

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**DAİMİ MIKNATISLI SENKRON MOTORUN ROTOR  
ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLU VE PASİF  
FİLTRE İLE HARMONİKLERİN AZALTILMASI**

Elektrik Mühendisi İsmail Ercan BUZCU

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

**YÜKSEK LİSANS TEZİ**

**Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Kayhan GÜLEZ**

**İSTANBUL , 2005**

# İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ .....	vi
KISALTIMA LİSTESİ .....	vii
ŞEKİL LİSTESİ .....	viii
ÇİZELGE LİSTESİ .....	xii
ÖNSÖZ.....	xiii
ÖZET .....	xiv
ABSTRACT .....	xv
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Genel Giriş.....	1
1.2 Elektrik Motorlarının Çeşitleri .....	6
1.3 Daimi Mıknatıslı Senkron Motorun Yapısı .....	7
1.4 Daimi Mıknatıslı Senkron Motorlar (PMSM) .....	8
1.5 Daimi Mıknatıslı Senkron Motorlar PMSM' nin İç Düzeni.....	9
1.6 Daimi Mıknatıslı Senkron Motorlar PMSM' nin Avantaj ve Dezavantajları.....	11
1.7 Daimi Mıknatıslı Senkron Motorlar PMSM' nin Uygulama Alanları.....	12
1.8 Daimi Mıknatıslı Senkron Motorlar PMSM' nin Matematiksel Modeli .....	13
1.8.1 Uzay Vektör Tanımı .....	13
1.8.1.1 Clarke Dönüşümü $(a, b, c) \Rightarrow (D, Q)$ .....	14
1.8.1.2 Park Dönüşümü $(D, Q) \Rightarrow (d, q)$ .....	15
1.8.1.3 Ters Park Dönüşümü $(d, q) \Rightarrow (D, Q)$ .....	16
1.8.2 Gerilim ve Manyetik Akı Denklemleri.....	17
1.8.3 Moment Denklemleri.....	19
1.9 Daimi Mıknatıslı Senkron Motorlar PMSM' nin Simulink Modeli .....	20
2. GERİLİM BESLEMELİ İNVERTERLER (VSI) .....	22
2.1 Giriş .....	22
2.2 PWM İnverter Çeşitleri.....	23
2.2.1 Sinüzoidal PWM İnverterler.....	23
2.2.2 Uzay Vektör PWM İnverterler .....	24
2.2.3 Akım Kontrollü PWM İnverterler .....	26
2.3 İnverter Simulink Modeli.....	28

3.	DAİMİ MIKNATISLI SENKRON MOTOR PMSM İÇİN KONTROL METODLARI.....	29
3.1	Giriş .....	29
3.2	Daimi Mıknatıslı Senkron Motorun Alan Yönelmeli Kontrolü (FOC) .....	30
3.2.1	Alan Yönelmeli Kontrol (FOC)'un Başlıca Özellikleri.....	31
3.2.2	Alan Yönelmeli Kontrol (FOC)'un Avantajları ve Dezavantajları .....	31
3.3	Daimi Mıknatıslı Senkron Motorun Doğrudan Moment Kontrolü (DTC).....	31
3.3.1	Doğrudan Moment Kontrolü (DTC)'ün Başlıca Özellikleri.....	32
3.3.2	Doğrudan Moment Kontrolü (DTC)'ün Avantajları ve Dezavantajları.....	33
3.4	Daimi Mıknatıslı Senkron Motorun V/f Kontrolü.....	33
3.4.1	Daimi Mıknatıslı Senkron Motorun V/f Kontrolü Başlıca Özellikleri.....	34
3.4.2	Daimi Mıknatıslı Senkron Motorun V/f Kontrolü Avantajları ve Dezavantajları.....	34
3.5	Kontrol Uygulamanın PMSM'ye Kazandırdığı Özellikler.....	35
3.6	Daimi Mıknatıslı Senkron Motor FOC ve DTC Yöntemlerinin Karşılaştırılması.....	36
4.	DAİMİ MIKNATISLI SENKRON MOTOR VEKTÖR KONTROL SİSTEMİ.....	38
4.1	Mıknatıslı Motorun Üzerinde Bulunan Daimi Mıknatıslı Senkron Motorun Vektör Kontrolü.....	38
4.1.1	Rotor Yönelmeli Kontrollü Daimi Mıknatıslı Senkron Motorun Kontrol Şeması.....	40
4.1.2	Kutupsal Koordinatlarda Daimi Mıknatıslı Senkron Motor PMSM'in Rotor Yönelmeli Kontrolü (FOC).....	44
4.1.3	Kartezyen Koordinatlarda Daimi Mıknatıslı Senkron Motor PMSM'in Rotor Alan Yönelmeli Kontrolü (FOC).....	48
4.2	Mıknatıslı Rotorun İçinde Bulunan Daimi Mıknatıslı Senkron Motorun Vektör Kontrolü.....	51
4.2.1	Kartezyen Koordinatlarda Mıknatıslı Rotorun İçinde Bulunan Daimi Mıknatıslı Senkron Motor PMSM'in Stator Akı Yönelmeli Uygulaması.....	55
4.2.2	Mıknatıslı Rotorun İçinde Bulunan Daimi Mıknatıslı Senkron Motorun Rotor Yönelmeli Kontrolün Uygulaması.....	60
5.	FİLTRELER .....	62
5.1	Giriş.....	62
5.2	Genel Olarak Harmoniklerin Kaynakları.....	62
5.3	Harmoniklerin Etkileri.....	63
5.4	Filtre Çeşitleri.....	64

5.4.1	Gerilim Filtresi.....	64
5.4.1.1	Seri-Paralel Rezonans Filtresi.....	65
5.4.1.2	Seri Kondansatörsüz ve Paralel Rezonans Filtresi.....	66
5.4.1.3	Kısa Devre Hattı Filtresi.....	68
5.4.2	Akım Filtresi.....	68
5.4.3	DC Filtre.....	71
5.4.4	EMI Filtre.....	74
5.4.4.1	EMI Filtrelere Giriş.....	74
5.4.4.2	Yüksek Frekanslı EMI Sebepleri.....	75
5.4.4.3	EMI Düzeltme Yolları.....	75
5.4.4.4	EMI Filtre Çeşitleri.....	75
5.4.5	Tezde Kullanılan Filtre Sistemi.....	77
5.4.5.1	Bileşik Trap Filtresi.....	78
5.4.5.2	RLC Filtresi.....	79
6.	DAİMA MIKNATISLI SENKRON MOTORDA ALAN YÖNELTMELİ KONTROL FOC'UN PASİF FİLTRELİ MATLAB/SİMULİNK SİMULASYONU.....	81
6.1	Giriş.....	81
6.2	Simülasyon Kontrol Süresi 100 Mikrosaniye İse Sonuçların İncelenmesi.....	82
6.2.1	Gerilimde Meydana Gelen Değişim.....	82
6.2.2	Akımda Meydana Gelen Değişim.....	85
6.2.3	Momentte Meydana Gelen Değişim.....	86
6.2.4	Hızda Meydana Gelen Değişim.....	87
6.2.5	Akıda Meydana Gelen Değişim.....	88

6.2.6	Akımdaki Harmoniklerde Meydana Gelen Değişim.....	89
6.2.7	Gürültüde Meydana Gelen Değişim.....	90
6.3	Simülasyon Kontrol Süresi 50 Mikrosaniye İse Sonuçların İncelenmesi.....	92
6.3.1	Gerilimde Meydana Gelen Değişim.....	92
6.3.2	Akımda Meydana Gelen Değişim.....	94
6.3.3	Momentte Meydana Gelen Değişim.....	96
6.3.4	Hızda Meydana Gelen Değişim.....	97
6.3.5	Akıda Meydana Gelen Değişim.....	98
6.3.6	Akımdaki Harmoniklerde Meydana Gelen Değişim.....	99
7.	SONUÇLAR.....	103
	KAYNAKLAR.....	105
	ÖZGEÇMİŞ.....	107

## SİMGE LİSTESİ

$a$	faz rotasyon operatörü, $a=e^{j2\pi/3}$
$B$	viskoz sürtünme katsayısı
$d,q$	rotasyonel sistem
$i_{sa}$	a-ekseni stator akımı
$i_{sb}$	b-ekseni stator akımı
$i_{sc}$	c-ekseni stator akımı
$\vec{i}_s$	stator akımı uzay vektörü
$i_{s\alpha}$	sabit referans sisteminde akımın $\alpha$ -elemanı
$i_{s\beta}$	sabit referans sisteminde akımın $\beta$ -elemanı
$i_s$	stator akımı
$i_{d,q}^*$	dq-akım referansları
$i_{sd}^{opt}$	uygun boyuna eksen akımı
$J$	atalet momenti
$k$	transformasyon sabiti, $k=2/3$
$L_s$	stator faz endüktansı
$L_{sq,sd}$	d-q koordinat sistemi endüktansları
$P$	kutup sayısı çifti
$R_s$	stator faz direnci
$t$	zaman
$T_e$	moment
$T_l$	yük momenti
$u_{DC}$	DC hat gerilimi
$u_{sd,q}$	d-q koordinat sistemi gerilimi
$\vec{u}_s$	stator gerilimi uzay vektörü
$D,Q$	stator ortogonal koordinat sistemi
$\omega$	açısal hız
$\omega_r$	rotor açısal hızı
$\omega_m$	rotorun mekaniksel hızı
$\Psi_s$	stator manyetik akısı
$\vec{\Psi}_s$	stator manyetik akı uzay vektörü
$ \Psi_s $	stator manyetik akı genliği
$\Psi_{sq}$	enine eksen manyetik akısı
$\Psi_{sd}$	boyuna eksen manyetik akısı
$\Psi_M$	rotor manyetik akısı
$\psi_s^*$	manyetik akı referansı
$\rho_r$	rotor akısının açısı
$\theta_r$	rotor açısı
$\delta$	yük açısı

## KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif akım
BLDC	Fırçasız doğru akım
DC	Doğru akım
DTC	Doğrudan moment kontrolü
emk	elektromotor kuvvet
FOC	Alan yönelmeli kontrol
IM	Asenkron motor
IPMSM	İç mıknatıs tipli senkron motor
PI	Orantı-integral
PM	Daimi mıknatıs
PMDC	Daimi mıknatıslı doğru akım
PMSM	Daimi mıknatıslı senkron motor
PWM	Darbe genişlik modülasyonu
SM	Senkron motor
SPMSM	Yüzey mıknatıs tipli senkron motor
SVM	Uzay vektör modülasyonu
SVPWM	Uzay vektör PWM
UPS	Kesintisiz güç kaynağı
VSI	Gerilim beslemeli inverter

## ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1. Elektrik Motorların çeşitleri.....	6
Şekil 1.2. Daimi mıknatıs rotor yapıları.....	10
Şekil 1.3. Akım uzay vektörü ve izdüşümü.....	13
Şekil 1.4. Stator akım uzay vektörü ve (D,Q)' deki bileşenleri.....	15
Şekil 1.5. Stator akım uzay vektörü ve (D,Q)' de ve d,q referans sistemindeki bileşeni .....	16
Şekil 1.6. Daimi mıknatıslı senkron motor PMSM'nin Simulink Modeli.....	21
Şekil 2.1. Üç fazlı gerilim beslemeli PWM inverter .....	22
Şekil 2.2. Sinüzoidal PWM gerilim dalga şekilleri.....	23
Şekil 2.3. Üç fazlı inverterin anahtarlama pozisyonları.....	25
Şekil 2.4. Üç fazlı inverterin vektör pozisyonları.....	25
Şekil 2.5. Akım kontrollü PWM ve Histerisiz bandı.....	26
Şekil 2.6. Akım kontrollü Transistörden PWM.inverter.....	27
Şekil 2.7. İnverter Simulink Modeli.....	28
Şekil 3.1. PMSM için FOC kontrolünün blok diyagramı.....	30
Şekil 3.2. Sürücü sisteminin kontrol yapısı.....	31
Şekil 3.3. DTC kontrolünün blok diyagramı.....	32
Şekil 3.4. V/f kontrolünün blok diyagramı.....	34
Şekil 4.1. Temel hız bölgesi optimal çalışma koşulunda stator akımı uzay fazörleri.....	40
Şekil 4.2. PMSM 'in alan zayıflatıcıdaki uzay vektörleri.....	41
Şekil 4.3. Daimi mıknatıslı senkron motorda sürekli hal fazör diyagramları a) temel hızın altındaki çalışma b) temel hızın üstündeki çalışma.....	43
Şekil 4.4. Kutupsal koordinatları kullanan rotor yönelmeli kontrollü daimi mıknatıslı	



senkron motorun blok diyagramı.....	46
Şekil 4.5. Kartezyen koordinatları kullanan rotor yönelmeli kontrollü daimi mıknatıslı senkron motorun blok diyagramı.....	49
Şekil 4.6. Kontrolör gecikmesinin etkileri.....	50
Şekil 4.7. Mıknatısları rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron motorda sonuç ve bileşen akımı yoğunluğu dağılımları .....	52
Şekil 4.8. Mıknatısları rotorun içinde bulunan senkron motorda sürekli hal fazör diyagramı.....	54
Şekil 4.9. Vektör kontrollü mıknatısları rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron motor sürücüsünün basitleştirilmiş bir şeması.....	55
Şekil 4.10. Mıknatısları rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron motorun stator akışı yönelmeli kontrolün blok diyagramı.....	58
Şekil 4.11. Fonksiyon FG1 tarafından uygulanan karakteristikler.....	58
Şekil 4.12. FG2 ile açıklanan karakteristikler.....	59
Şekil 4.13. Mıknatıslar rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron motorda momentin Kontrolü.....	61
Şekil 5.1. AC Gerilim Filtresi.....	65
Şekil 5.2. Seri Paralel Rezonans Filtresi.....	65
Şekil 5.3. Paralel Rezonans Filtresi.....	67
Şekil 5.4. 3. Harmoniğe Ayarlı Kısa Devre Hattı.....	68
Şekil 5.5. 3 Faz Filtre Konfigürasyonu.....	69
Şekil 5.6. En Düşük Harmonik İçin Kısa Devre hatlı Filtre.....	69
Şekil 5.7. Bir Şebekeye Bağlı Konverter ve Filtre.....	71
Şekil 5.8 Yüksek Harmonikler İçin Filtre Hattı .....	71
Şekil 5.9 Tek fazlı köprü doğrultucunun çıkışının filtrelenmesi.....	71

Şekil 5.10 Bir Filtre Yoluyla Rezistif Bir Yüğü Besleyen Konverter.....	73
Şekil 5.11 Tek fazlı sistem için diferansiyel modlu filtre.....	76
Şekil 5.12. Diferansiyel Mod Filtresi.....	76
Şekil 5.13. Ortak Mod Filtresi.....	77
Şekil 5.14. Ortak Mod Filtre Uygulaması.....	77
Şekil 5.15 Tezde Kullanılan Filtre Topolojisi .....	78
Şekil 5.16 Bileşik Trap Filtresi.....	79
Şekil 5.17 RLC Filtresi.....	80
Şekil 6.1 Filtreleme Öncesi Gerilim.....	83
Şekil 6.2 Filtreleme Sonrası Inverter Gerilimi.....	83
Şekil 6.3 Filtreleme Sonrası Kompund Çıkış Gerilimi.....	84
Şekil 6.4 Filtreleme Sonrası Motor Giriş Gerilimi .....	84
Şekil 6.5 Filtreleme Öncesi Akım.....	85
Şekil 6.6 Filtreleme Sonrası Akım.....	85
Şekil 6.7 Filtreleme Öncesi Moment.....	86
Şekil 6.8 Filtreleme Sonrası Moment.....	86
Şekil 6.9 Filtreleme Öncesi Hız.....	87
Şekil 6.10 Filtreleme Sonrası Hız.....	87
Şekil 6.11 Filtreleme Öncesi Akı.....	88
Şekil 6.12 Filtreleme Sonrası Akı.....	88
Şekil 6.13 Filtreleme Öncesi Akımdaki Harmonikler.....	89
Şekil 6.14 Filtreleme Sonrası Akımdaki Harmonikler.....	90
Şekil 6.15 Filtreleme Öncesi Gürültü.....	91
Şekil 6.16 Filtreleme Sonrası Gürültü.....	91

Şekil 6.17 Filtreleme Öncesi Gerilim.....	92
Şekil 6.18 Filtreleme Sonrası Inverter Gerilimi.....	93
Şekil 6.19 Filtreleme Sonrası Kompund Çıkış Gerilimi.....	93
Şekil 6.20 Filtreleme Sonrası Motor Giriş Gerilimi.....	94
Şekil 6.21 Filtreleme Öncesi Akım.....	95
Şekil 6.22 Filtreleme Sonrası Akım.....	95
Şekil 6.23 Filtreleme Öncesi Moment.....	96
Şekil 6.24 Filtreleme Sonrası Moment.....	96
Şekil 6.25 Filtreleme Öncesi Hız.....	97
Şekil 6.26 Filtreleme Sonrası Hız.....	97
Şekil 6.27 Filtreleme Öncesi Akı.....	98
Şekil 6.28 Filtreleme Sonrası Akı.....	98
Şekil 6.29 Filtreleme Öncesi Akıdaki Harmonikler.....	99
Şekil 6.30 Filtreleme Sonrası Akıdaki Harmonikler.....	100
Şekil 6.31 Daimi Mıknatıslı Senkron Motor PMSM Sistemin Filtresiz Genel Topolojisi..	101
Şekil 6.32 Daimi Mıknatıslı Senkron Motor PMSM Sistemin Filtreli Genel Topolojisi....	102

## ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 1.1. Kontrol yöntemlerinin çeşitli açılardan karşılaştırılması	4
Çizelge 3.1. FOC ve DTC yöntemlerinin karşılaştırılması	37

## ÖNSÖZ

Bu çalışmada daimi mıknatıslı senkron motorun tarihi gelişimi, yapısı, uygulama alanları, matematiksel modeli, kontrol metotları ve bunlardan rotor alan yöneltmeli kontrolü konusunda bilgiler verilmeye çalışıldı. Ayrıca matlab/simulink ile alan yöneltmeli hız kontrolünün simülasyonu yapıldı.

Bu çalışmada yardımlarını esirgemeyen tez danışmanım Yrd. Doç. Dr. Kayhan GÜLEZ' e teşekkür ederim.

Her türlü desteği sağlayan, sabır ve hoşgörü gösteren aileme, Elektrik Yük.Müh. Ali Ahmed ADAM' a ve eşine teşekkürlerimi iletiyorum.

## ÖZET

Daimi mıknatıslı senkron motorlar, her geçen gün uygulama alanındaki sağladığı avantajlardan dolayı teknolojik ve endüstriyel uygulamalarda, gittikçe daha geniş uygulama alanı bulmaktadır. Bu, daimi mıknatıslı senkron motorların kaliteli güç yoğunluğundan, verim ve atalet oranındaki yüksek momentinden kaynaklanmaktadır.

Gelişen teknoloji son yıllarda daimi mıknatıslı senkron motorlar üzerinde yapılan çalışmaları hızlandırmış olup, Alan Yönelmeli Kontrol (FOC) ve Doğrudan Moment Kontrolü (DTC) yöntemleri üzerinde özellikle yoğunlaşmıştır. PMSM kontrolünün temel konuları;

Uzay vektör teorisi, gerilim beslemeli inverter modeli ve uzay vektör modülasyonu, gerilim vektörleri seçim tablosunun oluşturulması ve gerilim vektörlerinin seçimi, daimi mıknatıslı senkron motorun matematiksel modeli gibi yeniliğe açık geniş bir alanı içermektedir.

Bu tezde, daimi mıknatıslı senkron motorun alan yönelmeli moment kontrolü metodu ile uygulanabilirliği yüksek simülasyonlu ve matlab destekli olarak mümkün olan en hızlı ve doğru sinüzoidal akım ve gerilime ulaşılmaya çalışılmıştır.

Bu çalışmada; önce daimi mıknatıslı senkron motorun (PMSM) modellenmesi, sonra da FOC kontrolü üzerinde durulmuştur. Her bölümde PMSM'nin simulink modeli oluşturulmuş, FOC ile simülasyonu yapılmıştır. Harmoniklerin azaltılması için pasif filtrelerle çözüm aranmıştır. Ayrıca FOC ile PMSM'nin hız kontrolünün Matlab Simulink ile simülasyonu gerçekleştirilmiştir.

**Anahtar kelimeler:** Daimi mıknatıslı senkron motor, alan yönelmeli moment kontrolü, pasif filtreler, harmonikler, moment dalgalanması, hız kontrolü, simulink modeli.

## **ABSTRACT**

Nowadays permanent magnet synchronous motors are increasingly used in a wide applications fields. This is mainly due to its superior power density, high torque to inertia ratio and efficiency. So everyday, it finds more application areas to itself.

The developing in technology in recent years has accelerated the studies on permanent magnet synchronous motors, especially the studies are focused on Field Oriented Control (FOC) and Direct Torque Control (DTC) methods. The main subjects of permanent magnet synchronous motors (PSMS) control are;

Space vector theory, voltage source inverter model and space vector modulation, the formation of voltage vector selection table and the selection of voltage vectors, the mathematical model of the permanent magnet synchronous motor, as shown it has so many modern basic subjects.

In this thesis; The Field Oriented Control (FOC) in permanent magnet synchronous motor is presented by help of simulations of matlab to find as fast as possible and the right sinusoidal current or voltage response.

In this study; first the modelling of permanent magnet synchronous motor (PMSM), afterwards, its FOC had been examined deeply. Consequently, for all sections the simulink model of PMSM has been formed, and simulation has been done with FOC. To reduce the harmonics by the help of passive filters the solutions were searched. Additionally, a FOC of PMSM speed control system simulation with Matlab Simulink has been realised.

**Keywords:** Permanent magnet synchronous motor, field oriented torque control, passive filters, torque, harmonics, velocity control, simulink model.

## 1. GİRİŞ

### 1.1 Genel Giriş

Senkron makineler; kaynağın frekansına ve kutup sayılarına bağlı olarak her zaman senkron hızda dönen, sabit hızlı makinelerdir. Elektriksel uyarımlı alan sargılarının yerine daimi mıknatısların bulunduğu motorlar günümüzde çok daha yaygın bir biçimde kullanılmaktadır (Vas,1990).

Daimi mıknatıslı senkron motorlarda çoğunlukla, daima mıknatıs özelliği gösteren mıknatıslar, rotor çekirdeğinin etrafındaki muhafazasının üzerine yerleştirilmektedir. Bu motorlara mıknatısları rotor üzerinde bulunan daimi mıknatıslı senkron motorlar (SPMSM) adı verilir.

Daimi mıknatıslı senkron motorlarda mıknatısların rotor yüzeyi yerine rotor çekirdeğine yerleştirilmesi moment kapasitesini artırdığı için tercih edilir.

Uyarı sisteminde uyarı makinesi olarak kullanılan senkron motordan beklenenleri: Güç katsayısı ve verimi yüksek olan, motor gücünün motor ağırlığına oranı büyük olan, salınım bileşenleri olmayan ve yol alma momentine sahip olan, yüksek hava aralığı akı yoğunluğu olan, uygun hız-moment karakteristiğine sahip olan, yüksek moment eylemsizlik oranına sahip olan, yüksek verim ve  $\cos\phi$  ye sahip olan, bilezik, fırça gibi fazla bakım isteyen parçaları bulunmayan, doğru akım uyarma düzeneğine gerek duyulmayan, rotor yüzeyinde oluklar bulunmayıp hava aralığı hemen hemen sabit olan başlıkları altında toplayabiliriz.

Bu özelliklere dikkat edilmesiyle endüstrideki uygulamalarda uyarı motorlarının dayanıklılık, yüksek verim, büyük güç katsayısı, kolay ve ucuz bir şekilde denetlenebilirliği, az bakım gerektirmesi, daimi mıknatıslar ile uyarılmış olması sebebiyle yeni bir tip makinenin geliştirilmesine neden olmuştur (Ceylan, 1987).

Tarihi gelişimine bakacak olursak;

1930'lu yıllarda Al-Ni-Co alaşımlı daimi mıknatısların bulunması daimi mıknatıslarla uyarılmış büyük makinelerin yapımına imkan sağlamıştır. Bu makineler üzerindeki çalışmalar da yoğunluk kazanmış ve günümüzdeki gelişimine bu temel buluş sayesinde başlamıştır.

1950'li yıllarda baryum, stronsiyum veya kurşunun demir oksitle oluşturduğu ferrit



mıknatısların bulunması ve geliştirilmesi bu mıknatısların elektrik makinelerinde kullanılmasına yol açmıştır.

1953 yılında F.W. Merrill, Al-Ni-Co mıknatıslar ile uyarılmış bir senkron motor geliştirmiştir. Standart bir asenkron motorun rotoruna, Al-Ni-Co mıknatıs blokları yerleştirilmiştir. Stator yapısı ve dış ölçüleri değişmediğinden bu motorun kullanılması kolay olmuştur.

J.F. Douglas, bu motorları akım-yer eğrileri ile incelemiş ve daha iyi özelliklere sahip olan, ucuz daimi mıknatısların üretimi ile daha uygun çalışma karakteristiklerine sahip senkron motorların yapımının mümkün olduğunu belirtmiştir.

D.P.M Chaill, bu motorların istenilen davranışlara sahip olabilmeleri için gerekli tasarım kriterlerini vermiştir.

F. Falk, Al-Ni-Co mıknatısların özelliklerinin düzeltilerek, bu motorların daha iyi özelliklerde yapılımları gerektiğini savunmuştur.

W. Volkrodt, 1962 yılında ferrit mıknatıslar ile uyarılmış bir senkron makine geliştirmiştir. Bu motor gelişiminde yine temel olarak bir asenkron motor ele alınmıştır.

Jahns vd, 1986 daimi mıknatıslı senkron motorlarda çoğunlukla, daima mıknatıs özelliği gösteren mıknatıslar, rotor çekirdeğinin etrafındaki muhafazasının üzerine yerleştirilmektedir.

Klasik asenkron motorlardaki kayıpların azaltılması sorununa karşılık, asenkron motorlarda bulunan bazı kayıpları ortadan kaldıracak ve yaklaşık aynı özelliklere sahip farklı bir makine tasarımına varılmaktadır. Bu makine daimi mıknatıslı senkron motordur.

Daimi mıknatıslı senkron motor ile uyarma akımı kayıpları ve aynı zamanda ek kayıplar da ortadan kalkmaktadır. Bu tür makinede stator normal bir asenkron motordaki gibidir ve uyarma akımı rotora yerleştirilen daimi mıknatıslar ile sağlanmaktadır.

Mıknatıs yerleştirilmesi ve özellikleri nedeniyle hem bir senkron makine, hem de bir doğru akım makinesi özelliği gösterebilmektedir.

Daimi mıknatıslı senkron motorlarda mıknatıs malzemelerinin, yarı iletken anahtarlama elemanlarının ve kontrol teknolojilerinin gelişiminin sağladığı avantajlar, daimi mıknatıslı senkron motorlarının tasarımı ve kontrolünü daha da hızlı geliştirmiştir (Colby, 1988).

Robot ve uçak teknolojisi gibi yüksek güç verimine karşılık düşük ağırlık oranının olması istenen ve aranan bir durumdur. Makinenin güç yoğunluğu, ısı dağılımı kapasitesi ile

orantılıdır. Daimi mıknatıslı senkron motorlarda; bakır, fuko ve histerisiz kayıplarının büyük çoğunluğu statorda olmaktadır. Rotor kayıpları ise burada ihmal edilmektedir (Pillay ve Krishnan,1989).

Daimi mıknatıslı senkron motorlarda akı mıknatıslar tarafından sağlanmaktadır. Yüksüz durumda hız, gerilim ile doğru ve akı ile ters orantılıyken, yük altındayken akım ve akı ile doğru orantılıdır.

Daimi mıknatıslar ile uyarılmış senkron makineler son yıllarda değişken hız uyarı sistemlerinde kullanılmaktadır. Rotor manyetik alanı doğru akım taşıyan sargılar yerine rotora yerleştirilen daimi mıknatıslar ile sağlanmaktadır. Alan sargısındaki bakır kayıplarının ortadan kaldırılması makinenin verimine olumlu yönde katkı sağlamaktadır. Stator bakımından IM makinelerinden farklı değildir. Normal sargılı bir senkron makine ayrı bir doğru akım kaynağına ve fırça-bilezik düzenine ihtiyaç göstermektedir. Daimi mıknatısların kullanılması ile böyle bir düzene gerek duyulmamaktadır. Daimi mıknatıslı makinelerde, IM' deki gibi moment oluşturmak için gerekli stator akımı bileşeni olan, mıknatıslama akımı yoktur. Stator akımı sadece momentin oluşumu için gereklidir. Böylece IM' ye göre daha büyük güç katsayısına sahip yüksek verimde çalışabilmektedir (Diril, 1990).

IM ve normal SM' ye göre, büyük moment-eylemsizlik momenti oranına ve büyük güç yoğunluğuna sahip, üretilen moment; asenkron motorlardan farklı olarak, besleme gerilimine doğrusal bağlılık göstermekte, makine gerilim ve frekans değişimlerine daha az duyarlı olmaktadır.

Bunların dışında endüstriyel uygulamalarda elektrik motorlarının kontrol edilmesi amacıyla kullanılan değişken hızlı sürücüler, motor mili vasıtasıyla şebekeden yüke verilen enerjinin ve moment ile hız büyüklerinin kontrolünü sağlar. Uygulamalarda, moment ve hız büyüklüklerinden sadece birisi kontrol edilerek moment ve hız kontrolü yapılır. Sürücü moment kontrol modunda çalıştığında, hız yük tarafından belirlenir. Moment, motordaki gerçek akım ve akının bir fonksiyonudur. Benzer şekilde hız kontrol modunda çalıştığı zaman, moment yük tarafından belirlenir.

Başlangıçta değişken hız kontrolü için, yüksek doğrulukta iyi bir moment ve hız kararlılığına kolayca ulaşılabilen DC uyarı sistemleri kullanılmıştır. Doğru akım motorunda moment, endüvi akımı ile doğrudan orantılıdır. Akım geri beslemesi kullanılarak, DC motor momenti doğrudan kontrol edilebilir. Bu uygulaması çok kolay, doğru ve hızlı moment kontrolü ile yüksek dinamik hız cevaplarını sağlayabilen bir metottur.

AC değişken hız teknolojisinin gelişimi, daha az maliyetli ve daha basit yapıdaki standart AC motorları kullanılarak, DC uyarıtı sistemlerinin hızlı moment cevabı ve hız doğruluğu gibi konulardaki performansını geçmeye çalışma isteğinden kaynaklanmıştır.

AC sürücülerde kontrol skaler veya vektörel olarak gerçekleştirilir. Skaler kontrolde, temel değişkenler olarak gerilim ve frekans kullanılır. PWM modülatörün kullanıldığı bu kontrol yönteminde, motordaki manyetik alanın konumu dikkate alınmaz ve sürücülerde hız algılayıcısı kullanılması gerekmez. Rotorun konumu ihmal edilir. Dolayısıyla, açık çevrimli sürücü olarak bilinmektedir. Ayrıca bu kontrol şekli, bir çok uygulamada yeterli doğrulukta bir kontrolü sağlayamaz.

Akı vektör kontrollü AC sürücülerde, alanın konumu kontrol edilerek doğrudan akı kontrolü gerçekleştirilir. Burada, rotor akısı uzaysal konumu, hız geri beslemesiyle elde edilen rotor açısal hızı ile bilinen stator akım vektörünün karşılaştırılmasıyla, sürücü tarafından hesaplanır ve kontrol edilir. Akı vektör kontrolünün en büyük dezavantajı, yüksek doğruluk için bir takogeneratör veya kodlayıcı kullanma zorunluluğudur. Bu sürücü sisteminin uygulanmasını zorlaştırır ve fiyatını arttırır.

Çizelge 1.1' de genel kontrol yöntemlerinin; cevap verme hızı, avantaj ve dezavantajları açısından karşılaştırması tablo halinde verilmiştir (Bakan, 2002).

Çizelge 1.1. Kontrol yöntemlerinin çeşitli açılardan karşılaştırılması

<b>Kontrol Türü</b>	<b>Moment Kontrolü</b>	<b>Akı Kontrolü</b>	<b>Cevap Verme Hızı</b>	<b>Avantaj</b>	<b>Dezavantaj</b>
DC Kontrol	Doğrudan	Doğrudan	Yüksek	Yüksek doğruluk İyi moment cevabı Basitlik	Motor bakım ve fiyatı Yüksek doğruluk için hız algılayıcısı gerekli
Skaler Frekans Kontrolü	-	-	Düşük	Hız algılayıcısı gerekmez	Düşük doğruluk Kötü moment cevabı
Akı Vektör Kontrolü	Dolaylı	Doğrudan	Yüksek	Yüksek doğruluk İyi moment cevabı	Daima hız algılayıcısı gerekli
Doğrudan Moment Kontrolü	Doğrudan	Doğrudan	Yüksek	Hız algılayıcısı gerekmez Orta seviyeli doğruluk Mükemmel moment cevabı	Yüksek doğruluk için hız algılayıcısı gerekli

Tezin ilk bölümünde daimi mıknatıslı senkron motorlar ile ilgili genel tanımlamalar yapılarak, elektrik motorlarının çeşitlerinden bahsedilerek, konumuz olan daimi mıknatıslı senkron motorların yapısı, avantajları ve dezavantajları, moment oluşumu ve uygulama alanları açıklanmış olup ardından, daimi mıknatıslı senkron motorun matematiksel modeli uzay vektörleri kullanılarak elde edilmiştir. Bunlara ek olarak referans sistem teorisinde kullanılan Park ve Clarke dönüşümleri ile en uygun referans sisteminde gerilim, manyetik akı ve moment denklemleri ile daimi mıknatıslı senkron motordaki simulink modeli verilmiştir.

İkinci bölümde, gerilim beslemeli inverterler incelenmiştir. PWM inverter çeşitleri ele alınıp, Sinüzoidal PWM inverter, Uzay Vektör PWM inverter ve Akım Kontrollü PWM inverter hakkında bilgi verilmiş ve inverter simulink modeli sunulmuştur.

Üçüncü bölümde, daimi mıknatıslı senkron motorlarında kullanılan genel kontrol metotları V/f kontrol, Alan Yönelmeli Kontrol (FOC) ve Doğrudan Moment Kontrol (DTC) incelenmiştir. Bunların birbirleriyle olan farkları, üstünlükleri, avantajları ve dezavantajları belirtilmiştir.

Dördüncü bölümde, Alan yönelmeli kontrol (FOC) hakkında çok daha açıklayıcı bilgiler sıralanmıştır. Vektör kontrolü hem mıknatıslı motorun üzerinde bulunan daimi mıknatıslı senkron motorda rotor yönelmeli ve kutupsal koordinatlardaki FOC için hem de mıknatıslı rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron motor için incelenmiştir.

Beşinci bölümde, temelde filtre hakkında açıklamalar yapıp, daimi mıknatıslı senkron motorlarda pasif filtreler kullanılarak sisteme uygulanan akımın ve gerilimin harmoniklerden arındırılmasının metotları ve sisteme sağladığı etkiler incelenmiştir.

Altıncı bölümde, alan yönelmeli kontrolün pasif filtre kullanılmadan elde edilen gerilim, akım, akı, moment gibi sonuçlarla, pasif filtre kullanılması durumunda elde edilen aynı büyüklüklerdeki sonuçların karşılaştırılması yapılmıştır. Burada da Matlab/Simulink ile simülasyondan yararlanılmıştır.

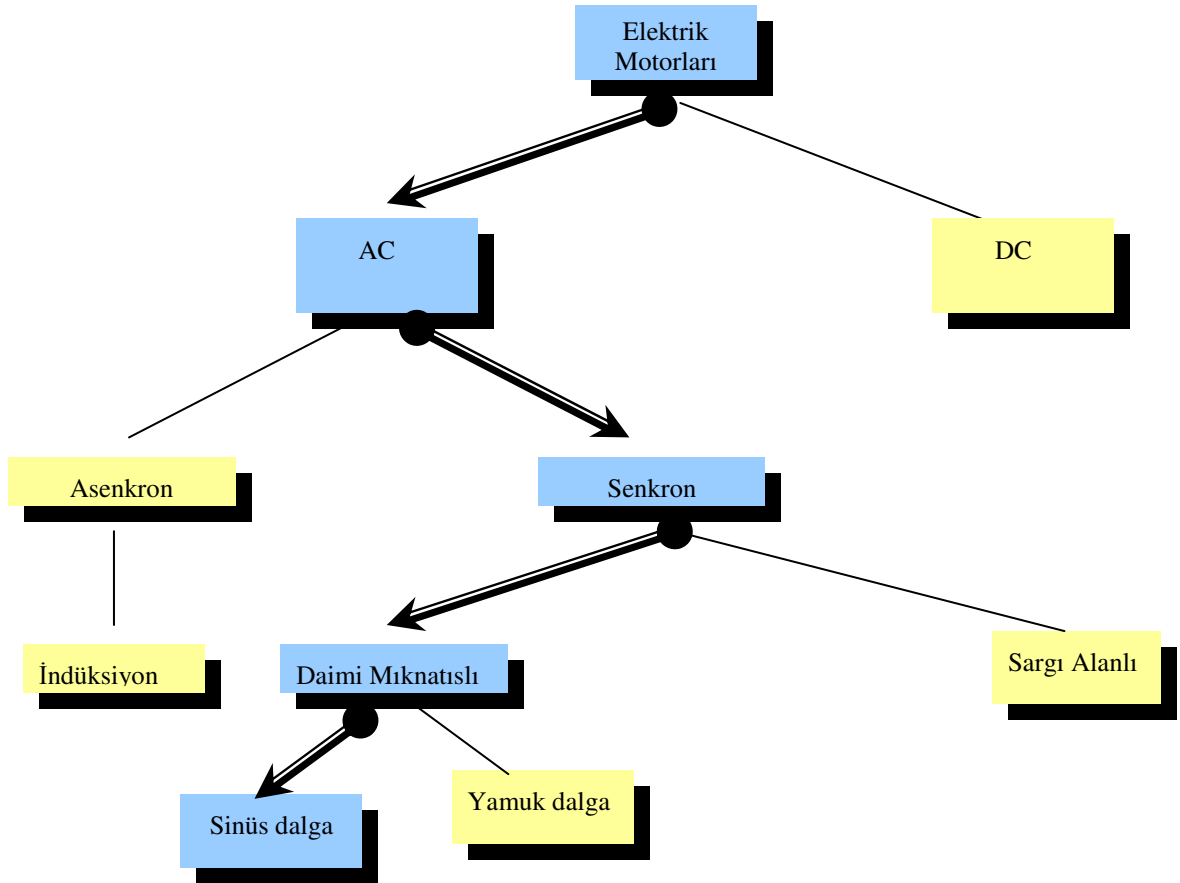
Yedinci bölümde ise, sonuçlar değerlendirilmiştir.

## 1.2 Elektrik Motorlarının Çeşitleri

Elektrik motorlarını kontrol sistemlerinde kullanılan motorlar açısından genel olarak iki ana sınıfta inceleyebiliriz. Bunlardan birincisi ve eski olanı, komütatörler ile doğru akım (DC) motorlarıdır. Diğer; senkron ve asenkron motorlar olmak üzere alternatif akım (AC) motorlarıdır. Bu motorların hepsi eğer uygun bir biçimde kontrol edilebilirlerse çok az moment dalgalanmasıyla, sabit ani moment üretirler ve tam doğru akım ya da alternatif akım sinüs dalga kaynaklarından çalışırlar.

Hızı direkt olarak stator frekansı ve kutup sayısı tarafından belirlenen senkron motorlar (SM) bu çalışmada incelenecek olup alternatif akım kaynaklı motorlardan bahsedilecektir;

Aşağıdaki şekilde elektrik motorlarının çeşitleri genel olarak gösterilmiştir.



Şekil 1.1 Elektrik motorlarının çeşitleri

### 1.3 Daimi Mıknatıslı Senkron Motorun Yapısı

Burada incelenen senkron motor iki ana bölüme sahiptir. Hareketsiz kalıp sabit olan stator ve içerisinde bulunan, hareketli olan kısım rotor olarak adlandırılır. Senkron motorlar (SM) farklı yapılarda olabilirler.

Motoru döndürebilmek için, biri statordan diğeri rotordan olmak üzere iki akıya ihtiyaç vardır. Bu düşünce de beraberinde yeni yöntemler ile farklı motor biçimleri elde etmeyi mümkün hale getirir.

Stator bakımından, üç fazlı motorlar en uygun olanıdır. Rotor akısını üretmek için çoğunlukla iki yol vardır. Bunlardan birisi statordan rotor sargı beslemesi kullanmak, diğeri ise; daimi mıknatıstan yapılmış ve kendiliğinden sabit akı üretmektir.

