

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**ASENKRON MOTORDA MOMENT
DALGALANMALARININ VE GÜRÜLTÜNÜN
AZALTILMASI**

Elektrik Müh. Onur MENLİBAR

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

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Kayhan GÜLEZ

İSTANBUL, 2009

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ	v
ŞEKİL LİSTESİ	vi
ÇİZELGE LİSTESİ	viii
ÖNSÖZ	ix
ÖZET	x
ABSTRACT	xi
1. GİRİŞ	1
1.1 Genel Giriş	1
1.2 Elektrik Motorları	6
1.3 Asenkron Motorların Tanıtılması	7
1.3.1 Asenkron Motorların Yapısı	7
1.3.2 Bilezikli Asenkron Motor	10
1.3.3 Sincap Kafesli Asenkron Motor	12
1.4 Asenkron Motorun Çalışma Prensipleri	13
1.4.1 Asenkron Motorlarda Devir Sayısı ve Kayma	14
2. ASENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ	15
2.1 Uzay Vektör Tanımı	15
2.1.1 Clarke Dönüşümü $(a, b, c) \Rightarrow (\alpha, \beta)$	16
2.1.2 Park Dönüşümü $(\alpha, \beta) \Rightarrow (d, q)$	17
2.1.3 Ters Clarke dönüşümü $(\alpha, \beta) \Rightarrow (a, b, c)$	18
2.1.4 Ters Park dönüşümü $(d, q) \Rightarrow (\alpha, \beta)$	18
2.2 Gerilim ve Manyetik Akı Denklemi	18
2.3 Moment Denklemi	23
3. GERİLİM BESLEMELİ İNVERTERLER (VSI)	25
3.1 VSI' ın Çalışma Prensipleri	25
3.2 Kare Dalga İnverterler	28
3.3 PWM İnverterler	29
3.4 Uzay Vektör PWM İnverterler	32
3.5 SV – Sinüsoidal PWM Karşılaştırılması	35
4. ASENKRON MOTOR İÇİN KONTROL METODLARI	37
4.1 Giriş	37
4.1.1 V/f Kontrol	37

4.1.2	Alan Yönlendirmeli Kontrol (FOC)	39
4.1.3	Doğrudan Moment Kontrolü (DTC).....	41
4.2	Kontrolün AC Motorlara Kazandırdığı Özellikler	43
4.3	DTC ve FOC Yöntemlerinin Karşılaştırılması	44
5.	ASENKRON MOTORLARDA (IM) DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜNÜN (DTC) ANALİZİ.....	46
5.1	Giriş	46
5.2	Stator Akısı ve Stator Gerilim Vektörleri Arasındaki İlişki	46
5.3	Stator Manyetik Akısının ve Momentin Kontrolü.....	50
5.4	DTC’de Anahtarlama Tablosunun Belirlenmesi	53
5.5	Stator Akısı Uzay Vektörünün Bulunduğu Bölge’nin Hesabı.....	54
5.6	Akı ve Moment Kontrolü için Histerezis Kontrolörün Kullanımı.....	55
5.7	DTC Kontrol Sistemi ve Anahtarlama Tablosunun Kullanımı.....	57
6.	ASENKRON MOTORDA DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜNÜN MATLAB/SİMULİNK İLE SİMÜLASYONU	60
6.1	Asenkron Motorun Simulink Modeli.....	60
6.2	Doğrudan Moment Kontrolünün Temel Prensipleri	67
6.3	Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolü	71
7.	SONUÇLAR.....	91
	KAYNAKLAR.....	94
	EKLER	97
	EK 1 Akı vektörü bileşenlerinin işaretlerine bakarak bulunduğu bölgenin tahmin edilmesini gösteren grafiğin çizimi için kullanılan matlab komutları.....	98
	EK 2 Dinamik cevapların elde edilmesinde kullanılan matlab komutları.....	99
	EK 3 Kapalı çevrim hız kontrolü için dinamik cevapların elde edilmesinde kullanılan matlab komutları	101
	ÖZGEÇMİŞ.....	103

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_{sa}	sabit referans sisteminde akımın α -elemanı
$i_{s\beta}$	sabit referans sisteminde akımın β -elemanı
i_s	stator akımı
$i_{d,q}^*$	dq-akım referansları
J	atalet momenti
k	transformasyon sabiti, $k=2/3$
L_s	stator sargısı endüktansı
L_r	rotor sargısı endüktansı
$L_{sq,sd}$	d-q koordinat sistemi endüktansları
n	devir sayısı
n_s	senkron devir sayısı
p	kutup çifti sayısı
R_s	stator sargısı direnci
R_r	rotor sargısı direnci
S	kayma
t	zaman
T_e	moment
T_l	yük momenti
u_{DC}	DC hat gerilimi
$u_{sd,q}$	d-q koordinat sistemi gerilimi
$u_{s\alpha,\beta}$	α,β koordinat sistemi gerilimi
$\vec{u}_s$	stator gerilimi uzay vektörü
α,β	stator ortogonal koordinat sistemi
ω	açısal hız
ω_r	rotor açısal hızı
ω_s	stator açısal hızı
ω_m	rotorun mekaniksel hızı
Ψ_s	stator manyetik akısı
$\vec{\Psi}_s$	stator manyetik akı uzay vektörü
$ \Psi_s $	stator manyetik akı genliği
Ψ_{sq}	stator enine q eksen manyetik akısı
Ψ_{sd}	stator boyuna d eksen manyetik akısı
$\Psi_{s\alpha}$	stator α eksen manyetik akısı
$\Psi_{s\beta}$	stator β eksen manyetik akısı
Ψ_r	rotor manyetik akısı
ψ_s^*	manyetik akı referansı
ρ_r	rotor akısı açısı
θ_r	rotor açısı
δ	yük açısı

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif akım
DC	Doğru akım
DSP	Sayısal işaret işleyici
DTC	Doğrudan moment kontrolü
emk	elektromotor kuvvet
EMI	Elektromanyetik girişim
FOC	Alan yönlendirmeli kontrol
HDTC	Histerezis doğrudan moment kontrolü
IGBT	İzole kapılı çift kutuplu transistör
IM	Asenkron motor
mmf	manyeto motor kuvvet
PI	Orantı-integral
PM	Sürekli mıknatıs
PMSM	Sürekli mıknatıslı senkron motor
PWM	Darbe genişlik modülasyonu
RLC	Direnç endüktans kondansatör
SM	Senkron motor
SPMSM	Yüzey mıknatıs tipli senkron motor
SV	Uzay vektörü
SVM	Uzay vektör modülasyonu
SVPWM	Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu
UPS	Kesintisiz güç kaynağı
VSI	Gerilim beslemeli inverter
VSV	Gerilim uzay vektörü

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1 Genel kontrol yöntemleri.....	2
Şekil 1.2 Elektrik motorlarının çeşitleri	6
Şekil 1.3 Stator sacı	8
Şekil 1.4 Üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun kesiti ve değişik kısımları	8
Şekil 1.5 Sargılı (bilezikli) rotor.....	9
Şekil 1.6 Kısa devreli (sincap kafesli) rotor	9
Şekil 2.1 Akım uzay vektörü ve izdüşümü.....	15
Şekil 2.2 Stator akım uzay vektörü ve (a,b)' de ve d,q referans sistemindeki bileşeni	17
Şekil 2.3 Üç fazlı simetrik asenkron motorun temel yapısının yatay kesiti	19
Şekil 2.4 Genel referans sistemi uygulaması.....	21
Şekil 3.1 Gerilim Beslemeli IGBT inverter ve eşdeğeri.....	25
Şekil 3.2 VSI inverterde anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri.....	27
Şekil 3.3 VSI inverterde gerilim vektörlerinin sabit eksen takımındaki konumları ve oluşan bölgeler	27
Şekil 3.4 Kare dalga inverterde gerilim değişimleri.....	29
Şekil 3.5 Üç fazlı bir PWM inverter.....	30
Şekil 3.6 Sinüsoidal PWM gerilim dalga şekilleri	31
Şekil 3.7 Komşu vektörlerin birleşimi olarak referans vektör.....	33
Şekil 3.8. Üçüncü bölgede SVM dağılımı.....	34
Şekil 3.9 SVM' nin altıgen modeli.....	34
Şekil 3.10 SV – Sinüsoidal PWM yer karşılaştırması.....	36
Şekil 4.1 V/f kontrolünün blok diyagramı.....	37
Şekil 4.2 FOC kontrolünün genel blok diyagramı.....	40
Şekil 4.3 Asenkron Motorda Dolaylı Alan Yönlendirmeli Kontrol	40
Şekil 4.4 DTC kontrolünün blok diyagramı	42
Şekil 5.1 Sabit eksen takımında, stator ve rotor akıları ile stator akımı vektörleri	47
Şekil 5.2 Sabit eksen takımında, δt süresi boyunca stator akısı vektörünün değişimi	48
Şekil 5.3 Stator akısının kontrolü	50
Şekil 5.4 Stator akısı a) 1. bölgede ve b) 2. bölgede iken, gerilim vektörlerinin stator akısı ve momente etkisi (Bakan, 2002)	52
Şekil 5.5 Stator manyetik akısının tüm bölgelerde kontrolü için uygulanan vektörler (Rahman vd., 1999)	52
Şekil 5.6 Stator akısı vektörünün ψ_{sa} , ψ_{sa} ve $\sqrt{3} \Psi_{s\beta} - \Psi_{s\alpha} $ bileşenleri ile ve bu bileşenler yardımı ile hesaplanan bölge değişimi.	55
Şekil 5.7 Akı hatasının uygulandığı iki durumlu histerezis kontrolörünün karakteristiği	56
Şekil 5.8 Moment hatasının uygulandığı üç durumlu histerezis kontrolörünün karakteristiği	57
Şekil 5.9 Doğrudan moment kontrolünün blok diyagramı	59
Şekil 6.1 Asenkron motorun α - β ekseni stator gerilim denkleminin simulink modeli.....	62
Şekil 6.2 Asenkron motorun α - β ekseni rotor gerilim denkleminin simulink modeli.....	63
Şekil 6.3 Asenkron motorun α - β ekseni manyetik akı denklemlerinin simulink modeli	63
Şekil 6.4 Mekanik hız - elektriksel hız dönüşümü için simulink modeli	64
Şekil 6.5 Asenkron motorun moment ifadesi için simulink modeli.....	64
Şekil 6.6 Moment ifadesinin tek blokta toplanmış hali	64
Şekil 6.7 Asenkron motorun α - β ekseni simulink modeli	65
Şekil 6.8 Asenkron motor modelinin tek blokta gösterilmesi	65
Şekil 6.9 Asenkron motorun mekaniksel ifadesinin simulink modeli.....	66
Şekil 6.10 Mekanik sistemin tek blokta gösterilişi.....	66
Şekil 6.11 Doğrudan moment kontrolünün temel prensibi.....	67

Şekil 6.12 (a) Stator akısı uzay vektörünün bileşenleri $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$ (b) Stator akısı açısı ve bölge değişimleri (c) Stator gerilim vektörü bileşenleri $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ (d) Stator akısı yörüngesi ($B_t = 1$, $F_{i_ref} = 0.7$)	68
Şekil 6.13 (a) Stator akısı uzay vektörünün bileşenleri $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$ (b) Stator akısı açısı ve bölge değişimleri (c) Stator gerilim vektörü bileşenleri $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ (d) Stator akısı yörüngesi ($B_t = -1$, $F_{i_ref} = 0.7$)	69
Şekil 6.14 (a) Stator akısı uzay vektörünün bileşenleri $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$ (b) Stator akısı açısı ve bölge değişimleri (c) Stator gerilim vektörü bileşenleri $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ (d) Stator akısı yörüngesi ($B_t = 1$, $F_{i_ref} = 0.4$)	70
Şekil 6.15 Stator Akısı tahmini için simulink bloğu	71
Şekil 6.16 Stator Akısı tahmini için simulink bloğunun tek blokta gösterilişi	71
Şekil 6.17 Clarke ve ters clarke dönüşümü simulink modeli ve tek blokta ifade edilmesi	72
Şekil 6.18 İnverter simulink bloğu	73
Şekil 6.19 İnverter simulink bloğunun tek blokta gösterilişi	73
Şekil 6.20 Stator akısının bulunduğu bölgenin tahmini için oluşturulan simulink modeli	74
Şekil 6.21 θ , ϕ ve τ değişkenlerini elde etmek için oluşturulan DTC kontrol bloğu modeli	75
Şekil 6.22 DTC kontrol bloğunun tek blokta gösterilişi	75
Şekil 6.23 Anahtarlama Tablosu için simulink modeli	76
Şekil 6.24 Anahtarlama Tablosunun tek blokta gösterilişi ve tablonun değerleri	76
Şekil 6.25 Asenkron motor doğrudan moment kontrolünün simulink diyagramı	77
Şekil 6.26 Moment simülasyon cevapları	78
Şekil 6.27 Hız simülasyon cevabı	79
Şekil 6.28 Stator manyetik akısı ve akı vektörleri simülasyon cevapları	79
Şekil 6.29 Üç faz gerilim ve akım simülasyon cevapları	80
Şekil 6.30 Örneklem aralığı $10\mu s$ için moment, stator manyetik akısı, akı vektör yörüngesi ve akı vektör bileşenleri dinamik cevapları	81
Şekil 6.31 Asenkron motor ile DTC'nin kapalı çevrim hız kontrolünün simulink diyagramı	82
Şekil 6.32 Akı dinamik cevapları	84
Şekil 6.33 Moment dinamik cevapları	84
Şekil 6.34 Hız dinamik cevapları	85
Şekil 6.35 Stator akısı bölge değişimi	85
Şekil 6.36 Gerilim ve akım dinamik cevapları	86
Şekil 6.37 Pasif RLC filtre devre şeması	87
Şekil 6.38 Pasif RLC filtrenin simulink modeli ve tek blokta gösterilişi	88
Şekil 6.39 Asenkron motor doğrudan moment kontrolünün pasif RLC filtre eklenmesi ile oluşan diyagramı	89
Şekil 6.40 (a) Pasif RLC filtre kullanılmadan önce, (b) Pasif RLC filtre kullanıldıktan sonra gerilim ucundaki frekans cevabı	90

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 1.1 Kontrol yöntemlerinin çeşitli açılardan karşılaştırılması	4
Çizelge 4.1 FOC ve DTC yöntemlerinin karşılaştırılması	45
Çizelge 5.1 İnverterde gerilim vektörüne göre stator akısı ve moment değişimleri.....	53
Çizelge 5.2 Stator akısının konumunun belirlenmesi.....	54
Çizelge 5.3 İnverterler için uygun anahtarlama tablosu	58

ÖNSÖZ

Günümüzde vektör kontrol yöntemlerinin gelişmesi ile birlikte, asenkron motorların sanayideki talebini özellikle de değişken hız gerektiren uygulamalarda arttırmıştır.

Bu çalışmada asenkron motorun yapısı, çalışma prensibi, matematiksel modeli, kontrol metotları ve bunlardan doğrudan moment kontrolü konusunda bilgiler verilmeye çalışıldı. Ayrıca matlab/simulink ile doğrudan moment kontrolünün simülasyonu yapıldı.

Bu çalışmayı hazırlamamda bana bilgi, deneyim ve sabrı ile destek olup beni yönlendiren sayın danışman hocam Yrd. Doç. Dr. Kayhan GÜLEZ'e, çalışmam boyunca yardım, destek ve sabırları için Arş. Gör. İbrahim ALIŞKAN'a, bana hayatım boyunca verdikleri destekle hep yanımda olan aileme, ayrıca yüksek lisans öğrenimim boyunca bana finansal destek sağlayan Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu (TÜBİTAK)'na teşekkür ederim.

ÖZET

Güç elektroniğindeki yarı iletken teknolojilerinin gelişmesi, buna paralel olarak vektör kontrol yöntemlerinin günümüzde uygulanabilirliğinin ve yaygınlığının artması ile asenkron motorların doğru akım motorlarına (DC) kıyasla endüstriyel uygulamalarda daha çok tercih edilmesini sağlamıştır. Asenkron motorun (IM) DC motorlara göre daha ucuz olması ve daha az bakım gerektirmesi de bu talebin bir diğer etkenidir.

Son yıllarda asenkron motorlar üzerinde yapılan çalışmalar, alan yönlendirmeli kontrol (FOC) ve doğrudan moment kontrolü (DTC) yöntemleri üzerinde yoğunlaşmıştır. Uzay vektör teorisi, gerilim beslemeli inverter modeli, gerilim vektörleri seçim tablosunun oluşturulması ve gerilim vektörlerinin seçimi, asenkron motorun matematiksel modeli, IM kontrolünün temel konularıdır.

DTC' nin temel prensibi; moment ve stator manyetik akısının referansı ile gerçek değerleri arasındaki farka göre doğrudan, stator gerilim vektörlerinin seçilmesidir.

Bu tezde; önce IM'nin modellenmesi, sonra da DTC kontrolü üzerinde durulmuştur. IM'nin simulink modeli oluşturulmuş, DTC ile simülasyonu yapılmıştır. Daha sonra IM'nin kapalı çevrim hız kontrolünün simulink ile simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Son olarak bu çalışmaya pasif bir filtre ilave edilerek inverter çıkışındaki harmonik ve diğer gürültülerin seviyesi azaltılmaya çalışılmıştır.

Anahtar kelimeler: asenkron motor, doğrudan moment kontrolü, stator manyetik akısı, simulink modeli, pasif filtre.

ABSTRACT

The development of semiconductor technology in power electronics, in parallel to this nowadays with the increase in prevalence and applicability of the vector control methods has provided induction motors compared with direct current (DC) motors in industrial applications has to be more preferred. Induction motors (IM) according to DC motors, being cheaper and requiring less maintenance, is another factor of this request.

In recent years, works on induction motors have been concentrated on the areas of field oriented control (FOC) and direct torque control (DTC) methods. Space vector theory, voltage source inverter model, the formation of voltage vector selection table and the selection of voltage vectors, the mathematical model of induction motor are basic subjects in IM control.

The basic principle of DTC is to directly select stator voltage vectors according to the differences between the torque and stator flux linkage references and their actual values.

In this thesis; first the modeling of IM, afterwards, its DTC control had been examined. The simulink model of IM has been formed, and simulation has been done with DTC. Consequently, a DTC of IM speed control system simulation with simulink has been realized. Finally, by adding a passive filter to this study the level of harmonics and other noises on the output of inverter has been tried to reduced.

Keywords: induction motor, direct torque control, stator flux linkage, simulink model, passive filter.

1. GİRİŞ

1.1 Genel Giriş

Elektrik motoru, elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren elektrik makinesidir. Yaygın kullanılan bir aygıt olan elektrik motoru buzdolabının kompresörünü, çamaşır makinesinin pervanesini ve pompasını, mutfak aspiratörünün pervanesini çalıştırır. Günümüzde elektrik motorları çoğunlukla mikro işlemcilerle donatılmış ve böylece çalışması kullanıcının ihtiyaçlarına göre ayarlanabilir duruma getirilmiştir. Elektrik motorlarını çalışma gerilimlerine göre, doğru akım (DC) ve alternatif akım (AC) motoru olarak iki gruba ayırabiliriz. AC motorları da kendi içinde senkron motor (SM) ve asenkron motor (IM) olarak ayrılırlar.

Asenkron makineler basit ve az bakım gerektirmeleri nedeniyle sanayide yaygın olarak kullanılmaktadır. Özellikle mikro-elektronik teknolojinin yol açtığı gerek güç elektroniğinde kullanılan elemanların çeşitlilik ve güçleri, gerekse mikroişlemci ve dijital işlemciler (DSP) alanındaki gelişmeler bu makinelerin hız kontrol sistemlerindeki kullanımını daha da yaygınlaştırmıştır (Sarioğlu, 2003).

Çalışma ilkesi bakımından, gerilim endükleme prensibine göre çalışmasından dolayı, asenkron motorlara endüksiyon motorları da denir. Asenkron motorlar endüstride genellikle motor olarak çalıştırılırlar, fakat belirli koşulların sağlanması durumunda generatör olarak da çalıştırılabilirler. Asenkron motorları senkron motorlardan ayıran en büyük özellik, dönme hızının sabit bir değerde olmayışıdır. Bu hız motor olarak çalışmada senkron hızdan küçüktür. Makinenin asenkron oluşu bu özelliğinden ileri gelmektedir.

Asenkron motorların devir sayıları yükte çok az değişir, bu motorlar sabit devirli motorlar sınıfına girerler. DC şönt motorlarında devir sayısı büyük sınırlar içinde değiştirilebilir. Halbuki endüksiyon motorunun devir sayısı sınırlı olarak bir veya iki kademeli değiştirilir. Bu yönden DC şönt motoru asenkron motordan üstündür. Yalnız,

- Asenkron motorlar daha ucuzdur.
- Asenkron motorlar bakıma az ihtiyaç gösterirler.
- Asenkron motorların çalışmaları sırasında elektrik arkı meydana gelmez (D.A. motorları çalışırken kolektör dilimleri ile fırçalar arasında kıvılcımlar çıkar).

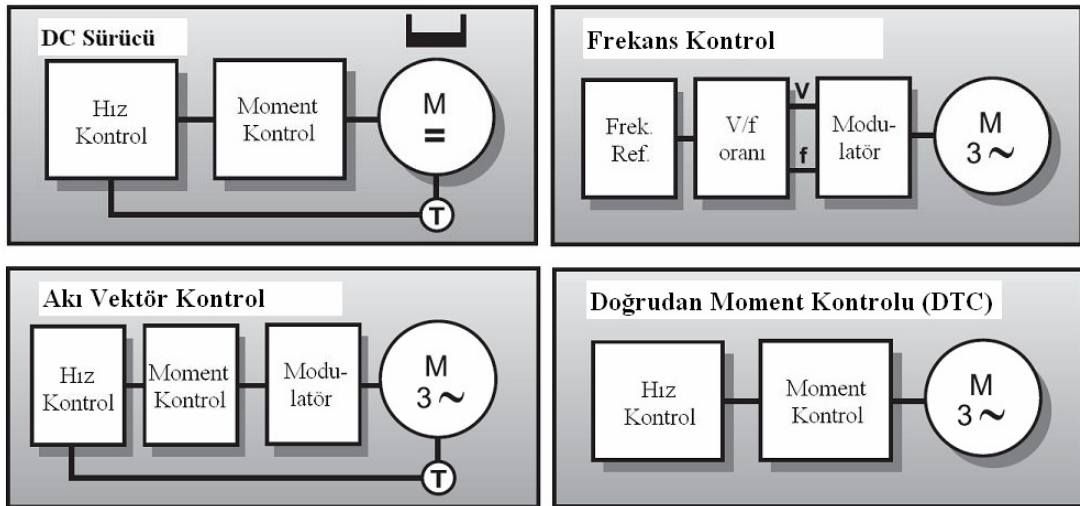
Bu özellikler, asenkron motorların endüstride en çok kullanılan motorlar olmalarına sebep olmuştur (Saçkan, 1981).

Asenkron motorlar 1824 yılında Aragon'un alternatif akım motorlarının çalışma prensibini bulması ile başlar. Daha sonra bilim adamlarınca yapı ve çeşit olarak muhtelif değişiklikler yapılmış ve hala da bu gelişmeler sürmektedir.

Endüstriyel uygulamalarda elektrik motorlarının kontrol edilmesi amacıyla kullanılan değişken hızlı sürücüler, motor mili vasıtasıyla şebekeden yüke verilen enerjinin ve moment ile hız büyüklüklerinin 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 akımın bir fonksiyonudur. Benzer şekilde sürücü hız kontrol modunda çalıştığı zaman, moment yük tarafından belirlenir (Bakan, 2002).

DC sürücüler değişken hız kontrolü için geçmişte yaygın olarak 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. Ancak DC motorda, fırça ve kollektörlerin aşınması ve düzenli bakım gerektirmesi, motorun pahalı olması ve konum geri beslemesi için bir hız algılayıcı gerekmesi, DC motorların önemli dezavantajlarıdır (Nash, 1997).

Şekil 1.1'de; motor kontrolü için kullanılan genel kontrol yöntemleri gösterilmiştir (ABB, 1999).



Şekil 1.1 Genel kontrol yöntemleri

AC motorlarda değişken hız teknolojisinin geliştirilme amaçları, gerek daha az maliyetli ve daha basit yapıdaki standart AC motorların kullanılabilmesi için gerekse DC tahrik sistemlerinin hızlı moment cevabı ve hız doğruluğu gibi konulardaki performansını geçmeye çalışma isteğinden dolayı ortaya çıkmıştır.

AC sürücülerde kontrol skaler veya vektörel olarak gerçekleştirilir. İlk geliştirilen yöntemlerden Skaler kontrolde, temel değişkenler olarak gerilim ve frekans kullanılır. Bu kontrol yönteminde, motordaki manyetik alanın konumu dikkate alınmaz ve sürücülerde hız algılayıcısı kullanılması gerekmez. Rotorun konumu ihmal edilir, yani hız ve konum bilgisi kullanılmaz. Dolayısıyla, açık çevrimli sürücü olarak bilinmektedir. Moment ve akı doğrudan veya dolaylı olarak kontrol edilemez. Kontrol sabit bir gerilim/frekans çıkışı olan bir regülatör ile sağlanır, ve daha sonra PWM modülatörü sürülür. Bu düzenleme, basit olmakla beraber düşük hız doğruluğu ve zayıf moment cevabı sağlayabilir. Akı ve moment seviyeleri, uygulanan gerilim ve frekansa motorun verdiği cevap ile belirlenir. Bu tür bir sürücü, yüksek seviyede doğruluk gerektirmeyen pompa ve fan gibi uygulamalar için elverişlidir. Vektör kontrol yöntemlerinin gelişmesiyle, V/f kontrolündeki düşük AC motor performansının AC motorun kendisinden kaynaklanmadığı ve motora gücün verilme veya kontrol edilme şeklinden kaynaklandığı anlaşılmıştır (Vithayathil, 1995).

Günümüzde işlemler dizisinin giderek kusursuz hale getirilmesine yönelik çabalar yoğunlaştırılmış ve bu amaçla vektörel kontrol yöntemleri geliştirilmiştir.

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. Motorun elektriksel karakteristikleri, mikroişlemci teknikleri ile matematiksel olarak modellenerek değerlendirilir. Moment kontrolü, kontrol algoritmasında vektör kontrolünden önce yer alması nedeniyle dolaylıdır. Bununla beraber moment cevabı iyidir. Hız algılayıcı kullanımıyla hız doğruluğu artar ve hızlı moment cevabı ile yüksek performans elde edilir. Akı vektör kontrolünün en büyük dezavantajı, yüksek doğruluk için bir takogeneratör veya kodlayıcı kullanma zorunluluğudur. Bu sürücü sisteminin uygulanmasını zorlaştırır ve fiyatını arttırır. Diğer bir dezavantaj ise, momentin dolaylı olarak kontrol edilebilmesidir. PWM prensibini kullanan AC sürücülerde, vektör kontrol katının gerilim ve frekans çıkışları PWM modülatör'e uygulanır. Modülatör, giriş referansları ve üretilen stator gerilim vektörü arasında işaret gecikmesi oluşturarak, motorun moment ve hız değişikliklerine cevap vermesini belirgin bir şekilde geciktirir. Bu dezavantajlar, asenkron

motorun basit yapısına gölge düşürür ve akı vektör kontrolünün yüksek kabiliyetini kısıtlar. Böylece, çok hızlı akı ve moment kontrolü gerçekleştirilemez (Nash, 1997).

Doğrudan moment kontrolü (DTC) teorisinin ilk yayınlanması, 1971 yılı öncesine Alman bilim adamı Blanschke' e kadar uzanır. Daha sonra 1985 yılında Almanya' da Depenbrock ve 1986 yılında Japonya' da Takahashi tarafından çalışmalar devam ettirilmiştir. Ticari olarak ilk uygulaması ABB tarafından 1995 yılının sonlarına doğru üretilmiştir. DTC' li sürücülerde, elde edilen gerilim ve akım cevap verme süreleri tamamen motor tarafından belirlenir ve inverter artık kısıtlayıcı bir faktör olmaktan çıkar (Bakan, 2002).

DTC' de motor akısı ve momentinin temel kontrol değişkenleri olarak kullanılma düşüncesi, DC sürücülerde yapılan işlemin prensip olarak aynıdır. Buna karşılık, klasik PWM ve akı vektör kontrollü sürücülerde çıkış gerilim ile frekansı temel kontrol değişkenleri olarak kullanılır ve bu değişkenler modüle edilerek motora uygulanır. Bu modülatör katı, ek bir işaret işleme zamanı oluşturarak mümkün olan moment ve hız cevabını kısıtlar. DTC' de, akı ve momentin her ikisi de histerezis denetleyici ile kontrol edilir ve PWM modülatörü ile ilgili gecikmeler ortadan kalkar. PWM modülatörü yerine optimum anahtarlama mantığı kullanılır. Böylece, DC sürücünün sahip olduğu moment kontrol ve doğrudan akı kontrolü ile hızlı cevap verme gibi özellikler elde edilir.

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

Kontrol Türü	Moment Kontrolü	Akı Kontrolü	Cevap Verme Hızı	Avantaj	Dezavantaj
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 Basitlik	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

Bu tezin ilk bölümünde asenkron motorlar ile ilgili genel bilgiler verilmiştir. Asenkron motorların yapısı, rotor tipine göre çeşitleri, çalışma prensibi, ve sanayideki tercih sebeplerine değinilmiştir.

İkinci bölümde, asenkron motorun matematiksel modeli uzay vektörleri kullanılarak elde edilmiştir. Referans sistem teorisinde kullanılan park ve clarke dönüşümleri ile α - β sisteminde gerilim, manyetik akı ve moment denklemleri verilmiştir.

Üçüncü bölümde, gerilim beslemeli inverterler incelenmiştir. Vektör kontrol yöntemleri için gerekli olan uzay vektör modülasyonuna ait genel bilgiler verilmiştir. Sinüsoidal PWM ile uzay vektör PWM arasındaki farklar belirtilmiştir.

Dördüncü bölümde, asenkron motorlarda kullanılan genel kontrol metotları incelenmiştir. Bunların birbirleriyle olan farkları, üstünlükleri, avantajları ve dezavantajları belirtilmiştir.

Beşinci bölümde, asenkron motorlarda doğrudan moment kontrolünün matematiksel analizi anlatılarak ele alınmıştır.

Altıncı bölümde, doğrudan moment kontrolünün simulink ile simülasyonu ele alınmıştır. Burada asenkron motorun α - β modelinin simulink diyagramı ve diğer dtc blokları oluşturulmuştur. Moment ve hız referanslarına göre doğrudan moment kontrolünün kapalı çevrim kontrolü simulink diyagramında incelenmiş ve simülasyon sonuçları elde edilmiştir. Son olarak ta bu simülasyona eklenmek üzere, bir pasif RLC filtre kullanılmıştır. İnverter gibi yüksek akım ve gerilimde anahtarlama yapan elemanların sebebiyet verdiği gürültü ve harmoniklerin azaltılması amaçlanmıştır.

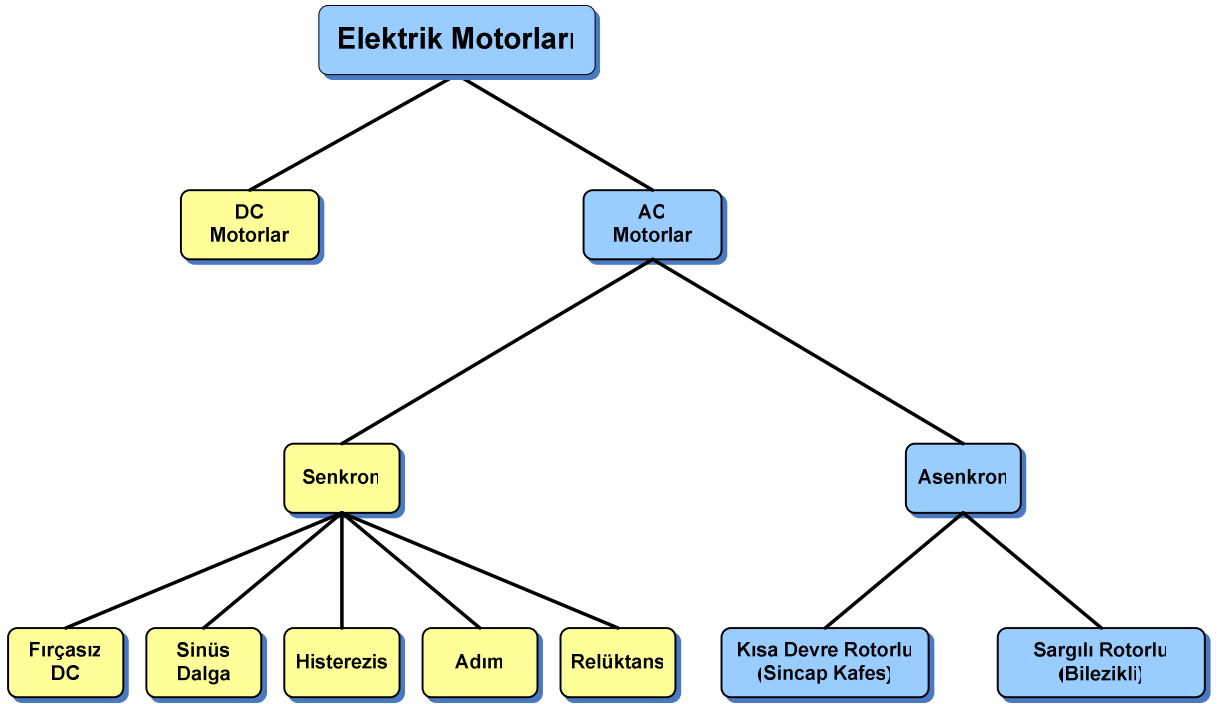
Yedinci bölümde ise, elde edilen sonuçlar ortaya konarak özetlenmiştir.

1.2 Elektrik Motorları

Kontrol sistemlerinde kullanılan motorlar genel olarak çalışam gerilimlerine göre 2 sınıfta incelenebilir. Bunlardan birisi doğru akım (DC) motorları, ikincisi ise alternatif akım (AC) motorlarıdır. Alternatif akım (AC) motorları da kendi içersinde senkron ve asenkron motorlar olmak üzere iki grupta toplanır. Bu motorlar uygun bir biçimde kontrol edildiklerinde çok az moment dalgalanmasıyla, sabit ani moment üretirler ve saf doğru akım ya da alternatif akım sinüs dalga kaynaklarından çalışırlar.

Bu çalışmada alternatif akım kaynaklı motorlardan asenkron motorlar (IM) incelenecektir.

Aşağıdaki şekilde elektrik motorlarının çeşitleri genel olarak gösterilmiştir.



Şekil 1.2 Elektrik motorlarının çeşitleri

1.3 Asenkron Motorların Tanıtılması

Asenkron motorlar (IM) genel olarak stator ve rotor olmak üzere iki kısımdan meydana gelirler. Stator, asenkron motorun duran kısmıdır. Rotor ise dönen kısmıdır. Asenkron motor, stator sargısından almış olduğu elektrik enerjisini rotorundan dönme hareketi olarak mekanik enerjiye dönüştüren veya rotorundan almış olduğu dönme hareketini mekanik enerjiden statorundan elektrik enerjisine dönüştüren bir elektromekanik makinedir.

