

154503

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ASENKRON MAKİNANIN DOĞRUDAN MOMENT
KONTROLÜNDE İNVERTER ANAHTARLAMA
FREKANSININ İNCELENMESİ

Elektrik Müh. A. Nuri ÖZCİVAN

FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Kontrol ve Otomasyon Programında
Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Doç. Dr. M. Hadi SARUL

Prof. Dr. Hacı BODUR

Doç. Dr. Herman SEDEF

İSTANBUL, 2004

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ	v
KISALTMA LİSTESİ	vii
ŞEKİL LİSTESİ	viii
ÖNSÖZ	x
ÖZET	xi
ABSTRACT	xii
1. GİRİŞ	1
2. ASENKRON MOTORLAR	4
2.1 Asenkron Motorların Yapısı ve Çalışma Prensipleri	4
2.2 Asenkron Makinanın Eşdeğer Devresi ve Moment	5
2.3 Asenkron Makine Üç Faz Modeli	7
2.4 Asenkron Motorun Modellenmesi	7
2.5 Asenkron Motor Büyüklüklerinin Eksen Sistemlerindeki İfadeleri	10
2.5.1 Uzay Vektörlerinin Tanımı ve Prensipleri	10
2.6 Uzay Vektör Kavramı	11
2.6.1 Asenkron Motorların Vektör Kontrolü	12
2.6.1.1 Asenkron Motor Büyüklüklerinin Uzay Vektörleri ile Gösterilmesi	12
2.6.2 Stator Akımı Ve Geriliminin (sD,sQ) Eksen Sistemindeki İfadeleri	16
2.6.3 Stator Akım ve Geriliminin Statora İndirgenmiş (d-q) Eksen Takımındaki İfadeleri ..	17
2.6.4 Rotor Hızında Dönen (rd, rβ) Eksen Takımından Statora İndirgenmiş (rd,rq) Eksen Takımına Dönüşüm	18
2.6.5 Stator Büyüklükleri Uzay Fazörlerinin wg Hızında Dönen (X,Y) Eksen Sistemindeki İfadeleri	19
2.7 Asenkron Makinanın (d,q) Modeline Karşılık Gelen Eşdeğer Devresi	20
3. ASENKRON MOTORLARDA HIZ KONTROL YÖNTEMLERİ	22
3.1 Giriş	22
3.2 Asenkron Motorlarda Hız Kontrol Yöntemleri	23
3.3 Asenkron Motorlarda Kullanılan Hız Kontrol Yöntemlerinin Karşılaştırılması ..	23
3.4 Asenkron Motor Kontrolünde Kullanılan Yeni Yöntemler	25
3.5 Asenkron Makinelerde Algılayıcısız Kontrol Uygulamaları	27
3.6 Asenkron Motorlarda Vektör Kontrolün Tanımı Ve Asenkron Motor Büyüklüklerinin Uzay Vektörleri ile Gösterimi	27
3.7 Elektro Manyetik Moment Üretimi	28
3.8 Rotor, Stator ve Mıknatıslanma Akısı Alan Yönlendirmesi Kontrol Özellikleri ..	31

4.	ASENKRON MOTORLARDA DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ	34
4.1	Doğrudan Moment Kontrolü	34
4.2	Uzay Vektör PWM	35
4.2.1	Sinüsoidal PWM (SPWM)	35
4.2.2	Uzay Vektör Modülasyonlu PWM (SVPWM).....	35
4.3	Gerilim Beslemeli PWM İnverter Sistemi.....	36
4.4	Doğrudan Moment Kontrolünün Prensipleri	42
4.4.1	Stator Akısı Uzay Vektörünün Bulunduğu Bölge'nin Hesabı.....	45
4.5	Temel DTC Sürücü Sistemi.....	46
4.5.1	Optimum Anahtarlama Vektörünün Seçimi	46
4.5.2	DTC Sürücüsü Blok Diyagramı	48
5.	DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜNDE ANAHTARLAMA FREKANSININ İNCELENMESİ	49
5.1	Giriş	49
5.2	Anahtarlama Frekansının DTC üzerindeki etkileri.....	49
5.2.1	DTC Kontrolünün Yapısı ve Bazı Özellikleri	49
5.2.2	Histeresis Bandların Anahtarlama Frekansına Etkileri.....	50
5.2.3	Anahtarlama Frekansını Etkileyen Diğer Koşullar.....	51
5.3	Anahtarlama Frekansı ve Histeresis Bandların Etkisi için Geliştirilen Yöntemler.....	51
5.3.1	Anahtarlama Frekansının Sabit Tutularak Moment Dalgalanmasının En Aza İndirgenmesi	52
5.3.1.1	Eşitliklerin Çıkartılması.....	52
5.3.1.2	Moment Dalgalanmasını Azaltma Yönteminin Algoritması.....	54
5.3.1.3	Minimum Moment Dalgalanması için Sistemin Çalışması.....	55
5.3.1.4	Sistemin Anahtarlama Frekansı	56
5.3.1.5	Sistemin Gerçeklenmesi	56
5.3.2	Değişken Büyüklüklü Akı ve Moment Histeresis Bandlarının Kullanılması.....	56
5.3.2.1	Eşitliklerin Çıkartılması.....	57
5.3.2.2	Moment ve Akı Histeresis Bandlarının Grafikleri.....	58
5.3.2.3	Sistemin Algoritması	58
5.3.2.4	Sistemin Gerçeklenmesi	59
5.3.3	Optimum Moment Dalgalanması ve Sabit Anahtarlama Frekansı DTC Yöntemi	60
5.3.3.1	Eşitliklerin Çıkartılması.....	61
5.3.3.2	Sabit Anahtarlama Frekansında Minimum Moment Dalgalanması Stratejisinin İşleyiş Algoritması.....	61
5.3.3.3	Sistemin Tasarlanması	61
5.3.3.4	Sistemin Anahtarlama Frekansı	62
5.3.4	İnverter Anahtarlama Frekansının Histeresis Bandları ve Makine Parametrelerine Bağlı Olarak Analizi	62
5.3.4.1	Eşitliklerin Çıkartılması.....	63
5.3.4.2	İşleyiş Algoritması.....	63
5.3.4.3	Histeresis Kontrolörleri Tarafından Üretilen Dalga Şekilleri.....	63
5.3.4.4	Moment Histeresis Bandının Yol Açtığı Anahtarlama Frekansının Hesabı.....	66
5.3.4.5	Akı Eğimi Hesabı	67
5.3.4.6	Akı Histeresis Bandı ve Anahtarlama Frekansı.....	68
5.3.4.7	Toplam İnverter Anahtarlama Frekansı.....	69
5.3.4.8	Toplam Harmonik Distorsiyonu (THD).....	69

6.	SİMÜLASYON SONUÇLARI	70
6.1	Asenkron Motorun Geleneksel DTC ile Simülasyonu	70
6.2	Akı Yapım Modlu DTC Sonuçları	73
6.3	DTC Algoritmasında P ve PI Denetleyici Kullanıldığında Elde Edilen Hız ve Moment Cevabı	74
6.4	Moment Eğimi Değişim Sonuçları	76
7.	SONUÇ VE ÖNERİLER.....	78
KAYNAKLAR.....		80
EKLER		82
Ek 1	MATLAB ortamında hazırlanan simülasyon yazılımı.....	83
ÖZGEÇMİŞ.....		88

SİMGE LİSTESİ

α	Dönüşüm operatörü
α_n	Moment histeresis band genişliği
β	Akı histeresis band genişliği
$d\psi_s$	Akı histerezis denetleyici çıkışı
dt_e	Moment histerezis denetleyici çıkışı
f_{sT}	Moment histeresis bandı anahtarlama frekansı
$f_{s\psi}$	Akı histeresis bandı anahtarlama frekansı
f_1	Momentin artan eğimi
f_2	Momentin azalan eğimi
f_{sw}	Ortalama anahtarlama frekansı
f_{s^*w}	Akı histeresis kontrolörü anahtarlama frekansı referansı
f_s	Stator gerilimi frekansı
f_t	Moment histeresis bandı tarafından oluşturulan anahtarlama frekansı
f_ψ	Akı histeresis bandı tarafından oluşturulan anahtarlama frekansı
h_1	Histeresis band aralığında artan moment
h_2	Histeresis band aralığında azalan moment
$\bar{i}_r$	Rotor akımı uzay fazörü
I_1	Motor beslenme akımı
I_2	Endüklenen gerilimin oluşturduğu akım
$\bar{i}_{sa,b,c}$	a, b ve c faz akımları
$\bar{i}_{ra,b,c}$	Rotor a, b ve c faz akımları
i_r	Rotor akımları uzay fazörü
isD	Sabit stator referans ekseninde akımın reel bileşeni
isQ	Sabit stator referans ekseninde akımın imajiner bileşeni
I	Birim matris
L_s	Stator endüktansı
L_r	Rotor endüktansı
L_{rl}	Rotor sargısı kaçak endüktansı
L_{rm}	Rotor mıknatıslanma endüktansı
$\Psi_{sa,b,c}$	Stator a, b ve c faz akıları
Ψ_f	Uyarma akısı
Ψ_s	Stator akısı
M_s	Karşılıklı endüktans
N_{re}	Rotor sarım sayısı
N_{se}	Rotor sarım sayısı
N_ψ	Akı histeresis bandının yol açtığı anahtarlama sayısı
N_T	Moment histeresis bandının yol açtığı anahtarlama sayısı
n	Devir sayısı, motor devir sayısı
n_s	Senkron hız
n_r	Rotor hızı
P	Kutup sayısı
P_s	Stator akısı uzay vektörünün bulunduğu bölge
P_{mek}	Motor mekanik enerjisi
P_s	Stator ani gücü
P_r	Rotor ani gücü
p	Türev operatörü
R_s	Stator direnci
R_r	Rotor direnci

S	Kayma
$S_{a,b,c}$	Üç fazlı inverterin a, b, c fazlarına ait anahtarlama sinyalleri
t	Zaman, moment
T_e^*	Referans moment
T_{sp}	Örnekleme periyodu
t_s	Aktif gerilim vektöründen sıfır gerilim vektörüne geçiş anı
T_e	Elektromanyetik moment
T_d	Döndürme momenti
ΔT_e	Moment değişimi
τ	Zaman sabiti
T_{e_cal}	Tahmin edilen moment
$U_{1,s}$	Stator gerilimi
$\bar{V}_{sk}$	Stator gerilim vektörü
V_{dc}	İnverter dc hat gerilimi
$\bar{V}_{ref}$	Referans gerilim vektörü
$\bar{V}_k$	Seçilen gerilim vektörü
V_{sD}	Sabit stator referans ekseninde gerilimin reel bileşeni
V_{sQ}	Sabit stator referans ekseninde gerilimin imajiner bileşeni
$\bar{v}_0$ ve $\bar{v}_7$	Sıfır gerilim vektörleri
$\bar{v}_1, \dots, \bar{v}_6$	Aktif gerilim vektörleri
θ	sD eksenini referans alınarak stator çevresinde ölçülen açı
θ_r	Stator ile rotor manyetik eksenleri arasındaki açı
ω_m	Rotor açısal hızı
ω_s	Senkron açısal hız

KISALTMA LİSTESİ

DTC	Doğrudan Moment Kontrolü
FOC	Alan Yönlendirmeli Kontrol
DSP	Sayısal İşaret İşleyici
AC	Alternatif Akım
DC	Doğru Akım
THD	Toplam Harmonik Distorsiyonu
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
PWM	Genişlik Darbe Modülasyonu
GND	Toprak
SVM	Uzay Vektör Modülasyonu
SVPWM	Sinüsoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
ASM	Asenkron Motor



Şekil 2.1	Asenkron makinanın primere indirgenmiş eşdeğer devresi ($E_1 = E_2'$)	5
Şekil 2.2	Asenkron makinanın çalışma bölgeleri	5
Şekil 2.3	Asenkron makinanın değişik büyüklüklerinin hıza bağlı değişimi	6
Şekil 2.4	Simetrik 3 fazlı asenkron makinenin enine kesiti	7
Şekil 2.5	Eksen dönüşümünün gösterimi	11
Şekil 2.6	Akım vektörünün gösterimi	15
Şekil 2.7	Stator akımı uzay fazörünün dönüşümü	17
Şekil 2.8	Rotor akımı uzay fazörünün görüntüsü	18
Şekil 2.9	ω_g hızıyla dönen (x,y) eksen sisteminde rotor akımı uzay vektörü	19
Şekil 3.1	Asenkron motor kontrol sürücülerinin sınıflandırılması	22
Şekil 4.1	Temel DTC sürücüsü blok diyagramı	34
Şekil 4.2	SPWM ve SVPWM karşılaştırılması	36
Şekil 4.3	Gerilim beslemeli IGBT'li inverter ve eşdeğeri	37
Şekil 4.4	VSI inverterde anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri	38
Şekil 4.5	VSI'da gerilim vektörlerinin sabit eksendeki konumları ve oluşan bölgeler	39
Şekil 4.6	SVM ile üretilen referans gerilim vektörü	40
Şekil 4.7	Referans gerilim vektörü açısının $0 < \theta < 60$ olması durumunda, üretilen anahtarlama dizini	41
Şekil 4.8	Sabit eksen takımında, stator ve rotor akıları ile stator akımı vektörleri	43
Şekil 4.9	Stator akısı kontrolü	44
Şekil 4.10	Stator akısı a) 1. bölgede ve b) 2. bölgede iken, gerilim vektörlerinin stator akısı ve momente etkisi	45
Şekil 4.11	Temel DTC sürücüsü blok diyagramı	48
Şekil 5.1	DTC algoritması tarafından üretilen moment dalgalanması eğimleri	54
Şekil 5.2	Dalgalanma azaltma tekniğinin uygulanması	55
Şekil 5.3	Anahtarlama frekansının histeresis band aralığı - motor hızı grafikleri	58
Şekil 5.4	Akı Histeresis Kontrolörü ile Anahtarlama Frekansının Yeniden Düzenlenmesi	59
Şekil 5.5	Anahtarlama frekansı referans değerine göre düzenlenen DTC	60
Şekil 5.6	DTC ile kontrol edilen asenkron makinenin moment dalgalanma karakteristiği	63
Şekil 5.7	Seçilen gerilim vektörüne göre momentin değişimi a) V_2 için b) V_3 için	65
Şekil 5.8	Histeresis kontrolörün moment referansı civarında moment dalgalanması	66
Şekil 6.1	Asenkron Motor'un DTC ile kontrolünde moment, stator akısının mutlak değeri, bölge stator gerilim vektörü ve motor hızı değişimleri	70
Şekil 6.2	Asenkron motorun DTC ile kontrolünde sabit moment referansı için sD ekseninde stator akımı ile sD ve sQ ekseninde stator akısı değişimi ve motora uygulanan VsD gerilimi	71
Şekil 6.3	DTC' de stator akısının değişimi	72
Şekil 6.4	DTC' de rotor akısının değişimi	72
Şekil 6.6	Asenkron motorun DTC ile kontrolünde akı yapım modu kullanıldığında elde edilen moment, mutlak akı, hız ve akım sonuçları	74
Şekil 6.7	DTC algoritmasında P denetleyici kullanıldığında elde edilen moment ve hız cevabı simülasyon sonuçları ($n_{ref}=400d/d$)	75
Şekil 6.8	DTC algoritmasında PI denetleyici kullanıldığında elde edilen moment ve hız cevabı simülasyon sonuçları ($n_{ref}=400d/d$)	75
Şekil 6.9	Geleneksel DTC'de h_a , h_b , h_c moment eğimleri ve hızın değişimi ($T_{e_ref}=2$)	76
Şekil 6.10	Geleneksel DTC' de akı ve eğimin toplam değişimi	77
Şekil 6.11	$T_{e_ref}=3$ için h_a , h_b ve h_c eğimlerinin şekilleri	77

ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 4.1 Anahtarlama durumlarına göre iki eksendeki gerilimler	39
Çizelge 4.2 Geleneksel DTC de kullanılan anahtarlama durumları	46
Çizelge 6.1 Similasyonda kullanılan motorun parametreleri	70



ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanmasında çok emeği geçen başta tez danışmanım Sayın Doç. Dr. M. Hadi Sarul'a, ve; ilgi ve alakasını hiçbir zaman esirgemeyen, bunun yanında daha önce yaptığı benzetim çalışmalarını ve deneysel kontrol sistemini kullanmamı sağlayan ve tezin her aşamasında maddi manevi cömert katkılarını devamlı hissettiğim Sayın Yrd. Doç. Dr. A. Faruk Bakan'a ve son olarak laboratuarda tez boyunca bana katlanan ve muhabbetlerini eksik etmeyen Sayın Arş. Gr. İsmail Aksoy ve Sayın Arş. Gör. Burak Akın olmak üzere Güç Elektroniği Laboratuvarındaki tüm hocalarımıza teşekkürü bir borç bilir, saygılarımı sunarım.

ÖZET

1980'li yıllarda ortaya çıkan Doğrudan Moment Kontrolü (DTC) günümüze kadar asenkron makineler üzerinde birçok çalışmada incelenmiş, geçici ve sürekli hal cevapları iyileştirilmeye çalışılmıştır. DTC; hızlı moment cevabı, makine parametrelerine dayanıklılığı ve kolay uygulanabilirliği ile diğer vektör kontrollü yöntemlerden ayrılır. Yöntemin uygulamasında stator akımının bulunduğu bölge, akı ve moment hatasının tespiti yeterlidir. Bölge, moment hatası, akı hatası değerlerine göre uygulanması gereken gerilim vektörü DTC tablosu kullanılarak seçilir. Stator akısı ve moment cevabı seçilen gerilim vektörüne göre şekillenir ve böylece kontrol sağlanır.

Moment ve akı hataları histeresis karşılaştırmalarda değerlendirilir. Kullanılan histeresis bandların geniş veya dar olması anahtarlama frekansını etkiler. Histeresis bandlarda taşma veya inverterde aşırı anahtarlama engellemenin için anahtarlama frekansının sabitlenmesi veya düşürülmesi istenir. Anahtarlama frekansının sabitlenmesi veya düşürülmesi için birçok yöntem vardır. Bu yöntemlerin uygulanabilmeleri için temel asenkron motor eşitlikleri, seçilen gerilim vektörüne karşılık gelen moment cevapları ve ortalama ve anlık anahtarlama frekansı bilinmelidir. Kullanılan eşitlikler yardımı ile asenkron motorun DTC ile kontrolünde anahtarlama frekansı etkisi incelenebilir ve geliştirilebilir.

Başta asenkron motorların temel eşitlikleri elde edilmiş, daha sonra iki fazda çalışma yapabilmek için uzay vektör kavramı ve alan yönlendirme metodları üzerinde durulmuştur. Doğrudan moment kontrolünün genel prensipleri ve uygulama şekillerinin açıklanmasından sonra anahtarlama frekansının incelenmesi için gerekli eşitlikler elde edilmiştir.

Doğrudan moment kontrolünün geleneksel yapısı MATLAB yazılımı ile oluşturulmuş, PI kontrolörlerle desteklenerek çıkış cevaplarında elde edilen gelişme gösterilmiştir. Anahtarlama frekansı eşitlikleri incelenerek bunlara ait kontrol blok diyagramları verilmiş, bunlara ait çıkış sonuçları elde edilmiştir.

Anahtar kelimeler: Doğrudan moment kontrolü, asenkron motor, histeresis bandlar, inverter anahtarlama frekansı.

ABSTRACT

Direct Torque Control method which is established since 1980's is investigated in so many studies in which their transient and steady state responses are tried to make better. Quick torque response, robustness to machine parameters and easy implementation make it different from other vector controlled techniques. For implementation the sector of stator flux, torque variation and flux variation are enough. Sector, torque variation and flux variation are used to find appropriate voltage vector which is based on DTC table. Stator flux and torque responses emerge according to the voltage vector chosen; and so the control is achieved.

Torque and flux variations are evaluated in hysteresis controllers. The hysteresis bands which are large or narrow, affects the switching frequency. To prevent the overshoot or undershoot of the hysteresis controllers or to prevent the excessive switching of inverter, making constant switching frequency or reducing switching frequency is used. There are various methods to make switching frequency constant or reduce. For implementation aspects, basic induction machine equations, the torque responses according to the chosen voltage vector and instantaneous and rms torque equations should be known. By the help of equations switching frequency effects in direct torque control of induction machine can be researched and developed.

First, basic equations of induction machines are derived, than space vector procedures and field orientation methods are investigated. Basic principles of direct torque control and their application procedures are explained after which needed equations are derived to make analysis on switching frequency.

The traditional structure of direct torque control is established by MATLAB software environment which is also improved with PI controllers and the improvement is figured with output responses. The equations which effects switching frequency are investigated and their block diagrams are shown in figures and also their output responses are given.

Keywords: Direct torque control, induction motor, hysteresis bands, inverter switching frequency.

1. GİRİŞ

Skaler kontrol yöntemlerinin kullanılması ile elde edilen değişken hızlı asenkron motor sürücü performansları doğru akım motorlu sürücülerden elde edilen performansa ulaşamamaktadır. Bu durumun iyileştirilebilmesi için moment bileşenlerinin ayrı ayrı kontrol edildiği kontrol yöntemlerine gereksinim vardır. Bu amaç için asenkron makinalarda vektör kontrol yöntemleri geliştirilmiştir.

Asenkron motorlarda en büyük problem denklem takımı çözümlerinin bilinen analitik çözüm yöntemleri ile çözülemiyor olmasıdır. Bunun sebebi, asenkron motorun durum denklemlerinde durum değişkeni olan akı bileşenleri ve hızın çarpımlarının doğrusal olmayan bir yapı ortaya çıkarmasıdır. Bunun yanında, eşitliklerde, durum değişkenlerinin değerinin kendisi dâhil tüm durum değişkenlerine bağlı olduğu görülmektedir. Bu yüksek oranlı birbirine bağımlı olma durumu sistem çözümlerinin oldukça karışık olması sonucunu doğurmaktadır. Ayrıca, hızın nominal hızın 2-3 katına çıktığı özel uygulamalarda bu çalışma bölgeleri çok farklı özellikler göstermektedir. Motor hızı sıfıra yaklaştığında ise akım ve akı bileşenleri de hızdan bağımsız hale gelmektedir. Ayrıca bileşenlerin birbirine bağımlılığı da yok olmakta ve sabit iki eksen takımı eşitlikleri iki bağımsız denklem takımı haline gelmektedir. Hızın sıfıra yakın olması eksen takımı arasındaki dönüşüm açısının belirlenmesinde de etkili olmaktadır. Eksenler arası dönüşüm açısının dinamikleri ve sistem doğal frekansları çok yüksek bir değere ulaşmaktadır. Bu açının ani değişimleri ise motorun ürettiği momentin değerinin ve daha önemlisi yönünün büyük bir hızla değişmesine yol açmaktadır (Şahin, 1997; Demirtaş, 2002).

DC motorlu tahrik sistemlerinin sahip olduğu yüksek dinamik performansın kalitesi DC motorun rotor ve alan devresinin manyetik olarak ayrı olmasından kaynaklanmaktadır. Yani alan devresi ile rotor devresi arasında manyetik ilişki yoktur. AC motorlarda da DC motorlarda olduğu gibi moment oluşumu akım ve akının karşılıklı etkileşimi sonucunda oluşur. Ancak AC makinalarda akımın moment ve akı üreten bileşenleri kolaylıkla ayıramaz. Vektör kontrolünün temel prensibi moment ve akı üretimini üstlenen akımın bileşenlerine ayrılmasına ve bunların bağımsız olarak kontrol edilmesine dayanır (Sarul, 2002).

Asenkron makinelerin kontrolü için birçok kontrol tekniği geliştirilmiştir. Bu kontrol teknikleri arasında yer alan Doğrudan Moment Kontrolü (Direct Torque Control-DTC) yöntemi kullanışlı ve uygulaması kolay bir metoddur. Bu kontrol yöntemi Alan Yönlendirmeli Kontrol (Field Oriented Control-FOC) ve Doğrudan Kendinden Kontrol

(Direct Self Control-DSC) yöntemlerinin birleşiminden oluşmaktadır. DTC yöntemi akı ve moment tahmin metoduna göre hız sensörlü veya hız sensörsüz uygulanabilir (Faiz ve Sharifian,2001).

DTC yöntemi 1980'lerin başından itibaren AC sürücü uygulamalarında hızlı moment cevabı, makine parametrelerine dayanıklılık ve hız sensörü gerektirmemesi gibi özelliklerinden dolayı kullanılmaya başlanmıştır (Takahashi ve Noguchi, 1986; Depenbrock, 1988). DTC kontrolörünün yapısı basit olarak iki adet histeresis kontrolör, akı ve moment tahmin edici, gerilim vektörü seçici, inverter ve asenkron motordan ibarettir (Idris ve Yatim, 2000). Bu basit yapısına rağmen DTC yöntemi DC motor kontrolü veya FOC kontrollü makinalarla karşılaştırıldığında bazı çalışma durumlarında daha iyi sonuçlar verebilmektedir (Idris ve Yatim, 2000). Moment ve akı, moment ve akı histeresis bandları ile bağımsız olarak düzenlenebilmektedir. Gerilim vektörleri bu moment ve akı histeresis karşılaştırıcıların çıkışlarına göre seçilmektedir (Idris ve Yatim, 2000).

Asenkron makinaların DTC ile kontrolünde en sık rastlanan olumsuzluk inverter anahtarlama frekansının değişken olmasıdır. Değişken anahtarlama frekansı inverterin kapasitesinin tam olarak kullanılamamasına sebep olur. Moment histeresis bandları sabit olarak seçildiğinde band genişliği anahtarlama elemanlarının ısıl değerlerini aşmayacak şekilde en kötü çalışma şartı için seçileceğinden diğer çalışma şartları da band genişliklerinden etkilenir. Özellikle düşük hız bölgesinde artan eğimli moment değişimi çok büyük değerler alır. Bu durum histeresis bandda taşmalara neden olur. Böyle bir durum hassas moment kontrolü istenen uygulamalar için istenmez (Idris ve Yatim, 2000, 2001).

Yukarıda anlatılan sebeplerden ötürü asenkron motorun DTC yöntemi ile kontrolünde son yılların aktif araştırma konularından biri de inverter anahtarlama frekansının sisteme etkilerinin incelenmesi, inverter anahtarlama frekansının düşürülmesi ve/veya inverter anahtarlama frekansının sabitlenmeye çalışılması oluşturmaktadır.

Yukarıdaki açıklamalara göre geleneksel DTC yönteminin başlıca dezavantajları, yöntemin büyük oranda moment dalgalanmasına yol açması ve inverter anahtarlama frekansının moment ve akı histeresis band genişliğine göre değişiyor olmasıdır. Bu olumsuzlukların bir sonucu olarak inverterin çok fazla ilettime girip çıkarak aşırı anahtarlama önlemek için histeresis band yeterince büyük seçilmelidir. Bandın büyük seçilmesi ise aynı zamanda düşük hız bölgesinde büyük moment dalgalanması oluşmasına sebep olacaktır (Kang ve Sul, 1998).

Histeresis bandların genişliği temel olarak üç farklı etkiye yol açar, bunlardan birincisi

inverter anahtarlama performansının banddan fazlaca etkilemesi ve bunun doğal bir sonucu olarak güç elemanlarının anahtarlama frekansı ve ısınma problemi ile yakından ilgili olmasıdır. İkincisi histeresis bandların genişliği akı ve moment dalgalanmasında etkindir. Üçüncüsü ise akım harmoniklerinin bundan etkilenmesi ve toplam harmonik distorsiyonunun artmasıdır (Kang ve Sul, 1998).

Asenkron motorlarda histeresis bandlar sabit tutulsa bile inverter anahtarlama frekansı motor hızı, akı seviyesi, çıkış momenti değişimlerinden etkilenir. Bu etkiler ayrı ayrı analiz edilebilir (Kang ve Sul, 2001).

DTC de inverter anahtarlama frekansının iyileştirilmesi için birçok yöntem geliştirilmiştir. Bunlardan bir tanesi en az moment dalgalanmasını oluşturacak anahtarlama aralığının anlık moment eşitliğine bağlı olarak ortalama moment dalgalanması eşitliğinden çıkartılmasıdır. Buna bağlı olarak anahtarlama frekansı sabit tutularak moment dalgalanmasının azaltılması, böylece moment dalgalanması sağlanmasıdır (Kang ve Sul, 1998).

Ayrıca DTC de kullanılan histeresis bandların DTC kontrolü üzerindeki etkileri değişken histeresis band büyüklükleri kullanılarak da incelenebilir ve bununla kontrol sağlanabilir. Buna göre histeresis band kontrolörü ve anahtarlama frekansı üreticiden oluşan bir anahtarlama frekansı düzenleme metodu kullanılabilir. İnverter anahtarlama frekansı verilen referans frekansı izleyecek şekilde histeresis band genişliklerinin yeniden düzenlenmesi sağlanabilir. (Kang ve Sul, 1999)

Ayrıca akı histeresis bandlarının genişliği ve bu bandın anahtarlama frekansına etkisi de analiz edilebilir. Böylece toplam anahtarlama frekansını oluşturan f_i ve f_v anahtarlama frekansının toplamı ile toplam anahtarlama frekansına etkisi ayrı ayrı incelenmiş olur (Kang ve Sul, 1999). Sabit anahtarlama frekansı sağlanarak ve aynı zamanda en az moment dalgalanması oluşturan eşitlikler yardımı ile en uygun anahtarlama anı elde edilebilir. Elde edilen bu anahtarlama süresince aktif gerilim vektörü uygulanır ve periyodun kalan kısmında ise sıfır gerilim vektörü uygulanarak moment dalgalanması azaltılmaya çalışılır (Kang ve Sul, 1999-b). İnverter anahtarlama frekansı etkisi, histeresis bandların yanında makine parametrelerine bağlı olarak da incelenebilir. Buna göre moment ve akı histeresis band sınırında değişen artan ve azalan eğimler 3 parametreye bağlı olarak $h_{1,2} = h_a + h_b + h_c$ ifade edilebilir (Kang ve Sul, 2001). Anahtarlama frekansını etkileyen band genişliklerinin Toplam Harmonik Distorsiyonu (THD) na etkisi de ayrıca incelenebilir (Kang ve Sul, 2001).

2. ASENKRON MOTORLAR

2.1 Asenkron Motorların Yapısı ve Çalışma Prensibi

Üç fazlı asenkron motorlar, yapısının basitliği, ucuzluğu, dayanıklılığı ve bakım gerektirmemesi gibi özellikleri nedeni ile endüstride en çok kullanılan motorlar arasındadır. Yüksüz halden tam yüke kadar geniş bir aralıkta çalışan asenkron motorlar, yapı olarak iki farklı bölümden oluşurlar. Bunlardan birincisi sabit stator, ikincisi ise dönen rotordur. Asenkron motorlar rotor yapısı şekillerine göre sincap kafesli ve bilezikli tip olmak üzere ikiye ayrılır. Bilezikli makinelerin rotor devresi statora benzer şekilde düzgün dağılımlı sargılardan oluşurken sincap kafesli motorlarda ise rotor daha farklı bir yapıdadır. Sincap kafesli asenkron makinelerde rotor sargıları alüminyum bilezikle birbirine kısa devre edilmiş haldedir.

Yukarıda belirtilen avantajlarının yanında, asenkron makinelerin bazı dezavantajları da mevcuttur. Bunlardan birincisi makine hızının kaynak frekansına bağlı olarak belirlenmesidir. Asenkron motorun bu özelliği karakteristik diyagramı incelenince daha iyi anlaşılır.

Üç fazlı asenkron makinenin stator sargılarına uygulanan üç fazlı gerilim döner stator manyetik alanı oluşturur. Döner manyetik alan hızı makinenin kutup sayısına ve kaynak geriliminin frekansına bağlı olarak değişir. Döner alanın rotor çubuklarını kesmesi sonucu endüklenen gerilimler, rotor akımlarını meydana getirirler. Rotor akımı döner alandan oluştuğundan Lorentz kuvveti ile ifade etmek mümkündür. Lorentz kuvvetlerinin rotor çubuklarındaki toplamı moment oluşturur ve rotorun döner alan yönünde dönmesine sebep olur.

