

**T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**DOĞRUDAN MOMENT KONTROLLÜ ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜ
SİSTEMİNİN İNCELENMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Ömer Ali KARAMAN

Anabilim Dalı: Elektrik Eğitimi

Programı: Elektrik Makinaları

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Hüseyin ALTUN

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 8 Şubat 2010

ŞUBAT-2010

**T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**DOĞRUDAN MOMENT KONTROLLÜ ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜ
SİSTEMİNİN İNCELENMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Ömer Ali KARAMAN

(07126104)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 8 Şubat 2010

Tezin Savunulduğu Tarih : 26 Şubat 2010

Tez Danışmanı: Doç. Dr. Hüseyin ALTUN (F.Ü)

Diğer Jüri Üyeleri: Yrd. Doç. Dr. M. İlyas BAYINDIR(F.Ü)

Yrd. Doç. Dr. Selçuk YILDIRIM(F.Ü)

ŞUBAT-2010

ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanmasında çok büyük yardımlarını gördüğüm ve değerli fikirleriyle bana yol gösteren başta danışman hocam Sayın Doç. Dr. Hüseyin ALTUN' a ve diğer hocalarıma çok teşekkür ederim.

Yine tez çalışması süresince sabırla beni dinleyen ve çok büyük desteğini esirgemeyen Yrd. Doç. Dr. M. İlyas BAYINDIR' a sabrından ve anlayışından dolayı, Öğr. Gör. Mehmet Emin ASKER' e çok değerli yardımlarından dolayı, endüstriyel alanda yardımlarını benden esirgemeyen Elektrik Baş. Müh. Abdülkerim YILDIRIM' a (Batman Tüpraş Rafinerisi) teşekkür eder, şükranlarımı sunarım. Ayrıca maddi ve manevi yardımlarını esirgemeyen değerli aileme, kardeşim Büşra' ya ve arkadaşlarıma çok teşekkür ederim.

Ömer Ali KARAMAN
ELAZIĞ-2010

İÇİNDEKİLER

Sayfa No

ÖNSÖZ.....	II
İÇİNDEKİLER	III
ÖZET.....	V
SUMMARY.....	VI
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	VII
TABLolar LİSTESİ.....	X
SEMBOL LİSTESİ	XI
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Giriş.....	1
1.2 Tezin Amacı	3
1.3 Tezin Kapsamı.....	3
2. YÜKSEK PERFORMANSLI ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜLERİ	5
2.1 Giriş.....	5
2.2 Değişken Hızlar için Kullanılan Elektrik Motorları.....	6
2.3 Asenkron Motorun Değişken Frekanslı Kontrol Yöntemleri.....	7
2.3.1 Skaler(V/f) Kontrol Yöntemi	8
2.3.2 Vektör Kontrol Yöntemi	8
2.3.2.1 Doğrudan Vektör Kontrol Yöntemi	13
2.3.2.2 Dolaylı Vektör Kontrol Yöntemi	16
2.3.3 Doğrudan Moment Kontrolü (DTC)	17
2.4 Değişken Hızlı Sürücülerin Kullanımında Ömür Boyu Maliyet Hesabı....	18
2.5 Asenkron Motorun Yüksek Performanslı Kontrolündeki Zorluklar	19
2.6 Değişken Hızlı Sürücüler Aracılığı ile Pompalarda Enerji Tasarrufu.....	20
2.6.1 Pompa ve Sistem Eğrileri.....	21
2.6.2 Vana ile Kısmi Sistem	21
2.6.3 Değişken Hızlı Sistem.....	23
3. ASENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ.....	26
3.1 Giriş.....	26
3.2 Üç Fazlı Asenkron Motorun Durağan Eksene göre $\alpha - \beta$ Modeli.....	26
3.3 Üç Fazlı Asenkron Motorun Dönen Eksene Göre d-q Modeli.....	31
3.4 Asenkron Motorun d-q Modeline Dayalı Simulink Benzetimi.....	32
4. ASENKRON MOTORDA DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ ..	36
4.1 Doğrudan Moment Kontrolün (DTC) Tarihçesi ve Gelişimi.....	36
4.2 Gerilim Kaynaklı Evirici Tarafından Beslenen Asenkron Motorda DTC Yöntemi.....	38
4.2.1 DTC' nin Matematiksel ve Fiziksel Temelleri.....	38
4.2.2 Stator Akısının Kontrolü	40
4.2.3 Stator Akısı Uzay Vektörünün Bulunduğu Sektörün Belirlenmesi	42
4.2.4 Histeresis Bant Kontrolü.....	44
4.2.5 En Uygun Anahtarlama Vektörünün Seçimi.....	46
4.3 DTC Yönteminin Avantaj ve Dezavantajları	48
4.4 Anahtarlama Frekansının DTC Üzerindeki Etkileri.....	49
4.4.1 Histeresis Bandların Anahtarlama Frekansına Etkileri	49

4.4.2	Anahtarlama Frekansını Etkileyen Diğer Faktörler	49
4.5	Stator Akısı ve Momentindeki Sıçramaların Azaltılması	49
4.6	DTC ve FOC Yöntemlerinin Karşılaştırılması.....	50
5.	BENZETİM ÇALIŞMALARI	52
5.1	Doğrudan Moment Kontrol Yönteminin Benzetim Modeli	52
5.2	Benzetim Sonuçları	53
6.	SONUÇ.....	63
	KAYNAKLAR.....	65
	EKLER.....	66
	ÖZGEÇMİŞ.....	73

ÖZET

Endüstriyel uygulamalarda elektrik motorlarının kontrol edilmesi amacıyla kullanılan sürücüler, motor mili vasıtasıyla şebekeden yüke verilen enerjinin ve moment ile hız büyüklüklerinin kontrolünü sağlarlar. Sanayide bazı üstün özelliklerinden dolayı yaygın olan asenkron motorlar üzerinde yapılan çalışmalar, yüksek performanslı denetim sağlayan ve vektör kontrolüne dayalı olan, alan yönlendirmeli kontrol (FOC) ve doğrudan moment kontrol (DTC) yöntemleri üzerinde yoğunlaşmıştır. DTC kontrolde karmaşık akım dönüşümleri, gerilim ve frekans kontrollü DGM modülü gibi karmaşık işlemlere gerek yoktur. Optimum anahtarlama tablosu, akı ve moment histerezis kontrolörlerinin çıkışlarına göre belirlenir ve eviriciye uygulanarak hızlı bir moment ve akı kontrolü sağlanır.

Bu tez çalışmasında önce skaler ve vektörel kontrol yöntemleri incelenmiştir. DTC yönteminin algoritması anlatıldıktan sonra bazı avantaj ve dezavantajlarına vurgu yapılarak, vektör kontrol yöntemi ile karşılaştırılması yapılmıştır. Asenkron motorun d-q modeline dayalı matematiksel modeli çıkartılıp 3 fazlı sinüsoidal besleme için Matlab/Simulink benzetimi yapılarak moment, hız ve akım cevapları incelenmiştir. Ayrıca DTC yöntemine dayalı asenkron motorun hız kontrol sisteminin Matlab/Simulink benzetimi yapılarak sonuçlar incelenmiştir. Hız kontrolörü olarak PI tipi seçilmiştir. DTC yönteminin hızlı bir moment ürettiği ve istenilen referans hıza ulaştığı gözlenmiştir. Moment ve akı histerezis band genişliklerinin akı, akım ve moment üzerindeki etkileri incelenerek sonuçlar gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Asenkron Motor, Vektör Kontrol, Doğrudan Moment Kontrolü

SUMMARY

Investigation Of Direct Torque Controlled Induction Motor Drive System

Electrical drive systems used to control electric motors in industrial applications adjust the power transferred from electrical network to mechanical load via controlling torque and speed . Researchs about induction motors which are common in industrial systems due to some important advantages are focused on vector based high performans control methods such as field orientation control (FOC) and Direct torque control (DTC).

In DTC method, complex current transformations, voltage or current controlled Pulse width modulations are not needed. Optimum switching table depending on flux and torque hysteresis controller outputs is used to control of inverter switches in order to provide rapid flux and torque response.

In this study, firstly scalar and vectoral control methods generally investigated. DTC method is explained and compared with FOC method. Advantages and disadvantages of DTC expressed. Mathematical model of induction motor based on d-q reference frame is given and its Matlab/Simulink simulation is done. The simulation model is run under symetrical 3 phase supply, then current, speed and torque responses are presented. Speed control system of induction motor controlled by DTC method is simulated and the results are investigated. A PI controller is used as speed controller. It is observed that the DTC method have rapid torque response. Effects of band widths of flux and torque hystresis controllers on current, flux and torque responses are investigated.

Key Words: Induction motor, Vector Control, Direct Torque Control

ŞEKİLLER LİSTESİ

Sayfa No

Şekil 2.1.	Bir AA motor sürücüsünün iç yapısı	5
Şekil 2.2.	Değişken hızlarda kullanılabilecek elektrik motorlarının sınıflandırılması	7
Şekil 2.3.	Asenkron motor kontrol yöntemlerinin sınıflandırılması	8
Şekil 2.4.	Vektör kontrole dayalı bir hız kontrol sisteminin blok diyagramı	9
Şekil 2.5.	CLARKE ve PARK dönüşümleri	11
Şekil 2.6.	Rotor alan yönlendirmesinde d-q ve $\alpha - \beta$ eksenleri	12
Şekil 2.7.	Doğrudan vektör kontrolde akı ve moment hesaplama blok diyagramı ..	14
Şekil 2.8.	Doğrudan Vektör Kontrol Blok Diyagramı	15
Şekil 2.9.	Geleneksel dolaylı vektör kontrolü blok diyagramı	17
Şekil 2.10.	Değişken hızlı ve sabit hızlı sürücülerin fan yükü için güç tüketiminin karşılaştırılması	18
Şekil 2.11.	Pompa ve sistem eğrisi	21
Şekil 2.12.	Kısmi vanası ile sistem eğrisini değiştirme diyagramı	22
Şekil 2.13.	Pompa ve verim eğrisi	22
Şekil 2.14.	Değişken hızlı sistem ile pompa eğrisini değiştirme diyagramı	23
Şekil 3.1.	Üç fazlı simetrik asenkron motorun yatay kesiti	26
Şekil 3.2.	Sabit ve dönen eksen takımlarında stator ve rotor akımlarının uzay vektörleri	28
Şekil 3.3.	Rotor akı vektörünün $\alpha - \beta$ ve d-q eksen takımlarındaki bileşenlerini gösteren fazör diyagramı	31
Şekil 3.4.	Üç fazlı asenkron motor d-q modele dayalı simulink blok diyagramı	33
Şekil 3.5.	Asenkron motorun yüksüz durumda hızlanırken moment ve hızın zamana göre değişimi	34
Şekil 3.6.	Asenkron motorun yüksüz durumda hızlanırken stator akımlarının zamana göre değişimi	34
Şekil 3.7.	Asenkron motorun yüksüz durumda hızlanırken rotor akımlarının zamana göre değişimi	35
Şekil 4.1.	DTC Kontrol Sisteminin Blok Diyagramı	38
Şekil 4.2.	Doğrudan moment kontrolünde akı-moment gözlemleyicisi	39

Şekil 4.3.	Eviricinin sekiz adet anahtarlama konumu.....	41
Şekil 4.4.	Stator akısının kontrol edildiği yörünge	42
Şekil 4.5.	Sektör aralıkları	43
Şekil 4.6 a.	Dairesel stator akı yolu için sektör aralıkları.....	44
Şekil 4.6 b.	Altıgen stator akı yolu için sektör aralıkları	44
Şekil 4.6 c.	Dairesel stator akı yolu.....	44
Şekil 4.6 d.	Altıgen stator akı yolu	44
Şekil 4.7.	Akı hatasının uygulandığı histerezis kontrolör blok şeması.....	45
Şekil 4.8.	Moment hatasının uygulandığı histerisiz kontrolör blok şeması.....	45
Şekil 4.9.	Optimum Anahtarlama Tablosunda Kullanılan Parametreler	47
Şekil 4.10.	DTC ile hız kontrol diyagramı.....	47
Şekil 5.1.	DTC yöntemine dayalı asenkron motorun hız kontrol sistemi benzetim modeli	52
Şekil 5.2.	DTC yöntemi ile çalışan asenkron motorun moment ve hız cevabı ($\omega_{ref}=300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momenti altında).....	53
Şekil 5.3.	DTC yöntemi ile çalışan asenkron motorun moment ve hız cevabı ($\omega_{ref}=300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 N.m yük momenti altında).....	54
Şekil 5.4.	Stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momenti altında).....	55
Şekil 5.5.	$\alpha-\beta$ eksen takımındaki akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momenti altında).....	55
Şekil 5.6.	Stator akısı genliği($\omega_{ref}=300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momenti altında).....	56
Şekil 5.7.	Statorun dairesele akı yörüngesi ($\omega_{ref}=300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momenti altında).....	56
Şekil 5.8.	Statorun altıgen akı yörüngesi ($\omega_{ref}=300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momenti altında).....	57
Şekil 5.9.	Farklı moment ve akı histerezis band genişlikleri için stator dairesele akı yörüngesi göre değişimi ($\omega_{ref}=300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momenti altında).....	57
Şekil 5.10.	Farklı moment ve akı histerezis band genişlikleri için akımların Zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momenti altında).....	58
Şekil 5.11.	Farklı moment ve akı histerezis band genişlikleri için momentin zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momenti altında).....	58

Şekil 5.12.	Stator akılarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref} = 300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momenti altında).....	59
Şekil 5.13.	DTC yöntemi ile çalışan asenkron motorun moment ve hız cevabı , ($t= 0$ sn'de $\omega_{ref} = 150$ rad/sn, $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref} = -150$ rad/sn, $t=1.5$ sn'de $\omega_{ref} = +150$ rad/sn, 2 Nm yük momenti altında).....	60
Şekil 5.14.	Stator akısı vektörü bölgesinin değişimi	60
Şekil 5.15.	THD'nin zamana göre değişimi ($\omega_{ref} = 75$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momenti altında, h_b sabit h_b azalırken).....	61
Şekil 5.16.	THD ve moment'in zamana göre değişimi ($\omega_{ref} = 75$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momenti altında, h_b sabit h_b azalırken).....	61

TABLÖLAR LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 2.1. Debi oranı başına düşen güç diyagramı	23
Tablo 2.2. Değişken hız değerleri başına düşen güç oranı	24
Tablo 4.1. Stator akısı uzay vektörü bölgesinin belirlenmesi.....	38
Tablo 4.2. Optimum Anahtarlama Dizisi	41

SEMBOLLER LİSTESİ

M_e	: Motor elektromanyetik momenti
M_y	: Yük momenti
ψ_s	: Stator akısı
ψ_{sd}	: Stator akısı d bileşeni
ψ_{sq}	: Stator akısı q bileşeni
ψ_r	: Rotor akısı
ψ_{rd}	: Rotor akısı d bileşeni
ψ_{rq}	: Rotor akısı q bileşeni
$\psi_{r\alpha}$	: Rotor akısı α bileşeni
$\psi_{r\beta}$	: Rotor akısı β bileşeni
ψ_m	: Rotor sabit mıknatıs akısı
$\psi_{m\alpha}$	: Rotor sabit mıknatıs akısı α bileşeni
$\psi_{m\beta}$	: Rotor sabit mıknatıs akısı β bileşeni
$V_{s\alpha}, V_{s\beta}$	: α - β sabit eksen takım gerilimleri
i_{sd}	: Stator akımı d bileşeni
i_{sq}	: Stator akımı q bileşeni
i_{rd}	: Rotor akımı d bileşeni
i_{rq}	: Rotor akımı q bileşeni
I_{sa}	: a fazı stator akımı
I_{sb}	: b fazı stator akımı
I_{sc}	: c fazı stator akımı
$i_{s\alpha}$	: Stator akımı α bileşeni
$i_{s\beta}$	: Stator akımı β bileşeni
L_s	: Stator sargısı öz endüktansı
L_r	: Rotor öz endüktansı
M_s	: Mıknatıslama endüktansı
J	: Atalet momenti katsayısı
N_s	: Stator sarım sayısı

N_r	: Rotor sarım sayısı
B	: Sürtünme katsayısı
α_s	: Stator akımı uzay vektörü ile α eksenindeki açı
θ_k	: Kayma konum bilgisi
θ_s	: Stator konum bilgisi
θ_r	: Rotor konum bilgisi
ω_s	: Senkron açısal hız
ω_r	: Rotorun elektriksel hızı
ω_m	: Mekanik hız
P	: Tek kutup sayısı
V_0 ve V_7	: Sıfır gerilim vektörleri
$V_1, V_2, \dots$	: Aktif gerilim vektörleri
h_a ve h_b	: Stator akısı ve moment bant genişlikleri
DA	: Doğru Akım
AA	: Alternatif Akım
DTC	: Doğrudan Moment Kontrol
DM	: Daimi Mıknatıslı
DMSM	: Daimi Mıknatıslı Senkron Motor
FOC	: Alan Yönlendirmeli Kontrol
DSP	: Sayısal İşaret İşleyici
MMK	: Manyeto Motor Kuvvet
DGM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
SDGM	: Sinüsoydal Darbe Genişlik Modülasyonu
SVM	: Uzay Vektör Modülasyonu
PI	: Orantılı-İntegral Komparatörü
ASM	: Asenkron Motor
THD	: Toplam Harmonik Distorsiyon
DSC	: Direct Self Control
HP	: Horse Power
GPM	: Dakika Başına Düşen Galon

1. GİRİŞ

1.1. Giriş

Değişken hızlı sürücü sistemleri, endüstrinin vazgeçilmez bir parçasıdır. Modern elektriksel sürücü sistemler; doğru akım motorları, asenkron motorlar, senkron motorlar, güç elektroniği dönüştürücüleri, analog veya sayısal kontrolörler ile algılayıcı veya gözlemleyicilerden oluşmaktadır. Bu sürücü sistemlerde enerji akışı iki yönlü olabilmektedir. Uygulamada, sürücü sistemlerin seçiminde, yük tarafındaki koşullar göz önünde bulundurulmalıdır. DA motorlarının hızı kolaylıkla kontrol edilebildiğinden, geçmişte sanayide yaygın olarak kullanılmıştır. Alternatif akım motorlarının kontrol algoritması daha zor ve daha karmaşıktır. DA motorunda moment, endüvi akımı ile doğru orantılıdır ve endüvi akımı ile kolayca kontrol edilebilir. Ancak doğru akım motorları, fırçalar ve komütatör düzeneğinden kaynaklanan bazı dezavantajlara sahiptirler. Yani periyodik bakım gerektirirler; patlayıcı ve tozlu ortamlarda kullanılmazlar, yüksek hız ve yüksek gerilim altında çalışabilmeleri komütatör yüzünden sınırlandırılmıştır. Sincap kafesli asenkron motorlar; yapılarının sağlam ve basit olması, hız ayar aralığının geniş olması, diğer motorlara göre daha ucuz ve daha az bakım gerektirmesinden dolayı, endüstride en çok kullanılan motorlar konumuna gelmiştir. Güç elektroniği ve mikroişlemci alanındaki gelişmelere paralel olarak asenkron makineler, servo uygulamalarında doğru akım ve senkron makinelerin yerine kullanılmaya başlanmıştır. Ancak bu motorların hız veya moment kontrolü, karmaşık ve doğrusal olmayan yapılarından dolayı, doğru akım motorlarına göre daha zordur. Motorun elektriksel dinamiği ile mekanik dinamiği arasındaki doğrusal olmayan kuplaj nedeniyle asenkron motorda yüksek performans elde etmek oldukça zordur. Bu problemi ortadan kaldırmak üzere standart konum ve hız kontrol çevrimlerinden başka daha içte bir çevrim oluşturacak moment kontrol teknikleri geliştirilmiştir.

AA motor kontrol tekniğinde son yıllarda yapılan çalışmalar vektör kontrolü kavramını ortaya çıkarmıştır. Vektör kontrolü tekniği ile serbest uyarmalı DA motorunun kontrolüne benzer biçimde, AA motor kontrolü yapılabilir ve aynı kalitede dinamik performans sağlanabilir. AA motorda moment, akı ve akımın etkileşimiyle

oluşur. Asenkron motorlarda besleme statordan yapıldığı için moment ve akıyı oluşturan akımları ayırmak zordur. Vektör kontrolünün amacı moment ve akıyı oluşturan akımları bir bakıma manyetik olarak birbirinden ayırmak ve birbirini etkilemeksizin kontrolü sağlamaktır. Bu konudaki en büyük endüstriyel katkıyı Siemens firması yapmıştır. Doğrudan Moment Kontrolü (DTC) yönteminde hem akı hem de moment doğrudan kontrol edilmektedir. Vektör kontrolündeki koordinat dönüşümleri işlemi daha karmaşık hale getirmektedir. DTC yönteminde koordinat dönüşümleri olmadığı için, bu yöntem hızlı moment tepkisi ve düşük harmonik kayıpları gibi avantajlara sahiptir. DTC kontrollü sürücü, ABB firması tarafından ticari olarak geliştirilen yeni bir teknoloji olup 1995 yılının sonlarına doğru üretilmiştir (Vas, 1998).

Bu tezde yararlanılan başlıca kaynaklardan bazıları aşağıda verilmiştir:

İlk olarak Depenbrock, asenkron motorun doğrudan kendinden kontrol (Direct Self Control, DSC) yöntemini ortaya atmıştır. Gerilim kaynaklı eviriciden beslenen asenkron motor momentinin stator akımları, gerilimleri ve stator direnci vasıtasıyla kontrol edilebileceğini savunmuştur (Depenbrock, 1987).

Isao Takahashi ve arkadaşları DTC yöntemini ortaya atmışlardır (Takahashi ve Noguchi, 1986). Vektör kontrol ile DTC yöntemlerinin karşılaştırmasını yapmışlardır. Vektör kontrolle sadece akı doğrudan kontrol edilirken, DTC yönteminde hem akı hem moment doğrudan kontrol edilmektedir. Deneysel olarak elde ettikleri sonuçları teorik sonuçlarla karşılaştırmışlardır.

Casadei ve arkadaşları, alan yönlendirmeli kontrol ve DTC'yi avantajları ve dezavantajları yönünden karşılaştırmışlardır. Moment ve akım dalgalanmasını azaltmak için bazı teknikler sunmuşlardır (Casadei vd., 2002).

Ahmet Faruk Bakan, asenkron motorda doğrudan moment kontrolünün incelenmesi adlı bir doktora tezi çalışması yapmıştır. DTC yönteminde karşılaşılan problemler ve bu problemlerin çözümü için geliştirilen yöntemlerin detaylı analizi yapılmıştır (Bakan, 2002).

Buja ve Kazmierkowski, gerilim kaynaklı eviriciden beslenen asenkron motor için DTC kontrolü adlı bir çalışma yapmışlardır. Anahtarlama tablosu tabanlı histerezis DTC kontrol, doğrudan kendinden kontrol, sabit anahtarlama frekanslı uzay vektör modülasyonlu DTC kontrol gibi farklı yaklaşımlar sunulmuştur (Buja ve Kazmierkowski, 2004).

Mustafa Aktaş, TMS320C6711 DSP tabanlı hız sensörsüz doğrudan moment kontrollü asenkron motor sürücü adlı bir doktora tezi çalışması yapmıştır. Bu çalışmada DTC için önemli bir problem olan düşük hızlarda stator direncinin üzerindeki gerilim düşümünün etkilerini gidermek için çözümler sunulmuştur. Ayrıca band genişliğinin sebep olduğu akı ve moment dalgalanmaları incelenmiştir (Aktaş, 2006).

Abdul Wahab ve Sanusi, alan yönlendirmeli kontrol ile DTC arasındaki farklılıklara değinmişlerdir. Akı ve moment histerezis band genişliklerinin akı, akım ve momenti nasıl etkilediğine dair çalışmalar yapmışlardır (Abdul Wahab ve Sanusi, 2008).

1.2. Tezin Amacı

Asenkron motorlar ucuz ve sağlam yapılı olmaları, az bakım gerektirmeleri ve her türlü ortam koşullarında (patlayıcı, parlayıcı, tozlu v.s. ortamlarda) çalışabilmeleri gibi üstün özellikleri nedeni ile günümüzde endüstrinin çoğunlukla kullandığı elektrik motorlarıdır. Asenkron motorlar günümüzde, asansörlerde, tekstil tezgahlarında, eksantrik preslerde, CNC tezgahlarında, elektrikli veya hibrid otomobillerde vb. bir çok uygulamada kullanılmaktadır. Güç elektroniği alanındaki gelişmeler, asenkron motor kontrolünde büyük kolaylıklar sağlamış ve daha iyi performans elde edebilmek için gerekli bilimsel çalışmalar devam etmektedir. Bu çalışmaların başında ise motorun moment ve akısının kolayca kontrol edildiği Doğrudan moment kontrol (DTC) gelmektedir. Bu tezde asenkron motorun DTC ile kontrolü Matlab/Simulink'te yapılan benzetim ile gösterilmiştir. Farklı hız ve yük aralığında motorun moment cevabı gösterilmiştir. Diğer taraftan endüstriyel alanlarda enerjinin verimli bir şekilde kullanılması için sürücü sistemlerine ihtiyaç vardır. Çünkü dünya elektrik enerji üretiminin, onda biri pompa sisteminde tüketildiği ve değişken hızlı motorlarla sürülen pompalarda büyük enerji tasarrufu sağlanabilmesi göz önüne alınırsa sürücü sistemlerinin önemi daha iyi anlaşılabacaktır (Nalbantoğlu, 2001).

1.3. Tezin Kapsamı

Bu tez çalışmasında asenkron motoru sürmek için doğrudan moment kontrol yöntemi incelenerek, benzetimler yapılmış ve sonuçlar elde edilmiştir.

İkinci bölümde yüksek performanslı asenkron motor sürücüleri ve asenkron motor kontrol yöntemlerinden bahsedilmiştir. Bu kontrol yöntemlerinden hassas kontrol

gerektirmeyen, genelde pompa ve fan tipi yükleri sürmekte kullanılan ve ucuz olduğu için tercih edilen skaler kontrolden bahsedilmiştir. İkinci olarak motorun dinamik kontrolünün yapılmasını sağlayan vektör kontrol yöntemi ele alınmıştır. Doğrudan ve dolaylı vektör kontrollerden bahsedilmiştir. Alan yönlendirme çeşitlerinden bahsedilmiştir. Alan yönlendirme yöntemleri içinde en çok tercih edilen rotor alan yönlendirme yönteminden bahsedilmiştir. Ayrıca vektör kontrolün başlıca özelliklerinden bahsedilmiştir.

