

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FENBİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARA VEKTÖR VE
DOĞRUDAN MOMENT KONTROL YÖNTEMLERİNİN
UYGULANMASI**

Mehmet Emin ASKER

Tez Yöneticisi:
Yrd.Doç.Dr. Mehmet ÖZDEMİR

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

ELAZIĞ, 2009

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FENBİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARA VEKTÖR VE
DOĞRUDAN MOMENT KONTROL YÖNTEMLERİNİN
UYGULANMASI**

Mehmet Emin ASKER

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

Bu tez, .../...../..... tarihinde aşağıda belirtilen jüri tarafından oybirliği/oyçokluğu ile başarılı/ başarısız olarak değerlendirilmiştir.

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR

Üye : Prof. Dr. Sedat SÜNTER

Üye : Yrd. Doç. Dr. Mehmet İlyas BAYINDIR

Üye :

Üye :

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun/.../..... tarih ve sayılı kararıyla onaylanmıştır.

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışması sırasında, her türlü konuda yardımlarını esirgemeyen değerli danışmanım; Yrd.Doç.Dr. Mehmet ÖZDEMİR hocama kıymetli katkılarından dolayı en içten teşekkürlerimi sunarım.

Yine tez çalışmam süresince değerli yorum ve fikirlerine başvurduğum Prof.Dr. Sedat SÜNTER, Yrd. Doç.Dr. Mehmet İlyas BAYINDIR, Yrd.Doç.Dr. Bilal GÜMÜŞ ve Öğr.Gör. Mustafa NALBANTOĞLU'na teşekkür ederim.

Ayrıca çalışmalarım esnasında desteklerini aldığım değerli arkadaşlarım; Öğr.Gör. Musa YILMAZ, Öğr.Gör. İsa ATAŞ ve Öğr.Gör. Cafer BUDAK'a ilgi ve yardımlarından dolayı çok teşekkür ederim.

Son olarak çalışmalarım boyunca her an yanımda olan ve bana sabreden eşim Nurcan ASKER'e teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
TEŞEKKÜR	
İÇİNDEKİLER	I
ŞEKİLLER LİSTESİ	IV
TABLolar LİSTESİ	XII
EKLER LİSTESİ	XIII
SİMGELER LİSTESİ	XV
KISALTMALAR LİSTESİ	XVII
ÖZET	XVIII
ABSTRACT	XIX
1. GİRİŞ	1
1.1 Giriş	1
1.2 Tezin Amacı	8
1.3 Tezin Kapsamı	8
2. SÜREKLİ MIKNATISLI MALZEMELER	10
2.1 Mıknatısların Özellikleri	10
2.1.1 Sertlik Kavramı	10
2.1.2 İzotropik Kavramı	10
2.1.3 Akı Yoğunluğu	10
2.1.4 Giderici Kuvvet (H_c)	11
2.1.5 Maksimum Enerji Çarpımı (BH) _{max}	12
2.1.6 Isının Sürekli Mıknatıslara Etkisi	12
2.2 Sürekli Mıknatıs Çeşitleri	13
2.2.1 Al-Ni-Co Mıknatıslar	13
2.2.2 Ferrit Mıknatıslar	13
2.2.3 Nadir Toprak Elementi Mıknatıslar	14
2.2.3.1 Samaryum-Cobalt (SmCo) Mıknatıslar	14
2.2.3.2 Neodimium Demir Bor (Nd-Fe-B) Mıknatıslar	15
3. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR	16
3.1 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Sınıflandırılması	16

3.2	SMSM'nin Avantaj ve Dezavantajları	19
3.3	Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Kullanım Alanları	21
3.4	Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Faz Modeli	21
3.5	Uzay Vektör Tanımları ve Dönüşümler.....	25
3.5.1	Clarke Dönüşümü $(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)$	25
3.5.2	Ters Clarke Dönüşümü $(\alpha, \beta) \rightarrow (a, b, c)$	26
3.5.3	Park Dönüşümü $(\alpha, \beta) \rightarrow (d, q)$	26
3.5.4	Ters Park Dönüşümü $(d, q) \rightarrow (\alpha, \beta)$	27
3.6	SMSM d-q Modeli	28
3.7	SMSM α - β Modeli	30
4.	GERİLİM KAYNAKLI EVİRİCİLER VE MODÜLASYON YÖNTEMLERİ	31
4.1	Sinüzoidal DGM	32
4.1.1	Düzenli Örneklemeli SDGM	34
4.1.1.1	Simetrik Düzenli Örneklemeli SDGM	34
4.1.1.2	Asimetrik Düzenli Örneklemeli SDGM	35
4.1.2	Düzenli Örneklemeli SDGM yöntemlerinin gerçekleştirilmesi	35
4.2	Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu.....	36
4.2.1	UVDGM Anahtarlama İşaretlerinin Üretilmesi	37
4.2.2	Sektörün Belirlenmesi	39
4.2.3	Gerilim Vektörünü Sınırlandırılması	39
4.2.4	Uzay Vektör DGM yönteminin gerçekleştirilmesi.....	39
4.3	Histerezis Bant Akım Kontrollü DGM.....	40
5	SMSM KONTROL YÖNTEMLERİ	42
5.1.	V/f (Skaler) Kontrol	42
5.2.	Vektör Kontrol Yöntemi.....	44
5.3	Doğrudan Moment Kontrol Yöntemi	50
5.3.1	Stator Akısı ve Moment Tahmini	52
5.3.2	Gerilim Vektörleri ve Sektör Belirleme.....	54
5.3.3	Akı ve Moment Histerezis Karşılaştırmaları	58
5.3.4	Stator Akısının Kontrolü ve Moment Tepkisi.....	61
5.3.5	Anahtarlama Tablosu ve En Uygun Anahtarlama Vektörü Seçimi.....	64
5.3.6	DTC Yönteminin Avantaj ve Dezavantajları	65

5.3.7	Doğrudan Kendinden Kontrol (DSC)	66
5.3.8	UVM-DTC Kontrol Yöntemi	68
5.3.9	DTC Uygulamalarında Görülen Bazı Problemler	70
6.	KONTROL YÖNTEMLERİNİN MATLAB/SİMULİNKTE BENZETİM MODELLERİ.....	71
6.1	SMSM'nin Simulink Benzetim Modeli	71
6.2	Histerezis Akım Kontrollü Vektör Kontrol Yöntemi Benzetim Modeli	71
6.3	UVDGM'li Vektör Kontrol Yöntemi Benzetim Modeli	74
6.4	Doğrudan Moment Kontrol Yönteminin Benzetim Modeli	76
6.4.1	Gerilim Modeli ile Akı Tahmini Yapılan DTC Yöntemi Benzetim Modeli	76
6.4.2	Akım Modeli ile Akı Tahmini Yapılan DTC Yöntemi Benzetim Modeli	78
6.4.2	UVM-DTC Yönteminin Benzetim Modeli	80
7.	KONTROL YÖNTEMLERİNİN SONUÇLARI	83
7.1	Histerezis Akım Kontrollü Vektör Kontrol Yöntemi Benzetim Sonuçları	83
7.2	UVDGM'li Vektör Kontrol Yöntemi Benzetim Sonuçları	90
7.3	Gerilim Modeli ile Akı Tahmini Yapılan DTC Yöntemi Benzetim Sonuçları	97
7.4	Akım Modeli ile Akı Tahmini Yapılan DTC Yöntemi Benzetim Sonuçları.....	106
7.5	Kartezyen Koordinatlarda Stator Akısı Yönlendirmeli UVM-DTC Yöntemi Benzetim Sonuçları	115
7.6	Kapalı Çevrim Moment Kontrollü UVM-DTC Yöntemi Benzetim Sonuçları	123
8.	SONUÇLAR	132
	KAYNAKLAR.....	135
	ÖZGEÇMİŞ	141
	EKLER	

ŞEKİLLER LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1	Çeşitli mıknatıslara ait B_r - H_c değerleri.....11
Şekil 2.2	Maksimum enerjilerine göre sürekli mıknatısların gelişimi.....12
Şekil 3.1	SMSM yapısal şekli.....16
Şekil 3.2	SMSM çeşitleri a) YSMSM b) İSMSM 17
Şekil 3.3	Mıknatısların rotora yerleştiriliş şekline göre çeşitli SMSM rotor tipleri a)YSMSM rotor b)dahili tip YSMSM rotor c) ve d) İSMSM rotor 19
Şekil 3.4	SMSM'nin üç faz stator eş değer devresi 22
Şekil 3.5	Stator akımı uzay vektörü 25
Şekil 3.6	Stator akımı uzay vektörünün (α , β) eksenindeki bileşenleri.....26
Şekil 3.7	Stator akım uzay vektörünün (d, q) ve (α , β) eksenlerindeki bileşenleri.....27
Şekil 3.8	SMSM için vektör diyagramı.....28
Şekil 3.9	SMSM'in d-q modeli devreleri.....28
Şekil 4.1	Üç fazlı evirici devresi.....31
Şekil 4.2	Sinüzoidal DGM yönteminin temel prensibi 32
Şekil 4.3	SDGM de modülasyon indeksine karşı gerilimin değişimi.....33
Şekil 4.4	Simetrik düzenli örneklemeli SDGM'de.....34
Şekil 4.5	Asimetrik düzenli örneklemeli SDGM.....35
Şekil 4.6	Anahtarlama işaretleri elde etme a).Simetrik b). Asimetrik düzenli örneklemeli SDGM 36
Şekil 4.7	Durağan referans çatıda evirici durumlarının ifadesi 37
Şekil 4.8	Referans vektör sektör1 de bulunduğu a) anahtarlama sinyalleri b) Referans vektörün bileşenleri 38
Şekil 4.9	UVDGM için DGM işaretleri elde etme a) Tek nolu sektörlerde b) Çift nolu sektörlerde 40
Şekil 4.10	Histerezis bant kontrolü DGM prensip şeması 41
Şekil 5.1	V/f değişim eğrisi 43
Şekil 5.2	V/f kontrolün blok diyagramı 43
Şekil 5.3	Serbest uyartım doğru akım motorunun elektriksel devre modeli 44
Şekil 5.4	YSMSM'nin rotor referans düzlemdeki akı ve akım vektörleri a) Nominal hızın altında b) nominal hızın üzerindeki çalışmada 46
Şekil 5.5	Farklı referans düzlemlerde stator ve rotor akıları 47
Şekil 5.6	SMSM'in vektör kontrol yöntemi ile hız kontrolü şeması 49
Şekil 5.7	DTC sürücü sistemi gerilim modeli blok diyagramı.....51

Şekil 5.8	Üç fazlı evirici devresi	55
Şekil 5.9	Gerilim kaynaklı evirici için anahtarlama durumları	55
Şekil 5.10	Sektörler ve Gerilim vektörleri	57
Şekil 5.11	DTC yönteminde a) Altı köşegen stator akı yolu için sektör aralıkları b) Dairesel stator akı yolu için sektör aralıkları c) Dairesel stator akı yolu d) Altı köşegen stator akı yolu	58
Şekil 5.12	İki seviyeli akı histerezis karşılaştırmacı	59
Şekil 5.13	İki seviyeli akı histerezis karşılaştırmacı çıkışı	59
Şekil 5.14	Üç seviyeli moment histerezis karşılaştırmacı	60
Şekil 5.15	Üç seviyeli moment histerezis karşılaştırmacı çıkışı	61
Şekil 5.16	Stator akısının histerezis bant içerisinde kontrolü	62
Şekil 5.17	Stator akısı yolu için a) Geniş histerezis bant b) Dar histerezis bant	62
Şekil 5.18	Stator akısı ile rotor akısı konumu	63
Şekil 5.19	Gerilim vektörlerinin stator akısı ve momente etkisi a) Stator akısı 1. sektörde iken b) Stator akısı 2. sektörde iken	64
Şekil 5.20	Doğrudan kendinden kontrol(DSC) için blok diyagramı.	66
Şekil 5.21	Sürekli halde DSC metodu için gerilim, akım, akı ve momentin zamana göre değişimi.....	67
Şekil 5.22	Kartezyen koordinatlarda- stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi blok şeması.....	68
Şekil 5.23	Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi blok şeması.....	69
Şekil 6.1	SMSM'nin simulink benzetimi.....	72
Şekil 6.2	Histerezis akım kontrolü vektör kontrol yöntemine dayalı hız kontrol sisteminin benzetim modeli	73
Şekil 6.3	UVDGM'li vektör kontrol yöntemine dayalı hız kontrol sisteminin benzetim modeli	75
Şekil 6.4	Gerilim modeli kullanan DTC yöntemine dayalı hız kontrol sisteminin benzetim modeli	77
Şekil 6.5	Akım modeli kullanarak akı tahmini yapılan DTC yöntemine dayalı hız kontrol sisteminin benzetim modeli	79
Şekil 6.6	Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemine dayalı hız kontrol sisteminin benzetim modeli	81
Şekil 6.7	Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemine dayalı hız kontrol sisteminin benzetim modeli.	82
Şekil 7.1	Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için moment ve hızın	

	zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$).....	84
Şekil 7.2	Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$).....	84
Şekil 7.3	Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için d-q akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$).....	85
Şekil 7.4	Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	85
Şekil 7.5	Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s'de $T_y=5$ Nm)	86
Şekil 7.6	Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s'de $T_y=5$ Nm)	86
Şekil 7.7	Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için sürekli durumdaki stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s'de $T_y=5$ Nm)	87
Şekil 7.8	Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)	88
Şekil 7.9	Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$).....	88
Şekil 7.10	Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)	89
Şekil 7.11	Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için rotor hızının momente göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)	89
Şekil 7.12	UVDGM'li vektör kontrol yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	91
Şekil 7.13	UVDGM'li vektör kontrol yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	91
Şekil 7.14	UVDGM'li vektör kontrol yöntemi için d-q akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	92

Şekil 7.15	UVDGM’li vektör kontrol yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s’de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	92
Şekil 7.16	UVDGM’li vektör kontrol yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s’de $T_y=5$ Nm)	93
Şekil 7.17	UVDGM’li vektör kontrol yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s’de $T_y=5$ Nm)	93
Şekil 7.18	UVDGM’li vektör kontrol yöntemi için sürekli haldeki stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s’de $T_y=5$ Nm)	94
Şekil 7.19	UVDGM’li vektör kontrol yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s’de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)	95
Şekil 7.20	UVDGM’li vektör kontrol yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s’de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)	95
Şekil 7.21	UVDGM’li vektör kontrol yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s’de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)	96
Şekil 7.22	UVDGM’li vektör kontrol yöntemi için rotor hızının momente göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s’de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)	96
Şekil 7.23	Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s’de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	98
Şekil 7.24	Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s’de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	98
Şekil 7.25	Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akısı bileşenlerinin bir birlerine göre değişimi zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s’de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	99
Şekil 7.26	Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s’de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	99
Şekil 7.27	Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akısı bileşenlerinin zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s’de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	100

Şekil 7.28	Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$) (sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmadığı durum için).....	101
Şekil 7.29	Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$) (sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmadığı durum için).....	101
Şekil 7.30	Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s'de $T_y=5$ Nm)	102
Şekil 7.31	Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s'de $T_y=5$ Nm)	103
Şekil 7.32	Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için sürekli durumdaki stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s'de $T_y=5$ Nm)	103
Şekil 7.33	Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$).....	104
Şekil 7.34	Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)	104
Şekil 7.35	Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$).....	105
Şekil 7.36	Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için rotor hızının momente göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)	105
Şekil 7.37	Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	107
Şekil 7.38	Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	107
Şekil 7.39	Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akı bileşenlerinin bir birlerine göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$).....	108
Şekil 7.40	Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için rotor açısının zamana	

	göre değişimi($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$).....	108
Şekil 7.41	Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akısı bileşenlerinin zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	109
Şekil 7.42	Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$) (sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmadığı durum)	110
Şekil 7.43	Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$) (sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmadığı durum)	110
Şekil 7.44	Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s'de $T_y=5$ Nm)	111
Şekil 7.45	Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s'de $T_y=5$ Nm)	112
Şekil 7.46	Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için sürekli durumdaki stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s'de $T_y=5$ Nm)	112
Şekil 7.47	Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)	113
Şekil 7.48	Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)	113
Şekil 7.49	Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)	114
Şekil 7.50	Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için rotor hızının momente göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)	114
Şekil 7.51	Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	116
Şekil 7.52	Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de	

$\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	116
Şekil 7.53 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için stator akı bileşenlerinin bir birlerine göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s’de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$).	117
Şekil 7.54 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s’de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	117
Şekil 7.55 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için stator akısı bileşenlerinin zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s’de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	118
Şekil 7.56 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s’de $T_y=5$ Nm).....	119
Şekil 7.57 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s’de $T_y=5$ Nm)	119
Şekil 7.58 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için sürekli durumdaki stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s’de $T_y=5$ Nm).....	120
Şekil 7.59 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s’de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)	121
Şekil 7.60 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s’de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)	121
Şekil 7.61 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s’de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)	122
Şekil 7.62 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için rotor hızının momente göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s’de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)	122
Şekil 7.63 Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s’de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	124
Şekil 7.64 Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için stator akımlarının	

	zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	125
Şekil 7.65	Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için stator akı bileşenlerinin bir birlerine göre değişimi (($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)).....	125
Şekil 7.66	Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	126
Şekil 7.67	Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için stator akısı bileşenlerinin zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)	126
Şekil 7.68	Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s'de $T_y=5$ Nm)	127
Şekil 7.69	Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s'de $T_y=5$ Nm).....	127
Şekil 7.70	Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için sürekli durumdaki stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s'de $T_y=5$ Nm)	128
Şekil 7.71	Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)	129
Şekil 7.72	Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)	129
Şekil 7.73	Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$).....	130
Şekil 7.74	Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için rotor hızının momente göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$).....	130

TABLÖLAR LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 2.1 :Mıknatıslara ait bazı özellikler ..	11
Tablo 2.2 :Mıknatıs malzemelere ait ısı büyüklükler ..	13
Tablo 5.1 :Anahtarlama gerilim vektörleri ve durumları ..	56
Tablo 5.2 : Stator akısı konumu için sektör ve açılar aralıkları (Dairesel akı yolu) ..	56
Tablo 5.3 :SMSM için DTC Gerilim seçici anahtarlama tablosu (sıfır gerilim vektörlü).....	65
Tablo 5.4 :SMSM için DTC Gerilim seçici anahtarlama tablosu (sıfır gerilim vektörsüz).....	65

EKLER LİSTESİ

- EK1** : Benzetim Çalışmalarında Kullanılan Motor Parametreleri
EK2 : Kontrol Yöntemleri Matlab/Simulink benzetimleri

EK2 ŞEKİL LİSTESİ

- Şekil Ek2.1** PI kontrolör bloğu
Şekil Ek2.2 abc- $\alpha\beta$ dönüşüm (clarke dönüşümü) bloğu
Şekil Ek2.3 $\alpha\beta$ -dq dönüşüm (park dönüşümü) bloğu
Şekil Ek2.4 dq-abc dönüşüm (ters park ve ters clarke dönüşümü) bloğu
Şekil Ek2.5 Histerezis akım kontrol bloğu
Şekil Ek2.6 Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici bloğu
Şekil Ek2.7 Uzak Vektör Modülasyon tekniği benzetim bloğu
Şekil Ek2.8 Referans gerilim uzak vektörü genliğini hesaplama, açısı belirleme ve sektör belirleme bloğu
Şekil Ek2.9 Referans gerilim uzak vektörü genliği ve açısının hesaplaması bloğu
Şekil Ek2.10 Sektör belirleme bloğu
Şekil Ek2.11 Zaman hesaplama bloğu
Şekil Ek2.12 Referans işaretler ve DGM darbelerini elde etme kapalı bloğu
Şekil Ek2.13 UVM için referans işaretler elde etme bloğu
Şekil Ek2.14 DGM darbelerini elde etme bloğu
Şekil Ek2.15 UVDGM’li vektör kontrolde gerilim kompanzasyonu bloğu
Şekil Ek2.16 Gerilim modeline dayalı DTC yöntemi için akı ve moment tahmini ile sektör belirleme bloğu
Şekil Ek2.17 Akı vektörünün konumu için sektör belirleme bloğu
Şekil Ek2.18 DTC yöntemi gerilim modelinde akı ve moment histerezis kontrolörleri ve anahtarlama tablosu bloğu(sıfır gerilim vektörlerinin kullanıldığı)
Şekil Ek2.19 DTC yöntemi gerilim modelinde akı ve moment histerezis kontrolörleri ve anahtarlama tablosu bloğu(sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmadığı)
Şekil Ek2.20 DTC yöntemi anahtarlama tablosu uygun gerilim vektörlerini seçme bloğu(sıfır gerilim vektörlerinin kullanıldığı)
Şekil Ek2.21 DTC yöntemi anahtarlama tablosu uygun gerilim vektörlerini seçme bloğu(sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmadığı)

Şekil Ek2.22 DTC yöntemi anahtarlama tablosu gerilim vektörü tespiti benzetimi(sıfır gerilim vektörlerinin kullanıldığı)

Şekil Ek2.23 DTC yöntemi anahtarlama tablosu gerilim vektörü tespiti benzetimi (sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmadığı)

Şekil Ek2.24 DTC yöntemi akı, moment ve sektöre bilgisine göre hangi gerilim vektörünün tespiti bloğu

Şekil Ek2.25 Akım modeline dayalı akı tahmin yapılan DTC yönteminde stator akısı, moment ve sektör belirleme bloğu

SİMGELER LİSTESİ

A,B,C	:Alt indis olarak sırasıyla A,B,C fazları
a	: ($e^{j2\pi/3}$) Uzay vektör operatörü,
B	:Sürtünme katsayısı (Nm/rad/s)
d, q	:Birbirine dik rotor iki eksenin bileşenleri
e_a, e_b, e_c	:Stator sargılarında indüklenen zıt emk
f_s	:Evirici anahtarlama frekansı
$\dot{I}_{s_a}$	:a fazı stator akımı
$\dot{I}_{s_b}$	:b-ekseni stator akımı
$\dot{I}_{s_c}$	:c-ekseni stator akımı
i_{s_q}, i_{s_d}	:Rotor referans düzleminde stator akımları(d-q eksen)
i_{s_x}, i_{s_y}	:Stator referans düzleminde stator akımları(x-y eksen)
i_α	:Stator akısının α eksenindeki bileşeni
i_β	:Stator akısının β eksenindeki bileşeni.
J	:Eylemsizlik momenti (kg.m ²)
k	:Dönüştürme sabiti
L_{sd}, L_{sq}	:Motorun d ve q endüktansları
L_{aa}	:a fazı sargı toplam endüktansı
L_{bb}	:b fazı sargı toplam endüktansı
L_{cc}	:c fazı sargı toplam endüktansı
L_{ab}, L_{bc}, L_{ca}	:Fazlar arasındaki karşılıklı indüktansları
L_d, L_q	:d-q eksen İndüktansları
m_a	:modülasyon indeksi,
m_f	:modülasyon oran
P	:Çift kutup sayısı
R_s, L_s	:Stator sargılarının direnci ve self indüktans
R_a	:stator sargısı a fazı direnci
R_b	:Stator sargısı b fazı direnci
R_c	:Stator sargısı c fazı direnci
R	:Stator sargı direnci
t_1, t_2	:Sırasıyla V_1 ve V_2 gerilim vektörlerinin uygulanma sürelerinin yarısı
t_o	:Simetrik düzenli örneklemeli SDGM için iletim süresi
t_p	:Simetrik düzenli örneklemeli SDGM için kesim süresinin yarısı
T_k	:UVDGM için V_k gerilim vektörünün uygulama süresinin yarısı

T_0	:UVDGM için sıfır-durum vektörünün uygulama süresinin yarısı
T_1, T_2	:Asimetrik düzenli örneklemeli SDGM için iletim süreleri
T_{eref}	:Referans elektromanyetik moment
T_e	:Elektriksel moment
T_y	:Yük momenti (Nm)
T_s	:Örnekleme periyodu
u_s	:Sabit referans düzlemindeki stator gerilimlerin uzay vektörü
V_0, V_7	:Vektörleri sıfır vektörleridir
V_d	:Evirici girişi DA gerilimi
V_k	:Uygulanan aktif gerilim vektörleri
ω_r	:Mekaniksel rotor hızı (rad/s)
ω_e	:Rotor elektriksel hızı
V	:faz nötr gerilimi tepe değeri
V_{sa}	:a faz ait gerilim
V_{sb}	:b faz ait gerilim
V_{sc}	:c faz ait gerilim
V_d, V_q	:d-q eksen gerilimleri
V_α, V_β	: α - β sabit eksen takım gerilimleri
V_t	:Taşıyıcı dalga işareti genliği
Ψ_d, Ψ_q	:dq eksen stator akısı bileşenleri
Ψ_m	:Rotor sabit mıknatıs akısı
θ_e	:Rotor elektriksel konumu
θ_r	:Rotor mekaniksel konumu
α - β	:Sabit eksen takımı
Ψ_α, Ψ_β	:Magnetik akı
ΔT_e	:Moment hatası
Ψ_{sa}	:a faz ait stator akısı
Ψ_{sb}	:b faz ait stator akısı
Ψ_{sc}	:c faz ait stator akısı
$\Delta \Psi_s$	:Stator akısı hatası
Ψ_s	:Stator uzay vektör akısı.
Ψ_{sref}	:Stator akısının referans değeri

KISALTMALAR LİSTESİ

AA	:Alternatif Akım
DA	:Doğru Akım
DGM	:Darbe Genişlik Modülasyonu
DSC	:Doğrudan Kendinden Kontrol
DSP	:Sayısal İşaret İşlemci
DTC	:Doğrudan Moment Kontrolü
emk	:Elektromotor kuvvet
FDAM	:Fırçasız doğru akım motoru
FOC	:Alan Yönlendirmeli Kontrol(vektör kontrol)
İSMSM	:İçsel SMSM
MTPA	:Akım başına maksimum moment
MTPF	:Akı başına maksimum moment
PI	:Orantılı-İntegral komparatörü
SMSM	:Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor
SDGM	:Sinüsoidal DGM
UVM	:Uzay Vektör Modülasyonu
UVM-DTC	:Uzay Vektör Modülasyonlu DTC
UVDGM	:Uzay vektör DGM
YSMSM	:Yüzeyel SMSM

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARA VEKTÖR VE DOĞRUDAN MOMENT KONTROL YÖNTEMLERİNİN UYGULANMASI

Mehmet Emin ASKER

Fırat Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik – Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
2009, Sayfa:141

Sürekli mıknatıslı senkron motorlar bir çok üstün özelliklerinden dolayı son zamanlarda bir çok alanda kullanılmaya başlandı. Verimlerinin yüksek olması, mıknatıslardan dolayı yapılarının esnekliği ve yüksek güç yoğunluğu gibi avantajlarına ilaveten, sürekli mıknatıs fiyatlarında düşüş ve enerji fiyatlarında artış eğilimi nedeniyle uygulamada cazip görülmektedirler. Asenkron motora göre ömür boyu maliyeti daha düşük olan sürekli mıknatıslı senkron motor üzerine, araştırmalar ve yüksek performanslı uygulamalar artarak devam etmektedir.