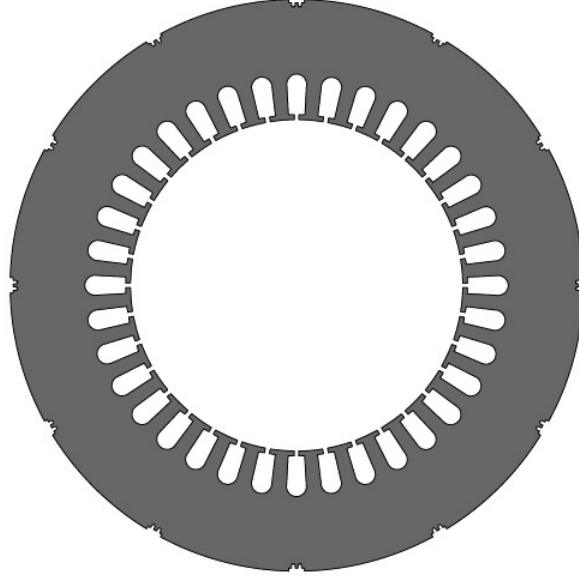
Motor olarak birkaç watt'tan 300 MW gücüne kadar üretimi mevcuttur. Stator sargı gerilimleri alçak gerilim 220 V'dan Orta gerilim 22 KV'a kadar değişmektedir. Devir sayıları sabit değildir fakat yükte az değişir. Motor olarak çalışmada devir sayısı senkron hızdan küçüktür. Makinenin asenkron oluşu bu özelliğinden ileri gelmektedir. Gerilim endükleme prensibine göre çalıştığından dolayı endüksiyon motoru olarak ta bilinir ve literatürde İngilizce karşılığı olan "Induction Motor" kelimelerinin kısaltması olan IM ile ifade edilir.

Alternatif akım motorları içersinde en çok kullanılanı, asenkron motordur. Dönen diğer elektrik makinaları ile kıyaslandığında ise daha sağlam, daha az bakım isteyen, daha ucuz ve üretimi, taşınması ve sürekliliği daha kolay olan alternatif akımı kullanan makinalardır. Son yıllarda, yarı iletken güç elektroniğindeki teknolojik gelişmeler sonucunda asenkron makinaların kontrolü kolaylaşmıştır. Bu gelişmelerin ışığında da bu makinalar, diğer üstün yapısal özellikleri ile doğru akım makinalarının endüstrideki yerini almaya başlamıştır.

1.3.1 Asenkron Motorların Yapısı

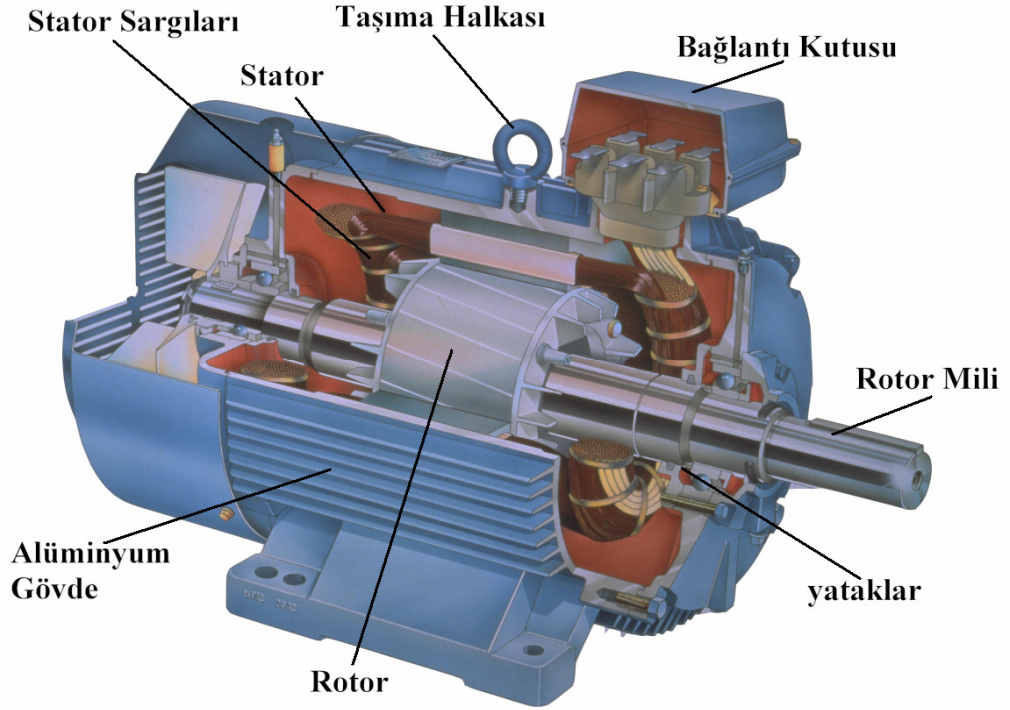
Asenkron motorlar, stator ve rotordan ibaret olup stator ve rotor üzerine açılan oluklara yerleştirilen sargılardan oluşurlar.

Stator, makinanın hareket etmeyen kısmıdır. Statorda manyetik akıyı ileten stator sac paketi ile stator sargıları vardır. Stator sac paketi iki yüzü izole edilmiş 0.5 mm'lik silisyum demir sacların bir araya getirilmesi ve basınç altında sıkıştırılması ile elde edilir. İnce saclar kalıplar kullanılarak büyük presler yardımı ile işlenerek oluklar ve dişlerle birlikte gereken delikler açılarak üretilirler. Stator sacına ait resim Şekil 1.3'de gösterilmiştir (Siemens). Oluklar, uygun kalıplar yardımı ile motorun elektrik karakteristiklerine etkiyen değişik biçimde üretilirler. Oluklara stator sargıları yerleştirilir. Değişik sargı tipleri ile bir fazlı, iki fazlı, üç fazlı ve çok fazlı olarak sarılırlar. Stator sargı tipi üç fazlı olanlarda stator sargıları yıldız veya üçgen bağlıdır.



Şekil 1.3 Stator sacı

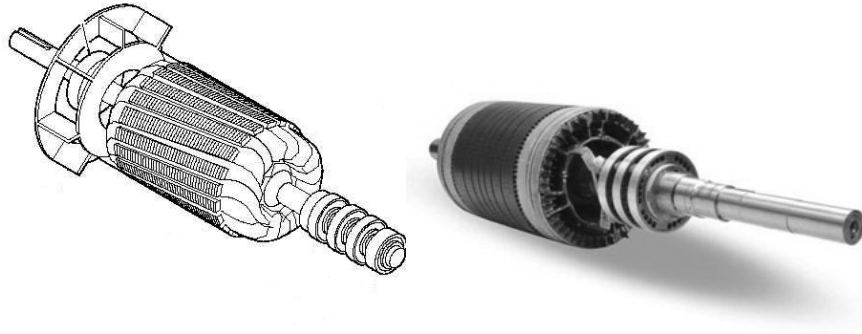
Stator sargılarını taşıyan sac paketi stator gövdesine yerleştirilir. Stator gövdesi, stator sac paketiyle stator sargılarını taşır ve gövde ayakları ya da flanşları yardımı ile motorun çalışacağı yere bağlanır. Üç fazlı asenkron motorun kesiti Şekil 1.4’de görülmektedir (ABB).



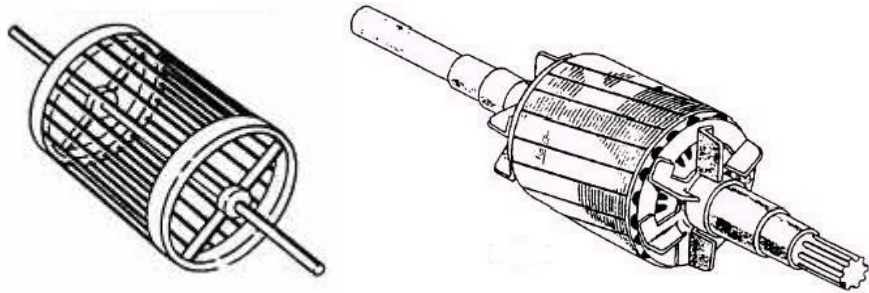
Şekil 1.4 Üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun kesiti ve değişik kısımları

Makinanın dönen kısmı olan rotor ise rotor sac paketi ile rotor sargılarından oluşur. Rotor sac paketi 0.5 mm'lik silisyum saclardan yapılır. Sacların yüzeyleri çok ince bir film tabakası ile yalıtılmıştır. Saclar özel kalıplarla pres altında oluk, dişler ve sıkıştırma cıvata delikleri oluşacak şekilde sac şeritlerden kesilerek çıkartılır. Saclar bir araya getirilerek pres altında sıkıştırılır ve cıvatalarla bu halde kalması sağlanır. Diğer dönen elektrik makinalarına göre stator ile rotor arasında kalan hava aralığı çok küçüktür. Motorun gücüne göre hava aralığının radyal boyutu 0.5 – 1 – 3 mm kadar olabilir. Böylesine küçük bir hava aralığı boşta çalışma akımını küçük tutmak için yapılır. Rotor olukları rotor sargıları yerleştirilir.

Asenkron motorun rotoru, kısa devreli rotor (sincap kafesli rotor) ve sargılı rotor (bilezikli rotor) olmak üzere iki çeşittir. Asenkron motor, rotorun yapım biçimine göre bilezikli ve kafesli asenkron motor olarak tanımlanır.



Şekil 1.5 Sargılı (bilezikli) rotor



Şekil 1.6 Kısa devreli (sincap kafesli) rotor

Rotor sargıları üç fazlı olarak ya da sincap kafesli olarak yapılır. Rotoru sargılı olan ve sargı uçları dönen bilezik-sabit fırça ile dışarı çıkartılan motorlara bilezikli asenkron motor denir. Sincap kafesli motorlarda rotor oluklarına bakır çubuklar yerleştirilir.

Bu çubuklar her iki baştan dairesel halkalarla kısa devre edilerek, sincap kafesine benzeyen kendi üzerine kapatılmış bir sargı elde edilir. Sincap kafesli motor sargısı özel kalıplarla rotor oluklarına basınç altında alüminyum püskürtülerek de üretilir. Böylece üretilen rotor sincap kafesi alüminyumdan yapılmış olur.

Bilezikli asenkron motorun rotor sargısı çoğunlukla üç fazlı yıldız bağlıdır. Sincap kafesli asenkron motorun rotorundan hiçbir uç çıkmadığı için bu motorun kontrolü sadece statordaki elektrik uçlarından yapılabilir. Oysa bilezikli asenkron motorun rotor sargı uçları bilezik ve fırça sistemi ile dışarı çıkartıldığından bu motorun kontrolü hem stator sargı uçlarından ve hem de rotor sargı uçlarından yapılabilir.

Sincap kafesli motorun rotor sargısı büyük motorlarda bakır çubukların rotor oluklarına yerleştirilmesi ve iki baştan kısa devre edilmesi ile oluşturulur. Küçük motorlarda rotorun sincap kafesi alüminyum püskürtme ve kalıplarla elde edilir. Rotoru sincap kafesli bir motorun sincap kafesi değişik biçimde oluklara yerleştirilir. Motorun özellikle moment karakteristiğine istenilen özelliği vermek için rotorda derin oluklar ve çift oluk kullanılır.

Sanayide ve diğer birçok alanda büyük çoğunlukla kullanılan kafesli tip yapımı en kolay, en dayanıklı, işletme güvenliği en yüksek, bakım gereksinimi en az ve en yaygın, elektrik motorudur. Normal kafesli asenkron motorun sakıncası kalkış momentinin nispeten küçük, kalkış akımının büyük olmasıdır. Bu sakıncayı gideren akım yığılmalı asenkron motorlarda kafes yüksek çubuklu, çift çubuklu gibi özel biçimlerde yapılır. Çok küçük ve küçük güçlerde yapılan tek fazlı asenkron motorlar da genellikle kafes rotorludur.

Bilezikli asenkron motorun yararı, ek dirençler yardımı ile kalkış akımının istendiği kadar azaltılabilmesi, kalkış ve frenleme momentinin arttırabilmesidir. Şebekelerin çok güçlenmesi ile kalkış akımını sınırlamanın önemi azalmıştır, fakat yüksek kalkış momenti ve uzun kalkış süresi bazı tahriklerde bilezikli asenkron motorun uygulamasını gerektirebilir.

1.3.2 Bilezikli Asenkron Motor

Bilezikli asenkron motorun döndürme momenti, stator ve rotorda oluşan döner alanların manyetik akılarına bağlıdır. Manyetik akılar sargılardan çekilen akımlarla doğru orantılı olduklarından, döndürme momentinin, motorun akım çekişine bağlı olduğu sonucuna varılır. Döner bilezikler kısa devre edildiği takdirde, rotor akımı devresinde rotor sargılarının tepkin direnci (endüktansı) büyük ölçüde söz konusudur. Endüktif direnç halinde, rotorda endüklenen gerilim ile rotor akımı arasındaki faz farkı 90 derece olmaktadır. Ortaya çıkan bu

faz farkı rotor döner alanını 90 derece kaydırır ve rotor döner alan kutupları ile stator döner alanının özdeş kutupları tam olarak karşı karşıya gelir. Bunun sonucu yalnızca rotor mili yönünde etkiyen bir kuvvet ortaya çıkar ve rotorun dönmesi artık söz konusu olmaz. Ancak, anlatılan bu oluşumlar sadece bir varsayımdır. Yani sargıların sadece tepkin direnci göz önüne alınarak ileri sürülmüştür. Oysaki sargıların çok küçük dahi olsa, bir miktar etkin direncinden dolayı gerilim ile akım arasındaki faz farkı 90 dan daima küçüktür. Bu nedenle rotor durmaz, ancak döndürme momenti en küçük değerine ulaşır.

Rotor döner alan yönünde döndürüldüğünde, rotor akımının frekansı küçülmeye baslar. Bununla birlikte rotor sargısının reaktansı: $X_{Lr} = 2\pi \cdot f \cdot L_r$ azalır, ancak etkin dirençte bir değişiklik olmaz. Bunun sonucu faz farkı küçülerek motor kutuplarının rotor kutuplarına uyguladığı döndürme momenti büyür. Rotor sargılarındaki akım ile gerilim arasında, faz farkı ne kadar küçük olursa, döndürme momenti o kadar büyük olur.

Diğer bir açıdan rotor devir sayısının yükselmesi rotorda endüklenen gerilimi düşürdüğü ve bunun sonucu rotor akımı ile döndürme momentinin tekrar azaldığı söylenebilir. Faz farkı küçülmesi ağır bastığında, döndürme momenti büyüyecek, buna karşın endüklenen gerilim ağır basarsa, döndürme momenti küçülecektir.

Bugün uygulamada bulunan asenkron motor talimatlarına göre, motoru sükunet durumdan çıkarmak için gerekli moment, ilk döndürme momenti ve en büyük döndürme momenti, devrilme momenti olarak tanımlanır. Motorun anma devri ile dönmesi anında milinden uygulayacağı döndürme momentine anma momenti denilir. Devrilme momenti anma momentinin en az 1.6 katı büyüklüğünde olmalıdır.

Bazı motorlarda döndürme momenti motorun yol almasından sonra ikinci kez düşmektedir. Motorun yol almasından sonra ortaya çıkan en küçük moment geçit momenti olarak anılmaktadır. Nitekim rotor akım devresine yol verme dirençlerinin bağlanmasıyla, rotor devresinin etkin direnci büyütülmekte ve dolayısıyla akım ile gerilim arasındaki faz farkı küçük tutulmaktadır. Bunun sonucu çok küçük devir sayılarında döndürme momenti büyük olur. Buna karşın, devir sayısı yükseldikçe rotordan geçen akım azalır.

Rotoru bilezikli asenkron motorlarda, kömür fırçalar üzerinden rotor akımı geçerken, güç kayıpları oluşur. Ayrıca kömür fırçalar ve döner bilezikler devamlı aşınır. 20 KW gücün üstündeki motorlarda genellikle fırça kaldırma sustaları vardır. Çok yüksek devirler sonucu döner bilezikler arası dolarak kısa devreler ortaya çıkar. Bu gibi durumlarda fırça kaldırma sustaları çalışarak fırçaları döner bileziklerden ayrılır.

Yol verme dirençlerinin üzerinden geçen akım nedeniyle, ısı kayıplarının ortaya çıkması istenmeyen bir oluşumdur. Dirençler yerine bobinlerin yol verme devresinde kullanılması daha büyük sorunlar getirir. Çünkü bobin üzerinde endüktans nedeni ile oluşan faz farkı motordaki faz farkını büyültmekte ve bunun sonucu yol alma momenti düşmektedir. Bu nedenle sakıncalarına rağmen dirençlerin kullanılması zorunlu olmaktadır.

Rotoru bilezikli asenkron motorların kalkış akımları nominal akımlarından çok büyük olmadığından, bu motorlar, örneğin: büyük su pompaları, taş kırma makineleri ve büyük takım tezgahları gibi yüksek güç gereksinimi olan makinaların işletmesinde tercih edilir. Bilezikli rotorun ilk döndürme momenti çok büyük olduğundan, büyük vinçler gibi çok kuvvetli yükler altında devamlı çalışacak makinelerin kuvvet üreten kesimlerinde bu motorlardan yararlanılmaktadır. Ayrıca devir sayıları ayarlanabildiğinden kren ve ayarlı makine tezgâhlarında sık sık kullanılmaktadır.

1.3.3 Sincap Kafesli Asenkron Motor

Sincap kafesli (kısa devre rotorlu) asenkron motorlar işletme anında bilezikleri kısa devre edilmiş rotoru bilezikli motorlarla hemen hemen aynı özellikleri gösterir. Kısa devre rotorunun ilk döndürme momenti daha küçük ve ilk akım çekişi daha büyüktür.

Kısa devre rotorlu motorların ilk akım çekişi: anma akımının 8–10 katı büyüklükte olmaktadır. Geçit momentini küçük tutmak amacı ile rotor çubukları yatık ya da V basamakları halinde tertiplenirler. Bazı kafes rotorlu motorların rotorları ilk devre bağlama anında yüksek bir etkin direnç ve motor yüksek devire geldikten sonra küçük bir etkin direnç gösterir. Bir tur kendinden yol verme dirençli olan bu rotorlarda ilk devre bağlama anında akım çekişi küçük ve ilk döndürme momenti büyük olmaktadır. Bunun sonucu motor daha yumuşak yol alır. Motor yüksek devire ulaştığında rotor direnci kendiliğinden küçülür ve yüklenmeler karşısında devir sayısı değişikliklerini büyük ölçüde önler. Bu tur otomatik direnç ayarlı bir rotor, deri etki prensibine göre çalışır ve bunlara bu nedenle deri etkili rotor da denir. Deri etkili rotorların sac paketi üzerinde alt alta iki sincap kafesi bulunur. Alttaki kafes işletme kafesi; üstteki kafes yol verme kafesi olarak anılmaktadır. Devre bağlama anında hem işletme kafesinin hem de yol verme kafesinin çubukları üzerinden alternatif akımlar geçer. Üzerinden akım geçiren çubuklar çevresinde manyetik alanlar oluşur. Her bir çubuğun manyetik alanı hem kendisine hem de komşu çubuğa etkiyerek çubuk dirençlerinin yükselmesine neden olur (deri etkisi). İşletme kafesinin çubukları altta bulunduğundan, bunların alan çizgileri daha çok demir üzerinden geçmekte ve manyetik akının büyük

olmasından dolayı dirençleri daha büyük olmaktadır. Rotor devir sayısı arttıkça, motor frekansı düşer ve deri etkisi akım frekansı ile doğru orantılı olduğundan çubukların direnci küçülür.

Deri etkili rotorların ilk döndürme momentleri büyük ve ilk adım çekişleri küçüktür. Bunların en büyük sakıncalı tarafı, oluk kesitlerinin, yani diğer bir deyişle hava aralıklarının oldukça büyük olmasıdır. Bu nedenle bunlarda akı kaçakları büyük, güç faktörü ve verimi küçük olmaktadır.

Daha hafif ve ucuz olan kafes rotorlu motorlar çok az bir bakıma gereksinim duyarlar ve fırçaları olmadığından kıvılcım; yani parazit oluşturmazlar. Bu üstünlüklerinden dolayı rotoru bilezikli motorlara yağ tutulur. Sincap kafesli asenkron motorlardan, örneğin: iş makinelerinde, kaldırma düzenlerinde ve tarım makinelerinde yararlanılmaktadır.

1.4 Asenkron Motorun Çalışma Prensibi

Asenkron motorlar transformatörler gibi endükleme esasına göre çalıştığından Asenkron motorlara Endüksiyon motorları da denir. Transformatörler statik (duran), motorlar ise (hareketli) dinamiktir. Endüksiyon prensiplerinin hatırlatılması:

"Dönen bir manyetik alan içerisinde bulunan iletkenlerde gerilim endüklenir. "

"Dönen bir manyetik alan içerisinde bulunan iletkenlerden bir akım geçirilirse, iletkenler manyetik alan tarafından itilirler. "

Bir rotorun dönebilmesi için;

1-Rotor iletkenlerinden bir akımın geçmesi

2-Rotor iletkenlerinin dönen bir manyetik alan içerisinde bulunması gerekir.

Döner alan; asenkron motorlarda stator sargılarına uygulanan üç fazlı akımın meydana getirdiği alana denir. Normal olarak asenkron motorlarda stator ile rotor arasında herhangi bir elektriki bağ yoktur. Rotor dışarıdan bir kaynak tarafından beslenmez. Statorda dışarıdan döndürülmez. Statorlar daimi mıknatıslı yapılmaz. Asenkron motorlarda dönen daimi mıknatısın görevini stator sargılarına uygulanan üç fazlı akımın meydana getirdiği döner alan yapar. Rotoru sincap kafesli, statoru üç fazlı olan bir asenkron motorun statoruna üç fazlı dengeli gerilimler uygulandığını varsayalım. Stator sargıları taşıdıkları akımların açısai frekansı ile dönen bir manyetik alan meydana getirir. Döner alan rotor sargılarını keser ve

sargılarda gerilimler endükler. Endüklenen bu gerilimler her biri bir rotor faz sargısı oluşturan çubuklardan akım geçmesini sağlar. Rotordan geçen bu akımlar rotor üzerinde N ve S kutuplarını meydana getirirler.

Dönen stator kutupları rotor kutuplarını etkiler. Aynı kutuplar birbirini iter, zıt kutuplar birbirini çeker prensibiyle rotorda dönme hareketi meydana gelir. Bu şekilde elektrik enerjisi mekanik enerjiye dönüşür ve dönme hareket elde edilmiş olur.

1.4.1 Asenkron Motorlarda Devir Sayısı ve Kayma

Alternatif akım motorlarında moment, biri stator üzerinde diğeri de rotor üzerinde oluşan iki elektrik alanının etkileşimi sonucu ortaya çıkar. Sabit bir momentin üretilmesi için, bu iki alanın, motorun hava aralığında eş zamanlı (senkronize) bir durumda olması gerekir ve üretilen momentin büyüklüğü aralarındaki faz farkı ile belirlenir. Dengeli üç fazlı bir sistemle beslenen üç fazlı bir sargı düzgün bir şekilde dönen bir alan meydana getirebilir. Endüstriyel uygulamalarda kullanılan asenkron makinelerin çoğu bu nedenle üç fazlıdır.

Asenkron motorlarda dönen stator alanı kısa devre edilmiş rotor sargılarında, ikisi arasındaki bağıl hızla orantılı bir frekansta akımların endüklenmesine neden olur. Motor bilezikli türden ise rotor üzerindeki sargı, sincap kafesli ise kafes, üç fazlı bir sargıdan beklenen bir şekilde, rotor alanı olarak adlandırılan bir ikinci alan oluşturur. Rotor alanıyla stator alanının hızlarının toplamının senkron hıza eşit olması gerekir. Asenkron motorlar n devir sayısında dönerler. Bu devir n_s senkron devirden küçüktür. Boşta çalışma halinde dahi yatak sürtünmeleri ve ventilasyon kayıpları nedeniyle asenkron motor senkron hıza ulaşamaz. Senkron hız ile rotor hızı arasındaki fark kayma olarak bilinir. Yani rotor hızının senkron hızına göre bağıl hızı bize kaymayı verir. Kayma S sembolü ile gösterilir. Kayma ve devir sayısı için şu eşitlik verilebilir;

$$n_s = \frac{60f}{p} \quad (1.1)$$

$$S = \frac{(n_s - n)}{n_s} \cdot 100\% \quad (1.2)$$

$$n = (1 - S) \cdot n_s \quad (1.3)$$

Burada f : gerilimin frekansını , n : devir sayısını, n_s : senkron devir sayısını, p : çift kutup sayısını gösterir.

2. ASENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ

Vektör kontrollü ve doğrudan moment kontrollü sürücülerin 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 tanımlanır.

2.1 Uzay Vektör Tanımı

i_{sa} , i_{sb} ve i_{sc} 'nin anlık dengelenmiş üç faz stator akımları olduğunu kabul edelim;

$$i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0 \quad (2.1)$$

Böylece stator akımı uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

$$\bar{i}_s = k(i_{sa} + ai_{sb} + a^2i_{sc}) \quad (2.2)$$

ki burada a ve a^2 ; uzay operatörleri olmakla birlikte k ise; transformasyon sabitidir.

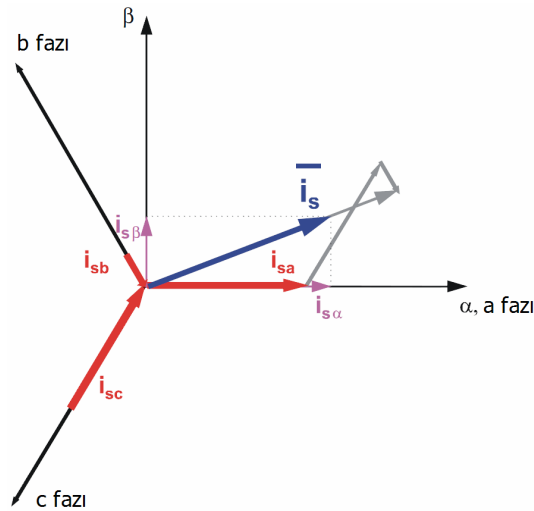
$$a = e^{j2\pi/3} \quad (2.3)$$

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

$$k = 2/3 \quad (2.5)$$

olarak seçilmiştir.

Stator akımı uzay vektörü izdüşümü Şekil 2.1'de gösterilmiştir (Lepka, 2003).



Şekil 2.1 Akım uzay vektörü ve izdüşümü

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

$$\bar{i}_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta} \quad (2.6)$$

Simetrik üç fazlı makinelerde, enine ve boyuna eksen stator akımları ($i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$) , gerçek olmayan enine faz (çift-faz) akım bileşenleridir.

$$i_{s\alpha} = k \left(i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc} \right) \quad (2.7)$$

$$i_{s\beta} = k \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{sb} - i_{sc}) \quad (2.8)$$

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;

$$\bar{u}_s = k(u_{sa} + au_{sb} + a^2u_{sc}) \quad (2.9)$$

$$\bar{\psi}_s = k(\psi_{sa} + a\psi_{sb} + a^2\psi_{sc}) \quad (2.10)$$

2.1.1 Clarke Dönüşümü ($a, b, c \Rightarrow \alpha, \beta$)

Uzay vektörü, (α, β) denen 2 ortogonal eksenle başka bir referans çerçevesinde yazılabilir. Aşağıdaki vektör diyagramında a-ekseni ve α -eksenini aynı yönde olduğunu varsayarak gösterebiliriz.

3-fazlı sistemi (α, β) 2 boyutlu ortogonal sisteme çeviren izdüşüm aşağıda verilmiştir.

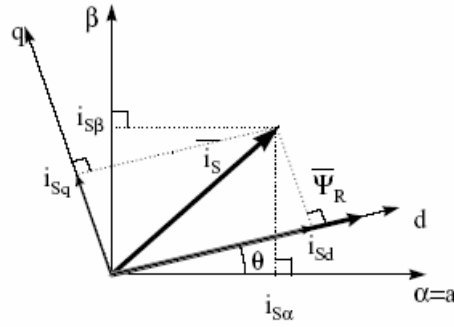
$$i_{s\alpha} = \frac{2}{3} \left(i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc} \right) \quad (2.11)$$

$$i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} (i_{sb} - i_{sc}) \quad (2.12)$$

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

2.1.2 Park Dönüşümü $(\alpha, \beta) \Rightarrow (d, q)$

Bu dönüşüm vektör kontrolünün en önemli kısmıdır. Gerçekte, bu izdüşüm d, q dönen referans çerçevesinde 2-fazlı ortogonal sisteme (α, β) dönüştürür. Eğer d-eksenin rotor akısıyla uyarlandığını düşünürsek, aşağıdaki diyagram akım vektörü için iki referans çerçevesi arasındaki ilişkiyi gösterir (Texas Instruments, 1998).



Şekil 2.2 Stator akım uzay vektörü ve (a,b)' de ve d,q referans sistemindeki bileşeni

Burada θ rotor akı pozisyonudur. Akım vektörünün akı ve moment bileşenleri aşağıdaki denklemlerle elde edilir [TI].

$$i_{sd} = i_{s\alpha} \cos \theta + i_{s\beta} \sin \theta \quad (2.13)$$

$$i_{sq} = -i_{s\alpha} \sin \theta + i_{s\beta} \cos \theta \quad (2.14)$$

Bu bileşenler akım vektöründeki (α, β) 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 sistem,
- i_{sd} (akı bileşeni) ve i_{sq} (moment bileşeni)' yle direkt moment kontrolü $\begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix}$ mümkün ve kolaydır.

2.1.3 Ters Clarke dönüşümü $(\alpha, \beta) \Rightarrow (a,b,c)$

Bu gerilim dönüşümünde, 2-fazlı ortogonal sistemden 3 fazlı sisteme geri dönüş için kullanılmaktadır. Aşağıdaki matris dönüşümü ile dönüşüm tanımlanır.

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

2.1.4 Ters Park dönüşümü $(d, q) \Rightarrow (\alpha, \beta)$

Bu gerilim dönüşümünden sadece 2-fazlı ortogonal sistemde d, q dönen referans çerçevesindeki gerilimleri değiştiren denklem verilecektir.

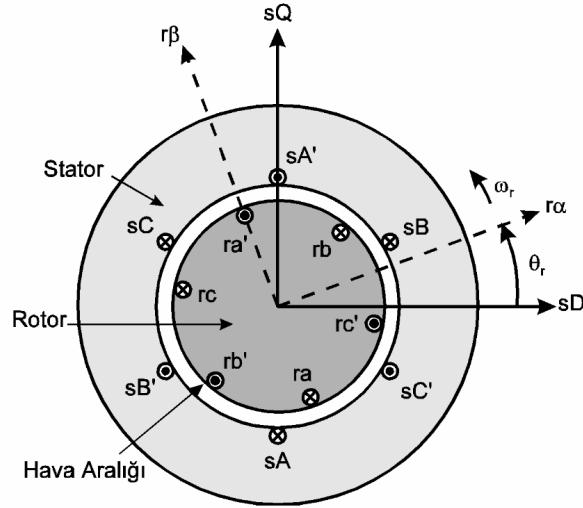
$$v_{s\alpha ref} = v_{sdref} \cos \theta - v_{sqref} \sin \theta \quad (2.16)$$

$$v_{s\beta ref} = v_{sdref} \sin \theta + v_{sqref} \cos \theta \quad (2.17)$$

2.2 Gerilim ve Manyetik Akı Denklemleri

Asenkron motorun (IM) tanımlanabilmesi için, sinüzoidal olarak dağıtılmış sargılara sahip, simetrik üç fazlı düzgün hava aralığı olan makine göz önüne alınmalıdır.

Şekil 2.3’de üç fazlı simetrik asenkron motorun yatay kesiti verilmiştir (Bakan, 2002). Bu şekilde, stator ve rotor sargıları, hava aralığının her iki tarafında tek bir bobin olarak gösterilmiştir. Gerçekte her bir faz sargısı, kendi manyetik ekseninde sinüsoidal bir manyetomotor kuvvet (mmf) üretecek şekilde yerleştirilir.



Şekil 2.3 Üç fazlı simetrik asenkron motorun temel yapısının yatay kesiti

Statordaki gerilim denklemleri anlık biçimde aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$u_{sA} = R_s i_{sA} + \frac{d}{dt} \psi_{sA} \quad (2.18)$$

$$u_{sB} = R_s i_{sB} + \frac{d}{dt} \psi_{sB} \quad (2.19)$$

$$u_{sC} = R_s i_{sC} + \frac{d}{dt} \psi_{sC} \quad (2.20)$$

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 ψ_{sA} , ψ_{sB} ve ψ_{sC} stator kaçak akılarının anlık değerleri s_A , s_B ve s_C fazlarına göre tanımlanmıştır.

Yukarıda ifade edilen (2.12), (2.13) ve (2.14) anlık denklemleri, çift-eksen teorisini yani clarke dönüşümü kullanarak tekrar yazmak daha pratik olacaktır.

Gerilim denklemleri;

$$u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{s\alpha} \quad (2.21)$$

$$u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{s\beta} \quad (2.22)$$

$$u_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{r\alpha} + \omega \psi_{r\beta} \quad (2.23)$$

$$u_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{r\beta} - \omega \psi_{r\alpha} \quad (2.24)$$

Manyetik akı denklemleri;

$$\psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_M i_{r\alpha} \quad (2.25)$$

$$\psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_M i_{r\beta} \quad (2.26)$$

$$\psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_M i_{s\alpha} \quad (2.27)$$

$$\psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_M i_{s\beta} \quad (2.28)$$

böylece asenkron motor (IM), stator referans sisteminde yukarıdaki gibi tanımlanır.

Burada ifade edilen değişkenleri tanımlayacak olursak;

α, β stator ortogonal koordinat sistemi

$u_{s\alpha, \beta}$ stator gerilimi

$i_{s\alpha, \beta}$ stator akımı

$\psi_{s\alpha, \beta}$ stator manyetik akısı

$\psi_{r\alpha, \beta}$ rotor manyetik akısı

R_s stator faz direnci

L_s stator faz endüktansı

L_r rotor faz endüktansı

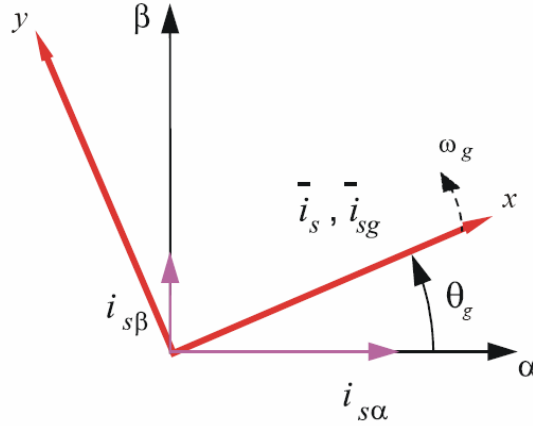
L_m stator ve rotor arasındaki karşit endüktans

ω rotor elektriksel hızı

θ_r rotor pozisyonu

Yukarıda ifade edilen (2.21) - (2.28) denklemleri; sabit sistem (α, β) içerisinde, statorla belirlenmiş olan asenkron motor (IM) modelini göstermektedir.

