtarlama frekansı
- +Vdc den -Vdc ye kadar değişen DC bara gerilimine ihtiyaç olmaması
- HDTC de bölge değişimlerinden kaynaklanan bozulmalar elemine edilir.

Diğer taraftan HDTC ve FOC aşağıdaki avantajlara sahiptir.

- Hızlı dinamik cevap
- Basit kontrol algoritması
- Daha düşük hızda çalışan anahtarlarla oluşturulan inverterlerin kullanılabilmesi

Salınımları, harmonik seviyelerini ve gürültüleri etkileyen daha birçok neden göz önüne alınmalıdır; mesela

- FOC ve HDTC algoritmalarında moment, akı ve akım histeresis band genişlikleri
- Örnekleme zamanı
- DC bara gerilim seviyesi

5.5.3 Gerilim harmonikleri ve EMI bastırma

Kablo boyunca iletilen gerilim harmonikleri ve EMI'dan 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 bastıracak tarzda oluşturulur (Hideaki, 2000).

Bir makinede moment dalgalanmasını azaltmak için kullanılacak metod moment dalgalanmasını azaltacak kontrol yapılmasıdır. Bu kontrol metodlarının temel amacı, akım ve

gerilimi salınımları yok edecek tarzda akım ve gerilimin ayarlanmasıdır. İlave edilen akımın şekli belirgin bir şekilde karar verilemez (Colamartino,1999; Madani,1995). Moment dalgalanmalarını en aza indirecek en uygun akım-gerilim şekli genelde yüksek kontrol özelliklerine sahip akım kontrolörü kullanılmasını gerektirir.

Bir sonraki bölümde, moment salınımlarını ve harmonik gürültüleri azaltmak için kullanılan pasif ve aktif filtrelerin FOC ve HDTC sistemlerinde kullanımları verilecektir. Buna ek olarak en az moment salınımı ve harmonik gürültülerine neden olan yeni bir kontrol algoritması tanıtılacaktır. Diğer taraftan SVM DTC algoritması diğer sistemlere göre en iyi sonuçlar vermesine karşın, karmaşık bir sistem olduğundan daha fazla üzerinde durulmayacaktır.

6. MOMENT DALGALANMASI VE GÜRÜLTÜ AZALTMA YÖNTEMLERİ

6.1 Tanıtım

Bir önceki bölümde açıklandığı gibi, motor tasarımının çok iyi olmaması, ölçüm cihazlarından kaynaklanan kontrol sistemindeki harmonikler, anahtarlama harmonikleri ve PMSM motorlar önlenemeyen en büyük harmonik kaynağı olan güç inverteri gerilim harmonikleri gibi moment dalgalanmaları ve harmonik gürültüleri birçok sebepten kaynaklanmaktadır. Bu harmonikler birçok istenmeyen sorunlara neden olmaktadır. Sürücü uygulamalarında performansı bozan bu sorunlardan bazıları elektro manyetik girişim, moment dalgalanmaları ve bunun sonucu olarak ortaya çıkan hız dalgalanmaları, mekanik titreşimler ve akustik gürültülerdir (Holtz ve Springob, 1996). Özellikle, örnekleme zamanının 40 μ s nin üzerine çıktığında bu mahzurlar daha da artmaktadır, (Zhong, vd. 1997).

Son zamanlarda PMSM motorların inverter anahtarlamalarından kaynaklanan moment dalgalanmalarını ve harmonikleri azaltmak için farklı derecelerde başarımlar sağlanmış birçok çalışma yapılmıştır. Yılmaz vd. (2002) PWM motor sürücüleri için inverter çıkışına pasif bir filtre topolojisi önererek PMSM deki harmonikleri azaltmaya çalıştı. Bu sistem anahtarlama harmoniklerini aza indirmeyi başarırken, bir taraftan da inverterin akım sınırlarının bozulmasına yol açan giriş gerilimini şekillendirmek için inverter çıkışı ile filtre elemanları arasında dolaşan büyük miktarda akımın gezmesine neden oldu. Birçok araştırmacı (Hideaki vd., 2000; Darwin vd., 2003; Dirk vd., 2001) harmonikleri azaltmak için yük akımı üzerinde hiçbir etkisi olmayan, kaynak tarafında hat akımına harmonik ilavesi ile gerçekleştirilen aktif filtrelerin kullanılmasını önerdi. Satomi (2001) ve Jeong-seong (2001) dq kontrol sinyallerindeki harmonik bileşenleri bastırmak için yeni bir bastırma kontrol yöntemi geliştirdi. Bunun için tekrarlamalı (repetitive) kontrol ve fourier dönüşümü kullandı, fakat bu kişilerin yaptığı çalışmanın motoru besleyen inverterin yol açtığı anahtarlama harmonikleri ve gerilim harmonikleri ile ilgileri yoktu. Tan vd. (2001) ve Martin vd. (2002) gibi birçok araştırmacı da çok seviyeli inverter kullanarak moment dalgalanmasını azaltmaya ve AC sürücülerin anahtarlama frekansını sabitlemeye çalıştılar. Bu yöntem, daha düzgün bir dalga şekli, daha az distorsiyon ve klasik inverterlere daha az anahtarlama frekansı ile çalışmasına karşın, fazla miktarda anahtarlama elemanına ihtiyaç duyar ve bu topolojilerin kontrol stratejisi oldukça karışıktır. Se-Kyo vd. (1998), Darisuz vd. (2002) ve Tang vd. (2004) uzay vektör modülasyonu kullanarak moment dalgalanmalarını azaltmayı başardı ve güzel sonuçlar elde etti, fakat bu kişilerin kontrol algoritmaları kontrol için gerekli olan referans gerilim ve

seçilen vektörlerin anahtarlama zamanlarını tespit etmek için karmaşık matematiksel hesaplamalar gerektirmekteydi. Holtz ve Springob (1996,1998) moment dalgalanmasını kompanze eden (self-commissioning) ve adaptif bir kontrol sistemi önerdi. Luukko (2000), vektör seçme algoritmasına sıfır anahtarlama vektörleri (V_0 , V_7) ilave ederek yeni bir yöntem geliştirdi. Fakat moment dalgalanmaları ve harmonik seviyelerinde kayda değer hiçbir gelişme sağlanamadı.

Aşağıdaki bölümlerde PMSM motorlarda moment dalgalanmalarını ve harmonik gürültüleri azaltmak için üç farklı yöntem önerilmiştir. Bu metotlardan birincisi pasif filtre topolojisine dayalıdır. Bu metoda yüksek frekanslı harmonik gürültülerin etkilerini önlerken, alçak ve orta frekansları da zayıflattı. Bu topoloji FOC ve HDTC yöntemlerine uygulanmıştır. İkinci metoda bağlı LC filtrelerle kasket bağlı seri aktif filtre topolojisinden oluşmaktadır. Bu yöntem de FOC ve HDTC yöntemlerine uygulanmıştır. Üçüncü önerilen metotta ise doğrudan moment kontrolü yöntemine yeni bir kontrol algoritması uygulanmıştır.

6.2 Metod 1: Bileşik Pasif Filtre Topolojisi

Histeresis kontrolörlerle gerçekleştirilen vektör kontrol yöntemleri, FOC ve HDTC, sabit mıknatıslı senkron motor PMSM in hızını ve momentini ayarlayabilmek için basit bir kontrol yöntemidir. Motor uçlarına uygulanan gerilim ve akımların harmonik gürültüler içermemesi, diğer bir deyişle mükemmel bir sinüs olması istenir. Fakat değişken anahtarlama frekansı ve geniş bir aralıkta değişen harmonikler ve yüksek akım dalgalanmaları yukarıda açıklanan farklı etkilerden dolayı motor sargılarında mevcuttur. Bu durum pasif filtrelerin oldukça dikkatli bir şekilde tasarlanmasını gerektirir.

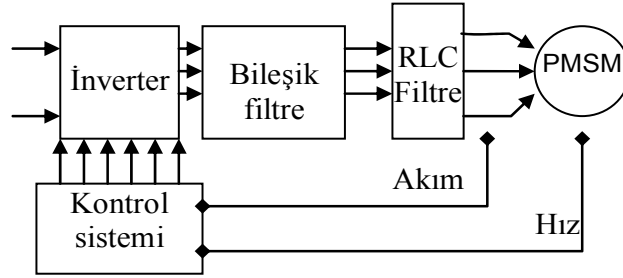
AC makinelerde Yüksek gerilimde yapılan anahtarlama yollarının yol açtığı yan etkileri bastırmak için çıkış katına birçok pasif filtre önerilmiştir (Erik, 1992; Annette vd., 1997a, 1997b; Tsai, 2002; Hirofumi, 2004). Annette (1997a,1997b) Motor girişindeki aşırı gerilimi ve inverter beslemeli AC motorun dv/dt yi düşürmek için filtreleme teknikleri üzerinde çalışmışlardır. Bu çalışmalar motor girişine paralel bağlanan birinci dereceden filtre ile problemlerin kayda değer biçimde azaldığı görülmüştür. Fakat şekillerden görüleceği üzere motor gerilimi şekillendirilmemiştir ve motor dalgalanmaları ve harmonik seviyeleri üzerinde durulmamıştır. Tsai (2002) uzun kabloların yol açtığı etkileri bastırmak için düşük güç kayıplı basit bir filtreleme yapısı önermiştir. Fakat burada sağlanan gerilim de dalgalanmalarla doludur, harmonikler ve yüksek moment dalgalanması beklenmektedir. Hirofumi(2004) yüksek gerilim şaft gerilimini ve toprak kaçak akımlarını yok etmek için pasif bir elektromanyetik girişim filtresi önermiştir. Bu filtre ortak mode filtre ile RL devresinin paralel bağlanıp, bu

kasket bağlantının motor uçlarına seri bağlanması ve RC kombinasyonun da motorun nötrü ile kaynağın DC barası arasına bağlanması ile elde edilir. Bu yöntem moment dalgalanmalarını ve harmonik akımlarını hiç göz önüne almamıştır, ayrıca, motorun nötr noktasına ulaşmayı gerektirir. Fakat Yılmaz vd. (2002) tarafından yapılan bir deneme gerilim harmoniklerini bastırmayı başarmıştır.

Bu bölümde akım histeresis kontrolörlü inverter ile birlikte kullanılan, FOC ve HDTC ile kontrol edilen PMSM motorun moment dalgalanmalarını ve harmonik gürültüleri azaltmak için bir pasif filtre topolojisi önerilmiştir.

6.2.1 Önerilen Pasif Filtre Topolojisi

Şekil 6.1'deki diyagram PMSM sürücü ile birlikte kullanılan kontrol sistemi için önerilen filtre topolojisinin temel yapısını göstermektedir. Bu filtre RLC alçak geçiren bir filtre ile kasket bağlı bileşik dağılıcı bir filtreden oluşmaktadır. Buradaki bileşik filtre iki adet frekans ayarlama noktasına sahiptir. Bu noktalardan biri inverter anahtarlama frekansı ve diğeri seçilen ortalama frekanstır.



Şekil 6.1 PMSM sürücü sistemi için önerilen filtre sisteminin blok diyagramı

6.2.1.1 Bileşik Trap Filtre

Şekil 6.2 önerilen bileşik trap filtreyi göstermektedir. Bu filtre temel olarak üç geçişe sahiptir. Bunlardan birisi R_2 ve L_2 boyunca alçak frekans geçişi ve bir diğeri ise C_2 ve R_1 boyunca yüksek frekans geçişi ve sonuncusu ise toprağa doğru C_1 , L_1 ve R_1 boyunca ortalama frekans geçiştir.

ω_0 gibi bir işletme frekansında, alçak geçiren kol düşük frekans yolunu oluşturur. Aynı zamanda yüksek frekans bileşenleri için yüksek empedans gösterir ve yüksek frekansların C_2 üzerinden toprağa geçmesini sağlar. Ortalama frekans bileşenlerinin bir kısmı düşük geçiren koldan kendi yollarını bulurlar. Bu frekanslar L_1 - C_1 kolundaki rezonansın ayarlanması ile absorbe edilerek aşağıdaki gibi istenen ortalama frekansta

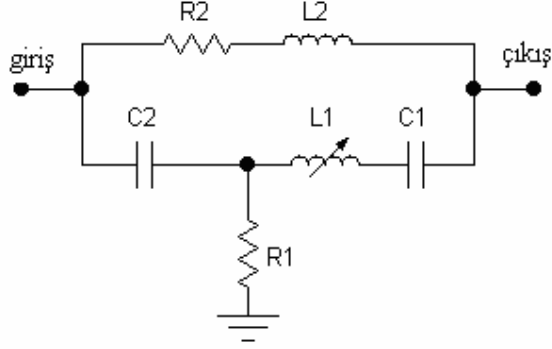
$$\omega_o < \omega_{av} < \omega_{sw}$$

Burada

ω_o ; işletme frekansı

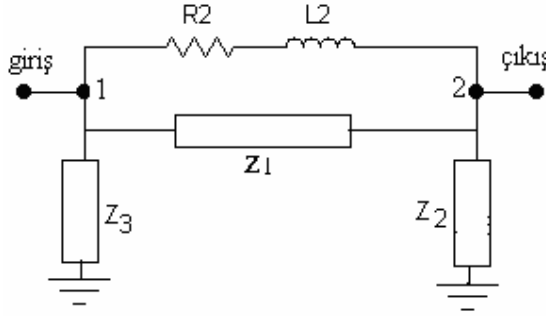
$\omega_{av} = 1 / \sqrt{L_1 C_1}$: seçilen ortalama frekans

ω_{sw} : $1/(2T_s)$ ile hesaplanan inverter anahtarlama frekansı; T_s örnekleme zamanı



Şekil 6.2 Teklif edilen bileşik trap filtre

Bileşik Trap Filtrenin yapısı, bu filtrenin Şekil 6.3 te gösterilen Π eşdeğer devresindeki empedanslar yardımı ile çalışması anlaşılabilir.



Şekil 6.3 Bileşik Trap Filtrenin Eşdeğer Π devresi

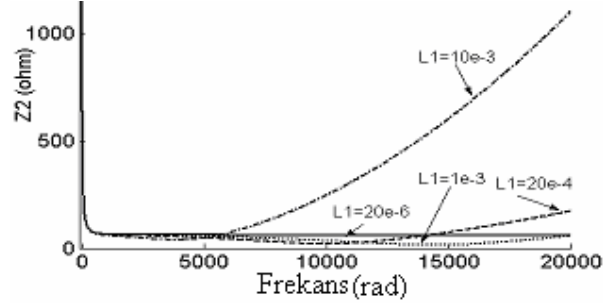
Şekil 6.3 te Z_1 , Z_2 ve Z_3 empedansları aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$Z_1 = \frac{\omega L_1 - 1/\omega C_1}{\omega R_1 C_2} + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_2}\right) \quad (6.1)$$

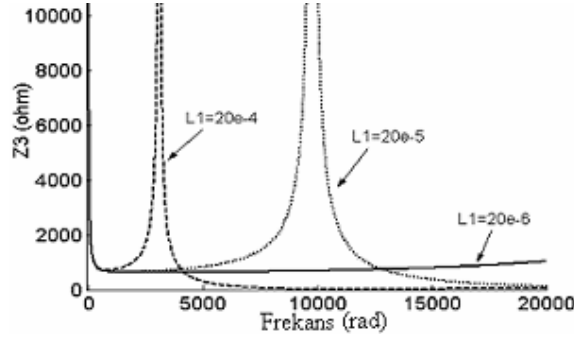
$$Z_2 = R_1 - R_1 C_2 \omega \left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}\right) \quad (6.2)$$

$$Z_3 = R_1 - \frac{R_1}{\omega^2 L_1 C_2 - C_2 / C_1} - j \frac{1}{\omega C_2} \quad (6.3)$$

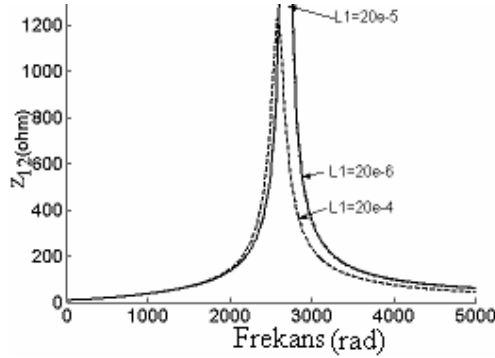
Şekil 6.4, 6.5 ve 6.6, Z_2 , Z_3 ve Z_{12} empedanslarının frekans-büyüklik karakteristiğini sırasıyla göstermektedir. Z_{12} ; 1. nokta ile 2. nokta arasındaki eşdeğer empedans olup Şekil 6.3 te gösterilmiştir.



Şekil 6.4 $C_1=52.0e-6$ F ve farklı L_1 değerleri için Z_2 karakteristiği



Şekil 6.5 $C_1=52.0e-6$ F ve farklı L_1 değerleri için Z_3 karakteristiği



Şekil 6.6 $C_1=52.0e-6$ F ve farklı L_1 değerleri için Z_{12} karakteristiği

Eşitlik (6.1) ile (6.3)'den anlaşılabileceği ve Şekil 6.4 ile Şekil 6.5'den de görüleceği üzere Z_2 ve Z_3 'ün L_1 in küçük değerlerinde kapasitif davranış göstereceği açıktır. Dolayısıyla eğer L_1 değeri $L_1 < 1e-5$ H olacak şekilde küçük tutulursa, yüksek frekanslı akım bileşenleri bileşik trap filtre ile emniyete alınmış olur.

Diğer taraftan Şekil 6.6 da gösterilen Z_{12} karakteristiği, ortalama frekanslarda Z_{12} empedansının yüksek olduğunu ve yüksek frekanslarda ise Z_{12} empedansının düşük olduğunu

göstermektedir. Dolayısıyla Z_{12} ortalama akım bileşenlerini emniyete alarak durdurulmasını sağlar. Z_{12} empedansının büyüklüğü sabit C_1 değerinde L_1 değerini değiştirmekle ayarlanabilir. Ayrıca C_1 değerinin sabit L_1 değerinde değiştirilmesi ile ortalama frekans aralığı etkin bir şekilde değiştirilebilir. Dolayısıyla uygun L_1 ve C_1 değerlerinin ayarlanması ile istenen ortalama frekans aralığı seçilebilir.

6.2.1.2 RLC Filtresi

Şekil 6.7 önerilen RLC filtreyi göstermektedir. Bu filtre motor girişlerindeki hat-hat gerilimin de oluşan yüksek dv/dt oranını düşürmek için kullanılır. (Annette, vd., 1997; TAMU, 1996; Zverev, 1967). Bu devrenin transfer fonksiyonu aşağıda verilmiştir.

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{R_3 C_3 s + 1}{C_3 L_3 s^2 + (r_3 + R_3) C_3 s + 1} \quad (6.4)$$

Sönüm cevabı üzerinde sonuç elde etmek için, filtre dirençleri aşağıdaki şekilde seçilir.

$$(R_3 + r_3) > \sqrt{\frac{4L_3}{C_3}} \quad (6.5)$$

ω_c kesme frekansı aşağıdaki gibi verilir.

$$\omega_c = 1/\sqrt{L_3 C_3} \quad (6.6)$$

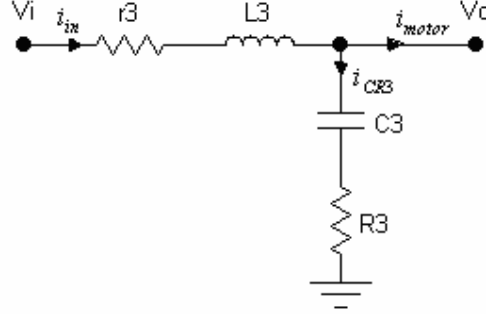
Rezistif kayıpları azaltmak için seri direnç R_3 normalde küçük değerli olarak seçilirken paralel direnç R_3 , filtre tarafından çekilen akımı sınırlamak için yeterince büyük değerli seçilir. Bu akım yüzde ile motor akımına bağlı olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$i_{CR3} = \frac{z_{PMSM}}{z_{PMSM} + \sqrt{R_3^2 + (1/sC_3)^2}} i_{in} \quad (6.7)$$

Burada , Z_{PMSM} PMSM motorun giriş empedansdır.

Seçilen kesme frekansında bu akım motor tarafından çekilen i_{motor} akımı ile karşılaştırıldığında büyük bir değer olmalıdır. İşletme frekansında ise bu akım i_{motor} akımı ile karşılaştırıldığında çok küçük bir değer olmalıdır. RLC parametrelerinin seçiminde üzerinde durulması gereken bir diğer nokta ise; filtre endüktanslarının hat frekansında esasında kısa devre olması ve kapasitelerin ise açık devre olmasıdır. EMI gürültü frekanslarında ise esasında endüktanslar açık devre olması ve kapasitelerin kısa devre olmasıdır. Bu şekilde önemli miktarda EMI gürültüleri filtre dirençleri üzerinden toprağa geçer. Bu durum filtrenin

seri kolunda frekansa bağılı olarak gerilim düşümü sağlanmış olur, böylece motoru besleyen gerilim dalga şeklinde düzeltme yapılabilir.



Şekil 6.7 RLC trap bileşik filtreye kaskat bağlı RLC filtresi

Önerilen pasif filtre topolojisinin performansını değerlendirmek için, bu topoloji Matlab-Simulink ile FOC ve HDTC algoritmalarına uygulanmıştır. Bundan sonra devam eden alt başlıklar alınan sonuçları göstermektedir.

6.2.2 FOC’de Pasif Filtre Kullanılarak Moment Dalgalanması ve Gürültülerin Azaltılması

FOC algoritmalarında histeresis akım kontrolörleri genel olarak motor akımlarını kontrol etmek için kullanılırlar. Bu şekilde gerçekleştirilen histeresis akım kontrollü inverterlerde örnekleme zaman aralığındaki hat akımı hatası yüksek olduğu zaman, seçilen histeresis bandında hat akımları daha fazla küçük kalmaz. Bu yüzden de dalgalanmalarla ve harmoniklerle dolu olur ve bunlar momentte dalgalanmalara ve mekanik titreşimlere sebep olur. Buna ek olarak, bu inverterlerin anahtarlama frekansı sabit değildir. Dolayısıyla filtre dizaynı geniş bir çalışma frekansında çalışacak şekilde seçilmesi gerekir. Bu yüzden, bu çalışmada, her örnekleme zamanı aralığında akım hatasını azaltarak anahtarlama frekansını etkileyen ve motor girişlerine yarı sinüsoidal gerilim sağlayan bir deneme yapılmıştır. Şekil 6.1’de, önerilen filtre topolojisi verilmiş olup, inverter anahtarlama stresini azaltarak anahtarlama frekansını etkiler.

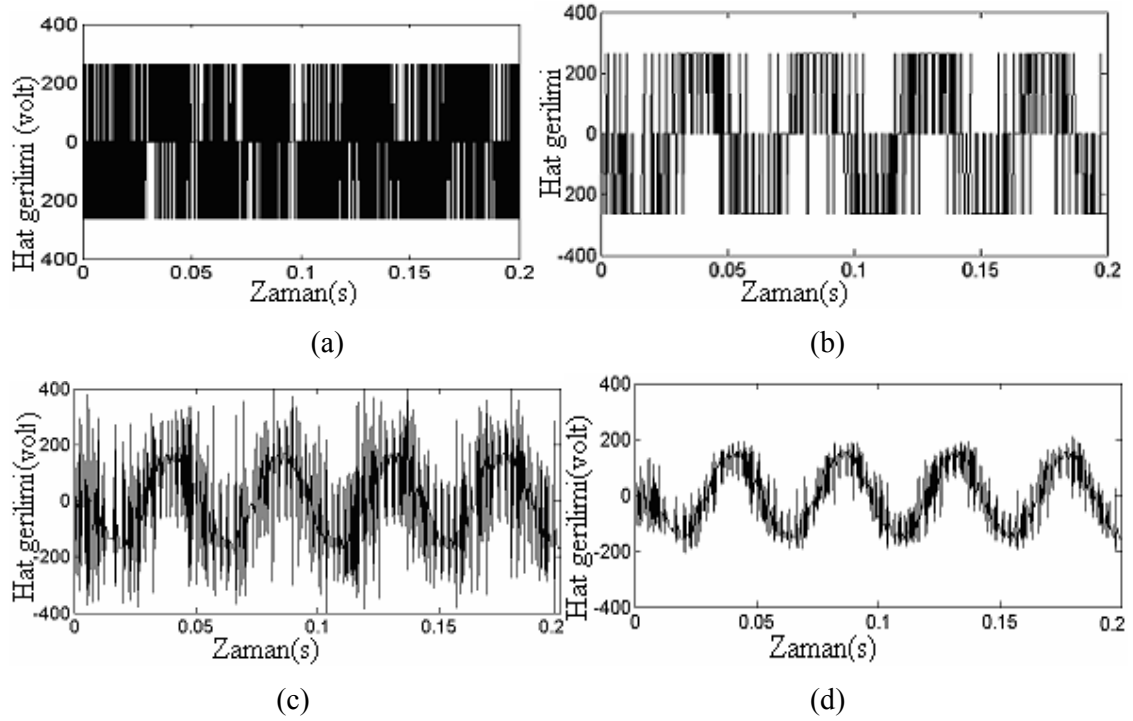
Bu şekilde motor d-q referans ekseninde rotor hızı ve faz akımları ölçülen rotor alan yönlendirmeli kontrol prensibine göre modellenmiştir. Sürücü ideal inverter olarak seçilmiştir.

6.2.2.1 Simülasyon ve Sonuçları

Önerilen filtre topolojisini FOC algoritması ile birlikte performansını simüle etmek üzere MATLAB / Simulink kullanıldı PMSM motor yıldız bağlı, toprak geri dönüşlüdür. Temel hız

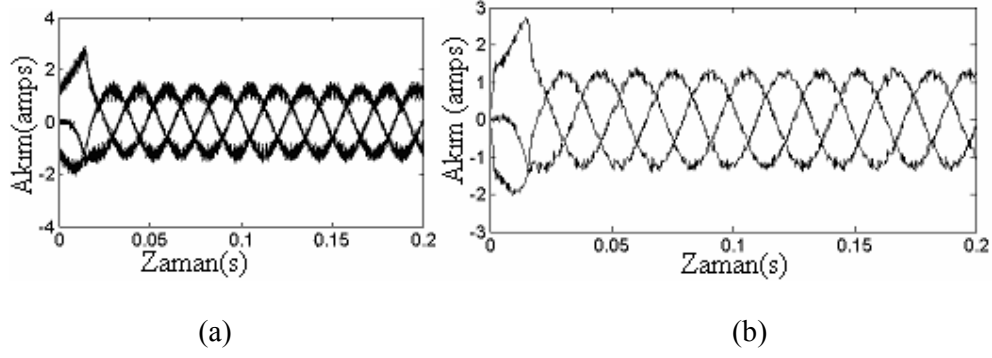
koşullarında çalışma durumunda, hız kontrolü stator akım bileşeni i_{sd} yi sıfır yapmaya zorlanarak elde edilmiş ve bu esnada motor akımının i_{sq} bileşenini motor momenti doğrudan T_e ile orantılı olacak şekilde kontrolü sağlanmıştır. Motor parametreleri Ek 1`de verilmiş olup, pasif filtre parametreleri ise Ek 2`de verilmiştir.

100µs lik örnekleme zamanında elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 6.8 ila Şekil 6.13. Şekil 6.8-a da kısmi olarak gösterilmiş olup, bunlar önerilen filtre topolojisinin uygulanmadığı zamanda elde edilen motor hat gerilimi V_{ab} `yi göstermektedir. Filtre topolojisi bağlandığı zaman, Şekil 6.8-b`de görüldüğü gibi anahtarlama frekansı Şekil 6.8-a`ya göre azalmıştır. Motor girişlerine uygulanan hat gerilimleri sinüsoidale yaklaşmış olup, gözlemlenebileceği üzere bileşik filtre çıkışındaki Şekil 6.8-c deki ve motor girişindeki Şekil 6.8-d deki dalga şekilleri değişmiştir. Daha iyi dalga şekilleri seri endüktansın (L_3) değerini artırarak ve r_3 direncinin değerini azaltarak elde edilebilir. Fakat böyle bir yaklaşım filtrenin maliyetini ve boyutlarını artıracaktır. Dolayısıyla uygun endüktans değeri bazı kayıplar göz önüne alınarak kabul edilebilir bir harmonik distorsiyon sağlayacak şekilde seçilebilir.



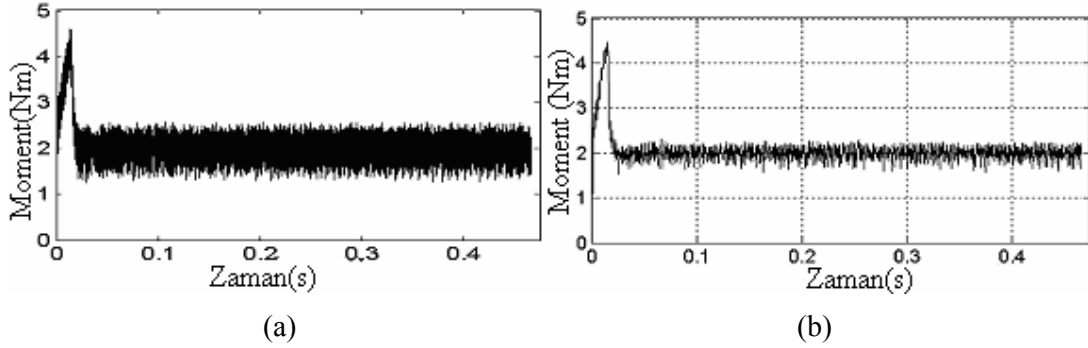
Şekil 6.8 Motor hat gerilimi: (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra inverterin uçları (c) bileşik filtre çıkışında (d) motorun uçları

Şekil 6.9`da, filtre uygulandıktan sonra daha düzgün dalga şekilleri elde edilmiş olup, motor hat akımları gürültü ve harmonik bileşenlerde ciddi bir azalma göstermektedir.

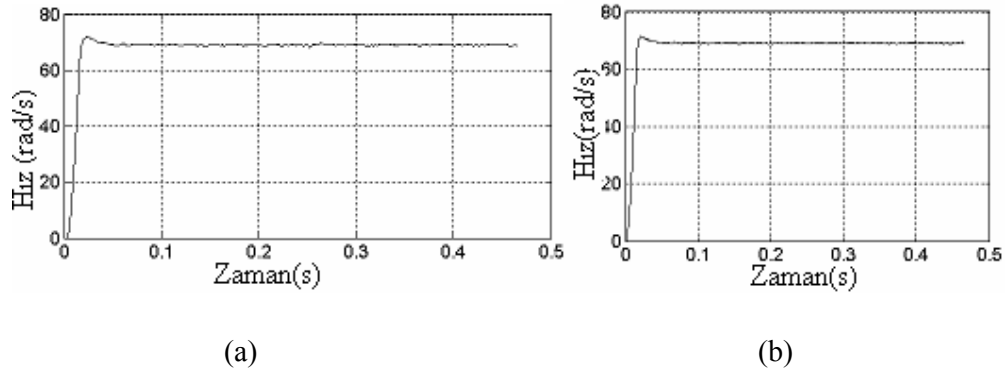


Şekil 6.9 Motor hat akımları: (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra

Şekil 6.10'daki moment cevabı moment dalgalanmalarında ciddi bir azalmanın (1.4 Nm'den 0.4 Nm'ye düşmüş) olduğunu göstermektedir. Bu durum aynı zamanda motor mekaniksel titreşimlerinin azalmasına ve akustik gürültülerin azalmasına da sebep olur. Hız cevabı Şekil 6.11'de verilmiş olup, sonuçlar filtre topolojisi uygulandıktan sonra elde edilen hız cevabının, uygulanmadığı zaman elde edilen hız cevabı kadar düzgün olduğu görülmektedir.



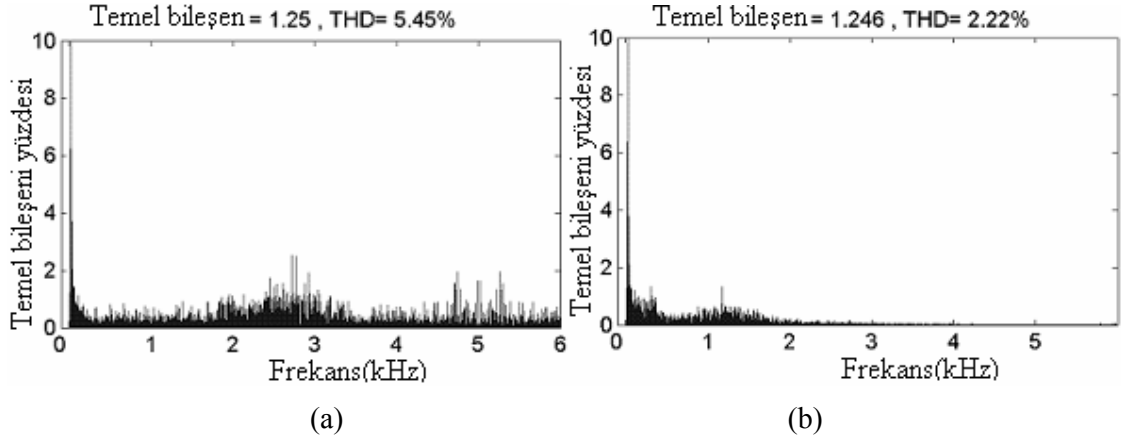
Şekil 6.10 Motor momenti: (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra



Şekil 6.11 Rotor hızı: (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra

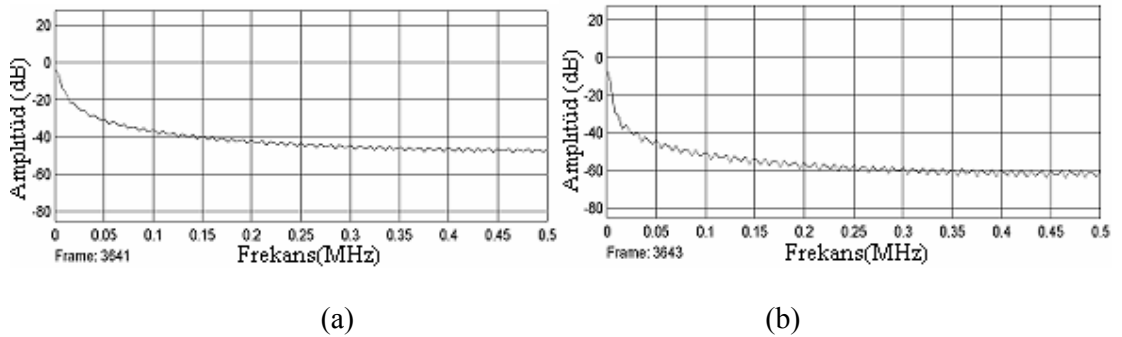
Topoloji uygulanmadan önce ve sonra elde edilen hat akımı harmonikleri ve EMI gürültüler Şekil 6.12 ile Şekil 6.13. de gösterilmiştir

Şekil 6.12-a da filtre bağlanmadığı zaman elde edilen hat akımı spektrumu görülmektedir. Burada harmonik akımlarının $\sim 6\%$ 'lık bir THD ile baskın harmonikler arasında dağılmış olduğunu ve 2.5-3.5 kHz aralığında yoğunlaştığını görebiliriz. Filtre topolojisi bağlandıktan sonra, THD etkin bir şekilde $\% 2.3$ ten daha az bir değere inmiş ve baskın harmonikler alçak frekans (2 kHz den az)'larda yoğunlaştığını görebiliriz. Burada yüksek frekans aralığının nerede ise parazitik harmoniklerden arındırılmış olduğunu da Şekil 6.12-b'de görebiliriz.



Şekil 6.12 A-fazı akım spektrumu: (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra

Şekil 6.13-a'da gösterilen filtre topolojisi uygulanmadan önce elde edilen EMI gürültü seviyesinin işletme frekansında ~ -3 dB, gürültü seviyesinde ~ -10 dB , çalışma frekansında ~ -3 dB , anahtarlama frekansında (5KHz) ~ -10 dB, ve daha yüksek frekanslarda (0.2 MHz. den daha fazla) ~ -44 dB olduğu görülmektedir. Filtre bağlandığında, EMI gürültü seviyesi, işletme frekansında ~ -8 dB civarına düşmüş, anahtarlama frekansında ~ -20 dB ve çok yüksek frekanslarda ~ -60 dB civarında olduğu Şekil 6.13-b'de görülebilir.

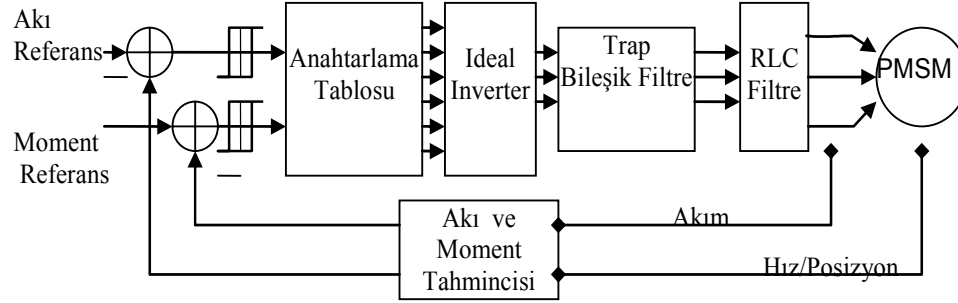


Şekil 6.13 EMI gürültü seviyesi (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra

6.2.3 Pasif Filtre ile Gerçekleştirilen HDTC'de Moment Dalgalanmalarının ve Gürültülerin Azaltılması

Sabit mıknatıslı senkron motorların histeresis doğrudan moment kontrolü, stator akısının doğrudan kontrol edilmesini ve üretilen elektromanyetik momentin motoru besleyen invertere en uygun anahtarlama vektörlerinin sağlanması ile sağlanır. Rotor alan yönlendirmeli kontrol ile karşılaştırıldığında HDTC'nin dq eksenleri akım kontrolörlerinin olmaması, hızlı moment cevabı ve dönüşüm için gerekli olan rotor konumuna gerek kalmaması gibi avantajlara sahip olmasına karşın, bunun yanında güç inverterinin yol açtığı yüksek anahtarlama harmonikleri ve gerilim harmonikleri gibi birçok dezavantajları da mevcuttur.