Yüksek performanslı AA sürücülerin temelini oluşturan, vektör kontrol yöntemi ile doğrudan moment kontrol yöntemlerinin her ikisi de moment kontrolü gerçekleştirir ve AA elektrikli sürücü sistemleri uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır.

Bu tez çalışmasında sürekli mıknatıslı senkron motor için vektör kontrol ve doğrudan moment kontrol yöntemleri incelenerek, bu yöntemlere dayalı hız kontrol sistemlerinin, benzetimleri yapılarak, yöntemlerin değerlendirmeleri yapılmıştır.

Vektör kontrol yöntemi, histerezis akım kontrollü ve uzay vektör modülasyon yöntemine dayalı kontrol yöntemleri olarak ayrı ayrı ele alınmıştır.

Doğrudan moment kontrol (DTC) yönteminde stator akısının tahmin edilme şekline göre gerilim ve akım modeli olmak üzere iki yaklaşım kullanılabilir. Bu modeller dikkate alınarak DTC sisteminin yapısı incelenmiştir. Ayrıca UVDGM yöntemine dayalı DTC yöntemi de incelenmiştir. İncelenen yöntemlere dayalı hız kontrol sistemlerinin benzetimleri yapılmıştır.

Elde edilen benzetim sonuçları açısından vektör kontrol yöntemi ile doğrudan kontrol yöntemleri karşılaştırılmıştır.

ANAHTAR KELİMELER: Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor, Vektör Kontrol, Doğrudan Moment Kontrol, Uzay Vektör Modülasyonu, Hız Kontrol

ABSTRACT

Master Thesis

APPLICATION of VECTOR AND DIRECT TORQUE CONTROL METHODS TO PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR

Mehmet Emin ASKER

Firat University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electrical - Electronics Engineering
2009, Page: 141

Permanent magnet synchronous motors have been used in many fields. They are seen attractive in some practical application because of they have certain good features such as high efficiency, flexible structure due to the magnets and high power density. Magnet prices are declining while energy prices are increasing in world. For this reason, life-long costs of PMSM's are less than those of induction motors. There are a lot of high performance applications and research about PMSM's.

Vector and direct torque control methods are the basis of high-performance AC drive systems. They make principally torque control and they are commonly used in electrical drive systems.

In this study, vector and direct torque control of PMSM are investigated. Speed control systems based on these methods are simulated and the results are evaluated.

Vector control methods using hysteresis current control method and space vector modulation method are separately discussed.

Stator flux can be estimated according to the voltage or the current model approaches in Direct Torque Control (DTC) method. These models were used in order to examine the structure of DTC system. Moreover, the DTC system based on the SVPWM method was also examined. Speed control systems based on the investigated methods are simulated in Matlab/Simulink program.

Vector and direct torque control methods are compared in according to simulation results obtained from speed control system of PMSM.

KEYWORDS: Permanent Magnet Synchronous Motor, Vector Control, Direct Torque Control, Space Vector Modulation in Direct Torque Control(SVM-DTC), Speed Control,

1 GİRİŞ

1.1 Giriş

Geçmişte DA motorlar, değişken hızlı uygulamalarda genişçe kullanılırlardı. Bu motorların akı ve moment kontrolü, alan ve endüvi akımı yardımı ile kolayca yapılabilir. Özellikle serbest uyarımlı DA motorlar sıfır hıza yakın yüksek performans ile dört bölgede çalışma ve hızlı cevap gerektiren uygulamalarda kullanılıyordu. Ancak DA motorların fırça-kollektör sisteminden kaynaklanan dezavantajları vardır. DA motorlarına göre daha zor kontrol edilen alternatif akım motorları sağlamlığından dolayı sanayide daha çok tercih edilmektedir. Özellikle asenkron motorlar basit ve dayanıklı, bakımı kolay ve ekonomik motorlardır. Çok sıklıkla kullanılan asenkron motor hala en çok tercih edilen elektrik motorudur[1].

Geleneksel DA sürücülerinin kullanıldığı uygulamalarda, arzulanan yüksek performansı sağlayan hızlı mikroişlemci ve güç elektroniği devrelerini içeren vektör kontrollü asenkron motor ve senkron motor sürücüleri, yüksek performans gerektiren uygulamalarda kullanılır hale gelmiştir.

1980 yılların başlarında NdfB (Neodiyum-Demir-Bor) sürekli mıknatısının bulunmasıyla Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar (SMSM) hızla kullanıma girmiştir. Asenkron motordaki rotor akımlarını oluşturan rotor çubukları yerine sürekli mıknatıslar kullanarak aynı işlemi gerçekleştirmesi önemli avantajlar getirmiştir. Özellikle bu avantajlar makinenin yapısının basitleşmesi ile kendini gösterir. Ayrıca kayıpları az, verimi yüksek, yüksek akı yoğunluğuna sahip NdfB sürekli mıknatıslı SMSM'ler birçok tahrik sisteminde ve robotik uygulamalarda, yüksek hızlanma gerektiren, yüksek performanslı sürücülerde özellikle uygundur[2].

DA motorda olduğu gibi AA motorlarda da moment kontrolü, motor akımlarını kontrol ederek başarılabilir. Ancak DA motorlarda sadece genlik olarak kontrol edilen akımlar, AA motorlarda hem genlik hem de faz ve açı olarak kontrol edilmelidir. Yani akım sadece genlik olarak değil, uzay vektörü olarakta kontrol edilmelidir. Bu şekilde akım uzay vektörünün kontrolü, vektör kontrol terminolojisini oluşturmuştur.

Vektör kontrol ile AA motorun akım uzay vektörü, akı ve moment üreten bileşenlerine ayrıştırılarak serbest uyarımlı DA motora benzer bir kontrol karakteristiği elde edilir.

Vektör kontrolün diğer bir ismi alan yönlendirmeli kontrol (FOC) olarak bilinir ve üç çeşit akı yönlendirme yöntemleri vardır. Bunlar rotor akısı yönlendirmeli kontrol, stator akısı yönlendirmeli kontrol ve mıknatıslanma akısı yönlendirmeli kontrol yöntemleridir.[1]

Vektör kontrol sürücüleri moment kontrol sürücülerinin bir özel tipidir. Yüksek performanslı moment kontrol yöntemlerinden biri de Doğrudan Moment Kontrol yöntemidir.

Bu sürücüde, doğrudan kontrol edilen moment ile doğrudan veya dolaylı kontrol edilen akı ve akı konumu yardımıyla, evirici için en iyi anahtarlama durumlarının bir anahtarlama tablosundan seçilmesi ile kontrol sağlanır. Bu yöntem hızlı moment cevabı, değişken ve düşük evirici anahtarlama frekansı, yüksek moment dalgalanmaları, düşük harmonik kayıpları gibi özelliklere sahiptir[1].

Bu çalışmada SMSM'nin vektör kontrol ve doğrudan moment kontrol yöntemlerine dayalı hız kontrolü incelenmiştir. Bu kapsamda daha önce yapılan çalışmalar incelenmiş ve aşağıya çıkarılmıştır. Çalışmaların sıralanmasında sürekli mıknatıslı senkron motor, vektör kontrol ve doğrudan moment kontrol ile ilgili çalışmalar arka arkaya verilmiştir.

Vektör kontrol yöntemi ilk defa 1969 yılında Hasse K. ile 1972 yılında Blashke tarafından teorik olarak geliştirilmiştir. Bu çalışmalarda asenkron motorun, serbest uyartımlı DA motoru gibi kontrol edilebileceği teorik olarak ileri sürülmüştür. Ancak hızlı işlemcilerin ve güç elektroniği devrelerinin fazla gelişmemesinden dolayı daha sonraki yıllarda uygulanması yapılmıştır[3].

Sebastian ve diğ.[4], SMSM'nin gelişmelerini, bu motorların elektriksel eşdeğer devre modellerini geliştirerek, hesaplanan ve ölçülen parametreleri karşılaştırarak gözden geçirmişlerdir. Kullanılan motorların deney sonuçları da verilmiştir.

Ogasawara ve diğ.[5], AA makineleri tarafından üretilen anlık momentin vektör kontrol yöntemi ile kontrol edilebildiğini, genelleştirilmiş vektör kontrol teorisini geliştirerek sunmuşlardır. Çıkık kutuplu senkron makine gibi genelleştirilmiş AA makinelerinde üç çeşit moment vardır. Bunlar alan moment, relüktans moment ve indüksiyon momentidir. Bu üç moment birleştirilerek geliştirilen AA makineleri teorisi genişletilebilir. Deneysel bulgularla teorilerini pekiştirmişlerdir.

Pillay ve Krishnan[6], sürekli mıknatıslı motor sürücülerini inceleyerek SMSM ve Fırçasız Doğru Akım Motoru (FDAM) olarak ikiye ayırmışlardır. SMSM sinüoidal emk'ya sahip olup, moment üretmek için sinüsoidal stator akımları gerektirir. Oysa FDAM trapezoidal emk'ya sahip olup sabit moment için dikdörtgen dalga stator akımları gerektirmektedir. SMSM'yi rotoru sargılı bir senkron makineye, alan sargısı yerine sürekli mıknatısla uyarılmak üzere, rotor konum bilgisi açısından benzetmişlerdir.

Yukarıdaki çalışmanın devamı olarak Pillay ve Krishnan [7], SMSM'yi endüstride kullanılan AA sürücülerinden biri olarak göstermişlerdir. Motor modellenmesi, vektör kontrolün uygulanması, benzetimi ve sürücü sistemi benzetimini yapmışlardır. Makine modeli rotoru sargılı senkron motora dayalı olarak türetilmiştir. Eşdeğer devreyi amortisör sargıları olmaksızın gösterip, değişik DGM yöntemleri için motorun moment dalgalanmaları, hız cevabı ve deneysel doğrulaması üzerine durulmuşlardır.

Jones ve Lang[8], SMSM için bir durum gözlemci türetmişlerdir. Bu gözlemcide, ölçülen akım ve gerilim değerlerinden, elektriksel ve mekanik durumları değerlendirerek sonuçlara varılır. Gözlemleyici rotor düzleminde d-q eksen stator akımlarını, rotor hızını ve rotor konumunu bulmak için çalışır. Bunun için rotor referans düzlemde en son rotor konum bilgisi kullanılarak tahmin yapılır. Rotor referans düzlemdeki tahminlerdeki dönüşümler ve motor dinamikleri lineer değildir. Bundan dolayı gözlemleyici ve hata dinamikleri de lineer değildir. Bu durumda lineerleştirilmiş hata modeli kullanarak kararlılık analizi yapılmıştır. Benzetimlerde gerçeğe uygun ölçümleri bozan etkenler katılarak, gözlemleyici ve genel kararlılık incelenmiştir.

Morimoto ve diğ.[9], YSMSM ve İSMSM motor için üç çeşit akım kontrol yöntemlerini incelemişlerdir. Bu yöntemler; $I_d=0$ kontrol yöntemi, $\cos\phi=1$ kontrol yöntemi ve sabit akı kontrol yöntemleridir. Bu kontrol yöntemleri için kontrol devreleri ile sürücü test devreleri oluşturmuşlardır. Rotor yapısına en uygun akım kontrol yöntemini bilgisayar benzetimi ve deneylerle açıklamışlardır. İlk yöntem için momentin endüvi akımı ile orantılı olduğu, moment için yüksek performans sağlandığını göstermişlerdir. $\cos\phi=1$ kontrol yönteminde endüvi akımı başına moment küçük değerdedir ve moment lineer değildir. Bu yöntemden yüksek performans elde edilemediğini belirtmişlerdir. Akı kontrol yönteminde ise İSMSM için uygun bir yöntem olduğu ve momentin lineer bir karakteristik gösterdiği belirtilmiştir.

Dhaouadi and Mohan[10], akım denetimli evirici üzerinden beslenen sinüzoidal sargı dağılımına sahip bir sürekli mıknatıslı senkron motoru modellemiş ve sayısal benzetimini yapmışlardır.

Morimoto ve diğ.[11], içsel ve yüzeysel mıknatıslı yapıya sahip iki motor için üç farklı kontrol metodu üzerine çalışmış ve bu kontrol metodlarının, bu motorlara uygunluğunu deneysel sonuçlarla açıklamışlardır.

Ohtani[12], asenkron motor için kodlayıcı gerektirmeyen yeni bir yöntem geliştirmiştir. Bu sistemde hız kontrollü vektör kontrole dayalı yapılmıştır. Sunulan vektör kontrol şeması rotor akısı yönlendirmelidir. Stator akım ve gerilimlerinden rotor akısı bilgisi elde edilmiştir. Eğer moment üreten akım ile rotor akısı tam olarak elde edilebilirse, bu sistemde çok iyi moment ve hız kontrolü sağlanmış olur. Çünkü moment ve rotor akısı doğrudan kontrol edilmiş olur. Vektör kontrolün çalışma karakteristikleri, stator akım ve gerilimleri düşük hızlarda kötüleşir. Çünkü rotor akısını hesaplamak stator direncine bağlıdır. Bu yüzden motor durmadan rotor akısı hesaplamak zordur. Bu yeni sistemde rotor akısı tahmini geliştirilmiştir. Buna göre stator direnci etkisi azaltılmış ve motor durmadan rotor akısı hesaplaması sağlanmıştır.

Morimoto ve diğ.[13], çıkık kutuplu SM motor için bir sürücü sistemi ve endüvi akımı kontrollü vektör kontrol algoritması oluşturmuş, daha sonra farklı parametrelere sahip iki

SMSM'nin moment, güç faktörü, verim, güç kapasitesi, geçici durum cevabı gibi karakteristik özelliklerini hem deneysel hem de benzetim yolu ile karşılaştırmalı olarak incelemişlerdir.

Vaez ve John[14], elektrikli araç uygulamaları için İSMSM'lerde en az kayıp işlemi üzerine çalışmışlardır. Doyma ve diğer etkenler nedeniyle çeşitlilik gösteren motor parametreleri dikkate alınmıştır. Parametre çeşitliliği olmaksızın, kayıp ve motor verimliliği standart elektrik araçları için karşılaştırılmıştır. Bunun önemli bir enerji tasarrufu sağladığını belirtmişlerdir.

Rahman ve Slemon[15], elektrik makinelerinde kullanılan yüksek enerji yoğunluğuna sahip NdFeB mıknatıslar hakkında yapmış oldukları çalışmalarında mıknatıslı makinelerin tarihi gelişimini şöyle vermektedirler: Mıknatıs uyarımlı ilk motor 1900'da Edison tarafından gerçekleştirilmiştir. 1935 yılında AlNiCo mıknatısların keşfi ile mıknatıslı senkron generatör tasarımları ortaya çıkmıştır. Bu generatörlerin modellenmesi ve parametrelerinin belirlenmesi alanındaki öncü çalışmalar 1952'de Weekly, 1955'de Merrill tarafından gerçekleştirilmiştir.

Jang-Moh ve Seung-Ki[16], İçsel SMSM (İSMSM) için yeni bir alan zayıflatma yöntemi sunmuşlardır. Bu yöntemin çekici özellikleri makine parametrelerinden bağımsız olması, alan zayıflatma modunda hızlı ve düzgün giriş-çıkış yapılmasıdır. Bu özellikler farklı çalışma noktalarında deneysel sonuçlarla gösterilmiştir.

Vaez ve diğ.[17], İSMSM için uyarlanabilir kayıpları en aza indirme kontrolü üzerine çalışmıştır. Bu kayıpları azaltma işlemi çok hızlıdır ve kontrol altında sürücü performansı çok düzgündür. Bu kontrol sistemi için bir TMS320C31 DSP kartı kullanılmıştır. Sundukları stratejilerini doğrulayacak iyi deneysel sonuçlar vermişlerdir.

Vas[1], hazırlamış olduğu kitabında vektör kontrol ile doğrudan moment kontrol yöntemlerinin sürekli mıknatıslı senkron motora uygulanışını incelemiştir. Çalışmada SMSM için bu yöntemlerin matematiksel modelleri ve blok diyagramları verilerek, detaylı olarak bu kontrol yöntemlerinin teorik bilgileri verilmiştir. Kontrol yöntemleri çeşitlendirilmiş ve detaylı bilgiler verilmiştir.

Harnefors ve Nee[18], iç model kontrol (IMC) yöntemi olarak adlandırdığı bir yöntem ile asenkron motor ile SMSM'de akım kontrolü yapmışlardır. Sonuçlar PI tipi kontrolör, makine parametreleri ile arzu edilen kapalı çevrim bant genişliği gibi değerlerle uyum göstermiştir.

Ong[19], motor sürücülerinin karmaşık modellerini çözmek için güçlü hesaplama araçlarına ihtiyaç duyulduğunu açıklamıştır. Farklı benzetim araçlarından, mevcutlar içinde dinamik benzetim için kitabında Matlab/Simulink'i seçmiştir. Kolay kullanılabilmesi, yaygın olması, genel amaçlı bir yapıya sahip olması avantajlarını öne sürmüştür.

Bose[20], senkron makinelerin çeşitlerini ele alarak asenkron motorla karşılaştırmıştır. SMSM modeli çıkık kutuplu senkron motordan türetilmiştir. Tüm eşitlikler senkron dönen

çatıda matris biçiminde sunulmuştur. Eşdeğer devre amortisör sargılı gösterilerek sürekli mıknatıs yerine sabit akım kaynağı kullanılmıştır. Gerilim kaynaklı evirici kullanan vektör kontrol yöntemi üzerine tartışmalar yapmıştır.

Harnefors[21], asenkron motor ve yüzeysel SMSM (YSMSM) için vektör kontrol ile algılayıcısız akı tahminini birleştiren bir teori geliştirmiştir. Bir motor tipine uygulanan tahminci ve vektör kontrol, diğeri için de gerekli küçük değişiklikler yapılarak uygulanabilirliğini göstermiştir. İki adet tahminci önerilmiştir. Bunlar her iki motor tipine uygulanmış ve deneysel sonuçlarla değerlendirilmiştir.

Lu ve diğ.[22], Matlab/Simulinkte dayalı SMSM'nin Doğrudan Moment Kontrol (DTC) ile motor kontrolünün benzetimini yapmışlardır. Yapının benzetim sistemi ayrıntılı olarak tartışılmıştır. Benzetim sonuçlarına dayalı olarak sistem performansı ve PI kontrolörün sisteme etkisi incelenmiştir. Ayrıca akı ve moment histerezis kontrolörlerinin bant genişliklerinin moment dalgalanmalarına etkisi incelenmiştir. Bant genişliklerinin dar veya geniş olması durumunda sisteme etkisi benzetim sonuçlarına göre incelenmiştir.

Sünter ve Altun[23], AC-AC konverter tarafından beslenen üç fazlı bir SMSM'nin vektör kontrolü üzerine bir çalışma sunmuşlardır. Matrix konverterden beslenen SMSM'nin vektör kontrol performansı Matlab/Simulinkte yaptıkları model ile detaylı olarak ele alınmıştır. Aynı zamanda nominal hızın üzerindeki değerlerde, alan zayıflatma çalışmasında performans değerlendirilmesi yapılmış ve iyi sonuçlar elde edilmiştir.

Matlab/Simulinkte[24], SMSM sürücü demo devresi yapılmıştır. Bu demoda SMSM sürücüsü frenleme kısıcılı olarak modellenmiştir. Geleneksel köprü bloğu ile yapılmış DGM gerilim kaynaklı evirici ile motor beslenmiştir. Vektör kontrol bloğunun akı ve moment referanslarını üretmek için PI hız kontrolörü kullanılmıştır. Vektör kontrol bloğu akı ve moment referanslarına dönük olarak üç referans motor hat akımı hesaplanmıştır. Sonra üç fazlı bir akım regülatörü kullanılarak bu akımlar motora uygulanmıştır. Blok çıkışında motor akım, hız ve moment dalga şekilleri bir grafikte gösterilmiştir.

Matlab/Simulinkte[25], DGM evirici ile beslenen SMSM için Simulink demo benzetiminde üç fazlı YSMSM için akım kontrollü vektör kontrol benzetimi yapılmıştır. Akım kontrollü gerilim kaynaklı bir evirici kullanılmıştır. Evirici, standart Simulink bloklarından yapılmıştır. Evirici çıkışı motor stator sargılarına bağlanmıştır. İki kapalı kontrol çevrimi kullanılmıştır. İçteki ile motor akımları kontrol edilmiş, dıştaki ile hız kontrol edilmiştir. Motora ait faz akımları, faz gerilimleri, hız ve moment dalga şekilleri verilmiştir.

Stulrajter ve diğ.[26], SMSM için teorik olarak skaler kontrol yöntemi ile vektör kontrol yöntemlerini karşılaştırmışlardır. Bu amaçla skaler kontrol ile vektör kontrol yöntemlerinin matematiksel modelleri verilerek benzetimleri yapılmış ve benzetim sonuçları ile iki yöntemin

performansları karşılaştırılmıştır.

Ancuji ve diğ.[27], YSMSM'nin küçük güç ve yüksek hızlı uygulamaları için algılayıcısız bir kontrol yöntemi sunmuşlardır. Maliyet ve güvenilirlik nedenleri ile yüksek hızlı SMSM sürücülerinin, hareket algılayıcısız kontrolü yapılır. Bu çalışmada hız tahmini ve rotor konumu için emk tabanlı gözlemleyici sunulmuştur ki, büyük moment adımıyla çok iyi dinamik cevap ile başlangıçta sıfır hız anında, hızla başlamayı sağlar. (750 W'lık bir YSMSM için 100 milisaniyede sıfır hızdan 10000 rpm'e ulaşma gibi) Uygulama ve test sonuçları önerilen kontrolü tam olarak doğrulamıştır.

Sharma ve diğ.[28], SMSM'nin vektör kontrolünü incelemişlerdir. Son yıllarda yapılan çalışmalar göstermiştir ki yüksek performanslı uygulamalarda SMSM, asenkron motora çok ciddi bir rakip haline gelmiştir. Park ve Clarke dönüşümleri yardımıyla SMSM'nin matematiksel modeli geliştirilmiştir. Vektör kontrol SMSM'ye uygulandığında bu motor DA motor gibi bir karakteristik gösterir ve bu modelin iki döngüsü olur. Biri akım diğeri hız döngüsüdür. Kontrol şemasının amacı hızlı cevap vermeyi sağlamaktır. Farklı hız referansında SMSM'nin performansı, benzetimler ve deneylerle değerlendirilmiştir. Bütün deneylerde SMSM için DSP ve evirici kullanılmıştır.

Souad ve Zeroug[29], sürekli mıknatıslı senkron makine için DTC ve vektör kontrollü iki hız kontrol yöntemleri arasında bir karşılaştırma sunmuşlardır. Vektör kontrolün ve doğrudan moment kontrolün temel özellikleri, avantajları ve dezavantajları, benzetim yolu ile incelenmiştir. İki kontrol tekniğinin performans değerlendirmesi, moment ve akım dalgalanmaları ve yük momenti değişikliğinde geçici rejim tepki cevapları açısından yapılmıştır. Benzetim sonuçları, iki kontrol şemasının temel yapıyı oluşturduğunu göstermiştir. Moment kontrolle ilgili performans karşılaştırmalarına göre, DTC için önemli avantajlar görülmektedir. Uygulamalarda düşük fiyat çözümlerinde moment dalgalanmalarının pek önemi kalmamaktadır.