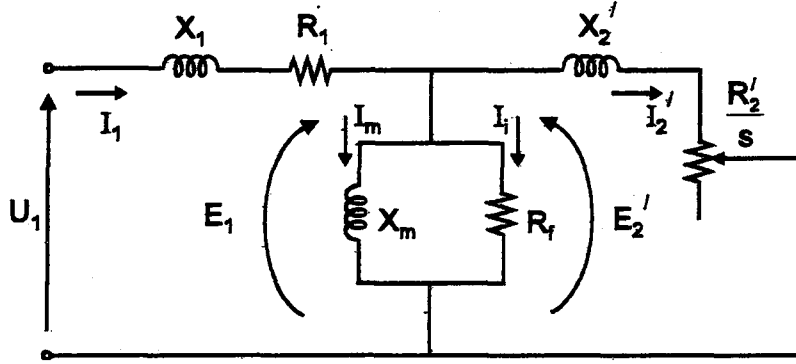
Rotorun devir sayısı (n_r) arttıkça, döner alanın rotor çubuklarını kesme hızı azalacağından rotor çubuklarında indüklenen emk ve dolayısıyla kısa devre çubuklarından geçen endüksiyon akımları azalır. Bunun sonucu olarak rotoru döndüren moment azalır. Motor boşta çalışırken rotorun devir sayısı senkron devir sayısına (döner alanın devrine) yaklaşır. Döner alanın devir sayısı (senkron devir) n_s ile rotor devir sayısı n_r arasındaki farka "Kayma Devir Sayısı" denir. Diğer bir ifade ile, rotor devrinin senkron devirden geri kalmasına "Kayma" denilmektedir. Kayma, senkron devir sayısına bağlı olarak,

$$s = \frac{n_s - n_r}{n_s} \quad (2.1)$$
$$n_r = (1 - s)n_s$$

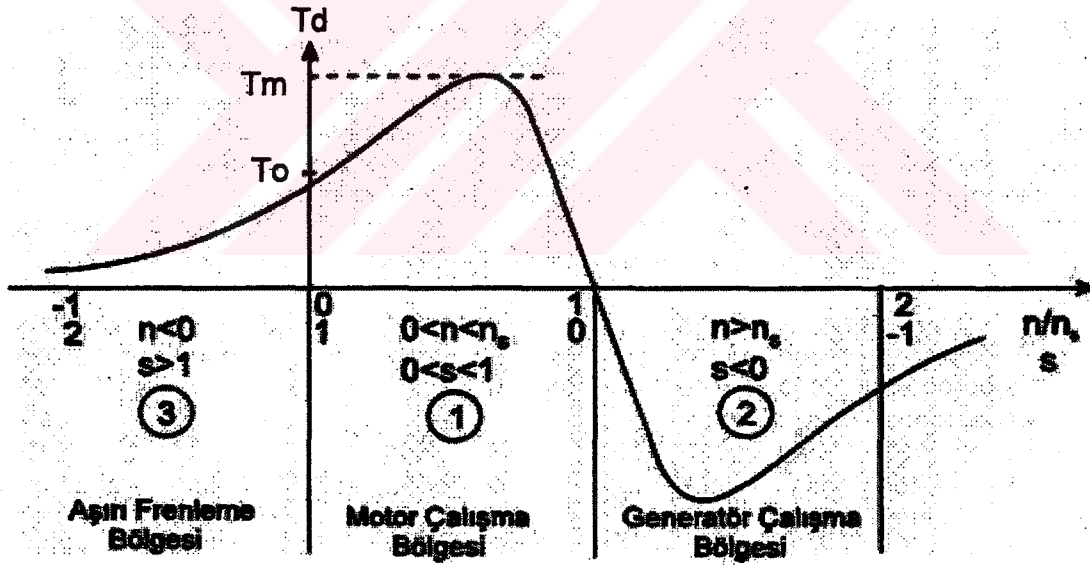
şeklinde yazılabilir.

2.2 Asenkron Makinanın Eşdeğer Devresi ve Moment

Asenkron makinanın eşdeğer devresi transformatöre çok benzer. Asenkron motorun primere indirgenmiş eşdeğer devresi Şekil 2.1 de verilmiştir “ ’ ” işareti, statora indirgenmiş rotor değerlerini gösterir (Bodur, 2002).



Şekil 2. 1 Asenkron makinanın primere indirgenmiş eşdeğer devresi ($E_1 = E_2'$).

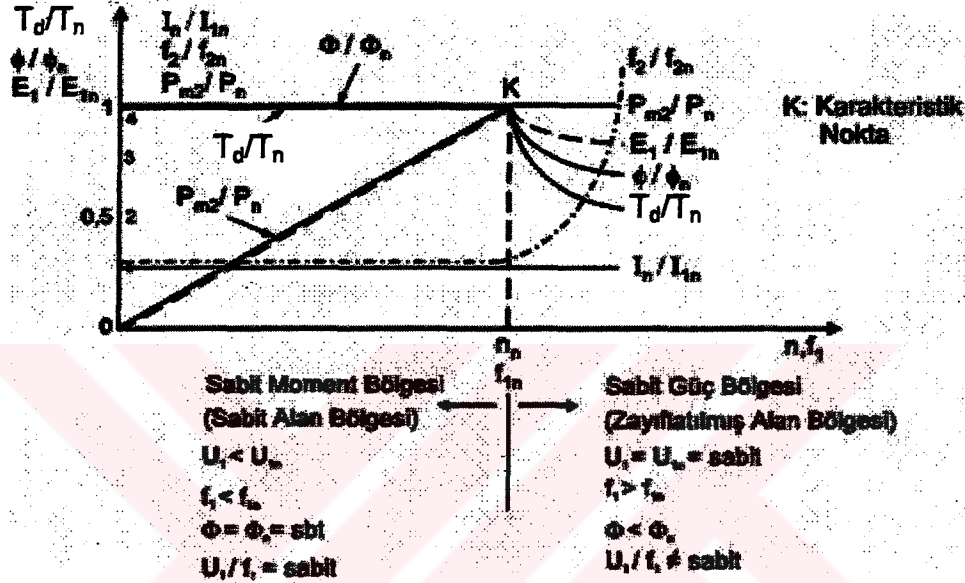


Şekil 2. 2 Asenkron makinanın çalışma bölgeleri

Asenkron makinanın çalışma bölgesi; motor çalışma bölgesi, generatör çalışma bölgesi, aşırı frenleme bölgesi olmak üzere başlıca üç bölgeye ayrılır.

Motor çalışma bölgesinde enerji akışı şebekeden motora doğru iken, generatör çalışma

bölgesinde enerji akışının yönü motordan şebekeye doğrudur. Bu çalışma bölgesine, geri besleme frenlemesi, regeneratif frenleme veya faydalı frenleme bölgesi de denilir. Bu durum ya devir sayısı yük tarafından zorla senkron devirin üzerine çıkarıldığında veya U_1 ve f_1 değerleri düşürüldüğünde oluşur ve dinamik enerji AC kaynağa geri verilir. Aşırı frenleme bölgesinde ise normal çalışmada herhangi iki fazın uçları değiştirildiğinde veya motor zorla ters döndürüldüğünde oluşur. Bu durumda geçebilecek aşırı akım sınırlanmalıdır. Şekil 2.2 de üç fazlı bir asenkron motor için hız-moment karakteristiği ve çalışma bölgeleri gösterilmiştir.



Şekil 2. 3 Asenkron makinenin değişik büyüklüklerinin hıza bağlı değişimi

Asenkron makinenin moment ifadesi

$$T_d = \frac{q_2 \cdot P}{\omega_s} \frac{R_r'}{s} \frac{U_s^2}{(R_s + R_r')^2 + (X_s + X_r')^2} \quad (2.2)$$

şeklinde elde edilebilir.

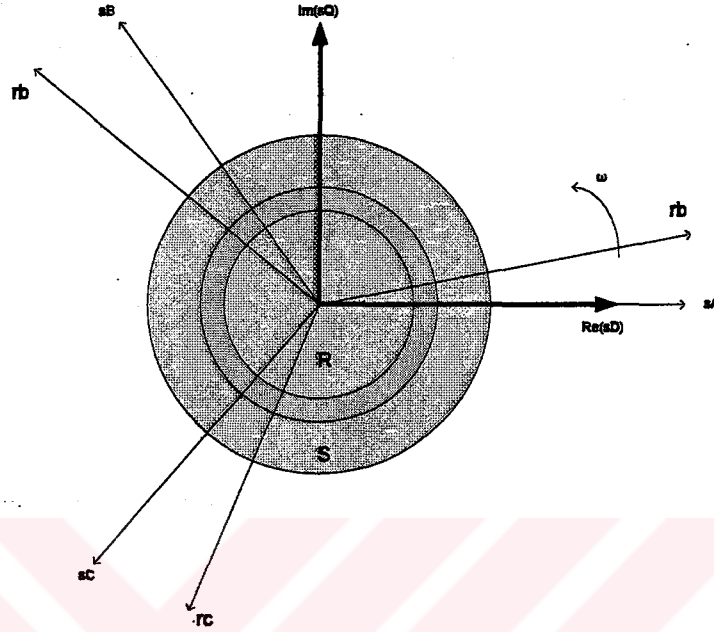
Yukarıdaki moment ifadesinin kaymaya göre türevinin sıfıra eşitlenmesi ile bulunan kayma değerinin moment ifadesinde yerine konulması ile bulunan maksimum moment,

$$T_m = \frac{q_2 \cdot P}{2 \cdot \omega_s} \frac{U_{s1}^2}{X_s + X_r'} \quad (2.3)$$

şeklinde elde edilir.

2.3 Asenkron Makine Üç Faz Modeli

Asenkron makinenin klasik üç faz modelinde yukarıdaki varsayımları da göz önüne alarak ilgili rotor ve stator değişkenleri kendi eksen takımlarında tanımlanmıştır. Şekil 2.4 te üç fazlı bir asenkron makinenin rotor ve stator sargılarıyla birlikte enine kesiti verilmiştir.



Şekil 2. 4 Simetrik 3 fazlı asenkron makinenin enine kesiti

2.4 Asenkron Motorun Modellenmesi

Genelde, bir sistemin matematiksel modeli, sistemin fiziksel davranışının benzetimini yapmak veya bir algoritmaya dayanarak gerçek zamanda kontrolü gerçekleştirmek için gereklidir. Matematiksel modeller sistemin gerçek fiziksel davranışına oldukça uymalı ve o davranışı iyi bir şekilde yansıtmalıdır. Model basit olmalı ve en az varsayıma dayanarak oluşturulmalıdır. Modelin karmaşıklığı kontrol işlemlerinin süresini uzatacak ve böylece sistemin performansını düşürecektir. Modellerde kullanılan makinenin fiziksel büyüklükleri skaler değildir. Vektörel olarak göz önüne alınabilmesi sistem modelinin doğruluğunu arttırmaktadır. Özellikle, makinelerin geçici hal davranışından oluşacak hata önemli derecede azalır. Modellemenin en önemli aşamalarından biri de modellenecek sistemin giriş ve çıkış büyüklüklerinin belirlenmesidir. Zira bu aşamadan sonra modelleme, bu giriş ve çıkışlar arasında uygun matematiksel model, muhtelif diferansiyel denklem sisteminin oluşturulmasıyla son bulur. Bu durumda giriş ve çıkış arasındaki denklemlerin fiziksel sistemi mümkün olduğunca iyi modellemesi, buna karşın mümkün olduğunca da basit olması

gerekmektedir (Güleç, 1999).

Yukarıdaki bilgilere dayanarak asenkron makine modeli oluşturulurken daha kolay bir modelleme yapabilmek için aşağıdaki kabuller yapılabilir.

- 1- Stator sargıları, stator çevresinde düzgün olarak yayılmıştır. Hava aralığında akı sinüzoidal biçimdedir.
- 2- Üç fazlı stator sargıları çevreye 120 derecelik faz farkı olarak düzgün biçimde yayılmışlardır.
- 3- Doyma, diş ve oluk etkileri ihmal edilmiştir.
- 4- Magnetik kısımların geçirgenliği sonsuz varsayılmıştır.
- 5- Histerezis ve Fuko kayıpları ihmal edilmiştir.
- 6- Akım yığılması (deri olayı) ihmal edilmiştir.
- 7- Rotor çubukları, rotor eksenine göre simetrik yayılmışlardır.

Üç fazlı şebekeden beslenen sincap kafesli asenkron makinaların rotoru kısa devre olduğu için rotor gerilimleri sıfırdır. Stator ve rotor için gerilim denklemleri (2.4) gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
 U_{sa}(t) &= R_s i_{sa}(t) + \frac{d\psi_{sa}}{dt}(t) & U_{ra}(t) &= R_r i_{ra}(t) + \frac{d\psi_{ra}}{dt}(t) \\
 U_{sb}(t) &= R_s i_{sb}(t) + \frac{d\psi_{sb}}{dt}(t) & U_{rb}(t) &= R_r i_{rb}(t) + \frac{d\psi_{rb}}{dt}(t) \\
 U_{sc}(t) &= R_s i_{sc}(t) + \frac{d\psi_{sc}}{dt}(t) & U_{rc}(t) &= R_r i_{rc}(t) + \frac{d\psi_{rc}}{dt}(t)
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

Yukarıdaki ifadelerde $\psi_{sa}, \psi_{sb}, \psi_{sc}$ stator faz sargılarının akılarını ve $\psi_{ra}, \psi_{rb}, \psi_{rc}$ de rotor faz sargılarının toplam akılarını gösterir. Bunun için üç fazlı stator ve rotor gerilim eşitliklerini önce kendi doğal referans eksenlerinde yani stator gerilim eşitliklerini statora bağlı sabit referans ekseninde, rotor gerilim eşitliklerini de rotora bağlı dönen referans ekseninde tanımlarsak ve yukarıdaki eşitliklerde akıların değeri yerine yazılır ve gerekli düzenlemeler yapılırsa her iki denklem sistemi matrissel olarak (2.5) gibi birleştirilebilir.

$$\begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{sb} \\ U_{sc} \\ U_{ra} \\ U_{rb} \\ U_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & pM_s & pM_s & pM_r \cos \theta & pM_r \cos \theta_1 & pM_r \cos \theta_2 \\ pM_s & R_s + pL_s & pM_s & pM_r \cos \theta_2 & pM_r \cos \theta & pM_r \cos \theta_1 \\ pM_s & pM_s & R_s + pL_s & pM_r \cos \theta_1 & pM_r \cos \theta_2 & pM_r \cos \theta \\ pM_r \cos \theta & pM_r \cos \theta_2 & pM_r \cos \theta_1 & R_r + pL_r & pM_r & pM_r \\ pM_r \cos \theta_1 & pM_r \cos \theta & pM_r \cos \theta_2 & pM_r & R_r + pL_r & pM_r \\ pM_r \cos \theta_2 & pM_r \cos \theta_1 & pM_r \cos \theta & pM_r & pM_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Burada $p; \frac{d}{dt}$ türev operatörü olarak alınmıştır ve $\theta = \theta_r$, $\theta_1 = \theta + 2\pi/3$ ve $\theta_2 = \theta + 4\pi/3$ tir. Bu eşitlik çevre etrafındaki mmf dağılımının Sinüsoidal olmadığı zamanlarda geçerlidir. Sinüsoidal dağılım için iki stator sargısı arasındaki karşılıklı endüktans

$$M_s = L_{sm} \cos(2\pi/3) = -L_{sm}/2 \quad (2.6)$$

şeklinde yazılabilir.

Benzer olarak bir rotor faz sargısının öz endüktansı L_r , rotor faz sargısının kaçak endüktansı L_{rl} ve rotor mıknatıslanma endüktansı L_{rm} in toplamı şeklinde ifade edilir.

$$L_r = L_{rl} + L_{rm} \quad (2.7)$$

Bir sinüzoidal sargı dağılımı için rotor sargıları arasındaki karşılıklı endüktans M_r , L_m e bağlı olarak;

$$M_r = L_m \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) = -\frac{L_{rm}}{2} \quad (2.8)$$

şeklinde yazılabilir.

Bileşke üç fazlı stator ve rotor endüktansları içinde (2.9) eşitlikleri yazılabilir.

$$\begin{aligned} L_s &= L_s M_s = L_{sl} + L_{sm} + 1/2 L_{sm} = L_{sl} + 3/2 L_{sm} \\ L_r &= L_r M_r = L_{rl} + L_{rm} + 1/2 L_{rm} = L_{rl} + 3/2 L_{rm} \end{aligned} \quad (2.9)$$

(2.7) eşitliğinde stator gerilim ve akımları statora bağlı sabit referans eksen sisteminde belirtilmiştir ve bu büyüklükler statorda direkt olarak görüntülenebilir. Bununla birlikte, rotor

gerilim ve akımları rotora bağı referans eksen sisteminde belirtilir. (2.7) tek eşitlik sistemi doğrusal olmayıp, değişken ve zamana bağı katsayılar içerir. Genel olarak rotor açısı zamanın doğrusal olmayan bir fonksiyonudur. Ayrıca bazı parametrelerde değişken olabilir. Örneğin doyum şartları altında bazı endüktans parametreleri akımlarla değişir. Bununla birlikte, tüm makine parametreleri sabit olarak ele alındığında ve genelde rotor açısı zamanla değiştiğinden gerilim diferansiyel eşitlikleri değişken katsayılar içerir.

Geçici koşullarda makinenin komple performansı 2.5 eşitlikle birlikte hareket denklemini de kullanarak belirlenebilir.

$$T_e - T_1 = j \frac{dw_r}{dt} + Dw_r \quad (2.10)$$

Burada T_e , elektro manyetik momenti göstermektedir. T_1 yük momenti ω_r rotor açısal hızı J rotorun atalet momenti, D sönüm sabitidir.

2.5 Asenkron Motor Büyüklüklerinin Eksen Sistemlerindeki İfadeleri

2.5.1 Uzay Vektörlerinin Tanımı ve Prensibi

AC motorlarda 3 faz gerilim, akım ve akılar uzay vektörleri ile tanımlanabilir. i_{sa}, i_{sb} ve i_{sc} motorun 3 faz akımları olmak üzere stator akımı uzay vektörü $\bar{i}_s$ (2.11) gibi yazılabilir.

$$\bar{i}_s = i_{sa} + \alpha i_{sb} + \alpha^2 i_{sc} \quad (2.11)$$

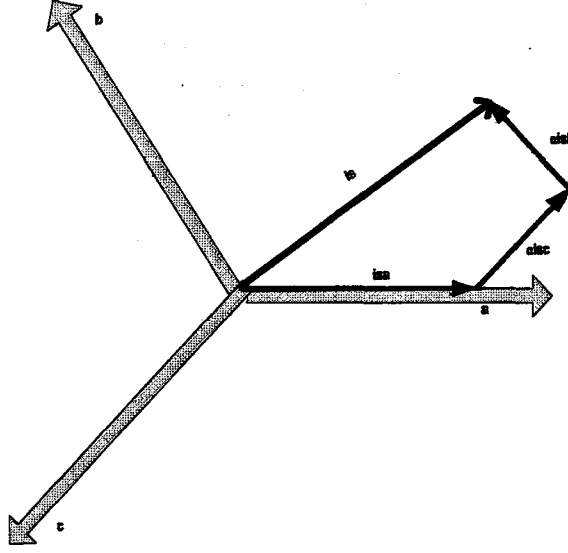
şeklinde yazılabilir.

Bu şekilde ifade edebileceğimiz akımlar uzay vektör tanımında ikili eksen sistemine indirgenerek ifade edilirler. Şekil 2.5'te bu tip bir indirgemenin nasıl yapıldığını gösteren fazörlerin aynı eksen sisteminde gösterimi mevcuttur.

Eğer $\bar{i}_s$ vektör akımının iki eksene taşınması söz konusu ise tersinin de olması gereklidir. Bu durumda iki türlü dönüşüm mevcuttur. $\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ ve de $\alpha^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$ şeklinde ifade edilir.

DC motorlu tahrik sistemlerinin sahip olduğu yüksek dinamik performansın kalitesi DC motorun rotor ve alan devresinin manyetik olarak ayrı olmasından kaynaklanmaktadır. Yani alan devresi ile rotor devresi arasında manyetik ilişki yoktur. AC motorlarda da DC motorlarda olduğu gibi moment oluşumu akım ve akının karşılıklı etkileşimi sonucunda oluşur. Ancak AC makinalarda akımın moment ve akı üreten bileşenleri kolaylıkla ayıramaz.

Vektör kontrolünün temel prensibi moment ve akı üretimini üstlenen akımın bileşenlerine ayrılmasına ve bunların bağımsız olarak kontrol edilmesine dayanır.



Şekil 2. 5 Eksen dönüşümünün gösterimi

AC makinaların basit eşdeğer devreleri, vektör kontrolü tekniğini açıklamak için uygun değildir. Bunun yerine bu amaca uygun olarak “uzay vektörü” kavramı kullanılır.

Senkron makinelerde ise vektör kontrolünün uygulanması daha kolaydır. Bunun sebebi rotorda bulunan alan devresinin ayrı olarak beslenmesi ve bağımsız şekilde kontrol edilebilmesidir. Rotorla ilgili alan akısı sabittir ve devir sayısı ile değişmez.

Kısa devre rotorlu asenkron makinalarda ise moment ve stator giriş akımlarını bileşenlerine ayırmak oldukça zordur. Üstelik AC akım taşıyan rotor ve rotor alanı (rotor hareketine göre) sabit değildir. Bu da vektör kontrolünün asenkron makinalarda senkron makinalara göre niye daha zor olduğunun gösterir (Sarul, 2003).

2.6 Uzay Vektör Kavramı

Asenkron motor ifadelerinin uzay vektörleri ile anlatılması normal matematiksel ifadelerle anlatımından daha yaygındır ve daha avantajlı olduğu söylenebilir (Sarul,2003). Bir uzay fazörü;

- Uzay vektör kavramı matematiksel değil fizikseldir. Zamanla sinüs biçimli değişen bir büyüklük uzay fazör ile gösterilebilir.

- Bir uzay fazörü temsil ettiği dalganın en büyük değerini, büyüklüğü ise dalganın genliğini gösterir.

Asenkron motorların uzay vektörleri ile ifade edilmesinin sağladığı yararlar aşağıdaki gibi özetlenebilir.

- Akım, akı, gerilim büyüklükleri uzay vektör ile ifade edilebilir.
- Tüm uzay vektörleri matematiksel bağıntılar ile gösterilebilir.
- Simetrik ve simetrik olmayan makinaların incelenmesi faz sayısına bağlı olmadan uzay harmonikleride dâhil edilerek yapılabilir.
- Moment ifadesi basitleşir.
- Sürekli çalışmada uzay fazörleri ile zaman fazörleri aynıdır.
- Uzay fazörleri ile denklem sayısı azalır.

2.6.1 Asenkron Motorların Vektör Kontrolü

Asenkron makinaların vektör kontrolü yüksek performansın gerekli olduğu durumda kullanılmaya başlanmıştır. Bu yöntemde üç fazlı stator akımları rotor döner alanı ile stator magneto motor kuvveti 90 derecelik faz farkı oluşturacak şekilde düzenlenmiştir. Böylece doğru akım makinalarının üstün kontrol özellikleri elde edilmiş olur.

Vektör kontrolünde stator akım vektörü rotor koordinatlarına dönüştürülür. Rotor koordinatları rotor akısının açısal hızında dönmektedir. Stator akım vektörünün moment meydana getiren bileşeni (doğru akım makinasında endüvi akımının karşılığıdır) ile stator akım vektörünün akı oluşturan bileşeni (doğru akım makinasında uyarma akımının karşılığıdır) ayrı ayrı ayarlanarak uygun değer moment ve hız kontrolü sağlanır (Sarul, 2003).

Vektör kontrolde bazı büyüklükler motor benzetiminden elde edilmektedir. Bu sebeple motor parametrelerine karşı duyarlıdır. Yapılan çalışmaların bir kısmı bu duyarlılığı en aza indirmek için uğraşmaktadır. Alan yönlendirmeli kontrolde pek çok parametre hesaplanmaktadır. Bu yüzden genelde DSP ler kullanılmaktadır (Sarul, 2003).

2.6.1.1 Asenkron Motor Büyüklüklerinin Uzay Vektörleri ile Gösterilmesi

Üç fazlı asenkron motorun manyetik devresi stator, rotor, ve stator ve rotor arasındaki hava aralığından oluşur.

- Basitlik açısından simetrik 2 kutuplu, faz sargıları arasında 120° lik faz farkı olan bir asenkron makine ele alınabilir.

- θ rotor açısı, ω , rotor açısal hızdır.
- İhmaller: Demir kayıpları, oluk etkisi, demir geçirgenliği sonsuz, hava aralığındaki akı yoğunluğu radyal olarak değişiyor.

Basitlik açısından simetrik iki kutuplu üç fazlı, faz sargıları arasında 120 derecelik faz farkı olan bir alternatif akım makinası ele alınmıştır.

a) Stator Magneto Motor Kuvveti ve Stator Akımlarının Uzay Fazörü

Üç fazlı şebekeden beslenen asenkron makinada, stator faz akımlarının zamana bağlı değişimleri $i_{sa}(t)$, $i_{sb}(t)$, $i_{sc}(t)$ olsun. Üç fazlı makinada, stator sargıları nötr noktası izole edilirse sıfır bileşen stator akımı mevcut değildir. Bu durumda,

$$i_{s0}(t) = i_{sA}(t) + i_{sB}(t) + i_{sC}(t) = 0 \quad (2.12)$$

olup, stator mmk' sı

$$f_s(\theta, t) = N_{se} [i_{sa}(t) \cos \theta + i_{sb}(t) \cos(\theta - 2\pi/3) + i_{sc}(t) \cos(\theta - 4\pi/3)]$$

$$f_s(\theta, t) = \frac{3}{2} N_{se} \operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{3} [i_{sa}(t) + a i_{sb}(t) + a^2 i_{sc}(t)] e^{-j\theta} \right\} \quad (2.13)$$

şeklinde yazılabilir. Burada, $N_{se} = N_s * K_{ws}$ olmak üzere N_s stator sargısı sarım sayısı k_w , sargı faktörü θ gerçek stator eksenini ile çakışan açıdır. Eğer stator sargılarının eşit sayıda efektif sarım sayısına sahip olduğu kabul edilirse mmk eşitliklerinden stator akımlarının uzay vektörü,

$$i_s(t) = \frac{2}{3} [i_{sa}(t) + a i_{sb}(t) + a^2 i_{sc}(t)] = i_s e^{j\theta} \quad (2.14)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Bu ifade 3 fazlı stator akımlarının kompleks düzlemdeki uzay vektörüdür. 1, a ve a^2 sırası ile $1, e^{j2\pi/3}, e^{j4\pi/3}$ dönme açısı operatörleridir. Bu operatörler sinüsoidal gerilim ve akımın kararlı hal analizinde kullanılan kompleks vektör teorilerinin operatörleri ile aynıdır.

Akım zamanla değiştiğinden modülü ve faz açısı da zamanla değişmektedir. Fiziksel olarak stator akımlarının uzay vektörü, stator sargısı tarafından üretilen mmf in tepe noktasının ani büyüklüğünü ve uzaysal yer değişimini belirler. Buradan mmf lerin uzay vektörü (2.15) gibi yazılabilir.

$$\bar{f}_s(t) = N_{se} \bar{i}_s(t) = f_{sa}(t) + f_{sb}(t) + f_{sc}(t) \quad (2.15)$$

Simetrik kararlı halde akımlar sinüsoidal ve dengeli üç fazlı bir sistem oluştururlar ve (2.16) gibi yazılabilirler.

$$\begin{aligned} i_{sa} &= I_s \cos(\omega_{1t} - \varphi_s) \\ i_{sb} &= I_s \cos(\omega_{1t} - \varphi_s - 2\pi/3) \\ i_{sc} &= I_s \cos(\omega_{1t} - \varphi_s - 4\pi/3) \end{aligned} \quad (2.16)$$

Buradan Stator akımlarının uzay vektörü

$$\bar{i}_s = I_s \times e^{j(\omega t - \varphi_s)} \quad (2.17)$$

olacaktır.

Burada stator akımı uzay vektörü i_s sabit olduğundan bu ifade kompleks düzlemdeki bir daireye karşılık gelir. Bu nedenle stator akım vektörünün geometrik yeri bir dairedir. Uzay vektörünün ucu uzayda pozitif yönde döner ve açısal hızı sabit olup senkron hıza eşittir.

Buna göre aşağıdaki çıkarımlar yapılabilir (Sarul,2003).

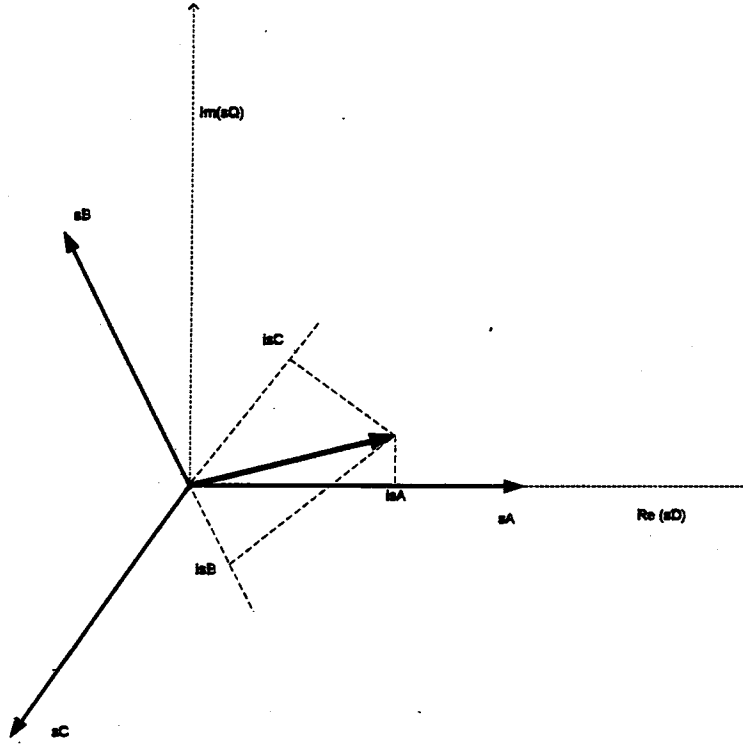
- Geçici halde uzay vektörünün geometrik yeri gelişigüzel bir şekil alabilir.
- 3 fazlı uzay vektörleri mmf lerin birbiri ile toplanması sinüsoidal mmf dağılımının önemli bir sonucudur.

Park tarafından izlenen iki eksen metodundan yararlanılarak uzay vektörleri açıklanabilir. Şekil 2.6 da stator akımı uzay vektörü gösterilmiştir.