Şekil 6.14, PMSM motorun önerilen pasif filtre topolojisi ile birlikte kullanıldığında elde edilen temel HDTC yapına ait blok diyagramı göstermektedir. Şekil 6.14 deki anahtarlama çizelgesi Çizelge 5.2 de gösterilen anahtarlama çizelgesi ile aynıdır. Bu şekilde, inverterin anahtarlama, çıkışlardaki histeresis kontrolörlerin güncellenerek durum değiştirme koşulunda gerçekleşir. Bunun sonucunda değişken anahtarlama frekansı ve bunun sonucunda da geniş bir aralıkta değişen ve yüksek miktarda akım dalgalanmaları oluşur.



Şekil 6.14 Önerilen pasif filtrenin kullanıldığı HDTC'li PMSM kontrol devresinin temel yapısı

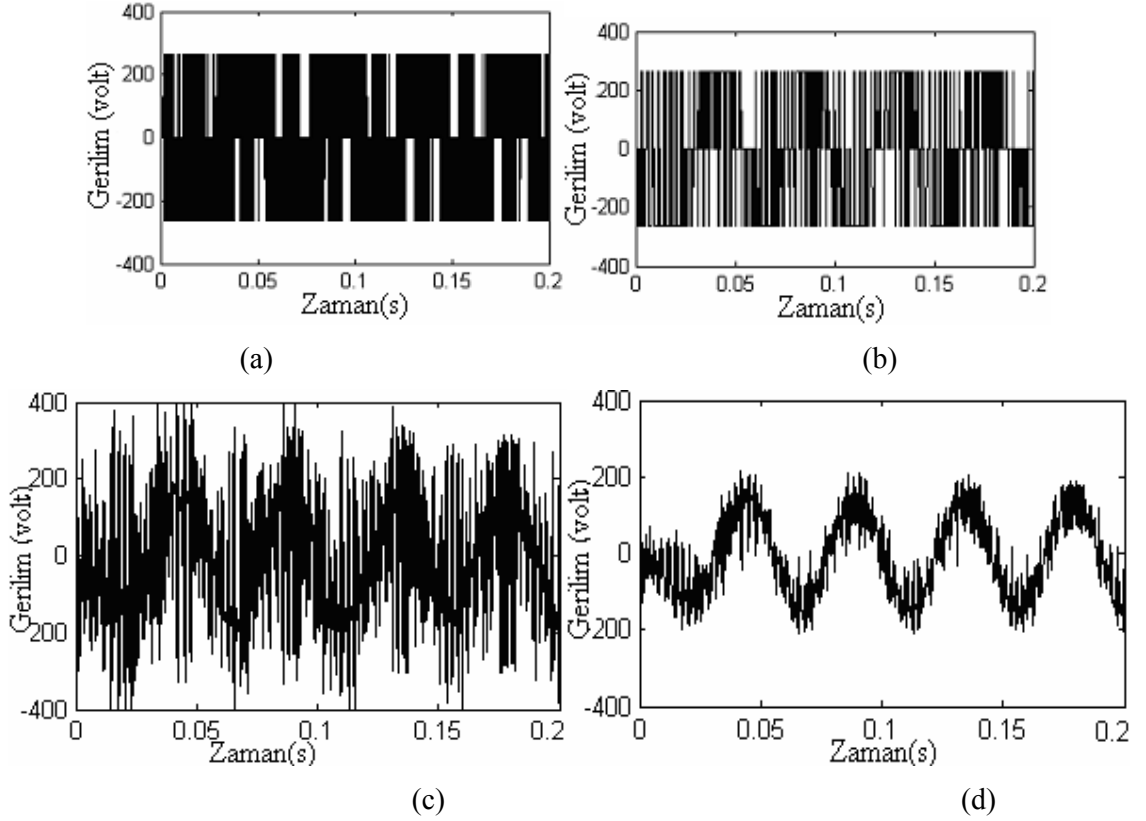
6.2.3.1 Simülasyonlar ve Sonuçları

Önerilen pasif filtre topolojisinin HDTC' deki performansını simüle edebilmek için Matlab/Simulink kullanıldı.

Nominal hız koşulu altında, hız kontrolü bir PI kontrolör ile $K_i = 2.0$ ve $K_p = 0.045$ olacak şekilde sağlandı. Akı referansı Ψ_F^* 'e eşit olacak şekilde seçildi. Moment ve akı histeresis kontrolörlerindeki histeresis band genişlikleri 0.01 olarak belirlendi. Motor toprak geri dönüşlü yıldız bağlıdır ve parametreleri Ek 1'de verilmiştir. Pasif filtre parametreleri ise Ek 2'de verilmiştir.

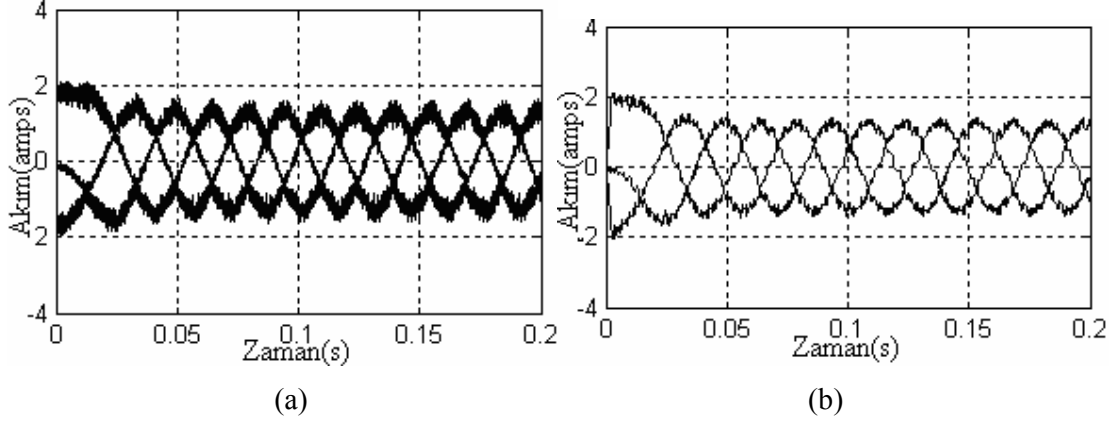
100µs örnekleme zamanı ile gerçekleştirilen simülasyon sonuçları Şekil 6.15 ila Şekil 6.20.

Şekil 6.15-a da kısmi olarak gösterilmiştir. Bu sonuçlar motor hat gerilimi V_{ab} 'nin önerilen filtre topoloji kullanılmadığında elde edilen sonuçlarını göstermektedir. Filtre topolojisi bağlandığında, anahtarlama frekansı bir önceki Şekil 6.15-a dakine göre Şekil 6.15-b de görüldüğü gibi azalmıştır. Motor girişlerine uygulanan hat gerilimleri sinüsoidal dalga şekline yaklaştırmış olup, bileşik filtre çıkışındaki dalga şeklinin değişim Şekil 6.15-c ve motor girişindeki değişim Şekil 6.15-d gözlemlenebilir. Daha iyi dalga şekilleri daha önce de söz edildiği üzere seri endüktans L_3 'ün değerini artırarak ve r_3 direncinin değerini azaltarak elde edilebilir.



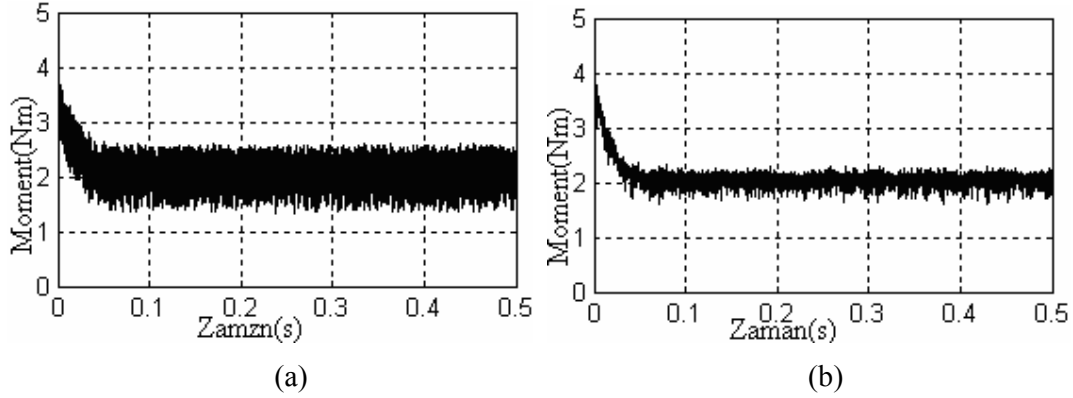
Şekil 6.15 Motor hat gerilimleri (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra inverter çıkışlarındaki gerilim (c) bileşik filtre çıkış gerilimi (d) motor girişlerinde RLC filtrenin çıkışından elde edilen gerilim

Topoloji uygulanmadan ve uygulandıktan sonraki motor performansları Şekil 6.16 ila Şekil 6.19 gösterilmiştir. Şekil 6.16 da filtre topoloji uygulandıktan sonra motor hat akımları gürültü ve harmonik bileşenlerde ciddi miktarlarda azalma olduğunu ve daha düzgün bir akım şekli elde edildiğini göstermektedir.

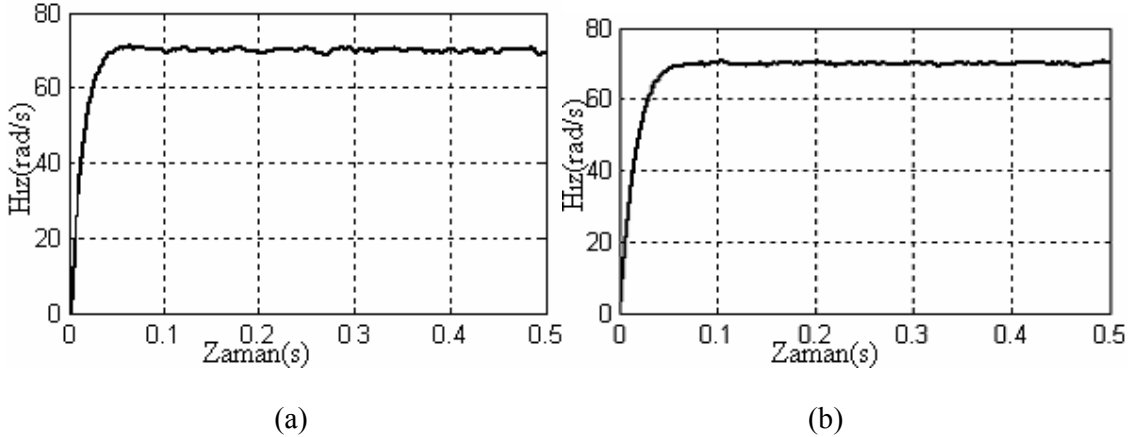


Şekil 6.16 Motor hat akımları (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra

Şekil 6.17'deki moment cevabı moment dalgalanmalarında topoloji uygulandıktan sonra ciddi bir düşüş olduğunu (1.4 Nm'den 0.6 Nm'ye düşmüş) göstermektedir. Bu şekilde motor mekanik titreşiminin ve akustik gürültülerinin de düşeceği söylenebilir. Şekil 6.18'deki hız cevabı pasif filtre topolojisi uygulandıktan sonraki hafif değişimi göstermektedir.



Şekil 6.17 Motor momenti: (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra (yük momenti: 2 Nm)

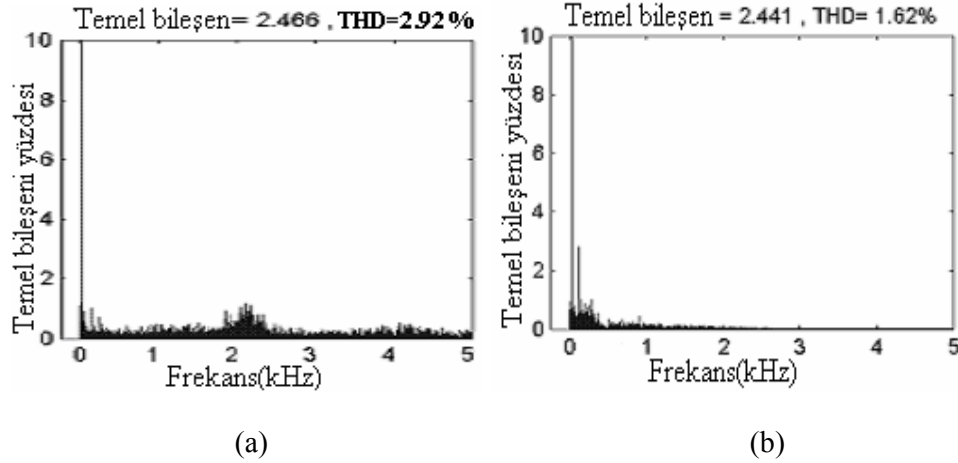


Şekil 6.18 Rotor hızı: (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra

Topoloji uygulanmadan önce ve sonra elde edilen hat akımı harmonikleri ve EMI gürültüler

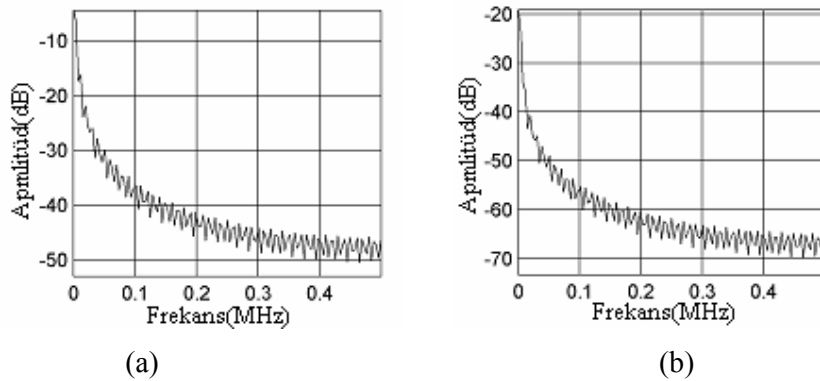
Şekil 6.19 ila Şekil 6.20. de gösterilmiştir

Şekil 6.19-a'da filtre bağlanmadığı zaman elde edilen hat akımı spektrumu görülmektedir. Burada harmonik akımlarının $\sim 3\%$ lik bir THD ile baskın harmonikler arasında dağılmış olduğunu ve 0-5 kHz aralığında yoğunlaştığını görebiliriz. Filtre topolojisi bağlandıktan sonra, THD etkin bir şekilde $\% 1.7$ ten daha az bir değere inmiş ve baskın harmonikler alçak frekans (0.5 kHz den az)'larda yoğunlaştığını görebiliriz. Burada yüksek frekans aralığının nerede ise parazitik harmoniklerden arındırılmış olduğunu da Şekil 6.19-b'de görebiliriz.



Şekil 6.19 A-fazı akımın spektrumu: (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra

Şekil 6.20-a'da gösterilen filtre topolojisi uygulandıktan sonra elde edilen EMI gürültü seviyesinin işletme frekansında ~ 5 dB, anahtarlama frekansında ~ 10 dB (5kHz) ve çok yüksek frekanslarda, (0.2 MHz. den daha fazla), ~ 47 dB olduğu görülmektedir. Filtre bağlandığında, EMI gürültü seviyesi, işletme frekansında ~ 20 dB civarına düşmüş, anahtarlama frekansında ~ 30 dB ve çok yüksek frekanslarda ~ 67 dB civarında olduğu Şekil 6.20-b'de görülebilir.



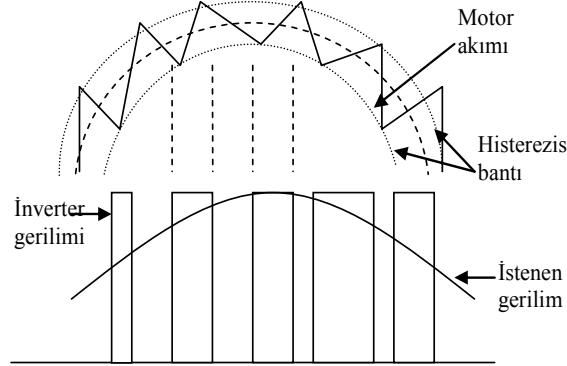
Şekil 6.20 EMI seviyesi: (a) topoloji uygulanmadan önce (b) topoloji uygulandıktan sonra

6.3 Metod 2: Aktif Filtre Topolojisi

Bu bölümde FOC ve HDTC ile kontrol edilen histeresis kontrolörle gerçekleştirilen PMSM kontrol sisteminde moment dalgalanmalarını ve harmonik gürültüleri azaltmak için bir aktif filtre topolojisi tanıtılacaktır. Filtre topolojisi IGBT aktif filtrelerden (AF) oluşmaktadır ve iki RLC filtre kullanmaktadır. Bu RLC'lerden birisi primer devrede (primary circuit), ikincisi ise kuplaj transformatörünün sekonder devresindedir. AF, motor faz gerilimlerindeki harmonikleri belirler ve histeresis gerilim kontrol metodunu kullanarak motor sargılarına neredeyse sinüsoidal bir gerilim uygulanmasını sağlar.

6.3.1 Önerilen Aktif Filtre Topolojisi

PMSM motoru, histeresis akım kontrolörün gerektiren alan yönlendirmeli kontrol yöntemi ile veya HDTC ile kontrol edildiğinde motor faz akımları ve/veya moment daha önce belirlenen bir histeresis band içinde osilasyon yapar. Şekil 6.21, mesela, bu duruma ait tipik bir akım dalga şeklini ve inverter anahtarlama çıkış gerilimi şeklini gösterir.



Şekil 6.21 Akım dalga şekli ve histeresis kontrolörlerle elde edilen ilgili inverter anahtarlama gerilimi

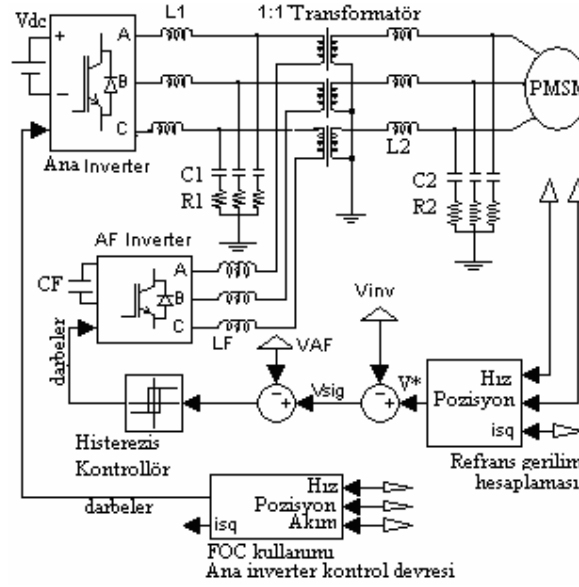
Gösterilen şekilde, inverter örnekleme zamanı sonrasında sadece gerçek akım değeri histeresis bandın aşağısında veya yukarısında kaldığı takdirde konum değiştirmektedir. Bu durum yüksek akım dalgalanmalarına ve harmonik bileşenler ile dolu olmasına sebep olmaktadır.

Bu dalgalanmaların yan etkilerini azaltmak için, daha önce de değinildiği üzere, anahtarlama periyodu düşürülebilir; ama bu durum daha fazla anahtarlama elemanı gerektirir, veya motor girişlerine uygulanan gerilimin sinüsoidal bir referans kılavuzunu takip etmesi sağlanabilir. Bu ikinci metod da burada uygulanacaktır dolayısıyla inverter gerilim dalga şeklinin gerekli sinyal gerilimini takip etmesi sağlanacaktır.

Seri aktif güç filtreleri 1980'lerin sonunda tanıtılmaya başlandı ve temel olarak gerilim regülatörü ve nonlinear yükler ile faydalı sistem arasında harmonik izolatörü olarak

kullanılmıştır, (Hugh vd., 2003). Seri aktif güç filtreleri kaynak gerilimine seri olarak bir gerilim enjekte ettiği için kontrollü bir gerilim kaynağı olarak düşünülebilir. Bu yüzden, bu tip filtreler burada harmonik gerilimleri motoru besleyen inverterden kompanze etmek için seçilmiştir.

Şekil 6.22, aktif filtre, kuplaj trafosu, RLC filtreleri ve aktif filtre kontrol devresinin kontrol devresini içeren önerilen filtre topolojisinin temel yapısının şematik diyagramı görülmektedir.



Şekil 6.22 Önerilen Filtre Topolojisinin Temel Yapısı

Şekil 6.22’de V_{sig} , motor girişlerinde sinüsoidal gerilim elde etmek için enjekte edilmesi gereken gerilim olup, V_{AF} aktif filtrenin ölçülen çıkış gerilimidir. V_{AF} , V_{sig} ’den çıkartılır ve aktif filtre için gerekli olan anahtarlama sinyallerini üretmesi için histeresis kontrolörden geçirilir. Gerilim kaynağı olarak görev yapan aktif filtre depolama kapasitesi C_F motor hat gerilimini sağlaması için dikkatlice seçilmelidir. Düzeltme endüktansı L_F motor girişlerine sinüsoidal gerilim sağlayacak kadar büyük olmalıdır. İnverter çıkış gerilimi ile aynı fazda olması gereken referans sinüsoidal gerilim V^* motor değişkenleri kullanılarak hesaplanır.

Önerilen filtre topolojisi 3 parçadan oluşur. Bunlardan birincisi uzay vektör hesaplayıcısına dayanan referans gerilim devresidir. Diğer ise aktif filtre parçasıdır. Bir diğer parça kuplaj kısmı olup, 1:1 oranlı trafo ve iki adet RLC filtreden oluşur. Gelecek bölümlerde, ilkönce gerilim referanslı kontrol devresinin çalışma prensibi açıklanacak ve diğer kısımlar arkasından anlatılacaktır.

6.3.1.1 Referans Gerilim Sinyali Üreticisi

Aktif filtrenin etkinliği temel olarak kontrol sisteminin ihtiyacı olan referans sinyalleri üretmek için kullanılan algoritma ile belirlenir. Referans sinyaller akım ve gerilim kompanzasyonunu en az zaman gecikmesi ile takip etmelidir. Bu çalışmada referans sinyalleri üretmek için kullanılan metod d-q referans ekseninde modellenmiş motor modelini ve rotor alan yönlendirmeli kontrol prensibi ile çalışan ve rotor konum-hız ve faz akımlarının ölçüldüğü FOC algoritması ile irtibatlandırılmıştır. Senkron dönen referans eksenindeki motor modeli aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + pL_{sd} & -\omega_r L_{sq} \\ \omega_r L_{sd} & R + pL_{sq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \psi_F \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P (\psi_F i_{sq} + (L_{sd} - L_{sq}) i_{sd} i_{sq}) \quad (6.8)$$

Anma hız değeri çalışmasında, hız veya moment kontrolü stator akımı i_{sd} bileşenini sıfır olmaya zorlayarak ve bu sırada i_{sq} bileşenini motor momentini T_e ile (6.9) daki gibi doğrudan orantılı olacak şekilde kontrol ederek sağlanabilir.

$$T_e = \frac{3}{2} P \psi_F i_{sq} \quad (6.9)$$

q eksenini akımının anlık değeri (6.9) dan açılarak ve i_{sd} bileşenini sıfır civarında ayarlayarak, anlık d ve q eksenini gerilimleri (6.7) den aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$V_{sd} = -\omega_r L_{sq} i_{sq} \quad (6.10)$$

$$V_{sq} = R i_{sq} + p L_{sq} i_{sq} + \omega_r \psi_F \quad (6.11)$$

d eksenini ve q eksenini bileşenleri belirlendikten sonra, Park ve Clarke dönüşümleri kullanılarak referans sinüsoidal gerilimleri aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\begin{bmatrix} v_a^* \\ v_b^* \\ v_c^* \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

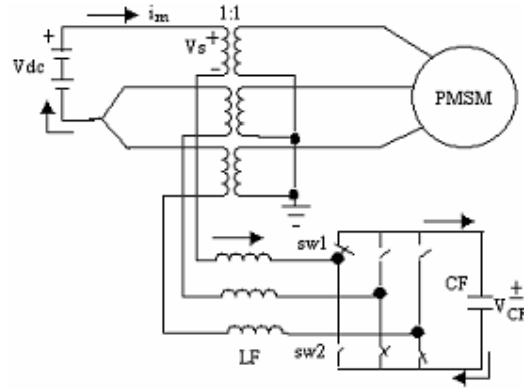
Burada K dönüşüm oranı olup θ rotor konumunu belirtir.

6.3.1.2 Aktif Filtre Kompanzasyon Devresi

Şekil 6.23'te önerilen topolojinin basitleştirilmiş devresi görülmektedir. Burada pasif filtre gösterilmemiştir. Bu devrede V_{DC} temel inverter devresinin gerilimi olup, V_{CF}^+ aktif filtrenin

kompanze edilen gerilim kaynağının eşdeğeridir. V_{sig} gerilim sinyalini takip eden (temel inverterdeki anahtarlama durumunun değişimi durumu hat akımı histeresis bandların değişimi meydana geldiğinde ve kapasite gerilimi yönünün ani olarak değişmeyeceğini aklımızda tutarsak) ihtiyaç duyulan kompanzasyon gerilimlerini elde etmek için, anahtarlar sw_1 ve sw_2 temel inverter devresinin ard arda gerilim anahtarlama ile kompanzasyon gerilimini gerçekleştirmektedir.

İstenen yük momentini sağlanması için motor hat akımı i_m motorun ana kontrol devresinde histeresis kontrolör ile kontrol edilmiştir. Böylece iki histeresis kontrolör sistemi, biri gerilim için diğeri de akım için olmak üzere, ayrı ayrı olacak şekilde çalışarak motora sinüsoidale yakın bir gerilimi sağlar.



Şekil 6.23 Önerilen aktif filtre topolojisinin basitleştirilmiş güç devresi

Temel inverter anahtarlama sinyali (örnek: 100; A fazı yüksek. B ile C fazları alçak) gönderildiğinde, şekil 6.23'deki i_m geçişini takip ederek, motor uçlarındaki gerilim aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$V_s = \frac{2}{3}(V_{dc} - V_{CF} - \frac{3}{2}L_F \frac{di_m}{dt}) \quad (6.13)$$

Endüktör L_F ve kondensatör C_F limit değerleri aşağıdaki gibi tanımlanır:

T_s örnekleme zamanının içerisinde kondensatör gerilim değişimi aşağıdaki gibi yazılabilir,

$$\Delta V_{CF} = \frac{1}{C_F} \int_0^{T_s} i_m dt \quad (6.14)$$

Böylece eğer kondensatör maksimum gerilim değişimi V_{dc} olarak alınırsa, kondensatör minimum değeri aşağıdaki gibi verilebilir:

$$C_F \geq \left| \frac{\int_{nT_s}^{(n+1)T_s} i_m dt}{V_{dc}} \right| = \left| \frac{T_s \bullet i_{mav}}{V_{dc}} \right| \quad (6.15)$$

Burada i_{mav} , bir örnekleme zamanında ortalama akım değişiminin maksimum değeridir.

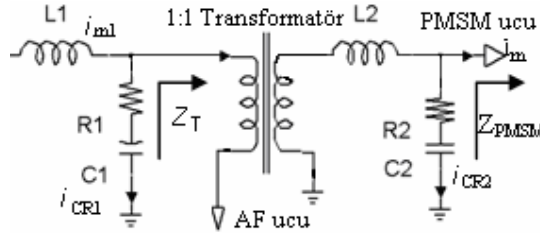
Düzeltilme endüktansı L_F sınır değerleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\frac{1}{(2\pi f_{sw})^2 C_F} < L_F \leq \left| \frac{V_{LF \max}}{\frac{3}{2} \max(\frac{di_m}{dt})} \right| \quad (6.16)$$

Anahtarlama harmoniklerinin minimuma indirilmesi için (6.16)'nın alt sınır değeri $C_F L_F$ rezonans frekansı, inverterin anahtarlama frekansından “ f_{sw} ” daha küçük seçilmelidir. Maksimum endüktör gerilim düşüşü $V_{LF \max}$ ile maksimum akım değişimi di_m/dt kullanarak (6.16) üst sınır değeri olarak tanımlanabilir.

6.3.1.3 Kuplaj

Temel inverterin AF devresine bağlanması için 1:1 transformatör kullanılmıştır. Üstelik şekil 6.24’de gösterildiği gibi transformatörün primer ve sekonder devresinde LCR filtresi kullanılarak yüksek frekans EMI gürültüsü azaltılabilir.



Şekil 6.24. Bir tarafta AF ile ana inverter elemanı arasındaki kuplaj, diğer tarafta PMSM

Önemli olan burada kondensatörlerin değerleri seçilirken C_1 ile transformatörün primer devre sargısı ve C_2 ile motorun endüktansı arasında rezonans oluşmaması gerekmektedir.

Seçilen kesici frekansında RLC filtresinden geçen i_{CR1} ve i_{CR2} akımlar aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$i_{CR1} = \frac{z_T}{z_T + \sqrt{R_1^2 + (1/sC_1)^2}} i_{m1} \quad (6.17)$$

$$i_{CR2} = \frac{z_{PMSM}}{z_{PMSM} + \sqrt{R_2^2 + (1/sC_2)^2}} i_{m2}$$

Burada, Z_T ve Z_{PMSM} şekil 6.24’te gösterildiği gibi eşdeğer empedanslar olarak alınmıştır.

Bölüm 6.2.1.2'deki RLC seçim koşulları dikkate alınırsa, seçilen kesici frekansında bu akımlar trafodan geçen akım i_{m1} ve/veya motordan geçiren akım i_m 'den büyük olmasıdır. Ancak işletim frekansında bu akımlar i_{m1} 'den ve/veya i_m 'den küçük olmalıdır.

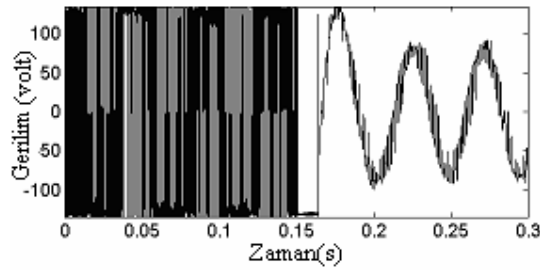
6.3.2 Aktif Filtrelerin Kullanıldığı FOC yönteminde Moment Dalgalanmaları ve Gürültülerin Azaltılması

Bölüm 6.3.1 de teklif edilen aktif filtre topolojisi FOC algoritmasında uygulanmış ve simülasyon sonuçları 6.3.2.1 bölümünde verilmiştir.

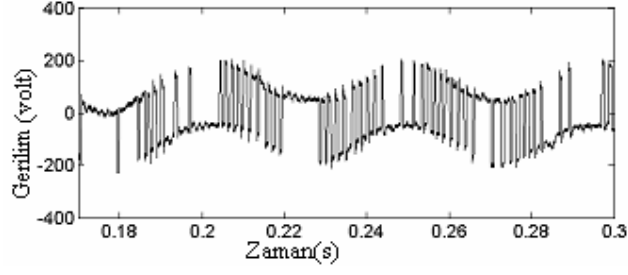
Önerilen aktif filtre topolojisinin FOC algoritması ile çalışması halinde elde edilen performansı simüle etmek için Matlab / Simulink kullanılmıştır. Filtre topolojisinin etkinliği motor devrede olduğu sürede filtrenin devreye alınması ile gösterilmiştir.

PMSM motoru toprak geri dönüşlü ve yıldız bağlıdır. Motor parametreleri Ek 1'de verilmiş, pasif filtre parametreleri Ek 2'de gösterilmiştir. Kullanılan AF kapasitesi 200 μF ve endüktansların değeri 200mH dir. Sürücü sistemi IGBT inverterden oluşur.

100 μs lik örnekleme zamanının kullanıldığı simülasyonun sonuçları Şekil 6.25 ile Şekil 6.33 kısmi olarak gösterilmiştir. Bu şekiller motor girişlerine uygulanan faz gerilimlerinin, AF uygulandığı devredeki anahtar kapama zamanı olan 0.15 sn den sonra değişimi göstermektedir. Faz gerilimlerinin sinüsoidal dalga şekillerine yaklaştığı görülmektedir. Şekil 6.26 AF den enjekte edilen gerilimi göstermektedir. Daha iyi dalga şekli aktif filtre endüktansı L_f 'nin artırılması ile elde edilebilir. Fakat maliyet ve boyut olarak AF büyüyeceği için kabul edilebilir bir endüktans değeri seçilerek toplam harmonik distorsiyonun (THD) azaltılması başarılabılır.

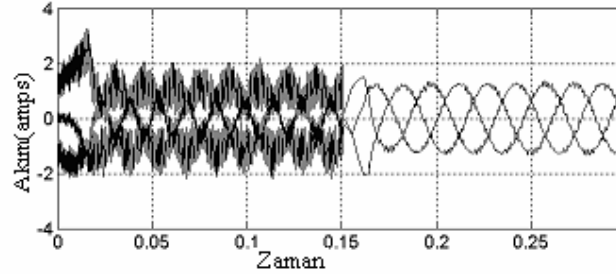


Şekil 6.25 AF uygulanmadan önce (0-0.15 sn) ve sonra (0.15-0.3 sn) motor faz gerilimleri



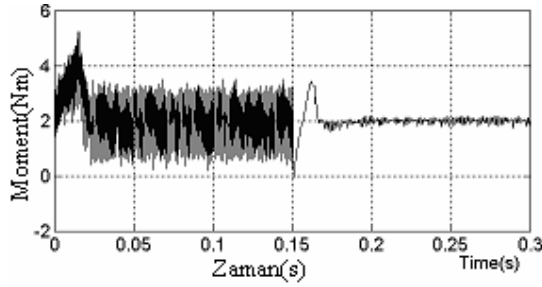
Şekil 6.26 AF'den enjekte edilen gerilim

AF kullanılmadan önce ve kullanıldıktan sonraki motor performansı Şekil 6.27 ila 6.29 da gösterilmiştir. Şekil 6.27, motor hat akımlarını göstermektedir. Bu şekillerden gürültü ve harmonik bileşenlerde ciddi bir azalma olduğu ve daha düzgün akım dalga şekli elde edildiği görülmektedir.

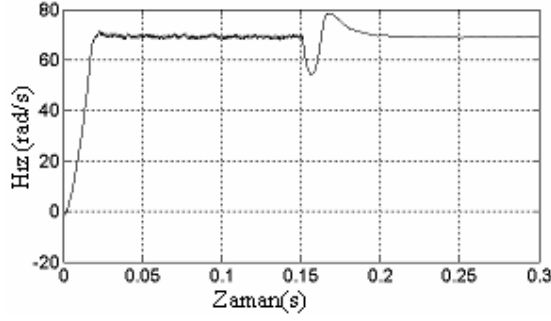


Şekil 6.27 AF uygulanmadan önce (0-0.15 sn) ve sonra (0.15-0.3 sn) motor hat akımları

Şekil 6.28'de verilen moment cevabında momentin AF uygulandıktan sonra dramatik bir şekilde 3.2 Nm'lik dalgalanmadan 0.2 Nm'lik dalgalanmaya düştüğü görülmektedir. Bu durum motordaki mekanik titreşimleri azaltacağı gibi daha düzgün ve yumuşak bir hız cevabı sonucunu verir (Şekil 6.29).

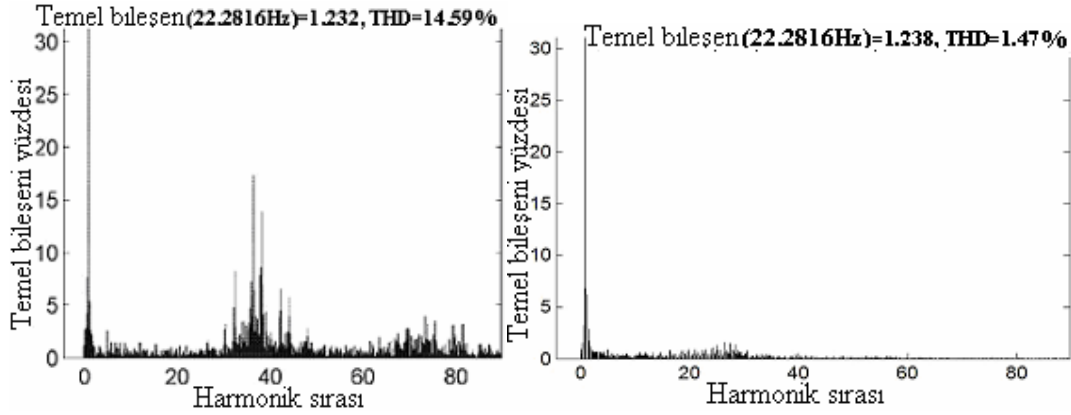


Şekil 6.28 AF uygulanmadan önce (0-0.15 sn) ve sonra (0.15-0.3 sn) motor momenti



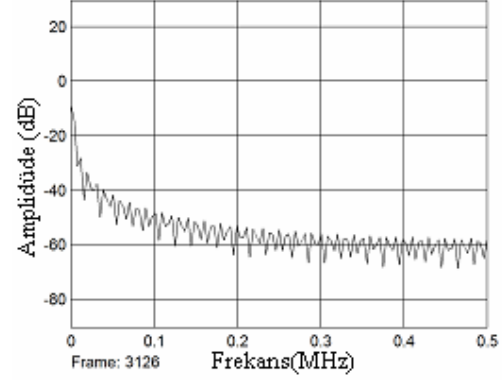
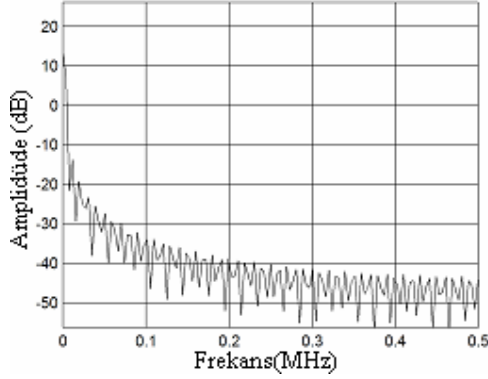
Şekil 6.29 AF uygulanmadan önce (0-0.15 sn) ve sonra (0.15-0.3 sn) rotor hızı

Hat akımı harmoniklerinin ve EMI gürültülerin AF bağlanmadan önce ve bağlandıktan sonraki durumları Şekil 6.30 ila Şekil 6.33 gösterilmiştir. Şekil 6.30 da giriş akımının AF bağlanmadan önceki spektrumu gösterilmektedir. Bu dalga şekillerindeki harmonikler zarar veren boyutlardadır. THD ~15% olacak şekilde baskın harmoniklerin arasında dağılmış olup büyük kısmı ~16% , 30th -50th dereceden harmoniklerdir. AF bağlandıktan sonra THD etkin bir şekilde %1.5'in altına düşürülmüştür ve baskın harmoniklerini büyüklüğü ~ 1%'dir ve Şekil 6.31'ten görüldüğü gibi 8. harmonik mertebesinde büyük bir aralıktır.