Takahashi ve Noguchi[30], asenkron motor için yüksek verimli kontrol ve hızlı cevap sağlayan, vektör kontrol yöntemine alternatif olarak DTC kontrol yöntemi sunmuşlardır. Bu yöntem, akı ve moment kullanılarak, DGM evirici yerine en uygun gerilim vektörünü seçme üzerine kurulmuştur. Hızlı moment cevabı, düşük anahtarlama frekansı ve düşük harmonik kayıplarına sahip olduğunu söyledikleri bu kontrol yöntemi için, benzetim ve deneyler yaparak, bu yöntemi vektör kontrol ile karşılaştırarak çalışmalarını doğrulamışlardır.

Depenbrock[31,32], yaptığı çalışmalarla Doğrudan Kendinden Kontrol (DSC) adı verilen yöntemini sunmuştur. Gerilim kaynaklı evirici ile beslenen bir asenkron motor için geliştirdikleri bu yöntemde ölçülen akım ve gerilim bilgisi ile stator direnci sayesinde moment ve üç faz stator akıları tahmin edilerek referans değerlerle karşılaştırılır. Evirici anahtarlama işaretleri, akı histerezis kontrolörlerinin çıkış bilgisinin, moment durumuna göre seçilmesiyle

sağlanır. Doğrudan moment kontrolünden farkı, anahtarlama tablosunun olmamasıdır.

Takahashi ve Ohmori[33] yine bir önceki çalışmalarının devamı niteliğindeki bu çalışmada yüksek performanslı doğrudan moment kontrol yönteminin asenkron motora uygulanışını incelemişlerdir. Bu çalışmalarında doğrudan moment kontrol yöntemi ile vektör kontrol yöntemleri karşılaştırılarak deneysel bulguların doğrulukları değerlendirilmiştir.

French ve Acarnley[34], SMSM sürücülerinde doğrudan moment kontrolü incelemişlerdir. DTC yönteminde tahmin edicinin nasıl kullanıldığı gösterilmiştir. DSP kullanılarak gerçekleştirilen DTC yönteminin geçici ve sürekli rejimde deneysel sonuçlarla analizi yapılmıştır.

Zhong ve diğ.[35], daha önce geliştirilen DTC yönteminin SMSM'ye uygulanması üzerine çalışmışlardır. SMSM'de momentin stator akısı ile rotor akısı arasındaki açının artmasıyla, orantılı artması matematisel olarak gösterilebilir. Böylece stator akısı döner hızının ayarlanmasıyla hızlı moment cevabı elde edilebilir. Dolayısıyla SMSM için DTC yönteminde sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmasına gerek olmadığını savunmuşlardır. Yaptıkları benzetimlere SMSM için DTC ve akım kontrol yöntemlerini karşılaştırmışlardır.

Tan ve Li[36] ile Martins ve diğ.[37], çok seviyeli evirici kullanarak AA sürücü sistemlerinde moment dalgalanmasını azaltmaya ve anahtarlama frekansını sabitlemeye çalışmışlardır. Bu yöntemler, daha düzgün dalga şekli elde edilmesini sağlar, distorsiyonu azaltır ve klasik eviricilere göre daha az anahtarlama frekansı ile çalışabilmeyi sağlarken, öte yandan daha fazla anahtarlama elemanına ihtiyaç gösterir. Ayrıca bu yöntemlerin kontrol stratejisi çok karışıktır.

Tang ve diğ.[38], düşük moment ve akı dalgalanmaları ve sabit anahtarlama frekansı sağlayan bir DTC yaklaşımı sunmuşlardır. Bu çalışmada sunulan yaklaşımla akı ve moment dalgalanmalarında önemli bir azalma olduğunu klasik DTC yöntemi ile karşılaştırılarak gösterilmiştir. Hız tahmini DTC şeması ile tümleşik olarak verilmiştir.

Luukko ve diğ.[39], AA makine sürücülerinde, DTC için hız ve konum algılayıcısı kullanmadan akı tahmini yapan bir yöntem sunmuşlardır. Geliştirilen yöntem, ölçülen stator akımı ve tahmin edilmiş stator akısının, skaler olarak elde edilmesine dayanır. Skaler tahmin hesaplamasının AA kısmı, stator akısı tahmini için düzeltme ve filtre kullanma üzerine kurulmuştur. Bu çalışmada hem benzetimle hem de deneylerle sürekli durum ve geçici rejim için çalışmalar sunulmuştur.

Faiz and Mohseni-Zonoozi[40], sürekli mıknatıslı bir senkron makinenin DTC kullanarak üç farklı yol ile kontrol edilebilirliği üzerine bir çalışma sunmuşlardır. Bu yöntemler akı kontrolü, reaktif moment kontrolü ve akımın d eksen bileşeni kontrolüdür. DTC tekniğinde en iyi moment elde etmek amacı ile stator akısı kontrol edilir. Sabit bir akı yerine moment ile

doğru orantılı olan, ya da değişen akı, akım başına maksimum moment (MTPA) veya akı başına maksimum moment (MTPF) elde etme amaçları için kullanılabilir. Bu çalışmada yaklaşık bir denklem, momentten faydalanarak referans akıyı elde etmek için sayısal teknikler kullanılarak türetilmiştir. Bu denklem DTC kontrol sisteminde referans akıyı elde etmek için kullanılmıştır. Kontrol şeması SMSM için benzetim ve deneylerle doğrulanmıştır.

Buja and Kazmierkowski[41], son yıllarda gerilim kaynaklı evirici ile beslenen asenkron motor ve SMSM için kullanılan DTC yöntemlerini ele alan çalışmalar üzerine bir inceleme sunmuşlardır. Anahtarlama tablosu tabanlı histerezis DTC, sabit anahtarlama frekanslı uzay vektör modülasyonlu DTC (UVM-DTC) gibi yöntemler farklı yaklaşımlar alt bileşenleri ile sunulmuştur. Ayrıca diğer AA motorları için DTC yönteminin uygulanabilirliği incelenmiştir.

Se-Kyo ve diğ., Darisuz ve diğ., Tang ve diğ., Zhang ve diğ. ile Cui ve diğ.[42–46], yaptıkları çalışmalarında moment dalgalanmalarını azaltmak için uzay vektör modülasyonunu kullanıp ve iyi sonuçlar elde etmişlerdir. Fakat bunların kontrol algoritması karmaşık matematiksel işlemlere dayanmaktadır. Ayrıca PI kontrolörlere ihtiyaç duyulur.

1.2 Amaç

Bu çalışmanın amacı, sürekli mıknatıslı senkron motorun vektör kontrol ve doğrudan moment kontrol yöntemlerini incelemek ve bunlara dayalı olarak hız kontrolünü gerçekleştirip, yöntemlerin karşılaştırmasını yapmaktır.

Bu kapsamda sürekli mıknatıslı senkron motorun vektör ve doğrudan moment kontrolü konusunda ayrıntılı bir literatür taraması yapılarak, literatürde kabul görmüş yaklaşımlar, özellikle uygulanabilirlik açısından ele alınmaktadır. Her iki yöntemin sürekli mıknatıslı senkron motorda uygulandığı sistemlerin Matlab/Simulink ortamında benzetimi sunulmaktadır. Hız kontrol çevrimi eklenerek kurulacak sürücü sistemlerinin performanslarının ve uygulanabilirliklerinin değerlendirilmesi amaçlanmıştır.

1.3 Tezin Kapsamı

Bu tez çalışmasında sürekli mıknatıslı senkron motor için, vektör kontrol ile doğrudan moment kontrol yöntemleri incelenerek benzetimler yapılmış ve sonuçlar karşılaştırılmıştır.

İlk olarak, bu amaç için literatür taraması yapılarak bu konuda daha önce yapılan çalışmalar incelenmiştir. İkinci bölümde SMSM'yi diğer motorlardan farklı kılan, yapısında bulunan sürekli mıknatıslar incelenmiştir.

Üçüncü bölümde SMSM'nin yapısı, çeşitleri, diğer motorlara göre avantaj-dezavantajları ve motora ait matematiksel modeller verilmiştir. Ayrıca bu bölümde uzay vektörü

ile Park ve Clarke dönüşümleri hakkında bilgi verilmiştir.

Dördüncü bölümde kontrol yöntemlerinde kullanılan gerilim kaynaklı eviriciler ve darbe genişlik modülasyonu yöntemleri incelenmiştir. Modülasyon yöntemlerinden üç tanesi incelenmiştir. Bunlar sinüsoidal DGM, uzay vektör DGM ve histerezis bant akım kontrolü DGM yöntemleridir.

Beşinci bölümde yaygın kullanılan kontrol yöntemleri ele alınmıştır. İlk olarak hassas kontrol gerektirmeyen uygulamalarda basit ve ucuz olduğu için tercih edilen skaler kontrol yöntemi incelenmiştir. İkinci olarak vektör kontrol yöntemi ele alınarak bu yöntemin SMSM'ye uygulanması incelenmiştir. Vektör kontrol yönteminde akım kontrolü esastır. Ancak PI kontrolörü yardımı ile akım gerilime dönüştürülerek gerilim kontrollü yapılabilir. Dolayısıyla bu yöntem için iki yapı incelenmiştir. Birincisi histerezis akım kontrollü ikincisi ise uzay vektör modülasyonlu vektör kontrol yöntemidir. Son olarak da DTC yöntemi incelenmiştir. DTC yönteminde tahmin edilen stator akısı ve moment, referans değerleriyle karşılaştırılarak histerezis kontrolörlere gönderilir. Histerezis kontrolör çıkışındaki bilgiler ile stator akısı konum bilgisi sayesinde, belirlenmiş anahtarlama tablosundan en uygun gerilim vektörleri seçilerek kontrol işlemi gerçekleştirilir. DTC yönteminde stator akısının tahmin edilme şekline göre gerilim ve akım modeli olmak üzere iki yaklaşım kullanılabilir. Bu modeller dikkate alınarak DTC'nin yapısı incelenmiştir. Ayrıca DSC yöntemi ile UVM-DTC yöntemi hakkında bilgi verilmiştir.

Altıncı bölümde SMSM üzerinde, bu kontrol yöntemlerinin Matlab/Simulink programı yardımıyla benzetimleri yapılmıştır. Bu benzetimlerde histerezis akım kontrollü ve uzay vektör modülasyonlu vektör kontrolü, DTC yönteminin gerilim ve akım modelleri ve iki farklı UVM-DTC yöntemi ile hız kontrol sistemlerinin benzetimleri yapılmıştır.

Yedinci bölümde yapılan benzetimler belirli şartlar için çalıştırılıp alınan sonuçlar karşılaştırılarak sunulmuştur.

Sonuçlar bölümünde genel bir değerlendirme yapılarak yöntemler karşılaştırılmış ve sonuçlar yorumlanmıştır.

2.SÜREKLİ MİKNATISLI MALZEMELER

Sürekli mıknatıslar, elektrik makinelerinde uyartım alanını sağlamak amacıyla kullanılabilir. Uyartım alanının sargı yerine sürekli mıknatıslar kullanılarak elde edilmesi elektrik makinesine önemli katkılar sağlar. Bu amaçla sürekli mıknatıslı elektrik makineleri geliştirilmiştir. Sürekli mıknatıslardaki gelişmeler eş zamanlı olarak sürekli mıknatıslı elektrik makinelerine yansımıştır. Sürekli mıknatıslarla ilgili çalışmalar ilk olarak 1930'da Bell ve General Electric laboratuvarlarında geliştirilen Al-Ni-Co mıknatıslarla başlamıştır. Sonra 1950 yılında Ferrit (seramik) mıknatıslar, 1966'da Samaryum-Cobalt (SmCo) mıknatıslar ve 1982'de Neodmiyum-Demir-Bor (NdFeB) mıknatıslar geliştirilmiştir[47].

2.1 Mıknatısların Özellikleri

2.1.1 Sertlik Kavramı

Ferromagnetik malzemelerin mekanik dayanıklılığının artırılması ve magnetik özelliklerin iyileştirilmesi için yapılan çalışmalar sonucu, magnetik özelliklerin dayanıklılığı açısından farklı iki tür belirlenmiştir. Bir mıknatısın magnetik özellikleri hemen bozulabiliyorsa, bu tür malzemelere yumuşak manyetik malzemeler denilmektedir. Genelde ilk yapay mıknatıs türlerinden olan çelik mıknatıslar, yumuşak mıknatıslardır. Ayrıca bu mıknatıslar mekanik açıdan da yine bu gruba girmektedirler. Yumuşak mıknatıslar, magnetik özelliklerinin daha kalıcı olması için bir takım ısı işlemlerden geçirilmişlerdir. Magnetik özelliklerini hemen kaybetmeyen malzemeler “sert” magnetik malzemeler olarak adlandırılabilirler. Mıknatıslara uygulanan bu tür ısı işlemlerin bir amacı da, mıknatısın mekanik açıdan sertleştirilmesidir. Son yıllarda, özel amaçlı mıknatıslar olarak üretilmiş, mekanik açıdan yumuşak, magnetik açıdan sert olan mıknatıslar geliştirilmiştir[48].

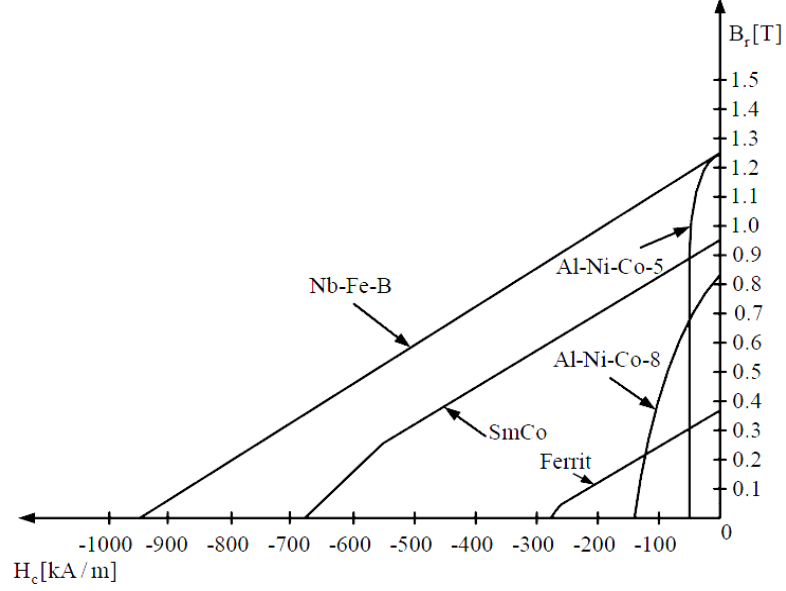
2.1.2 İzotropik Kavramı

Bir mıknatısın her tarafı aynı özellik gösteriyorsa bu mıknatısa izotropik (isotropik) mıknatıs denir. Bu mıknatıslar daha çok küçük güçlü uygulamalarda kullanılırlar. Bu mıknatıslarda artık mıknatısiyet ve enerji çarpımı düşüktür. Bazı çalışmalar ile mıknatısların magnetik özellikleri belirli yönlerle kaydırılabilmiştir. Böylece mıknatıslar magnetik olarak daha etkin hale getirilmiş olur. Bu mıknatıslara da anti-izotropik (anisotropik) mıknatıs denir[48].

2.1.3 Akı Yoğunluğu

Elektrik makinesinin performansını direkt olarak etkileyen büyüklüktür. Akı

yoğunluğu günümüzde $1,45 \text{ Wb/m}^2$ (Tesla)'ya kadar ulaşmıştır. Fakat sıcaklık arttıkça akı yoğunluğu azalmaktadır[47]. Şekil 2.1 de bazı sürekli mıknatıslara ait B_r - H_c eğrileri verilmiş.



Şekil 2.1 Çeşitli mıknatıslara ait B_r - H_c değerleri[49]

2.1.4 Giderici Kuvvet (H_c)

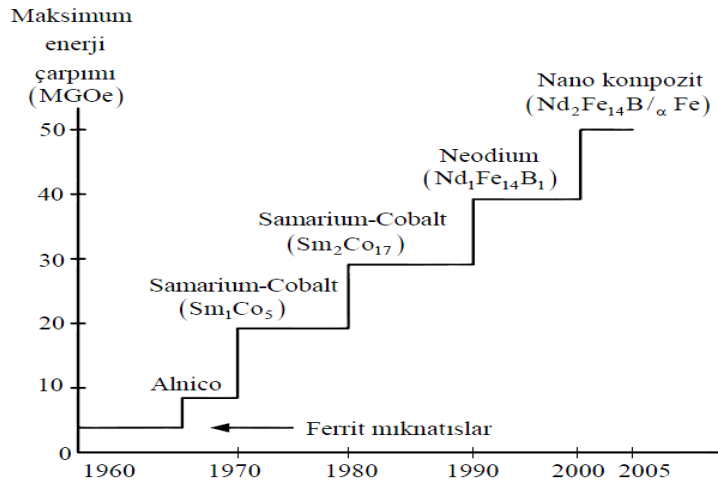
Giderici kuvvet, sürekli bir mıknatısın mıknatıslığını bütünüyle ortadan kaldırmak için mıknatısa ters yönde uygulanacak harici manyetik alan şiddeti değeridir. Birimi A/m'dir. İyi bir kalıcı mıknatısın giderici kuvvetinin yüksek olması gerekir. Mıknatısların B_r , H_c ve $(BH)_{\max}$ özellikleri Tablo 2.1'de verilmiştir[47].

Tablo 2.1 Mıknatıslara ait bazı özellikler

Mıknatıs Cinsi	B_r (T)	H_c (kA/m)	$(BH)_{\max}$ (kJ/m ³)
Al-Ni-Co	1,2	50	44
Ferrit	0,4	250	30
SmCo	0,9	650	150
Nd-Fe-B	1,2	900	250

2.1.5 Maksimum Enerji Çarpımı $(BH)_{\max}$

Sürekli mıknatısın akı üretme yeteneğinin bir ölçüsüdür. Malzemenin ürettiği enerji ne kadar yüksek olursa, mıknatıs boyutları, aynı zamanda motor boyutları da, o kadar küçük olur. Enerji üretimi B ve H çarpımı ile bulunur. Birimi MKS sisteminde Joule/m^3 , CGS sisteminde Mega Gauss Oersted (MGOe)'dir. Maksimum enerjilerine göre sürekli mıknatısların tarihi gelişimi Şekil 2.2' de verilmiştir[47].



Şekil 2.2 Maksimum enerjilerine göre sürekli mıknatısların gelişimi

2.1.6 Isının Sürekli Mıknatıslara Etkisi

Isı, sürekli bir mıknatıs için önemli bir parametredir. Isı artışı mıknatısın geçirgenliğini ve giderici kuvvetini azaltır. Curie sıcaklığı (T_c) olarak bilinen bir noktada tüm magnetik malzemeler magnetik özelliklerini tamamen ve kalıcı olarak kaybederler. Bu değer, değişik magnetik malzemeler için farklı büyüklüklerde dir. Tablo 2.2'de değişik mıknatıs malzemeler için B_r ve H_{CB} büyüklüklerinin sıcaklığa duyarlılığını belirleyen katsayıların, Curie sıcaklığının ve izin verilen en büyük çalışma sıcaklığının tipik değerleri verilmiştir[49].

Tablo 2.2 Mıknatıs malzemelere ait ısıl büyüklükler

Mıknatıs Cinsi	Curie Sıcaklığı °C (T _c)	Isıl Değişim (H _{CB}) %/Kelvin	Çalışma Sıcaklığı °C	Isıl Değişim (B _r) %/Kelvin
Al-Ni-Co	800	-0,03	500	0,02
Ferrit	450	-0,2	300	-0,4
SmCo	720	-0,02	250	-0,045
Nd-Fe-B	310	-0,6	120	-0,13

2.2 Sürekli Mıknatıs Çeşitleri

Bu güne kadar yapılan çalışmalarda birçok farklı özelliğe sahip mıknatıs geliştirilmiştir. Ancak bunlardan bazılarının magnetik özelliklerinin iyi olmaması, bazılarının üretim güçlüklerinden ve bazılarının da maliyeti çok yüksek olduğundan dolayı çok az miktarlarda üretilmektedirler. Yaygın olarak kullanılan sürekli mıknatıs çeşitleri Al-Ni-Co, Feritler, SmCo ve NdFeB mıknatıslardır[49].

2.2.1 Al-Ni-Co Mıknatıslar

Al-Ni-Co mıknatıslar 1930 yılında Bell ve General Electric laboratuvarlarında geliştirilen ilk mıknatıslardır. Demir (Fe), Nikel (Ni) ve Kobalt (Co) tabanlı, Alüminyum (Al) ve bakır (Cu) alaşımlı mıknatıslardır. Bazı türlerinde Titanyum (Ti) da kullanılmaktadır[50]. Yüksek artı akı yoğunluğu (B_r) ve düşük giderici kuvvete (H_c) sahip mıknatıslardır[47,50].

Al-Ni-Co mıknatısların önemli üstünlükleri çok yüksek kritik sıcaklığa sahip olmaları (700-900°C) ve yüksek sıcaklıklarda mükemmel bir ısıl kararlılığa sahip olmalarıdır. Mekanik açıdan ise tüm Al-Ni-Co mıknatıslar sert ve kırılğıandır. Giderici kuvvetlerinin diğer türlere göre oldukça küçük oluşu, dinamik uygulamalarda (özellikle elektrik makinelerinde) bir dezavantaj oluşturmaktadır. Kobaltın az bulunan bir element olması ve giderici alan şiddetlerinin düşüklüğü başlıca sakıncaları olarak sıralanabilir. Fiyatları oldukça pahalıdır. Bu sakıncalardan dolayı Al-Ni-Co mıknatıslar modern makine tasarımlarında kullanılmamaktadırlar[49].

2.2.2 Ferrit Mıknatıslar

Seramik mıknatıslar olarak da bilinen ferrit mıknatıslar yapılarında demir-oksit baryum ve strontium malzemelerini içerir. Ayrıca bazı türlerinde kurşun, alüminyum veya kükürt katkısı da yapılmaktadır[48]. Yapısında bulunan ham maddenin bolluğundan dolayı sürekli mıknatıslar

içerisinde en ucuz olan mıknatıslardır. Ayrıca yaygın kullanılan mıknatıslar içinde en hafif olan mıknatıslardır. En büyük avantajları olan düşük maliyetleri sebebiyle oldukça geniş bir kullanım alanına sahiptirler. Mıknatıslığını kaybetmeden uzun süre koruyabilirler. Sert ve kırılğan olan ferritlerin yüzeyleri düzgün ve pürüzsüzdür. Düşük akı yoğunluğu (B_r) ve yüksek giderici kuvvete (H_c) sahip olan bu mıknatıslar düşük performans gerektiren uygulamalarda kullanılırlar. Seramik mıknatısların verebileceği en büyük enerji miktarı 3,5 MGOe (28 kJ/m^3)'ye kadar ulaşmıştır[47].

2.2.3 Nadir Toprak Elementi Mıknatıslar

Nd-Fe-B ve SmCo mıknatısları nadir toprak elementi mıknatısları olarak bilinirler. Nadir toprak elementli sürekli mıknatıslar; Fe, Co gibi güçlü magnetik özelliklere sahip 3d-geçiş metalleri ile Lantanitler olarak da adlandırılan ve 4f-geçiş serisinde yer alan Seryum (Ce), Paraseodim (Pr), Neodim (Nd), Samaryum (Sm) ile nadir toprak elementleri arasında oluşturulan alaşımlardır. Bunlara ek olarak B, C, Si ve Ti gibi elementler ile de katkı yapılmaktadır. Çok değişik katkı oranlarının kullanılabilme olasılığı, laboratuarlarda çok sayıda (50'den fazla) mıknatısın üretilmesine neden olmuştur. Ancak hammaddenin kısıtlı oluşu, üretim güçlükleri ve bunlara bağlı olarak maliyetlerinin yüksek oluşu nedeni ile bu türlerden ancak sınırlı bir bölümü ticari olarak üretilmektedir. Nadir toprak elementleri kullanılarak sürekli mıknatıs üretilmesi çalışmaları, diğer türlere göre oldukça yenidir[48].