Üçüncü bölümde asenkron motorun matematiksel model denklemleri çıkartılmış ve asenkron motorun d-q modeline dayalı simulink benzetimi yapılmıştır. Ayrıca moment, hız, stator ve rotor akımları incelenmiştir.

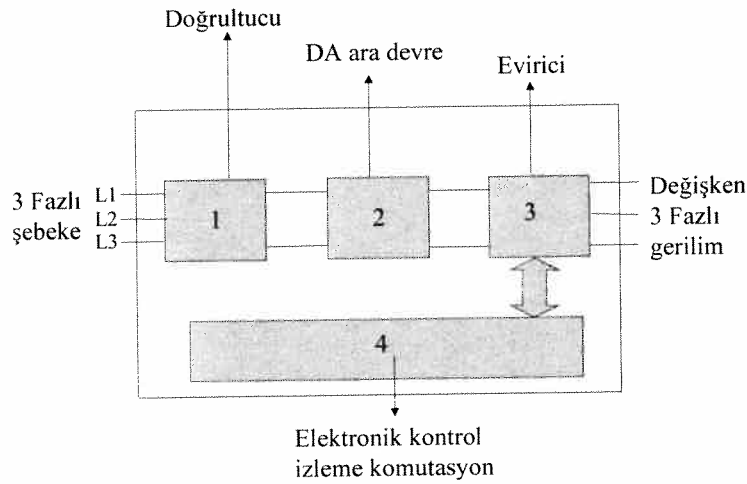
Dördüncü bölümde doğrudan moment kontrol yöntemi incelenmiştir. DTC yönteminde tahmin edilen moment ve stator akısı, referans moment ve akı ile karşılaştırılmıştır. Akı ve moment hataları histerezis bloklarına gönderilmiştir. Ayrıca akı vektörünün bulunduğu sektör tespit edilerek optimum anahtarlama vektörleri bulunmuştur. DTC yönteminin bazı avantaj ve dezavantajlarından ve anahtarlama frekansının DTC üzerindeki etkilerinden bahsedilmiştir. DTC ile vektör kontrolünün karşılaştırılması yapılmıştır.

Beşinci bölümde DTC yöntemi ile çalışan asenkron motorun Matlab/Simulink'te benzetimi yapılmış ve sonuçlar elde edilmiştir. Motorda indüklenen moment, hız, akı ve akımlar incelenmiştir. Akı ve moment histerezis bant genişlikleri değiştirilerek akım ve momentteki değişiklikler incelenmiştir.

2. YÜKSEK PERFORMANSLI ASENKRON MOTOR SÜRÜCÜLERİ

2.1. Giriş

Yüksek performanslı asenkron motor sürücü sistemleri, modern endüstrinin vazgeçilmez bir parçasıdır. Bir AA motor sürücüsünün iç yapısı; Şekil 2.1 de görüldüğü gibi doğrultucu, ara devre, evirici ve kontrol ünitelerinden oluşmaktadır. Doğrultucu ile şebeke geriliminden doğru gerilim elde edilir. Doğrultucudan hemen sonra gelen ara devre, çoğunlukla bir kondansatör grubudur. Amaç doğru gerilimi filtre etmek ve motorun reaktif güç gereksinimlerini karşılamaktır. Evirici ise, bu doğru gerilimden frekansı ve gerilimi ayarlanabilir üç fazlı simetrik bir çıkış gerilimi oluşturur. Çıkış geriliminin genlik ve frekansı, kontrol algoritmasını yürüten birimin aldığı bilgilere dayalı yaptığı hesaplamalara göre üretilen anahtarlama işaretleriyle belirlenir.



Şekil 2.1 Bir AA motor sürücüsünün iç yapısı

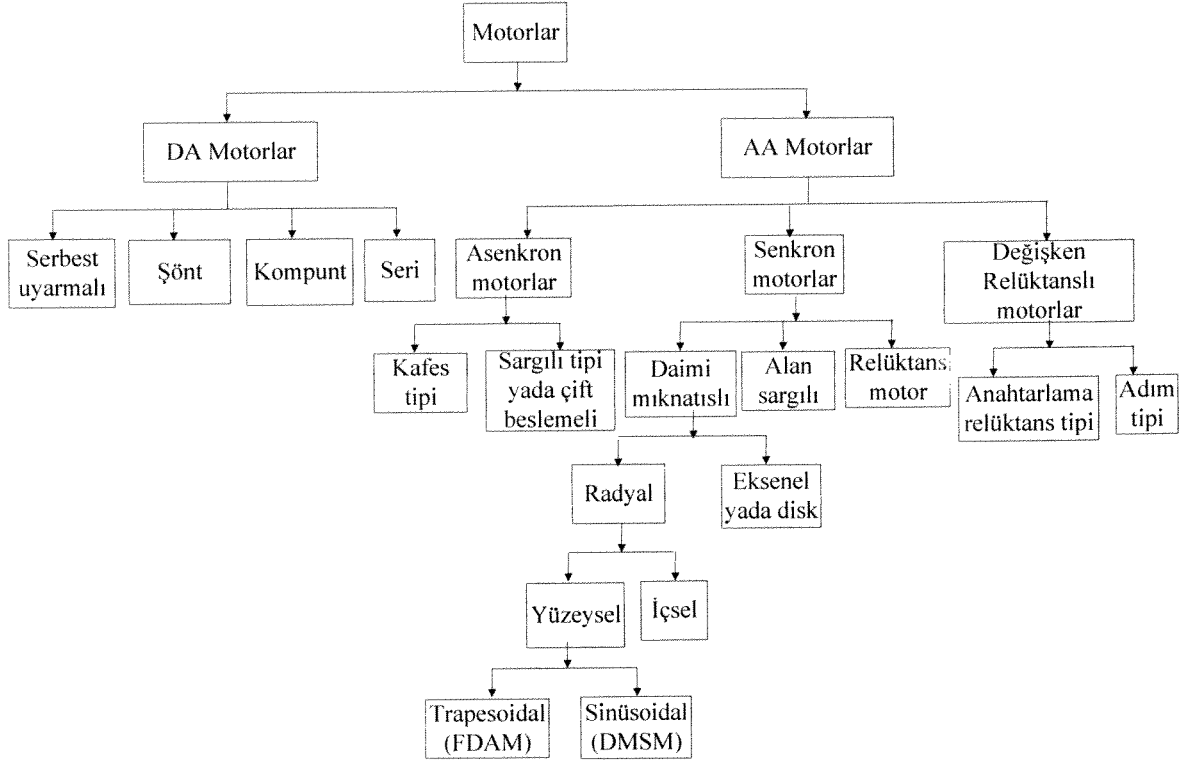
AA motor hızının güç elektroniği elemanlarıyla denetiminde farklı yöntemler kullanılmaktadır. Yöntemlerin içinde, en güvenilir ve verimli olanı darbe genişlik modülasyonlu eviricilerin kullanıldığı frekans çeviricilerdir. Frekans çeviriciler, yüksek gerilimli motorların kontrolünde geniş bir esneklik sağlamaktadır. Tam yük momentinden, devrilme momentinin %80'ine kadar motor momenti, sıfır hızdan işletme hızına kadar bütün hız değerleri için elde edilebilmektedir. Momentteki bu esneklik ile yük kolayca

hızlandırılıp yavaşlatılabilmektedir. Bu yumuşak hızlanma ve yavaşlama, mekanik titreşim ve sarsıntıları sınırlayacaktır. Frekans çeviriciler hız değişiminde esneklik ve hız kontrolünde güvenilirlik sağlamaktadır. Genel olarak maksimum sürücü akımı yük akımının % 100-% 150 arasındadır. Frekans çeviriciler herhangi bir yükte kalkış için en iyi kontrolü sağlayabilmektedir. Ancak frekans çeviriciler, motor kontrol aksamının en pahalı ve karmaşık olan kısmıdır (Kay, A.vd., 2000; Demirtaş, 2002).

2.2. Değişken Hızlar için Kullanılan Elektrik Motorları

Değişken hız uygulamasında kullanılacak olan belirli tipte bir motora göre sürücü seçmek için, bu motorun karakteristiklerini ve çalışma prensiplerini bilmek çok önemlidir. Sabit hız uygulamalarında kullanılan makinalardan farklı olarak kontrollü güç elektroniği devreleri ile beslenen ve değişken hız uygulamalarında kullanılan makinalar, sürücüler için önemli özel karakteristiklere sahiptirler. Örneğin bir makina, motor ya da generatör olarak çalıştırılabilir. Faydalı frenleme modunda çalışan bir sürücü, enerjinin geri kazanımına yardımcı olması gerekir. Asenkron motorlardan özellikle kafes sargılı olanlar, bir beygir gücünden az Megawatt seviyedeki güçlere kadar birçok sabit ve değişken hızlı endüstriyel uygulamalarda yaygın olarak kullanılan motor çeşitleridir. Klasik değişken hızlı DA sürücüler, günümüzde hâlâ yaygın bir şekilde kullanılmaktadır. Tek fazlı motorlar ise genellikle az güç gerektiren sabit ya da değişken hız uygulamalarında kullanılmaktadır. Bu motorların verimi düşük olmasına karşın maliyetleri de düşüktür. Oysa senkron makinalardan özellikle Daimi Mıknatıslı (DM) olanların verimi yüksek olmasına karşın maliyetleri de yüksektir. Bu durum DMSM (Daimi mıknatıslı senkron motor) uygulamalarını teşvik etmektedir. Düşük güçlü fırçasız DA sürücüler hâlâ geniş bir alanda kullanılmaktadır. AA makinalarının dinamik modeli karmaşık ancak, geribesleme döngüsü ile kontrol edilmesi durumunda bu makinalar önemli hale gelecektir. Makina parametrelerinin (direnç, endüktans) değişimi sürücüde ilave problemlere neden olmaktadır. Değişken relüktanslı anahtarlamalı relüktans motor (ARM) yapımı basittir. Dezavantajı ise darbeli moment üretmesi ve yüksek sesli çalışmasıdır. Bu motorlar özel yerlerde kullanılır. Adım motorları değişken hız uygulamalarına uygun değildir. Ama klasik ve çok yaygın uygulamaları vardır. Sürücü sistemleri için özel bir makine seçilirken bir çok faktörü göz önünde bulundurmak gerekir. Bunlardan başlıcaları; maliyet, verim,

güç faktörü gibi ölçütlerdir (Bose,2006). Yukarıda bahsedilen motorların sınıflandırılması Şekil 2.2 de gösterilmiştir.

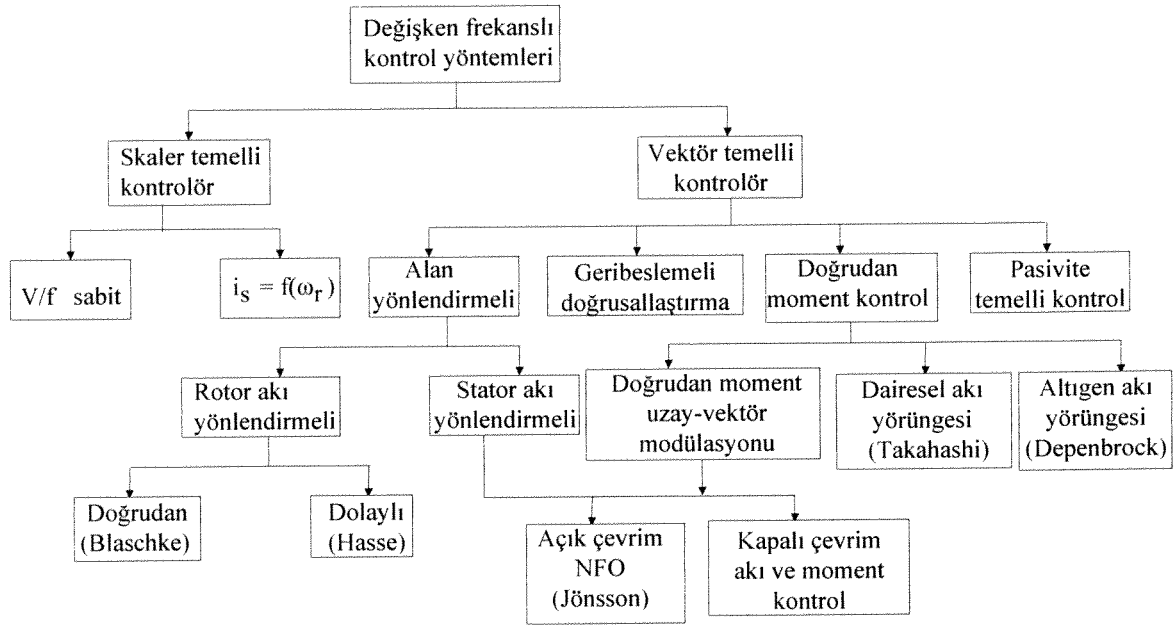


Şekil 2.2 Değişken hızlarda kullanılabilecek elektrik motorlarının sınıflandırılması (Bose,2006)

2.3. Asenkron Motorun Değişken Frekanslı Kontrol Yöntemleri

Değişken hız uygulamaları için asenkron motor sürücü sistemleri, özellikle sayısal kontrol sistemleri geliştikçe, sanayide sürekli artan bir oranda kullanılmaktadır. Gerçekleştirilecek uygulama için özellikle önemli olan, başlıca sorunlara çözüm getiren yöntemlerin geliştirilmesi ile mümkün olmaktadır. İstenen özelliklere göre tercih edilebilecek farklı yöntemlere burada değinilecektir.

Asenkron motor kontrol yöntemleri genel olarak skaler ve vektörel olarak ikiye ayrılmaktadır. Değişken frekanslı kontrol yöntemlerinin sınıflandırılması Şekil 2.3 'de gösterilmektedir.



Şekil 2.3 Asenkron motor kontrol yöntemlerinin sınıflandırılması (Buja, 2004)

2.3.1. Skaler (V/f) Kontrol Yöntemi

Skaler kontrolde sürekli durumda geçerli bağıntılar temel alınır. Akı, akım ve gerilim uzay vektörlerinin sadece genlik ve frekansları kontrol edilir. Bu yüzden Skaler kontrol geçici durumlarda uzay vektörlerinin konumunu kontrol etmez. Rotorun konumu ihmal edilir, yani hız ve konum bilgisi kullanılmaz. Dolayısıyla, bu kontrol açık çevrimli kontrol olarak da bilinmektedir. Skaler kontrol yöntemi ile hızı ayarlanan asenkron motor, orta ve küçük güçlerde endüstride yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu kontrol tekniğinde kullanılan donanım ucuz ve kontrol yöntemi basittir. Bu yöntemin kontrol performansı zayıf olduğu için bu yöntemi kullanan bir sürücü, yüksek seviyede doğruluk gerektirmeyen pompa ve fan gibi uygulamalar için elverişlidir.

2.3.2. Vektör Kontrol Yöntemi

DA makinalarında uyarma akımı ve endüvi akımı olmak üzere iki türlü akım vardır. Uyarma akımı akıyı oluştururken endüvi akımı da momentini oluşturur. Ayrıca, bu akımlar birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilir. Asenkron makinada ise akıyı ve momentini ayrı ayrı kontrol edebilecek iki akım bileşeni mevcut değildir; sadece stator akımı vardır.

daha pahalı oluşı yöntemin dezavantajıdır. Ayrıca gerçek zamanda hız kontrolü için karmaşık bir algoritmaya gereksinim duyulur (Parekh, 2003).

Vektör kontrol uygulamalarında temel iki yöntem vardır. Bunlar, Blaschke tarafından bulunan doğrudan vektör ya da geri beslemeli kontrol yöntemi ve Hasse tarafından bulunan dolaylı vektör ya da ileri beslemeli kontrol yöntemleridir (Bose, 2002).

Vektör kontrollü sürücülerinin başlıca özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir:

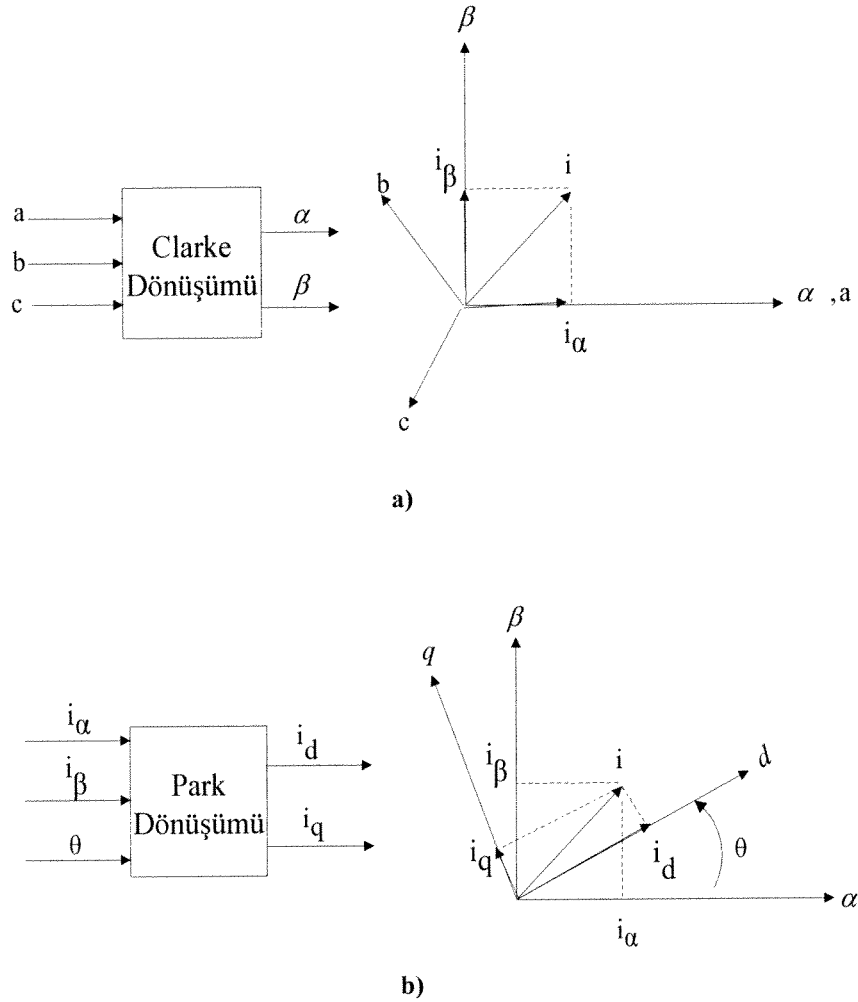
- Asenkron motorlar, serbest uyarımlı bir doğru akım motoru gibi kontrol edilebilir. Makina kendinden kontrollüdür. Ancak skaler kontrolde olduğu gibi kararsız duruma düşmez.
- Vektör kontrol genel olarak sıfır hız ve alan zayıflatma bölgesini de kapsar.
- Dolaylı vektör kontrolün motor parametrelerine daha bağımlıdır ancak, sıfır hızı kolayca kapsar. (R_r rotor direncinin değişimi; dolaylı vektör kontrolünün herhangi bir hızında ve doğrudan vektör kontrolünün düşük hızlarında kenetleme problemi doğurur.)
- Dolaylı vektör kontrolünde harmoniklerden bağımsız birim vektör tahmini kolaydır.
- Sıfır hız bölgesinde doğrudan vektör kontrolünün parametre bağımlılığı daha fazladır.
- Doğal olarak dört bölge hız kontrolü yapılabilmektedir. Motor, çalışan bir vektör sürücünün negatif hız komutu ile önce, faydalı frenleme moduna sonra sıfır hıza gider ve beslenme sırası otomatik olarak ters dönüp devir yönü değişir.
- Kontrol algoritması karmaşık olduğundan sayısal işaret işlemcisi (DSP) gerektirir. İdeal vektör kontrol imkânsızdır (Bose,2006).

Vektör kontrolünde stator akımını ayarlamak için referans alınan akı eksenine göre 3 farklı vektör kontrolü tanımlanabilir:

- Stator akı yönlendirmeli kontrol
- Rotor akı yönlendirmeli kontrol
- Mıknatıslanma (Hava Aralığı) akı yönlendirmeli kontrol

Alan yönlendirmeyi kullanırken, 3 fazlı akım vektörleri, 3 fazlı sabit referans ekseninden 2 boyutlu referans eksenine çevrilir (Clarke dönüşümü). Şekil 2.5 a'da ve denklem (2.1-2)'de clark dönüşümü gösterilmiştir. Eğer rotor alan yönlendirme kontrolü

kullanılacaksa 2 fazlı akımlar duran referans çatıdan senkron hızda dönen çatıya çevrilir (Park dönüşümü). Bu dönüşümler Şekil 2.5 b' de ve denklem (2.3-4)'de gösterilmiştir.



Şekil 2.5 a) Clarke dönüşümü b) PARK dönüşümü

$$i_\alpha = i_a \quad (2.1)$$

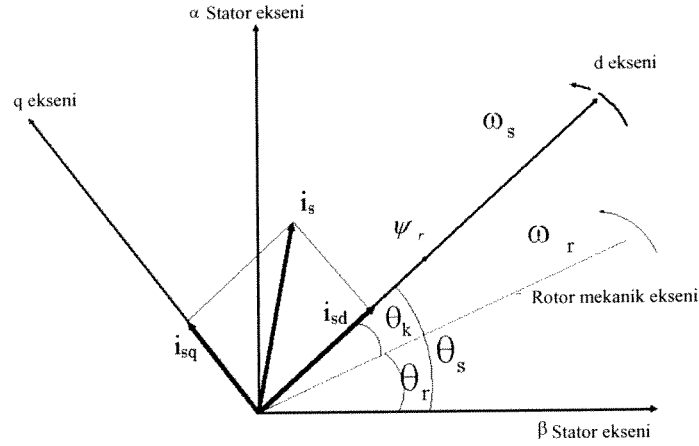
$$i_\beta = \frac{i_a + 2i_b}{\sqrt{3}} \quad (2.2)$$

$$i_d = i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta \quad (2.3)$$

$$i_q = -i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta \quad (2.4)$$

Rotor alan yönlendirmesi, vektör kontrol algoritmalarının en popülerleri olup, rotor akı vektörünün şekil 2.6 da gösterildiği gibi d-ekseni ile çakıştırılması ile yapılır. Şekil 2.6'daki θ_s , β eksenine göre rotor akısının pozisyonudur. Akım vektörünün akı ve moment

bileşenleri, Şekil 2.5 b'deki denklemlerin statora göre uyarlanması ile elde edilen i_{sd} ve i_{sq} akımlarıdır.



Şekil 2.6 Rotor alan yönlendirmesinde d-q ve α - β eksenleri

Asenkron motorun duran ve senkron hızla dönen referans çatıdaki vektör diyagramı şekil 2.6 da verilmiştir. Bu diyagramda, d-ekseni rotor akısı ile çakıştırılırsa, rotor akısının q bileşeni sıfır olacaktır. (2.5) akım denklemleri kullanılarak denklem (2.6) ve (2.7) elde edilebilir. Daha sonra moment denklemi, $\psi_{rq} = 0$ yapılarak denklem (2.9) daki gibi sadeleştirilebilir.

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (2.5a)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (2.5b)$$

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (2.5c)$$

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (2.5d)$$

$$i_{rq} = \frac{\psi_{rq}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \quad (2.6)$$

$$i_{rd} = \frac{\psi_{rd}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \quad (2.7)$$

$$M_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (2.8)$$

$$M_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} i_{sq} \quad (2.9)$$

Yukarıda elde edilen moment denkleminde de görüldüğü gibi, eğer rotor akısının d-ekseni bileşeni sabit tutulursa, moment kontrolü doğrudan stator akımının q-ekseni bileşeni ile mümkün hale gelecektir.

Asenkron motorun alan yönlendirme kontrolü (FOC), d-q dönen referans çatıdaki gerilimlerin zamana bağımlı α - β ortogonal sistemine dönüştürülmesine ihtiyaç duymaktadır (Can, 2002). Bu dönüşümler aşağıda denklem (2.10) ve (2.11) ile verilmiştir.

Ters Park Dönüşümü:

$$i_{s\alpha} = i_{sd} \cos\theta_s - i_{sq} \sin\theta_s \quad (2.10)$$

$$i_{s\beta} = i_{sd} \sin\theta_s + i_{sq} \cos\theta_s \quad (2.11)$$

Ters Clarke Dönüşümü:

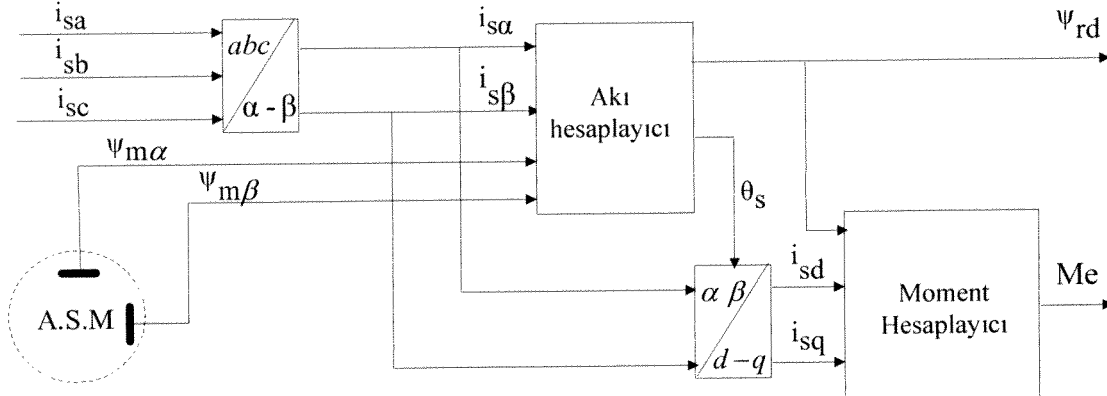
$$i_{sa} = i_{s\alpha} \quad (2.12)$$

$$i_{sb} = \frac{1}{2} i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s\beta} \quad (2.13)$$

$$i_{sc} = \frac{1}{2} i_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{s\beta} \quad (2.14)$$

2.3.2.1. Doğrudan Vektör Kontrol Yöntemi

İlk uygulanan vektör kontrol yöntemi olup F.Blaschke tarafından geliştirilmiştir (Blaschke, 1972). Blaschke'nin önerdiği doğrudan vektör kontrol yönteminde rotor akısının yönlendirilmesi, hava aralığı akısı konumunun algılayıcılarla ölçülmesi ile başılır. Şekil 2.7' de doğrudan vektör kontrolde akı ve moment hesaplama blok diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 2.7 Doğrudan vektör kontrolde akı ve moment hesaplama blok diyagramı

Hava aralığı akı bileşenleri, makinanın fiziksel yapısı üzerinde yapılan özel bir düzenleme ile statorda birbirine dik olarak yerleştirilmiş (α - β eksenlerinde) iki akı algılayıcısı yardımı ile doğrudan ölçülmektedir. Rotor akısının genliği ve fazını oluşturabilmek için ölçülen akı bileşenleri dışında, makinanın faz akımlarının (abc eksen takımındaki büyüklükler) da ölçülmesi ve abc 'den α - β 'ya bir dönüşüm ile α - β eksenlerindeki bileşenlerin elde edilmesi gereklidir. Makinanın α - β eksenlerindeki akım bileşenleri stator a - b - c eksen takımındaki akım bileşenlerinden elde edilmesine ilişkin olan dönüşüm denklem (2.15) de verilmiştir (Sarıoğlu vd., 2003).