Rotor akısı üretmek ve kendi akım kaynağını sağlamasına karşı, fırçalar gerektiren rotor sargıları ile motor ihtiyacını temin eder. Bu bağlantılar; şayet bileziklerden yapılmış ve hiç komütatör kısmına sahip değilse, fırça ve motorun yaşam süresi eşit olabilir. Bu yapının dezavantajları; bakım gerektirmesi ve düşük güvenilirliktir.

Rotor alan sargıları ve kutup yapıları, daimi mıknatıslar ile değiştirildiğinde, bu motor fırçasız motorlar kategorisinde yer almaktadır.

Belirli bir sayıda mıknatıs kutupları ile fırçasız daimi mıknatıslı senkron motor (PMSM) yapmak mümkündür. Motorlar ikiden elliye kadar ya da daha fazla mıknatıs kutupları ile yapılmışlardır. Aynı miktardaki akım için, daha büyük sayıdaki kutup genellikle daha büyük moment ortaya çıkarır. Mıknatıslar arasında bir aralığa ihtiyaç duyulması nedeniyle belli bir noktanın üzerinde, moment daha fazla artış göstermez.

Mıknatısların kullanılması; rotor sargılarının değiştirilmesini ve radyal aralıkta verimli kullanılmasına olanak sağlar, bu yüzden bakır kayıpları bastırılmış olur. İleri mıknatıs malzemeleri samarium-cobalt ( $\text{SmCo}_5$ ,  $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ ) veya neodymium-demir-boron ( $\text{NdFeB}$ ) çok yüksek güç yoğunluğunu devam ettirirken, motor boyutlarında önemli bir azaltmaya izin verir (Vas, 1990).

İlk olarak motorlar DC veya AC uyarma için sınıflandırılabilirler. Daimi mıknatıslı motor, yapı olarak DC kollektörlü motor ile yakındır. Tek farkı elektrik sargıları yerine daimi mıknatısların kullanılmasıdır.

Daimi mıknatıslı alternatif akım (PMAC) motorlarında, mıknatıslar rotor içerisine yerleştirilmişlerdir. Bu motorlarda komütatör ve fırça bulunmadığından karmaşık olmayan basit yapıdadır ve bunun sonucu olarak da sorunsuz kabul edilmektedir.

PMAC motorları iki ana başlıkta incelenebilir. Bunlar; Trapezoidal tip ve Sinüzoidal tiptir. Trapezoidal PMAC motorları aynı zamanda fırçasız doğru akım (BLDC) motor adını alırken, sinüzoidal PMAC motoru ise, daimi mıknatıslı senkron motor (PMSM) olarak adlandırılır (Adnanes, 1991).

Temel farklılıkları ters elektromotor kuvvetin, birinde trapezoidal diğesinde sinüzoidal gerilim dalga şekline sahip olmasıdır. Uyarma akımı dalga şekli, biri trepezoidal dalga, diğeri sinüs dalga olmak suretiyle makine için uygunluğa sahiptir. Trapezoidal makine kontrol yapısı basit olması nedeniyle ilk geliştirilendir, fakat moment dalgalarının varlığı bu makinenin yüksek performans hareket kontrol uygulamalarında kullanılmasına izin vermemektedir. Daha sonra AC makinelerde vektör kontrol yöntemlerinin kullanıldığı, yüksek performans kontrol olanakları nedeniyle sinüzoidal makine geliştirildi. Sinüzoidal makine, pek çok uygulamada asenkron makine ile yarışabilecek en uygun PM motor olarak görünmektedir. PM motorların son yıllarda daha fazla ilgi görmelerinin sebebi bu nedenledir (Bizot vd., 2003).

#### **1.4 Daimi Mıknatıslı Senkron Motorlar (PMSM)**

Daimi mıknatıslı senkron motorlar geniş çapta değişken hız uyarı sistemlerinde kullanılmaktadır. Birkaç watt'dan kilowatt'a kadar değişen servo sürücülerindeki güç uygulamalarında çok yaygın olarak mevcuttur. Daha geniş uygulama alanlarında kullanılmasının sebebi, makinenin; kaliteli güç yoğunluğuna, verim ve atalet oranındaki yüksek momentine ve rotor içerisinde elektrik sargıları bulunan klasik tip senkron motorlarla karşılaştırılmalarından kaynaklanmaktadır (Luukko, 2000).

PMSM temel olarak sargıları stator olukları içine dağıtılmış ve böylece stator akımı tarafından oluşan akı yaklaşık olarak sinüzoidal olan bir AC makinedir.

PMSM, daimi mıknatıs tarafından çift uyarımlıdır. Rotor ve elektrik sargılarındaki alan, normal olarak stator olmaktadır. Çift uyarmalı makinelerde uyarımlar iki elektrik sargısı tarafından yapılabilmektedir, fakat bazı dezavantajlar vardır. Belirli bir akı üretiminde elektrik mıknatıs, daimi mıknatısa göre yüksek ağırlık ve büyüklüğe sahiptir. Bunun yanı sıra elektrik mıknatıs büyüklüğünü arttıran fırça ve bileziklere sahip olmalıdır. Sonuç olarak, PMSM' nin

rotorunda akım yoktur ve bu sebeple de rotorunda bakır kayıpları oluşmaz. PM kullanıldığı zaman, elektrik makinesini aynı güçte, daha küçük büyüklükte ve daha yüksek verimle tasarlamak mümkündür. Diğer taraftan ise, PMSM içerisindeki daimi mıknatıslar daimi alan akısı üretirler ve rotor akımını değiştirmede, klasik tip senkron motorlarda olduğu gibi kolaylıkla kontrol edilemez. Yüksek verim nedeniyle; güç yoğunluğu, atalet oranındaki yüksek momentine ve kontrol problemlerine rağmen daimi mıknatıslı senkron motora ilgi artışı olmuştur (Bizot vd., 2003).

Zıt emk dalga şekillerine bağlı olarak, PMSM sürücüleri genellikle, sinüzoidal tip ve trapezoidal tip olmak üzere iki biçimde incelenir. Bu durumda farklı kontrol stratejileri yerine getirilir. Bu çalışmada sinüzoidal daimi mıknatıslı senkron motor için alan yönelmeli kontrol ele alınacaktır.

### 1.5 Daimi Mıknatıslı Senkron Motor PMSM'nin İç Düzeni

Daimi mıknatıslı senkron motorlarda, stator faz gerilimleri ve akımları sinüzoidaldir. Makine içerisindeki akı yoğunlukla, hava aralığı içinde sinüzoidal olarak dağılımlı akı üreten, rotor içerisindeki daimi mıknatıs tarafından ayarlanır. Rotor üzerindeki mıknatıslar farklı şekillerde yerleştirilmişlerdir. Aşağıda yüzeye monte edilmiş mıknatıslar, ilave mıknatıslar ve gömülü mıknatıslar ait rotor yapıları gösterilmiştir. Biçimlere bağlı olarak makinenin farklı özellikleri elde edilebilir.

PMSM, mıknatıs yerleştirilmesi ve özellikleri nedeniyle hem bir senkron motor, hem de bir doğru akım motoru özelliği gösterebilmektedir.

Şekil 1.2 (a)'da görülen yüzey mıknatıs tipli (SPMSM) senkron motordur. Bu en yaygın olarak bilinen çeşiddir ve mıknatıslar rotor yüzeyinin üzerine yerleştirilmişlerdir. Motorun kontrolü basit olmakla birlikte relüktans etkileri önemli değildir. Düşük stator endüktansı nedeniyle alan zayıflatılması zordur ve böylece başlangıç hızının değerce üzerindeki çalışmalarda zorluklar olur.

Şekil 1.2 (b)'de görülen senkron motor iç mıknatıs ya da diğer adıyla ilave mıknatıslı tipli senkron motordur. Alan zayıflatılması sırasında belirli bir miktarda relüktans momenti elde edilir. Başlangıç hızı üzerindeki çalışmalarda daha olanaklı yapılır. Üzerine yerleştirilmiş olan gömülü mıknatıs tipli (IPMSM) motorlardır.

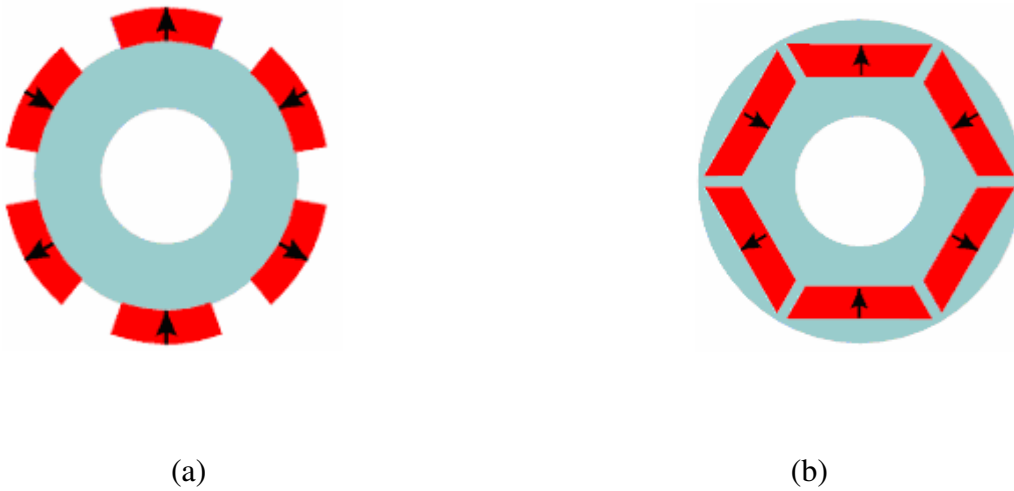
Bu motorlardan başka radyal mıknatıslanma ile ve dairesel mıknatıslanma ile gömülü



mıknatıs tipleri de vardır. IPMSM' nin diğer mıknatıslı motorlardan ve IM'den farkı yüksek verime sahip olmasıdır.

Yüze monte edilmiş mıknatıslar ile rotor demiri yaklaşık olarak yuvarlak ve stator endüktansı düşük olduğu gibi rotor pozisyonundan bağımsızdır. Makinenin kontrolü basit olmakla birlikte, relüktans etkileri ihmal edilebilecek seviyededir. Düşük stator endüktansı nedeniyle alan zayıflatılması zordur ve böylece başlangıç hızının üzerindeki çalışmalarda zorluklar vardır (Andersson, 2000).

Rotor yüzeyine yerleştirilen mıknatıslar ile gerçekleştirilen makine düz kutuplu makine olarak davranış göstermekte, büyük hava aralığına sahip, kutup akısına karşı gelen endüvi tepkisi zayıf olmaktadır. Bu türde yapılan senkron motorlar daha çok literatürde BLDC motor olarak isimlendirilir. Normal doğru akım motoruna göre rotoru statoru ile yer değiştirilmiş, elektronik kolektöre sahip daimi mıknatıslı senkron motordan pek farkı yoktur. Sabit moment üretimi için dikdörtgen dalga şeklinde alternatif akım gerektirmekte ve indüklenen gerilim trapez şeklinde olmaktadır.



Şekil 1.2 Daimi mıknatıs rotor yapıları

İlave mıknatıslar ile, şekil 1.2. (b)'de stator endüktansı rotor pozisyonuna bağlı olur. Alan zayıflatılması sırasında belirli bir miktarda relüktans momenti elde edilir. Başlangıç hızı üzerindeki çalışmalarda daha elverişlidir. Bu biçim PMSM içinde, başlangıç hızının üzerindeki çalışmanın alışılmış olduğu çekme uygulamalarında yaygındır.

Bu tip senkron makineye ait özellikler aşağıdaki gibi özetlenebilir:

- Yüksek hızlarda çalışabilmekte,
- Etkin hava aralığı küçük, endüvi tepkisi küçük olmakta ve akı zayıflatma yöntemi ile sabit güç bölgesindeki denetimi, sabit moment bölgesindeki kadar iyi yapılabilmektedir.
- Çıkık kutuplu motor özelliği göstermekte, normal senkron motordan farklı olarak enine ve boyuna reaktanslar arasında  $X_q > X_d$  ilişkisi bulunmaktadır. Moment oluşumuna hem uyarma alanı hem de relüktans momenti etkisini göstermektedir.
- Sabit moment üretimi için sinüzoidal akım gerektirmekte ve indüklenen gerilim sinüzoidal olmaktadır.

Senkron motorlar senkron hızda moment oluşturabilir ve kalkış sorunu vardır. Her iki tasarımda rotorda kalkış için kısa devre çubukları bulunmakta ve kalkışta, senkron hıza erişinceye kadar motorda asenkron moment bileşeni etkisini göstermektedir (Diril, 1990).

Mıknatısları rotor içine gömülmüş senkron motorda dikkate değer özelliklerden birisi, diğer mıknatıslı motorlardan farklı olarak yüksek verime sahip olmasıdır. Bu tip motorda, IM' den farklı olarak rotor mıknatıslama akımının daimi mıknatıs ile sağlanması nedeniyle hem stator  $I^2R$  hem de rotor  $I^2R$  kayıpları azaltılmaktadır. Stator akımı bileşeni olarak mıknatıslama akımının ortadan kalkması motorun güç katsayısını büyük yapmaktadır. Ayrıca normal senkron motordaki uyarma akımının oluşturacağı kayıplar da yoktur. Böylece verim IM' ye göre oldukça iyi duruma gelmektedir.

## 1.6 Daimi Mıknatıslı Senkron Motor PMSM'nin Avantaj ve Dezavantajları

Daimi mıknatıs malzemelerde ve yarı iletken elemanlardaki yeni gelişmeler PMSM' nin , klasik doğru akım motorun üstünlükleri ile alternatif akım motorların sağlamlık ve güvenilirlik özelliklerini sağlayabilecek duruma getirmiştir.

Avantajları:

- Basit yapı,
- Yüksek verim,
- Doğrusal moment-hız ilişkisi,
- Yüksek moment,

- Küçük hacim,
- Bakım kolaylığı,
- Geniş sınırlar içinde hız kontrolü,
- Fırça ve komütatörler yoktur.

PMSM dezavantajları da vardır;

- Stator alanı ile senkronize edilmesi gerektiğinden, rotor pozisyonu bilinmesi gerekir. Yani hassas pozisyon bilgisi gerekir.
- Rotor pozisyonu, bir pozisyon sensörü ile belirlenebilir fakat bu, fiyatın artması ve karmaşıklık; ayrıca güvenilirliğin azalması nedeniyle arzu edilmez.
- Harici güç elektroniği devreleri gerektirir.
- Rotor mıknatısları motor maliyetini artırır.

PMSM'nin, giriş akım ve gerilim kontrolü, bir kontrol devresi tarafından desteklenmelidir. Böylece PM ve stator alanı arasında senkronizasyon sağlanmış olur. Makinenin bilinen akım ve gerilimleri ile kontrol devresi kullanılması, eğer bu giriş değerlerinden rotor pozisyonu hesaplanabilirse, sensörsüz makine yapılmış olur.

### **1.7 Daimi Mıknatıslı Senkron Motor PMSM' nin Uygulama Alanları**

Yüksek pik moment, hassas hız kontrolü, yüksek verim ve uzun ömür gibi önemli özellikler daimi mıknatıslı motorları bir çok uygulamalar için en iyi seçim durumuna getirmektedir.

Bunlar;

- Elektrik güç kontrolü,
- Robot uygulamaları,
- Servo sürücüler,
- Elektrik araçları,
- Buzdolabı, Klima, Fan vb. Ev aletleri,
- Gemi Motorları,
- Pompalama,
- Endüstriyel sürücüler,
- Elektrik jeneratörlerinde

Daimi mıknatıslı motorlar uygulanan gerilime çok hızlı tepki gösterirler. Bu durum rotorun düşük kütesinden kaynaklanmaktadır. Uygulama alanları genişledikçe, daha çok sayıda üretim yapılacak ve yüksek olan maliyeti klasik rakipleri ile rekabet edecek seviyeye düşecektir.

## 1.8 Daimi Mıknatıslı Senkron Motor PMSM' nin Matematiksel Modeli

PMSM vektör kontrolü ve kontrol metotlarının anlaşılabilmesi için kontrol edilen makinenin matematiksel modelinin iyi bilinmesi gereklidir. Makinenin davranışını geçici ve kararlı rejimde temsil eden matematiksel model, hesaplama kolaylığı açısından uzay vektörleri kullanılarak ifade edilir.

### 1.8.1 Uzay Vektör Tanımı

$i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  ve  $i_{sc}$  anlık dengelenmiş üç faz stator akımları alınarak;

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 \quad (1.1)$$

Stator akımı uzay vektörü ise;

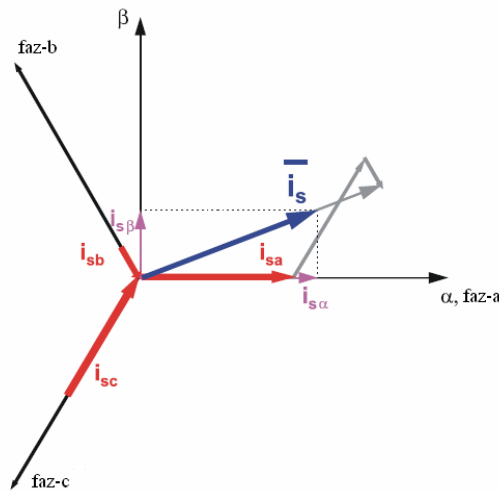
$$\bar{i}_s = k(i_{sa} + ai_{sb} + a^2i_{sc}) \quad (1.2)$$

burada  $a$  ve  $a^2$ ; uzay operatörleridir.  $k$  ise, transformasyon sabitidir.

$$a = e^{j2\pi/3} \quad (1.3)$$

$k = 2/3$  olarak seçilmiştir.

Aşağıdaki şekilde stator akımı uzay vektörü izdüşümü gösterilmiştir;



Şekil 1.3 Akım uzay vektörü ve izdüşümü (Balazovic , 2003)

(1.2) denklemi tarafından tanımlanmış uzay vektörü, çift eksen teorisinden yararlanılarak da ifade edilebilir. Uzay vektörünün reel kısmı boyuna eksen stator akım bileşeninin ( $i_{sD}$ ) ani değeri ile eşittir ve enine eksen stator akım bileşeni ( $i_{sQ}$ ) ile de imajiner kısmı eşittir. Böylece sabit referans sisteminde, stator akımı uzay vektörü statora bağlanmış olur ve aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$\bar{i}_s = i_{sD} + j i_{sQ} \quad (1.4)$$

Simetrik üç fazlı makinelerde, enine ve boyuna eksen stator akımları ( $i_{sD}$  ,  $i_{sQ}$ ) , gerçek olmayan enine faz akım bileşenleridir.

$$i_{sD} = k \left( i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc} \right) \quad (1.5)$$

$$i_{sQ} = k \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{sb} - i_{sc}) \quad (1.6)$$

Bunlar yukarıda ifade edildiği gibi gerçek üç faz stator akımları ile bağlantılıdır. Yukarıda belirtildiği gibi  $k=2/3$ ' dür ve transformasyon sabiti olarak adlandırılır.

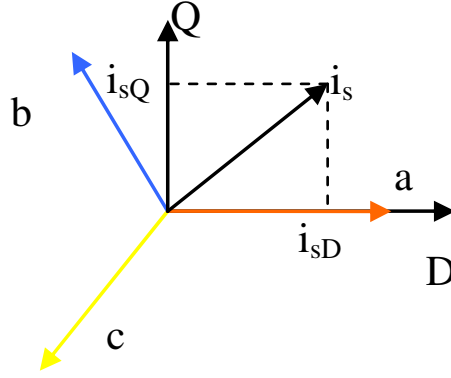
Gerilim ve manyetik akı içinde benzer uzay vektörleri tanımlanabilir;

$$\bar{u}_s = k (u_{sa} + a u_{sb} + a^2 u_{sc}) \quad (1.7)$$

$$\bar{\psi}_s = k (\psi_{sa} + a \psi_{sb} + a^2 \psi_{sc}) \quad (1.8)$$

### 1.8.1.1 Clarke Dönüşümü ( $\mathbf{a}, \mathbf{b}, \mathbf{c}$ ) $\Rightarrow$ ( $\mathbf{D}, \mathbf{Q}$ )

Uzay vektörü ( $\mathbf{D}, \mathbf{Q}$ ) adı verilen 2 ortogonal eksenle başka bir referans çerçevesinde yazılabilir. Aşağıdaki vektör diyagramında a-ekseni ve D-eksenini aynı yönde olduğunu varsayarak gösterebiliriz.



Şekil 1.4 Stator akım uzay vektörü ve (D,Q)'deki bileşenleri

3-fazlı sistemi (D, Q) 2 boyutlu ortogonal sisteme çeviren izdüşüm aşağıda verilmiştir. Bu denklemler pratik uygulamalar için çok uygundur;

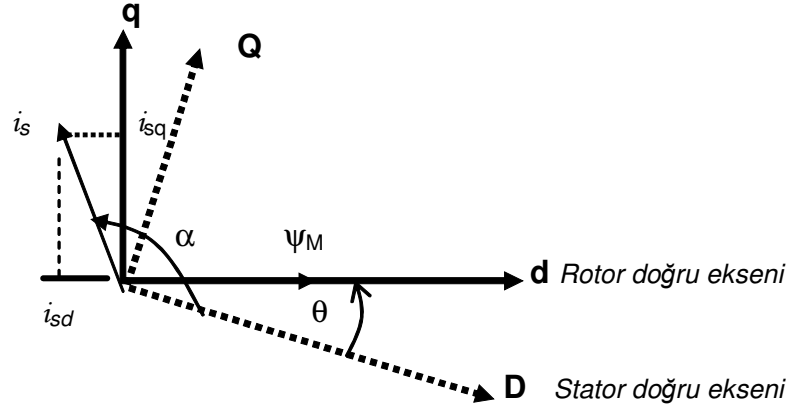
$$i_{sD} = i_a \quad (1.9)$$

$$i_{sQ} = \frac{1}{\sqrt{3}}i_a + \frac{2}{\sqrt{3}}i_b$$

Bu durumda zaman ve hız bağımlılığı devam eden 2-koordinatlı bir sistem  $\begin{pmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \end{pmatrix}$ , yı elde etmiş oluruz.

### 1.8.1.2 Park Dönüşümü (D,Q) ⇒ (d, q)

Bu dönüşüm vektör kontrolünün en önemli kısmıdır. Gerçekte, 2-fazlı ortogonal sistem olan (D, Q) yu; d, q dönen referans büyüklüğe dönüştürür. Eğer d-eksenin rotor akısıyla uyarlandığını düşünürsek, aşağıdaki diyagram akım vektörü için iki referans çerçevesi arasındaki ilişkiyi gösterir.



Şekil 1.5 Stator akım uzay vektörü ve (D,Q)' de ve d,q referans sistemindeki bileşeni

Burada  $\theta$  rotor akı pozisyonudur. Akım vektörünün akı ve moment bileşenleri aşağıdaki denklemlerle elde edilir [Vas,1990].

$$i_{sd} = i_{sD} \cos \theta + i_{sQ} \sin \theta \quad (1.10)$$

$$i_{sq} = -i_{sD} \sin \theta + i_{sQ} \cos \theta$$

Bu bileşenler akım vektöründeki (D,Q) bileşenlerine ve rotor akı pozisyonuna bağlıdır. Doğru rotor akı pozisyonu bilinirse, bu izdüşümde d, q elemanları sabit olur. Buradan aşağıdaki

karakteristiklere uyan bir 2-koordinat sistemi  $\begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix}$  elde edilir.

2-koordinatlı zamandan bağımsız bir sistem olması;  $i_{sd}$  (akı bileşeni) ve  $i_{sq}$  (moment bileşeni)' yle bütün değişkenleri bulmak mümkün ve kolaydır.

### 1.8.1.3 Ters Park Dönüşümü (d, q) $\Rightarrow$ (D,Q)

Burada bütün değişkenleri bulmak mümkündür ancak aşağıda gerilim dönüşümünden sadece 2-fazlı ortogonal sistemde d, q dönen referans çerçevesindeki gerilimleri değiştiren denklem verilecektir.

$$v_{sDref} = v_{sdref} \cos \theta - v_{sqref} \sin \theta \quad (1.11)$$

$$v_{sQref} = v_{sdref} \sin \theta + v_{sqref} \cos \theta$$

### 1.8.2 Gerilim ve Manyetik Akı Denklemleri

Daimi mıknatıslı senkron motorun (PMSM) tanımlanabilmesi için, sinüzoidal olarak dağıtılmış sargılara sahip, simetrik üç fazlı düzgün hava aralığı olan makine gibi düşünülmelidir.

Statordaki gerilim denklemleri anlık olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$u_{sa} = R_S i_{sa} + \frac{d}{dt} \psi_{sa} \quad (1.12)$$

$$u_{sb} = R_S i_{sb} + \frac{d}{dt} \psi_{sb} \quad (1.13)$$

$$u_{sc} = R_S i_{sc} + \frac{d}{dt} \psi_{sc} \quad (1.14)$$

ve burada  $u_{sa}$ ,  $u_{sb}$  ve  $u_{sc}$  stator gerilimlerinin anlık değerleri;  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$  ve  $i_{sc}$  ise stator akımlarının anlık değerleri ve  $\psi_{sa}$ ,  $\psi_{sb}$  ve  $\psi_{sc}$  stator akılarının anlık değerleri sa, sb ve sc fazlarına göre tanımlanmıştır.

Yukarıda ifade edilen (1.12), (1.13) ve (1.14) anlık denklemleri, çift-eksen teorisini yani Clarke transformasyonunu kullanarak tekrar yazmak daha pratik olacaktır.

Gerilim denklemleri;

$$u_{sD} = R_s i_{sD} + \frac{d}{dt} \psi_{sD} \quad (1.15)$$

$$u_{sQ} = R_s i_{sQ} + \frac{d}{dt} \psi_{sQ}$$

Manyetik akı denklemleri;

$$\psi_{sD} = L_s i_{sD} + \psi_M \cos(\theta_r) \quad (1.16)$$

$$\psi_{sQ} = L_s i_{sQ} + \psi_M \sin(\theta_r)$$

böylece daimi mıknatıslı senkron motor (PMSM), stator referans sisteminde yukarıdaki gibi tanımlanır. Burada ifade edilen değişkenleri tanımlayacak olursak;



$D,Q$	stator sabit koordinat sistemi
$u_{sD,Q}$	stator gerilimi
$i_{sD,Q}$	stator akımı
$\Psi_{sD,Q}$	stator manyetik akısı
$\Psi_M$	rotor manyetik akısı
$R_s$	stator faz direnci
$L_s$	stator faz endüktansı
$\theta_r$	D,Q koordinat sistemi için rotor pozisyonu

Yukarıda ifade edilen (1.15) ve (1.16) denklemleri; sabit sistem (D,Q) içerisinde, statorla belirlenmiş olan daimi mıknatıslı senkron motor (PMSM) modelini göstermektedir.

Daimi mıknatıslı senkron motor (PMSM) modeli vektör kontrol uygulamalarında sıklıkla kullanılır. Bunu başarabilmek için; referans sistemleri stator manyetik akı uzay vektörü, rotor manyetik akı uzay vektörü ya da mıknatıslanma uzay vektörü ile düzenlenebilir. En popüler referans sistemi rotor manyetik akı uzay vektörü, boyuna eksen (d) ve enine eksen (q) ile bağlanmış referans sistemidir. Transformasyondan sonra d-q koordinat sistemi içerisinde motor modeli gerilim denklemleri;

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Psi_{sd} - \omega_r \Psi_{sq} \quad (1.17)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Psi_{sq} + \omega_r \Psi_{sd}$$

manyetik akı denklemleri;

$$\Psi_{sd} = L_s i_{sd} + \Psi_M \quad (1.18)$$

$$\Psi_{sq} = L_s i_{sq} \quad \text{elde edilmiş olur.}$$

### 1.8.3 Moment Denklemleri

Eğer sadece manyeto motor kuvvetini temeli, alternatif akım makinesinin momenti  $t_e$ ' yi hesaba katıyorsa, vektör olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$\bar{t}_e = \frac{3}{2} P \times \bar{\psi}_s \times \bar{i}_s \quad (1.19)$$

ve burada P kutup sayısı çiftidir.

Eğer stator manyetik akısı ve stator sabit D-Q düzleminde vektör olarak dikkate alınırsa;

$$\bar{\psi}_s = \psi_{sD} + j\psi_{sQ} \quad (1.20)$$

$$\bar{i}_s = i_{sD} + ji_{sQ}$$

olur ve DQ düzleminde dikey olan moment ise;

$$\bar{t}_e = \frac{3}{2} P (\psi_{sD} i_{sQ} - \psi_{sQ} i_{sD}) \quad (1.21)$$

Burada kullanılan referans sistemi, rotor referans sistemidir. Moment denklemi d-q koordinat sistemine göre;

$$\begin{aligned} t_e &= \frac{3}{2} P (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \\ &= \frac{3}{2} P [\psi_M i_{sq} - (L_{sq} - L_{sd}) i_{sd} i_{sq}] \end{aligned} \quad (1.22)$$

yukarıdaki gibi ifade edilir.

Yukarıdaki denklemlerden de görüldüğü gibi, mıknatısları rotor üzerine yerleştirilmiş olan senkron motorlarda (SPMSM);  $L_{sd}=L_{sq}$  'dur.

Moment ifadesi;

$$t_e = \frac{3}{2} P (\psi_M i_{sq}) \quad (1.23)$$

şeklinde ifade edilir. Denklemden de görüleceği üzere moment sadece  $i_{sq}$  akımına bağlıdır ve bu akım tarafından kontrol edilir.

Bu motor için genel mekanik denklem;

$$t_e = t_L + B\omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (1.24)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_m$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada;

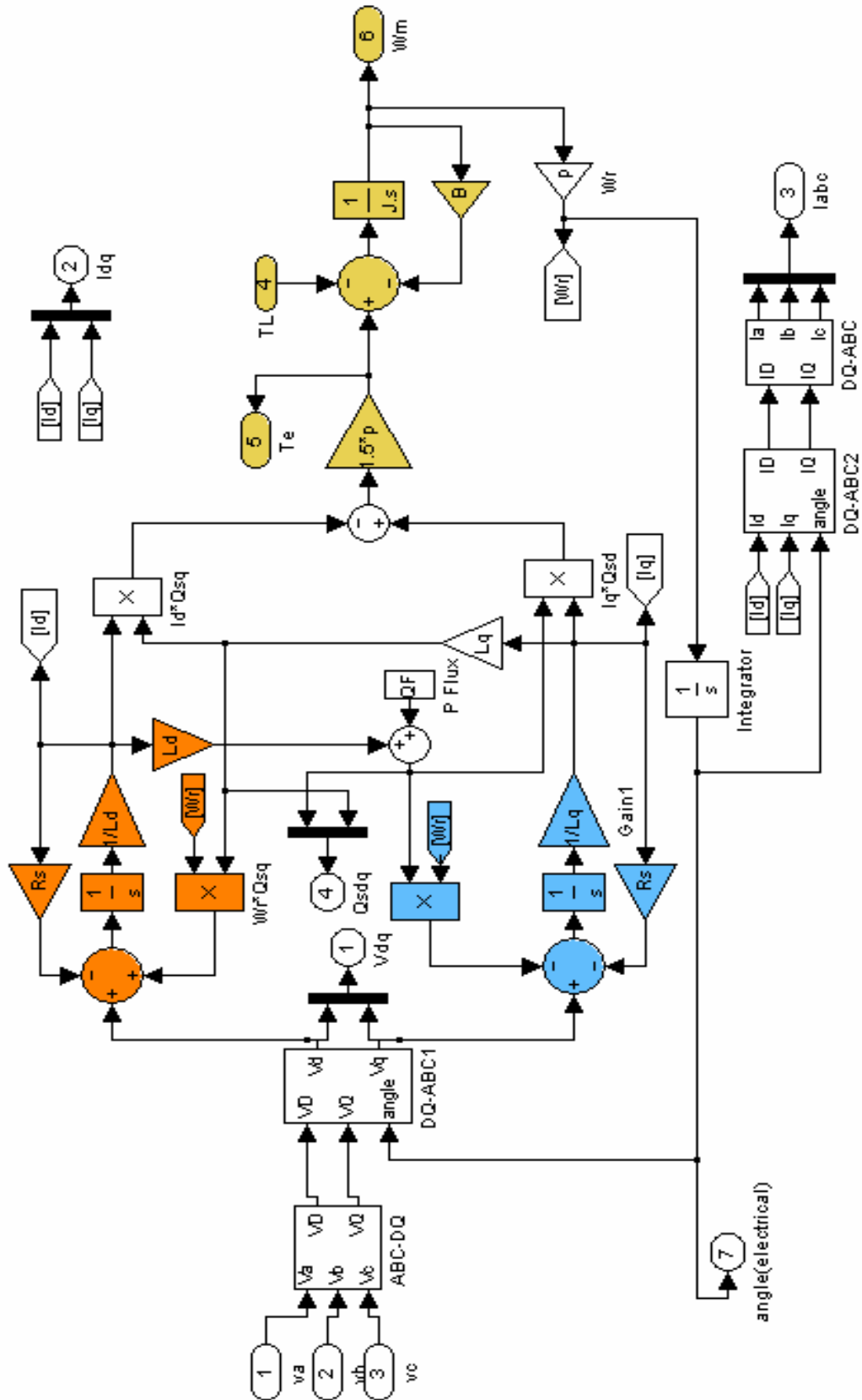
- $\omega_m$  rotorun mekanik hızı
- J atalet momenti
- B viskoz sürtünme katsayısı
- $t_L$  yük momenti
- $\theta$  açısal rotor pozisyonudur.

### 1.9 Daimi Mıknatıslı Senkron Motor PMSM'nin Simulink Modeli

Yukarıda elde edilen gerilim ve moment denklemlerini kullanarak aşağıdaki gibi simulink modeli elde edilir.

Aşağıda görüldüğü gibi 3-faz  $V_a, V_b, V_c$  olarak başlayan sistem Clark dönüşümüyle  $V_{sd}, V_{sq}$  ya dönüştürülür daha sonra Park dönüşümüyle  $V_{sd}, V_{sq}$  elde edilir.  $V_{sd}$  ile gri renkli bölgede  $i_d$  elde edilir.  $V_{sq}$  ile gri renkli bölgede  $i_q$  elde edilir. Koyu renkli bölgede ise moment ve mekanik denklemleri kullanılarak rotor hızı ve pozisyonu elde edilir.

Elde edilen  $i_d$  ve  $i_q$  Clark ve Park ters dönüşümleriyle stator akımları elde edilir.



Şekil 1.6 Daimi Mıknatıslı Senkron Motor PMSM'nin Simulink Modeli

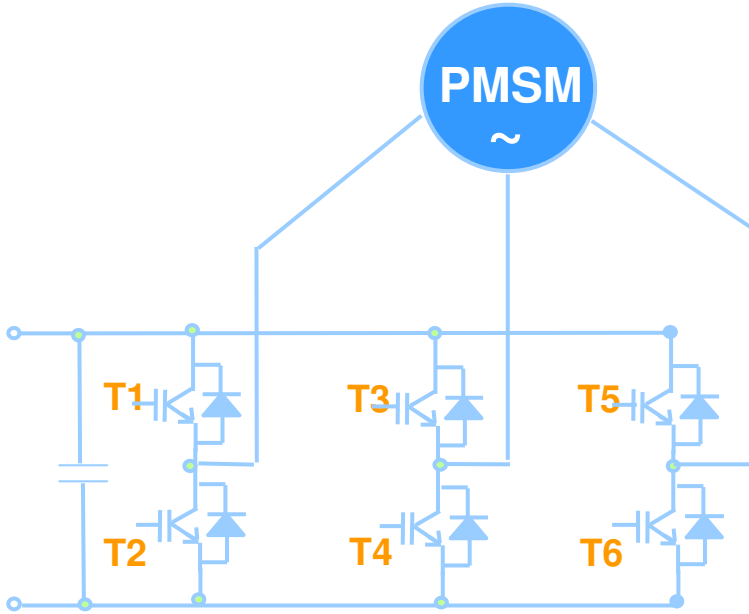
## 2. GERİLİM BESLEMELİ İNVERTERLER (VSI)

### 2.1 Giriş

Bir inverterin görevi girişindeki bir DC gerilimi, çıkışında istenen genlik ve frekansta bir AC gerilime dönüştürmektir. Girişindeki DC gerilimin sabit olduğu inverter sistemine VSI adı verilir. Girişindeki akım sabit ise CSI adını alır.

Motor kontrol uygulamalarında kullanılan PWM inverterler genellikle anahtarlama gücü yüksek ve iletim kayıpları düşük olan IGBT elemanları ile gerçekleştirilmektedir. Motor kontrolü uygulamalarında kullanılan inverterler, genellikle anahtarlama gücü yüksek ve iletim kayıpları düşük olan IGBT elemanları ile gerçekleştirilmektedir.

Aşağıda üç fazlı PMSM'yi besleyen gerilim beslemeli IGBT inverter devresi gösterilmiştir.



Şekil 2.1 Üç fazlı gerilim beslemeli PWM inverter

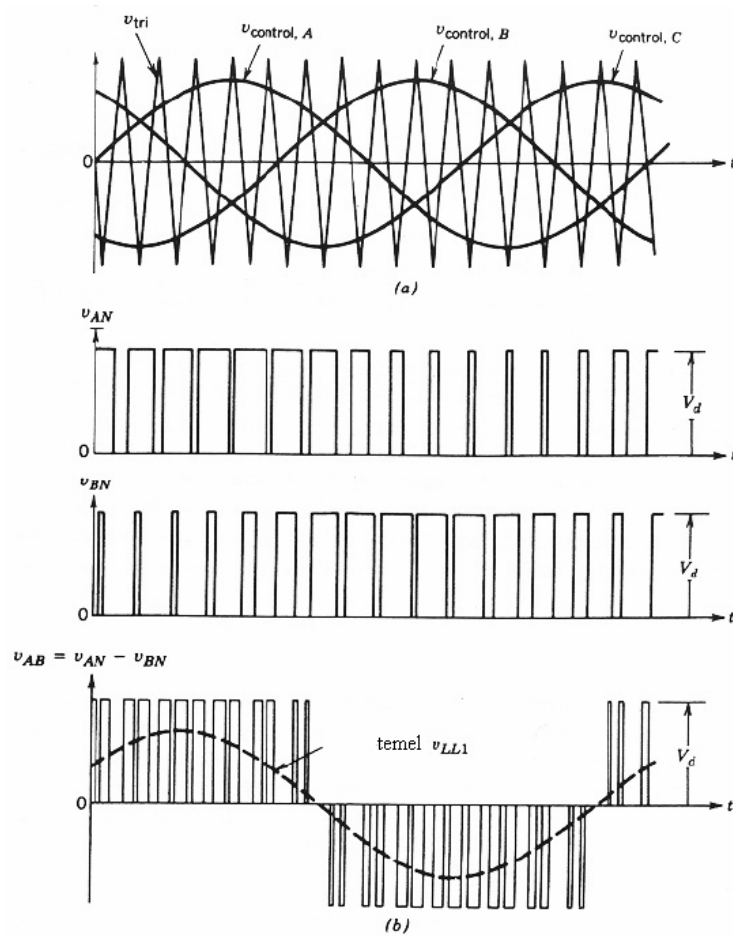
Üç fazlı gerilim beslemeli PWM inverterler, sabit gerilimli bir DC kaynaktan, çıkış gerilimi ve frekansı bağımsız olarak ayarlanabilen ve harmonik içeriği düşük olan üç fazlı AC çıkış gerilimleri üretir. Çıkış geriliminin temel genliği, frekansı ve harmonik içeriğinin kontrolünü bir tek güç devresinde gerçekleştirmesi sebebiyle de kesintisiz güç kaynakları, statik frekans dönüştürücüler, aktif güç filtreleri, reaktif güç kompanzasyonu ve değişken hızlı AC sürücüler gibi pek çok uygulamalarda yaygın olarak kullanılır.

## 2.2 PWM İnverter Çeşitleri

Birçok PWM inverter vardır, bunlardan en yaygın olarak endüstride kullanılanları; sinüzoidal PWM (SPWM), harmonik yok eden PWM, uzay vektör modülasyonu PWM ve akım kontrollü PWM olarak özetleyebiliriz.

### 2.2.1 Sinüzoidal PWM İnverterler

Hemen bütün alıcılar sinüzoidal gerilimle beslenmek üzere planlanmıştır. İnverter çıkış geriliminin sinüzoidal dalga şekline mümkün mertebe yakın olması için referans gerilimleri de sinüzoidal olmalıdır. Buna sinüzoidal PWM adı verilir. Her inverter fazının veya yarım köprüsünün birer komparatörü vardır. Şekil 2.2 (a)' da görüldüğü gibi bu eleman, o faza ait referans dalgası ile simetrik üçgen taşıyıcı dalgayı karşılaştırır. Çıkış geriliminin kontrolü, sinüs dalga genliğinin değiştirilmesi ile sağlanır. Böylece çıkış gerilimi dalga şeklindeki darbe genişlikleri ayarlanmış olur, fakat sinüzoidal dalga örnekleri aynen korunur. Şekil 2.2 (b)' de ise uç gerilimleri ve fazlar arası gerilimler gösterilmiştir.