2.2.3.1 Samaryum-Cobalt (SmCo) Mıknatıslar

1966'da keşfedilen Samaryum-Cobalt, K.J. Strnat tarafından geliştirilmiş ve 1970'li yıllarda kullanımı yaygınlaşmıştır. Yapısında nadir bulunan elementler, bu mıknatısın maliyetinin yüksek olmasını sağlamasına rağmen bugün çok büyük bir kullanım alanı vardır. Samaryum-Cobalt mıknatısın enerji üretimi 32 MGO'e kadardır. Artık mıknatısıyeti Al-Ni-Co ile karşılaştırabilir. SmCo yüksek zorlayıcı alan şiddetine ve yüksek artık akı yoğunluğuna sahiptir. Giderici alan şiddeti seramik mıknatısın üç ila beş katı kadardır. Al-Ni-Co ve Ferrit mıknatıslarla karşılaştırıldığında genellikle daha geliştirilmiş fiziksel karakteristiğe sahiptirler. Teknik açıdan bakıldığında dönen elektrik makineleri için idealdir. Nadir bulunan elementli mıknatıslar içinde ısıya karşı dayanıklılığı en iyi olan mıknatıstır. SmCo mıknatısın 500°C gibi yüksek ısıya dayanabilme özelliği gaz türbinleri gibi yeni uygulama alanlarında kullanılmasına sebep olmuştur. Yüksek moment/atalet oranı istenilen bilgisayar disk sürücü motorlarında, yüksek performanslı servo ve step motorlarda, lineer motorlarda kullanılmaktadır[47].

2.2.3.2 Neodium Demir Bor (Nd-Fe-B) Mıknatıslar

Nadir bulunan mıknatıs tiplerinden olan Neodium-Demir-Bor (Nd-Fe-B) mıknatıslar 1982 yılından itibaren kullanılmaya başlanmıştır. 48 MGOe (382 kJ/m^3) enerji üretimi ile mıknatıslar içinde en yüksek enerji üretimi olan mıknatıstır. Nd-Fe-B'un yüksek enerji üretimi ve yüksek akı yoğunluğu, yüksek performans gerektiren servo uygulamalarda kullanılan sürekli mıknatıslı motorlarda kullanılmasını sağlamıştır. Maliyetinin düşük olmasına rağmen korozyona karşı dayanıklılığı azdır. Bu yüzden bazı özel uygulamalarda mıknatısın yüzeyi, reçine gibi manyetik olmayan madde ile kaplanır. Isıya karşı dayanıklılığı daha azdır. Servo motorlar, lineer ve step motorlar, manyetik kaplinler gibi uygulama alanlarında kullanılmaktadır.

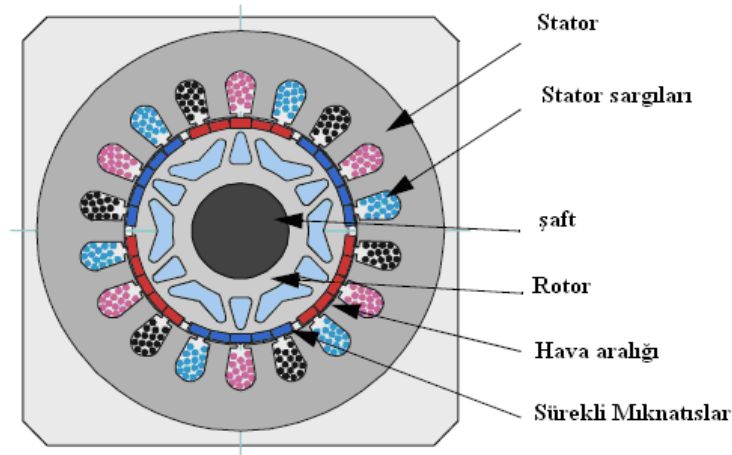
3.SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORLAR

Senkron motorlar, birçok motorda olduğu gibi iki ana kısımdan oluşur. Hareketsiz olan kısım stator, hareketli olan kısım ise rotor olarak isimlendirilir. Bir motoru döndürebilmek için, biri statorda diğeri rotorda olmak üzere, iki akıya ihtiyaç vardır. Bu prensibe göre farklı motor tasarımları yapmak mümkündür[51].

Statorunda üç fazlı sargılar bulunan Senkron motorun rotorunda akı üretmek için iki yol vardır. Birincisi sargı kullanmak, ikincisi ise sürekli mıknatıs kullanmaktır. Rotorunda sürekli mıknatıs kullanarak rotor akısı oluşturan motorlar Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor (SMSM) olarak bilinir[52]. SMSM'ye ait motor yapısı Şekil 3.1 de verilmiştir.

SMSM'nin rotoru ikiden elliye kadar mıknatıs kutuptan oluşabilir. Kutup sayısının artması aynı akım seviyesinde daha büyük moment oluşturur. Ancak mıknatıs kutuplarını artırmak belli bir değerden sonra moment artışı sağlamaz[52].

Rotorda sargı yerine mıknatıs kullanılması motorun verimini artırır ve özellikle rotor bakır kayıpları bastırılmış olur. Özellikle gelişmiş sürekli mıknatıslar olan Sm2Co17 veya NdFeB gibi çok yüksek güç yoğunluğuna sahip mıknatısları kullanmak motor boyutlarında da önemli bir azalma meydana getirir[53].



Şekil 3.1 SMSM yapısal şekli[53]

SMSM yüksek verimli, yüksek moment-akım oranı, düşük atalet, moment dalgalanmaları düşük, daha iyi dinamik performans ve yüksek güç yoğunluğuna sahip bir motordur[23,54].

3.1 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Sınıflandırılması

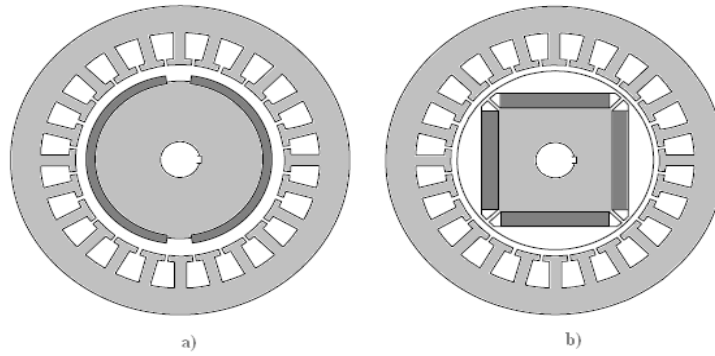
Sürekli mıknatıslı senkron motorlar, rotora yerleştirilmiş mıknatıslardan dolayı stator sargılarında endüklenen zıt emk dalga şekline göre iki tipte incelenir. Endüklen zıt emk trapez

şeklinde ise buna trapezoidal tip, eğer sinüs dalga şeklinde ise sinüsoidal tip denir[1].

Trapezoidal tip motor “fırçasız doğru akım makinesi” olarak adlandırılır. Bu motor tipi kare dalga tipi akım beslemesine ihtiyaç duyar. Sinüsoidal tip motor ise direk “sürekli mıknatıslı senkron motor” olarak isimlendirilir. Sinüsoidal tipte düzgün moment elde etmek için sinüsoidal akım ile beslenme gereklidir.

SMSM’lar ayrıca rotor şekillerine göre genel olarak iki farklı tipte incelenirler.

- Sürekli mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirildiği tip (YSMSM)
- Sürekli mıknatısların rotorun içine yerleştirildiği tip (İSMSM)



Şekil 3.2 SMSM çeşitleri a) YSMSM b) İSMSM

Mıknatısların yerleştirilmesi bakımından, SMSM’ler çok farklı İSMSM rotor yapılarında yapılabilirler. YSMSM’ler özellikle yüksek güç yoğunluğuna sahip düşük hızlı uygulamalarda kullanılırlar (3000 dev/dak’dan daha düşük). Bu tipte L_d ile L_q arasındaki fark çok küçük değerlerdedir (% 10 daha az). Bu motor hesaplamalarında bu değerler eşit kabul edilir. İSMSM’ler ise özellikle mekaniksel sağlamlıklarından dolayı yüksek hızlı uygulamalarda kullanılırlar[51].

Makine rotorunun farklı yapılarda yapılması, makinenin elektriksel ve mekaniksel karakteristiklerine, özellikle makine indüktansına etki eder. Bu durum makinenin, aşırı yüklenebilme kapasitesine, endüvi reaksiyonu etkisine ve alan zayıflatma kapasitesine etki etmektedir[55].

Bu çalışmada sürekli mıknatısların rotor yüzeyine yerleştirildiği tip motor ‘Yüzey sürekli senkron motor’(YSMSM) , sürekli mıknatısların rotorun içine yerleştirildiği tip ise ‘İç sürekli senkron motor’(İSMSM) olarak isimlendirilmiştir. YSMSM ve İSMSM çeşitlerine birer örnek Şekil 3.2’de verilmiştir.

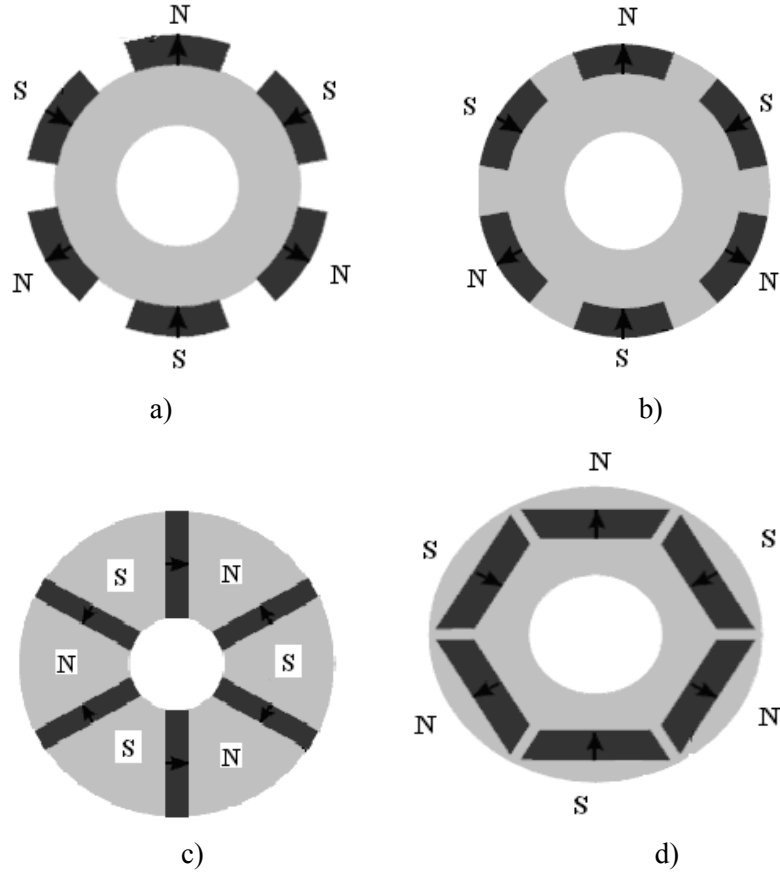
YSMSM’da mıknatıslar rotor yüzeyine yerleştirilmişlerdir. Maliyet bakımından ucuz ve basit yapılı olması nedeniyle yaygın kullanılan bir motor tipidir. Bu motor tipinin en önemli sakıncası, mıknatısların yüzeyde bulunmalarından dolayı mukavemetlerinin zayıf olmasıdır.

Mıknatısların yerinden kopmaması için genellikle bu tür tasarımlar düşük hızlı uygulamalar için tercih edilirler. Ayrıca yüzey mıknatıslı rotorun sağlamlığını artırmak için rotor yüzeyi manyetik olmayan malzeme ile kaplanabilir[1].

YSMSM motor tipinde hava aralığı etkisi fazla olduğundan dolayı d ve q eksenlerine ait magnetik akılar eşit kabul edilir. İndüktans rotor konumuna göre değişiklik göstermez, sabittir. Düşük stator indüktansı nedeni ile alan zayıflatılması zordur. Yani nominal hızın üzerindeki hızlarda kontrol imkanı güçtür. Ancak sabit moment bölgesi olan nominal hızın altındaki değerlerde hız kontrolü yapılır. Sabit güç bölgesi olan nominal hızın üzerindeki değerlerde hız kontrolü bu motor tipi için zordur[1].

Yüzeysel tip sürekli mıknatıs yerleştirilmesi, sürekli mıknatısın alan şiddeti (H_C) yüksek olması nedeniyle, kalıcı mıknatıslığı kolay giderilemediği için popüler bir tiptir. Mıknatıstaki kaçakların, hava aralığındakine göre küçük olması daha az sürekli malzeme kullanma sonucunu ortaya çıkarır. Sürekli mıknatısın alan şiddeti azaldıkça (H_C), mıknatıslığın kaybı riski ortaya çıkmaktadır. Bu durumda mıknatısın büyüklüğü mıknatısın içine doğru büyütülür. Ve böylece mıknatısın rotor içerisine yerleştirildiği motor tipi elde edilmiş olunur[50].

İSMSM motor tipi mıknatıs malzeme rotorun içinde açılan oyuklara yerleştirilmek suretiyle elde edilir. Bu yüzden oldukça sağlamdır ve yüksek hızlı uygulamalara uygundur[1]. İçsel tip mıknatıslı rotorun, yüzeysel tip mıknatıslı rotora göre en önemli üstünlüğü mekanik sağlamlığıdır. Mıknatıslar rotora gömülü olduklarından merkezkaç kuvvetlerine karşı mukavemetleri yüksektir. Bu nedenle yüksek hızlı uygulamalarda kullanılırlar. En önemli dezavantajı mıknatıs fiyatlarının fazlalığından dolayı fiyatlarının pahalı olmasıdır[47]. YSMSM ve İSMSM için çeşitli rotor yapıları Şekil 3.3'te verilmiştir.



Şekil 3.3 Mıknatısların rotora yerleştiriliş şekline göre çeşitli SMSM rotor tipleri a) YSMSM rotor b) dahili tip YSMSM rotor c, d) İSMSM rotor[51,56]

İSMSM motor tipinde hava aralığı etkisi oldukça düşüktür. Dolayısıyla indüktans rotor konumuna göre değişiklik gösterir[47]. Yani bu motor tipinde d ile q eksen indüktansları birbirine eşit değildir ($L_d \neq L_q$). Bu motor nominal hızın üzerindeki hızlarda, hız kontrolü (sabit güç bölgesi) imkanı verir. Yani alan zayıflatılması daha kolaydır[1].

İSMSM da sürekli mıknatısların rotor içerisine yerleştirilme farklılıklarından dolayı çeşitlilik göstermektedir.

3.2 SMSM'nin Avantaj ve Dezavantajları

SMSM diğer motorlara göre, bazı avantaj ve dezavantajları vardır.

Avantajları:

- Yapısında bilezik veya fırça-kollektör sisteminin olmamasından dolayı daha az bakım gerektirir.
- Moment-akım oranları yüksektir[23]
- Rotorunda sargı yerine mıknatısların bulunmasından dolayı bakır kayıpları yoktur. Dolayısıyla verimleri yüksektir[23,57].

- Uyarım sargısı yerine mıknatıs kullanıldığından uyarım kaynağına gerek yoktur[58].
- Rotorda sargıların yerine mıknatısların olması, rotor yapısı bakımından esneklikler getirmektedir. Bu durum motorun kullanım amacına göre büyük önem taşır. Özellikle aynı güçteki motorlara göre hacim ve ağırlığının düşük olması hava ulaşım taşıtları ve uzay uygulamaları için oldukça uygundur.
- Son zamanlarda kullanılan yüksek enerji yoğunluğuna sahip mıknatıslar sayesinde çok iyi akı yoğunluğu elde edilmektedir. Bu da aynı güç ve devirdeki diğer motorlara göre, motor hacim ve ağırlığında düşüş sağlar[57].
- Rotor yapısından dolayı soğutulması daha kolaydır. Çünkü ısı kayıpları sadece statorda meydana gelmektedir. Statorun hareketsiz ve motorun dış yüzeyinde olmasından dolayı soğutulması kolaydır[1,57].
- Anahtarlamaları elektronik olduğu için gürültüsüz çalışırlar. Uygun anahtarlama frekansında harmonikler tarafından meydana gelen gürültüler işitilemeyecek kadar azdır[57].

Dezavantajları:

- SMSM'ların en önemli problemleri mıknatıs fiyatlarının pahalı olmasıdır. Özellikle yüksek enerjili mıknatısların fiyatları oldukça pahalıdır. Bu da motor maliyetinin fazla olduğu anlamına gelir[57].
- Sürekli mıknatısların yüksek sıcaklıklardaki kalıcı mıknatıslıyetlerini kaybetme özeliği[57].
- Sabit hızlı motorlardır. Hız kontrolü için karmaşık hız kontrol sistemlerine ihtiyaç duyar.
- YSMSM rotor yapısından dolayı yüksek hızlara uygun değildir. İSMSM ile bu problem aşılabilir. Ancak bunlarda da demagnetizasyon problemi vardır[57].
- YSMSM için sabit güç gölgesinde hız kontrolü sınırlıdır. Yani alan zayıflatma zordur [57].
- Moment üretebilmesi için rotor konumunun bilinmesi gerekir. Rotorun konumu sensörlerle belirlenebilir. Bu da maliyeti ve boyutları artırır. Sensör kullanılmadan da moment üretmek mümkündür. Fakat bu tür bir uygulama düşük hızlarda verimli olmamakta ve karmaşık bir denetim algoritması kullanmak gerektirmektedir[47].
- Motorun çalışabilmesi için stator alanı ile rotor alanının senkronize olması gerekir. Bu sebeple hassas rotor konum bilgisi gerekir. Bu senkronizasyonun bozulması motorun çalışmamasına ya da vurultulu çalışmaya neden olur.

3.3 Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların Kullanım Alanları

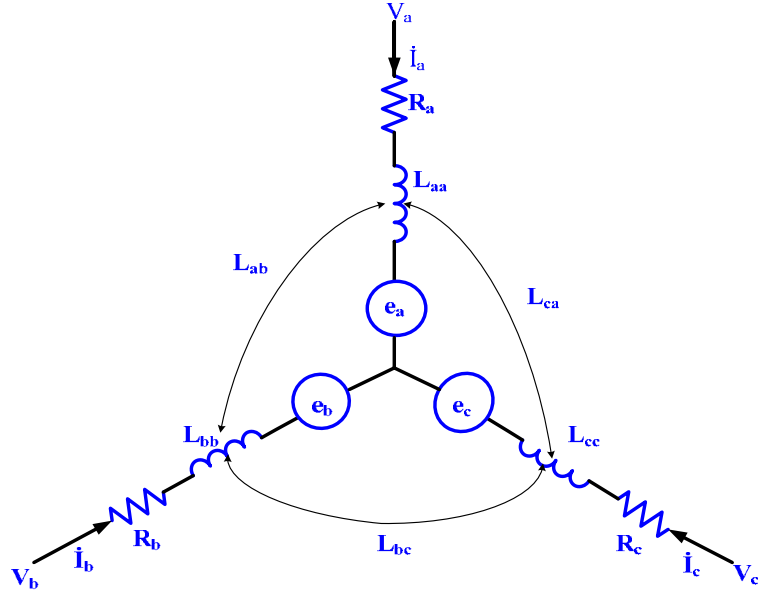
SMSM'nin uygulamaları birkaç Watt'tan 1,1 MW kadar geniş bir aralıkta değişir. Bu motorların birkaç kW'lıkları pozisyon kontrolünde ve saatte 0,1 devirlere kadar düşük, çok geniş bir aralıkta hız kontrolünde kullanılır. Bu motorların uygulama alanları[1,56].

- Servo sürücülü motorlar, pozisyon sürücüleri
- Robot uygulamaları,
- Gemi sürücülerinde kullanılan çok güçlü makineler(1 MW)
- Elektrik enerjisi üretimi, güneş ve rüzgâr enerjisi uygulamaları
- Elektrikli araçlar, uzay araçları
- Pompa
- Buzdolabı, çamaşır makineleri, klima, fan vb. ev aletleri,
- Asansör uygulamaları,

olarak sıralanabilir.

3.4 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Faz Modeli

Üç faz yıldız bağlı bir sürekli mıknatıslı senkron motorun faz modeli Şekil 3.4'te verilen devreye göre çıkarılmıştır. V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} faz gerilimleri I_{sa}, I_{sb}, I_{sc} faz akımları e_a, e_b, e_c sürekli mıknatıslı rotor tarafından stator sargılarında indüklenen zıt elektro-motor kuvvetlerini $\psi_{sa}, \psi_{sb}, \psi_{sc}$ fazlara ait magnetik akılar R_a, R_b, R_c faz dirençleri L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} faz sargı toplam indüktansları L_{ab}, L_{bc}, L_{ac} fazlar arasındaki karşılıklı indüktansları göstermektedir.



Şekil 3.4 SMSM'nin üç faz stator eş değer devresi

Motora uygulanan üç fazlı sinüsoidal gerilimler aralarında 120^0 faz farkı olacak şekilde aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$V_{sa} = V \cdot (\cos(\omega_e t))$$

$$V_{sb} = V \cdot (\cos(\omega_e t - 2\pi / 3)) \quad (3.1)$$

$$V_{sc} = V \cdot (\cos(\omega_e t + 2\pi / 3))$$

Her faz gerilimi ;

$$V_{sa} = I_{sa} R_a + \frac{d(\psi_{sa})}{dt} \quad (3.2)$$

$$V_{sb} = I_{sb} R_b + \frac{d(\psi_{sb})}{dt} \quad (3.3)$$

$$V_{sc} = I_{sc} R_c + \frac{d(\psi_{sc})}{dt} \quad (3.4)$$

şeklinde yazılabilir. Bu ifadeler birleştirilip matris formda yazılırsa,

$$V_{sabc} = I_{sabc} R_{abc} + \frac{d(\psi_{sabc})}{dt} \quad (3.5)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

elde edilir. Sargılarda oluşan magnetik akıları açık olarak yazarsak ;

$$\begin{aligned}\psi_{sa} &= L_{aa}I_{sa} + L_{ab}I_{sb} + L_{ac}I_{sc} + \psi_{ra} \\ \psi_{sb} &= L_{ba}I_{sa} + L_{bb}I_{sb} + L_{bc}I_{sc} + \psi_{rb}\end{aligned}\quad (3.7)$$

$$\begin{aligned}\psi_{sa} &= L_{ca}I_{sa} + L_{cb}I_{sb} + L_{cc}I_{sc} + \psi_{rc} \\ \psi_{ra} &= \psi_m(\cos(\theta)) \\ \psi_{rb} &= \psi_m(\cos(\theta - 2\pi/3)) \\ \psi_{rc} &= \psi_m(\cos(\theta + 2\pi/3))\end{aligned}\quad (3.8)$$

elde edilir. Burada $\psi_{ra}, \psi_{rb}, \psi_{rc}$ sürekli mıknatıstan dolayı fazlarda oluşan magnetik akı, ψ_m de sürekli mıknatıs magnetik akısını temsil etmektedir. Burada faz sargı dirençleri birbirlerine eşittir. ($R_a = R_b = R_c = R$) Aynı şekilde faz sargı toplam indüktansları ve fazlar arasındaki karşılıklı indüktanslarda birbirlerine eşittir. Eş. 3.7 ve 3.8 matris formda yazılırsa,

$$(L_{aa} = L_{bb} = L_{cc} = L), L_{ab} = L_{ba} = L_{ac} = L_{ca} = L_{bc} = L_{cb} = M)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_m(\cos(\theta)) \\ \psi_m(\cos(\theta - 2\pi/3)) \\ \psi_m(\cos(\theta + 2\pi/3)) \end{bmatrix}\quad (3.9)$$

Eş. (1.9) Eş. (1.6)'da yerine yazarsak;

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left[\begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_m(\cos(\theta)) \\ \psi_m(\cos(\theta - 2\pi/3)) \\ \psi_m(\cos(\theta + 2\pi/3)) \end{bmatrix} \right]\quad (3.10)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left[\begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \right] + \frac{\partial}{\partial \theta} \begin{bmatrix} \psi_m(\cos(\theta)) \\ \psi_m(\cos(\theta - 2\pi/3)) \\ \psi_m(\cos(\theta + 2\pi/3)) \end{bmatrix} \cdot \frac{d\theta}{dt}\quad (3.11)$$

elde edilir.

Konum açısının (θ) türevi de açısal hızı verir.

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_e \quad (3.12)$$

Eş.3.11'i türev alarak yeniden yazarsak;

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left[\begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \right] - \omega_e \begin{bmatrix} \psi_m(\sin(\theta)) \\ \psi_m(\sin(\theta - 2\pi/3)) \\ \psi_m(\sin(\theta + 2\pi/3)) \end{bmatrix}\quad (3.13)$$

eşitliği elde edilir. Üç faz yıldız bağlı devrede faz akımları toplamı sıfırdır. Buna göre;

$$I_{sa} = -I_{sb} - I_{sc} \quad (3.14)$$

olur. Eş.3.13'ü, Eş.3.14 göz önüne alınarak düzenlenirse;

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} - \omega_e \begin{bmatrix} \psi_m(\sin(\theta)) \\ \psi_m(\sin(\theta-2\pi/3)) \\ \psi_m(\sin(\theta+2\pi/3)) \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

elde edilir. Burada $L_s = L - M$ yazılabilir. L_s senkron indüktansa karşılık gelmektedir.