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

Hava aralığı akı bileşenleri $\psi_{m\alpha}$ ve $\psi_{m\beta}$, akım bileşenleri $i_{s\alpha}$ ve $i_{s\beta}$ ve makine parametrelerinden hareketle akı ve moment hesaplayıcısının hesaplamış olduğu rotor akısının α - β bileşenleri, denklem (2.16) ve (2.17) gibi elde edilebilir.

$$\psi_{r\alpha} = \frac{L'_r}{L_m} \psi_{m\alpha} - L'_{r\sigma} i_{s\alpha} \quad (2.16)$$

$$\psi_{r\beta} = \frac{L'_r}{L_m} \psi_{m\beta} - L'_{r\sigma} i_{s\beta} \quad (2.17)$$

Rotor akısının hesaplanan α - β eksen takımındaki değerinden hareketle, rotor akısının genliği ve fazı denklem (2.18) ve (2.19)'daki gibi hesaplanır.

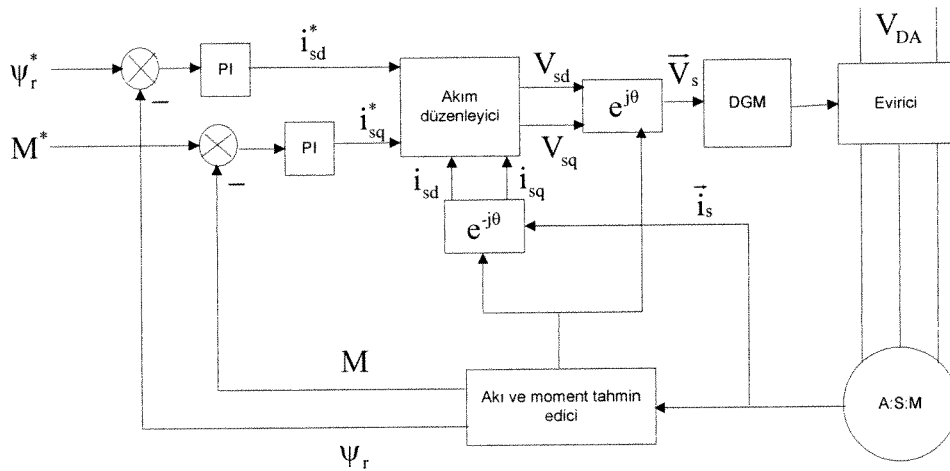
$$|\psi_r| = \sqrt{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2} = \psi_{rd} \quad (2.18)$$

$$\phi_\psi = \tan^{-1} \left(\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}} \right) = \theta_s \quad (2.19)$$

Şekil 2.6 'da gösterildiği gibi dönüşüm için kullanılacak θ_s 'in belirlenmesi sayesinde, ölçülen stator abc faz akımlarından dönüşüm ile $d-q$ eksen takımındaki akımlar i_{sd} ve i_{sq} bulunabilir. Böylece rotor akısının genliği ve akımın q eksen bileşeninden hareketle moment ifadesi de denklem (2.20) gibi yazılabilir.

$$M_e = p \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} i_{sq} \quad (2.20)$$

Böylece hesaplanan rotor akı genliği ve moment, referans akı genliği ve moment ile karşılaştırılır ve sonuçta oluşan akı ve moment hataları, Şekil 2.8 de gösterilen akı ve moment kontrolörlerine uygulanır. Kontrolörde oluşan kontrol işaretleri makinanın $d-q$ akım bileşenlerinin referans büyüklükleri olarak kullanılır. Ayrıca akı hesaplayıcısı dönüşüm açısını da hesaplar. Bu dönüşüm açısı kullanılarak $d-q$ akım bileşenleri hesaplanır ve referans $d-q$ akım bileşenleri ile karşılaştırılır. Sonuçta oluşan akım hataları akım kontrolörüne uygulanır ve $d-q$ eksen takımındaki referans stator gerilim bileşenleri üretilir. Bu gerilim bileşenleri de dönüşüm açısı kullanılarak Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) üreticisi için gerekli olan abc eksen takımındaki referans gerilim büyüklüklerine dönüştürülür (Sarıoğlu vd., 2003).



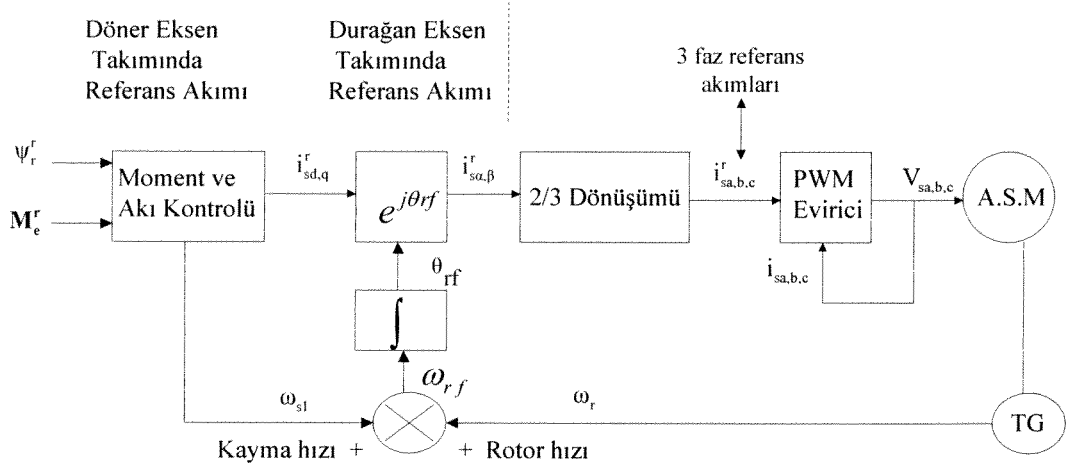
Şekil 2.8 Doğrudan Vektör Kontrol Blok Diyagramı (Casadei vd., 2002)

2.3.2.2. Dolaylı Vektör Kontrol Yöntemi

K. Hasse tarafından geliştirilmiştir (Hasse, 1969). Doğrudan vektör kontrolünde akının değeri algılayıcılar ile ölçülürken dolaylı vektör kontrolde ise akıyı belirlemek için akı algılayıcı ya da gözlemci kullanımına gerek yoktur. Fakat akı vektörünün konumunu doğru olarak tespit edebilmek için Şekil 2.9'da gösterildiği gibi rotor miline yerleştirilen yüksek çözünürlüklü bir konum veya hız algılayıcısına ihtiyaç vardır. Dolaylı vektör kontrol yöntemi endüstriyel uygulamalarda çok popülerdir (Öztürk, 2006). Bu tür kontrol yönteminin en yaygın olanı, rotor akısından yararlanılarak geliştirilen yöntemdir. Bu amaçla rotor akı vektörünün genliğinin ve abc ile d-q arasındaki dönüşümleri sağlayacak olan açının bulunmasına gerek vardır. Bu yöntemde verilen bir akı referans değerine karşılık, d-ekseninde referans akım değeri elde edilir. Makinanın moment referans değeri ise ilgili denklemlerden hareketle makinanın moment ve rotor akımlarının açısal hızı arasındaki ilişki ile verilebilir. Momentin referans değeri hız hatasından elde edilebilir. Hız hatasının sadece bir kazanç ile çarpılması momentin referans değerini elde etmek için yeterliymiş gibi görünse de makinanın yüklenmesi nedeniyle oluşacak sabit hız hatasını kompanze edebilmek amacıyla kazanç terimine ilave olarak hız hatasının integralinin alındığı bir terim daha gerekli olur. Oran+İntegral özelliğine sahip olan PI tipi bir kontrolörün kullanılması ve bu kontrolöre hız hatasının uygulanması sonucunda kontrolörün çıkışı vektör kontrolü oluşturmak için gerekli olan moment referans değerini üretir. Moment referans değerinden hareketle momenti oluşturan akım (akımın q bileşeni) hesaplanabilir. Diğer kontrol girişi olan ve dönüşüm için kullanılan θ açısı, rotor akımlarının açısal hızı ve makinanın açısal hızı yardımıyla elde edilebilir. Motor milinin açısal hızı ile bağlı bir hız algılayıcı (takogeneratör) yardımıyla ölçülür. Buradan hareketle θ dönüşüm açısı elde edilir. Doğrudan vektör kontrol yönteminde sinüs üçgen karşılaştırılması ve histerezisli akım kontrol yöntemi ile DGM işaretleri üretilmektedir. Dolaylı vektör kontrol yönteminde, elde edilen d-q referans akım bileşenleri ve dönüşüm açısından hareketle, sinüs-üçgen karşılaştırılması ve histerezisli akım kontrol yöntemi ile DGM işaretleri üretilir. Böylece sinüs-üçgen karşılaştırılması ile DGM üretilmesine dayalı dolaylı vektör kontrol sistemi ya da histerezis akım kontrollü DGM üretilmesine dayalı vektör kontrol sistemi yöntemleri ile kontrol gerçekleştirilebilir.

Uygulamada üretilen referans işaretleri makina parametrelerine, özellikle de rotor devresi zaman sabitine bağlıdır. Rotor frekansı, rotor zaman sabiti ifadesinde yer alan

direnç ve endüktans üzerinde oldukça etkilidir. Ayrıca bu yöntemin gerçekleştirilebilmesi için makinanın hız veya konumunun mutlaka ölçülmesi gereklidir. Bu nedenle hız ve konum algılayıcılarını dışarıda bırakan sensörsüz kontrole uygun değildir. Şekil 2.9’da asenkron motorun dolaylı vektör kontrol için ilkesel bir blok diyagramı verilmiştir.



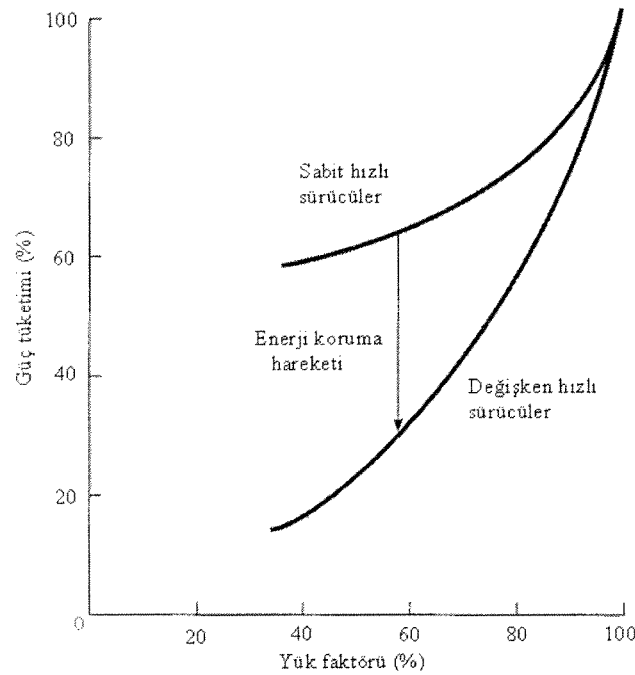
Şekil 2.9 Geleneksel dolaylı vektör kontrolü blok diyagramı

2.3.3. Doğrudan Moment Kontrolü (DTC)

DTC yönteminin, temel prensibi referans akı ile hesaplanan akı vasıtasıyla, momentte oluşacak hataları doğrudan giderecek nitelikte bir anahtarlama dizisinin, eviricideki güç anahtarlarına uygulanmasına dayanır. Bu sayede moment ve akı hatasında oluşabilecek değişimler anında düzeltilebilmekte ve hızlı bir moment cevabı sağlanabilmektedir. DTC yöntemi, vektör kontrol yöntemine alternatif olarak geliştirilen bir yöntemdir. Bu yöntem makinanın akı ve momentinin, makine parametreleri ve ölçülebilen büyüklükler yardımı ile hesaplanmasını mümkün kıldığı için aynı zamanda bir doğrudan vektör kontrol yöntemi sayılır. Doğrudan vektör kontrolden farkı, akımlar için herhangi bir dönüşüm yapılmasına gerek duyulmadığı gibi, sinüs-üçgen karşılaştırması veya histerezis akım kontrolü gibi bir DGM oluşturma yöntemine de ihtiyaç yoktur (Sarıoğlu v.d.,2003).

2.4. Değişken Hızlı Sürücülerin Kullanımında Ömür Boyu Maliyet Hesabı

AA sürücü kullanmak yoluyla genel mali kriterlere göre başlıca dört önemli kazanç sağlanabilir. Bu kazançların ömür boyu maliyete yansımaları bu motor sürücülerini kullanmayı tercih ettiren esas sebeplerdir. Doğrudan yol verme ile karşılaştırıldığında mekanik ve elektriksel yüklenmeler en aza iner, bakım gerekliliği azalır. Gerektiğinde, hızı nominal hızın üzerine çıkararak üretim artışına imkan sağlanır. Bir akış kontrolünün değişken hızlı ve sabit hızlı sürücülerle yapıldığı durumlardaki güç tüketimlerinin, Şekil 2.10' da karşılaştırılması yapılmıştır. Birçok endüstriyel uygulama akışkanın(hava, kimyasal gazlar, su ve sıvı kimyasallar) akış kontrolünün değişken olmasını gerektirir. Böylesi akış kontrolünde geleneksel yöntem 50 Hz. beslemede sabit hızlı bir asenkron motor kullanmak sonra bir vana ile akışı kontrol etmektir.



Şekil 2.10 Değişken hızlı ve sabit hızlı sürücülerin fan yükü için güç tüketiminin karşılaştırılması

Böyle bir kontrolün verimliliği akışkan anaföründen dolayı oluşan enerji kaybından dolayı düşüktür. Değişken frekanslı sürücü kullanarak tam açık bir vana ile akışı kontrol etmek Şekil 2.10' da gösterildiği gibi önemli miktarda güç tasarrufu sağlar. Örneğin %60

akış için %35 verimde iyileşme olur. Çoğu sürücüler, çoğu zaman kısmi yükte çalıştığı için biriken enerji tasarrufu ya da karşılığı olan finansal fayda uzun bir çalışma periyodunda sürücü sisteminin maliyetini kurtaracak kadar tatmin edicidir. Bu tür akış kontrolü, endüstride yaygın olduğu için değişken frekanslı sürücüler bu alanda büyük enerji tasarrufuna yardım ederler. Optimum süreç kontrolü ile ürün kalitesi artar. Yukarıdaki dört etken ömür boyu maliyet altında birleşir. Ayrıca ekonomik ve sosyal nedenler, insanları enerjiyi tasarruflu kullanma yoluna sevk etmiştir. Öncelikli tasarruf alanları pompalar, kompresörler ve fanlardır. İlk kuruluştaki maksimum kapasitenin üzerinde motorlar seçildiği için kullanılan motorların güç tüketimleri yüksektir.

2.5. Asenkron Motorun Yüksek Performanslı Kontrolündeki Zorluklar

Özellikle sağlam yapısından dolayı endüstride çok yaygın kullanılan asenkron motorların kontrolünde bazı zorluklar vardır. Bu zorluklar, kısım 2.4'te bahsedilen maliyet hesaplamalarına göre gereken karmaşık hesaplamalar yoluyla aşılarak yüksek performanslı asenkron motor sürücüler pratikte kullanılırlar. Asenkron motorun dinamik modelindeki denklemlere bakıldığında, durum değişkenleri olan akı bileşenleri ile hızın çarpımları doğrusal olmayan bir yapı ortaya çıkarmaktadır. Bu sebepten dolayı bu denklemlerin çözümleri, bilinen analitik çözümleme yöntemleri ile elde edilememektedir. Ayrıca her bir durum değişkeninin kendisi dâhil tüm durum değişkenlerine bağlı olduğu görülmektedir. Bu yüksek oranlı karşılıklı bağımlılık, sistem çözümlemelerinin oldukça karmaşık bir hal almasına sebep olmaktadır. (Holtz, 1993)

Hızın, sıfırdan başlayarak nominal değerinin iki katına veya üç katına kadar çıkan değerlerinin söz konusu olduğu çalışma bölgelerinde yapı dinamikleri oldukça farklı karakterler kazanmaktadır. Motor hızının sıfıra yakın değerlerinde diğer durum değişkenleri olan akım ve akı bileşenleri hızdan bağımsız hale gelmektedir. Dinamik denklem takımı bileşenleri arasındaki karşılıklı bağımlılık, hızın sıfıra yakın olduğu durumlarda ortadan kalkmaktadır. Dolayısıyla akım ve akı bileşenleri hızdan bağımsız hale gelmektedir.

Akı genliği referans değeri genelde sabit tutulur. Fakat motorun kalkışı sırasında akı genliği de, hız gibi, sıfırdan başlayarak nominal değerine kadar yükseltilmektedir. Geçici rejim sırasında sistem davranışı da geniş bir aralıkta değişmiş olmaktadır. Bu

sırada, motorun ürettiği momentte ve tüm elektriksel işaretlerde büyük değerli ve hızlı değişimler olmakta ve makinenin kontrolü çok güçleşmektedir. Benzer olaylar motor akısı ve hızının değiştirildiği tüm çalışma bölgelerinde daha küçük ölçekli de olsa görülmektedirler.

2.6 Değişken Hızlı Sürücüler Aracılığı ile Pompalarda Enerji Tasarrufu

Modern sanayi ve ekonominin temeli olan elektrik enerjisi günümüzde en fazla kullanılan enerji biçimi ve geleceğin en önemli enerjisidir. Elektrik enerjisinin artan önemi, en iyi biçimde toplam enerji tüketimindeki payının yıllar içindeki değişmesinden görülebilir. Bu pay 1920’de %7 iken 1970’de %25 ve 2000 yılında yaklaşık %50 olmuştur (Öğüt, 2001). İnsanlık için yaşamsal öneme haiz olan elektrik enerjisini başlıca şu nedenlerle tasarruflu kullanmak zorundayız:

- 1) Elektrik enerjisini elde etmede kullandığımız birincil enerji kaynaklarından kömür, petrol ve doğalgaz giderek tükenmektedir.
- 2) Santrallerin yapımı ekolojik dengeyi kötü yönde etkilemektedir. Örneğin elektrik enerjisi santrallerde üretilirken açığa çıkan gazlar (CO_2 , NO_x) sera etkisini artırmakta enerji dönüşümü esnasında örneğin buhar türbinlerinin verimlerinin düşük olmasından dolayı ısı açığa çıkmakta ve bu ısı da nehirleri, denizleri ısıtıp doğanın dengesini bozabilmektedir.

Elektrik enerjisinin tasarruf edilmesine yönelik çalışmalar, halen bu ülkelerin sanayi kuruluşlarına önemli parasal tasarruf sağlarken, ulusal ekonomiye ve çevre korunmasına da katkıda bulunmaktadır. Örneğin Almanya’da uygulamaya sokulan hız ayarı ile enerji tasarrufu yöntemi ve yüksek verimli motor kullanılması ile enerji tasarruf yöntemi bir elektrik motorunda yaklaşık %40 enerji tasarrufu sağlamak ve bu yöntemler tüm motorların %30’unda kullanılmaktadır. Almanya’nın toplam elektrikli tahrik tüketiminin yaklaşık 133TWh olduğu kabul edilirse ortaya çıkan bir yıllık elektrik enerjisi tasarrufu

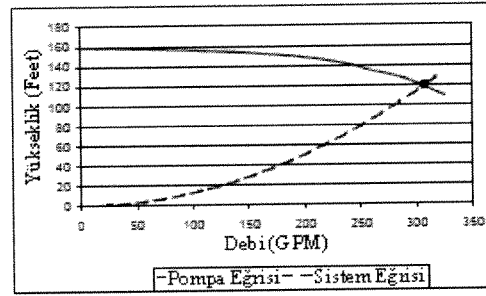
$$133TWh * 0.3 * 0.4 = 15.96TWh$$

olarak hesaplanır (Öğüt, 2001). Bu tasarruf yöntemleri Türkiye’de uygulandığında ülkemizin bu konuda büyük kazançlar sağlayacağı açıktır. Günümüzde bir ülkenin ürettiği elektrik enerjisinin yaklaşık %90’ı elektrikli tahriklerde tüketilmektedir ve iyimser bir

tahmin ile bu oranın yaklaşık 2/3'ü santrifüj ya da akış sağlayan düzenlerde kullanılmaktadır. Durum bu açıdan değerlendirildiğinde pompa uygulamalarında ciddi bir enerji tasarrufu potansiyeli olduğu görülebilir. Dünya elektrik enerji üretiminin, onda biri pompa sistemlerinde tüketildiği göz önüne alınırsa enerji tasarrufunun önemi daha iyi anlaşılır (Öğüt, 2001; Nalbantoğlu, 2001).

2.6.1 Pompa ve Sistem Eğrileri

Pompa eğrisi, pompanın fiziksel karakteristiklerinin bir fonksiyonudur. Sistem eğrisi tamamen borunun boyutuna, uzunluğuna, dirsek sayısına, dirseğin yerine ve diğer faktörlere bağlıdır. Bu iki eğrinin kesiştikleri nokta doğal çalışma noktasıdır ve bu noktada pompa basıncı, sistem kayıpları ve her şey dengededir.

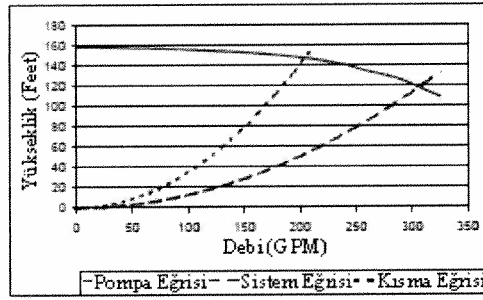


Şekil 2.11 Pompa ve sistem eğrisi

Sürekli değişken debiyi sağlayabilmek için iki yöntem vardır. Birincisi kısma valfi kullanılarak sistem eğrisini değiştirmektir. Diğer metod pompanın hızını değiştirerek pompa eğrisini değiştirmektir.

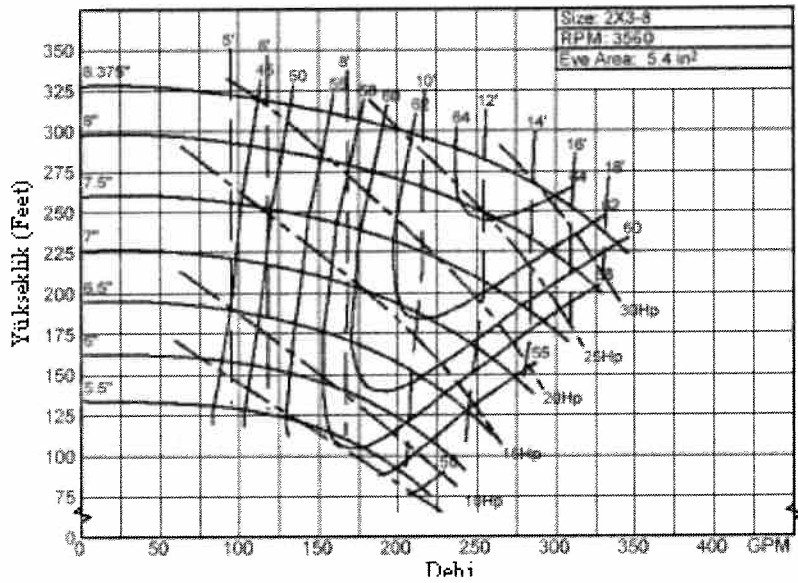
2.6.2 Vana ile Kısma Sistemi

Bu sistemde kısma vanası ile debi akışı azaltılır. Şekilde görüldüğü gibi debi düşüncü yükseklik artar ve dolayısıyla basınç artar.



Şekil 2.12 Kısma vanası ile sistem eğrisini değiştirme diyagramı

İki yöntemin karşılaştırmalı olarak incelenebilmesi için, öncelikle kısma sisteminde gerekli güçleri belirleyecek örnek bir hesaplama verilebilir. Bir pompa 3560 rpm hızla çalışıyor. Şekil 1.3'te gösterildiği gibi pompanın doğal çalışması için 250 GPM debi'de 250-FT basınç gerekiyor.



Şekil 2.13 Pompa ve verim eğrisi

Grafikte verilen bilgilerden hareketle kısma sistemi için verilen aşağıdaki tabloda çeşitli debi oranları için gerekli olan mil gücünü (horsepower) elde edebiliriz.

Tablo 2.1 Debi oranı başına düşen güç diyagramı

Debi (GPM)	250	200	150	100
% Debi	100	80	60	40
Mil Gücü (HP)	25	22.5	19	18

$$\text{Su HP} = \frac{\text{Debi} \times \text{Basınç} \times \text{Özgöl Ağırlık}}{3960}$$

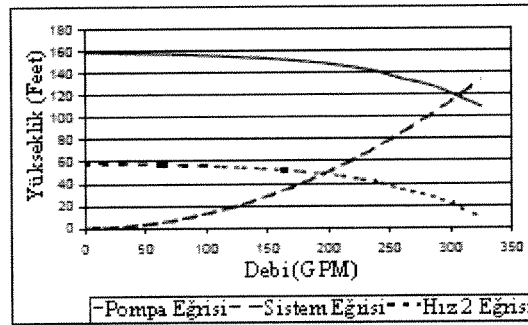
$$\text{Su HP} = \frac{250 \times 250 \times 1.0}{3960} = 15.78 \text{ HP}$$
 bulunur. Şekil 1.3'den pompa verimi %64

bulunur.

$$\text{Mil Gücü HP} = \frac{\text{Su HP}}{\text{Pompa Verimi}} = \frac{15.78}{0.64} = 24.67 \text{ HP} \cong 25 \text{ HP}$$
 değeri bulunur.

2.6.3 Değişken Hızlı Sistem

Pompa hızında değişiklik yapıldığı zaman meydana gelen pompa karakteristiğindeki değişiklik sayesinde değişken hızlı sistem bazı avantajlara sahip olur. Daha düşük hız, pompalanan akışkan tarafından üretilen basınca bağlı pompa eğrisini değiştirir.