Statora bağlı sabit koordinat ekseninde (sD, sQ) stator akımı uzay vektörü (2.18) gibi yazılabilir.

$$\bar{i}_s = i_s D + j i_s Q \quad (2.18)$$

$$\begin{aligned} i_{sD} &= \frac{2}{3} \left[I_{sa} - \frac{1}{2} I_{sb} - \frac{1}{2} I_{sc} \right] \\ i_{sQ} &= \frac{2}{3} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} I_{sb} - \frac{\sqrt{3}}{2} I_{sc} \right] \end{aligned} \quad (2.19)$$



Şekil 2. 6 Akım vektörünün gösterimi

b) Rotor manyeto motor kuvvetinin ve rotor akımlarının uzay vektörü

Stator manyetomotor kuvveti eşitliklerine benzer şekilde üç fazlı sinüsoidal dağılımlı rotor sargıları tarafından üretilen bileşke manyeto motor kuvveti uzay vektörü yazılabilir. Burada α rotor fazı θ açısıyla sA stator sargısından uzaklaşmıştır ve α açısı is rotor sargı eksenine göre çevre etrafındaki açıdır. Rotor sargılarından geçen akımların meydana getirdiği bileşke mmf ifadesi (2.20) gibi yazılabilir.

$$f_r(\theta, t) = N r_e [i_{ra}(t) \cos \alpha + i_{rb}(t) \cos(\alpha - 2\pi/3) + i_{rc}(t) \cos(\alpha - 4\pi/3)]$$

$$f_r(\theta, t) = \frac{3}{2} N_r \operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{3} [i_{ra}(t) + a i_{rb}(t) + a^2 i_{rc}(t)] e^{-j\alpha} \right\} \quad (2.20)$$

Burada N_r efektif sarım sayısını gösterir. Rotor akım uzay vektörü ise

$$\bar{i}_r = \frac{2}{3} [i_{ra}(t) + a i_{rb}(t) + a^2 i_{rc}(t)] = |\bar{i}_r| e^{j\alpha} \quad (2.21)$$

şeklinde yazılabilir. Rotor akımlarının uzay vektörü sinüsoidal dağılımlı rotor sargıları tarafından üretilen sinüsoidal dağılımlı rotor manyeto motor kuvvetlerinin tepe noktasının ani büyüklüğünü ve uzaysal yer değişimini belirler.

c) Mıknatıslanma akımı uzay fazörü

Stator ve rotor akımlarının karşılıklı etkisinden dolayı bileşke mmf stator ve rotor mmf lerinin toplamıdır ve (2.22) gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
 f(\theta, \theta_r, t) &= f_s(\theta, t) + f_r(\theta, \theta_r, t) \\
 f(\theta, \theta_r, t) &= \frac{3}{2} N_{se} \left[\text{Re}(\bar{i}_s e^{-j\theta}) + \frac{N_{re}}{N_{se}} \text{Re}(i_r' e^{-j\theta_r}) \right] \\
 f(\theta, \theta_r, t) &= \frac{3}{2} N_{se} \text{Re} \left[(\bar{i}_s + \frac{N_{re}}{N_{se}} \bar{i}_r') e^{-j\theta} \right]
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

Eşitlikteki parantez içindeki terim mıknatıslama akımı uzay vektörünü tanımlar ve

$$\bar{i}_m = \bar{i}_s + \frac{N_{re}}{N_{se}} \bar{i}_r' \tag{2.23}$$

Şeklinde yazılabilir. Rotor ve stator efektif sarım sayısı oranı rotor endüktansının (L_r) mıknatıslama endüktansı (L_m) oranı olacak şekilde seçilirse, mıknatıslama akım vektörü yerine yine statorda tanımlı rotor mıknatıslama uzay fazörü i_{mr} elde edilir ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

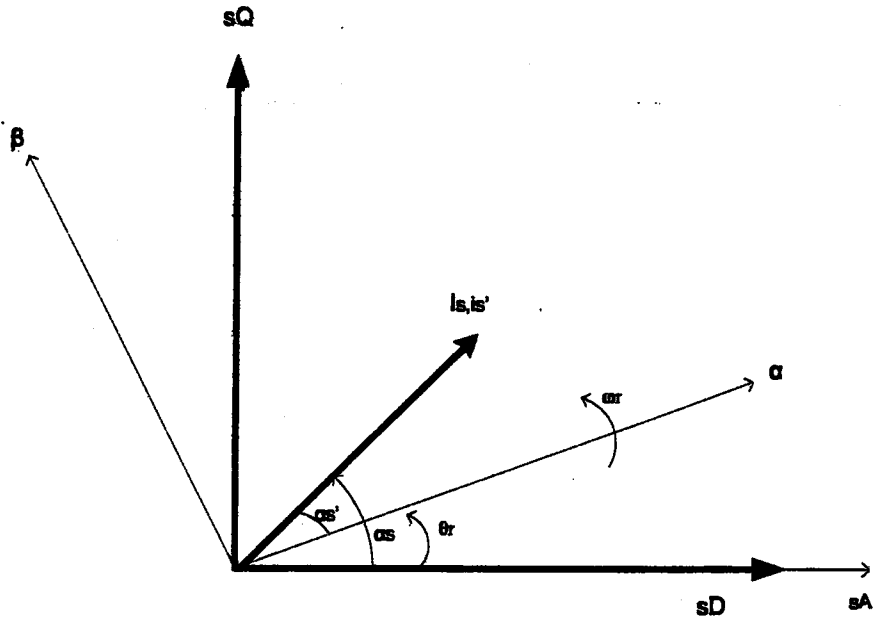
$$\bar{i}_{mr} = \bar{i}_s + \frac{L_r}{L_m} \bar{i}_r' \tag{2.24}$$

2.6.2 Stator Akımı Ve Geriliminin (sD,sQ) Eksen Sistemindeki İfadeleri

Sekil 2.6 da statora yerleştirilmiş sabit eksen sistemi (sD, sQ) ve rotor hızında ω_r dönen rotor eksen takımı (sd, sq) görülmektedir. Burada stator akımı uzay fazörünün sD eksenini yaptığı açı α_s , ve sd eksenini yaptığı açı α_s' , ve iki eksen arasındaki açı ise θ_r dir.

$$\begin{aligned}
 \bar{i}_s &= i_s D(t) + j i_s Q(t) = |\bar{i}_s| e^{j\alpha_s} \\
 i_s D(t) &= \frac{2}{3} \left[i_{sa}(t) - \frac{1}{2} i_{sb}(t) - \frac{1}{2} i_{sc}(t) \right] \\
 i_s Q(t) &= \frac{2}{3} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} (i_{sb}(t) - i_{sc}(t)) \right]
 \end{aligned} \tag{2.25}$$

Stator gerilimi uzay fazörü için benzer şekilde yazılabilir.



Şekil 2. 7 Stator akımı uzay fazörünün dönüşümü

2.6.3 Stator Akım ve Geriliminin Statora İndirgenmiş (d-q) Eksen Takımındaki İfadesi

Sabit stator eksen takımından, rotor hızı ile dönen (d-q) eksen sistemine dönüşüm, aşağıdaki ifade ile yapılabilir.

$$f_{sdq} = M_s^* f_{sDQ} \quad M_s^* = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Burada f herhangi bir büyüklüğü, M_s^* dönüşüm matrisini temsil etmektedir. Sabit stator eksen takımında tanımlı stator akımı uzay fazörünün (d-q) eksen takımındaki ifadesi

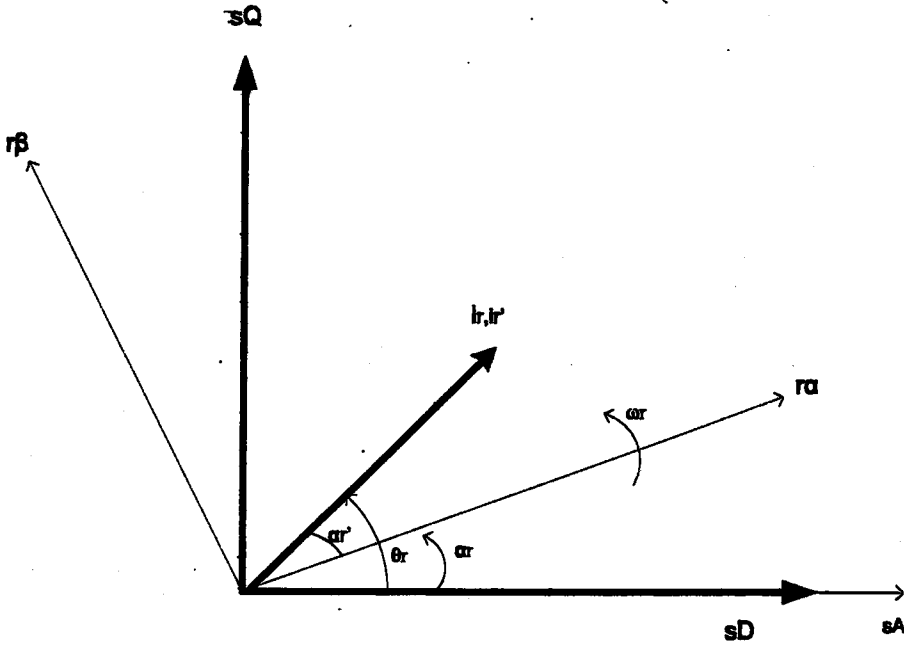
$$\bar{i}_s' = |\bar{i}_s| e^{j\alpha_s'} = i_s D + j i_s Q \quad (2.27)$$

şeklinde yazılabilir. Şekil 2.7 de $\alpha_s' = \alpha_s - \theta_r$ olduğu dikkate alınır

$$\bar{i}_s' = |\bar{i}_s| e^{-j\theta_r} \quad \text{ve}$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

elde edilir. Rotor akım ve gerilim uzay fazörleri



Şekil 2. 8 Rotor akımı uzay fazörünün görüntüsü

Şekil2.8 rotora yerleştirilmiş ve ω_r açısal hızı ile dönen rotor eksen takımı sabit stator eksen takımı ve rotor akımı uzay fazörü görülmektedir. Rotor akımı uzay fazörü ve diğer rotor büyüklükleri uzay fazörleri rotor hızında döndüklerinden rotordan bakıldığında sabit görünmektedir.

Rotor akımı uzay fazörü;

$$\bar{i}_r = |\bar{i}_r| e^{j\omega_r t} = i_{r\alpha} + j i_{r\beta} \quad (2.29)$$

şeklinde yazılabilir. Uzay vektörünün reel ve sanal bileşenleri,

$$\begin{aligned} i_{r\alpha} &= \frac{2}{3} \left[i_a(t) - \frac{1}{2} i_b(t) - \frac{1}{2} i_c(t) \right] \\ i_{r\beta} &= \frac{2}{3} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} (i_b(t) - i_c(t)) \right] \end{aligned} \quad (2.30)$$

dir.

2.6.4 Rotor Hızında Dönen ($r\alpha$, $r\beta$) Eksen Takımından Statora İndirgenmiş (rd , rq) Eksen Takımına Dönüşüm

Rotor eksen takımında ifade edilen rotor büyüklükleri uzay fazörleri, sabit stator eksen

takımında ($sD - sQ$) aşağıdaki gibi ifade edilebilir ve bu eksen takımında (r_d, r_q) olarak görünürler.

$$f_{rdq} = N_r^* f_{ra\beta} \quad M_r^* = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

Rotor akımı uzay fazörü için

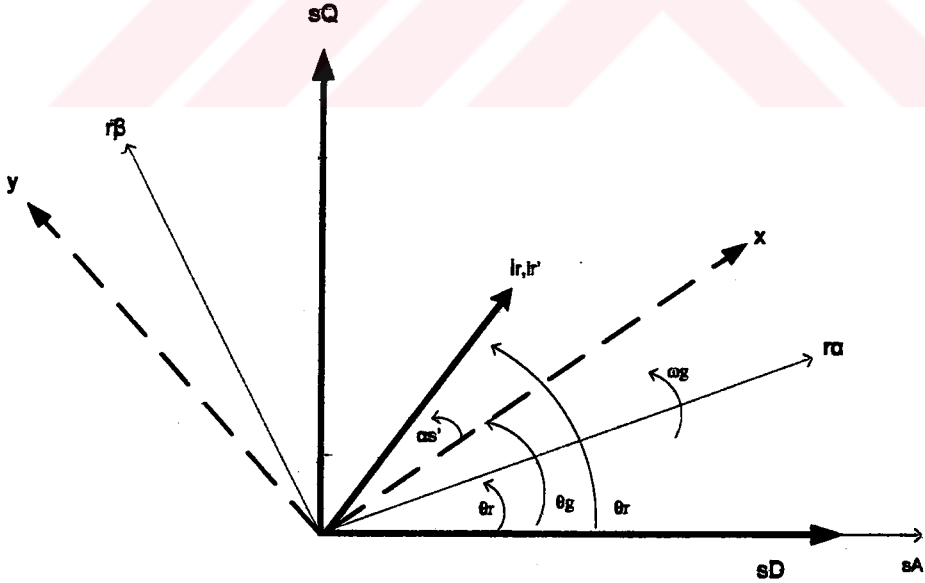
$$\begin{aligned} \bar{i}_r' &= \left[\bar{i}_r \right] e^{j\omega_r'} = i_{rd} + j i_{rq} \\ \bar{i}_r' &= \left[\bar{i}_r \right] e^{j(\omega_r + \theta_r)} = i_r e^{j\omega_r} e^{j\theta_r} \\ \bar{i}_r' &= \left[\bar{i}_r \right] e^{j\theta_r} \end{aligned} \quad (2.32)$$

ve bu dönüşümlerden ird ve irq matrisel formda;

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

şeklinde bulunur.

2.6.5 Stator Büyüklükleri Uzay Fazörlerinin ω_g Hızında Dönen (X,Y) Eksen Sistemindeki İfadeleri



Şekil 2. 9 ω_g hızıyla dönen (x,y) eksen sisteminde rotor akımı uzay vektörü

Şekil 2.9'da ω_g hızı açısal hızı ile dönen (x,y) eksen takımı ile sabit stator eksen takımında stator akımı uzay fazörünün gösterilişi görülmektedir. ω_g hızı farklı şekillerde seçilebilir.

Stator büyüklükleri uzay fazörleri (x,y) eksen takımında aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\vec{i}_{sg} = |\vec{i}_s| e^{j\omega t} = |\vec{i}_s| e^{j(\omega t - \theta_g)} = i_s e^{-j\theta_g} = i_{sx} + j i_{sy} \quad (2.34)$$

Rotor büyüklükleri uzay fazörlerinin ω_g hızında dönen eksen sisteminde ifadesi

Şekil 2.9 de (x,y) eksen sisteminde rotor akımı uzay fazörünün görüntüsü verilmiştir. (x,y) eksen sisteminde,

$$\begin{aligned} \vec{i}_{rg} &= |\vec{i}_r| e^{j\omega t} = |\vec{i}_r| e^{j(\omega t - [\theta_g - \theta])} \\ \vec{i}_{rg} &= |\vec{i}_r| e^{-j(\theta_g - \theta)} = i_{rx} + j i_{ry} \end{aligned} \quad (2.35)$$

şeklinde yazılabilir (Sarul, 2003).

2.7 Asenkron Makinanın (d,q) Modeline Karşılık Gelen Eşdeğer Devresi

Makineyi besleyen güç kaynağı dengeli üç fazlı gerilim üretiyorsa model, iki ekseninde veya (d,q) eksenlerinde temsil edilebilir. Vektör kontrolünde kullanılan d-q modeli sayısal benzetimlerde ve kontrol sistemlerinin tasarlanmasında kullanılmaya elverişlidir (Güleç, 1999).

Buradan, kullanılacak olan üç fazlı büyüklükler üç eksenli a_s - b_s - c_s koordinat sisteminden iki eksenli durağan (d-q) koordinat-sistemine dönüştürülür.

Asenkron motorun (d,q) eksenlerinde yazılmış olan denklemlerini ele alarak blok diyagramlarını verme olanağı vardır (Sarıoğlu, 1977). Bu denklemler, V_{sd} , V_{sq} , V_{rd} , V_{rq} gerilimleri giriş ve i_{sd} , i_{sq} , i_{rd} , i_{rq} akımları da çıkış olmak büyüklükleri olmak üzere yeniden düzenlenirse;

$$\begin{aligned} V_{sd} &= \frac{2}{3} \left(V_{sa} - \frac{1}{2} V_{sb} - \frac{1}{2} V_{sc} \right) \\ V_{sq} &= \frac{(V_{sb} - V_{sc})}{\sqrt{3}} \\ i_{sd} &= \frac{2}{3} \left(i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc} \right) \\ i_{sq} &= \frac{(i_{sb} - i_{sc})}{\sqrt{3}} \end{aligned} \quad (2.36)$$

Rotor ifadeleri de benzer şekilde (α, β) eksenini için yazılabilir. Bu eksenindeki ifadeleri

(rd, rq) eksenine dönüştürmek için (2.37) deki dönüşümleri kullanırsak,

$$\begin{aligned}
 V_{ra} &= \cos \theta U_{rd} + \sin \theta U_{rq} \\
 V_{rb} &= \cos \theta U_{rd} + \cos \theta U_{rq} \\
 i_{ra} &= \cos \theta i_{rd} + \sin \theta i_{rq} \\
 i_{rb} &= \cos \theta i_{rd} + \cos \theta i_{rq}
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

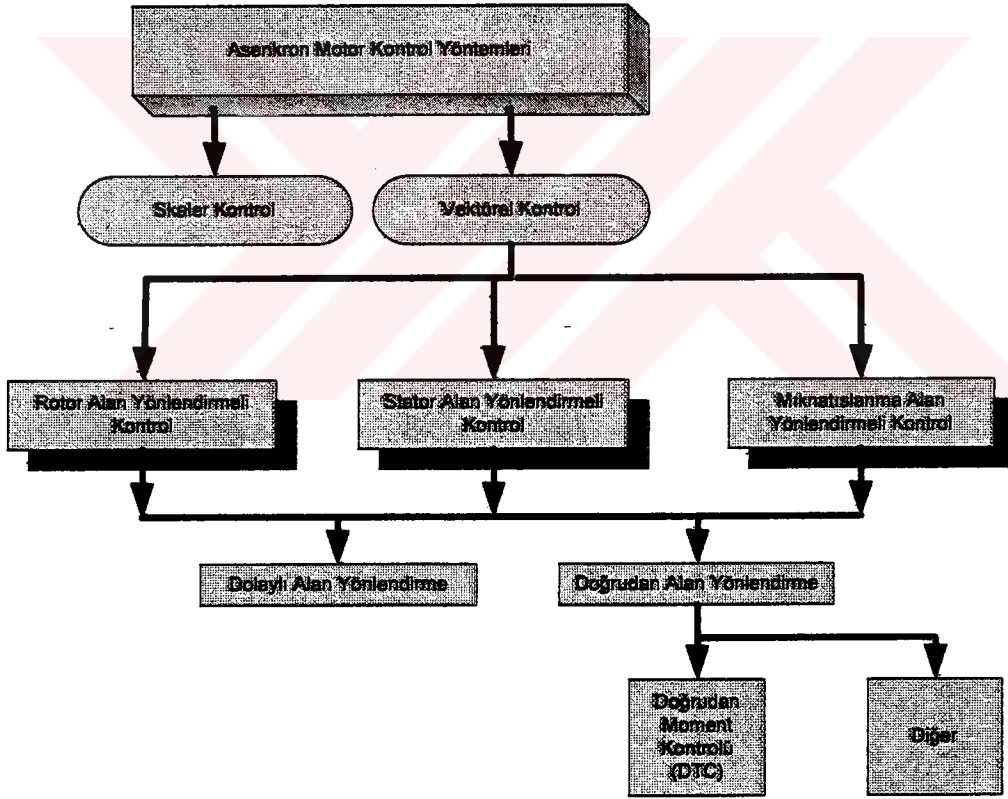
Böylece asenkron motor denklemlerini istediğimiz sonuca ve kolaylığa göre istediğimiz eksen takımında eşitliklerini düzenleyebiliriz. Buna göre (d,q) eksenlerinde de ifade edilebilir. Sabit $(d-q)$ ekseninde asenkron motor eşitliklerinin ifade edilmesi ile matris büyüklüğü ve karmaşıklığı büyük ölçüde azalır. Modelde gerekli olan büyüklükler örneğin akım ve gerilim ifadeleri ile yukarıdaki denklemler düzenlenerek aşağıdaki matrissel formda yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & 0 & L_m p & 0 \\ 0 & R_s + L_s p & 0 & L_m p \\ L_m p & \omega_r L_m & R_r + L_r p & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & L_m p & -\omega_r L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \tag{2.38}$$

3. ASENKRON MOTORLARDA HIZ KONTROL YÖNTEMLERİ

3.1 Giriş

Asenkron motorlarda klasik kontrol yöntemlerinden en sık kullanılanı U/f kontrolüdür. U/f kontrollü sürücülerde stator gerilimi ve frekansı değiştiğinde motor yük karakteristiğinin değişmemesi, diğer bir ifade ile moment hız eğrisi şeklinin korunması istenir. Bu eğrinin şeklini belirleyen maksimum moment değeri hava aralığı akısına bağlıdır. Stator gerilimi ve frekansı değiştirilirken aynı zamanda U/f oranı sabit tutulursa pratik olarak hava aralığı akısı değişmeyeceğinden maksimum moment sabit kalır. Ancak düşük frekanslarda stator sargı direncinde düşen gerilim uygulanan stator gerilimi yanında ihmal edilemeyecek dereceye varacağından hava aralığı akısı sabit U/f oranına rağmen azalır. Bunu gidermek için IR kompanzasyonu olarak tanımlanan ve düşük frekanslarda hava aralığı akısının normalin altına düşmemesini sağlayan bir düzeltme yapılır.



Şekil 3. 1 Asenkron motor kontrol sürücülerinin sınıflandırılması

U/f kontrolünün Asenkron makinenin performansını iyileştirmede etkisinin bazı durumlarda dinamik performansının yetersiz kalmasından dolayı son yıllarda “Vektör Kontrol” olarak adlandırılan yeni bir yöntem geliştirilmiştir. Asenkron motor kontrol yöntemlerinin genel

sınıflandırması Şekil 3.1 de yapılmıştır.

3.2 Asenkron Motorlarda Hız Kontrol Yöntemleri

Asenkron motorlarda (2.1) ifadesinden görüleceği üzere asenkron motorunun hızı genel olarak üç farklı şekilde değiştirilebilir.

1. Kayma değiştirilerek hız kontrolü
2. Hat frekansı değiştirilerek yapılan hız kontrolü
3. Kutup sayısı değiştirilerek hız kontrolü

Asenkron makinalarda frekans değiştirilerek momentin sabit kalabilmesi için aynı zamanda geriliminde değiştirilmesi gerekir. Asenkron makinada bu hız kontrolü V/f kontrolü veya skaler kontrol olarak tanımlanır. Değişken hızlı (U/f) kontrollü asenkron motor sürücülerde hava aralığı akısı (U/f) oranı ile doğrusal değişecek şekilde ayarlanarak ucuz ve kolay gerçekleştirilebilen bir yapı elde edilir. Bu yöntemde moment stator akımı ile ilişkilidir. Ancak stator akımı aynı zamanda akı seviyesini de kontrol ettiği için birbirine bağlı bir moment kontrolü vardır. Dolayısı ile momenti değiştirmek için akı seviyesinde değiştirileceğinden gerçek kayma değeri aşılmış olur ve kararsızlık oluşur. Ayrıca makine parametrelerinin değişiminde olumsuzluklar oluşturur. Bu yöntemin geliştirilmesi için kayma kontrolü kullanılır (Bose, 1986). (V/f_s) yöntemi çok düşük hızlar dışında, hızın yavaş değiştiği uygulamalar için elverişli olmasına rağmen konum kontrollü sürücülerde kullanılamazlar.

Skaler kontrol yöntemlerinin kullanılması ile elde edilen değişken hızlı asenkron motor sürücü performansları doğru akım motorlu sürücülerden elde edilen performansa ulaşamamaktadır. Böylece ortaya çıkan boşluğun doldurulması için moment bileşenlerinin ayrı ayrı kontrol edildiği kontrol yöntemi gereksinimi vardır. Bu amaç için de asenkron makinalarda vektör kontrol yöntemleri geliştirilmiştir.

3.3 Asenkron Motorlarda Kullanılan Hız Kontrol Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Asenkron motorların en büyük problemi denklem takımı çözümlerinin bilinen analitik çözüm yöntemleri ile çözülemiyor olmasıdır. Bunun sebebi, asenkron motorun durum denklemlerinde durum değişkeni olan akı bileşenleri ve hızın çarpımlarının doğrusal olmayan bir yapı ortaya çıkarmasıdır. Bunun yanında, eşitliklerde, durum değişkenlerinin değerinin kendisi dahil tüm durum değişkenlerine bağlı olduğu görülmektedir. Bu yüksek oranlı birbirine bağımlı olma durumu sistem çözümlerinin oldukça karışık olması sonucunu

doğurmaktadır. Ayrıca, hızın nominal hızın 2-3 katına çıktığı özel uygulamalarda bu çalışma bölgeleri çok farklı özellikler göstermektedir. Motor hızı sıfıra yaklaştığında ise akım ve akı bileşenleri de hızdan bağımsız hale gelmektedir. Ayrıca bileşenlerin birbirine bağımlılığı da yok olmakta ve sabit iki eksen takımı eşitlikleri iki bağımsız denklem takımı haline gelmektedir. Hızın sıfıra yakın olması eksen takımı arasındaki dönüşüm açısının belirlenmesinde de etkili olmaktadır. Eksenler arası dönüşüm açısının dinamikleri ve sistem doğal frekansları çok yüksek bir değere ulaşmaktadır. Bu açının ani değişimleri ise motorun ürettiği momentin değerinin ve daha önemlisi yönünün büyük bir hızla değişmesine yol açmaktadır (Şahin, 1997; Demirtaş, 2002).

Akı genliği referans değerleri genelde sabit tutulur. Fakat motorun kalkışı sırasında akı genliği de hız gibi belli bir değere yükseltilmektedir. Bu 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 bu durum makinenin kontrolünü güçleştirmektedir. Bu durum moment akısı ve hızının değiştirildiği tüm çalışma bölgelerinde görülmektedir (Demirtaş, 2002).

Bunlara ek olarak motor akısının doyma değerini aşması sistem parametrelerinin çok büyük miktarda değişimine sebep olmaktadır. Motorun çalışması boyunca geniş bir aralıkta değişken sıcaklık sargı dirençlerini manyetik ortam özelliklerini öz ve karşılıklı endüktans değerlerini de değiştirmektedir. Motorun sürme frekansı ve hızının değişimi de sargı direnç ve endüktanslarını da değiştirmektedir. Motorun döner kısmının parametreleri tüm bu değişimlerden önemli ölçüde etkilenmektedir. Hız kontrolünün değişkenlerinin biri de motor akı genliğidir. Eğer alan yönlendirmeli kontrol yapılıyorsa akının açısı da önem kazanmaktadır. Motor akısının doğrudan ölçülmesi de tercih edilmez.

Kontrol amaçlı, değişken olarak rotor, stator akı vektörleri kullanılabilir. Bu akıyı ölçebilmek için ek, sarımlara veya hall effect yarı iletken manyetik alan akı ölçerlerine ihtiyaç vardır. Ölçülmek istenen büyüklük vektör olduğundan en az iki dik eksen bu ölçüm yapılmalı ve işaret diğer değişkenlerin etkilerinden arındırılmalıdır. Bunun için motorda bazı değişikliklerin yapılması gerekir ve bu durum kontrol sisteminin kötülüğünü gösterir. Yeterli güvenlikte ölçüm yapabilmek için gerekli işlemler oldukça karmaşık ve pahalıdır. Bu durumda sistemin önemli dinamiklerini etkileyen durum değişkenlerinden biri olan akı değişimi içinden çıkılmaz bir hal almaktadır (Demirtaş, 2002).

3.4 Asenkron Motor Kontrolünde Kullanılan Yeni Yöntemler

Daha önceki açıklamalarda anlatıldığı gibi asenkron motorun birçok kontrol zorluğu olmasına karşın yeni geliştirilen vektör kontrol yöntemleri devamlı artan bir şekilde endüstriye uygulanmaktadır. Bu durum geliştirilmesi istenen özelliğin, giderilmesi istenen dezavantajlara cevap veren metotların ortaya atılması ile mümkün olmaktadır. Bu metodları düzeltilmesi istenen özelliklere çözüm sunan yöntemler şeklinde açıklayabiliriz.

Rotor akısına karşılık getirilen yaklaşımlar önemli bir sınıflama kriteri oluşturmaktadır (Demirtaş, 2002). Sonuçta rotor akısı hem sistemin durum değişkeni hem de dış kontrol çevriminin kontrol değişkenidir ve ayrıca çözülmesi zor bir büyüklüktür. Bütün koşullar motor akısı için iki temel yaklaşımın kullanılmasına sebep olmuştur. Bunlardan ilki kontrol sisteminde akı gözlemleyicisi kullanılmasıdır. Gözlemleyici tabanlı akı sistemlerine genelde doğrudan alan yönlendirmeli kontrol (direct vector control) denilmektedir. İkinci yöntem ise kayma frekansı kontrollü (slip frequency control) yada dolaylı alan yönlendirmeli kontrol (indirect vector control) dır.

Doğrudan alan yönlendirmeli kontrol, modern kontrol ile yüksek başarılı sistemler gerçekleştirmek amacı ile kullanılır. Bu yöntemin parametre değişimlerine karşı daha dayanıklı sonuçlar verdiği bilinmektedir (Şahin, 1997). İki yöntem arasındaki fark birinin döner eksen takımında diğerinin durağan eksen takımında değişkenleri ifade etmesidir. Burada kontrol değişkeni olarak mıknatıslanma akımı, rotor akısı yönündeki akım bileşeni veya rotor akısına dik yöndeki akım bileşenidir. Ayrıca rotor akısı da bir yöntemde kutupsal diğer yöntemde ise kartezyen olarak ifade edilir.

Doğrudan alan yönlendirmeli kontrol temel olarak kontrol işlevini döner eksen takımında gerçekleştirir. Bunun için dönüşüm açısı θ ve akı genliği için bir kestirim yapılır. Kestirim yöntemleri çok değişik olabilir. Başlangıçta sadece basit rotor modeli temelli yöntemler kullanılmıştır. Bu durumda dolaylı alan yönlendirmeli kontrol arasındaki tek fark sistemin döner eksen takımında modellenmesidir.

Senkron motor model hatalarının en önemlileri üzerinde doğrudan ölçüm yapılamayan döner kısmın parametrelerinden ileri gelmektedir (Demirtaş, 2002). Model döner eksen sistemi için çalıştırıldığında modelleme hataları aynı eksen sisteminde olduğundan dolayı gözlemleyici kontrolüne skaler büyüklükler olarak yansır. Oysa durağan eksen takımı için yazılmış model kullanıldığında ve rotor parametrelerinde hata oluştuğunda söz konusu hatalar kullanılan modele döner vektörler olarak yansır. Hata giderici kontrol çevrimleri açısından bu iki hata

tipi arasında önemli farklar vardır. Doğal olarak en basit kontrol yöntemleri dahi yavaş değişimli skaler hataları gidermekte belli bir başarıma sahiptir. Hatalar döner vektör olduğunda ise gidermek için daha yüksek başarılı kontrol yöntemleri gerekmektedir.

Her zaman döner eksen tabanlı kontrol yöntemlerinin (direct vector control) durağan eksen takımı için matematiksel eşdeğerlerini bulmak mümkündür. Ancak, eşdeğer olan bu iki yöntem arasında gerçekleştirme açısından döner eksen takımı için yazılan matematiksel ifadeler daha düşük karmaşıklığa sahiptirler. Bunun sonucunda sayısal kontrolörler tarafından kısa sürede çözülmesi mümkün olur. Bu da, kontrol çevrim süresini kısaltma ya da daha karmaşık yöntemleri kullanma imkanı tanır. Özellikle sayısal kontrol sistemlerinin gelişmesi ile akı yönlendirmeli kontrol için daha çok karmaşık ve yüksek başarılı kontrol yöntemleri geliştirilmeye ve kullanılmaya başlamıştır. Yayınlarda, Kalman Filtresi, kayan kipli gözlemleyici, yapay sinir ağı tabanlı model uydurma yada tanıma, bulanık mantık gibi bir çok karmaşık teknik yer almaktadır (Demirtaş, 2002).

İkinci yöntem olan dolaylı alan yönlendirmeli kontrol yönteminin parametre bağımlılığı daha fazladır. Bu yöntemde rotor modeli, tüm parametre değerleri tamamı ile biliniyormuş gibi davranılarak varolan koşullarda oluşması gereken akı değeri açık çevrim hesaplanıp kontrol sisteminde kullanılır. Burada kullanılan açık çevrimden kasıt, akı değerinde hata oluştuğunda, bunu düzeltecek bir hatanın hesaplanıp, varsayılan akı değerini düzeltmek üzere geri besleme yapılmamasıdır.