Şekil 6.30 AF bağlanmadan önce A-fazı akımı spektrumu Şekil 6.31 Aktif filtre bağlandıktan sonra A-fazı akımı spektrumu,

AF bağlanmadan önce elde edilen EMI gürültü seviyesi Şekil 6.32'de görülmektedir. Bu şekilde çalışma frekansı civarında ~ 13 dB bir gürültü görülmektedir. Anahtarlama frekansında ise , ~15 dB (5KHz), çok yüksek frekanslarda ise ~42 dB (>0.3 MHz) gürültü gözlemlenmektedir. AF bağlandığı zaman EMI gürültü seviyesi çalışma frekansı civarında ~10 dB, anahtarlama frekansında , ~30 dB ve çok yüksek frekanslarda ~57 dB den (>0.3 MHz) az olacak şekilde ayarlanmış ve sonuçlar Şekil 6.33'de gösterilmiştir.

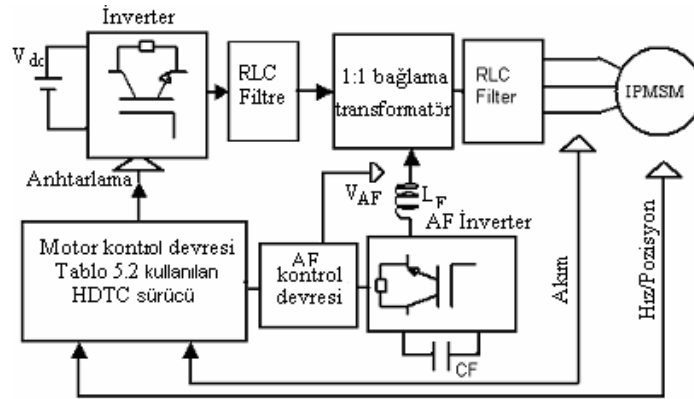


Şekil 6.32 EMI gürültü: AF bağlanmadan önce Şekil 6.33 EMI gürültü: AF bağlandıktan sonra

6.3.3 Aktif Filtre'nin HDTC de Kullanılması Durumunda Moment Dalgalanmalarının ve Gürültülerin Azaltılması

Bu bölümde, bölüm 6.3.1'de tanıtilan aktif filtre topolojisi moment dalgalanmalarını ve harmonik gürültülerini azaltmak üzere histeresis kontrolörlü PMSM motor kontrol sistemine uygulanmıştır.

Şekil 6.34 önerilen sistemin blok diyagramını göstermektedir. Motor kontrol bloğu histeresis kontrolörlü doğrudan moment kontrolünden oluşmaktadır. Aktif filtrelerle gerçekleştirilen FOC kontrolünde yapılan analiz burada da aynı şekilde geçerlidir. Dolayısıyla, (6.7 ila 6.12) eşitlikler aktif filtrenin kontrol sinyallerini üretmek için uygulanacaktır.



Şekil 6.34 Önerilen Filtre Topolojisine sahip HDTC tabanlı sürücüye ait blok diyagram

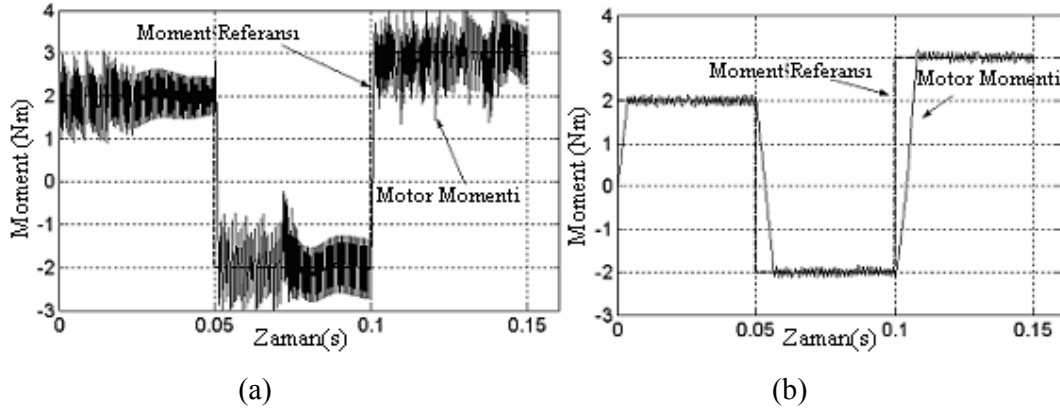
6.3.3.1 Simülasyon ve Sonuçları

Önerilen filtre topolojisinin klasik HDTC metodlarının performansını geliştirdiğini doğrulamak için iyi bir şekilde bildiğimiz HDTC yöntemi Matlab/Simulink'te modellenmiştir. Böylece aynı çalışma koşullarında filtre topolojisinin PMSM motor kontrolündeki performansını karşılaştırmak mümkündür.

PMSM motoru toprak geri dönüşlü yıldız bağlıdır. Motor parametreleri Ek 1’de verilmiştir. Pasif filtre parametreleri ise Ek 2’de verilmiştir. Kullanılan AF kapasitesi 200 μ F ve endüktanslar ise 200 mH’dir. Kullanılan sürücü IGBT inverterdir.

Simülasyon 100 μ s lik örnekleme zamanı ve ± 0.1 Nm lik histeresis moment kontrolörü ile gerçekleştirilmiş ve sonuçları Şekil 6.35 ila Şekil 6.41’de gösterilmiştir. Momentin dinamik cevabı açık çevrim hız kontrolü ile elde edilirken, kararlı hal performansı 70 rad/s’lik referans hıza sahip kapalı çevrim hız kontrolü ve 2 Nm’lik yük momenti ile elde edilmiştir.

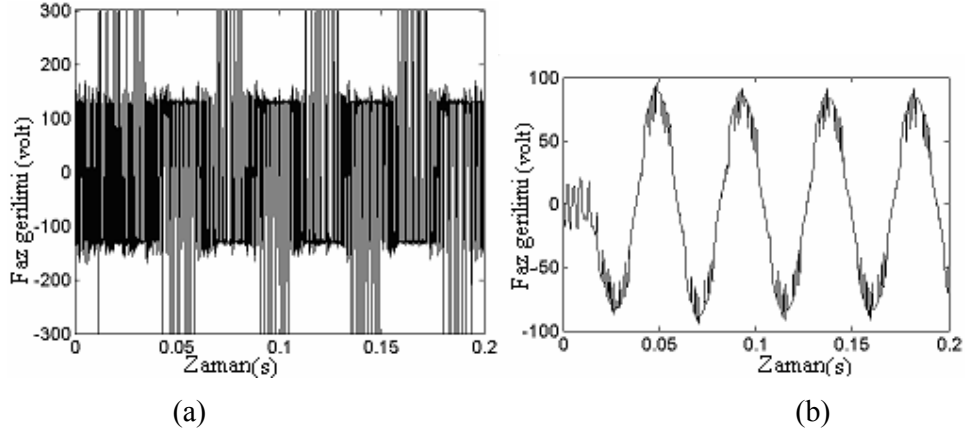
AF bağlanmadan önce ve bağlandıktan sonra elde edilen dinamik cevabı Şekil 6.35-a ve Şekil 6.35-b’de sırasıyla verilmiştir. Her iki Şekil için kullanılan referans moment +2.0 – -2.0 aralığında değiştirilmiş, ardından 3 Nm’de sabitlenmiştir. Şekillerden görüleceği üzere, önerilen filtre topolojisine ait dinamik performans referans momenti yeterli biçimde takip etmektedir. Elde edilen değişimin moment dalgalanması ve ± 0.1 Nm kadar küçüktür ve referans moment civarında değişecek şekilde yerleşmiştir. Filtre topolojisi olmadan HDTC ile yapılan çalışmadan elde edilen moment dinamiği ± 1.0 Nm civarındaki moment dalgalanmalarından dolayı istenen moment bandında ayarlanamamaktadır. Diğer taraftan, filtre topolojisi kullanılmadığında elde edilen moment cevabı zamanı ~ 1.2 ms den daha küçüktür. Filtre topolojisi kullanıldığında cevap zamanı 2.5 ms olmaktadır. Önerilen filtre topolojisinde elde edilen moment cevabındaki gecikme temel olarak aktif filtrenin $L_F C_F$ döngüsündeki akım propogasyonundan kaynaklanır. Fakat bu durum Tang vd. (2004)’in çalışmasının sonuçları ile karşılaştırıldığında çok net değildir.



Şekil 6-35 Temel HDTC altında çalışan motorun dinamik moment (a) AF bağlanmadan önce
(b) AF bağlandıktan sonra

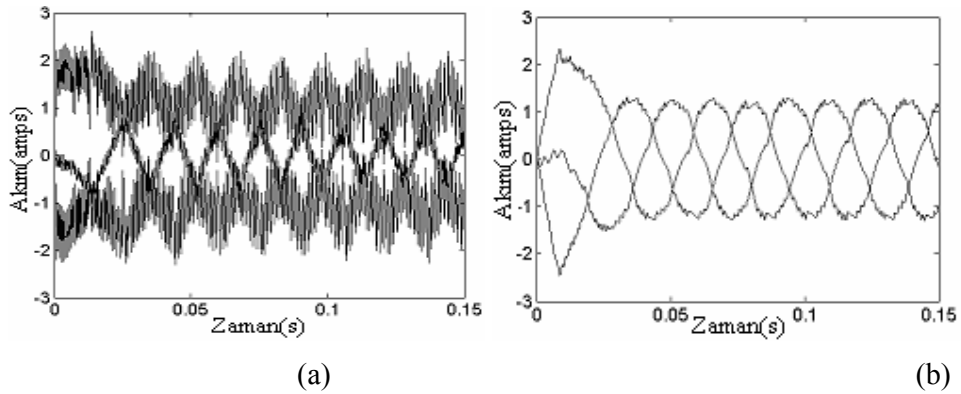
Motora AF uygulanmadan önce ve sonraki kalıcı hal performansı Şekil 6.36 ila Şekil 6.39’de gösterilmiştir. Şekil 6.36-a ve Şekil 6.36-b AF uygulanmadan önce ve sonra motor girişlerine uygulanan faz gerilimlerini göstermektedir. Burada elde edilen dalga şekillerinin değişimine

bakılarak AF uygulandıktan sonra faz gerilimlerinin açık bir şekilde sinüsoidal dalga şekline yaklaştığı ve inverter anahtarlamalarından kaynaklanan gerilim darbelerinden hemen hemen tamamen arınmış olduğu Şekil 6.36-b'de görülmektedir. Daha iyi bir dalga şekli L_F endüktansı artırılarak elde edilebilir. Benzer sonuçlar Yılmaz vd. (2002) tarafından da alınmış, fakat verilen sonuçlarla karşılaştırıldığında, bunlar tarafından yapılan çalışmadan elde edilen sinüsoidal dalga şeklinin harmonik bileşenlerle dolu olduğunu söyleyebiliriz.



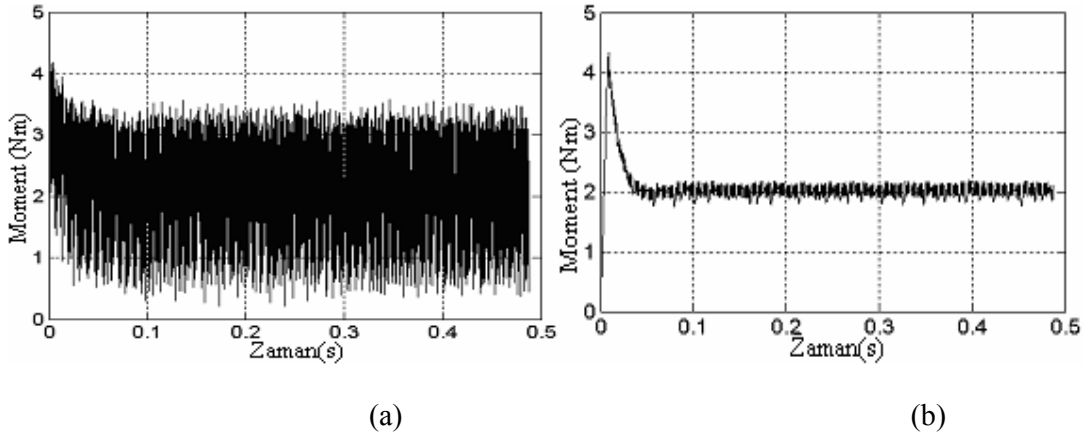
Şekil 6.36 Kalkış anında motor gerilimi (a) AF bağlanmadan önce (b) AF bağlandıktan sonra

Şekil 6.37-a ve Şekil 6.37-b sırasıyla önerilen filtre topolojisi kullanılmadığında ve kullanıldığında elde edilen HDTC kontrolünde elde edilen motor hat akımlarının cevapları verilmiştir. Şekil 6.37-a da yüksek distorsiyonlu hat akımı gözlenmektedir. Fakat, önerilen filtre uygulandıktan sonra akım dalga şeklinin daha düzgün olduğu gözlemlenebilir. Yüksek akım distorsiyonunun (dalgalanma) sebebi temel olarak, inverterin anahtarlamasının örnekleme aralıklarında güncellenmesidir. Histeresis kontrolörler konum değiştirdiğinde ve önerilen aktif filtre kullanıldığında motor girişlerine uygun bir gerilim uygulanır ve akım dalgalanması azaltılmış olur.

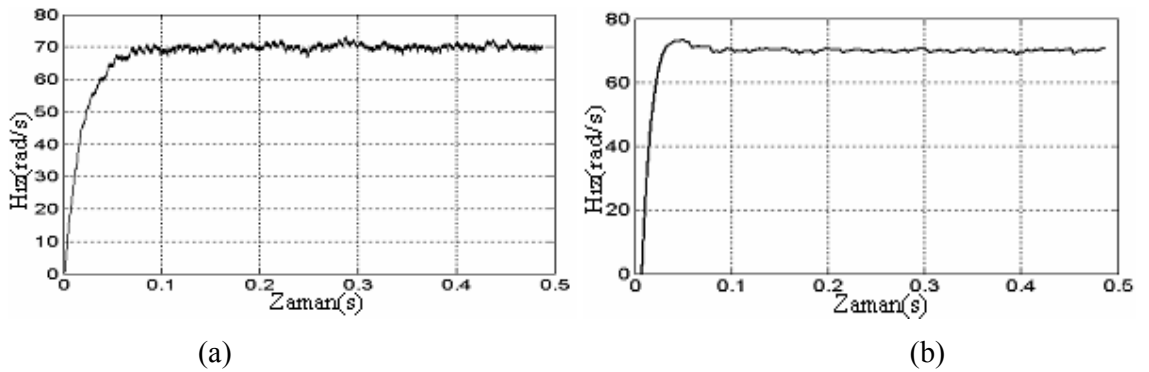


Şekil 6.37. Motor hat akımları (a) AF bağlanmadan önce (b) AF bağlandıktan sonra

Şekil 6.38'deki moment cevabı moment dalgalanmalarında ciddi bir düşüş olduğunu ve önerilen aktif filtre kullanıldığında dalgalanmaların yük momenti civarında seyrettiğini göstermektedir. Şekil 6.38-a'da yük momenti civarında oluşan $\pm 1.62 \text{ Nm}$ 'lik yüksek moment dalgalanmaları motor girişlerine uygulanan harmonik gerilimlerin varlığından kaynaklanmaktadır. Dolayısıyla önerilen filtre topolojisinin devreye alınmasından sonra bu harmonikler azalmış ve Şekil 6.38-b'de görüldüğü gibi moment dalgalanmaları $\pm 0.1 \text{ Nm}$ civarına gerilemiştir. Moment dalgalanmalarındaki azalma doğal olarak motorda mekanik titreşim ve bunun sonucu olarak ortaya çıkan akustik gürültülerin azalmasıyla sonuçlanacağı gibi, aynı zamanda Şekil 6.39'da da görüleceği gibi daha düzgün bir hız cevabının elde edilmesini sağlar.



Şekil 6.38 Temel HDTC altında 2.0 Nm yük ile çalışan motora ait kalıcı hal cevabı (a) AF bağlanmadan önce (b) AF bağlandıktan sonra

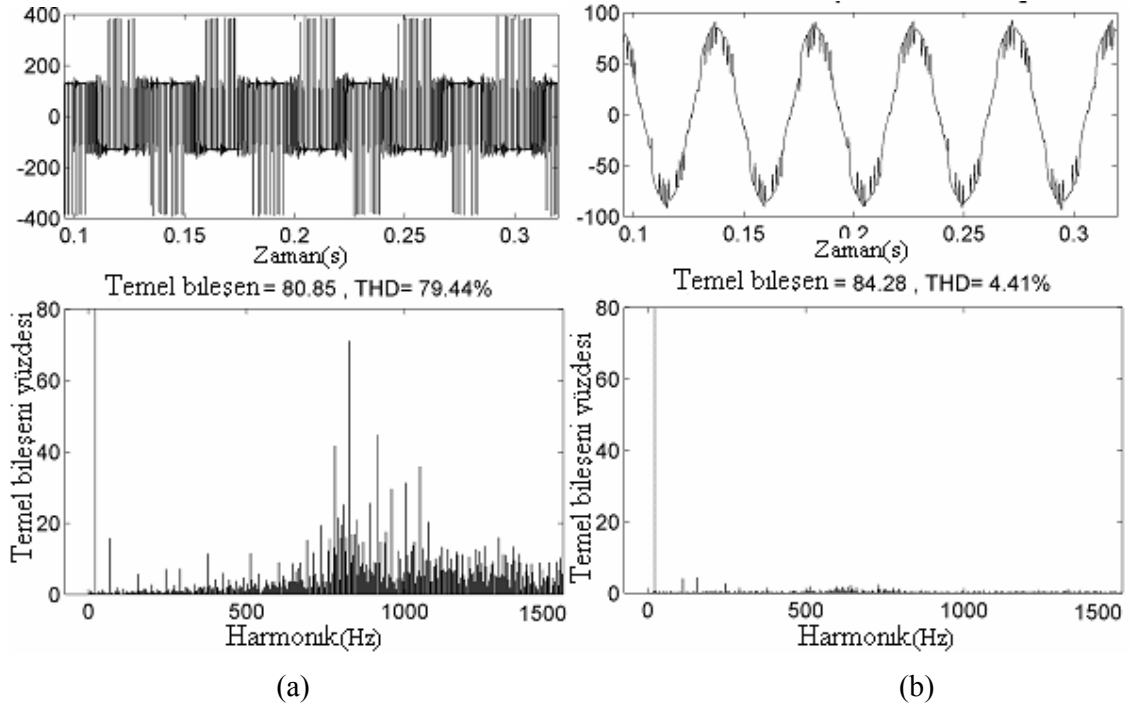


Şekil 6.39 Temel HDTC altında rotor hızı (a) AF bağlanmadan önce (b) AF bağlandıktan sonra (Referans hız: $\omega_0 = 70 \text{ rad/s}$)

AF bağlanmadan önce ve sonra faz gerilimlerindeki ve harmonikler ve hat akımlarındaki EMI gürültüleri Şekil 6.40 ile Şekil 6.41'de gösterilmiştir.

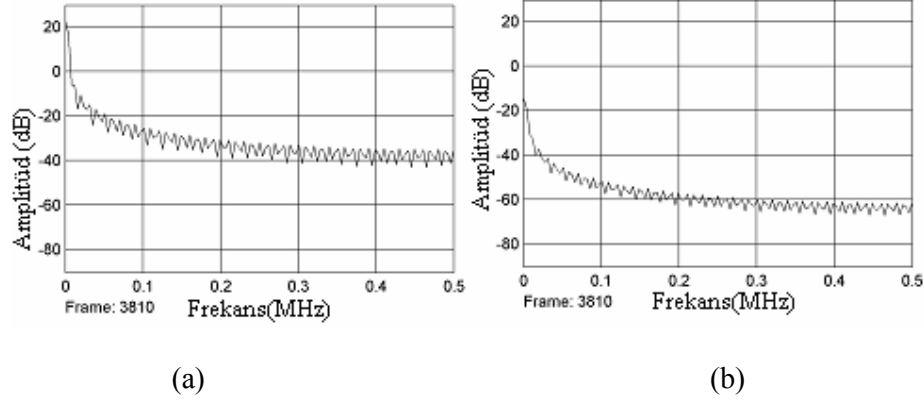
Şekil 6.40-a'da AF bağlanmadan önceki faz geriliminin spektrumu, zarar verici miktarda

harmonik gerilim içerdiğini, THD $\sim 79\%$ olacak şekilde gösterilen frekans aralığında geniş bir biçimde dağıldığını göstermektedir. Bu harmonik gerilimleri temizlenmediği veya azaltılmadığı takdirde, motorun ürettiği momentte parazitik dalgalanmalara yol açar ve elektromanyetik girişim gürültülerini sonuç verir. Bunun için kullanılan AF'nin bağlanmasından sonra THD etkin bir şekilde 5% den daha az bir değere indirildiği Şekil 6.40-b'de gösterilmiştir.



Şekil 6.40 Faz gerilimi ve spektrumu: (a) AF bağlanmadan önce (b) AF bağlandıktan sonra EMI filtre bağlanmadan önce oluşan EMI gürültüler Şekil 6.41-a'da göstermektedir ki gürültü seviyesi; çalışma frekansında ~ 20 dB, anahtarlama frekansında ~ 18 dB (5 kHz) ve çok yüksek frekanslarda (>0.2 MHz) -40 dB'dir. Filtrenlenmediği takdirde bu gürültülü frekans bileşenleri kontrol sistemi üzerinde kötü etkileri olacaktır. AF bağlandığında EMI gürültü seviyesi Şekil 6.41-b'den görüleceği üzere; çalışma frekansında ~ 18 dB, anahtarlama frekansında ~ 25 dB (5KHz) ve çok yüksek frekanslarda (>0.2 MHz) -60 dB'e inmiştir.

Verilen sonuçlardan görülebileceği üzere önerilen filtre topolojisi ile kullanılan HDTC'nin kalıcı hal performansı, Zhong (1997) tarafından önerilenden daha iyidir. Tang vd. (2004) tarafından yapılan deneysel çalışmanın etkin ortalama anahtarlama örnekleme zamanının seçilen $150\mu s$ den çok daha küçük alınmasına ve inverteri sürmek için uzay vektör modülasyonunu kullanmasına bakılırsa elde edilen sonuçlar bu çalışmanın sonuçları ile de karşılaştırılabilir.



Şekil 6.41 EMI gürültü seviyesi (a) AF bağlanmadan önce (b) AF bağlandıktan sonra Motor gerilim dalga şekli Yılmaz vd. (2000) tarafından elde edilen dalga şekillerinden daha iyidir. Ayrıca Yılmaz vd. (2000) tarafından tanıtılan filtre topolojisinde anahtarlama frekansı değişikçe ayarlamalar yapılması gerekmektedir. Buna ek olarak, daha kabul edilebilir sinüsoidal dalga şekilleri elde etmek için RLC devresinde kullanılan direnç değeri küçük seçilerek büyük miktardaki akımın RLC devresi ve inverter üzerinden geçmesi sağlanmış, dolayısıyla bu da inverter elemanlarının aşırı yüklenmesi sonucunu doğurmuştur.

6.4 Metod 3: Yeni Bir Doğrudan Moment Kontrolü Algoritması

Bu bölümde, IPMSM’ de kullanılan histeresis doğrudan moment kontrolünün performansını geliştirmek için yeni bir doğrudan moment kontrolü yöntemi geliştirilecektir. Bu algorithmada birbirine dik iki aktif vektörün belirlenmesi için geleneksel HDTC yönteminde kullanılan iki adet histeresis kontrolörün çıkışı kullanılmıştır. Algoritma, aynı zamanda moment büyüklüğü hatasını ve stator akısının konumunu da kullanarak seçilmesi gereken iki vektör için uygun anahtarlama zamanlarını belirlemektedir. Anahtarlama zamanlarının seçimi hesaplama karmaşıklığını azaltan çizelge yapısına uymaktadır. İki adet Matlab/Simulink modeli oluşturulmuştur. Bu modellerden biri HDTC için yapılırken, diğeri önerilen model için önerilen algoritmanın denenmesi için yapılmıştır. Önerilen algoritmanın simülasyon sonuçları yeterli dinamik moment performansı göstermektedir. Ayrıca HDTC ile karşılaştırıldığında moment dalgalanmalarının yanı sıra, akı dalgalanmalarında ciddi miktarda azalma olmuş ve daha düşük harmonik bileşen ve daha düşük EMI gürültü içerdiği görülmektedir. Sadece bir tane PI kontrolör, iki histeresis kontrolör, akım sensörleri, hız sensörü, başlangıç rotor konumunun belirlenmesi ve yapı içerisinde mikroişlemcilerin kullanılması algoritmanın gerçekleştirilmesi için gereklidir.

6.4.1 Akı ve Moment Bandlarının Sınırları

HDTC de motor momentinin kontrolü iki histeresis kontrolör üzerinden gerçekleştirilmektedir. Bunlardan birincisi stator akısı hatasının kontrolü için ve diğeri ise moment hatasının kontrolü içindir. Aktif anahtarlama vektörlerinin seçimi bu iki hatanın işaretine bağlı olup, örnekleme zamanı aralığında ve uygulanan stator geriliminin seviyesine göre büyüklüklere bağlı değildir. Bu bölümde, bu durumu anlatan kısa bir analiz verilecektir.

6.4.1.1 Akı Bandı

Uzay vektör ekseninde motor stator gerilimi eşitliğinin aşağıdaki gibi olduğunu söyleyebiliriz.

$$V_s = R_s i_s + \frac{d\Psi_s}{dt} \quad (6.18)$$

Burada V_s , i_s ve Ψ_s sırasıyla stator uzay vektör gerilimi, akımı ve akısıdır

Eşitlik (6.18) aşağıdaki formda yazılabilir.

$$dt = \frac{d\Psi_s}{V_s - R_s i_s} \quad (6.19)$$

Verilen küçük akı bandı $\Delta\Psi_s^0$ altında, referans akı Ψ^* kullanılarak belirlenen bu değerin sınırlarına ulaşmak için gerekli zaman aşağıdaki gibi verilmiştir.

$$\Delta t = \frac{|\Delta\Psi_s^0|}{|V_s - R_s i_s|} \quad (6.20)$$

Eğer stator direncindeki gerilim düşümü ihmal edilirse, stator akısının seçilen bandda kalması için gereken maksimum süre referans değerden başlamak üzere aşağıdaki gibidir.

$$\Delta t_{\max} = \frac{|\Delta\Psi_s^0|}{|V_s|} = \frac{|\Delta\Psi_s^0|}{2/3 V_{dc}} \quad (6.21)$$

Bu yüzden, eğer seçilen örnekleme zamanı T_s , $\Delta t_{\max}$ dan daha uzun olursa, stator akısı seçilen band içinde daha fazla kalamayacağından yüksek moment ve akı dalgalanmalarına yol açar.

(6.21) göz önüne alınarak, motoru besleyen ortalama gerilim akı hatasının büyüklüğünü izleyecek şekilde düşürülürse, problem çözülebilir. Mesela seçilen band içinde kalmak için gerekli gerilimi seviyesi;

$$V_{level} = \frac{\Delta t_{\max}}{T_s} V_{kk} \quad (6.22)$$

Burada V_{kk} uygulanan aktif gerilim vektörleridir.

Bu yüzden, uygulanan gerilimin seviyesi kontrol edilerek, akı hatasının seçilen band aralığında kalması sağlanarak kontrol edilmiş olur. Geçici durumlarda, $\Delta\Psi_s$ çoğunlukla büyük değerler alır. Bu durum, makineyi en kısa sürede kararlı hale getirmek için yüksek seviyelerdeki gerilimlerin uygulanmasına yol açar.

6.4.1.2 Moment Bandı

Moment dalgalanmalarının seçilen histeresis band aralığında kalması için gereken maksimum zaman Δt_{torque} aşağıdaki gibi tahmin edilebilir.

$$\Delta t_{torque} = \frac{|\Delta T^0|}{|T_{e_{ref}}|} * t^0 \quad (6.23)$$

Burada ΔT^0 ; seçilen moment bandıdır.

$T_{e_{ref}}$; referans elektro manyetik momenttir

t^0 ; motoru duran konumdan referans moment $T_{e_{ref}}$ e getirmek için gerekli olan zamandır.

(6.21) ve (6.23) da verilen minimum değerler gerekli akı ve moment bandlarını sağlamak için gerekli maksimum anahtarlama zamanlarıdır. Fakat, bu çalışmada olduğu gibi sadece moment dalgalanmaları göz önüne alındığında maksimum zaman için belirtilen (6.23) eşitliğini kullanmak yeterli olacaktır.

$\Delta\Psi_s$ dan kaynaklanan akı değişiminden dolayı, yük açısı δ , $\Delta\delta$ 'e göre Şekil 6.42 deki gibi değişecektir. Dinamik durumda, bu değişim normal olarak küçüktür ve aşağıdaki yaklaşıklıkla ifade edilebilir.

$$\Delta\delta \approx \sin^{-1} \frac{\Delta\Psi_s}{|\Psi_s|} \approx \frac{\Delta\Psi_s}{|\Psi_s|} \quad (6.24)$$

$\Delta\Psi_s$ deki değişimden kaynaklanan moment değişimi, moment eşitliğinin δ 'e göre farkının alınması ile elde edilebilir. Moment eşitliği aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$T_e = \frac{3}{4} P \frac{|\Psi_s|}{L_{sd} L_{sq}} [2\Psi_s L_{sq} \sin \delta - |\Psi_s| (L_{sq} - L_{sd}) \sin 2\delta] \quad (6.25)$$

Burada ;

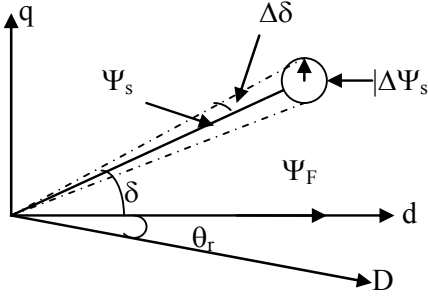
$$\Delta T = \frac{\partial T_e}{\partial \delta} \cdot \Delta\delta \approx \frac{\partial T_e}{\partial \delta} \cdot \frac{\Delta\Psi_s}{|\Psi_s|} \quad (6.26)$$

(6.21) eşitliği (6.26) da yerine konulup düzenlenirse :

$$\Delta T = \frac{3}{2} P \frac{|V_s| \Delta t}{L_{sd} L_{sq}} [\Psi_F L_{sq} \cos \delta - |\Psi_s| (L_{sq} - L_{sd}) \cos 2\delta] \quad (6.27)$$

Burada, $\Delta t = \min(\Delta t_{\max}, \Delta t_{\text{torque}})$

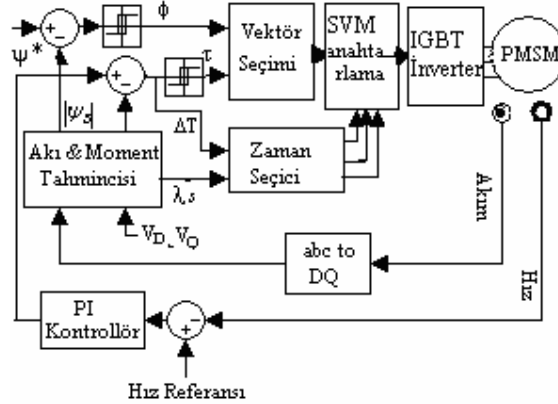
Eşitlik (6.27), V_s geriliminin seviyesi kontrol edilerek kontrol edilebileceğini göstermektedir. Bu yüzden hem ΔT hem de $\Delta \Psi_s$, ortalama stator gerilim seviyesi ΔT 'nin büyüklüğünü takip edecek şekilde, minimum olacak şekilde kontrol edilebilir.



Şekil 6.42 Dinamik durumda stator akısının değişimi

6.4.2. Önerilen Yeni Algoritma

Önerilen algoritmanın temel yapısı Şekil 6.43. de verilmiştir.



Şekil 6.43 Önerilen PMSM kontrol sistemi

6.4.2.1 Vektör Seçimi

Şekil 6.43 de vektör seçim bloğu birbirini tamamlayan iki aktif gerilim vektörünü, V_{k1} ve V_{k2} seçmek için gerekli algoritmayı içermektedir. Seçim işlemi akı ve moment histeresis kontrolörlerinin akı ve moment hatalarına göre yapılır. Akı ve moment hatalarının çıkışı sırasıyla ϕ ve τ 'dir ve n sayısı bölge (sector) numarasını verir. Vektör seçme çizelgesi

Çizelge 6.1’de verilmiş olup, vektör konumları ve akı bölgelerinin durumu Şekil 5.15’de verilmiştir.

Çizelge 6.1 Aktif vektör seçim çizelgesi

ϕ	τ	V_{k1}	V_{k2}
1	1	n+1	n+2
1	0	n-1	n-2
0	1	n+2	n+1
0	0	n-2	n-1

Yukarıdaki çizelgede

eğer $V_k > 6$ o zaman $V_k = V_k - 6$

eğer $V_k < 1$ o zaman $V_k = V_k + 6$

6.4.2.2 Akı & Moment Tahmincisi

Şekil 6.43’de moment ve akı tahmincisi (6.18) eşitliğini kullanarak akı ve moment değerlerinin m örnekleme zamanında tahmin edilmesini sağlar.

$$\psi_D(m) = \psi_D(m-1) + (V_D(m-1) - R_s i_D) T_s \quad (6.28)$$

$$\psi_Q(m) = \psi_Q(m-1) + (V_Q(m-1) - R_s i_Q) T_s \quad (6.29)$$

$$|\psi_s| = \sqrt{\psi_D^2 + \psi_Q^2} \quad (6.30)$$

$$\lambda_s = \tan^{-1} \frac{\psi_Q}{\psi_D} \quad (6.31)$$

Burada, sabit D-Q eksenli gerilim ve akım bileşenleri aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$V_D(m-1) = (V_{Dk1} t_{k1} + V_{Dk2} t_{k2}) / T_s \quad (6.32)$$

$$V_Q(m-1) = (V_{Qk1} t_{k1} + V_{Qk2} t_{k2}) / T_s \quad (6.33)$$

$$i_D = (i_D(m-1) + i_D(m)) / 2 \quad (6.34)$$

$$i_Q = (i_Q(m-1) + i_Q(m)) / 2 \quad (6.35)$$

Tahmin edilen akı değerleri kullanılarak moment değeri aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$T_e = \frac{3}{2} P(\Psi_D(m)i_Q(m) - \Psi_Q(m)i_D(m)) \quad (6.36)$$

6.4.2.3 Zaman Seçicisinin Yapısı

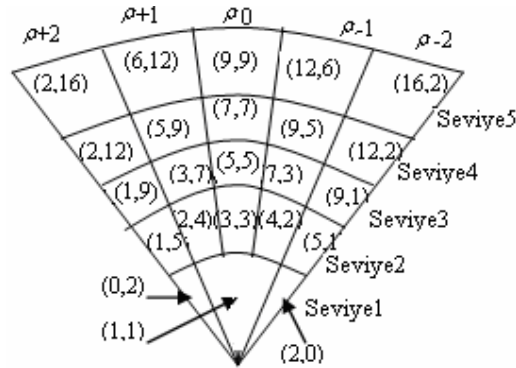
Şekil 6.43'de zaman seçici blok V_{k1} ve V_{k2} vektör çiftinin seçilmesi için gereken zaman periyodunun hesaplanmasını içeren algoritmayı verir. Zamanlama çiftinin seçimi gerekli gerilim seviyesi ve akı konumunun bölgedeki konumunu veren iki eksen bilgisine dayanır. Akı konumu aşağıdaki gibi verilir.

$$\rho_s = \lambda_s \bmod 60 - \pi / 6 \quad (6.37)$$

Burada λ_s ; stator akısının D-Q sabit referans eksenindeki konumunu verir.

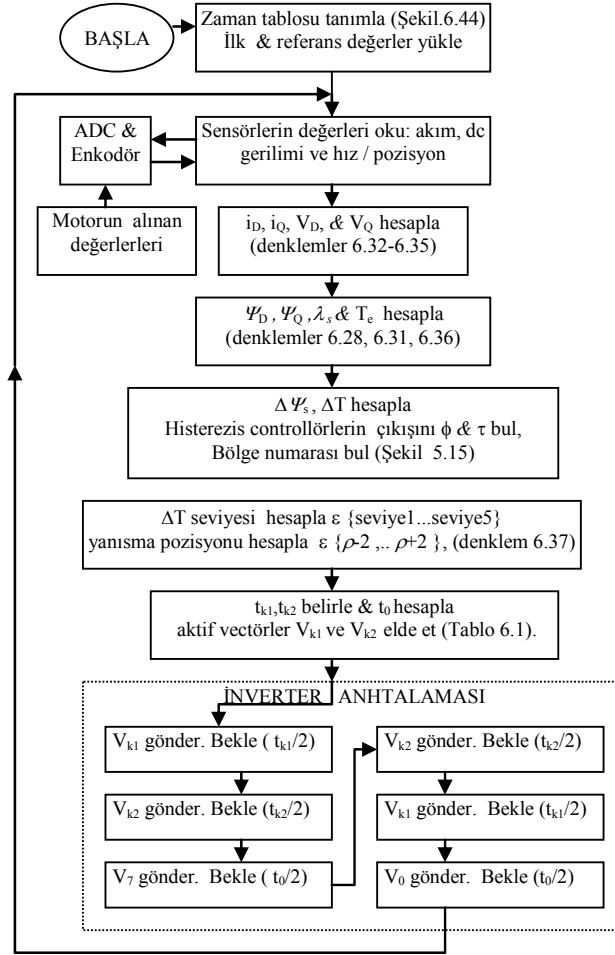
Şekil 6.44 önerilen zamanlama çizelgesini gösterir. Bu şekilde, iki vektör V_{k1} ve V_{k2} arasındaki 60° 'lik açı 5 eşit parçaya ρ_{-2} , ρ_{-1} , ρ_0 , ρ_{+1} , ve ρ_{+2} bölünmüştür. Gerekli gerilim seviyesi de 5 eşit parçaya bölünmüştür.

Zaman çiftleri (t_{k1}, t_{k2}) , nokta olarak belirtilmiştir, (20 noktanın dışındakiler örnekleme zamanını belirtmektedir) Bu noktalar sırasıyla V_{k1} ve V_{k2} vektörlerinin zamanlama periyotlarını göstermektedir. Kalan zaman noktaları, $(t_0 = 20 - t_{k1} - t_{k2})$, sıfır vektörleri V_0 ve V_7 arasında eşit olarak paylaştırılmıştır.