Şekil 2.2. Sinüzoidal PWM gerilim dalga şekilleri (Bizot vd., 2003)

Büyük taşıyıcı oranlarında sinüzoidal PWM inverter, en etkili harmonikleri yüksek mertebeden olan, iyi kaliteli bir çıkış gerilimi dalga şekli verir. Bu harmoniklerin mertebesi, taşıyıcı frekansı ve onun harmonikleri olarak kümelendiştir. Çok düşük hızlarda bile titreşimsiz yumuşak bir motor dönüşü elde edilebilir. Zira istenmeyen düşük mertebeden harmonikler ve rahatsız edici moment salınımları sinüzoidal PWM kaynakla beslemede ortadan kalkar.

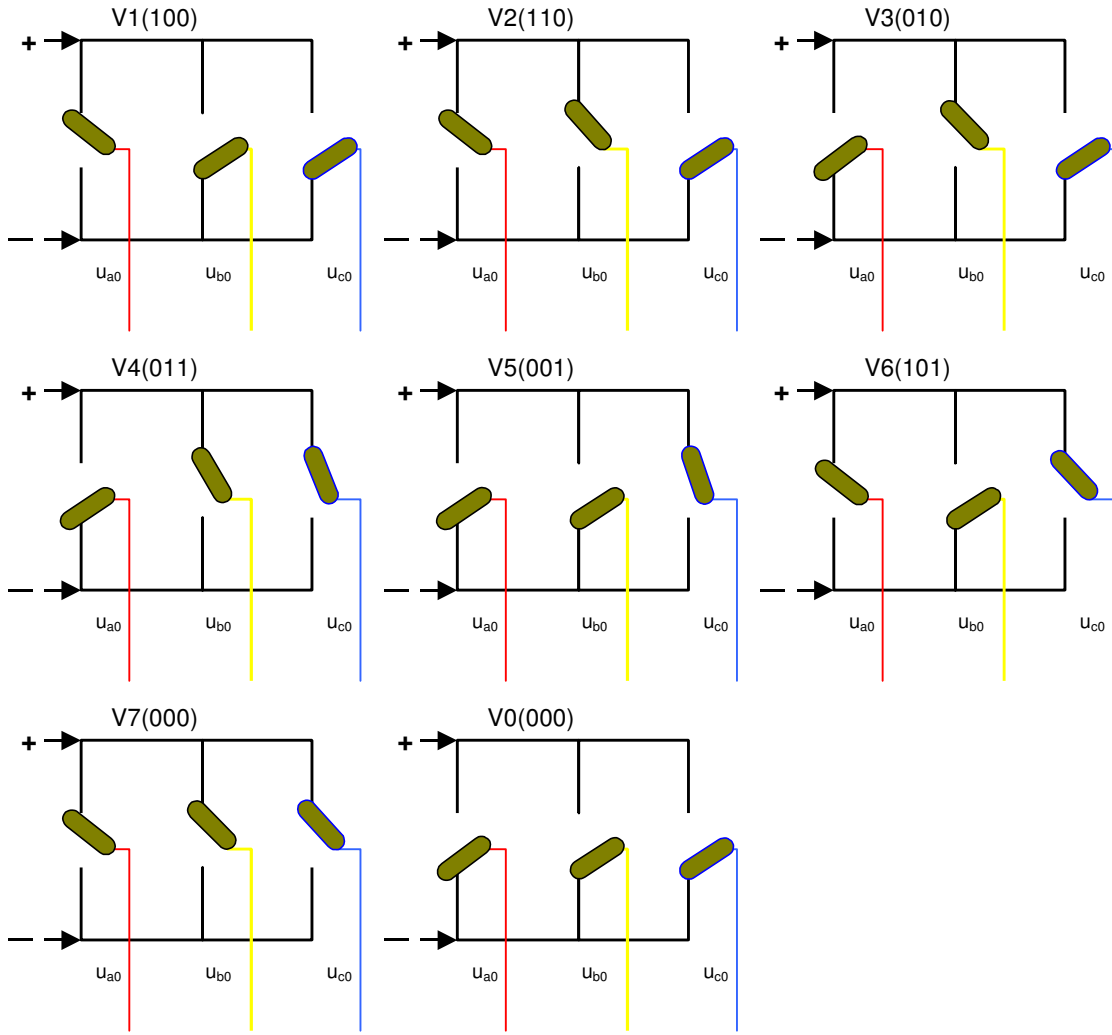
### 2.2.2 Uzay Vektör PWM İnverterler

Uzay vektör PWM (SVPWM) olarak adlandırılan bu metot, sinüzoidal modülasyona göre daha düşük harmonik distorsiyonlu çıkış akımı ile daha yüksek çıkış gerilimi meydana getirmesi sebebiyle endüstriyel uygulamalarda geniş bir kullanım alanı bulmuştur. Ayrıca inverter anahtarlama kayıpları büyük ölçüde azaltılırken, aynı zamanda yüksek kaliteli bir AC çıkış akımı sağlanabilir.

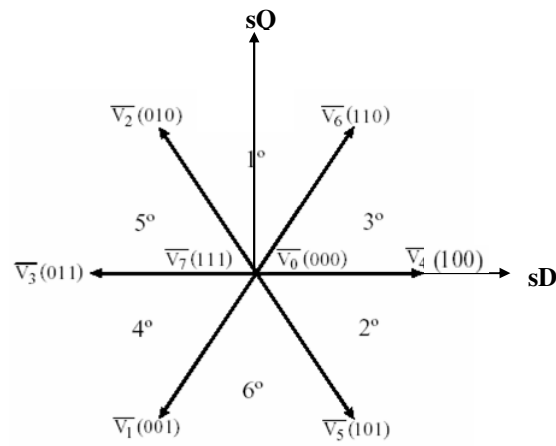
Üç fazlı gerilim beslemeli inverterlerin (VSI) normal çalışması, aynı koldaki iki elemanın aynı anda iletimde olmamasını gerektirir. Bu sebeple üç fazlı inverter, yapı olarak iki durumlu üç mekanik anahtar ile tanımlanır.

Her bir inverter faz kolunun anahtarlama durumu ayrı ayrı  $S_a$ ,  $S_b$  ve  $S_c$  anahtarlama fonksiyonları tarafından kontrol edilir. Anahtarlama fonksiyonu, inverter fazı kaynak geriliminin pozitif ucuna bağlandığında "1", negatif ucuna bağlandığında ise "0" değerini alır.

Üç fazlı inverter yapı olarak iki durumlu üç mekanik anahtar ile tanımlandığından sekiz farklı anahtar kombinasyonu mümkündür. Bu sekiz anahtar kombinasyonu sekiz adet faz-gerilim kombinasyonunu belirler. Şekil 2.3 ve 2.4'teki diyagramlar bu anahtarlama pozisyonlarını ve oluşan vektörleri gösterir.



Şekil 2.3 Üç fazlı inverterin anahtarlama pozisyonları



Şekil 2.4 Üç fazlı inverterin vektör pozisyonları



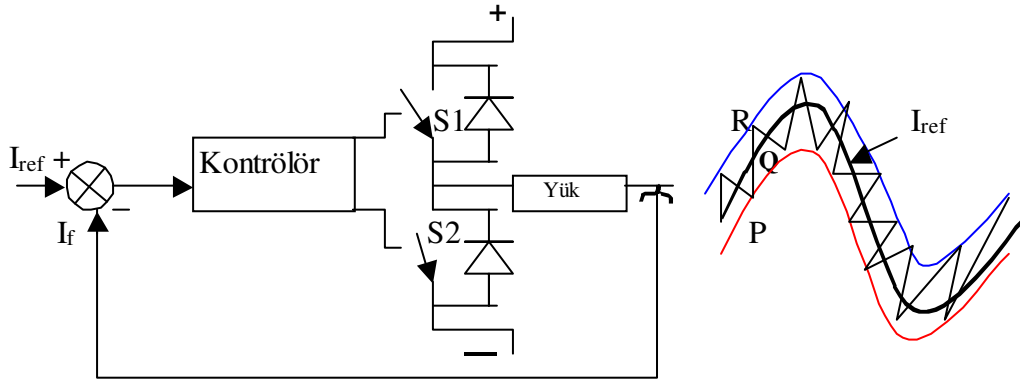
Vektör kontrol yöntemlerinde, sabit eksen takımındaki sekiz farklı gerilim vektörü ile üç fazlı sinüzoidal akımların üretilmesi için modülasyon teknikleri kullanılır. Bu teknikler arasında en uygun olanı uzay vektör modülasyonu (SVM) tekniğidir. SVM tekniği ile gerilim vektörünün genliğini ve fazını istenilen yörüngede kontrol etmek mümkündür.

### 2.2.3 Akım Kontrollü PWM İnverterler

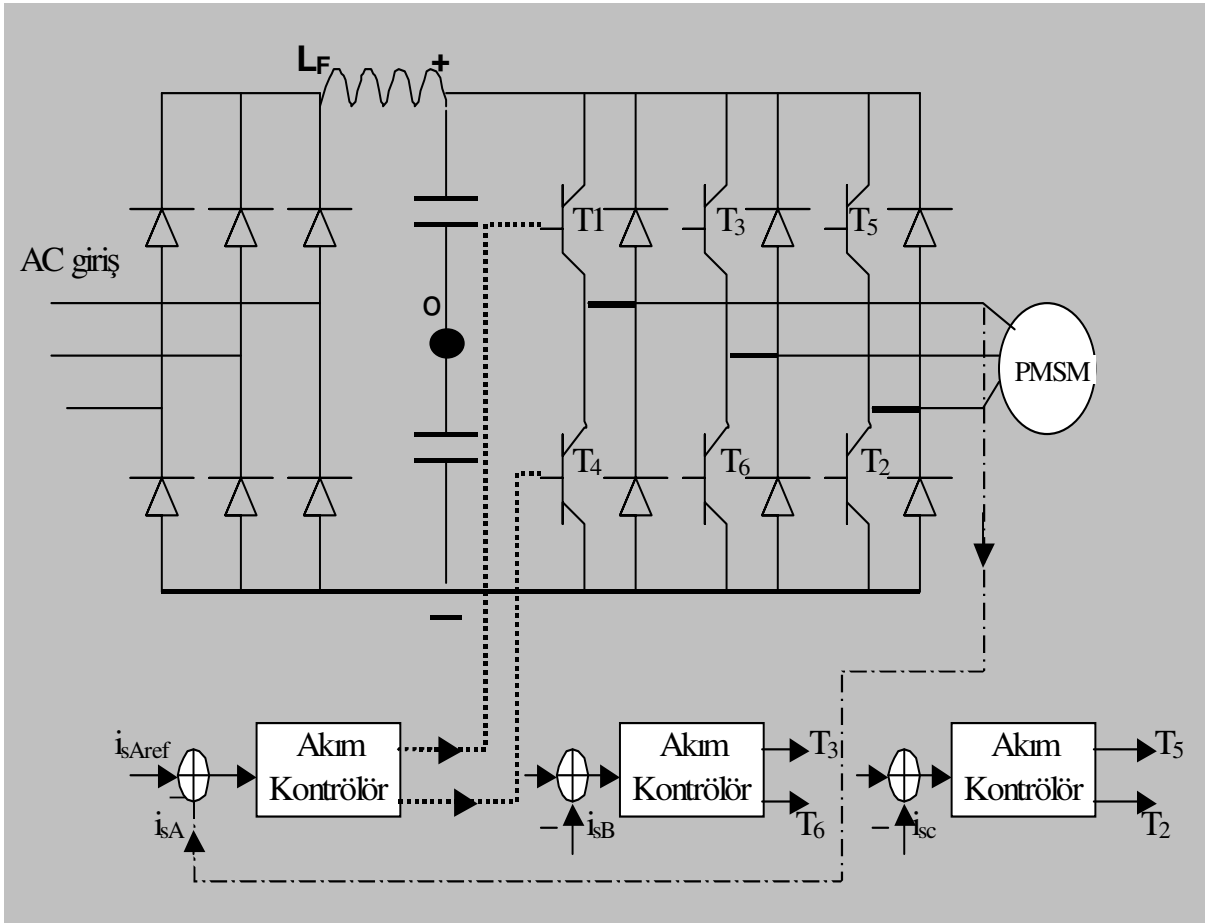
Akım kontrollü PWM kullanıldığı zaman, hızlı akım kontrol döngüsüne sahip uygun bir PWM voltaj kaynağı inverteri devreye yerleştirilmelidir. Akım kontrolü yönteminin çok çeşitleri vardır, bunlardan birisi; Histerisiz Kontrolüdür.

- Çıkış "histerisiz bandı" içerisinde osilasyona izin verir.
- Histerisiz bandına dokunulduğu zaman anahtarlama gerçekleşir.

Şekil 2.5'te Akım kontrollü PWM ve Histerisiz Bandı, Şekil 2.6'da ise Akım kontrollü Trnsistörlü bir PWM İnverter devresi verilmiştir.



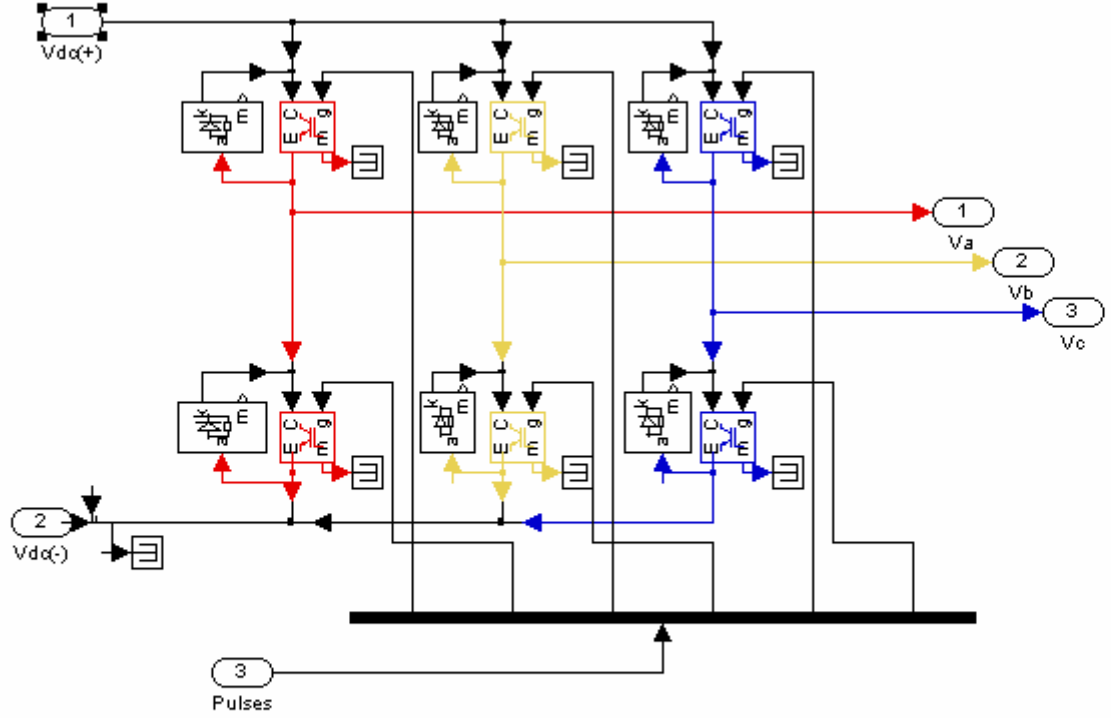
Şekil 2.5 Akım kontrollü PWM ve Histerisiz bandı



Şekil 2.6 Akım Kontrollü IGBT'den PWM Inverter

### 2.3 Inverter Simulink Modeli

Yukarıda açıkladığımız inverterlerin Matlabta simulink modeli gösterilmiştir.



Şekil 2.7 Inverter Simulink Modeli

### 3. DAİMİ MIKNATISLI SENKRON MOTOR PMSM İÇİN KONTROL METODLARI

Bu bölümde daimi mıknatıslı senkron motorlar için kullanılan kontrol metotlarından, Alan yöneltmeli (FOC) kontrol, Doğrudan moment kontrol (DTC) ve V/f kontrol üzerinde açıklamalar yapıp birbirleriyle karşılaştırmaları yapılacaktır. En genel anlamda sürücü için kontrol tiplerinin seçimi direkt olarak motorun kullanıldığı uygulama ile düşünülmelidir.

#### 3.1 Giriş

21.yüzyılda ulaşılan güç elektroniği ve dijital işaret işlemedeki gelişmeler, hiçbir ayırıma gerek kalmaksızın birçok uygulamada daimi mıknatıslı senkron motorların (PMSM) kullanım eğilimlerini arttırmıştır, düşük ya da yüksek performansa sahip bir çok uygulama için, PMSM kullanılmasının en önemli avantajı, daimi mıknatıslardan dolayı yüksek verime ve geniş oranlarda yüksek momente sahip olmasıdır.

Daimi mıknatıslı senkron motor, stator olukları içerisinde sargıların uyarılması ile temel olarak alışılmış bir AC motordur; öyle ki stator akımları tarafından oluşturulan akı yaklaşık olarak sinüzoidaldir. Bundan dolayı; asenkron motor için kullanılan kontrol stratejilerinin aynıları PMSM için de kullanılabilir (Bizot vd., 2003).

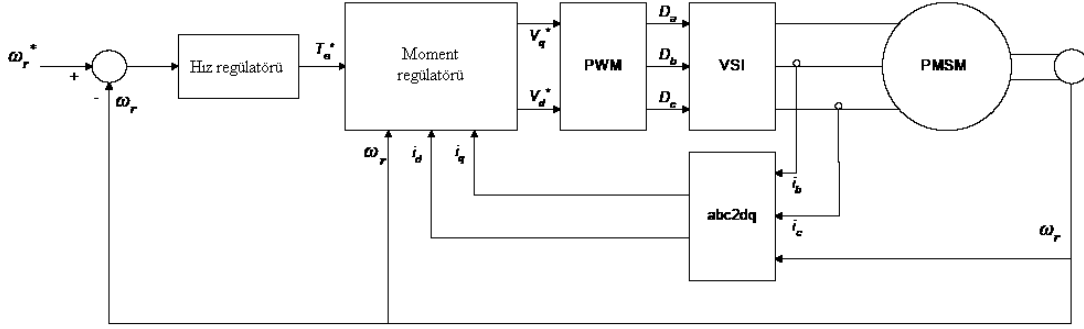
PMSM bir tür AC motor kabul ettiğimizde , üç çeşit kontrol metodu vardır.

Bunlar;

- 1) Daimi mıknatıslı senkron motorda Alan yöneltmeli kontrol (FOC)
- 2) Daimi mıknatıslı senkron motorda Doğrudan moment kontrol (DTC)
- 3) Daimi mıknatıslı senkron motorda V/f kontrol

Genellikle orta hızın gerekli olduğu ve yüksek performansın gerekli olmadığı uygulamalar için, kolay gerçekleştirilmesi ve ucuz olması sebebiyle V/f kontrolü daha uygundur. Hız ve momentin hassas olarak kontrolünün gerektiği özellikle düşük ve sıfır hızlar için alan yöneltmeli kontrol ya da doğrudan moment kontrolü tercih edilmelidir.





Şekil 3.2 Sürücü sisteminin kontrol yapısı  
(Bizot vd., 2003)

### 3.2.1 Alan Yönelmeli Kontrol (FOC)'un Başlıca Özellikleri

- Çok genel hatlarıyla şunlar söylenebilir;
- Alan yönelmeli kontrol – DC sürücüye benzer
- Motor elektriksel karakteristikleri benzerdir – motor modeli
- Direkt olmayan moment kontrollüdür.

### 3.2.2 Alan Yönelmeli Kontrol (FOC)'un Avantajları ve Dezavantajları

Her sistemde olduğu gibi burada da hem avantajlar hem de dezavantajlar vardır. Bunları en genel hatlarıyla şöyle özetlenebilir;

Avantajlar:

- İyi moment cevabı,
- Hassas hız kontrolü,
- Sıfır hızda maksimum moment.

Dezavantajlar:

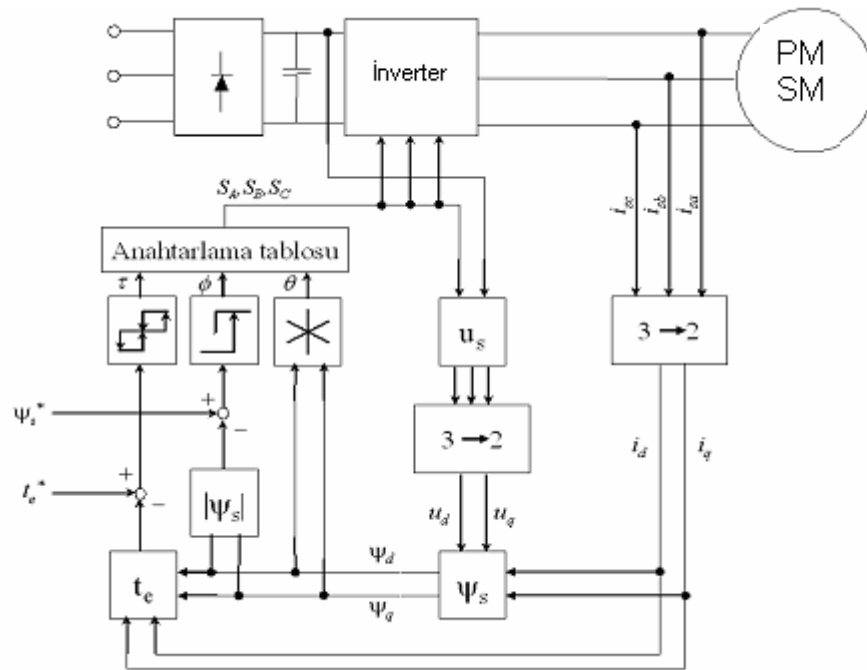
- Geri besleme gereklidir,
- V/f kontrolünden daha komplekstir,
- Yüksek maliyetlidir.

### 3.3 Daimi Mıknatıslı Senkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolü (DTC)

Stator akımını kontrol etmek yerine, stator manyetik akısını ve momenti direkt olarak kontrol

etmek doğrudan moment kontrolünün en temel özelliğidir. Bu kontrol de, stator manyetik akı modülü ve moment için histerezis komparatörlerin çıkışları kullanılarak ve tanımlı anahtarlama tablosundan uygun gerilim vektörü seçilerek, güç anahtarlarını direkt olarak kontrol etmek yolu ile başarılabilir. DTC kontrolünde; histerezis kontrolörlerinden dolayı hızlı dijital sinyal işleme devresi kullanılmalıdır.

Doğrudan Moment Kontrollü (DTC) tip için blok diyagramı aşağıda görülmektedir.



Şekil 3.3 DTC kontrolünün blok diyagramı  
(Luukko, 2000)

### 3.3.1 Doğrudan Moment Kontrol (DTC)'ün Özellikleri

Genel hatlarıyla şunlar söylenebilir;

- Kontrol değişkenleri, mıknatıslanma akısı ve motor momentidir.
- Pozisyon sensörüne gerek yoktur.
- Optimum anahtarlama vektörleri ile akı ve moment doğrudan kontrol edilir.
- Stator akım ve gerilimlerinin kontrolü dolaylıdır. Stator akımları ve akı yaklaşık olarak sinüzoidaldir.

- Yüksek dinamik performans ve en hızlı moment cevabı elde edilir.
- İnverter anahtarlama frekansı, akı ile momentin histerezis bant genişliklerine bağlıdır ve değişkendir.
- Moment dalgalanması, örnekleme süresi ve bant genişliğine bağlıdır.
- Hız kontrolü için tek bir PI denetleyici kullanmak yeterlidir.
- Akı tahmini için, diğer vektör sürücülerinde olduğu gibi gelişmiş tekniklerin kullanılması gereklidir.

### 3.3.2 Doğrudan Moment Kontrol (DTC)'ün Avantajları ve Dezavantajları

Her sistemde olduğu gibi burada da hem avantajlar hem de dezavantajlar vardır. Bunları en genel hatlarıyla şöyle özetlenebilir;

Avantajlar:

- FOC' den daha hızlı moment kontrolü,
- İyi hız hassasiyeti,
- Sıfır hızda maksimum moment.

Dezavantajlar:

Daimi mıknatıslı senkron motorun sorunu doğrudan moment kontrollü sürücünün anahtar elemanı stator manyetik akısının hesabıdır.  $\frac{d\psi_s}{dt} = v_s - Ri_s$  Senkron makine için, stator manyetik akısı aynı zamanda motorun akım modelini kullanarak da hesaplanabilir. Fakat rotor manyetik akısı alan akımı veya stator niceliklerinden bağımsız daimi mıknatıslar tarafından oluşturulur ve sadece rotor açısı biliniyorsa belirlenebilir. Rotor açısı hakkındaki bilgi gerekliliği kaçınılmazdır.

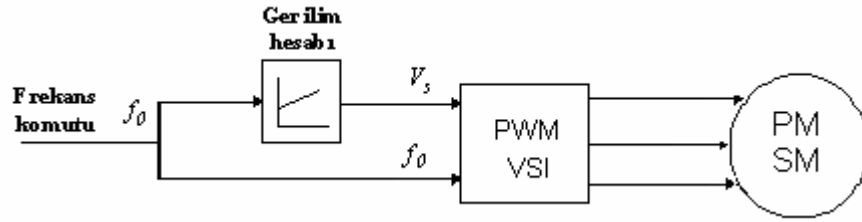
Gerilim modeli genellikle yüksek frekansta iyi performansa dikkat eder. Bununla birlikte, stator direncinin hesaplanmış değeri içerisindeki olası hatalar, stator gerilim ve akım ölçmesi içerisindeki hatalar sebebiyle yukarıdaki denklemin entegrasyonu hatalı olur. Bu yüzden ya akım modeli ya da diğer bazı kararlılık metodu, yüksek frekansta bile iyi performans sağlamak için kullanılır (Bizot vd., 2003).

### 3.4 Daimi Mıknatıslı Senkron Motorda V/f Kontrolü

V/f kontrolünde çok basit değişken hız uygulamaları kullanılmaktadır. V/f kontrolü düşük



maliyet ve basit bir tasarıma sahiptir. V/f kontrol için blok diyagramı aşağıda görülmektedir.



Şekil 3.4 V/f kontrolünün blok diyagramı

V/f kontrolü ile PMSM' nin sürülmesi; pozisyon sensörü kullanılmadan yapılan açık-çevrim kontrolüdür. Bu yöntem; motorda, sabit akıya sahip olmak için, çıkış frekansı ile çıkış gerilimi arasındaki oranı sabit tutar.

V/f kontrolünün farkı, bu metodun yüksek performanslı sayısal işlem gerektirmemesidir.

### 3.4.1 Daimi Mıknatıslı Senkron Motorda V/f Kontrolün Başlıca Özellikleri

Çok genel hatlarıyla şunlar söylenebilir;

- Kontrol değişkenleri gerilim ve frekanstır,
- Akı, sabit V/f oranı ile sağlanır,
- Açık-çevrim kontrollüdür,
- Motorun momenti yük tarafından zorlanır.

### 3.4.2 Daimi Mıknatıslı Senkron Motorda V/f Kontrolün Avantajları ve Dezavantajları

Her sistemde olduğu gibi burada da hem avantajlar hem de dezavantajlar vardır. Bunları en genel hatlarıyla şöyle özetlenebilir;

Avantajlar:

- Düşük maliyet,
- Geri besleme aygıtı gerektirmemesi,
- Basit

Dezavantajlar:

- Moment kontrollü olmaması,
- Alan yönlendirmesi kullanılmaması,
- Motor konumunun bilinmemesi.

### 3.5 Kontrol Uygulamannın Daimi Mıknatıslı Senkron Motor PMSM'ye Kazandırdığı Özellikler

Daimi Mıknatıslı Senkron Motor PMSM' ye uygulanabilen kontrol yöntemleri ile ilgili açıklamalar yukarıdaki bölümlerde yapılmıştır. Bunlardan çıkan ortak sonuç;

Motorun hangi metot uygulanırsa uygulansın ihtiyaçları: büyük güç yoğunluğu, büyük moment-akım oranı ve iyi dinamik özellikler kazanmasıdır.

Özellikle servo motor olarak kullanılması halinde diğer fırçalı doğru akım ve indüksiyon servo motorlarının dinamik davranışını gösterebilmektedir. Fırçasız motorlar fırçalı motorlara, özellikle doğru akım motorlarına göre, dar hız aralığında denetlenebilen ve zayıf moment özelliğine sahiptir, buna karşılık az bakım gerektiren motorlardır. Fırçalı doğru akım motoru fırça-kollektör düzeni nedeniyle yüksek hızlarda ve büyük akımda çalışmada sorunlu motorlardır. Fırçasız motor olarak anahtarlamalı relüktans motorları da darbeleri moment üretmeleri nedeniyle, servo motor olarak kullanılacak alternatif akım motorları, daimi mıknatıslı ve indüksiyon motorları üzerinde yoğunlaşmaktadır.

Vektör kontrolünün uygulanması ile alternatif akım makinesi olarak daimi mıknatıslı ve indüksiyon motorlarına, doğru akım makinesi özelliği kazandırılmaktadır. Değişken hız gerektiren uygulamalarda kullanım alanı genişlemektedir. Bu açıdan bakıldığında servo motor olarak daimi mıknatıslı motor, indüksiyon motoruna göre önemli avantajlar elde etmektedir.

Bunlar;

- Küçük eylemsizlik momentine ve hızlı moment cevabına sahip olmaları, yani büyük moment-eylemsizlik moment oranına sahip olmaları,
- Verimin büyük olması,
- Mıknatıslama akımının rotordaki daimi mıknatıslar ile sağlanması,
- Stator akım bileşeni olan mıknatıslama akımının olmaması nedeniyle, besleme ünitesi olarak kullanılan doğrultucu ve inverterde daha küçük anma değerli yarı iletken elemanların kullanılması,
- Aynı güçler için, küçük boyutlarda, hafif ve büyük güç yoğunluğuna sahip olması,

- Rotordaki kayıpların yok denecek kadar az olması, dolayısıyla ayrı bir soğutma düzenine gerek göstermemesi olarak özetlenebilir.

Bununla birlikte IM' lerin de daimi mıknatıslı motorlara göre,

- Geniş alan zayıflatma bölgesine sahip olması ve bu bölgede kolay denetlenebilmesi,
- Ucuz ve karmaşık olmayan geri besleme algılayıcıları kullanılması, ucuz maliyetli olması,
- Yüksek çalışma sıcaklıklarından etkilenmemesi

gibi avantajlara sahip olması nedeniyle, her iki motorunda uygulama alanlarındaki özelliklerin karşılaştırılması gerekir (Diril, 1990).

### **3.6 Daimi Mıknatıslı Senkron Motorda FOC ve DTC Yöntemlerinin Karşılaştırılması**

Yüksek performanslı AC sürücülerinde kullanılan alan yönelmeli kontrol ve doğrudan moment kontrolü yöntemlerinin prensipleri farklı olup amaçları aynıdır. Her iki yöntem de motor ve yük parametrelerinin değişimlerinden etkilenmeden, motorun moment ile akısını etkin bir şekilde ve istenen yörüngede kontrol etmeyi hedefler.

FOC yönteminde motorun üç fazlı akım kaynağından beslendiği kabul edilmektedir. Yüksek performanslı moment kontrolü için, cevap verme süreleri hızlı olan histerezis akım denetleyicileri kullanılır. DTC yönteminde ise; akı ve moment, inverter gerilim vektörü ile doğrudan kontrol edilir. Akı ve momentin limitlerini sağlamak üzere, uygun stator gerilim vektörünü seçen iki bağımsız histerezis denetleyici kullanılır.

Her iki sistemde de tahmin edilen değişkenlerin doğruluğunun kontrol performansı üzerinde önemli etkisi vardır. FOC sisteminde, koordinat dönüşümü için gerekli değişken  $\rho_r$  rotor akısı elektriksel açısıdır. Rotor akısı açısının tahmini, rotor hızının ölçülen değeri ve kayma frekansının kullanılmasını gerektirir.  $\rho_r$  açısındaki bir hata eksenler arasında istenmeyen bir etkileşime neden olarak FOC çalışmasını ortadan kaldırır. DTC sisteminde ise, stator akısı ve motor momenti, geri beslemeli kontrol için tahmin edilmesi gereken değişkenlerdir. Stator akısı, statorun akım ve gerilim uzay vektörleri kullanılarak, moment ise, statorun akı ve akım uzay vektörleri kullanılarak hesaplanır. Stator akısının doğruluğu büyük ölçüde  $R_s$  stator direncinin tahmin edilmesine bağlıdır. Stator akısındaki bir hata, akı ve momentin kontrol davranışını olumsuz etkiler (Bakan, 2002).

Her iki sistemde de hızlı moment cevabı elde edilmektedir. Moment dalgalanmaları hemen hemen aynı olur.

FOC' nin çalışması kayma frekansının tahminine, dolayısıyla rotor zaman sabitine bağlıdır. DTC' nin çalışması ters elektromotor kuvvetinin integrali alınarak hesaplanan stator akısının değerine bağlıdır. Düşük hızlarda çalışma durumunda, elektromotor kuvvet çok düşük olduğundan  $R_s$ ' deki küçük bir değişme çok büyük hataya sebep olur. Bu da kontrol performansının bozulmasına neden olur.

FOC'da hesaplamalar dönen eksen takımında yapılır. Bu yüzden, sinüs ve kosinüs fonksiyonları kullanılarak koordinat dönüşümü yapılması gerekir. DTC' de ise hesaplamalar sabit eksen takımında yapılır.

Çizelge 3.1. FOC ve DTC yöntemlerinin karşılaştırılması

<b>Karşılaştırma Konusu</b>	<b>Alan Yönelmeli Kontrol (FOC)</b>	<b>Doğrudan Moment Kontrolü (DTC)</b>
Referans eksen takımı	Senkron hızda dönen x-y	Sabit sD-sQ
Kontrol edilen değişkenler	Moment Rotor akısı	Moment Stator akısı
Kontrol değişkenleri	Stator akımları	Stator gerilim uzay vektörü
Algılanan değişkenler	Rotor mekanik hızı	Stator gerilimleri
Tahmin edilen değişkenler	Stator akımları	Stator akımları
	Kayma frekansı	Moment Stator akısı
	Rotor akısı pozisyonu	Moment regülatörü (histerezis)
Regülatörler	Üç fazlı akım regülatörleri (histerezis)	Stator akı regülatörü (histerezis)
Moment kontrolü	Stator akımları ile dolaylı kontrol	Doğrudan kontrol
	Yüksek cevap hızı	Yüksek cevap hızı
	Moment dalgalanması	Moment dalgalanması
Akı kontrolü	Stator akımları ile dolaylı kontrol	Doğrudan kontrol
	Düşük cevap verme hızı	Yüksek cevap verme hızı
Parametre hassasiyeti	Rotor zaman sabitindeki değişimlere duyarlı	Stator direncindeki değişimlere duyarlı
	Yüksek seviyeli karmaşıklık	
Gerçekleştirme zorluğu	Hesaplamalarda trigonometrik fonksiyonlar gerekli	Orta seviyeli karmaşıklık

Sonuç olarak, DTC yönteminin bazı noktalarda dinamik cevap ve gerçekleştirme karmaşıklığı

gibi açılardan FOC yönteminden daha üstün olduğu düşünülebilir. Ancak uygulamanın gerçekleriyle karşılaştığı zaman özel durumlara da bağlı olarak, ek hesaplamalar ile iyileştirmeler yapıldığında, performans ve karmaşıklık açısından hemen hemen aynı seviyeye gelirler, hatta FOC'un üstünlüğünden söz edilebilir.

Yukarıda da belirtildiği üzere sürücü için kontrol tiplerinin seçimi direkt olarak motorun kullanıldığı uygulamaya bağlıdır. Eğer basit yani genellikle orta ya da yüksek hızın gerekli olduğu ve yüksek performansın gerekli olmadığı, fanlar ya da pompalar gibi uygulamalar için, kolay gerçekleştirilmesi ve ucuz olması sebebiyle V/f kontrolü uygundur. Hız ve momentin hassas olarak kontrolünün gerektiği özellikle düşük ve sıfır hızda için, vinçler ve yüksek performans sürücüleri gibi uygulamalarda, alan yönelmeli kontrol ya da doğrudan moment kontrolü seçilir.

#### 4. DAİMİ MIKNATISLI SENKRON MOTOR VEKTOR KONTROL SİSTEMİ

##### 4.1 Mıknatısları Motorun Üzerinde Bulunan Daimi Mıknatıslı Senkron Motorlarda Vektör Kontrolü

Bu motorlarda mıknatısların rotorun üzerine yerleştirildiği kabul edilmektedir, bu mıknatıs doğada çok nadirdir. Manyetik doyma etkisi ihmal edilmiştir ve böylece modellemeler de, daimi mıknatıslar hayali, eşdeğer sabit akım kaynakları gibi kabul edilebilmektedirler. Böylece, rotor üzerinde sönüm algıları bulunmadığında, rotor referans eksen takımında, rotor akım fazörü aşağıdaki gibi kabul edilmektedir.

$$\bar{i}_r = cI_{rF} = I_{rF} = \text{sabit} \quad (4.1)$$

Mıknatıslar, stator sargısı sA'nın manyetik eksenine ile çakışan statorun boyuna eksenine göre  $\theta_r$  açısında bulunmaktadır. Rotordaki d,q referans ekseninde, daimi mıknatıslardan dolayı stator sargılarıyla oluşan link akı aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\psi_M = L_m \bar{i}_r = L_m I_{rF} \quad (4.2)$$

Senkron reaktans değeri küçük iken  $\psi_M$  ve mıknatıslama link akısı uzay vektörünün modülüne eşittir ve bu yüzden  $\psi_M$  ve mıknatıslama link akı uzay vektörü arasındaki açının değeri küçüktür. Bu açı yük açısıdır ve  $\delta$  ile ifade edilmektedir. Böylece, mıknatıslama link akısının değişim oranına eşit olan, endüklenen stator mıknatıslama emk'sı, sürekli halde enine eksen doğrultusunda bulunmaktadır.

Mıknatıs link akısı  $\psi_M$  birkaç basit test uygulanarak elde edilmektedir. Stator akımları sıfır ve rotor da sabit hızla dönerken, stator sargılarında endüklenen emk mıknatıs akısı ile orantılı olmaktadır. Böylece, mıknatıs link akısı, kaynak geriliminin rotor hızına bölünmesi ile elde edilmektedir. (4.2) Eşitliğini takip ederek, mıknatıslama endüktansı ve mıknatıs link akısının değerlerinin bilinmesiyle hayali eşdeğer rotor akımı da elde edilebilmektedir. Rotor akısı, çift kutup sayısı, mıknatıs malzemenin akı yoğunluğu (NdFeB için yaklaşık 1.2T), mıknatısların radyal kalınlığı ve açısal olarak mıknatıs açısının yarısının sinüsü ile orantılıdır. Ayrıca, mıknatıs malzemenin daimi mıknatıs manyetik geçirgenliği ve faz başına sinüzoidal dağılımlı stator sarımlarında tersi ile orantılıdır.