Dolaylı kontrol yöntemleri değişken hız ve hız regülasyonu isteklerine belirli ölçüde cevap verebilseler de başarımları oldukça sınırlıdır. Bunun ana sebebi, kontrol yaklaşımları gereği durağan hal çözümlerine yatkın olmalarıdır. Basitçe hız geliştirme ve sabit tutabilme isteklerine cevap verme amacı ile geliştirilmiş yöntemlerdir. Gerçeklemeleri genellikle analog çözümlerinin ayrıntı formda yazılması ile gerçekleştirilmektedir. Son yıllarda kontrol sistemlerinin ileri düzeyde gelişmesi ile ucuz maliyetle birçok imkanı sağlayan sayısal kontrolörler asenkron motorlarında senkron motorlar gibi doğrudan alan yönlendirmeli kontrol ile yönetilebilmesine imkan vermiştir.

Doğrudan alan yönlendirmeli kontrolde başlangıçta aynı sorunlara yönelik olarak geliştirilmiştir. Temelde kontrol, döner vektör sisteminde yapıldığı için parametre bağımlılığı daha düşük sistemler elde edilmiştir. Daha sonra, gözlemleyici hatalarını gidermeye yönelik gelişmeler sağlandıkça yöntemler arasındaki performans farkı artmıştır.

3.5 Asenkron Makinelerde Algılayıcısız Kontrol Uygulamaları

Asenkron motorların nominal hızları 50 Hz'lik şebeke frekansı ile beslendiğinde genel olarak 1500 veya 3000 d/dk mertebesindedir. Buna karşın elektrik motorları tarafından tahrik edilen iş makinalarının hızının düşük olması gibi sebeplerle hız kontrolü gerektiren uygulamalarda hız değerleri doğrudan kullanılamaz. Genellikle hız düşürücü mekanizmalar vardır. Bu mekanizmaların yük altında esneme, dişli boşluğu gibi etkileri mevcuttur. Ayrıca konveyör gibi birçok uygulamada yük ucunda hareket doğrusal harekete dönüştürülür. Bu durumda kontrol amacı ile yük noktasına konum kodlayıcı yada uygulamaya göre hız ölçer takılması gerekir. Ancak özellikle akuple mekanizmalarının esnekliği sebebi ile sadece yük ucuna takılan hız ya da konum ölçer ile motor hız kontrol çevrimini kararlı hale getirmek mümkün olmaz (Şahin, 1995). Bu sebeple motor miline ölçüm cihazı takılmalı yada algılayıcısız kontrol (Sensorless Drive) yöntemleri kullanılmalıdır. Genelde yük aktarım ve mekanizmalarının maliyetleri yanında ölçüm cihazı maliyetleri fazla yüksek değildir. Kullanılan yöntem kapalı çevrim gerektiriyorsa, yük tarafına hız yada konum ölçer koymak tercih edilir; fakat ucuzluğu için kullanılan asenkron motor maliyeti yanında pahalı kalmaktadır. Bunun yanında asenkron motor uygulamalarında motor milinde konum kontrolünü uygulamak fazla anlamlı değildir. Motor milinden genelde moment yada hız referans değerlerini sağlaması istenir (Demirtaş, 2002).

Moment veya hız kontrolünde referans değer ile elde edilen değer arasındaki fark hata işaretini verir. Elde edilen hata işareti PI veya uygun başka bir kontrolörden geçirilerek moment veya hız referans işaretine girdi olarak verilir.

3.6 Asenkron Motorlarda Vektör Kontrolün Tanımı Ve Asenkron Motor Büyüklüklerinin Uzay Vektörleri ile Gösterimi

Elektrikle tahrik sistemlerinde inverterle beslenmiş AC motorların kullanılması ile ulaşılan sürekli hal doğruluğunun serbest ikazlı DA makinası kullanılması ile ulaşılan sürekli hal doğruluğuna yakın olmasına rağmen AC sürücülerin dinamik performansı genelde iyi değildir. Burada dinamik performanstan kasıt hız veya moment referansındaki değişikliklere motorun verdiği cevaptır. Son yıllarda geliştirilen Vektör Kontrol yöntemleri ile dinamik performans iyileştirilmeye çalışılmıştır. Vektör kontrolü, serbest ikazlı doğru akım motorlarında sağlanan dinamik performansın asenkron motor sürücülerinde de mümkün hale getirmiştir. Vektör kontrolü ile AC motor sürücülerinin düşük dinamik performansının AC motorun kendi zayıf yönleri veya sınırlamaları yüzünden olmadığını göstermiştir (Sarul, 2003). Bu nedenle vektör kontrolü son yılların en önemli ve en çok kullanılan motor kontrol

metotlarındandır.

3.7 Elektro Manyetik Moment Üretimi

Vektör kontrol ile elektro manyetik moment üretimi doğru akım makinalarındaki elektro manyetik moment üretimine benzemektedir. Bu sebeple üç fazlı simetrik veya iki fazlı hava aralıklı AC makinada ani elektro manyetik moment üretimi da motorlarındakine benzer olarak aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T_e = c \bar{\psi}_s \times \bar{i}_r \quad (3.1)$$

Burada doğrusal manyetik şartlarda c sabit, ψ_s, i_r sırasıyla stator akı ve rotor akımlarının uzay fazörleridir ve durağan referans ekseninde belirtilir. Yukarıdaki eşitlik Euler formu kullanılarak,

$$T_e = c |\bar{\psi}_s| |\bar{i}_r| \sin \gamma \quad (3.2)$$

Şeklinde yazılabilir. Burada $|\bar{\psi}_s|$ ve $|\bar{i}_r|$ sırasıyla stator akı bileşeni ve rotor akımı uzay vektörlerinin modülüdür ve γ moment açısıdır. $\gamma = 90$ derece için maksimum momentin ani değerleri

$$T_{e_{\max}} = c |\bar{\psi}_s| |\bar{i}_r| \quad (3.3)$$

şeklinde yazılabilir. Böylece dengeli DC makine ile simetrik hava aralıklı AC makineler arasındaki elektro manyetik moment üretimi benzerliği saptanmış olur. Bununla birlikte DC makinada moment kontrolü, uyarma akısı ψ_f ve endüvi akımı i_a birbirinden bağımsız kontrolü ile sağlanabilir. Sincap kafesli (kısa devre rotorlu) makinelerde rotor akımlarını görüntülemek basitçe kolay değildir. Rotor akımlarının ani değerlerine orantılı sinyaller veren transdüserler kullanılır. Ancak bu işlemler laboratuvar çalışmalarında kullanılır.

Mekanik güç, mekanik çıkış enerjisinin değişim oranı olarak aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$P_{mek} = \frac{dW_{mek}}{dt} = T_e \cdot \omega_r \quad (3.4)$$

Basitlik için iki kutuplu makine ele alınmıştır. Makinenin enerji girişi W_e , stator ve rotor kayıpları W kayıp, alanda depo edilen giriş enerjisi W_{alan} ve mekanik çıkış enerjisini

toplamına eşittir ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$W_e = W_{kayıp} + W_{alan} + W_{mek} \quad (3.5)$$

Yukarıdaki ifade yardımı ile diferansiyel mekanik enerji

$$dW_{mek} = dW_e - dW_{kayıp} - dW_{alan} \quad (3.6)$$

yukarıdaki eşitliğin sağ tarafındaki üç değişik enerji elde edilebilir. Genel olarak çift beslemeli çok fazlı asenkron makine için giriş diferansiyel elektrik enerjisi için

$$dW_e = \frac{3}{2} \text{Re}(\overline{u_s i_s} + \overline{u_r i_r}) dt \quad (3.7)$$

$$dW_e = (P_s + P_r) dt$$

yazılabilir. Burada P_s stator ani gücünü ve P_r rotor ani gücünü göstermektedir. Makinadaki kayıplar stator ve rotor sargı dirençlerindeki ısı kayıpları ve demir kayıpları (histeresis ve fuko) kayıplarından oluşur. Sadece sargı kayıpları ele alındığında stator ve rotor kayıpları için

$$dW_{kayıp} = \frac{3}{2} \left[R_s |\overline{i_s}|^2 + R_r |\overline{i_r}|^2 \right] dt \quad (3.8)$$

yazılabilir.

Üçüncü diferansiyel enerji bileşeni olan diferansiyel alan enerjisi alanda depo edilen manyetik enerjinin değişim oranı giriş gücünden stator ve rotor kayıpları toplamı ve mekanik güç çıkartılarak elde edilebilir ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\frac{dW_{alan}}{dt} = \frac{3}{2} \text{Re} \left[U_s |\overline{i_s}| + U_r |\overline{i_r}|^2 \right] \quad (3.9)$$

Burada u_{si} ve u_{ri} sırası ile endüklenen stator ve rotor dönüştürücü emf'lerin uzay fazörleridir ve her ikisi de statora bağlı sabit referans ekseninde ifade edilir ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$u_{si} = \frac{d\overline{\psi}_s}{dt} \quad (3.10)$$

$$u_{ri} = \frac{d\overline{\psi}_r}{dt}$$

Bu iki eşitlik bir önceki eşitliklerde yerine konulursa

$$dW_{alan} = \frac{3}{2} \text{Re} \left[\bar{i}_s \frac{d\psi_s}{dt} + \bar{i}_r \frac{d\psi_r}{dt} \right] \quad (3.11)$$

$$W_{alan} = \frac{3}{2} \text{Re}(\bar{i}_s \psi_s + \bar{i}_r \psi_r)$$

Diferansiyel mekanik enerji ifadesinde değerler yerine yazılarak

$$dW_{mek} = \frac{3}{2} \text{Re}(\bar{u}_s \bar{i}_s + \bar{u}_r \bar{i}_r) - \frac{3}{2} (R_s \bar{i}_s^2 + R_r \bar{i}_r^2) - \frac{3}{2} \text{Re}(\bar{i}_s \psi_s + \bar{i}_r \psi_r)$$

$$dW_{meks} = \frac{3}{2} \left[\text{Re}(\bar{u}_s \bar{i}_s) - R_s |\bar{i}_s|^2 - \text{Re}(\bar{i}_s d\psi_s / dt) \right] dt \quad (3.12)$$

$$dW_{mekr} = \frac{3}{2} \left[\text{Re}(\bar{u}_r \bar{i}_r) - R_r |\bar{i}_r|^2 - \text{Re}(\bar{i}_r d\psi_r / dt) \right] dt$$

$$dW_{mek} = dW_{meks} + dW_{mekr}$$

Yukarıdaki ifadelerden gerekli dönüşümler yapılarak mekanik güç ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$P_{mek} = \frac{3}{2} \text{Re}(-j\omega_r \bar{\psi}_r \bar{i}_r) \quad (3.13)$$

$$P_{mek} = -\frac{3}{2} \omega_r \bar{\psi}_r \bar{i}_r$$

Yukarıdaki eşitliğe göre mekanik güç ani rotor hızına ve rotor akı bileşenine ve akım uzay vektörü ile orantılıdır. Bu ifade yardımı ile elektro manyetik moment

$$T_e = -\frac{3}{2} \bar{\psi}_r \bar{i}_r \quad (3.14)$$

Bu ifade, p çift kutuplu makine için p ile çarpılmalıdır. Eşitlikte rotor akı bileşeni ve akım uzay vektörleri vektörel olarak $\bar{\psi}_r', \bar{i}_r'$ sabit referans ekseninde ifade edilir. Fakat moment referans eksenin değişimine göre sabittir.

Son eşitlik pek çok forma sokulabilir. $\bar{\psi}_r' = L_r \bar{i}_r' + L_m \bar{i}_s'$ olduğu dikkate alınarak sabit referans ekseninde belirtilen rotor akı bileşeni uzay vektörü iki tane akı bileşeni içermelidir, bunlardan biri sadece rotor akımları tarafından üretilen $L_r \bar{i}_r'$ ve diğeri stator akımlarınca üretilen $L_m \bar{i}_s'$ dir. Buna göre;

$$Te = -\frac{3}{2}(L_r \bar{i}_r' + L_m \bar{i}_s') \times \bar{i}_r' \quad (3.15)$$

$$Te = -\frac{3}{2}(L_m \bar{i}_s') \times \bar{i}_r'$$

elde edilir. $\bar{i}_r' \bar{i}_r'$ çarpımı sıfırdır. L_s stator sargısının özendüktansı ve $L_s \bar{i}_s' + L_m \bar{i}_r'$ terimi sabit referans ekseninde belirtilen stator akı bileşeninin uzay vektörüne eşittir ve stator akımlarınca üretilen bir öz akı bileşeni ($L_s \bar{i}_s'$) ve rotor akımlarınca üretilen karşılıklı bileşeni ($L_m \bar{i}_r'$) içerir. Elektro manyetik moment aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$Te = -\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_s} \bar{\psi}_s \times \bar{i}_r' \quad (3.16)$$

Eğer ana akı etkileri ve doyma ihmal edilirse mıknatıslanma endüktansı (L_m) ve toplam stator endüktansı (L_s) sabit olur. Elektromanyetik moment için türetilen genel ifadeler simetrik üç fazlı ve makine için geçerlidir ve sıfır bileşen stator ve rotor akımları mevcut değildir (Sarul, 2003).

3.8 Rotor, Stator ve Mıknatıslanma Akısı Alan Yönlendirmesi Kontrol Özellikleri

Alan yönlendirme asenkron makinelerde bulunan stator akısı, hava aralığı (mıknatıslama) akısı ve rotor akısı için geçerlidir. Herhangi bir akı için verilen alan yönlendirme koşulları diğer alan yönlendirme yöntemlerine de uygulanabilir. Hangi akı için yönlendirme yapılacak ise (d,q) eksen sisteminin bir bileşeni ile bu akı ile karşılaştırılarak eşzamanlı olarak döndürülür. Stator ve mıknatıslanma akısı yönlendirmesinin uygulanması sırasında seçilen kontrol değişkenine de bağlı olarak birbirine bağlı ifadeleri çözümleyen eşitliklerin hesaplanması mikroişlemciler tarafından yapılması gerekmektedir. Fakat bu koşullarda hesaplanan değerler makinenin parametrelerinin değişimine bağlı olarak değişmekte ve işlemler için harcanan zaman büyük bir problem olarak karşımıza çıkmaktadır.

Stator akısı, mıknatıslanma veya rotor akısı alan yönlendirmesi, yönlendirme yapılan kısmın ölçülmesi veya dolaylı olarak hesaplanması ile gerçekleştirilebilir. Her üç durumda da doğrudan veya dolaylı alan yönlendirmesi kullanılabilir. Mıknatıslanma akısı ve stator akısının ölçülmesi ve hesaplanması rotor akısına göre daha uygulanabilir. Rotor akısının hesaplanması sırasında rotora ilişkin parametrelerde kullanılacağı için parametre bağımlılığı oluşmaktadır (Akın, 1994).

Buna karşılık stator ve mıknatıslanma yöntemlerinde ise kararlılık sorunları çıkmaktadır. Tüm

akı yönlendirmeleri için sürekli durum denklemleri yazılıp sabit akı koşulunda yazılırsa ve sabit akı şartında incelenirse rotor akısı yönlendirmesinde devrilme momentinin oluşmadığı, buna karşılık diğer iki akı için devrilme momentinin oluştuğu görülmektedir (Vas, 1990). Stator ve mıknatıslanma akısı yönlendirmesinde ($\partial Te / \partial \omega k = 0$) ifadesi yazılarak maksimum devrilme momenti aşağıdaki gibi yazılabilir (Demirtaş, 2002).

a) Stator akısı yönlendirmesinde maksimum devrilme momenti maksimum kayma denklemi aşağıdaki gibidir.

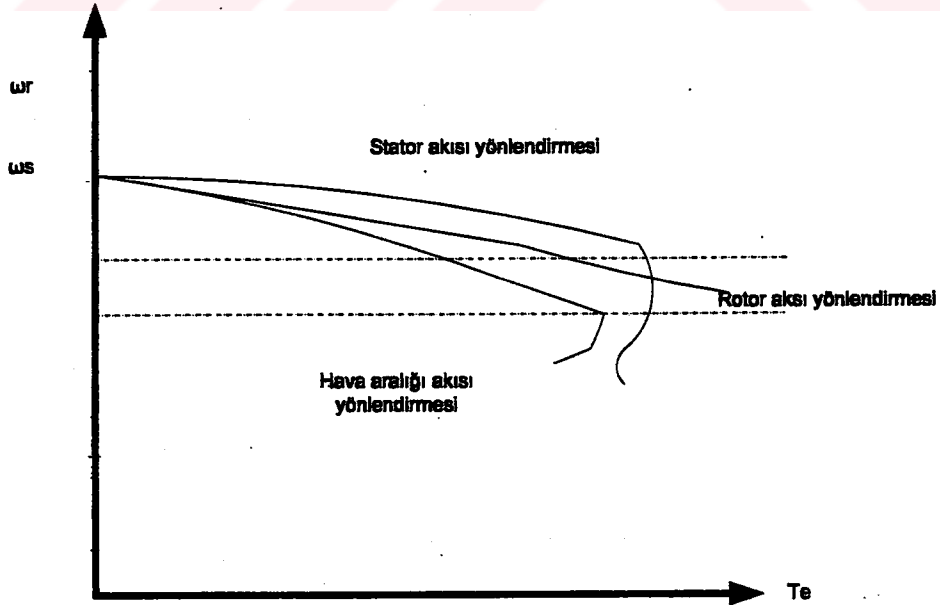
$$T_{e_{\max}} = \pm \left(\frac{3}{2} \right) p \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \frac{|\bar{\psi}_s|^2}{\sigma L_r} \quad (3.17)$$

$$\omega k_{\max} = \pm \frac{1}{\sigma \tau_r}$$

b) Mıknatıslanma akısı yönlendirmesinde maksimum devrilme momenti ve maksimum kayma denklemi ise aşağıdaki gibidir.

$$T_{e_{\max}} = \pm \left(\frac{3}{2} \right) p \frac{|\bar{\psi}_m|^2}{\sigma L_r} \quad (3.18)$$

$$\omega k_{\max} = \pm \frac{1}{\sigma \tau_{1r}}$$



Şekil 3. 2 Belirli bir stator akısı için moment/hız karakteristiği (Demirtaş, 2002)

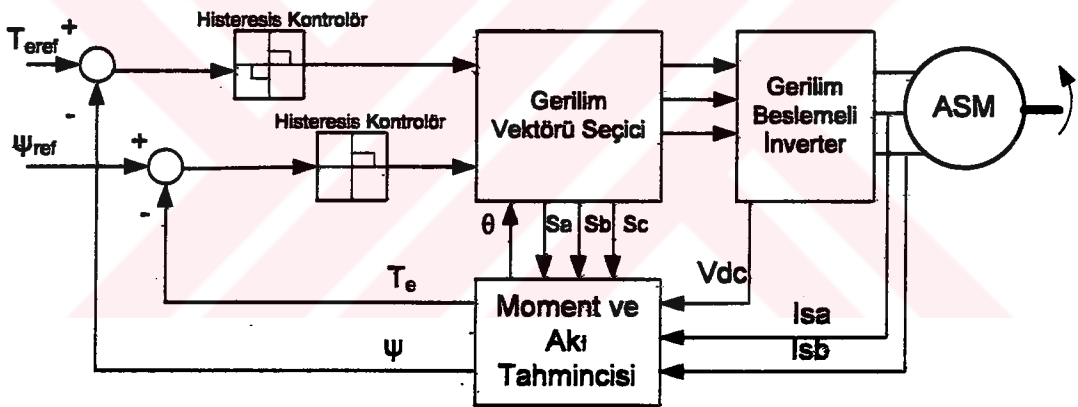
Belirli bir stator akısı için belirtilen moment hız karakteristiğini gösteren Şekil 3.3 incelenirse mıknatıslanma alan yönlendirmesi kullanıldığında elde edilen maksimum devrilme momentinin stator akısı yönlendirmesi için üretilen maksimum devrilme momentinde % 20 daha az olduğu görülür. Bunun yanında yine Şekil 3.2'den; rotor alan yönlendirmesi kullanıldığında momentin doğrusal değiştiği ve devrilme momentine sahip olmadığı da görülmektedir. Alan zayıflatmalı koşullarda çalışıldığında en iyi sonuç stator akısı yönlendirmesi ile elde edilmektedir (Demirtaş,2002).

4. ASENKRON MOTORLARDA DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

4.1 Doğrudan Moment Kontrolü

Doğrudan Moment Kontrolü (DTC) kavramı ilk defa 1980 lerde ortaya çıkmış ve günümüze kadar gelişmesini devam ettirmiştir (Kang ve Sul, 1999-b). Asenkron motorlarda DTC sürücüsünün yapısı temel olarak iki adet histeresis kontrolör, akı ve moment tahmincisi, gerilim vektörü seçicisi ve bir adet gerilim beslemeli inverter (VSI) dan oluşmaktadır. Bu basit yapısına rağmen DTC, FOC (Alan Yönlendirmeli Kontrol) kontrollü motorlara ve DC kontrollü motorlara göre bazı çalışma şartlarında daha iyi sonuçlar verebilmektedir (İdris ve Yatım, 2000). DTC kontrolünde moment ve akı histeresis bandları bağımsız olarak düzenlenebilmektedir. Gerilim vektörleri bu histeresis kontrolörlerin çıkışına göre seçilmektedir.

Şekil 4.1 de temel DTC sürücüsü blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 4. 1 Temel DTC sürücüsü blok diyagramı

Temel DTC bloğunda gerilim beslemeli inverterden alınan akım örnekleri ve DC hat gerilimi, inverterin anlık anahtarlama sinyalleri, moment ve akı tahmincisinin girişleri olarak kullanılır. Burada tahmin edilen moment ve akı ise referans moment ve akı ile değerlendirildikten sonra histeresis kontrolörlerin girişi olarak kullanılır. Histeresis kontrolörlerin çıkışı da gerilim vektörü seçicide değerlendirilerek inverterin anahtarlama sinyali oluşturulur ve motora verilir.

Gerilim beslemeli inverterin çalışma prensibini anlamak ve gerilim vektörlerinin nasıl oluşturulduğunu anlamak için uzay vektör PWM kavramını anlamak yerinde olacaktır.

4.2 Uzay Vektör PWM

4.2.1 Sinüsoidal PWM (SPWM)

SPWM metodu sinüs ve üçgen dalgalarının karşılaştırılarak inverterin kontrolünü sağlayan bir metottur. Bu metotta belli bir frekanstaki sinüs dalga yüksek frekanslı üçgen dalga (taşıyıcı dalga) ile karşılaştırılır ve iki dalganın kesişim noktaları inverter anahtarlama elemanlarının anahtarlama zamanlarını belirler. SPWM adı verilen bu metotta sinüs dalgası(modülasyon dalgası) çıkış dalgasının frekansını belirler. Modülasyon dalgasının en büyük değeri modülasyon indeksini tanımlar ve çıkış dalgasının gerilim değerini belirler. Referans sinüs dalgasının tepe değerinin, üçgen dalganın tepe değerine oranı modülasyon indeksi olarak tanımlanır ve aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$M = \text{referans dalganın genliği} / \text{dalganın genliği} = V_s / V_t$$

Modülasyon indeksinin değişimi çıkış geriliminin *rms* değerini ve distorsiyon faktörünü etkiler. Fakat çıkış gerilimi zaman harmonikleri içermekte olup bu durum istenmeyen kayıpların oluşmasına neden olur.

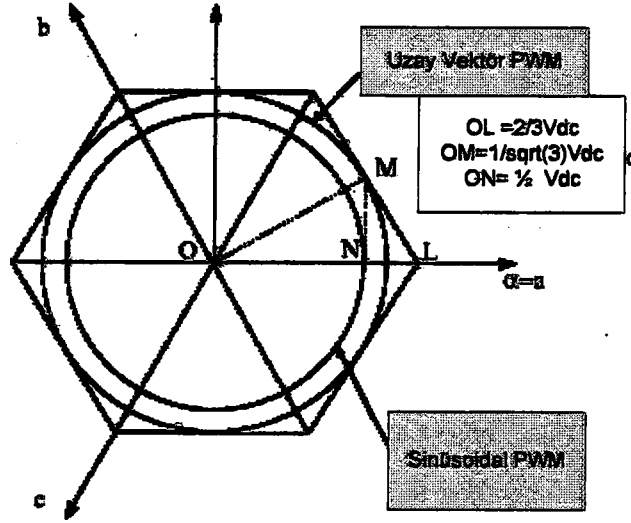
Endüstride asenkron motor kontrolunda geniş bir kullanım alanına sahip olan PWM inverterler modülasyon tekniklerine göre farklı çalışma şekillerine sahiptirler. Burada amaç, harmonik akımları ile anahtarlama kayıpları olabildiğince küçük ve maksimum çıkış gerilimi mümkün olduğu kadar büyük olacak şekilde olmalıdır..

Sinüsoidal PWM metodu, kontrol devresinin kolaylığı, düşük dereceden harmonikleri minimize etmesi ve analog devrelerle gerçekleştirilmeye yatkınlığı sebebi ile yaygın olarak kullanılmaktadır. Ancak bu metotta maksimum çıkış gerilimi düşük (Şekil 4.2), anahtarlama sayısı yüksek ve modüle edilen darbe genişliklerinin hesaplanması zordur. Bu sakıncaları ortadan kaldırmak için birçok metot geliştirilmiştir. Bu metot her ne kadar kullanılmaktaysa da özel olarak şekillendirilen sinyal dalga ile devamlı senkronize olmak zorunda olan bir taşıyıcı dalga gerektirdiğinden kontrol devresi oldukça karmaşıktır (Akaya ve Bodur, 1993).

4.2.2 Uzay Vektör Modülasyonlu PWM (SVPWM)

Uzay vektör PWM AC motor kontrolunda daha az harmonik distorsiyonu sağlamak için kullanılabilir. Uzay Vektör modülasyonu ayrıca kaynak geriliminin diğer metotlara göre daha verimli bir şekilde kullanılmasını sağlar. Mesela sinüsoidal PWM metodunda sinüs üçgenle karşılaştırılır ve referans vektörün çizdiği daire $1/2 V_{dc}$ olacak şekilde bir dairedir. Uzay vektör modülasyonunda (SVM) ise bu vektörün uzunluğu $2/3 V_{dc}$ dir. Kararlı halde bu vektör

uzunluğu sabit kalabilir. Şekil 4.2 de SPWM ve SVPWM karşılaştırılması görülmektedir.



Şekil 4. 2 SPWM ve SVPWM karşılaştırılması

uzay vektör modülasyonlu referans vektörün çizdiği daire altıgenden küçüktür. Bu daire altıgene $\frac{1}{\sqrt{3}}V_{dc}$ olacak şekilde yaklaşır ve geleneksel sinüs üçgen karşılaştırmalı PWM e göre $\frac{1}{\sqrt{3}} \frac{|OM|}{|ON|}$ kat büyüktür.

4.3 Gerilim Beslemeli PWM İnverter Sistemi

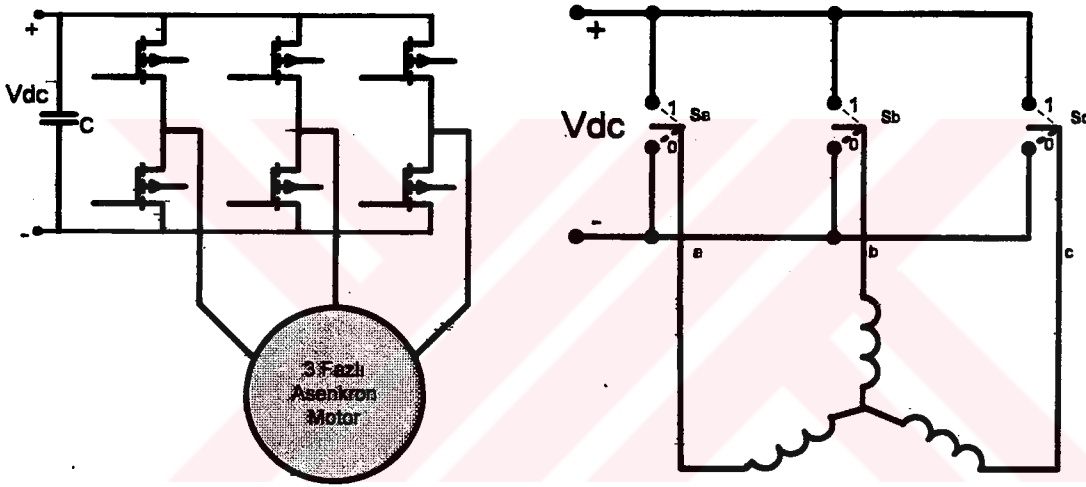
Son yıllarda, mikroişlemci kontrollü gerilim beslemeli PWM inverter uygulamalarında kullanımı oldukça artan uzay vektör PWM metodu, sinüsoidal PWM metodunun bir alternatifi olarak düşünülebilir. Bu metot diğer metotlara göre daha düşük harmonik distorsiyon ve daha yüksek çıkış gerilimi vermektedir. Bu sebeple motorun ısınması ve ek moment salınımları azalır. Böylece motor kayıpları optimize edilir. Ayrıca anahtarlama sayısı da sinüsoidal modülasyona göre azaltılarak inverter anahtarlama kayıpları optimize edilebilir.

Üç fazlı bir makinenin faz gerilimlerini genlik ve açısal pozisyon olarak tanımlayan bir gerilim uzay vektörü ile gerilim beslemeli PWM inverterin anahtarlama durumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri tanımlanarak en uygun anahtarlama süreleri hesaplanabilir (Akkaya ve Bodur, 1996).

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

frekanslarda anahtarlama kayıplarının inverter elemanlarının ısınmasına yol açması nedeniyle, problemsiz bir çalışma için kullanılacak inverterin gücü ve çalışma frekansı ile soğutucuların önceden belirlenmesi gerekir (Bakan,2002).

AC makinelerin kontrolünde kolaylık sağlayan uzay vektör kavramı 3 fazlı gerilim beslemeli VSI inverterleri ifade ederken de kullanılabilir. Üç fazlı sinüsoidal gerilimlerin uzay vektörü, (sD, sQ) sabit eksen takımında, sabit genlikli ve sabit açısal hızla dönen bir vektördür. Üç fazlı gerilim beslemeli inverterin çalışma şekli gereği aynı koldaki iki eleman aynı anda iletme girmemelidir. Bundan dolayı üç fazlı inverter on ve off konumları olan 3 adet anahtar ile tanımlanabilir. Dolayısıyla $k = 2^3$ farklı inverter anahtarlama durumu mevcuttur. Şekil 4.3'te 3 fazlı asenkron motorun inverter tarafından beslenmesi ve anahtarların durumu gösterilmiştir.