Bunun yanı sıra sabit referans sistemi statora birleştirilmiş, motor modeli gerilim uzay vektör denklemleri, genel hızı ω_g ile döndürülen genel referans sisteminde formüle edilebilir. Şekil 2.4’de genel referans sistemi görülmektedir (Lepka, 2003).



Şekil 2.4 Genel referans sistemi uygulaması

Eğer genel referans sistemi kullanılırsa; şekil 2.5’ de görüldüğü gibi enine ve boyuna eğik eksen koordinatları x,y genel anlık hız $\omega_g = d\theta_g/dt$ ile döndürülür, burada θ_g ; statora bağlanmış sabit referans sisteminin boyuna eksenini (α) ile genel referans sistemindeki reel eksen (x) arasındaki açıdır, genel referans sisteminde stator akımı uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanır;

$$\bar{i}_{sg} = \bar{i}_s e^{-j\theta_g} = i_{sx} + ji_{sy} \quad (2.29)$$

Stator gerilimi ve manyetik akı uzay vektörleri genel referans sisteminde benzer şekilde elde edilebilir.

Rotor gerilim, akım ve manyetik akılarının uzay vektörleri için benzer hususlar göz önünde tutulur. Rotora bağlanmış referans sisteminin reel eksenini ($r\alpha$); rotor açısı θ_r ile, stator referans sistemi boyuna ekseninin yerine geçer. Bundan sonra genel referans sisteminin reel eksenini (x) ile, rotor ile döndürülen referans sisteminin reel eksenini ($r\alpha$) arasındaki açı $\theta_g - \theta_r$ olarak görülebilir.

Genel referans sisteminde rotor akımları uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

$$\bar{i}_{rg} = \bar{i}_r e^{-j(\theta_g - \theta_r)} = i_{rx} + ji_{ry} \quad (2.30)$$

ve burada $\bar{i}_r$; rotor referans sisteminde rotor akımı uzay vektörüdür.

Genel referans sisteminde, rotor gerilimi ve rotor manyetik akısı uzay vektörleri benzer şekilde tanımlanabilir.

Asenkron motor (IM) modeli vektör kontrol uygulamalarında sıklıkla kullanılır. Bunu başarmak 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;

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} \quad (2.31)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} \quad (2.32)$$

$$u_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \psi_{rd} + \omega_r \psi_{rq} \quad (2.33)$$

$$u_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \psi_{rq} - \omega_r \psi_{rd} \quad (2.34)$$

manyetik akı denklemleri;

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_M i_{rd} \quad (2.35)$$

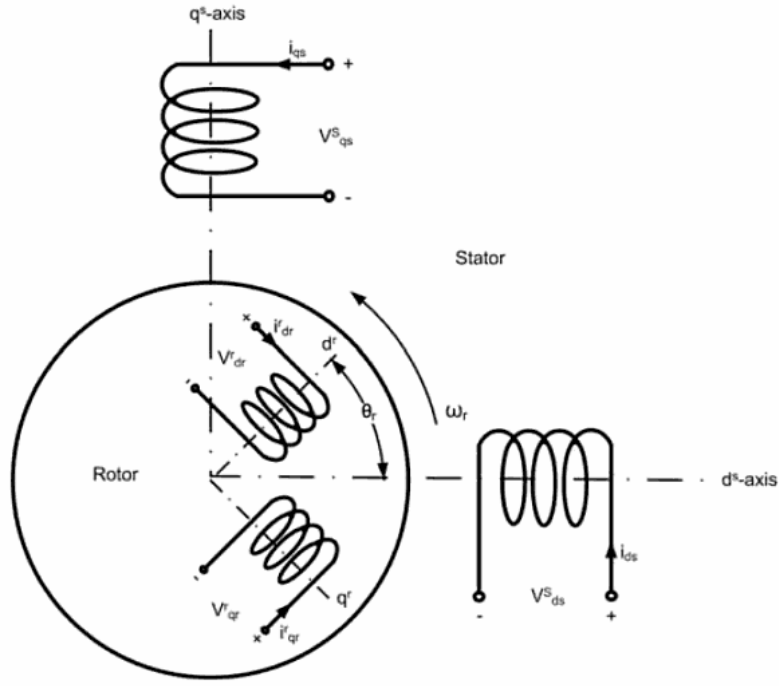
$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_M i_{rq} \quad (2.36)$$

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_M i_{sd} \quad (2.37)$$

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_M i_{sq} \quad (2.38)$$

elde edilmiş olur ve burada ω_r ; rotor elektriksel hızıdır.

Şekil 2.5’de asenkron motorun dq eksenindeki eşdeğer devresi görülmektedir. Bu devre fiziksel olarak var olmayıp dq eksen takımındaki motor eşdeğer devresinin daha iyi anlaşılması için verilmiştir.



Şekil 2.5 Asenkron motorun 2 faz dq eksen takımına göre stator ve rotor sargılarını tanımlayan eşdeğer devresi (Bose, 2006)

2.3 Moment Denklemi

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

$$\bar{t}_e = \frac{3}{2} p \bar{\psi}_s \times \bar{i}_s \quad (2.39)$$

ve burada p ; kutup çifti sayısıdır.

Eğer stator manyetik akısı ve stator akımı xy-düzleminde vektör olarak dikkate alınırsa;

$$\bar{\psi}_s = \psi_{sa} + j\psi_{s\beta} \quad (2.40)$$

$$\bar{i}_s = i_{sa} + ji_{s\beta} \quad (2.41)$$

olur ve xy-düzleminde dikey olan moment ise;

$$\bar{t}_e = \frac{3}{2} p (\psi_{sa} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{sa}) \bar{k} \quad (2.42)$$

olur. Burada $\bar{k}$; birim vektördür.

Genellikle $\bar{\psi}_s$ ve $\bar{i}_s$ kompleks değer vektörleri olarak dikkate alınır ve z-düzleminin bir anlama sahip olmadığı düşünülürse, bu yüzden moment skaler olarak ele alınır. Matematiksel olarak bu söylenenler ifade edilecek olursa;

$$t_e = \bar{t}_e \bar{k} = \frac{3}{2} p \left(\psi_{sa} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{sa} \right) \quad (2.43)$$

elde edilir.

Bu motor için genel mekanik denklem;

$$t_e = t_L + B\omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (2.44)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_m \quad (2.45)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada;

ω_m rotorun mekanik hızı

J atalet momenti

B viskoz sürtünme katsayısı

t_L yük momenti

θ açısal rotor pozisyonu

dur. Elektriksel hız ile mekanik hız arasında aşağıdaki gibi bir bağıntı vardır;

$$\omega_r = p \cdot \omega_m \quad (2.45)$$

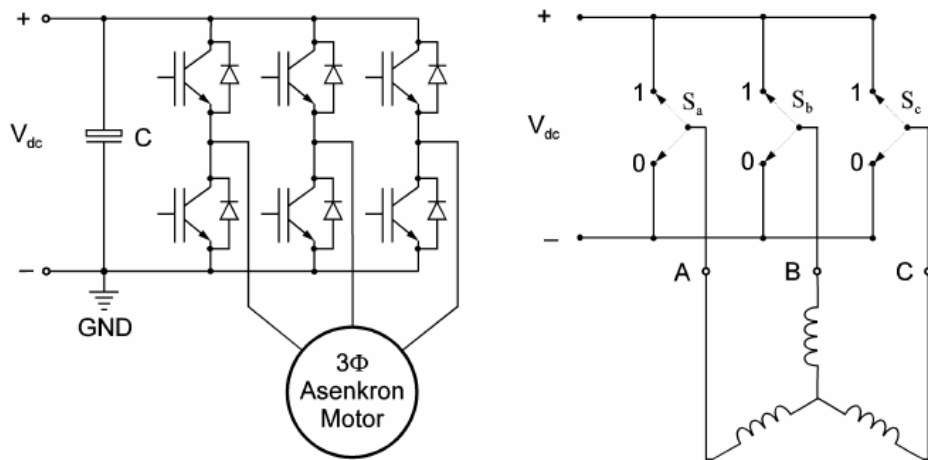
3. GERİLİM BESLEMELİ İNVERTERLER (VSI)

İnverterler doğru akımı alternatif akıma çeviren “dc-ac dönüştürücü” lerdir. Bir inverterin görevi girişindeki bir dc gerilimi, çıkışında istenen genlik ve frekansta simetrik bir ac gerilime dönüştürmektir. Çıkışta elde edilen gerilim ve frekans değerleri sabit veya değişken olabilir. Girişteki dc gerilim değiştirilmek ve inverter kazancı sabit tutulmak suretiyle, değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilir. Diğer taraftan giriş geriliminin sabit olması halinde, inverter kazancı değiştirilmek suretiyle değişken bir çıkış gerilimi elde edilebilir. İnverter kazancı; çıkıştaki ac gerilimin girişteki dc gerilime oranı olarak tarif edilebilir. Girişindeki dc gerilimin sabit olduğu bu tür inverterlere gerilim beslemeli inverter (VSI) adı verilir (Gülgün, 1999).

İnverterler; ac makinaların sürülmesinde, ayarlı gerilim ve frekanslı güç kaynaklarında, kesintisiz güç kaynaklarında (UPS), endüksiyonla ısıtmada, ultrasonik dalga üretiminde, statik var generatörlerinde, aktif güç şebeke filtreleri ve buna benzer uygulama alanlarında yaygın olarak kullanılırlar.

3.1 VSI'ın Çalışma Prensipleri

Gerilim beslemeli inverterler, büyük bir filtre kapasitesi ile sağlanan düşük empedanslı sabit bir dc gerilim kaynağından beslenir. İnverter, frekansı değiştirilebilen ve yük akımından bağımsız olan bir ac çıkış gerilimi üretir. Gerilim beslemeli inverterler ile sabit bir dc gerilim kaynağından üç fazlı ac gerilimler elde etmenin temel prensibi, Şekil 3.1’ de verildiği gibi iki yönlü üç mekanik anahtarın (S_a , S_b , S_c) uygun şekilde pozitif ve negatif dc baraya bağlanmasına dayanır (Bakan, 2002).



Şekil 3.1 Gerilim Beslemeli IGBT inverter ve eşdeğeri

DC gerilim kaynağının pozitif ve negatif ucu, bu üç mekanik anahtarın yerine bağlanan yarı iletken güç elemanları yardımıyla anahtarlanarak inverter çıkışında ac gerilim dalga şekilleri elde edilir.

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

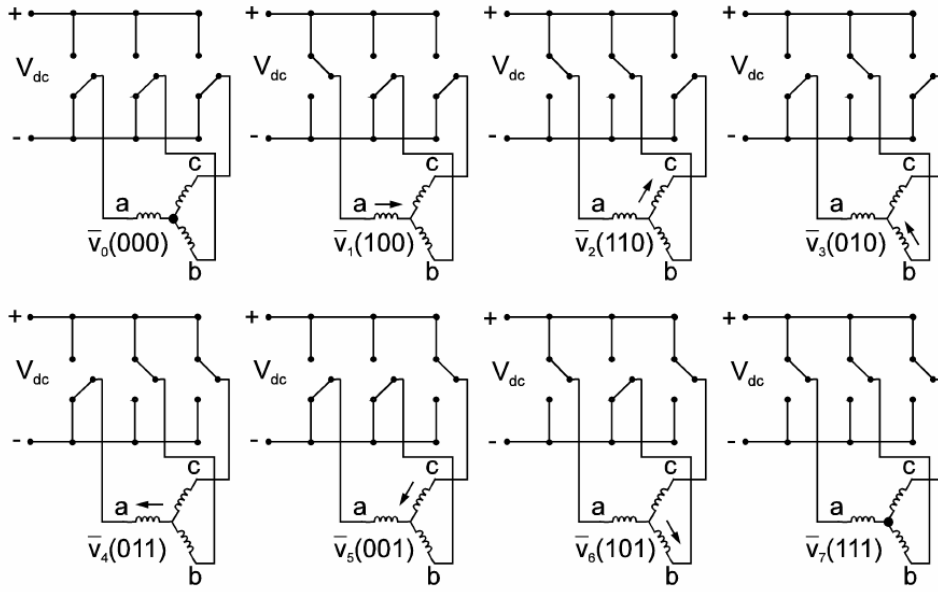
AC makinaların analizinde kullanılan uzay vektörü kavramı, üç fazlı gerilim beslemeli inverterlerin analizinde de kullanılabilir. Üç fazlı sinüsoidal gerilimlerin uzay vektörü, sD ve sQ sabit eksen takımlarında, sabit genlikli ve sabit açısal hızla dönen bir vektördür.

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.

Yani;

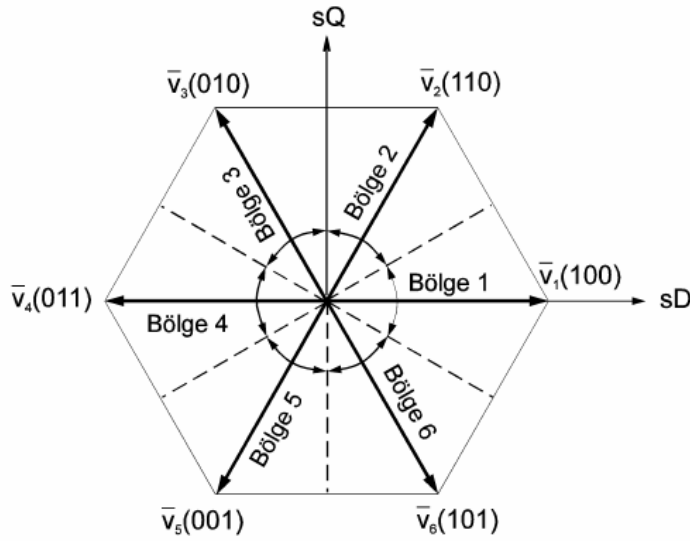
$$S_{a,b,c} = \begin{cases} 1 & +V_d \\ 0 & -V_d \end{cases} \quad (3.1)$$

olur. Üç fazlı inverter yapı olarak iki durumlu üç mekanik anahtar ile tanımlandığından sekiz farklı anahtar kombinasyonu mümkündür. Şekil 3.2 ' de üç fazlı asenkron motoru besleyen gerilim beslemeli inverterde anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri görülmektedir (Bakan, 2002).



Şekil 3.2 VSI inverterde anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri

Bu sekiz anahtar kombinasyonu sekiz adet faz-gerilim kombinasyonunu belirler. Aşağıdaki diyagram bu kombinasyonları gösterir (Bakan, 2002).



Şekil 3.3 VSI inverterde gerilim vektörlerinin sabit eksen takımındaki konumları ve oluşan bölgeler

Üç fazlı sistemlerde faz gerilimleri, birbirine göre 120° lik faz farkıyla üretilmelidir. Bu amaçla şekil 3.2’ deki temel devrede, uygun anahtarlama örnekleri kullanılarak aralarında 120° faz farkı bulunan çeşitli gerilim dalga şekilleri üretilebilir. Genel olarak üç fazlı gerilim

beslemeli inverterler, dalga şekillerine bağlı olarak kare dalga ve PWM inverter olmak üzere iki ana kısımda incelenebilir.

3.2 Kare Dalga İnverterler

Dengeli yıldız bağlı bir yük için çıkış gerilimlerinin değişimi Şekil 3.4' de verilen kare dalga inverterde, her bir anahtar 180° süresince daima ya pozitif ya da negatif uca bağlanmaktadır. Yani, her bir anahtarlama elemanı 180° süresince iletimde kalmaktadır. İnverter faz gerilimleri (v_a , v_b , v_c), dc kaynağın itibari sıfır noktası ve çıkış uçları arasında ölçülen gerilimdir.

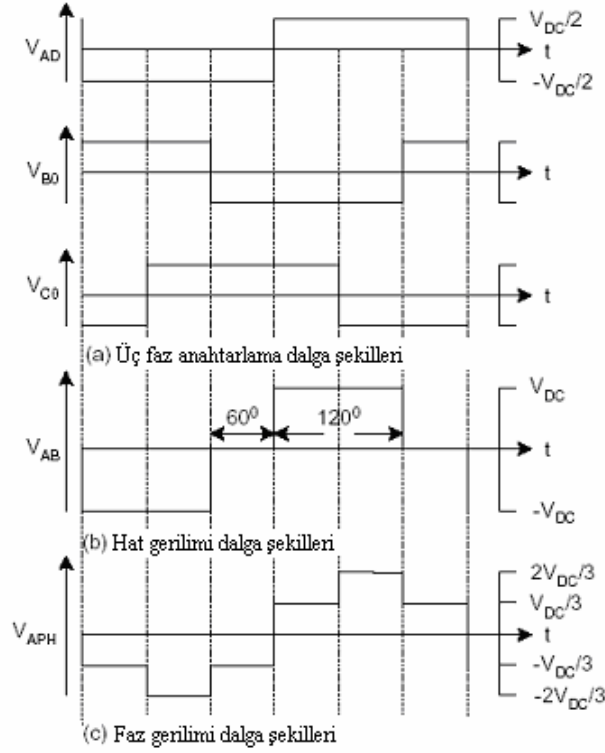
DC hattın orta noktasına göre tanımlanan her bir faz geriliminin genliği, üstteki eleman iletimde ise $+V_d/2$, alttaki eleman iletimde ise $-V_d/2$ değerindedir. İnverter faz gerilimi dalga şekli, şekil 3.4(a)' da görüldüğü gibi $\pm V_d/2$ genliğinde bir kare dalgadır ve 120° faz farkına sahiptir.

Şekil 3.4(b)' de gösterilen fazlar arası hat gerilimidir. Burada görüldüğü gibi her yarım dalgada 60° boyunca sıfır olurlar.

Eğer kare dalga inverterde dengeli yıldız bağlı bir yük beslenirse, faz gerilimi için her periyotta altı basamak bulunan bir dalga şekli bulunur. Şekil 3.4(c)' de gösterilmiştir.

180° iletimli inverterin en önemli avantajı, çıkış gerilimi dalga şeklinin yükün özelliğine bağlı olmamasıdır. Ancak, yükün kare dalga şeklinde bir gerilim ile beslenmesi, kare dalganın içerdiği harmonikler yüzünden ek kayıplara ve moment salınımlarına sebep olur. Bu nedenle düşük hızlarda, motor hızında salınımlar oluşur. Ayrıca sabit gerilimli bir dc kaynaktan beslendiği zaman çıkış geriliminin kontrolü mümkün değildir.

Bu sakıncaları gidermek için, çıkış gerilim dalga şekli mümkün olduğu kadar sinüse yaklaştırılmalıdır.

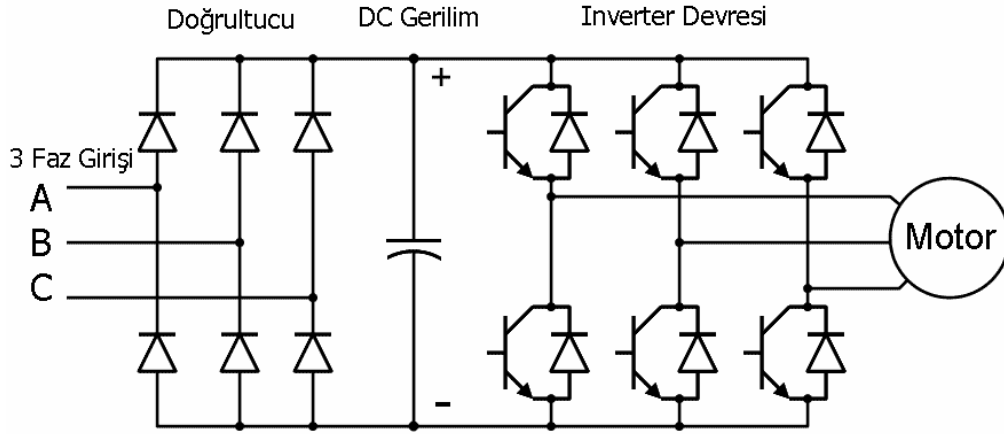


Şekil 3.4 Kare dalga inverterde gerilim değişimleri

3.3 PWM İnverterler

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.

Üç fazlı PWM inverterin ana akım devresi kare dalga inverterin ana akım devresi ile aynıdır. Fakat kollarındaki elemanların anahtarlama sırası daha karmaşıktır. Çıkış gerilimi dalga şekli değiştirilerek gerilim kontrolü inverterin kendi içinde yapılır. Girişindeki dc gerilimin ayarı gerekmediği için Şekil 3.5'deki gibi diyot köprüsünden oluşan kontrolsüz bir redresör (AC-DC dönüştürücü) kullanılabilir (Wikipedia, 2005). PWM inverterde yüksek anahtarlama hızları gerektiğinden şekilde IGBT'li olanı dikkate alınmıştır.



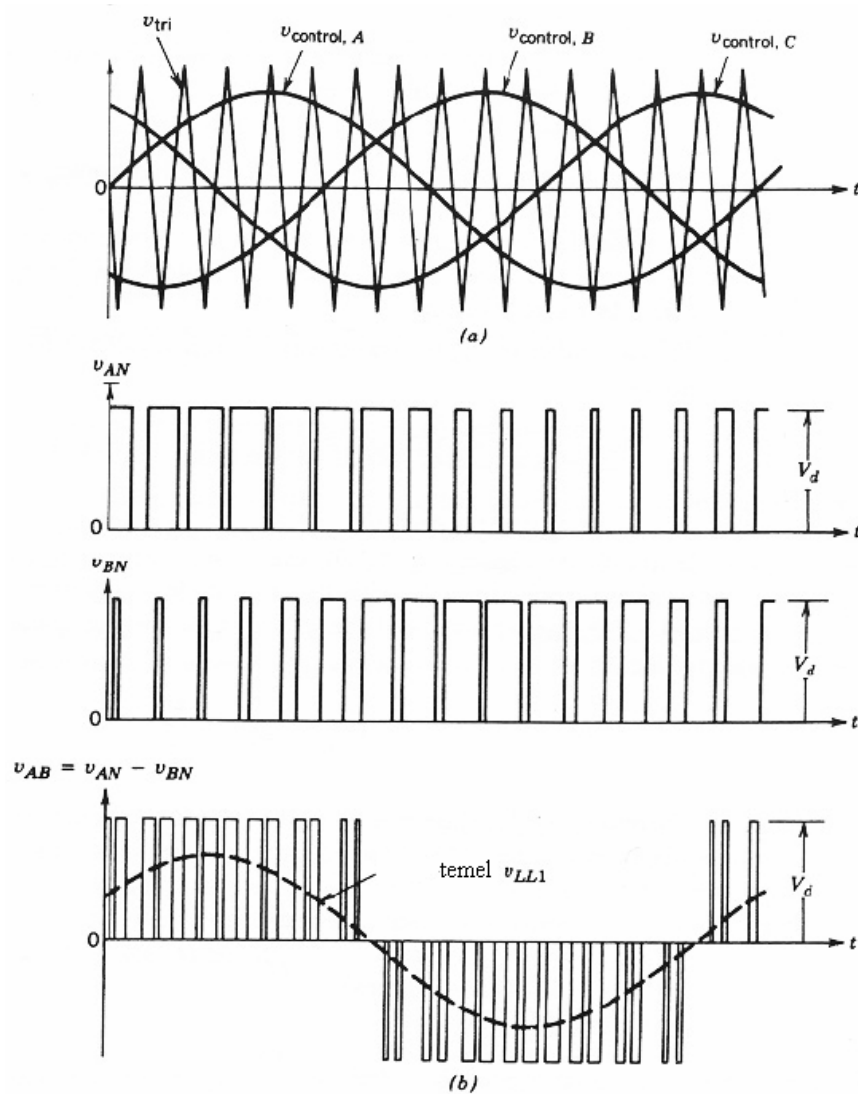
Şekil 3.5 Üç fazlı bir PWM inverter

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

İnverter ac çıkışlarındaki gerilim dalgaları birbirinin aynı olmalı ve aralarında 120° faz farkı bulunmalıdır. Kare dalga inverterlerden farklı olarak burada bir kutba ait gerilim, üst veya alt kolun iletimde olmasına göre, ac yarım periyodu içinde çok kez $+V_d/2$ ve $-V_d/2$ değerlerini almaktadır. Kutup gerilimi dediğimiz o faza ait uç gerilimi, kontrollü elemanı sürme sinyali dalga şeklinin bir kopyasıdır. Üstteki eleman iletimde iken pozitif, alttaki iletimde iken negatiftir. Bu nedenle sürme sinyali dalga şekillerinin elde edilmesinde kullanılan metotlara bakılarak, PWM inverterin çalışması kolayca incelenebilir. Bilindiği gibi, doğal örneklemede yüksek frekanslı bir üçgen taşıyıcı dalgayı düşük frekanslı bir modülasyon referans dalgası ile karşılaştırmak suretiyle bu sürme sinyalleri elde edilebilir. Bu modülasyon tekniği analog devrelerde kolayca gerçekleştirilebilir. İnverter çıkış gerilimi ve frekansının kontrolü, referans sinüsün genliği ve frekansının değiştirilmesi ile sağlanır.

Dengeli üç fazlı bir sistem elde etmek için, aralarında 120° faz farkı bulunan üç adet referans gerilimine ihtiyaç vardır. Aynı taşıyıcı üçgen dalgadan yararlanılabilir. Komparatör çıkışlarında elde edilen anahtarlama sinyallerinin birbirinin aynı olması için, taşıyıcı oranının üçle bölünmesi gerekir.

Hemen bütün alıcılar sinüsoidal gerilimle beslenmek üzere planlanmıştır. İnverter çıkış geriliminin sinüsoidale mümkün mertebe yakın olması için referans gerilimleri de sinüsoidal olmalıdır. Buna sinüsoidal PWM adı verilir. Her inverter fazının veya yarım köprüsünün birer komparatoru vardır. Şekil 3.6(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 sinüsoidal dalga örnekleri aynen korunur. Şekil 3.6(b)' de ise uç gerilimleri ve fazlar arası gerilimler gösterilmiştir (Bizot vd., 2003).



Şekil 3.6 Sinüsoidal PWM gerilim dalga şekilleri

AC motor hız kontrolunda kullanılan bir sinüs dalga PWM inverterin değişken frekansla çalışması için, ayarlanabilir genlik ve frekansta üç fazlı sinüs dalga referans gerilimine ihtiyaç vardır. Eğer motor sükunet durumuna kadar çok düşük hızlarda çalışıyorsa, sıfıra kadar düşük frekansları verebilen bir referans osilatörü gereklidir. Bu şekilde bir sinüs dalga referansın geleneksel analog devre teknikleri ile üretilmesi güçtür. Bu nedenle eski PWM inverterli tahriklerin çoğunda kare dalga PWM benimsenmiştir. Fakat artık modern devre teknikleri ile sinüsoidal PWM' in gerçekleştirilmesi kolaylaşmıştır.

Büyük taşıyıcı oranlarında sinüsoidal 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 kümelenmiştir. Çok düşük hızlarda bile titreşimsiz yumuşak bir motor dönüşü elde edilebilir. Zira istenmeyen düşük mertebeden harmonikler ve rahatsız edici moment salınımları sinüsoidal PWM kaynakla beslemede ortadan kalkar.

Burada unutulmaması gereken, sürücü uygulamalarında inverter anahtarlama kayıpları ve motor harmonik kayıplarını minimize eden, minimum anahtarlama frekansı kullanan PWM tekniği gerçekleştirmektir.

3.4 Uzak Vektör PWM İnverterler

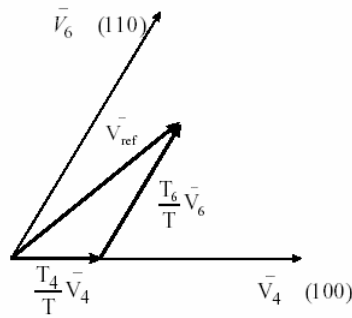
Güç elektroniği devrelerinde kullanılan en genel modülasyon metodu sinüsoidal PWM' dir. Ancak bu metotta, maksimum çıkış gerilimi düşük ve anahtarlama sayısı yüksektir. Bu sakıncaları ortadan kaldırmak için çeşitli metodlar geliştirilmiştir. Bu metodlar hala kullanılmakta ise de özel olarak şekillendirilen referans dalga ve onunla senkronize olan bir taşıyıcı dalga gerektirdiğinden kontrol devresi oldukça karmaşıktır.

Özellikle son yıllarda, sinüsoidal modülasyonun sayısal bir alternatifi olarak PWM dalga şekilleri üretmek amacıyla, uzak vektör fikrine dayanan yeni bir PWM metodu geliştirilmiştir. Uzak vektör PWM (SVPWM) olarak adlandırılan bu metod, sinüsoidal 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.

SVPWM metodu açık çevrim çalışma için fazla önemli değildir. Çünkü üçüncü dereceden harmoniklerin ilavesi yaklaşımıyla düzenli örneklemeli sinüsoidal PWM, SVPWM ile aynı anahtarlama örneklerini üretebilir. Ancak kapalı çevrim çalışmalar için, özellikle de motorların vektörel kontrol uygulamalarında SVPWM metodu büyük avantajlar sağlar.

Vektör kontrol yöntemlerinde, sabit eksen takımındaki sekiz farklı gerilim vektörü ile üç fazlı sinüsoidal 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 [TI].

Vektörler bu düzlemi simetrik altıgen oluşturacak şekilde altı bölgeye ayırır. Bu bölge dağılımına bağlı kalınarak gerilim referansının içinde olduğu iki komşu vektör seçilir. Referans vektör $\bar{v}_{ref}$ ' i üçüncü bölgede varsayarak aşağıdaki duruma sahip oluruz.



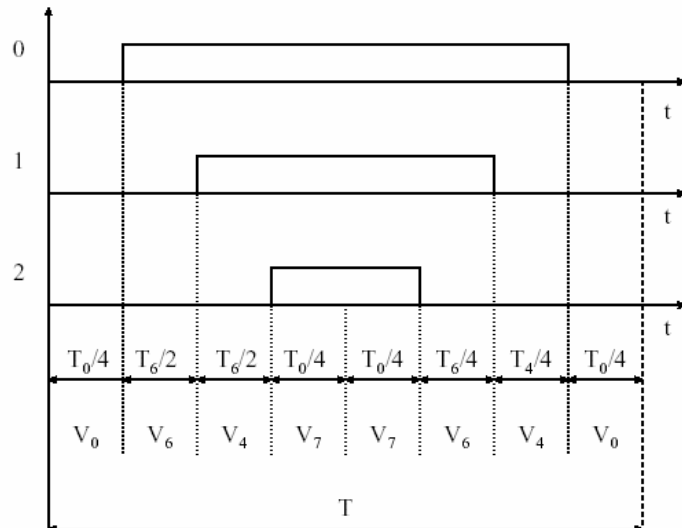
Şekil 3.7 Komşu vektörlerin birleşimi olarak referans vektör

$\bar{v}_4 - \bar{v}_6$ vektörleri aktif vektörler olarak adlandırılır. Sıfır gerilim vektörleri olarak adlandırılan $\bar{v}_0$ ve $\bar{v}_7$ gerilim vektörleri, stator sargılarını kısa devre eder ve stator akısında bir değişiklik oluşturmaz. Şekil 3.7’de T_4 ve T_6 , $\bar{v}_4$ ve $\bar{v}_6$ vektörlerinin (iletim bölgelerinin) uygulandığı zamanlar ve T_0 sıfır vektörlerinin (iletim dışı) uygulandığı zamandır (Texas Instruments, 1998). Referans gerilim (ters park dönüşümünün çıkışı) ve örnekleme periyodu bilindiğine, bilinmeyen T_4 , T_6 ve T_0 ' ı aşağıdaki denklem sistemi ile ifade etmek mümkündür.

$$T = T_4 + T_6 + T_0 \quad (3.2)$$

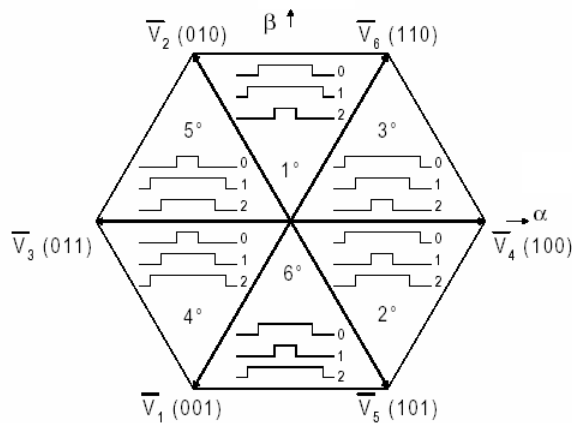
$$V_{ref} = \frac{T_4}{T} V_4 + \frac{T_6}{T} V_6 \quad (3.3)$$

Bu sınırlamalar altında referans vektörün geometrik yeri, yatayları sekiz vektörün uçlarıyla oluşan bir altıgenin içidir. Üretilen uzay vektör modülasyon dalga şekilleri her bir modülasyon periyodunun ortasına yönelmiş durumda ve birbirleriyle simetriktir. Şekil 3.8 bu dalga şeklini verir (Texas Instruments, 1998).



Şekil 3.8. Üçüncü bölgede SVM dağılımı

Aşağıdaki diyagram ise her bir bölge için uzay vektör modülasyonunun modelini gösterir (Texas Instruments, 1998).



Şekil 3.9 SVM' nin altıgen modeli

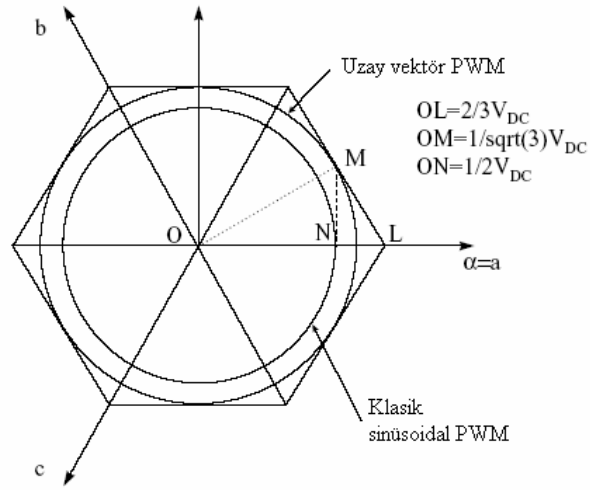
SVM birimi, üretilmek istenilen $\bar{v}_{ref}$ referans gerilim vektörünün sabit eksen takımındaki bileşenleri $v_{s\alpha ref}$ ve $v_{s\beta ref}$ ile V_{dc} gerilimini giriş olarak alır. $v_{s\alpha ref}$ ve $v_{s\beta ref}$ kullanılarak $\bar{v}_{ref}$ referans gerilim vektörünün bulunduğu bölge tespit edilir.