Şekil 2.14 Değişken hızlı sistem ile pompa eğrisini değiştirme diyagramı

Pompa da aşağıdaki eşitlikler söz konusudur:

$$\frac{Q_1}{Q_2} = \frac{N_1}{N_2}, \quad \frac{P_1}{P_2} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad \text{ve} \quad \frac{HP_1}{HP_2} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^3$$

Burada N pompa hızı, Q debi, P basınç (Feet) ve HP (Horsepower)' dir.

Kısma sisteminde kullandığımız aynı pompayı kullanarak değişken hız sisteminde gerekli olan güçleri hesaplayalım.

Tablo 2.2 Değişken hız değerleri başına düşen güç oranı

Debi (GPM)	250	200	150	100
% Debi	100	80	60	40
Hız (RPM)	1750	1400	1050	700
Mil Gücü (HP)	25	12.8	5.4	1.6

HP₁=25 HP, N₁=1750 RPM, Q₁=250 GPM
200 GPM'deki pompa hızı:

$$\frac{Q_1}{Q_2} = \frac{N_1}{N_2} \Rightarrow \frac{250}{200} = \frac{1750}{N_2} \Rightarrow N_2 = 1400 \text{ RPM olur.}$$

200 GPM'deki mil gücü :

$$\frac{BHP_1}{BHP_2} = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^3 \Rightarrow \frac{25}{BHP_2} = \left(\frac{1750}{1400} \right)^3 \Rightarrow BHP_2 = 12.8 \text{ HP olur.}$$

Sonuç olarak hesapladığımız örnekte 200 GPM debi için kısma sistemi 22.5 HP güç gerektirirken değişken hızlı sistem 12.8 HP güç gerektirir. Pompanın bir yılda 2000 saat çalıştığını ve saat başı enerjinin maliyetinin 7 cent olduğunu farzedelim.

Kısma sistemi için harcanan güç ve fiyatı:

$$22.5 \text{ HP} \times 0.746 = 16.785 \text{ KW}$$

$$16.785 \times 2000 = 33,570 \text{ KWh}$$

$$33,570 \times 0.07 = 2,350 \$$$

Değişken hız sistemi için harcanan güç ve fiyatı:

$$12.8 \times 0.746 = 9.5488 \text{ KW}$$

$$9.5488 \times 2000 = 19,097 \text{ KWh}$$

$$19,097 \times 0.07 = 1,337 \$$$

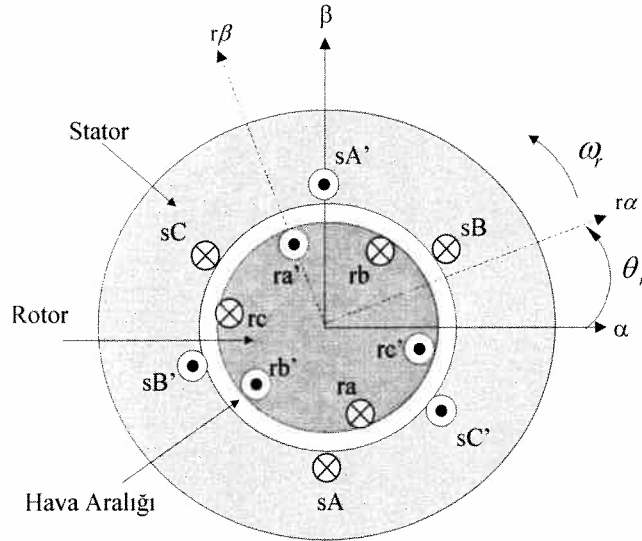
Yapılan tasarruf:

$$2,350 \$ - 1,337 \$ = 1,013 \$ \text{ olacaktır.}$$

3. ASENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ

3.1. Giriş

Doğrudan moment kontrollü sürücülerin daha iyi anlaşılabilmesi için kontrol edilen makinanın matematiksel modelinin iyi bilinmesi gerekir. Matematiksel model, makinanın davranışını hem geçici ve hem de kararlı rejimde temsil eder. Analizin kolay yapılabilmesi için, motorda hava aralığının düzgün olduğu, demir geçirgenliğinin sonsuz olduğu, hava aralığındaki akı yoğunluğunun yüzeye dik geldiği, oluk etkisi ve demir kayıpları ile uç etkilerinin olmadığı kabul edilir. Şekil 3.1’de üç fazlı simetrik asenkron motorun yatay kesiti verilmiştir. Bu şekilde, stator ve rotor sargıları, hava aralığının her iki tarafında tek bir bobin olarak gösterilmiştir. Gerçekte her bir faz sargısı, kendi manyetik ekseninde sinüzoidal bir manyeto motor kuvvet (MMK) üretecek şekilde yerleştirilir. Üç fazlı simetrik asenkron motorun matematiksel modeli, uzay vektörleri kullanılarak elde edilmiştir.



Şekil 3.1 Üç fazlı simetrik asenkron motorun yatay kesiti

3.2. Üç Fazlı Asenkron Motorun Durağan Eksene göre ($\alpha - \beta$) Modeli

Statora üç fazlı simetrik gerilim uygulanmasıyla $i_{sa}(t)$, $i_{sb}(t)$, $i_{sc}(t)$ stator faz akımları oluşur. Bu akımlar,

$$\mathfrak{F}_s(\theta, t) = N_s [i_{sa}(t) \cos \theta + i_{sb}(t) \cos(\theta - 2\pi/3) + i_{sc}(t) \cos(\theta + 2\pi/3)] \quad (3.1)$$

manyeto motor kuvvetini oluşturur. Burada N_s stator sarım sayısını ve θ açısı ise α fazının manyetik eksenini referans alındığında stator çevresinin açısıdır. Statorun α fazının manyetik eksenini sabit eksen takımında α eksenidir. Manyeto motor kuvvet, motorda fiziksel olarak mevcuttur ve ölçülebilir. Stator akımı uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir (Ramshaw,1990; Vas,1998).

$$\bar{i}_s(t) = \frac{2}{3} [i_{sa}(t) + i_{sb}(t)e^{j2\pi/3} + i_{sc}(t)e^{j4\pi/3}] = |i_s(t)| e^{j\alpha_s} \quad (3.2)$$

Burada α_s açısı, stator akımı uzay vektörü ile α eksenindeki açıdır. Denklem (3.2) deki eşitliğe göre, frekansı ω ve genliği i_s olan üç fazlı sinüzoidal stator akımlarının uzay vektörü $\bar{i}_s(t) = i_s e^{j\omega t}$ olur. Yani stator akımı uzay vektörü, sinüzoidal sürekli halde genliği i_s olan ve ω açısal hızıyla dönen bir vektördür. (3.1) nolu denklemde verilen statordaki MMK, (3.2) nolu denklem kullanılarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\mathfrak{F}_s(\theta, t) = \frac{3}{2} N_s \text{Re}[\bar{i}_s(t) e^{-j\theta}] \quad (3.3)$$

Statordaki MMK uzay vektörü ise (3.4) nolu denklemde gösterilmiştir.

$$\bar{\mathfrak{F}}_s(t) = N_s \bar{i}_s(t) \quad (3.4)$$

Stator akımlarının uzay vektörü aşağıda gösterildiği gibi, statorun α ve β eksenlerindeki akım bileşenlerinin toplamı olarak ifade edilebilir.

$$\bar{i}_s(t) = i_\alpha(t) + j i_\beta(t) \quad (3.5)$$

i_α ve i_β akımları gerçek akımlar olmayıp sadece teorik olarak vardır. Bu iki fazlı akımların ani değerleri, makinanın gerçek üç fazlı akımlarının ani değerleri cinsinden aşağıdaki gibi elde edilir.

$$i_\alpha = \frac{2}{3} \left[i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc} \right] \quad (3.6)$$

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} [i_{sb} - i_{sc}] \quad (3.7)$$

Rotor akımlarının rotorda oluşturduğu MMK, (3.1) nolu denkleme benzer bir şekilde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\mathfrak{F}_r(\theta, t) = N_r [i_{ra}(t) \cos(\theta - \theta_r) + i_{rb}(t) \cos(\theta - \theta_r - 2\pi/3) + i_{rc}(t) \cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3)] \quad (3.8)$$

(3.8) de gösterilen denklemde N_r rotor sarım sayısı, θ_r stator ve rotor eksen takımları arasındaki açıdır. Rotor eksen takımında rotor akımlarının uzay vektörü,

$$\bar{i}_r = i_{r\alpha} + j i_{r\beta} \quad (3.9)$$

olarak yazılabilir. Rotor akımı uzay vektörü rotordaki MMK'nın ani değerini ve açısını belirler. Rotor eksen takımında ifade edilen rotordaki MMK veya rotor akımı, statorun sabit eksen takımına göre,

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (3.10)$$

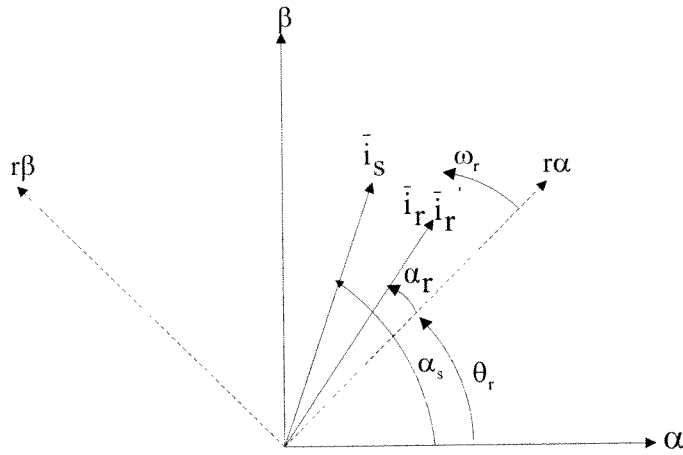
açısal hızıyla döner. Rotor akımı ise rotor eksen takımında aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\bar{i}_r = |i_r| e^{j\alpha_r} \quad (3.11)$$

Burada α_r açısı, rotor akımı uzay vektörü ile $r\alpha$ eksenini arasındaki açıdır. Statorun sabit eksen takımında ifade edilen rotor akımı uzay vektörü ise,

$$\bar{i}_r' = |i_r| e^{j(\alpha_r + \theta_r)} \quad (3.12)$$

şeklinde ifade edilir. Şekil 3.2 de stator ve rotor akımlarının uzay vektörleri, sabit ve ω_r hızıyla dönen eksen takımlarında gösterilmiştir.



Şekil 3.2 Sabit ve dönen eksen takımlarında stator ve rotor akımlarının uzay vektörleri

Stator ve rotorda oluşan mmf büyüklüklerinin toplamı,

$$\mathfrak{I}(\theta, \theta_r, t) = \mathfrak{I}_s(\theta, t) + \mathfrak{I}_r(\theta, \theta_r, t) \quad (3.13)$$

$$\Im(\theta, \theta_r, t) = \frac{3}{2} N_s \text{Re}(\bar{i}_s e^{-j\theta}) + \frac{3}{2} N_r \text{Re}(\bar{i}_r' e^{-j\theta}) = \frac{3}{2} N_s \text{Re}[(\bar{i}_s + \frac{N_r}{N_s} \bar{i}_r') e^{-j\theta}] \quad (3.14)$$

olarak elde edilir. Bu formüller kullanılarak, stator akımı uzay vektörü ile rotor akımı uzay vektörünün stator eksen takımındaki toplamı,

$$\bar{i}_m = \bar{i}_s + \frac{N_r}{N_s} \bar{i}_r' \quad (3.15)$$

olarak elde edilir. Statorda oluşan akı ise,

$$\bar{\psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r' = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r e^{j\theta_r} \quad (3.16)$$

şeklinde ifade edilir. Burada L_s stator sargısı öz endüktansı ve L_m mıknatıslama endüktansıdır. Stator akısı vektörü aynı zamanda,

$$\bar{\psi}_s = \psi_\alpha(t) + j\psi_\beta(t) \quad (3.17)$$

$$\psi_\alpha = L_s i_\alpha + L_m i_{rd} \quad (3.18)$$

$$\psi_\beta = L_s i_\beta + L_m i_{rq} \quad (3.19)$$

şeklinde ifade edilebilir. Rotor akımları için aşağıdaki dönüşümler kullanılır.

$$\bar{i}_r' = i_{rd} + j i_{rq} = \bar{i}_r e^{j\theta_r} \quad (3.20)$$

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$$i_{r\alpha} = \cos\theta_r i_{rd} + \sin\theta_r i_{rq} \quad (3.22)$$

$$i_{r\beta} = -\sin\theta_r i_{rd} + \cos\theta_r i_{rq} \quad (3.23)$$

İki fazlı gerilim ve akım bileşenleri, üç fazlı gerilim ve akım bileşenleri cinsinden aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$V_\alpha = \frac{2}{3} [V_{sa} - \frac{1}{2} V_{sb} - \frac{1}{2} V_{sc}] \quad (3.24)$$

$$V_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} [V_{sb} - V_{sc}] \quad (3.25)$$

$$i_\alpha = \frac{2}{3} [i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc}] \quad (3.26)$$

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} [i_{sb} - i_{sc}] \quad (3.27)$$

$$i_{ra} = \frac{2}{3} [i_{ra} - \frac{1}{2} i_{rb} - \frac{1}{2} i_{rc}] \quad (3.28)$$

$$i_{rb} = \frac{1}{\sqrt{3}} [i_{rb} - i_{rc}] \quad (3.29)$$

Sabit eksen takımındaki stator ve rotor gerilim eşitlikleri, uzay vektör şeklinde aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (3.30)$$

$$\bar{V}_r' = R_r' \bar{i}_r' + \frac{d\bar{\psi}_r'}{dt} - j\psi_r' \bar{\psi}_r' \quad (3.31)$$

Burada R_s ve R_r stator ve rotor dirençleridir. Yukarıdaki denklemler kullanılarak asenkron motorun matris şeklindeki modeli aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_s \\ \bar{V}_r' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r' \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r' \end{bmatrix} - j\psi_r' \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r' \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & \omega_r L_m & R_r + L_r p & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & L_m p & -\omega_r L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Burada L_s ve L_r , stator ve rotor endüktanslarıdır. L_m ise mıknatıslama endüktansdır.

$L_m = \frac{3}{2} M_{sr}$ olarak hesaplanır. M_{sr} , stator ve rotor arasındaki mıknatıslama endüktansının maksimum değeridir. Rotorun d-ekseninde oluşan gerilim, transformatör etkisi ile endüklenen $p(L_m i_\alpha + L_r i_{rd})$ gerilimi ve rotorun dönmesi ile oluşan $\omega_r (L_m i_\beta + L_r i_{rq})$ geriliminin toplamı olduğu düşünülebilir. Motorun momenti ise,

$$M_e = \frac{3}{2} p L_m (i_\alpha i_{rq} - i_\beta i_{rd}) \quad (3.34)$$

şeklinde gösterilebilir. Geçici rejimdeki hareket denklemi aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$M_e - M_L = J \frac{d\omega_m}{dt} + B \omega_m \quad (3.35)$$

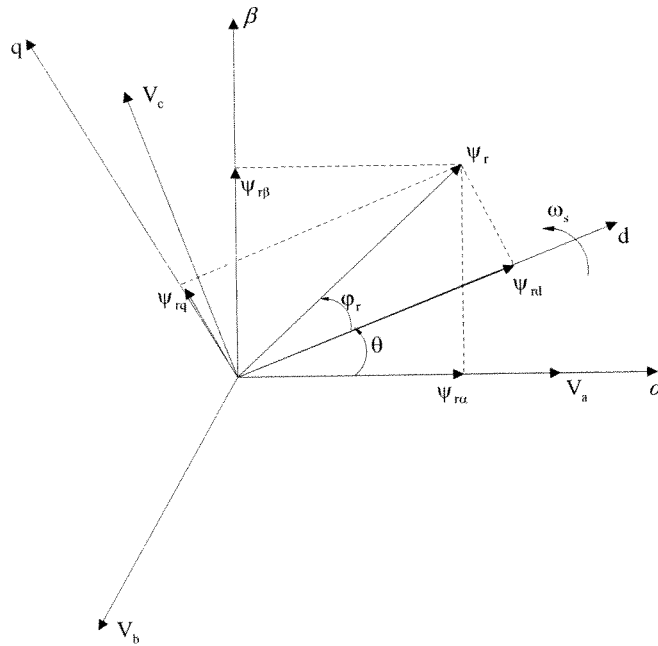
Yukarıdaki denklemlerde p çift kutup sayısı, M_L yük momenti, J atalet momenti, B sürtünme katsayısı ve ω_m motorun mekaniksel hızı olarak gösterilmiştir. Rotorun elektriksel hızı,

$$\omega_r = p\omega_m \quad (3.36)$$

şeklinde ifade edilebilir (Ong, 1998).

3.3. Üç Fazlı Asenkron Motorun Dönen Eksene Göre d-q Modeli

Makinanın d-q eksen takımındaki modelinde akım ve gerilimler artık doğru akım bileşenleridir. Şekil 3.3 de a-b-c, α - β ve d-q eksen takımları ve bileşenleri gösterilmiştir.



Şekil 3.3 Rotor akı vektörünün α - β ve d-q eksen takımlarındaki bileşenlerini gösteren fazör diyagramı

α - β eksen takımından d-q eksen takımına olan dönüşüm matrisleri (Park dönüşümü) kullanılarak d-q eksen takımındaki model elde edilecektir.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s \\ \sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Yukarıdaki tanımlar ve dönüşümler neticesinde makinanın d-q eksen takımındaki gerilim denklemleri aşağıdaki gibi elde edilir.

Stator d-q akım ve gerilimlerinin abc'deki karşılıkları bir dönüşüm ile elde edilebilir. Bu dönüşümler denklem (3.38) ve denklem (3.39)'da gösterilmiştir. Dengeli sistemlerde $V_{s0} = 0$ ve $i_{s0} = 0$ olduğu için gösterilmemiştir.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_s & -\sin \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_s + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Denklem (3.40)'da rotor akımlarının d-q bileşenlerinden abc'ye dönüşüm gösterilmiştir.

$$\begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \left(\theta_k - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_k - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos \left(\theta_k + \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_k + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

Akı ve akım arasındaki bağıntıları aşağıdaki gibi gösterebiliriz.

$$\frac{d\psi_{sd}}{dt} = V_{sd} + \omega_s \psi_{sq} - R_s i_{sd} \rightarrow \psi_{sd} = L_s i_{sd} + \frac{3}{2} M_m i_{rd} \quad (3.41)$$

$$\frac{d\psi_{sq}}{dt} = V_{sq} - \omega_s \psi_{sd} - R_s i_{sq} \rightarrow \psi_{sq} = L_s i_{sq} + \frac{3}{2} M_m i_{rq} \quad (3.42)$$

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = V_{rd} + s\omega_s \psi_{rq} - R_r i_{rd} \rightarrow \psi_{rd} = L_r i_{rd} + \frac{3}{2} M_m i_{sd} \quad (3.43)$$

$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = V_{rq} - s\omega_s \psi_{rd} - R_r i_{rq} \rightarrow \psi_{rq} = L_r i_{rq} + \frac{3}{2} M_m i_{sq} \quad (3.44)$$

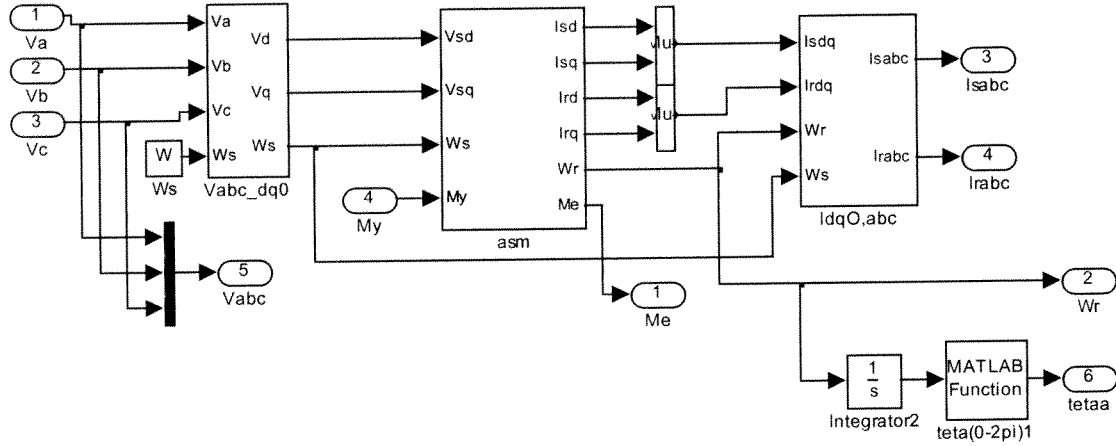
Moment ifadesi denklem (3.45) gösterilmiştir.

$$M = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\psi_{sd} i_{sq} - i_{sd} \psi_{sq}) \quad (3.45)$$

3.4. Asenkron Motorun d-q Modeline Dayalı Simulink Benzetimi

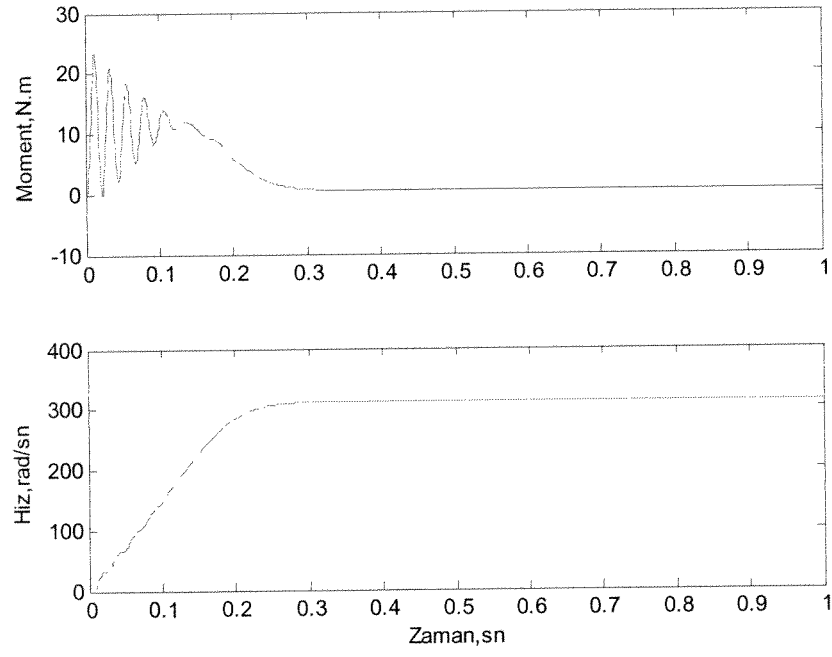
Asenkron motorun d-q modeline dayalı benzetimi, Matlab/Simulinkte yapılmıştır. Benzetimde denklem (3.37) ile (3.45) arasındaki matematiksel eşitlikler baz alınmıştır. Benzetime ait motor parametreleri Ek1'de verilirken, benzetime ait alt bloklar Ek2'de

verilmiştir. Şekil 3.4’de asenkron motorun d-q modeline dayalı simulink blok diyagramı gösterilmiştir. Simülasyona ait sonuçlar ise Şekil 3.5-7’de verilmiştir.

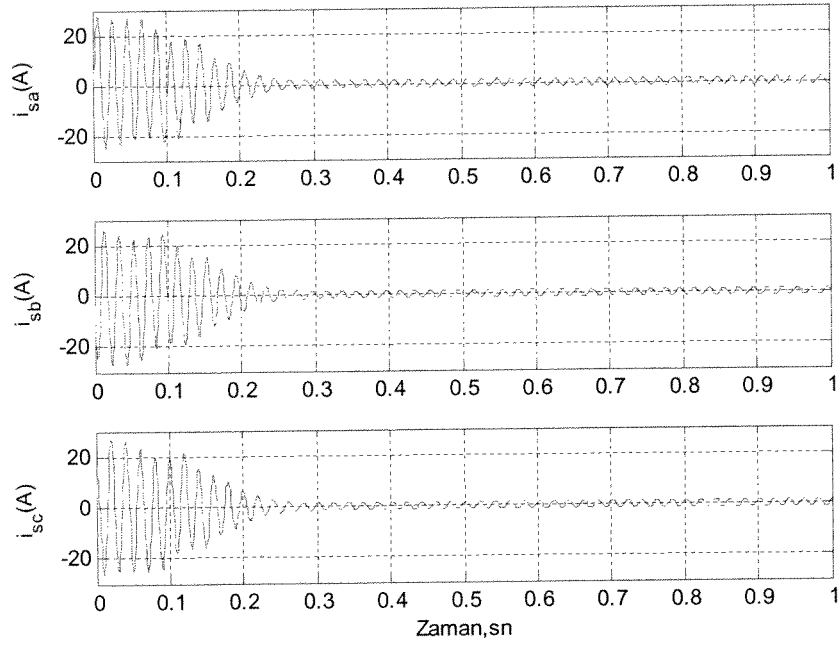


Şekil 3.4 Üç fazlı asenkron motor d-q modele dayalı simulink blok diyagramı

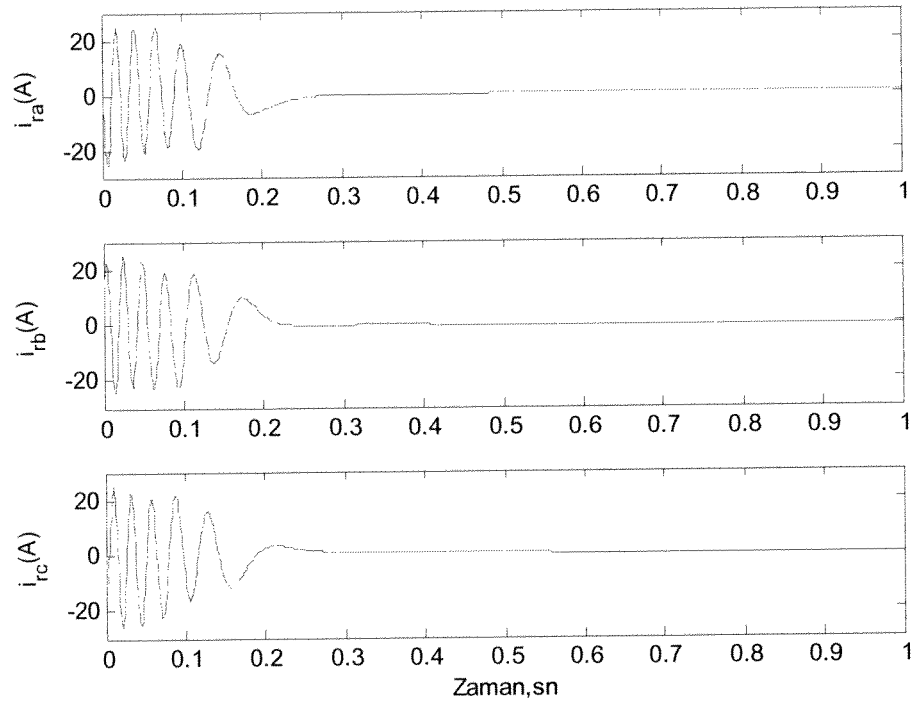
Moment ve hızın, stator ve rotor akımlarının zamana göre değişimi Şekil 3.5-7’de gösterilmiştir. Şekil 3.5’te gösterildiği gibi makinada indüklenen moment ve hız değişimleri sürekli duruma ulaşıncaya kadar verilmiştir. Sürekli durumda moment sürtünme momentine eşit bir değerde sabit kalmıştır. Şekil 3.6’da gösterildiği gibi motor ilk yol alma anında nominal akımın yaklaşık 5 katı kadar bir akım çekerken yol aldıktan sonra boşta çalışma akımı kadar bir akım çekmeye başlamıştır.