Şekil 4. 3 Gerilim beslemeli IGBT'li inverter ve eşdeğeri

Her bir inverter faz kolunun anahtarlama durumu ayrı ayrı S_a , S_b ve S_c anahtarlama sinyalleri ile kontrol edilir. Anahtarlama sinyalleri, inverter fazı kaynak geriliminin pozitif ucuna bağlandığında "1", negatif ucuna (GND) bağlandığında ise "0" olarak tanımlanır. DC giriş gerilimi V_{dc} olduğuna göre, anahtarlama fonksiyonları,

$$S_{a,b,c} = \begin{cases} 1 \longrightarrow +V_{dc} \\ 0 \longrightarrow 0 \end{cases}$$

(4. 1)

olarak ve inverter faz gerilimleri,

$$V_{sa} = S_a \cdot V_{dc}$$

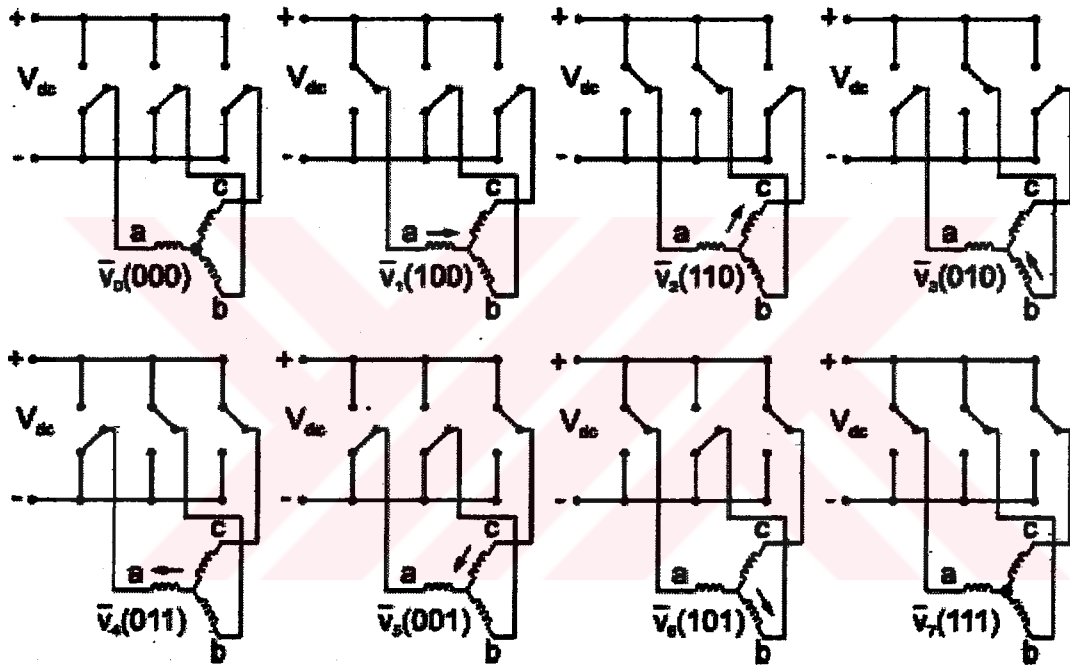
$$V_{sb} = S_b \cdot V_{dc}$$

$$V_{sc} = S_c \cdot V_{dc}$$

(4.2)

şeklinde tanımlanır. VSI PWM inverter, $8=(2^3)$ farklı anahtarlama durumuna bağlı olarak 8 farklı inverter çıkış gerilim vektörü üretir. Şekil 4.4'de anahtar konumlarına karşılık düşen gerilim vektörleri gösterilmiştir.

Bu eşitlikleri kullanılarak gerilim vektörlerinin (sD, sQ) bileşenleri hesaplanır. Çizelge 4.1'de inverter anahtarlama durumuna bağlı olarak V_{sD} ve V_{sQ} çıkış gerilimlerinin değerleri verilmiştir (Bakan, 2002).



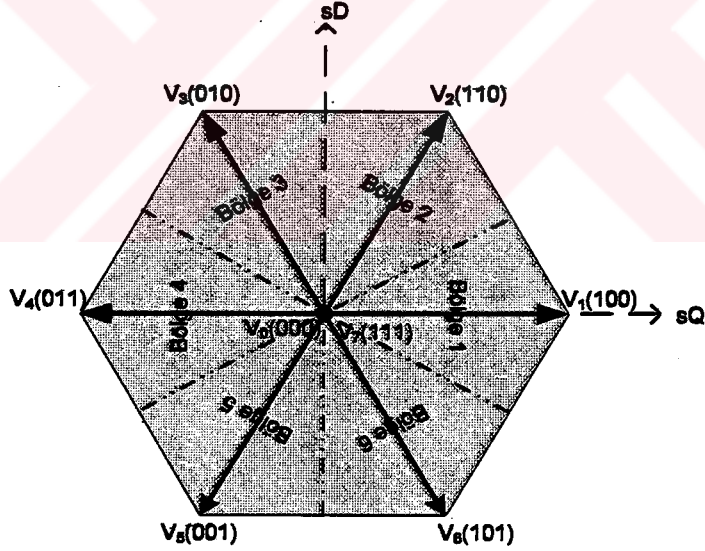
Şekil 4. 4 VSI inverterde anahtar konumlarına karşılık gelen gerilim vektörleri (Bakan, 2002)

Çizelge 4.1'de İnverterde anahtarlama konumuna bağlı olarak V_{sD} ve V_{sQ} çıkış gerilimleri görülmektedir (Bakan, 2002).

Çizelge 4. 1 Anahtarlama durumlarına göre iki eksendeki gerilimler

k	S _a	S _b	S _c	V _{sD}	V _{sQ}
0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$\frac{2}{3} V_{dc}$	0
2	1	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
3	0	1	0	$V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
4	0	1	1	$V_{dc}/3$	0
5	0	0	1	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
6	1	0	1	$-V_{dc}/3$	$V_{dc}/\sqrt{3}$
7	1	1	1	0	0

Gerilim vektörü $\bar{V}_k = V_{sD} + jV_{sQ}$ olarak tanımlandığına göre, Çizelge 4.2’de verilen sonuçlar genelleştirilerek gerilim beslemeli PWM inverterin d-q modeli aşağıdaki gibi bulunur.



Şekil 4. 5 VSI inverterde gerilim vektörlerinin sabit eksen takımındaki konumları ve oluşan bölgeler.

$$\bar{V}_k = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\pi/3} \quad k = 1, 2, 3, 4, 5, 6$$

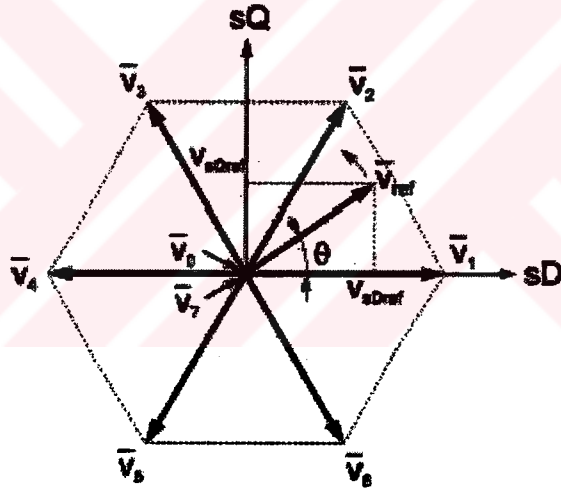
$$\bar{V}_k = 0 \quad k = 0, 7$$

(4. 3)

Gerilim vektörleri altıgen bir görünüm oluştururlar. Bunlar sabit (sD, sQ) eksenlerinde 60 ar derecelik dilimlere ayrılmış bir altıgen içerisinde bölgelerle tanımlanabilir. Bu şekilde oluşan 6 bölge Şekil 4.5 gibi gösterilebilir.

Motora $\bar{V}_1 - \bar{V}_6$ vektörlerinden biri uygulandığında, stator akısı uygulanan gerilim vektörü doğrultusunda artar. Bu nedenle $\bar{V}_1 - \bar{V}_6$ vektörleri aktif vektörler olarak adlandırılır. Sıfır gerilim vektörleri olarak adlandırılan $\bar{V}_0$ ve $\bar{V}_7$ gerilim vektörleri, stator sargılarını kısa devre eder ve stator akısında bir değişiklik oluşturmaz.

Vektör kontrol yöntemlerinde, sabit eksen takımındaki 8 farklı gerilim vektörü ile üç fazlı sinüsoidal akımların üretilmesi için modülasyon teknikleri kullanılır. Bu teknikler arasında en uygun olanı Uzay Vektör Modülasyonu (SVM) tekniğidir. SVM tekniği ile gerilim vektörünün genliğini ve fazını istenilen yörüngede kontrol etmek mümkündür. SVM ile üretilen $\bar{v}_{ref}$ referans gerilim vektörü Şekil 4.6'da gösterilmiştir (Bakan, 2002).

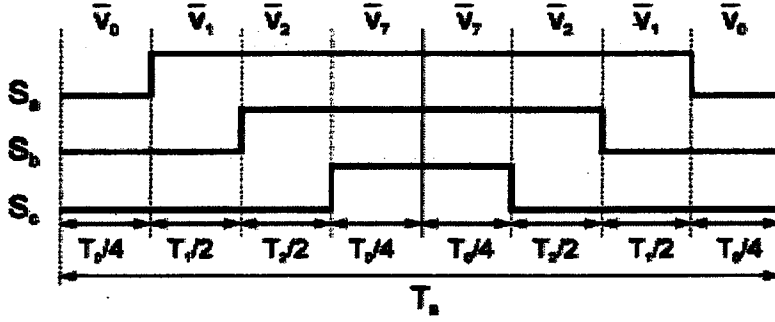


Şekil 4. 6 SVM ile üretilen referans gerilim vektörü.

SVM birimi, üretilmek istenilen $\bar{v}_{ref}$ referans gerilim vektörünün sabit eksen takımındaki bileşenleri $\bar{V}_{sD_{ref}}$ ile $\bar{V}_{sQ_{ref}}$ V dc gerilimini giriş olarak alır. $\bar{V}_{sD_{ref}}$ ve $\bar{V}_{sQ_{ref}}$ kullanılarak $\bar{V}_{ref}$ referans gerilim vektörünün bulunduğu bölge tespit edilir. $\bar{V}_{ref}$ 'e komşu olan iki gerilim vektörü ve sıfır gerilim vektörleri, bir anahtarlama periyodu içinde uygun bir sırayla ve belirli sürelerle seçilir. Böylece, bir anahtarlama periyodu boyunca ortalama olarak $\bar{V}_{ref}$ referans gerilim vektörü elde edilmiş olur. Şekil 4.6'da $\bar{V}_{ref}$ referans gerilim vektörü açısının $0 < \theta < 60$ aralıklarla gerilim vektörlerinin oluşturduğu altıgen içerisinde üretilen gerilim vektörleri

gösterilmiştir.

Şekil 4.7’de verilen anahtarlama dizini ile üretilen gerilim vektörünün ortalaması,



Şekil 4. 7 Referans gerilim vektörü açısının $0 < \theta < 60$ olması durumunda, üretilen anahtarlama dizini.

$$V_{ref}T_s = V_0 \frac{T_0}{2} + V_1T_1 + V_2T_2 + V_7 \frac{T_0}{2} \quad (4.4)$$

olarak bulunur. $\bar{v}_0$ ve $\bar{v}_7$ vektörleri sıfır gerilim vektörleri olduğundan, T_s periyodu boyunca referans gerilim vektörünün ortalaması,

$$V_{ref} = \frac{V_1T_1 + V_2T_2}{T_s} \quad (4.5)$$

şeklinde bulunur. Referans gerilim vektörü bileşenleri açısından,

$$\bar{v}_{ref} = \bar{v}_{sDref} + j\bar{v}_{sQref} = \frac{T_1}{T_s}|\bar{v}_1| + \frac{T_2}{T_s}|\bar{v}_2|\cos 60 + j\frac{T_2}{T_s}|\bar{v}_2|\sin 60 \quad (4.6)$$

olarak da yazılabilir. Aktif gerilim vektörlerinin genliği $|\bar{v}_k| = 2/3.V_{dc}$ olduğuna göre, T_1 ve T_2 süreleri,

$$T_2 = \frac{\bar{v}_{sQref}T_s}{2/3.V_{dc} \sin 60} = \frac{\sqrt{3}.\bar{v}_{sQref}}{V_{dc}}T_s \quad (4.6)$$

$$T_1 = \frac{3}{2} \frac{\bar{v}_{sDref}T_s}{V_{dc}} - \frac{T_2}{2} \quad (4.7)$$

olarak bulunur. Sıfır gerilim vektörlerinin toplam süresi ise,

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (4.8)$$

olur. SVM’de Şekil 4.7’de verilen anahtarlama dizini kullanılarak, her bir elemanın peryot içinde sadece bir kere konum değiştirmesi sağlanır. $\bar{v}_0(000), \bar{v}_0(100), \bar{v}_0(110), \bar{v}_0(111)$ anahtarlama vektörleri sırayla seçildiğinde, inverterdeki altı IGBT’den her biri sadece bir kere konum değiştirir. Böylece anahtarlama frekansı T peryodu ile doğrudan kontrol edilir.

SVM ile üretilen referans gerilim vektörünün genliği Şekil 4.6’da gösterilen altıgenin sınırını geçemez. Bu durumda sıfır gerilim vektörleri kullanılmaz. Çıkış geriliminin maksimum değeri,

$$\bar{v}_{\text{ref max}} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3} \sin(\theta + 60)} \quad (4.9)$$

olarak bulunur. Referans gerilim vektörü bu değerden büyük ise kare dalga çalışmaya geçilir.

4.4 Doğrudan Moment Kontrolünün Prensipleri

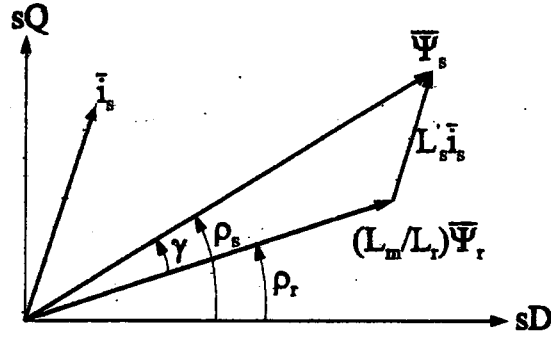
Uygun stator gerilim vektörlerinin seçilmesi ile stator akısının ve momentin doğrudan kontrol edilmesi, bu yöntemin doğrudan moment kontrolü olarak adlandırılmasına sebep olmuştur. Yöntemin temel fikri, motor akı ve momentini, stator akım ve geriliminin anı değerlerini kullanarak hesaplamaktır (Bakan, 2002). Asenkron motorda stator akısı ve stator gerilim vektörleri arasındaki ilişki aşağıdaki gibi verilmektedir

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (4.10)$$

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

$$t_e = \frac{3}{2} P \bar{\psi}_s \times \bar{i}_s \quad (4.11)$$

Moment ifadesinde bulunan stator akısı, rotor akısı ve stator akımı vektörleri Şekil 4.8 de sabit eksen takımında görülmektedir (Bakan, 2002).



Şekil 4. 8 Sabit eksen takımında, stator ve rotor akıları ile stator akımı vektörleri.

Statorun akı ve gerilim vektörleri arasındaki ilişki, stator direncindeki gerilim düşümünü ihmal edilerek yukarıdaki eşitlikten

$$\bar{v}_s = \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (4.12)$$

olarak yazılabilir.

δt küçük zaman aralığında motora $\bar{v}_k = v_{sD} + v_{sQ}$ inverter gerilim vektörü uygulandığında, stator direncindeki gerilim düşümünü ihmal edilirse stator akısı bileşenlerindeki değişim,

$$\delta\psi_{sD} = v_{sD} \delta t \quad (4.13)$$

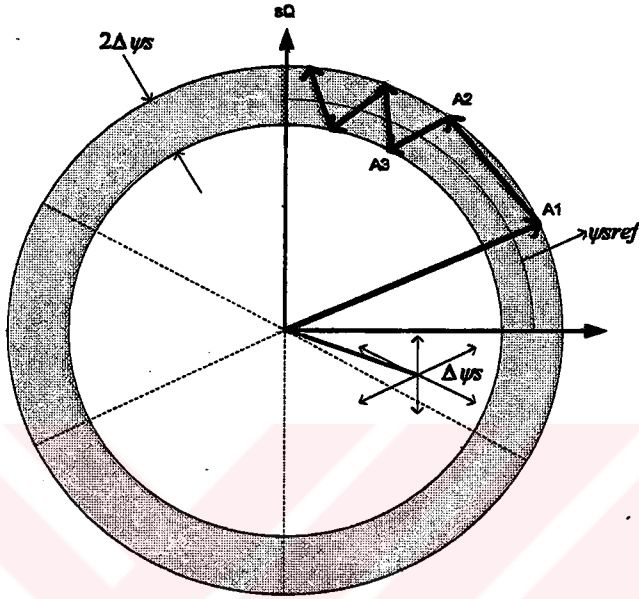
$$\delta\psi_{sQ} = v_{sQ} \delta t \quad (4.14)$$

olur.

δt küçük zaman aralığında gerilim vektörü uygulandığında, eşitliğe göre stator akısı vektöründeki değişim $\delta\bar{\psi}_s = \bar{v}_s \delta t$ olarak yazılabilir. Yani, stator akısı, stator gerilim vektörünün yönünde ve hızında $\delta\bar{\psi}_s$ kadar ilerler. Adım adım uygun gerilim vektörü seçilerek stator akısını istenilen şekilde hareket ettirmek mümkündür. Stator akısı uzay vektörünü rotor akısından hızlı bir şekilde uzaklaştıran bir gerilim vektörü uygulandığında γ açısı arttığından moment de artar. Sıfır gerilim vektörü uygulandığında stator akısı uzay vektörü hareketsiz kabul edilir. Gerçekte stator omik gerilim düşümünü nedeniyle çok yavaş hareket eder. Bu durumda rotor akısı uzay vektörü hareket etmeye devam eder ve γ açısı azalır. Eğer bu süre yeteri kadar uzunsa, rotor akısı uzay vektörü stator akısı uzay vektörünü geçer, böylece γ açısı işaret ve elektromanyetik moment yön değiştirir.

Stator akısı uzay vektörü, stator gerilimi uzay vektörünün integrali olduğundan, uygulanan

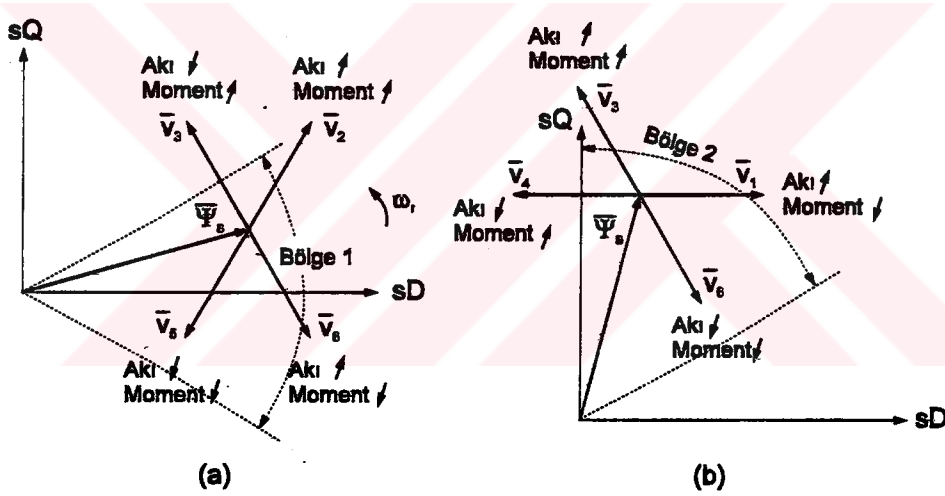
gerilim vektörü doğrultusunda ilerler. Yine bu vektör, aktif anahtarlama vektörleri uygulandığında hızlı bir şekilde hareket eder. Sıfır vektörü uygulandığında bu vektörün değişmediği kabul edilir. Altı darbeli kare dalga inverterde, kullanılan altı adet gerilim vektöründen dolayı, stator akısı altıgen bir yörünge içinde hareket eder. Sinüsoidal PWM'de sıfır ve aktif vektörler seçilerek stator akısının sinüsoidale yakın olması sağlanır. Stator akısının kontrolü ilgili Şekil 4.9'da görülmektedir.



Şekil 4. 9 Stator akısı kontrolü.

Bu örnekte, başlangıçta A_1 noktasında olan stator akısı uzay vektörü, uygun gerilim vektörleri seçilerek bir histerezis bandı içerisinde ve dairesel bir yörüngede saat yönünün tersine hareket ettirilmiştir. A_1 noktasında stator akısı uzay vektörü 1. bölgede ve üst sınırdır. Anahtarlama vektörü olarak $\bar{v}_3$ seçilirse, stator akısı A_1 'den A_2 'ye doğru ilerler. A_2 noktası da 2. bölgedeki üst sınır olup, bu noktada $\bar{v}_4$ vektörü seçilirse şekildeki gibi hareket devam eder. Eğer A_3 noktasında stator akısı uzay vektörü durdurulacaksa sıfır gerilim vektörlerinden biri seçilir. $\bar{v}_0$ ve $\bar{v}_7$ sıfır anahtarlama vektörlerinden hangisinin seçileceği, anahtarlama sayısının minimum olmasına göre belirlenir. $\bar{v}_4$ vektörü (011) olduğuna göre, $\bar{v}_0$ (000) seçilirse iki anahtar ve $\bar{v}_7$ (111) seçilirse bir anahtar konum değiştirir. Bu durumda, anahtarlama frekansı açısından $\bar{v}_7$ 'nin seçilmesi daha uygundur. A_3 noktasında bulunan stator akısı uzay vektörünün saat yönünün tersine hızlı bir şekilde hareket etmesi istenirse $\bar{v}_3$ vektörü, saat yönüne doğru hareket etmesi istenirse $\bar{v}_1$ vektörü seçilebilir. Böylece, stator akısı istenilen ψ_{sref} referansı etrafında belirli bir $2\Delta\psi_{sref}$ bandı içinde kontrol edilir (Bakan, 2002).

Saat yönünün tersine dönen bir motorda, momentte bir artış gerekiyorsa, stator akısı uzay vektörünü saat yönünün tersine hareket ettirmek gerekir. Momentte bir azalma gerekiyorsa, stator akısı uzay vektörünü saat yönünde hareket ettirmek gerekir. Momentin değişmesi istenmiyorsa, stator akısı uzay vektörünün dönmesi durdurulur. Bu üç farklı moment durumu için seçilecek vektörler, stator akısı uzay vektörünün bulunduğu bölgeye ve stator akısında yapılacak değişikliğe bağlıdır. Dolayısıyla, moment ve stator akısındaki artma ve azalma durumları için altı aktif vektör arasından seçim yapılır. Şekil 4.9'da, stator akısı 1. ve 2. bölgede iken, gerilim vektörlerinin stator akısı ve momente nasıl etki ettiği görülmektedir. Şekil 4.10 (a)'da görüldüğü gibi, stator akısı 1. bölge iken momentin artması için $\bar{v}_2$ veya $\bar{v}_3$ ve azalması için $\bar{v}_5$ veya $\bar{v}_6$ vektörleri seçilir. Akının artması için $\bar{v}_2$ veya $\bar{v}_6$ ve azalması için $\bar{v}_3$ veya $\bar{v}_5$ vektörleri seçilir. Şekil 4.10 (b)'de stator akısı 2. bölgede iken momentin artması için $\bar{v}_3$ veya $\bar{v}_4$ ve azalması için $\bar{v}_1$ veya $\bar{v}_6$ vektörleri seçilir. Akının artması için $\bar{v}_1$ veya $\bar{v}_3$ ve azalması için $\bar{v}_4$ veya $\bar{v}_6$ vektörleri seçilir (Bakan, 2002).



Şekil 4. 10 Stator akısı a) 1. bölgede ve b) 2. bölgede iken, gerilim vektörlerinin stator akısı ve momente etkisi

4.4.1 Stator Akısı Uzay Vektörünün Bulunduğu Bölge'nin Hesabı

Optimum anahtarlama vektörünün seçimi için stator akısı uzay vektörünün bulunduğu bölgenin bilinmesi gereklidir. Bölge tanımları Şekil 4.5'te görülmektedir. Bölgeyi bulabilmek için (4.15) kullanılabilir.

$$p_s = \tan^{-1} \frac{\psi_{sD}}{\psi_{sQ}} \quad (4.15)$$

4.5 Temel DTC Sürücü Sistemi

DTC sürücüsünde seçilen inverter anahtarlama vektörü, her bir anahtarlama periyodunda, stator akısındaki hatanın $2\Delta\psi_{sref}$ ve momentteki hatanın $2\Delta t_e$ bandı içinde kalmasını sağlayacak şekilde seçilir. Akı denetleyici çıkışı $d\psi_s$, moment denetleyici çıkışı dt_e ve stator akısının bölgesine göre motora uygulanması gereken gerilim vektörü bir tablo kullanılarak belirlenebilir. Bu tablo, optimum anahtarlama vektörünün seçim tablosu olarak adlandırılır.

Akıda bir artma gerekli ise $d\psi_s = 1$, azalma gerekiyorsa $d\psi_s = 0$ kabul edilir. İki seviyeli akı histerezis karşılaştırıcısının çıkışı $d\psi_s$ aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$d\psi_s = \begin{cases} 1, & |\bar{\psi}_s| \leq \psi_{sref} - \Delta\psi_s \\ 0, & |\bar{\psi}_s| \geq \psi_{sref} + \Delta\psi_s \end{cases} \quad (4.16)$$

4.5.1 Optimum Anahtarlama Vektörünün Seçimi

Momentte bir artma gerekli ise $dt_e = 1$, azalma gerekli ise $dt_e = -1$, bir değişiklik gerekmiyorsa $dt_e = 0$ kabul edilir. Üç seviyeli moment histerezis karşılaştırıcısının çıkışı dt_e , saat yönünün tersi veya pozitif dönüş yönü için,

$$dt_e = \begin{cases} 1, & |t_e| \leq |t_{eref}| - \Delta t_e \\ 0, & |t_{eref}| \geq |t_{eref}| \end{cases} \quad (4.17)$$

ve saat yönü veya negatif dönüş yönü için,

$$dt_e = \begin{cases} -1, & |t_e| \leq |t_{eref}| + \Delta t_e \\ 0, & |t_{eref}| \geq |t_{eref}| \end{cases} \quad (4.18)$$

şeklinde tanımlanır. Histerezis bantlarının genişliklerinin seçimi de oldukça önemlidir. Band genişliği çok küçük seçilirse, kontrol kaybolur, mesela stator akısı bandın dışına çıkar. Sıfır vektörünün süresi moment dalgalanmalarında doğrudan etkilidir.

Çizelge 4. 2 Geleneksel DTC de kullanılan anahtarlama durumları

$d\psi_s$	dt_e	Bölge 1	Bölge 2	Bölge 3	Bölge 4	Bölge 5	Bölge 6
1	1	$\bar{v}_2$	$\bar{v}_3$	$\bar{v}_4$	$\bar{v}_5$	$\bar{v}_6$	$\bar{v}_1$
	0	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_0$
	-1	$\bar{v}_6$	$\bar{v}_1$	$\bar{v}_2$	$\bar{v}_3$	$\bar{v}_4$	$\bar{v}_5$
0	1	$\bar{v}_3$	$\bar{v}_4$	$\bar{v}_5$	$\bar{v}_6$	$\bar{v}_1$	$\bar{v}_2$
	0	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_7$	$\bar{v}_0$	$\bar{v}_7$
	-1	$\bar{v}_5$	$\bar{v}_6$	$\bar{v}_1$	$\bar{v}_2$	$\bar{v}_3$	$\bar{v}_4$

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

$$\psi_{sD} = \int (v_{sD} - R_s i_{sD}) dt \quad (4.19)$$

$$\psi_{sQ} = \int (v_{sQ} - R_s i_{sQ}) dt \quad (4.20)$$

Stator akımlarından iki tanesi ölçülerek üçüncüsü hesaplanır.

Örneğin, i_{sA} ve i_{sB} ölçüldüğünde, i_{sC} ,

$$i_{sC} = -(i_{sA} + i_{sB}) \quad (4.21)$$

olarak hesaplanır. Buradan i_{sD} ve i_{sQ} bileşenleri aşağıdaki gibi bulunur.

$$i_{sD} = i_{sA} \quad (4.22)$$

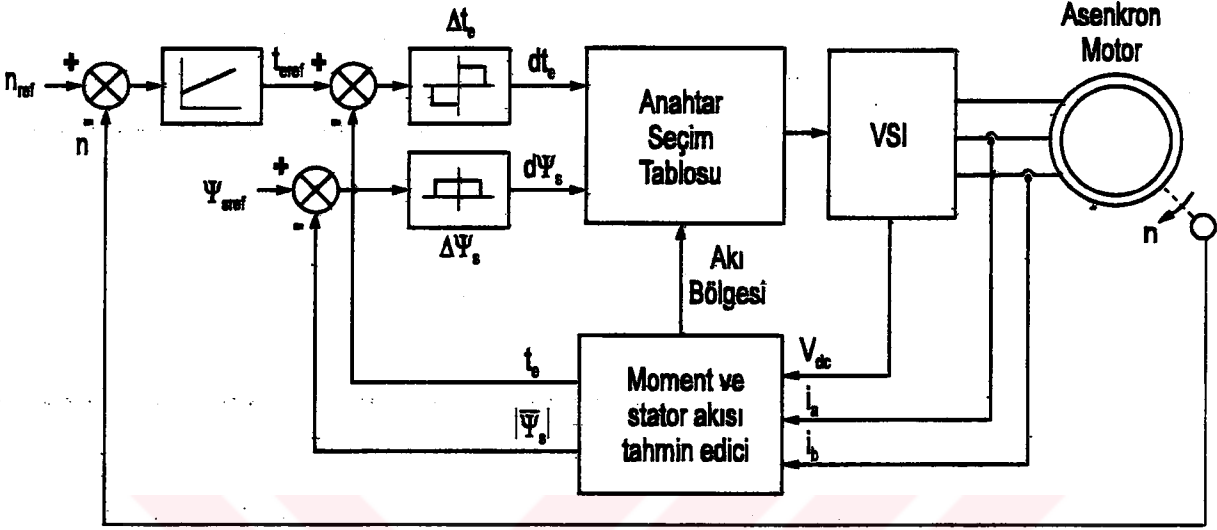
$$i_{sQ} = \frac{i_{sB} - i_{sC}}{\sqrt{3}} = \frac{i_{sA} + 2i_{sB}}{\sqrt{3}} \quad (4.23)$$

DTC sürücüsünün performansı, büyük ölçüde stator akısı uzay vektörünün doğru tahmin edilmesine bağlıdır. Bu tahmin işlemindeki doğruluk, akım ve gerilimlerin doğru ölçülmesine

ve integral işleminin doğru yapılmasına bağlıdır.

TC sürücüsünde stator akısı ve moment, optimum anahtarlama tablosu kullanılarak ayrı ayrı ve bağımsız olarak kontrol edilir (Bakan, 2002).

4.5.2 DTC Sürücüsü Blok Diyagramı



Şekil 4. 11 Temel DTC sürücüsü blok diyagramı (Bakan,2002)

DTC sürücüsünde her bir örnekleme veya kontrol periyodunda aşağıdaki işlemler tekrarlanır (Bakan, 2002; Kang ve Sul, 2001).

Kontrol periyodunun başında V_{dc} bara gerilimi ve iki faz stator akımı ölçülür. Stator akım ve geriliminin sD ve sQ bileşenleri hesaplanır.

Stator akısı ve moment hesaplanır.

Stator akısının genliğindeki hata ve moment hatası hesaplanır. Bu hata işaretleri, akı ve moment histerezis denetleyicilerinin girişleri olarak kullanılır.

Çıkış gerilim vektörü $d\psi_s$ ve dt_e stator akısının bulunduğu bölgeye göre seçilir.

Seçilen gerilim vektörüne ait anahtarlama sinyalleri sürme devresine verilerek kontrol periyodunun tamamlanması beklenir ve sonra ilk adıma dönülür (Bakan, 2002).

5. DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜNDE ANAHTARLAMA FREKANSININ İNCELENMESİ

5.1 Giriş

Geleneksel Doğrudan Moment Kontrolü (DTC) nün bazı dezavantajları mevcuttur. Bunlar;

- a) Genel olarak büyük oranda moment dalgalanması oluşması
- b) İnverter anahtarlama frekansının moment ve akı histeresis band genişliğine göre değişiyor olmasıdır (Kang ve Sul, 1998).