Şekil 6.44 Teklif edilen algoritma için zamanlama diyagramı

Zaman yapısı Şekil 6.44 de gösterilen Şekil sayesinde t_{k1} ve t_{k2} nin hesaplanması için uzay vektör modülasyonunda Dariusz vd. (2002) ve Tan vd. (2004) tarafından kullanılan karmaşık matematiksel ifadelerle yapılan hesaplamalardan kurtulmayı sağlar. Buna ek olarak, t_{k1} , t_{k2} ve t_0 periyotlarının kontrolü için bunun programlanarak kullanılması ve bir sayaç ile (counter) kontrol periyodu süresince icra edilmesi daha kullanışlıdır. Şekil 6.45 önerilen algoritmaya ait akış diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 6.45 Önerilen algoritmaya ait akış diyagramı

6.4.3. Simülasyon ve Sonuçları

Önerilen DTC algoritmasının performansını incelemek için iki adet Matlab/Simulink modeli oluşturuldu. Bunlardan birisi bölüm (5.3)'te anlatılan HDTC ve ikincisi ise önerilen yeni DTC algoritmasına ait programlardır. Kullanılan motor parametreleri Ek 1'de verilmiştir. Simülasyonda kullanılan inverter IGBT inverterler ile yapılmış ve aşağıdaki ayarlamalar yapılmıştır.

IGBT/Diyot

Bastırma Devresi $R_s, C_s = (1e-3 \text{ ohm}, 10e-6 \text{ F})$

$R_{on} = 1e-3 \text{ ohm}$

İleri yönde düşen gerilim ($V_{f \text{ Device}}, V_{f \text{ Diode}}$) = (0.6, 0.6)

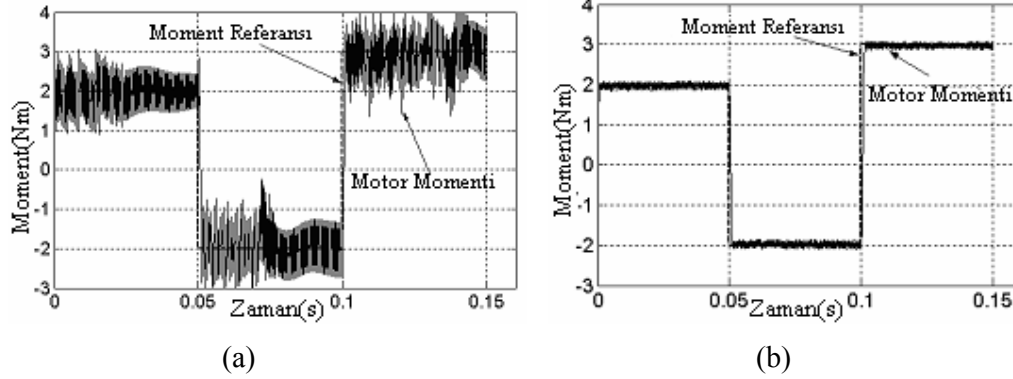
$T_f(s), T_t(s) = (1e-6, 2e-6)$

DC bara gerilimi= +132 ila -132.

100 μ s lik örnekleme zamanındaki simülasyon sonuçları her iki algoritma ile aynı çalışma koşulları altında denenmiş ve sonuçları Şekil 6.46 ila Şekil 6.55'te gösterilmiştir. Dinamik moment cevabı açık çevrim hız ile simüle edilmiş ve kalıcı hal performansı kapalı hız çevrimi ile simüle edilmiş olup, burada kullanılan referans hız 70 rad/s ve yük momenti ise 2 Nm dir.

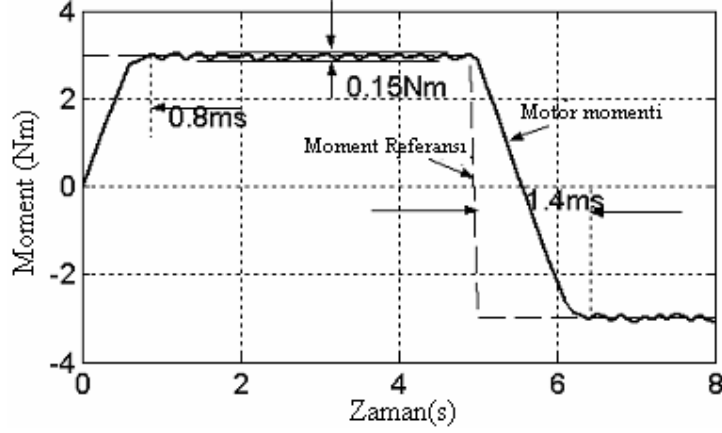
6.4.3.1 Dinamik Moment Cevabı

HDTC nin kullanıldığı ve önerilen DTC'nin dinamik moment cevapları sırasıyla Şekil 6.46-a ve Şekil 6.46-b'de verilmiştir. Her iki algoritma için uygulanan referans moment +2.0 ve -2.0 ile daha sonra 3.0 Nm'ye ayarlanmıştır. Şekillerden görülebileceği üzere, önerilen algoritmanın dinamik cevabı referans moment değerini daha az moment dalgalanması ile takip etmektedir. Diğer taraftan; önerilen algoritmanın moment cevabı HDTC'nin cevabı kadar hızlıdır.

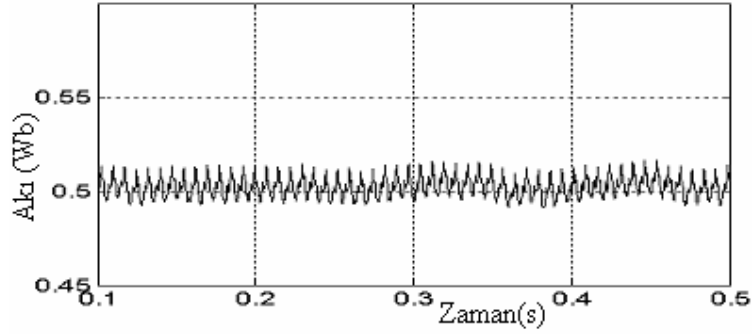


Şekil 6.46 Motorun açık hız çevrimindeki dinamik momenti: (a) HDTC (b) Önerilen DTC

Şekil 6.47 (6.23) eşitliği ile önerilen moment bandında kalmak için gerekli maksimum süreyi veren fikri açıklamaktadır. Gösterilen simülasyon sonuçlarına göre motoru 2 Nm momente getirmek için ≈ 0.8 ms gerekmektedir. Dolayısıyla, eğer ihtiyaç duyulan dalgalanma sınırları bu çalışmada olduğu gibi 0.1 Nm yi aşmayacaksa, o zaman (6.23) eşitliğine göre maksimum anahtarlama zamanı yaklaşık ≈ 0.05 ms olur ki bu değer örnekleme periyodu olan ($T_s=0.1$ ms) dan daha düşük bir değerdir. Fakat, moment dalgalanmaları kontrol altına alınabilmesine rağmen, akı dalgalanmaları Şekil (6.48)'de gösterildiği gibi halen yüksek seyretmektedir. Bu durum, gerilim seviyesi kontrolünün sadece moment hatasının büyüklüğüne bağlı olarak yapılmasından kaynaklanmaktadır.



Şekil 6.47 Moment dalgalanması ve ivmelenme zamanı

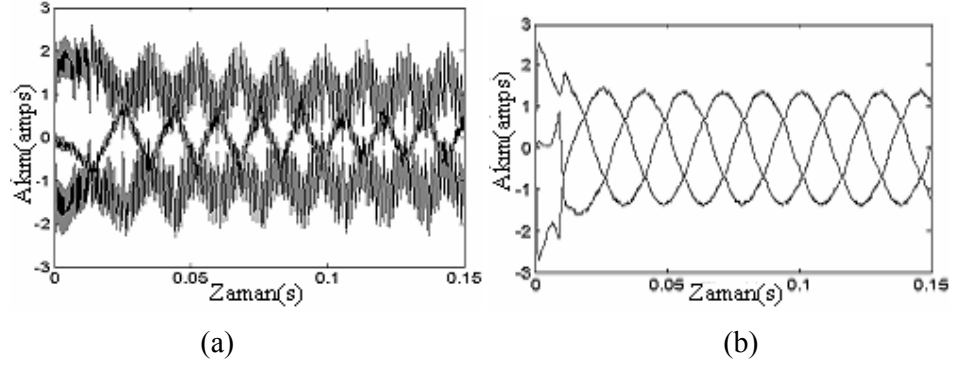


Şekil 6.48 Gerekli gerilim seviyesini tahmin etmek için sadece moment hatası büyüklüğünün kullanıldığı durumda akı cevabı

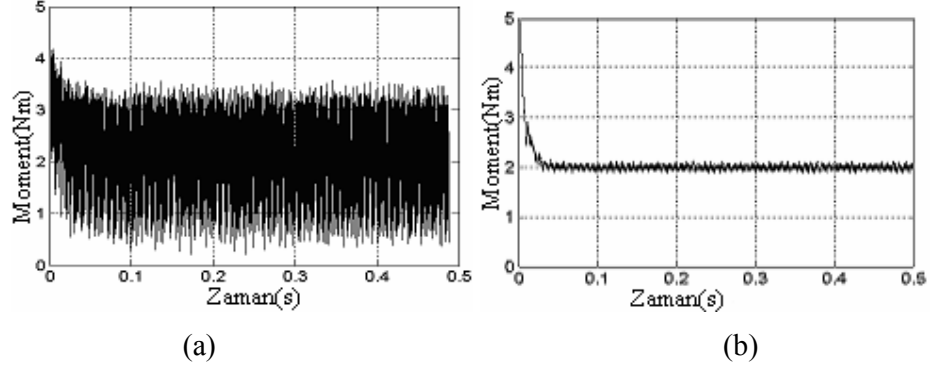
6.4.3.2 Motorun Kalıcı Hal Performansı

Motorun kalıcı haldeki sürekli performansına ait sonuçlar Şekil 6.49 ila Şekil 6.51’de gösterilmiştir. Şekil 6.49-a ve Şekil 6.49-b şekilleri, sırasıyla HDTC altında ve önerilen DTC altında çalışan motora ait sargılardaki faz akımlarını göstermektedir. Bu şekillerden, önerilen metod altında alınan dalga şekillerinin değişimini gözlemlersek, faz akımlarının sinüsoidal dalga şekline yaklaştığı ve hemen hemen tamamen akım darbelerinden arınmış olduğu Şekil 6.49-a’dan görülebilir. Daha iyi dalga şekillerinin elde edilebilmesi, zamanlama yapısına ait sürenin artırılması ile elde edilebilir. Fakat, daha düzgün bir dalga şeklinin gerekmediği durumlarda, Şekil 6.45 deki gibi uygun parçaların kullanılması yeterli olacaktır.

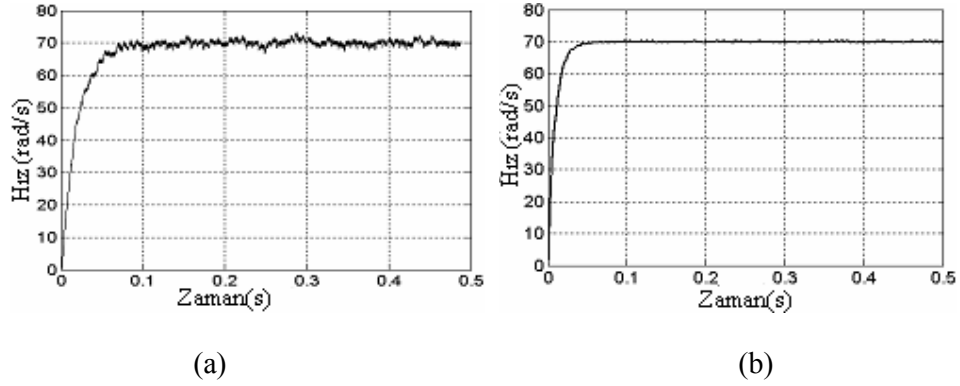
Şekil 6.50’de gösterilen moment cevabı, moment dalgalanmalarının 3.2 Nm (maksimum -ila-maksimum) lik bir aralıkta değişirken, yeni metodun kullanılması ile bu dalgalanmaların 0.15 Nm’den daha düşük bir seviyeye gerilediğini göstermektedir. Dolayısıyla bu sonuç, motordaki mekanik titreşimler ve akustik gürültülerinde azalmasına neden olacak ve Şekil 6.51’deki gibi daha düzgün bir hız cevabı elde edilmesi sonucunu verecektir.



Şekil 6.49 Motor hat akımları (a) HDTC (b) Önerilen DTC



Şekil 6.50 Kalıcı hal motor momenti cevabı: (a) HDTC (b) Önerilen DTC



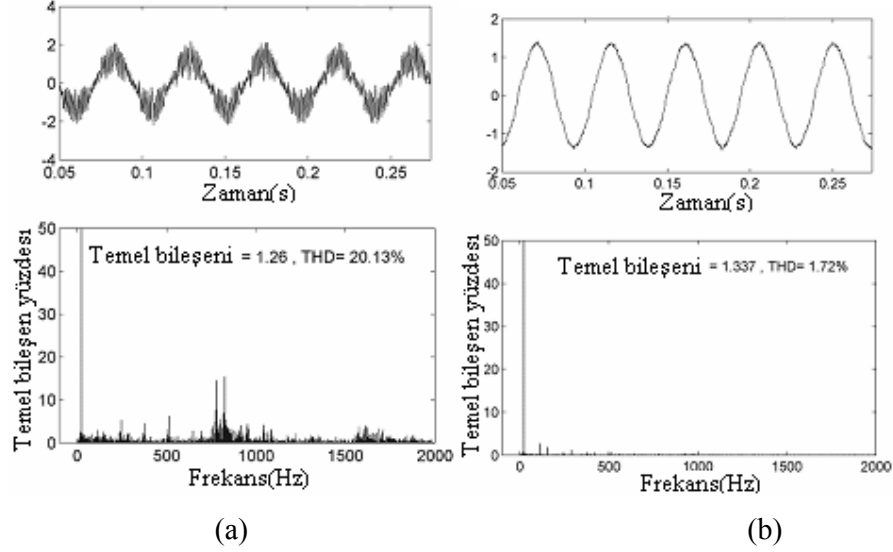
Şekil 6.51 Rotor hız cevabı: (a) HDTC (b) Önerilen DTC

6.4.3.3 Harmonikler ve EMI Gürültülerin Azaltılması

Faz akımlarına ait harmoniklerin ve hat akımlarındaki EMI gürültülerin her iki kontrol metodu uygulandığında alınan sonuçları Şekil 6.52 ile Şekil 6.53 da gösterilmiştir.

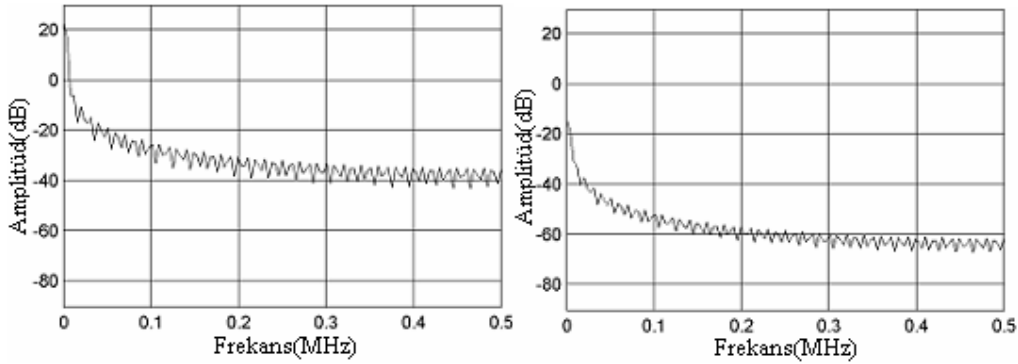
Şekil 6.52-a'da HDTC ile kontrol yapıldığında A-fazı akımının spektrumu, zarar verici

miktarda harmonik akım içerdiğini, THD $\sim 20\%$ olacak şekilde geniş bir frekans aralığında dağıldığını göstermektedir. Bu durum, motorun ürettiği momentte parazitik dalgalanmalara yol açar. Önerilen algoritma kullanıldığında ise THD etkin bir şekilde 2% 'den daha az bir değere indirildiği Şekil 6.52-b'de gösterilmiştir.



Şekil 6.52 a fazı akımı (yukarıda)ve akımın spektrumu (aşağıda)
(a) HDTC (b) Önerilen DTC

HDTC ile yapılan kontrol neticesinde oluşan EMI gürültüleri, Şekil 6.53-a'da verilmiştir. Buradaki gürültü seviyeleri; çalışma frekansında ~ 20 dB, anahtarlama frekansında ~ 18 dB (5KHz) ve çok yüksek frekanslarda -40 dB'dir. Önerilen algoritma kullanıldığında ise EMI gürültü seviyesi Şekil 6.53-b'den görüleceği üzere; çalışma frekansında ~ 18 dB, anahtarlama frekansında ~ 25 dB (5kHz) ve çok yüksek frekanslarda (>0.2 MHz) -60 dB'e inmiştir.



Şekil 6.53 EMI gürültü seviyesi (a) HDTC (b) Önerilen DTC

6.5 Bölüm Sonuçları

Önerilen moment dalgalanması azaltma metodunda, yeni bir pasif filtre topolojisi tanıtılmış ve analiz edilmiştir. Bu filtre topolojisi, motor gerilimini şekillendirmek için kullanılan bileşik bir filtre ile; bileşik filtre çıkışındaki yüksek frekanslı bileşenlerin etkilerine önlem almak için kullanılan alçak geçiren bir RLC devresinin birleşiminden oluşmaktadır. Önerilen topoloji başarılı bir şekilde FOC ve HDTC algoritmalarına uygulanmıştır. Bu topolojinin moment dalgalanmalarını ve yüksek harmonik bileşenlerini azaltmak için yeterli olduğu ve motor girişlerine neredeyse sinüsoidal bir gerilim sağlayarak, daha düzgün bir akım dalga şekli elde edildiğini göstermektedir. Bu topoloji, aynı zamanda; sistemden arındırılmadığı takdirde motor kontrol sistemine zararlı olacak EMI gürültü seviyelerinin düşürülmesinde etkinliğini göstermiştir.

Önerilen ikinci moment dalgalanması azaltma metodunda, FOC ve HDTC yöntemleri için yeni bir AF topolojisi tanıtılmış ve analiz edilmiştir. Bu filtre topolojisi, seri AF'lerin kompanzasyon karakteristikleri ile L tipi pasif EMI filtrenin birleşiminden oluşmaktadır. Önerilen topolojinin moment dalgalanmalarını önlediği gibi faz gerilimindeki ve akımındaki harmonik gürültüleri azaltması sonucunda motor girişlerine neredeyse sinüsoidal bir gerilim sağlayarak, daha düzgün bir akım dalga şekli elde edildiğini göstermektedir. Harmonik tespit etme metodu, motor kontrol algoritması ile aynı mantıkla çalışmaktadır. Farklı olan kısmı, doğru referans sinyali elde etmek için gecikme zamanı kullanılmamaktadır. Bu topoloji, aynı zamanda; sistemden arındırılmadığı takdirde motor kontrol sistemine zararlı olacak EMI gürültü seviyelerinin düşürülmesinde etkinliğini göstermiştir.

Önerilen üçüncü moment dalgalanması azaltma metodunda, içi sabit mıknatıslı senkron motorlarda histeresis doğrudan moment kontrolü (HDTC) metodunun performansını geliştirmek için yeni bir doğrudan moment kontrol algoritması geliştirilerek analiz edilmiş ve simülasyonu yapılmıştır. Bu algorithmada birbirine dik iki aktif vektörün belirlenmesi için geleneksel HDTC yönteminde kullanılan iki adet histeresis kontrolörün çıkışı kullanılmıştır. Algoritma, aynı zamanda gerekli gerilim seviyesini tahmin etmek için moment büyüklüğü hatasını kullanmakta, ve seçilen iki vektörün uygun anahtarlama zamanlarının belirlenmesi için moment hatasına ek olarak stator akısının konumunu kullanmaktadır. Anahtarlama zamanlarının seçimi hesaplama karmaşıklığını azaltan yeni bir çizelge yapısına uymaktadır. Önerilen algoritmanın simülasyon sonuçları yeterli dinamik moment performansı göstermekte ve HDTC ile karşılaştırıldığında moment dalgalanmalarının yanı sıra, harmonik akımlarında ve EMI gürültü seviyelerinde ciddi miktarda azalma olduğu görülmektedir.

Önerilen metotlar ile daha önce yapılan çalışmalar (Zhong, 1997; Dariusz, 2002; Tang, 2004) karşılaştırılması Çizelge 6.2’de gösterilmiştir.

Çizelge 6.2 Moment Dalgalanmaları ve harmonik gürültü azaltılması metotlarının karşılaştırılması

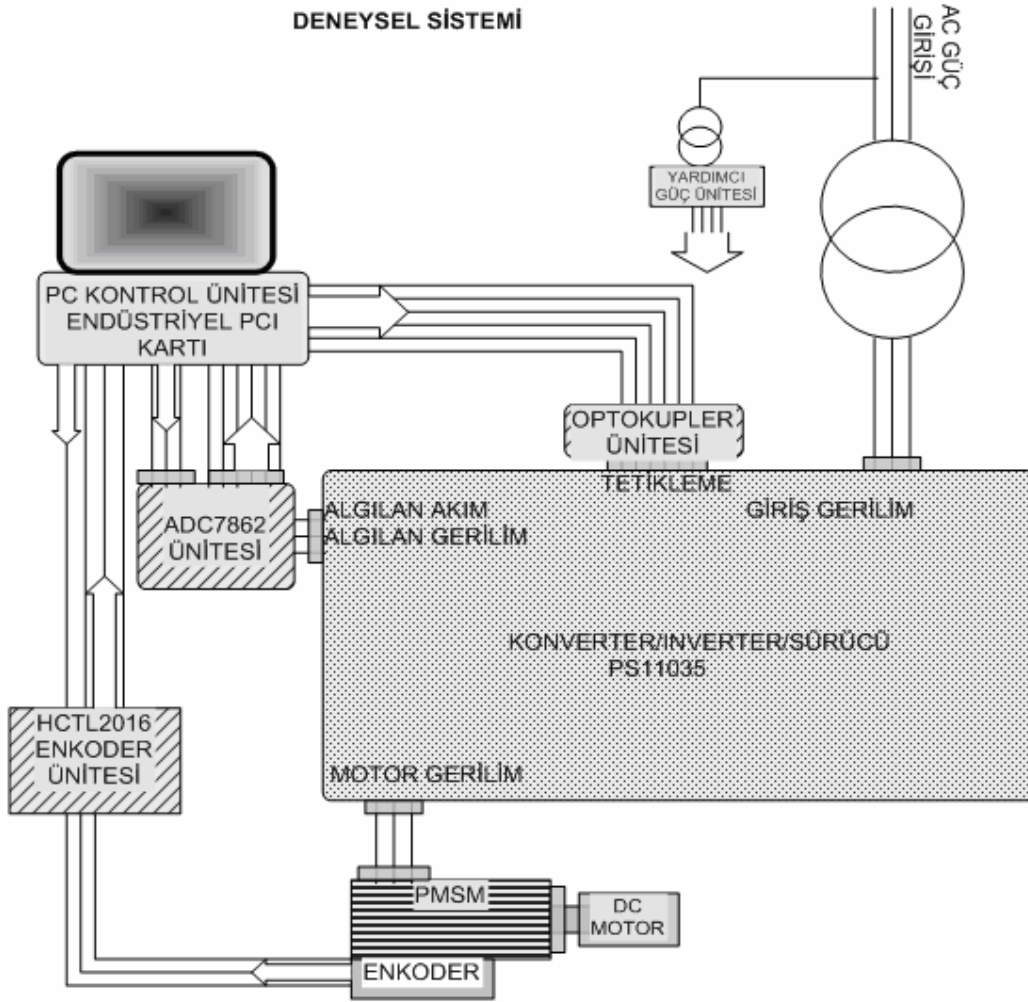
	Önerilen metotlar			Daha önce yapılan çalışmalar		
	Pasif filtre	Aktif filtre	yeni DTC	Zhong (1997)	Dariusz (2002)	Tang (2004)
EMI gürülü seviyesi azaltılması	Etkili	Daha çok etkili	En çok etkili	Etkili değil	Daha çok etkili	Daha çok etkili
Düşük harmoniklerin azaltılması	Etkili	Daha çok etkili	En çok etkili	Etkili değil	Daha çok etkili	Daha çok etkili
Moment Dalgalanmaların azaltılması	Etkili	Daha çok etkili	En çok etkili	Etkili değil	Daha çok etkili	Daha çok etkili
Moment dinamik cevapı	Yavaş	Yavaş	Çok hızlı	Çok hızlı	Yavaş	Yavaş
Sistem maliyeti	Yüksek	En yüksek	Yüksek	Düşük	Yüksek	Yüksek

7. DENEYSEL ÇALIŞMALARI VE MODEL GERÇEKLEŞTİRMESİ

7.1 Deney Setinin Tanıtılması

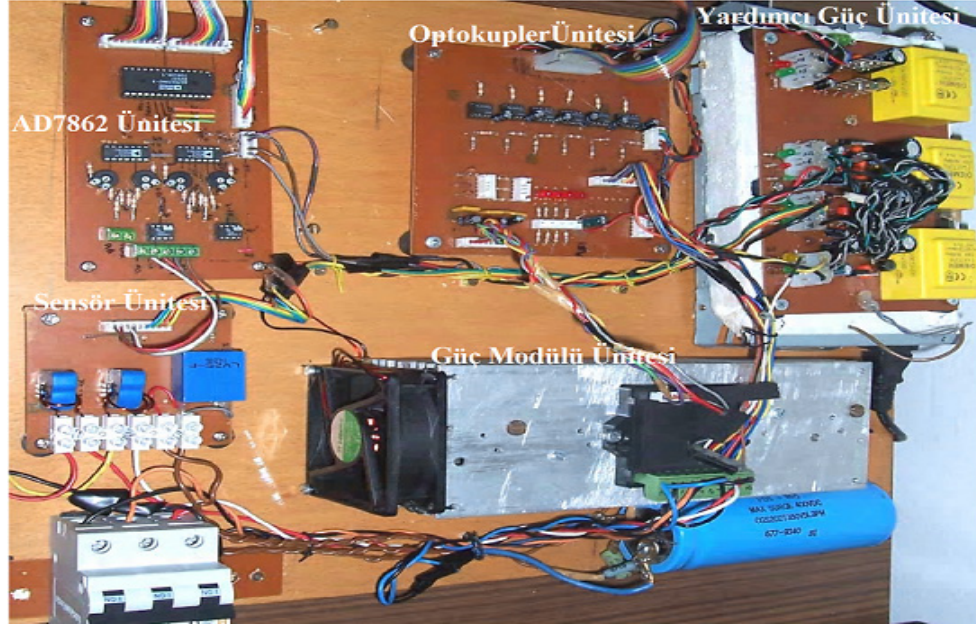
Deney setinin blok şeması şekil 7.1’de gösterilmiştir. Deney seti birbirine akuple edilmiş PMSM-DC motor ünitesi, güç modülü ünitesi, sensör ünitesi, AD7862 ünitesi, optokuplör ünitesi, enkoder ünitesi, yardımcı güç ünitesi ve host bilgisayar ünitesinden oluşmaktadır.

Gerçek zamanlı algoritmanın yürütülmesinde kullanılan host bilgisayarın içerisinde özellikleri Ek 3 kısmında gösterilmiş olan endüstriyel bir giriş-çıkış PCI DECISION kartı bulunmaktadır. Bu kartta her birinde 16 giriş-çıkış hattı bulunan 4 kanal yer almaktadır. Bu kanallardan ikisi, motor sisteminden ölçülen akım ve gerilimlerin okunmasında, bir diğeri inverterin tetiklenmesinde 4. uncu ve sönücüsü da enkoder den gelen bilginin okunmasında kullanılmaktadır.



Şekil 7.1. Deney setinin blok şeması

PMSM-DC akuple motor ünitesi, bir PMSM ve yük olarak bir DC motordan oluşmaktadır. PMSM, yüksek ivmelenme için neodymium magnet'ten faydalanan sinüsoidal servomotordur MMD082A. Motor 2500/devir çözünürlüklü artımsal bir enkodere sahiptir. Motora ait elektriksel parametreler bölüm 2.7'de belirtilen metot kullanarak test yolunla elde edilmiştir. Motora ait veriler Ek1'de verilmiştir. Yük olarak kullanılan motor sabit mıknatıslı GR80x80 tipi DC motordur. Buna ait veriler de Ek1'de yer almaktadır. Gerçekleştirilen deneye ait setin fotoğrafı, şekil 7.2'de gösterilmiştir. Kullanılan diğer üniteler aşağıda kısaca ifade edilmiştir

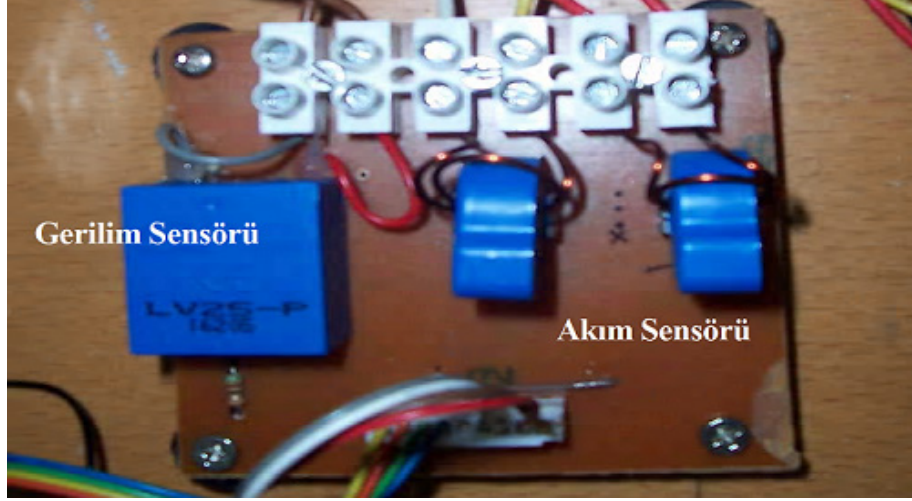


Şekil 7.2 Deney setinde güç modülü ünitesi, sensör ünitesi, AD7862 ünitesi, yardımcı güç ünitesi ve optokuple ünitesi görünüyor

7.1.1 Sensör Ünitesi

Şekil 7.3'te gösterilmiş olan sensör ünitesi, iki akım sensörü ve bir gerilim sensörü devresinden oluşmaktadır. Akım sensörleri, LEM Hall Etkili LTS-6N transducer tipidir. Bu sensörler nominal ± 3 amper olmak üzere ayarlanmışlardır. Sensörlerin çıkış gerilim aralığı 2.5 ± 0.625 V tur. Bunun için ± 2.5 V aralığı olan AD7862 arabirim devresine ihtiyaca duyulmaktadır. Faz-a ve Faz-b akımları ölçülmesine karşılık Faz-c akımı $-(i_a + i_b)$ şeklinde hesaplanarak elde edilmektedir.

Gerilim sensörü LEM Hall Etkili LV25-P transducer tipidir. Sensörün primer akımını 10 mA de sınırlandırmak için $20 \text{ k}\Omega$ harici bir direnç, ölçme direnci olarak ta sekander devresine $100 \text{ }\Omega$ 'lük bir direnç bağlanmıştır. Sensörün ölçme aralığı 10-500V arasındadır. Ayrıca Ek 4'de akım ve gerilim sensörlerine ait bilge verilmiştir.



Şekil 7.3 Sensör ünitesi, LV25P gerilim sensörü ve iki LTS-6N akım sensörü görünüyor

7.1.2 ADC7862 Ünitesi

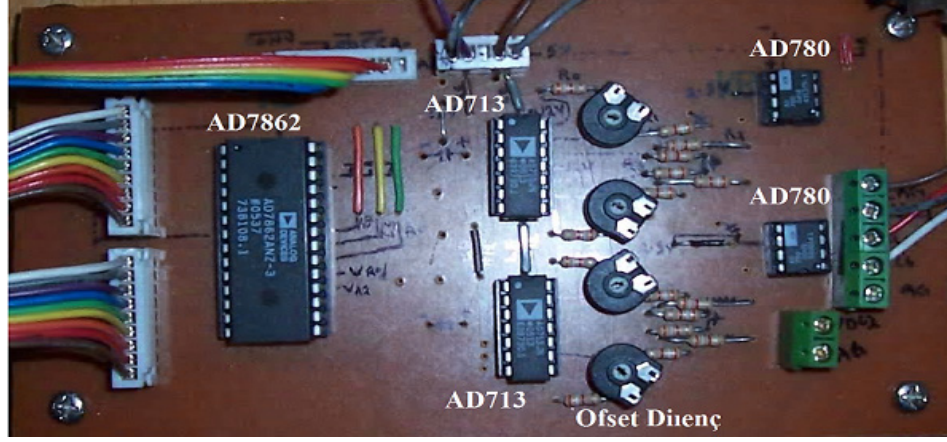
AD7862-3 yüksek hızlı, dual 12-bit A/D 28-lead DIP dönüştürücü, tek bir +5 V kaynaktan beslenmektedir. Bu entegre ardarda çalışan ve her biri 4 μ s de işlem yapan iki adet ADC, iki adet örnek/tut kuvvetlendiricisi ve bir dahılı +2.5 V referans içerir. Bu entegrenin 4 analog giriş vardır. Öyle ki bu girişler (A ve B) olmak üzere iki kanala ayrılmışlardır ve bu kanallar A_0 (pin 20) girişini ile seçilmektedir. Her bir kanal eş zamanlı olarak örneklenip dönüştürülebilen iki girişe (VA_1 & VA_2 or VB_1 & VB_2) sahiptir. Böylece analog girişlerdeki sinyallerin birbirlerine nazaran fazı korunmuş olmaktadır. Bu entegre ± 2.5 V (AD7862-3) aralığındaki analog girişler kabul etmektedir. Entegreden girişlerin üzerin deki aşırı gerilim koruması, entegre zarar görmeksizin giriş geriliminin ± 7 V'a ulaşmasına izin vermektedir. Entegre verinin okuması, host bilgisayardan sağlanan standart CS ve RD sinyalleri kullanılmak suretiyle, yüksek hızlı 12 bit paralel veri yolu aracılığıyla gerçekleştirilmektedir.

ADC7862 için gereken referans gerilim AD780 den sağlanmaktadır. Bu çip tam olarak 2.5 V çıkış gerilimi vermektedir.

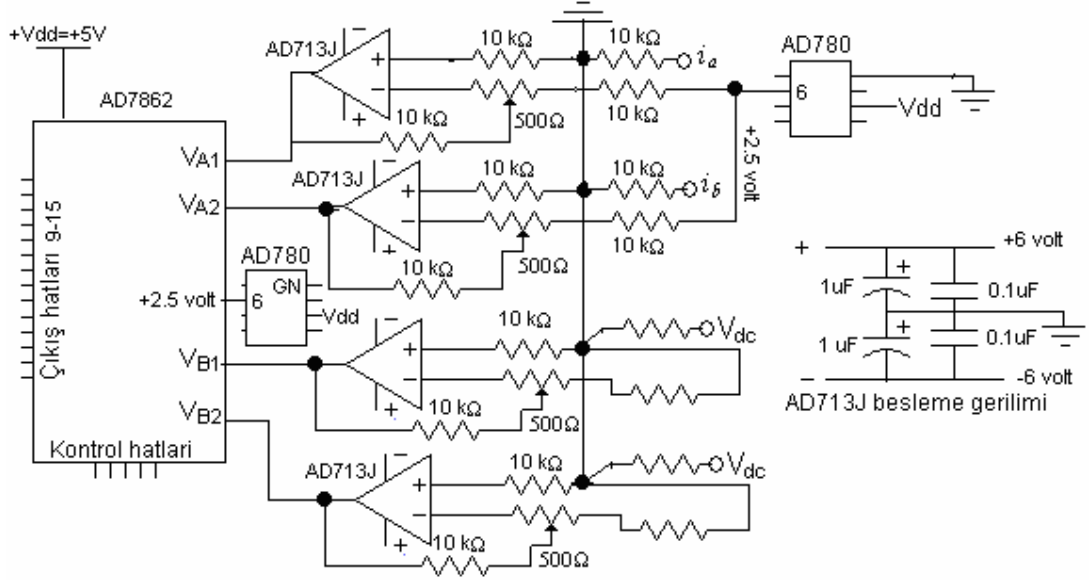
Analog girişler akım ve gerilim sensörler ile ilgili olarak tasarlanmıştır. V_{A1} , ve V_{A2} eşzamanlı olarak ölçülen Faz-a ve Faz-b akımlarını okumak için kullanılırken V_{B1} ise doğrultucu kapasitör uçlarındaki ölçülen giriş DC gerilimini okumak için kullanılmaktadır.

Düşük ofset hatası ve düşük tam ölçek hatası garanti etmek ve yüksek empedanslı bir giriş sağlamak için (AD713) işlemsel kuvvetlendirici kullanılmıştır. Şekil 7.4 ta görülen 4 tane 500 Ω 'luk değişken ofset direncini ayarlamak yoluyla ofset ve tam ölçek hatası azaltılabilmektedir. 0-5V aralığında sahip olan akım sensörleri ve ± 2.5 aralığında sahip olan

AD7862 arasındaki iyi arabirim sağlaması için, ikinci AD780 çipi kullanılmıştır. Bu entegre kanal V_{A1} ve kanal V_{A2} 'ye -2.5 V ofset değeri olarak verilir. Böylece AD7862 sensörden gelen gerilimi alabilir. Kullanılan çipler hakkında daha fazla bilgi Ek 5'te verilmiştir. Tasarlanan ünite şekil 7.4 ta gösterilmektedir.