Şekil 3.5 Asenkron motorun yüksüz durumda hızlanırken moment ve hızın zamana göre değişimi



Şekil 3.6 Asenkron motorun yüksüz durumda hızlanırken stator akımlarının zamana göre değişimi



Şekil 3.7 Asenkron motorun yüksüz durumda hızlanırken rotor akımlarının zamana göre değişimi

4. ASENKRON MOTORDA DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ

4.1. Doğrudan Moment Kontrolün (DTC) Tarihçesi ve Gelişimi

Doğrudan moment kontrollü sürücüler ile ilgili ilk çalışmalar, alan yönlendirme felsefesine dayalı kontrol sistemlerinin geliştirilmesi yönünde bir eğilim olduğu sıralarda Japonya'da Takahashi ve Noguchi ve Almanya'da Depenbrock tarafından yapılmıştır (Takahashi ve Noguchi, 1986; Depenbrock, 1987-1988). Bu çalışmalar DA motora benzeşimden ve koordinat dönüşümünden öteye fikirler sunmaktaydı. Bu araştırmacılar akımları ayrıştırarak kontrol yerine, bang-bang kontrolü önermişlerdi ki bu tür kontrolörler yarı iletken güç anahtarlarının inverterdeki aç-kapa tarzı çalışmasına pek uyumlu düşmüştü. Bu kontrol stratejisi genel olarak Doğrudan Moment Kontrolü (DTC) olarak isimlendirildi ve günümüze kadar birçok araştırmacılar tarafından geliştirildi ve düzeltildi (Buja, 2004).

DTC yöntemi, referans ve hesaplanan akı vasıtasıyla momentte oluşacak hataları doğrudan giderecek nitelikte bir anahtarlama dizisinin, eviricideki güç anahtar elemanlarına uygulanmasına dayanır. Bu yöntem makinanın akı ve momentinin, makine parametreleri ve ölçülebilen büyüklükler yardımı ile hesaplanmasını mümkün kıldığı için aynı zamanda bir doğrudan vektör kontrol yöntemi sayılır. Doğrudan vektör kontrol yönteminden farkı, akımlar için herhangi bir dönüşüm yapılmasına gerek duyulmadığı gibi, sinüs-üçgen karşılaştırması veya histerezis akım kontrolü gibi bir Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) oluşturma yöntemine de ihtiyaç yoktur (Sarıoğlu vd.,2003). DTC' de motor akısı ve momentinin temel kontrol değişkenleri olarak kullanılma düşüncesi, DA sürücüde yapılan işlemin prensip olarak aynısıdır. DTC' de, akı ve momentin her ikisi de histerezis denetleyici ile kontrol edilir ve DGM modülatörü ile ilgili gecikmeler ortadan kalkar. DGM modülatörü yerine optimum anahtarlama mantığı kullanılır. Böylece, DA sürücünün sahip olduğu moment kontrol ve doğrudan akı kontrolü ile hızlı cevap verme gibi özellikler elde edilir. Moment cevabı, DA veya akı vektör kontrolü ile mümkün olandan iyidir. Hassas hız kontrolü gerektirmeyen dizel elektrikli lokomotifler ve elektrikli otomobil gibi taşıma uygulamalarında, elektromanyetik moment doğrudan kontrol edilir ve hız kontrolü kullanılmaz. Doğrudan moment kontrolü yöntemi, bu gibi uygulamalar için idealdir (Habetler ve Divan, 1991; Habetler vd., 1992a).

Günümüzde, DTC yöntemini ticari olarak kullanan ABB firması ilk asenkron motor sürücüsünü 1995 yılında piyasaya sürdü (Tiitien, 1996). Bu yöntemde, gerilim vektörü seçimi ile momentin ve stator akısının basit doğrudan kontrolü yapılır. Temelde gelişmiş bir skaler kontroldür. Histeresiz bantlı akım kontrollü DGM'ye bir derece benzer. Akım geribesleme kontrolü yoktur. Geleneksel DGM tekniği kullanılmaz. Akı, akım ve momentte dalgalanma vardır. Minimum hız sınırı vardır (İntegral işlemi ve stator direnç değişiminden dolayı). Pompalara, fanlara v.b V/f kontrolün iyileştirilmesi olarak uygulanmaktadır. Koruma için akım sensörleri kullanılır. Uzay Vektörü (SVM) ve Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu (SDGM) kullanılmaz. Akıyı histerisiz bantta sınırlamak için bir tabloda gerilim vektörü seçildiği için dolaylı DGM kontrolü vardır. Akım dalgalanması ilave harmonik kayıpları getirir. Moment dalgalanması düşük ataletli bir sistemde hızı dalgalandırır (Bose, 2006).

DTC yöntemi, direkt ve bağımsız moment ve akı kontrolünü, optimal anahtarlama vektörü seçmeyi mümkün hale getirir. Ayrıca hızlı moment cevabı, düşük inverter anahtarlama frekansı ve düşük harmonik kayıp gibi avantajlardan dolayı tercih edilir. Şekil 4.1 de DTC'nin bilinen blok diyagramı gösterilmiştir. DTC ile direkt akı ve elektromanyetik moment kontrolü sağlamak mümkündür. Ayrıca dolaylı gerilim ve akım kontrolü, sinüsoidal akım ve akı, düşük moment dalgalanması, yüksek moment dinamiği ve evirici anahtarlama frekansına bağlı histerezis band kontrolü sağlanabilir (Silva vd.,2002).

(4.1) ve (4.2) denklemleri kullanılarak stator akısının α - β bileşenleri aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\psi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (4.4)$$

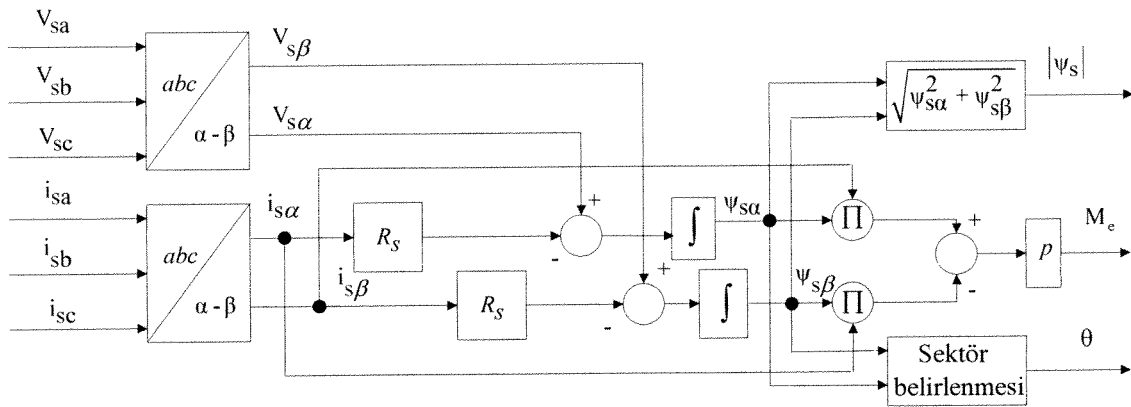
$$\psi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (4.5)$$

Akı bileşenlerinin (4.4) ve (4.5) 'den elde edilebilmeleri için makinanın α - β eksenlerindeki akım ve gerilim bileşenlerine gerek vardır. Bu büyüklükler, denklem (2.1) de gösterilen abc' den α - β ' ya Clarke dönüşüm matrisi kullanılarak ölçülen abc stator faz bileşenlerinden hareketle bulunabilir. Hesaplanan stator akı bileşenlerinden hareketle stator akısının genliği ve açısı denklem (4.6) ve (4.7) gibi bulunur.

$$|\psi_s| = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2} \quad (4.6)$$

$$\theta = \tan^{-1}(\psi_{s\beta}/\psi_{s\alpha}) \quad (4.7)$$

(4.3) ve (4.6)'deki denklemler yardımı ile hesaplanan moment ve stator akı vektörünün genliği ile bunların referans değerleri arasındaki farkların oluşturduğu moment ve akı hataları ile stator akı bileşenlerinden hareketle saptanan akının, θ açısal konumu kullanılarak oluşturulan anahtarlama dizisi, eviricide yer alan güç anahtar elemanlarına uygulanır. Bu şekilde doğrudan moment kontrolü için gerekli akı-moment hesaplayıcısına ilişkin Şekil 4.2' deki blok şema verilebilir.

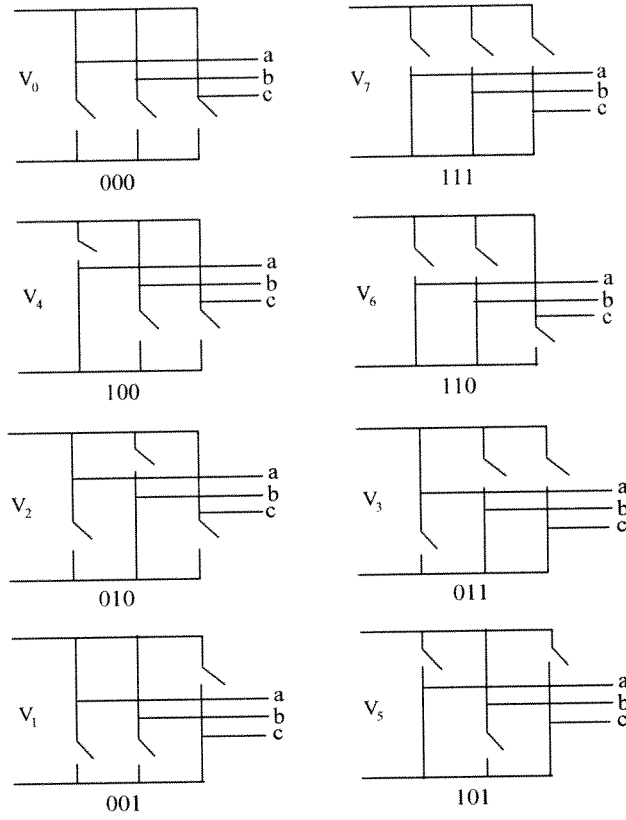


Şekil 4.2 Doğrudan moment kontrolünde akı-moment gözlemleyicisi

4.2.2. Stator Akısının Kontrolü

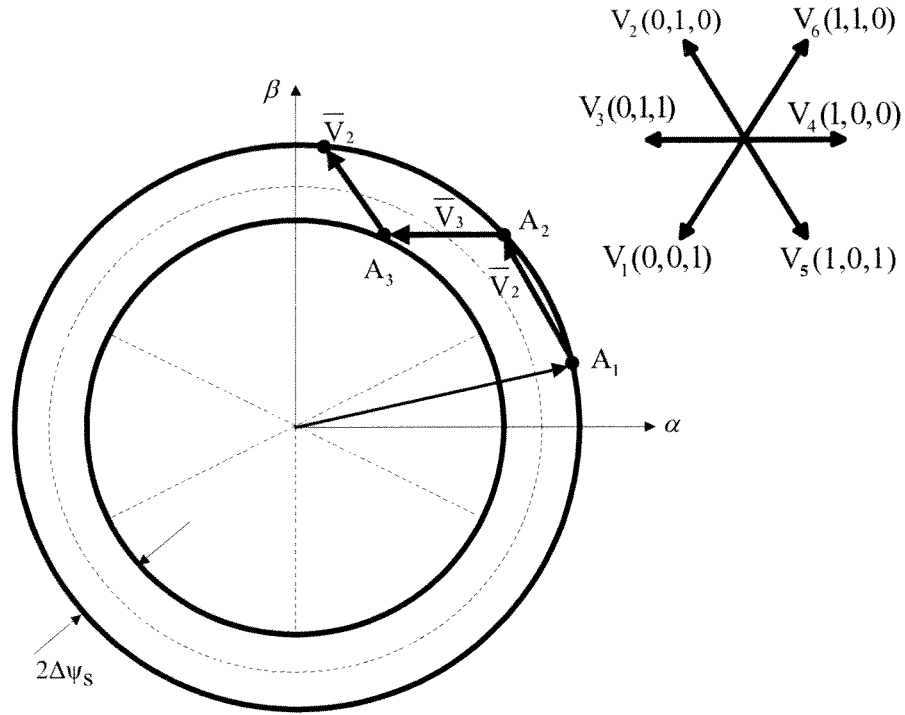
DTC sürücüde hızlı moment kontrolü, stator akısı vektörünün pozisyonu (rotor akı vektörüne göre) veya diğer bir ifade ile hızı değiştirilerek sağlanır. Fakat stator akı vektörünün açısı ve genliği stator gerilimi ile değiştirilebilir. Stator direnci üzerindeki gerilim düşümü ihmal edilirse $d\psi_s / dt = \bar{V}_s$ yazılabilir. Böylece, istenen stator akı yörüngesi uygun stator gerilim vektörleri kullanılarak elde edilebilir. Uygun gerilim vektörleri ise uygun evirici anahtarlama ile elde edilebilir. Bu konuyu biraz daha detaylı ele alırsak kısa bir Δt süresince gerilim vektörü uygulandığında, $d\psi_s / dt = \bar{V}_s$ den $\Delta\bar{\psi}_s = \bar{V}_s \Delta t$ elde edilir. Böylece stator akı vektörü, stator gerilim vektörü yönünde belli bir hızda $\Delta\bar{\psi}_s$ kadar hareket eder. Uygun gerilim vektörleri adım adım seçilerek stator akısı istenilen yönde değiştirilebilir (Aktaş, 2006). Bir başka ifade ile stator akısı uzay vektörü, stator gerilimi uzay vektörünün integrali olduğundan, uygulanan gerilim vektörü doğrultusunda hareket eder.

Gerilim Kaynaklı Eviricide altı adet aktif gerilim anahtarlama vektörü ve iki adet sıfır gerilim anahtarlama vektörü vardır. Bu anahtarlama konumları Şekil 4.3' de gösterilmiştir. Eviriciye aktif anahtarlama vektörü uygulanırsa, stator akı vektörü hızlı hareket edecek ve sıfır anahtarlama vektörü uygulanırsa hemen hemen duracaktır. Bu 6 anahtarlama konumundan başka, uygulandığında çıkışında bir gerilim oluşturmayan $V_0(0,0,0)$ ile $V_7(1,1,1)$ anahtarlama seviyeleri de vardır. V_0 'da sadece üstteki anahtarlar kapalı, alttakiler açıkken, V_7 'de sadece üstteki anahtarlar açık, üsttekiler açık olup her iki durumda da motor sargılarından akım akmamaktadır.



Şekil 4.3 Eviricinin sekiz adet anahtarlama konumu

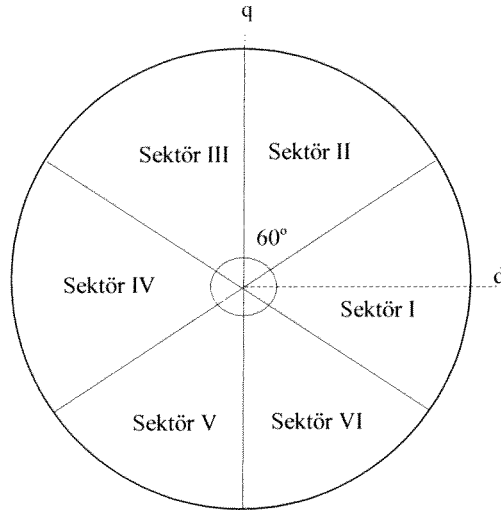
Stator akısının kontrolü ile ilgili bir örnek Şekil 4.4' de gösterilmiştir. Bu örnekte başlangıçta A_1 noktasında olan stator akısı uzay vektörü, uygun gerilim vektörleri $\overline{V}_2$ ve $\overline{V}_3$ seçilerek bir histerezis bandı içerisinde ve dairesel yörüngede saat ibresinin tersi yönde hareket ettirilmiştir. A_1 noktasında stator akısı uzay vektörü 1. bölgede ve üst sınırdadır. Anahtarlama vektörü olarak $\overline{V}_2$ seçilirse, stator akısı A_1 'den A_2 'ye doğru ilerler. A_2 noktası da 2. bölgede üst sınır olup, bu noktada $\overline{V}_3$ vektörü seçilirse şekildeki gibi hareket devam eder. Eğer A_3 noktasında stator akısı uzay vektörü durdurulacaksa sıfır gerilim vektörlerinden biri seçilir. Burada aklımıza gelen soru, $\overline{V}_0$ mı yoksa $\overline{V}_7$ mi seçileceğidir. Burada $\overline{V}_3$ vektörü (011) olduğuna göre, $\overline{V}_0$ (000) seçilirse iki anahtar ve $\overline{V}_7$ (111) seçilirse bir anahtar konum değiştirir. Bu durumda anahtarlama kayıplarının gereksizce artmaması için $\overline{V}_7$ daha uygundur. Bu şekilde stator akı vektörünün genliğinin azalması gerekli ise, rotorun merkezine doğru yönelen anahtarlama gerilim vektörleri seçilirken, stator akı vektörünün genliğinin artması için de rotorun merkezinden dışa doğru yönelen anahtarlama gerilim vektörleri uygulanarak akı büyüklüğü kontrol edilir.



Şekil 4.4 Stator akısının kontrol edildiği yörünge

4.2.3. Stator Akısı Uzak Vektörünün Bulunduğu Sektörün Belirlenmesi

Optimum anahtarlama vektörünün seçimi için stator akısı uzak vektörünün bulunduğu bölgenin bilinmesi gereklidir. Bu yöntemde akı vektörünün konumunun, diğer yöntemlerde olduğu gibi eksen dönüşümleri amacıyla kullanılmadığından, hesaplanmasına gerek yoktur. Akı vektörünün sadece hangi bölge veya sektörde olduğunun bilinmesi yeterlidir. Sektör belirleme için açı hesaplaması denklem (4.7) ile yapılabilir. Tablo 4.1 de gösterildiği gibi açının değerine göre akı vektörünün altı tane sektörden hangisinde olduğu belirlenir. Her sektör aralığı 60° dir. Bu sektör aralıkları Şekil 4.5'te gösterilmiştir.

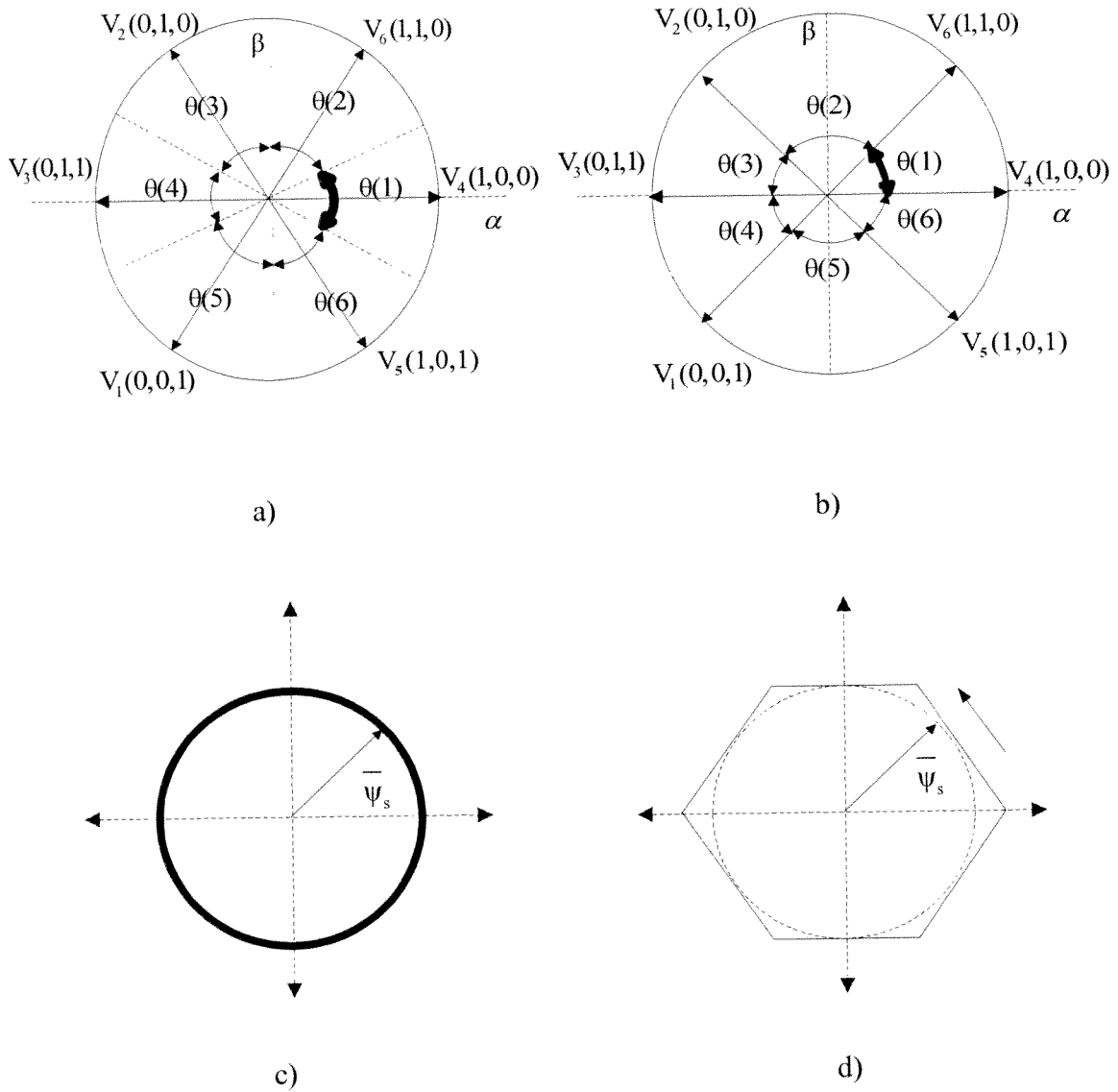


Şekil 4.5 Sektör aralıkları

Tablo 4.1 Stator akısı uzay vektörü bölgesinin belirlenmesi

Sektör	Açı
1	$-30 < \theta < 30$
2	$30 < \theta < 90$
3	$90 < \theta < 150$
4	$150 < \theta < 210$
5	$210 < \theta < 270$
6	$270 < \theta < 330$

DTC yönteminde iki farklı şekilde sektör belirlenebilir. Birincisi stator akısı yolunun dairesel olduğu, diğeri stator akı yolunun altıgen olduğu yöntemdir. Bu iki yöntemin tek farkı, sektör belirleme açısının farklı aralıklarda seçilmesidir. Farklı iki stator akı yolu ve sektör belirleme durumları Şekil 4.6' da gösterilmiştir.

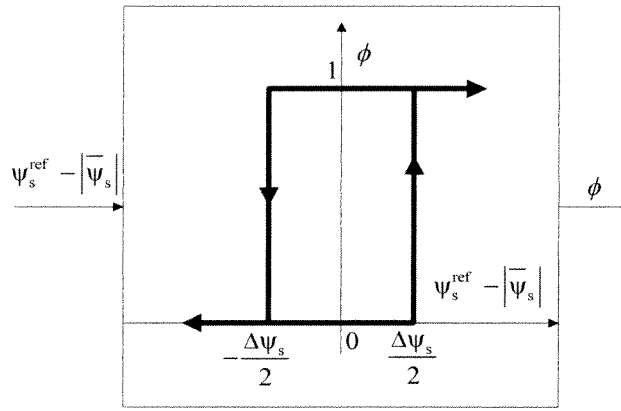


Şekil 4.6 a) Dairesel stator akı yolu için sektör aralıkları b) Altıgen stator akı yolu için sektör aralıkları c) Dairesel stator akı yolu d) Altıgen stator akı yolu

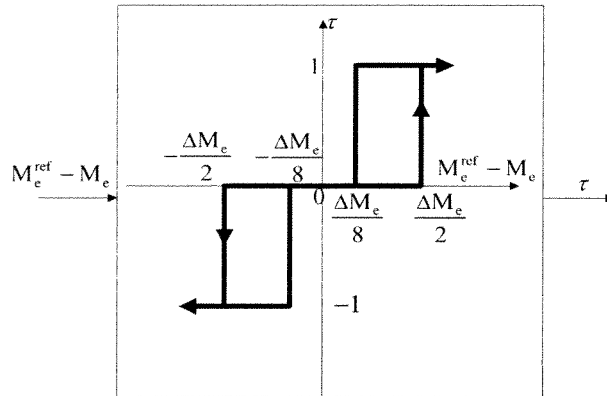
4.2.4. Histerezis Bant Kontrolü

Akı kontrolü için kullanılan histerezis karşılaştırıcı iki seviyeli bir karşılaştırıcıdır. Stator akısı hatasının istenen histerezis bant sınırları içinde kalmasını sağlar. Gerçek akı, referans akıdan küçük ise çıkış 1 aksi takdirde 0'dır. Moment histerezis karşılaştırıcı ise üç seviyeli bir karşılaştırıcıdır. Moment kontrolü için kullanılan histerezis karşılaştırıcı, moment hatasının istenen histerezis bant sınırları içinde kalmasını sağlar. Karşılaştırıcının çıkışı +1 ise moment artacak, -1 ise azalacak ve 0 ise değişmeyecek anlamına gelir. DTC' de histerezis bantların amacı hem stator akısı hatasını hem de moment hatasını sıfıra indirmek

için en uygun anahtarlama vektörünü seçmektir. Akının genliği denklem (4.6) ifadesinden hesaplanır ve moment denklem (4.3) deki gibi hesaplanır. Referans akı ve moment, gerçek akı ve moment ile karşılaştırılarak, oluşan akı ve moment hataları Şekil 4.7 ve Şekil 4.8’ de gösterilen akı ve moment için histerezis bloklarına uygulanır. Bu blokların ürettiği işaretler anahtarlama tablosunun adreslenmesinde kullanılacaktır. Bu bloklarda akı ve moment için histerezis band genişlikleri $\Delta\psi_s$ ve ΔM_e ile temsil edilmişlerdir. Bu bandlar, akı ve momentin hesaplanmış değerlerinin, referans akı ve moment değerinden ne kadar sapmasına izin verileceğini gösterir.