Yukarıdaki dezavantajların bir sonucu olarak inverterin çok fazla ilettime girip çıkarak aşırı anahtarlanmasını önlemek için histeresis band yeterince büyük seçilmelidir. Bandın büyük seçilmesi ise aynı zamanda düşük hız bölgesinde büyük moment dalgalanmasına sebep olacaktır (Kang ve Sul, 1999).

Bu yüzden doğrudan moment kontrolünde histeresis bandların etkileri ve inverter anahtarlama frekansının histeresis bandların büyüklüğüne göre analizinin yapılması halen aktif araştırma konularındandır. Bazı araştırmalarda histeresis band kontrolörü ve anahtarlama frekansı üretetecinden oluşan etkin bir anahtarlama frekansı düzeltme metodu üzerinde yoğunlaşmaktadır (Kang ve Sul, 1998, 1999). Bazı araştırmalarda sabit anahtarlama frekansı ve en az moment dalgalanmasını sağlayan yeni bir Asenkron Motor'un DTC ile kontrolünü öngören metodlar önerilmiştir (Kang ve Sul, 1999-b). Yapılan bu araştırmalarda, asenkron motorların DTC ile kontrolünde histeresis bandların ve makine parametrelerinin etkisi ayrıntılı incelenerek inverter anahtarlama frekansı ayrıntılı olarak analize tabi tutulmuştur (Kang ve Sul, 2001).

5.2 Anahtarlama Frekansının DTC üzerindeki etkileri

5.2.1 DTC Kontrolünün Yapısı ve Bazı Özellikleri

DTC yöntemi 1980 lerin başından itibaren birçok AC sürücü uygulamalarında hızlı moment cevabı, makine parametrelerine dayanıklılığı ve hız sensörü gerektirmemesi gibi sebeplerden dolayı çokça kullanılmıştır (Takahashi ve Noguchi, 1986; Depenbrock, 1988). DTC yöntemi için histeresis kontrolörü ve anahtarlama vektörü tablosu kullanılması yeterlidir.

DTC, FOC (Alan Yönlendirmeli Kontrol) gibi "field orientation (alan yönlendirme)" bloğuna ve akım kontrol döngüsüne girmeden hızlı ve hassas moment cevabı üretir. Şimdiye kadar DTC tabanlı geliştirilen yöntemler; anahtarlama tablosu, doğrudan kendinden kontrol ve uzay vektör modülasyonu kullanılarak gerçekleştirilmiştir (Kang ve Sul, 1999-b). Asenkron

motorların kontrolünde kullanılan DTC yönteminde “Vektör Seçimli DTC” diğer yöntemlere göre daha sık kullanılır (Buja, Casedai ve Serra, 1997). Bunun en önemli sebebi yöntemin sadece akı ve moment histeresis bandı gerektiriyor olmasındandır. Ayrıca PWM tekniğinde kaçınılmayan karmaşık aşırı modülasyon tekniklerinden uzak olmasından dolayı da tercih edilir (Kazmierkowski ve Kaspowicz, 1995). Bundan dolayı yöntemin anlaşılması ve uygulanması kolaydır (Kang ve Sul, 1999). Asenkron motorların DTC ile kontrolünde en sık kullanılan yöntem “Gerilim Vektörü Seçim Tablosu” kullanılmasıdır. Fakat Vektör Seçim Tablosu kullanılarak DTC nin gerçekleştirilmesinin bazı dezavantajları mevcuttur. Bu dezavantajlar aşağıdaki gibidir (Kang ve Sul, 1998).

- a) Anahtarlama frekansı, motor hızı ve moment - akı histeresis bandlarına göre değişim gösterir.
- b) Düşük hızlarda asenkron makinanın “Küçük Ters EMF” sinden dolayı yüksek moment dalgalanması oluşturur.
- c) İyi performans elde etmek için DTC uygulamalarında yüksek örnekleme zamanı kullanılmasının gerektirir (Takriben $25\mu s$ altında olması gerekir).

5.2.2 Histeresis Bandların Anahtarlama Frekansına Etkileri

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

Yukarıda sayılan histeresis band genişliği etkilerinden dolayı inverterin ısı sınırları dikkate alınarak histeresis bandların yeterince büyük, buna karşın moment dalgalanmasının azalması için bandların yeterince dar seçilmesi gerekmektedir. Yapılan çalışmalarda bu iki sınırlayıcı koşul gözetilerek istenen performans elde edilebilir.

Histeresis bandların genişliği özet olarak aşağıdaki etkilere yol açar,

- a) İnverter performansını etkiler. Buna bağlı olarak güç elemanlarının anahtarlama frekansının değişmesine ve kayıpların artmasına, dolayısıyla aşırı sıcaklık artışına yol açabilir.

- b) Histeresis bandların genişliği akı ve moment dalgalanmasında etkindir, dolayısıyla akı ve momentte dalgalanmalar oluşur.
- c) Akım harmoniklerinin artmasına, dolayısıyla toplam harmonik distorsiyonunun değişmesine neden olur.

Histeresis bandlar en kötü durumla bile başa çıkmak zorunda olduklarından sistem performansı kaçınılmaz olarak bazı çalışma bölgelerinde; özellikle düşük hız bölgelerinde oldukça etkilidir. Yapılan bazı çalışmalarda bu bölge ayrıca incelenmiştir (Kang ve Sul,2001).

5.2.3 Anahtarlama Frekansını Etkileyen Diğer Koşullar

Asenkron motorların DTC ile kontrolünde histeresis bandlar sabit tutulsa bile anahtarlama frekansı;

- a) motor hızı,
- b) akı seviyesi,
- c) çıkış momentine

bağlı olarak değişebilir. Bu durum, histeresis bandların yarı iletken anahtarlama elemanlarının ısı dayanımlarını aşmayacak şekilde anahtarlama frekansının oldukça yüksek seçilmesine sebep olur. Bu husus, ileriki bölümlerde ayrıntılı bir şekilde incelenmiştir.

5.3 Anahtarlama Frekansı ve Histeresis Bandların Etkisi için Geliştirilen Yöntemler

Anahtarlama frekansı ve histeresis bandların genişliği asenkron motorun DTC ile kontrolünde birbiri ile yakından ilişkili iki büyüklüktür. Histeresis bandlar moment ve akı için iki farklı kontrolörün genişliği şeklinde ayrı ayrı incelenebilir.

Bir anahtarlama peryodunda en az moment dalgalanması oluşturacak anahtarlama aralığı momentin ani değer ifadesinden yararlanılarak bulunan ortalama moment eşitliğinden bulunabilir. Böylece anahtarlama frekansı sabit tutularak moment dalgalanmasının azaltılması sağlanabilir (Kang ve Sul,1998).

Başka bir yöntem, histeresis band genişliklerinin verilen referans anahtarlama frekansına göre yeniden düzenlenmesidir.

Bir diğer yöntem de her anahtarlama peryodunda momentin ani değer ifadesinin kullanılarak, ortalama moment dalgalanması eşitliğinden ve bu dalgalanma eşitliğine bağlı olarak en az

moment dalgalanmasını oluşturacak anahtarlama anı elde edilir. Bu analize göre kontrol şekli düzenlenir.

Yukarıda belirtilen yöntemden farklı olarak anahtarlama frekansının tahmini de diğerlerinden daha detaylı olarak; anahtarlama frekansının akı ve moment histeresis bandlarına, örnekleme peryoduna göre düzenlenmesi ve histeresis bandların oluşan akım harmoniklerine etkisi incelenebilir. Ayrıca moment histeresis bandı makine parametrelerine bağlı olarak değişimi bölgelere ayrılabilir.

5.3.1 Anahtarlama Frekansının Sabit Tutularak Moment Dalgalanmasının En Aza İndirgenmesi

DTC de bir kontrol peryodunda en az moment dalgalanmasını sağlayacak anahtarlama aralığı, momentin ani değişimine bağlı olarak ortalama moment eşitliğinden elde edilebilir.

Anahtarlama frekansı sabit tutularak moment dalgalanmasını azaltacak bu tekniğe ait formüller aşağıdaki sıraya göre elde edilebilir.

- Çıkış gerilimi, $\overline{V_{sk}}$, geleneksel DTC anahtarlama tablosuna göre seçilmiş, fakat $\overline{V_{sk}}$ nin darbe süresi “momenti dalgalanmasını en aza indirme” eşitliğinden çıkarılmıştır.
- $\overline{V_{sk}}$, stator gerilimi vektörünün sebep olduğu “anlık moment değişimi” eşitliği kullanılarak bir anahtarlama peryodundaki “ortalama moment eşitliği” elde edilmiştir.
- Ortalama moment eşitliğinin zamana göre kısmi türevi alınarak optimal (en uygun) anahtarlama anı (t_s) elde edilmiştir (Kang ve Sul,1998).

5.3.1.1 Eşitliklerin Çıkartılması

Yukarıdaki anlatım sırasına göre bağlı olarak,

- Asenkron motorun stator ve rotor akıları kullanılarak durum denklemleri şeklinde aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \overline{\psi_s} \\ \overline{\psi_r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{\sigma L_s} & \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} I \\ \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} I & \left(j\omega_m - \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{\psi_s} \\ \overline{\psi_r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} V \quad (5.1)$$

- Elektromanyetik moment stator ve rotor akılarına göre aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$Te = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \text{Im}[\bar{\psi}_s \cdot \bar{\psi}_r^*] \quad (5.2)$$

* : Kompleks konjügeyi gösterir.

- c) t_{sp} bir kontrol periyodunun süresi olmak üzere, $(k+1).t_{sp}$ örnekleme anındaki stator ve rotor akıları örnekleme zamanına bağlı olarak yazılabilir.

$$\begin{aligned} \bar{\psi}_s(k+1) &= \bar{\psi}_s(k) + \left(-\frac{R_s}{\sigma L_s} \bar{\psi}_s(k) + \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\psi}_r(k) + \bar{V}_s(k) \right) t_{sp} \\ \bar{\psi}_r(k+1) &= \bar{\psi}_r(k) + \left(\frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} \bar{\psi}_s(k) + j \left(\omega_m - \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) \bar{\psi}_r(k) \right) t_{sp} \end{aligned} \quad (5.3)$$

- d) (5.3) deki ayrık akı ifadelerini (5.2) deki elektromanyetik moment ifadesinde yerine koyarak momentin artan ve azalan eğimler aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\begin{aligned} +\frac{Te(k+1)}{t_{sp}} &= -Tek \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) + \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \text{Im} \{ \bar{V}_s k \cdot \bar{\psi}_r k' \} - j_{om} [\bar{\psi}_s k \cdot \bar{\psi}_r k'] \equiv f_1 \\ -\frac{Te(k+1)}{t_{sp}} &= -Tek \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) - \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \text{Im} \{ j \omega_m [\bar{\psi}_s k \cdot \bar{\psi}_r k'] \} \equiv f_2 \end{aligned} \quad (5.4)$$

Yukarıdaki ifadede,

f_1 : Aktif Gerilim Vektörü tarafından üretilen artan moment eğimini

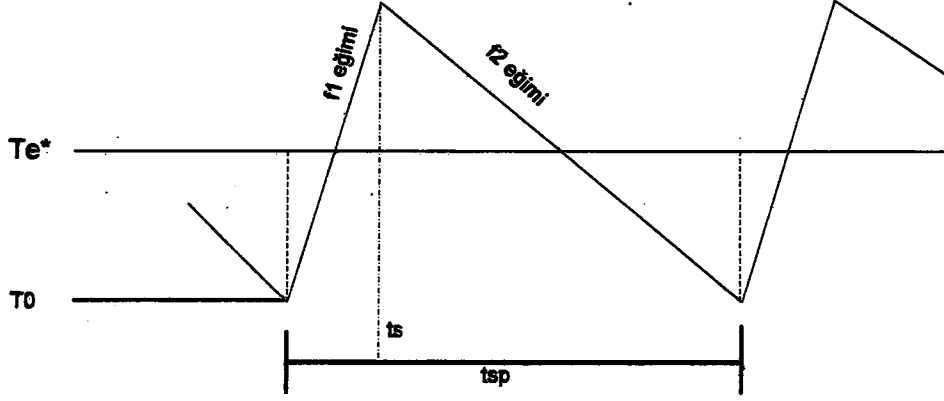
f_2 : Sıfır Gerilim Vektörü tarafından üretilen azalan moment eğimini ifade eder.

Gerilim Vektörü seçimi, V_s^* , geleneksel DTC algoritmasına göre belirlenirse moment eğimi aşağıdaki gibi öngörülebilir.

$$\begin{aligned} f_1 &= -\frac{Te_{cal}}{\sigma \tau r} + \frac{3P}{4} \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \left\{ -V_{sd}^* \psi_{rq} + V_{sq}^* \psi_{rq} - \omega_m \cdot (\psi_{rd} \psi_{sd} + \psi_{sq} \psi_{rq}) \right\} \\ f_2 &= -\frac{Te_{cal}}{\sigma \tau r} - \frac{3P}{4} \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \left\{ \omega_m \cdot (\psi_{rd} \psi_{sd} + \psi_{sq} \psi_{rq}) \right\} \end{aligned} \quad (5.5)$$

Burada Te_{cal} tahmin edilen moment, $\sigma \tau r = \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right)^{-1}$ dir.

f_1 ve f_2 eğimleri verilen Şekil 5.1'de Te^* referans momenti, T_0 moment histeresis bandın alt sınırını ve t_s artan eğimden azalan eğime geçiş anını ifade eder.



Şekil 5. 1 DTC algoritması tarafından üretilen moment dalgalanması eğimleri

- e) Şekil 5.1 den; t_{sp} nin küçük değerli olmasından dolayı f_1 ve f_2 eğimleri t_{sp} örnekleme süresince “sabit” kabul edilebilir.
- f) f_1 ve f_2 yukarıdaki kabule göre sabit kabul edildiğinde; t_{sp} süresince aktif ve sıfır vektörleri uygulandığından, ortalama moment dalgalanması herhangi bir örnekleme anında;

$$Te_{ripp}^2 = \frac{1}{t_{sp}} \int_0^{ts} (f_1 t + To - Te^*)^2 dt + \frac{1}{t_{sp}} \int_{ts}^{t_{sp}} (f_2 t - f_2 ts + f_1 ts + To - Te^*)^2 dt \quad (5.6)$$

- g) t_{sp} süresince moment dalgalanmasını en az indiren uygun değer anahtarlama anı dalgalanmanın t_{sp} ye göre türevi alınarak aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$\frac{\partial Te_{ripp}^2}{\partial ts} = (2f_1 - f_2)ts^2 + 2[To - Te^* - (f_1 - f_2)t_{sp}]ts - [2(To - Te^*)t_{sp} + f_2 t_{sp}^2] = 0 \quad (5.7)$$

Bu denklemin çözülmesi ile en uygun anahtarlama anı t_s ;

$$ts = \frac{2(Te^* - To) - f_2 t_{sp}}{(2f_1 - f_2)} \quad (5.8)$$

şeklinde elde edilebilir. (5.8) ifadesine göre t_s büyük oranda f_1 e bağlıdır.

5.3.1.2 Moment Dalgalanmasını Azaltma Yönteminin Algoritması

- Geleneksel DTC tablosu kullanılarak V_s seçilir, moment ve akı hataları sıfır histeresis

bandına göre oluşturulur.

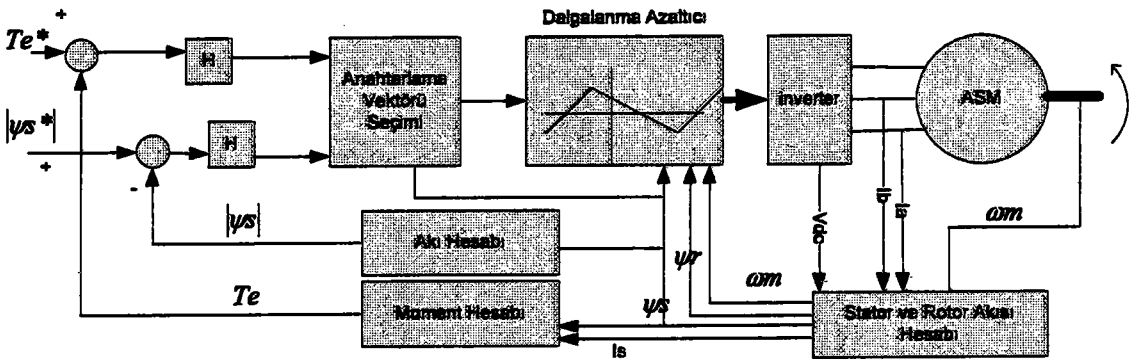
- Artan ve azalan moment eğimleri f_1 ve f_2 denklemlerinden bulunur.
- Anahtarlama anı (t_s) ifadesinden bulunur.
- Stator gerilim vektörü, V_s , $t=0$ anında uygulanır ve $t=t_s$ anında sıfır gerilim vektörü seçilir. Bu durumda moment eğimi f_2 olacak şekilde $(t_{sp}-t_s)$ süresince moment düşer.
- $t_s > t_{sp}$ ise $\bar{V}_s$ gerilim vektörü t_{sp} süresince seçilir.
- Her anahtarlama periyodunda, $t=0$ 'a resetlenir. Yeni gerilim vektörü seçilerek yukarıdakiler tekrar edilir.

5.3.1.3 Minimum Moment Dalgalanması için Sistemin Çalışması

Temel anahtarlama kuralı geleneksel DTC ile aynıdır. Gerilim seçimi için akı bölgesinin tanımı ve anahtarlama tablosu Geleneksel DTC yi anlatan bölge tanımları Şekil 4.5'teki gibidir. Bölge tanımına göre seçilen anahtarlama durumları da Çizelge 4.2 deki vektör seçimleri ile aynıdır.

Makine çalışmaya başladığında akı yapım modunda moment hatası sıfır çıksa bile V_m vektörü devamlı kullanılmalıdır.

Yukarıdaki açıklanan şartlara göre tasarlanan dalgalanmayı azaltıcı DTC nin blok diyagramı Şekil 5.2 deki gibidir (Kang ve Sul, 1999-b).



Şekil 5. 2 Dalgalanma azaltma tekniğinin uygulanması

Stator ve Rotor akıları asenkron motorun akım ve gerilim modelinden hesaplanır.

Dalgalanma azaltma kontrolörü moment dalgalanmasını azaltacak şekilde aktif gerilim

vektörünün turn-on zamanını kontrol ederek ve $t=t_s$ anında sıfır gerilim vektörü ilave edilerek bulunur.-

5.3.1.4 Sistemin Anahtarlama Frekansı

Daha önce bahsedildiği gibi DTC tablosuna göre gerilim vektörü seçilir ve aktif gerilimin süresi $t=t_s$ anında sıfır vektör ilave edilerek belirlenir. Buna göre ortalama anahtarlama frekansı, f_{sw}

$$f_{sw} = \frac{\text{anahtarlama_bolgesi}}{\text{toplam_bolge}} \cdot \frac{1}{tsp} = \frac{1}{3tsp} \quad (5.9)$$

bulunur.

5.3.1.5 Sistemin Gerçeklenmesi

- Düşük hız bölgesinde $\bar{\psi}_s$ in devamlı artması gerektiğinden $\bar{V}_0$ ve $\bar{V}_7$ vektörleri sadece aşırı anahtarlama önlemek için kullanılır, aktif vektörler seçilir.
- Bu metoddaki moment dalgalanması en uygun şekilde stator gerilim vektörünün süresi ayarlanarak seçilmektedir. Geleneksel metoddaki ise anahtarlama frekansı yüksek hız bölgesinde maksimum olur. Dolayısıyla moment histeresis bandının düşük hız bölgesinde küçük seçilmesi gerekir.
- Cevaplarda moment dalgalanmasının yüksek hız bölgesinde arttığı görülür. Bunun sebebi f_2 eğiminin motor hızına oranla büyümesinden kaynaklanmaktadır.

5.3.2 Değişken Büyüklüklü Akı ve Moment Histeresis Bandlarının Kullanılması

Histeresis bandların Asenkron Motorun DTC ile kontrolü üzerindeki etkileri değişken histeresis band büyüklükleri kullanılarak incelenebilir, kontrol yapılabilir. Bu yöntemde histeresis band kontrolörü ve anahtarlama frekansı üreticiden oluşan bir anahtarlama frekansı düzenleme metodu kullanılmıştır.

Daha önceden söylendiği gibi histeresis bandların anahtarlama frekansı için önemi, band genişliklerinin akı ve moment dalgalanmasına, güç anahtarlarının anahtarlama frekansına ve akım harmoniklerine etkisi bulunmasına yol açmasıdır.

- Bu metoddaki prensibe göre, inverter anahtarlama frekansı verilen referans frekansı izleyebilecek şekilde histeresis bandların genişliklerinin yeniden düzenlenmesinden

ibarettir.

- Bu yöntemde bir öncekinden farklı olarak akı histeresis bandı da incelemeye alınmıştır. Yalnız, akı histeresis bandının anahtarlama frekansı değişimine olan katkısı moment histeresis kontrolörünün anahtarlama frekansı değişimine olan katkısından daha farklıdır.
- Bu durum akı ve moment histeresis bandlarının toplam anahtarlama frekansını değişik şekilde etkilemesine yol açar. Bunun için, iyi sonuç almak için toplam anahtarlama frekansını etkileyen moment ve akı histeresis kontrolörlerin bandlarının ayrı ayrı düzenlenmesi gerekmektedir. Bu sebeple, bu yöntem anlatılırken anahtarlama frekansı f_s^* ; f_{sT}^* ve f_{sv}^* olacak şekilde iki parçaya ayrılmış ve her seçim frekansı anahtarlama frekansı kontrolörü tarafından ayrı ayrı ayarlanarak akı ve moment histeresis band büyüklüklerinin ayarlanması sağlanmıştır.

5.3.2.1 Eşitliklerin Çıkartılması

1) Moment Eşitlikleri:

$$\frac{\Delta Te(k+1)}{t_{sp}} = -Tek \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r} \right) + \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2} \right) \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \cdot \text{Im} \{ \overline{V_s k} \cdot \overline{\psi_r k'} \} - j_{am} [\overline{\psi_s k} \cdot \overline{\psi_r k'}] \quad (5.10)$$

$\frac{\Delta Tek}{t_{sp}}$ ifadesinden görüleceği üzere t_{sp} süresince oluşan ΔTe moment değişimi, yani moment eğimi; stator ve rotor akısı ve motor hızının bir fonksiyonudur. Dolayısıyla, moment histeresis kontrolöründe; eğimde aşağı yada yukarı hareket etmek değişik yük ve hız şartlarına göre değişir.

2) Akı Değişimleri

Akının değişim ifadesi,

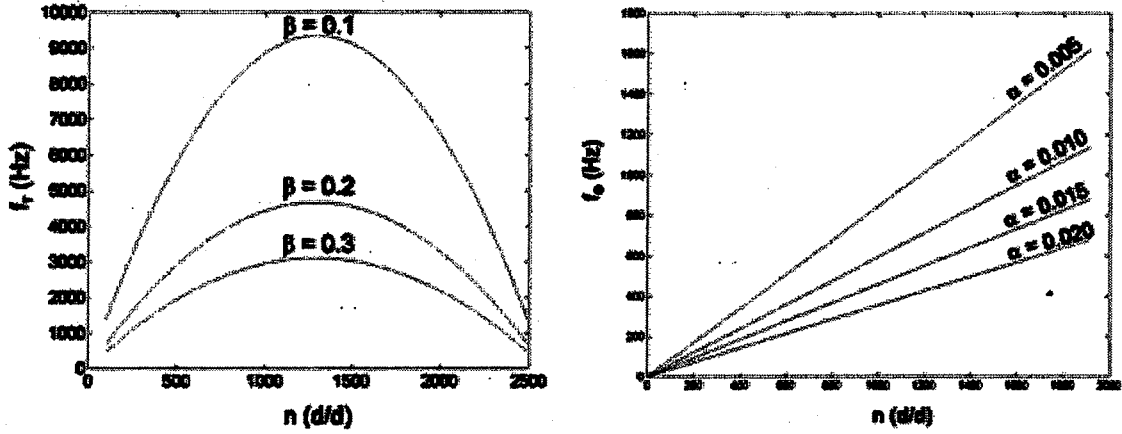
$$\frac{\Delta \psi_s k+1}{t_{sp}} = \frac{(\overline{V_s k} - R_s \overline{I_s k}) \overline{\psi_s k}}{\overline{\psi_s k}} \quad (5.11)$$

şeklinde yazılabilir.

Stator akısı ve stator gerilimi arasındaki açı akı değişiminin oranını belirler. Bu açı değişikçe akı eğimi değişim gösterir. Bu yüzden dönen stator akısının hızı akı eğimi değişimini etkiler.

5.3.2.2 Moment ve Akı Histeresis Bandlarının Grafikleri

Değişik histeresis band aralıklarına karşılık gelen temsili $f_s - \omega_m$ değişim grafiği verilmiştir. β moment histeresis band genişliği ve α akı histeresis band genişliğidir. .



Şekil 5. 3 Anahtarlama frekansının histeresis band aralığı - motor hızı grafikleri

Yukarıdaki şekillerden,

f_T nin orta hızda en büyük değerini almakta olduğu, buna karşın

f_ψ nin hızla orantılı değiştiği görülmektedir.

Dolayısıyla; anahtarlama frekansının düzenlenmesi için iki histeresis kontrolörünün de ayarlanması gereklidir.

5.3.2.3 Sistemin Algoritması

Yukarıda anlatılanlara göre histeresis bandların yeniden düzenlenmesini öngören sistemin tasarımı Şekil 5.4 gibi yapılabilir.

Burada hedef $f_{s\psi^*}$ ye eşit anahtarlama frekansı elde etmektir.

Yukarıda akı kontrolörü için verilen blok diyagramı moment kontrolörü için de tasarlanabilir. Sistemin çalışma algoritması aşağıdaki işlemleri yapmaktadır.

- Darbe sayıcı histeresis kontrolörün darbelerini (S_ψ) sayar.
- Sayıcı çıkışı PI kontrolörün geri beslemesi olarak kullanılır.
- $f_{s\psi^*}$ anahtarlama sayım referansını elde etmek için entegre edilir.

elde edilir (Bölüm 5.3.1)

5.3.3.1 Eşitliklerin Çıkartılması

Bu yöntemde kullanılan asenkron motor ve momente ait ifadeler (5.1)-(5.11) gibidir.

5.3.3.2 Sabit Anahtarlama Frekansında Minimum Moment Dalgalanması Stratejisinin İşleyiş Algoritması

V_s^* gerilim vektörü geleneksel DTC algoritmasına göre seçilir.

f_1 ve f_2 eğimlerine ait eşitlikler bölüm 5.3.3.1 de ki eşitliklerle aynıdır. Anlatım kolaylığı için yeni kontrol periyodu başladığında $t=0$ a resetlenir. Bu halde eğimler sabit kabul edilebilir. Eğer aktif ve sıfır vektörleri t_{sp} süresince karışmış durumda ise, ortalama moment dalgalanması herhangi bir örnekleme anında yine 5.3.3.1 deki $T_{e_ripp}^2$ eşitliği kullanılabilir.

Sistemin işleyiş algoritması Bölüm 5.3.1.2 deki algoritma sırası ile aynıdır.

Burada

- f_1 dalga şekli seçilen vektörden fazlaca etkilenir.
- f_2 motor hızı ile orantılı olarak düşer.

5.3.3.3 Sistemin Tasarlanması

Bu metotta sistemin işleyişi geleneksel DTC ye Bölüm 5.3.1.3 i uygulanarak, yani aktif gerilim vektörünün tetiklenme zamanını ayarlayarak, $t=t_s$ anında sıfır gerilim vektörü ilave ederek ayarlar.

Bu sistemin çalışma şekli;

- Akı bölgesi ve inverter vektörlerinin seçim şekli geleneksel DTC deki gibidir.
- Stator akısı ω_e hızı ile dönen bir vektördür. Anahtarlama kuralıda 4. bölümde verilen DTC tablosuna göre $\bar{\psi}_s$ in k . Bölgede olduğunu ve saat yönünün tersine doğru döndüğünü kabul edersek moment artırmak için E_T ve E_ψ moment ve akı işaretleri göz önüne alınarak $\bar{V}_{k+1}$ veya $\bar{V}_{k+2}$ seçilecektir. Burada E_T ve E_ψ sırası ile moment ve akının hata çıkışı ve k bölge numarasını göstermektedir.
- Momenti azaltmak için iki yol vardır. $|T_e^* - T_e|$ kullanıcının histeresis seviyesinden

düşükse (mesela $E_T=0$ ise) $\bar{V}_0$ ve $\bar{V}_7$ vektörleri seçilir. $|T_e^* - T_e|$ aşırı derecede histeresis seviyesinde büyükse (mesela $E_T=1$ ise) $\bar{V}_{k-1}$ ve $\bar{V}_{k-2}$ seçilir.

- d) DTC algoritmasında sıfır hıza yakın bölgede akı yapım modu mevcuttur (Kazmierkowski ve Kaspowicz, 1995). Bu modda DTC algoritmasına bağlı kalınmadan $\bar{V}_k$ gerilim vektörleri seçilerek motorun manyetiklenmesi sağlanır. Akı yapımı bölgesinde yukarıdaki maddeler ve ileride anlatılacak maddeler uygulanmaz, çünkü moment dalgalanmasının düşürülmesine bu bölgede ihtiyaç yoktur (Kang ve Sul, 1999-2).

5.3.3.4 Sistemin Anahtarlama Frekansı

Geleneksel DTC ye göre gerilim vektörü seçilir ve minimum moment kontrol bloğu aktif gerilim vektörünün süresini $t=t_s$ anında sıfır gerilim vektörü ilave ederek ayarlar.

Örnek olarak, akı ve momentini artırmak için bölge 6 da $\bar{V}_1(100)$ ve $\bar{V}_0(000)$ ardı ardına seçilir. Aynı şekilde bölge 3 de $\bar{V}_4(011)$ ve $\bar{V}_7(011)$ ardı ardına seçilir. Bu şu demektir, bölge 3 ve 6 da moment dalgalanması kontrolü 'a' fazı güç anahtarının açık - kapalı yapılması ile kontrol edilmiştir. Yani diğer anahtarların durumu değiştirilmemiştir. Diğer dört bölgede ise 'a' fazı güç anahtarı sadece 1 veya 0 da sabit kalmıştır. Bu sefer diğer anahtarlar durum değiştirmiştir.

Bu anlatımlar diğer anahtarlar için genişletilebilir ve diğer faz anahtarları için aynı şeyler söylenebilir. Bu yüzden anahtarlama frekansı formülü 5.3.1.1 deki f_{sw} eşitliğiyle ifade edilebilir.

5.3.4 İnverter Anahtarlama Frekansının Histeresis Bandlar ve Makine Parametrelerine Bağlı Olarak Analizi

Bu bölümde asenkron motorun DTC ile kontrolünde histeresis bandların etkisi ile anahtarlama frekansının tahmini daha detaylı olarak incelenecektir.

Moment ve akı histeresis bandları DTC de ayarlanabilen tek kazanç büyüklükleridir. İnverter anahtarlama frekansı ve akım dalga şekli bu iki band büyüklüğünden fazlaca etkilenirler. Bu sebeple, histeresis bandların büyüklüğü aşırı anahtarlama ve akım harmoniklerine sebep olmayacak şekilde tüm çalışma bölgelerine göre belirlenmelidir.

Burada, inverter anahtarlama frekansını akı ve moment histeresis bandlarına, kontrol örnekleme periyoduna göre tahmin eden ve histeresis bandların akım harmoniklerine etkisini

ortaya koyan formüller elde edilmektedir. Ayrıca anahtarlama frekansının ve harmonik distorsiyonunun tahmini için akı ve moment histeresis bandlarının dizayn prosedürleri önerilmiştir (Kang ve Sul, 2001).