Simetrik üç faz stator sargılı ve mıknatısları rotorun üzerinde bulunan daimi mıknatıslı senkron makinenin elektromanyetik momenti, fiziksel olarak, mıknatısların, stator mmk eksenine ile aynı hizada olması ve çıkıklığın bulunmamasından dolayı relüktans momenti bileşeninin almaması eğilimine göre üretilen moment ile elde edilebilmektedir. Böylece mıknatıs momenti, uyarma mmk'sının doldurulduğu, stator mmk'sı ve rotorun boyuna eksenine arasındaki açı ile sinüzoidal olarak değişmektedir. Bu durum (4.2) eşitliğine göre de görülebilmektedir ve böylece elektromanyetik moment aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$t_e = \frac{3}{2} PL_m I_{rf} i_{sq} = \frac{3}{2} P \psi_F i_{sq} \quad (4.3)$$

Stator akımı uzay fazörünün açısı, stator sargısı sA'nın manyetik eksenine göre  $a_s$ 'dir ve rotor referans eksen takımının boyuna eksenine göre uzay açısı  $a_s - \theta_r$  olduğunda (4.3) eşitliği aşağıdaki biçimine dönüştürülebilmektedir.

$$t_e = \frac{3}{2} P \varphi_F |\bar{i}_s| \sin(a_s - \theta_r) \quad (4.4)$$

Burada  $|\bar{i}_s|$ , stator akımı uzay fazörünün modülüdür.

$$\beta = (a_s - \theta_r), \text{ moment açısıdır.}$$

Daimi mıknatıslar tarafından üretilen akının sabit olduğu kabul edildiğinde elektromanyetik moment, rotor referans ekseninde ifade edilen enine eksen stator akımı  $i_{sq}$ 'nin değiştirilmesi ile değişmektedir. (4.4) eşitliğine göre, stator akımı başına maksimum moment, moment açısı  $90^\circ$  olduğunda elde edilmektedir. Eğer enine eksen stator akımı hızlı bir şekilde değiştirilebilirse, hızlı bir moment cevabı elde edilebilmektedir. Bu da akım kontrollü PWM

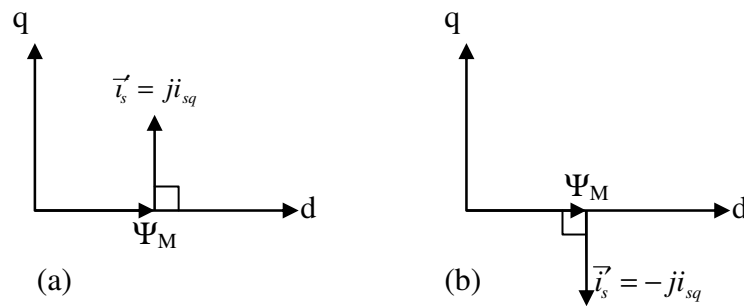
inverterin uygulanması ile elde edilebilmektedir. Bu özellikle daimi mıknatıslı senkron makinenin rotor yönelmeli kontrolüne (FOC) imkan sağlamaktadır.

#### 4.1.1 Rotor Yönelmeli Kontrollü Daimi Mıknatıslı Senkron Motorun

##### Kontrol Şeması

Uyarma akısı rotor boyuna eksenine göre sabitlenmiştir ve böylece pozisyonu, rotor açısı  $\theta_r$ 'nin veya rotor hızı  $\omega_r$ 'nin izlenmesi ile rotor milinden doğrudan elde edilebilmektedir. Uygulamada rotor hızı analog takometre ile ve rotor açısı da bir denklem çözücü ile belirlenebilmektedir. Ayrıca, rotor hızı rotor açısının bir kez türevinin alınması ile de elde edilebilmektedir ( $\omega_r = d\theta_r / dt$ ). Senkron makinenin rotor hızı, stator akımı ve gerilim değerlerinin izlenmesi ve gerilim eşiklerinin kullanılması ile de elde edilebilmektedir. Güvenilir uygulamalarda, bazı üreticiler rotor hızının veya rotor açısının izlenmesinde ekstra dönen cihazları gerektirmeyen sensörsüz uygulamaları tercih etmektedirler, fakat stator gerilim veya akımlarını izlemenin kullanılmasıyla rotor açısı veya rotor hızının doğru bir şekilde elde edilmesi zor olabilmektedir. Çünkü bu bozulmuş sinyallerin çok doğru bir şekilde ölçülmesini ve makine parametre değerlerinin doğru bir şekilde bilinmesini gerektirmektedir.

Verilen stator akımında en büyük momenti üretmek için, en verimli uygulama, rotor referans eksen takımında ifade edildiğinde sadece enine eksen stator akımı uzay fazörü bileşeni ( $i_{sq}$ )'yu içeren stator akımının kontrolü ile sağlanmaktadır. Temel hız bölgesinde rotor referans ekseninde ifade edilen stator akımlarının uzay fazörü şekil 4.1'de de gösterildiği gibi  $\vec{i}_s = j i_{sq}$  ve frenleme içinde  $\vec{i}_s = -j i_{sq}$  'dur

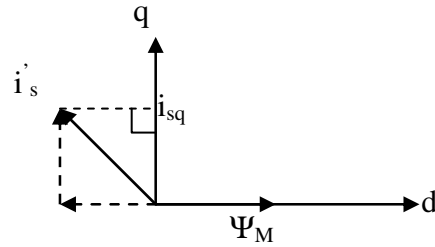


Şekil 4.1 Temel hız bölgesinde optimal çalışma koşulunda stator akımı uzay fazörleri

(a) motor çalışma (b) fren çalışma

Bu çalışma modu, makinenin stator sargılarını besleyen inverterden yeterli gerilimin sağlanabildiği temel rotor hızından düşük hızlar içinde uygundur. Buna rağmen, temel hızın üzerindeki yüksek hızlarda ancak sabit güç aralığında, endüklenen emk doğrudan rotor hızı ile artmaktadır zaten uyarma akısı daimi mıknatıslardan dolayı sabittir ve verilen hıza ulaşıldığında, kaynak gerilimi de artan stator emk'sına uygun olarak arttırılmalıdır. Artan stator kaynak gerilimi, inverterin kullandığı gerilim oranında da bir artışı gerektirmektedir. Buna rağmen verilen inverterde aşılamayan tepe gerilimi bulunmaktadır. Böylece makinenin kaynak gerilimini, inverterin tavan gerilimi ile sınırlandırmak için alan zayıflamasına gidilmelidir.

Daha küçük sürücülerde, alan zayıflamasına gerek duyulmamaktadır. Fakat daha büyük sürücülerde daimi mıknatıslı yapıdan dolayı, doğrudan alan zayıflamasının elde edilmesi mümkün değildir. Alan zayıflaması etkisi, rotor referans ekseninde, enine eksen stator akımı bileşeni  $i_{sq}'$ 'ya ek olarak negatif boyuna eksen bileşeni  $i_{sd}'$ 'yi içeren stator akımı uzay fazörünün kontrol edilmesi ile elde edilmektedir. Bu temel hızın altındaki uygulamalar için kullanılan  $i_{sq}'$ 'nin da yer aldığı şekil 4.2 de gösterilmiştir.



Şekil 4.2 PMSM 'in alan zayıflatıcıdaki uzay vektörleri(Vas,1990)

Stator geriliminin sınırlama genliği, daimi mıknatıslı senkron motorun sürekli hal stator eşitliklerinin kullanılması ile elde edilebilmektedir. Rotor referans ekseninde stator büyüklükleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (\bar{i}_r e^{j\theta_r}) \quad (4.5)$$

(4.2) eşitliğindeki  $\Psi_M$  değerinin yanı sıra stator gerilimi uzay fazörü  $\bar{u}_s$ ,



$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{d}{dt}(\psi_M e^{j\theta_r}) \quad (4.6)$$

şeklinde elde edilir.

Gerekli olan diferansiyel dönüşümler ile, uyarma akısı sabit iken, stator gerilimi,

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + j\omega_r \psi_M e^{j\theta_r} \quad (4.7)$$

Şeklinde yazılabilir.

$$\theta_r = \omega t \text{ ve } \omega = \text{sabit olduğu sürekli halde,}$$

sabit referans ekseninde stator akımlarının uzay fazörü

$$\bar{i}_s = c_1 \bar{I}_s e^{j\omega t} \quad (4.8)$$

aynı referans ekseninde gerilim uzay fazörü

$$\bar{u}_s = c_1 \bar{U}_s e^{j\omega t} \quad (4.9)$$

ve  $c_1$  sabittir (değişken almayan güçte  $c_1 = 1/\sqrt{3}$ 'tür) ve değişken alanda ise  $1/3$ 'tür. Verilen ifadeler ile (4.7) eşitliği sürekli rejimde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega L_s \bar{I}_s + \bar{U}_p = Z_s \bar{I}_s + \bar{U}_p \quad (4.10)$$

Burada;

$$\bar{U}_p = \frac{j\omega\psi_M}{c_1} \quad (4.11)$$

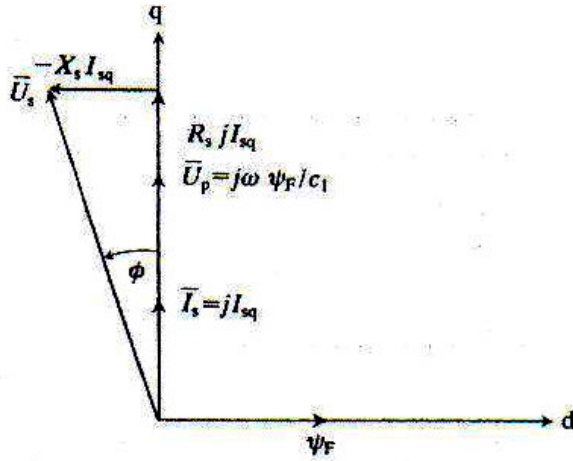
Stator sargısında endüklenen emk'nın fazörü

$$Z_s = R_s + j\omega L_s = R_s + jX_s \quad (4.12)$$

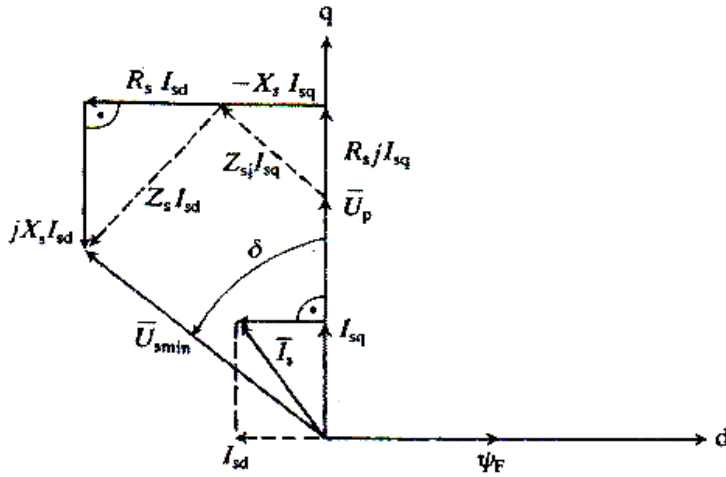
stator sargısının empedansı ve  $X_s$  senkron reaktanstır.

(4.10) ve (4.11) eşitliklerinin kullanılması ile şekil 4.3'te gösterilen iki sürekli hal fazör diyagramı elde edilmektedir.

a)



b)



Şekil 4.3 Daimi mıknatıslı senkron motorda sürekli hal fazör diyagramları

(a) temel hızın altındaki çalışma (b) temel hızın üstündeki çalışma

Şekil 4.3 a'da gösterilen şekil boyuna eksen stator akımı bileşeninin olmadığı ( $I_{sd} = 0$ ) sürekli hal fazör diyagramına karşılık gelmektedir, böylece  $\bar{I}_s = jI_{sq}$  'dur. Bu ifade dikkate alınarak gerilimi,

$$\bar{U}_s = (R_s + j\omega L_s) jI_{sq} + \bar{U}_p \quad (4.13)$$

şeklinde elde edilir.

Bu ifade, temel hızın altındaki sabit moment bölgesinde uygulamalar içindir.

$\bar{U}_p$  ve  $\bar{U}_s$  arasındaki açı yük açısıdır ve bu koşulda stator akımının yer değiştirme açısı ( $\phi$ ) ile uyusmaktadır.

Şekil 4.3(b)'deki fazörler temel hızın üstündeki bu uygulama sabit çıkış gücü bölgesinde ve  $I_{sd} \neq 0 (I_{sd} < 0)$  olduğu stator akımları için gösterilmektedir. Bu durumda  $\bar{U}_s$  gerilimi,

$$\bar{U}_s = (R_s + j\omega L_s)jI_{sq} + \bar{U}_p + (R_s + j\omega L_s)jI_{sd} \quad (4.14)$$

Şeklinde yazılır. Şekil 4.3(b), minimum stator gerilimi ( $\bar{U}_{s\min}$ )'e karşı gelen koşul için ve Şekil 4.3 b'ye göre minimum stator gerilimi eşit olan d eksenini boyunca gerilim düşümüne karşılık gelen enine eksenindeki gerilim fazörüne ayarlandığında elde edilmektedir.

Alan zayıflama bölgesindeki temel hızın üstündeki hızlara erişilmesinde gerekli boyuna eksen stator akımı bileşeninin elde edilmesinde şekil 4.3'ün kullanılması mümkün olmaktadır. Şu da belirtilmelidir ki d eksenini boyunca ekstra akımdan dolayı stator akımları inverter tarafından sınırlandırılırken buna karşılık gelen küçük bir moment sağlayan maksimum enine eksen stator akımında bir düşüş elde edilmektedir. Diğer bir deyişle rotor hızı arttığında, moment açısı alan zayıflamanın araçlarına uygun olarak artmaktadır ve böylece stator akımı başına moment azalmaktadır.

Artan stator akımlarından dolayı, bakır kayıpları artabilecek ve sürücünün verimi azalabilecektir. Buna rağmen alan zayıflaması, hafif yüklerde kısa süreli geçici hol cevaplarını kısıtlamaktadır. Maksimum hız, inverterin akımının azalması ile sağlanmaktadır. Hafif yükte yüksek hızlı uygulama ve mıknatıslığı giderici stator akımı bileşeninin yüksek değerlerini elde etmek mümkün olmaktadır. Buna rağmen uygulamada, maksimum hız genellikle temel hızın iki katını aşmamaktadır.

Yukarıda belirtilen eşitliklerden ve vektör diyagramlarından daimi mıknatıslı senkron motor ile alan zayıflamasının derecesi makinenin senkron reaktansına bağlıdır. Mıknatısları motorun yüzeyinde olan motorlarda, hava aralığı geniş kabul edilmektedir. Böylece senkron reaktans küçüktür ve alan zayıflama aralığı sınırlıdır.

#### **4.1.2 Kutupsal Koordinatlarda Daimi Mıknatıslı Senkron Motor PMSM'in Rotor Yönelmeli Kontrolü (FOC)**

PMSM'in Rotor Yönelmeli Kontrolü (FOC) kutupsal koordinatlarındaki blok diyagramı şekil

4.4'de gösterilmiştir. Kontrol yapısında, kutupsal biçime dönüştürmesi ve bir mikroişlemci kullanılması, uygulama için kartezyen biçimini kullanmaya algoritmik sebeplerden dolayı birçok avantaja sahiptir. Stator akımlarının toplamı sıfır iken, sadece iki stator akımı  $i_{sa}(t)$  ve  $i_{sb}(t)$ 'nin izlenmesi yeterlidir. Mikroişlemci kullanılarak, akımlar sayısal biçimlere bir A/D dönüştürücü kullanarak dönüştürülebilirler. Kutupsal dönüşüm kullanılarak, stator akımı uzay fazörünün faz açısı ( $\alpha_s$ ) ve modülü  $|\bar{i}_s|$  şekil 4.4'de gösterildiği gibi sabit referans eksen takımındaki ifadeleri elde edilmektedir. 3 → 2 ile gösterilen blok üç faz akımlarının, enine faz akımı bileşenlerine dönüşümünü ifade etmektedir.

Rotor hızı  $\omega_r$  ölçülmektedir ve rotor açısı  $\theta_r$  açısal hızın türevi alınarak (1/p) elde edilmektedir. Rotor yönelmeli kontrol rotor pozisyon bilgisinin doğru bir şekilde bilinmesine dayanmaktadır bu yüzden de rotor pozisyon bilgisinin doğru bir şekilde bilinmesi çok önemlidir. Rotor açısı, rotor referans ekseninde stator akımı uzay fazörü açısı olan  $\beta = \alpha_s - \theta_r$ 'nin elde edilmesi için  $\alpha_s$  açısından çıkartılmaktadır. Bu açının sinüsü bir fonksiyon generatörü kullanılarak elde edilmektedir ve daha sonra da stator akımı uzay fazörünün modülü ile çarpılmaktadır ve böylece enine eksen stator akımı bileşeni ( $i_{sq}$ ) elde edilmektedir. Bu değer de uyarma akısı ( $\psi_M$ ) ile çarpılmaktadır ve elektromanyetik momentin ( $t_e$ ) ani değerinin sinyali elde edilebilmektedir.



Rotor açısının referans değeri ve ölçülen rotor açısı arasındaki fark, rotor pozisyon kontrolörü olan bir orantılı (P) kontrolörünün giriş sinyalidir. Bu kontrolörün çıkışı da rotor hızı referans değeridir. Bu değer ile ölçülen gerçek rotor hızı arasındaki fark ise bir (PI) kontrolör olan hız kontrolörünün girişidir ve çıkış da moment referans sinyali olmaktadır. Elektromanyetik momentin gerçek değeri ( $t_e$ ), referans değeri ( $t_{eref}$ )'den çıkartılmaktadır ve bu da bir PI kontrolör olan moment kontrolörünün giriş sinyalidir. Moment kontrolörünün çıkışı, statör akımı uzay fazörünün referans değerinin modülüdür fakat şekil 4.4'de gösterdiği gibi +1 veya -1 ile çarpılmaktadır. Rotor referans ekseninde, stator akımı uzay fazörünün faz açısı ve modülünün referans değerleri sırasıyla  $|\bar{i}_{sref}|$  ve  $(\alpha_{sref} - \theta_r)$ 'dir ve bunlar üç sinyal generatörünün, rotor hızı  $\omega_r$  için sinyalin ve moment kontrolörünün çıkışının kullanılması ile elde edilmektedirler.  $\pm |\bar{i}_{sref}|$  sinyali,  $|\bar{i}_{sref}|$ 'in mutlak değerini alan fonksiyon generatörüne beslenmektedir.  $(\alpha_{sref} - \theta_r)$  açısı moment kontrolöründen pozitif veya negatif çıkışa karşılık pozitif veya negatif olmalıdır. Bu yüzden de bir işaret fonksiyon generatörü kullanılmaktadır. Böylece moment kontrolünün çıkışı  $+|\bar{i}_{sref}|$  olduğunda, işaret fonksiyon generatörün çıkışı +1 ve  $-|\bar{i}_{sref}|$  olduğunda da işaret fonksiyon generatörün çıkışı -1 olmaktadır. Daha sonra ise  $\pm 1$  faktörü, dördüncü bir fonksiyon generatöründen elde edilen başka bir faktör ile çarpılmaktadır. Bu, alan zayıflama için negatif bir  $i_{sd}$  bileşeni ile stator akım fazörünü elde etmek için rotor hızı temel hız ( $\omega_b$ )'den daha az ise  $\pi/2$  'ye ve rotor hızı temel hızdan daha büyük ise  $\pi/2$  'den daha büyük bir faktöre eşittir.

Rotor referans ekseninde, gerçek rotor açısı ( $\theta_r$ ) stator akımı uzay fazörü açısının referans değerinden çıkartılmakta ve böylece sabit referans ekseninde stator akımı uzay fazörünün açısı  $\alpha_{sref}$  elde edilmektedir. P  $\rightarrow$  R dönüştürücünün çıkışları, üç faz stator akım referansları  $i_{saref}^*$ ,  $i_{sbref}^*$  ve  $i_{scref}^*$  'e dönüştürülen, iki eksen stator akımlarının  $i_{sQref}^*$  ve  $i_{sDref}^*$  'in referanslarıdır. Üç faz referans akımları, daimi mıknatıslı senkron motoru besleyen inverterin girişleridir.  $i_{sQref}^*$  ve  $i_{sDref}^*$ , kontrol çevrimlerin zaman gecikmesi ( $T \neq 0$ ) iken elde edilen iki eksen stator akımlarının referans değerleridir. Benzer şekilde  $i_{saref}^*$ ,  $i_{sbref}^*$  ve  $i_{scref}^*$  'de  $T \neq 0$  iken stator akımlarının referans değerleridir.

### 4.1.3 Kartezyen Koordinatlarda Daimi Mıknatıslı Senkron Motor PMSM Rotor Alan Yönelmeli Kontrolü (FOC)

PMSM'in Rotor Yönelmeli Kontrolü (FOC) kartezyen koordinatlarındaki blok diyagramı şekil 4.5`de gösterilmiştir. Makinenin stator akımları, akım kontrollü PWM inverter kullanılarak hızlı akım çevrimlerinden etkilenmişlerdir. Sıfır bileşen stator akımları bulunmadığında sadece iki stator akımı  $i_{sA}(t)$  ve  $i_{sB}(t)$  ölçülmektedir. Bu akımlar, sabit referans ekseninde, stator akımı uzay fazörünün reel ve imajiner eksen bileşenleri olan, enine ve boyuna eksen stator akımı bileşenleri  $i_{sd}(t), i_{sq}(t)$  'ye dönüştürülmektedirler. Rotor hızı ölçülmektedir ve rotor açısı türevi alınarak elde edilmektedir. Rotor açısı, sabit referans eksenindeki stator akımlarının uzay fazörlerine dönüştürmede de kullanılmaktadır  $[\bar{i}'_s = \bar{i}_s e^{-j\theta_r} = i_{sd} + j i_{sq}]$  ve böylece akım bileşenleri  $i_{sd}$  ve  $i_{sq}$  elde edilmektedir. Uyarma akısı ( $\psi_F$ ), rotor referans ekseninde ifade edilen enine eksen stator akımı bileşeni  $i_{sq}$  ile çarpılmaktadır ve böylece elektromanyetik moment ( $t_e$ ) elde edilmektedir.

Sınır stator gerilimi ( $U_{smax}$ ) ve gerçek stator gerilimleri ( $|\bar{U}_s|$ ) 'in tepe değeri arasındaki fark, rotor d ekseninde stator akımının referans değeri ( $i_{sdref}$ ) olan alan zayıflama kontrolünün girişidir. Rotor q ekseninde ( $i_{sqref}$ ) stator akımı referansı, girişi referans moment ( $t_{ref}$ ) ve gerçek moment ( $t_e$ ) arasındaki fark olan, PI kontrolünün çıkışından elde edilmektedir. Moment referansı çıkışı, referans rotor hızı ( $\omega_{ref}$ ) ve gerçek rotor hızı ( $\omega_r$ ) arasındaki fark olan ve bir PI kontrolör olan rotor hız kontrolünün çıkışından elde edilmektedir.

Rotor hızının referans değeri, girişi rotor açısı referansı ve gerçek rotor açısı arasındaki fark olan rotor pozisyon kontrolünün uygulanması ile elde edilmektedir.

Şekil 4.5 'de gösterilen fonksiyon generatörü,  $i_{smax}$  stator akımlarını sınırlandırma değeri ise,  $i_{sq}$  'nun düşebilmesini sağlamaktadır ve bu durum;

$$(i_{sd}^2 + i_{sq}^2)^{1/2} < i_{smax} \quad (4.15)$$

kullanılarak yapılabilmektedir ve böylece fonksiyon generatörü  $(i_{smax}^2 - i_{sq}^2)^{1/2}$  işlemini uygulamaktadır.

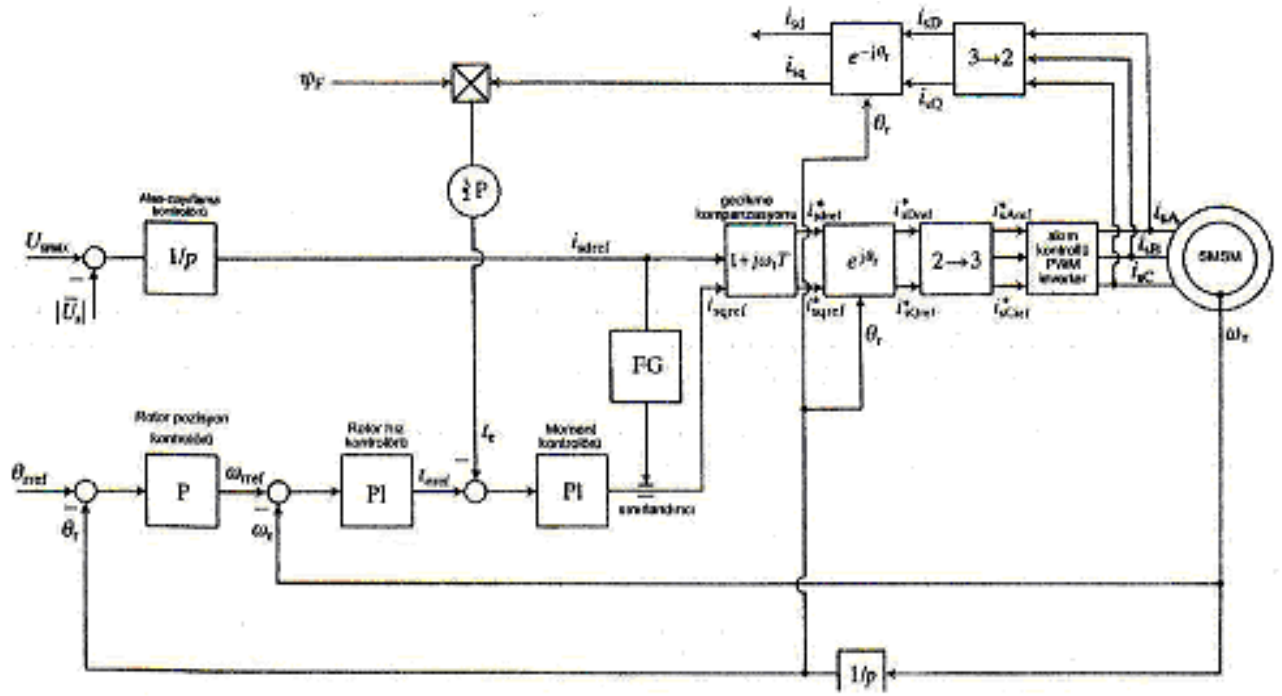
Makineyi besleyen PWM inverter akım kontrollüdür ve akım kontrolörleri akım kontrol çevriminde zaman gecikmesi yoksa, akım komutlarındaki ani değişikliklere tepki vermektedirler. Stator akımı uzay fazörünün referans değeri ( $i_{sDref} + j i_{sQref}$ ), akım kontrol

çevrimlerindeki zaman gecikmelerinden dolayı gerçek stator akımı uzay fazörü ( $\bar{i}_s = i_{sD} + j i_{sQ}$ ) değeri eşit olmadığında, akım kontrol çevrimlerindeki zaman gecikmesi değeri T uzay fazörü eşitliğinde aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$\bar{i}_{sref} = T \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \bar{i}_s \quad (4.16)$$

$$i_{sDref} = T \frac{di_{sD}}{dt} + i_{sD} \quad (4.17)$$

$$i_{sQref} = T \frac{di_{sQ}}{dt} + i_{sQ} \quad (4.18)$$

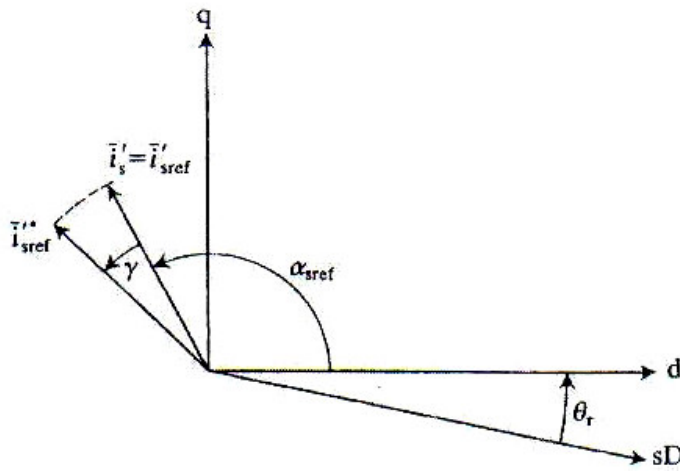


Şekil 4.5 Kartezyen koordinatları kullanan rotor yönelmeli kontrollü daimi mıknatıslı senkron motorun blok diyagramı



Rotor yönelmeli kontrolün düzgün bir şekilde çalışabilmesi için zaman gecikmesi olsa bile stator akımı bileşenlerinin düzgün bir biçimde ayrılması gereklidir. Bu durumda  $e^{j\theta_r}$  bloğunun önüne, “ $1 + j\omega_1 T$ ” ekstra bloğu Şekil 4.5 ‘de gösterildiği gibi eklenmelidir.

$T=0$  olduğu yani gecikme olmadığı zaman, sabit referans ekseninde, stator akım uzay fazörlerinin referans ve gerçek değerleri arasındaki ilişki  $\bar{i}_s = \bar{i}_{sref}$  ‘dir ve tabiki benzer bir ilişki rotor referans ekseninde de geçerli olmalıdır,  $\bar{i}'_s = \bar{i}'_{sref}$  ve  $\bar{i}'_s = \bar{i}_s e^{-j\theta_r}$  ve  $\bar{i}'_{sref} = \bar{i}_{sref} e^{-j\theta_r}$  ‘dir.



Şekil 4.6 Kontrolör gecikmesinin etkileri

Buna rağmen, gecikme olduğunda, stator akımı uzay fazörünün sabit olduğu  $|\bar{i}'_s = \text{sabit}|$  sürekli halde, rotor referans ekseninde referans stator akım fazörü ( $\bar{i}'_{sref}$ ), büyüklüğü  $\bar{i}'_s$  ‘in büyüklüğü ile eşit,  $\gamma = \omega_1 T$  olduğu  $\gamma$  açısı ile yeni bir pozisyona yer değiştirecektir. Bu durumda,

$$\begin{aligned}
 \bar{i}'_{sref} * &= \bar{i}'_{sref} e^{j\gamma} \\
 &= \bar{i}'_{sref} e^{j\omega_1 T} \\
 &= \bar{i}'_{sref} (\cos \omega_1 T + j \sin \omega_1 T) \\
 &\approx \bar{i}'_{sref} (1 + j\omega_1 T)
 \end{aligned} \tag{4.19}$$

şeklinde yazılabilir. Böylece şekil 4.5’de  $e^{j\theta_r}$  bloğunun önünde  $\bar{i}'_{sref} *$  ( $i'_{sdref} *$ ,  $i'_{sqref} *$ ) ‘in

çıkışları iki eksen bileşenlerinin çıkışları ve girişleri  $\vec{i}'_{sref}^*$  ( $i'_{sdref}$ ,  $i'_{sqref}$ ) 'in iki eksen bileşenlerinin girişleri olan  $(1 + j\omega_1 T)$  bloğu eklenmelidir. Böylece, iki eksenli biçim de, gecikme kompanzasyonunu ifade eden eşitlikler aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\vec{i}'_{sref}^* = \vec{i}'_{sdref} - \omega_1 T i'_{sqref} \quad (4.20)$$

$$\vec{i}'_{sref}^* = \vec{i}'_{sqref} + \omega_1 T i'_{sdref} \quad (4.21)$$

Gecikme kompanzasyonu için dönüşümü,  $e^{j\theta_r}$  ile de birleştirmek mümkün olmaktadır. Böylece karma bir dönüşüm elde edilebilmektedir  $e^{j\theta_r} e^{j\gamma} = e^{j(\theta_r + \gamma)}$ . Sonuç olarak daha yüksek hızlarda, akım kontrol çevrimlerinin gecikmesi artırılabilir.

#### 4.2 Mıknatısları Rotorun İçinde Bulunan Daimi Mıknatıslı Senkron Motor PMSM Vektör Kontrolü

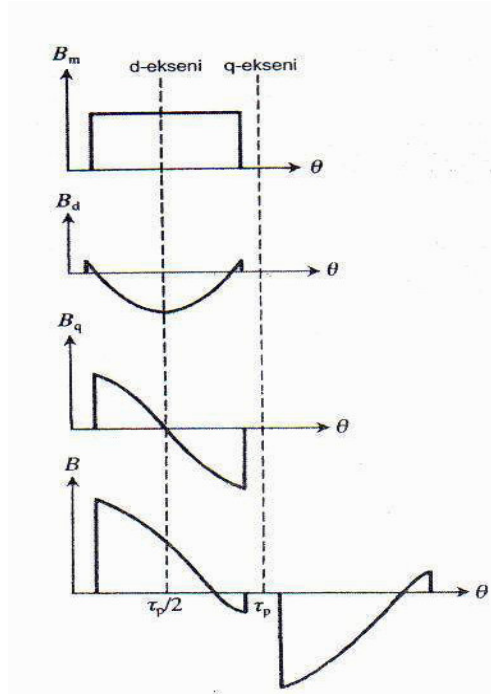
Mıknatısları rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron motorlar yüksek hızlı uygulamalara imkan vermektedirler. Bu makinelerde efektif hava aralığı küçüktür ve bu nedenle de endüvi reaksiyonu etkisi önemlidir. Bu durum, senkron makinenin sabit moment bölgesinde kontrolüne imkan vermektedir alan zayıflamalı kontrolde sabit güç bölgesinde olduğu gibi. Bundan başka, mıknatıslı rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron motorda, enine eksen stator endüktansı ( $L_{sq}$ ), boyuna eksen stator endüktansı ( $L_{sd}$ )'den daha küçüktür ve bu da elektriksel uyarımlı çıkık kutuplu senkron makinelerden farkını açıkça göstermektedir. Pratikte 5'den büyük değer de  $L_{sq}/L_{sd}$  endüktans oranları görülebilmektedir. İnverter beslemeli makinelerde kullanılanların dışında, daimi mıknatıslı senkron motor için daha düşük anahtarlama frekanslarının kullanılmasına izin veren ekstra bir endüktans yararlı olabilmektedir.  $L_{sq} > L_{sd}$  ilişkisi elektromanyetik moment üretiminde ve daimi mıknatıslı senkron motorda uyarma akısı gereksinimlerinde doğrudan bir etkiye sahiptir.

Mıknatısları rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron makine daha ekonomik bir makine tasarımına izin vermektedir. Bu durumun sebebi, mıknatısları rotorun üzerinde bulunan daimi mıknatıslı senkron makineye zıt bir şekilde, elektromanyetik momentin aşağıdaki eşitliğe göre mıknatıs akısı ve enine eksen stator akımının yanında iki bileşene daha sahip olmasıdır.

$$t_e = \frac{3}{2} P [\psi_M i_{sq} - (L_{sq} - L_{sd}) i_{sd} i_{sq}] \quad (4.22)$$

Bu bileşenlerden biri mıknatıs akısı ve enine eksen stator akımının etkileşimidir, bir diğeri ise iki eksendeki stator endüktanslarının farkı ile orantılı olan sözde relüktans momenti bileşenidir.

Rotoru mıknatısların içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron makinede, rotor mıknatısları eklendiğinde ve iki eksen stator akımları ile mmk bileşenleri oluşturulduğunda, manyetik çıkıklıktan dolayı, sonuç mmk dağılımı, lineer manyetik koşullarda olduğunda dahi nonsinüzoidal olacaktır. Lineer manyetik koşullar altında, akı yoğunluğu dağılımı sonucu, daimi mıknatıslar tarafından oluşturulan ( $B_m$ ) ve stator akımlarının enine ve boyuna eksen bileşenleri ile oluşturulan ( $B_d, B_q$ ) akı yoğunluğu dağılımlarının toplamına eşittir. Bu dağılım bileşenleri, sonuçtaki akı dağılımı ile beraber Şekil 4.7 'de gösterilmektedir.



Şekil 4.7 Mıknatısları rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron motorda sonuç ve bileşen akı yoğunluğu dağılımları

Rotor boyuna ekseni boyunca daha yüksek manyetik geçirgenlikten dolayı, çelik kutup parçalarının kenarlarında yüksek akı yoğunlukları oluşabilmektedir. Bu yüzden, bu kutupların önde gelen kenarlarının tersindeki stator dişleri, uyarma akımının artan seviyesinden dolayı doyma eğilimindedirler. Verilen stator akımları için, stator dişlerinin bu parçalarındaki doyma çevre etrafındaki hava aralığı akı yoğunluğu dağılımının temel bileşeninin şiddetini azaltmaktadır ve bu temel bileşenin yönünü, rotor kutup merkezi yönünde değiştirmektedir.

Stator terminallerinden bakıldığında, hava aralığı akısındaki bu azalma, özellikle q ekseni

boyunca stator endüktanslarındaki bir azalma gibi gözükmetedir. Bu yüzden, uygulanan terminal geriliminde, makinenin maksimum moment kapasitesi, manyetik doyma etkilerinin ihmal edildiği makinenin lineer mod uygulamasındakinden daha büyük olacaktır.

Mıknatısları rotorun üzerinde bulunan daimi mıknatıslı senkron makine için kullanılan genel kabuller bu makine içinde temelde aynıdır. Buna rağmen, manyetik doyma etkileri ihmal edildiğinde, enine ve boyuna eksen arasında , fiziksel çıkıklıktan ve temel akıdaki doymanın etkilerinden dolayı bir enine kuplaj oluşacaktır. Mıknatısları rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron makine de akı yoğunluğu dağılımı nonsinüzoidal iken, düzgün bir elektromanyetik moment üretmenin en uygun yolu, rotor yüzeyine göre uzayda sabit ve senkron dönen bir stator akımı mmk dağılımı üretmektedir. Bu durum, sinüzoidal dağılımlı stator sargıları düşünüldüğünde üç faz simetrik stator akımlarını gerektirmektedir.

(4.22) eşitliğinde sönüm sargılarının bulunmadığı durumda, mıknatısları rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron makinede üretilen elektromanyetik moment aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$t_e = \frac{3}{2} P(\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}) = \frac{3}{2} P |\bar{\Psi}_s| i_{sy} \quad (4.23)$$

$\Psi_{sd}$  ve  $\Psi_{sq}$ , rotorun enine ve boyuna eksenlerindeki stator akı linkleridir, mıknatıs akısı da aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\Psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \Psi_M \quad (4.24)$$

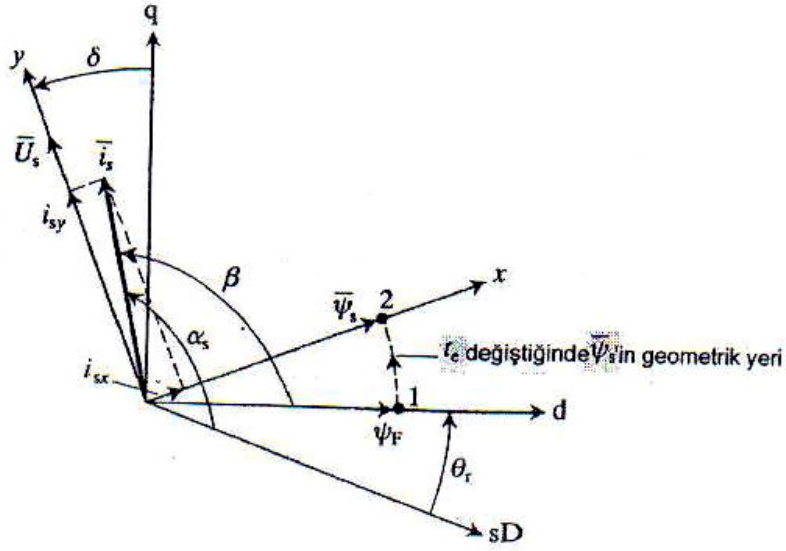
$$\Psi_{sq} = L_{sq} i_{sq} \quad (4.25)$$

4.23 de gösterilen denklemden stator akısı modülü aşağıdaki gibi elde edilir;

$$|\bar{\Psi}_s| = \sqrt{\Psi_{sd}^2 + \Psi_{sq}^2} \quad (4.26)$$

$i_{sy}$ , stator link akısı uzay fazörü ( $\bar{\Psi}_s$ )'in hızında dönen, (x,y) özel referans eksenindeki stator akımlarının enine eksen bileşenleridir.

Mıknatısları rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron makinenin sürekli hal fazör diyagramı Şekil 4.8 'de gösterilmektedir.



Şekil 4.8 Mıknatısları rotorun içinde bulunan senkron makinenin sürekli hal fazör diyagramı

Özel (x,y) referans ekseninde, stator akımı uzay fazörlerinin her iki bileşeni sırası ile  $i_{sx}$  ve  $i_{sy}$  alt indisleri ile gösterilmektedir. Şekil 4.8 kullanılarak, elektromanyetik momentin, enine eksen stator akımı bileşeni ile orantılı olduğu görülebilmektedir. Şekil 4.8'den  $\sin \delta$  ve  $\cos \delta$  aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\sin \delta = \frac{\psi_{sq}}{|\bar{\psi}_s|} \quad (4.27)$$

$$\cos \delta = \frac{\psi_{sd}}{|\bar{\psi}_s|}$$

(4.27) eşitliğinin (4.23) eşitliği ile birleştirilmesiyle elektromanyetik moment aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$t_e = \frac{3}{2} P |\bar{\psi}_s| (i_{sq} \cos \delta - i_{sd} \sin \delta) = \frac{3}{2} P |\bar{\psi}_s| i_{sy} \quad (4.28)$$

Şekil 4.8 'den anlaşılacağı gibi aşağıdaki denklemler elde edilmektedir.