T_e elektriksel moment, T_y yük momenti, ω_e elektriksel açısal hız, ω_r mekaniksel açısal hız, P rotor kutup çifti, J eylemsizlik momenti, B sürtünme katsayısı olmak üzere, sürekli mıknatıslı senkron motor için elektriksel moment ifadesi Eş.3.16'daki gibi yazılabilir.

$$T_e = (I_{sa} \cdot e_a + I_{sb} \cdot e_b + I_{sc} \cdot e_c) / \omega_r \quad (3.16)$$

$$\omega_e = P \cdot \omega_r \quad (3.17)$$

$$\begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I \cdot (\sin(\omega_e t)) \\ I \cdot (\sin(\omega_e t - 2\pi/3)) \\ I \cdot (\sin(\omega_e t + 2\pi/3)) \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = -\omega_e \begin{bmatrix} \psi_m(\sin(\theta)) \\ \psi_m(\sin(\theta - 2\pi/3)) \\ \psi_m(\sin(\theta + 2\pi/3)) \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Eş. 3.18 ve 3.19 , Eş.3.16 da yerine yazılıp gerekli sadeleştirmeler yapılırsa Eş.3.20 elde edilir.

$$T_e = P \cdot I \cdot \psi_m \left((\sin(\theta))^2 + (\sin(\theta - 2\pi/3))^2 + (\sin(\theta + 2\pi/3))^2 \right) \quad (3.20)$$

$$\left((\sin(\theta))^2 + (\sin(\theta - 2\pi/3))^2 + (\sin(\theta + 2\pi/3))^2 \right) = \frac{3}{2} \text{ ise}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot P \cdot I \cdot \psi_m \quad (3.21)$$

Eş. 3.20'deki $\left((\sin(\theta))^2 + (\sin(\theta - 2\pi/3))^2 + (\sin(\theta + 2\pi/3))^2 \right)$ trigonometrik ifadenin değeri $\frac{3}{2}$ dir. Bu değer elektriksel moment ifadesi yerine yazıldığında Eş.3.21'de gösterildiği gibi elde edilir. Hareket denklemi ise Eş.3.22'de verilmiştir.

$$T_e - T_y = J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + B \omega_r \quad (3.22)$$

böylece faz modeli elde edilir[48,50,58].

3.5 Uzak Vektör Tanımları ve Dönüşümler

$\dot{I}_a$, $\dot{I}_b$ ve $\dot{I}_c$ dengeli bir sistemde üç faz stator akımları ise;

$$\dot{I}_a + \dot{I}_b + \dot{I}_c = 0 \quad (3.23)$$

olur. Böylece stator akımı uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir[59];

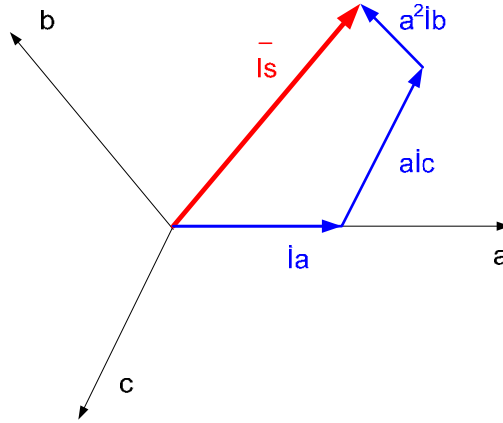
$$\bar{I}_s = k(\dot{I}_a + a\dot{I}_b + a^2\dot{I}_c) \quad (3.24)$$

burada a ve a^2 uzay vektör operatörleri ve k dönüştürme sabitine karşılık gelmektedir. Değişken

güçler için, $k = \frac{2}{3}$, değişmeyen güçler içinse $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ 'tür[1]. $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$, $a^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$ dir.

Aynı ifadeler gerilim ve akı içinde tanımlanabilir.

Şekil 3.5'te stator akımı uzay vektörü izdüşümü gösterilmiştir[59].

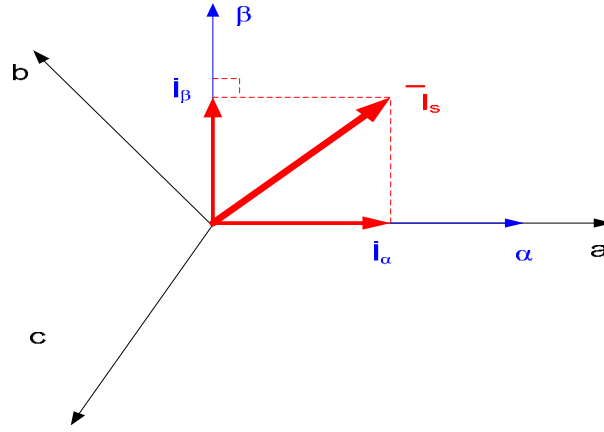


Şekil 3.5 Stator akımı uzay vektörü

3.5.1 Clarke Dönüşümü $(a, b, c) \rightarrow (\alpha, \beta)$

Üç fazlı sistemden, iki fazlı sabit düzleme dönüştürme işlemi Clarke dönüşümü olarak bilinir.

Stator akımı uzay vektörünün (α, β) eksenindeki bileşenleri Şekil 3.6'de verilmiştir[59].



Şekil 3.6 Stator akımı uzay vektörünün (α, β) eksenindeki bileşenleri[59]

$$\dot{I}_\alpha = I_a \quad (3.25)$$

$$\dot{I}_\beta = (I_a + 2I_b)/\sqrt{3} \quad (3.26)$$

Bu dönüşümleri matris formda yazarsak[59];

$$\begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

3.5.2 Ters Clarke Dönüşümü $(\alpha, \beta) \rightarrow (a, b, c)$

İki fazlı sabit düzlemde, üç fazlı referans düzleme dönüştürmek için kullanılır[59].

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha \\ f_\beta \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

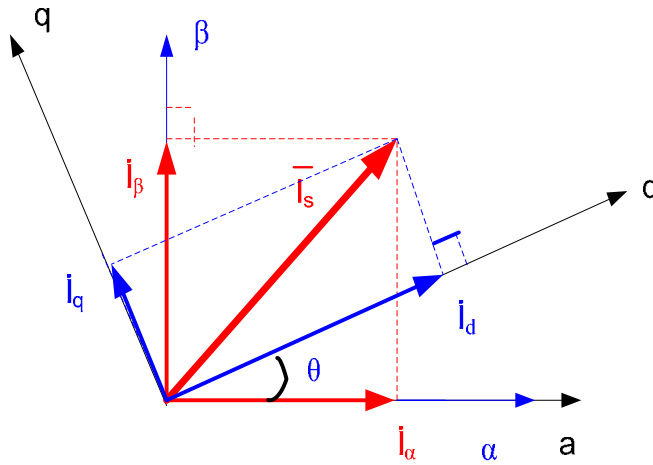
3.5.3 Park Dönüşümü $(\alpha, \beta) \rightarrow (d, q)$

İki faz sabit düzlemde, iki faz döner eksen (rotor eksen) düzlemine dönüştürme işlemidir. Stator akım uzay vektörünün (d, q) ve (α, β) eksenlerindeki bileşenleri Şekil 3.7’de verilmiştir[59].

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Clarke ve park dönüşümünden faydalananarak iki faz döner eksen ile üç faz sistemi arasındaki eşitlik çıkarılabilir[59].

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

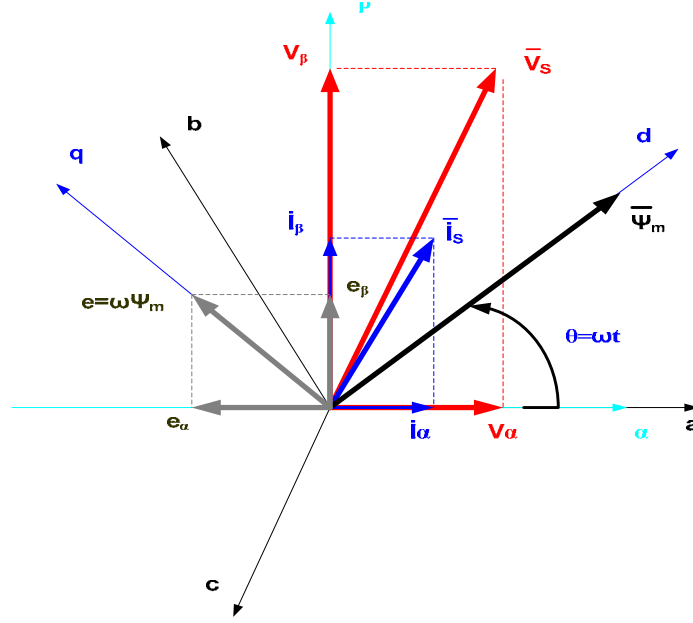


Şekil 3.7 Stator akım uzay vektörünün (d, q) ve (α, β) eksenlerindeki bileşenleri[59]

3.5.4 Ters Park Dönüşümü (d, q) → (α, β)

İki faz döner eksenden, iki faz sabit eksene dönüşüm için kullanılır. Buna göre bu eksen dönüşümlerine göre SMSM için vektör diyagramı Şekil 3.8’de verilmiştir.

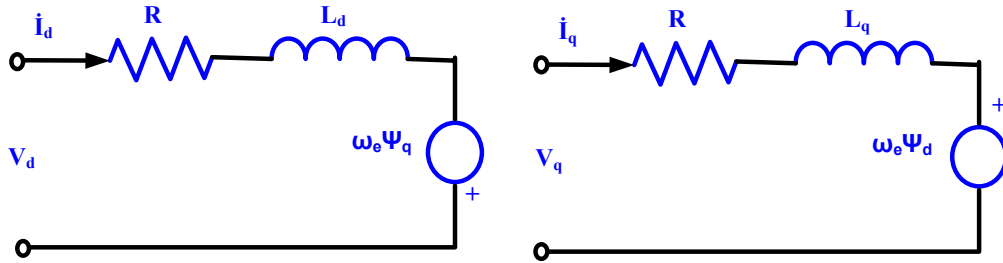
$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} \quad (3.31)$$



Şekil 3.8 SMSM için vektör diyagramı[59]

3.6 SMSM d-q Modeli

Üç fazlı motorun matematiksel modeli, 2 fazlı modele dönüştürülerek denklemlerinde bir basitlik sağlanarak, denklemlerinin daha kısa zamanda çözülmesi sağlanabilir. SMSM'in modellemesinde rotor referans düzlemi tercih edilir. d-q modelinde motor devresi Şekil 3.9'de gösterildiği gibi bağımsız iki devre gibi davranır. Aslında elde edilen model serbest uyarımlı doğru akım motoruna benzetilir. SMSM'in kontrolü d-q modelinde büyük kolaylıklar sağlamaktadır.



Şekil 3.9 SMSM'in d-q modeli devreleri[6]

Şekil 3.9'daki devreye göre d,q senkron olarak dönen eksen takımı, V_d, V_q gerilimleri, I_d, I_q

akımları, L_d, L_q indüktans, R stator sargı direnci, Ψ_d, Ψ_q magnetik akı, Ψ_m rotor sabit mıknatıs akısı, T_e elektriksel moment, T_y yük moment, ω_e elektriksel açısal hız, ω_r mekaniksel açısal hız, θ_e rotor elektriksel konumu, θ_r rotor mekaniksel konumu, P rotor kutup çifti, J eylemsizlik momenti, B sürtünme katsayısı olmak üzere, gerilim ifadesi;

$$V_d = RI_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_e \Psi_q \quad (3.32)$$

$$V_q = RI_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_e \Psi_d \quad (3.33)$$

olarak yazılabilir. Eş.3.32 ve 3.33'deki Ψ_d ve Ψ_q magnetik akı bileşenleri Eş. 3.34 ve 3.35'da gösterildiği gibidir.

$$\Psi_q = L_q I_q \quad (3.34)$$

$$\Psi_d = L_d I_d + \Psi_m \quad (3.35)$$

Ψ_d ve Ψ_q Eş. 3.32 ve 3.33'de yerine yazılırsa

$$V_d = RI_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_e L_q I_q \quad (3.36)$$

$$V_q = RI_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_e L_d I_d + \omega_e \Psi_m \quad (3.37)$$

elde edilir. Bu eşitlikleri matris formda yazarsak;

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega_e L_q \\ \omega_e L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \Psi_m \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

olarak elde edilir[6].Elektriksel moment ;

$$T_e = 1.5P(\Psi_m I_q + (L_d - L_q)I_d I_q) \quad (3.39)$$

Hareket denklemi;

$$T_e - T_y = J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r \quad (3.40)$$

Rotor konumu ile açısal hız arasındaki ilişki;

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r \quad (3.41)$$

Elektriksel açısal hız ile mekaniksel açısal hız arasındaki ilişki;

$$\omega_e = \omega_r * P \quad (3.42)$$

Elektriksel rotor konumu ile mekaniksel rotor konumu arasındaki ilişki;

$$\theta_e = \theta_r * P \quad (3.43)$$

Burada SMSM d-q modeli için genel bir model çıkarılmıştır. Normalde YSMSM ile

İSMSM'in aralarında bazı farklılıklar vardır. Fakat modelleri aynıdır. Aralarındaki fark L_d ve L_q değerlerinin birbirlerine eşit veya farklı olmasıdır. YSMSM'de $L_d = L_q = L$, İSMSM'de ise $L_d \neq L_q$ 'dir.

3.7 SMSM α - β Modeli

SMSM'in iki faz sabit referans düzlemdaki modelidir. Stator gerilim, akım ve magnetik akı değişkenleri Park dönüşümü ile sabit referans düzleme aktarılır. α , β sabit eksen takımı, V_α , V_β gerilimleri, I_α , I_β akımları, R stator sargı direnci, Ψ_α , Ψ_β , magnetik akı, Ψ_m rotor sabit mıknatıs akısı, T_e elektriksel moment, T_y yük momenti, ω_e elektriksel açısal hız, ω_r mekaniksel açısal hız, θ_e rotor elektriksel konumu, θ_r rotor mekaniksel konumu, P rotor kutup çifti, J eylemsizlik momenti, B sürtünme katsayısı olmak üzere; YSMSM için[50];

$$V_\alpha = RI_\alpha + L \frac{dI_\alpha}{dt} + \omega_e \Psi_m (-\sin \theta_e) \quad (3.44)$$

$$V_\beta = RI_\beta + L \frac{dI_\beta}{dt} + \omega_e \Psi_m (\cos \theta_e) \quad (3.45)$$

olarak yazılabilir. İSMSM için ise[50];

$$V_\alpha = RI_\alpha + L_\alpha \frac{dI_\alpha}{dt} + L_{\alpha\beta} \frac{dI_\beta}{dt} - \omega_e \Psi_m \sin \theta_e \quad (3.46)$$

$$V_\beta = RI_\beta + L_{\alpha\beta} \frac{dI_\alpha}{dt} + L_\beta \frac{dI_\beta}{dt} + \omega_e \Psi_m \cos \theta_e \quad (3.47)$$

Eşitliklerdeki terimler;

$$L_\alpha = L_0 + L_1 \cos 2\theta_e \quad (3.48)$$

$$L_\beta = L_0 - L_1 \cos 2\theta_e \quad (3.49)$$

$$L_{\alpha\beta} = L_1 \sin 2\theta_e \quad (3.50)$$

eşitlikleri ile hesaplanır. Elektriksel moment;

$$T_e = 1.5 P \Psi_m (-I_\alpha \sin \theta_r + I_\beta \cos \theta_r) \quad (3.51)$$

Hareket denklemi;

$$T_e - T_y = J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} + B \omega_r \quad (3.52)$$

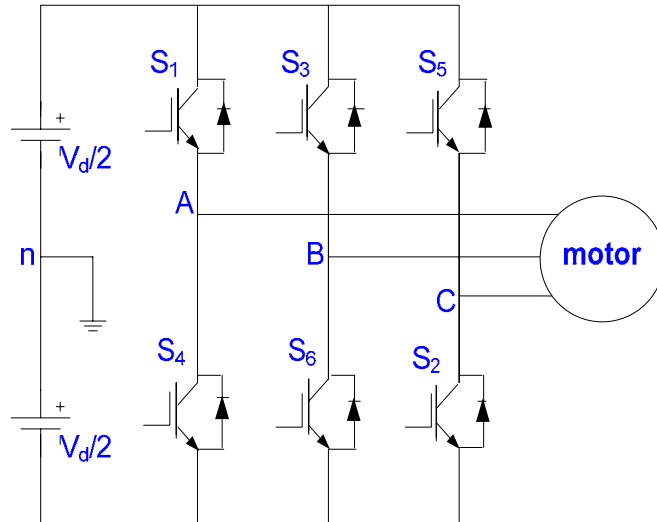
olarak yazılabilir.

4. GERİLİM KAYNAKLI EVİRİCİLER VE MODÜLASYON YÖNTEMLERİ

Eviriciler girişlerindeki DA gerilimi, çıkışlarında istenen genlik ve frekansta AA gerilime dönüştüren devrelerdir. Beslenmek istenen yükün cinsine ve gücüne göre tek ve üç fazlı olarak yapılabilen eviriciler, beslenme özelliklerine göre de gerilim kaynaklı ve akım kaynaklı eviriciler olmak üzere iki kısımda incelenirler. Gerilim kaynaklı eviriciler de gerilim kontrollü ve akım kontrolü gerilim kaynaklı eviriciler olmak üzere iki ayrı başlıkta incelenirler.

Eviriciler, çıkış gerilimindeki basamak sayısına göre iki seviyeli veya çok seviyeli olarak isimlendirilirler. İki seviyeli eviriciler düşük gerilimlerde ekonomikliği ve kullanım kolaylığı açısından çok sık kullanılırlar. Ancak yüksek gerilimlerde ($V_{ff} \geq 400V$, V_{ff} faz faz gerilimi) anahtarlama sırasında, yüksek dv/dt oranı olduğu için çok seviyeli evirici kullanıp çıkış geriliminin basamak sayısı artırılarak dv/dt oranı düşürülür[60].

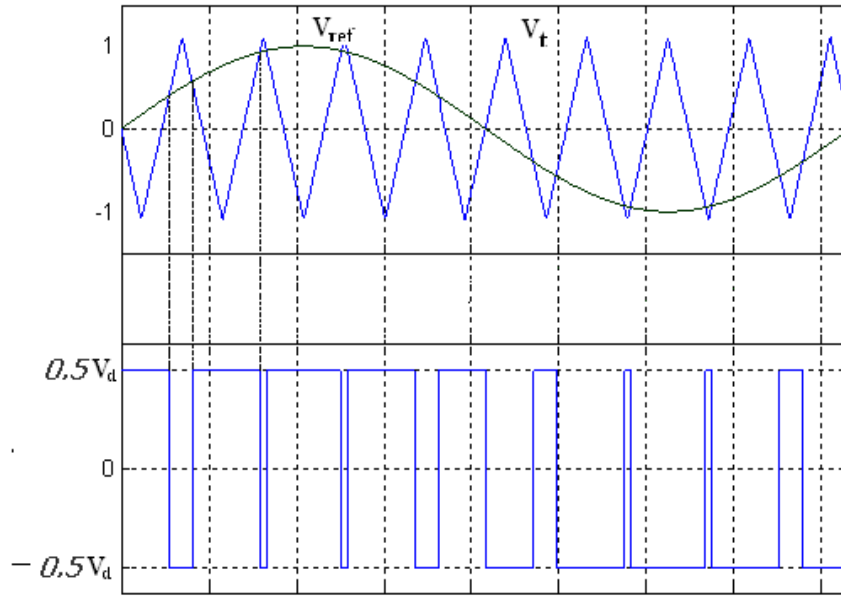
Sinüs biçiminde bir gerilim elde etmek için en kolay ve en ekonomik yöntem, darbe genişlik modülasyonu (DGM) yöntemidir. DGM yöntemi, giriş genliğinin sabit tutulduğu ancak bu genliğin uygulama süresinin ya da darbe genişliğinin çıkışta istenilen sinüzoidal işarete göre modüle edilerek, darbe dizisi biçimindeki işaretlerin oluşturulduğu yöntemdir. DGM dalga şekli farklı şekillerde elde edilebilir. Bunun için çeşitli modülasyon yöntemleri geliştirilmiştir[61]. Gerilim kaynaklı eviricilerde Sinüzoidal DGM (SDGM), Harmonik Eliminasyonlu DGM (HE-DGM), Uzak vektör DGM (UVDGM), Histerezis Akım Kontrolü DGM, Delta Modülasyonu ve Sigma Delta Modülasyonu yöntemleri yaygın kullanılan yöntemlerdir. Üç fazlı bir AC motoru besleyen bir evirici devresi Şekil 4.1 'de verilmiştir.



Şekil 4.1 Üç fazlı evirici devresi

4.1 Sinüzoidal DGM

Bu yöntemde çıkışta elde edilmek istenen frekanstaki bir referans sinüzoidal dalga ile anahtarlama frekansındaki taşıyıcı bir üçgen dalga karşılaştırılarak kesişme noktalarında darbeler üretilmektedir. DGM dalgasının temel gerilim bileşeni ve frekansı, referans dalga genliği ve frekansı tarafından kontrol edilir[62-63]. Bu yöntemi prensip şeması Şekil 4.2’de olduğu gibidir.



Şekil 4.2 Sinüzoidal DGM yönteminin temel prensibi

$$V_{ref} > V_t \text{ ise } V_{AO} = 0.5V_d$$

$$V_{ref} < V_t \text{ ise } V_{AO} = -0.5V_d \text{ olur.}$$

Burada, V_{ref} ; referans sinüzoidal dalga genliği, f çıkış frekansı, V_t taşıyıcı dalga işaret genliği, V_d evirici girişi DA değeri, f_s anahtarlama frekansı, m_a modülasyon indeksi, m_f modülasyon oranıdır.

$$m_a = \frac{\hat{V}_{ref}}{\hat{V}_t} \quad (4.1)$$

$$m_f = \frac{f_s}{f} \quad (4.2)$$

Modülasyon indeksinin dört durumu vardır[64]:

I. $m_a=0$ ise çıkışta anahtarlama frekansında kare dalga oluşur.

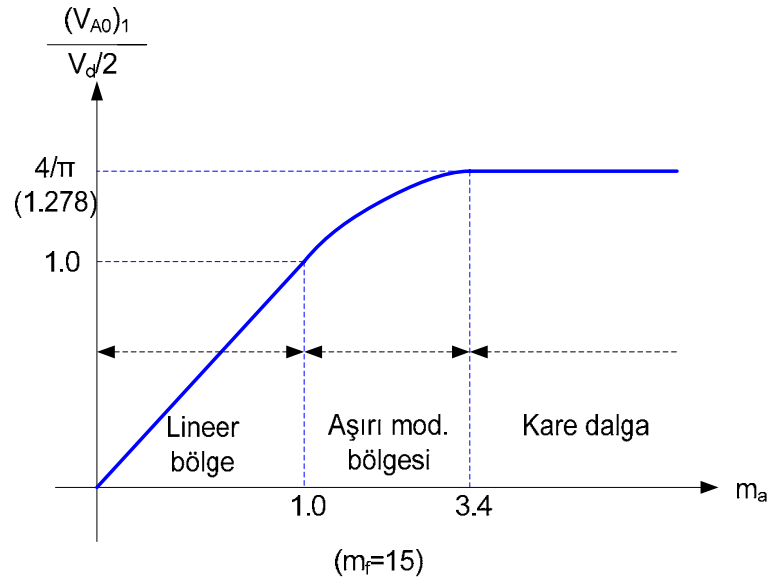
II. $0 \leq m_a \leq 1$ ise temel bileşen tepe değeri $(V_{Ao})_1$ m_a ile lineer değişmektedir.

$$(\hat{V}_{Ao})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad (4.3)$$

III. $m_a = 1$ ise temel bileşen $0.5V_d$ değerini alır. Lineer bölge için maksimum değer olan bu değer, eviricinin oluşturabileceği maksimum değer olan $(4V_d/2\pi)$ kare dalga durumunun % 78.55'ine tekabül eder.

IV. $m_a > 1$ aşırı modülasyon bölgesi. Bu bölgede lineerlik bozulur. m_a 'nın belli bir değerinden sonra kare dalga oluşur.

Referans dalga genliğinin taşıyıcı dalga genliğini aşması, yani modülasyon indeksinin 1 den büyük olduğu durumlardaki çalışma aşırı modülasyon çalışma diye tanımlanır. Aşırı modülasyon etkisi Şekil 4.3 'te gösterilmiştir.



Şekil 4.3 SDGM de modülasyon indeksine karşı gerilimin değişimi

Üç fazlı SDGM'de evirici çıkışında dengeli üç fazlı gerilim elde etmek için; aynı üçgen dalga 120° faz farklı üç adet sinüzoidal kontrol işareti ile karşılaştırılır. Kesişme noktaları anahtarlama anlarını belirler.

SDGM yöntemi, Doğal Örneklemeli SDGM ve Düzenli Örneklemeli SDGM olmak üzere temelde iki kısımda incelenir[65]. SDGM yönteminin analog olarak gerçekleştirilmesine doğal örneklemeli SDGM denilir.