(a)



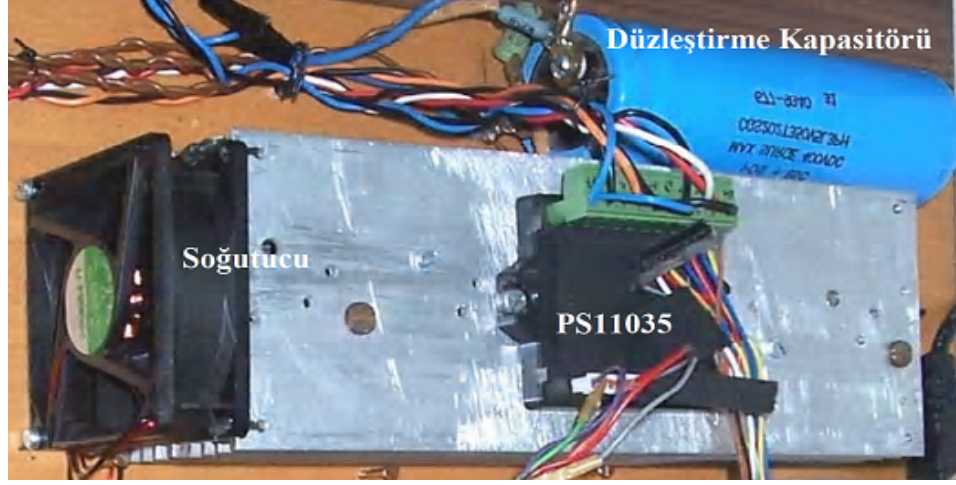
(b)

Şekil 7.4 ADC7862 ünitesi; ADC7862, AD713, AD780 ve değişken ofset dirençler görünür
(a) Fotoğrafı (b) Elektrik devresi

7.1.3 Güç Modülü Ünitesi

Güç modülü devresi şekil 7.5'te gösterilmiştir. Bu devre, zeki bir PS11035 modülü, bir soğutucu ve bir doğrultucu kapasitör içermektedir. PS11035'e entegre olarak, 3 fazlı AC'den DC'ye güç dönüşümü için bir dönüştürme köprüsü, 3 fazlı IGBT inverter köprüsü ve bir sürme devresi bulunmaktadır. İnverter köprüsüne gönderilecek dönüştürülmüş DC gerilim

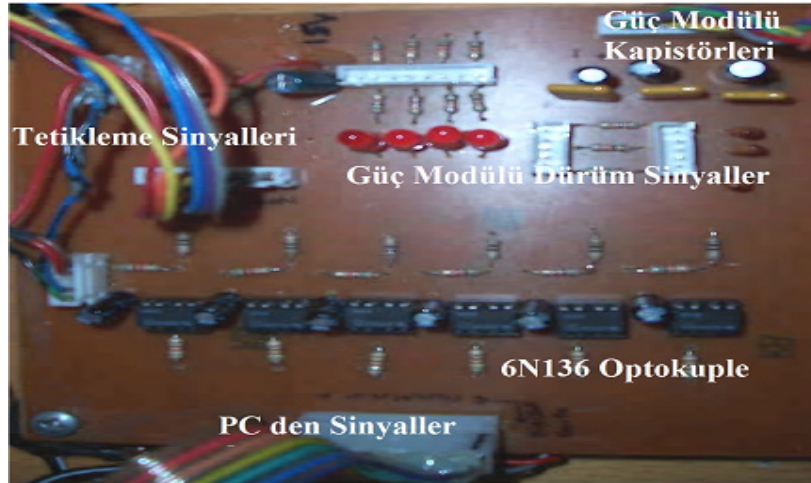
düzleştirilmek amacıyla, 4500 μ F lık bir düzleştirme kapasitörü PS11035'in P2 N2 uçlarına bağlanmıştır. Aynı zamanda DC gerilim ölçülmesi için gerilim sensörü de bu uçlara bağlanmıştır. Soğutucu sistemi, PWM anahtarlardan dolayı oluşabilecek aşırı ısınmanın önlenmesi amacıyla kullanılmaktadır. PS11035 hakkında daha fazla bilgi Ek 6'da verilmiştir.



Şekil 7.5 Güç modülü ünitesi; DC kapasitor filtre, fanlı soğutucu ve PS11035 zeki bir güç modülü görünür

7.1.4 Optokuplör Ünitesi

Bilgisayarlı kontrol sistemi ve güç modül sistemi arasındaki izolasyonu sağlamak amacıyla tasarlanmış optokuplör devresi şekil 7.6'da gösterilmektedir. Optokuplör olarak hızlı anahtarlama için 6N136 entegresi kullanılmıştır. Aynı board üzerinde güç modül sürücüsü için gerekli sinyal devresi ve şarj kapasitörü yer almıştır. 6N136 entegresi ile ilgili daha ayrıntılı bilgi Ek 7'de sunulmuştur.



Şekil 7.6 Optokuplör ünitesi (6N136 optokuplör entegresi, güç modül şarj kapasitörleri ve güç modül durum sinyalleri)

7.1.5 Yardımcı Güç Kaynak Ünitesi

Yardımcı güç kaynak ünitesi tasarımı için 7805, 7806, 7815, 7906, 7812 ve 7912 entegreleri kullanılarak istenilen doğru gerilim elde edilmiştir.

Kontrol sistemi için gerekli olan bütün gerilimler bu ünite tarafından sağlanır. İnverter sürücü devresi +15V, optocublor ise +5 V'luk gerilim seviyesinde çalışır. İnvertorun sürücüsü, optocublor ve inverter DC besleme gerilimin nötr noktaları aynı olmakla birlikte sistem nötründen izole edilmiştir. Diğer kontrol ünitelerinin besleme gerilimin ($\pm 12V$, +5V $\pm 6V$, +5V) nötr noktaları sistem toprağına bağlanmıştır.

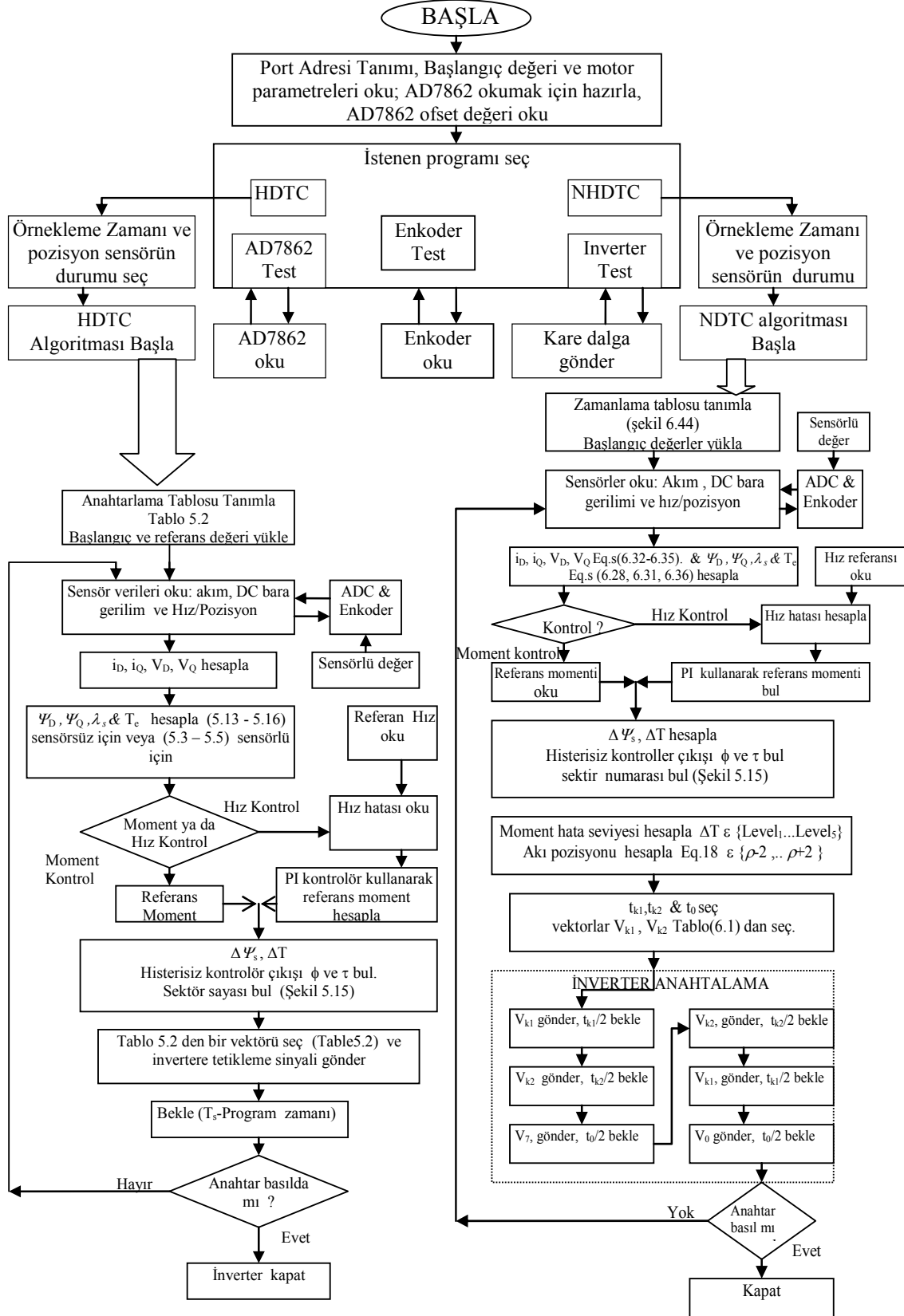


Şekil 7.7 Yardımcı güç kaynak

7.2. Kontrol Algoritması

HDTC ve geliştirmiş yeni DTC için kontrol programı, C++ dilinde yazılmıştır. PMSM'nun yazılım prototip modeli Runge Kutta nümerik algoritması yardımıyla çözülmüş ve program test edilmiştir. Program anlık motor akımı ve DC bara gerilimi (ve pozisyon sensörlü kontrol için rotor pozisyonu) bilgisini alır. Seçilmiş kontrol algoritması örnekleme zamanına göre giriş verilerine işleyerek motorun inverter sürücü anahtarlarına çalışma sinyalleri gönderir.

HDTC ve yeni DTC'yi içeren program akış şeması şekil 7.8'de gösterilmiştir. Program kodları Ek 8'de verilmiştir.

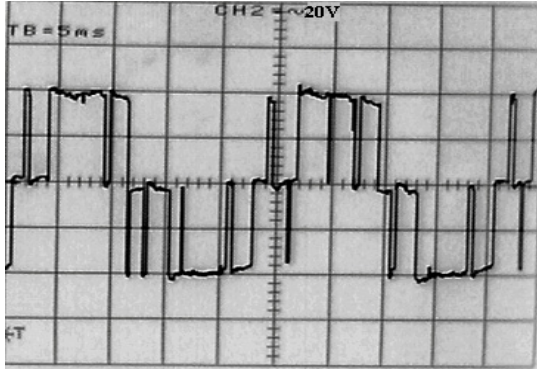


Şekil 7.8 HDTC ve NDTC'yi içeren program akış şeması

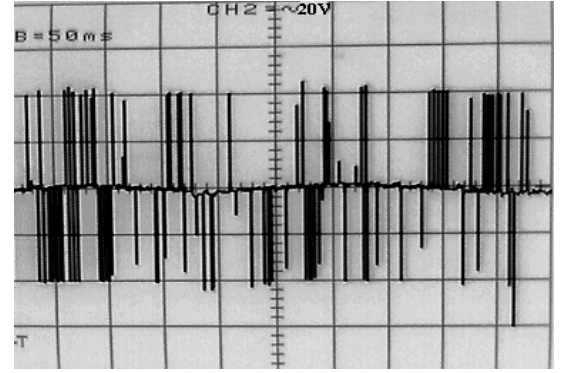
7.3 Deneysel Sonuçlar

HDTC ve NDTC için yüksüz durumda hat gerilimi, hat akımı, stator akısı ve dinamik moment cevabı şekil 7.9 - 7.12'de gösterilmiştir. Sonuçlar pozisyon sensörü olmaksızın, 120 μ s örnekleme zamanıyla ölçülmüştür. Referans moment ise 0.03s 0.5 Nm, 0.03s -0.5 Nm olarak değiştikten sonra 0.5 Nm olarak devam etmektedir.

Aşağıdaki dalga şekilleri gösterilmektedir ki NDTC'ye uygulanan gerilim (şekil 7.9-b), HDTC'ye uygulanan gerilim (şekil 7.9'a) şekliyle ile kıyaslandığında bir periyotluk gerilim ortalaması daha düşüktür. Buda hızın daha düşük olması anlamına gelir. Aynı gerilim seviyesinde NDTC daha düşük hızla çalışmasına rağmen bunu artırmanın iki yolu vardır. Bu yollar ya DC voltaj seviyesini artırmak ya da şekil 6.44'deki diyagramda önerildiği gibi düşük moment hata seviyesindeki zaman artırarak yapılır.



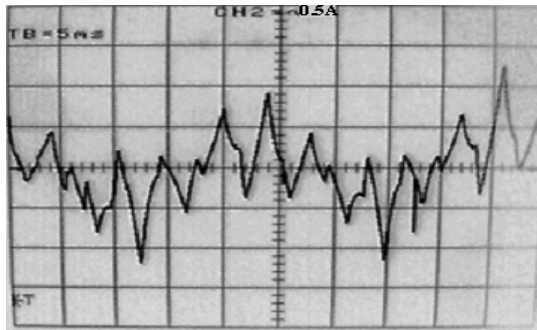
(a)



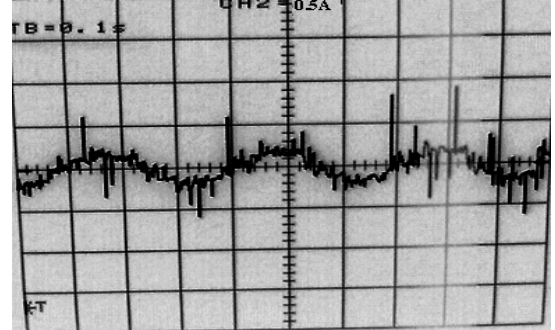
(b)

Şekil 7.9 Yüksüz durumdaki motorun hat gerilimi dalga formu (a) HDTC (b) NDTC.

Ölçüm devresindeki hatalar göz ardı edilirse NDTC'nun akım cevabı şekil 7.10-a'da HDTC'nun akım cevabıyla karşılaştırılırsa akımın şekli daha az darbeli sinüzoidal dalga formuna yakındır. Sonuç olarak istenildiği gibi küçük akı dalgalanmaları şekil 7.11 de ve küçük moment dalgalanmaları ise şekil 7.12'de görülmektedir.



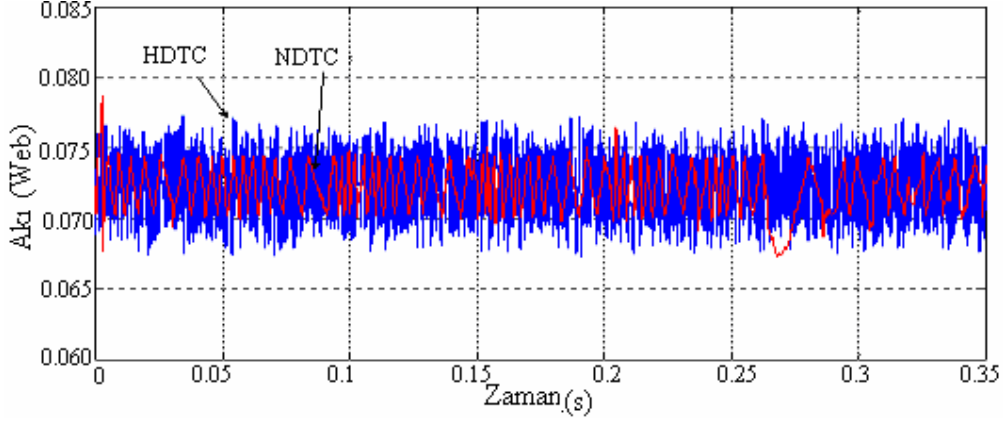
(a)



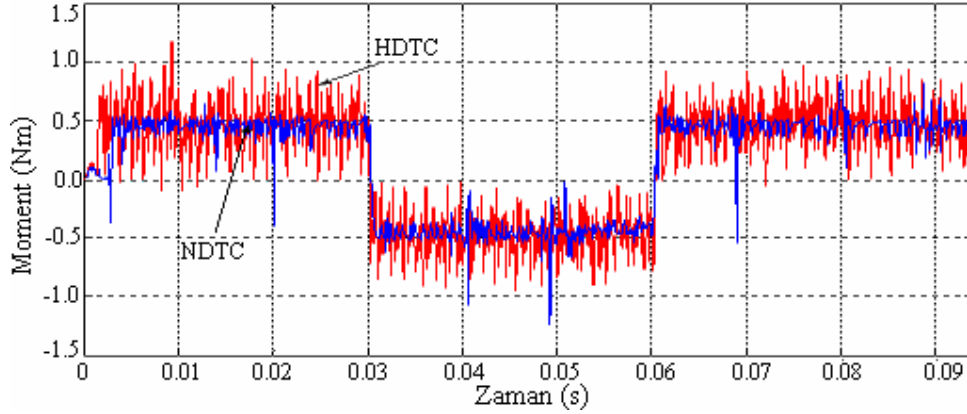
(b)

Şekil 7.10 Yüksüz durumdaki motorun hat akımı dalga formu (a) HDTC (b) NDTC.

NDTC'nun dinamik moment cevabı HDTC gibi yeterli bir şekilde referans momenti takip eder. Ancak NDTC'nun moment dalgalaması şekil 7.12'de gösterildiği gibi (0.1 Nm) HDTC den (0.8 Nm) daha küçüktür.



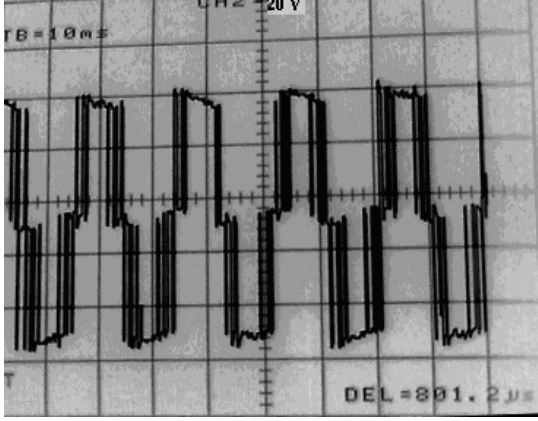
Şekil 7.11 Yüksüz durumdaki HDTC ve NDTC tahmini akı cevabı



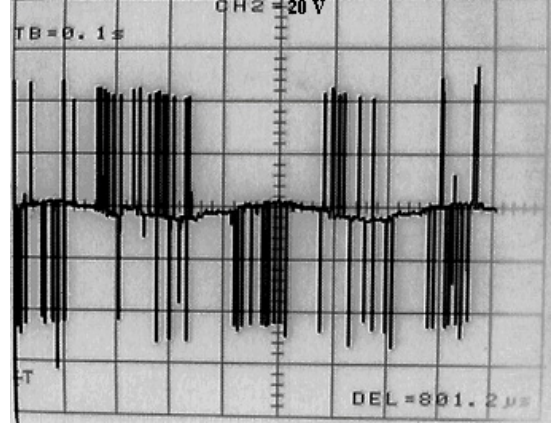
Şekil 7.12 Yüksüz durumdaki HDTC ve NDTC tahmini moment cevabı

Sabit mıknatıslı DC motora PMSM kublaj edilerek motorun yüklenmesi yapılmıştır. DC sabit mıknatıslı motor parametreleri EK 1'de verilmiştir. Farklı yükleme Şartlarındaki sonuçlar yüksüz durumundaki benzer sonuçlar gösterilmiştir.

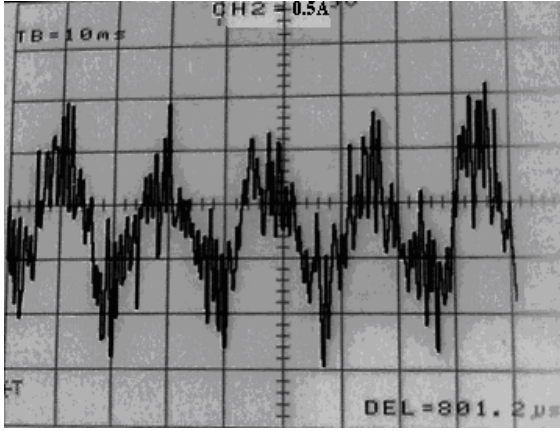
Her iki yöntem içinde hat akımı ve hat gerilimi içinde osiloskop çıktıları şekil 7.13 ve 7.14'te gösterilmiştir. Şekil 7.15'te ölçülen DC bara gerilimi görülmektedir. Gözlemlenebilir ki osiloskop gerilim şekilleri voltaj sıçramaları olmasına rağmen sensör vasıtasıyla ölçülen DC bara voltaj gerilimde çok fazla gerilim sıçramaları oluşmaktadır. Buda inverterin yanlış tetiklenmesine neden olabilir, bunun neticesinde motorun çalışmasında darbeli titreşim ve frenlemeler oluşmaktadır. Benzer etkiler akım içinde söylenebilir. Öyle ki motorun sağlıklı bir şekilde çalışması için gerilim ve akım sıçramaları elimine edilmelidir.



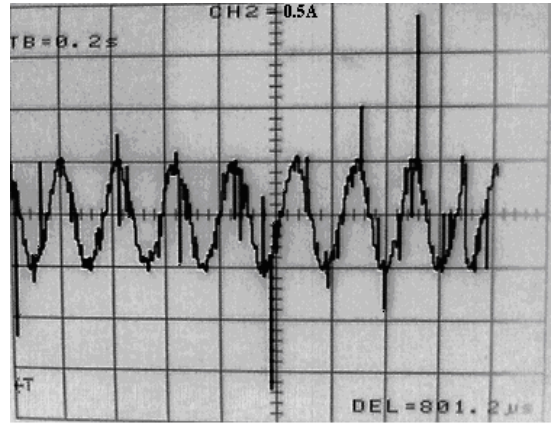
(a)



(b)

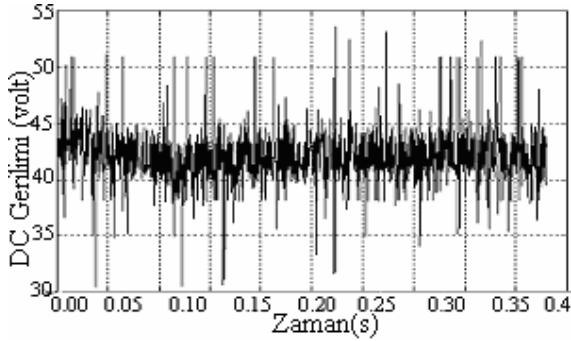
Şekil 7.13 120 μ s'de motor hat gerilimi (a)HDTC (b) NDTC

(a)

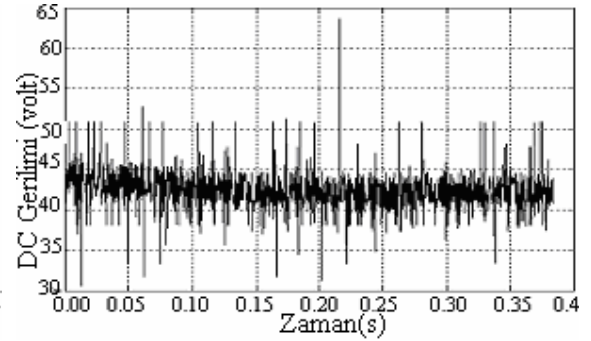


(b)

Şekil 7.14 Yüklü durumda motor hat akımı (a)HDTC (b) NDTC



(a)

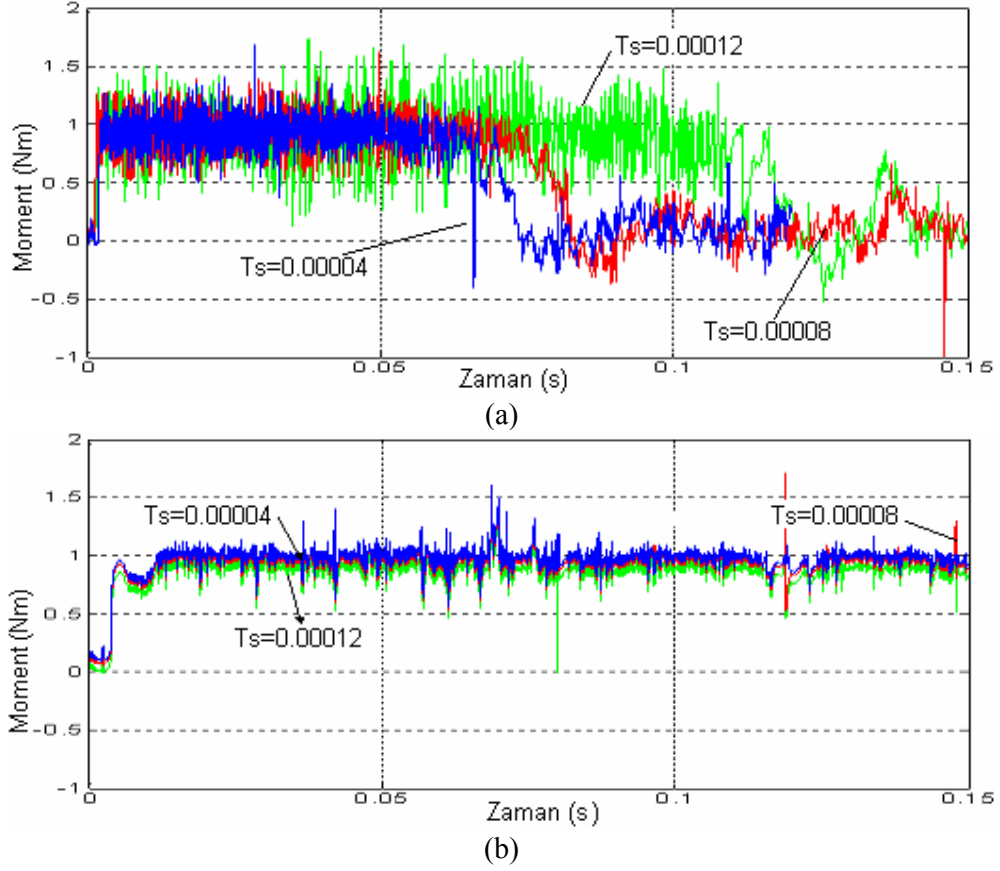


(b)

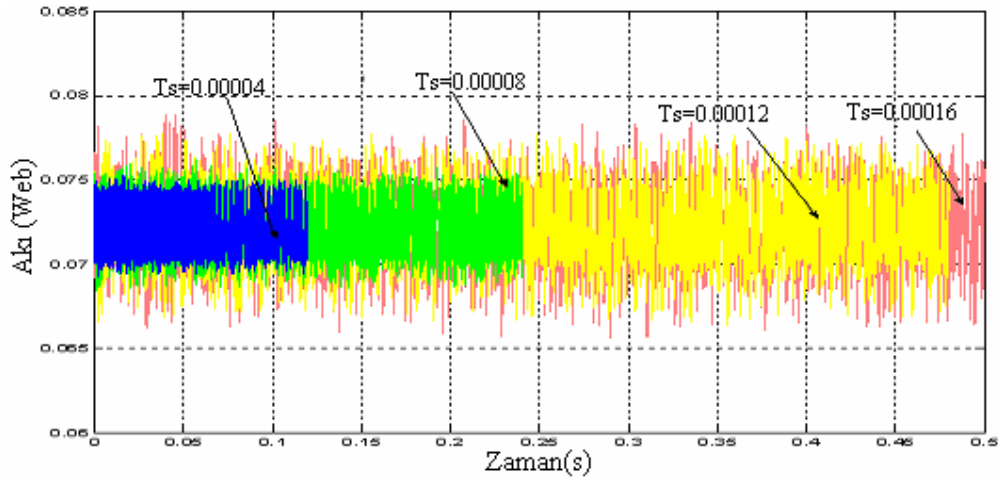
Şekil 7.15 Ölçülen DC bara gerilimi (a) HDTC (b)NDTC

Farklı örnekleme zamanında moment cevabı şekil 7.16'da gösterilmiştir. HDTC için moment dalgalanması örnekleme zamanı ile birlikte orantılı bir şekilde değişmektedir. Ancak önerilen yeni DTC sayesinde moment dalgalanması oldukça düşürülmüştür. Aynı şekilde HDTC için

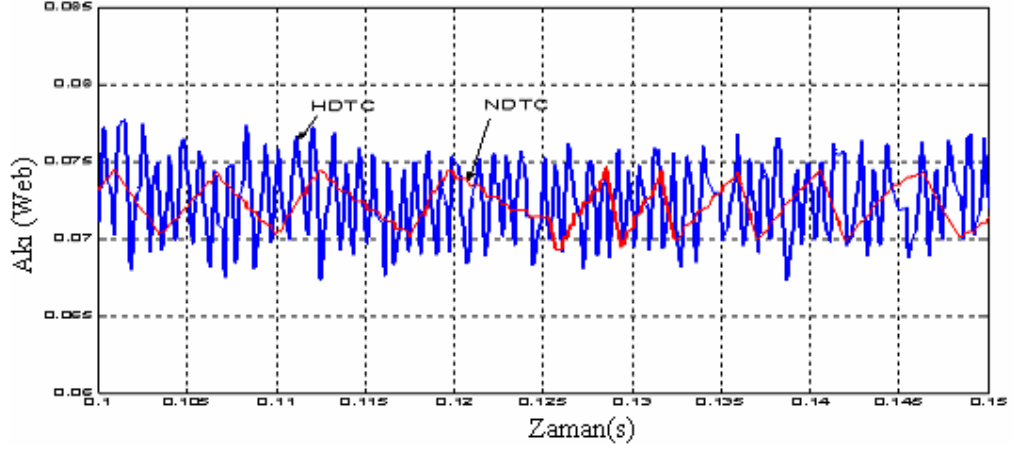
stator akı cevabı şekil 7.17’de gösterildiği gibi örnekleme zamanının artışı ile akı dalgalanması hafif bir şekilde artar. NDTC için zamanlama diyagramı sadece moment hata kriterlerine bağlı olarak seçildiği için akı minimum dalgalanmalarda kontrol edilmez. Ancak akı cevabı şekil 7.18’de gösterildiği gibi HDTC ile karşılaştırıldığında dalgalanma daha küçüktür.



Şekil 7.16 Farklı örnekleme zamanında tahmin edilen moment cevabı (a) HDC (b) NDTC

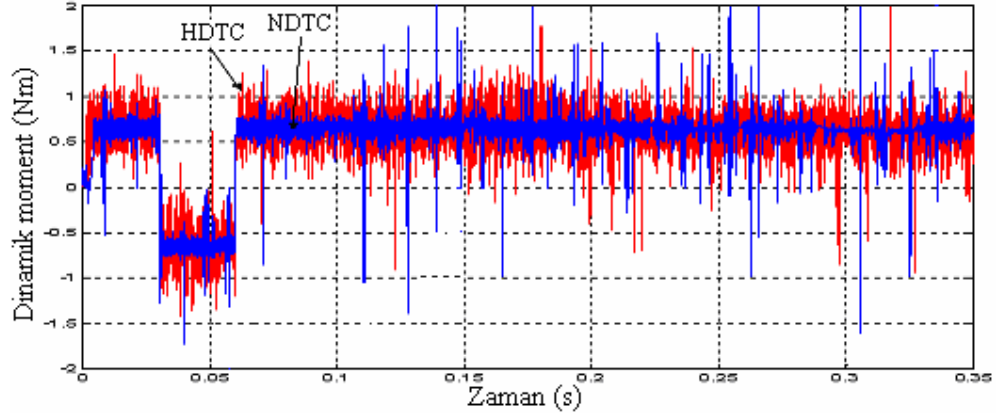


Şekil 7.17 Farklı örnekleme zamanında tahmin edilmiş akı cevabı

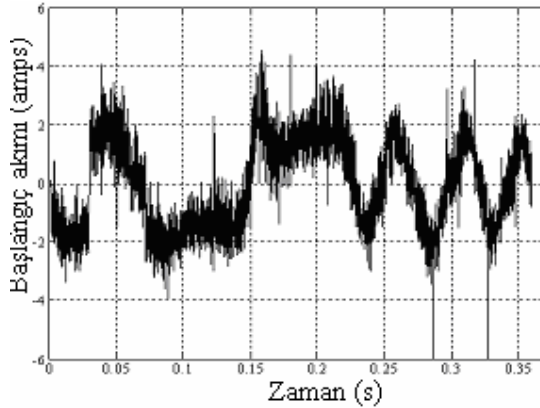


Şekil 7.18 Tahmin edilen stator akı cevabı (HDTC için $80\mu s$, NDTc için $120\mu s$)

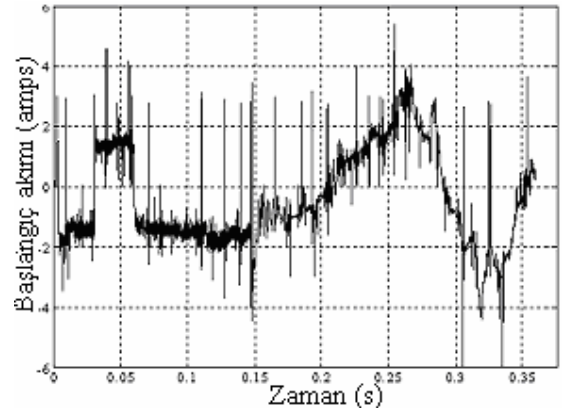
Motor yüklendiğindeki dinamik moment cevabı şekil 7.19’da, başlangıç akımı dalga formu şekil 7.20’de gösterilmektedir. Ölçüm sıçramaları göz ardı edilirse açıkça yeni geliştirilen yöntem minimum moment dalgalanmasına sahiptir. Ancak şekil 7.20’den de anlaşılacağı gibi motorun yol alma hızı düşüktür.



Şekil 7.19 dinamik moment cevabı (0.7 Nm moment referans)



(a)



(b)

Şekil 7.20 Başlangıç motor hat akımı (a) HDTC (b) NDTc

7.4 Deneysel Çalışmanın Değerlendirilmesi

HDTC ile NDTC'nun pozisyon sensörü olmaksızın, dinamik ve karalı durumunda deneysel sonuçları karşılaştırılmıştır. Görülmektedir ki moment, akı ve akımdaki dalgalanma HDTC'ye göre NDTC'de daha azdır.

AD7862'deki ölçme hataları ile birlikte hat akımı ve ölçülen DC gerilim sıçramaları gibi dezavantaj sonucu inverter yanlış sürülebilir, bu da frenleme momentine neden olabilir. Öyle ki gürültü ve sıçrama filtreleri kullanarak moment ve akı doğru bir şekilde tahmini edilir

8. SONUÇLAR VE İLERİYE DÖNÜK ÇALIŞMALAR

Son yıllarda, literatür içinde yer almaya başlayan moment titreşimlerinin sabit mıknatıslı motorlar üzerindeki çalışmalar azımsanmayacak kadar bir artış olduğu görülmektedir. Bu tezin amacı, PMSM motorun kontrolunda moment dalgalanmalarını ve harmonik gürültüleri azaltmak için basit ve uygulanabilir bir metod geliştirmektir.

8.1 Kullanılan Kontrol Algoritmalarına Göre Moment Dalgalanmaları ve Harmonik Gürültülerin Karşılaştırılması

Farklı kontrol algoritmaları için inverter anahtarlama sisteminden kaynaklanan moment dalgalanmaları ve gürültüler üzerinde inceleme yapılmıştır. Bölüm 5 deki analiz ve simülasyon sonuçlarına bakılırsa aşağıdaki sonuçlar çıkarılabilir.

Aynı işletme koşullarında kontrol algoritmalarının değişimi ve veya gerilim modülasyonunun değişimi moment dalgalanmalarını ve harmonik gürültüleri az miktarda değiştirmektedir. Fakat, örnekleme zamanındaki anahtarlama vektörleri artırılırsa, sonuçlarda önemli miktarda değişim gözlemlenmektedir. Örnekleme zamanı değiştirildiğinde, her örneklemede ortalama gerilimin seviyesi ve de histeresis bandların değişimi dalgalanma miktarını etkilemektedir.

8.2 Moment Dalgalanmalarının ve Harmonik Gürültülerin Azaltılması

Moment dalgalanmalarını ve harmonik gürültüleri azaltmak için üç metod geliştirilmiştir. Bu yöntemlere ait analiz ve simülasyon sonuçlarından aşağıdaki sonuçlara ulaşılabilir.

Moment dalgalanmalarını azaltmak için önerilen birinci metodda yeni bir pasif filtre topolojisi tanıtılmış ve analiz edilmiştir. Bu filtre topolojisi bileşik "compound" filtre ile RLC alçak geçiren filtreyi birleştirir. Bileşik filtre ile motor geriliminin şekillendirilmesini sağlarken, RLC alçak geçiren filtre ile bileşik filtre çıkışından kaynaklanan yüksek frekans bileşenlerine karşı önlem alınmış olur. Önerilen topoloji FOC ve HDTC yöntemlerine başarılı şekilde uygulanmıştır. Bu topolojinin moment dalgalanmaları ve yüksek akım harmonik bileşenlerini azalttığı ve motor girişlerine neredeyse tam sinüsoidal bir gerilim ve dolayısıyla daha düzgün bir akım dalga şekli sağladığı görülmüştür. Bu topoloji aynı zamanda azaltılmadığında motora zarar verebilecek olan EMI gürültü seviyesinin de düşürülmesinde de etkili olmuştur.

İkinci olarak önerilen moment dalgalanması azaltma metodunda, FOC ve HDTC için geliştirilen yeni bir AF topolojisi tanıtılmış ve analiz edilmiştir. Bu filtre topolojisi seri AF ve L tipi pasif filtrelerin kompanzasyon karakteristiklerini birleştirmiştir. Önerilen topolojinin moment dalgalanmalarını azaltırken, faz gerilim ve akımlarındaki harmonik gürültüleri azaltarak motor girişlerine neredeyse tam sinüsoidal gerilim ve dolayısıyla daha düzgün bir

akım dalga şekli sağladığı görülmektedir. Harmonik belirleme metodu motor kontrol algoritması ile aynı mantıkla zaman gecikmesiz olarak gerçekleştirilmiş olduğundan, doğru referans sinyallerinin elde edildiği kabul edilebilir. Bu topoloji motor kontrol sistemine zarar veren EMI gürültü seviyesinin de düşmesinde etkili olmuştur.