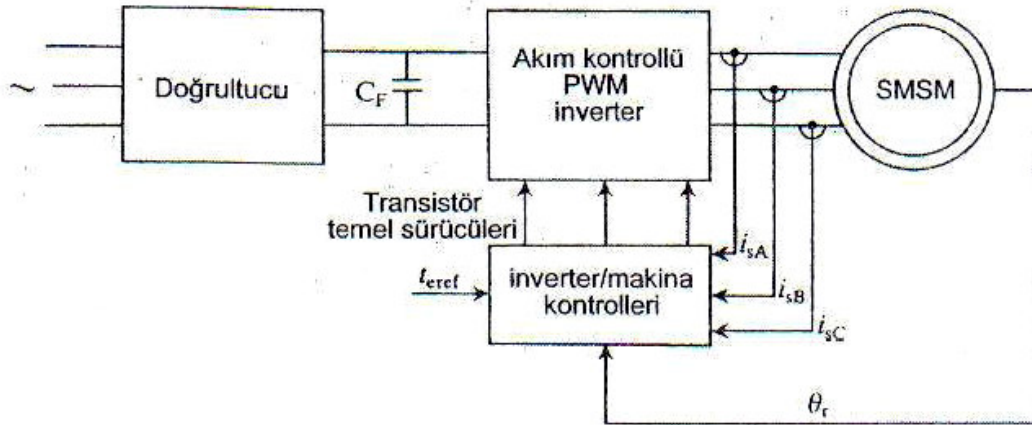
$$i_{sx} + ji_{sy} = \bar{i}_s e^{-j(\theta_r + \delta)} = (i_{sd} + ji_{sq}) e^{-j(\theta_r + \delta)} = (i_{sd} + ji_{sq}) e^{-j\delta} \quad (4.29)$$

(4.29) eşitliğinden, özel ve rotor referans eksenlerinin stator akımı bileşenleri arasındaki dönüşüm aşağıdaki gibi elde edilmektedir.

$$\begin{aligned} i_{sx} &= i_{sd} \cos \delta + i_{sq} \sin \delta \\ i_{sy} &= -i_{sd} \sin \delta + i_{sq} \cos \delta \end{aligned} \quad (4.30)$$

#### 4.2.1 Kartezyen Koordinatlarda Mıknatısları Rotorun İçinde Bulunan Daimi Mıknatıslı Senkron Motor PMSM Stator Akı Yönelmeli Kontrolün Uygulanması

Akım kontrollü bir PWM inverter, mıknatısları rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron makinenin ani akımlarında gerekli olan kontrolü sağlayabilmektedir.



Şekil 4.9 Vektör kontrollü mıknatısları rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron motor sürücüsünün basitleştirilmiş bir şeması

Şekil 4.9'de, üç faz bir doğrultucu filtre kapasitörü  $C_F$  boyunca bir DC gerilimi üretmektedir. DC gerilim, mıknatısları rotorun içinde bulunan makineyi besleyen akım kontrollü PWM inverteri beslemektedir. Şekil 4.9'de gösterilen inverter, altı anahtarlama elemanına sahip bir üç faz inverterdir. Her transistör, makinenin reaktif stator akımları için sirkülasyon yolları sağlamak üzere paralel bir diyot ile birleştirilmektedir.

Stator akımları ölçülmektedir ve sıfır bileşen akımları bulunmadığında stator akımlarının iki fazının ölçülmesi yeterli olmaktadır. Makine mili, sürücü kontrol sistemine rotor açısı ( $\theta_r$ ) bilgisini sağlayan bir rotor pozisyon enkoderine bağlanmıştır. İverter /motor kontrolü,

elektromanyetik moment sinyalinin referans değerini ( $t_{eref}$ ) almaktadır ve rotor pozisyonu ve akım geri besleme sinyallerinin kullanılması ile, transistör tabanlı sürücü sinyallerini oluşturmaktadır. Mıknatısları rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron makinenin sinüzoidal uyarımı, rotor pozisyonu ile sinüzoidal referansları düzgün bir şekilde senkronize edebilmek için rotor açısı geri beslemesini gerektirmektedir.

Basitleştirmek için, sürücü sisteminin birinci uygulamasında, sürücü temel hızın altında, sabit moment durumunda çalıştığı düşünölmektedir. Sabit moment bölgesinde, stator akısı ile hız sabittir ve inverter akım kontrollü PWM inverterdir. Stator akısı, mıknatıslayan veya mıknatıslamayı gideren reaktif stator akımları ile kontrol edilebilmektedir.

Sürücünün sabit güç çalışma bölgesine girdiği düşünöldüğünde, göz önünde bulundurulması gereken bazı özel durumlar oluşmaktadır. Yüksek hızlarda, sürücünün moment/hız karakteristiğini sınırlandırmada DC kaynak gerilimi sorulumu olmaktadır. Bu sınırlama, herhangi enine ve boyuna eksen akımında, stator gerilimi uzay fazörünün genliğinin yaklaşık olarak rotor hızı ile orantılı olduğu göz önünde bulundurularak açıklanabilmektedir. Hız arttığında, sonuç olarak oluşan fazlar arası terminal gerilimleri DC gerilime yaklaşmaktadır ve bu da stator akımlarının referans değerlerini sıfıra düşürmeye zorlayan gerilimdir. Bu koşullar altında, yüksek hızlarda, inverter doymaktadır, faz gerilimi dalga şekillerindeki darbeler azalmaktadır, akım kontrolü kaybolmaktadır ve inverter, sabit genlikte, kare dalga gerilimler üretmektedir. Sabit güç bölgesinde rotorun hızının artmasıyla, stator akısı bu duruma ters olarak azalmaktadır ve motor mıknatıs akısı ( $\Psi_M$ )'i düşürmek üzere mıknatıslığı giderici reaktif akımları gerektirmektedir. Inverterin doymu ile senkron motorun kontrolü akım ile kontrolden gerilim ile kontrole doğru bir değişikliği gerektirmektedir.

PWM ve kare dalga modlar arasındaki geçiş hızlı ve sürücü çalışmasının her koşulu altında düzgün bir şekilde gerçekleşmek zorundadır.

(4.23) eşitliğinden, mıknatısları rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron makinenin moment kontrolü, bağımsız olarak uyarılan bir DC makinenin moment kontrolü ile benzer performansı gösterebilmektedir. Sabit moment bölgesinde temel hızın altındaki moment, enine eksen stator akımı  $i_{sy}$  'nin kontrol edilmesi ile kontrol edilebilmektedir. Ayrıca stator akısında, boyuna eksen stator akımı  $i_{sx}$  kontrol ederek kontrol etmek mümkün olabilmektedir.

Şekil 4.10'da gösterilen sabit moment bölgesinde, mıknatısları rotorun içinde bulunan senkron makinede moment kontrolü blok diyagramı, stator akısı yönelmeli kontrolü kullanmaktadır.

İnverter akım kontrollüdür. Sürücü sistemi dış bir moment kontrol çevrimi ile tasarlanmıştır fakat hız ve pozisyon kontrol çevrimlerinin eklenmesi de mümkün olabilmektedir.

Şekil 4.10 'da, referans moment ( $t_{ref}$ ) ve gerçek moment arasındaki fark bir PI kontrolör olan moment kontrolörünün girişi'dir. Çıkışı ise moment üreten stator akımı bileşeni ( $i_{sy}$ )'nin referans değerini vermektedir. Akı üreten stator akımı bileşeninin referans değeri ( $i_{syref}$ ) fonksiyon generatörü FG2 boyunca  $i_{syref}$ 'den üretilmektedir. Stator link akısı modülünün referans değeri  $|\bar{\psi}_{sref}|$ , fonksiyon generatörü FG1'in kullanılması ile elde edilmektedir. Bu, sürücünün verimini geliştirmek üzere demir kayıplarını optimize edilmesidir. Şekil 4.10 fonksiyon generatörü FG1 tarafından uygulanan nonlineer karakteristikleri göstermektedir. 1 noktası sıfır elektromanyetik momentine karşılık gelmektedir, bu noktada stator akısı, mıknatıs akısı ( $\Psi_F$ )'e eşittir ve bu nedenle de yük açısının değeri sıfırdır. 2 noktası moment ile orantılı stator akısına karşılık gelmektedir.

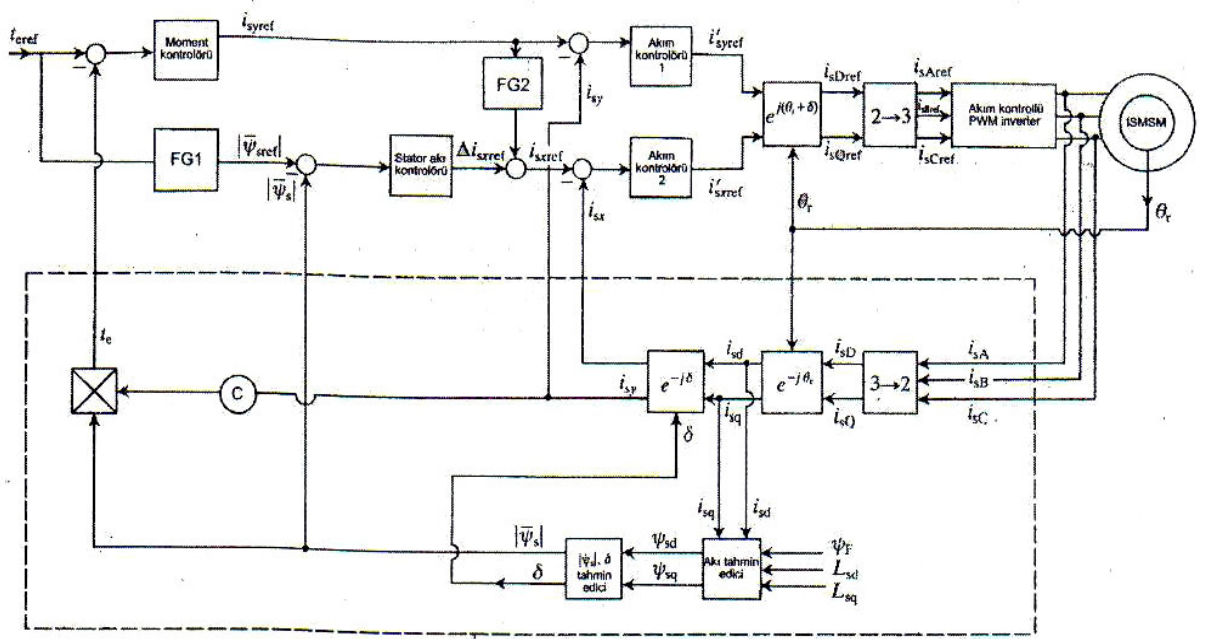
Sürücü sistemi, makine parametrelerinin değişiminden dolayı akı yönelişini önlemek üzere akı kontrol çevrimini de içermektedir. Referans stator akısı  $|\bar{\psi}_{sref}|$  ve stator akısı  $|\bar{\psi}_s|$ 'in modülünün gerçek değeri arasındaki fark, bir PI kontrolör olan stator akısı kontrolörünün girişi olmaktadır. Çıkışı ise  $\Delta i_{sxref}$ 'dir. Akı kontrolörünün çıkış sinyali, girişi  $i_{syref}$  olan fonksiyon generatörü FG2'nin çıkış sinyaline eklenmektedir.

FG2'nin görevi, Şekil 4.10 'da gösterilen fazör diyagram göz önünde bulundurularak anlaşılabilir. Sabit moment bölgesinde, elektromanyetik moment  $i_{sy}$  ile kontrol edilebilmekte ve  $|\bar{\varphi}_{sref}|$  FG1 tarafından belirlenen değerde devam ettirilebilmektedir. Şekil 4.10'da, stator link akısı uzay fazörünün, sabit moment bölgesinde elektromanyetik moment sıfırdan orantılı değerine yükselirken oluşan geometrik yeri göstermektedir. 1 noktasında  $t_e=0$ ,  $i_{sx}=i_{sy}=0$  ve  $|\bar{\psi}_s|$ 'dir. Elektromanyetik moment arttığında,  $|\bar{\psi}_s|$ 'de artmaktadır fakat  $i_{sx}$  ve  $i_{sy}$ ,  $t_e$ , orantılı değerine eşit olana kadar artmaktadır. Fonksiyon generatörü FG2, Şekil 4.12'de gösterilen  $i_{sxref}$  ve  $i_{syref}$  arasındaki ilişkiyi belirlemektedir.

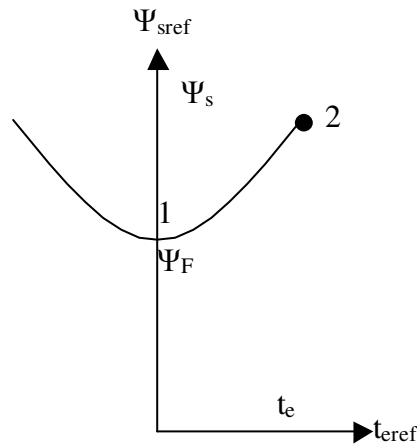
Elektriksel uyartımlı senkron makinede,  $|\bar{\psi}_s|$  alan akımı ile kontrol edilmektedir ve bu yüzden makine her zaman 1 güç faktörü değerinde işletilebilmektedir. Buna rağmen mıknatısları rotorun içinde olan daimi mıknatıslı senkron makinede  $|\bar{\psi}_s|$ , geciken stator akımı bileşeni  $i_{sx}$  ile kontrol edilmektedir ve bu nedenle makine 1'den daha düşük bir güç faktörü değerinde



işletilmektedir.



Şekil 4.10 Mıknatısları rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron motorun stator akısı yönelmeli kontrolünün blok diyagramı



Şekil 4.11 Fonksiyon jeneratörü FG1 tarafından uygulanan karakteristikler

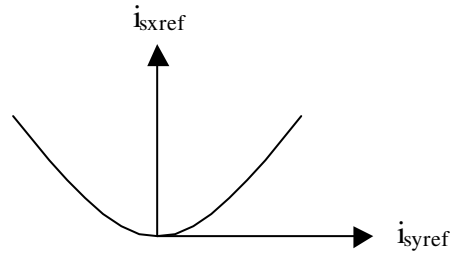
Sabit güç bölgesinin ve sabit moment bölgesinin arasındaki sınır da, inverterin doymada olmasının bir sonucu olarak,  $i_{sx}$  ve  $i_{sy}$ 'nin kontrolü kaybedilmektedir.

$i_{sx\text{ref}}$  ve  $i_{sy\text{ref}}$  referans sinyalleri, kısmen doymada olan inverterde efektif bir vektör kontrole

imkan veren, akım kontrol çevirimleri ile sağlanmaktadır ve PWM ve kare dalga modları arasında düzgün bir geçişe yardım eden bir sabit güç bölgesi bulunmaktadır. PI kontrolör olan iki akım kontrolörünün girişleri sırası ile  $i_{syref} - i_{sy}$  ve  $i_{sxref} - i_{sx}$  olmaktadır. Temel hızın altında, bu akım çevrimlerinin çalışması gereksiz olmaktadır. Bu kontrolörlerin çıkış akımları  $(i'_{sxref}, i'_{syref})$ , kompleks dönüşüm  $(e^{j(\theta_r + \delta)})$  'ı içeren bloğu beslemektedirler.

Bu dönüşüm, Şekil 4.8'da gösterildiği gibi,  $i'_{sxref}$  'i  $\bar{\varphi}_s$  ile ve  $i'_{syref}$  'i ise  $\bar{U}_s$  ile aynı hizaya getirmek için kullanılmaktadır. Bu gerekli olan dönüşüm aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$i_{sD} + ji_{sQ} = (i_{sx} + ji_{sy})e^{j(\theta_r + \delta)} \quad (4.31)$$



Şekil 4.12 FG2 ile açıklanan karakteristik

reel ve imajiner eksen bileşenlerini veren eşitlik aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\begin{aligned} i_{sD} &= i_{sx} \cos(\theta_r + \delta) - i_{sy} \sin(\theta_r + \delta) \\ i_{sQ} &= i_{sx} \sin(\theta_r + \delta) - i_{sy} \cos(\theta_r + \delta) \end{aligned} \quad (4.32)$$

Ve dönüşüm için gerekli olan birim vektör sinyalleri aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\begin{aligned}\cos(\theta_r + \delta) &= \cos \theta_r \sin \delta - \sin \theta_r \cos \delta \\ \sin(\theta_r + \delta) &= \sin \theta_r \cos \delta + \cos \theta_r \sin \delta\end{aligned}\quad (4.33)$$

Üç faz referans stator akımları, ikiden üç faza dönüştürme uygulaması ile sabit eksen stator referans akımları  $i_{sD}$  ve  $i_{sQ}$  'den elde edilir. Referans akımları daha öncede açıklandığı gibi inverter girişleridir. Gerçek üç faz stator akımları ölçülmektedir fakat sıfır bileşen akımlarının yokluğunda sadece ikisinin ölçülmesi gereklidir.

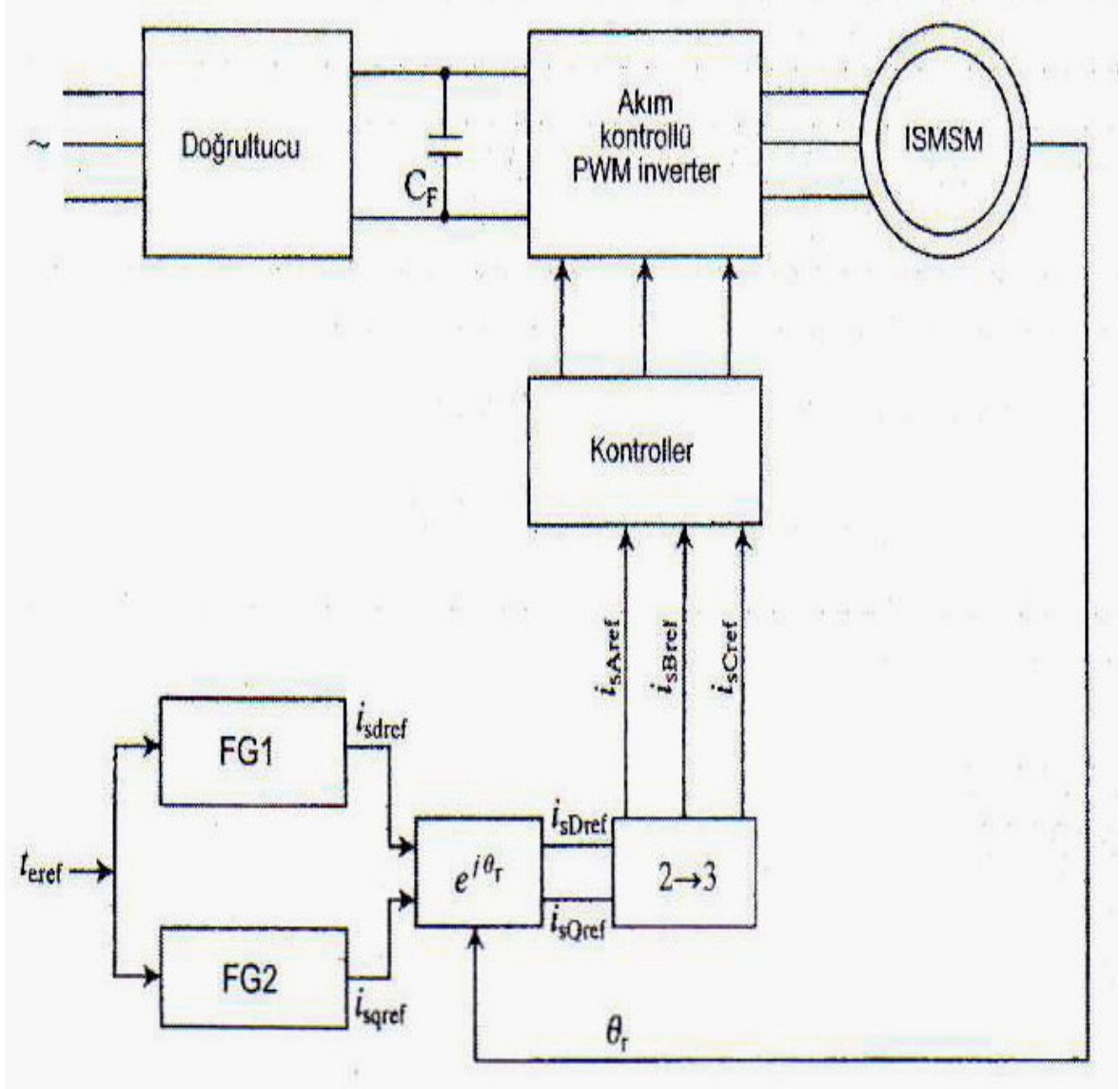
Stator akımlarının ölçülen değerleri kullanılarak elektromanyetik moment ( $t_e$ ), yük açısı ( $\delta$ ), stator akısının modülü ( $|\overline{\psi}_s|$ ) ve iki eksen stator akım bileşenleri  $i_{sx}$  ve  $i_{sy}$  bulunabilmektedir.

#### **4.2.2 Mıknatısları Rotorun İçinde Bulunan Daimi Mıknatıslı Senkron Motor PMSM Rotor Yönelmeli Kontrolün Uygulanması**

Özel referans eksen boyuna ekseninin, mıknatıs ile aynı hizaya getirildiği kabul edilmektedir ve rotor referans ekseninde ifade edilen stator akımları ( $i_{sd}$  ve  $i_{sq}$ ) momenti kontrol etmek üzere kontrol edilmektedir. Şekil 4.13, sabit moment bölgesi için uygulamanın blok diyagramını göstermektedir. Stator akımları  $i_{sd}$  ve  $i_{sq}$ , stator amper başına momentin maksimum olduğu durumda bir açık çevrim ile kontrol edilmektedir.

Şekil 4.13'deki referans moment FG1 ve FG2 fonksiyon generatörleri girişine hizmet etmektedir. Manyetik doyma etkileri ihmal edilirse, FG1 moment ve boyuna eksen stator akımı bileşeni  $i_{sd}$  arasındaki ilişkiyi ve FG2 ise stator akımı başına maksimum moment için moment ve enine eksen stator akımı bileşeni  $i_{sq}$  arasındaki ilişkiyi vermektedir. Daimi mıknatıslı bir makinede optimal verim, elektriksel kayıpları minimuma indiren optimal bir gerilimin uygulanması ile elde edilmektedir.

Demir kayıplarının olmadığı senkron motordada, stator amper başına maksimum moment de işletilen bir makine optimal olarak verimlidir. Böyle bir çalışma bakır, inverter ve doğrultucu kayıplarının da azalmasına yol açmaktadır.



Şekil 4.13 Mıknatısları rotorun içinde bulunan daimi mıknatıslı senkron motorda momentin kontrolü

## 5. FİLTRELER

### 5.1 Giriş

Gelişen elektrik–elektronik teknolojisi, elektrik tesislerine, büyük yararlar sağlamakla beraber yeni tesis ve yöntemlerin şebekeye ve diğer tüketicilere yaptığı olumsuz etkiler de artmaktadır. Olumsuz etkiler genelde; gerilim dalgalanmaları, simetrisizlik ve harmoniklerdir.

Genelde, hesaplamalar elektrik şebekesinde üretilen gerilimin sinüzoidal olduğu kabul edilmektedir. İletim ve dağıtım hattı ile yükler, gerilimin dalga şeklinin saf sinüs şeklinden sapmasına yol açarlar. Gerilim dalga şeklindeki bozulmanın en önemli nedeni, uç gerilimi ve akımı arasında bağıntısı lineer olmayan yüklerdir. Bu tür nonlinear yükler temel frekanslı aktif ve reaktif güç tüketen harmonik frekanslı akımlar üreten tüketiciler olarak kabul edilirler.

Bu tüketicilerin ürettiği harmonik frekanslı akımlar devrelerini şebeke ve civar tüketiciler üzerinden kapatarak harmonik frekanslı gerilimler meydana getirirler. Bu gerilimler ise başlangıçta saf sinüs kabul edilen gerilimin dalga şeklini bozarlar. Günümüzde ise gelişen güç teknolojisi harmoniklerin artmasına yol açmıştır. Diyotlar, transistörlü devreler, tristörlü devreler ve konvertörler gibi eleman ve sistemler başlıca harmonik oluşum sebepleridir. Sanayide kullanılan ve harmonik üreten aygıtlara ek olarak elektrik makinelerinin ve cihazların tasarım ilkelerindeki değişikliklerde şebekedeki harmoniklerin artmasına yol açmıştır. Elektrikli aygıtlara en büyük zararı, değeri 5kHz ‘den küçük olan harmoniklerin verdiği kabul edilmektedir. Bugün güç elektroniğinde meydana gelen gelişmeler harmoniklerin hesabı ve tüketicilerde meydana getirdikleri zararların artık kabul edilemez boyutlara vardığını göstermektedir. Bu nedenle yeni kurulacak, tasarımı yapılacak sistemlerde ve hesaplamalarda harmonikler göz önüne alınmalıdır.

### 5.2 Genel Olarak Harmonik Kaynakları

Harmonik oluşturucu etkenler iki grupta incelenebilir:

Klasik harmonik kaynakları

- Elektrik makinelerindeki diş ve olukların meydana getirdiği harmonikler
- Çıkık kutuplu senkron makinelerde hava aralığındaki relüktans değişiminin

oluşturduğu harmonikler

- Senkron makinelerde ani yük değişimlerinin manyetik akım dalga şeklindeki bozulmalar
- Senkron makinelerin hava aralığı döner alanının harmonikleri
- Doyma bölgesinde çalışan transformatörlerin mıknatıslanma akımları
- Şebekedeki nonlineer yükler, doğrultucular, eviriciler kaynak makineleri, ark fırınları, gerilim regülatörleri, frekans çeviricileri vb.

Modern harmonik kaynakları

- Motor hız kontrol düzenleri
- Doğru akım ile enerji nakli
- Statik VAR generatörleri
- Kesintisiz güç kaynakları
- Direkt frekans çeviricisi ile beslenen momentli büyük ,hızı küçük motorlar
- Elektrikli taşıtların yaygınlaşması ve bunların akü-şarj devrelerine etkileri
- Enerji tasarrufu amacı ile kullanılan aygıt ve kullanılan yöntemler

### 5.3 Harmoniklerin Etkileri

Kondansatör gruplarında tahribat dolayısıyla aşırı gerilim meydana gelmesi ve dielektrik delinmesi akımın çok büyümesi dolayısıyla aşırı yükleme şeklinde tahribat, güç hatlarında otomatik kontrol yapan elemanlarda karışmalar, asenkron ve senkron motorlarda aşırı kayıplar ve ısınma, aşırı gerilimler nedeniyle yalıtkan kablolarda delinme, telekomünikasyon sistemleri ile karışmalar, endüksiyon metrelerinde ölçme hataları, yarı iletkenli ve mikro işlemci sistemlerde ve büyük motor kontrol devrelerinde karışmalar, senkron ve asenkron makinelerde mekanik salınımlar, ateşleme anları gerilimin sınırına göre ayarlanmış sıfır gerilim şalterli devrelerde kararsız çalışmalardır.

## 5.4 Filtre Çeşitleri

Filtreler, girişten çıkışa geçen harmonikleri azaltmayı amaçlar. Kullanıldığı önemli sahalar:

- Bir doğrultucudan beslenen yükün gerilim dalgasını düzeltmek
- Bir inverterin çıkış dalga şeklinin harmonik içeriğini azaltmak
- AC sisteme geri gönderilen istenmeyen harmonik bileşenleri önlemek
- Radyo frekans girişimlerini elimine etmek

Konvertörler, yük için uygun olmayan büyüklükte olabilen DC tarafta dalgalanma ve AC tarafta harmonikler üretir. Güç elektroniği konvertörleri için yüksek verimlilik istenir. Bu yüzden filtrelerde yüksek verimlilikte olmalıdır. Sistem elemanlarının kayıpları minimize edilir ve dirençler kullanılırsa onların güç harcaması, nominal çıkış gücüyle karşılaştırıldığında düşük olmalıdır.

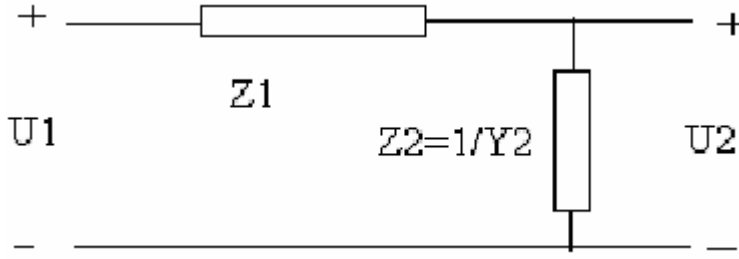
### 5.4.1 Gerilim Filtresi

İnverter çıkış gerilimi genellikle ya kesik kare dalga ya da darbe genişlik modülasyonudur. Bu dalga şekillerindeki harmonik muhtevayı azaltmak için diğer bir ifadeyle (yaklaşık) sinüzoidal yapmak için inverter bir filtreyle kullanılmalıdır. Bağlı harmonik miktarı % 10'dan daha az ise çıkış gerilimi genellikle sinüzoidal olarak adlandırılır. Pratikte yaygın talep daha azdır ve bağlı harmonik miktarı %5'den hatta %3'den daha az olmalıdır.

Şekil 5.1'de gösterilen filtre, bir seri empedans  $Z'$  ve bir paralel empedans  $Z'' = 1/Y'$  den oluşur. Burada  $Y''$ , paralel kolun admitansdır. Giriş gerilimi  $U_1$ , sinüzoidal olmayan bir gerilim olduğu farz edilirse;  $U_2$ , filtre edilmiş çıkış gerilimidir. Filtre, aşağıdaki faktör ile n.harmoniği azaltan bir gerilim bölücü nazarıyla görülebilir:

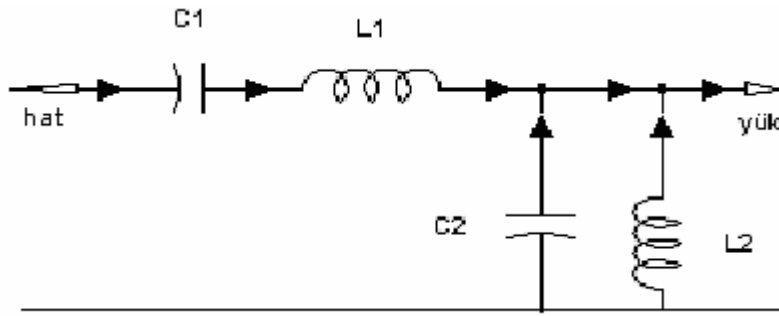
İyi bir filtre, temel bileşende düşük bir azalmaya sahiptir; yani  $f_{(1)}$ , yaklaşık olarak 1'dir.  $n > 1$  için  $f(n)$  'in düşük bir değerine karşılık düşen harmoniklerin yüksek oranda azalması söz konusudur. Harmoniklerin sadece rms değerleriyle dikkate alınmakta, onların faz pozisyonları çok az önem arz etmektedir.

$$F(n) = \frac{|U_2(n)|}{|U_1(n)|} = \frac{|Z_2(n)|}{|Z_2(n) + Z_1(n)|} = \frac{1}{|1 + Z_1(n) \cdot Y_2(n)|} \quad (5.1)$$



Şekil 5.1 AC Gerilim Filtresi

#### 5.4.1.1 Seri – Paralel Rezonans Filtresi



5.2 Seri-Paralel Rezonans Filtresi

Şekil 5.2'deki seri-paralel rezonans filtresi, temel bileşenin düşük bir oranda azalması ve harmoniklerin yüksek oranda azalması isteğini sağlar. Paralel kollardaki kadar seri kolda temel frekansta rezonans için ayarlanır. Hesaplamalarda bütün kayıplar ihmal ve filtrenin açık devreli olduğu kabul edilir. Bu tip filtre için kayıplar ve yük, genelde çıkış geriliminin harmonik miktarı üzerine küçük bir etkiye sahiptir.  $w$ , temel bileşenin açısal frekansı ise seri ve paralel rezonans,

n. harmonik için

$$L'w = \frac{1}{C'w} = x'$$

$$C''w = \frac{1}{L''w} = y''$$

(5.2)



$$\left. \begin{aligned} Z'(n) &= j.L'(nw) - j.\frac{1}{C'(nw)} = j.x'(n - \frac{1}{n}) \\ Y''(n) &= j.C''(nw) - j.\frac{1}{L''(nw)} = j.Y''(n - \frac{1}{n}) \end{aligned} \right\} \quad (5.3)$$

$$F(n) = \left| \frac{1}{1 + j.x'.[n - (1/n)].jY''(n - 1/n)} \right| = \left| \frac{1}{1 - (n - 1/n)^2 .x'.Y''} \right| \quad (5.4)$$

Bu ifade göstermektedir ki,  $f(1)=1$  ve  $n$ ' nin yüksek değerleri için  $F(n)=1/(X'.Y'')$ . $1/n^2$  dir.

Yani harmonikler  $n^2$  ile ters orantılı olan bir faktörle azaltılır.  $n$ 'nin belirli bir değeri için ifadenin paydası sıfır olur yani  $f(n) \rightarrow \infty$  olur.

$$1 - (n-1/n)^2 .x'.Y'' = 0 \quad n=1/2 . \left( \sqrt{\frac{1}{x'.Y''} + \sqrt{\frac{1}{x'.Y''} + 4}} \right) \quad (5.5)$$

Bu rezonans frekansı civarında giriş gerilimi harmonikleri yükseltilir, bu yüzden rezonans, oluşan en düşük harmonik geriliminden daha düşük seçilmelidir. Eğer yarım alternanslar simetrik değilse bu gerilimin çift harmonikler içerdiği anlamına gelir, o zaman rezonans  $n=2$  civarındaysa bu asimetriyi yükseltmek risklidir.

Aynı şekilde rezonans ( $n=3$  civarında ), giriş geriliminde elimine edileceğini düşünsek bile çıkış geriliminde 3. harmoniğin görüleceği anlamını taşır.

$n$ . harmonik akımı,

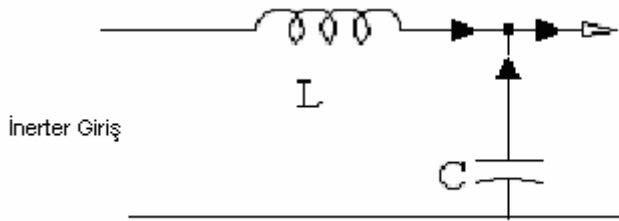
$$I_1(n) = \left| \frac{U_1(n)}{Z'(n) + Z''(n)} \right| = U_1(n) . \left| \frac{Y''(n)}{1 + Z'(n).Y''(n)} \right| = U_1(n).Y''.(n - 1/n).F(n) \quad (5.6)$$

#### 5.4.1.2 Seri Kondansatörsüz ve Paralel Rezonans Filtreler

Seri – paralel rezonans filtresi, temel bileşenin herhangi bir azalımı vermeme avantajına sahiptir. Bununla beraber seri kapasitörlü filtreler, yük endüksiyon motoru içeriyorsa çoğunlukla stabilite problemlerine yol açması gibi dezavantaja sahiptir. Bu yüzden bu tip filtre böyle yükler için uygun değildir. Temel bileşen azalmasını makul bir seviyede tutmak

için L düşük olacak şekilde seçilmelidir. Böyle düşük seri empedanslı filtrenin yüksek bir 3. harmonik içeren giriş gerilimi için kullanılmaması gerekir. Bu filtre, fazlar arası gerilimde 3.harmonik olmayan simetrik 3 fazlı bir sistem ve 3.harmoniğin elimine edildiği tek fazlı devreler için uygundur. Yüke göre temel çıkış geriliminin değişimi, vektör diyagramlardan hesaplanabilir. Giriş gerilimi 1'e eşit olacak şekilde sabit çıkış gerilimi hesaplanır. Çıkış gerilimini sabit tutmak için giriş gerilimi ya da kaynak gerilimini değiştirerek ya da inverteri kontrol ederek değiştirilmelidir. Bu kontrol, DC kaynak geriliminin değişimlerini bile elimine edebilir. Çıkış geriliminin harmonik içeriği de aynı şekilde hesaplanır. Aşağıdaki basit bir alçak geçiren filtre, temel frekansta  $wLC$ 'nin aşırı derecede büyük olmadığı durumlarda yeterlidir. Yük direncinin sonsuza gittiği durumda, filtrenin çıkış geriliminin giriş gerilimine oranı:

$$\left| \frac{V_0}{V_i} \right| = \frac{1/wC}{wL - 1/wC} = \frac{1}{w^2LC - 1} \quad (5.7)$$



Şekil 5.3 Paralel Rezonans Filtre

Seri rezonans kollu filtrede; seri kol, temel frekansta sıfır empedans gösterir. Fakat daha yüksek harmoniklerde empedans artar. Paralel kol temel frekansta sonsuz empedans gösterir ama daha yüksek frekanslarda empedans azalır.

Temel frekans  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_1' \cdot C_1'} = 1/\sqrt{L_2'' \cdot C_2''}$  olup ,

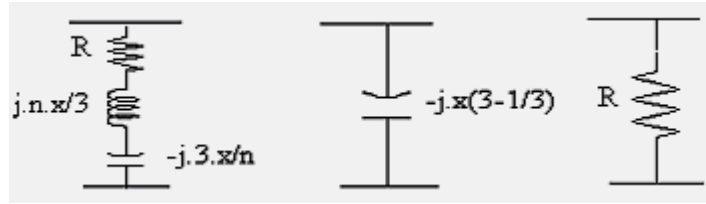
$C_1' = AC_2''$  ve  $L_2'' = AL_1'$  yapılırsa ve n. harmonik için  $w = n \cdot w_0$  alınarak, açık devreli yük durumunda n. harmonik bileşeni için

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{1}{1 - \frac{1}{A}(n - 1/n)^2} \quad (5.8)$$

### 5.4.1.3 Kısa Devre Hattı Filtresi

Bir DC veya AC filtrenin çıkışından gelen bir harmonik bileşenini azaltmak için çıkışın uçlarına kısa devre hattı konulmalıdır. Şekil 5.4 harmoniğe ayarlı bir hattın n. harmonik için geçerlidir;

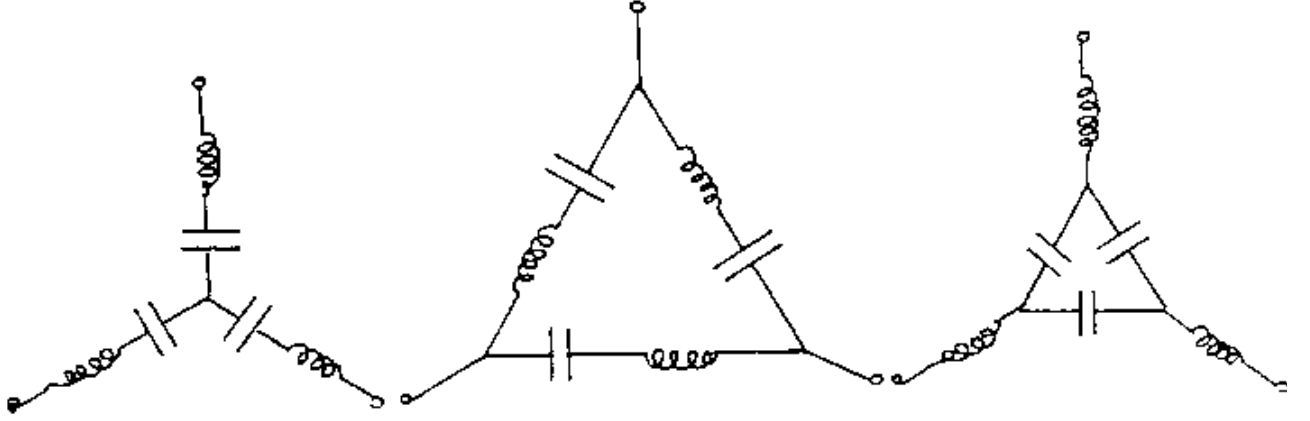
Burada örnek olarak 3. harmonik seçilmiştir. Hat, bir C kondansatörüyle seri bağlı bir L endüktansından oluşur. (3. harmonik için rezonanstadır). Seri bağlı R direnci (3 den başka bütün harmonikler için ihmal edilebilir olup) devrenin toplam kayıplarını gösterir. Temel frekans için hat bir kondansatöre eş değerdir, ve hat üzerindeki gerilim biliniyorsa temel akım hesaplanır. Bu akım paralel bir endüktans vasıtasıyla fazı kompanze edebilir. Kondansatör uçlarındaki gerilim  $U_{C(1)}$  ve endüktans uçlarındaki gerilimin  $U_{L(1)}$  temel bileşeni hesaplanabilir. 3. harmonik için hat bir dirence eşdeğerdir.  $U_{C(3)}=U_{L(3)}$  hesaplanabilir ve çıkış geriliminin 3. harmoniği  $R.I_{(3)}$  olacaktır. Bu yüzden çıkış geriliminin 3. harmoniği düşük olacak ise yüksek kalite faktörüne sahip olmalıdır. Hattın, diğer daha yüksek harmonikler üzerindeki etkisi, ihmal edilebilir.