4.1.1.2 Asimetrik Düzenli Örneklemeli SDGM

Bu yöntemde örnekleme taşıyıcı dalganın hem pozitif hem de negatif tepe değerlerinde, yani anahtarlama frekansının iki katında yapılır.

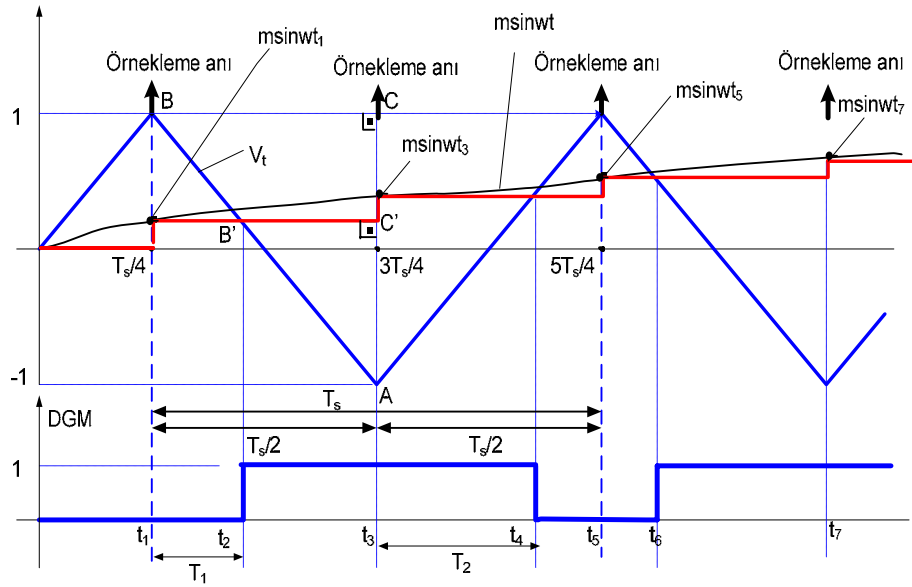
Şekil 4.5'deki dik üçgen benzerliklerinden faydalanarak iletim ve kesim formülleri çıkartılabilir.

İlk yarım periyot için kesim süresi T_1 , iletim süresi ise $\frac{T_s}{2} - T_1$ ' dir. İkinci yarım periyot için T_2 iletim süresi $\frac{T_s}{2} - T_2$ ' de kesim süresidir. O halde

$$T_1 = \left(\frac{T_s}{4}\right)[1 - m \sin(wt_4)] \quad (4.6)$$

$$T_2 = \left(\frac{T_s}{4}\right)[1 + m \sin(wt_4)] \quad (4.7)$$

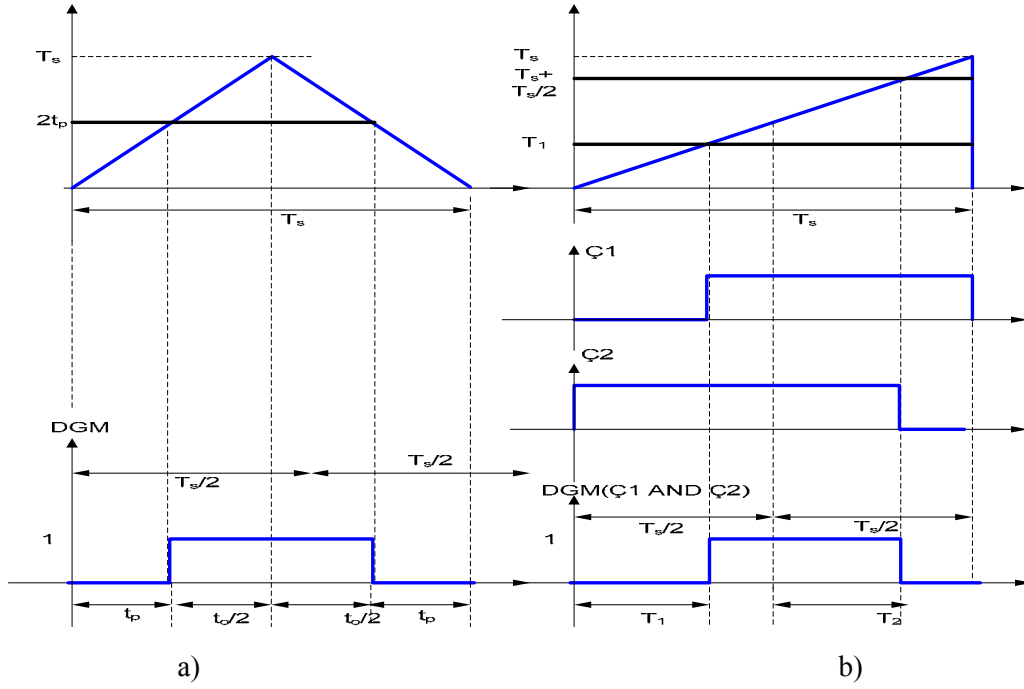
bulunur.



Şekil 4.5 Asimetrik düzenli örneklemeli SDGM

4.1.2 Düzenli Örneklemeli SDGM yöntemlerinin gerçekleştirilmesi

Bu yöntemleri gerçekleştirebilmek için hesaplanan iletim ve kesim sürelerinden faydalanarak elde edilen işaretler, üçgen veya testere dişi dalga ile karşılaştırılarak DGM işareti elde edilebilir. Bu durum simetrik düzenli örneklemeli SDGM için Şekil 4.6 a) ve asimetrik düzenli örneklemeli SDGM için Şekil 4.6 b)'de gösterilmiştir.



Şekil 4.6 Anahtarlama işaretleri elde etme a). Simetrik
b). Asimetrik düzenli örneklemeli SDGM

4.2 Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

Dijital uygulamalardaki kolay uygulanabilme özelliği, çıkış faz-faz gerilimi için geniş lineer modülasyon alanına sahip olması ve düşük anahtarlama kayıplarına sahip olması UVDGM yöntemini önemli kılmıştır. Fakat uygulanmasının bazı güçlükleri de vardır. Örneğin kompleks koordinat dönüşümleri, trigonometrik fonksiyon hesaplamaları, sektör numaraları hesaplama ve gerçek anahtarlama zamanlarının sürekli hesaplanmasının zorlukları vardır[67].

Bu modülasyon yöntemi durağan referans çatıdaki evirici geriliminin, uzak vektörü olarak ifade edilmesine dayanmaktadır.

$$\vec{V} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_{A0} + V_{B0} a + V_{C0} a^2) \quad (4.8)$$

burada $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ dır.

Durağan referans çatıda ifade edilen uzak vektörünün genliği, gerilimin genliğine eşit olup ω açısal hızı ile dönmektedir. Üç fazlı bir eviricinin (2^3) 8 olası durumu vardır. Bunlardan ikisi sıfır-vektör, altısı ise aktif-durum vektörü olup bir altıgen oluşturmaktadır. Uzak vektör modülasyonu her bir anahtarlama döngüsünde kendisine en yakın olan iki aktif-durum vektörlerini ve sıfır-durum vektörlerini anahtarlayarak dönen referans vektör yaklaşımı

yapmaktadır.

UVDGM ile elde edilebilir maksimum çıkış gerilimi evirici kapasitesinin %90,7 değerine yükseltilir[68].

4.2.1 UVDGM Anahtarlama İşaretlerinin Üretilmesi

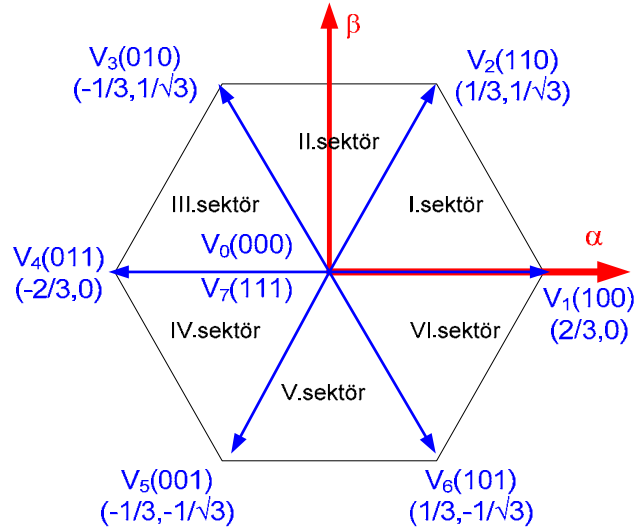
Şekil 4.7’deki anahtarların açık ve kapalı olma durumuna göre 6 aktif-durum vektörleri V_1 - V_6 olarak, 2 adet sıfır-vektörleri ise V_0 ve V_7 ile gösterilir. Aktif durum vektörleri

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_d e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (k=1, \dots, 6) \quad (4.9)$$

şeklinde ifade edilip düzenli altıgen oluşmakta ve bu altıgen Şekil 4.7’de gösterildiği gibi (I, II, III, IV, V, VI) altı eşit sektöre bölünmektedir.

Her bir T_s anahtarlama periyodunda ortalama uzay vektörü V_{ref} olarak tanımlanır. Eğer T_s yeteri kadar küçük olursa, bu zaman aralığında V_{ref} de sabit kabul edilebilir.

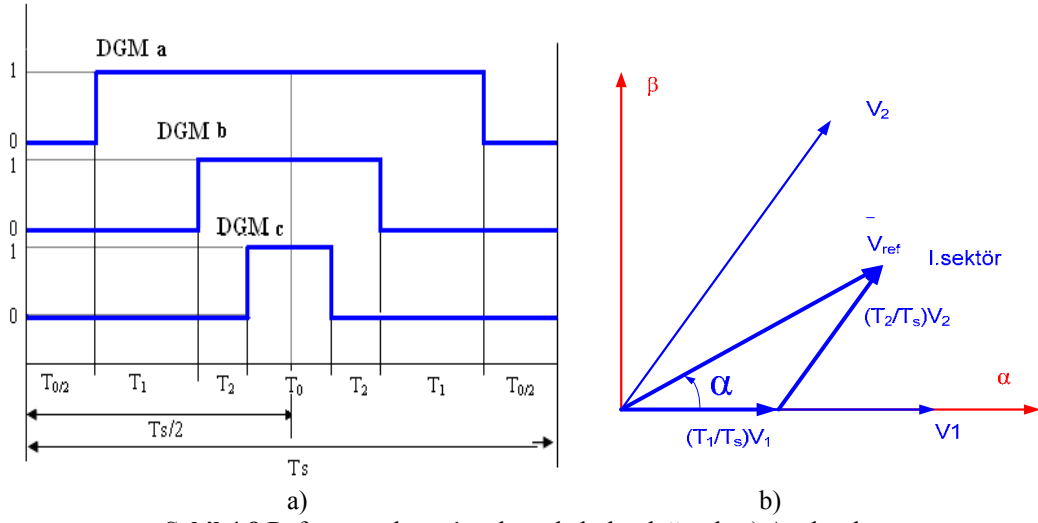
V_{ref} Vektörü, V_0 ve V_7 sıfır-durum vektörleri ile kendisine bitişik olan iki aktif vektörün ağırlıklı ortalamasının bir kombinasyonu olarak ifade edilebilir.



Şekil 4.7 Durağan referans çatıda evirici durumlarının ifadesi

En iyi harmonik performansı ve her bir anahtar için minimum anahtarlama elde edebilmek için, anahtarlama sıralaması öyle ayarlanır ki bir durumdan bir sonraki duruma geçişte eviricinin sadece bir kolunda anahtarlama gerçekleştirilir. Bunun için tek numaralı bir sektörde iken uygulanan vektör düzeni $\vec{V}_0 \vec{V}_k \vec{V}_{k+1} \vec{V}_7 \vec{V}_7 \vec{V}_{k+1} \vec{V}_k \vec{V}_0$, çift numaralı bir sektörde ise aktif vektörlerin

yerleri değiştirilir ve $\vec{V}_0\vec{V}_{k+1}\vec{V}_k\vec{V}_7\vec{V}_7\vec{V}_k\vec{V}_{k+1}\vec{V}_0$ şeklinde uygulanır.



Şekil 4.8 Referans vektör 1. sektör de bulunduğunda a) Anahtarlama sinyalleri b) Referans vektör bileşenleri

Örneğin referans vektör 1.sektör de iken durum sıralaması 01277210 şeklinde, sektör4 de iken 05477450 şeklinde olacaktır[68].

Uzay vektörü modülasyonunun en önemli kısmı aktif ve sıfır-durum sürelerinin her bir anahtarlama periyodunda hesaplanması stratejisidir.

T_s periyodu boyunca T_k süresi V_k vektörünün uygulama süresinin yarısını, T_0 süresi de sıfır-durum vektörünün uygulama süresinin yarısını göstermektedir.

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = \frac{T_s}{2} \quad (4.10)$$

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{|\vec{V}_{ref}| T_s}{V_d} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3} - \omega t\right) \\ \sin\left(\omega t - \frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

$$T_0 = \frac{T_s}{2} - T_k + T_{k+1} \quad (4.12)$$

Referans vektörün sektör1 içerisinde bulunması durumunda ($0 \leq \omega t \leq \pi/3$) referans vektör bileşenleri Şekil 4.8’de gösterildiği gibi olur. T_1 ve T_2 süreleri Şekil 4.8’de gösterildiği gibi referans vektörün sektör1 deki V_1 ve V_2 aktif durum bileşenlerinin uygulama süreleridir[68].

İstenen temel bileşen genliğinin, altı adım çalışmadaki temel çıkış bileşen maksimum değerine oranı modülasyon indeksi olarak tanımlanır[68].

$$m = \frac{\vec{V}_{ref}}{V_{\max} - \text{altitua}} = \frac{\pi}{2} \frac{V_{ref}}{V_d} \quad (4.13)$$

Buna göre T_k ve T_{k+1}

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_s \begin{bmatrix} \sin \left(\frac{k\pi}{3} - \omega t \right) \\ \sin \left(\omega t - \frac{(k-1)\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

olarak elde edilir.

4.2.2 Sektörün Belirlenmesi

$V_\alpha + jV_\beta$ ile verilen bir referans vektörünün faz açısı;

$$\alpha = \arctan \left(\frac{V_\beta}{V_\alpha} \right), \alpha \in [0, 2\pi] \quad (4.15)$$

ile bulunabilir. Sektörler $[0, 2\pi]$ aralığında 60° lik açılarla belirlenir. Örneğin $0 < \alpha < 60^\circ$ aralığı I. sektördür.

4.2.3 Gerilim Vektörünün Sınırlandırılması

Eş. 4.12'ye göre T_k ve T_{k+1} 'in belli bir değerinden sonra T_0 negatif olur. Bunu önlemek için bu zaman sürelerini sınırlamak gerekir. Bu süreler yeniden tanımlanırsa[68];

$$T_k' = \frac{T_s}{2} \frac{T_k}{T_k + T_{k+1}} \quad (4.16)$$

$$T_{k+1}' = \frac{T_s}{2} \frac{T_{k+1}}{T_k + T_{k+1}} \quad (4.17)$$

$$T_k' + T_{k+1}' = \frac{1}{2} T_s \quad (4.18)$$

Eş. 4.18'e göre $T_k' + T_{k+1}'$ en çok $T_0=0$ olacak kadar artabilirler.

Uygulama sürelerine sınır getirmek, çıkış gerilimini düşüreceğinden dolayı bunun için başka çözüm bulmak gerekir. Yani aşırı modülasyon bölgesinde çalışma için yeni düzenlemeler gerekmektedir[69].

4.2.4 Uzay Vektör DGM yönteminin gerçekleştirilmesi

Bu yöntemde hesaplanan iletim ve kesim süreleri üçgen bir dalga ile karşılaştırılarak DGM işaretleri elde edilir. UVDGM için anahtarlama işaretleri, sektörün çift ve tek olma

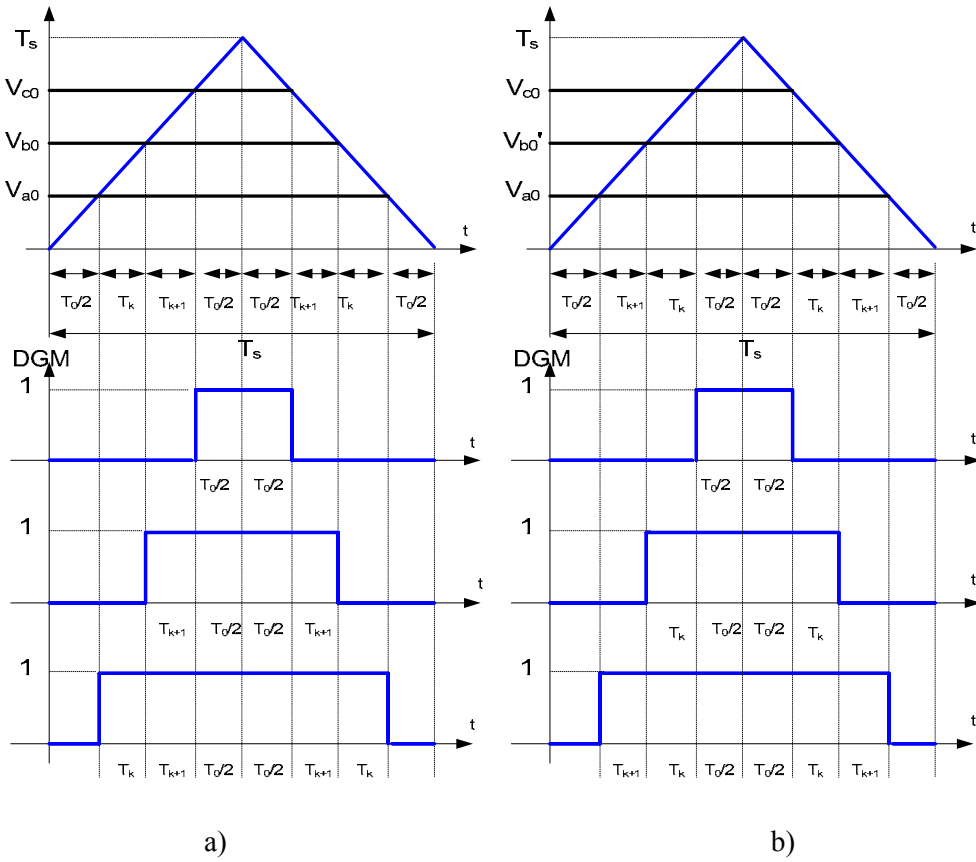
durumuna göre Şekil 4.9 a) ve b) 'de gösterildiği gibi ayrı ayrı ifadeler kullanılmıştır. V_{oa} , V_{ob} V_{ob}' ve V_{oc} karşılaştırma sinyalleridir.

$$V_{oa} = 2(T_o / 2) \quad (4.19)$$

$$V_{ob} = 2(T_o / 2 + T_k) \quad (4.20)$$

$$V_{ob}' = 2(T_o / 2 + T_{k+1}) \quad (4.21)$$

$$V_{oc} = 2(T_o / 2 + T_k + T_{k+1}) \quad (4.22)$$



Şekil 4.9 UVDGM için DGM işaretleri elde etme a). Tek nolu sektörlerde
b). Çift nolu sektörlerde

4.3 Histerezis Bant Akım Kontrollü DGM

Gerilim kaynaklı eviricilerde kullanılan akım kontrollü bir yöntemdir. Bu yöntemde gerçek faz akımı ani değeri, bir geri besleme döngüsü ile alınarak, istenen genlik ve frekansta kontrol devresi tarafından üretilen referans sinüs dalgası ile bir histerezis bant içerisinde karşılaştırılır. Şekil 4.10'da gösterildiği gibi akım belirtilen histerezis bandın üst değerini aşarsa evirici bacağındaki üst anahtar kesime, alt anahtar ise ilettime geçer. Yani çıkış gerilimi

5. SMSM KONTROL YÖNTEMLERİ

AA motorlarda kullanılan çeşitli kontrol yöntemleri vardır. Bu yöntemler skaler temelli kontrol ile vektör temelli kontrol gibi iki ayrı kısımda incelenebilirler. Skaler ve vektör temelli kontrol yöntemlerinden fazlaca kullanılan bazı yöntemler vardır. Bunlar V/f (skaler) kontrol yöntemi ile vektör temelli; vektör kontrol yöntemi ve doğrudan moment kontrol yöntemleridir. Yüksek performans gerektirmeyen uygulamalarda sade ve ucuz olan V/f kontrol yöntemi kullanılırken, yüksek performans gerektiren uygulamalarda ise vektör kontrol yöntemi veya doğrudan moment kontrol yöntemi tercih edilir.

SMSM'ler gelişmiş hareket kontrol sistemlerin için ideal motorlardır. Yüksek verimli, yüksek moment-akım oranı ve düşük atalet gibi önemli özelliklere sahip olan bu motor endüstriyel uygulamalarda şimdi oldukça popülerdir[23] Kontrol yöntemleri SMSM'nin özelliklerine göre incelenektir.

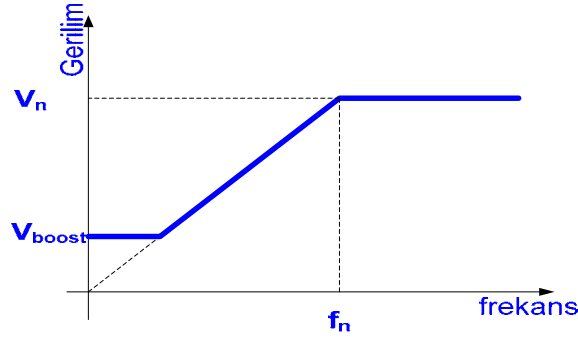
5.1. V/f (Skaler) Kontrol

V/f kontrolü düşük maliyeti, yapısının basit ve uygulanmasının kolay olmasından dolayı en çok tercih edilen hız kontrol yöntemlerindendir[70]. Bu yöntemde temel prensip stator gerilimi genliği ile frekansının birlikte belirli bir oranda değiştirilmesidir. V/f oranının sabit olması stator direncinin ihmal edildiği düşünülürse hava aralığı akısının Eş. 5.2'de görüldüğü gibi sabit olması anlamına gelir. Nominal yükte motor kalkış anında stator sargı direnci üzerindeki gerilim düşümü fazla olur ve değeri sabit V/f ile sağlanamaz. Bu değer başlangıçta kalkış momentini de karşılayacak bir değerde olması gerekir. Bu amaçla ilk anda ilave (boost) sabit küçük bir gerilim ile başlanır. Gerilim en fazla nominal değere kadar artırılabilir. Nominal hızın üzerindeki değerlerde, gerilim nominal değerinde sabit tutularak sadece frekans artırılır. Gerilim ve frekans değişimi eğrisi Şekil 5.1'deki gibi olur[62].

$$E = kf\phi_{ha} \quad (5.1)$$

$$\phi_{ha} = \frac{E}{f} \approx \frac{V}{f} \quad (5.2)$$

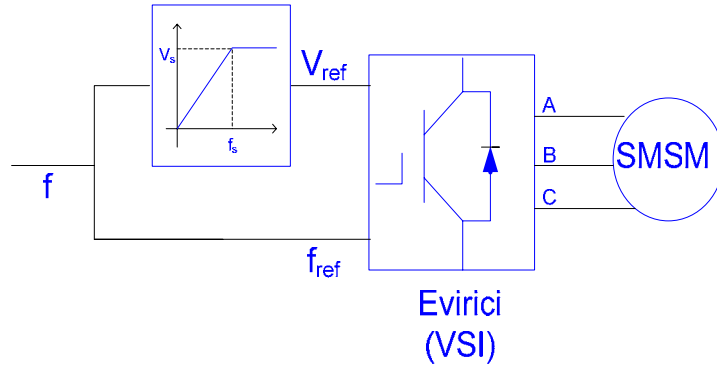
Eş. 5.1–2'de ϕ_{ha} hava aralığı akısı, E indüklenen gerilim, V gerilim genliği ve f frekansı göstermektedir. Stator direnci üzerindeki gerilim düşümü ihmal edildiğinde E ile V gerilimleri yaklaşık eşit kabul edilebilir.



Şekil 5.1 V/f değişim eğrisi

Yüksek performanslı hareket kontrol uygulamalarında hız, moment ve konum kontrolü için çok iyi dinamik performans, vektör kontrol veya DTC ile elde edilebilir. Ancak pompa, fan ve ısıtma sistemleri gibi uygulamalarda yüksek performans istenmez. Bu yüzden bu tür uygulamalarda daha sade olan V/f yöntemi tercih edilir. V/f kontrolü hem açık çevrim hem de kapalı çevrim olarak uygulanabilir. Kompresör, klima ve vantilatör gibi uygulamalarda hız cevabı doğruluğunun önemli olmadığı uygulamalarda açık çevrim kullanılır. SMSM'lerde V/f kontrol yöntemi özellikle çok yüksek hızlı uygulamalar ile fan, pompa ve mikro-generator gibi uygulamalarda kullanılabilir[70,72].

V/f açık çevrim kontrol için blok diyagramı Şekil 5.2'de verilmiştir.