Şekil 4.7 Akı hatasının uygulandığı histerisiz kontrolör blok şeması



Şekil 4.8 Moment hatasının uygulandığı histerisiz kontrolör blok şeması

Tablo 4.1’ den elde edilen konum bilgisi ve Şekil 4.7 ve Şekil 4.8’deki histerezis kontrolörlerinin ürettiği işaretlerle birlikte stator akı vektörünün, statorda duran α - β eksen

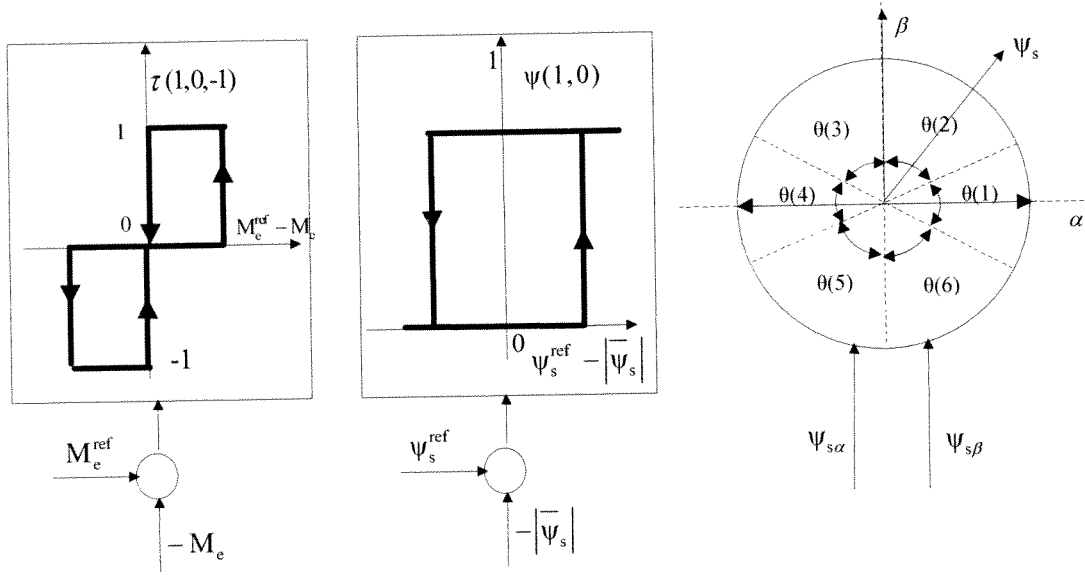
takımına göre saat ibresinin tersi yönde dönebilmesi için güç anahtarlarına uygulanacak olan anahtarlama dizisi tablo 4.2’de gösterilmiştir.

4.2.5. En Uygun Anahtarlama Vektörünün Seçimi

Tablo 4.2’ de en uygun anahtarlama vektörleri verilmiştir. Bu tablo bütün stator akı vektörü konumları, stator akı büyüklüğü ve referans moment değerleri için anahtarlama vektörlerinin en uygun seçimini gösterir. Ayrıca Şekil 4.9’da Optimum anahtarlama tablosunda kullanılan parametreler verilmiştir. Stator akısı arttırılmak gerekiyorsa $\Delta\psi = 1$, azaltılması gerekiyorsa $\Delta\psi = 0$ ’dır. Moment artışı gerekli ise $\Delta M = 1$, moment azalması gerekli ise $\Delta M = -1$, moment değişikliği gerekmiyorsa $\Delta M = 0$ olur (Sarıoğlu vd.,2003).

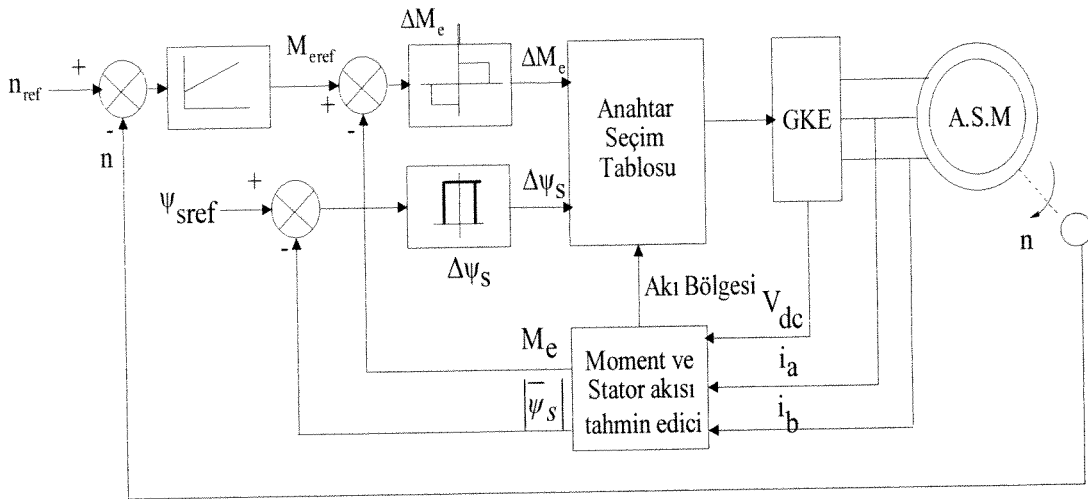
Tablo 4.2 Optimum Anahtarlama Dizisi (saat ibresinin tersi yönü)

$\Delta\psi_s$	ΔM_e	Bölge 1	Bölge 2	Bölge 3	Bölge 4	Bölge 5	Bölge 6
1	1	V_6	V_2	V_3	V_1	V_5	V_4
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_5	V_4	V_6	V_2	V_3	V_1
0	1	V_2	V_3	V_1	V_5	V_4	V_6
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_1	V_5	V_4	V_6	V_2	V_3



Şekil 4.9 Optimum anahtarlama tablosunda kullanılan parametreler

Şekil 4.10’da DTC yönteminin tüm şemasını içeren bir hız kontrol uygulaması görülmektedir. Bu şemada hız kontrolü için bir PI kontrolör kullanılmaktadır. Kontrolör, çıkışında moment referansını belirleyip, DTC algoritmasını çalıştırarak hız hatasını sıfırlamaya çalışır.



Şekil 4.10 DTC ile hız kontrol diyagramı (Parekh, 2003)

4.3. DTC Yönteminin Avantaj ve Dezavantajları

Doğrudan moment kontrol yönteminin temel bazı avantajları şunlardır:

- Koordinat dönüşümlerine gerek yoktur. Oysa birçok vektör kontrollü sürücü uygulamalarında koordinat dönüşümü gereklidir.
- Ayrı bir gerilim modülasyon bloğuna gerek yoktur. Oysa vektör kontrolde gereklidir.
- Gerilim ayrıştırma devrelerine ihtiyaç yoktur. Oysa gerilim kaynaklı vektör sürücülerde gereklidir.
- Diğer kontrol yöntemlerine göre daha az sayıda kontrolör gerektirir.
- Akı vektörünün konumunun tam bilinmesi zorunluluğu yoktur. Sadece hangi sektör içerisinde bulunduğunu tanımlamak gerekmektedir. Gerekli minimum doğruluk elektriksel olarak 60 derecedir.
- Hızlı moment cevabı sağlanır.

Doğrudan moment kontrol yönteminin dezavantajları kısaca şöyle sıralanabilir:

- Kalkış esnasında, düşük hız bölgesindeki uygulamalarda ve moment komutunun değişimi sırasında bazı problemler oluşabilir.
- Akı ve moment tahmin ediciler gereklidir.
- Değişen anahtarlama frekansı durumu oluşur.
- Yüksek moment dalgalanması görülebilmektedir (Köroğlu, 1999).

Bununla birlikte bazı problemleri çözmek mümkündür (örneğin kalkış esnasındaki ve yüksek moment sıçramalarındaki vb.). ABB firmasının 1996' da piyasaya sunduğu tek endüstriyel doğrudan moment kontrol sürücüsünde, moment cevap süresi 2ms' den daha az olduğu ve düşük hız bölgesinde sıfır hız da dahil olmak üzere yüksek moment kontrol lineerliğinin sağlanabildiği iddia edilmektedir. ABB firmasına ait bu AA sürücü teknolojisinde kullanılan yeni motor modeli, hız ve konum algılayıcısı kullanmaksızın motorun konumunu hesaplayabilmektedir.

4.4. Anahtarlama Frekansının DTC Üzerindeki Etkileri

4.4.1. Histerezis Bandların Anahtarlama Frekansına Etkileri

Geleneksel DTC'nin en büyük dezavantajı, büyük oranda moment dalgalanmasına sebep olmasıdır. Ayrıca anahtarlama frekansının moment ve akı histerezis bandlarının genişliğine göre değişiyor olmasıdır. Bandların dar seçilmesi evirici anahtarlama frekansının artmasına, bunun sonucu olarak da güç elemanlarının ısı sınırlarının zorlanmasına yol açar. Bandların geniş seçilmesi ise evirici anahtarlama frekansının düşmesine, bunun sonucu olarak da yüksek moment dalgalanmasına sebep olur. Bu durum özellikle düşük hız bölgelerinde daha fazla moment dalgalanmalarına yol açar.

Histerezis Bandların genişliği özet olarak evirici performansını etkiler. Buna bağlı olarak güç elemanlarının anahtarlama frekansının değişmesine ve kayıpların artmasına, dolayısıyla aşırı sıcaklık artışına yol açabilir. Histerezis kontrolörler akı ve moment dalgalanmasında etkindir, dolayısıyla akı ve momentte dalgalanmalar oluşur. Ayrıca akım harmoniklerinin artmasına, dolayısıyla toplam harmonik distorsiyonu'nun değişmesine neden olur.(Kang ve Sul, 1999)

4.4.2. Anahtarlama Frekansını Etkileyen Diğer Faktörler

Asenkron motorların DTC ile kontrolünde histerezis bandlar sabit tutulsa bile anahtarlama frekansı motor hızına, akı seviyesine ve çıkış momentine bağlı olarak değişebilir. Bu durum, histerezis bandların yarı iletken anahtarlama elemanlarının ısı dayanmalarını aşmayacak şekilde anahtarlama frekansının yüksek seçilmesini gerektirir.

4.5. Stator Akısı ve Momentindeki Sıçramaların Azaltılması

DTC yöntemini kullanan asenkron motor sürücülerinde akı ve moment sıçramaları vardır. Çünkü, birçok anahtarlama zamanında, istenilen halkalanma akısı ve momentini üretmek için gerekli olan anahtarlama vektörleri doğru seçilemez. Akı ve momentteki bu sıçramalar, çeşitli teknikler kullanılarak, yüksek anahtarlama frekansı seçilerek veya eviricide yapısal değişiklik yapılarak azaltılabilir. DTC yöntemini kullanan asenkron motor sürücülerinde, stator akımlarının içerdiği harmonik akımların miktarını ve dolayısıyla

moment harmoniklerini azalttığı için anahtarlama frekansının artırılması arzu edilir. Ancak yüksek anahtarlama frekansı kullanıldığında, anahtarlama kayıpları artacak ve verim düşecektir. Anahtarlama frekansının yüksek olabilmesi için hızlı çalışan işlemcilerin kullanılması gerekir. Bu sayede kontrol işlem zamanı kısılacak, bu da kısa zamanda daha fazla anahtarlama imkânı sağlayacaktır (Anahtarlama periyodu kısaldığı için frekans artacak). Ancak ABB firmasının doğrudan moment kontrol yöntemini kullanan sürücüsünde yüksek hızlı, 40 MHz dijital işaret işlemcisi DSP ve bununla birlikte ASIC donanımı kullanılarak evirici anahtarlama frekansı tanımlanır. ABB firmasının eviricisinde anahtarları besleyen anahtarlama vektörleri her 25 mikrosaniye için optimum anahtarlama vektörü olarak tanımlanmıştır (Vas, 1998).

4.6. DTC ve FOC Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Yüksek performanslı AA sürücülerinde kullanılan alan yönlendirmeli kontrol ve doğrudan moment kontrol 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, evirici 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 θ_r rotor akısı elektriksel açısıdır. Rotor akısı açısının tahmini, rotor hızının ölçülen değeri ve kayma frekansının kullanılmasını gerektirir. θ_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

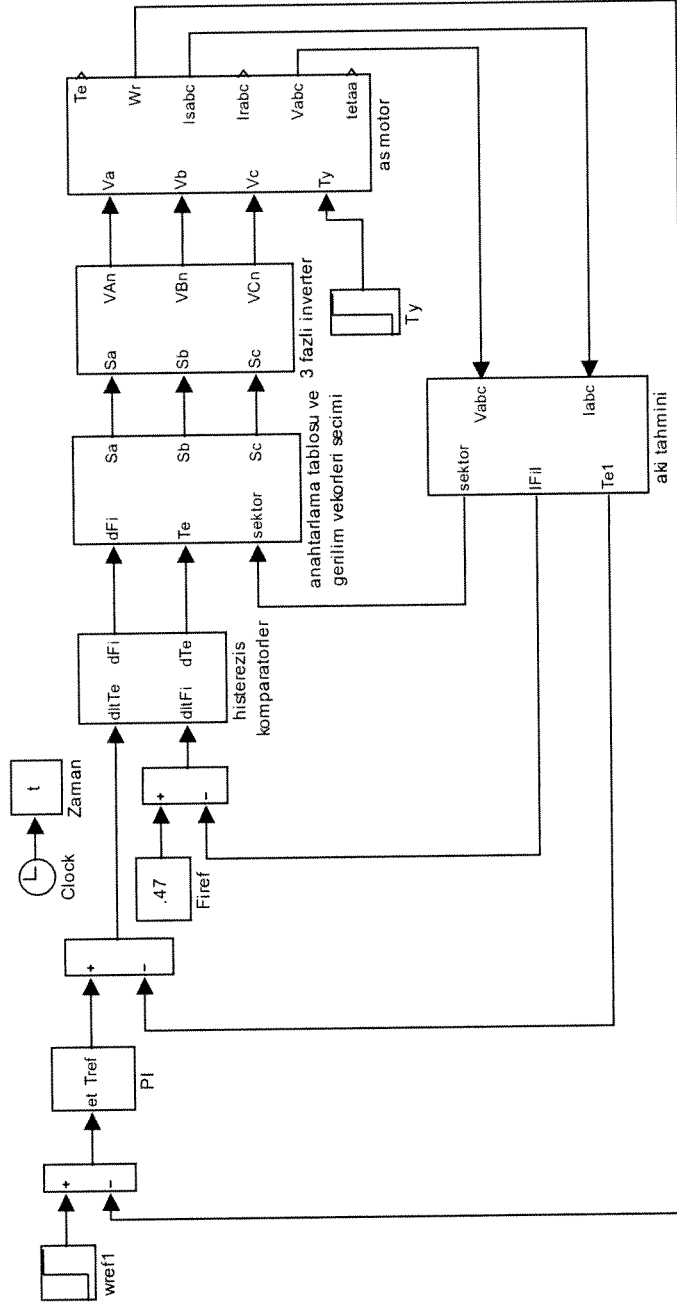
hızlı moment cevabı elde edilir. Moment dalgalanmaları hemen hemen aynıdır. FOC' de hesaplamalar dönen eksen takımında yapılır. Bu yüzden, sinüs ve kosinüs fonksiyonları kullanılarak koordinat dönüşümü yapılması gerekir. DTC' de ise hesaplamalar sabit eksen takımında yapılır.

Alan yönlendirme kontrol ve Doğrudan moment kontrol, asenkron motor kontrolünde yaygındır. DTC, birkaç parametre kullandığından ve evirici safhasını başlıca düşündüğünden çekicidir. Başlangıçta her iki yönteminde prensiplerini ve sınırlılıklarını anlamak zordu. FOC kontrol şimdiye kadar geniş bir alanda çalışıldı ve uygulamaları iyi anlaşıldı (Krause, 2002 ; Leonhard, 2001). Diğer taraftan DTC' nin geliştirilmesi ve daha anlaşılır hale getirilmesi ile önemli bir iş yapılmıştır (Buja ve Kazmierkowski, 2004).

5.BENZETİM ÇALIŞMALARI

5.1 Doğrudan Moment Kontrol Yönteminin Benzetim Modeli

Bu benzetim modeline ait blok şema Şekil 5.1’de verilmiştir. Ayrıntılar EK3’te verilmiştir.

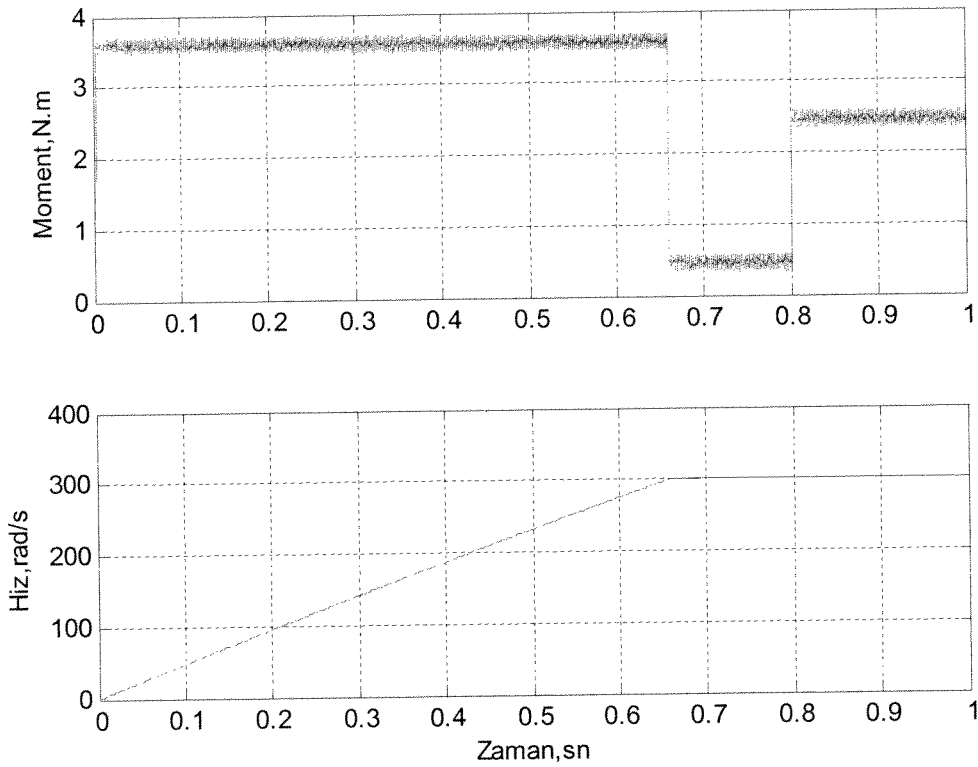


Şekil 5.1 DTC yöntemine dayalı asenkron motorun hız kontrol sistemi benzetim modeli

Şekil 5.1'deki benzetim modeli, Matlab/Simulinkte modellenmiştir. Asenkron motorun d-q modeli kullanılmıştır. DTC yönteminde stator akım, gerilim ve stator direnci yardımı sayesinde stator akısı ve momentini tahmini yapılarak, referans akı ve moment değerleriyle karşılaştırılır. Bu akı ve moment hataları histerezis bloklarına uygulanır. Histerezis bloklarının çıkış bilgisi ve stator akısının konum bilgisi vasıtasıyla, anahtarlama tablosundan en uygun gerilim vektörleri seçilerek eviriciye uygulanır. Bu şekilde akı ve moment kontrolü sağlanır.

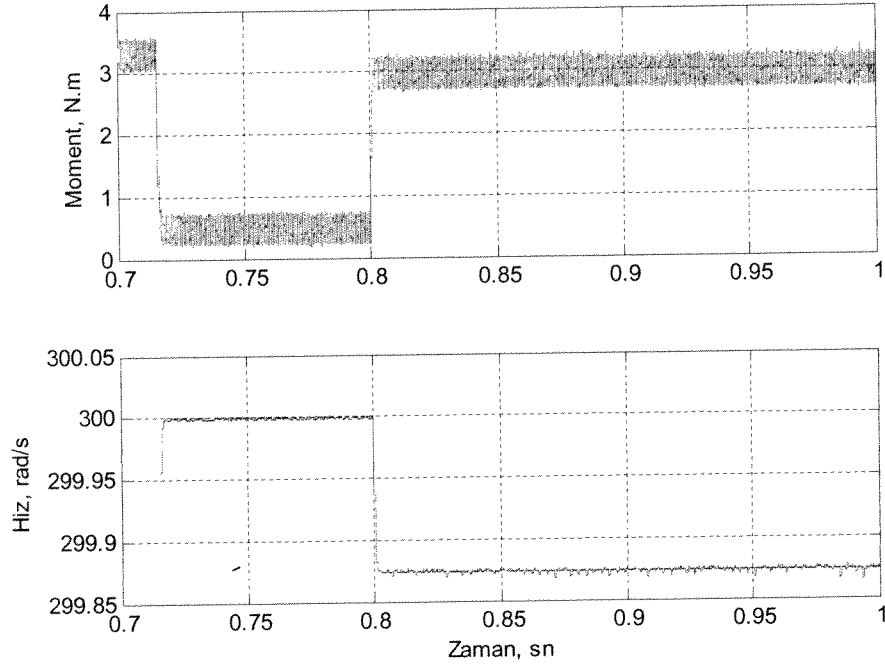
5.2 Benzetim Sonuçları

EK1 de verilen motor parametreleri baz alınarak DTC yöntemi ile çalışan asenkron motorun verdiği cevaplar aşağıda gösterilmiştir. Şekil 5.2' de görüldüğü gibi moment referans hızı yakalayabilmek için yükselmiştir. Referans hız yakalandıktan sonra moment, sürtünme momentine eşit bir değere kadar düşmüş ve $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük uygulandığı için sürtünme momentinin de etkisiyle yaklaşık 2.5 Nm' ye yakın bir değere yükselmiştir.



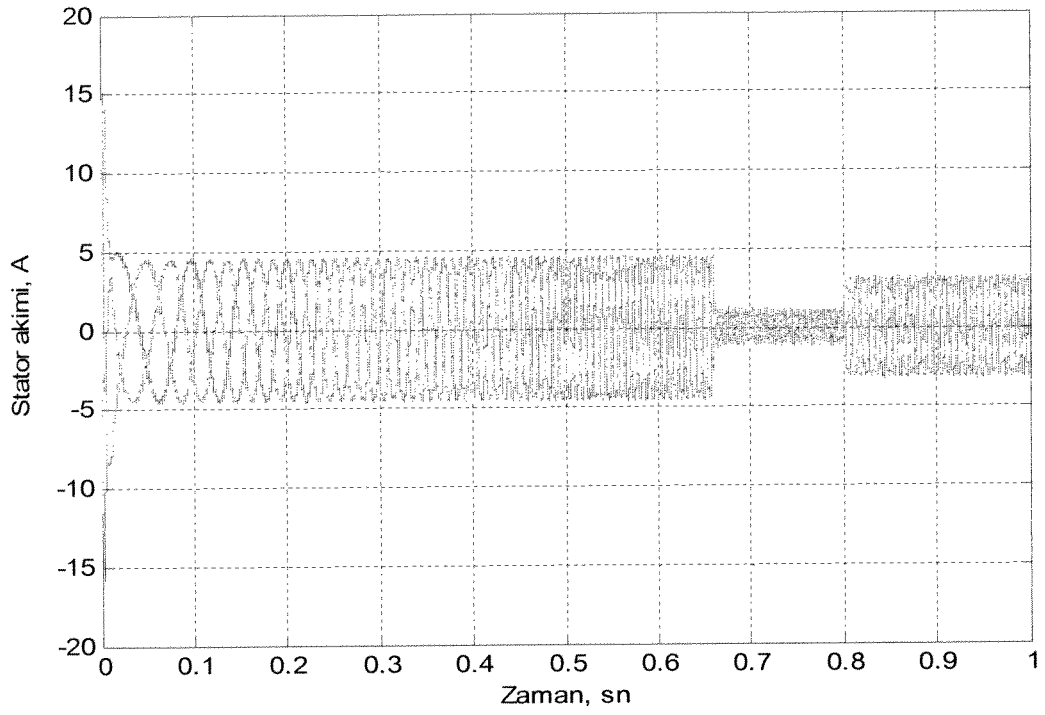
Şekil 5.2 DTC yöntemi ile çalışan asenkron motorun moment ve hız cevabı
($\omega_{ref}=300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momentini altında)

Şekil 5.3'te moment ve hızın 2 Nm yük altında verdiği cevap gösterilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi yük altında dahi hızın çok az bir düşüş gösterdiği ve momentin iyi bir cevap verdiği görülmüştür.