Anahtarlama frekansı T periyodu ile doğrudan kontrol edilir. SVM ile üretilen referans gerilim vektörünün genliği daha önceki şekilde gösterilen altıgen sınırını geçemez. Bu durumda sıfır gerilim vektörleri kullanılmaz.

Sonuçta, uzay vektör modülasyonunun girişleri, referans vektör elemanları (v_{sDref} ve v_{sQref}) ; çıkışları ise, uygun bölge sınırlama vektörlerinin herbirine uygulanacak elemanlardır.

3.5 SV – Sinüsoidal PWM Karşılaştırılması

SVPWM, üç fazlı ac motor sargısı içindeki akımlarda minimum harmonik distorsiyonu üretir. Ayrıca SVM, sinüsoidal metodu ile kıyaslandığında kaynak geriliminin daha fazla verimli kullanımını sağlar. Gerçekte, sinüsoidal sinyaller bir üçgen taşıyıcı ile karşılaştırıldığında, klasik sinüsoidal modülasyon ile çember içindeki referans vektörünün yerinin $\frac{1}{2}V_{DC}$ yarıçapında olduğunu biliyoruz. SVM’ nda, 6 vektörün her birinin uzunluğu $\frac{2}{3}V_{DC}$ olduğu görülmektedir. Sabit durumda referans vektör genliği sabit olabilir. Aslında, SVM referans vektör yeri, şekil 3.8.’ de tanımlanan altıgenden daha küçük yapılıdır. Bu yer, altıgen içerisinde çizilen çemberin kendisi ile teğettir. Böylece $\frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC}$ yarıçapına sahiptir. Bu referans vektörleri şekil 3.10’da gösterilmiştir (Texas Instruments, 1998).



Şekil 3.10 SV – Sinüsoidal PWM yer karşılaştırması

Bu yüzden maksimum çıkış gerilimine dayandırılan uzay vektör teorisi, klasik sinüsoidal modülasyona göre $\frac{1}{\sqrt{3}} \left(\frac{OM}{ON} \right)$ zamanı kadar genişler. SVPWM' in, sinüsoidal PWM metoduna göre kaynak geriliminin daha fazla verimli kullanılmasına sebep olması ile açıklanabilir.

4. ASENKRON MOTOR İÇİN KONTROL METOTLARI

Bu bölümde asenkron motorlar için kullanılan kontrol metotları ve birbirleriyle karşılaştırmaları üzerinde durulacaktır.

4.1 Giriş

Güç elektroniği ve dijital işaret işlemedeki gelişmeler, birçok uygulamada asenkron motorların (IM) kullanım eğilimlerini arttırmıştır. Asenkron makinalar, diğer makinalara kıyasla ucuz olmaları, patlayıcı ortamlar dahil, her türlü kötü ortam şartlarında çalışabilmeleri ve bakım gerektirmemeleri gibi üstün özellikleri neni ile endüstriyel uygulamalarda ve çoğunlukla değişken hız tahrik sistemlerinde kullanılırlar.

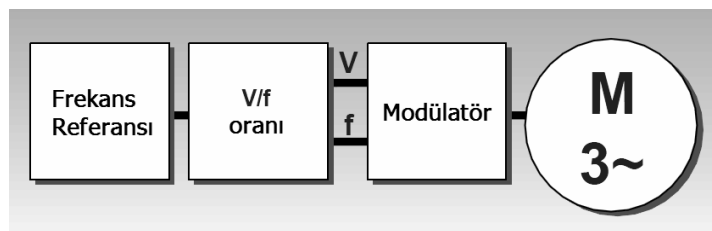
Asenkron motor, stator olukları içerisinde sargıların uyarılması ile temel olarak alışılmış bir AC motordur; öyle ki stator akımları tarafından oluşturulan akı yaklaşık olarak sinüzoidaldir.

Hem hız kontrolü yapmak, hem de akım ve momentin bu kontrol sırasında artmasını engellemek için motora uygulanan gerilimin frekans ve genliğinin birlikte değiştirilmesi gerekmektedir. Asenkron makinaların değişken hızlı tahrik sistemlerinin kontrolünde stator gerilim ve frekansının değişimine dayalı yöntemler, üç temel kısma ayrılabilir. Bunlar;

- V/f kontrol – açık-çevrim kontrol
- Alan yönlendirmeli kontrol (FOC) – kapalı-çevrim kontrol
- Doğrudan moment kontrolü (DTC) – kapalı-çevrim kontrol

4.1.1 V/f Kontrol

Skaler kontrol yöntemi olarak ta bilinen V/f kontrolü daha çok fan ve pompa gibi basit değişken hız uygulamaları kullanılmaktadır. Bu tip bir kontrol düşük maliyet ve basit bir tasarıma sahiptir. Ayrıca ortadan yüksek moment-hız aralığı içinde yararlıdır. Bu tip bir kontrol için blok diyagramı Şekil 4.1’de görülmektedir (ABB, 1999).



Şekil 4.1 V/f kontrolünün blok diyagramı

Asenkron motor sürücülerinde V/f kontrolü ile 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. Diğer kontrol tiplerinden farklı olarak, V/f kontrol metodu yüksek performans sayısal işleme gerektirmez. Bu kontrol tipi için başlıca özellikler olarak şunlardan bahsedilebilir;

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

Avantajlar:

- Düşük maliyet,
- Geri besleme aygıtı gerektirmemesi,
- Basit yapıda gerçekleştirilebilmesi.

Dezavantajlar:

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

Skaler kontrol sürücüleri biraz düşük performans göstermektedir ancak uygulanması kolay bir yöntemdir. Endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak üstün performansı ile uygulamalarda daha çok talep gören vektör kontrol yöntemleri nedeniyle, önemi son zamanlarda azalmıştır. Asenkron motorların bilinen skaler kontrolünde, voltaj ve frekans temel kontrol değişkenleri olup, moment ve akı bu iki değişkenin fonksiyonlarıdır. Bu kuplaj etkisi asenkron motorun tepkisinin yavaşlamasına neden olur. Örneğin momenti artırmak için frekansı artırdığımızı düşünelim. Bu durumda ilk anda, gerilim sabit iken, $V=4.44 f N$ y eşitliği gereğince, akıda ve dolayısı ile momentte azalma olacaktır. Uygulamada bu azalmayı telafi etmek amacı ile, V/f kontrolü diye bilinen yöntemle voltaj, uygun miktarda artırılmaktadır. Ancak bu işlem sırasında momentteki geçici azalma, motor tepkisinin gecikmesine neden olacaktır (Bose, 2001).

V/f oranının değiştirilmesi ile oldukça kolay bir şekilde gerçekleştirilen ve çoğu

uygulamalarda yeterli olan hız kontrolü, özellikle moment kontrolünün önemli olduğu sarma, hadde vb. süreçlerde yeterli olamamaktadır. Moment değişiminin de kontrol edilmesi gereken hız kontrol sistemlerinde, stator genliği ve frekansın dışında, sinüzoidal bir işaretin tanımlanmasında kullanılan üçüncü büyüklüğün, yani gerilimin dalga şeklinin belli bir işarete göre faz farkının da kontrol edilmesi gerekmektedir (Sarioğlu, 2003). Vektör kontrol olarak adlandırılan bu kontrol yöntemleri; alan yönlendirmeli kontrol ve doğrudan moment kontrolüdür.

4.1.2 Alan Yönlendirmeli Kontrol (FOC)

Vektör kontrolü; yüksek performans sürücüler, vinçler gibi basit gerilim ve düşük hız kontrol uygulamaları için en iyi seçimdir. Bu metot; momenti, sıfır hız dahil düşük hız aralıklarında kontrol eder.

Vektör kontrolünde; eksen dönüşümleri ile, stator akımının moment ve akıyı oluşturan bileşenleri birbirlerinden dekopple edilerek, geçiş tepki karakteristikleri hızlandırılmış ve bir doğru akım makinasının karakteristiklerine benzetilmiştir (Bose, 2001).

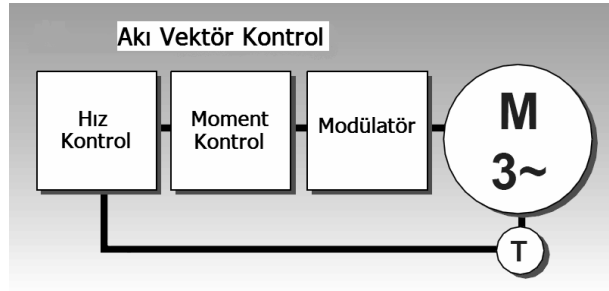
Bu yöntemde stator akımının genliğinin yanı sıra fazının da kontrol edilmesi nedeniyle, yöntemin adı Vektör Kontrol olarak belirlenmiştir (Vas, 1990). İlke olarak, alan akısı vektörünün stator akımının bir bileşeni doğrultusunda yönlendirilmesi nedeniyle bu yöntem Alan Yönlendirilmeli Kontrol olarak da isimlendirilmektedir (Bose, 1986).

Makinanın d-q eksen takımına dayalı bu kontrol yöntemi, doğrudan ve dolaylı vektör kontrol yöntemi olmak üzere iki ana kısma ayrılır ve rotor akısından kaynaklı vektör kontrol yöntemleridir. Rotor akısından oryantasyonlu vektör kontrolünde kontrol işlevinin gerçekleştirilmesi için rotor akısının genlik ve fazının elde edilmesi gereklidir. Rotor akısının genliği kontrolde geri-besleme işareti olarak kullanılırken, fazı ise d-q dan a-b-c veya a-b-c den d-q eksenine yapılacak dönüşümlerde, dönüşüm açısı olarak kullanılır. Doğrudan veya dolaylı vektör kontrol yöntemlerinin birbirinden farkı, akının genlik ve fazının elde edilme şekline dayanmaktadır (Sarioğlu, 2003).

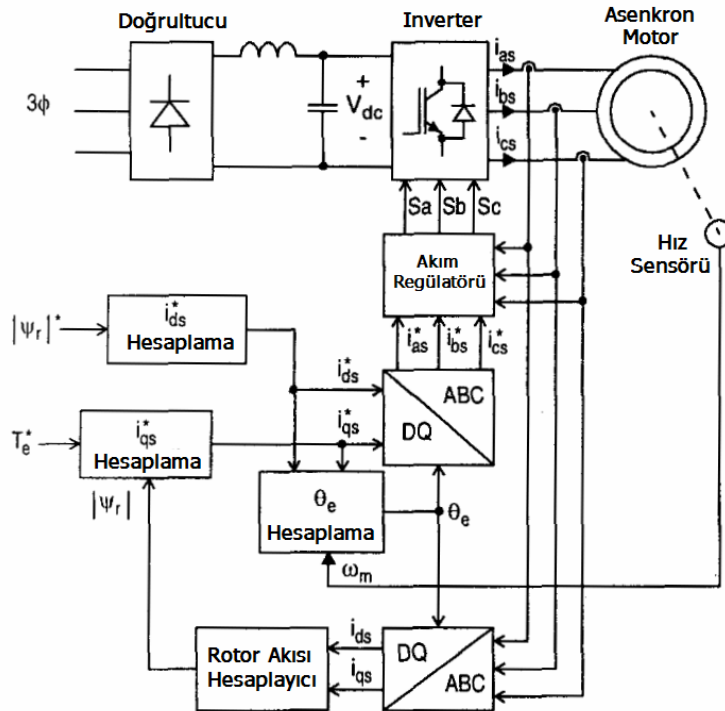
Bunu gerçekleştirmek için, motorun elektriksel karakteristikleri matematiksel olarak, veri denetimini kullanan mikroişlemci ile modellenir. Aynı zamanda alan yönlendirmesini yerine getirmek için, rotorun açısal pozisyonu gerekir. Yöntemin, konum algılayıcısı kullanmayı gerektirmesi pek arzu edilen bir durum olmasa da sıfır hıza kadar inilebilmeyi sağlaması bir tercih konusudur.

Vektör kontrol sisteminde moment, akımla kontrol edildiğinden, bu sistemde sürücü olarak akım kaynaklı inverter kullanmak doğaldır. Ancak, kontrol sisteminin çıkışındaki akım komutu ile, ölçülen akım karşılaştırılıp, aradaki hata bir PI kontrolöründen geçirilerek voltaj komutu üretilebilir. Böylece voltaj kaynaklı bir inverter kullanımı da mümkün olur (Bayındır ve Narlı, 1992). Inverter sinyali için sinüs-üçgen karşılaştırmalı PWM veya Histerezis akım kontrollü PWM kullanılabilir.

Bu tip bir kontrol için blok diyagramı Şekil 4.2’de gösterilmiştir (ABB, 1999). Kontrol yapısı da Şekil 4.3’de görülmektedir (Le-Huy, 1999).



Şekil 4.2 FOC kontrolünün genel blok diyagramı



Şekil 4.3 Asenkron Motorda Dolaylı Alan Yönlendirmeli Kontrol

Bu kontrol tipi için başlıca özellikler olarak şunlardan bahsedilebilir [TG];

- Alan yönlendirmeli kontrol – DC sürücüye benzer
- Motor elektriksel karakteristikleri benzerdir – motor modeli
- Kapalı-çevrim sürücü
- Direkt olmayan moment kontrollüdür.

Avantajlar:

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

Dezavantajlar:

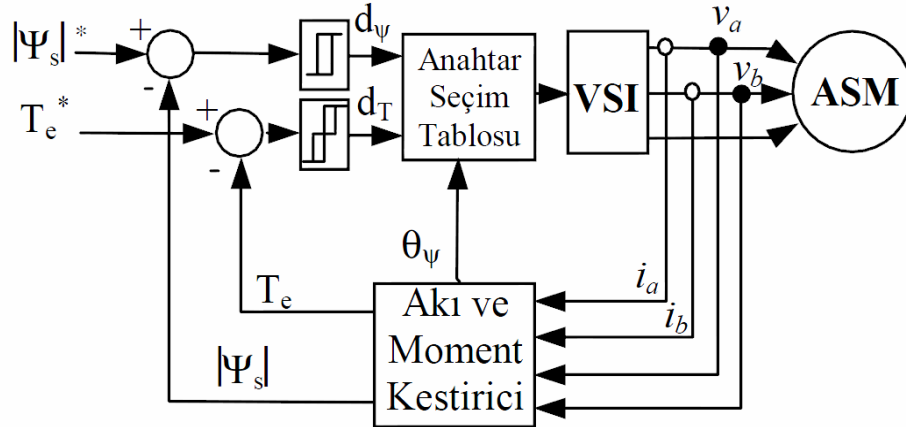
- Geribesleme gereklidir,
- V/f kontrolundan daha kompleks ve maliyetlidir.

Ayrıca, ölçülen büyüklüklerden hareketle elde edilen büyüklüklere, makinanın açısal hızını ya da konumunu eklemek, algılayıcısız olarak hesaplayan gözlemci tasarımı ile mümkün hale gelmiştir. Fakat makinanın matematiksel modeline dayanan gözlemleyici tasarımı, bu modelin lineer olmayan yapıda olması ve aynı zamanda da parametrelerin özellikle de rotor devresi endüktans ve direncinin değişmesi nedeni ile oldukça zordur. Bu sorunu çözmek için değişik tür ve yapıda gözlemleyiciler tasarlanmaktadır. Kontrol teorisindeki gelişmelerden yararlanılarak oluşturulan gözlemleyicilerle kontrol sisteminin başarımı artmaktadır.

4.1.3 Doğrudan Moment Kontrolü (DTC)

Doğrudan moment kontrolünün temel fikri; stator akımını kontrol etmek yolu ile değil de, stator manyetik akısını ve momentini direkt olarak kontrol etmektir. Bu, stator manyetik akı modülü ve moment için histerezis komparatörlerin çıkışları kullanılarak ve tanımlı anahtarlama tablosundan uygun gerilim vektörü seçerek, güç anahtarlarını direkt olarak kontrol etmek yolu ile başarılabilir. DTC kontrolü; histerezis kontrolörlerinden dolayı hızlı dijital sinyal işleme devresi kullanılmalıdır.

Bu tip bir kontrol için blok diyagramı aşağıda görülmektedir (Okumuş, 2002)



Şekil 4.4 DTC kontrolünün blok diyagramı

Doğrudan moment kontrolü için başlıca özellikler arasında şunlardan bahsedilebilir;

- Kontrol değişkenleri, stator akısı ve motor momentidir,
- Pozisyon sensörüne gerek yoktur.

Avantajlar:

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

Dezavantajlar:

- Stator direncindeki değişimden büyük ölçüde etkilenir

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 akı hesabındaki integrasyon hatalı olur. Bu yüzden akım modeli kullanılması gerekebilir.

Sonuç olarak sürücü için kontrol tiplerinin seçimi direkt olarak motorun kullanıldığı uygulama ile alakalıdır. Sadece basit (ve genellikle orta ya da yüksek) hızın gerekli olduğu ve yüksek performansın gerekli olmadığı, fanlar ya da pompalar gibi basit uygulamalar için, kolay gerçekleştirilmesi ve ucuz olması sebebiyle V/f kontrolü uygundur.

Hız ve momentin hassas olarak kontrolünün gerektiği (özellikle düşük ve sıfır hızda), vinçler ve yüksek performans sürücüleri gibi uygulamalarda, alan yönlendirmeli kontrol ya da doğrudan moment kontrolü seçilir.

DTC' nin temel özellikleri aşağıdaki gibi özetlenebilir:

- 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.

4.2 Kontrolün AC Motorlara Kazandırdığı Özellikler

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

Bunlar;

- Küçük eylemsizlik momentine ve hızlı moment cevabına sahip olmaları, yani büyük moment-eylemsizlik momenti oranına sahip olmaları,
- Verimin büyük olması,
- Mıknatıslama akımının rotordaki sürekli 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 sürekli 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).

4.3 DTC ve FOC Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Yüksek performanslı AC sürücülerinde kullanılan alan yönlendirmeli 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 ρ_r rotor akısı elektriksel açıdır. Rotor akısı açısının tahmini, rotor hızının ölçülen değeri ve kayma frekansının kullanılmasını gerektirir. ρ_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' un çalışması kayma frekansının tahminine, dolayısıyla rotor zaman sabitine bağlıdır. DTC' nin çalışması ters elektromotor kuvvetinin integrali alınarak hesaplanan stator akısının değerine bağlıdır.

Düşük hızlarda çalışmada, elektromotor kuvvet çok düşük olduğundan R_s ' deki küçük bir değişme çok büyük hataya sebep olur. Bu da kontrol performansının bozulmasına neden olur.

FOC' de 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 4.1 FOC ve DTC yöntemlerinin karşılaştırılması

Karşılaştırma Konusu	Alan Yönlendirmeli Kontrol (FOC)	Doğrudan Moment Kontrolü (DTC)
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 akımları	Stator gerilimleri Stator akımları
Tahmin edilen değişkenler	Kayma frekansı Rotor akısı pozisyonu	Moment Stator akısı
Regülatörler	Üç fazlı akım regülatörleri (histerezis)	Moment regülatörü (histerezis) Stator akı regülatörü (histerezis)
Moment kontrolü	Stator akımları ile dolaylı kontrol Yüksek cevap hızı Moment dalgalanması	Doğrudan kontrol Yüksek cevap hızı Moment dalgalanması
Akı kontrolü	Stator akımları ile dolaylı kontrol Düşük cevap verme hızı	Doğrudan kontrol Yüksek cevap verme hızı
Parametre hassasiyeti	Rotor zaman sabitindeki değişimlere duyarlı	Stator direncindeki değişimlere duyarlı
Gerçekleştirme zorluğu	Yüksek seviyeli karmaşıklık Hesaplamalarda trigonometrik fonksiyonlar gerekli	Orta seviyeli karmaşıklık

Sonuç olarak, DTC yönteminin dinamik cevap ve gerçekleştirme karmaşıklığı açısından FOC yönteminden daha üstün olduğu söylenebilir. Fakat uygulamanın getirdiği özel durumlara bağlı olarak, ek hesaplamalar ile iyileştirmeler yapıldığında, performans ve karmaşıklık açısından hemen hemen aynı seviyeye gelirler. İlgili karşılaştırma durumları çizelge 4.1.'de verilmiştir.

5. ASENKRON MOTORLARDA (IM) DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜNÜN (DTC) ANALİZİ

Bu bölümde asenkron motorda genel olarak DTC' nin matematiksel ifadeler kullanılarak analizi üzerinde durulacaktır.

5.1 Giriş

DTC yöntemi, referans ve hesaplanan akı vasıtasıyla momentte oluşacak hataları doğrudan giderecek bir anahtarlama dizisinin, inverterdeki güç anahtar elemanlarına uygulanmasına dayanır. Yani DTC' nin temel prensibi stator manyetik akı ve, referans ve gerçek moment arasındaki farklılıklara göre uygun stator gerilim vektörlerinin seçilmesidir. Bu sayede moment ve akı hatasında oluşabilecek değişimler anında düzeltilebilmekte ve hızlı bir moment cevabı sağlanabilmektedir. Diğer vektör kontrol yöntemleri rotor akısından oryantasyonlu iken DTC yöntemi stator akısından oryantasyonludur. Sinüs-üçgen karşılaştırılması veya histerezis akım kontrolü gibi bir PWM oluşturma yöntemine ihtiyaç yoktur. Bu yüzden; DTC, PWM akım kontrolü metodu ile yapılan moment uygulamasıyla kıyaslandığı zaman, daha az parametre bağıllığı ve hızlı moment cevabı gibi avantajlar sağlar. DTC altında rotorun ilk pozisyonu yaklaşık olarak bilindiği takdirde sensörsüz (algılayıcısız) çalışma mümkündür.

5.2 Stator Akısı ve Stator Gerilim Vektörleri Arasındaki İlişki

Asenkron motorda stator akısı ve stator gerilim vektörleri arasındaki ilişki aşağıdaki gibi verilmektedir (Habetler vd., 1992; Kazmierkowski ve Kasprowicz, 1995; Nash, 1997; Casadei vd., 1997; Juhasz vd., 2000).

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (5.1)$$

DTC yönteminde asenkron motorun ürettiği moment, stator akısı ve stator akımı kullanılarak hesaplanır. Üç fazlı, simetrik asenkron makinada üretilen elektromanyetik momentin ani değeri, stator akısı uzay vektörü $\bar{\psi}_s$ ile stator akımı uzay vektörü $\bar{i}_s$ 'in vektörel çarpımı ile orantılıdır.

$$t_e = \frac{3}{2} P \bar{\psi}_s \times \bar{i}_s \quad (5.2)$$

Moment eşitliğinin stator ve rotor akıları cinsinden yazılması, motorda moment oluşumunun fiziksel olarak yorumlanması açısından daha uygundur. Stator ve rotor akıları kullanılarak,

$$\bar{\psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r' \quad (5.3)$$

$$\bar{\psi}_r' = L_r \bar{i}_r' + L_m \bar{i}_s \quad (5.4)$$

olduğuna göre, stator akımı,

$$\bar{i}_s = \frac{\bar{\psi}_s}{\sigma L_s} - \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\psi}_r' \quad (5.5)$$

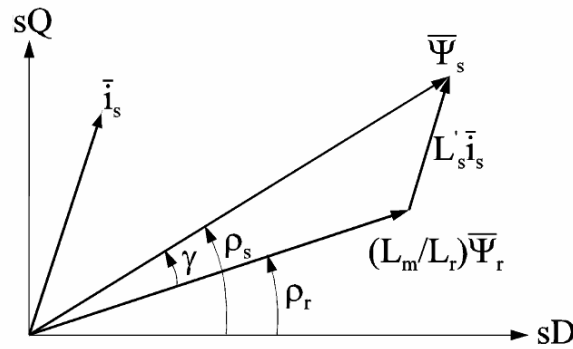
şeklinde yazılabilir. Burada σ sızıntı faktörü olup

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (5.6)$$

olarak tanımlanır. (5.5) eşitliği ile verilen stator akımı (5.2)'de verilen moment ifadesinde yerine konulursa, aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$\begin{aligned} t_e &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\psi}_s \times \bar{\psi}_r' = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\bar{\psi}_s| |\bar{\psi}_r'| \sin(\rho_s - \rho_r) \\ &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} |\bar{\psi}_s| |\bar{\psi}_r'| \sin \gamma \end{aligned} \quad (5.7)$$

Moment ifadesinde bulunan stator akısı, rotor akısı ve stator akımı vektörleri Şekil 5.1'de sabit eksen takımında görülmektedir (Bakan, 2002).



Şekil 5.1 Sabit eksen takımında, stator ve rotor akıları ile stator akımı vektörleri

Statorun akı ve gerilim vektörleri arasındaki ilişki, stator direncindeki gerilim düşümü ihmal edilerek (5.1) eşitliğinden,

$$\bar{V}_s = \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (5.8)$$

olarak yazılabilir. δt küçük zaman aralığında motora $\bar{v}_k = v_{s\alpha} + jv_{s\beta}$ inverter gerilim vektörü uygulandığında, stator direncindeki gerilim düşümü ihmal edilirse stator akısı bileşenlerindeki değişim,

$$\delta\psi_{s\alpha} = v_{s\alpha} \delta t \quad (5.9)$$

$$\delta\psi_{s\beta} = v_{s\beta} \delta t \quad (5.10)$$

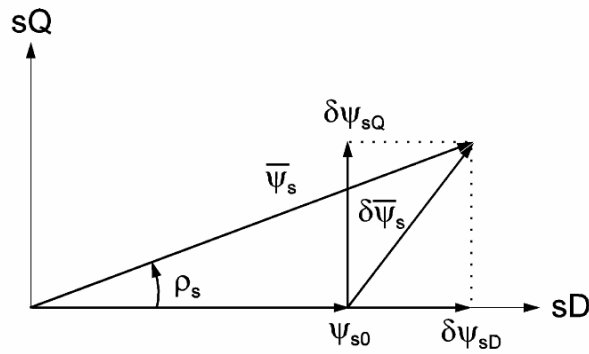
olur. Başlangıçta v_1 gerilim vektörü uygulanarak stator akısının $t = t_0$ anında sD eksenini doğrultusunda ψ_{s0} değerine ulaştığı kabul edilirse, stator akısının $t_0 + \delta t$ anındaki genliği,

$$|\bar{\psi}_s| \cong \sqrt{(\psi_{s0} + \delta\psi_{s\alpha})^2 + (\delta\psi_{s\beta})^2} \quad (5.12)$$

bulunur. $\psi_{s0} + \delta\psi_{s\alpha} \gg \delta\psi_{s\beta}$ olduğu kabul edilirse, stator akısının genliği,

$$|\bar{\psi}_s| \cong \psi_{s0} + \delta\psi_{s\alpha} \quad (5.13)$$

olarak elde edilir. Şekil 5.2’de sabit eksen takımında, δt süresi boyunca stator akısı vektörünün değişimi görülmektedir (Bakan, 2002).



Şekil 5.2 Sabit eksen takımında, δt süresi boyunca stator akısı vektörünün değişimi

Stator akısındaki değişim, büyük ölçüde stator akısının $t = t_0$ anındaki yönü doğrultusunda uygulanan gerilim vektörü tarafından sağlanır. δt kısa zaman aralığında rotor akısı uzay vektörünün değişmediği kabul edilebilir.

Bu durumda (5.7)'de verilen motorun elektromanyetik moment eşitliği kullanılarak,

$$\delta T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_r \delta \psi_{s\beta} \quad (5.14)$$

yazılır. Motor momentindeki değişim, stator akısının $t = t_0$ anındaki yönüne dik olan inverter gerilim vektörünün oluşturduğu $\delta \psi_{sQ}$ tarafından üretilir (Buja vd., 1997b).

t_0 anından $t_0 + \delta t$ anına kadar stator akısı uzay vektörünün açısındaki değişim,

$$\Delta \rho_s = \tan^{-1} \frac{\delta \psi_{s\beta}}{\psi_{s0} + \delta \psi_{s\alpha}} \quad (5.15)$$

olarak hesaplanır. Bu eşitlik δt 'ye bölünürse stator akısının açısal hızı elde edilir. Atalet nedeniyle δt süresi boyunca rotor hareketsiz olduğundan stator akısının hızı kayma hızı ile aynıdır. Böylece, kayma hızı,

$$\omega_{slip} = \frac{\Delta \rho_s}{\delta t} \quad (5.16)$$

ve $\delta \psi_{s\alpha}$ ihmal edilirse,

$$\omega_{slip} \cong \frac{\delta \psi_{s\beta}}{\psi_{s0} \delta t} \quad (5.17)$$

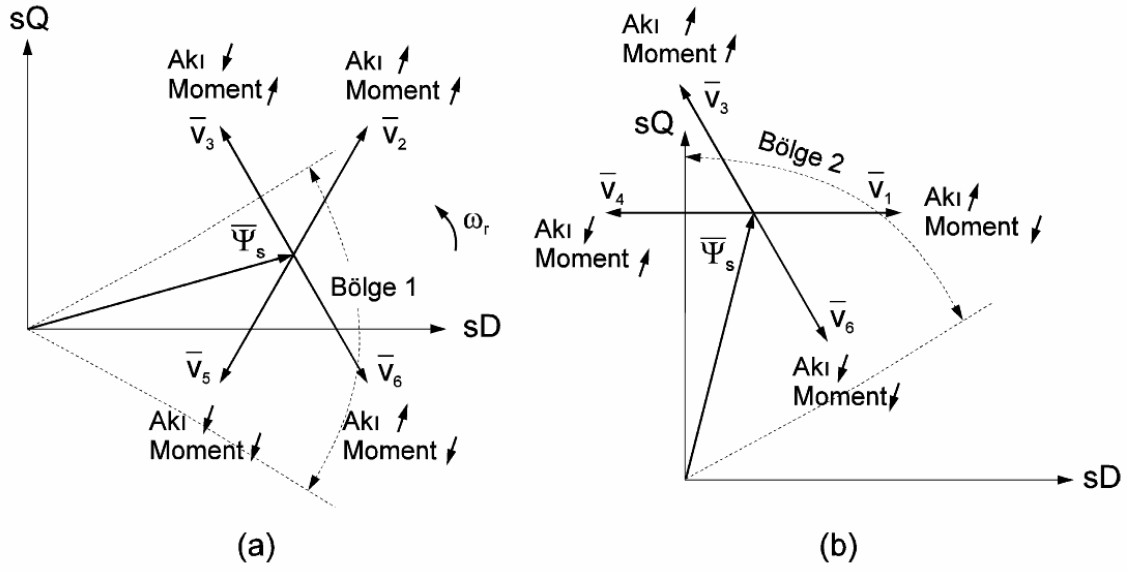
olarak bulunur. (5.14) ve (5.17) eşitliklerinden görüldüğü gibi, asenkron motorda moment üretimi kayma oluşumu ile yakından ilgilidir. $d\psi_s / dt$ 'nin en büyük değeri en hızlı moment cevabı elde edilmesini sağlar. Stator akısını sabit tutacak şekilde statora uygulanan gerilim vektörleri, stator akısını hızlı bir şekilde moment ihtiyacını karşılayacak konuma getirirse, en hızlı moment cevabını oluşturur. Asenkron motor DTC sürücüsünde gerçek moment referans momentten küçükse, $d\psi_s / dt$ hızlı bir şekilde değiştirilerek moment artırılır. Eğer moment referans değere eşitse, stator akısının dönmesi durdurulur. Stator akısı uzay vektörü ileri yönde hızlanırsa pozitif moment ve aksi halde negatif moment elde edilir. Stator akısının kontrolü, asenkron motoru besleyen VSI inverterde uygun gerilim vektörlerinin seçilmesi ile sağlanır.

Şekil 5.3 Stator akısının kontrolü

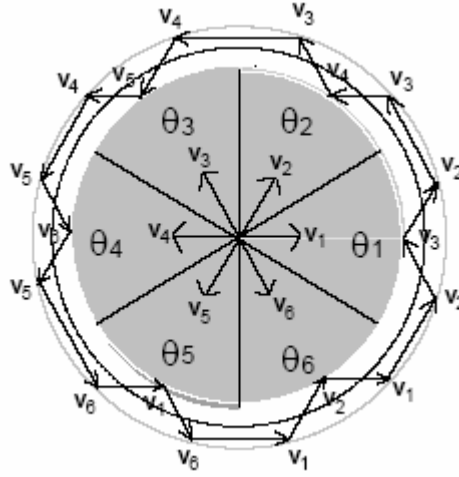
Bu örnekte, başlangıçta A_1 noktasında olan stator akısı uzay vektörü, uygun gerilim vektörleri seçilerek bir histerezis bandı içerisinde ve dairesel bir yörüngede saat yönünün tersine hareket ettirilmiştir. A_1 noktasında stator akısı uzay vektörü 1. bölgede ve üst sınırdadır. Anahtarlama vektörü olarak V_3 seçilirse, stator akısı A_1 'den A_2 'ye doğru ilerler. A_2 noktası da 2. bölgedeki üst sınır olup, bu noktada V_4 vektörü seçilirse şekildeki gibi hareket devam eder. Eğer A_3 noktasında stator akısı uzay vektörü durdurulacaksa sıfır gerilim vektörlerinden biri seçilir. V_0 ve V_7 sıfır anahtarlama vektörlerinden hangisinin seçileceği, anahtarlama sayısının minimum olmasına göre belirlenir. V_4 vektörü (011) olduğuna göre, V_0 (000) seçilirse iki anahtar ve V_7 (111) seçilirse bir anahtar konum değiştirir. Bu durumda, anahtarlama frekansı açısından V_7 'nin seçilmesi daha uygundur. A_3 noktasında bulunan stator akısı uzay vektörünün saat yönünün tersine hızlı bir şekilde hareket etmesi istenirse V_3 vektörü, saat yönüne doğru hareket etmesi istenirse V_1 vektörü seçilebilir. Böylece, stator akısı istenilen ψ_{sref} referansı etrafında belirli bir $2\Delta\psi_s$ histerezis bandı içinde kontrol edilir.

Saat yönünün tersine dönen bir motorda, momentte bir artış gerekiyorsa, stator akısı uzay vektörünü saat yönünün tersine hareket ettirmek gerekir. Momentte bir azalma gerekiyorsa, stator akısı uzay vektörünü saat yönünde hareket ettirmek gerekir. Momentin değişmesi istenmiyorsa, stator akısı uzay vektörünün dönmesi durdurulur. Bu üç farklı moment durumu için seçilecek vektörler, stator akısı uzay vektörünün bulunduğu bölgeye ve stator akısında yapılacak değişikliğe bağlıdır. Dolayısıyla, moment ve stator akısındaki artma ve azalma durumları için altı aktif vektör arasından seçim yapılır. Şekil 5.4'te, stator akısı 1. ve 2. bölgede iken, gerilim vektörlerinin stator akısı ve momente nasıl etki ettiği görülmektedir.

Şekil 5.4(a)'da görüldüğü gibi, stator akısı 1. bölge iken momentin artması için V_2 veya V_3 ve azalması için V_5 veya V_6 vektörleri seçilir. Akının artması için V_2 veya V_6 ve azalması için V_3 veya V_5 vektörleri seçilir. Şekil 5.4(b)'de stator akısı 2. bölgede iken momentin artması için V_3 veya V_4 ve azalması için V_1 veya V_6 vektörleri seçilir. Akının artması için V_1 veya V_3 ve azalması için V_4 veya V_6 vektörleri seçilir (Chapuis vd., 1995).