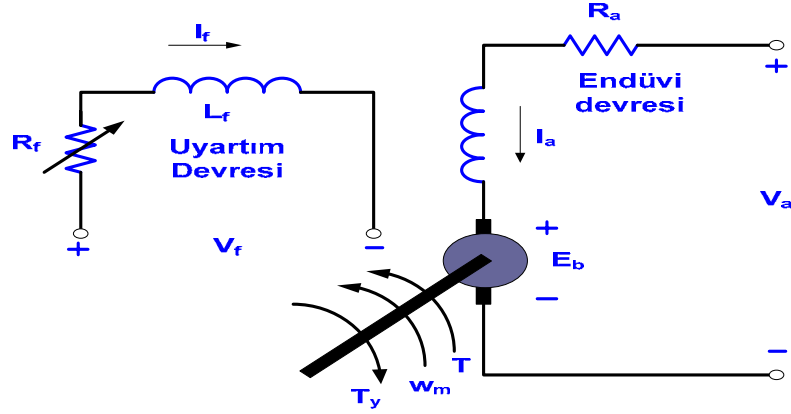
Şekil 5.2 V/f kontrolün blok diyagramı

Bu yöntem, kalkış anındaki motor akımlarının düşük olması, yapısının geri besleme aygıtı gerektirmemesi, hız sensörü gerektirmemesi, basit olması ve dolayısıyla maliyetinin ucuz olması gibi avantajlara sahiptir. Ancak düşük doğruluk, moment kontrolünün olmaması ve dinamik performansının kötü olması gibi önemli dez-avantajları da vardır.

5.2. Vektör Kontrol Yöntemi

Serbest uyarım doğru akım motorları, hız kontrolünün kolayca yapılabilmesi nedeni ile değişken hızlı kontrol sistemlerinde uzun bir süre rakipsiz olarak kullanılmışlardır. Ancak DA motor yapısındaki fırça-kollektör sistemlerinden dolayı oluşan problemler; her ortamda kullanılamamalarına, yüksek hızlara ve yüksek gerilimlere çıkılamamalarına ve fazla bakım gerektirmelerine sebep oluşturmaktadır. Bu da özellikle basit yapılı, ucuz, bakım gerektirmeyen ve yüksek güç/ağırlık oranları ve her türlü ortamda çalışabilmeleri gibi üstün özelliklere sahip asenkron motorlara dikkatleri çekmiştir. Fakat karmaşık kontrol ve dönüşüm algoritmalarına sahip asenkron motorların bu anlamda DA motorlarla rekabet edebilmeleri ancak mikro-elektronik ve güç elektroniğindeki önemli gelişmelerden sonra gerçekleşmiştir.

AA makinesinin karmaşık kontrol ve dönüşüm algoritmaları gerektirmesinin nedeni, makinenin doğrusal olmayan yapısından kaynaklanmaktadır. Oysa serbest uyarımlı doğru akım makinesi doğrusal bir kontrol yapısına sahiptir. Bunun sebebi momenti oluşturan akım bileşenlerinin biri birinden bağımsız kontrol edilebilmesidir. Akı sabit tutulduğunda moment, endüvi akımı ile doğrusal olarak kontrol edilmektedir. Momentin akım ile kontrolü, moment değişimlerine hızlı cevap sağlar[62]. Şekil 5.3'teki serbest uyarımlı doğru akım motorunun elektriksel devre modelinin, matematiksel modeli Eş. 5.3-8 ile verilir[58].



Şekil 5.3 Serbest uyarım doğru akım motorunun elektriksel devre modeli

$$V_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_a}{dt} + E_b \quad (5.3)$$

$$V_f = R_f I_f + L_f \frac{dI_f}{dt} \quad (5.4)$$

$$E_b = k_a \Phi \omega_m \quad (5.5)$$

$$\Phi = L_f I_f \quad (5.6)$$

$$T_e = k'_T \Phi I_a = k_T I_f I_a \quad (5.7)$$

$$T_e = T_y + B\omega_m + J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (5.8)$$

(K_a emk sabiti, k_T moment sabiti)

Moment ifadesinde (Eş. 5.7), uyarım akımı sabit tutulduğunda moment, sadece endüvi akımı ile doğru orantılı hale gelir. DA motordaki endüvi ekseni ile uyarım ekseni birbirine dik eksenlerdir. Endüvi reaksiyonu etkisi ihmal edilirse uyarım akımı ile endüvi akımı birbirinden bağımsızdır[62]. AA motorunda ise momenti kontrol edecek birbirinden bağımsız akım bileşenleri yoktur, sadece stator akımı vardır. Buna karşın stator akımı sinüsoidal bir akım olması nedeni ile genlik, frekans ve faz bilgisi içerir. Dolayısıyla AA motorda kontrol edilmesi gereken büyüklük; genliği, fazı ve frekansı ile tanımlanan akım vektörüdür. Bu kontrole literatürde vektör kontrol adı verilmektedir[62]. İlke olarak, alan akısı vektörünün stator akımının bir bileşeni doğrultusunda yönlendirilmesi nedeniyle bu yöntem “Alan yönlendirilmeli Kontrol” (FOC) olarak da isimlendirilmektedir[73]. Stator akım vektörü biri akıyı diğeri momenti oluşturmak üzere iki dik bileşene ayrılmalıdır. Farklı akı yönlendirme yöntemleri vardır. Hepsinde de akı ile aynı yönde olan akım bileşeni sayesinde akı sabit tutulup, buna 90° dik açıda olan diğerk akım bileşeni ile moment doğrusal olarak kontrol edilir[62].

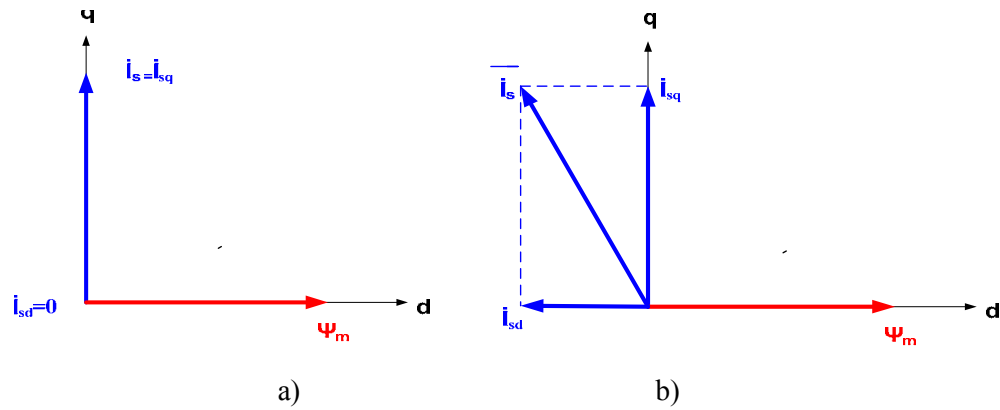
İlk zamanlarda asenkron motor için düşünülen vektör kontrol yöntemi daha sonra diğerk döner alan esaslı AA motorlara da uygulanmıştır. Bütün AA motorlar için bu yöntemin uygulanma amacı aynıdır. Yani AA motoru DA motora benzeterek kontrolünü sağlamaktır.

SMSM’ye vektör kontrol yöntemini uygulamak, bu motoru serbest uyarımlı DA motor gibi kontrol edebilme anlamına gelmektedir. Ancak YSMSM ile İSMSM için vektör kontrol yöntemi yapısal farklılıklardan dolayı değişiklik göstermektedir.

YSMSM’de vektör kontrol, YSMSM’in stator akımının, rotor referans düzlemdeki (d-q ekseni) bileşenlerinin kontrol edilmesi ile sağlanır. Rotor referans düzlemindeki akım bileşenlerinden, akı ile aynı yönde olan I_d bileşeni ile akı; q eksenindeki I_q akımı ile de moment kontrol edilir. SMSM’de uyarım akısı, rotor üzerindeki sürekli mıknatıslardan sağlandığı için genliği sabit ve rotor ile birlikte hareket etmektedir. YSMSM’de ayrıca $L_d=L_q$ olduğu için moment ifadesi Eş. 5.10’da görüldüğü gibi I_d ’den bağımsızdır. Bu yüzden nominal hızın altındaki hızlarda, yani sabit moment bölgesinde I_d bileşenine gerek yoktur ve sıfır alınır. Bu durum Eş.5.10’da gösterilmiştir. Dolayısıyla sadece moment bileşeni olan I_q akımı kontrol edilir.

Moment, Eş.5.10'da görüldüğü gibi sadece I_q akımına bağlı olarak kontrol edilebilir. Bu vektör kontrol yönteminin esasını teşkil etmektedir. Stator akımı I_q bileşeni hızlı bir şekilde kontrol edildiğinde moment hızlı olarak kontrol edilmiş olur. Vektör kontrol yöntemi SMSM'a kolayca uygulanabilir[1].

Nominal hızın üzerindeki değerlerde, yani sabit güç bölgesinde ise kontrol için, akıyı azaltacak yönde bir akım bileşeni (I_{sd}) vardır. Bu akım mıknatıs akısını azaltacak yöndedir. Bu durum Şekil 5.4'te gösterilmiştir. Buna alan zayıflatma denir. Alan zayıflatmanın uygulanma derecesi makinenin senkron reaktansına bağlıdır. Bu yüzden özellikle YSMSM'de hava aralığı geniş kabul edildiği için senkron reaktansı küçüktür. Dolayısıyla bu motorlarda alan zayıflatma sınırlı olarak uygulanabilir.



Şekil 5.4 YSMSM'in rotor referans düzlemdeki akım ve akı vektörleri[1]

a) Nominal hızın altında b) Nominal hızın üzerindeki çalışmada

Ayrıca akıya ters yönde uygulanan akım, sürekli mıknatısın mıknatıslığını kaybetmesine sebep olur. Bu problem de yine alan zayıflatma için sınırlama getirmektedir. Mıknatıslığını kaybetme riskine karşı yüksek enerji yoğunluğuna sahip sürekli mıknatıslara ihtiyaç vardır.

I_d akımı sıfır olduğu için sürekli mıknatısın mıknatıslığını kaybetmesi de söz konusu değildir. Şekil 5.4'te görüldüğü gibi I_{sd} sıfır yapılırsa, I_{sq} ile akı birbirine dik olur. Bu durumda maksimum moment oluşur.

YSMSM için Eş. 3.39'da $L_d=L_q$ yazılırsa Eş. 5.9 elde edilir. Bu eşitliğe göre moment uyaratım akımı ile akımı q bileşenine göre değişmektedir.

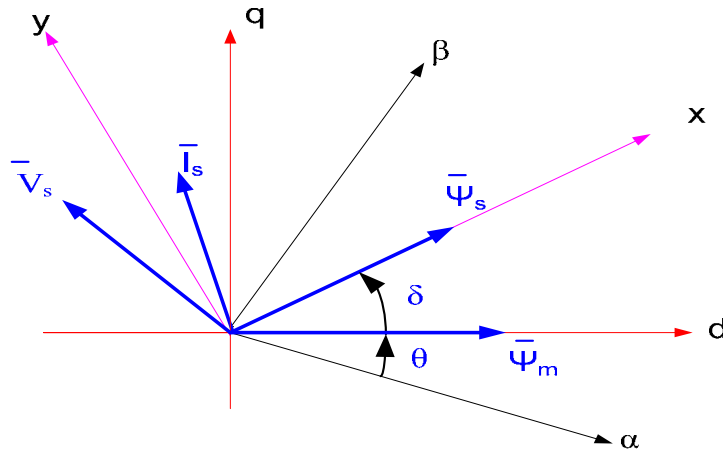
$$T_e = 1.5P\psi_m I_{sq} \quad (5.9)$$

YSMSM'de maksimum moment elde etmek için I_{sq} ile Ψ_m arasındaki açığı sürekli 90° 'de tutmak gerekir. Bunun için rotorun konumuna göre stator sargılarına gerilimler uygulamak gerekir. Yani evirici anahtarlarının rotor konum bilgisine göre anahtarlanması

gerekir. Bu da stator manyetik alanı ile rotorun aynı hızda hareket etmesini sağlar. Böylece rotorun her konumunda yüksek moment sağlanmış olur[47].

İSMSM'ye vektör kontrollü uygulamak yapısal farklılıklardan dolayı değişiklik göstermektedir. İSMSM d-q eksenindeki modeli incelendiğinde, momentin hem I_d hemde I_q akımı ile değiştiği görülecektir. İSMSM, YSMSM'den farklı olarak L_d ve L_q indüktansları birbirinden farklıdır. Vektör kontrolde amaç AA motorunu DA motoru gibi kontrol etmektir. Dolayısıyla İSMSM'nin vektör kontrol uygulaması için motor stator referans düzlemindeki modeline ihtiyaç vardır. Stator referans düzlemdeki İSMSM matematiksel modelinde moment, sadece I_y akımı ve stator akısı genliğine bağlı değişiklik göstermektedir. Bu durum aynı zamanda Eş. 5.19 incelendiğinde de görülmektedir. İSMSM bu haliyle DA motoruna benzemiş olunur. Dolayısıyla İSMSM için vektör kontrol yöntemi x-y referans düzleminde uygulanabilir.[1]

Şekil 5.5'de görüldüğü gibi stator akısı ile rotor akısı arasındaki açı δ ile gösterilmiştir. Bu durum stator direnci ihmal edildiğinde geçerlidir. Stator akısı ile rotor akısı senkron hızda dönerler ve aralarında ki açı sabittir. Bu sürekli rejimde böyledir. Ancak geçici rejimde, elektrik zaman sabiti mekanik zaman sabitinden daha küçük olduğu için stator hızı, rotor hızına göre değişiklik gösterebilir. δ açısındaki değişim kontrol edilerek moment kontrol edilebilir.[35]



Şekil 5.5 Farklı referans düzlemlerde stator ve rotor akıları [35]

SMSM için d-q eksenindeki matematiksel model; Bölüm 3'te verilmişti. Buradaki eşitliklerden faydalanarak, İSMSM eşitlikleri x-y düzleminde çıkarılabilir. Yani akım, gerilim ve akı ifadeleri d-q referans düzleminden, x-y referans düzleme dönüştürülür. Buna göre Şekil 5.5'den δ şöyle bulunabilir;

$$\delta = \arctan\left(\frac{\psi_q}{\psi_s}\right) \quad (5.10)$$

Buna göre eksen dönüşümünü kullanarak diğer ifadeler bulunabilir;

$$\begin{bmatrix} f_x \\ f_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \sin(\delta) \\ -\sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & -\sin(\delta) \\ \sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_x \\ f_y \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

$$T_e = 1.5P(\psi_{sd}I_q - \psi_{sq}I_{dq}) \quad (5.13)$$

ifadesinde I_d ve I_q karşılıkları yerine yazıldığında;

$$T_e = \frac{3}{2}P[\psi_{sd}(I_{sx} \sin(\delta) + I_{sy} \cos(\delta)) - \psi_{sq}(I_{sx} \cos(\delta) - I_{sy} \sin(\delta))] \quad (5.14)$$

şekil 5.5'den ;

$$\sin(\delta) = \frac{\psi_q}{|\psi_s|} \quad (5.15)$$

$$\cos(\delta) = \frac{\psi_s}{|\psi_s|} \quad (5.16)$$

yerlerine yazıldığında;

$$T_e = \frac{3}{2}P \left[I_{sx} \frac{\psi_{sd}\psi_{sq}}{|\psi_s|} + I_{sy} \frac{\psi_{sd}^2}{|\psi_s|} - I_{sx} \frac{\psi_{sd}\psi_{sq}}{|\psi_s|} + I_{sy} \frac{\psi_{sq}^2}{|\psi_s|} \right] \quad (5.17)$$

olur.

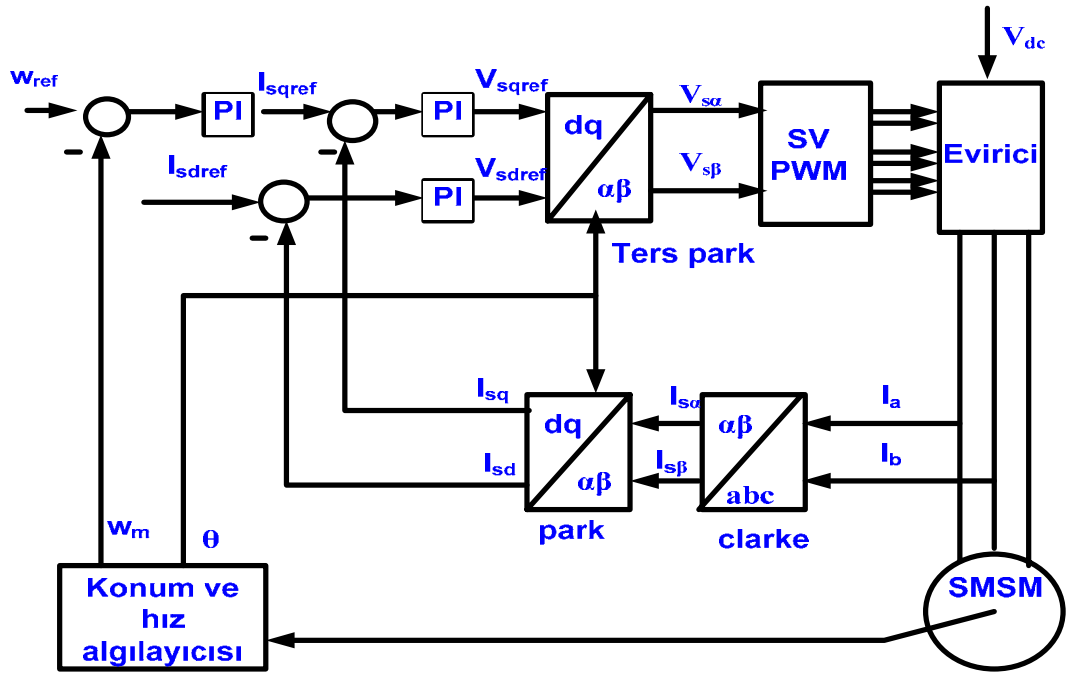
$$|\psi_s|^2 = \psi_{sd}^2 + \psi_{sq}^2 \quad (5.18)$$

olduğuna göre;

$$T_e = \frac{3}{2}P|\psi_s|I_{sy} \quad (5.19)$$

elde edilir. Bu ifadede moment ifadesi stator akısı genliği ve I_{sy} akımına bağlıdır. Böylece bu akım bileşeni ile stator akısı kontrol edilerek moment kontrol edilmiş olur[1,35].

Bu çalışmada YSMSM için kontrol yöntemleri incelenmiştir. Bu yüzden bundan sonra ki bölümlerde kontrol yöntemleri, YSMSM tipine göre incelenecektir.



Şekil 5.6 SMSM'nin vektör kontrol yöntemi ile hız kontrolü şeması[52]

SMSM için vektör kontrol sisteminde moment, akımla kontrol edildiğinden, bu sistemde sürücü olarak akım kontrollü evirici kullanmak doğaldır. Ancak, kontrol sisteminin çıkışındaki akım komutu ile ölçülen akım karşılaştırılıp, aradaki hata bir PI kontrolöründen geçirilerek gerilim komutu üretilebilir. Böylece gerilim kontrollü bir evirici kullanımı da mümkün olur. Burada hem akım kontrollü hem de gerilim kontrollü evirici ile gerçekleştirilen vektör kontrolü incelenmiştir. Öncelikle uzay vektör modülasyonlu evirici ile kontrol, sonrada histerezis bant akım kontrolü evirici ile vektör kontrol yöntemleri ele alınmıştır.

Uzay vektör modülasyon tekniği ile kontrol yöntemini uygulamak için, Şekil 5.6'da verilen blok diyagramında gösterildiği gibi, motorun iki stator akım bilgisi (I_a, I_b) ile konum veya hız bilgisine ihtiyaç vardır. Ölçülen akımlar clarke ve park dönüşümleri ile üç fazlı referans düzlemden, d-q referans düzleme dönüştürülür. Hız bilgisi referans hız ile karşılaştırılarak hata PI kontrolöre uygulanır ve referans I_{sq} akımı elde edilir. I_{sd} referans akımı ise nominal hızın altındaki değerde sıfır alınır. Referans akımlar gerçek ölçülen akımlarla karşılaştırılarak PI kontrolörlere uygulanır ve V_{sq} , V_{sd} gerilimleri bulunur. V_{sq} , V_{sd} ters park dönüşümü ile gerilimin α - β bileşenleri elde edilir. Bu gerilimler de UVM'lu evirici için uzay vektör bileşenlerini oluşturmaktadır.

Vektör kontrol yöntemi ayrıca histerezis akım kontrolör kullanılarak yapılmaktadır. Bu yöntemde histerezis akım kontrollü evirici kullanılmaktadır. Motorun d-q eksen akımlarından, PI kontrolörler yardımıyla referans d-q eksen akımları elde edilir. Bu referans değerler konum

bilgisi yardımıyla, stator faz akımları referans değerlerine dönüştürülür ve motor stator faz akımları bilgisi ile karşılaştırılarak histerezis kontrolöre uygulanır. Histerezis bandın üst ve alt limitleri aşıldığında, evirici anahtarları anahtarlanarak darbeler oluşur. Bu yöntem histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi olarak isimlendirilebilir.

5.3 Doğrudan Moment Kontrol Yöntemi

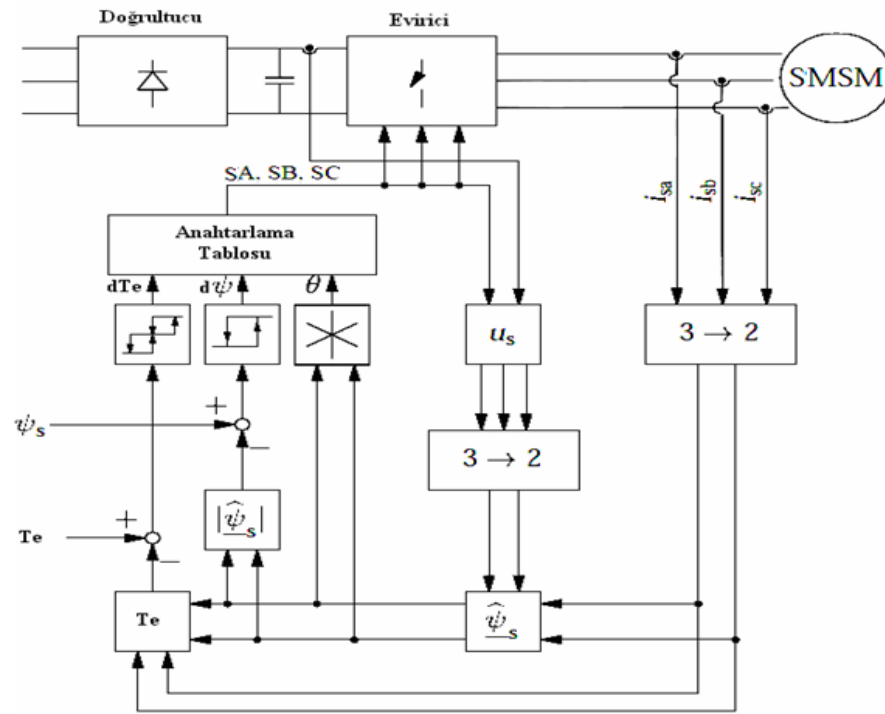
DTC yöntemi, asenkron motorun vektör kontrol yöntemine alternatif olarak geliştirilen bir yöntemdir. Bu yöntem ilk olarak 1984'te Japonya'da Takahashi[30,33] ile 1985'te Almanya'da Depenbrock[31-32] tarafından geliştirilmiştir. DTC yöntemi daha sonra 1990'lı yılların sonlarına doğru SMSM'lere uyarlanması ile ilgili çalışmalar yapılmıştır[34-35]. DTC yöntemi, vektör kontrol yöntemine en iyi alternatif olmuştur.

DTC'nin temel prensibi referans ile hesaplanan akı vasıtasıyla, momentte oluşacak hataları doğrudan giderecek nitelikte bir anahtarlama dizisinin, eviricideki güç anahtarlarına uygulanmasına dayanır[62]. Bu anahtarlama dizisi önceden belirlenmiş bir anahtarlama tablosundan seçilir. Bu işlem için stator akısı uzay vektörü konum bilgisi, anahtarlama tablosu ve akı ve moment bilgileri gerekmektedir[1].

Uygun stator gerilim vektörlerinin seçilmesi ile stator akısının ve momentin doğrudan kontrol edilmesi, bu yöntemin doğrudan moment kontrolü olarak adlandırılmasına neden olmuştur.

Bu yöntemde akım ve gerilim bilgileri ile stator direnci sayesinde stator akısı ve moment tahmini yapılır. Bu yüzden parametre bağımlılığı azdır. Bu yöntemde hatalar özellikle düşük frekanslarda stator direncinin sıcaklıktan etkilenmesiyle değişiklik göstermesi, kullanılan integratör sapmaları ve gürültü olarak sayılabilir[1].