Üçüncü olarak moment dalgalanmasını azaltmak için önerilen metod ise, iç sabit mıknatıslı senkron motorlarda histeresis doğrudan moment kontrolünün performansını artıracak yeni bir doğrudan moment kontrol algoritması olup analizi ve simülasyonu yapılmıştır. Bu Algoritma klasik HDTC yönteminde iki tane komşu aktif vektörü belirlemek için kullanılan iki histerszis kontrolörün çıkışını kullanır. Bu algoritma ile kontrol için gereken iki gerilim vektörü; moment hatasının büyüklüğünü kullanarak gerekli ortalama gerilim seviyesinin tespit edilmesi ile ve stator akısının konumu ile birlikte anahtarlama zamanlamalarının seçimi ile elde edilir. Anahtarlama zamanlarının seçimi karmaşık hesaplamayı azaltmak için önerilen yeni tablo yapısını oluşturur. Simülasyon sonuçları HDTC metodu ile karşılaştırıldığında önerilen algoritmanın yeterli dinamik performansı gösterdiğini ve büyük miktarda moment dalgalanmasını azaltırken daha düşük akım harmoniklerine ve daha düşük EMI gürültü seviyesine ulaştığını göstermektedir.

8.3 Deneysel Çalışmalar

Deneysel sonuçlar göstermektedir ki moment, akı ve akımdaki dalgalanma HDTC'ye göre NDTC'de daha azdır.

Hat akımı ve ölçülen DC gerilim sıçramalarından dolayı inverter yanlış sürülebilir ve bu da frenleme momentine neden olur.

8.4 İleri Çalışmalar için Öneriler

Aşağıdakiler daha ileride yapılacak çalışmalarda üzerinde durulabilir.

- 1– Dalgalanmalarda, kontrol sinyalleri üzerindeki harmoniklerin etkisi üzerinde çalışılabilir. Dijital ve aktif filtreler bu sorunu çözmek için kullanılabilir.
- 2– Moment dalgalanmaları ve akı dalgalanmaları arasındaki gerçek matematiksel bağıntılar çıkartılabilir. Böylece akı ve moment bandlarının genişliği uygun şekilde ayarlanabilir.
- 3– Daha az elemanla daha etkin aktif filtreler üzerinde çalışılarak PMSM motordaki dalgalanmalar azaltılabilir.
- 4– Tek fazlı inverterler çok fazlı inverterlerden daha ucuz olduğundan, tek fazla çalışan pompa ve benzeri uygulamalarda faz konverterleri ile çalışma üzerinde durulabilir.

KAYNAKLAR

Annette, von J. and Prasad N. E.,(1997b), “Design Consideration for an Inverter Output Filter to Mitigate the Effects of Long Motor Leads in ASD Applications”, IEEE Transaction on Industrial Applications, Vol. 33 (2), No. 5, Sept/Oct.1997.

Annette, von J., Dudi, A. R., Prasad, N. E and Enjeti, (1997a), “Filtering Techniques to Minimize the Effect of Long Motor Leads on PWM Inverter-Fed AC Motor Drive Systems”, IEEE Transaction on Industrial Applications, Vol. 32, No. 4, pp. 919-925, Jul./Aug. 1997.

Berkouk, E.M. and Manesse, C., (1998), “Multilevel PWM Rectifier- Multilevel Inverter Cascade Application to the Speed Control of the PMSM”, Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Control Applications Trieste, Italy 1-4 Sept 1998 TP06.

Bimal, k. B., (1997),”Power Electronics and Variable Frequency Drives; Technology and applications”, IEEE Press, USA, 1997, ISBN 0 7 803 104 5, pp. 282-286

Bolton, W., (2003), Mechatronics: Electrical Control Systems in Mechanical and Electrical Engineering, Third Edition, Prentice Hall, UK, pp29-30.

Broeck, H. W., Skudelny, H.C. and Stanke, G.V., (1988),“ Analysis and Realization of a Pulse Width Modulation Based on Voltage Space Vector”, IEEE Transaction on Industrial Applications, Vol. 24 no. 1 pp142-150, Feb. 1988.

Carlo, A. B., Domenico, C., Andrea, C., Massimo, F., and Giovanni, S., (2002),“Minimizing Torque Ripple in Permanent Magnet Synchronous Motors with Polymer-Bonded Magnets”, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 38, NO. 2, Mar. 2002, pp. 1371-1377

Chan, C. C. and Chau, K. T., (1996), “An Advanced Permanent Magnet Drive System for Battery-Powered Electric Vehicles”, IEEE Transaction on Vehicular Technology, Vol. 45, No 1, Feb. 1996, pp. 180-188

Chow, A.,C., Perreault, D. J., (2001), “Design and Evaluation of an Active Ripple Filter using Voltage Injection”, proceedings of the IEEE Power Electronics Specialist Conference, PESC. 2001, vol. 1 pp. 390 – 397

Colamartino, F., Marchand, C. and Razeq, A., (1999), “Torque ripple minimization in permanent magnet synchronous servodrive,” IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 14, no. 3, pp. 616-621, Sept. 1999.

Dariusz, S., Martin, P. K. And Frede, B., (2002),”DSP Based Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Space Vector Modulation” Proceeding of the 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE 2002 , Vol. 3, 26-29 May , pp. 723-727.

Darwin, R., Morán, L., Dixon, W. J., and Espinoza, J. R., (2003), “Improving Passive Filter Compensation Performance With Active Techniques,” IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 50(1), pp. 161-170, Feb. 2003.

Depenbrock, M., (1988),“Direct Self-control of inverter-fed machine,” IEEE Transactions on. Power Electronics Vol. 3, No.4, pp. 420-429, Oct. 1988.

Dirk, D., Jacobs, J., De Doncker, R. W. and Mall, H.G.,(2001), “ A new Hybrid Filter to Dampen Resonances and Compensate Harmonic Currents in Industrial Power System With Power Factor Correction Equipment,” IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 16(6), pp. 821-827, Nov. 2001.

Dorland, P. P., Ferreira, J.A. and Blaabjerg, F., (2001), “An investigation into the relation between the applied electrical waveforms and the acoustic vibrations of inverter fed induction motors, 9th European Conference on Power Electronics and Applications, Graz, 27-29 Aug. 2001.

Dr. Fred, and Lee, C., (2000), Integrated Power Electronics Module-A Building Block Concept for system Integration, Centre for Power Electronics systems Virginia Tech, pp. 279-285

Dudi, A. R., Prasad, N. E., (1998), “ An Improved Inverter Output Filter Configuration Reduces Common and Differential Modes dv/dt at motor Terminals in PWM Drive Systems ”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 6, pp. 1135-1143, Nov.1998.

Erik, P.,(1992), “ Transient Effects in Application of PWM Inverters to Induction Motors”, IEEE Transactions on Industry Application, Vol. 28, No. 5, pp. 1095-1101 Sept./ Oct. 1992.

Essam, S. H., (1994), Design of Small Electrical Machines, John Wiley & Sons, UK, pp. 167-175.

Ferreira, J. A., Dorland, P. and Beer, F.G., (2004), “An Active In-Line Notch Filter for reducing Acoustic Noise in Drives”, IAS 2004 0-7803-8486-5/04/2004 IEEE, pp.135-141

French, C. and Acarnley, P., (1996), “Direct torque control of permanent magnet drives,” IEEE Transactions on Industrial Applications., Vol. 32 Issue: 5, pp.1080–1088, Sept./Oct. 1996.

Gubia, E., Sanchis, P., Ursua, A. and Marroyo, L., (2004), ” High Frequency Filter Techniques for Inverter-Fed Motors”, pp 1291-1297, 2004 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference Anchen, Germany.

Hideaki, F., Takahiro, Y., and Hirofumi, A.,(2000), “A Hybrid active Filter For Damping of Harmonic Resonance in Industrial Power Systems,” IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 15 (2) , pp. 215-222, Mar. 2000.

Hirofumi, A. and Takafumi, D.,(2004), “An Approach to Eliminating High-Frequency Shaft Voltage and Ground Leakage Current From an Inverter-Driven Motor”, IEEE Transaction on Industry Application Vol. 40, pp 1162-1169, Jul./Aug. 2004.

Holtz, J. and Springob, L.,(1996), “Identification and Compensation of Torque Ripple in High- Precision Permanent Magnet Motor Drives”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 43, No. 2, April 1996, pp.309-320

Hugh, R., Juan, D. and Morán, L., (2003), “Active power filters as a solution to power quality problems in distribution networks”, IEEE power & energy magazine Sept./Oct. 2003 pp. 32-40

Jahns, T. M. and Soong, W. L., (1996), "Pulsating torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives – a review," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 43, no. 2, pp. 321-330, Feb. 1996.

Jeong-seong, K., Shinji, D. and Muneaki, I., (2002), "Improvement of IPMSM Sensor less control performance Using Fourier Transform and Repetitive control", IECON 02 Industrial Electronic Society Conference, 5-7 Nov. 2002, IEEE, vol. 1 pp. 597-602

Julian, A., Lipo, T. A., and Oriti, G., (1996), "Elimination of Common Mode Voltage in Three Phase Sinusoidal Power Converters," Proceedings of PESC'96-27" Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Baveno, Italy, June 24-27, 1996, pp. 1965-1972.

Kim, S.-J. and Sul, S.-K., (1997), "A novel filter design for suppression of high voltage gradient in voltage-fed PWM inverter", Proc. IEEE Appl. Power Electron. Conf. APEC'97, 1997, vol. 1 pp. 122-127.

Kim, U., Lieu, D.K., (1998), "Magnetic Field Calculation in Permanent Magnet Motors with Rotor Eccentricity: Without Slotting Effect", IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 34 Issue: 4 Part: 2, pp. 2243 -2252

Krishnan, R., (1987), "Selection criteria for servo motor drives," IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. IA-23, pp. 270-275, Mar./Apr. 1987.

Kumar, N. S., and Saravanans, K., (2004), "Control of PMSM Drive Using VSI", The 30th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Nov. 2-6, 2004, Busan, Korea Speed, pp. 888-895

Kurronen, P., (2003), Torque vibration model of axial-flux surface-mounted permanent magnet synchronous Machine, Diss. Lappeenranta University of Technology, 2003, ISBN 951-764-773-5

Li, T. and Slemon, G., (1988), "Reduction of cogging torque in permanent magnet motors," IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 24, no. 6, pp. 2901-2903, Nov. 1988.

Li, X., Duke, R. and Round, S., (1999), "Development of a three-phase three-level inverter for an electric vehicle", Australasian Universities, Power Engineering Conf, Darwin, Australia, 1999, pp. 247-251

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

Madani, A. J. P., Barbot, F. C. and 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, pp. 787- 792, 28-29 Sept. 1995.

Martins, C., Roboam, X., Meynard, T. A. and Carylho, A.S., (2002), "Switching frequency Imposition and ripple Reduction in DTC Drives by A Multilevel converter, "IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No. 2, pp. 286-297.

Morán, L., Dixon, J., Espinoza, J., and Wallace, R., (1999), "Using active power filters to improve power quality," presented at 5th Brazilian Power Electronics Conference, COBEP'99, 1999.

Morán, L. and Joos, G., (1998), "Principles of active power filters," (tutorial course notes), IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Oct. 1998.

Nirowski, G., et al., (1990), "New Permanent-field synchronous Motor with Integrated Inverters", Rec. *ICEM*, MIT, Cambridge, Pt. 1, 1990, pp. 124-131.

Ogasawara, S., Ayano H., and Akagi, H., (1998), "An Active Circuit for Cancellation of Common-Mode Voltage Generated by a PWM Inverter ", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 5, Sept. 1998

Ogasawara, S., and Akagi, H., (1996), " Modeling and Damping of High Frequency Leakage currents in PWM Inverter-fed AC Motoi- Drive Systems," IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 32, 110.5, pp. 1105-1114, 1996.

Ogasawara, S., Ayano, H., and Akagi, H., (1997), "An Active Circuit for Cancellation of Common-Mode Voltage Generated by a PWM Inverter," Record of the 2sth Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 2, 1997, pp. 1547-1553.

Ohm, D. Y., Brown, J.W. and Chava, V. B., (1995), " Modeling and parameter characterization of permanent magnet Synchronous motors," Proceeding of the 24th Annual Symposium of incremental Motion Control Systems and Devices, San Jose, pp. 81-86, June 5-8, 1995.

Pfaff, G., et al. (1984), "Design and Experimental Results of a Brushless DC Servo-drive", IEEE Trans. Vol. IA-20, 1984, pp.813-821.

Pilly, P. and 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, Vol. 25, No. 2, Mar./April 1989 pp. 265-273

Proca, A. B., Keyhani, A., EL-Antably, A., (1999), "Analytical model for permanent magnet motors with surface mounted magnets", Electric Machines and Drives, 1999. International Conference IEMD '99. , pp. Page(s):767 – 769.

Pyrhönen, J. and Kurronen, P., (1993), "Properties of High-Speed Solid-Rotor Induction Machines", Lappeenranta University of Technology. Research report EN A-19.

Rashid, M. H., (1993), Power Electronic: Circuits, Devices and Applications, 2nd edition ISBN 0 13 334483 5 , USA, Prentice Hall .pp(16-17,)

Satomi, H., Muneaki, I. and Takamasa, H., (2001), "Vibration Suppression Control Method for PMSM Utilizing Repetitive Control With Auto-tuning Function and Fourier Transform" IECON'01: The 27th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2001, pp 1673-1679.

Se-Kyo, C., Hyun-Soo, K. and Myun-Joong, Y., (1998), "A new Instantaneous Torque Control of PM Synchronous Motor for High-Performance Direct-Drive Applications", IEEE Transactions on Power Electronics Vol. 13, No. 3.

Son, Y. and Sul, S., (2003), "Generalization of active filters for EMI reduction and harmonics compensation", Conference record of the IEEE Industry Application Society annual meeting, 2003, pp. 1209 – 1214.

Springob, L. and Holtz, J., (1998), "High-Bandwidth Current Control for Torque-Ripple Compensation in PM Synchronous Machines", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, NO. 5, October 1998, pp.713-721

Stacey, E. and Brennen, M., (1987), "Active power conditioner system" US. Patent number 4-651-265, Mar.17 1987.

Taegen, F., Kolbe, J and Verna, S.P., (2001), "Vibrations and Noise Produced by Special purpose PMSM in variable Frequency Operation", 2001, IEEE, pp. 583-587

Takahashi, I. and Naguchi, T.(1998), "A new quick-response and high efficiency control strategy of an induction motor," IEEE Transactions on Industrial Applications, vol. 34, No. 6 pp. 1246-1253, Nov./Dec. 1998.

Tan, Z. Y. and Li, M., (2001), "A Direct Torque Control of Induction Motor Based on Three Level Inverter", IEEE, PESC'200, Vol. 2 pp. 1435-1439

Tang, L., Zhong, L., Rahman, M. F. and Hu, Y., (2004), "A Novel Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Machines Drive with Low Ripple in Flux and Torque and Fixed Switching Frequency", IEEE Transactions on Power Electronics Vol. 19, No. 2, Mar. 2004

Tang, L., Zhong, L, Rahman, M. F., and Hu, Y., (2001), " A novel Direct Torque Control for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive System with Low Ripple In torque and Flux-A Speed Sensor less Approach" IEEE, IAS, 13-18 Oct. 2002, vol. 1, pp.104-111.

Thomas, G. H., Rajendra, N. and Thomas, A. N., (2002), " Design and Implementation of an Inverter Output LC Filter Used for DV/DT Reduction", IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 17, No. 3, May 2002, pp 327-331

Thomas, M. J. and Wen, L. S., (1996), "Pulsating Torque Minimization Techniques for Permanent Magnet AC Motor Drives—A Review", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 43, No. 2, April 1996 , pp321-330

Trounce, J.C., Round, S. D. and 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, vol. 1, pp. 294-299.

Tsai, M. T. J., Liu, H. and Cheng, T. J. A., (2002), "Novel Method for Suppression of High Voltage Gradient Transient Effects in Voltage-Fed PWM Inverter", pp. 1537-1541, IEEE 2002.

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

Wang, J-P., Leiu, D. K., (1999), "Magnetic Lumped Parameter Modeling of Rotor Eccentricity in Brushless Permanent-Magnet Motors", *IEEE Transactions on Magnetics*, Vol. 35 Issue: 5. pp. 4225 - 4231.

Xiang, Y. Q.,(1998), "A Novel Active Common-mode -voltage Compensator (AC Com) For Bearing Current Reduction of PWM VSI-Fed Induction Motors", 0-7803-4340-9/98/, *IEEE*. 1003-1009

Yilmaz, S., David, A. T., and Suhan, R., (2000), "New Inverter Output Filter Topology for PWM Motor Drives", *IEEE Transaction on Power Electronics* Vol. 15 No 6, pp. 1007-1017, Nov. 2000

Yoshinari, A., Yukio, H., Hiroshi, M., Yoji, T., and Shigeo, M., (2002), "Novel Noise Improvement Technique for a PMSM with concentrated Winding", *CC-Osaka 2002*, *IEEE*, pp. 460 - 464.

Zhang, J., (1995), "High performance control of a three-level IGBT inverter fed AC drive", *IEEE IAS Annual Meeting Conf. Record*, 1995, pp22-28.

Zhong, L., Rahman, M. F., Hu, W.Y. and Lim, K.W., (1997), "Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives," *IEEE Transactions. on Power Electronics*, vol. 12 Issue: 3, pp. 528 –536, May 1997.

Zverev, A. I., (1967), "Handbook of Filter Synthesis" , USA: New York, Wiley.

GRUNDOS Project Catalogue (2003), *Power Electronics and Drives- Electrical power system and high voltage Technology*, Aalborg University 2003

(<http://www.sensorsmag.com/>)

(<http://www.renco.com/106001.htm>)

(<http://zone.ni.com/devzone/conceptd.nsf/webmain/>)

TAMU, (1996), *Filter to Reduce Differential Mode and Common Mode dv/dt at the Motor Terminals in PWM Drive Systems*, U.S. patent disclosure, TAMU, 1996.

Texas Instruments, (1997), *Digital Signal Processing Solution for Permanent Magnet Synchronous Motor*, Application Note, Literature Number: BPRA044, Texas Instruments Incorporated, 1997.

EKLER**EK 1 Motor Verleri**

Tablo(1-I): Bölüm 5 ve bölüm 6 deki kullanılan motor veri

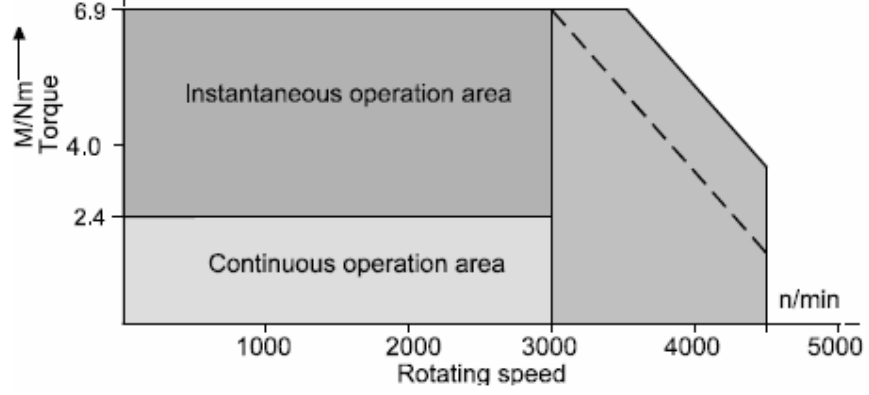
Çift kutup sayısı	P	2
Statör direnci	R_s	5.8 Ohm
d-eksen endüktansı	L_{sq}	102.7 mH
q-eksen endüktansı	L_{sd}	44.8 mH
Sabit manyetik akısı	Ψ_F	533 mWb
Atalet sabiti	J	0.000329Nms ²
Sürtünme Sabiti	B	0.0
Hız Referansı	ω	70 rad/s
Yük momenti	T_L	2 Nm

Tablo (A-II)GR 80x80 DC motor veri

Armatür direnci		16.5 Ohm
Armatür endüktansı		99 mH
Atalet sabiti	J	0.00029 Kg ²
Sürtünme Sabiti	B	0.0
Nominal Hız		3250 rpm
Yük momenti	T_L	2 Nm
Nominal gerilim		220V
Nominal akım		1.1 A
Nominal güç		250 W

Tablo(A-III): MMD082A motor veri

Nominal güç	0.750 kW	
Kutup sayısı	8	
Nominal hız	3000 RPM	
Makimum hız	4500 RPM	
Nominal moment	2.4 Nm	
Maksimum moment	7.1 Nm	
Nominal akım	4.3 Amps (rms)	
Maksimum akım	18.3Amps (0-tepe)	
Giriş gerilimi (AC)	200 V	
Atalet sabiti	$1.33e^{-4}$ Kg.m ²	
Elektrik zaman sabiti L/R	7.4 ms	
Mekanik zaman sabiti	0.45ms	
Gerilim sabiti / faz	$21.4e^{-3}$ V (rms)/min ⁻¹	
Uyarma gerilim sabiti	$45.3e^{-3}$ V (0-p)/min ⁻¹	
Moment sabiti	0.61 Nm/Amp (rms)	
Faz direnci	0.43 ohm	Deneysel değerler
Faz endükansı (Lq)	3.2 mH	
Faz endükansı (Ld)	2.6 mH	
Akı/kutup	72.25 mWeber	

Moment-Hız karakteristiği

Artımsal enkoder bilgisi: Darbe sayısı 2500 (l/min^{-1})

Uclar Numarası	Renk Kodu	Fonksiyon
1	Kırmızı	Enkodör faz A
2	Açık pembe	Enkodör faz ~A
3	Yeşil	Enkodör faz B
4	Mavi	Enkodör faz ~B
5	Sarı	Enkodör faz Z
6	Portokal	Enkodör faz ~Z
7,8,9,10	Boş	Boş
11	Türkuvaz	Enkodör seri çıkış Rx
12	Menekşet	Encoder seri çıkış ~Rx
13	Beyaz	+5 Volt DC ucu
14	Siyah	0 Volt DC ucu
15	Metal şebeke	Kasa toprağı

Ek 2 Filtre parametreleri

Tablo(B-I) Pasif filtre topolojisi: FOC algoritması parametreleri

L_1	20 μ H	L_2	20 μ H	L_3	20mH
C_1	51 μ F	C_2	5.1 μ F	C_3	12.5 μ F
R_1	56k Ω	R_2	2.2 Ω	R_3	56 Ω
				r_3	2 Ω

Tablo(B-II) Pasif filtre topolojisi: HDTC algoritması parametreleri

L_1	20 μ H	L_2	30mH	L_3	30mH
C_1	52 μ F	C_2	5.1 μ F	C_3	12.5 μ F
R_1	56k Ω	R_2	2.2 Ω	R_3	128 Ω
				r_3	2 Ω

Tablo(B-III) Aktif filtre topolojisi: FOC ve HDTC algoritması parametreleri L-Filtre

L_1	1 μ H	L_2	1.5 μ H
C_1	2 μ F	C_2	2 μ F
R_1	250 Ω	R_2	750 Ω

Ek 3 : Giriş/Çıkış Endüstriyel kartı karakteristiği**Operations Manual****PCI Bus Industry Control Card****HARDWARE CONFIGURATION**

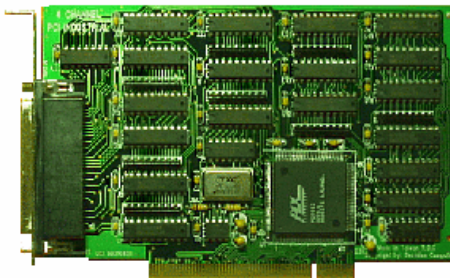
The pin assignments of PCI bus 4-channel industry control card are:

DB25 Pin Assignments for PORT n

Pin	Function	Pin	Function
1	+ 12 V	14	GND
2	+12 V	15	GND
3	LINE 00	16	LINE 01
4	LINE 02	17	LINE 03
5	LINE 04	18	LINE 05
6	LINE 06	19	LINE 07
7	LINE 08	20	LINE 09
8	LINE 10	21	LINE 11
9	LINE 12	22	LINE 13
10	LINE 14	23	LINE 15
11	/CE n	24	/CE n
12	+5 V	25	GND
13	-12 V		

The features of the PCI bus industry control board are:

- 32 bits PCI bus with Plug and Play (PnP) features.
- Provides four I/O ports.
- Each I/O port contains 16 digital I/O lines, total 64 I/O lines.
- Standard signal assignment to connect to expansion board family.
- Provides DII device driver for PnP features.

**4 DECISION Computer International****PCI INDUSTRIAL CARD**

Ek 4 Sensörler bilgesi



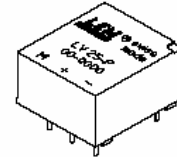
Voltage Transducer LV 25-P

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 $\pm 12 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{\max}$	30 190 Ω
		@ $\pm 14 \text{ mA}_{\max}$	30 100 Ω
	with $\pm 15 \text{ V}$	@ $\pm 10 \text{ mA}_{\max}$	100 350 Ω
		@ $\pm 14 \text{ mA}_{\max}$	100 190 Ω
I_{SN}	Secondary nominal r.m.s. current	25	mA
K_N	Conversion ratio	2500 : 1000	
V_C	Supply voltage ($\pm 5\%$)	$\pm 12 \dots 15$	V
I_C	Current consumption	10 (@ $\pm 15 \text{ V}$) + I_S	mA
V_d	R.m.s. voltage for AC isolation test ¹⁾ , 50 Hz, 1 mm	2.5	kV

Accuracy - Dynamic performance data

X_G	Overall Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	@ $\pm 12 \dots 15 \text{ V}$	± 0.9	%
		@ $\pm 15 \text{ V} (\pm 5\%)$	± 0.8	%
ϵ_L	Linearity		< 0.2	%
I_O	Offset current @ $I_P = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		Typ Max	
I_{OT}	Thermal drift of I_O	0°C .. + 25°C	± 0.06 ± 0.25	mA
		+ 25°C .. + 70°C	± 0.10 ± 0.35	mA
t_r	Response time ²⁾ @ 90 % of $V_{P \max}$		40	μs

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	

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

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.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Low thermal drift
- Low response time
- High bandwidth
- High immunity to external interference
- Low disturbance in common mode.

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.

981125/14

LEM Components

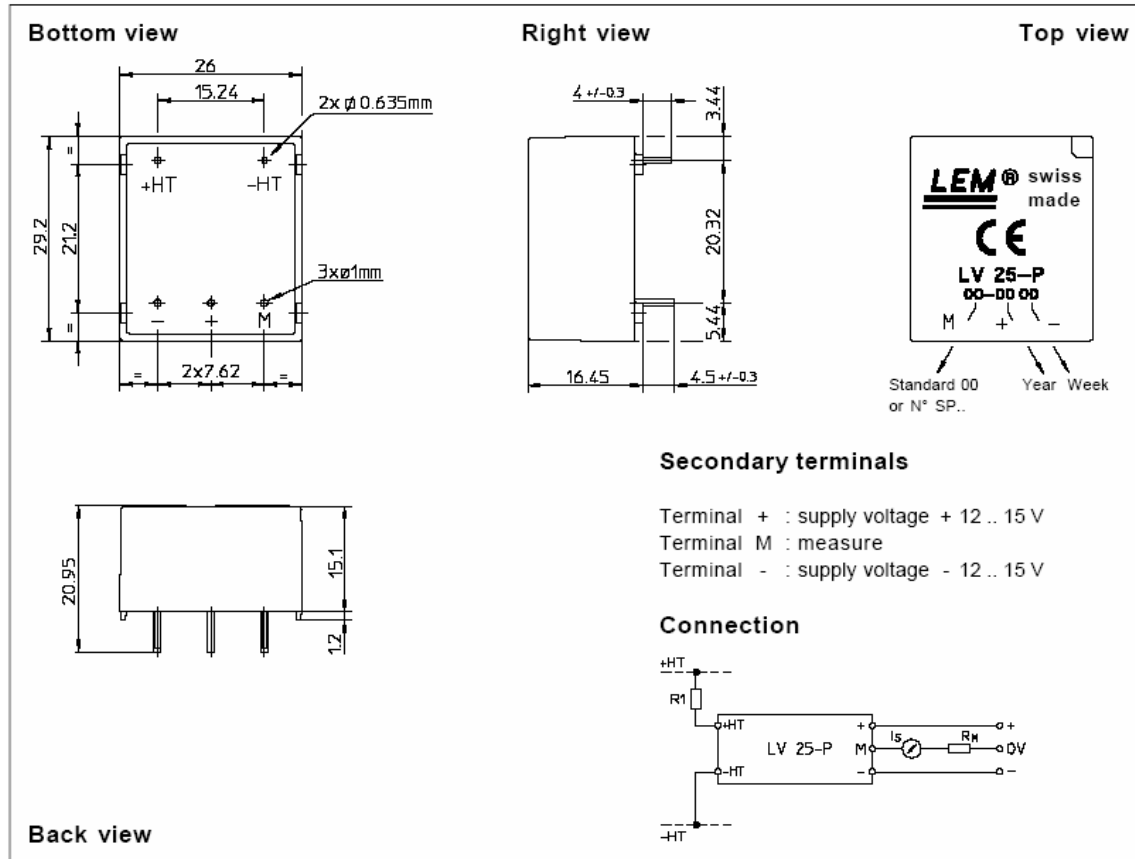
Tope Co., Ltd. Tel: (02) 8228-0658

Fax: (02) 8228-0659

<http://www.sensor.com.tw>www.lem.come-mail: tope@ms1.hinet.net



Dimensions LV 25-P (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)



Mechanical characteristics

- General tolerance $\pm 0.2\text{ mm}$
- Fastening & connection of primary 2 pins
0.635 x 0.635 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins $\varnothing 1\text{ mm}$
- 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 $V_{PN} = 250\text{ V}$

- a) $R_1 = 25\text{ k}\Omega / 2.5\text{ W}$, $I_p = 10\text{ mA}$ Accuracy = $\pm 0.8\%$ of V_{PN} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$)
b) $R_1 = 50\text{ k}\Omega / 1.25\text{ W}$, $I_p = 5\text{ mA}$ Accuracy = $\pm 1.6\%$ of V_{PN} (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$)

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.



Current Transducer LTS 6-NP

$$I_{PN} = 6 \text{ At}$$

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	At
I_P	Primary current, measuring range	0 .. ± 19.2	At
$\hat{I}_{PDC}$	Overload capability	250	At
V_{OUT}	Analog output voltage @ I_P	$2.5 \pm (0.625 \cdot I_P / I_{PN})$	V
	$I_P = 0$	$2.5^{1)}$	V
N_S	Number of secondary turns ($\pm 0.1 \%$)	2000	
R_L	Load resistance	≥ 2	k Ω
R_{IM}	Internal measuring resistance ($\pm 0.5 \%$)	208.33	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 $28 + I_S^{2)} + (V_{OUT} / R_L) \text{ mA}$	

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	%
ϵ_L	Linearity error	< 0.1	%
TCV_{OUT}	Thermal drift of V_{OUT} @ $I_P = 0$	Typ 80 Max 200	ppm/K
	- $10^\circ\text{C} \dots + 85^\circ\text{C}$	250	ppm/K
	- $40^\circ\text{C} \dots - 10^\circ\text{C}$	50 ³⁾	ppm/K
TCE_G	Thermal drift of the gain		
V_{OM}	Residual voltage @ $I_P = 0$, after an overload of $3 \times I_{PN}$	± 0.5	mV
	$5 \times I_{PN}$	± 2.0	mV
	$10 \times I_{PN}$	± 2.0	mV
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	A/ μs
f	Frequency bandwidth (0 .. - 0.5 dB)	DC .. 100	kHz
	(- 0.5 .. 1 dB)	DC .. 200	kHz

General data			
T_A	Ambient operating temperature	- 40 .. + 85	$^\circ\text{C}$
T_S	Ambient storage temperature	- 40 .. + 100	$^\circ\text{C}$
	Insulating material group	III a	
m	Mass	10	g
	Standards ⁴⁾	EN 50178 : 1997 IEC 60950-1 : 2001	

Notes : ¹⁾ Absolute value @ $T_A = 25^\circ\text{C}$, $2.475 < V_{OUT} < 2.525$

²⁾ $I_S = I_P / N_S$

³⁾ Only due to TCR_{IM}

⁴⁾ Specification according to IEC 61000-4-3 are not guaranteed between 95 and 110 MHz (value higher by 5% than the specification).

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.

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.

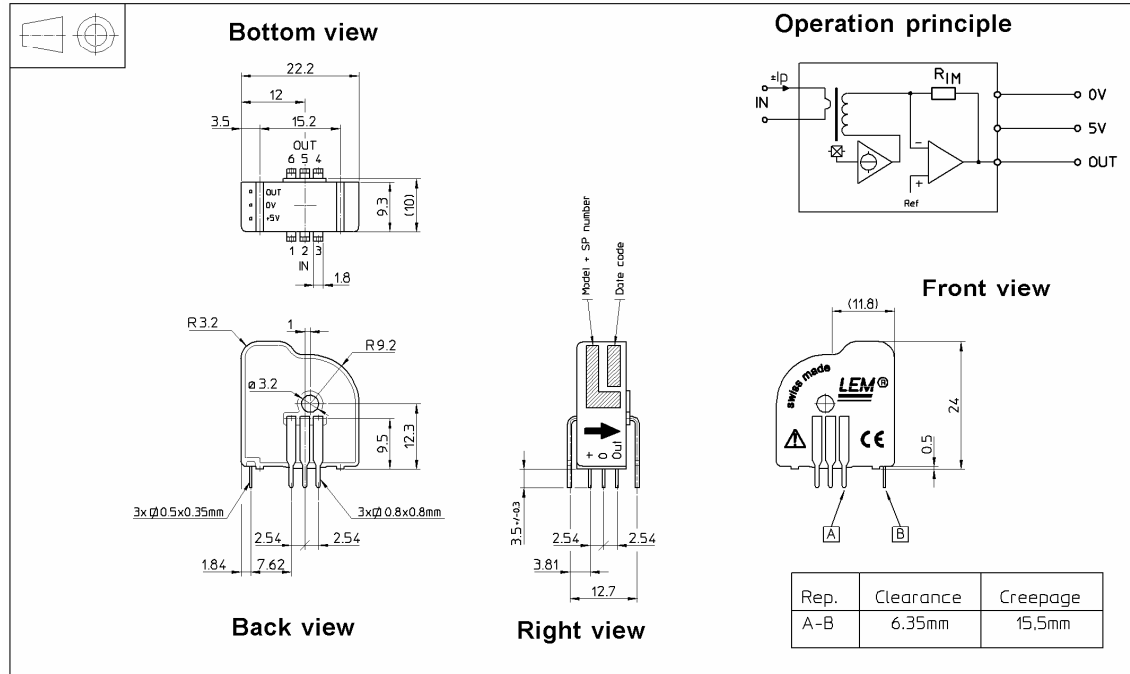
Applications

- 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.

Application domain

- Industrial.

Copyright protected.

Dimensions LTS 6-NP (in mm. 1 mm = 0.0394 inch)


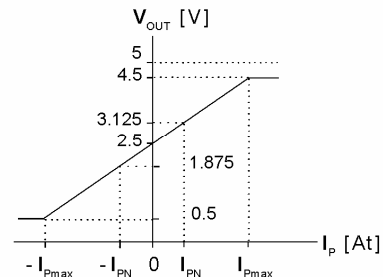
Number of primary turns	Primary nominal r.m.s. current I_{PN} [A]	Nominal output voltage V_{OUT} [V]	Primary resistance R_p [mΩ]	Primary insertion inductance L_p [μH]	Recommended connections
1	± 6	2.5 ± 0.625	0.18	0.013	
2	± 3	2.5 ± 0.625	0.81	0.05	
3	± 2	2.5 ± 0.625	1.62	0.12	

Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 6 pins 0.8x0.8 mm
Recommended PCB hole 1.3 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins 0.5 x 0.35 mm
Recommended PCB hole 0.8 mm
- Additional primary through-hole Ø 3.2 mm

Remarks

- V_{OUT} is positive when I_p flows from terminals 1, 2, 3 to terminals 6, 5, 4.
- Temperature of the primary jumper should not exceed 100°C.

Output Voltage - Primary Current


060306/15

Page 3/3

LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without previous notice.

Ek 5 AD7862 Ünitelerindeki Kullanılan Çip Bilgisi



Simultaneous Sampling Dual 250 kSPS 12-Bit ADC

AD7862

FEATURES

Two Fast 12-Bit ADCs
Four Input Channels
Simultaneous Sampling & Conversion
4 μ s Throughput Time
Single Supply Operation
Selection of Input Ranges:
 ± 10 V for AD7862-10
 ± 2.5 V for AD7862-3
0 V to 2.5 V for AD7862-2
High Speed Parallel Interface
Low Power, 60 mW typ
Power Saving Mode, 50 μ W typ
Overvoltage Protection on Analog Inputs
14-Bit Pin Compatible Upgrade (AD7863)

APPLICATIONS

AC Motor Control
Uninterrupted Power Supplies
Data Acquisition Systems
Communications

GENERAL DESCRIPTION

The AD7862 is a high speed, low power, dual 12-bit A/D converter that operates from a single +5 V supply. The part contains two 4 μ s successive approximation ADCs, two track/hold amplifiers, an internal +2.5 V reference and a high speed parallel interface. There are four analog inputs that are grouped into two channels (A & B) selected by the A0 input. Each channel has two inputs (V_{A1} & V_{A2} or V_{B1} & V_{B2}) that can be sampled and converted simultaneously thus preserving the relative phase information of the signals on both analog inputs. The part accepts an analog input range of ± 10 V (AD7862-10), ± 2.5 V (AD7862-3) and 0–2.5 V (AD7862-2). Overvoltage protection on the analog inputs for the part allows the input voltage to go to ± 17 V, ± 7 V or +7 V, respectively, without causing damage.

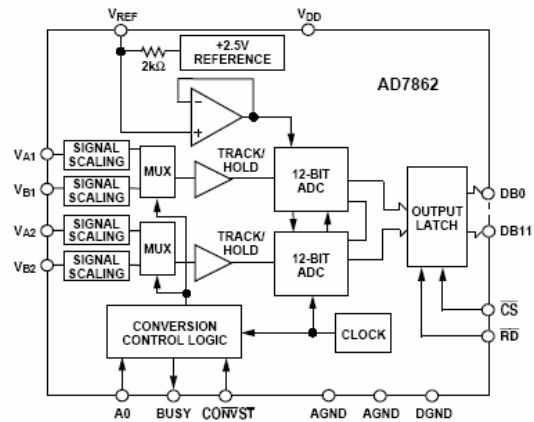
A single conversion start signal ($\overline{\text{CONVST}}$) places both track/holds into hold simultaneously and initiates conversion on both inputs. The BUSY signal indicates the end of conversion, and at this time the conversion results for both channels are available to be read. The first read after a conversion accesses the result from V_{A1} or V_{B1} , while the second read accesses the result from V_{A2} or V_{B2} , depending on whether the multiplexer select A0 is low or high, respectively. Data is read from the part via a 12-bit parallel data bus with standard $\overline{\text{CS}}$ and $\overline{\text{RD}}$ signals.