Şekil 5.4 Stator akısı a) 1. bölgede ve b) 2. bölgede iken, gerilim vektörlerinin stator akısı ve momente etkisi (Bakan, 2002)



Şekil 5.5 Stator manyetik akısının tüm bölgelerde kontrolü için uygulanan vektörler (Rahman vd., 1999)

Dönüş yönüne göre vektör seçimine bakacak olursak, stator manyetik akısı 1 bölgesi içinde saat dönüş yönünün tersine hareket ettiğinde gerilim uzay vektörü V_2 , stator manyetik akı genliğini arttırmak için, aksi takdirde V_3 genliği azaltmak için seçilecektir. Saat dönüş yönünde hareket ettiği zaman ise 1 bölgesinin içinde ise, o zaman V_6 genliği arttırmak için, V_5 ise; genliği azaltmak için seçilecektir.

5.4 DTC’de Anahtarlama Tablosunun Belirlenmesi

Stator akısı uzay vektörü k . bölgede ise, stator akısının genliğini arttırmak için V_k , V_{k-1} , V_{k+1} gerilim vektörleri motora uygulanabilir. Genliği azaltmak için V_{k+2} , V_{k-2} , V_{k+3} vektörleri seçilir. Stator akısı uzay vektörünün hızı, sıfır ve aktif anahtarlama vektörlerinin oranı değiştirilerek kontrol edilir. Sıfır anahtarlama vektörleri önemli moment dalgalanmalarına sebep olur.

Stator akısının genliğini kontrol etmek için kullanılan gerilim vektörleri, aynı zamanda motor momentini üzerinde de etkili olur. İnverter uzay gerilim vektörlerinin stator akısının kayma hızını artırması, momentte bir artış oluşturur. Stator akısının kayma hızındaki bir azalma ise, momentte azalma oluşturur. İnverter gerilim vektörlerinin stator akısı ve moment üzerindeki etkileri Çizelge 5.1’de verilmiştir. Bu çizelgede ok sayısı değişme miktarını göstermektedir. Momentin artması veya eğiminin pozitif olması için, motorun dönüş yönünden bağımsız olarak V_{k+1} ve V_{k+2} vektörleri kullanılır. Motor momentini azaltmak için V_{k-1} ve V_{k-2} vektörleri kullanılır. V_k ve V_{k+3} ile sıfır gerilim vektörleri, motor hızının yönüne göre Çizelge 1’de verildiği gibi momentini değiştirir (Buja vd., 1997a).

Çizelge 5.1 İnverterde gerilim vektörüne göre stator akısı ve moment değişimleri

	$\bar{v}_{k-2}$	$\bar{v}_{k-1}$	$\bar{v}_k$	$\bar{v}_{k+1}$	$\bar{v}_{k+2}$	$\bar{v}_{k+3}$	$\bar{v}_0, \bar{v}_7$
$ \bar{\psi}_s $	↓	↑	↑↑	↑	↓	↓↓	↑↓
$t_e (\omega_m > 0)$	↓↓	↓↓	↓	↑	↑	↓	↓
$t_e (\omega_m < 0)$	↓	↓	↑	↑↑	↑↑	↑	↑

Çıkışı iki seviyeli olan histerezis denetleyicileri kullanıldığında, stator akısı ve motor momentini için gerilim ihtiyacı dört farklı durum oluşturur. Her bir durum için, hata sinyalini azaltıcı yönde olan en az bir inverter gerilim vektörü bulunabilir. Görüldüğü gibi, gerilim beslemeli inverter, stator akısı genliğini ve motor momentini doğrudan ayarlayarak, bunların istenilen referansı takip etmelerini sağlayabilir. Stator akısının genliği, akı yönündeki inverter gerilim vektörü bileşeni tarafından etkilenir. Motor momentini, stator akısına dik olan inverter gerilim vektörü bileşeni tarafından kontrol edilir. Stator akısının artma veya azalma durumuna göre, momentini kontrol etmek üzere farklı anahtarlama çözümleri kullanılabilir. Bu çözümlerden her biri, moment ve akım dalgalanması, anahtarlama frekansı, iki veya dört bölgede çalışma kabiliyeti açısından sürücü davranışını etkiler. Bu yöntemlerden biri kullanılarak anahtarlama tablosu oluşturulur.

5.5 Stator Akısı Uzay Vektörünün Bulunduğu Bölge'nin Hesabı

Anahtarlama vektörünün seçimi için stator akısı uzay vektörünün bulunduğu bölgenin bilinmesi gereklidir. Bölge tanımları Şekil 5.5'de θ işareti ile altı farklı durum için altı bölge ile gösterilmiştir. Bölgeyi bulabilmek için stator akısının fazı kullanılır, bu eşitlik esasında stator akısının fazını bulmaktadır.

$$\Psi_s = \Psi_{s\alpha} + j\Psi_{s\beta} \quad (5.18)$$

$$\Psi_{s\alpha} = \Psi_s \cos \rho_s \quad (5.19)$$

$$\Psi_{s\beta} = \Psi_s \sin \rho_s \quad (5.20)$$

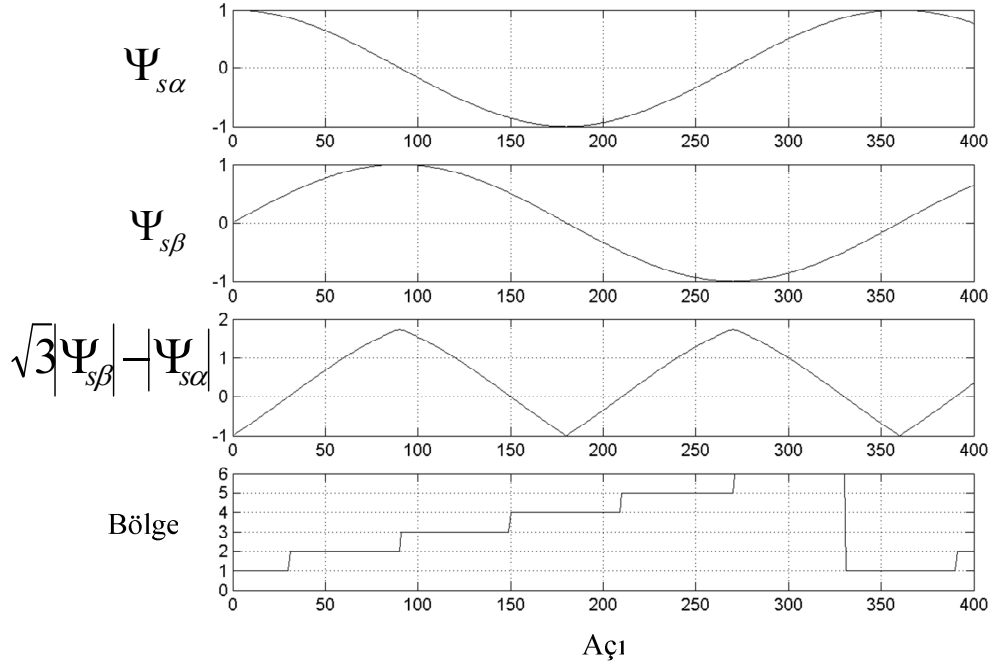
$$\rho_s = \tan^{-1} \frac{\Psi_{s\beta}}{\Psi_{s\alpha}} \quad (5.21)$$

Faz bilgisinden hareketle akı vektörünün hangi bölgede olduğu bulunabilir. Uygulamada ise bu işlemin gerçekleştirilmesi DSP'ler için zaman alıcıdır. Hesaplama kolaylığı açısından trigonometrik dönüşüm yapmadan da bu bölgenin bulunması mümkündür. Stator akısı vektörünün $\Psi_{s\alpha}$, $\Psi_{s\beta}$ ve $\sqrt{3}|\Psi_{s\beta}| - |\Psi_{s\alpha}|$ bileşenleri kullanılarak bölge hesaplanabilir. Akının bulunduğu bölge θ işareti ile gösterilmektedir. Çizelge 5.2'de $\Psi_{s\alpha}$, $\Psi_{s\beta}$ ve $\sqrt{3}|\Psi_{s\beta}| - |\Psi_{s\alpha}|$ bileşenlerinin işaretlerine göre akı vektörünün hangi bölgede (θ) olduğu gösterilmektedir.

Çizelge 5.2 Stator akısının konumunun belirlenmesi

$\Psi_{s\alpha}$	$\Psi_{s\beta}$	$\sqrt{3} \Psi_{s\beta} - \Psi_{s\alpha} $	Bölge
+	+/-	-	1
+	+	+	2
-	+	+	3
-	+/-	-	4
-	-	+	5
+	-	+	6

Şekil 5.6'da ise stator akısı uzay vektörünün bileşenleri ve bölge değişimi grafik olarak verilmiştir. Bu grafiklerin matlab komutları ile oluşturulması EK 1'de gösterilmiştir.



Şekil 5.6 Stator akısı vektörünün Ψ_{sa} , Ψ_{sb} ve $\sqrt{3}|\Psi_{sb}| - |\Psi_{sa}|$ bileşenleri ile ve bu bileşenler yardımı ile hesaplanan bölge değişimi.

5.6 Akı ve Moment Kontrolü için Histerezis Kontrolörün Kullanımı

Motora uygulanması gereken gerilim vektörü bir tablo kullanılarak belirlenebilir. Bu tablo, optimum anahtarlama vektörünün seçim tablosu olarak adlandırılır. Akı ve moment hataları, histerezis kontrolörlere uygulanarak bu kontrolörlerin ürettiği işaretler anahtarlama tablosunun adreslenmesinde kullanılmaktadır. Akı ve moment hataları, referans değerler ve hesaplanan stator akısı genliği ve moment değerlerinden aşındaki gibi oluşturulur:

$$e_{Te} = T_e^{ref} - T_e \quad (5.22)$$

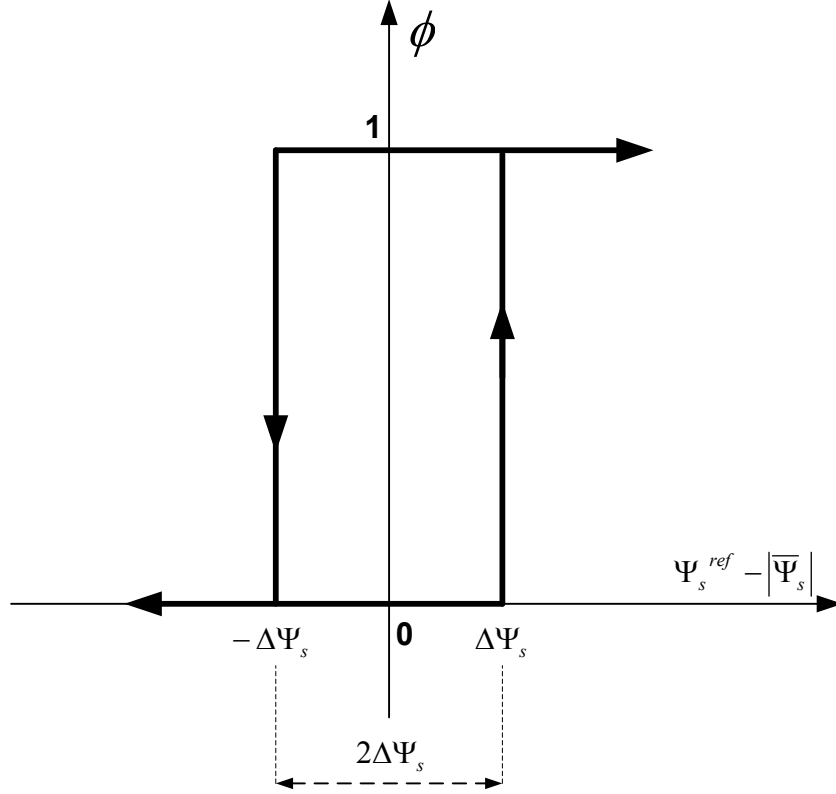
$$e_{\Psi_s} = \Psi_s^{ref} - |\overline{\Psi_s}| \quad (5.23)$$

Histerezis kontrolörde akı ve moment için histerezis band genişlikleri sırasıyla $2\Delta\Psi_s$ ve $2\Delta T_e$ ile sembolize edilmişlerdir. Bu bantlarda akı ve momentin hesaplanmış değerlerinin, referans akı ve moment değerlerinden ne kadar sapmasına izin verileceği belirlenmektedir. Akı kontrolörünün çıkışı ϕ ile gösterilmektedir. Akıda bir artma gerekli ise $\phi = 1$, azalma gerekiyorsa $\phi = 0$ kabul edilir.

İki seviyeli akı histerezis kontrolörünün çıkışı ϕ aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\phi = \begin{cases} 1, & |\bar{\Psi}_s| \leq \Psi_s^{ref} - \Delta\Psi_s \\ 0, & |\bar{\Psi}_s| \geq \Psi_s^{ref} - \Delta\Psi_s \end{cases} \quad (5.24)$$

Şekil 5.7 ve Şekil 5.8’de sırasıyla akı ve moment kontrolörlerinin karakteristiği gösterilmiştir.

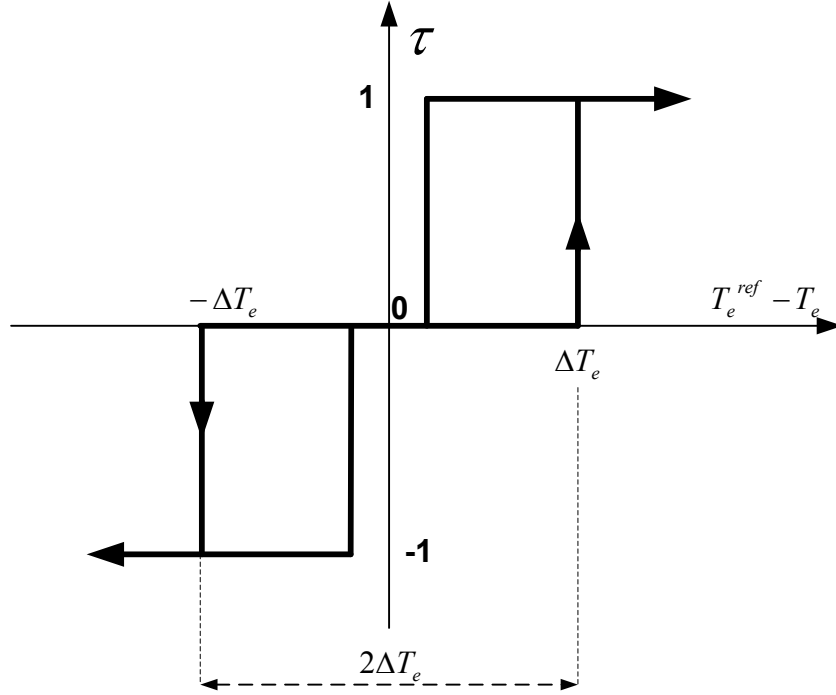


Şekil 5.7 Akı hatasının uygulandığı iki durumlu histerezis kontrolörünün karakteristiği

Moment kontrolörünün çıkışı ise τ ile gösterilmektedir. Momentte bir artma gerekli ise $\tau = 1$, azalma gerekiyorsa $\tau = -1$, bir değişiklik gerekmiyorsa $\tau = 0$ kabul edilir. Üç seviyeli moment akı histerezis kontrolörünün çıkışı τ ;

$$\tau = \begin{cases} +1, & |T_e| \leq T_e^{ref} - \Delta T_e \\ 0, & |T_e| \cong T_e^{ref} \\ -1, & |T_e| \leq T_e^{ref} + \Delta T_e \end{cases} \quad (5.25)$$

şeklinde tanımlanır.



Şekil 5.8 Moment hatasının uygulandığı üç durumlu histerezis kontrolörünün karakteristiği

Histerezis bantlarının genişliklerinin seçimi de oldukça önemlidir. Band genişliği çok küçük seçilirse, kontrol kaybolur ve stator akısı histerezis bandın dışına çıkar.

5.7 DTC Kontrol Sistemi ve Anahtarlama Tablosunun Kullanımı

Stator akısı bileşenlerinin tahmini, hem optimum anahtarlama vektörünün seçiminde hem de momentin tahmininde gereklidir. Stator akısı, stator eksen takımında yazılan stator gerilimi eşitliği kullanılarak aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\Psi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (5.26)$$

$$\Psi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (5.27)$$

DTC sürücüsünün performansı, büyük ölçüde stator akısı uzay vektörünün doğru tahmin edilmesine bağlıdır. Bu tahmin işlemindeki doğruluk, akım ve gerilimlerin doğru ölçülmesine ve integral işleminin doğru yapılmasına bağlıdır (Vas, 1998; Idris ve Yatim, 2000; Li vd., 2001).

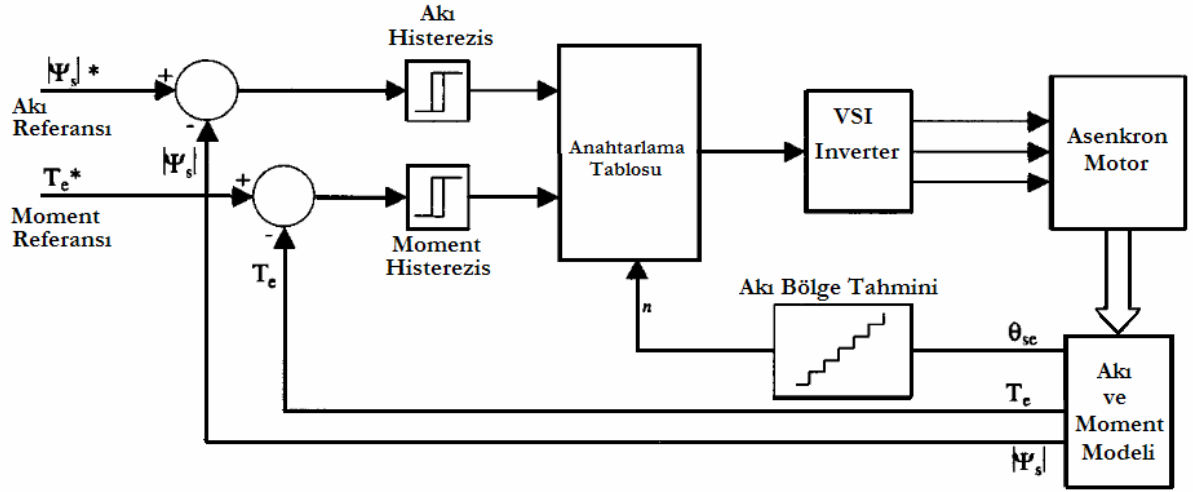
DTC sürücüsünde, stator akısı uzay vektörünün modülü ile stator akısının referans değeri karşılaştırılarak, elde edilen hata iki konumlu stator akısı histerezis kontrolörüne verilir. Moment de aynı şekilde referans değeri ile karşılaştırılarak, elde edilen hata üç konumlu moment histerezis kontrolörüne verilir. Akı ve moment kontrolörlerinin çıkışları ϕ ve τ , stator akısı uzay vektörünün konumu da θ işareti ile gösterilir. Bu üç değişken, anahtarlama tablosundan gerilim vektörünün seçilmesi için kullanılır. Akı kontrolörünün çıkışı olan ϕ değeri 0 ve 1 olmak üzere iki durumlu değer alır. Moment kontrolörünün çıkışı olan τ değeri 1, 0 ve -1 olmak üzere 3 durumlu değer almaktadır. Stator akısının bulunduğu bölgeyi gösteren θ ise akının bulunabileceği 6 bölge durumu olduğu için altı durumludur. Her bir bölgede altı sıfır olmayan gerilim vektörünün dördü kullanılabilir. Ayrıca sıfır vektörleri de kullanılabilir. Bütün bu olasılıklar, uygun anahtarlama tablosu içinde çizelge biçiminde gösterilebilir. Uygun anahtarlama tablosu Çizelge 5.3’de gösterilmiştir.

Çizelge 5.3 İnverterler için uygun anahtarlama tablosu

ϕ	τ	θ					
		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
1	1	$V_2(110)$	$V_3(100)$	$V_4(101)$	$V_5(001)$	$V_6(011)$	$V_1(010)$
	0	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$
	-1	$V_6(101)$	$V_1(001)$	$V_2(011)$	$V_3(010)$	$V_4(110)$	$V_5(100)$
0	1	$V_3(010)$	$V_4(110)$	$V_5(100)$	$V_6(101)$	$V_1(001)$	$V_2(011)$
	0	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$
	-1	$V_5(001)$	$V_6(011)$	$V_1(010)$	$V_2(110)$	$V_3(100)$	$V_4(101)$

Sıfır hız yakınında, stator manyetik akının integrasyon ile tahmininin güvenilir olduğu genellikle bilinir ve kusursuz çalışma gerektiren uygulamalarda, rotor milinden hız yada açısal geri besleme gerekir. DTC de kapalı çevrim hız kontrolü için bir PI denetleyici kullanılabilir. Bu denetleyicinin girişi hızdaki hata, çıkışı ise moment referansı olarak kullanılır.

Bu bölümde son olarak, dtc yönteminin çalışmasını özetleyen bir blok diyagram Şekil 5.9’da gösterilmiştir (Telford vd., 2000).



Şekil 5.9 Doğrudan moment kontrolünün blok diyagramı

6. ASENKRON MOTORDA DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜNÜN MATLAB/SİMULİNK İLE SİMÜLASYONU

Bu bölümde amaç, asenkron motorun α - β modeline göre simulink modelini oluşturmak, daha sonra bu model kullanılarak asenkron motorun doğrudan moment kontrolünün simülasyonunu gerçekleştirmek ve son olarak simülasyonda inverterin çıkışındaki harmonik distorsiyonu azaltmak amacıyla bir pasif filtreyi inverter devresine uygulamaktır.

6.1 Asenkron Motorun Simulink Modeli

Doğrudan moment kontrolünü incelemeyi önce asenkron motorun matematiksel denklemlerini ve buna göre simulink modelini oluşturalım. Bunun için asenkron motorun α - β referans sistemine göre elektriksel model denklemleri, ikinci bölümde (2.21)-(2.28) α ve β eksenleri için ayrı ayrı yazılmıştı. Bu eşitlikleri biraz düzenleyip α - β bileşenlerini matris şeklinde yazarsak,

gerilim denklemleri;

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (6.1)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} = R_r \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} - \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (6.2)$$

manyetik akı denklemleri;

$$\begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix} = L_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + L_M \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (6.3)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix} = L_r \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + L_M \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (6.4)$$

olarak elde edilir. Burada

$$\ddot{M}(90^\circ) = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

şeklinde matrisi harf ile gösterdiğimizde, $\ddot{M}$ matrisi akı vektörünü imajiner ekseninde 90° döndüren matris olarak tanımlanabilir. Diğer bir ifade ile imajiner eksenindeki j operatörüdür.

(6.1)-(6.4) eşitliklerini daha basit halde vektörel olarak yazacak olursak, motorun stator ve rotor cinsinden α - β eksenli eşitlikleri;

$$\bar{u}_{s\alpha\beta} = R_s \cdot \bar{i}_{s\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{s\alpha\beta} \quad (6.6)$$

$$\bar{u}_{r\alpha\beta} = 0 = R_r \cdot \bar{i}_{r\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{r\alpha\beta} - \omega_r \cdot \ddot{M} \cdot \bar{\psi}_{r\alpha\beta} \quad (6.7)$$

$$\bar{\psi}_{s\alpha\beta} = L_s \cdot \bar{i}_{s\alpha\beta} + L_M \bar{i}_{r\alpha\beta} \quad (6.8)$$

$$\bar{\psi}_{r\alpha\beta} = L_r \cdot \bar{i}_{r\alpha\beta} + L_M \bar{i}_{s\alpha\beta} \quad (6.9)$$

olarak elde edilir.

Motor modeli için, ilgili diğer bağıntılar;

$$\omega_r = p \omega_m \quad (6.10)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (6.11)$$

mekaniksel model denklemleri ise;

$$\frac{d}{dt} \omega_m = \frac{1}{J} (T_e - B \omega_m - T_L) \quad (6.12)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_m \quad (6.13)$$

olarak verilmiştir. Verilen eşitliklerde;

u_s, u_r stator ve rotor gerilimleri

i_s, i_r stator ve rotor akımları

ψ_s, ψ_r stator ve rotor akıları

$u_{s\alpha}, u_{s\beta}$ stator α ve β eksenli gerilimleri

$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ stator α ve β eksenli akımları

$\psi_{s\alpha}, \psi_{s\beta}$ stator α ve β eksenli akıları

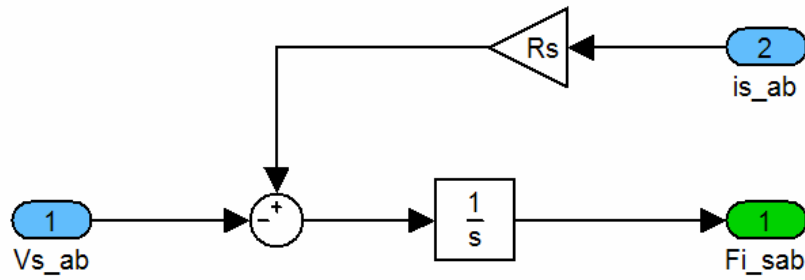
$\psi_{r\alpha}, \psi_{r\beta}$ rotor α ve β eksenli akıları

R_s	stator sargısı direnci
R_r	rotor sargısı direnci
L_s, L_r	stator ve rotor endüktansları
L_M	stator ve rotor arasındaki karşıt endüktans
ω_r, ω_m	rotorun elektriksel ve mekaniksel hızı
p	çift kutup sayısı
T_e, T_L	elektromanyetik moment ve yük momenti
B	rotor ve yükün viskoz sürtünme katsayısı
J	rotor ve yükün atalet momenti
θ	rotorun açısal pozisyonu
dir.	

Bu eşitlikler yardımı ile motorun simulink modelini oluşturalım.

Stator gerilimi denklemi;

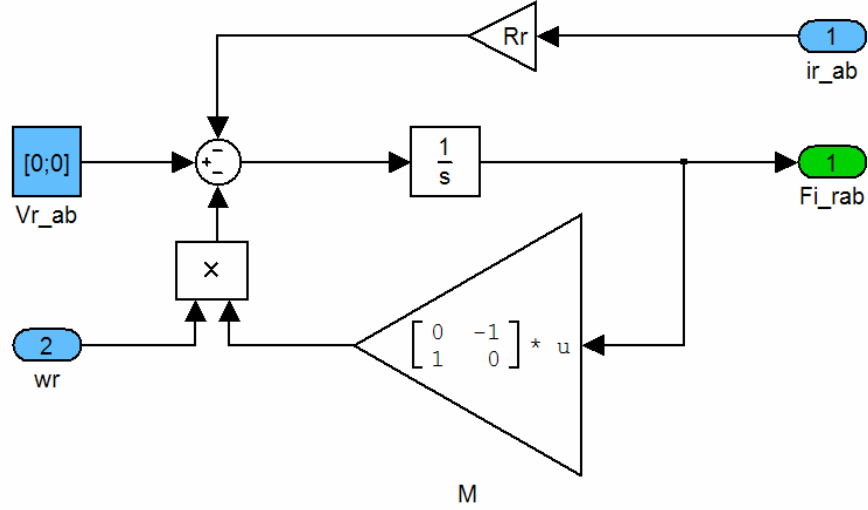
$$\bar{u}_{s\alpha\beta} = R_s \cdot \bar{i}_{s\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{s\alpha\beta}$$



Şekil 6.1 Asenkron motorun α - β eksenli stator gerilim denkleminin simulink modeli

Rotor gerilimi denklemi;

$$\bar{u}_{r\alpha\beta} = 0 = R_r \cdot \bar{i}_{r\alpha\beta} + \frac{d}{dt} \bar{\psi}_{r\alpha\beta} - \omega_r \cdot \ddot{M} \cdot \bar{\psi}_{r\alpha\beta}$$

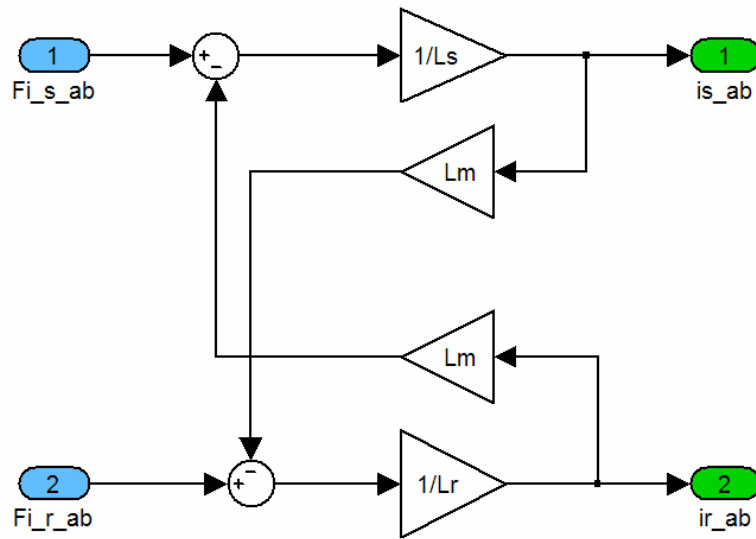


Şekil 6.2 Asenkron motorun α - β eksenli rotor gerilim denkleminin simulink modeli

Manyetik akı eşitlikleri;

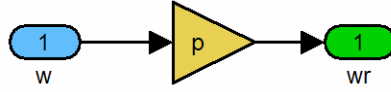
$$\bar{\psi}_{s\alpha\beta} = L_s \cdot \bar{i}_{s\alpha\beta} + L_M \bar{i}_{r\alpha\beta}$$

$$\bar{\psi}_{r\alpha\beta} = L_r \cdot \bar{i}_{r\alpha\beta} + L_M \bar{i}_{s\alpha\beta}$$



Şekil 6.3 Asenkron motorun α - β eksenli manyetik akı denklemlerinin simulink modeli

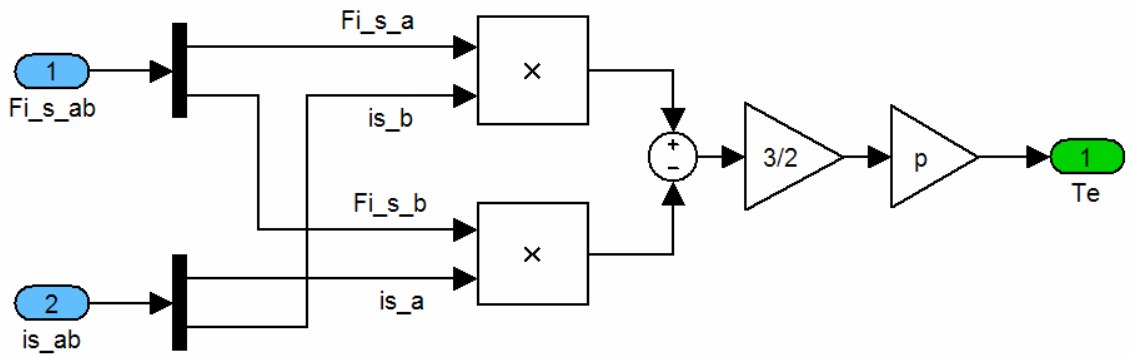
$$\omega_r = p \omega_m$$



Şekil 6.4 Mekanik hız - elektriksel hız dönüşümü için simulink modeli

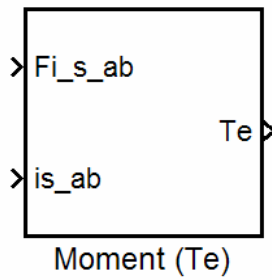
Moment ifadesi;

$$T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha})$$



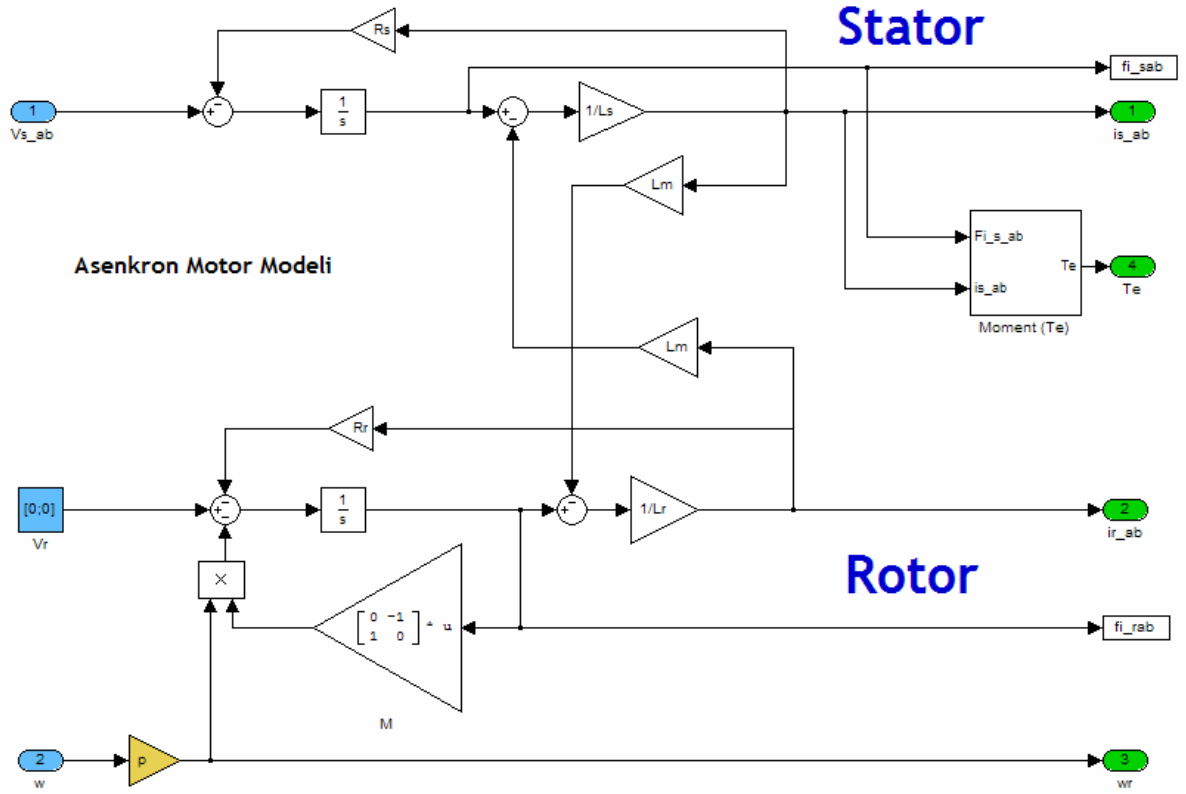
Şekil 6.5 Asenkron motorun moment ifadesi için simulink modeli

Moment ifadesi için hazırlanan Şekil 6.5’deki alt blok, moment bloğu olarak tek blokta olacak şekilde Şekil 6.6’da gösterilmiştir.