5.3.4.1 Eşitliklerin Çıkartılması

Bölüm 3.3.1.1 deki eşitliklere ilave olarak 3.3.3.1 deki eşitlikler de kullanılarak DTC algoritmasında moment ve stator akısı kontrol büyüklükleri olarak kullanılırlar.

$$T_{ek} = \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right) \text{Im}[\bar{\psi}_s k \cdot \bar{I}_s k] \quad (5.12)$$

şeklinde elde edilebilir.

Stator akısının $(k+1)$ tps örnekleme anındaki ayrık formu aşağıdaki gibidir.

$$\bar{\psi}_s k+1 = \bar{\psi}_s k + (\bar{V}_s k - R_s \bar{I}_s k) \Delta t_{sp} \quad (5.13)$$

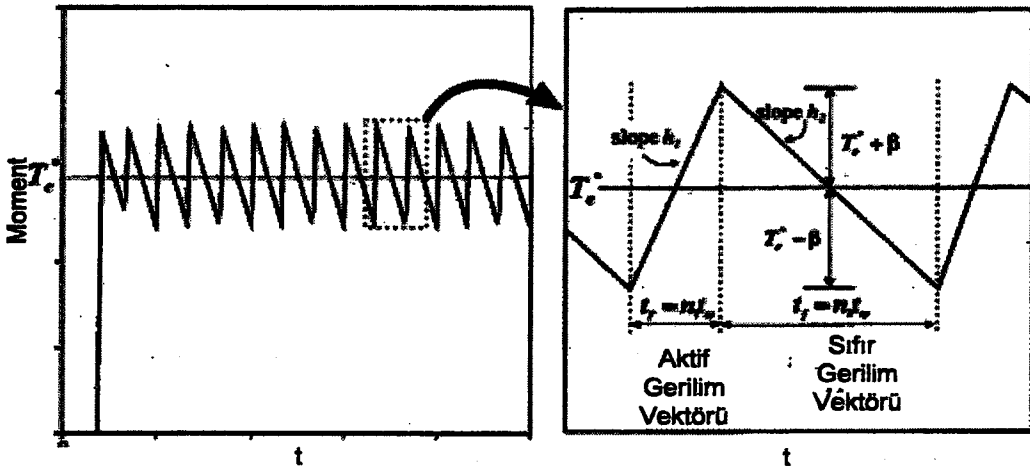
şeklinde yazılabilir.

5.3.4.2 İşleyiş Algoritması

Sistemin işleyiş şekli geleneksel DTC ile aynıdır.

5.3.4.3 Histeresis Kontrolörler Tarafından Üretilen Dalga Şekilleri

Moment histeresis kontrolörü tarafından üretilen tipik dalga şekli Şekil 5.6 da görülmektedir.



Şekil 5. 6 DTC ile kontrol edilen asenkron makinenin tipik moment dalgalanma karakteristiği

Şekilde t_r , yükselme zamanı ve düşme zamanı t_f , t_{sp} nin tamsayı çarpanlarıdır. β moment

histeresis bandını gösterir. Kararlı halde moment, aktif gerilim vektörleri seçilerek f_1 ile yükselir ve sıfır gerilim vektörleri seçilerek f_2 ile düşer.

Eğer t_{sp} yeteri kadar küçükse $\frac{d\bar{\psi}_s k}{dt}$ ve $\frac{d\bar{\psi}_r k}{dt}$ örnekleme süresince sabit kabul edilebilir.

Dolayısıyla $\bar{\psi}_s k$ ve $\bar{\psi}_r k$ nın $(k+1).t_{sp}$ anındaki değişimi bölüm 3.3.1.1 ve 3.3.2.1 de verildiği gibi olur.

a) Anlık Moment Eğimi Eşitlikleri

Moment histeresis kontrolörünün yol açtığı anahtarlama frekansı parametrelere ve çalışma şartlarına sıkı bir şekilde bağlıdır. $+\frac{\Delta Tek + 1}{tsp}$ ve $-\frac{\Delta Tek + 1}{tsp}$ eşitliklerinden elde edilen moment eğimleri üç parçaya bölünebilir.

$$h_1 = h_a + h_b + h_c$$

$$h_a = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r}\right) Tek$$

$$h_b = \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \text{Im}[\bar{V}_s k \bar{\psi}_r k]$$

(5. 14)

$$h_c = -\left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \omega_m \text{Im}[j \bar{\psi}_s k \bar{\psi}_r k]$$

h_a ($h_b + h_c$) yanında ihmal edilebilecek kadar küçüktür. Dolayısıyla anlık moment ifadesi $h_1 = h_b + h_c$ olur. Aynı şekilde $h_2 = h_a + h_c \cong h_c$ olur.

b) Ortalama Moment Değişimi Eşitlikleri

Moment kontrolörünün yol açtığı ortalama anahtarlama frekansını elde etmek için ortalama moment eğimi hesaplanmalıdır.

Örnek olarak k bölgesinde momenti artırmak için $\bar{V}_{k+1}$, $\bar{V}_{k+2}$ seçilir. Mesela 1. bölgede akı hatasına bağlı olarak $\bar{V}_2$ veya $\bar{V}_3$ seçilmelidir. İlk olarak V_2 nin seçildiğini varsayarsak Şekil 5.7 stator akısı $\bar{\psi}_s$ ve $\bar{V}_2$ arasındaki açı stator akısı $\bar{\psi}_s$ döndüğünden θ $\pi/2$ 'den $\pi/6$ 'ya düşecektir. Dolayısıyla θ deki düşüşe bağlı olarak h_1 eğimi de değişecektir. H_1 ortalama eğimi ($h_b + h_c$) ifadesinden

$$H_1(\overline{V_2}) = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} (h_b + h_c) d\theta_T \Big|_{V_s=V/2}$$

$$H_1(\overline{V_2}) = \frac{3}{\pi} c_1 \int_{\pi/6}^{\pi/2} \left[V_2 \|\overline{\psi_r}\| \sin(\theta_T + \theta_D) - \omega_m \|\overline{\psi_s}\| \|\overline{\psi_r}\| \cos \theta_D \right] d\theta_T \quad (5.15)$$

$$c_1 = (3/2)(p/2)(L_m / \sigma L_s L_r)$$

Eğer V_3 seçilirse de

$$H_1(\overline{V_3}) = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/2}^{5\pi/6} (h_b + h_c) d\theta_T \Big|_{V_s=V/3}$$

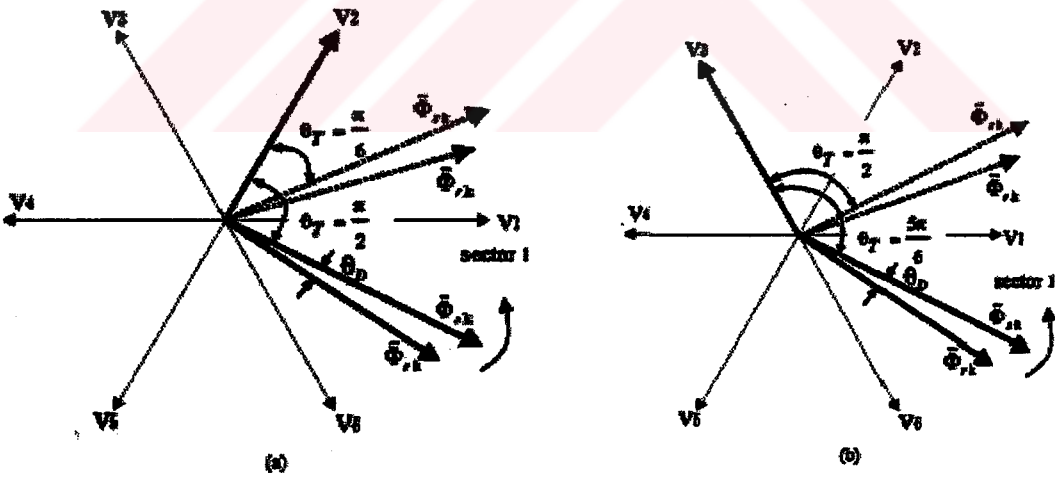
$$H_1(\overline{V_3}) = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/2}^{5\pi/6} \left[V_3 \|\overline{\psi_r}\| \sin(\theta_T + \theta_D) - \omega_m \|\overline{\psi_s}\| \|\overline{\psi_r}\| \cos \theta_D \right] d\theta_T \quad (5.16)$$

dir.

V_2 ve V_3 ün 1. bölgede eşit olarak seçildiğini kabul edersek, H_1 ortalama moment eğimi

$$H_1 = \frac{H_1(V_2) + H_1(V_3)}{2} \quad (5.17)$$

şeklinde elde edilir.



Şekil 5. 7 Seçilen gerilim vektörüne göre momentin değişimi a) V_2 seçildiğinde b) V_3 seçildiğinde

Düşen H_2 eğimide,

$$H_2 = \frac{3}{\pi} \int_{\pi/6}^{\pi/2} h_c d\theta_T \quad (5.18)$$

$$H_2 = \frac{3}{\pi} c1 \int_{\pi/2}^{\pi/6} (-\omega_m \|\bar{\psi}_s\| \|\bar{\psi}_r\| \cos \theta_D) d\theta_T$$

şeklinde yazılabilir.

Yüksüz durumda $\psi_r = \frac{L_r}{L_m} \psi_s$ e eşit kabul edilebileceğinden,

$$H_{1n} = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} V_{dc} \bar{\psi}_{sm} - \omega_m \bar{\psi}_{sm}^2\right) \quad (5.19)$$

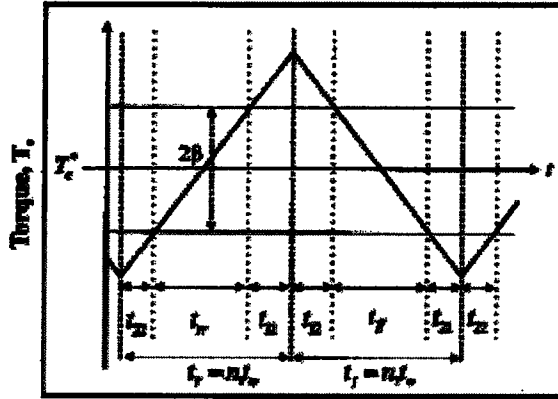
$$H_{2n} = -\left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 \omega_m \bar{\psi}_{sm}^2$$

H_{1n} ve H_{2n} :moment eğimleri (yüksüz durumda),dir.

Bu eşitliklerden moment eğimleri stator akısı motor hızı ve dc bara gerilimine bağlı olduğu görülür. Eğimler özellikle motor hızından fazlaca etkilenmektedir.

5.3.4.4 Moment Histeresis Bandının Yol Açtığı Anahtarlama Frekansının Hesabı

Moment histeresis bandının yol açtığı anahtarlama frekansının hesabı için t_{rr} ve t_{ff} birkaç alt bölgeye ayrılabilir.



Şekil 5. 8 Histeresis kontrolörün moment referansı civarında moment dalgalanması

H_{1n} ve H_{2n} moment eğimleri t_{rr} ve t_{ff}

$$t_r = \frac{2\beta}{H_{1n}} = \frac{2\beta}{\left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)\frac{1}{\sigma L_s}\left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\left(\frac{\sqrt{3}}{\pi}V_{dc}\bar{\psi}_{sm}\omega_m\bar{\psi}_{sm}^2\right)}$$

$$t_{ff} = -\frac{2\beta}{H_{2n}} = -\frac{2\beta}{\left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)\frac{1}{\sigma L_s}\left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2\omega_m\bar{\psi}_{sm}^2}$$
(5.20)

şeklinde yazılabilir.

Yüklü durumda H_{1n} ve H_{2n} , H_1 ve H_2 den az farklıdır. Anahtarlama frekansı düşük olursa banda taşmalar olacağından örnekleme zamanı kontrol performansı ve sistemin anahtarlama frekansını belirlemede önemli bir etkindir.

Üst aşım aralığı t_{11} ve t_{12}

$$t_{11} = td, t_{12} = -\frac{H_{1n}}{H_{2n}}t_{11}$$

$$t_{21} = td, t_{22} = -\frac{H_{2n}}{H_{1n}}t_{21}$$
(5.21)

şeklinde yazılabilir.

Sonuç olarak moment histeresis kontrolörünün yol açtığı anahtarlama frekansı f_T

$$f_T = \frac{1}{(t_r + t_{11} + t_{12}) + (t_{ff} + t_{21} + t_{22})}$$
(5.22)

şeklinde yazılabilir.

Düşük hız bölgesinde H_{1n} daha dik olmaya başlar ve t_r t_{sp} den küçük duruma düşer. Üst aşım aralığı t_{11} , $(t_{sp}-t_{rr})$ a oranla artar. Bundan dolayı $t_{11}=(t_{sp}-t_{rr})+t_d$ ile açıklanabilir. Yüksek hız bölgesinde de t_{ff} t_{sp} den küçük duruma düşer ve üst aşım aralığı $t_{21}=t_{sp}-t_{ff}+t_d$ ile açıklanabilir.

Anahtarlama frekansı f_T , ω_m motor hızına bağlıdır. Dolayısıyla, anahtarlama frekansını tüm çalışma bölgelerinde sabit tutmak zordur. Önceki bölümde motor hızı- anahtarlama frekansı değişimini gösteren Şekil 5.3'de f_T nin orta hızlarda pik değere ulaştığı ve β_n den etkilenmediği görülür.

5.3.4.5 Akı Eğimi Hesabı

K bölgesinde $\bar{V}_{k+1}$ veya $\bar{V}_{k+2}$ seçilir. Örnek olarak 1. bölgede $\bar{V}_2$ veya $\bar{V}_3$ seçilir. Stator

akısını artırmak için $\bar{V}_2$ seçilir.

R_s in etkisini ihmal ederek, akı eğimi g_1

$$g_1 = \frac{\psi_s k + 1 - \psi_s k}{dt} = + \frac{\Delta \psi_s k}{tsp} \quad (5.23)$$

$$g_1 = \frac{2}{3} V_{dc} \sin \theta (0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3})$$

şeklinde elde edilir.

θ : $\psi_s k$ ve bölge 1 in referans eksenini arasındaki açıdır.

Stator akısını düşürmek içinde $\bar{V}_3$ seçilir. g_2 eğimi

$$g_2 = \frac{\bar{\psi}_s k + 1 - \bar{\psi}_s k}{dt} = - \frac{\Delta \bar{\psi}_s k}{tsp} \quad (5.24)$$

$$g_2 = -\frac{2}{3} V_{dc} \sin(\theta + 2\pi/3) (0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3})$$

şeklinde elde edilir.

g_1 ve g_2 ifadelerinden görüldüğü gibi g_1 ve g_2 nin stator akısı açısına bağlı olmasından dolayı fazlaca non lineer olmasından dolayı stator akısının iniş ve çıkış eğimi de oldukça non lineerdir.

Bu yüzden f_ψ akı histeresis kontrolörünün anahtarlama frekansı moment histeresis kontrolörünün yol açtığı anahtarlama frekansı denkleminde farklıdır.

5.3.4.6 Akı Histeresis Bandı ve Anahtarlama Frekansı

N_ψ akı değişiminden kaynaklanan anahtarlama sayısı ve α_n histeresis band genişliği motor parametrelerinden etkilenmemektedir (Kang ve Sul, 2001). Histeresis bandı ve anahtarlama periyodu akı histeresis kontrolörünün anahtarlama frekansını etkilediğinden dolayı N_ψ ile anahtarlama sayısı değişimi de aşağıdaki gibidir.

$\alpha_n > 0.04$ için N_ψ fazlaca etkilenmez

$\alpha_n > 0.07$ için ise $N_\psi = 3$ olacak şekilde sabitlenir.

Kullanılacak akı histeresis kontrolörünün ortalama anahtarlama frekansı $f_{\psi}(\alpha_n)$

$$f_{\psi}(\alpha_n) = \frac{N_{\psi}}{2} \times 6B\delta lge \div 3Kol \times fe = N_{\psi} \cdot fe \quad (5.25)$$

5.3.4.7 Toplam İnverter Anahtarlama Frekansı

Sonuç inverter anahtarlama frekansı f_{inv} akı ve moment anahtarlama frekansı sonuçlarının toplamıdır.

$$f_{inv} = f_T + f_{\psi} \quad (5.26)$$

Eğer f_{inv} maksimum anahtarlama frekansı f_{max} ı geçerse α_n ve β_n yeniden ayarlanmalıdır.

5.3.4.8 Toplam Harmonik Distorsiyonu (THD)

Histeresis bandların anahtarlama frekansı ve THD ye etkisi de incelenebilir. THD α_n e fazlaca bağlı ve az miktarda β_n den etkilenmektedir. α_n i küçük tutarak, β_n i ayarlayarak anahtarlama frekansını kontrol etmek tercih edilir. Çünkü α_n deki artış THD de ani artışa neden olurken anahtarlama frekansının da etkili şekilde düşmesine yol açmaktadır.

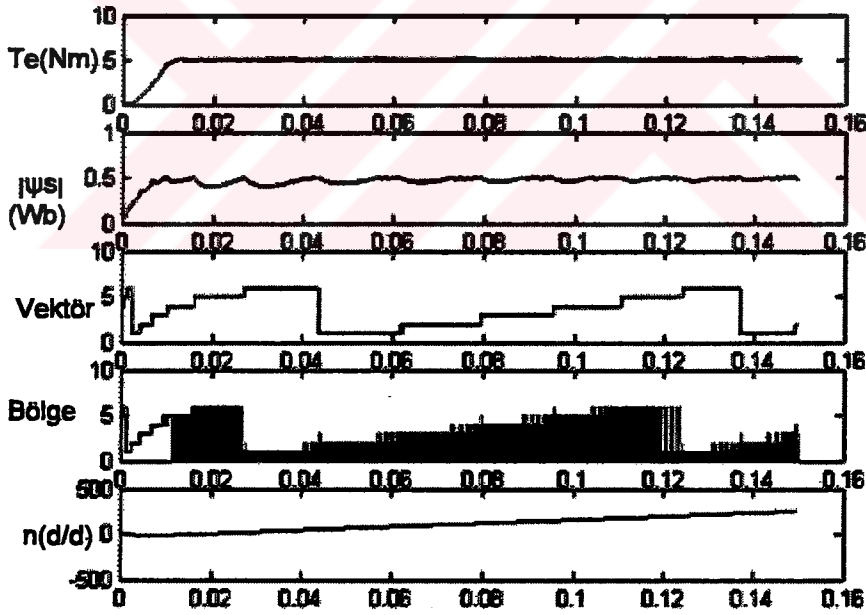
6. SİMÜLASYON SONUÇLARI

6.1 Asenkron Motorun Geleneksel DTC ile Simülasyonu

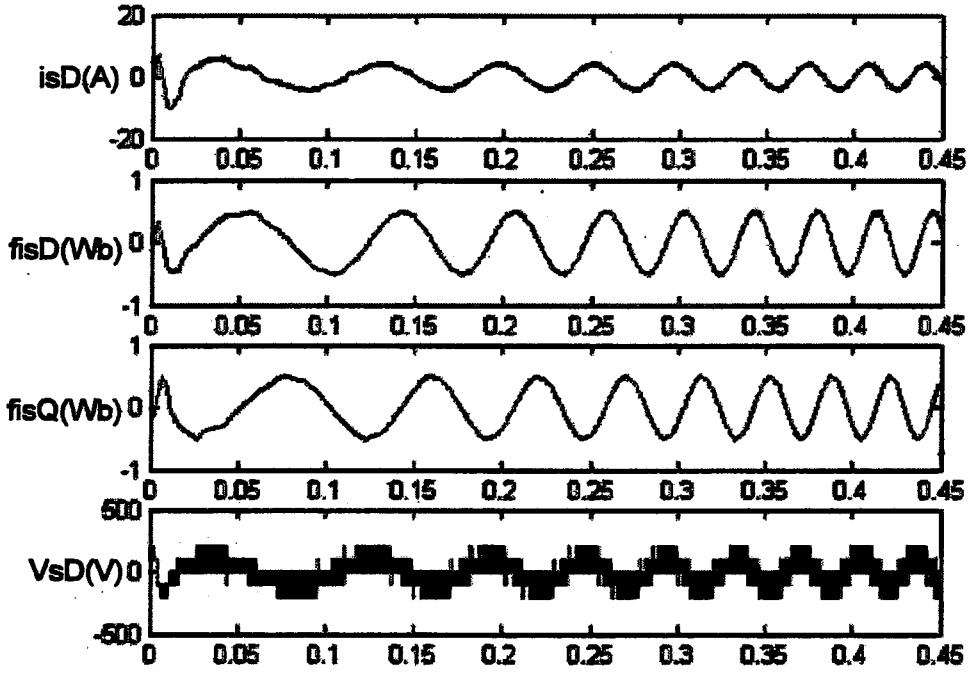
Asenkron motorun geleneksel DTC algoritmasına göre oluşturulmuş MATLAB programlama komutları EK-1 de verilmiştir. Girilen sistemin motor parametreleri Çizelge 6.1 de gösterilmiştir. Aynı parametreler tüm sonuçlar için aynadır. Moment eğimi değişimlerinin benzetiminde de aynı değerler kullanılmıştır. Parametrelere bağlı olarak moment eğimleri büyük oranda değişim gösterirler.

Çizelge 6. 1 Similasyonda kullanılan motorun parametreleri

$R_s = 7.8 \, \Omega$	$L_m = 382 \cdot 10^{-3} \, H$
$R_r = 4.2 \, \Omega$	$L_s = L_{ls} + L_m \, H$
$L_{ls} = 20 \cdot 10^{-3} \, H$	$L_r = L_{ls} + L_m \, H$
$L_{lr} = 20 \cdot 10^{-3} \, H$	$P = 4$
$J = 0.01$	



Şekil 6. 1 Asenkron Motor'un DTC ile kontrolünde moment, stator akısının mutlak değeri, bölge stator gerilim vektörü ve motor hızı değişimleri

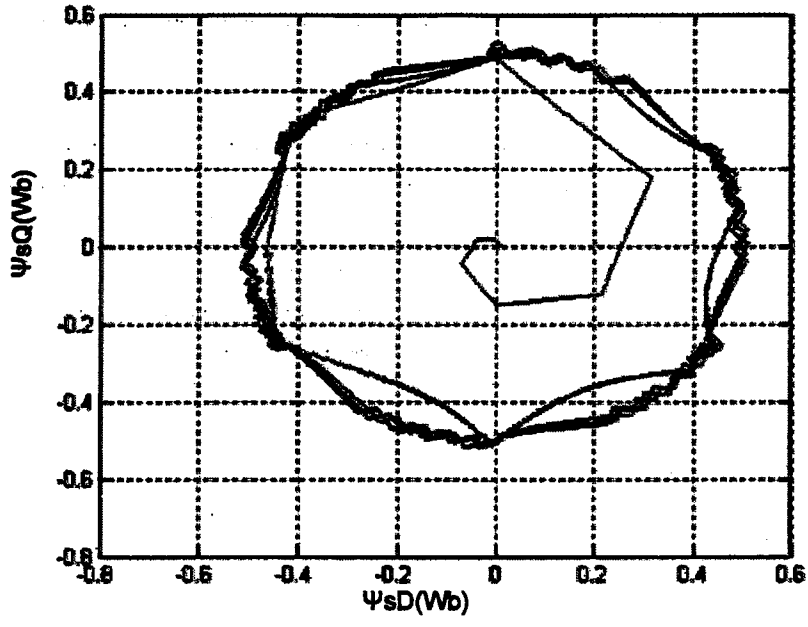


Şekil 6. 2 Asenkron motorun DTC ile kontrolünde sabit moment referansı için sD ekseninde stator akımı ile sD ve sQ ekseninde stator akısı değişimi ve motora uygulanan VsD gerilimi

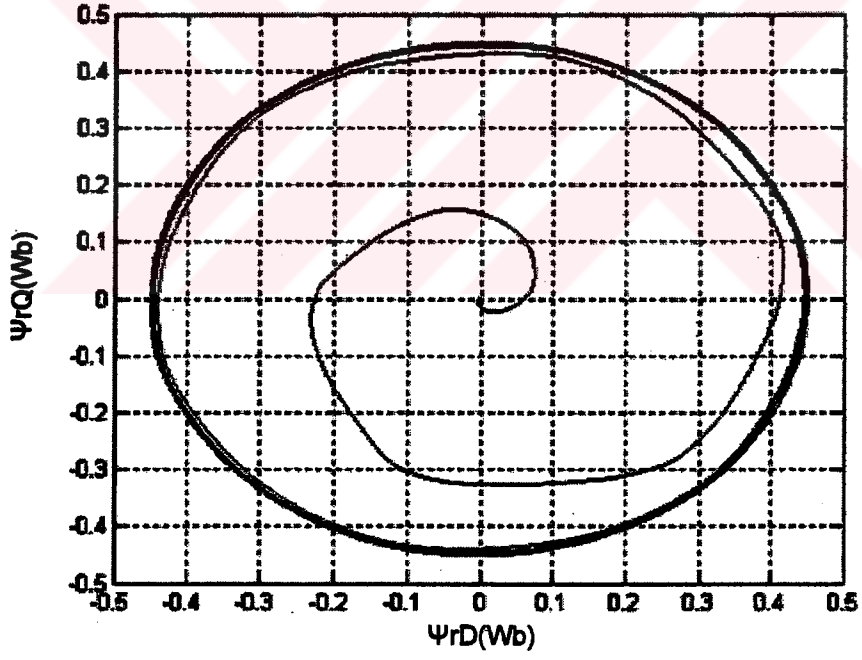
Başlangıçta motor akısının sıfır olmasından dolayı stator akısı Şekil 6.2'den görüleceği gibi yaklaşık 10 ms de referans akı değeri olan 0.5 Wb civarına yaklaşmıştır. Bundan dolayı istenilen moment değerine de yaklaşık 10 ms de ulaşılmıştır. Referans hız yakalandıktan sonra moment hızlı bir şekilde yük moment değeri yakın bir yere oturur. Stator akısının D ve Q bileşenleri arasında 90 derecelik faz farkı mevcuttur. Akı değeri de yaklaşık 10 ms de kararlı değerine ulaşmıştır.

DTC sürücüsünde seçilen inverter anahtarlama vektörü, her bir anahtarlama periyodunda, stator akısındaki hatanın $2\Delta\psi_s$ ve momentteki hatanın $2\Delta t_e$ bandı içinde kalmasını sağlayacak şekilde seçilmiştir. Akı denetleyici çıkışı $d\psi_s$, moment denetleyici çıkışı dt_e ve stator akısının bölgesine göre motora uygulanması gereken gerilim vektörü bir Çizelge 4.2 kullanılarak belirlenmiştir.

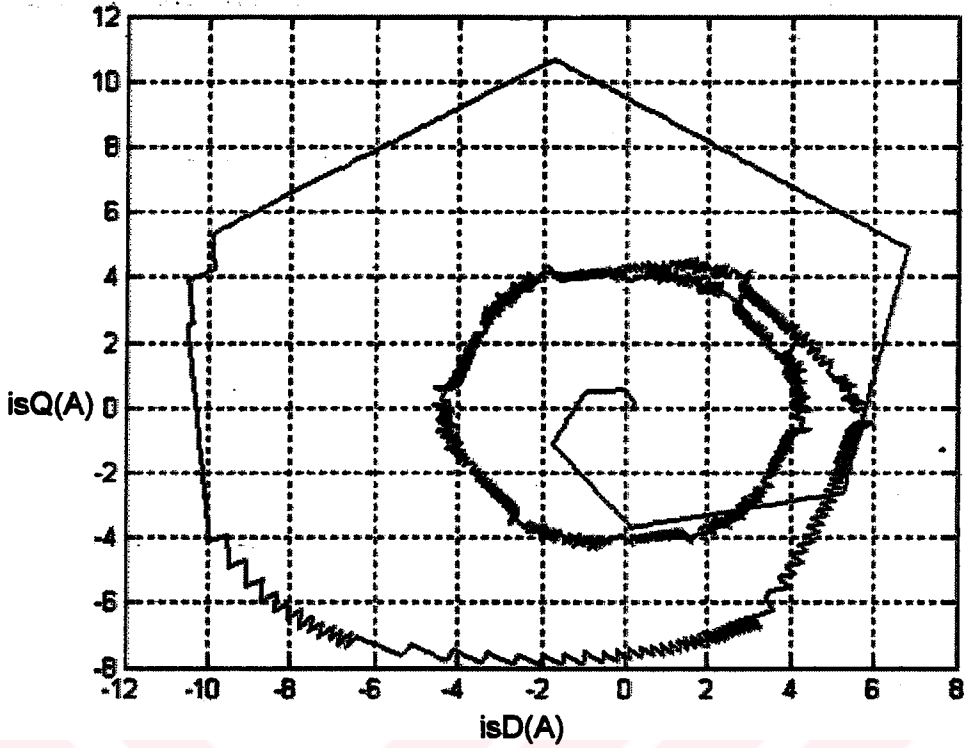
Stator akısı ve rotor akısının sD ve sQ bileşenlerinin değişim şekli de Şekil 6.4 ve Şekil 6.5 te verilmiştir. Stator akımı uzay vektörünün geleneksel metoda göre düzenlenmiş algoritmada elde edilen değişimi Şekil 6.6' da verilmiştir.



Şekil 6. 3 DTC' de stator akısının değişimi



Şekil 6. 4 DTC' de rotor akısının değişimi



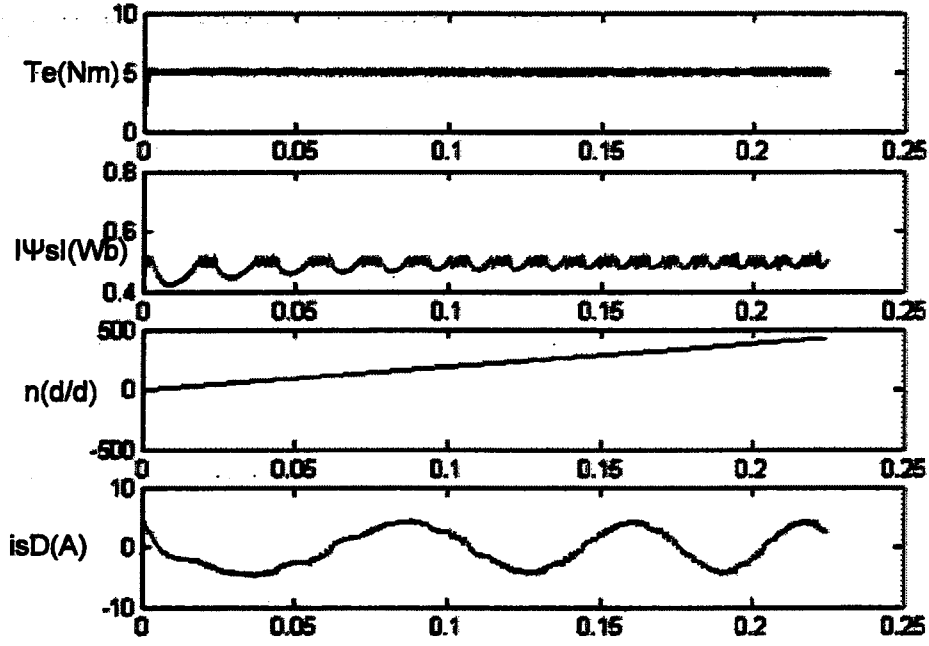
Şekil 6. 5 DTC'de stator akımı uzay vektörünün yörüngesi

6.2 Akı Yapım Modlu DTC Sonuçları

Düşük hız bölgesinde $\bar{\psi}_s$ in devamlı artması gerektiğinden $\bar{V}_0$ ve $\bar{V}_7$ vektörleri sadece aşırı anahtarlamaı önlemek için kullanılır, aktif vektörler seçilir. Geleneksel metotta anahtarlama frekansı yüksek hız bölgesinde maksimum olur. Dolayısıyla moment histeresis bandının düşük hız bölgesinde küçük seçilmesi gerekir. Cevaplarda moment dalgalanmasının yüksek hız bölgesinde arttığı görülür. Bunun sebebi f_2 eğiminin motor hızına oranla büyümesinden kaynaklanmaktadır.