In addition to the traditional dc accuracy specifications such as linearity, full-scale and offset errors, the part is also specified for dynamic performance parameters including harmonic distortion and signal-to-noise ratio.

REV. 0

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



The AD7862 is fabricated in Analog Devices' Linear Compatible CMOS (LC²MOS) process, a mixed technology process that combines precision bipolar circuits with low power CMOS logic. It is available in 28-lead SSOP, SOIC and DIP.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD7862 features two complete ADC functions allowing simultaneous sampling and conversion of two channels. Each ADC has a 2-channel input mux. The conversion result for both channels is available 3.6 μ s after initiating conversion.
2. The AD7862 operates from a single +5 V supply and consumes 60 mW typ. The automatic power-down mode, where the part goes into power down once conversion is complete and "wakes up" before the next conversion cycle, makes the AD7862 ideal for battery-powered or portable applications.
3. The part offers a high speed parallel interface for easy connection to microprocessors, microcontrollers and digital signal processors.
4. The part is offered in three versions with different analog input ranges. The AD7862-10 offers the standard industrial input range of ± 10 V; the AD7862-3 offers the common signal processing input range of ± 2.5 V; while the AD7862-2 can be used in unipolar 0 V – +2.5 V applications.
5. The part features very tight aperture delay matching between the two input sample-and-hold amplifiers.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
Tel: 617/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
Fax: 617/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1996

AD7862—SPECIFICATIONS ($V_{DD} = +5\text{ V} \pm 5\%$, $AGND = DGND = 0\text{ V}$, $REF = \text{Internal}$. All Specifications T_{MIN} to T_{MAX} unless otherwise noted.)

Parameter	A Version ¹	B Version	S Version	Units	Test Conditions/Comments
SAMPLE AND HOLD					
–3 dB Small Signal Bandwidth	3	3	3	MHz typ	
Aperture Delay	20	20	20	ns typ	
Aperture Jitter	100	100	100	ps typ	
Aperture Delay Matching	200	200	200	ps typ	
DYNAMIC PERFORMANCE²					$f_{IN} = 100.0\text{ kHz}$, $f_s = 250\text{ kSPS}$
Signal to (Noise+Distortion) Ratio ³ @ +25°C	70	71	70	dB min	
T_{MIN} to T_{MAX}	70	70	70	dB min	
Total Harmonic Distortion ³	–78	–78	–78	dB max	
Peak Harmonic or Spurious Noise ³	–85	–85	–85	dB typ	$f_a = 49\text{ kHz}$, $f_b = 50\text{ kHz}$
Intermodulation Distortion ³					
2nd Order Terms	–85	–85	–85	dB typ	
3rd Order Terms	–85	–85	–85	dB typ	
Channel to Channel Isolation ³	–80	–80	–80	dB max	$f_{IN} = 100\text{ kHz}$ Sine Wave
DC ACCURACY					Any Channel
Resolution	12	12	12	Bits	
Minimum Resolution for which No Missing Codes are Guaranteed	12	12	12	Bits	
Relative Accuracy ³	±1	±1	±1	LSB max	Typically 0.4 LSB
Differential Nonlinearity ³	±1	±1	±1	LSB max	
Positive Gain Error ³	±4	±3	±4	LSB max	
Positive Gain Error Match ³ AD7862-10	4	3	4	LSB max	
Negative Gain Error ³	±4	±3	±4	LSB max	
Bipolar Zero Error	±4	±3	±4	LSB max	
Bipolar Zero Error Match	4	3	4	LSB max	
AD7862-3					
Negative Gain Error ³	±4	±3	±4	LSB max	
Bipolar Zero Error	±4	±3	±4	LSB max	
Bipolar Zero Error Match	4	3	4	LSB max	
AD7862-2					
Unipolar Offset Error	+4	+3	+4	LSB max	
Unipolar Offset Error Match	4	3.5	4	LSB max	
ANALOG INPUTS					
AD7862-10					
Input Voltage Range	±10	±10	±10	Volts	Input
Input Resistance	24	24	24	kΩ min	
AD7862-3					
Input Voltage Range	±2.5	±2.5	±2.5	Volts	Input
Input Resistance	6	6	6	kΩ min	
AD7862-2					
Input Voltage Range	+2.5	+2.5	+2.5	Volts	Input
Input Current	500	500	500	nA max	
REFERENCE INPUT/OUTPUT					
REF IN Input Voltage Range	2.375/2.625	2.375/2.625	2.375/2.625	V min/V max	2.5 V ± 5%
REF IN Input Capacitance ⁴	10	10	10	pF max	
REF OUT Output Voltage	2.5	2.5	2.5	V nom	
REF OUT Error @ +25°C	±10	±10	±10	mV max	
REF OUT Error T_{MIN} to T_{MAX}	±25	±25	±25	mV max	
REF OUT Temperature Coefficient	25	25	25	ppm/°C typ	
REF OUT Output Impedance	2	2	2	kΩ nom	
LOGIC INPUTS					
Input High Voltage, V_{INH}	2.4	2.4	2.4	V min	$V_{DD} = 5\text{ V} \pm 5\%$
Input Low Voltage, V_{INL}	0.8	0.8	0.8	V max	$V_{DD} = 5\text{ V} \pm 5\%$
Input Current, I_{IN}	±10	±10	±10	μA max	
Input Capacitance, C_{IN} ⁴	10	10	10	pF max	

Parameter	A Version ¹	B Version	S Version	Units	Test Conditions/Comments
LOGIC OUTPUTS					
Output High Voltage, V _{OH}	4.0	4.0	4.0	V min	I _{SOURCE} = 200 μA I _{SINK} = 1.6 mA
Output Low Voltage, V _{OL}	0.4	0.4	0.4	V max	
DB11–DB0					
Floating-State Leakage Current	±10	±10	±10	μA max	
Floating-State Capacitance ⁴	10	10	10	pF max	
Output Coding					Twos Complement Straight (Natural) Binary
AD7862-10, AD7862-3					
AD7863-2					
CONVERSION RATE					
Conversion Time	3.6	3.6	3.6	μs max	For Both Channels
Track/Hold Acquisition Time ^{2, 3}	0.3	0.3	0.3	μs max	
POWER REQUIREMENTS					
V _{DD}	+5	+5	+5	V nom	±5% for Specified Performance
I _{DD}					Logic Inputs = 0 V or V _{DD}
Normal Mode	15	15	15	mA max	
Standby Mode	25	25	25	μA max	
Power Dissipation					Typically 60 mW Typically 75 μW
Normal Mode	75	75	75	mW max	
Standby Mode	125	125	125	μW max	

NOTES

¹Temperature ranges are as follows: A, B Versions: $-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$;S Version: $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$.²Performance measured through full channel (multiplexer, SHA and ADC).³See Terminology.⁴Sample tested @ $+25^{\circ}C$ to ensure compliance.

Specifications subject to change without notice.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*(T_A = $+25^{\circ}C$ unless otherwise noted) V_{DD} to AGND $-0.3 V$ to $+7 V$ V_{DD} to DGND $-0.3 V$ to $+7 V$ AGND to DGND $\pm 0.3 V$

Analog Input Voltage to AGND

AD7862-10 $\pm 17 V$ AD7862-3 $\pm 7 V$ AD7862-2 $+7 V$ Reference Input Voltage to AGND ... $-0.3 V$ to $V_{DD} + 0.3 V$ Digital Input Voltage to DGND $-0.3 V$ to $V_{DD} + 0.3 V$ Digital Output Voltage to DGND $-0.3 V$ to $V_{DD} + 0.3 V$

Operating Temperature Range

Commercial (A, B Version) $-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$ Extended (S Version) $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$ Storage Temperature Range $-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$ Junction Temperature $+150^{\circ}C$

Plastic DIP Package, Power Dissipation 670 mW

 θ_{JA} Thermal Impedance $116^{\circ}C/W$ Lead Temperature, (Soldering 10 sec) $+260^{\circ}C$

Ceramic DIP Package, Power Dissipation 670 mW

 θ_{JA} Thermal Impedance $116^{\circ}C/W$ Lead Temperature, (Soldering 10 sec) $+260^{\circ}C$

SOIC Package, Power Dissipation 450 mW

 θ_{JA} Thermal Impedance $110^{\circ}C/W$

Lead Temperature, Soldering

Vapor Phase (60 sec) $+215^{\circ}C$ Infrared (15 sec) $+220^{\circ}C$

SSOP Package, Power Dissipation 450 mW

 θ_{JA} Thermal Impedance $110^{\circ}C/W$

Lead Temperature, Soldering

Vapor Phase (60 sec) $+215^{\circ}C$ Infrared (15 sec) $+220^{\circ}C$

*Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those listed in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ORDERING GUIDE

Model	Input Input	Relative Accuracy	Temperature Range	Package Description	Package Option
AD7862AR-10	$\pm 10 V$	$\pm 1 LSB$	$-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	28-Bit Small Outline Package	R-28
AD7862BR-10	$\pm 10 V$	$\pm 1 LSB$	$-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	28-Bit Small Outline Package	R-28
AD7862ARS-10	$\pm 10 V$	$\pm 1 LSB$	$-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	28-Bit Shrink Small Outline Package	RS-28
AD7862AN-10	$\pm 10 V$	$\pm 1 LSB$	$-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	28-Bit Plastic DIP	N-28
AD7862SQ-10	$\pm 10 V$	$\pm 1 LSB$	$-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$	28-Bit Cerdip	Q-28
AD7862AR-3	$\pm 2.5 V$	$\pm 1 LSB$	$-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	28-Bit Small Outline Package	R-28
AD7862BR-3	$\pm 2.5 V$	$\pm 1 LSB$	$-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	28-Bit Small Outline Package	R-28
AD7862ARS-3	$\pm 2.5 V$	$\pm 1 LSB$	$-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	28-Bit Shrink Small Outline Package	RS-28
AD7862AN-3	$\pm 2.5 V$	$\pm 1 LSB$	$-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	28-Plastic DIP	N-28
AD7862AR-2	0 V to 2.5 V	$\pm 1 LSB$	$-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	28-Bit Small Outline Package	R-28
AD7862ARS-2	0 V to 2.5 V	$\pm 1 LSB$	$-40^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$	28-Bit Shrink Small Outline Package	RS-28

AD7862

TIMING CHARACTERISTICS^{1, 2} ($V_{DD} = +5\text{ V} \pm 5\%$, $AGND = DGND = 0\text{ V}$, $REF = \text{Internal}$. All Specifications T_{MIN} to T_{MAX} unless otherwise noted.)

Parameter	A, B Versions	S Version	Units	Test Conditions/Comments
t_{CONV}	3.6	3.6	$\mu\text{s max}$	Conversion Time
t_{ACQ}	0.3	0.3	$\mu\text{s max}$	Acquisition Time
Parallel Interface				
t_1	0	0	ns min	$\overline{CS}$ to $\overline{RD}$ Setup Time
t_2	0	0	ns min	$\overline{CS}$ to $\overline{RD}$ Hold Time
t_3	35	45	ns min	$\overline{CONVST}$ Pulse Width
t_4	35	45	ns min	Read Pulse Width
t_5^3	12	12	ns min	Data Access Time After Falling Edge of $\overline{RD}$
t_6^4	60	70	ns max	Bus Relinquish Time After Rising Edge of $\overline{RD}$
t_7	5	5	ns min	Bus Relinquish Time After Rising Edge of $\overline{RD}$
	30	40	ns max	
	40	40	ns min	Time Between Consecutive Reads

NOTES

¹Sample tested at $+25^\circ\text{C}$ to ensure compliance. All input signals are measured with $t_r = t_f = 1\text{ ns}$ (10% to 90% of $+5\text{ V}$) and timed from a voltage level of $+1.6\text{ V}$.

²See Figure 1.

³Measured with the load circuit of Figure 2 and defined as the time required for an output to cross 0.8 V or 2.0 V .

⁴These times are derived from the measured time taken by the data outputs to change 0.5 V when loaded with the circuit of Figure 2. The measured number is then extrapolated back to remove the effects of charging or discharging the 50 pF capacitor. This means that the times quoted in the timing characteristics are the true bus relinquish times of the part and as such are independent of external bus loading capacitances.

Specifications subject to change without notice.

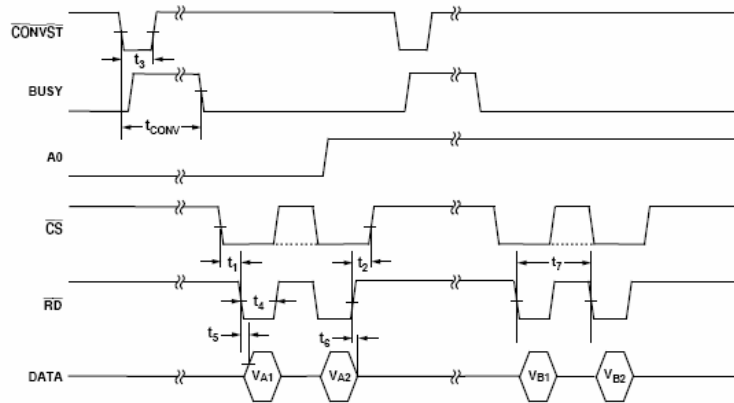


Figure 1. Timing Diagram

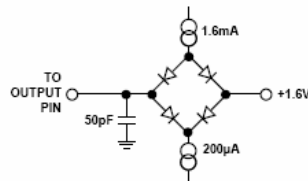


Figure 2. Load Circuit for Access Time and Bus Relinquish Time

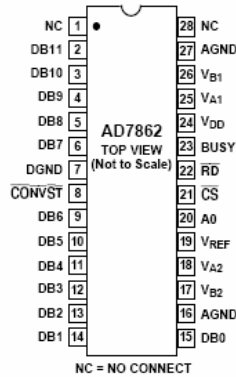
CAUTION

ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Electrostatic charges as high as 4000 V readily accumulate on the human body and test equipment and can discharge without detection. Although the AD7862 features proprietary ESD protection circuitry, permanent damage may occur on devices subjected to high energy electrostatic discharges. Therefore, proper ESD precautions are recommended to avoid performance degradation or loss of functionality.



AD7862**PIN FUNCTION DESCRIPTION**

Pin	Mnemonic	Description
1	NC	No Connect
2	DB11	Data Bit 11 (MSB). Three-state TTL output. Output coding is twos complement for the AD7862-10 and AD7862-3. Output coding is straight (natural) binary for the AD7862-2.
3–6	DB10–DB7	Data Bit 10 to Data Bit 7. Three-state TTL outputs.
7	DGND	Digital Ground. Ground reference for digital circuitry.
8	CONVST	Convert Start Input. Logic Input. A high to low transition on this input puts both track/holds into their hold mode and starts conversion on both channels.
9–15	DB6–DB0	Data Bit 6 to Data Bit 0. Three-state TTL outputs.
16	AGND	Analog Ground. Ground reference for mux, track/hold, reference and DAC circuitry.
17	V _{B2}	Input Number 2 of Channel B. Analog Input voltage ranges of ± 10 V (AD7862-10), ± 2.5 V (AD7862-3) and 0 V–2.5 V (AD7862-2).
18	V _{A2}	Input Number 2 of Channel A. Analog Input voltage ranges of ± 10 V (AD7862-10), ± 2.5 V (AD7862-3) and 0 V–2.5 V (AD7862-2).
19	VREF	Reference Input/Output. This pin is connected to the internal reference through a series resistor and is the output reference source for the analog-to-digital converter. The nominal reference voltage is 2.5 V, and this appears at the pin.
20	A0	Multiplexer Select. This input is used in conjunction with $\overline{RD}$ and $\overline{CS}$ low to enable the data outputs. With A0 logic low, one read after a conversion will read the data from each of the ADCs in the sequence, V _{A1} , V _{A2} , and a subsequent read, when A0 goes high, reads the data from V _{B1} , V _{B2} .
21	$\overline{CS}$	Chip Select Input. Active low logic input. The device is selected when this input is active.
22	$\overline{RD}$	Read Input. Active low logic input. This input is used in conjunction with A0 and $\overline{CS}$ low to enable the data outputs. With A0 logic low, one read after a conversion will read the data from each of the ADCs in the sequence, V _{A1} , V _{A2} , and a subsequent read, when A0 goes high, reads the data from V _{B1} , V _{B2} .
23	BUSY	Busy Output. The busy output is triggered high by the falling edge of $\overline{CONVST}$ and remains high until conversion is completed.
24	VDD	Analog and Digital Positive Supply Voltage, $+5.0$ V $\pm$ 5%.
25	V _{A1}	Input Number 1 of Channel A. Analog Input voltage ranges of ± 10 V (AD7862-10), ± 2.5 V (AD7862-3) and 0 V–2.5 V (AD7862-2).
26	V _{B1}	Input Number 1 of Channel B. Analog Input voltage ranges of ± 10 V (AD7862-10), ± 2.5 V (AD7862-3) and 0 V–2.5 V (AD7862-2).
27	AGND	Analog Ground. Ground reference for mux, track/hold, reference and DAC circuitry.
28	NC	No Connect

PIN CONFIGURATION

AD7862

currents, as the resistor stage is followed by a high input impedance stage of the track/hold amplifier. For the AD7862-10, $R1 = 30\text{ k}\Omega$, $R2 = 7.5\text{ k}\Omega$, and $R3 = 10\text{ k}\Omega$. For the AD7862-3, $R1 = R2 = 6.5\text{ k}\Omega$ and $R3$ is open circuit.

For the AD7862-10 and AD7862-3, the designed code transitions occur on successive integer LSB values (i.e., 1 LSB, 2 LSBs, 3 LSBs . . .). Output coding is twos complement binary with 1 LSB = FS/4096. The ideal input/output transfer function for the AD7862-10 and AD7862-3 is shown in Table I.

Table I. Ideal Input/Output Code Table for the AD7862-10/-3

Analog Input ¹	Digital Output Code Transition
+FSR/2 – 1 LSB ²	011 . . . 110 to 011 . . . 111
+FSR/2 – 2 LSBs	011 . . . 101 to 011 . . . 110
+FSR/2 – 3 LSBs	011 . . . 100 to 011 . . . 101
GND + 1 LSB	000 . . . 000 to 000 . . . 001
GND	111 . . . 111 to 000 . . . 000
GND – 1 LSB	111 . . . 110 to 111 . . . 111
–FSR/2 + 3 LSBs	100 . . . 010 to 100 . . . 011
–FSR/2 + 2 LSBs	100 . . . 001 to 100 . . . 010
–FSR/2 + 1 LSB	100 . . . 000 to 100 . . . 001

NOTES

¹FSR is full-scale range = 20 V (AD7862-10) and = 5 V (AD7862-3) with REF IN = +2.5 V.

²1 LSB = FSR/4096 = 4.883 mV (AD7862-10) and 1.22 mV (AD7862-3) with REF IN = +2.5 V.

The analog input section for the AD7862-2 contains no biasing resistors, and the $V_{AX/BX}$ pin drives the input to the multiplexer and track/hold amplifier circuitry directly. The analog input range is 0 V to +2.5 V into a high impedance stage with an input current of less than 500 nA. This input is benign with no dynamic charging currents. Once again, the designed code transitions occur on successive integer LSB values. Output coding is straight (natural) binary with 1 LSB = FS/4096 = 2.5 V/4096 = 0.61 mV. Table II shows the ideal input/output transfer function for the AD7862-2.

Table II. Ideal Input/Output Code Table for the AD7862-2

Analog Input ¹	Digital Output Code Transition
+FSR – 1 LSB ²	111 . . . 110 to 111 . . . 111
+FSR – 2 LSB	111 . . . 101 to 111 . . . 110
+FSR – 3 LSB	111 . . . 100 to 111 . . . 101
GND + 3 LSB	000 . . . 010 to 000 . . . 011
GND + 2 LSB	000 . . . 001 to 000 . . . 010
GND + 1 LSB	000 . . . 000 to 000 . . . 001

NOTES

¹FSR is full-scale range and is 2.5 V for AD7862-2 with VREF = +2.5 V.

²1 LSB = FSR/4096 and is 0.61 mV for AD7862-2 with VREF = +2.5 V.

OFFSET AND FULL-SCALE ADJUSTMENT

In most digital signal processing (DSP) applications, offset and full-scale errors have little or no effect on system performance. Offset error can always be eliminated in the analog domain by ac coupling. Full-scale error effect is linear and does not cause problems as long as the input signal is within the full dynamic range of the ADC. Invariably, some applications will require the input signal to span the full analog input dynamic range. In such

applications, offset and full-scale error will have to be adjusted to zero.

Figure 4 shows a circuit that can be used to adjust the offset and full-scale errors on the AD7862 (V_{A1} on the AD7862-10 version is shown for example purposes only). Where adjustment is required, offset error must be adjusted before full-scale error. This is achieved by trimming the offset of the op amp driving the analog input of the AD7862 while the input voltage is a 1/2 LSB below analog ground. The trim procedure is as follows: apply a voltage of –2.44 mV (–1/2 LSB) at V_{A1} (see Figure 4) and adjust the op amp offset voltage until the ADC output code flickers between 1111 1111 1111 and 0000 0000 0000.

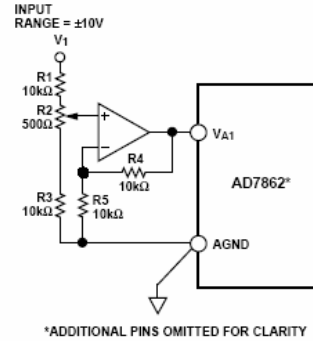


Figure 4. Full-Scale Adjust Circuit

Gain error can be adjusted at either the first code transition (ADC negative full scale) or the last code transition (ADC positive full scale). The trim procedures for both cases are as follows:

Positive Full-Scale Adjust

Apply a voltage of +9.9927 V (FS/2 – 3/2 LSBs) at V_{A1} . Adjust R2 until the ADC output code flickers between 0111 1111 1110 and 0111 1111 1111.

Negative Full-Scale Adjust

Apply a voltage of –9.9976 V (–FS + 1/2 LSB) at V_{A1} and adjust R2 until the ADC output code flickers between 1000 0000 0000 and 1000 0000 0001.

An alternative scheme for adjusting full-scale error in systems that use an external reference is to adjust the voltage at the VREF pin until the full-scale error for any of the channels is adjusted out. The good full-scale matching of the channels will ensure small full-scale errors on the other channels.

TIMING AND CONTROL

Figure 5a shows the timing and control sequence required to obtain optimum performance (Mode 1) from the AD7862. In the sequence shown, a conversion is initiated on the falling edge of CONVST. This places both track/holds into hold simultaneously, and new data from this conversion is available in the output register of the AD7862 3.6 μs later. The BUSY signal indicates the end of conversion, and at this time the conversion results for both inputs are available to be read. A second conversion is then initiated. If the multiplexer select A0 is low, the first and second read pulses after the first conversion accesses the result from channel A (V_{A1} and V_{A2} respectively). The third

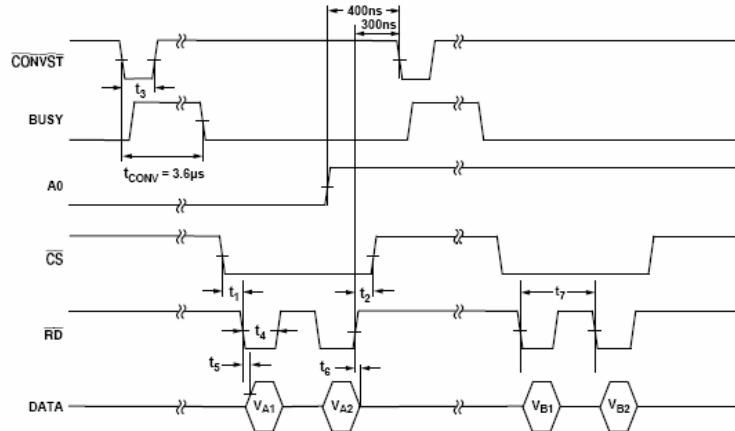


Figure 5a. Mode 1 Timing Operation Diagram for High Sampling Performance

and fourth read pulses, after the second conversion and A0 high, access the result from Channel B (V_{B1} and V_{B2} respectively). A0's state can be changed any time after the $\overline{\text{CONVST}}$ goes high, i.e., track/holds into hold, and 400 ns prior to the next falling edge of $\overline{\text{CONVST}}$. Data is read from the part via a 12-bit parallel data bus with standard $\overline{\text{CS}}$ and $\overline{\text{RD}}$ signal, i.e., the read operation consists of a negative going pulse on the $\overline{\text{CS}}$ pin combined with two negative going pulses on the $\overline{\text{RD}}$ pin (while the $\overline{\text{CS}}$ is low), accessing the two 12-bit results. Once the read operation has taken place, a further 300 ns should be allowed before the next falling edge of $\overline{\text{CONVST}}$ to optimize the settling of the track/hold amplifier before the next conversion is initiated. With the internal clock frequency at its maximum (3.7 MHz—not accessible externally), the achievable throughput rate for the part is 3.6 μs (conversion time) plus 100 ns (read time) plus 0.3 μs (acquisition time). This results in a minimum throughput time of 4 μs (equivalent to a throughput rate of 250 kHz).

Read Options

Apart from the read operation described above and displayed in Figure 5a, other $\overline{\text{CS}}$ and $\overline{\text{RD}}$ combinations can result in different channels/inputs being read in different combinations. Suitable combinations are shown in Figures 5b through 5d.

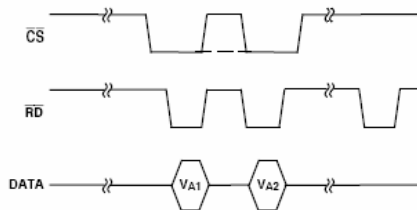


Figure 5b. Read Option A

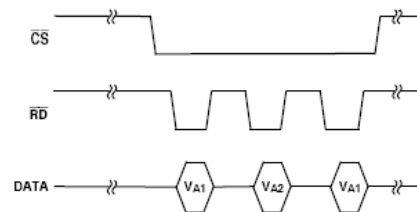


Figure 5c. Read Option B

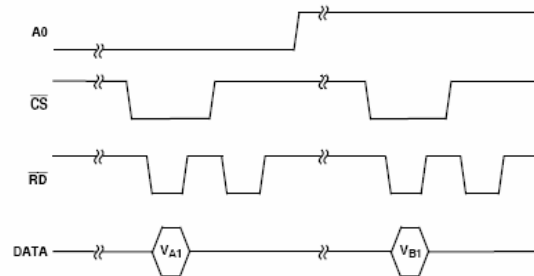


Figure 5d. Read Option C

OPERATING MODES

Mode 1 Operation (High Sampling Performance)

The timing diagram in Figure 5a is for optimum performance in operating mode 1 where the falling edge of $\overline{\text{CONVST}}$ starts conversion and puts the track/hold amplifiers into their hold mode. This falling edge of $\overline{\text{CONVST}}$ also causes the $\overline{\text{BUSY}}$ signal to go high to indicate that a conversion is taking place. The $\overline{\text{BUSY}}$ signal goes low when the conversion is complete, which is 3.6 μs max after the falling edge of $\overline{\text{CONVST}}$, and new data from this conversion is available in the output latch of the AD7862. A read operation accesses this data. If the multiplexer select A0 is low, the first and second read pulses after the first conversion access the result from Channel A (V_{A1} and V_{A2}).



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.

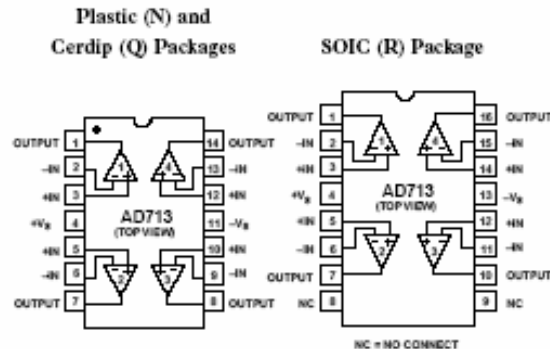
The single-pole response of the AD713 provides fast settling: 1 μ s to 0.01%. This feature, combined with its high dc precision, makes the AD713 suitable for use as a buffer amplifier for 12- or 14-bit DACs and ADCs. It is also an excellent choice for use in active filters in 12-, 14- and 16-bit data 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/VS			AD713K/B/T			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
INPUT OFFSET VOLTAGE ¹	Initial Offset		0.3	1.5		0.2	0.5	mV
	Offset		0.5	2/2/2		0.4	0.7/0.7/1.0	mV
	vs. Temp		5			5	20/20/15	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
	vs. Supply	78	95		84	100		dB
	Long-Term Stability	76/76/76	95		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
Input Offset Voltage Drift			0.7	2.3/2.3/2.3		0.6	1.0/1.0/1.3	mV
Input Bias Current			8			6	25	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Crosstalk	$f = 1\text{ kHz}$		10	100		10	35	pA
	$f = 100\text{ kHz}$			-130			-130	dB
				-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	Unity Gain	16	20		18	20		V/ μs
Settling Time to 0.01%			1.0	1.2		1.0	1.2	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			± 20			± 20		V
Common-Mode Voltage ⁴			+14.5, -11.5			+14.5, -11.5		V
Common Mode	T_{MIN} to T_{MAX}	-11		+13	-11		+13	V
Rejection Ratio	$V_{CM} = \pm 10\text{ V}$	78	88		84	94		dB
	T_{MIN} to T_{MAX}	76/76/76	84		82	90		dB
	$V_{CM} = \pm 11\text{ V}$	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
Current	T_{MIN} to T_{MAX}	$\pm 12/\pm 12/\pm 12$	+13.8, -13.1		± 12	+13.8, -13.1		V
	Short Circuit		25			25		mA
POWER SUPPLY								
Rated Performance		± 4.5	± 15		± 4.5	± 15		V
Operating Range			± 18			± 18		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.



2.5 V/3.0 V High Precision Reference AD780

FEATURES

Pin programmable 2.5 V or 3.0 V output
 Ultralow drift: 3 ppm/°C max
 High accuracy: 2.5 V or 3.0 V ± 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 (± 2.5 V, ± 3.0 V)

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM

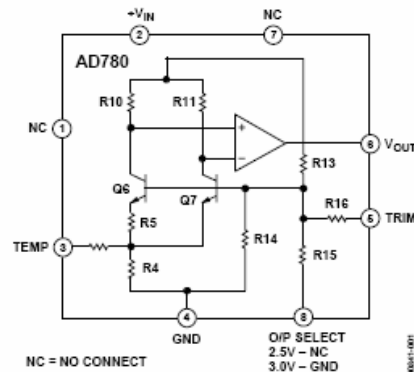


Figure 1.

PRODUCT DESCRIPTION

The AD780 is an ultrahigh precision band gap reference voltage that 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 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 on the AD780 provides an output voltage that varies linearly with temperature, allowing the part 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 PDIP and SOIC packages. The AD780AN, AD780AR, AD780BN, AD780BR, and AD780CR are specified for operation from -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$.

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 that require even higher accuracy, an optional fine-trim connection is provided.
4. The AD780 noise is extremely low, typically 4 mV 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 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.

Rev. E

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. Specifications subject to change without notice. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective owners.

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 © 2004 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

SPECIFICATIONS

$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{IN} = 5\text{ V}$, unless otherwise noted.

Table 1.

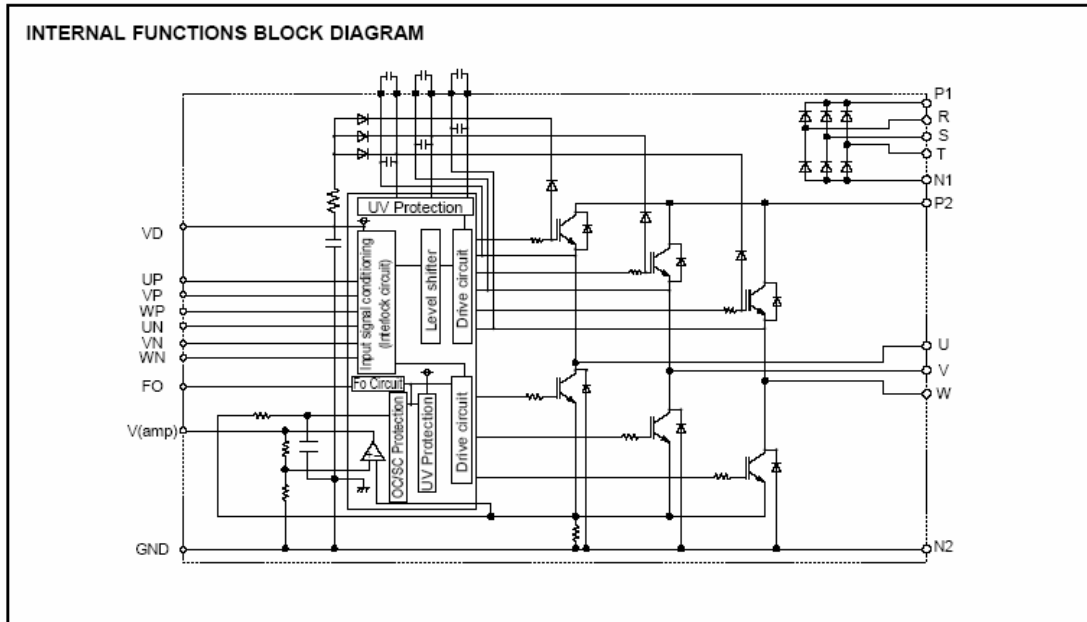
Parameter	AD780AN/AD780AR			AD780CR			AD780BN/AD780BR			Unit
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT VOLTAGE										
2.5 V Out	2.495		2.505	2.4985		2.5015	2.499		2.501	V
3.0 V Out	2.995		3.005	2.9950		3.0050	2.999		3.001	V
OUTPUT VOLTAGE DRIFT ¹										
–40°C to +85°C			7			7			3	ppm/°C
–55°C 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			10			10	$\mu\text{V/V}$
3.0 V Output, $4.5\text{ V} \leq V_{IN} \leq 36\text{ V}$, T_{MIN} to T_{MAX}			10			10			10	$\mu\text{V/V}$
LOAD REGULATION, SERIES MODE										
Sourcing 0 mA < I_{OUT} < 10 mA			50			50			50	$\mu\text{V/mA}$
T_{MIN} to T_{MAX}			75			75			75	$\mu\text{V/mA}$
Sinking –10 mA < I_{OUT} < 0 mA			75			75			75	$\mu\text{V/mA}$
–40°C to +85°C			75			75			75	$\mu\text{V/mA}$
–55°C to +125°C			150			150			150	$\mu\text{V/mA}$
LOAD REGULATION, SHUNT MODE										
$I < I_{SHUNT} < 10\text{ mA}$			75			75			75	$\mu\text{V/mA}$
QUIESCENT CURRENT, 2.5 V SERIES MODE ²										
–40°C to +85°C		0.75	1.0		0.75	1.0		0.75	1.0	mA
–55°C to +125°C		0.8	1.3		0.8	1.3		0.8	1.3	mA
MINIMUM SHUNT CURRENT		0.7	1.0		0.7	1.0		0.7	1.0	mA
OUTPUT NOISE										
0.1 Hz to 10 Hz		4			4			4		$\mu\text{V p-p}$
Spectral Density, 100 Hz		100			100			100		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
LONG-TERM STABILITY ³		20			20			20		$\pm\text{ ppm}/1000\text{ Hr}$
TRIM RANGE	4.0			4.0			4.0			$\pm\%$
TEMPERATURE PIN										
Voltage Output @ 25°C	500	560	620	500	560	620	500	560	620	mV
Temperature Sensitivity		1.9			1.9			1.9		$\text{mV}/^\circ\text{C}$
Output Resistance		3			3			3		k Ω
SHORT-CIRCUIT CURRENT TO GROUND		30			30			30		mA
TEMPERATURE RANGE										
Specified Performance (A, B, C)	–40		+85	–40		+85	–40		+85	°C
Operating Performance (A, B, C) ⁴	–55		+125	–55		+125	–55		+125	°C

¹ Maximum output voltage drift is guaranteed for all packages.

² 3.0 V mode typically adds 100 μA to the quiescent current. Also, I_Q increases by 2 $\mu\text{A/V}$ above an input voltage of 5 V.

³ The long-term stability specification is noncumulative. The drift in subsequent 1,000 hour periods is significantly lower than in the first 1,000 hour period.

⁴ The 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.

PS11035**FLAT-BASE TYPE
INSULATED TYPE**

(Fig. 2)

MAXIMUM RATINGS ($T_J = 25^\circ\text{C}$)**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
$V_{P(s)}$ or $V_{N(s)}$	Each output IGBT collector-emitter switching voltage	Applied between P2-U.V.W, U.V.W-N2	600	V
$\pm I_C(\pm I_{cp})$	Each output IGBT collector current	$T_C = 25^\circ\text{C}$, "()" means I_C peak value	$\pm 20 (\pm 40)$	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	3 ϕ rectifying circuit	20	A
I_{FSM}	Surge (non-repetitive) forward current	1 cycle at 60Hz, peak value non-repetitive	196	A
I^2t	I^2t for fusing	Value for one cycle of surge current	165	A ² s

CONTROL PART

Symbol	Item	Ratings	Unit
V_D, V_{DS}	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****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 _{th(on)}	Input on threshold voltage		0.8	1.4	2.0	V
V _{th(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%)}		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 limit	I _C = I _{OP(250%)} V _D = 15V	5.0	—	—	V
V _{amp(0)}		I _C = 0A (Fig. 4)	—	50	100	mV
OC	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
SC	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
UV _D	Supply circuit under voltage protection	Trip level	11.0	12.0	13.0	V
UV _{Dr}		Reset level	11.5	12.5	13.5	V
UV _{DB}		Trip level	10.1	10.8	11.6	V
UV _{DBr}		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

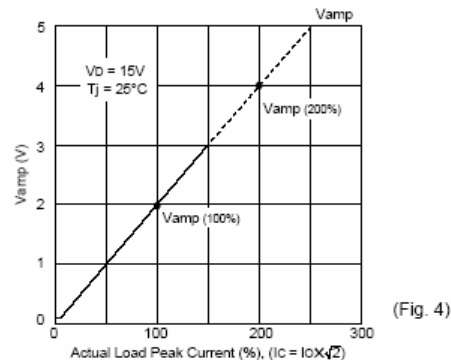
(Note 3) : The dead-time has to be set externally by the CPU; it is not part of the ASIPM internal functions.