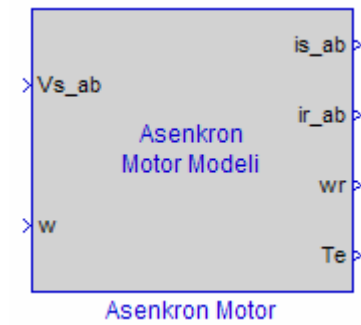
Şekil 6.6 Moment ifadesinin tek blokta toplanmış hali

Buraya kadar elde edilen elektriksel ifadelerin simulink modelleri, birbirleri ile bağlantılarını sağlayacak şekilde birleştirilirse asenkron motorun α - β modeli elde edilmiş olacaktır. Elde edilen asenkron motorun simulink modeli Şekil 6.7’de gösterilmiştir.



Şekil 6.7 Asenkron motorun α - β eksenli simulink modeli

Asenkron motor modelini, daha sonra oluşturulacak diğer bloklarla kolayca bağlantı sağlanabilmesi için tek blokta ifade edilmelidir. Şekil 6.8’de asenkron motor modeli tek blokta gösterilmiştir.

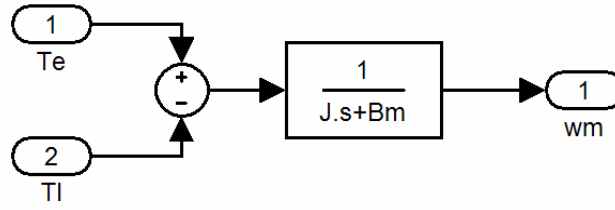


Şekil 6.8 Asenkron motor modelinin tek blokta gösterilmesi

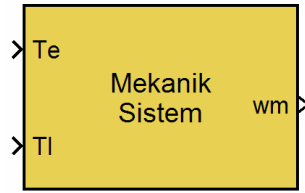
Elektriksel ifadelerin simulink modelleri elde edildikten sonra şimdi de mekaniksel ifadelerin simulink modelleri elde edilecektir.

(6.12) eşitliğindeki mekanik sisteme ait ifade için simulink modeli, Şekil 6.9’da gösterilmiştir. Bu modeli de tek blokta ifade etmek bloklar arası bağlantılarda kolaylık sağlayacaktır. Şekil 6.10’da asenkron motorun mekaniksel modeli tek blokta gösterilmiştir.

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



Şekil 6.9 Asenkron motorun mekaniksel ifadesinin simulink modeli



Şekil 6.10 Mekanik sistemin tek blokta gösterilişi

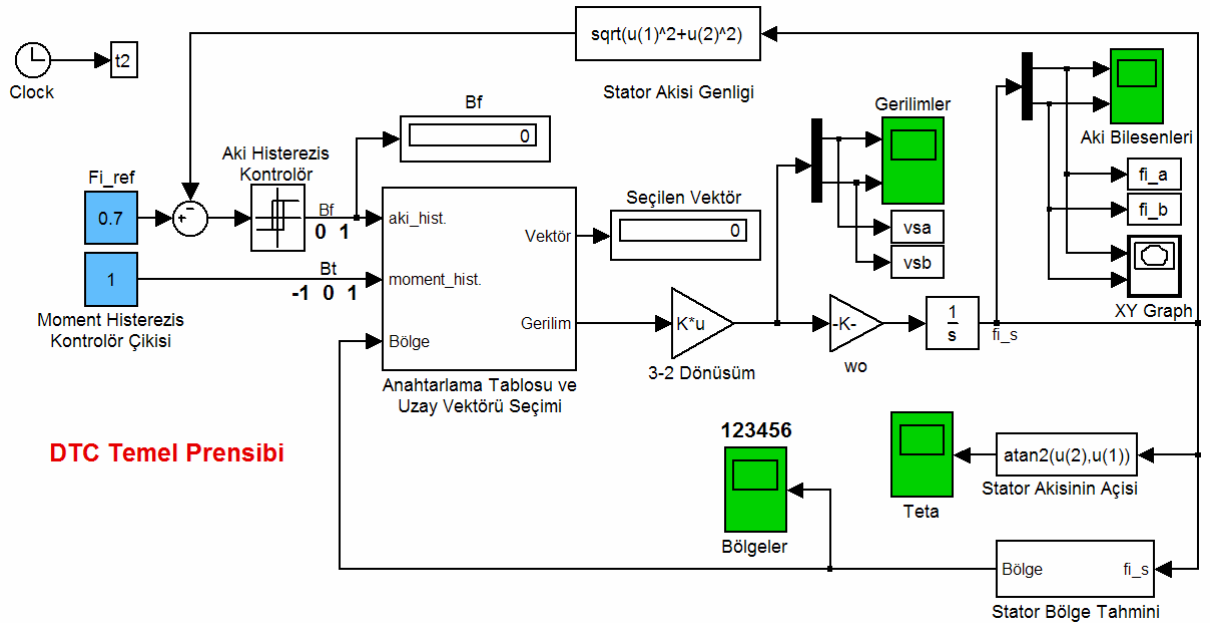
6.2 Doğrudan Moment Kontrolünün Temel Prensibi

Doğrudan moment kontrolünün temel prensibinde, gerilim uzay vektörünün seçimi için stator akısı uzay vektörünün bulunduğu bölgenin bilinmesi gerekmektedir. Bunun için aşağıdaki simulink modelinde, stator akısının konumunu belirlemek için bölge seçici kullanılmıştır. Ayrıca aşağıdaki denklemler simulink bloklarına dönüştürülmüştür.

$$|\psi_s| = \sqrt{(\psi_{s\alpha})^2 + (\psi_{s\beta})^2} \quad (6.7)$$

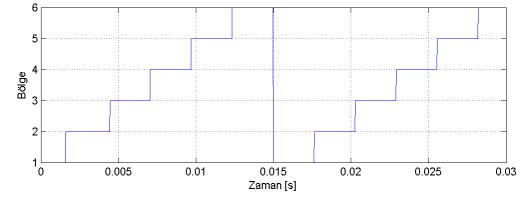
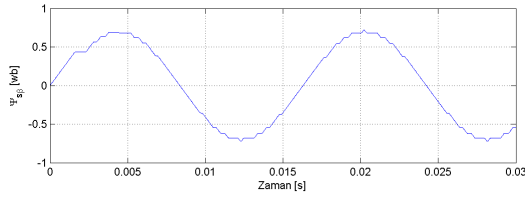
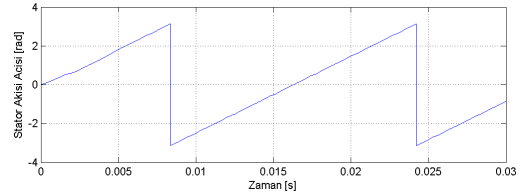
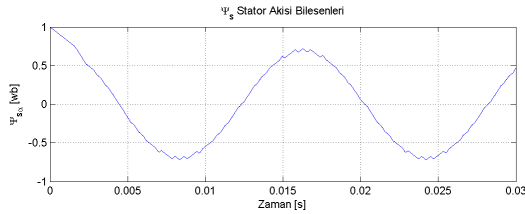
$$\theta = \arctan(\psi_{s\beta} / \psi_{s\alpha}) \quad (6.8)$$

Şekil 6.13’de doğrudan moment kontrolünün temel prensini göstermek amacıyla oluşturulmuş simulink bloğu gösterilmiştir. Burada görünen $\sqrt{u(1)^2 + u(2)^2}$ fonksiyonu, denklem (6.7) ile belirtilen stator akısı uzay vektörünün genliğini hesaplayan bloktur. Ayrıca $\text{atan2}(u(2), u(1))$ fonksiyonunda, denklem (6.8) de verilen stator akısı uzay vektörünün açısıdır. Bunların dışında, aşağıdaki simülasyonda F_{i_ref} ile gösterilen; akı referansı, f_{i_s} ; stator akısı, B_f ; akı hatası, B_t ; moment hatasıdır [3].



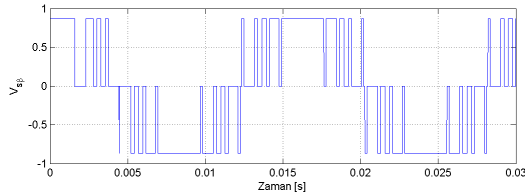
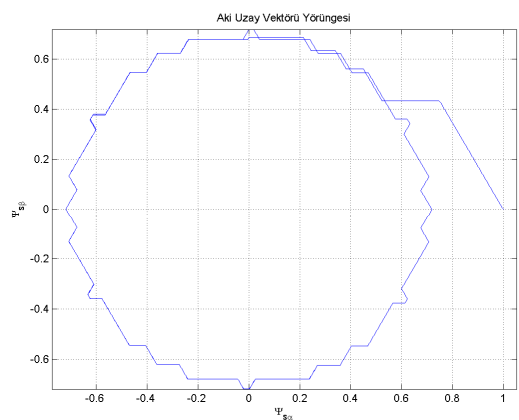
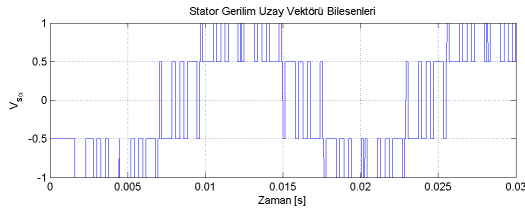
Şekil 6.11 Doğrudan moment kontrolünün temel prensibi

Kontrolün temelde nasıl çalıştığını gösteren bu simülasyonda akı referansı 0.7Wb alınmıştır. Stator akısının genliği bu değerden çıkartılarak stator akısının hata sinyali elde edilir ve bu sinyal iki değerli bir histerezis kontrolöre girilir. Eğer akının gerçek değeri referans değerinin üzerinde ise hata sinyali negatif çıkacaktır ve histerezis çıkışı değeri $B_f = 0$ olur. Bu da akıda bir azalmanın gerektiği anlamına gelir. Eğer akının gerçek değeri referansın altında ise bu durumda hata sinyali pozitif olacağından histerezis karşılaştırıcısının çıkış değeri $B_f = 1$ olur ve akıda bir artma gereklidir. Moment histerezis kontrolörü ise üç değerli bir karşılaştırıcıdır. Simülasyonda elde edilecek sonuçlar, doğrudan moment kontrolünün nasıl çalıştığının anlaşılması amacıyla, moment kontrolörünün çıkışı elle girilerek elde edilecektir. Bunun için simülasyonda moment hatası ilk olarak $B_t = 1$ alınmıştır.



(a)

(b)



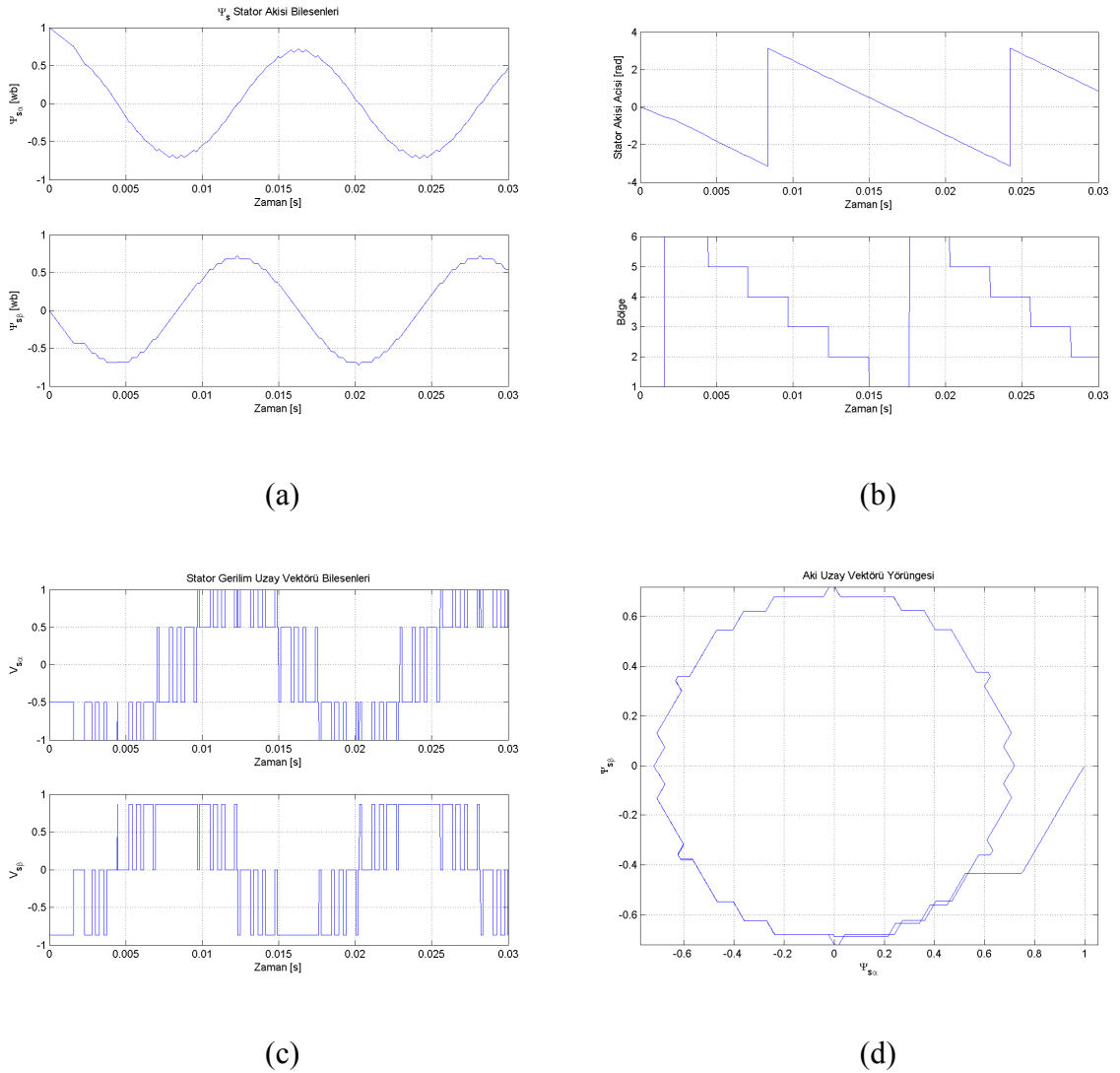
(c)

(d)

Şekil 6.12 (a) Stator akısı uzay vektörünün bileşenleri $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$ (b) Stator akısı açı ve bölge değişimleri (c) Stator gerilim vektörü bileşenleri $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ (d) Stator akısı yörüngesi ($B_t = 1$, $F_i_ref = 0.7$)

Bu durumda elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 6.12’de gösterilmiştir.

Moment hatasının değeri $B_t = 1$ olması, momentin gerçek değerinin referans değerinin altında olması anlamına gelir. Bu da stator akı vektörünün saat yönünün tersine hareket etmesi demektir. Bu durum, akı vektörünün pozitif dönüş yönünde yani saatin tersi yönde döneceği anlamına gelmektedir. Akı referansını değiştirmeden, akı vektörünün saat yönünde çalışmasını sağlamak için moment hatasının değeri için $B_t = -1$ girerek simülasyon tekrar çalıştırılır. Bu durumda elde edilen simülasyon sonuçları Şekil 6.13’de gösterilmiştir.

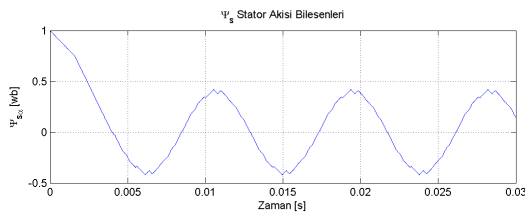


Şekil 6.13 (a) Stator akısı uzay vektörünün bileşenleri $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$ (b) Stator akısı açısı ve bölge değişimleri (c) Stator gerilim vektörü bileşenleri $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ (d) Stator akısı yörüngesi ($B_t = -1$, $F_i_ref = 0.7$)

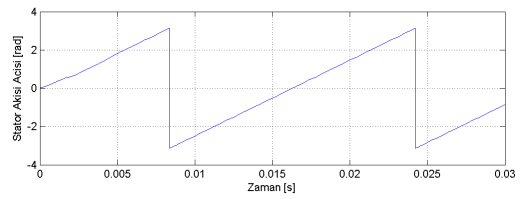
$B_t = -1$ olması momentte bir azalmanın olması gerektiği anlamına gelir. Yani momentin gerçek değeri referans değerinin üzerindedir. Bu durum negatif çalışma pozisyonudur. Stator akı vektörleri saat yönünde hareket eder

Momentin $B_t = 1$ ve $B_t = -1$ durumlarında simülasyon sonuçlarına bakıldığında $\psi_{s\alpha}$ değişiminin her iki durumda da aynı olduğu görülür. Bu da moment değişimindeki artma ya da azalmanın $\psi_{s\beta}$ ' ya bağlı olduğunu gösterir.

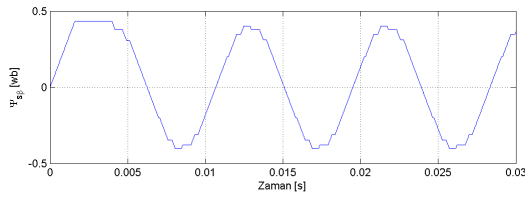
$B_t = 1$ olması durumunda akı referansını $F_i_ref=0.4$ olarak alırsak aşağıdaki simülasyon sonuçları elde edilir.



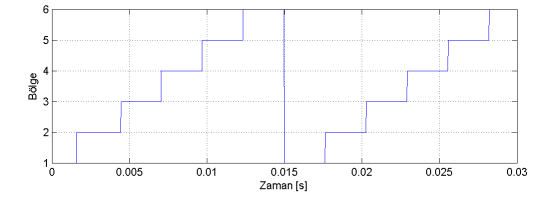
(a)



(b)



(c)



(d)

Şekil 6.14 (a) Stator akısı uzay vektörünün bileşenleri $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$ (b) Stator akısı açısı ve bölge değişimleri (c) Stator gerilim vektörü bileşenleri $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ (d) Stator akısı yörüngesi ($B_t = 1$, $F_i_ref = 0.4$)

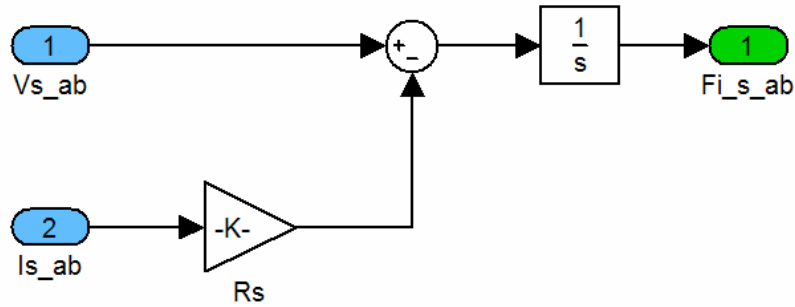
6.3 Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolü

Önceki bölümlerde asenkron motorun simulink modeli açıklanmış ve simulink modeli oluşturulmuştur. Bununla birlikte, doğrudan moment kontrolünün temel kontrol prensipleri de simülasyon sonuçları ile anlatılmıştı. Bu bölümde ise doğrudan moment kontrolünün asenkron motor kullanılarak matlab/simulink ile simülasyonu üzerinde durulacaktır.

Öncelikle simülasyonda kullanılan blokların nasıl oluşturulduklarına bakalım. Akı tahmini için daha önce (5.26) ve (5.27) eşitliklerini vektör olarak düzenlersek aşağıdaki eşitlik elde edilir.

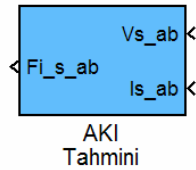
$$\bar{\Psi}_{s\alpha\beta} = \int (\bar{V}_{s\alpha\beta} - R_s \bar{i}_{s\alpha\beta}) dt \quad (6.9)$$

Bu eşitlik için oluşturulan simulink bloğu Şekil 6.15’de gösterilmiştir.



Şekil 6.15 Stator Akısı tahmini için simulink bloğu

Bu modelin tek blokta toplanmış hali Şekil 6.16’da gösterilmiştir.



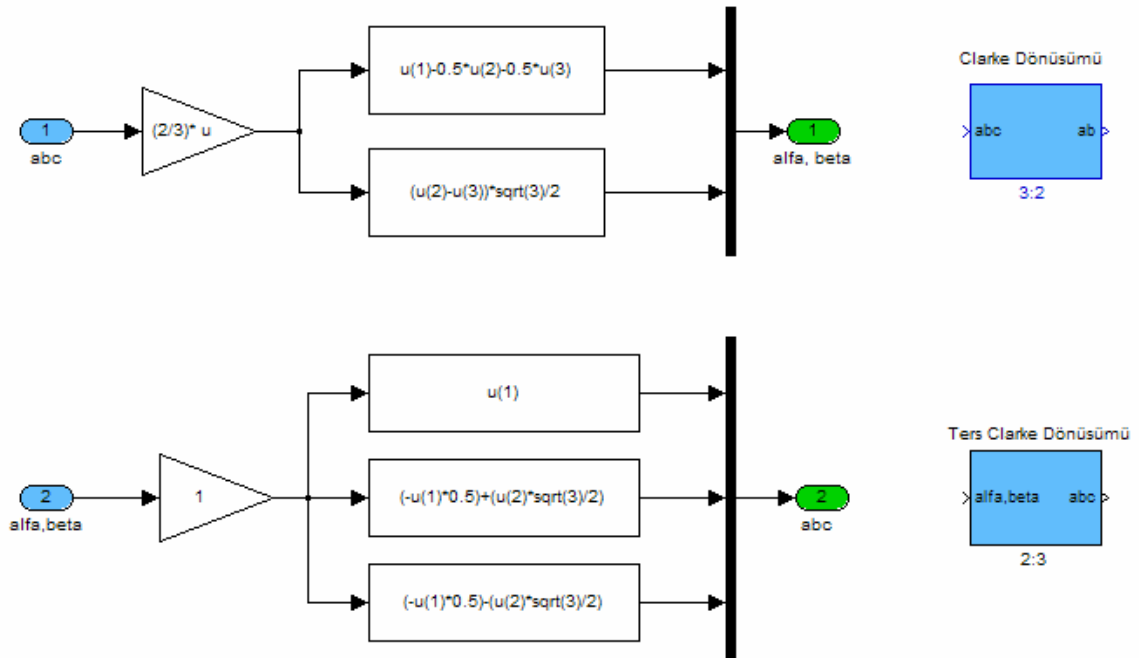
Şekil 6.16 Stator Akısı tahmini için simulink bloğunun tek blokta gösterilişi

Stator akısı tahmini için gerekli olan α - β eksenli 2 fazlı stator akım ve gerilimleri, üç fazlı abc akım ve gerilimlerinden dönüştürülerek elde edilmesi gerekir. Bunun için clarke dönüşümü yapılarak 3 fazlı gerilimler α - β eksenli gerilimlerine dönüştürülür. Bu işlemin tersi de abc 3 fazlı sisteme dönüş için kullanılan ters clarke dönüşümüdür. Bu dönüşümlere ait ifadeler, eşitlik (6.16) ve (6.17)'de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

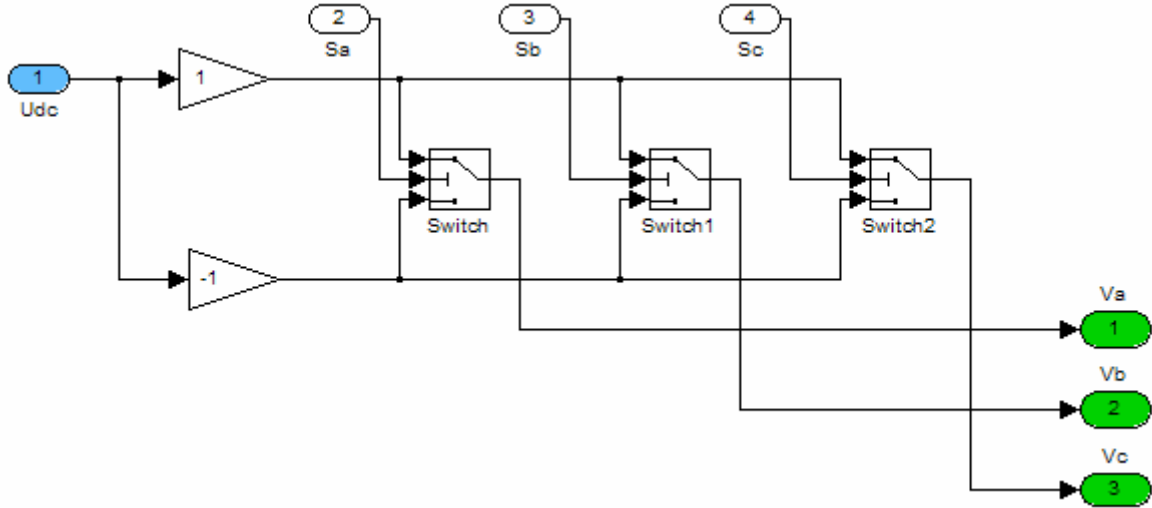
$$\begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (6.17)$$

Şekil 6.17'de sırasıyla clarke ve ters clarke dönüşümüne ait simulink modeli ve bu modellerin tek blokta ifade edilişi gösterilmiştir. Bu modeller hem gerilim hemde akım için dönüşümlerde kullanılacaktır.

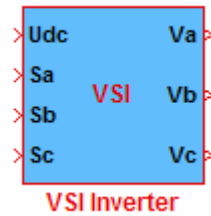


Şekil 6.17 Clarke ve ters clarke dönüşümü simulink modeli ve tek blokta ifade edilmesi

Diğer bir simulink bloğu, gerilim beslemeli inverter için oluşturulmuştur. Gerilim beslemeli inverterde, her bir faz kolunu anahtarlama için üç adet sinyal girişi ve bu girişlere göre de çıkışında üç fazlı gerilim vektörü oluşturmak için üç adet sinyal çıkışı ve DC besleme gerilimi için de 1 adet giriş olmalıdır. Şekil 6.18’de gerilim beslemeli inverter için oluşturulan simulink bloğu gösterilmiştir.



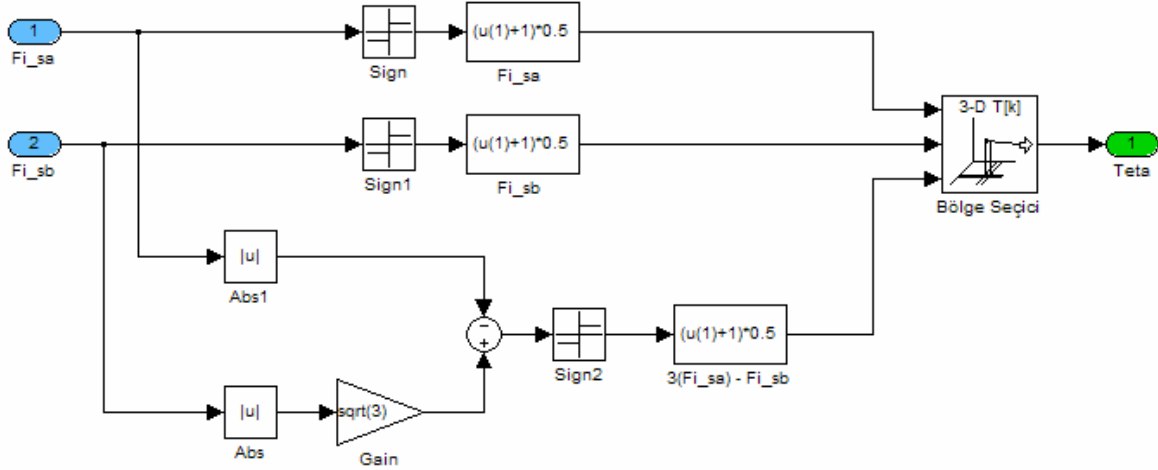
Şekil 6.18 İnverter simulink bloğu



Şekil 6.19 İnverter simulink bloğunun tek blokta gösterilişi

Burada s_a , s_b ve s_c ile gösterilen inverter anahtarlama fonksiyonlarıdır. İnvertere gelen DC gerilim ise U_{dc} olarak gösterilmiştir. Matlab fonksiyonu çıkışında elde edilen gerilim vektörü; bu anahtarlama fonksiyonları ile inverterin gerilim çıkışını oluşturur ve motor modeline uygulanmasını sağlar. Örneğin herhangi bir bölgede bulunan bir gerilim vektörünün inverter girişlerine uygulandığını düşünelim. Bu durumda V_2 gerilim vektörünü göz önüne alacak olursak; çizelge 5.1.’de gösterildiği gibi bu gerilim vektörü (110) lojik değeri ile ifade edilir. Yani $s_a=1$, $s_b=1$ ve $s_c=0$ değerini almasıyla üst ya da alt kolun ilettime girmesini sağlar.

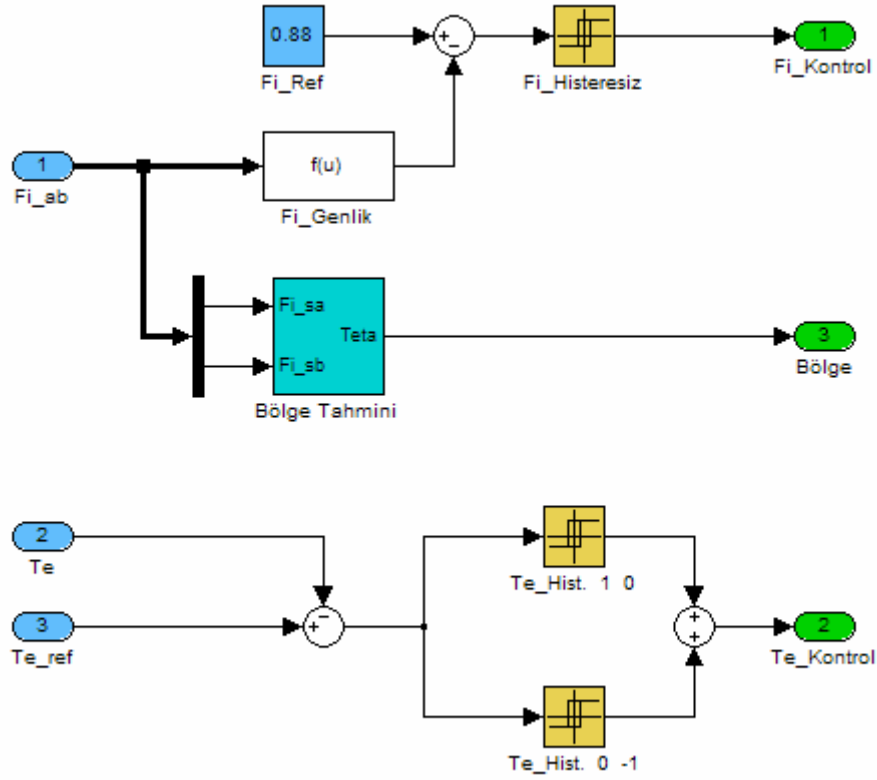
Doğrudan moment kontrolü için, hesaplanan akı ve moment değerleri referans değerlerden çıkarılarak hata sinyalleri elde edilerek bu sinyaller histerezis bloklarına girilecektir. Bununla birlikte kontrol için ayrıca stator akısının bulunduğu bölgenin de tahmin edilmesi gereklidir. Bölge tahmini için stator akısı vektörünün ψ_{sa} , ψ_{sb} ve $\sqrt{3}|\Psi_{sb}| - |\Psi_{sa}|$ bileşenlerinin işaretlerine bakılarak bölgenin nasıl bulunduğu daha önce anlatılmıştı. Bu yöntemden yola çıkarak elde edilen bölge tahmin edicinin simulink modeli Şekil 6.20’de gösterilmiştir.



Şekil 6.20 Stator akısının bulunduğu bölgenin tahmini için oluşturulan simulink modeli

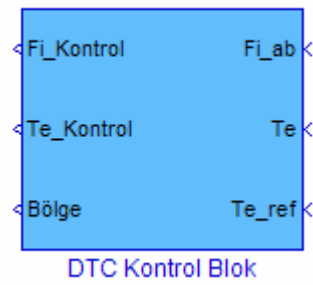
Burada görülen bölge seçici bloğu, ψ_{sa} , ψ_{sb} ve $\sqrt{3}|\Psi_{sb}| - |\Psi_{sa}|$ bileşenlerinin işaretlerine bakarak stator akısının bulunduğu bölgeyi tespit etmektedir. Bu model sayesinde, stator akısı uzay vektörünün konumu θ elde edilmiş olur. Bununla birlikte iki değişkene daha ihtiyaç vardır. Hesaplanan akı ve moment değerlerinden referans değerleri karşılaştırıp elde edilen hata sinyalleri, iki durumlu akı histerezis ve üç durumlu moment histerezis kontrolörlere girilerek çıkışta anahtarlama tablosunun seçiminde kullanılacak bu iki değişken elde edilir.

Bunlar daha önce de bahsedildiği gibi, akı ve moment kontrolörlerinin çıkışları olan ϕ ve τ değerleridir. Bu üç değişken, anahtarlama tablosundan gerilim vektörünün seçilmesi için kullanılır. θ , ϕ ve τ değişkenlerini elde etmek için oluşturulan DTC kontrol bloğu Şekil 6.21’de gösterilmiştir. Şekil 6.20’de gösterilen bölge tahmin edici blokta, bu bloğun içinde bölge tahmini adıyla tek blokta ifade edilmiş şekilde yer almaktadır. Burada görülen $f(u)$ ile gösterilmiş Fi_Genlik bloğu adından da anlaşılacağı gibi stator akısının genliğini hesaplamaktadır. Bunun için, daha önce de gösterilen $\sqrt{u(1)^2 + u(2)^2}$ komutunu kullanmaktadır.



Şekil 6.21 θ , ϕ ve τ değişkenlerini elde etmek için oluşturulan DTC kontrol bloğu modeli

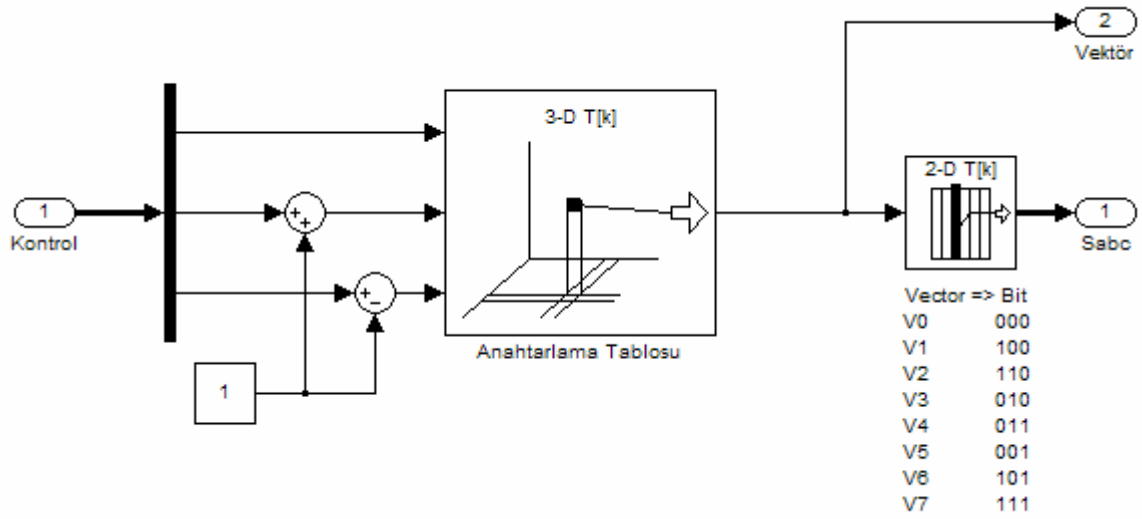
DTC kontrol bloğunun çıkışındaki üç değer, doğrudan anahtarlama tablosuna giderek tablodan uygun gerilim uzay vektörlerinin seçiminde kullanılmaktadır. Bu bloğun tek blokta ifade edilişi Şekil 6.22’de gösterilmiştir.