Şekil 5.4 3. Harmoniğe Ayarlı Kısa Devre Hattı

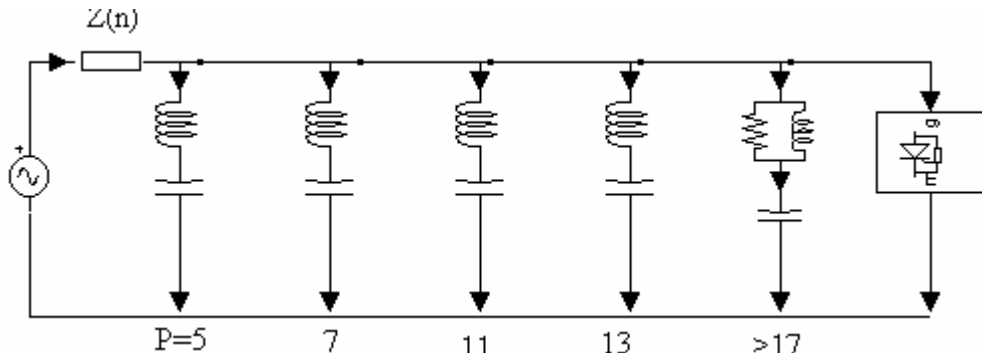
### 5.4.2 Akım Filtresi

Çoğunlukla rezonans osilasyonları belirli frekanslar için şebekenin endüktif ve kapasitif bölümleri arasında oluşabilir. Bir santral veya şebekenin harmoniklerini azaltmak için akım filtreleri kullanılabilir. Bunlar düşük omik yapılıdır. Filtrenin verimliliği, filtrenin ayar doğruluğu kadar boyutuna da bağlıdır. Filtre konvertörün çeşitli karakteristik harmonik frekanslarına ayarlı, birçok LC paralel hattan oluşur. 3 fazlı hat için kullanılan konfigürasyonlar şekil 5.5'te gösterilmiştir.



Şekil 5.5 3 Faz Filtre Konfigürasyonu

Şekil 5.6 'da en düşük harmonikler için kısa devre hatlı bir filtre örneği görülüyor.  $n=17$  için ayarlı link hattı, dirençten dolayı daha yüksek harmonikler için düşük empedanslı bir akım geçiş yolu da sunar.



Şekil 5.6. En Düşük Harmonik İçin Kısa Devre hatlı Filtre

Şekil 5.7'de şebeke,  $Z(n)$  seri empedansı ile gösterilmiştir. Kısa devre olarak düşünüldüğünde harmonik için konvertör harmonik akımlarının üreticisi olarak; filtre bir empedans olarak  $Z_{F(n)}=1/Y_{F(n)}$  işlev görür.

$n$ . harmonik akımı;

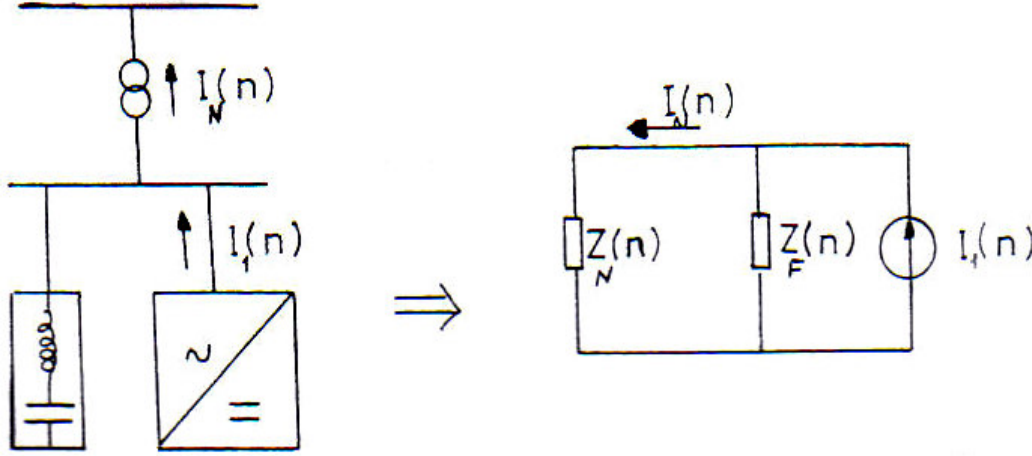
$$I_N(n) \cdot Z_N(n) = (I(n) - I_N(n)) \cdot Z_F(n)$$

$$\begin{aligned} I_N(n) &= I(n) \frac{Z_F(n)}{Z_F(n) + Z_N(n)} \\ &= I(n) \cdot \frac{1}{1 + Y_F(n) \cdot Z_N(n)} \end{aligned} \quad (5.9)$$

n.harmonik gerilimi ;

$$V(n) = \frac{I(n)}{Y(n)} \quad (5.10)$$

Burada  $Y(n)=Y_F(n)+1/Z_N(n)$  bileşke admitansdır.



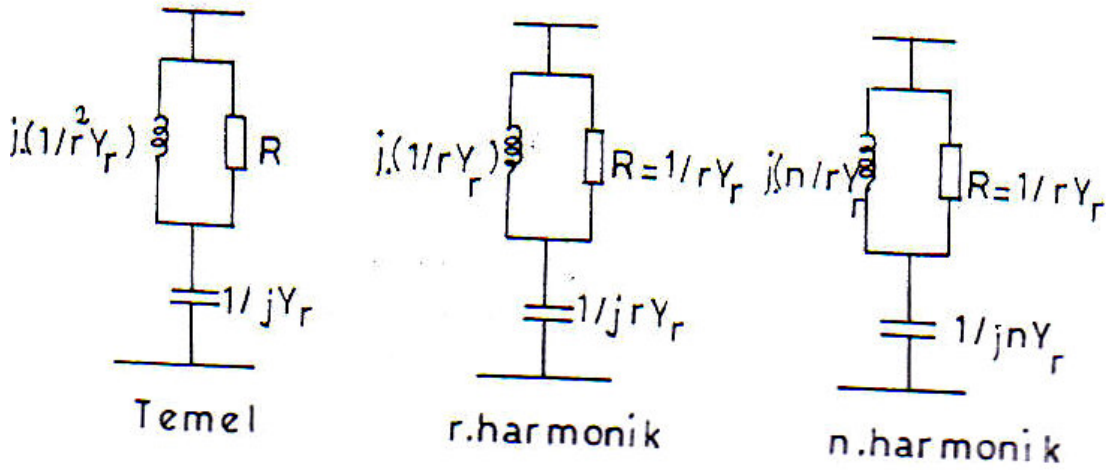
Şekil 5.7. Bir Şebekeye Bağlı Konverter ve Filtre

Paralel rezonans, rezonans frekansı civarındaki frekanslı harmonik akımlarının yüksek empedansla karşılaşılacağına işaret eder ve harmonik gerilimleri filtreye yükseltir. Yani var olan harmonik akımların bütün rezonans (paralel rezonans) frekanslarından bir güvenlik mesafesinde görünecek bir şekilde tasarlanması gerekir. Pratikte bir filtre, eleman değerlerinin toleransı, sıcaklık değişimleri, eskime ve frekans değişimleri gibi faktörlerden dolayı istenen harmoniğe tam olarak ayarlanamaz. Bu yüzden şebeke endüktif ise filtre hattını idealden biraz düşük değerdeki frekansa ayarlamak tercih edilir. Kapasitif bir şebeke için filtre, daha yüksek rezonans frekanslarına ayarlanır. 7. harmonikten daha yüksek harmonikler için filtre fazla etkili olmaz. Altı darbeli bir konverter için, en yakın harmonik 11. olacaktır Şekil 5.8 de direnç tercihen rezonans frekansındaki endüktansın empedansına eşit olacak şekilde seçilir.

Hattın admitansı ;

$$Y = \frac{1}{1/(jnY_r) + 1/[rY_r + (r^2Y_r)/jn]} = \frac{rY_r \cdot [1 + j(r/n)^3]}{(r/n)^4 - (r/n)^2 + 1} \begin{cases} n \Rightarrow \infty \\ Y \Rightarrow rY_r \end{cases} \quad (5.11)$$

Filtre, endüktansa paralel bağlı bir dirence sahip olan  $n \neq r = 11$  ayarlı bir hat olarak düşünülmüştür.

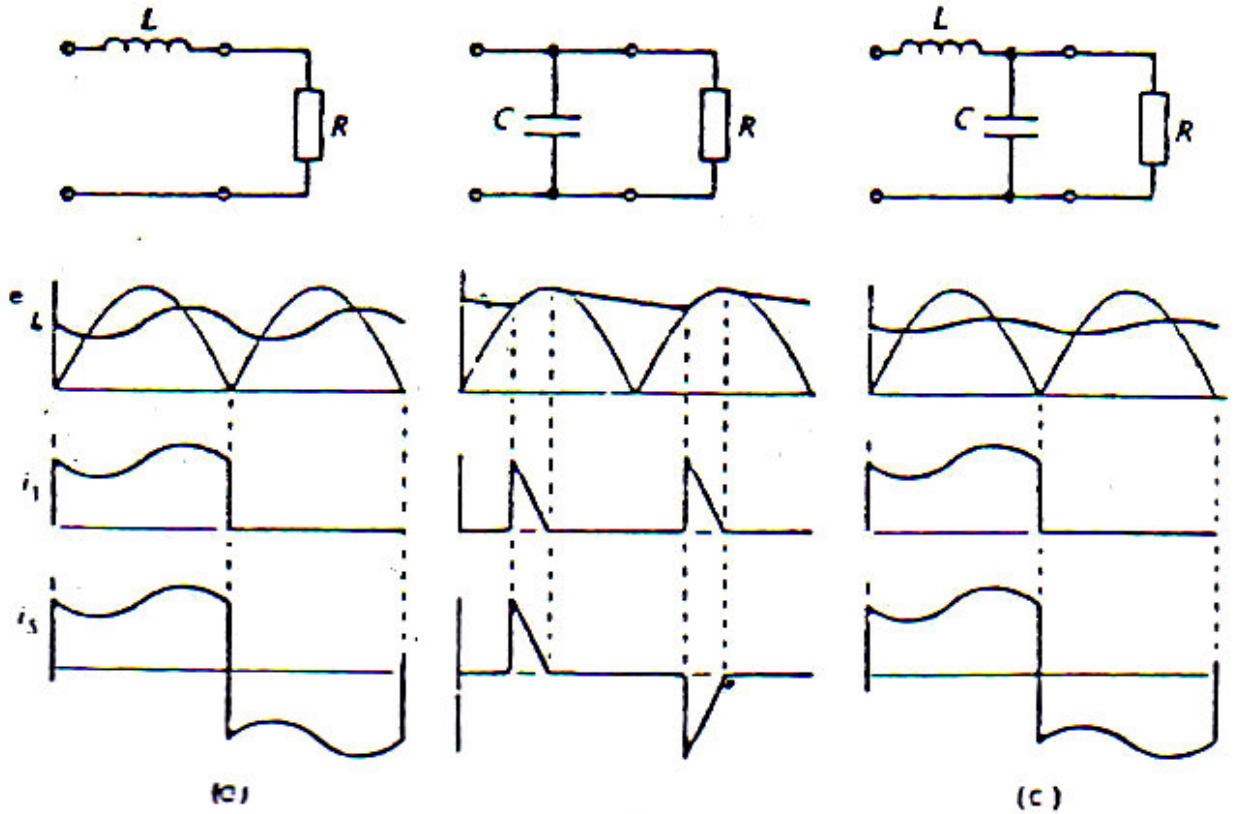


Şekil 5.8 Yüksek Harmonikler İçin Filtre Hattı

### 5.4.3 DC Filtre

DC tarafındaki dalgalı akım, bir endüktans kullanılarak; dalgalı aktif gerilim bir elektrolitik kondansatör vasıtasıyla azaltılabilir.

Aşağıda tek fazlı köprü doğrultucu çıkışının filtre çeşitleri gösterilmiştir.



Şekil 5.9 Tek fazlı köprü doğrultucunun çıkışının filtrelenmesi

a-) Sadece endüktanslı filtre    b-) Sadece kapasiteli filtre    c-) Endüktanslı-Kapasiteli filtre

Endüktans ve kondansatörün kombinasyonunda kondansatör, yük gerilimini sabit tutmak için davranış gösterirken endüktör akımı düzenler. Yük sonsuza giderse filtrenin transfer fonksiyonu aşağıda denklemlerle elde edilir;

$$H(s) = \frac{1}{w^2 LC - 1} \quad (5.11)$$

Böylece daha yüksek dereceli harmonikler, daha düşük dereceli olanlardan daha çok yükün dalgalı geriliminde daha iyi bir azaltma, kaskat bağlı birkaç filtreyle elde edilir.

$$U_v = \frac{\Pi}{3} \quad \text{periyottur.}$$

$$wt = \frac{\Pi}{3} + \alpha \text{ dan } \frac{\Pi}{3} + \alpha + \frac{\Pi}{3} \text{ aralığında}$$

$$U_v = U_d - U_d = \sqrt{2} \cdot U \cdot \sin wt - \frac{3\sqrt{2}}{\Pi} \cdot U \cdot \cos \alpha = \sqrt{2}U \left( \sin wt - \frac{3}{\Pi} \cos \alpha \right) \quad (5.12)$$

AC akım,

$$\int_{-i1}^{i2} di_v = i_v + i_1 = \int \frac{U}{L} dt = \frac{\sqrt{2}U}{L\omega} \cdot \int_{\alpha+\pi/3}^{\alpha} (\sin \omega t - \frac{3}{\pi} \cos \alpha) d\omega t$$

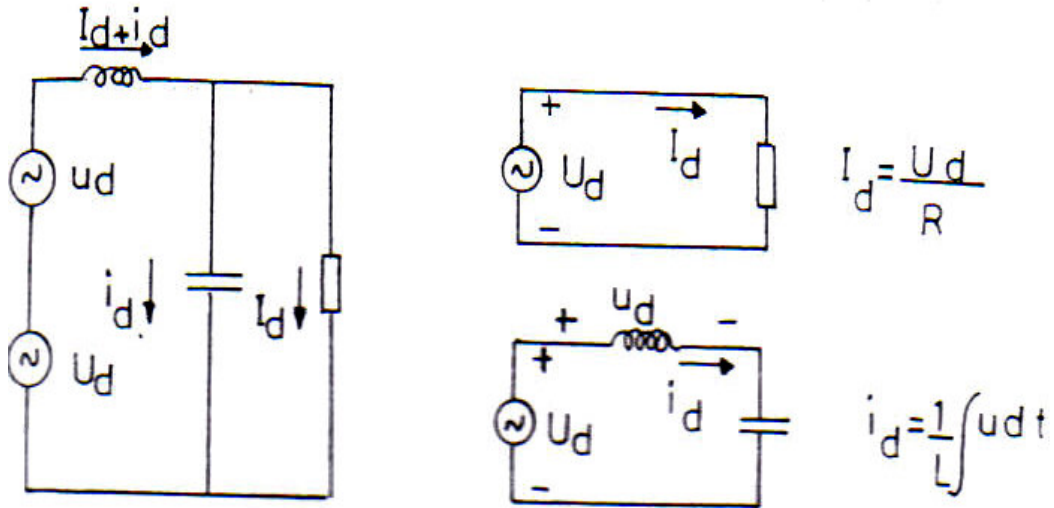
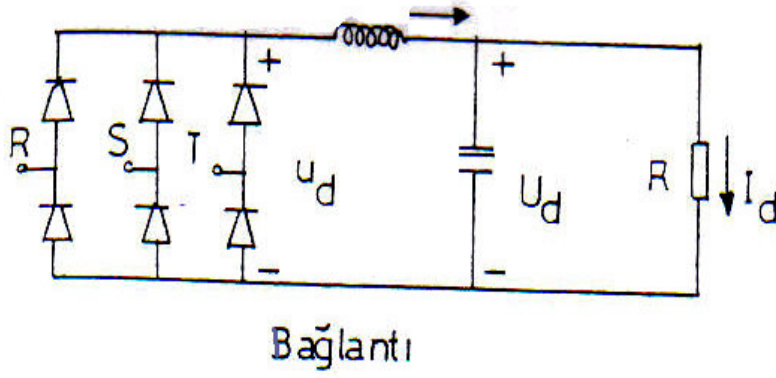
$$i_v = \frac{\sqrt{2}U}{L\omega} \left[ \cos \omega t + \frac{3}{\Pi} \omega t \cdot \cos \alpha \right]_{\omega t}^{\alpha+\pi/3} + i_1 \quad (5.13)$$

Şekil 5.10 'da  $\omega t$ -ekseni, taralı alanlar eşit olacak şekilde yerleştirilirse; sadece AC akımdır.

$$\omega t = \Pi - X_0 \text{ için } U_d = U_d \text{ ve}$$

$$X_0 = \arcsin \frac{3 \cos \alpha}{\Pi} \quad (5.14)$$

$$\omega t = \frac{\Pi}{3} + \alpha, \text{ dan } \Pi - x_0 \text{ 'a} \quad (5.15)$$



Şekil 5.10 Bir Filtre Yoluyla Rezistif Bir Yüğü Besleyen Konverter

Arttığı aman akım, maksimum değerden ( $-i_1$ ), minimum değere ( $i_2$ ) artar.

$$\Delta i = i_1 + i_2 = \frac{\sqrt{2} \cdot U}{L \cdot \omega} \left[ \cos \alpha \omega t + \frac{3\omega t}{\pi} \cos \alpha \right]_{\pi - \alpha_0}^{\alpha + \pi/3} \quad (5.16)$$

Endüktör ve kapasitörün termik dizaynı için dalgalı akımın rms değeri hesaplanmalıdır. Bunun için genellikle rms değerinin yaklaşık bir hesabını yapmak yeterlidir:

$$I_v = 0.9 \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\Delta i}{2} = 0.32 \cdot \Delta i \quad (5.17)$$

$$\alpha = 45^\circ \text{ için bağıl rms değeri } \frac{I_v}{\sqrt{2} U / L \omega} = 0.32 \cdot 0.095 = 0.030 \text{ olur.}$$

Kondansatör, termik olarak bu değer için tasarlanmalıdır. Endüktör akımının toplam rms



değeri,  $\sqrt{I_d^2 + I_v^2}$  olarak hesaplanabilir.

Filtreler ile harmoniklerin şebekedeki etkileri en alt düzeye indirilebilir. Harmonik üreten güç elektroniği aygıtlarında, daha tasarım aşamasında gerekli tedbirler alınabilir, örneğin doğrultucu 6 darbeli olacağı yerde 12 darbeli olarak boyutlandırılabilir.

#### 5.4.4 EMI (Elektromagnetik Interference) Filtreler

##### 5.4.4.1 EMI Filtrelere Giriş

Güç elektronik devreleri, yüksek gerilimlerde ve büyük miktardaki akımların anahtarlanmasında elektrik sinyalleri üretir, bu da diğer elektronik devreleri etkiler. Bu istenmeyen sinyallerden kaynaklanan elektromanyetik etkilemeye EMI (Elektromagnetik Interference) denir. EMI kaynaklı bu etkilemede akım veya gerilim çok hızlı değişir (örneğin yüksek frekanslı anahtarlama yapan tristörler). Bu sinyaller boşluğa yayılır veya kablolar boyunca yayılır. Bu konu burada incelenecek olmaktadır.

Farklı -mod Akımlı veya Ortak-mod Akımlı olmak üzere iki türlü iletim olabilir;

- 1) Farklı Mod; Burada iki kablodaki akımlar eşit ve zıt yönlüdür ve aynı hat üzerinde birbirlerini etkilerler.
- 2) Ortak Mod; Ortak Mod girişim asimetrik girişimlerdir. Bunlar gürültü sinyalleridir ve hem hat hem de nötr iletkenleri üzerinde bulunurlar. Ayrıca Ortak Mod sinyaller hat ve nötr iletkenleri üzerinde eşit büyüklüklerde dir.

Bu akımlar temelde kuplaja sebep olur veya güç hatlarında EMI oluştururlar ve sistemi kapasitif kuplajla terk ederler. Elektromanyetik Girişim EMI, istenmeyen elektromanyetik yayınımlar, doğal veya doğal olmayan, elektriksel veya elektronik gürültülerdir. Bu gürültü ve yayınımlar istenmeyen cevaplara, sistemin sapmasına, kötüleşmesine veya elektriksel cihazların performansının düşmesine neden olurlar. EMI dalgaları iletimle güç hatları üzerinden, uzayda ise radyasyon yolu ile yayılırlar.

Girişim Yayınımlarının temel kaynakları anahtarlama güç kaynakları, AC motorlar, mikroişlemcilerdir. Aslında her elektriksel veya elektronik cihazın “conducted” veya “radiated” girişim üretme potansiyeli mevcuttur.

EMI gürültülerinin giderilmek istenmesinin sebebi bugünkü modern teknolojik hassas cihazların düzgün çalışmasını sağlamak içindir. Düzgün çalışmadan istenilen; çalışmada diğer

elektronik aletler tarafından üretilen girişimlerin yol açacağı performans kaybının olmamasıdır. EMI doğal bir sonuç olarak ortaya çıkan kısıtlı yayınımlardır ve radyo iletişiminin gerçekleştirilebilmesi için izin verilen sınırları aşmamalıdır. Başarılı bir şekilde indirgenen EMI girişimi elektronik cihazların normal çalışmasını sağlar ve girişimden dolayı performans kaybına neden olmaz ve diğer cihazların performansını olumsuz etkilemez.

#### **5.4.4.2 Yüksek Frekanslı EMI Sebepleri**

EMI'e sebep olan genel güç elektroniği sistemleri

- Doğrultucu diyotlar
- Anahtarlama elemanları(IGBT gibi)
- Yüksek frekanslı trafolar ve tıkaçıcılar
- Devre yapıları(yüksek dv/dt uzun kablolar, yüksek dv/dt geniş sargılar, aşırı akım taşıyan kablolar)
- Mekanik anahtarlar

#### **5.4.4.3 EMI Düzeltme Yolları**

- Daha gelişmiş devre tasarımları- toprak hattı
- Manyetik bileşenlerin yerini ayarlama
- Gürültü bileşenleri ve kabloları koruma altına almak
- EMI filtreleme

#### **5.4.4.4 EMI Filtre Çeşitleri**

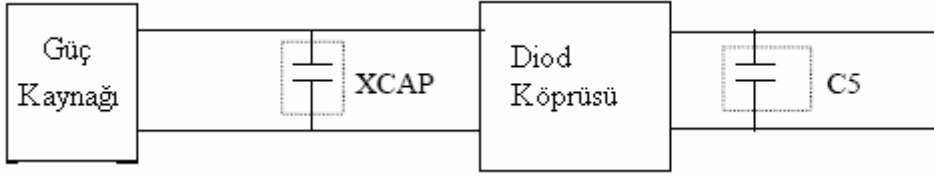
EMI filtresi iletkenlikle yayılan girişimleri bastırmak için herhangi bir güç veya sinyal hattına bağlanan pasif elektronik devrelerdir. Bu filtre devreleri kullanılan cihazların ürettiği girişimleri bastırmak için kullanılır. Yine bu devreler aynı zamanda diğer cihazlar tarafından üretilen girişimlerin engellenerek kullanılan cihazın EMI sinyallerine karşı mevcut elektromanyetik ortamdaki bağışıklılığı artırması için kullanılabilir. Çoğu EMI filtresi hem “ortak” ve hem de “differansiyel” mod girişimleri bastırmak için kullanılır.

EMI filtresinin çalışma prensibi şu şekildedir. EMI filtresinin empedansına oranla yüksek kapasitif değeri vardır. Yani filtre yüksek frekanslı sinyallere karşı yüksek değerli bir rezistans gibidir. Bu yüksek empedanslar bu sinyalleri zayıflatır veya düşürür, bu sayede diğer cihazlara etkisi azaltılmış olur.

Uygun EMI filtresini seçmek için şu kriterlere dikkat etmek gerekir. En başta EMI filtresinin seçimi tüm elektromekanik yapı düşünülerek yapılmalıdır. Filtrenin yerleşimi, ısı mekanizması veya montaj şekli bile sistemin performansını etkileyebilir. Bunların yanında kaçak akı, ek kayıplar, maksimum akı-gerilim değerleri ve tabii bulunulan yönetmeliğin kısıtlamaları da uygulanmasını belirler.

## A)Diferansiyel Mod Filtreler

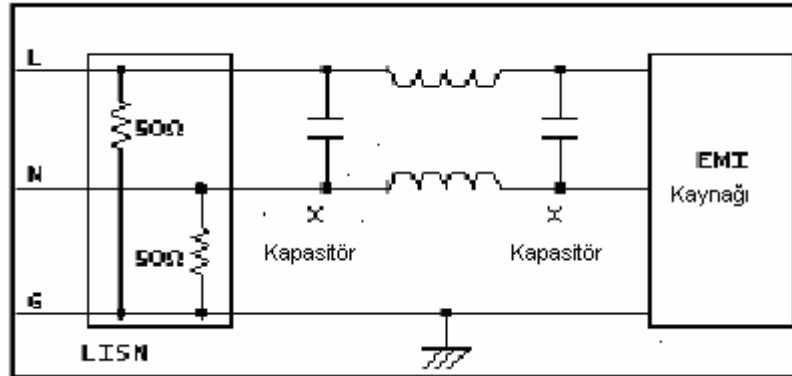
Aşağıdaki şekil tek fazlı sistem için diferansiyel modlu filtreyi göstermektedir.



Şekil 5.11 Tek fazlı sistem için diferansiyel modlu filtre

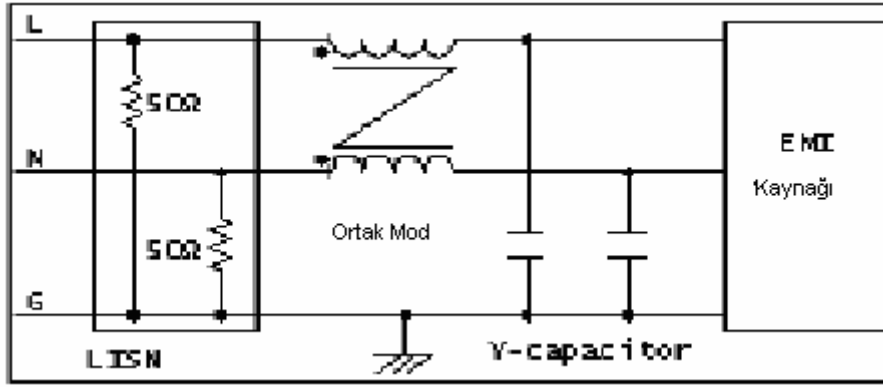
*X-CAP*: Temel harmonik filtresi *X-CAP* olarak bilinir. Kapasite değeri anahtarlama frekansı ve harmoniklere göre ayarlanabilir. Böylece anahtarlama frekansının neden olduğu tüm harmonikler tutulmuş olur. Örnek olarak; anahtarlama frekansının 20 kHz olduğu durumda ve 10 ohm' luk direnç değerinde 0.8 mikroyarad'lık bir kapasiteye ihtiyaç duyulur.

*C5*: Bu küçük bir *X-CAP*' tir. Diyotlu doğrultucudan hemen sonra yerleştirilebilir. *X-CAP*'ler özel yapım bastırma kapasiteleridir. Şekil 5.12'de diferansiyel mod filtresine uygun bir tasarım gösterilmiştir.



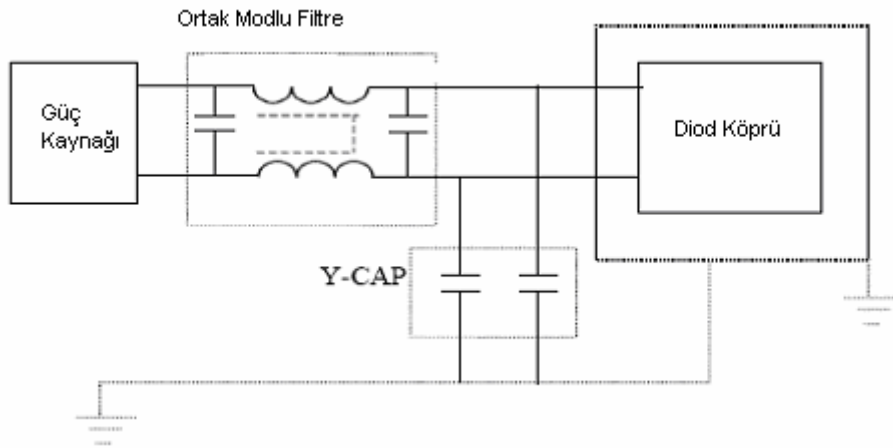
Şekil 5.12. Diferansiyel Mod Filtresi

## B) Ortak Mod Filtreler



Şekil 5.13. Ortak Mod Filtresi

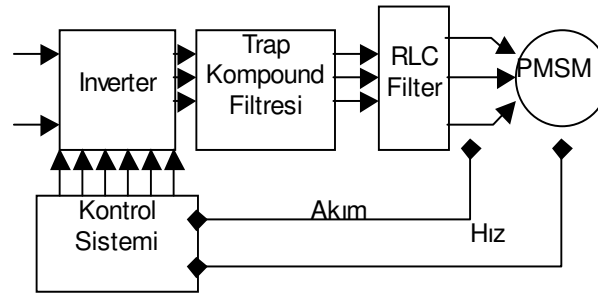
*Y-CAP*: Bu kapasite yüksek frekanslı gürültünün toprağa akmasını by-pass etmek için kullanılır. Kapasite değerleri güvenlik şartnamelerine göre değişiklik gösterirler. Endüktans ve filtre boyutunu düşürmek için yönetmeliklere göre en büyük *Y-CAP* dekaplaj kapasitesi kullanılmalıdır. Aşağıdaki şekilde ortak mod filtresi için örnek bir tasarım verilmiştir.



Şekil 5.14. Ortak Mod Filtre Uygulaması

#### 5.4.5 Tezde Kullanılan Filtre Sistemi

Bu tezde kullanılan filtre sistemini şekilde gösterilen filtre topoloji sistemi üzerinden de anlaşılacağı gibi, RLC alçak geçiren filtre ve bileşik filtre olmak üzere iki ana bölümden oluşmaktadır.



Şekil 5.15 Tezde Kullanılan Filtre Topolojisi

Bu bileşik filtre iki tane ayarlanan frekans noktasına sahiptir. Bunlardan biri inverter devre anahtarı frekansına ve diğeri de anahtarlama ve çalışma aralığındaki bir reaktansa sahiptir. Bu filtre topolojisi inverter devrenin görevini kolaylaştırmıştır, inverter devreye daha seyrek müdahale etmek zorunda kalmaktadır. Bu filtre topolojisi motor sargılarındaki yarı-sinüzoidal voltajı sağlamak için dalga biçimindeki motor voltajını yeniden şekillendirmek için direnç elemanı kullanılmaktadır.

Yukarıda belirtildiği gibi bu filtre topolojisi iki kısımdan oluşmaktadır; bunlardan biri bileşik trap filtresi ve diğeri RLC filtresidir. Aşağıda da bunlar hakkında açıklamalar yapılacaktır.

#### 5.4.5.1 Bileşik Trap Filtresi

Şekil 5.16'da bileşik trap filtresi gösterilmektedir. Burası 3 ana geçiştten oluşuyor;

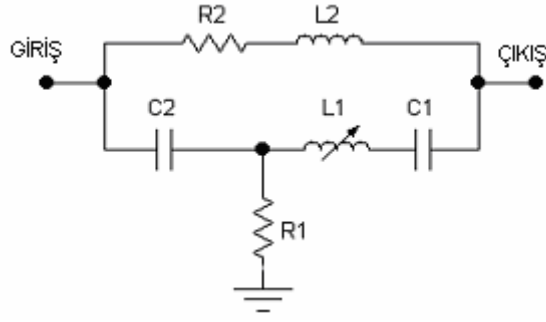
Birincisi  $R_2$  ve  $L_2$ 'ye doğru düşük frekans geçiş kolu, diğeri  $C_2$  ve  $R_1$ 'e doğru yüksek geçiş frekansı ve öteki ise  $C_1$  ve  $L_1$ 'e doğru orta geçiş frekansı ve  $R_1$ 'de toprak hattı içindir. Yüksek empedans gösterenler  $C_2$  'ye doğru yüksek frekans geçişini seçer. Ortadaki frekans bileşenleri, düşük geçiş koluna doğru kendi yollarını bulacaklardır, bu frekanslar  $L_1$ - $C_1$ 'deki seçili orta frekans için, tuning rezonans kolu tarafından emilecektir, yani topraklanacaktır.

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

Burada

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

$\omega_{sw}$ : inverter anahtarlama frekansı



Şekil 5.16 Bileşik Trap Filtresi

#### 5.4.5.2 RLC Filtresi

Şekil 5.17’de RLC filtresinde, ana rol oynayan azaltılmış yüksek  $dv/dt$  çizgisi için motor döngüleri, çizgi voltajları gösterilmiştir. Bu nakil işlemi ;

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{R_3 C_3 s + 1}{C_3 L_3 s^2 + (r_3 + R_3) C_3 s + 1} \quad (5.18)$$

Aşırı damping cevabı için filtre direnci aşağıdaki gibi seçilir;

$$R_3 + r_3 > \sqrt{\frac{4L_3}{C_3}} \quad (5.19)$$

Köşe frekansı  $\omega_c$  aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\omega_c = 1/\sqrt{L_3 C_3} \quad (5.20)$$

Uç değerinde çizilen şönt rezistansı  $R_3$  filtresi tarafından yeterince yüksek değerde seçilirken, azaltılmış omik kayıpları seri rezistansı  $r_3$  genellikle küçük değerdedir. Bu akım motor akımının yüzdesi olarak şöyle ifade edilebilir;

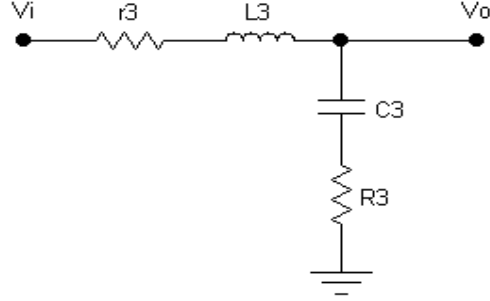
$$i_{CR3} = \frac{z_{PMSM}}{z_{PMSM} + \sqrt{R_3 + 1/sC_3}} i_{motor} \quad (5.21)$$

$Z_{PSMS}$ , PSMS’deki motor giriş empedansıdır.

Motor tarafından çizilen seçilmiş kesik frekans  $i_{motor}$  ile karşılaştırılırken bu akım büyük olabilir; frekans çalışırken  $i_{motor}$  ile karşılaştırılan bu akım çok küçük olabilir.

Diğer uçta seçilmiş RLC parametreleri, kapasiteler ve EMI filtreleri devredeyken filtre indüktörü genellikle çizgi frekansında çok küçük olabilir, kapasiteler genellikle çok küçükken

indüktör genellikle açıktır. Böylece büyük derecede EMI sesleri filtre rezistanlarına doğru geçecektir, yer ve frekansa neden olmak için bağlı düşük voltajlı filtre serileri koluna geçecektir ki o akıcı dalga biçimi gerilimin motordan temin edilmesine yardım eder.



Şekil 5.17 RLC Filtresi

## 6. DAİMİ MIKNATISLI SENKRON MOTORDA ALAN YÖNELTMELİ KONTROL FOC 'UN PASİF FİLTRELİ MATLAB/SİMULİNK SİMÜLASYONU

### 6.1 Giriş

İnceleme yapılan filtrenin performansını Matlab/Simulink kullanarak saptaması yapılmıştır. PMSM'in topraklaması yıldız bağlı olup, temel hız operasyonlarında hız kontrolü;  $i_{sd}$  sıfır yapılırken  $i_{sq}$  doğrudan  $T_e$  motor momentine orantılı olması sağlanmıştır. Kullanılan motorun parametre değerleri ve pasif filtrenin parametre değerleri aşağıdaki gibidir;

TABLO I  
MOTOR PARAMETRELERİ

Stator kaçak direnci	$R_s$	5.8 Ohm
d-axis endüktans	$L_{sd}$	102.7 mH
q-axis endüktans	$L_{sq}$	44.8 mH
Permanent magnet akı	$\Psi_F$	533 mWb
Eylemsizlik sabiti	J	0.000329Nms <sup>2</sup>
Sürtünme katsayısı	B	0.0
Referans hız	$\omega$	70 rad/s
Yük momenti	$T_L$	2 Nm

TABLO II  
FİLTRE PARAMETRELERİ

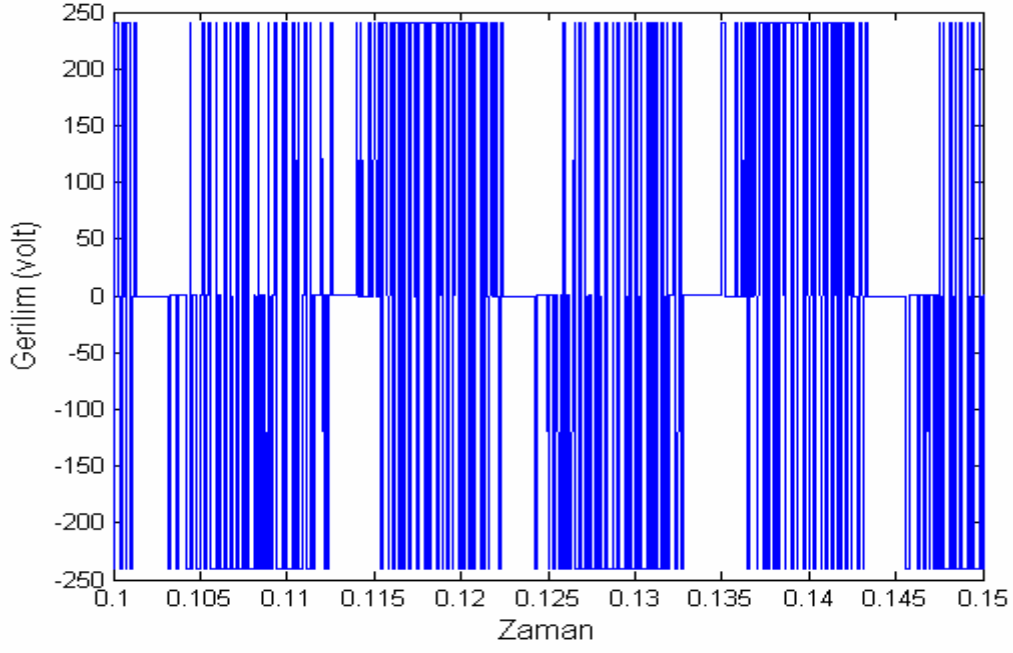
$L_1$	20 $\mu$ H	$L_2$	20 $\mu$ H	$L_3$	20mH
$C_1$	51 $\mu$ F	$C_2$	5.1 $\mu$ F	$C_3$	125 $\mu$ F
$R_1$	124 $\Omega$	$R_2$	15 $\Omega$	$R_3$	56 $\Omega$
				$r_3$	20 $\Omega$



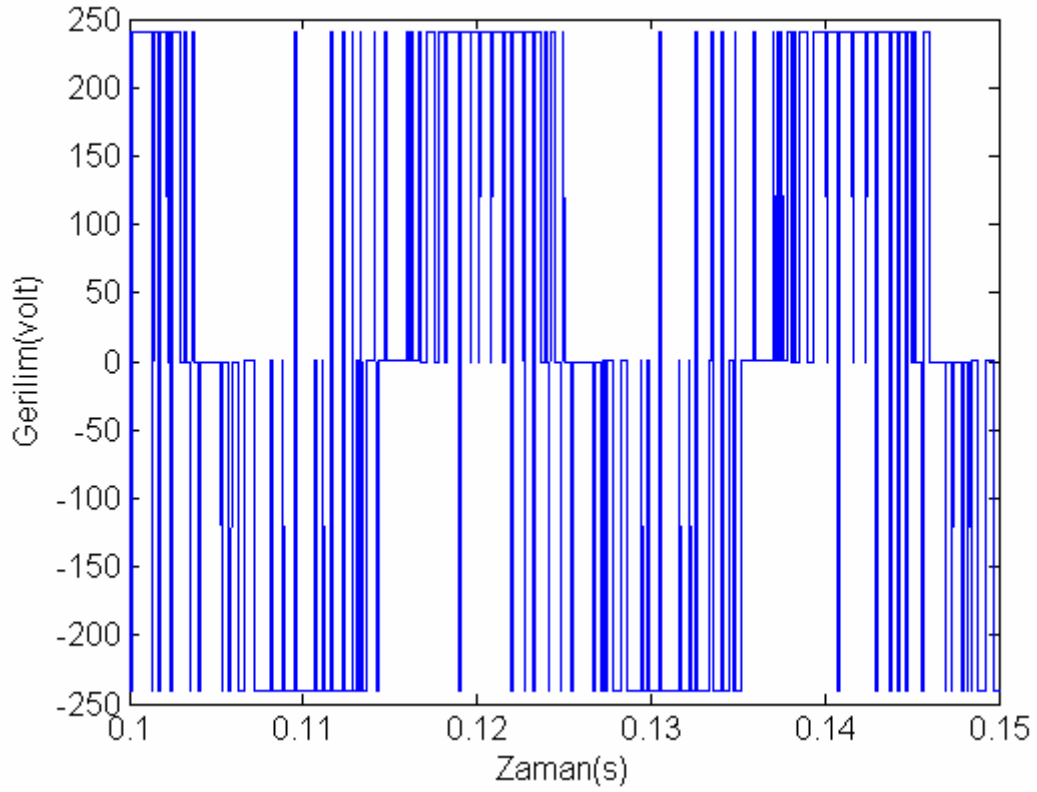
## **6.2 Simulasyonun Kontrol Süresi 100 $\mu$ s İse Sonuçların İncelenmesi**

### **6.2.1 Gerilimde Meydana Gelen Değişim**

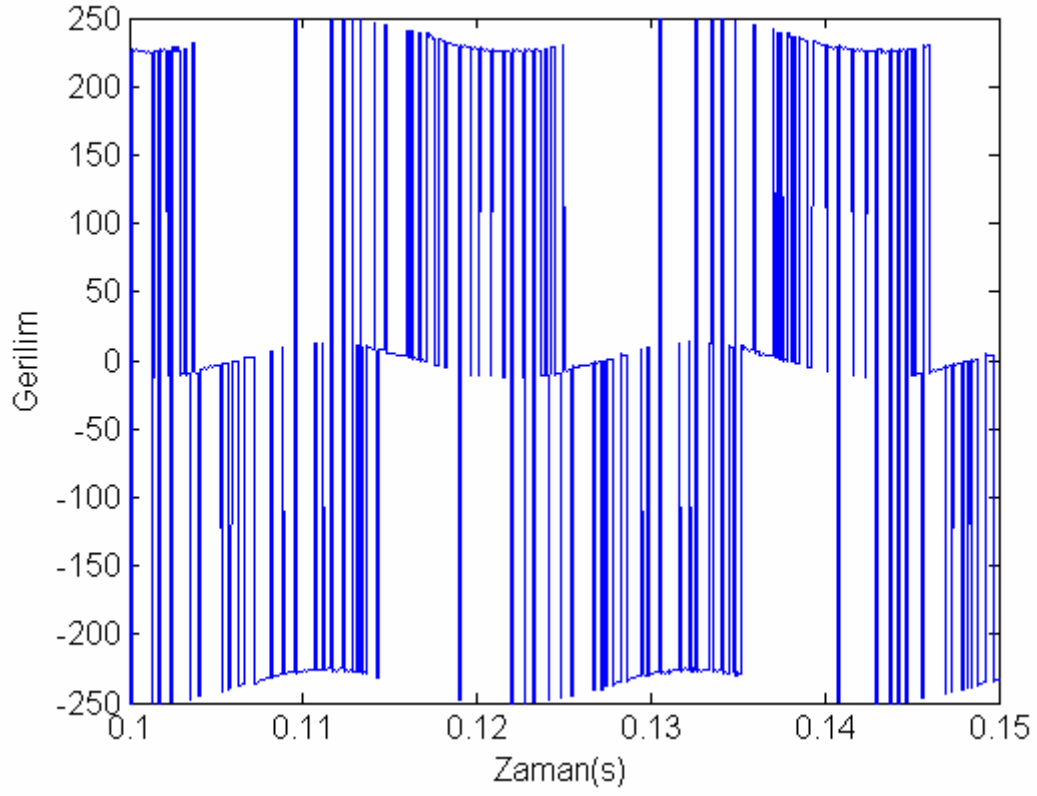
Aşağıdaki şekillerde de görüldüğü gibi filtreleme öncesi karışık ve net olmayan hatlar filtrenin kullanılmasıyla hatları net ve daha okunur duruma gelmiştir. Buradaki şekiller sırasıyla inverter çıkışında elde edilen, trap bileşik filtresinin çıkışında elde edilen ve PMSM'in gerilimleri olarak gösterilmiştir. Aşağıdaki şekilden de anlaşıldığı gibi motor gerilimi daha sinüzoidal yani daha istenilen şekle sahip olmuştur.