(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 _{CIN(ON)}	Input on voltage	Applied between UP • VP • WP • UN • VN • WN and GND	0	—	0.8	V
V _{CIN(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 _{XX}	Allowable minimum input on-pulse width		1	—	—	μs

**INVERTER DC-LINK IGBT CURRENT ANALOGUE
SIGNALING OUTPUT (TYPICAL)**

Ek 7 Optokuplör bilgisi



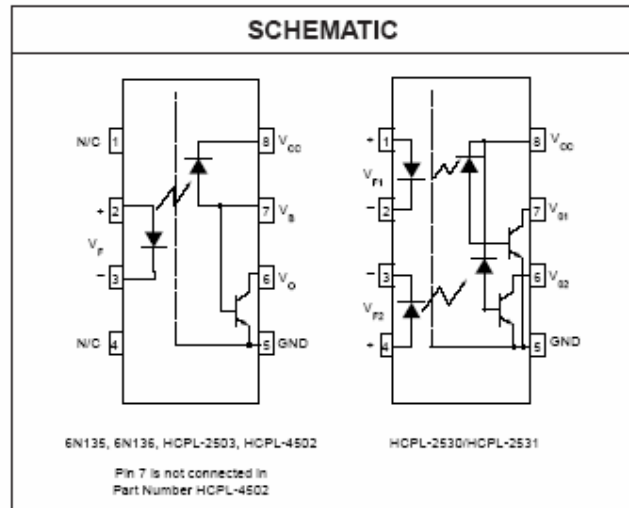
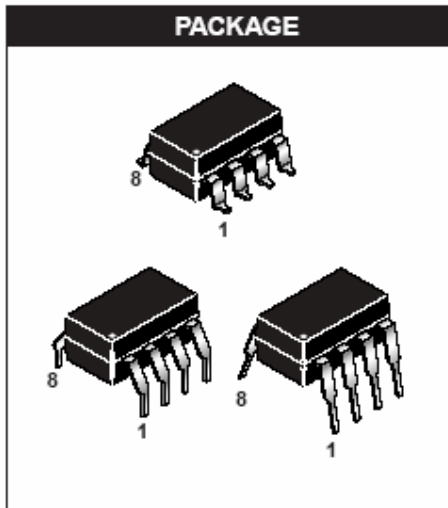
HIGH SPEED TRANSISTOR OPTOCOUPLEDERS

SINGLE-CHANNEL: 6N135
DUAL-CHANNEL: HCPL-2530

6N136
HCPL-2531

HCPL-2503

HCPL-4502



DESCRIPTION

The HCPL-4502/HCPL-2503, 6N135/6 and HCPL-2530/HCPL-2531 optocouplers consist of an AlGaAs LED optically coupled to a high speed photodetector transistor.

A separate connection for the bias of the photodiode improves the speed by several orders of magnitude over conventional phototransistor optocouplers by reducing the base-collector capacitance of the input transistor.

An internal noise shield provides superior common mode rejection of 10kV/μs. An improved package allows superior insulation permitting a 480 V working voltage compared to industry standard of 220 V.

FEATURES

- High speed-1 MBit/s
- Superior CMR-10 kV/μs
- Dual-Channel HCPL-2530/HCPL-2531
- Double working voltage-480V RMS
- CTR guaranteed 0-70°C
- U.L. recognized (File # E90700)

APPLICATIONS

- Line receivers
- Pulse transformer replacement
- Output interface to CMOS-LSTTL-TTL
- Wide bandwidth analog coupling



HIGH SPEED TRANSISTOR OPTOCOUPLEDERS

SINGLE-CHANNEL: 6N135	6N136	HCPL-2503	HCPL-4502
DUAL-CHANNEL: HCPL-2530	HCPL-2531		

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)			
Parameter	Symbol	Value	Units
Storage Temperature	T_{STG}	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
Operating Temperature	T_{OPR}	-55 to +100	$^\circ\text{C}$
Lead Solder Temperature	T_{SOL}	260 for 10 sec	$^\circ\text{C}$
EMITTER			
DC/Average Forward Input Current	Each Channel (Note 1)	I_F (avg)	25 mA
Peak Forward Input Current (50% duty cycle, 1 ms P.W.)	Each Channel (Note 2)	I_F (pk)	50 mA
Peak Transient Input Current - ($\leq 1 \mu\text{s}$ P.W., 300 pps)	Each Channel	I_F (trans)	1.0 A
Reverse Input Voltage	Each Channel	V_R	5 V
Input Power Dissipation	(6N135/6N136 and HCPL-2503/4502) (HCPL-2530/2531) Each Channel (Note 3)	P_D	100 45 mW
DETECTOR			
Average Output Current	Each Channel	I_O (avg)	8 mA
Peak Output Current	Each Channel	I_O (pk)	16 mA
Emitter-Base Reverse Voltage	(6N135, 6N136 and HCPL-2503 only)	V_{EBR}	5 V
Supply Voltage		V_{CC}	-0.5 to 30 V
Output Voltage		V_O	-0.5 to 20 V
Base Current	(6N135, 6N136 and HCPL-2503 only)	I_B	5 mA
Output power dissipation	(6N135, 6N136, HCPL-2503, HCPL-4502) (Note 4) (HCPL-2530, HCPL-2531) Each Channel	P_D	100 35 mW

Ek 8 Program lojii

```

=====
// Yıldız Teknik Üniversitesi //
// PMSM Kontrol Algoritması - C++ Dilinde Vektör Kontrolü //
// Tarih:2006/6/16 //
// Desinatör: Ali Ahmed Adam //
=====
#define PortAdress 0xc400//0x8800
// Import external function
#include<dos.h>
#include<math.h>
#include<stdio.h>
#include<conio.h>
#include<iostream.h>
#include<fstream.h>
#include<iomanip.h>
#include<stdlib.h>
#include<process.h>
#include<pc.h>
#include<time.h>
typedef unsigned short word;
typedef unsigned char byte;

//*****Global değişkenleri *****
uclock_t uck1, uck0, ucktime; float ucktime1;
const byte V0=0x07; const byte V7=0x38;
const byte V1=0x23; const byte V4=0x1C;
const byte V2=0x31; const byte V5=0x0E;
const byte V3=0x15; const byte V6=0x2A; const byte Dead=0X00;
byte Vkk1, Vkk2 FluxH, TorqueH, Sector; unsigned int Vk1, Vk2;
const float Lsq=0.0032; const float Lsd =0.0026; const float R= .43;
const float PermanentFlux=0.0723; const float PolePair= 4.0f; float Vdc;
const float Friction=0.0; const float Inertia=0.000133; const float Tl= 0.0;
const float SpeedRef= 50.0f; const float MaximumTorque=5.0f;
const float TorqueBand=0.01f; const float FluxBand=0.002f;
unsigned short Port1, Port2, Port3, Port4;
float ia, ib, ic, iaOFFSET, ibOFFSET, Speed, MechPosition, ElectPosition, OldPosition;
float FaiD, FaiQ, FluxPosition, Flux; float DeltaFlux, FluxRef, DeltaTorque, Torque;
const float VDKVQK[2][6]= {{0.6667, 0.3333, -0.3333, -0.6667, -0.3333, 0.3333},
                             {0.0, 0.5773, 0.5773, 0.0, -0.5773, -0.5773}};
float y[3]={0,0,0}; float Kutta[4][4]={ {0,0,0,0}, {0,0,0,0}, {0,0,0,0}, {0,0,0,0}};
float StudyPeriod, Ts, TsMicro; int UseSensor;
const unsigned int MaxDataNumber=3000; const unsigned DataWidth=5;
int DataNumber; int Data[MaxDataNumber][DataWidth];

//*****Fonksiyonlar Tanımı *****
void ReadADC7862(void);
void ReadHCTL2016(void);
void DQtoABC(float iDs, float iQs, float& aa, float& bb, float& cc);
void ABCtoDQ(float iaa, float ibb, float icc, float& DD, float& QQ);
void DQtodq(float Ds, float Qs, float Angle, float& dd, float& qq);
void dq_to_DQ(float idd, float iqq, float Angle, float& DD, float& QQ);

```

```

void GetActiveVectors(byte FluxH, byte TorqueH, byte Sector, byte& Vactive1,byte&
Vactive2);

void delaynano(unsigned int K);
void DelayMicro(float t);
void HDTC(void);
void NovelDTC(void);
void FOC(void);
void CalculateFactor(float TsDelay,float y[], float Vdd, float Vqq, int J, float Kutta[4]);
void PMSMMODEL(float TsDelay,byte Vactive);
unsigned int vectork(byte Vactive);
byte GetSector(float Lamda);
byte GetTorqueLevel(float Tset);
byte GetPositionLevel(float Lamda);
byte Hysteresis(float Delta, float Band,byte OldValue);
byte TorqueStatus(float Delta,float Band);
float Atan2(float xx ,float y);

```

```

// ***** Ana program *****
void main()
{
    int i; int selection,SelectionOfSamplingTime,Sensor;
    StudyPeriod=0.5;

    Port1 = PortAdress;    // ADC7862 & HCTL2016 kontrolu için kullanılmıştır
    Port2 = PortAdress + 2; // HCTL2016 giriş veri için kullanılmıştır
    Port3 = PortAdress + 4; // ADC7862 giriş veri için kullanılmıştır
    Port4 = PortAdress + 6; // İnverter tetikleme için kullanılmıştır
    outportw(Port3,0xFFFF);outportw(Port2,0xFFFF);// Okumak için hazırla
    outportb(Port1,0x7F);    // AD7862 çevirme için hazırla
    loop: clrscr();
    puts("=====\\n\\r");
    puts("|          YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ          |\\n\\r");
    puts("| PMSM Kontrol Algoritması - C++ Dilinde Vektor Kontrolu |\\n\\r");
    puts("|   Desinatör: Ali Ahmed Adam   Tarih: 6/6/2006   |\\n\\r");
    puts("=====\\n\\r");
    puts("\\n\\r");
    puts("      (1): ADC7862 OFFSET testi          \\n\\r");
    puts("      (2): ADC7262/HCTL2016 Okumak testi \\n\\r");
    puts("      (3): Inverter testi (Kare Dalga)    \\n\\r");
    puts("      (4): HDTC İşleme                    \\n\\r");
    puts("      (5): FOC İşleme                     \\n\\r");
    puts("      (6): NDTC İşleme                     \\n\\r");
    puts("      (9): Programdan Çık                  \\n\\r");
    puts("      Seçilen Numarayı gir.                \\n\\r");
    cin>>selection;
    if(selection==1)
    { int M;puts("press any key to start adc read\\n\\r");do{}while(!kbhit());
    iaOFFSET=0;ibOFFSET=0;float iaOFF=0;float ibOFF=0;
    for(M=0;M<100;M++)
    {

```

```

        DelayMicro(100);
        ReadADC7862();
        iaOFF=iaOFF+ia; ibOFF=ibOFF+ib; }
        iaOFFSET=iaOFF/100.0;ibOFFSET=ibOFF/100.0;
        printf("iaOFFSET=%10.4f ibOFFSET=%10.4f\n\r",iaOFFSET,ibOFFSET);
        puts("press any key to go\n\r");do{} while(!kbhit());
    }
else if(selection==2)
{long int ii;
 uck0=uclock();
 for(ii=1;ii<=100;ii++)
 { DelayMicro(100);//check DelayMicro function
  ReadADC7862();
  printf("ia=%10.4f ib=%10.4f ic=%10.4f Vdc=%10.4f\n\r",ia,ib,ic,Vdc);
  //ReadHCTL2016();
  //printf("MechPosition=%10.5f ElectPosition=%10.5f\n\r",MechPosition,ElectPosition);
  }
  uck1=uclock();
  ucktime1=(uck1-uck0)/1193180.0; // UCLOCKS_PER_SEC=1193180;
  printf("%g seconds have uck elapsed uck1-uck0=%LLd\n",ucktime1,uck1-uck0);
  puts("press any key to go\n\r");do{} while(!kbhit());
  }
else if(selection==3)
{ }
else if(selection==4||selection==5||selection==6)
{
//Örnekleme Zamanı seç; varsayım değeri: Ts=0.00012 MicroSecond
puts("Press 7; 8 ;9 or 0 to select sampling time  \n\r");
puts(" (6): Ts=0.00006 \n\r");
puts(" (7): Ts=0.00008 (8) Ts=0.00012<default>\n\r");
puts(" (9): Ts=0.00016 (0) Ts=0.0002 \n\r");
cin>>SelectionOfSamplingTime;
switch(SelectionOfSamplingTime)
{
case 6: {Ts = 0.00004 ;TsMicro=40 ;break;}
case 7: {Ts = 0.00008 ;TsMicro=80 ;break;}
case 8: {Ts = 0.00012 ;TsMicro=120;break;}
case 9: {Ts = 0.00016 ;TsMicro=160;break;}
case 0: {Ts = 0.0002 ;TsMicro=200;break;}
default: {Ts = 0.00012 ;TsMicro=120;break;}
}

// Sensör durumu seç
puts("Press 1; or 0 to select Sensor status \n\r");
puts(" (1): Use Sensor <Default> (0): Sensorless control\n\r");
cin>>Sensor;
if (Sensor ==1) UseSensor=1 ;
else UseSensor=0;

switch(selection)
{
case 6:
{ NovelDTC();
  ofstream NDTCdata;

```

```

        NDTCdata.open("NDTCdata.dat");
        NDTCdata.setf(ios::fixed);
        NDTCdata.precision(5);
        DataNumber=int(StudyPeriod/Ts);
        if (DataNumber>MaxDataNumber) DataNumber=MaxDataNumber;
for(i=0;i<DataNumber;i++)
    {
        NDTCdata<<setw(10)<<Data[i][0]*1e-5<<setw(10)<<Data[i][1]*1e-4<<setw(10)
        <<Data[i][2]*1e-5<<setw(10)<<Data[i][3]*1e-2<<setw(10)<<Data[i][4]*1e-4<<endl;}
        NDTCdata.close();
        cout<<"Data performance file with Name NDTCdata.data is created.";
        puts("press any key to go\n\r"); do {} while(!kbhit());

        break;
    }
    case 5: { FOC();break;}
    case 4: {
        HDTC();
        ofstream HDTCdata;          //Sabit bellekde bir dosya kaydını yap*
        HDTCdata.open("HDTCdata.dat");
        HDTCdata.setf(ios::fixed);
        HDTCdata.precision(5);
        DataNumber=int(StudyPeriod/Ts);
        if (DataNumber>MaxDataNumber) DataNumber=MaxDataNumber;
for(i=0;i<DataNumber;i++)
    {HDTCdata<<setw(10)<<Data[i][0]*1e-4<<setw(10)<<Data[i][1]*1e-4<<setw(10)<<
    Data[i][2]*1e-5<<setw(10)<<Data[i][3]*1e-2<<setw(10)<<Data[i][4]*1e-4<<endl; }
        HDTCdata.close();
        cout<<"Data performance file with Name HDTCdata.data is created.";
        puts("press any key to go\n\r");do {} while(!kbhit());
        break;}

    }
    exit(0);
}
else if (selection==9) {puts("you want to exit \n\r"); exit(0);}
else
    {puts("please follow selection as stated !!!!\n\r");
    puts("press any key to go\n\r");do {} while(!kbhit());
    goto loop;
    }

//*****
//          HDTC
//*****
void HDTC(void)
{ const float Kp2= 0.05f; const float Ki2= 2.0f;
    byte Vactive; unsigned int Vk;
    float SpeedError,iDaverage,iQaverage; float iD,iQ,ApproximatedSpeed;
    float Fai_dd, Fai_qq, TeRef; float x,id,iq; float FaiDold = PermanentFlux;
    float FaiQold = 0; float iDold = 0; float iQold = 0; float OldTeRef=0;
    float OldPosition = 0; float OldSpeedError = SpeedRef;
    //Anahtarlama Tablosu Tanımla;
    //Ak1=0 tablosu
    byte Fire0[3][6]={ {V0,V7,V0,V7,V0,V7},{V3,V4,V5,V6,V1,V2},{V5,V6,V1,V2,V3,V4}};

```

```

//Ak1=1 tablosu
byte Fire1[3][6]={ {V7,V0,V7,V0,V7,V0},{V2,V3,V4,V5,V6,V1},{V6,V1,V2,V3,V4,V5}};
    FluxRef = PermanentFlux; Vactive = V0; Vdc=30;
    ia=ib=ic=Speed=MechPosition=ElectPosition=0;
    unsigned int DataCounter=0; x = 0.0;
    puts("    HDTC is under processing!!!!    \n\r");
    puts("    Press any key to STOP RUNNING...\n\r");
    do
    {
        //ReadHCTL2016();
        ReadADC7862();
        ElectPosition=MechPosition*PolePair;
        //if ((MechPosition < 0)|| (MechPosition<OldPosition))
        // MechPosition = MechPosition + 2 * PI;
        ApproximatedSpeed = (MechPosition - OldPosition)/Ts;
        OldPosition = MechPosition;
        SpeedError=SpeedRef-Speed;
        TeRef=OldTeRef+(Kp2+0.5*Ts*Ki2)*SpeedError+(0.5*Ts*Ki2-Kp2)*OldSpeedError;
        //TeRef=OldTeRef+Kp2*SpeedError+(Ts*Ki2-Kp2)*OldSpeedError;
        if(TeRef > MaximumTorque)
            TeRef = MaximumTorque;
        if(TeRef < -MaximumTorque)
            TeRef = MaximumTorque;
        //*****Dinamik testi*****
        if(x<0.02) TeRef=1;
        if((x<0.04)&&(x>=0.02)) TeRef=-1;
        if(x>=0.04) TeRef=1;
        OldSpeedError = SpeedError;
        OldTeRef = TeRef;
        TeRef = 1; //Sadece momen kontrol için kullanılır
        ABCtoDQ(ia, ib, ic,iD,iQ);
        if (UseSensor==0)
        {
            iDaverage = (iD + iDold)/2;
            iQaverage = (iQ + iQold)/2;
            iDold = iD;
            iQold = iQ;

            Vk=vectork(Vactive);
            if (Vk==0 || Vk==7) //VD&VQ sıfır eşitse
            {
                FaiD = FaiDold - R*iDaverage*Ts;
                FaiQ = FaiQold - R*iQaverage*Ts;
            }
            else
            {
                FaiD= FaiDold + (Vdc*VDKVQK[0][Vk-1] - R*iDaverage)*Ts;
                FaiQ= FaiQold + (Vdc*VDKVQK[1][Vk-1] - R*iQaverage)*Ts;
            }
            FaiDold= FaiD;
            FaiQold= FaiQ;
        }
        else if(UseSensor==1) // eğer akı okuması için sensör kullanılırsa
        {
            DQtodq(iD, iQ, ElectPosition, id,iq);
            Fai_dd = PermanentFlux + Lsd * id;

```

```

        Fai_qq = Lsq * iq;
        dq_to_DQ(Fai_dd, Fai_qq, ElectPosition, FaiD,FaiQ);
    }
    Flux = sqrt(FaiD*FaiD + FaiQ*FaiQ);
    FluxPosition = Atan2(FaiD, FaiQ);
    Torque = 1.5*PolePair*(FaiD*iQ-FaiQ*iD);
    DeltaTorque = (TeRef - Torque);
    DeltaFlux = (FluxRef - Flux);
    Sector = GetSector(FluxPosition);
    FluxH = Hysteresis(DeltaFlux, FluxBand, FluxH);
    TorqueH = TorqueStatus(DeltaTorque, TorqueBand);
    if (FluxH ==0)
        Vactive = Fire0[TorqueH][Sector-1];
    if (FluxH ==1)
        Vactive = Fire1[TorqueH][Sector-1];
    outportb(Port4,Dead);DelayMicro(2);//ensure dead period
    outportb(Port4, Vactive);
    //PMSMMODEL(Ts,Vactive);// PMSM algoritması testi için
    DelayMicro(TsMicro-23);//-adc7862 delay time-2 delay-2 output time
    if (DataCounter<MaxDataNumber)
    {
        x = x + Ts;
        Data[DataCounter][0]=int(x*10000);
        Data[DataCounter][1]=int(ia*10000);
        Data[DataCounter][2]=int(Flux*100000);
        Data[DataCounter][3]=int(Torque*100);
        Data[DataCounter][4]=int(ib*10000);
        DataCounter++;
    }
}
while (!kbhit()); //(x <= StudyPeriod);
outportb(Port4, Dead);//ensure that Dead vector is sent to inverter
cout<<" its okkkkkkkkkkkkkkkkkkk"<<endl;
}

//*****
//          NOVEL DTC          //
//*****
void NovelDTC(void)
{
    float SpeedError, TeRef;
    float OldTeRef=0; float OldPosition = 0; float OldSpeedError = SpeedRef;
    float iDN,iQN,idN,iqN;
    float iDaverage,iQaverage,iDold,iQold,vDaverage, vQaverage;
    float VD1,VD2,VQ1,VQ2,FaiDold,FaiQold;
    byte TorqueLevel,PositionLevel,t1,t2,t11,t22,t00,t111,TimeFactor, Vkk1, Vkk2;
    float Fai_dd,Fai_qq,SpeedNDTC;
    unsigned int Vk1, Vk2;
    const byte Tsampling= 20;byte TsSampling;
    float Kp=.05; float Ki=4;float TorqueErrorRatio;
    ia=ib=ic=Speed=MechPosition=ElectPosition=0;
    //Zamanlama Tanımı[Moment Seviyesi][Pozisyon Seviyesi]. (t1 ve t2) (Vk1,Vk2) için

```

```

byte Timing1[5][5]={ {2,1,1,1,0},{5,4,3,2,1},{9,7,5,3,1},{12,9,7,5,2},{16,12,9,6,2}};
byte Timing2[5][5]={ {0,1,1,1,2},{1,2,3,4,5},{1,3,5,7,9},{2,5,7,9,12},{2,6,9,12,16}};
//Başlangıç değeri tanımla
iDold=0;iQold=0;FaiQold=0;
Vkk1 = V0; Vkk2 = V0; t1 = 0; t2 = 0;
FluxRef = PermanentFlux;
FaiDold = PermanentFlux;
TimeFactor=int(TsMicro/40);
float x=0.0;unsigned int DataCounter=0;
puts("    NOVEL DTC is under processing!!!! \n\r");
puts("    Press any key to STOP RUNNING... \n\r");
long int ii;
uclock0=uclock();
// for(ii=0;ii<10000;ii++)
do
{
//ReadHCTL2016();
ReadADC7862();
ElectPosition=MechPosition*PolePair;
// if((MechPosition < OldPosition)|| (MechPosition<0))
// MechPosition=MechPosition+2*PI;
SpeedNDTC = (MechPosition - OldPosition) / Ts;
OldPosition = MechPosition;
SpeedError=SpeedRef-Speed;
TeRef=OldTeRef+(Kp+0.5*Ts*Ki)*SpeedError+(0.5*Ts*Ki-Kp)*OldSpeedError;
if(TeRef > MaximumTorque)
TeRef = MaximumTorque;
if(TeRef < -MaximumTorque)
TeRef = MaximumTorque;
//*****Dinamic testi*****
if(x<0.02) TeRef=1;
if((x<0.04)&&(x>=0.02)) TeRef=-1;
if(x>=0.04) TeRef=1;
OldSpeedError = SpeedError;
OldTeRef = TeRef;
TeRef=1;
ABCtoDQ(ia, ib, ic,iDN,iQN);
if (UseSensor==0)
{
iDaverage = (iDN + iDold)/2;
iQaverage = (iQN + iQold)/2;
iDold = iDN;
iQold = iQN;
Vkl=vectork(Vkk1);Vkl2=vectork(Vkk2);
if ((Vkl==0)||(Vkl2==0)|| (Vkl==7)||(Vkl2==7))
{VD1=VD2=VQ1=VQ2=0;}
else
{VD1= Vdc*VDKVQK[0][Vkl-1];
VQ1= Vdc*VDKVQK[1][Vkl-1];
VD2= Vdc*VDKVQK[0][Vkl2-1];
VQ2= Vdc*VDKVQK[1][Vkl2-1];}
}
}

```

```

vDaverage = (VD1 *t111 + 2*VD2 * t2)/TsSampling;//Tsampling;
vQaverage = (VQ1 *t111 + 2*VQ2 * t2)/TsSampling;//Tsampling;
    FaiD = FaiDold + (vDaverage - R * iDaverage) * Ts;
    FaiQ = FaiQold + (vQaverage - R * iQaverage) * Ts;
    FaiDold = FaiD; FaiQold = FaiQ;
}
else if (UseSensor==1)
{
    DQtodq(iDN, iQN, ElectPosition, idN,iqN);
    Fai_dd = PermanentFlux + Lsd * idN;
    Fai_qq = Lsq * iqN;
    dq_to_DQ(Fai_dd, Fai_qq, ElectPosition,FaiD,FaiQ);
}

Flux = sqrt(FaiD*FaiD + FaiQ*FaiQ);
FluxPosition = Atan2(FaiD, FaiQ);
Torque=1.5*PolePair*(FaiD*iQN-FaiQ*iDN);
DeltaTorque = (TeRef - Torque);
DeltaFlux = (FluxRef - Flux);
TorqueErrorRatio=fabs(DeltaTorque/TeRef);
Sector = GetSector(FluxPosition);
TorqueLevel = GetTorqueLevel(TorqueErrorRatio);
PositionLevel = GetPositionLevel(FluxPosition);
FluxH = Hysteresis(DeltaFlux, FluxBand, FluxH);
TorqueH = Hysteresis(DeltaTorque, TorqueBand, TorqueH);
GetActiveVectors(FluxH, TorqueH, Sector,Vkk1,Vkk2);
t1 =Timing1[TorqueLevel-1][PositionLevel-1];
t2 = Timing2[TorqueLevel-1][PositionLevel-1];
t00 = TimeFactor*(Tsampling - t1 - t2);
t22 = TimeFactor*t2;
t11=TimeFactor*t1;

//**** vkk1,vkk2 vektörleri için anahtarlaması *****/
outportb(Port4, Vkk1);
    DelayMicro(t11-1);
        outportb(Port4, Vkk2);
            DelayMicro (t22-1);
                outportb(Port4, V7);
                    DelayMicro(t00-1);
                        outportb(Port4, Vkk2);
                            DelayMicro(t22-1);
                                outportb(Port4, Vkk1);
                                    if (t00>16) { DelayMicro(t11-1);
                                        outportb(Port4,V0);
                                        DelayMicro(t00-16); t111=2*t11;TsSampling=2*t22+t111+2*t00;
                                    }
                                else if(t11>16)
                                    {DelayMicro(t11-16); t111=2*t11; TsSampling=2*t22+t111+t00; }
                                else { t111=t11+16;TsSampling=2*t22+t111+t00;}

Ts=TsSampling*1.0e-6;

```

```

        if (DataCounter<MaxDataNumber)
        {
            x=x+Ts;
            Data[DataCounter][0]=int(x*100000);
            Data[DataCounter][1]=int(ia*10000);
            Data[DataCounter][2]=int(Flux*100000);
            Data[DataCounter][3]=int(Torque*100);
            Data[DataCounter][4]=int(ib*10000);
            DataCounter++;
        }

    } while(!kbhit()); //(x<StudyPeriod);

    uck1=uclock();
    ucktime1=(uck1-uck0)/1193180.0;
    printf("%g seconds have uck elapsed uck1-uck0=%LLd\n", ucktime1, uck1-uck0);
    outputb(Port4, Dead);
    cout<<" its okkkkkkkkkkkkkkkkk" << endl;
    puts("Program NOVELDTC is in STOP state\n\r");
}

void FOC(void)
{
}

//*****Fonksionlar *****
void ReadADC7862(void)
{
    word IaADC, IbADC, VdcADC, TachoSENER; float GG; const float iMax=10;
    const byte initConvert=0x7F; const byte CONVERT = 0x77;
    const byte DataReady = 0x9F; const byte ToNextData= 0xFF;
    const word FullScale=0x0FFF; const float Factor=0.0012207;

    outputb(Port1, CONVERT);
    DelayMicro(3);
    outputb(Port1, 0x1F);
    IaADC=inportw(Port3)& FullScale;
    outputb(Port1, ToNextData);
    outputb(Port1, DataReady);
    IbADC=inportw(Port3)& FullScale;
    outputb(Port1, ToNextData);
    delaynano(300);
    outputb(Port1, 0xF7);
    DelayMicro(3);
    outputb(Port1, DataReady);
    VdcADC=inportw(Port3)& FullScale;
    // outputb(Port1, ToNextData);
    // outputb(Port1, DataReady); //delaynano(39);
    // TachoSENER=inportw(Port3)& FullScale;
    outputb(Port1, initConvert);
    ia=(Factor*IaADC); if(IaADC >=0x03FF) ia =ia-4.9987665 ;ia =4.8*ia-iaOFFSET;
    ib=(Factor*IbADC); if(IbADC >=0x03FF) ib =ib-4.9987665 ;ib =4.8*ib-ibOFFSET;
    if ((ia==0) && (ib==0)) {ia=iaOld; ib=ibOld;}
    if ((ia>iMax)|| (ia<-iMax)) ia=iaOld;

```

```

    if ((ib>iMax)||ib<-iMax)) ib=ibOld;
    ic=-ia-ib;iaOld=ia;ibOld=ib;
    Vdc=(Factor*VdcADC);if(VdcADC>=0x03FF) Vdc=Vdc-4.9987665;Vdc=Vdc*81.6;
    if ((Vdc<=0)||Vdc>80)) Vdc=VdcOld; VdcOld=Vdc;
    // GG=(Factor*TachoSENER); if(TachoSENER>=0x03FF) GG=GG-4.9987665;
    //GG=GG* 80; Speed=GG/0.63 -SpeedOFFSET;
}

```

```

void ReadHCTL2016(void)
{
    unsigned char HighByte ,LowByte;
    const byte ReadHighByte=0xFC;
    const byte ReadLowByte=0xFD;
    const byte TriState=0xFF;
    outportb(Port1, ReadHighByte); delaynano(65);
    HighByte=inportb(Port2);
    outportb(Port1, ReadLowByte); delaynano(65);
    LowByte=inportb(Port2);
    outportb(Port1, TriState);
    delaynano(40);
    MechPosition=2*PI*(LowByte+256*HighByte)/2500;
    ElectPosition=MechPosition*PolePair;
}

```

```

void ABCtoDQ(float iaa,float ibb,float icc,float& DD,float& QQ)
{
    DD=0.66667*(iaa-0.5*ibb-0.5*icc);
    QQ=0.57735*(ibb-icc);
}

```

```

void DQtoABC(float iDs, float iQs,float& aa,float& bb,float& cc)
{
    aa=iDs;
    bb=-0.5*iDs+0.866025*iQs;
    cc=-0.5*iDs-0.866025*iQs;
}

```

```

void DQtodq(float Ds,float Qs, float Angle,float& dd,float& qq)
{
    dd=Ds*cos(Angle)+Qs*sin(Angle);
    qq=-Ds*sin(Angle)+Qs*cos(Angle);
}

```

```

void dq_to_DQ(float idd,float iqq, float Angle,float& DD,float& QQ)
{
    DD=idd*cos(Angle)-iqq*sin(Angle);
    QQ=idd*sin(Angle)+iqq*cos(Angle);
}

```

```

byte GetSector(float Lamda)
{
    byte GetSector1;
    if (((Lamda>=330) && (Lamda<=360))||((Lamda>=0)&&(Lamda<30)))

```

```

        GetSector1=1;
    else if ((Lamda >= 30 )&& (Lamda < 90)) GetSector1=2;
    else if ((Lamda >= 90 )&&(Lamda < 150)) GetSector1=3;
    else if ((Lamda >= 150)&&(Lamda < 210)) GetSector1=4;
    else if ((Lamda >= 210)&&(Lamda < 270)) GetSector1=5;
    else if ((Lamda >= 270)&&(Lamda < 330)) GetSector1=6;
    return(GetSector1);
}

byte GetTorqueLevel(float Tset)
{
    byte GetLevel;
    if (Tset<0.05) GetLevel=1;
    else if((Tset>=0.05)&&(Tset<0.1)) GetLevel=2;
    else if((Tset>=0.1)&&(Tset<0.3)) GetLevel=3;
    else if((Tset>=0.3)&&(Tset<0.5)) GetLevel=4;
    else GetLevel=5;
    return(GetLevel); }

byte GetPositionLevel(float Lamda)
{
    float alfa;byte GetPosition;
    alfa=fmod(Lamda,60);
    if((alfa>=0)&&(alfa<12)) GetPosition=1;
    else if((alfa>=12)&&(alfa<24)) GetPosition=2;
    else if((alfa>=24)&&(alfa<36)) GetPosition=3;
    else if((alfa>=36)&&(alfa<48)) GetPosition=4;
    else GetPosition=5;
    return(GetPosition);
}

byte Hysteresis(float Delta, float Band,byte OldValue)
{
    byte Hysteresis1;
    if(Delta>=Band) Hysteresis1=1;
    else if(Delta<=-Band) Hysteresis1=0;
    else Hysteresis1=OldValue;
    return(Hysteresis1);
}

byte TorqueStatus(float Delta,float Band)
{
    byte Status;
    if (Delta >= Band) Status=1;
    else if (Delta<=-Band) Status=2;
    else Status=0;
    return(Status);
}

void GetActiveVectors(byte FluxH, byte TorqueH,
    byte Sector,byte& Vactive1,byte& Vactive2)
{

```

```

byte vectors[6]={V1,V2,V3,V4,V5,V6};
if((FluxH==1)&&(TorqueH==1))      { Vk1=Sector+1; Vk2=Sector+2;}
else if((FluxH==1)&&(TorqueH==0))  { Vk1=Sector-1 ; Vk2=Sector-2; }
else if((FluxH==0)&&(TorqueH==1))  { Vk1=Sector+2; Vk2=Sector+1;}
else if((FluxH==0)&&(TorqueH==0))  { Vk1=Sector-2 ; Vk2=Sector-1; }
    if(Vk1>6) Vk1=Vk1-6;   if(Vk2>6) Vk2=Vk2-6;
    if(Vk1<1) Vk1=Vk1+6;   if(Vk2<1) Vk2=Vk2+6;
Vactive1=vectors[Vk1-1]; Vactive2=vectors[Vk2-1];
}

void delaynano(unsigned int K)
{ unsigned int i; for(i=0;i<K;i+=5);}

void DelayMicro(float t)
{ long int L; for(L=0;L<(172 * t);L++);}

float Atan2 (float xx ,float y)
{
    float tangent = atan2(y , xx) * 180 / PI;
    if (tangent < 0) tangent = tangent + 360;
    return(tangent);
}

void PMSMMODEL(float TsDelay,byte Vactive)
{
    int J,M;unsigned int Vk;
    float Kutta[4][4],x[4],y[4]; float Vdd,Vqq,VD,VQ,iD,iQ;
    static float idd;static float RotorSpeed ;static float RotorMechPosition; float iqq;
    Vk=vectork(Vactive);
    if (Vk==0 || Vk==7) { VD= 0; VQ=0; }
    else
        {VD =Vdc*VDKVQK[0][Vk-1]; VQ =Vdc*VDKVQK[1][Vk-1]; }
    DQtodq(VD, VQ,RotorMechPosition*PolePair,Vdd,Vqq);

    J = 0;
    x[0] = idd; x[1] = iqq; x[2] = RotorSpeed; x[3] = RotorMechPosition;
    y[0] = idd; y[1] = iqq; y[2] = RotorSpeed;
        CalculateFactor(TsDelay,y, Vdd, Vqq,J, Kutta);
    for(M=0;M<3;M++) {y[M] = x[M]+0.5*Kutta[M][0];}
    J = 1;
        CalculateFactor(TsDelay,y, Vdd, Vqq, J, Kutta);
    for(M=0;M<3;M++) {y[M] = x[M]+0.5*Kutta[M][1];}
    J = 2;
        CalculateFactor(TsDelay,y, Vdd, Vqq, J, Kutta);
    for(M=0;M<3;M++) {y[M] = x[M]+Kutta[M][2];}
    J = 3;
        CalculateFactor(TsDelay,y, Vdd, Vqq, J, Kutta);
    for(M=0;M<4;M++)
        { x[M]=x[M]+(Kutta[M][0]+2*Kutta[M][1]+2*Kutta[M][2]+Kutta[M][3])/6;}
    idd = x[0];iqq = x[1];RotorSpeed = x[2]; RotorMechPosition=x[3];
    dq_to_DQ(idd, iqq, RotorMechPosition * PolePair,iD,iQ);
    DQtoABC(iD,iQ,ia,ib,ic);
    Speed=RotorSpeed; MechPosition=RotorMechPosition;
}

```

```

void CalculateFactor(float TsDelay, float y[], float Vdd, float Vqq, int J, float Kutta[][4])
{
    Kutta[0][J]=TsDelay*(Vdd-R*y[0]+PolePair*y[2]*Lsq*y[1])/Lsd;
    Kutta[1][J]=TsDelay*(Vqq-R*y[1]-PolePair*y[2]*Lsd*y[0]-
    PolePair*PermanentFlux*y[2])/Lsq;
    float Te=1.5*PolePair*(PermanentFlux*y[1]+(Lsd-Lsq)*y[0]*y[1]);
    Kutta[2][J]=TsDelay*(Te-Tl-Friction*y[2])/Inertia;
    Kutta[3][J]=TsDelay*y[2];
}
unsigned int vectork(byte Vactive)
{ unsigned int Vk;
    switch(Vactive){case V0 : {Vk = 0;break;}
                    case V1: {Vk = 1;break;}
                    case V2: {Vk = 2;break;}
                    case V3: {Vk = 3;break;}
                    case V4: {Vk = 4;break;}
                    case V5: {Vk = 5;break;}
                    case V6: {Vk = 6;break;}
                    case V7: {Vk = 7;break;}
                    default:Vk=0;
                    }return(Vk);
}

```

ÖZGEÇMİŞ

UYRUKLUK	Sudanlı	
Doğum yeri ve tarihi	Sudan/Zalengi 1966	
Lise	1982-1985	Darfur
Lisans	1985-1991	Khartoum Üniversitesi. Sudan Elektrik Mühendisliği Bölümü.
Yüksek Lisans (Master	1994-1997	Baghdad Üniversitesi. (Iraq) Elektrik Mühendisliği
Doktora	2002-2007	Yıldız Teknik Üniversitesi (Turkey) FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Kontrol ve Otomasyon Programı
Çalıştığı kurumlar	1991-1994	Araştırma Görevlisi Omdurman İslami Üniv. Sudan
	1997-2001	Lektör, Omdurman İslami Üniv.