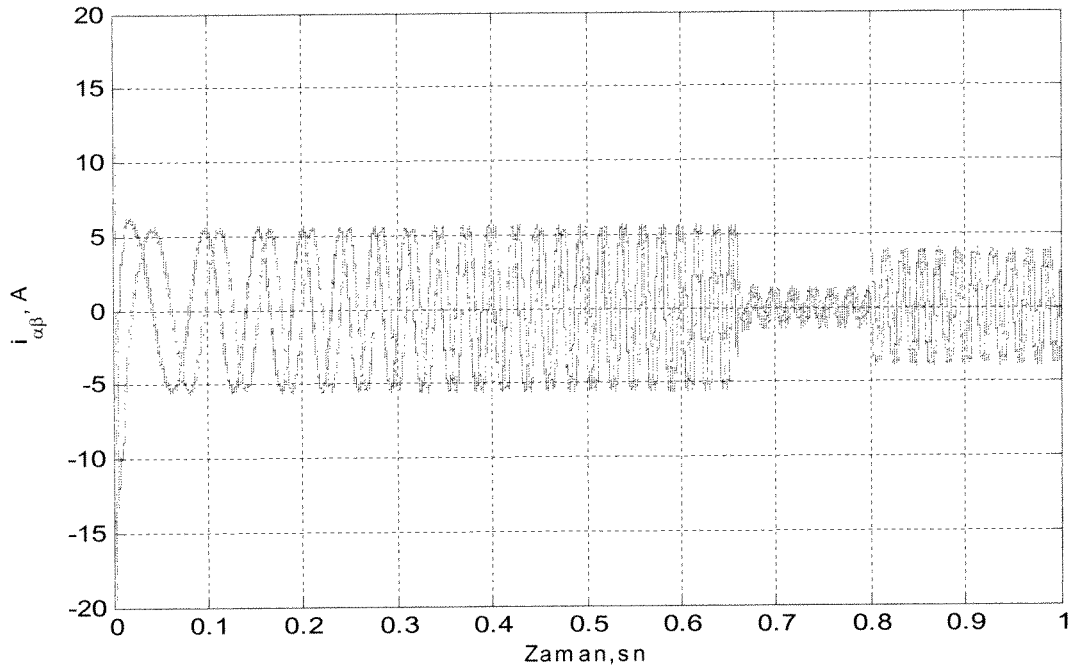


Şekil 5.3 DTC yöntemi ile çalışan asenkron motorun moment ve hız cevabı ($\omega_{ref}=300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 3 N.m yük momentini altında)

Şekil 5.4'te stator akımlarının ve Şekil 5.5 ise $\alpha - \beta$ eksen takımındaki akımların zamana göre değişimi gösterilmektedir. Bu akımlara bakıldığında, ilk yol alma anında motor nominal akımın yaklaşık 3-4 katı bir akım çekmiştir. Daha sonra motor nominal değerde akım çekerken $t=0.8$ sn'de yük momentinin binmesi ile akım tekrar yükselmiştir.

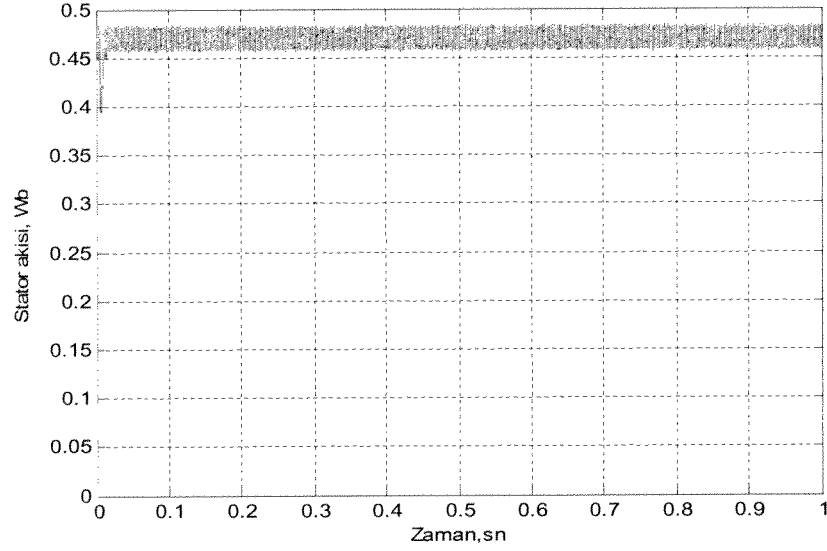


Şekil 5.4 Stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref} = 300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momenti altında)



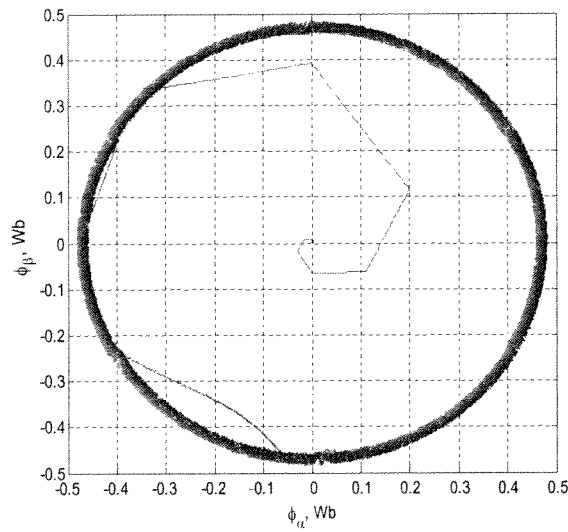
Şekil 5.5 $\alpha-\beta$ eksen takımındaki akımların zamana göre değişimi ($\omega_{ref} = 300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momenti altında)

Şekil 5.6'da stator akısının genliği verilmiştir.

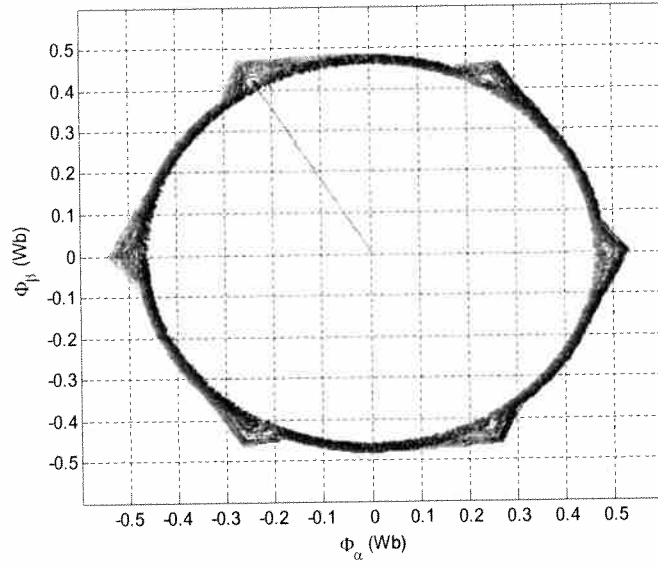


Şekil 5.6 Stator akısı genliği ($\omega_{ref} = 300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momenti altında)

Sektörler 60° aralıklarla belirlenir. Eğer I.sektör $[-30, 30]$ aralığında seçilmiş ise dairesel akı yolu oluşurken bu aralık $[0, 60]$ aralığında seçilmiş ise altıgen akı yolu oluşur. Bu akı yollarının belirlenmesinin blok diyagramları EK4'te gösterilmiştir. Bu akı yolları Şekil 5.7 ve Şekil 5.8'de gösterilmiştir.

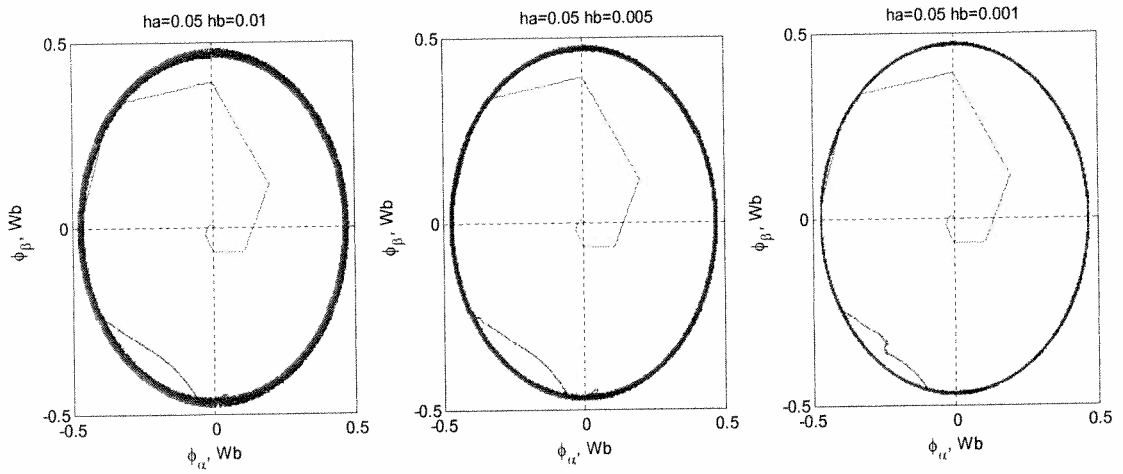


Şekil 5.7 Statorun dairesel akı yörüngesi ($\omega_{ref} = 300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momenti altında)

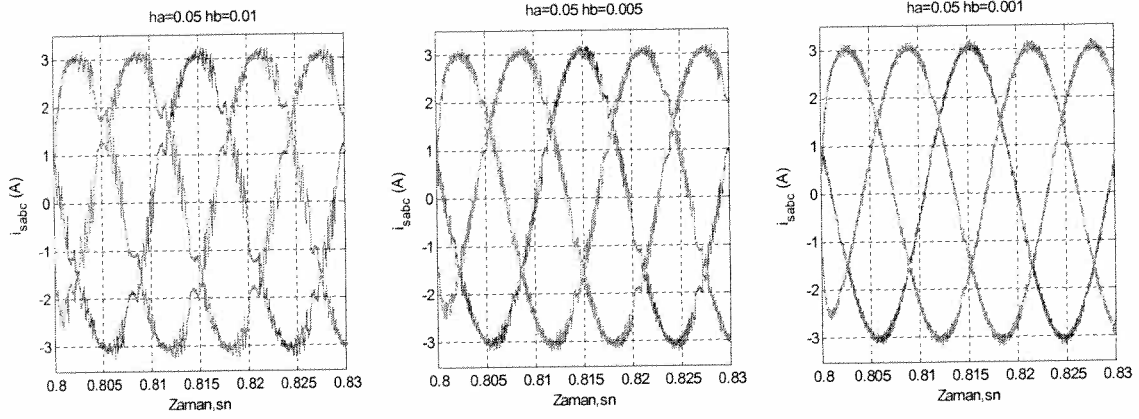


Şekil 5.8 Statorun altıgen akı yörüngesi ($\omega_{ref} = 300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momentinde)

Histerezis akı ve moment band genişlikleri değiştirilerek akı yörüngesi, moment ve akım incelenmiştir. Histerezis bant genişliğinin seçiminin anahtarlama frekansı ve dolayısıyla anahtarlama kayıpları üstünde önemli etkileri vardır. Akı histerezis kontrolörünün bant genişliği artarsa akı dalgalanması artar. Eğer bant genişliği küçülürse akı dalgalanması azalır ve benzeri etkiler akımı da etkiler. Bu etkiler, Şekil 5.9 ve Şekil 5.10'da gösterilmiştir. Şekil 5.10' da akı bant genişliği küçüldükçe akı dalgalanması da azalmıştır. Yine aynı şekilde Şekil 5.11'de görüldüğü gibi akım dalgalanması da azalmıştır.

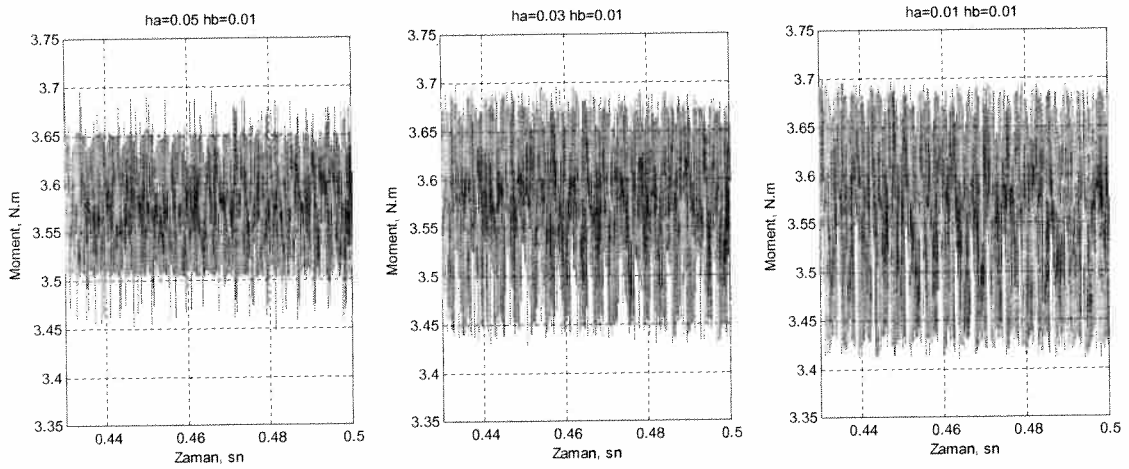


Şekil 5.9 Farklı moment ve akı histerezis bant genişlikleri için stator dairesel akı yörüngesi ($\omega_{ref} = 300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momentinde)



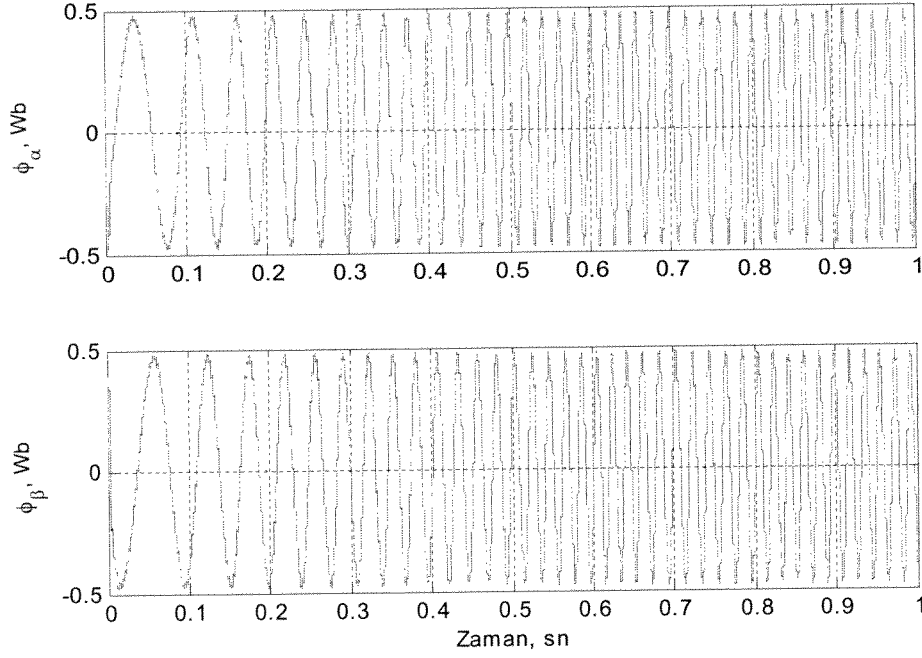
Şekil 5.10 Farklı moment ve akı histerezis bant genişlikleri için akımların zamana göre değişimi
($\omega_{ref} = 300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momentli altında)

Eğer band çok küçük olursa momentte aşma oluşacağından uygun bir değer seçilmesi gerekir. Eğer fazla geniş olursa moment hatasına yol açabilir. Moment histerezis bandı çok küçük olursa moment dalgalanması yüksek olur. Şekil 5.11'de görüldüğü gibi moment band genişliği küçüldükçe moment dalgalanması artmıştır.



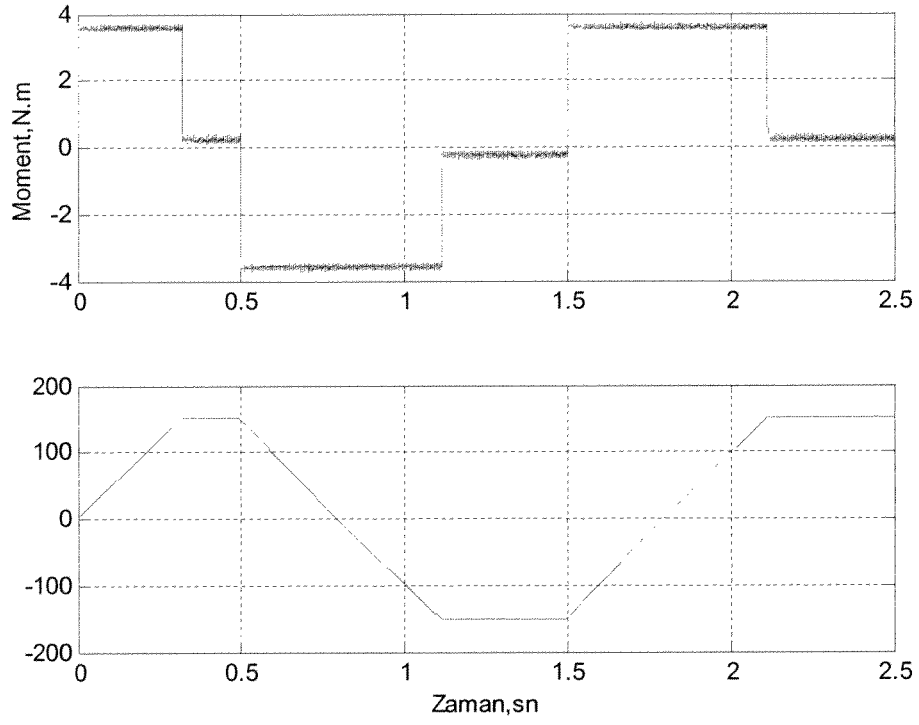
Şekil 5.11 Farklı moment ve akı histerezis bant genişlikleri için momentin zamana göre değişimi
($\omega_{ref} = 300$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momentli altında)

Şekil 5.12’de stator akılarının $\alpha - \beta$ bileşenlerinin zamana göre değişimleri gösterilmiştir.



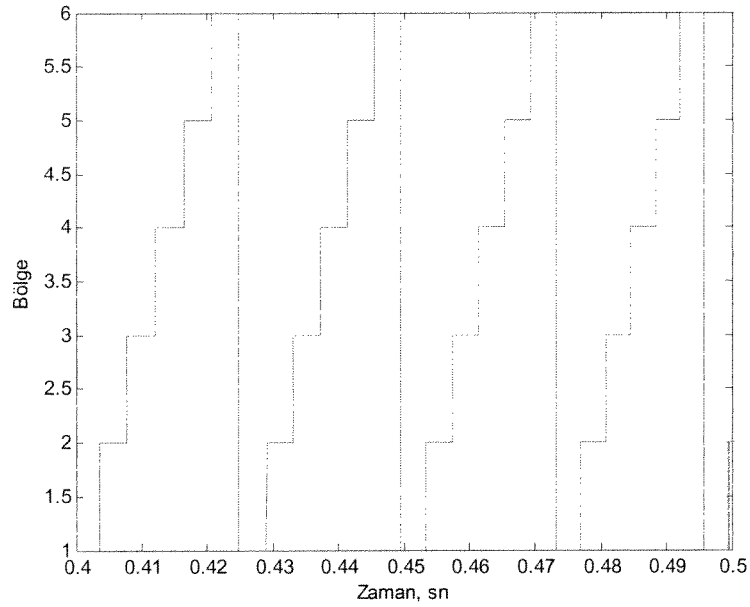
Şekil 5.12 Stator akılarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref} = 300$ rad/s, $t=0.8$ sn’de 2 Nm yük momenti altında)

Şekil 5.13’te İki yönlü hız referansı için moment ve hızın zamana göre değişimi gösterilmiştir. Burada moment ve hızın referans değerleri hızlı bir şekilde yakaladığı görülmüştür.



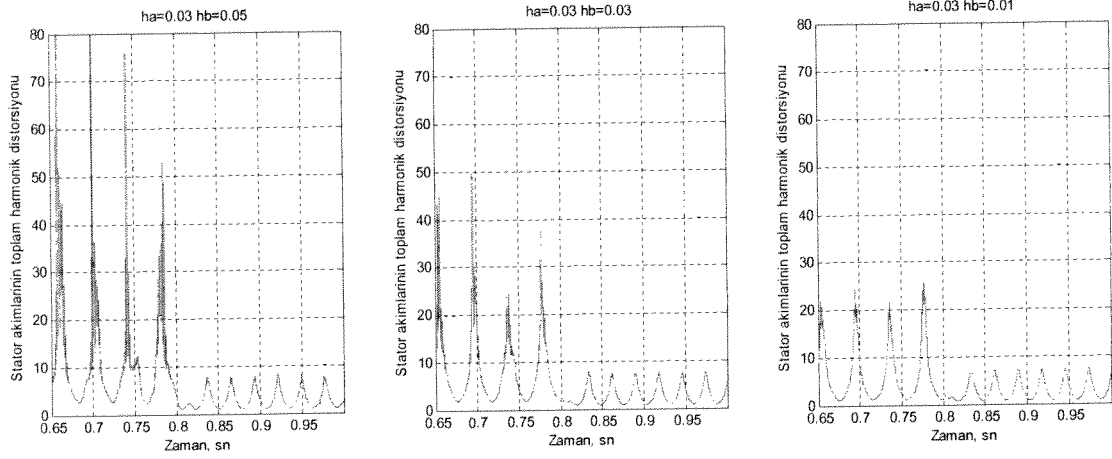
Şekil 5.13 DTC yöntemi ile çalışan asenkron motorun moment ve hız cevabı ($t=0$ sn'de $\omega_{ref} = 150 \text{ rad/sn}$, $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref} = -150 \text{ rad/sn}$, $t=1.5$ sn'de $\omega_{ref} = 150 \text{ rad/sn}$, 2 Nm yük momentini altında)

Stator akısı vektörü bölgesinin zamana göre değişimi Şekil 5.14'te gösterilmiştir.



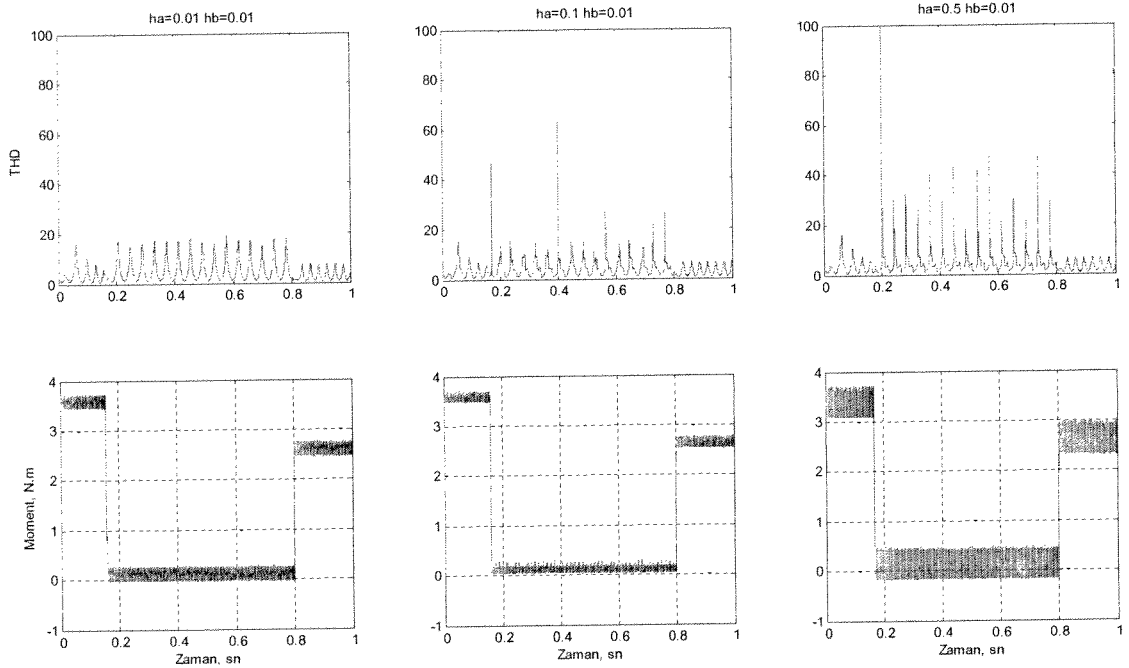
Şekil 5.14 Stator akısı vektörü bölgesinin değişimi

Şekil 5.15 de moment band genişliği h_a sabit tutulduğu ve akı band genişliği h_b azaltıldığı zaman THD'nin de azaldığı görülmektedir.



Şekil 5.15 THD'nin zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=75$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momentini altında, h_a sabit h_b azalırken)

Şekil 5.16'da akı band genişliği h_b sabit tutularak moment band genişliği h_a artırılarak THD ve momentin zamana göre değişimi gösterilmiştir.



Şekil 5.16 THD ve momentin zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=75$ rad/s, $t=0.8$ sn'de 2 Nm yük momentini altında, h_b sabit h_a artarken)

Akı band genişliği, motor akımının THD değerini önemli ölçüde etkiler. Akım harmoniklerinin azaltılması için, band genişliklerinin dinamik olarak optimize edilmesi gerekir (Monti, 1998). Anahtarlama frekansını düşürmek için akı band genişliği arttırılırsa, anahtarlama frekansında önemli bir azalma olmamasına karşılık motor akımının THD değeri artar. Akı histerezis band genişliğini küçük tutarak motor akımının THD'sini azaltmak ve anahtarlama frekansını kontrol etmek için moment histerezis bandını ayarlamak en uygun çözümdür (Bakan, 2002).

6. SONUÇ

Asenkron motorlar, basit ve sağlam yapılarından ve güç elektroniği alanındaki teknolojik gelişmelere paralel olarak endüstride kullanım alanları artması gibi avantajlarından dolayı araştırma konusu olarak seçilmiştir. Bu tezde yüksek performanslı asenkron motor sürücü yöntemlerinden doğrudan moment kontrol yönteminin asenkron motor için uygulanması incelenerek diğer AA motor sürücülere göre avantaj ve dezavantajları ortaya konulmuştur. DTC kontrol yönteminde iki fazlı $\alpha - \beta$ akım ve gerilimi vasıtasıyla gerçek akı ve moment elde edilmiştir ve referans akı ve moment ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen akı ve moment hataları, akı ve moment histerezis kontrolörlerine uygulanmıştır. Kontrolör çıkışlarından elde edilen sonuçlar ve akı vektörünün bulunduğu sektörün de belirlenmesi ile optimum anahtarlama tablosu elde edilerek ve eviriciye uygulanarak asenkron motor kontrol edilmiştir. DTC'nin en büyük avantajı, hız algılayıcı olmadan istenilen momenti üretebilmesi ve geniş bir hız aralığında kararlı bir şekilde çalışabilmesidir. Benzetim modelinde DTC'nin moment tahmininin hızlı ve doğru olduğu ve geniş bir hız aralığında cevap verdiği Şekil 5.2 ve Şekil 5.13'te gösterilmiştir. DTC'nin en büyük dezavantajı moment dalgalanmasına sebep olmasıdır. Akı ve moment histerezis band genişlikleri evirici anahtarlama frekansını etkiler. Bundan dolayı uygun bir histerezis band genişliği seçilmesi gerekir. Akı ve moment histerezis band genişlikleri incelenmiş ve sonuçta akı histerezis band genişliği küçüldükçe akı ve akım dalgalanmasının azaldığı Şekil 5.9-10'da gösterilmiştir. Moment histerezis bant genişliği küçüldükçe moment dalgalanmasının arttığı Şekil 5.11'de gösterilmiştir. Akı yolu, sektör aralıklarının seçimine göre hem dairesel hem de altıgen olabilir. Bu durum Şekil 5.7 -8'de gösterilmiştir. Ayrıca, akı ve moment histerezis band genişlikleri, stator akımlarının toplam harmonik distorsiyonunu etkilediği de görülmüştür. Özellikle moment histerezis band genişliği arttıkça toplam harmonik distorsiyon da artmıştır. Band genişliklerinin THD'ye etkisi Şekil 5.15-16'da gösterilmiştir. Şekil 5.15'te moment histerezis band genişliği sabit tutularak akı histerezis band genişliği azaltılarak toplam harmonik distorsiyon azaldığı gözlenirken Şekil 5.16'da ise akı histerezis band genişliği sabit tutularak moment histerezis band genişliği artırılarak THD ve moment değişimleri gözlemlenmiştir. Sonuç olarak akı histerezis band genişliğinin küçük tutularak moment histerezis band genişliğinin ayarlanması gerekir.