Daha önceden söylendiği gibi akım yapma modunda sistem çalıştırılarak motorun stator akısının belli bir seviyeye getirilmesi istenir. Böylece geçici rejimden daha hızlı bir şekilde kararlı rejime geçiş sağlanabilir.

Akı yapım modunun kullanılarak elde edilen moment, mutlak akı, hız ve akımın sD bileşeninin değişimi Şekil 6.6 da verilmiştir.

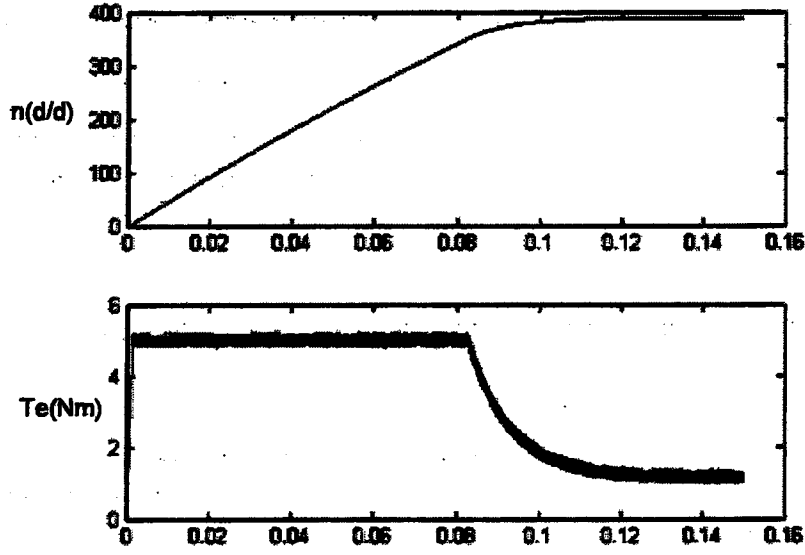


Şekil 6. 6 Asenkron motorun DTC ile kontrolünde akı yapım modu kullanıldığında elde edilen moment, mutlak akı, hız ve akım sonuçları

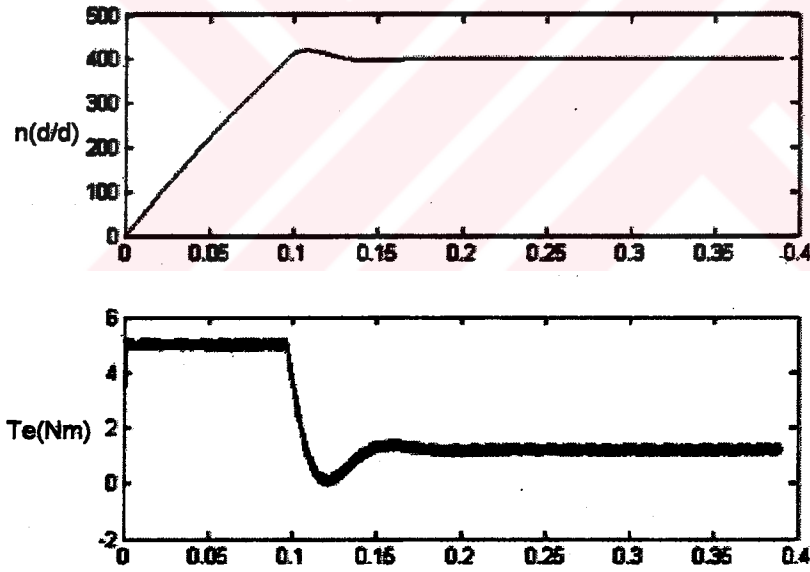
6.3 DTC Algoritmasında P ve PI Denetleyici Kullanıldığında Elde Edilen Hız ve Moment Cevabı

Şekil 6.7 de kontrolde P denetleyici kullanıldığında elde edilen moment ve hız değişimleri verilmiştir. Buna göre geçici rejimden kararlı rejime oturma süresi 10 ms den çok daha düşük çıktığı görülmektedir.

Şekil 6.8 de ise PI denetleyici kullanıldığında elde edilen moment ve hız değişimleri verilmiştir. Oturma süresi yine diğer sonuçlara göre çok kısadır.



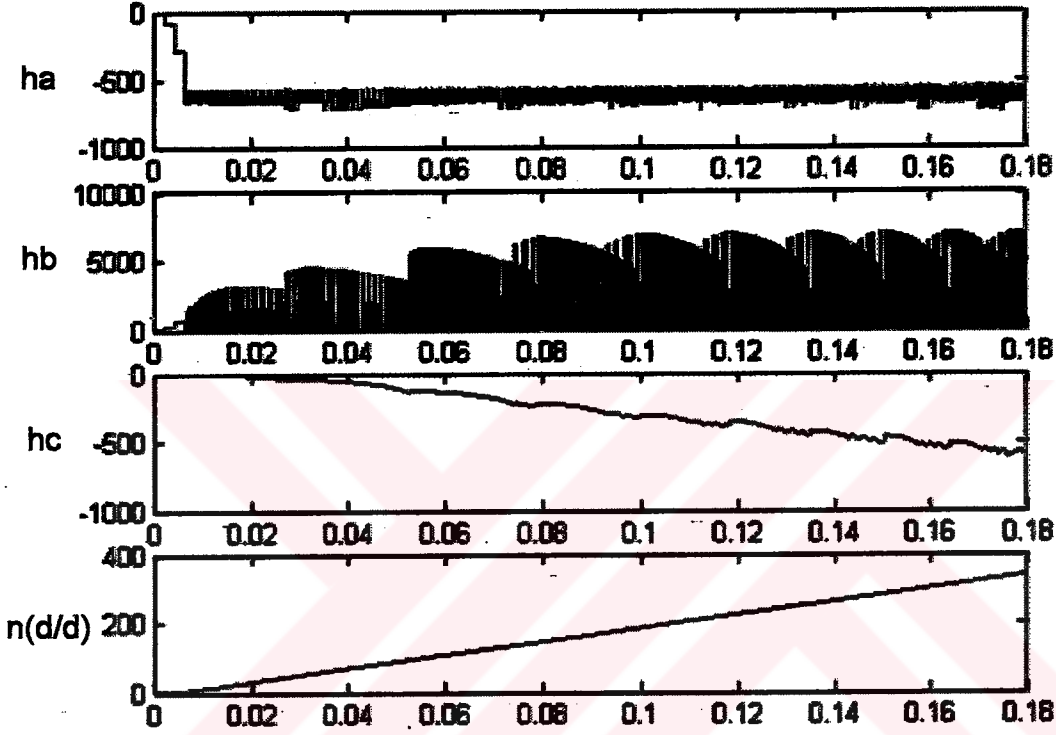
Şekil 6. 7 DTC algoritmasında P denetleyici kullanıldığında elde edilen moment ve hız cevabı simülasyon sonuçları ($n_{ref}=400d/d$)



Şekil 6. 8 DTC algoritmasında PI denetleyici kullanıldığında elde edilen moment ve hız cevabı simülasyon sonuçları ($n_{ref}= 400d/d$)

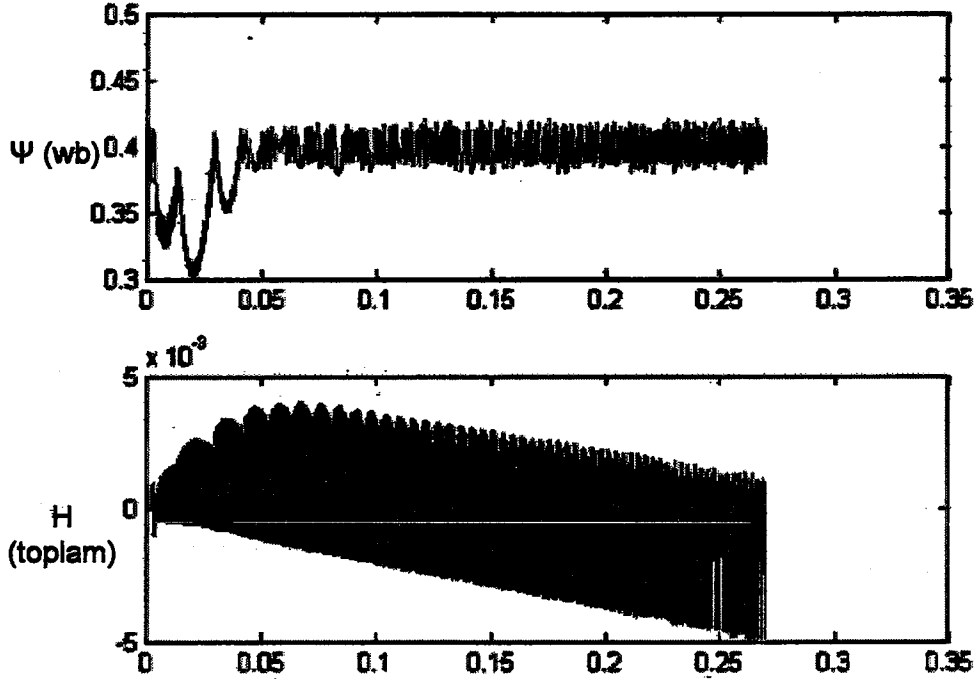
6.4 Moment Eğimi Değişim Sonuçları

Momentin histeresis banddaki eğiminin simülasyonu Şekil 6.9 da verilmiştir. Burada anahtarlama frekansı düşük olursa bandda taşmalar olacağından örnekleme zamanı kontrol performansı ve sistemin anahtarlama frekansını belirlemede çok önemlidir. Burada bölüm 6 da anlatılan H eğimi 3 parçaya ayrılmıştır. h_a , h_b ve h_c eğimlerinin motorun hangi parametrelerinden etkilendikleri (5.14) te verilmiştir.

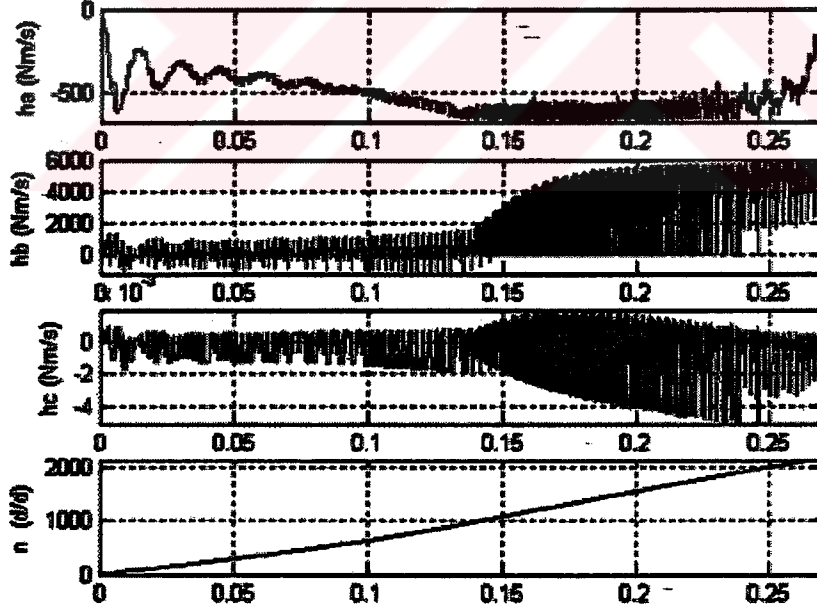


Şekil 6. 9 Geleneksel DTC’de h_a , h_b , h_c moment eğimleri ve hızın değişimi ($T_{e_ref}=2$)

Stator akısının mutlak değerinin değişimi ve toplam eğiminin değişim şeklide Şekil 6.10’ dan görülebilir. Burada eğimin h_b ve h_c den fazlaca etkilendiği yorumu yapılabilir. h_a ’nın ise ihmal edilebilecek kadar küçük olduğu ve sistemi etkilemediği söylenebilir. Yalnız elde edilen bu değişimler momentin artan eğimi için geçerlidir. Azalan eğimdeki değişimler daha farklı olacaktır. Azalan eğimde H toplam eğiminin h_a , h_b ve h_c değişimlerinden etkilenmesi farklı olacaktır ve bunlara ilişkin ifadeler 5. bölümdeki azalan moment ifadesinden elde edilebilir.



Şekil 6. 10 Geleneksel DTC' de akı ve eğimin toplam değişimi



Şekil 6. 11 $T_{e_ref}=3$ için h_a , h_b ve h_c eğimlerinin şekilleri

7. SONUÇ VE ÖNERİLER

Simülasyon çalışmasında kullanılan DTC kontrollü asenkron motor sistemi teorik olarak ayrıntılı bir Şekilde 4. Bölüm ve 5. Bölüm’de incelenmiştir. Sistemin simülasyonu, MATLAB m-file ortamında hazırlanan yazılım ile gerçekleştirilmiştir.

Vektör seçim tablosu kullanılarak hazırlanan DTC sistemi ile elde edilen stator akısı, stator akımı, moment ve hızın zamana bağlı değişimleri Şekil 6.1 ve Şekil 6.2 de verilmiştir. Bu değişimlerde kararlı değere oturma süresinin uzunluğu sistem için bir dezavantaj olup, bu durumun iyileştirilmesi gerekmektedir.

Akı değerinin, motorun ilk çalışmaya başladığı andan referans değere ulaşmaya kadar geçen süre yaklaşık 0.01s’dir. Bu süre geçici hal şartlarına göre daha da artabilmektedir. Bunun için yapılan ek yazılımla, kontrol sistemi akı yapım modunda çalıştırılarak, motorun mıknatıslanmasının sağlanması gerekir. Akı yapım modlu DTC’nin simülasyon sonuçları Şekil 6.6 da verilmiştir. Bu simülasyon sonuçları incelendiğinde, akı yapım modunun kullanılmasının sağladığı faydalar açıkça görülebilir. Daha ileri seviyede geçici hal şartlarının düzenlenebilmesi için simülasyon devresine P ve PI denetleyici eklenmiştir. Sisteme P ve PI denetleyici ilavesi ile elde edilen Şekil 6.7 ve Şekil 6.8 de verilen çıkışlar, daha iyi bir kontrol performansının sağlandığını göstermektedir. Genel olarak her iki denetleyicinin eklenmesi ile moment ve hızın oturma zamanlarının daha da hızlandırılıp elde edilen çıkışlardan görülebilir.

Kontrol sisteminde anahtarlama frekansı etkisi önce teorik olarak incelenmiş ve elde edilen denklemler simülasyonda kullanılmıştır. Motorun parametrelerine bağlı olarak elde edilen artan ve azalan moment eğimlerinin, motor parametrelerine bağımlı olduğu görülmektedir. Simülasyonda, çıkışın değişik moment referanslarına karşılık sonuçlarını görebilmek için uygulanan moment referansı değiştirilerek çıkış sonuçları tekrar gözlemlenmiştir. Buna göre moment referansındaki küçük değişimlerin bile eğim sonuçlarını fazlaca etkilediği görülmektedir. Toplam artan moment eğiminde $h_2 = h_c$ eğiminin ihmal edilebilecek düzeyde olduğu dalga şekillerinden görülebilir. Azalan moment eğimi de $h_2 = h_c$ olarak alınabilir. Yapılan incelemelerde moment kontrolörünün anahtarlama frekansının orta hızlarda maksimum değere ulaştığı ve akı kontrolörünün anahtarlama frekansının hıza bağımlı olarak değiştiği görülmektedir.

Yukarıdaki açıklamalar dikkate alınarak DTC de optimal inverter anahtarlama süresinin tespiti yapılmalıdır. Optimal anahtarlama süresi tespiti için kullanılan yöntemlerde, aktif ve sıfır gerilim vektörlerinin t_s süresine göre, sıfır gerilim vektörlerinin ise en az anahtarlama

kaybına neden olacak şekilde seçilmesi gerekmektedir. Motorun başlangıçta manyetiklenmesi hızlı bir cevap sonucunu doğuracağından, akı yapım modu kullanılmalıdır. Daha hızlı moment ve hız cevabı elde etmek için, yukarıda da açıklandığı gibi, P veya PI denetleyiciler kullanılabilir.

Daha çok moment histeresis bandına bağlı olan anahtarlama frekansının, moment histeresis bandındaki değişimin etkilerine göre düzenlenmesi gerekir. Motorun orta hız bölgesinde ve histeresis band genişliği azaltıldığında, buna bağlı olarak anahtarlama frekansı artacağından, 5. Bölüm'de anlatıldığı gibi sisteme değişken histeresis bandlı kontrolörler eklenerek DTC geliştirilebilir. Akı histeresis band genişliği de anahtarlama frekansını etkilediğinden, optimal anahtarlama frekansı, moment ve akı histeresis band genişliklerine göre tespit edilmelidir. Artan eğim daha büyük değerli olduğundan anahtarlama frekansının düzenlenmesinde h_1 in incelenmesi önemlidir. Artan eğim üç parçaya ayrılır ve eşitlikleri 5. Bölüm'de gösterilen h_a , h_b ve h_c eğimleri motor parametrelerine bağlıdır. Toplam artan moment eğimi daha çok h_b ve h_c ye bağlı olduğundan stator akısı, rotor akısı, seçilen gerilim vektörü ve rotor hızı ayarlanarak anahtarlama frekansına katkı sağlanabilir. Bunun dışında 5. Bölüm'de anlatıldığı gibi, sisteme farklı bloklar eklenerek ve dolayısı ile kontrol algoritmasında düzenleme yapılarak, optimum anahtarlama frekansı seçimi yapılabilir

KAYNAKLAR

- Akın, E, (1994) "Stator Akısı Üzerinden Asenkron Motorun Rotor Akısı Alan Yönlendirmesi İçin Yöntemi" Doktora Tezi, Fırat Üniversitesi, FBE, 1994.
- Akkaya R., Bodur H. Uzay Vektör Modülasyon Metoduyla Optimum Pwm Darbe Sürelerinin Hesaplanması, Elektrik Müh. 5. Ulusal Kong. KTÜ-Trabzon, 1993, 1129-1134.
- Bakan A.F., "Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi Ve Gerçekleştirilmesi" Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 2002, İstanbul.
- Bakan,A.F., Bodur,H., "Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolü Gerçekleştirilmesi", Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 9.Ulusal Kongresi-Kocaeli,, 19-23 Eylül 2001, Sayfa 179-182.
- Bakan,A.F., Bodur,H., Yıldırım G., Obdan H., "Doğrudan Moment Kontrollü Bir Asenkron Motor Sürücüsünde Stator Akısı Tahmininin İyileştirilmesi" Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 10.Ulusal Kongresi-İstanbul,, 18-21 Eylül 2003, Sayfa 160-163.
- Bakan,A.F., Bodur,H., Sarul H., Aksoy İ. "Doğrudan Moment Kontrollü Bir Asenkron Motor Sürücüsünde Anahtarlama Frekansının İncelenmesi" Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 10.Ulusal Kongresi-İstanbul,, 18-21 Eylül 2003, Sayfa 168-171.
- Bodur H., (2003), Güç Elektroniği Endüstriyel Uygulamaları II Ders Notları, 2003,YTÜ, İstanbul.
- Bose B.K., (1986), Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall, 1986.
- Buja, G., Casadei, D. Ve Serra,G., (1997b), "Dtc-Based Strategies For Induction Motor Drives", Proc. of The 1997 23rd Annual International Conference On Industrial Electronics, Control, And Instrumentation, Iecon. Part 4, Nov 9-14 1997, IEEE, 1506-1516.
- Depenbrock M., (1988), "Direct Self Control (Dsc) Of Inverter-Fed Induction Machines", IEEE Trans. Power Electronics, Vol.3, No.4, 420-429.
- Faiz J. and Sharifian M. B. B "Comparison of different switching patterns in direct torque control technique of induction motors" Electric Power Systems Research, Volume 60, Issue 2, 28 December 2001, Pages 63-75.
- Filippich, M., (2002) "Digital Control of a Three Phase Induction Motor", Master Thesis in School Of Information Technology and Electrical Engineering University Of Queensland, October 2002, Queensland, 1-30.
- Gülez K., (1999), "Asenkron Motorun DSP (Sayısal İşaret İşleyici) Tabanlı Bir Kontrol Sistemi Kullanılarak YSA (Yapay Sinir Ağları) ile Performansının Arttırılması", 1999, YTÜ, İstanbul.
- Habetler, T.G., Profumo, F. Ve Pastorelli, M. Ve Tolbert L.M., (1992b), "Direct Torque Control Of Induction Machines Using Space Vector Modulation", IEEE Trans. On Industry Applications, Vol.28, No.5, September-October 1992, 1045-1053.
- Idris, N.R.N., "Yatim, A.H.M.; Modeling of a New Torque Controller for Direct Torque Control of Induction Machines" TENCON 2000. Proceedings, Volume: 2, 24-27 Sept. 2000, 39 - 45.

Idris, N.R.N.; Yatim, "A.H.M. Reduced Torque Ripple and Constant Torque Switching Frequency Strategy for Direct Torque Control of Induction Machine" Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE, Volume: 1, 6-10 Feb. 2000, 154 – 161.

Kang J.K., Sul S.K., (1998) "Torque Ripple Minimization Strategy For Direct Torque Control of Induction Motor", Industry Applications Conference Thirty-Third Ias Annual Meeting, 12-15 Oct. 1998, Volume 1, 438 – 443.

Kang J.K., Sul S.K., (1999), "Direct Torque Control of Induction Machine With Variable Amplitude Control Of Flux And Torque Hysteresis Bands", Electric Machines and Drives, 1999. International Conference Iemcd '99, 9-12 May 1999, 640 – 642.

Kang J.K., Sul S.K., (1999), "New Direct Torque Control of Induction Motor For Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency", IEEE Transactions On Industry Applications, Volume: 35, Issue: 5, Sept.-Oct. 1999, 1076 – 1082.

Kang J.K., 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.

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

Metin Demirtaş, "Alan Yönlendirmeli Asenkron Motorun Bulanık Kayan Kip Ve Genetik Kayan Kip Konum Kontrolü", Doktora Tezi, YTÜ FBE, 2002, İstanbul.

Sarıoğlu K., (1977), Elektrik Makinalarının Temelleri II, İTÜ Yayınları, Sayı 115, İstanbul, 1977, 190-220.

Sarul H., (2003), Alternatif Akım Makinalarının Vektör Kontrolü YTÜ Ders Notları, 2003, YTÜ.

Şahin C., "Asenkron Motor için Algılayıcısız Akı Gözlemleyicisi ve Kontrolü", Doktora Tezi, İTÜ FBE, 1997, İstanbul.

Takahashi, I. Ve Noguchi T., (1986), "A New Quick-Response And High Efficiency Control Strategy Of An Induction Motor", IEEE Trans. Industry Applications, Vol.22, No.5, 820-827.

Tiitinen, P. Ve Surandra, M., (1995), "The Next Generation Motor Control Method, DTC Direct Torque Control", Proceedings of The International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, Vol.1, 37–43.

X. Roboam, "A Special Approach For The Direct Torque Control of An induction Motor", 1st European Technical Scientific Report, Ansaldo-Cris, Naples, Italy, Feb.1996, 216–225.

EKLER

Ek 1 MATLAB ortamında hazırlanan yazılım programı



Ek 1 MATLAB ortamında hazırlanan simülasyon yazılımı

%Geleneksel DTC Simülasyonu

clear

D=5e-6;

% PID Parametreleri

PID=0;

nref=400;

count1ms=0;

KP=100e-3;

TI=100e-3;

KI=0;

INT=0;

%Motor Parametreleri

Rs =7.8;

Rr =4.2;

Lls =20*1e-3;

Llr =20*1e-3;

Lm =382*1e-3;

Ls = Lls + Lm;

Lr = Llr + Lm;

P =4;

J =0.01;

sigma = 1-Lm*Lm/(Ls*Lr);

tsr = Ls*Lr/(Rs*Lr+Rr*Ls);

% Motor

% Modeli için

I=[0; 0; 0; 0];

A=[Ls/D 0 Lm/D 0; 0 Ls/D 0 Lm/D
Lm/D 0 Lr/D 0; 0 Lm/D 0 Lr/D];

A=inv(A);

% Motor Hareket Denklemleri + Inverter

Vdc = 311;

n=0;

wrm= n*pi/30;

wr = P*wrm/2;

% Motor Gerilim ve Akı ilk değerleri

vsD=Vdc*2/3;

vsQ=0;

FI_SD=0;

FI_SQ=0;


```
FI_rd=0;
FI_rq=0;
```

```
Tload=0; Te_ref=4; D_TE=0.1; Te_max = 5;
FI=0; FI_ref=0.5; D_FI=0.01;
```

```
Te_H = Te_ref + D_TE;
Te_L = Te_ref - D_TE;
```

```
FI_H = FI_ref + D_FI;
FI_L = FI_ref - D_FI;
```

```
% Zaman Oluşturma + Adım Oluşturma
```

```
k=0;
```

```
% Akımın belli bir seviyeye gelmesi sağlanıyor
```

```
if 0
```

```
k=0;
```

```
while ( FI < FI_H )
```

```
    k = k+1;
```

```
    V = [ vsD; vsQ; 0; 0 ];
```

```
    Z = [ Rs-Ls/D 0 -Lm/D 0; 0 Rs-Ls/D 0 -Lm/D;
```

```
    -Lm/D wr*Lm Rr-Lr/D wr*Lr; -wr*Lm -Lm/D -wr*Lr Rr-Lr/D ];
```

```
    I = A * ( V - Z * I );
```

```
    isD=I(1); isQ=I(2); ird=I(3); irq=I(4);
```

```
    Te = (3/2) * (P/2) * Lm * ( isQ*ird - isD*irq );
```

```
    wrm = (Te-Tload) * D/J + wrm;
```

```
    wr = P*wrm/2; n = wrm*30/pi;
```

```
    fi_sD = Ls*isD + Lm*ird; fi_sQ = Ls*isQ + Lm*irq; FI=sqrt(fi_sD^2+fi_sQ^2);
```

```
end
```

```
if(isD > 5) vsD=0;
```

```
if(isD < 4.5) vsD=Vdc*2/3; end
```

```
    x(k)=k;
```

```
    y1(k) = fi_sD;
```

```
    y2(k) = vsD;
```

```
    y3(k) = isD;
```

```
end
```

```
subplot(2,2,1);plot(x,y1);
```

```
subplot(2,2,2);plot(x,y2);
```

```
subplot(2,2,3);plot(x,y3); pause;
```

```
end
```

```
for k = 1 : 6000
```

```
% MOTOR MODELİ
```

```
    V = [vsD ; vsQ ; 0 ; 0];
```

$$Z = \begin{bmatrix} R_s - L_s/D & 0 & -L_m/D & 0 \\ 0 & R_s - L_s/D & 0 & -L_m/D \\ -L_m/D & w_r * L_m & R_r - L_r/D & w_r * L_r \\ -w_r * L_m & -L_m/D & -w_r * L_r & R_r - L_r/D \end{bmatrix};$$

$$I = A * (V - Z * I);$$

$$isD = I(1);$$

$$isQ = I(2);$$

$$ird = I(3);$$

$$irq = I(4);$$

$$Te = (3/2) * (P/2) * L_m * (isQ * ird - isD * irq);$$

$$Tload = 4;$$

$$wrm = (Te - Tload) * D/J + wrm;$$

$$wr = P * wrm / 2;$$

$$n = wrm * 30 / \pi;$$

$$is = isD + j * isQ;$$

$$ir = ird + j * irq;$$

$$fi_s = L_s * is + L_m * ir;$$

$$fi_r = L_m * is + L_r * ir;$$

$$fi_rd = L_m * isD + L_r * ird;$$

$$fi_rq = L_m * isQ + L_r * irq;$$

$$fi_sD = L_s * isD + L_m * ird;$$

$$fi_sQ = L_s * isQ + L_m * irq;$$

$$FI = \sqrt{fi_sD^2 + fi_sQ^2};$$

% Bolge Seçimi

$$teta_fi_s = 180 * \text{atan2}(fi_sQ, fi_sD) / \pi;$$

$$\text{if}(teta_fi_s < 0) \text{ } teta_fi_s = teta_fi_s + 360; \text{ end}$$

% PID

if(PID)

$$countlms = countlms + 1;$$

$$\text{if}(countlms == 17)$$

$$countlms = 0;$$

$$e = n_{ref} - n;$$

$$Te_ref = KP * e;$$

$$INT = INT + e * 17 * D;$$

$$KI = INT / TI;$$

$$\text{if}(KI > Te_max)$$

$$INT = Te_max * TI;$$

$$KI = Te_max;$$

end

$$Te_ref = Te_ref + KI;$$

```

if ( Te_ref > Te_max ) Te_ref = Te_max; end
Te_High = Te_ref + D_TE;
Te_Low = Te_ref - D_TE;
end

```

```

end

```

```

if ( teta_fi_s >= 0 ) Sector=1; end
if ( teta_fi_s >= 30 ) Sector=2; end
if ( teta_fi_s >= 90 ) Sector=3; end
if ( teta_fi_s >= 150 ) Sector=4; end
if ( teta_fi_s >= 210 ) Sector=5; end
if ( teta_fi_s >= 270 ) Sector=6; end
if ( teta_fi_s >= 330 ) Sector=1; end

```

```

% Akı Histeresis Bandı

```

```

if( FI > FI_ref + D_FI ) FI_Artma=0; end
if( FI <= FI_ref - D_FI ) FI_Artma=1; end

```

```

% Akı + Moment Histeresis Band Çıktılarına Gore Vektor Oluşturma

```

```

if ( Te < Te_ref - D_TE )
    if( FI_Artma==1 )
        K=Sector+1;
    end
    if( FI_Artma==0 )
        K=Sector+2;
    end
end
end

```

```

if ( Te > Te_ref + D_TE )
    K=0;
end

```

```

if( K > 6 ) K=K-6; end

```

```

% Eğim ve Anahtarlama Anı Hesaplaması

```

```

f1 = (-Te / (sigma*tsr)) + (3*P/4)* (Rs*Lm/(sigma*Ts*Lr)) * (-vsD*fi_rq + vsQ*fi_rd- wr
    * (fi_rd*fi_sD + fi_sQ*fi_rq));
f2 = (-Te / (sigma*tsr)) - (3*P/4)* (Rs*Lm/(sigma*Ts*Lr)) * wr * (fi_sD * fi_rd + fi_sQ *
    fi_rq);
ts = ( 2* (Te_ref - Te_L) - f2* D ) / ( 2 * f1 - f2 );

```

```

% Seçilen Vektore Uygun Gerilim Vektorunu Oluşturma

```

```

vsD = 0.666*Vdc*cos((K-1)*pi/3);
vsQ = 0.666*Vdc*sin((K-1)*pi/3);

```

```

% Sıfır Vektorlerlere Uygun Gerilim Vektörü Oluşturma

```

```

if(K==0) vsD=0; vsQ=0; end
if(K==7) vsD=0; vsQ=0; end

```

```

% Cikislar
t(k) = k*D;
y1(k) = fi_sD;
y2(k) = fi_sQ;
y3(k) = FI;
y4(k) = fi_rd;
y5(k) = fi_rq;
y6(k) = vsD;
y7(k) = isD;
y8(k) = Te;
y9(k) = n;
y10(k) = Sector;
y11(k) = K;
y12(k) = isQ;
y13(k) = f1;
y14(k) = f2;
y15(k) = ts;
end

```

```

% Grafiğin Cizdirilmesi
subplot(4,1,1); plot(t,y13);
subplot(4,1,2); plot(t,y8);
subplot(4,1,3); plot(t,y14);
subplot(4,1,4); plot(t,y15);

```

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	17.08.1980	
Doğum yeri	Akseki	
Lise	1995–1998	Isparta Süleyman Demirel Fen Lisesi
Lisans	1998–2002	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	2002–2004	Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Kontrol ve Otomasyon Programı
Çalıştığı kurum	2002–2004	YTÜ Elektrik Mühendisliği Araştırma Görevlisi