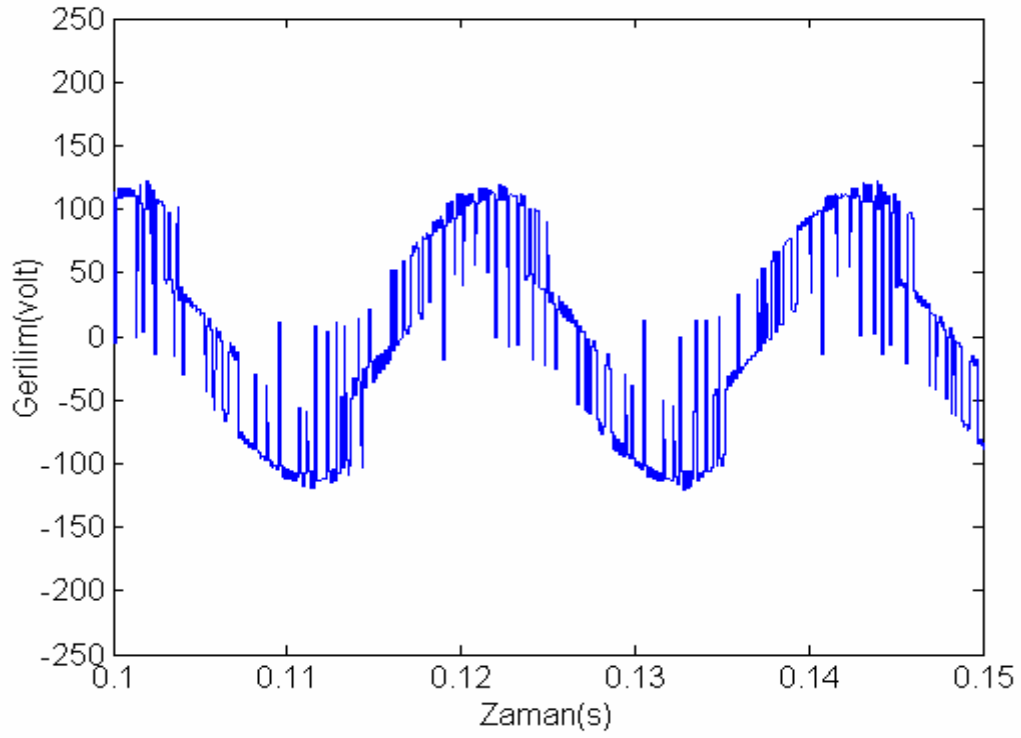
Şekil 6.1 Filtreleme Öncesi Gerilim



Şekil 6.2 Filtreleme Sonrası Inverter Gerilimi



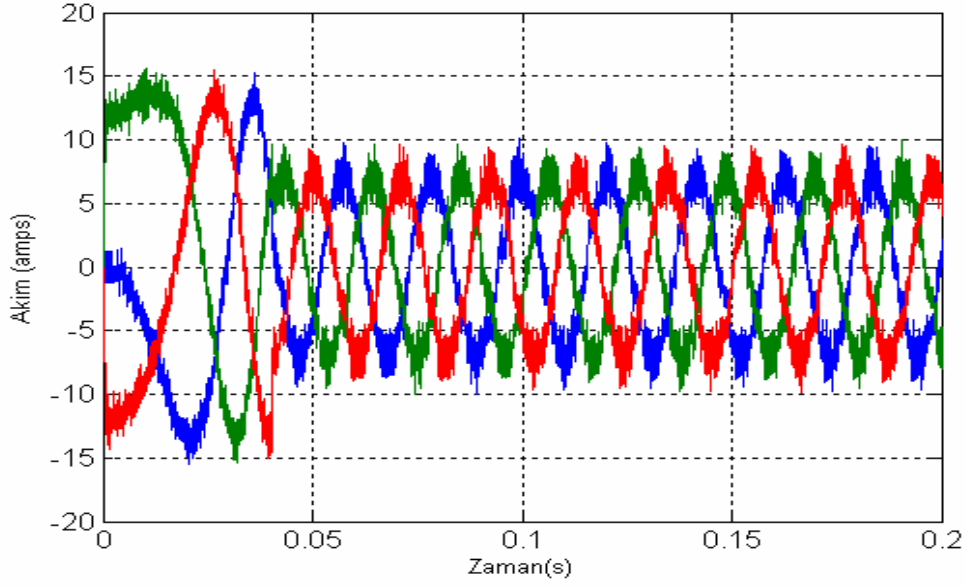
Şekil 6.3 Filtreleme Sonrası Compund Çıkış Gerilimi



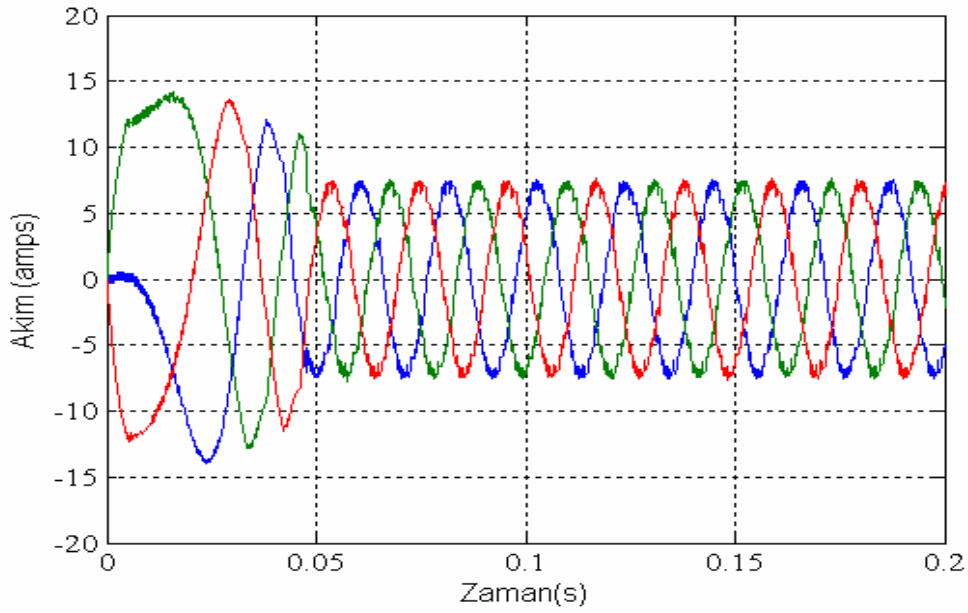
Şekil 6.4 Filtreleme Sonrası Motor Giriş Gerilimi

### 6.2.2 Akımda Meydana Gelen Değişim

Aşağıdaki şekillerde de görüldüğü gibi filtreleme öncesi karışık ve net olmayan akım hatları filtrenin kullanılmasıyla sinüzoidal hatları net ve daha anlaşılır duruma gelmiştir.



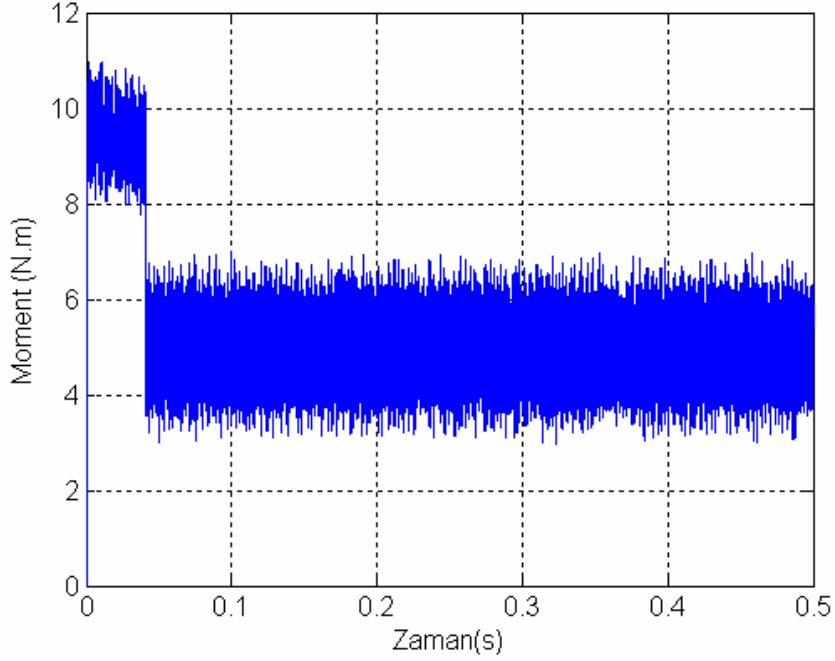
Şekil 6.5 Filtreleme Öncesi Akım



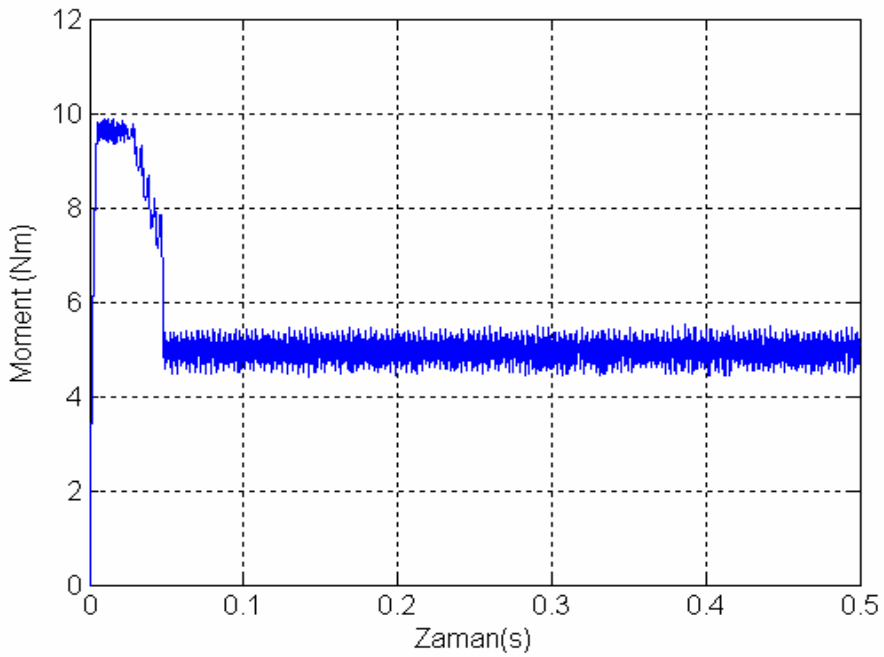
Şekil 6.6 Filtreleme Sonrası Akım

### 6.2.3 Momentte Meydana Gelen Değişim

Aşağıdaki şekillerde de görüldüğü gibi filtreleme öncesi karışık ve net olmayan dağılmış durumdaki moment hatları filtrenin kullanılmasıyla daha hatları net ve daha anlaşılır duruma gelmiştir. Dağılma artık önlenmiştir.



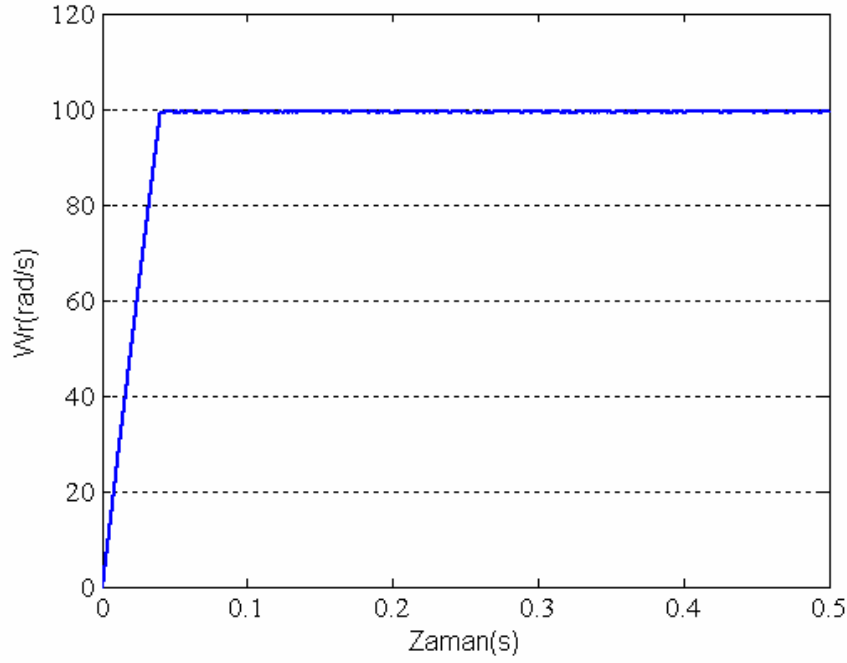
Şekil 6.7 Filtreleme Öncesi Moment



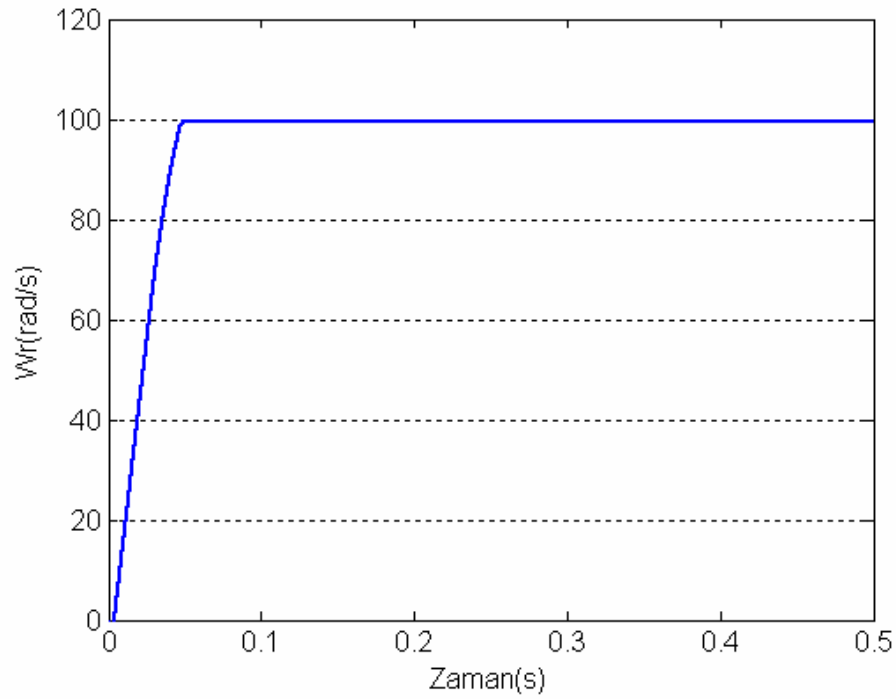
Şekil 6.8 Filtreleme Sonrası Moment

### 6.2.4 Hızda Meydana Gelen Değişim

Aşağıdaki şekillerde de görüldüğü gibi filtreleme öncesi ve sonrası hızda belirli bir değişik durum meydana gelmemiştir.



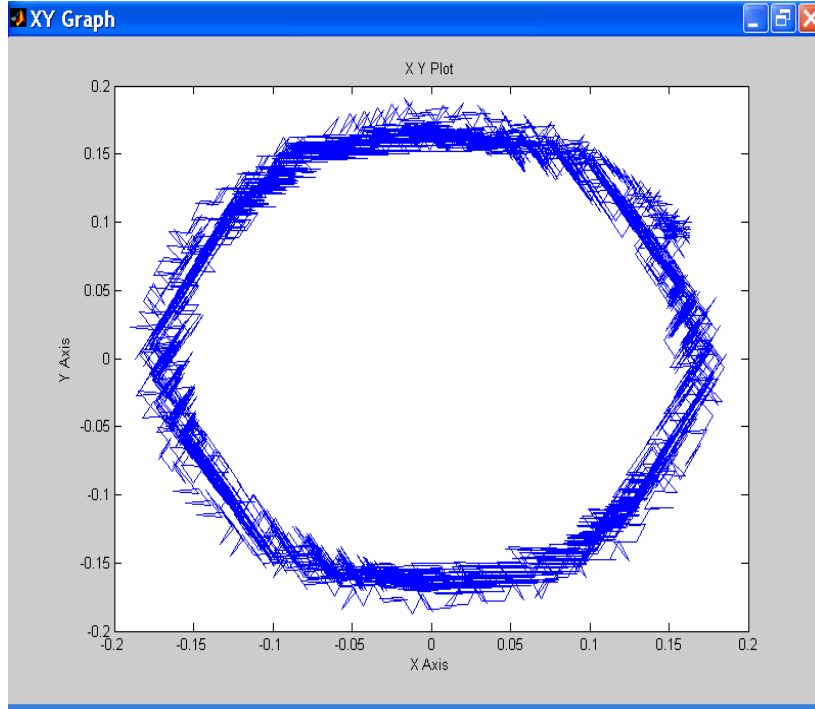
Şekil 6.9 Filtreleme Öncesi Hız



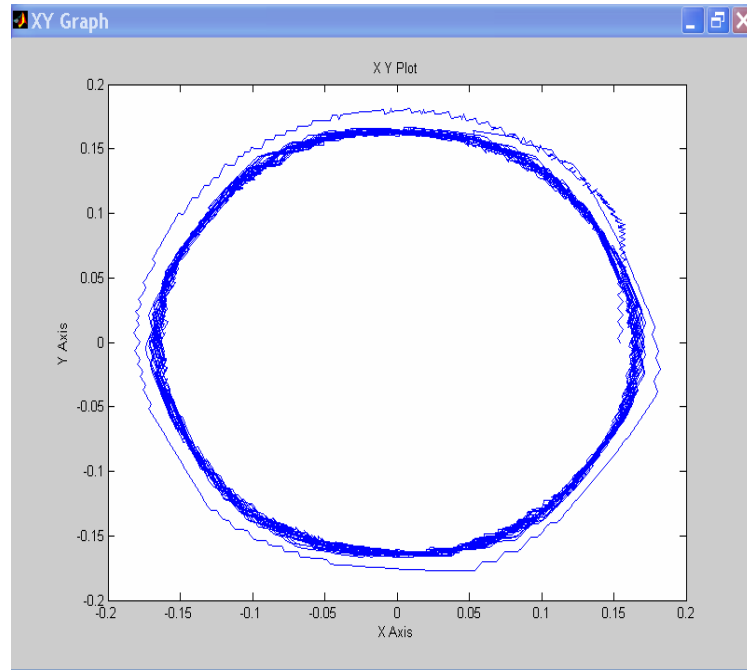
Şekil 6.10 Filtreleme Sonrası Hız

### 6.2.5 Akıda Meydana Gelen Değişim

Aşağıdaki şekillerde de görüldüğü gibi filtreleme öncesi karışık ve net olmayan dağılmış durumdaki akı DQ hatları filtrenin kullanılmasıyla daha hatları net ve daha anlaşılır duruma gelmiştir. Dağılma artık önlenmiştir, daha dairesel şekil ortaya çıkmıştır.



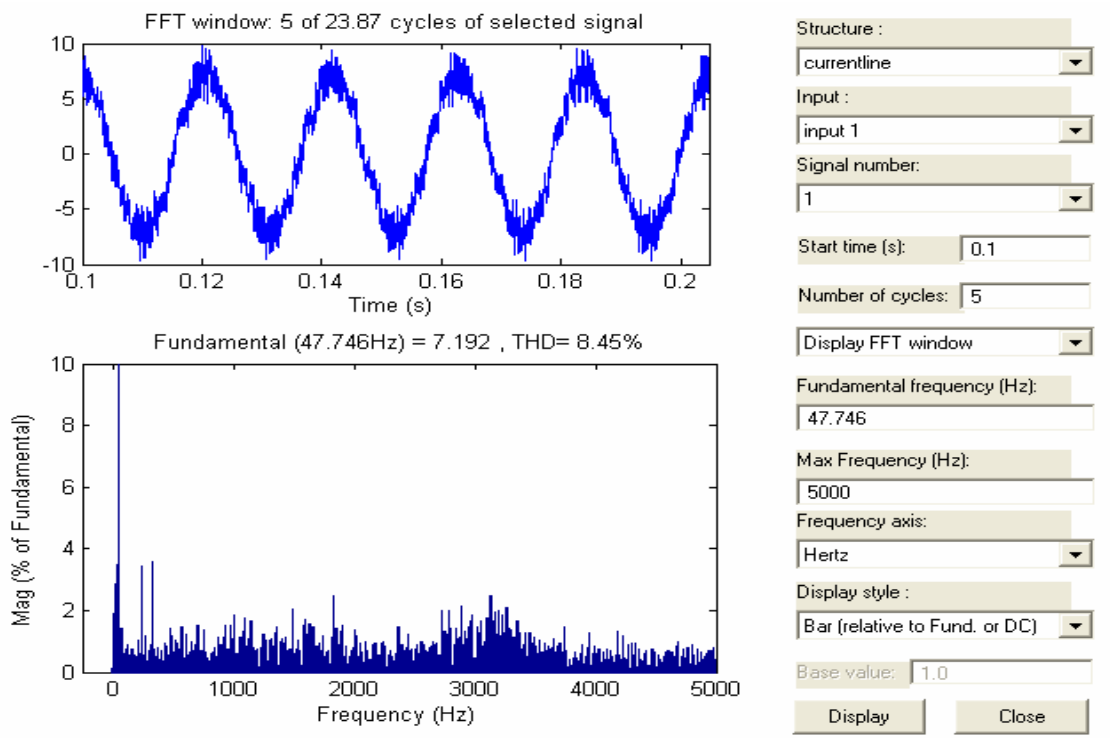
Şekil 6.11 Filtreleme Öncesi Akı



Şekil 6.12 Filtreleme Sonrası Akı

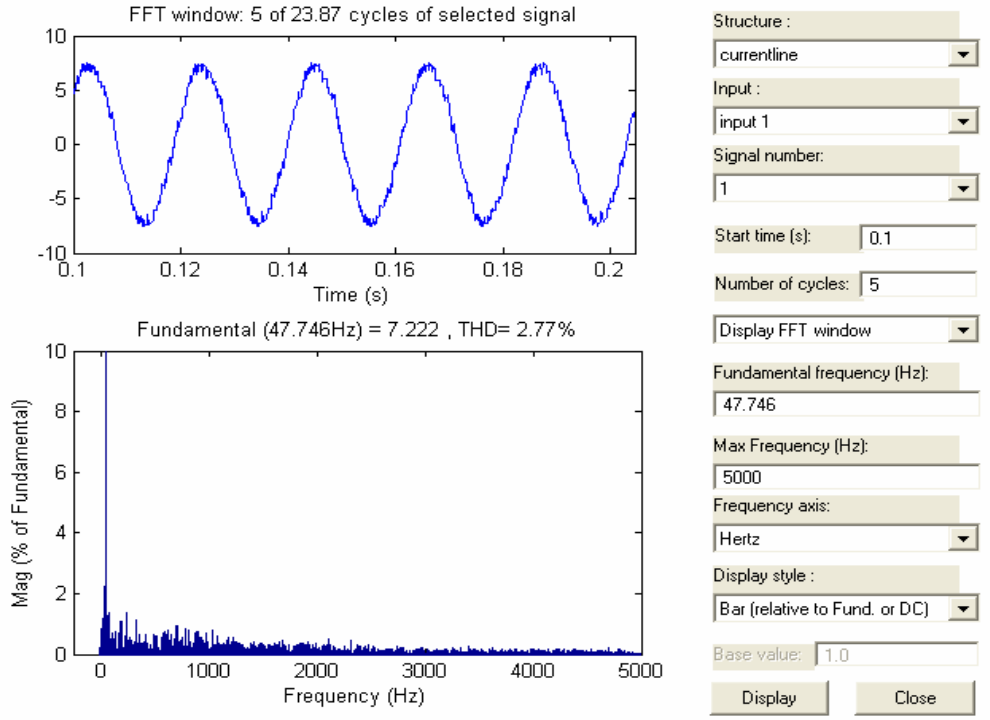
### 6.2.6 Akımdaki Harmoniklerde Meydana Gelen Değişim

Aşağıdaki şekillerde de görüldüğü gibi filtreleme öncesi karışık ve net olmayan dağılmış durumdaki kalın sinüzoidal hatlardaki toplam harmonikler %8.45'ten filtrenin kullanılmasıyla daha hatları net ve daha anlaşılır sinüzoidal hatlar durumuna gelmiş ve hatlardaki toplam harmonikler %2.77'ye kadar gerilemiştir. Dağılma artık önlenmiştir ve daha düzgün sonuçlar ortaya çıkmıştır.



Şekil 6.13 Filtreleme Öncesi Akımdaki Harmonikler

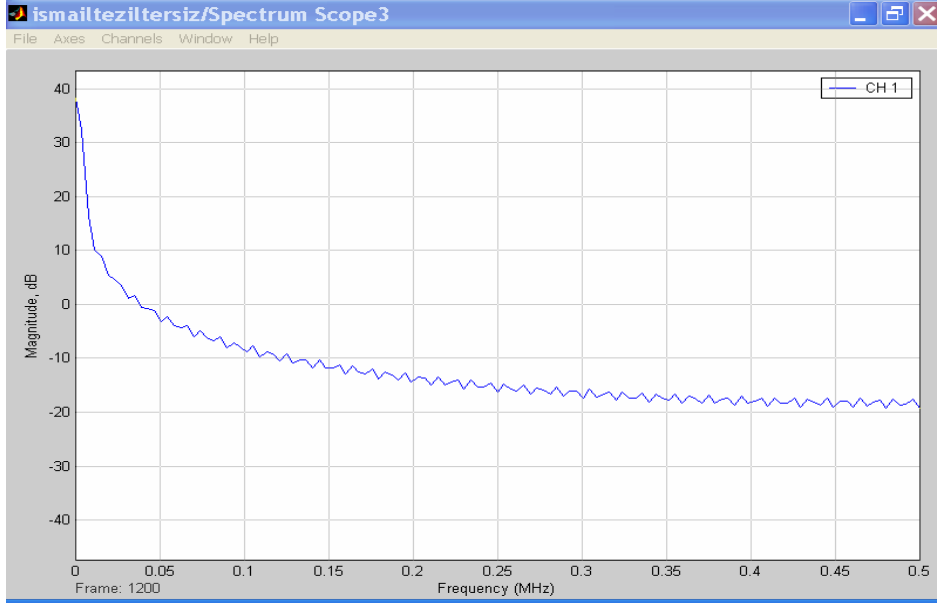




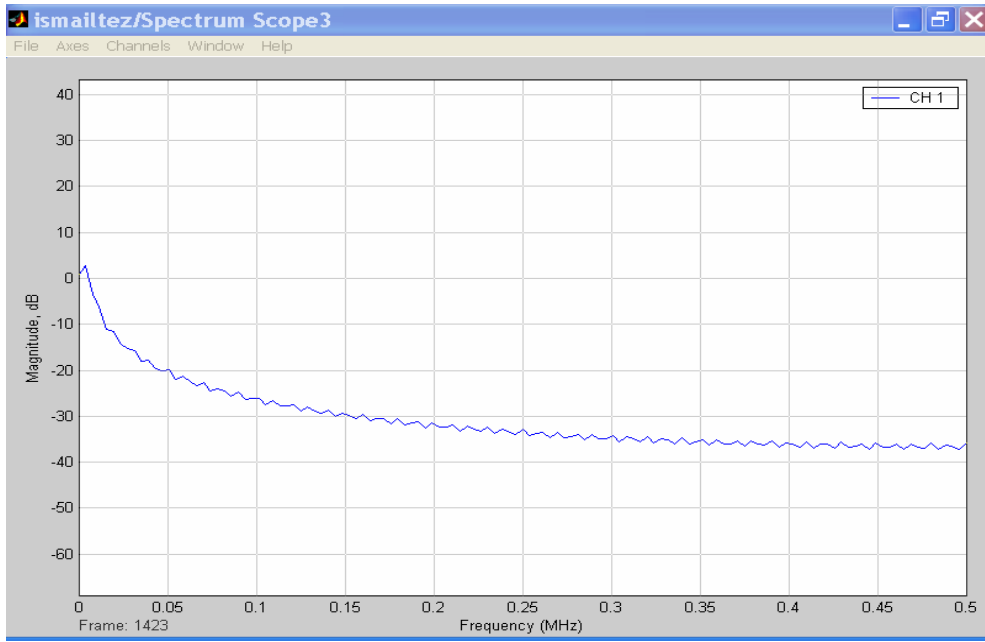
Şekil 6.14 Filtreleme Sonrası Akımdaki Harmonikler

### 6.2.7 Gürültüde Meydana Gelen Değişim

Aşağıdaki şekillerde de görüldüğü gibi filtreleme öncesi karışık ve net olmayan dağılmış durumdaki kalın sinüzoidal hatlardaki toplam harmonikler %8.45'ten filtrenin kullanılmasıyla daha hatları net ve daha anlaşılır sinüzoidal hatlar durumuna gelmiş ve hatlardaki toplam harmonikler %2.77'ye kadar gerilemiştir. Dağılma artık önlenmiştir ve daha düzgün sonuçlar ortaya çıkmıştır.



Şekil 6.15 Filtreleme Öncesi Gürültü

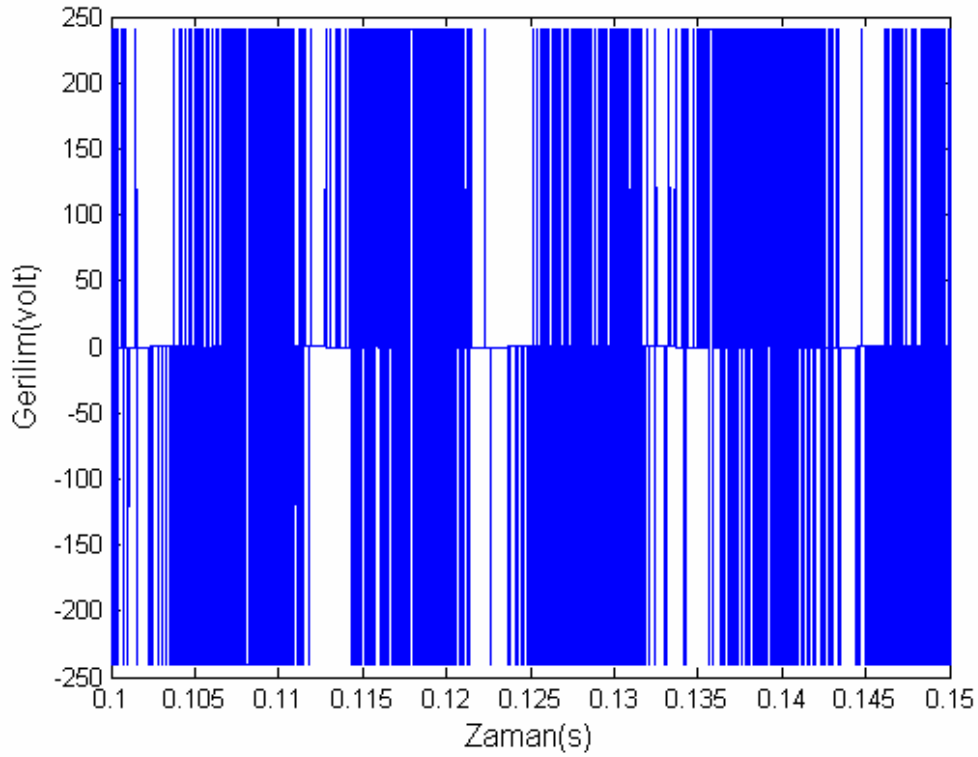


Şekil 6.16 Filtreleme Sonrası Gürültü

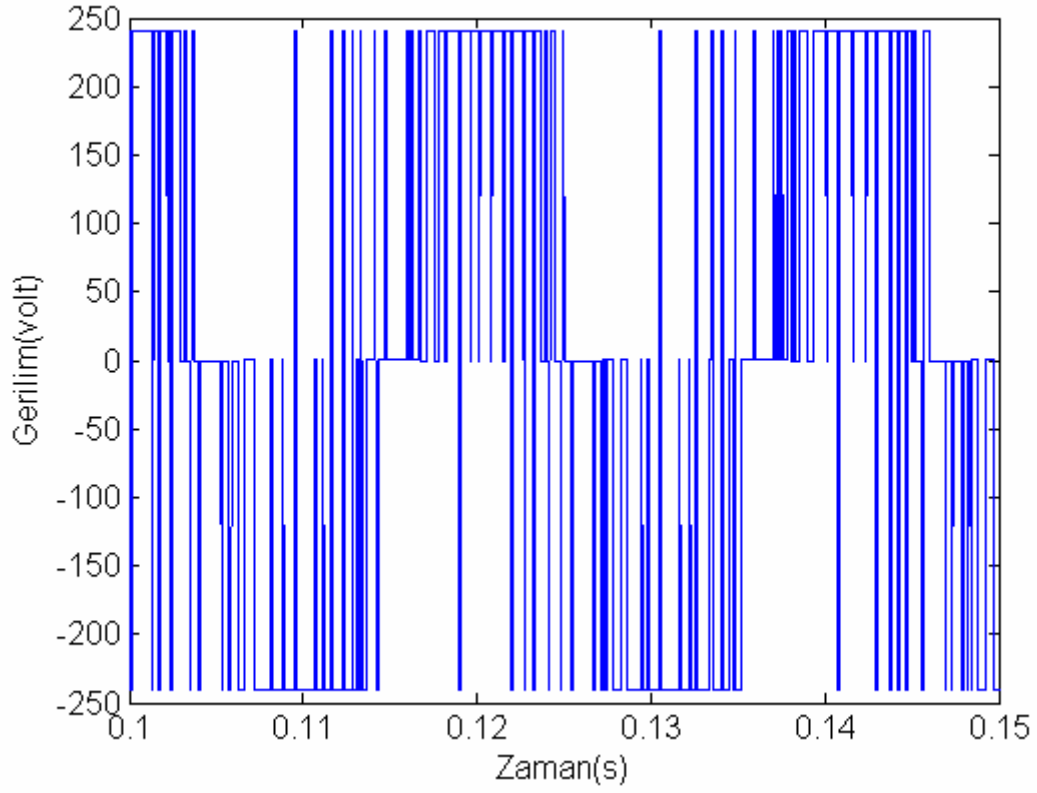
### 6.3 Simulasyonun Kontrol Süresi 50 $\mu$ s İse Sonuçların İncelenmesi

#### 6.3.1 Gerilimde Meydana Gelen Değişim

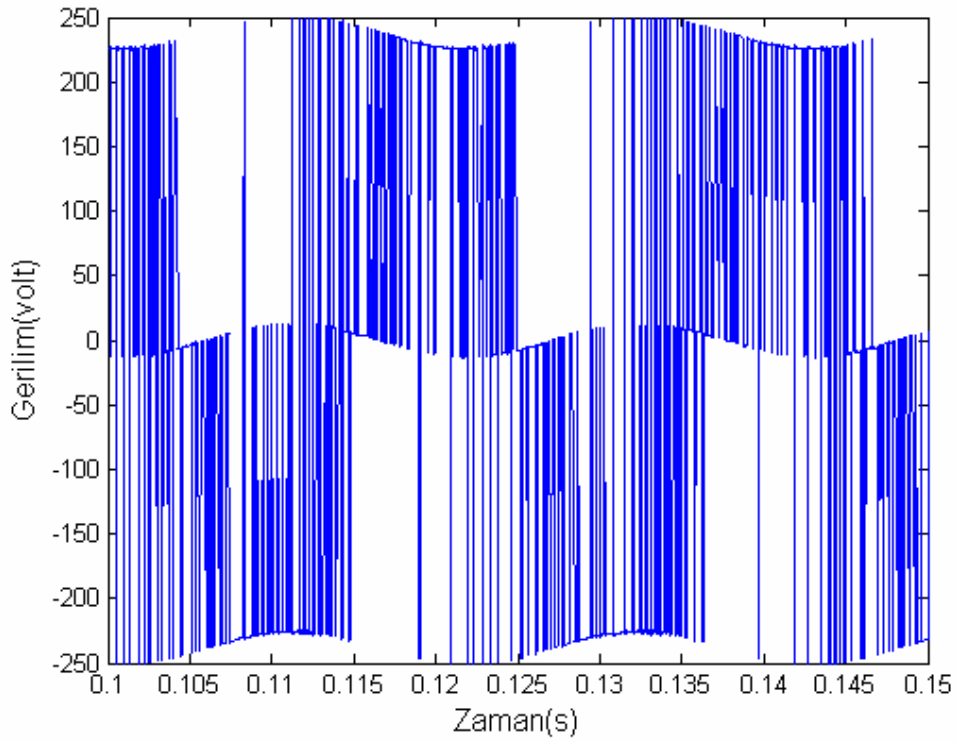
Aşağıdaki şekillerde de görüldüğü gibi filtreleme öncesi karışık ve net olmayan hatlar filtrenin kullanılmasıyla hatları net ve daha okunur duruma gelmiştir. Buradaki şekiller sırasıyla filtre kullanılmadan önce elde edilen gerilim sonucu, inverter çıkışında elde edilen, trap bileşik filtresinin çıkışında elde edilen ve PMSM'in giriş gerilimleri olarak gösterilmiştir. Aşağıdaki şekilden de anlaşıldığı gibi motor gerilimi daha sinüzoidal yani daha istenilen şekle sahip olmuştur. 50 $\mu$ s aralıklı kontrol ile 100 $\mu$ s aralıklı kontrol arasında da çok büyük farklılıkların olduğu görülmektedir.