KAYNAKLAR

- Aktaş, M.**, 2006. TMS320C6711 DSP Tabanlı Hız Sensörsüz Doğrudan Moment Kontrollü Asenkron Motor Sürücü, *Doktora Tezi*, Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon.
- Abdul Wahab, H.F. and Sanusi, H.**, 2008. Simulink Model of Direct Torque Control of Induction Machine, *American Journal of Applied Sciences* 5(8): 1083-1090 ISSN 1546-9239.
- Bakan, A.F.**, 2002. Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Geliştirilmesi, *Doktora Tezi*, Y.T.Ü Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Blaschke F.**, 1972. The principle of field orientation as applied to new transvector closed loop control system for rotating field machines, *Siemens Rev.*
- Bose, B.K.**, 2006. Power Electronics and Motor Drivers Advances and Trends, Academic press,
- Bose B.K.**, 2002. Modern Power Electronics and Drives, Prentice Hall, New Jersev. 56-74. 191-200
- Buja, G. S. and Kazmierkowski M. P.**, 2004. Direct torque control of PWM inverter-fed ac motors—a survey,” *IEEE IE Trans.*, vol. 51, pp. 744–757, August
- Can, H.**, 2002. Asenkron Motorların Düşük Hızlarda Duyargasız Vektör Kontrolü, *Doktora Tezi*, F.Ü Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- Casadei, D., Profumo F., Serra, G., and Tani A.**, 2002. FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 17, No. 5, September.
- Demirtaş, M.**, 2002. Alan yönlendirmeli Asenkron Motorun Bulanık-Kayan Kip Ve Genetik-Kayan Kip Konum Kontrolü, *Doktora Tezi*, Y.T.Ü Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Depenbrock, M.**, 1987. Direct self-control of the flux and rotary moment of a rotary field machine, U.S. Patent 4 678 248.
- Depenbrock, M.**, 1987. Direct self-control of inverter-fed induction machines, *IEEE Trans. Power Electron.*, 3, 420-429.

- Habetler T.G. ve Divan, M.D.**, 1991. Control Strategies for Direct Torque Control Using Discrete Pulse Modulation, Trans. on Industry Applications, , 893-901
- Habetler, T.G. ve Profumo, F. ve Pastorelli, M.**, 1992a. Direct Torque Control of Induction Machines Over a Wide Speed Range, Industry Applications Society Annual Meeting, Vol.1, 600-6006.
- Hasse, K.**, 1969. Zur Dynamik Drehzahl geregelter Antriebe mit Stromrichter gespeisten Asynchronkurzschufern Motoren, Ph.D. Dissertation, T.U. Darmstadt.
- Holtz, J.**, 1993. The Induction Motor-A Dynamic System, Proc.IEEE 20th. Int. Conf.on Ind. Elec. Cont.and Instr., IECON'94, ISBN: 0-7803-1328-3, Vol.1, pp. 1-6, 5-9 September, Bologna, Italy.
- Kang, J.K. ve Sul, S.K.**, 1999. Analysis And Prediction of Inverter Switching Frequency In Direct Torque Control of Induction Machine Based on Hysteresis Bands and Machine Parameters, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Volume: 48, Issue: 3, June 2001, 545-553.
- Kang, J.K., Chung, D.W. ve Sul, S.K.**, 1999. Direct Torque Control of Induction Machine with Variable Amplitude Control of Flux and Torque Hysteresis Bands, International Conference IEMD'99, 640-642.
- Kay, A., Paes, H., and Seggewiss, G.**, 2000. Methods for the Control of Large Medium-Voltage Motors: Application Considerations and Guidelines, IEEE Tr. On I.A., Vol.36, No.6, November/December
- Köroğlu, S.B.**, 1999. Asansörlerde Doğrudan Moment Kontrollü Asenkron Motor Sürücüleri, *Yüksek Lisans Tezi*, İ.T.Ü Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Mathworks**, 2005. Matlab/Simulink
- Monti, A., Pironi, F., Sartogo, F. ve Vas, P.**, 1998. New state observer for sensorless DTC control, Proceedings of the 1998 7th International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, Sep 21-23, 311-317.
- Nalbantoğlu, B.**, 2001. Pompalarda Ömür Boyu Maliyet ve Sistem Etkinliği, 4.Pompa Kongresi ve Sergisi, 8-10 Kasım
- Ong C.M.**, 1998. Dynamic Simulation of Electric Machinery, Prentice Hall, ISBN 0-13- 723785-5

- Öztürk, N.**, 2006. Yumuşak Anahtarlama Asenkron Motorun Dolaylı Vektör Denetiminin Gerçekleştirilmesi, *Doktora Tezi*, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Ankara.
- Öğüt, S.**, 2001. Pompalarda Enerji Tasarrufu, 4.Pompa Kongresi ve Sergisi, 8-10 Kasım.
- Parekh R.**, 2003. AC Induction Motor Fundamentals, Microchip Technology Inc., AN887, U.S.A.
- Ramshaw R. ve Heeswijk R.G.**, 1990. Energy Conversion Electric Motors and Generators, Saunders College Publishing, 461-469.
- Sarioğlu, K., Gökaşan, M. ve Boğosyan, S.**, 2003. Asenkron Motorlar ve Kontrolü, Birsan yayınları, İstanbul.
- Silva, N.M., Martins, A.P. ve Carvalho, A.S.**, 2002. Torque and Speed Modes Simulation of A DTC Controlled Indüktion Motor, in Proceedings of the 10th Mediterranean Conferance on Control and Automation-MED2002 Lisbon, July 9-12, Portugal.
- Takahashi, I. and Noguchi, T.**, 1986. A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor, IEEE Tr. On I.A., September, 22, 820-827.
- Tiitinen, P., Pohjalainen P. and Lalu J.**, 1996. The Next Generation Motor Control Method Direct Torque Control, DTC, ABB Industry Oy, Power Electronics, Research and Development Department Helsinki, Finland.
- Vas, P.**, 1998. Sensorless Vector and Direct Torque Control, Oxford Science Publications, U.S.A.
- Vithayathil, J.**, 1995. Power Electronics: Principles and Applications, McGraw-Hill, Inc., ISBN 0-07-067555-4.

EKLER

Ek1. Benzetim Çalışmalarında Kullanılan Motor Parametreleri

$$P_g=1100 \text{ W}$$

$$P=2 \text{ (Tek kutup sayısı)}$$

$$f=50 \text{ Hz}$$

$$W=2 \cdot \pi \cdot f$$

$$U=311.1270 \text{ V}$$

$$R_s=5.2 \text{ Ohm}$$

$$L_{ls}=0.650458 \text{ H}$$

$$M_s=0.449044 \text{ H}$$

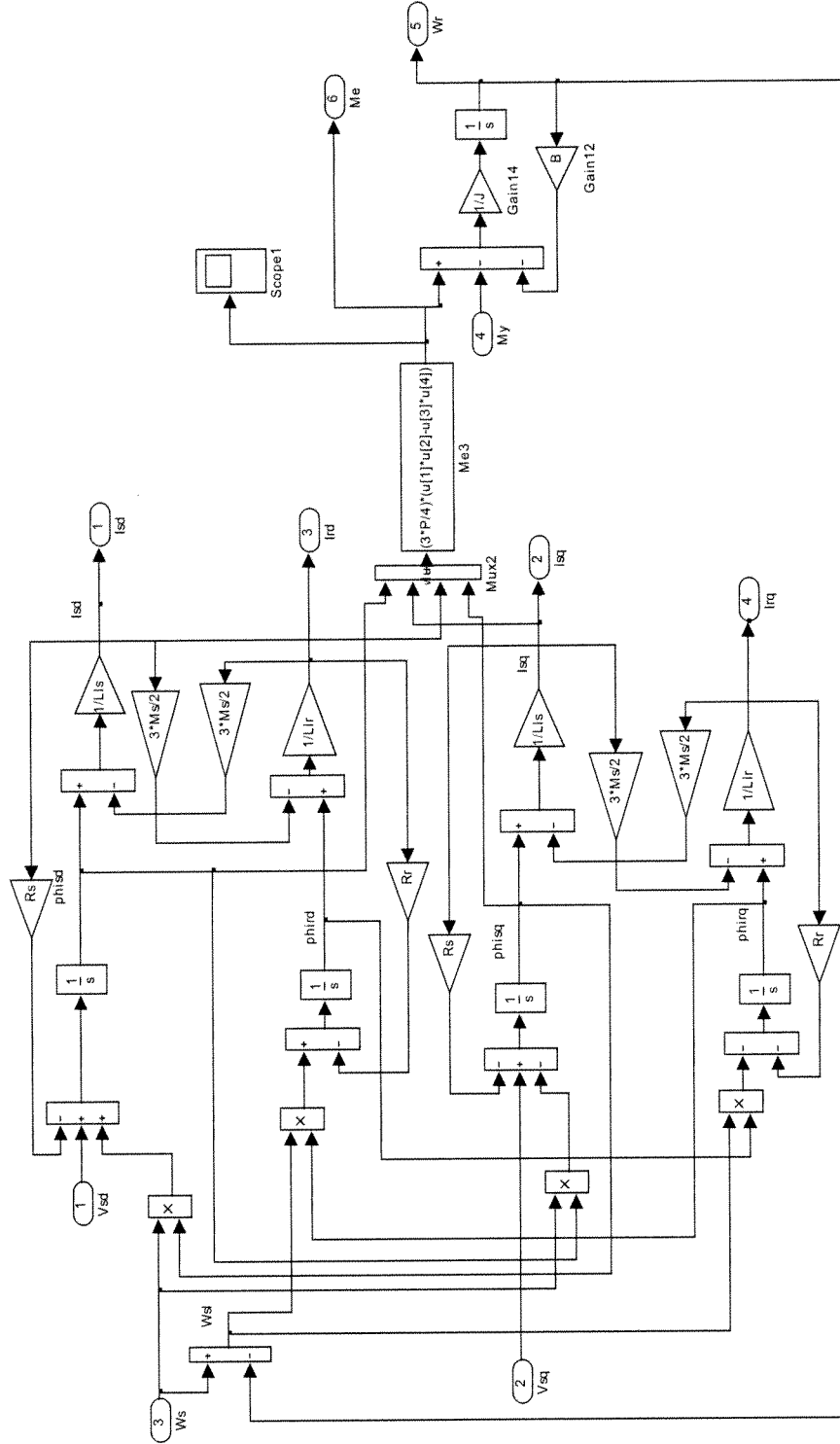
$$L_{lr}=0.72073 \text{ H}$$

$$R_r=4.85 \text{ Ohm}$$

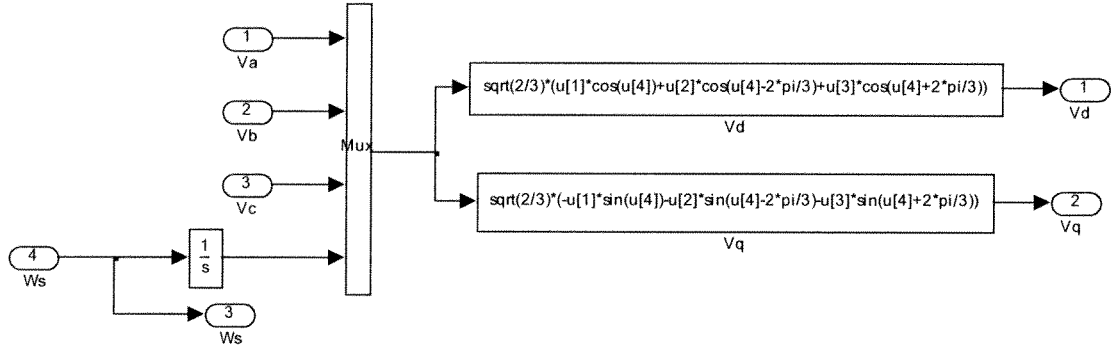
$$J=0.00732 \text{ Kg. m}^2$$

$$B=0.00154 \text{ Nm sn/rad}$$

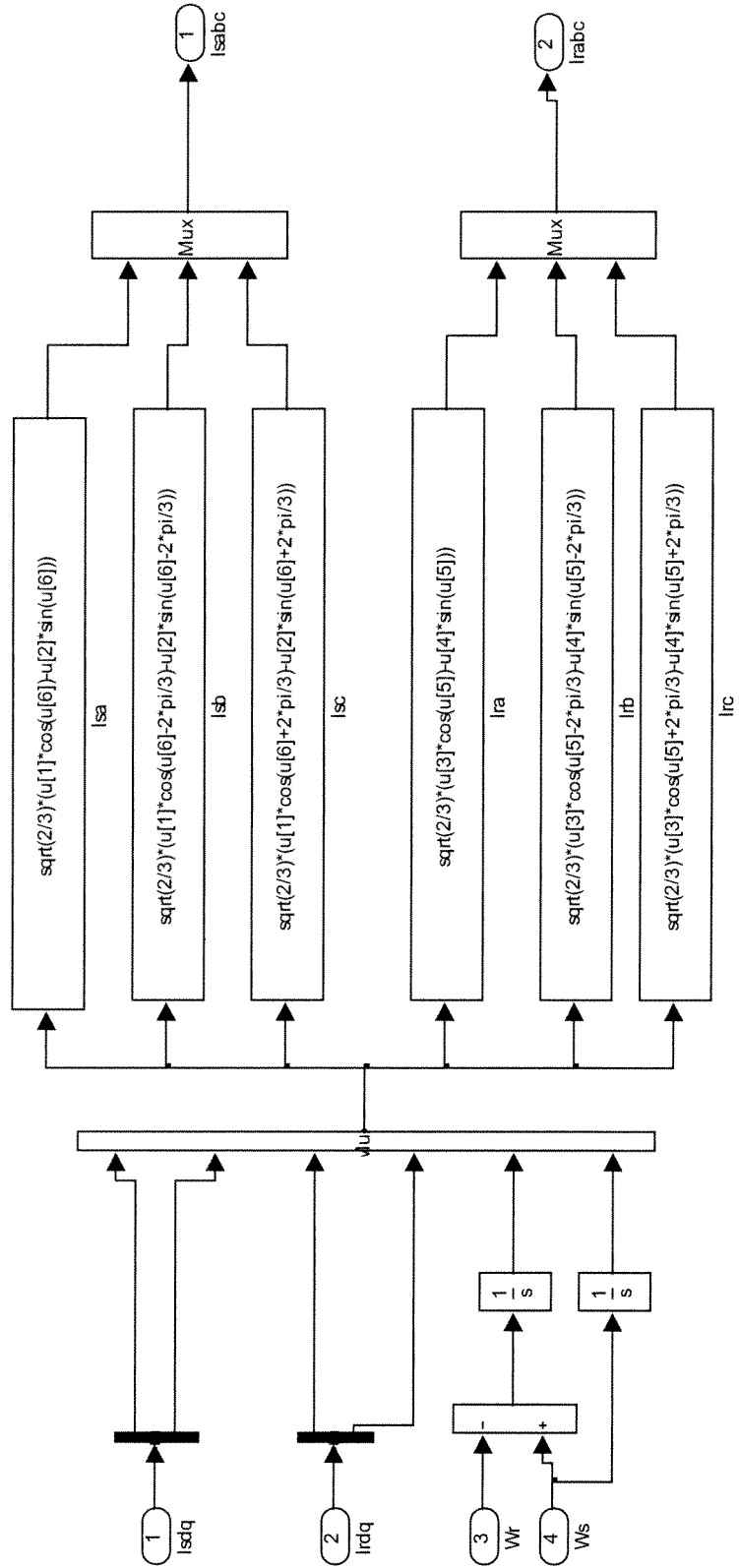
EK2. Asenkron Motorun d-q Modeline Dayalı Simulink Benzetimine Ait Blok Diyagramı



Ek Şekil 2.1. Asenkron Motorun d-q Modeline Dayalı Simulink Benzetimine Ait Blok Diyagramı

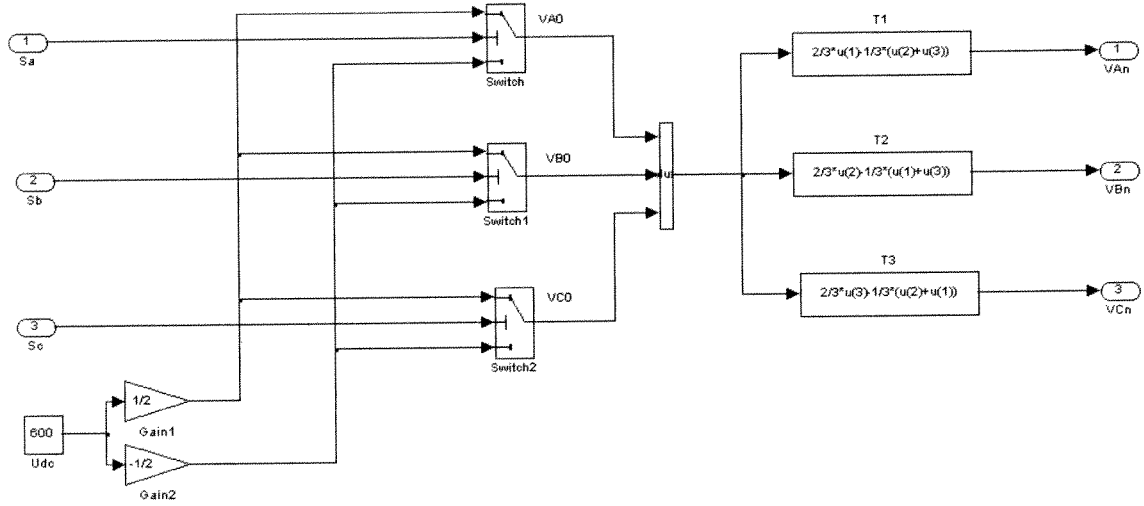


Ek Şekil 2.2 Gerilimlerin abc eksen takımından d-q eksen takımına dönüşüm blok diyagramı

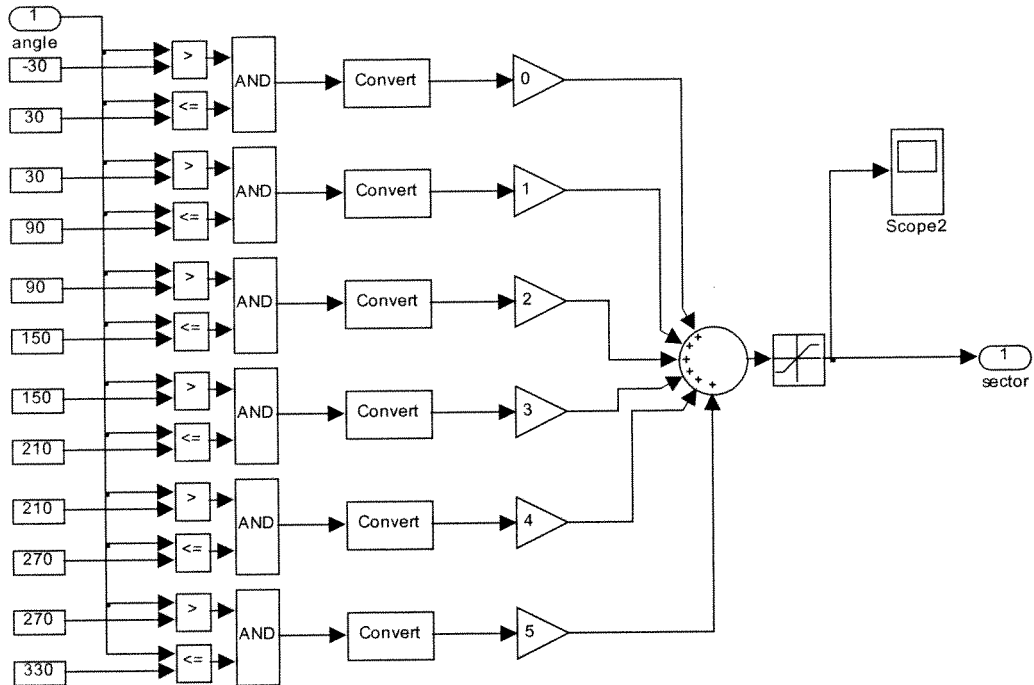


Ek Şekil 2.3 d-q eksen takımındaki stator ve rotor akımlarının abc eksen takımına dönüştürme blok diyagramı

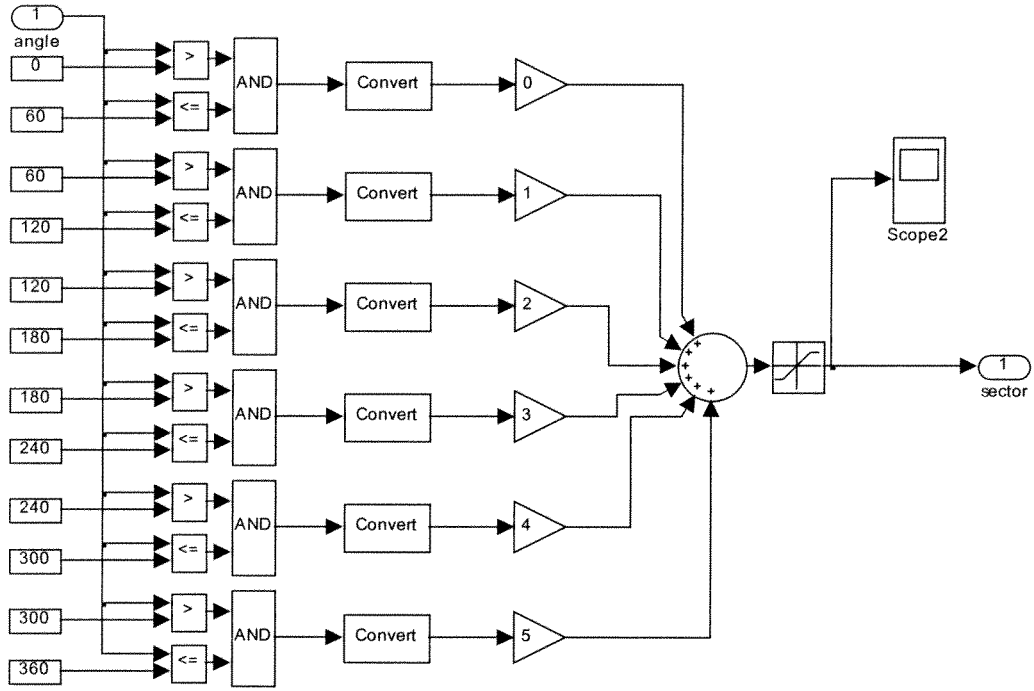
EK3. Doğrudan Moment Kontrol Yönteminin Benzetim Modeline Ait Blok Diyagramları



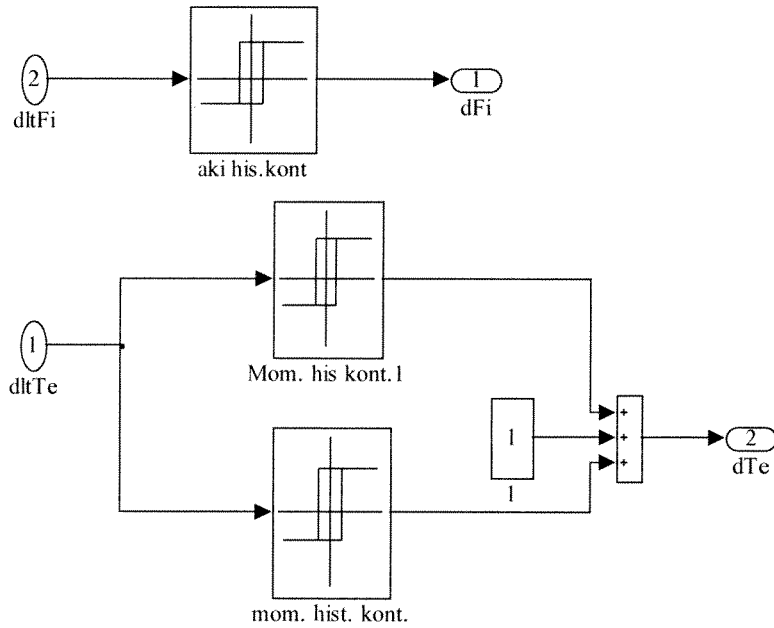
Ek Şekil 3.1. Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici bloğu



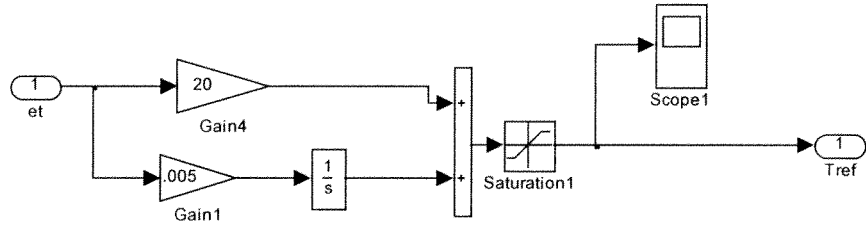
Ek Şekil 3.2. Dairesel akı vektörünün konumu için sektör belirleme bloğu



Ek Şekil 3.3. Altıgen akı vektörünün konumu için sektör belirleme bloğu



Ek Şekil 3.4. DTC yöntemi gerilim modelinde akı ve moment histeresis kontrol blokları



Ek Şekil 3.5. PI kontrolör bloğu

ÖZGEÇMİŞ

01.03.1983 tarihinde Konya Karapınar’da doğdu. İlkokulu, Kocaeli Vezirçiftliği İlkokulu’nda, lise eğitimini ise Konya Meram Endüstri Meslek Lisesi’nde tamamladı. 2001 yılında Dicle Üniversitesi Batman Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümünü kazandı. 2005 yılında lisans eğitimini tamamladı. 2007 yılında Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı Yüksek Lisans programına kayıt oldu.