Şekil 6.22 DTC kontrol bloğunun tek blokta gösterilişi

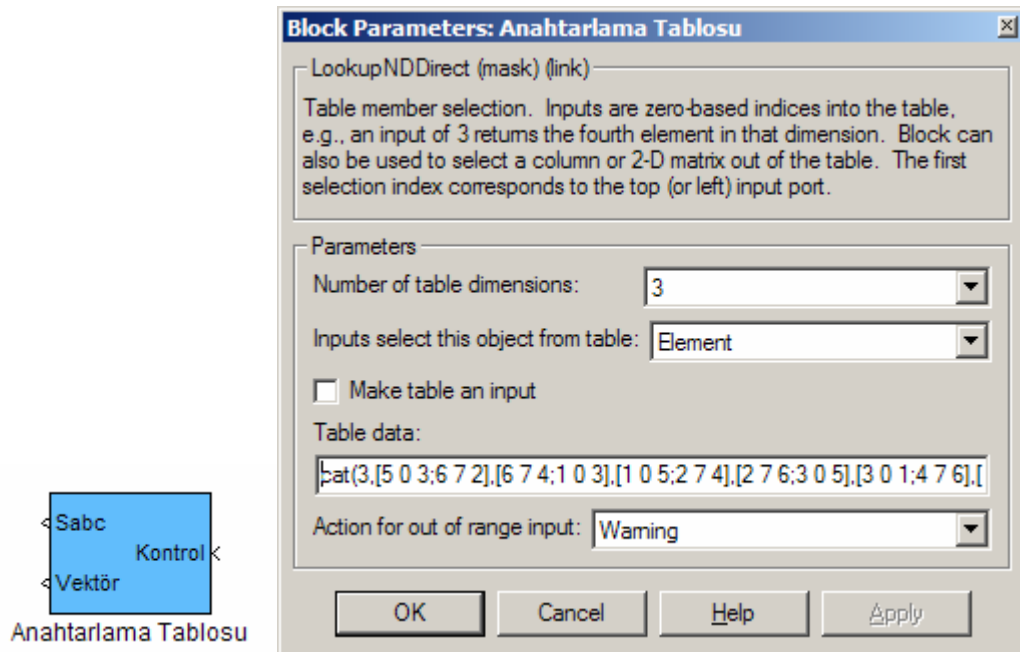
Anahtarlama tablosu, DTC kontrol bloğundan gelen değerler yardımıyla, $V_0 - V_1 - V_2 - V_3 - V_4 - V_5 - V_6 - V_7$ gerilim uzay vektörlerinden uygun olanını seçer. Seçilen vektör, gerilim beslemeli inverterin abc faz kollarındaki güç elemanına gönderilmek üzere 0 ve 1 ile tanımlanacak şekilde bit değerlerine dönüştürülür.

Anahtarlama tablosunun simulink modeli Şekil 6.23’de gösterilmiştir.



Şekil 6.23 Anahtarlama Tablosu için simulink modeli

Modelin tek blokta gösterilişi ve anahtarlama tablosuna tablo değerlerinin giriş şekli Şekil 6.24’da gösterilmiştir. Bu tablo daha önce verilen uygun anahtarlama tablosu değerleridir.



Şekil 6.24 Anahtarlama Tablosunun tek blokta gösterilişi ve tablonun değerleri

Kontrolü için elde edilen modeller ve bloklar sonucunda, asenkron motorun doğrudan moment kontrolünün simulink diyagramı bu şekilde elde edilmiş olur.

Şekil 6.25 Asenkron motor doğrudan moment kontrolünün simülinink diyagramı

Asenkron motor modeli için motor parametreleri;

$$R_s = 0.435 \, \Omega$$

$$R_r = 0.816 \, \Omega$$

$$L_s = L_r = 85.31 \, \text{mH}$$

$$L_m = 69.31 \, \text{mH}$$

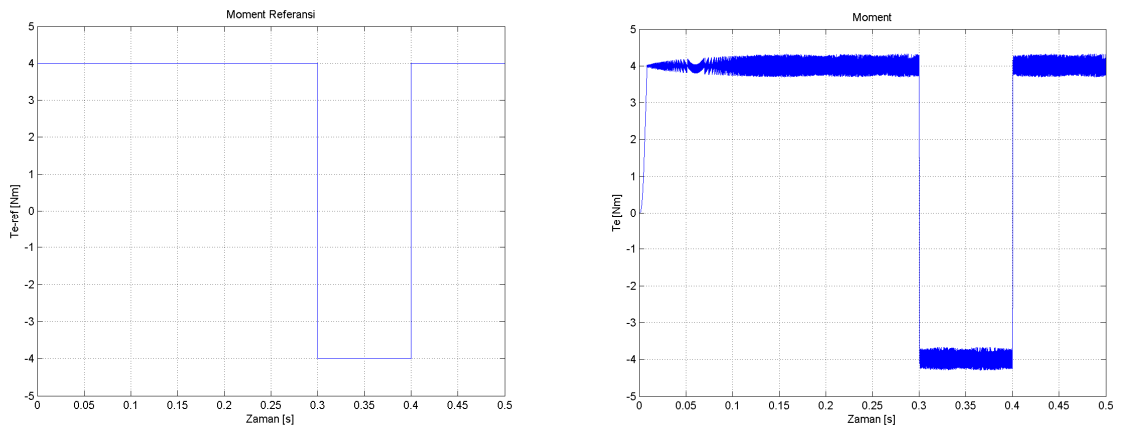
$$J = 0.089 \, \text{kg.m}^2$$

$$B = 0.03$$

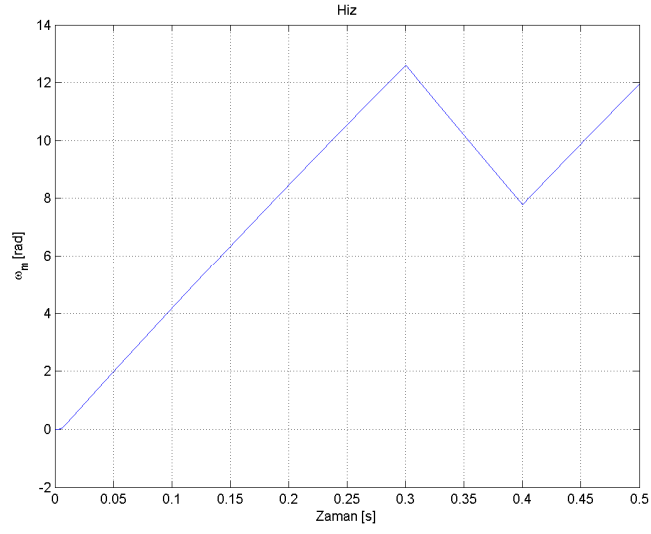
$$p = 2$$

olarak alınmıştır.

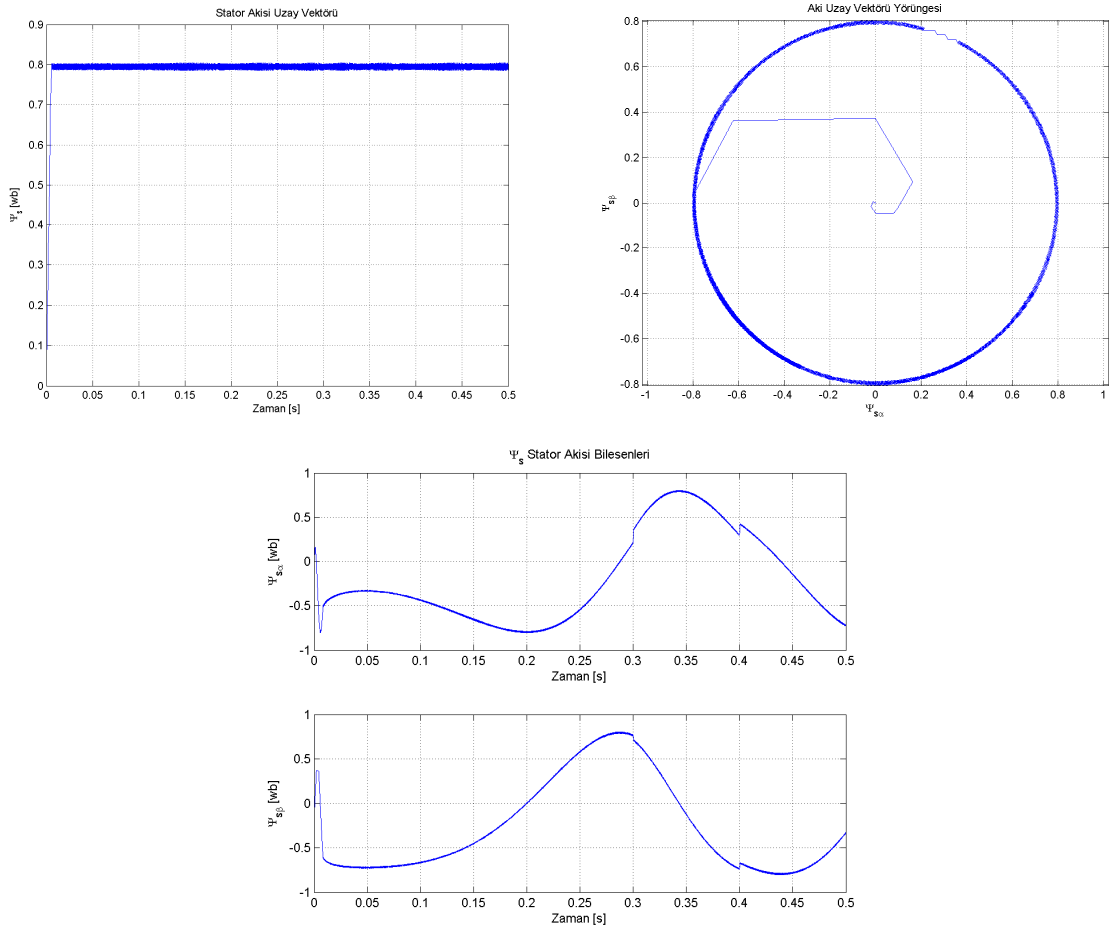
Simülasyonda moment referansı olarak; $t = 0.3 \, \text{s}$ ' de $4 \, \text{Nm}$ ' den $-4 \, \text{Nm}$ ' ye ve $t = 0.4 \, \text{s}$ ' de ise $-4 \, \text{Nm}$ ' den $4 \, \text{Nm}$ ' ye yükselen ani bir değişim basamağı referans olarak uygulanmıştır. Simülasyon süresi olarak 0.5 saniye ve örnekleme zamanı olarak $20 \, \mu\text{s}$ alınan sistemin dinamik cevapları aşağıda gösterilmiştir. Bu cevapların elde edilmesi, matlab komutları olarak EK 2' de gösterilmiştir.



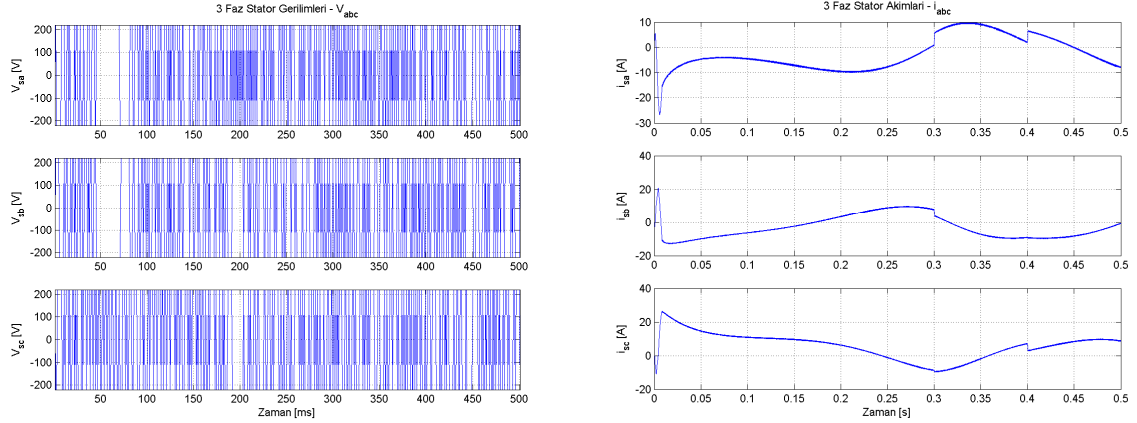
Şekil 6.26 Moment simülasyon cevapları



Şekil 6.27 Hız simülasyon cevabı



Şekil 6.28 Stator manyetik akısı ve akı vektörleri simülasyon cevapları

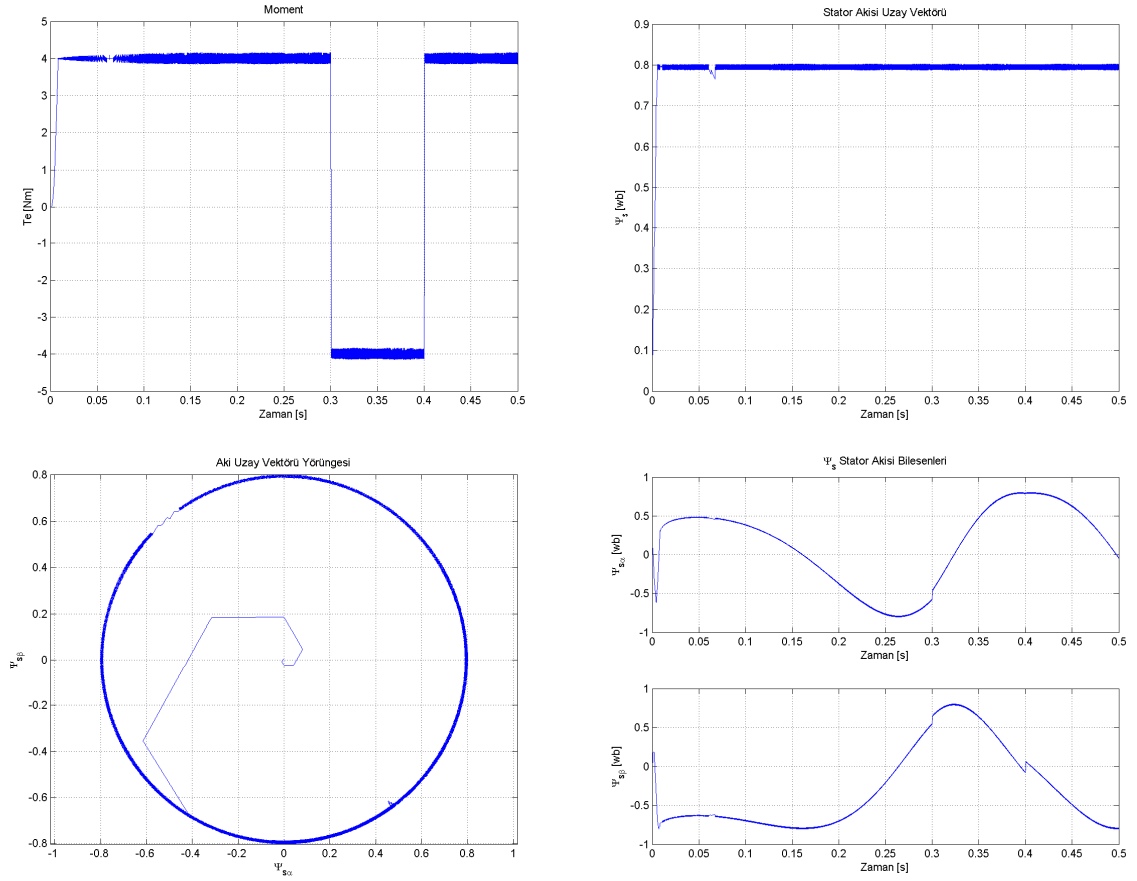


Şekil 6.29 Üç faz gerilim ve akım simülasyon cevapları

Şekil 6.26’da referans moment ve buna karşılık motordan elde edilen moment cevabı görülmektedir. Momentin referans değerindeki anlık değişimlere, motor çok hızlı tepki vermekte ve momentin referans değere getirmektedir. Başlangıçta 4 Nm olan referans moment $t = 0.3s$ durumunda -4 Nm ye aniden düşerken, motor bu değişime neredeyse aynı hızda moment cevabı üretmektedir. Doğrudan moment kontrolünün avantajı da burada ortaya çıkmaktadır. Stator manyetik akı referansı olarak 0.8 Wb alınmıştır. ve stator manyetik akısı gerekli olan değerde kontrol edilmektedir. Stator akısı uzay vektör yörüngesi, doğrudan moment kontrolünün prensibinde anlatıldığı gibi daire şeklinde elde edilmiştir.

İnverter DC besleme gerilimi olarak 220V değeri uygulanmıştır. Bunun sonucunda şekil 6.29’da görülen üç faz gerilim değerleri inverter çıkışından elde edilmiştir. Ayrıca üç faz akım dalga şekilleri de yukarıda gösterilmiştir.

Bu simülasyonda stator manyetik akısını daha hassas bir şekilde kontrol edebilmek ve moment cevabında oluşan dalgalanmaları azaltmak için örnekleme zamanını azaltmak gerekir. Çünkü stator akısının tahminindeki integral işlemi anlık değişimlere göre ne kadar kısa periyotta yapılırsa o kadar hassas sonuç elde edilebilecek ve bu da zincirleme olarak diğer hesaplamaların da daha az hata ile yapılmasını sağlayacaktır. Böylece tahmin edilen moment ve akı değeri daha az dalgalanma gösterecektir. Ancak uygulamalardaki en büyük zorluk, stator manyetik akı değerinin çok küçük olması durumunda örnekleme aralığının da küçük tutulmasını gerektirmesidir. Bu simülasyon için $20\mu s$ örnekleme zamanı alınmıştır. Bundan sonraki simülasyonlarda daha hassas sonuçlar için $10\mu s$ lik bir örnekleme aralığı kullanılacaktır.

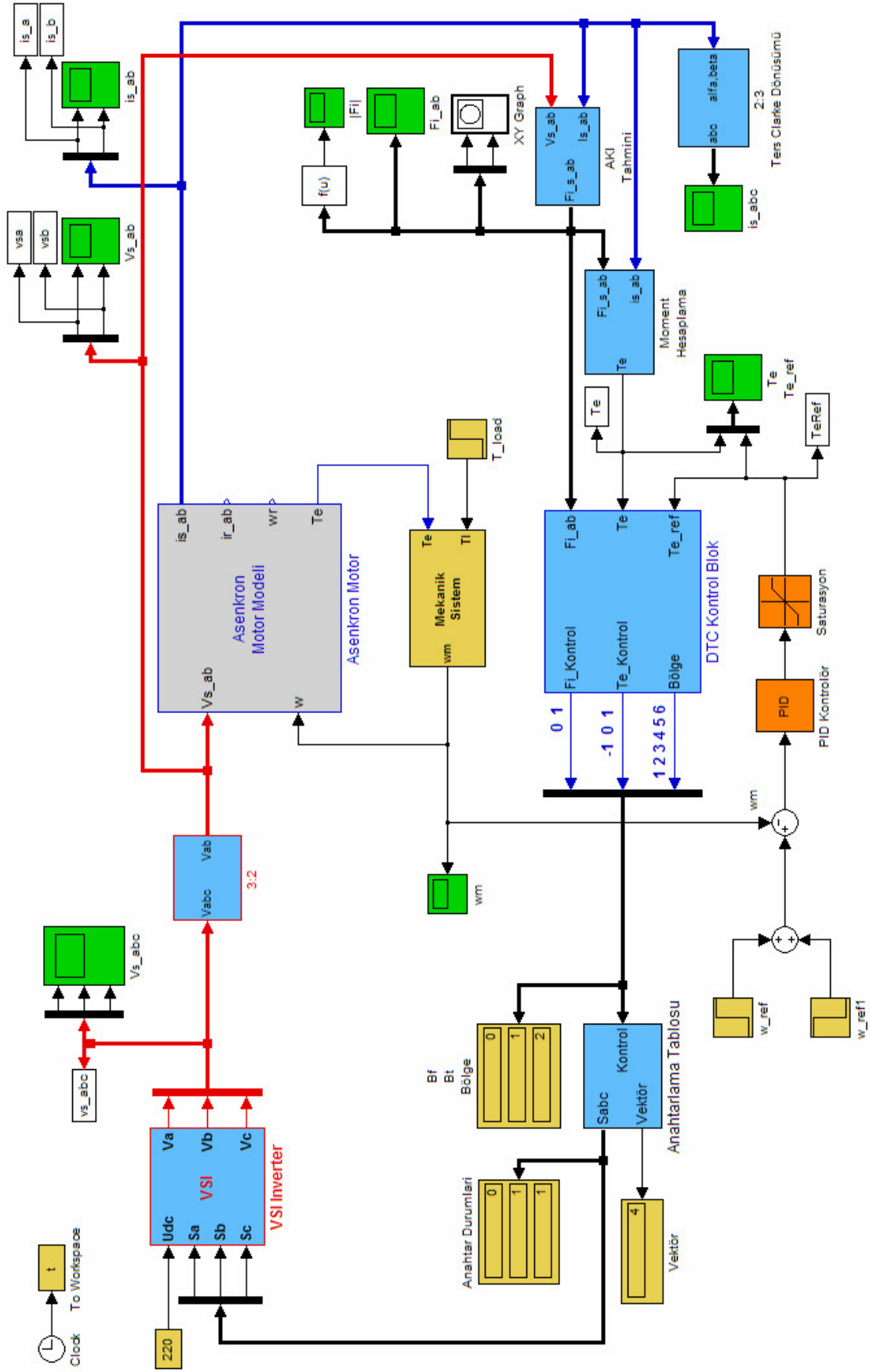


Şekil 6.30 Örnekleme aralığı $10\mu s$ için moment, stator manyetik akısı, akı vektör yörüngesi ve akı vektör bileşenleri dinamik cevapları

Bu ve bundan önceki sonuçlara ait iki simülasyonda da kontrol, moment referansına ve stator akı referansına göre yapılmıştır. Şimdi de asenkron motorda hız kontrolü için yapılacak simülasyonlara geçelim.

Motorun kapalı çevrim hız kontrolü için, motordan hız geri beslemesine ve bir PI kontrolöre ihtiyaç vardır. Oluşturduğumuz mekanik sistem bloğundan hız geri beslemesi alınarak bu hız bilgisi referans hız değeri ile karşılaştırılır. Bu karşılaştırmanın çıkışı bir PI kontrolör ile kontrol edilerek kontrolörün çıkışı da moment referansı olarak kullanılır. Yani kısaca PI kontrolörün girişi hızdaki hata ve çıkışı moment referansıdır.

Bahsedilen kontrol için oluşturulan simulink blok diyagramı şekil 6.31’de gösterilmiştir.



Şekil 6.31 Asenkron motor ile DTC'nin kapalı çevrim hız kontrolünün simulink diyagramı

Bu simülasyon için kullanılan motor parametreleri;

$$R_s = 1.45 \, \Omega$$

$$R_r = 1.93 \, \Omega$$

$$L_s = 200 \, \text{mH}$$

$$L_r = 190.46 \, \text{mH}$$

$$L_m = 187,8 \, \text{mH}$$

$$J = 0.03 \, \text{kg.m}^2$$

$$B = 0.03$$

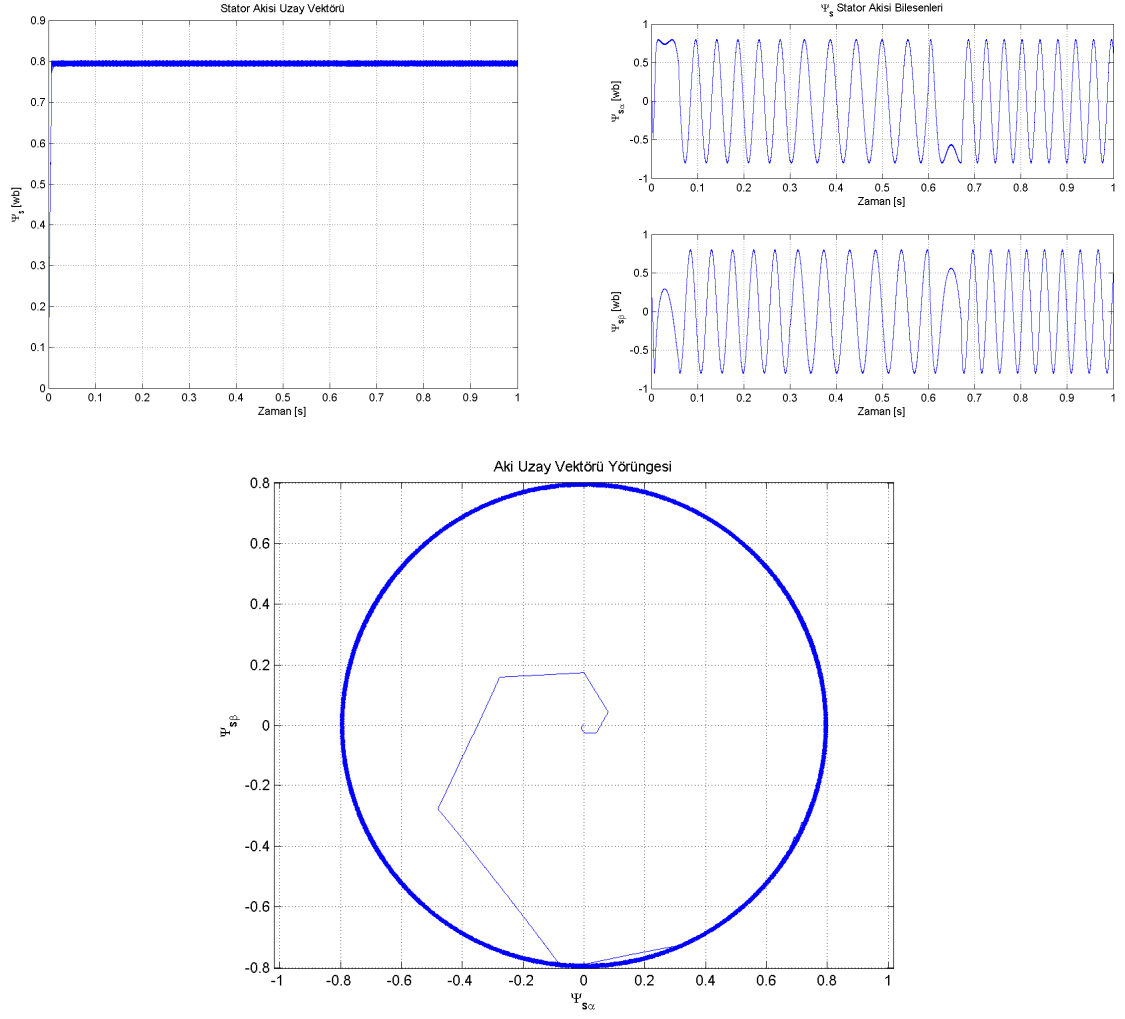
$$p = 2$$

olarak alınmıştır.

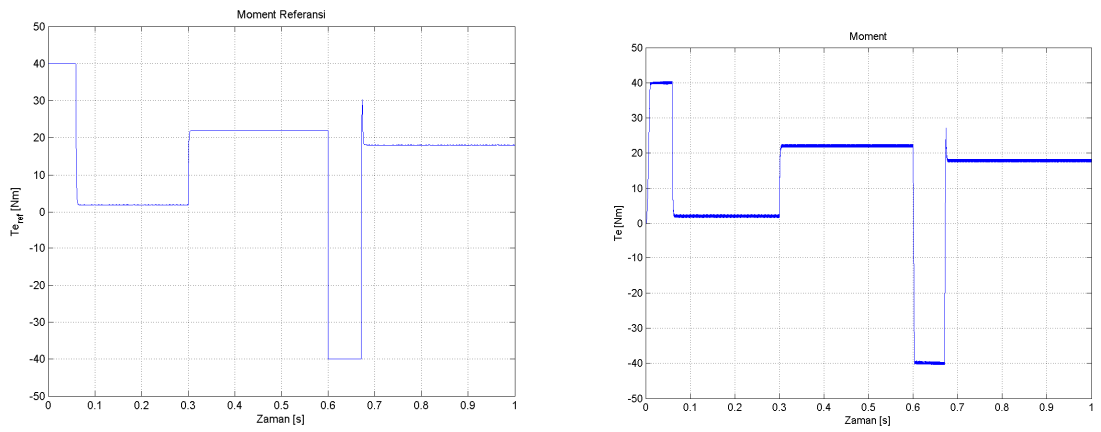
Simülasyonda hız referansı olarak başlangıçta 70 rad/s'lik hız referansı, daha sonra ise $t=0.4$ saniye anında devreye girecek olan negatif yönde yani -140rad/s lik iki hız referansı toplanarak referans hızı oluştururlar. Sonuçta $t = 0.4$ saniyeye kadar hız referansı 70 rad/s, $t=0.4$ saniye anından sonra ise -70 rad/s olacaktır. Böylece hız referansında ani bir değişim basamağı elde edilir. Ayrıca $t = 0.3$ saniye anında da motora 20 Nm 'lik yük momenti uygulanacaktır.

Daha önce de belirtildiği gibi hız referansının girişi ile gerçek hız değeri karşılaştırılıp, hızdaki hata değeri; PI kontrolünün girişine verilir. PI kontrolörünün çıkışını motorun kaldırabileceği moment büyüklüğüne sınırlamak amacıyla saturasyon bloğu konmuş ve pozitif ve negatif moment değerleri için 40 ile sınırlandırılmıştır.

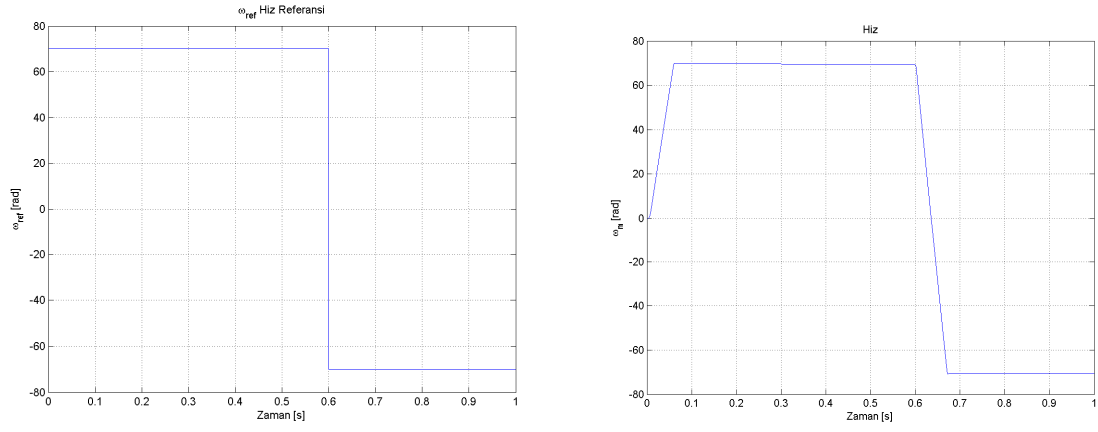
Akı referansı olarak 0.8 Wb alınan sistemde örnekleme zamanı yine $10\mu\text{s}$ olarak simülasyon gerçekleştirilmiştir. Sistemin dinamik cevapları aşağıda gösterilmiştir. Bu cevapların nasıl elde edildiği, matlab komutları olarak EK 3'de bulunmaktadır.



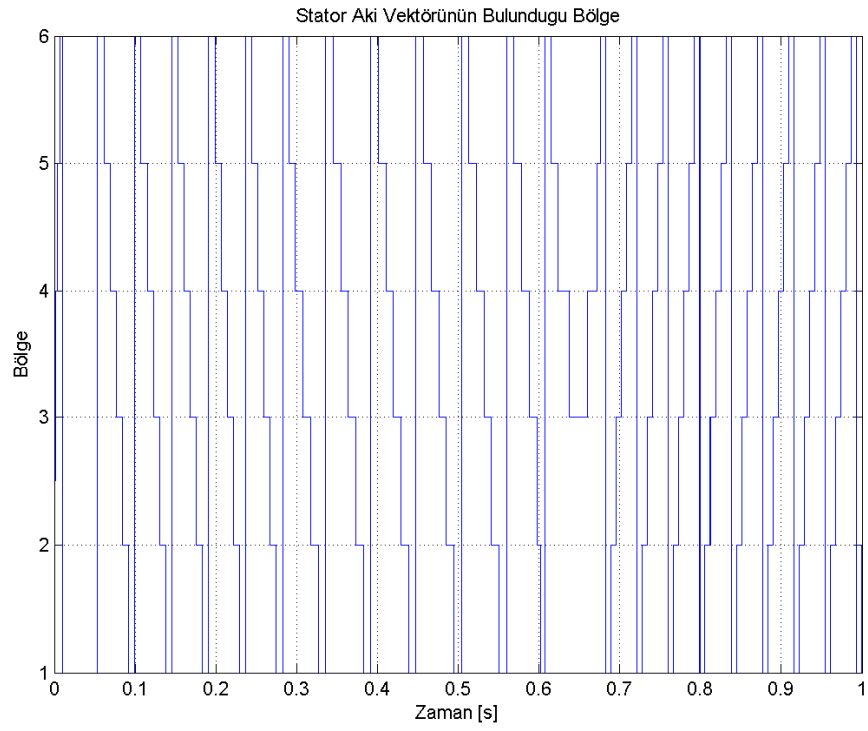
Şekil 6.32 Akı dinamik cevapları



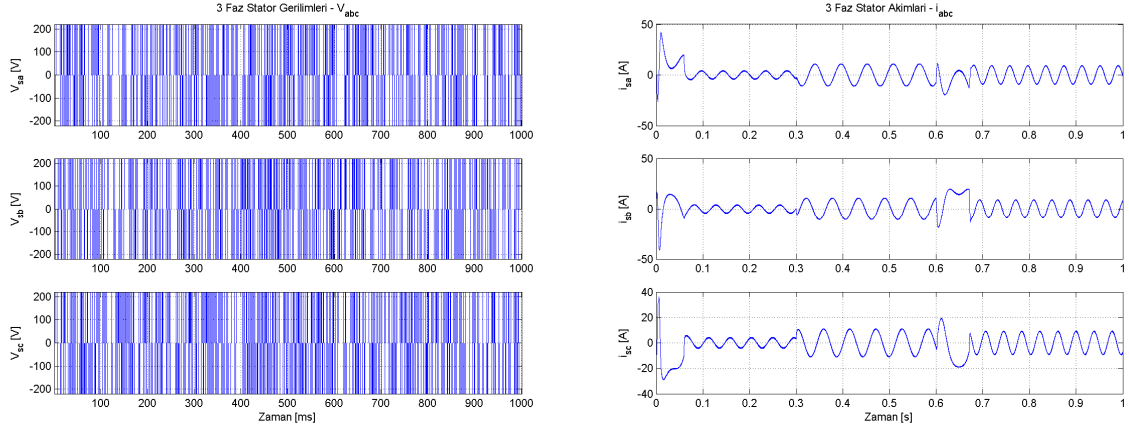
Şekil 6.33 Moment dinamik cevapları



Şekil 6.34 Hız dinamik cevapları



Şekil 6.35 Stator akısı bölge değişimi



Şekil 6.36 Gerilim ve akım dinamik cevapları

Elde edilen grafiklere bakıldığında, simülasyon sonuçlarından $t = 0.3$ saniyede eklenen yük momentinin dinamik cevaplar üzerindeki etkisi az da olsa görülmektedir.