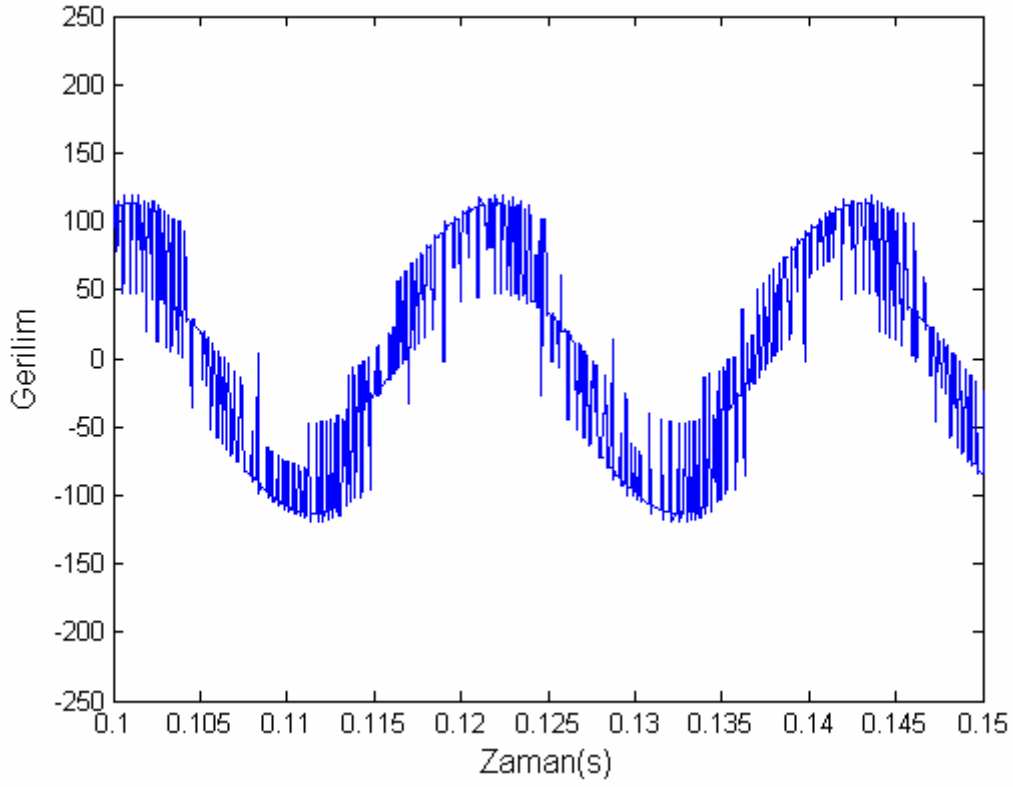
Şekil 6.17 Filtreleme Öncesi Gerilim



Şekil 6.18 Filtreleme Sonrası Inverter Gerilimi



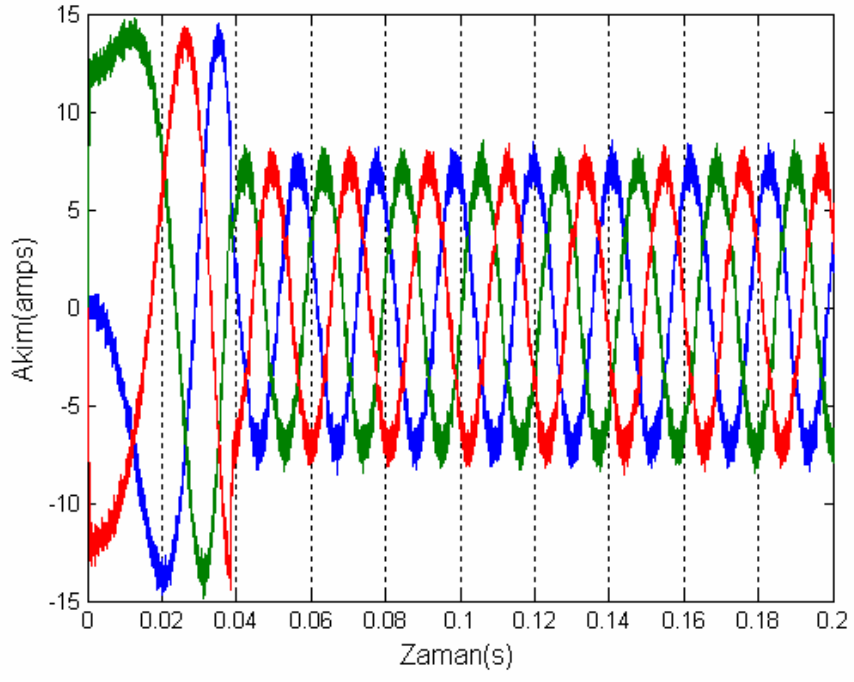
Şekil 6.19 Filtreleme Sonrası Compound Çıkış Gerilimi



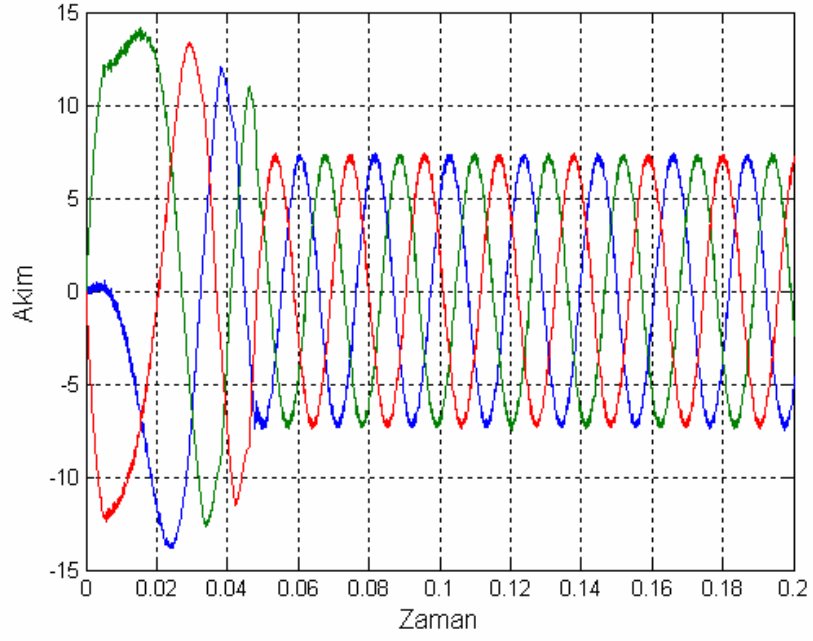
Şekil 6.20 Filtreleme Sonrası Motor Giriş Gerilimi

### 6.3.2 Akımda Meydana Gelen Değişim

Aşağıdaki şekillerde de görüldüğü gibi filtreleme öncesi karışık ve net olmayan akım hatları filtrenin kullanılmasıyla sinüzoidal hatları net ve daha anlaşılır duruma gelmiştir. 50 $\mu$ s aralıklı kontrol ile 100 $\mu$ s aralıklı kontrol arasında da çok büyük farklılıkların olduğu görülmektedir.



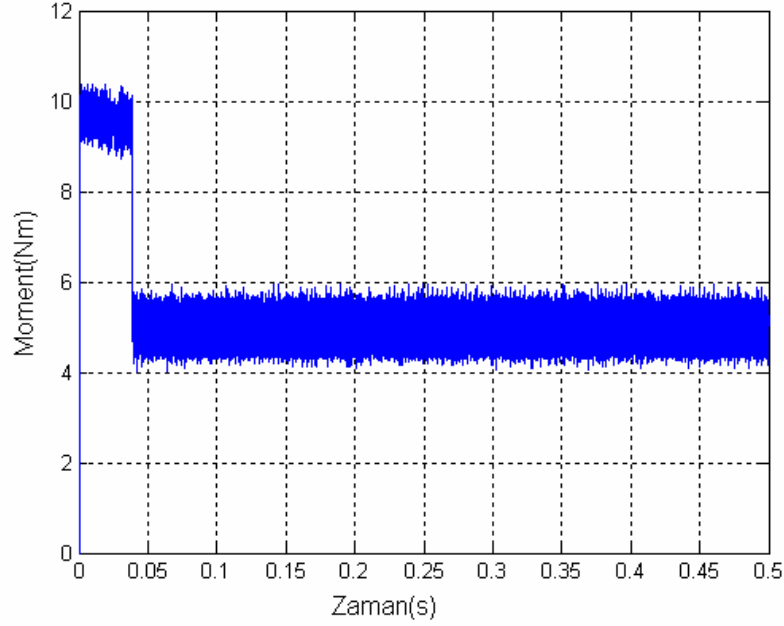
Şekil 6.21 Filtreleme Öncesi Akım



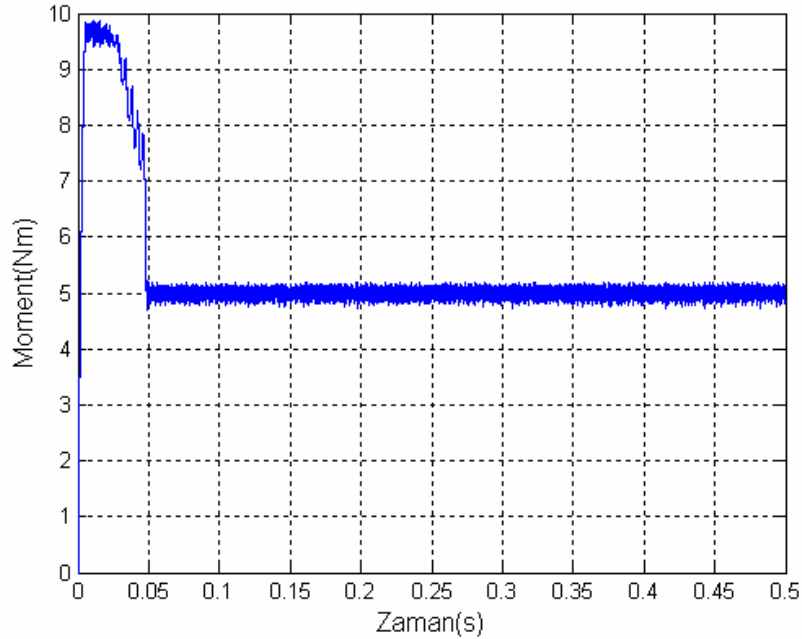
Şekil 6.22 Filtreleme Sonrası Akım

### 6.3.3 Momentte Meydana Gelen Değişim

Aşağıdaki şekillerde de görüldüğü gibi filtreleme öncesi karışık ve net olmayan dağılmış durumdaki moment hatları filtrenin kullanılmasıyla daha hatları net ve daha anlaşılır duruma gelmiştir. Dağılma artık önlenmiştir, 50 $\mu$ s aralıklı kontrol ile 100 $\mu$ s aralıklı kontrol arasında da çok büyük farklılıkların olduğu görülmektedir.



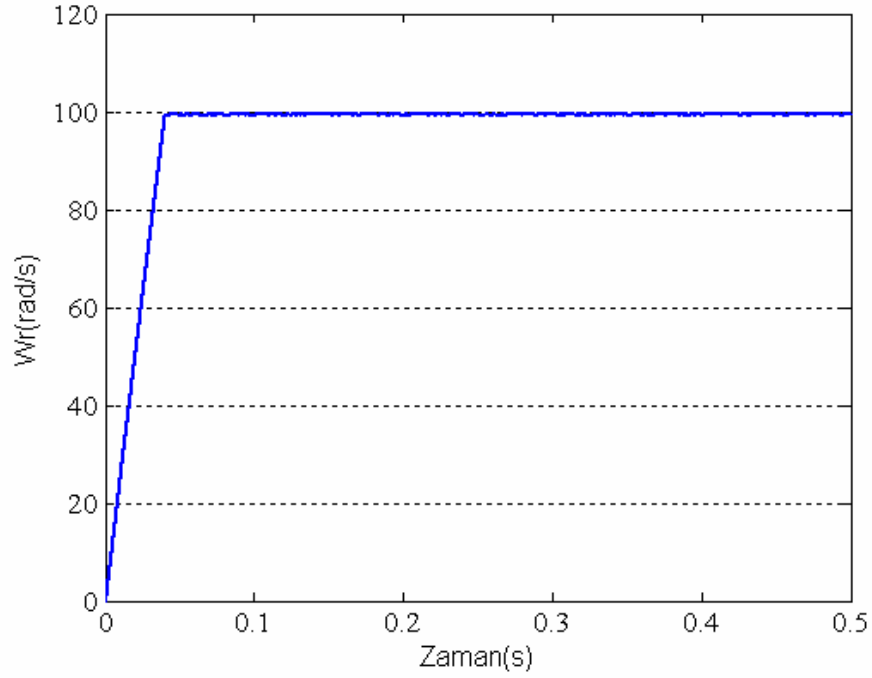
Şekil 6.23 Filtreleme Öncesi Moment



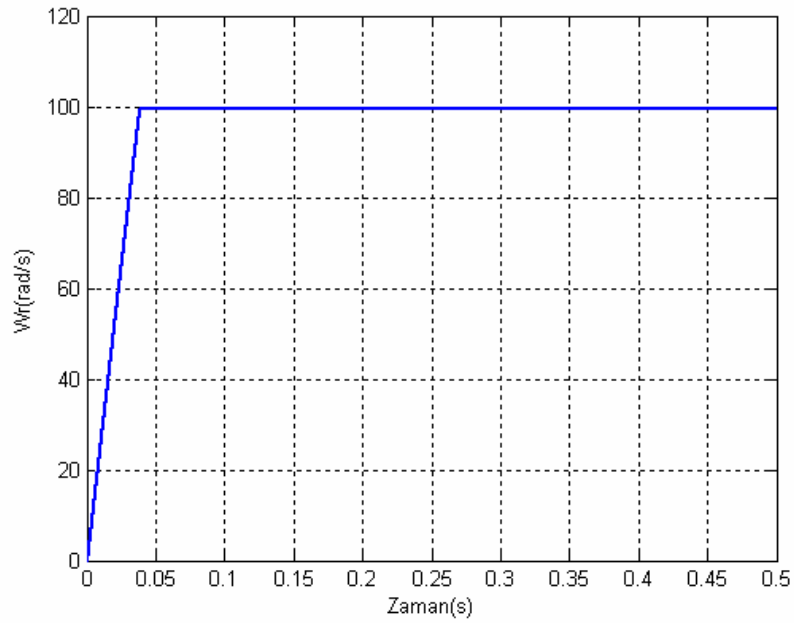
Şekil 6.24 Filtreleme Sonrası Moment

### 6.3.4 Hızda Meydana Gelen Değişim

Aşağıdaki şekillerde de görüldüğü gibi filtreleme öncesi ve sonrası hızda belirli bir değişik durum meydana gelmemiştir.  $50\mu\text{s}$  aralıklı kontrol ile  $100\mu\text{s}$  aralıklı kontrol arasında da çok büyük farklılıkların olmadığı görülmektedir.



Şekil 6.25 Filtreleme Öncesi Hız

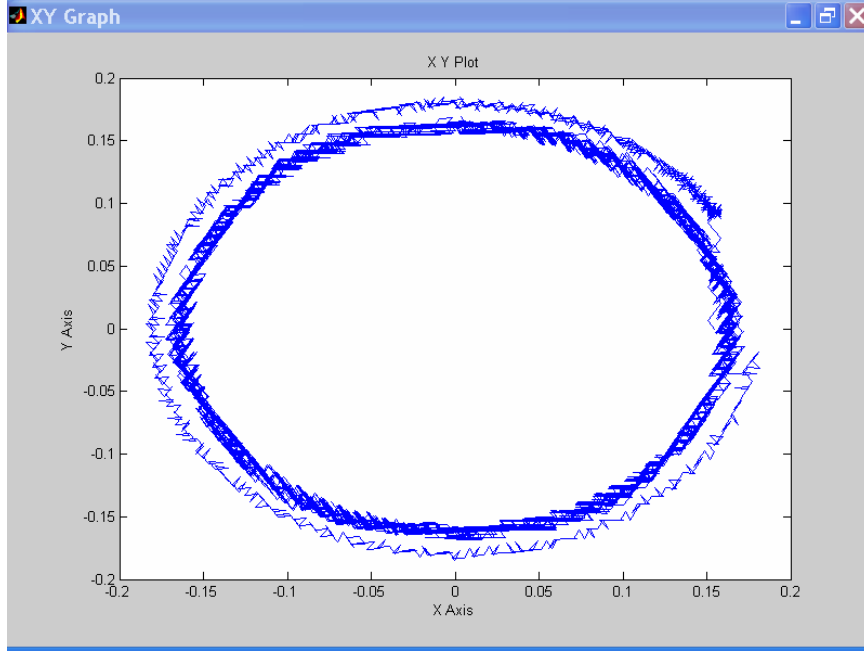


Şekil 6.26 Filtreleme Sonrası Hız

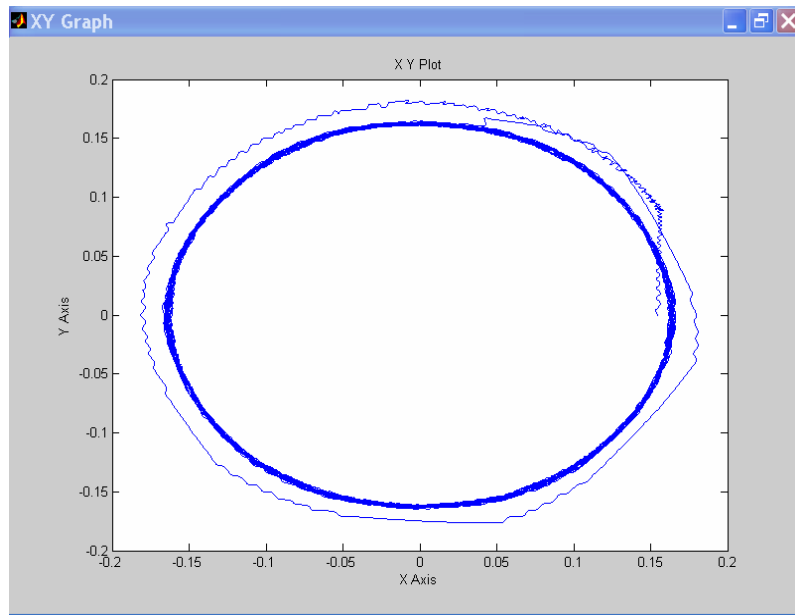


### 6.3.5 Akıda Meydana Gelen Değişim

Aşağıdaki şekillerde de görüldüğü gibi filtreleme öncesi karışık ve net olmayan dağılmış durumdaki akı DQ hatları filtrenin kullanılmasıyla daha hatları net ve daha anlaşılır duruma gelmiştir. Dağılma artık önlenmiştir,daha dairesel şekil ortaya çıkmıştır.50 $\mu$ s aralıklı kontrol ile 100 $\mu$ s aralıklı kontrol arasında da çok büyük farklılıkların olduğu görülmektedir.



Şekil 6.27 Filtreleme Öncesi Akı

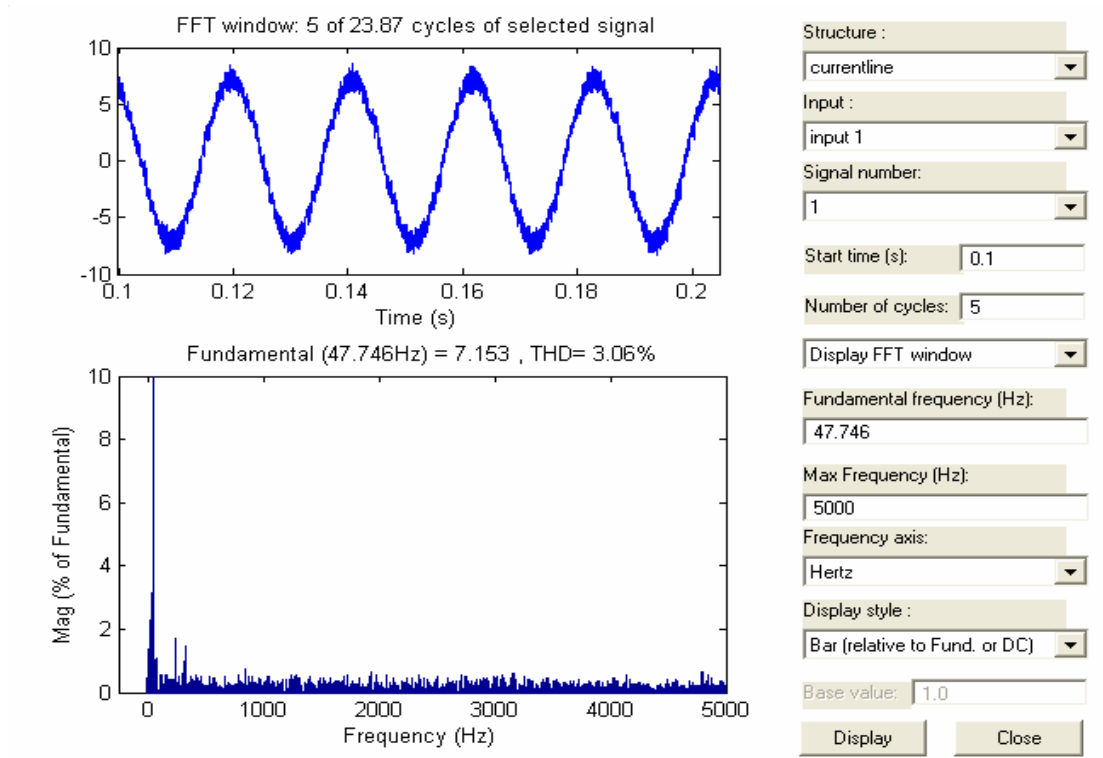


Şekil 6.28 Filtreleme Sonrası Akı

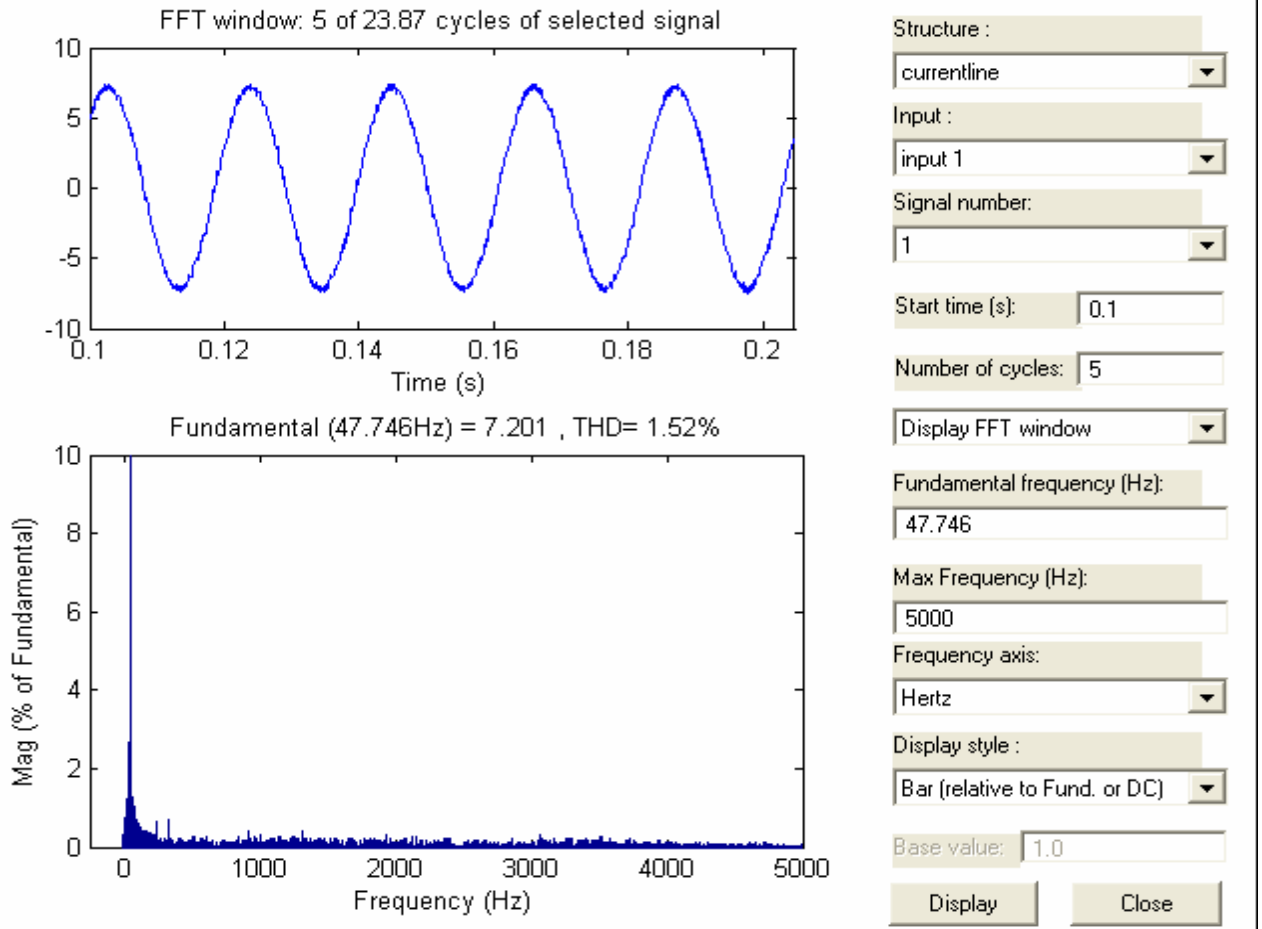
### 6.3.6 Akımdaki Harmoniklerde Meydana Gelen Değişim

Aşağıdaki şekillerde de görüldüğü gibi filtreleme öncesi karışık ve net olmayan dağılmış durumdaki kalın sinüzoidal hatlardaki toplam harmonikler %3.06'dan filtrenin kullanılmasıyla daha hatları net ve daha anlaşılır sinüzoidal hatlar durumuna gelmiş ve hatlardaki toplam harmonikler %1.52'ye kadar gerilemiştir. Dağılma artık önlenmiştir ve daha düzgün sonuçlar ortaya çıkmıştır. 50µs aralıklı kontrol ile 100µs aralıklı kontrol arasında da çok büyük farklılıkların olmadığı görülmektedir.

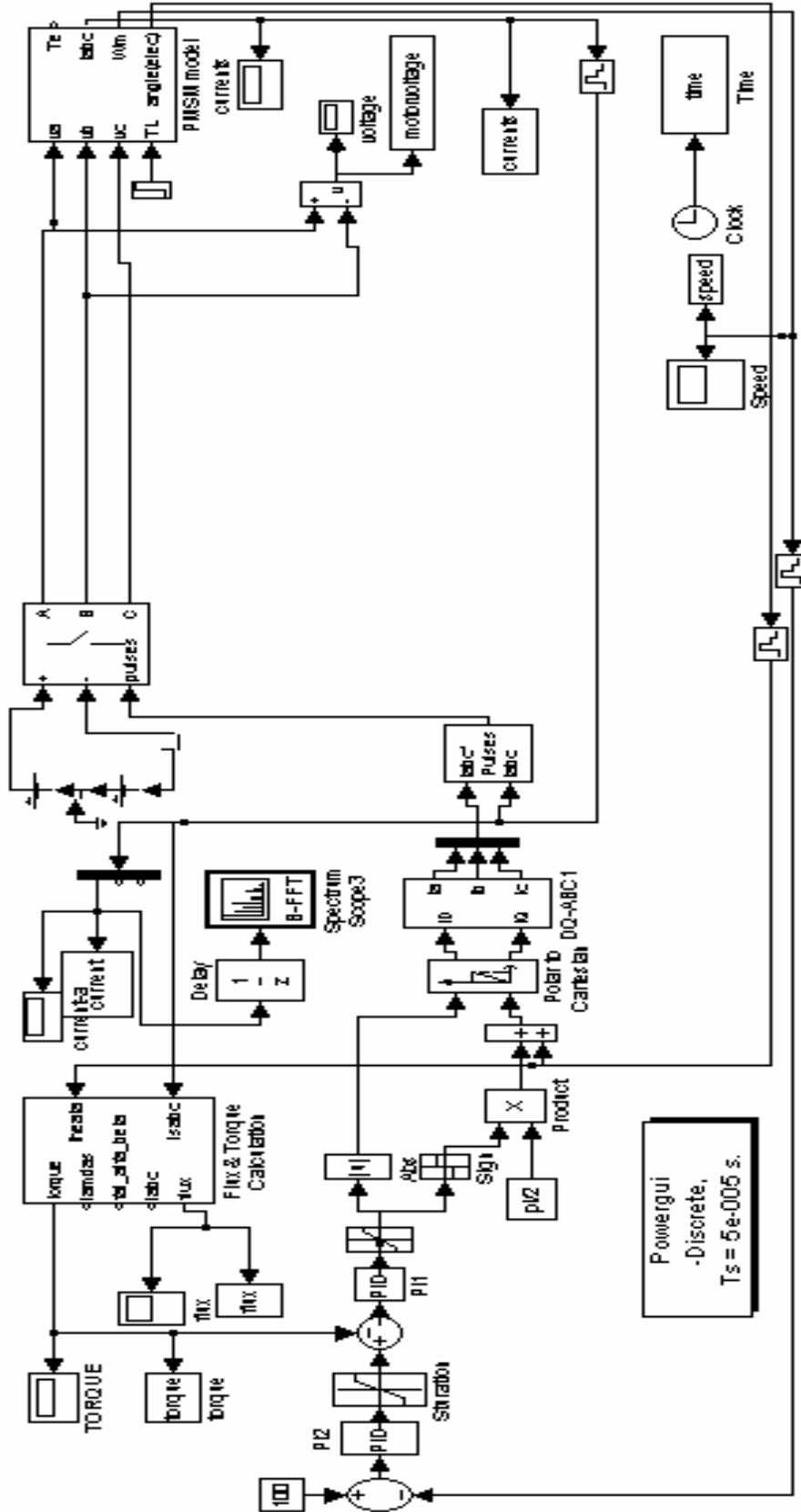
50µs aralıklı kontrol ile 100µs aralıklı kontrol arasında da çok büyük farklılıkların olduğu görülmektedir.



Şekil 6.29 Filtreleme Öncesi Akımdaki Harmonikler



Şekil 6.30 Filtreleme Sonrası Akımdaki Harmonikler



Şekil 6.31 Daimi Mıknatıslı Senkron Motor PMSM Sistemin Filtresiz Genel Topolojisi



## 7. SONUÇLAR

Günümüz teknolojisinin ulaştığı şu günlerde endüstride doğan ihtiyaçlardan dolayı dayanıklı, yüksek verime sahip, büyük güç katsayısı olan, kolay kontrol edilebilen, ucuz bir şekilde imal edilebilen, az bakım gerektiren, daimi mıknatıslar ile uyarılmış yeni bir tip motorun geliştirilmesine neden olmuştur.

Bu çalışmanın birinci bölümünde, daimi mıknatıslı senkron motor olarak adlandırılan bu motorun; bu motorun seçerisi çıkarılarak başlanmış, teknolojik düzenleri ve özellikleri açıklanmış, uygulama alanları, avantaj ve dezavantajları verilmiştir. Daha sonra PMSM' nin matematiksel modeli incelenmiştir. Burada Uzay vektöründen, Clark dönüşümünden, Park dönüşümünden, Ters Park dönüşümünden, Gerilim ve Manyetik Akı denklemlerinden ve Moment denklemlerinden yararlanılarak simulink modeliyle de daha anlaşılabilir bir boyuta indirgenmiştir.

Bu çalışmanın ikinci bölümünde, Gerilim Beslemeli İnverterlerden bahsedilerek; sinüzoidal, uzay vektör ve akım kontrollü PWM çeşitleri hakkında açıklamalar yapılarak simulink modeliyle de daha anlaşılabilir bir boyuta indirgenmiştir.

Bu çalışmanın üçüncü bölümünde, daimi mıknatıslı senkron motorun kontrol metotları ile bu metotların avantaj ve dezavantajları ele alınmıştır. En çok kullanılan kontrol yöntemleri olarak FOC ve DTC' den bahsedilebilir. Her iki yöntem de motor ve yük parametrelerinin değişimlerinden etkilenmeden, motorun moment ile akısını etkin bir şekilde ve istenen yörüngede kontrol etmeyi hedefler. FOC yönteminde; yüksek performanslı moment kontrolü için, cevap verme süreleri hızlı olan histerezis akım denetleyicileri kullanılır. Stator akımları ile dolaylı bir akı kontrolü sağlanır. DTC yönteminde ise; akı ve moment, inverter gerilim vektörü ile doğrudan kontrol edilir. Akı ve momentin limitlerini sağlamak üzere, uygun stator gerilim vektörünü seçen iki bağımsız histerezis denetleyici kullanılır. Bunlar stator akısı ve moment denetleyicileridir.

Bu çalışmanın dördüncü bölümünde, daimi mıknatıslı senkron motorun vektör kontrolü, daimi mıknatıslı senkron motorun üzerinde mıknatısları bulunan durumdaki vektör kontrolü, rotor yönelmeli durumdaki kontrol şeması yapılarak FOC'un geniş açıklaması yapıp kartezyen koordinatlardaki incelemesi yapılmıştır. Daha sonra daimi mıknatıslı senkron motorun mıknatısları rotorun içinde olması durumunda vektör kontrolü, kartezyen koordinatlardaki şeması, stator akı incelemesi yapılarak rotor yönelmeli kontrol uygulamasıyla noktalanmıştır.

Bu çalışmanın beşinci bölümünde, filtreler hakkında ve harmonikler hakkında genel bilgiler verildi. Harmoniğin etkileri, filtre çeşitlerinden gerilim filtresi, seri-paralel rezonans filtresi, seri kondansatörsüz ve paralel rezonans filtresi, akım filtresi, DC filtresi, özellikle EMI filtre hakkında bilgiler verilerek burada yüksek frekanslı EMI 'ın sebepleri, düzeltme yolları ve çeşitleri üzerinde durularak tezde kullanılan filtre ve bunlardan bileşik trap filtresiyle RLC filtresi hakkında bilgiler sunulmuştur.

Tezin son bölümünde daimi mıknatıslı senkron motorda alan yöneltmeli kontrol FOC 'un pasif filtreli matlab/simulink simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Burada simülasyon 100  $\mu$ s aralıklı kontrolleri ve 50  $\mu$ s aralıklı kontrollerinin; gerilimde, akımda, momentte, hızda, akıda, akımdaki harmoniklerde, gürültüde meydana gelen değişimleri karşılaştırma metodu kullanılarak elde edilen sonuçlarla değerlendirilmesi yapılarak sonlandırılmıştır. Burada iki ayrı kontrol aralığı süresinin kullanılmasının başlıca sebebi, daha iyi bir performans elde edebilmek için, kontrol periyodunun mümkün olduğu kadar küçük seçilmesi gereğidir. Yani örnekleme aralığı hassasiyet açısından çok önemlidir. Örnekleme aralığı küçük seçildiğinde bant aralığını daha küçültmek ve stator manyetik akısını düzgün biçimde kontrol edebilmek mümkün olmaktadır. Bu durum simülasyon sonuçlarında görülmektedir. Ayrıca DC gerilimin belirli sınırlar içinde tutulması hassasiyet için önemlidir.

Özetle burada PMSM' nin FOC için kontrol işlemi anlatılmış, çalışma prensibi açıklanmış ve simülasyon işlemi yapılmıştır. Sonuçta, FOC yönteminin PMSM için uygulanabildiği ve geniş bir hız aralığında çalışabildiği görülmüştür. Filtreleme ile kontrolün çok sağlıklı sınırlara çekildiği görülerek, FOC' nin diğer kontrol yöntemlerine göre önemli bir avantaja sahip olduğu kanaatine varılmıştır.

**KAYNAKLAR**

- Adnanes, A. K., (1991), "Torque Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE, in Proc. PESC, 695-701.
- Almeida, A., Ferreira, F. Ve Fonseca, P., (2000), "VSDs for Electric Motor Systems", ISR – University of Coimbra.
- Andersson, S., (2000), Optimization of a Servo Motor for an Industrial Robot Application, Lund University, Lund/Sweden.
- Bakan, A. F., (2002), "Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolunun İncelenmesi ve Gerçekleştirilmesi", Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Bal, G., (2004), Özel Elektrik Makinaları, Seçkin Yayıncılık A.Ş., Ankara.
- Balazovic, P., (2003), "3-Phase PM Synchronous Motor Torque Vector Control", MOTOROLA, DRM018, Motorola Czech System Laboratories Roznov pod Radhostem, Czech Republic.
- Bizot, C., Brottes, J., Lungeanu, M., Poulsen, B., Séra, D. ve Sørensen, M. B., (2003), "Sensorless Control for PMSM", Power Electronics and Drives, Institute of Energy Technology, Aalborg University, Denmark.
- Ceylan, K., (1987), "Daimi Mıknatıslı Senkron Motor", Yüksek Lisans Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Chin, Y.K., Soulard, J., (2003), "A Permanent Magnet Synchronous Motor for Traction Applications of Electric Vehicles", Royal Institute of Technology (KTH) Department of Electrical Engineering Permanent Magnet Drives (PMD) Research Group, Stockholm/Sweden.
- Dan, S., Weizhong, F. ve Yikang, H., (1998), "Study on the Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE, Zhejiang University, 571-574.
- Dan, S., Zhu, J. G. ve He, Y. K., (2003), "A Space Vector Modulation Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Systems", IEEE, Power Electronics and Drive Systems 2003-PEDS2003, 692-697.
- Diril, O., (1990), "Daimi Mıknatıslı Senkron Makine", Yüksek Lisans Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Fu, M. ve Xu, L., (1999), "A sensorless Direct Torque Control Technique for Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE, Industry Applications Conference 1999, 159-164.
- Gülgün, R., (1999), Güç Elektroniği, Yıldız Teknik Üniversitesi Baskısı, İstanbul.
- Li, Y. ve Nesimi, E., (1998), "The Dynamic Simulation of the Three-Phase Brushless Permanent Magnet AC Motor Drives with LabVIEW", The University of Adelaide, Department of Electrical and Electronic Engineering, Adelaide, Australia.
- Luukko, J., Pyrhönen, J., (1998), "Selection of the Flux Linkage Reference in a Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE, in Proc. AMC '98-COIMBRA, 198-203.



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

Mihailovic, Z., Prasad, H. V. ve Borojevic, D., (1997), "Computer Modeling and Analysis of VSI Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Systems with Adjustable Levels of Complexity", Virginia Power Electronics Center, Bradley Department of Electrical Engineering, Blacksburg.

Peter Vas, Electrical Machines and Drives-A Space-Vector Theory Approach; Oxford, USA; 1996

ve

Rahman, M. F., Zhong, L., ve Haque, E., (1999), "Torque Responses of the Interior Permanent Magnet Motor Under Two Control Strategies", School of Electrical Engineering and Telecommunications, The University of New South Wales, Sydney, NSW 2052 Australia.

Rahman, M. F., Zhong, L., ve Haque, E., (1999), "Selection of Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor", School of Electrical Engineering and Telecommunications, The University of New South Wales, Sydney, NSW 2052 Australia.

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

Tang, L. ve Rahman, M. F., (2001), "A Matlab/Simulink Model Based on Power System Blockset-A New Direct Control Strategy for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive System", School of Electrical Engineering and Telecommunications, The University of New South Wales, Sydney, NSW 2052 Australia.

Uzunoğlu, M., Kızıl, A. ve Onar, Ö. Ç., (2002), MATLAB 6.0-6.5, Türkmen Kitabevi, İstanbul.

Zhong, L., Rahman, M. F., Hu, W. Y. ve Lim, K. W., (1997), "Analysis of Direct Torque Control in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Transactions on Power Electronics, 12(3): 528-536.

Zhong, L., Rahman, M. F., Hu, W. Y., Lim, K. W. ve Rahman, M. A., (1997), "A Direct Torque Controller for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE Transactions on Energy Conversion, 14(3): 637-642.

**ÖZGEÇMİŞ**

Doğum tarihi	17.10.1969	
Doğum yeri	Kahramanmaraş	
Lise	1984-1988	Maltepe Askeri Lisesi
Lisans	1989-1993	Yıldız Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fak. Elektrik Mühendisliği Bölümü, Kontrol ve Otomasyon Programı
Yüksek Lisans	2002-2005	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Kontrol ve Otomasyon Programı