Stator akısı referansı olarak alınan 0.8 Wb 'lık değerde, akının kontrol edildiği ve Şekil 6.32'de gösterilen akı yörüngesinin daire olması istenilen bir durumdur. Bununla birlikte örnekleme zamanının $10\mu\text{s}$ alınması, stator manyetik akısının ve motor momentinin daha hassas bir şekilde kontrolünü sağlamıştır.

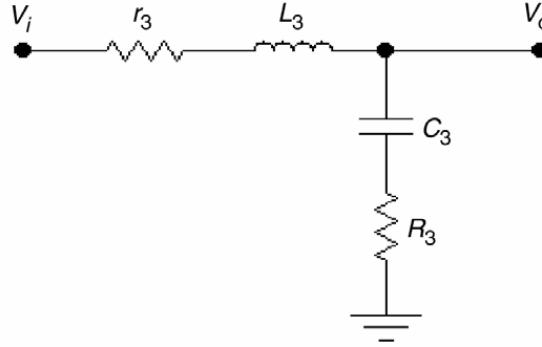
Kapalı çevrim hız kontrolü için tek bir PI denetleyicisi kullanmak yeterlidir. Ayrıca moment cevabının, referans cevabını hızlı bir şekilde takip ettiği Şekil 6.33' de gösterilmiştir.

Hız referansı ve hızın elde edilen simülasyon değerleri Şekil 6.34'de gösterilmiştir.

Burada unutulmaması gereken nokta denetleyici katsayılarının ve örnekleme zamanının seçimi, cevapları büyük ölçüde etkiler. Simülasyonda PI kontrolör katsayıları $K_p=32$ ve $K_i=0.1$ alınmış ve yeterli bir hız kontrol karakteristiği elde edilmiştir.

Güç elektroniği devrelerinde yüksek gerilim ve yüksek akım altında anahtarlama işleminden dolayı, istenmeyen elektriksel işaretler oluşabilmektedir ve bu işaretler diğer elektronik sistemleri etkilemektedir. DTC gibi diğer vektörel kontrol yöntemlerinde de güç kaynağında minimum seviyede harmonik, istenen bir durumdur. Harmonikler, motor kontrol sistemlerini etkiledikleri gibi mekanik titreşimlere, akustik gürültülere ve moment salınımlarına da neden olan istenmeyen EMI gürültüsünün kaynağını teşkil etmektedirler.

Güç inverterinin beslemesinden kaynaklanan anahtarlama harmonikleri ve gerilim harmonikleri asenkron motorlarda görülen en önemli harmonik kaynaklarıdır. Motorun kapalı çevrim hız kontrolünden sonra son olarak, gerilim beslemeli inverter çıkışına gürültü ve harmonikleri bastırmak amacıyla pasif RLC filtre eklenecektir. Kullanılan pasif filtrenin devre şeması Şekil 6.37’de gösterilmiştir (Gülez vd., 2007).



Şekil 6.37 Pasif RLC filtre devre şeması

Şekil 6.42’te görülen filtre, inverter çıkışındaki her bir faz koluna bağlanacaktır. Filtrenin transfer fonksiyonu (6.18) eşitinde verilmiştir ve bu eşitlik yardımı ile simulink modeli oluşturulur. Şekil 6.44’de simulink modeli ve tek blokta ifade edilişi gösterilmiştir.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_3 C_3 s + 1}{R_3 C_3 s^2 + (r_3 + R_3) C_3 s + 1} \quad (6.18)$$

Kullanılan pasif RLC filtre için eleman değerleri aşağıda verilmiştir;

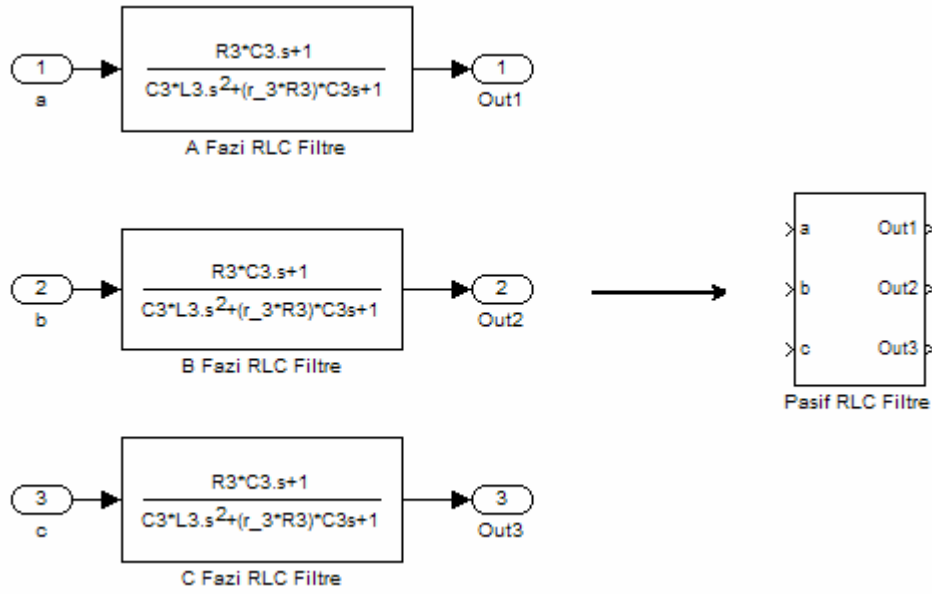
$$L_3 = 30 \text{ mH}$$

$$C_3 = 125 \mu\text{F}$$

$$R_3 = 300 \Omega$$

$$r_3 = 1 \Omega$$

Oluşturulan filtre, inverter çıkışına bağlanmadan önce simulinkte spektrum analizör aracı ile, sistemin filtresiz haline ait ölçüm elde edilecek ve daha sonra filtre yerleştirilip işlem tekrarlanacaktır.

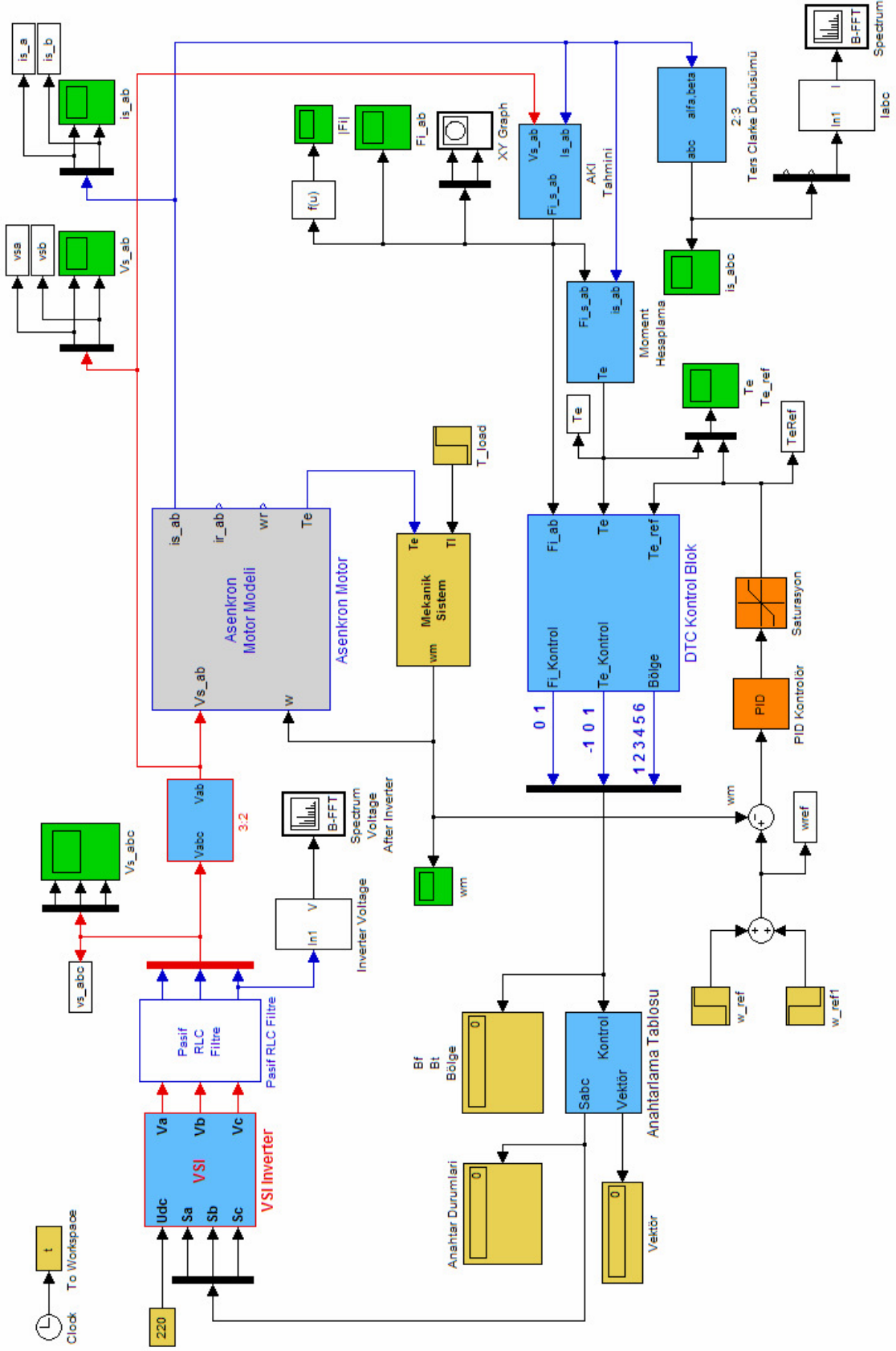


Şekil 6.38 Pasif RLC filtrenin simulink modeli ve tek blokta gösterilişi

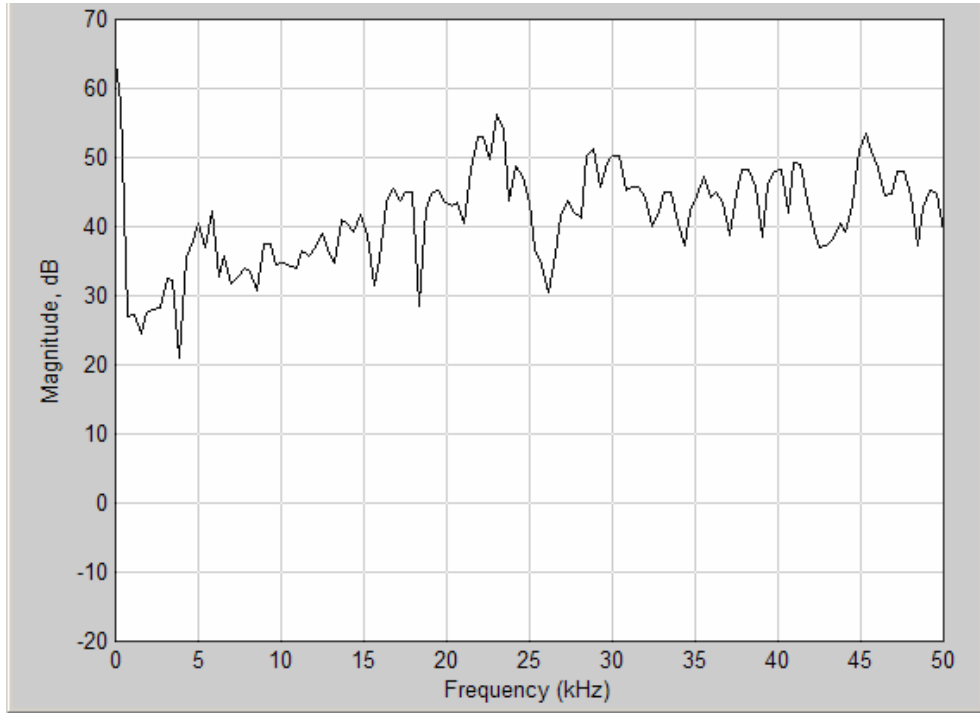
Filtrenin eklenmesi ile oluşan yeni simulink diyagramı Şekil 6.39’de gösterilmiştir. Bu simülasyondan ve filtresiz durumdan elde edilecek olan inverter çıkışındaki faz geriliminin spektrumu ise Şekil 6.40’da gösterilmiştir.

Elde edilen sonuçlardan görüldüğü gibi filtre kullanılmadığı durumda inverter çıkışındaki gerilim ucundan alınan frekans cevabında maksimum genlik Bu durumda maksimum genlik yaklaşık olarak 62.75dB civarlarındadır. Pasif RLC filtre eklendikten sonra bu değer yaklaşık olarak 60.1dB civarlarına indiği görülür. Ayrıca 5kHz ve üzerindeki frekans değerlerindeki genlik değerlerini de oldukça bastırdığı görülmektedir. Örneğin, filtre yokken 30kHz frekansında 50dB olan genlik, filtre eklendiği durumda aynı frekans için 10dB e düştüğü görülmektedir.

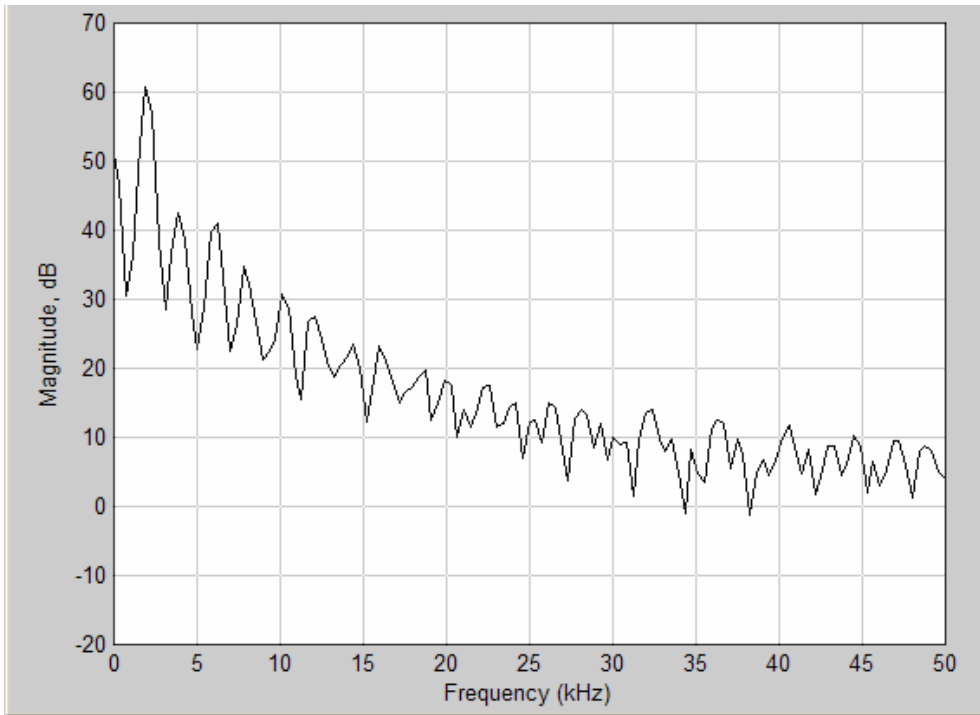
Bu durumlardan da anlaşılacağı üzere filtre, ortaya çıkan harmonikleri bastırmada etkisi olmuştur.



Şekil 6.39 Asenkron motor doğrudan moment kontrolünün pasif RLC filtre eklenmesi ile oluşan diyagramı



(a)



(b)

Şekil 6.40 (a) Pasif RLC filtre kullanılmadan önce, (b) Pasif RLC filtre kullanıldıktan sonra gerilim ucundaki frekans cevabı

7. SONUÇLAR

Basit yapıları ve az bakım gerektirmeleri sebebiyle, asenkron motorlar endüstride yaygın olarak kullanılan elektrik motorlarıdır. Günümüzde DC motorların yerini almakta olan asenkron motorlar, vektör kontrol yöntemlerinin de gelişmesi ile birlikte değişken hızın gerekli olduğu uygulamalarda da rahatça kullanılabilir olmuşlardır. Bu çalışmada, endüksiyon motoru olarak da adlandırılan bu motorun; öncelikle yapısı, rotor tipine göre çeşitleri, özellikleri ve çalışma prensibi anlatılmıştır. Daha sonra uzay vektör kavramından bahsedilerek asenkron motorun matematiksel modeli incelenmiştir. Bununla birlikte asenkron motorun kontrol metotları ile bu metotların avantaj ve dezavantajları da ele alınmıştır.

Değişken hız ve moment kontrolü gibi uygulamalarda skaler kontrolün istenen şartları sağlamada başarılı olamaması nedeniyle vektör kontrol yöntemleri geliştirilmiştir. En çok kullanılan vektör kontrol yöntemleri için 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.

DTC' nin temel prensibi stator manyetik akısının referans ve hesaplanan değerleri vasıtasıyla momentte oluşacak hataları doğrudan giderecek nitelikte bir anahtarlama dizisinin, inverterdeki güç anahtar elemanlarına uygulanmasına dayanır. Darbe genişlik modülasyonu (PWM) komparatör ile oluşturulan akım kontrol devresi DTC sistemlerinde kullanılmasına gerek yoktur. Ayrıca, stator direnci hariç, motor içinde olan parametreler de kullanılmaz. Bu yüzden PWM akım kontrolü yolu ile moment kontrolü ile kıyaslandığında, DTC daha az parametre bağımlılığı ve hızlı moment cevabı gibi avantajlar sağlar.

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 ve stator geriliminden stator direncindeki gerilim düşümü farkının integrasyonundan kaynaklanacak hataya bağlıdır. Stator akısındaki bir hata, akı ve momentin kontrol davranışını olumsuz etkiler.

Oluşturulan simülasyon blokları ile belirli bir stator akısı referans değeri ve moment referansları için, tahmin edici blokta hesaplanana değerler ile karşılaştırılarak hatalar; moment için üç konumlu, stator akısı için iki konumlu histerezis kontrolöre verilir. Bununla birlikte stator akısının bulunduğu bölge de hesaplayıcı bloklarda tahmin edilir. Akının bulunduğu bölge, akı kontrolör çıkışı ve moment kontrolör çıkışı olmak üzere üç veri elde edilir. Bu veriler anahtarlama tablosundan uygun gerilim vektörünün seçilmesinde kullanılır. Vektör konumları simülasyon sonuçlarında gösterilmiştir.

Simülasyonlardan elde edilen sonuçlardan görüldüğü üzere stator akısı doğrudan kontrol edilmekte ve histerezis bandı içerisinde kalacak şekilde dairesel bir yörünge izlemektedir.

Ayrıca motor momentinin dalgalı olduğu görülmektedir. Daha iyi bir performans elde edebilmek amacıyla, örnekleme zamanının mümkün olduğu kadar küçük tutulması gerekir. Yani örnekleme aralığı hassasiyet açısından çok önemlidir. Çünkü ne kadar kısa aralıkta örnek elde edilirse, tahmin edilecek değişkenler de aynı oranda daha doğru hesaplanabilmekte veya tahmin edilebilmektedir. Örnekleme aralığı küçük seçildiğinde bant aralığını daha küçültmek ve stator manyetik akısını düzgün biçimde kontrol edebilmek mümkün olmaktadır. Örnekleme zamanının düşürülmesi ile, elde edilen sonuçların daha az dalgalı değerlere ulaştığı simülasyon sonuçlarında da görülmektedir. Ayrıca DC gerilimin belirli sınırlar içinde tutulması hassasiyet için önemlidir.

DTC' nin en büyük avantajı, hız algılayıcısı olmaksızın istenilen momenti üretebilmesidir. Bununla birlikte ani moment değişimlerine çok hızlı cevap verebilmektedir. Kapalı çevrim hız kontrolü için bir PI denetleyicisi kullanılabilir. Bu denetleyicinin girişi hızdaki hata ve çıkışı moment referansıdır. Hız kontrolünde, kullanılan PI denetleyici parametrelerinin farklı hız aralıklarında, farklı seçilmesi gerekmektedir. Ayrıca sadece tek bir PI denetleyici kullanılması yeterlidir. Bu simülasyonda belirli bir hız ve PI parametreleri için elde edilen sonuçlar gösterilmiştir.

Yüksek akım ve gerilimlerde anahtarlama yapan güç elemanları sebebiyle sisteme aktarılan harmonikler, asenkron motorlarda titreşim ve sarsıntılı çalışma, stator akımlarında istenmeyen gürültüler ve momentte dalgalanmalar meydana getirebilmektedir. Çalışmanın sonunda simülasyona eklenen bir pasif RLC filtre ile harmoniklerin bastırılması sağlanmıştır. Gerilim ucundan elde edilen frekans cevaplarının maksimum değerleri bir miktar düşürülmüş belli bir frekansın üzerinde de büyük oranda azalma sağlanmıştır.

Bu çalışmada asenkron motorun doğrudan moment kontrolü için kontrol yöntemi anlatılmış ve çalışma prensibi açıklanmıştır. Motor momentinin kontrolü için ve bununla birlikte hız kontrolü için de simülasyonlar gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak, DTC yönteminin asenkron motor için uygulanabilirliği, ani moment değişimlerine hızlı cevap verebildiği ve PI denetleyici ile geniş bir hız aralığında çalışabildiği görülmüştür. Özellikle yüksek dinamik performans gerektiren uygulamalarda, hızlı moment cevabı sağlayabildiği için ve daha az parametre gerektirmesi sebebiyle DTC' nin diğer kontrol yöntemlerine göre önemli bir avantaja sahip olduğu söylenebilir.

KAYNAKLAR

- Bakan, A. F., (2002), “Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Gerçekleştirilmesi”, Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Bayındır, N.S. ve Narlı E., (1992), “Asenkron Motorların Vektör Alan Yöntemiyle Kontrolü”, Elektrik Mühendisliği Dergisi Sayı 385, Sayfalar 19-25, 1992.
- 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.
- Bose B.K., (1986), “Power Electronics and AC Drives”, Prentice Hall, 1986.
- Bose B.K., (2001), “Modern Power Electronics and AC Drives”, Prentice Hall, 2001.
- Bose B.K., (2006), “Power Electronics and Motor Drives”, Prentice Hall, 2006.
- Buja, G., Casadei, D., ve Serra, G., (1997a), “Direct Torque Control of Induction Motor Drives”, Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE '97., Vol.1, TU2-TU8.
- Buja, G., Casadei, D., ve Serra, G., (1997b), “DTC-based strategies for induction motor drives”, Proc. Of the 1997 23rd Annual International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, IECON. Part 4, Nov 9-14 1997, IEEE, 1506-1516.
- Casadei, D., Serra, G., ve Tani, A., (1997), “Analytical investigation of torque and flux ripple in DTC schemes for induction motors”, Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1997. IECON 97, Vol.2, 552-556.
- Chapuis, Y.A., Pelissou, C. ve Roye, D., (1995), "Direct Torque Control of Induction Machine Under Square Wave Conditions", Industry Applications Conference, IAS'95, Vol.1, 343-349.
- Chapuis, Y.A., Roye, D. ve Davoine, J., (1995), "Principles and Implementations of Direct Torque Control by Stator Flux Orientation of an Induction Motor", 1995, 185-191.
- Diril, O., (1990), “Sürekli Mıknatıslı Senkron Makine”, Yüksek Lisans Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Gülez K., Adam A. A., Pastacı H., (2007), “Passive Filter Topology to Minimize Torque Ripples and Harmonic Noises in IPMSM Derived with HDTC”, IJE-International Journal of Electronics, Vol. 94, No.1, p.p.23-33, 2007.
- Gülgün, R., (1999), Güç Elektroniği, Yıldız Teknik Üniversitesi Baskısı, İstanbul.
- Habetler, T.G., Profumo, F. ve Pastorelli, M., (1992a), “Direct torque control of induction machines over a wide speed range”, Industry Applications Society Annual Meeting, Vol.1, 600-606.
- Habetler, T.G., Profumo, F., Pastorelli, M., ve Tolbert L.M., (1992b), “Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation”, IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.28, No.5, September-October 1992, 1045-1053.
- Idris, N.R.N., ve Yatim, A.H.M., (2000a), “Reduced torque ripple and constant torque switching frequency strategy for direct torque control of induction machines”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC 2000. Vol.1, 2000, 154-161.

Idris, N.R.N., ve Yatim, A.H.M., (2000b), "Improved stator flux estimation in steady state operation for direct torque control of induction machines", 35th IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy, Oct 08- Oct 12 2000, Rome, Italy, 1353-1359.

Juhasz, G. Halasz, S. ve Veszpremi, (2000), "New Aspects of a Direct Torque Controlled Induction Motor Drive", IEEE ICIT' 2000: The International Conference on Industrial Technology, India, Goa, 43-48.

Kaptanoğlu, S., (2004), "Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Doğrudan Moment Kontrolü", Yüksek Lisans Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.

Kazmierkowski, M.P. ve Kasprowicz, A.B., (1995), "Improved Direct-Torque and flux Control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.42, No.4, August 1995, 344-349.

Le-Huy, H., (1999), "Comparison of Field-Oriented Control and Direct Torque Control for Induction Motor Drives", Industry Applications Conference, 1999. 34th IAS Annual Meeting Conference Record of the 1999 IEEE, Vol.2 pp. 1245-1252.

Lepka, J., (2003), "3-Phase AC Induction Motor Vector Control", MOTOROLA, DRM023, Motorola Czech System Laboratories Roznov pod Radhostem, Czech Republic.

Li, Y., Hu, H., Chen, J., ve Wu, J., (2001), "Predictive control of torque and flux of induction motor with an improved stator flux estimator ", 2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference, Jun 17-21 2001, 1464-1469.

Nash, J., (1997), "Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control without an Encoder". IEEE Trans. On Industry Applications, March-April 1997, Num.2, 333-341.

Okumuş, H.İ., (2002), "Doğrudan Moment Kontrollü Asenkron Makinalarda Akı Düşüşünün Azaltılması", ELECO'2002, Sayfalar 120-124, 18-22 Aralık 2002, Bursa.

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.

Saçkan, A.H., (1981), Elektrik Makinaları III, Milli Eğitim Basımevi, 2004.

Sarıoğlu, M.K., Gökaşan, M. ve Boğosyan, S. (2003), Asenkron Makinalar ve Kontrolü, Birsan Yayınevi, 2003.

Telford, D., Dunnigan, M.W., ve Williams, B.W. (2000), "A Comparison of Vector Control and Direct Torque Control of an Induction Machine", IEEE PESC'00, Power Electronics Specialists Conference, Vol.1, pp. 421-426, 2000.

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

Vas, P., (1990) , "Vector Control of AC Machines", Oxford Universty Press, 1990.

Vas, P., (1998) , "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford Universty Press, 1998.

Vithayathil, J., (1995), Power Electronics: Principles and Applications, McGraw-Hill, Inc., 1995, ISBN 0-07-067555-4.

[TI], (1998), “Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors”, Texas Instruments, Application Note Literature Number: BPRA073.

[TG], (1999), “Direct Torque Control-the world's most advanced AC drive technology”, Technical Guide No.1, ABB.

INTERNET KAYNAKLARI

[1]www.abb.com

[2]www.mathworks.com

[3]www.ece.umn.edu/users/riaz

[4]en.wikipedia.org

EKLER

- EK 1 Akı vektörü bileşenlerinin işaretlerine bakarak bulunduğu bölgenin tahmin edilmesini gösteren grafiğin çizimi için kullanılan matlab komutları
- EK 2 Dinamik cevapların elde edilmesinde kullanılan matlab komutları
- EK 3 Kapalı çevrim hız kontrolü için dinamik cevapların elde edilmesinde kullanılan matlab komutları

EK 1 Akı vektörü bileşenlerinin işaretlerine bakarak bulunduğu bölgenin tahmin edilmesini gösteren grafiğin çizimi için kullanılan matlab komutları

```
n=360;
d=0;q=0;b=0;bolge=0;
i=0;
while i<n;
    i=i+1;
    d=cos(i*pi/180);
    q=sin(i*pi/180);
    b=(sqrt(3)*abs(q))-abs(d);
    if d>0 & b<0 bolge(1,i)=1; end
    if d>0 & q>0 & b>0 bolge(1,i)=2; end
    if d<0 & q>0 & b>0 bolge(1,i)=3; end
    if d<0 & b<0 bolge(1,i)=4; end
    if d<0 & q<0 & b>0 bolge(1,i)=5; end
    if d>0 & q<0 & b>0 bolge(1,i)=6; end
end
```

```
a=1:1:n;
d=cos(a*pi/180);
q=sin(a*pi/180);
b=(sqrt(3)*abs(q))-abs(d);
```

```
subplot(4,1,1)
plot(d),grid
subplot(4,1,2)
plot(q),grid
subplot(4,1,3)
plot(b),grid
subplot(4,1,4)
plot(bolge),grid
set(gca,'YTick',[0 1 2 3 4 5 6])
```

EK 2 Dinamik cevapların elde edilmesinde kullanılan matlab komutları

```

close all
%-----
figure(1)
subplot(3,1,1)
plot(t,isabc(:,2))
title('3 Faz Stator Akimlari - i_a_b_c')
grid,ylabel('i_s_a [A]')
subplot(3,1,2)
plot(t,isabc(:,3))
grid,ylabel('i_s_b [A]')
subplot(3,1,3)
plot(t,isabc(:,4))
grid,ylabel('i_s_c [A]'),xlabel('Zaman [s]')
%-----
figure(2)
subplot(3,1,1)
plot(vs_abc(:,1))
title('3 Faz Stator Gerilimleri - V_a_b_c')
grid,ylabel('V_s_a [V]')
axis tight
subplot(3,1,2)
plot(vs_abc(:,2))
grid,ylabel('V_s_b [V]')
axis tight
subplot(3,1,3)
plot(vs_abc(:,3))
grid,xlabel('Zaman [ms]'),ylabel('V_s_c [V]')
axis tight
%-----
figure(3)
subplot(2,1,1)
plot(t,fi_ab(:,2))
grid,xlabel('Zaman [s]'),ylabel('\Psi_s_\alpha [wb]')
title('\Psi_s Stator Akisi Bilesenleri')
subplot(2,1,2)
plot(t,fi_ab(:,3))
grid,xlabel('Zaman [s]'),ylabel('\Psi_s_\beta [wb]')
%-----
figure(4)
plot(t,fi(:,2))
grid,xlabel('Zaman [s]'),ylabel('\Psi_s [wb]')
title('Stator Akisi Uzay Vektörü')
%-----
figure(5)
plot(fi_ab(:,2),fi_ab(:,3))
axis equal,grid,xlabel('\Psi_s_\alpha'),ylabel('\Psi_s_\beta')
title('Aki Uzay Vektörü Yörüngesi')
%-----
figure(6)

```

```

plot(t,wm(:,2),'b')
grid,xlabel('Zaman [s]'),ylabel('\omega_m [rad]')
title('Hiz')
%-----
figure(7)
plot(t,Te)
title('Moment')
grid,xlabel('Zaman [s]'),ylabel('Te [Nm]')
%-----
figure(8)
plot(t,TeRef)
title('Moment Referansi')
grid,xlabel('Zaman [s]'),ylabel('Te_r_e_f [Nm]')
axis([0 0.5 -5 5])
%-----

```

EK 3 Kapalı çevrim hız kontrolü için dinamik cevapların elde edilmesinde kullanılan matlab komutları

```

close all
%-----
figure(1)
subplot(3,1,1)
plot(t,isabc(:,2))
title('3 Faz Stator Akimlari - i_a_b_c')
grid,ylabel('i_s_a [A]')
subplot(3,1,2)
plot(t,isabc(:,3))
grid,ylabel('i_s_b [A]')
subplot(3,1,3)
plot(t,isabc(:,4))
grid,ylabel('i_s_c [A]'),xlabel('Zaman [s]')
%-----
figure(2)
subplot(3,1,1)
plot(vs_abc(:,1))
title('3 Faz Stator Gerilimleri - V_a_b_c')
grid,ylabel('V_s_a [V]')
axis tight
subplot(3,1,2)
plot(vs_abc(:,2))
grid,ylabel('V_s_b [V]')
axis tight
subplot(3,1,3)
plot(vs_abc(:,3))
grid,xlabel('Zaman [ms]'),ylabel('V_s_c [V]')
axis tight
%-----
figure(3)
plot(t,bolge)
title('Stator Aki Vektörünün Bulundugu Bölge')
grid,xlabel('Zaman [s]'),ylabel('Bölge')
set(gca,'YTick',[0 1 2 3 4 5 6])
%-----
figure(4)
subplot(2,1,1)
plot(t,fi_ab(:,2))
grid,xlabel('Zaman [s]'),ylabel('\Psi_s_\alpha [wb]')
title('\Psi_s Stator Akisi Bilesenleri')
subplot(2,1,2)
plot(t,fi_ab(:,3))
grid,xlabel('Zaman [s]'),ylabel('\Psi_s_\beta [wb]')
%-----
figure(5)
plot(t,fi(:,2))
grid,xlabel('Zaman [s]'),ylabel('\Psi_s [wb]')
title('Stator Akisi Uzay Vektörü')

```

```

%-----
figure(6)
plot(fi_ab(:,2),fi_ab(:,3))
axis equal,grid,xlabel('\Psi_s_\alpha'),ylabel('\Psi_s_\beta')
title('Aki Uzay Vektörü Yörüngesi')
%-----
figure(7)
plot(t,wm(:,2),'b')
grid,xlabel('Zaman [s]'),ylabel('\omega_m [rad]')
title('Hiz')
%-----
figure(8)
plot(t,Te)
title('Moment')
grid,xlabel('Zaman [s]'),ylabel('Te [Nm]')
%-----
figure(9)
plot(t,TeRef)
title('Moment Referansi')
grid,xlabel('Zaman [s]'),ylabel('Te_r_e_f [Nm]')
axis([0 1 min(TeRef)-10 max(TeRef)+10])
%-----
figure(10)
plot(t,wref)
title('\omega_r_e_f Hiz Referansi')
grid,xlabel('Zaman [s]'),ylabel('\omega_r_e_f [rad]')
%-----

```

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	04.06.1983	
Doğum yeri	İstanbul /Türkiye	
Lise	1997–2001	Yedikule Süper Lisesi (Yabancı Dil Ağırlıklı)
Lisans	2001–2006	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fak. Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	2006–2009	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı, Kontrol ve Otomasyon Programı