DTC nin yapısı iki adet histerezis kontrolör, akı ve moment tahmin edici, gerilim vektörü seçici ve eviriciden meydana gelir. Şekil 5.7'de DTC'nin prensip şeması blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 5.7 DTC sürücü sistemi gerilim modeli blok diyagramı[57]

Motorun stator akımları ve gerilim bilgisi kullanılarak akı ve moment tahmini yapıldıktan sonra, akı ve moment referans değerleri ile karşılaştırılarak meydana gelen hatalar histerezis karşılaştırıcıya iletilir. Ayrıca stator akı uzay vektörünün konum bilgisi sayesinde sektörler belirlenir. Akı vektörünün içinde bulunduğu sektöre göre, histerezis kontrolörlerden alınan bilgi yardımıyla, tanımlı anahtarlama tablosundan uygun gerilim vektörü seçilerek kontrol işlemi gerçekleştirilir[1].

DTC sisteminde stator akısı ve motor momenti, geri beslemeli kontrol için tahmin edilmesi gereken değişkenlerdir. Stator akısı, statorun akım ve gerilim uzay vektörleri; moment ise, statorun akı ve akım uzay vektörleri kullanılarak hesaplanır. Stator akısının doğruluğu büyük ölçüde R_s stator direncinin tahmin edilmesine bağlıdır. Stator akısındaki bir hata, akı ve momentin kontrol davranışını olumsuz etkiler[74]. DTC'nin temel prensibi, uygun anahtarlama tablosundan uygun gerilim vektörlerini seçmektir[57].

DTC yöntemi hem asenkron motor hem de senkron motor ile kullanılır. Bu çalışmada SMSM incelendiğinden, SMSM için DTC yöntemi incelenmiştir. SMSM için gerilim kaynaklı evirici ile gerçekleştirilen dört yöntem vardır[1].

1. Elektromagnetik moment ve stator akısının, en iyi gerilim anahtarlama tablosu yardımıyla kontrolü,
2. Elektromagnetik moment ve stator akımının d eksen bileşeninin, en iyi gerilim

- anahtarlama tablosu yardımıyla kontrolü,
3. Elektromagnetik moment ve reaktif momentin, en iyi gerilim anahtarlama tablosu yardımıyla kontrolü,
 4. Anahtarlama gerilim vektörlerini seçmek için kestirici kullanarak doğrudan moment kontrolü.

Bu çalışmada birinci yöntem kullanılmıştır. Diğer yöntemlerle de moment kontrolü sağlanabilir.

Ayrıca DTC yönteminde stator akısını hesaplamaktan dolayı farklılık gösteren yöntemler vardır. Bu yöntemler gerilim ve akım modelleri olarak bilinirler. Bu modeller ayrı ayrı uygulanabildiği gibi, ikisinin birleşiminden oluşan bir modelde oluşturulabilir. Gerilim modelinde, ölçülen stator akımları ve gerilimleri ile stator direnci bilgisi gerekmektedir. Bu yöntem özellikle yüksek hızlarda tercih edilen bir yöntemdir. Akım modeli ise özellikle rotor konum bilgisi ile akım bilgisi gerektiren bir yöntemdir. Özellikle düşük hızlarda tercih edilen bir yöntemdir[57,74].

DTC yöntemi ABB firması tarafından, vektör kontrol yöntemine alternatif olarak 1996 da üretilmiş ve piyasaya sürülmüştür. Firmaya göre sıfır hızda bile iyi performans gösteren DTC sürücüsü hala piyasada kullanılmaktadır.

Buna göre DTC'yi oluşturan kısımlar ayrı ayrı ele alınarak incelenecektir.

5.3.1 Stator Akısı ve Moment Tahmini

DTC sürücüsünün en önemli kısmı akı tahminidir[57]. SMSM'de Moment ve akı sırasıyla Eş.5.26–28 ve Eş.5.31 'de gösterildiği gibi hesaplanır. Stator akısının bu şekilde hesaplanması DTC için gerilim modeli olarak bilinir. Gerilim modelinde akım, gerilim ve stator direnci bilgisi gerekmektedir. Bu yöntem aslında DTC'nin temelini oluşturmuştur[57]. Ancak stator akısı; akım, akı ve indüktans değerleri ile de hesaplanabilir. Bu akım modeli olarak bilinir. Bu yöntemde farklı olarak; indüktans parametreleri ve rotor pozisyonu veya rotor hızı bilgisi gerektirir. İndüktans değerlerinin tahmin problemleri, doyum gibi sorunları ile pozisyon veya hız algılayıcılarının karmaşıklığı ve fiyat olarak pahalı olmaları bu yöntemin dezavantajlarıdır[75]. DTC yönteminde akım modeli, gerilim modeli ve her ikisinin beraber kullanılması ile oluşturulan modelleri kullanmak mümkündür[74].

Stator akı değişimi gerilim modeli için;

$$\frac{d\psi_s}{dt} = V_s - RI_s \quad (5.20)$$

Burada I_s ölçülen stator akımı, ψ_s stator akısı ve R stator direnci, V_s ölçülen

stator gerilimidir. Yukarıdaki ifadenin integrali alındığında akı aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\psi_s = \int_0^t (V_s - RI_s)dt + \psi_0 \quad (5.21)$$

ψ_0 başlangıç anındaki akıyı temsil etmektedir. Direnç üzerindeki gerilim düşümü ihmal edildiğinde ifademiz;

$$\bar{\psi}_s = \int \bar{u}_s dt \quad (5.22)$$

olarak yazılabilir. u_s aktif ve sıfır durum gerilim vektörlerine karşılık gelmektedir. Burada aktif vektörler için $k=1,..6$ için u_s ;

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_d e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (5.23)$$

Sıfır vektörleri için $u_s=0$ dır. Eş.(5.22)'ye dikkat ettiğimizde gerilimde meydana gelen değişim akıya doğrudan yansımaktadır. Buna göre Δt kadar küçük bir zaman aralığında motora gerilim vektörü uygulandığında stator akısındaki değişim;

$$\Delta \bar{\psi}_s = v_s \Delta t \quad (5.24)$$

olur. Yani stator akısı, stator gerilim vektörünün yönünde ve hızında $\Delta \bar{\psi}_s$ kadar ilerler. Adım adım gerilim vektörü seçilerek stator akısını istenilen şekilde hareket ettirmek mümkündür.

Stator akısı uzay vektörü, gerilim uzay vektörünün integrali olduğundan, uygulanan gerilim vektörü doğrultusunda ilerler. Aktif anahtarlama vektörleri uygulandığında akı vektörü hızlı bir şekilde hareket eder. Sıfır vektörü uygulandığında ise bu vektörün değişmediği kabul edilir[1].

α - β ekseninde stator akı bileşenlerini, stator akısı uzay vektörü genliğini ve açısını aşağıdaki Eş. (5.25-28)'de olduğu gibi hesaplayabiliriz.

$$\psi_\alpha = \int (V_\alpha - RI_\alpha)dt \quad (5.25)$$

$$\psi_\beta = \int (V_\beta - RI_\beta)dt \quad (5.26)$$

$$\psi_s = \sqrt{(\psi_\alpha)^2 + (\psi_\beta)^2} \quad (5.27)$$

$$\theta = \tan^{-1}(\psi_\beta / \psi_\alpha) \quad (5.28)$$

Moment α - β ekseninde Eş. (5.29)'da verildiği gibi yazılabilir.

$$T_e = \frac{2}{3} P (\psi_\alpha \cdot I_\beta - \psi_\beta \cdot I_\alpha) \quad (5.29)$$

elde eldir.

Gerilim modeli özellikle düşük hızlarda oluşan problemler yüzünden yüksek hızlarda tercih edilir. Düşük hızlarda gerilim çok düşük olduğu için sıcaklıktan dolayı dirençteki değişim bu modelde sorunlara neden olur. Uygulamada gürültü ve akım algılayıcılarının yapısından kaynaklanan ölçüm hatası nedeniyle emk'da oluşan küçük bir DA kayma, integratörün doymasına sebep olabilir. Bu yüzden genelde integratör yerine alçak geçiren filtrede kullanılmaktadır. Gerilim modelindeki tahmin işlemi rotor hız bilgisi gerektirmemektedir. Kullanılan parametre sadece stator direncidir[74].

Akım modeli kullanarak yapılan akı tahmini, düşük hızlarda kullanılır. Gerilim modelinde direncin sıcaklıktan etkilenmesi probleminden dolayı, gerilim modeli yerine tercih edilen bir modeldir. Stator akımı, indüktans bilgisi ile rotor hızı veya konum bilgisine ihtiyaç duyulur. Rotor hızı ve konum bilgisi elde etmek için hız algılayıcı kullanmak, sürücü dayanıklılığını ve uygulanabilirliği düşürdüğü için fazla tercih edilmez. (Konum bilgisi eksen dönüşümü için gereklidir.) Akım modeli stator direncindeki hassasiyeti yok etmesine rağmen, rotor parametreleri kullanması nedeniyle özellikle yüksek hızlarda rotor parametrelerinin değişimine duyarlıdır[74]. Özellikle geçici rejimde hatalara sebep olan indüktans değişimleri bu yöntemin bir başka dezavantajıdır.

SMSM için DTC yönteminde akım modelinde stator akısı bileşenleri Eş. (5.31-32)'de verildiği hesaplanır[58]. Burada akım, indüktans ve d-q döner eksen akımları kullanıldığı için rotor konum bilgisi gerekmektedir.

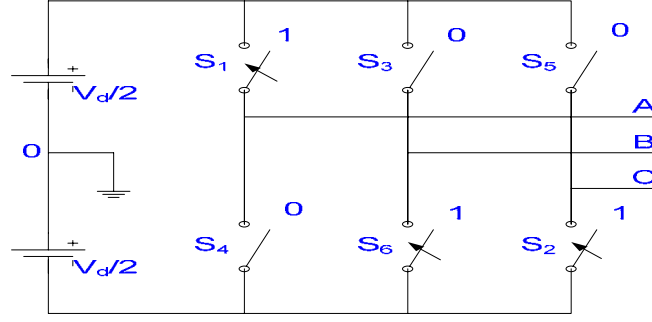
$$\psi_q = L_q I_q \quad (5.31)$$

$$\psi_d = L_d I_d + \psi_m \quad (5.32)$$

Stator akısı genliği, stator akısı konumu(açısı) ve moment sırasıyla Eş.(5.28-29) ile hesaplanırlar.

5.3.2 Gerilim Vektörleri ve Sektör Belirleme

DTC yönteminde akı ve moment histerezis karşılaştırmacı ile, 6 adet aktif durum ve iki adet sıfır gerilim vektörlerinin en uygun şekilde seçilmesi ile kontrol işlemini gerçekleştirilmektedir.

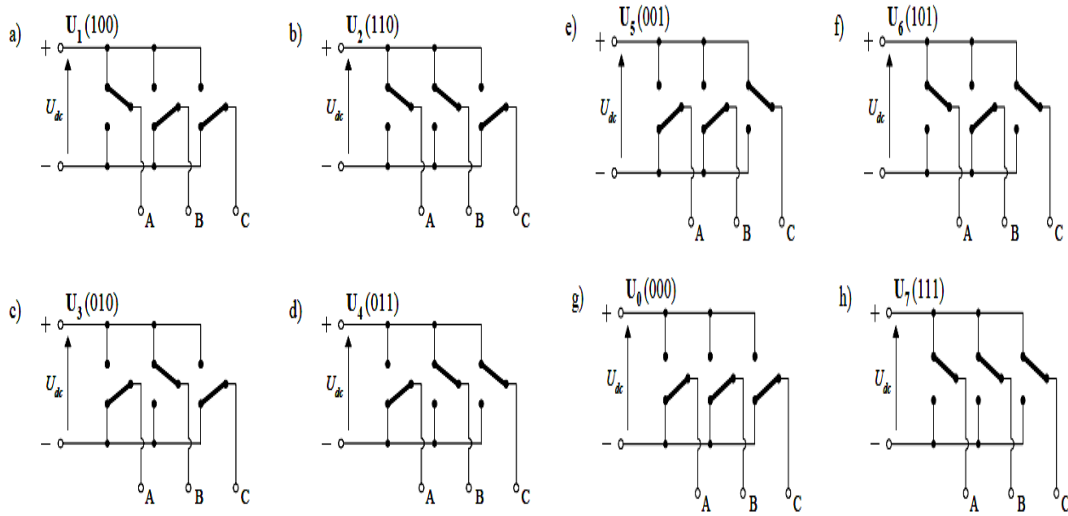


Şekil 5.8 Üç fazlı evirici devresi

Üç fazlı gerilim kaynaklı eviricide sekiz olası çalışma durumu vardır. Örneğin Şekil 5.8’de verilen eviricinin A kolunun üstteki anahtarı iletimde, B ve C kolunun ise alttaki anahtarı iletimdedir. Bu (100) gerilim vektörüne karşılık gelmektedir. Referans gerilim uzay vektörü aşağıdaki denklem ile hesaplanır.

$$\bar{V}_s(t) = \frac{2}{3} V_d (S_a(t) + S_b(t)a + S_c(t)a^2) \quad (5.33)$$

burada ; $a = e^{j\frac{2}{3}\pi}$ ’dir. S_a, S_b, S_c için 1 üst; 0 alt anahtar iletimde demektir.



Şekil 5.9 Gerilim kaynaklı evirici için anahtarlama durumları

Böylece A, B, C kolları için kutup gerilimi sırasıyla $(1/2V_d, -1/2V_d, -1/2V_d)$ olur. Bu durum

(100) olarak gösterilmiştir. Gerilim uzay vektörü $V_1 = \frac{2}{3} V_d e^{j0}$ olarak gösterilebilir. Gerilim

kaynaklı evirici anahtarlama durumlarına göre aktif ve sıfır gerilim vektörlerine göre anahtarlama durumları Şekil 5.9’da verilmiştir. Aktif durum vektörleri;

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (k=1, \dots, 6) \quad (5.34)$$

şeklinde genel bir ifade ile gösterilebilirler. Aktif-durum vektörleri V_1 - V_6 olarak, sıfır-vektörleri ise V_0 ve V_7 olarak Şekil 5.10'da gösterilmiştir. Ayrıca gerilim vektörleri hakkında bilgi Tablo 5.1'de verilmiştir.

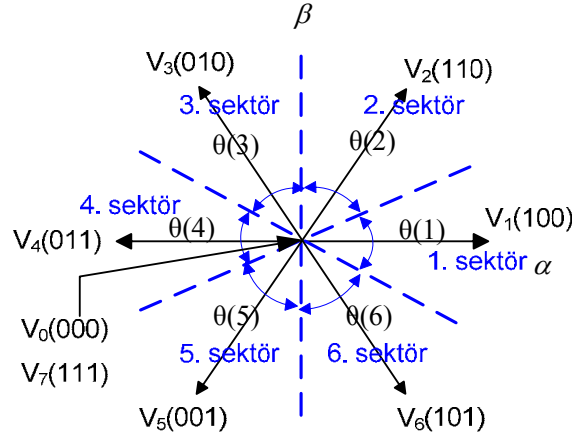
Tablo 5.1 Anahtarlama gerilim vektörleri ve durumları

Gerilim Vektörleri	Konum	Durum
V_1	(100)	Aktif
V_2	(110)	Aktif
V_3	(010)	Aktif
V_4	(011)	Aktif
V_5	(001)	Aktif
V_6	(101)	Aktif
V_7	(000)	Sıfır
V_0	(111)	Sıfır

Sektör belirleme işlemi ise stator uzay vektörünün konumu dikkate alınarak belirlenir. Yani akı uzay vektörünün açısı sektör belirlemeye yardımcı olmaktadır. Sektör belirleme için açı hesaplaması Eş. (5.28) ile yapılabilir. Açının değerine göre altı tane sektörler belirlenir. Sektör aralığı 60° dir. Buna göre her sektör aralığı Tablo 5.2' de verildiği gibidir.

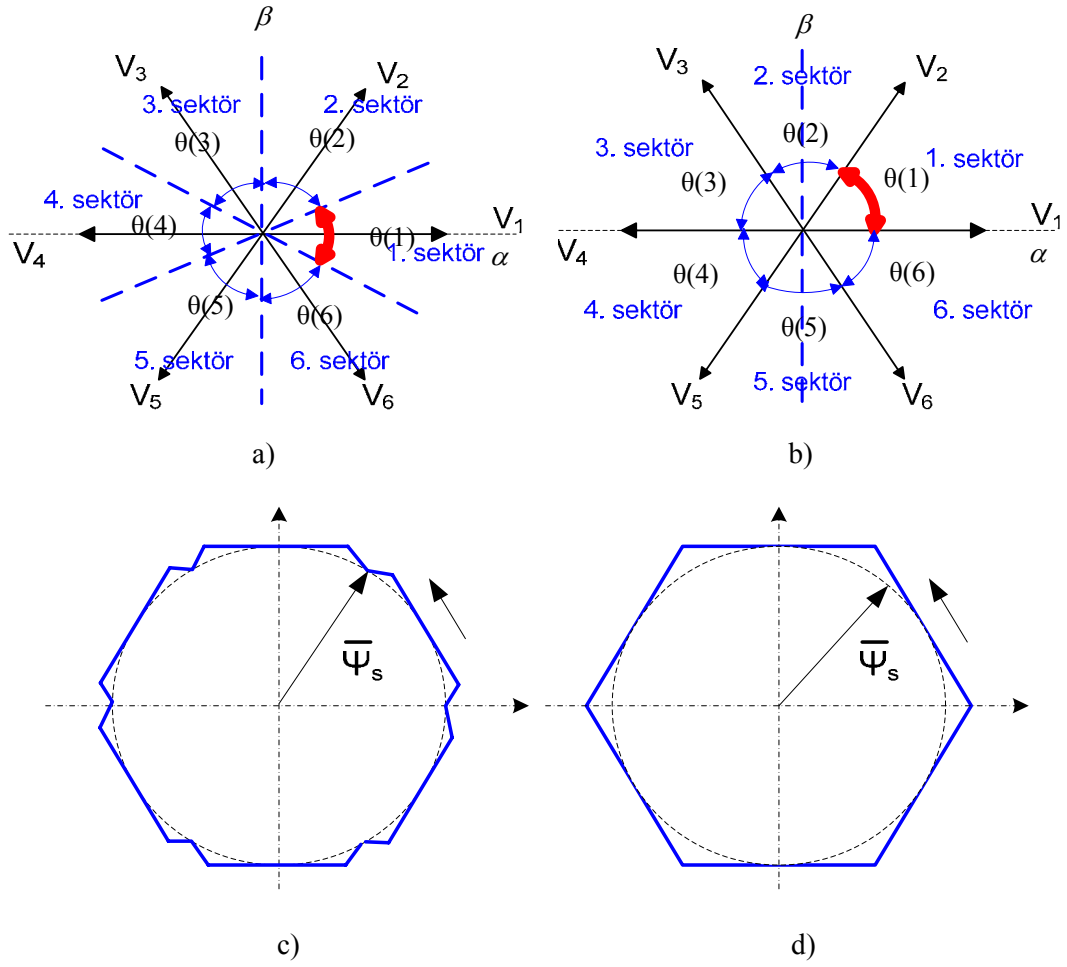
Tablo 5.2 Stator akısı konumu için sektör ve açı aralıkları (Dairesel akı yolu)

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



Şekil 5.10 Sektörler ve Gerilim vektörleri

DTC yönteminde iki ayrı şekilde sektör belirleme yöntemi mümkündür. Birincisi stator akısı yolunun dairesel olduğu, diğeri ise stator akı yolunun altıköşegen olduğu yöntemdir. Bu iki yöntemde farklılık, sektör belirlerken sektör açısının farklı aralıklarda seçilmesidir. Buna göre farklı sektör seçme yöntemleri için, sektör belirleme durumları ve stator akı yolu Şekil 5.11’de gösterilmiştir[41]. Şekil 5.11 a)’da gösterilen şekildeki gibi sektörler seçilirse akı yolu dairesel, Şekil 5.11 b)’de gösterilirdiği gibi seçildiğinde ise akı yolu altıköşegen şeklinde olur. Bu durum Şekil 5.11 c ve d)’de görülmektedir.

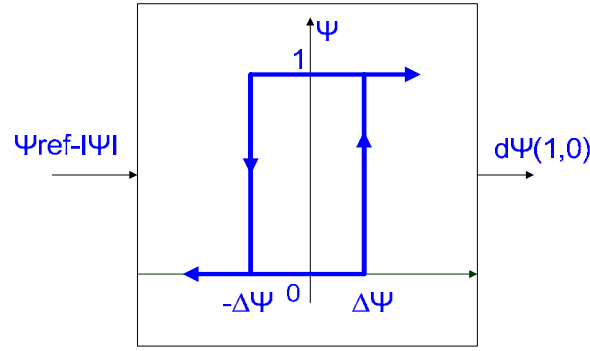


Şekil 5.11 DTC yönteminde a) Dairesel stator akı yolu için sektör aralıkları b) Altı köşegen stator akı yolu için sektör aralıkları c) Dairesel stator akı yolu d) Altı köşegen stator akı yolu

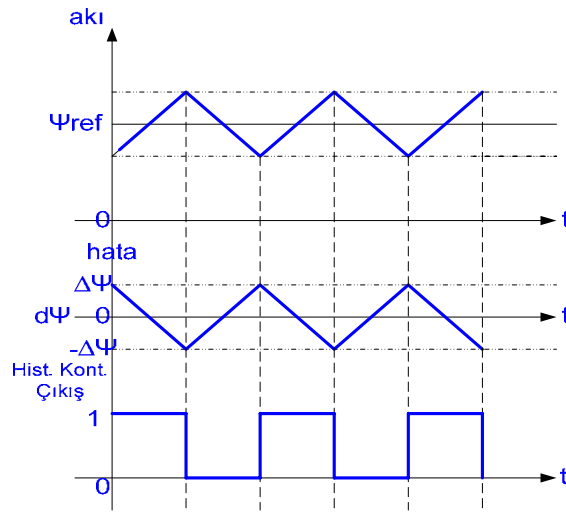
5.3.3 Akı ve Moment Histerezis Karşılaştırmaları

Akı histerezis karşılaştırmacısı iki seviyeli bir karşılaştırmacı olup, stator akısı hatasının istenen histerezis bant sınırları içerisinde kalması için gerekli bilgiyi sağlar. Bu bilgi 1 ise akının artması, 0 ise azalması gerektiği şeklindedir. Tahmin edilen akı ile gerçek akı arasındaki fark olan hata karşılaştırmacıya girilir. İki seviyeli akı histerezis karşılaştırmacısı ile akı histerezis karşılaştırmacısı çıkış diyagramları Şekil 5.12-13'te verilmiştir. Eğer gerçek akı referans akıdan daha küçük ise çıkış 1 aksi takdirde 0'dır. Yani tahmin edilen akı ile referans akı Eş.(5.35)'te gibi karşılaştırılır.

$$d\psi_s = \begin{cases} 1, \Rightarrow |\bar{\psi}_s| \leq \psi_{sref} - \Delta\psi_s \\ 0, \Rightarrow |\bar{\psi}_s| \geq \psi_{sref} + \Delta\psi_s \end{cases} \quad (5.35)$$



Şekil 5.12 İki seviyeli akı histerezis karşılaştırıcısı



Şekil 5.13 İki seviyeli akı histerezis karşılaştırıcısı çıkışı

Moment histerezis karşılaştırıcısı için üç seviyeli bir karşılaştırıcı kullanılır[57]. Bu konuda farklı fikirler de vardır. Zhong ve diğ.[35] yaptığı çalışmalarında SMSM için kullanılan histerisiz karşılaştırıcının iki seviyeli olması gerektiğini ileri sürmüşlerdir. Bu çalışma, SMSM'nin DTC kontrolü üzerine yapılan çalışmaların ilklerindendir. Başka çalışmalarda da buna referans gösterilerek iki seviyeli histerezis kontrolör kullanılmıştır. Bu sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmaması anlamına gelmektedir. Bu çalışmalarda SMSM için sıfır gerilim vektörleri seçildiğinde, stator akısı ve momentin etkilenmesi asenkron motordan farklı olduğu belirtilmiştir. Yani sıfır gerilim vektörleri seçildiğinde, asenkron motorda stator akısı değişmez. Rotor akısında stator akısına bağlı olduğundan, rotor akısı da değişmez. Dolayısıyla bu etkiden dolayı momente bir değişim meydana gelmez. Ancak SMSM'de sıfır gerilim vektörleri seçildiğinde stator akısı değişimi tam olarak sıfır olmaz. Çünkü rotordaki sabit akının, stator akısına etkisinden dolayı bir değişim meydana gelir. Buda momente etki ederek momenti azaltır.

O halde momentin azalması zaten ters yön aktif gerilimleri ile sağlandığına göre bu şekilde kullanmaya gerek yoktur. Ancak bunun yanında asenkron motorda olduğu gibi üç seviyeli karşılaştırıcı kullanılması gerektiğini iddia edenlerde vardır[57]. Bu çalışmada her iki durum için de benzetimler yapılmıştır.

Moment histerezis karşılaştırıcısı, moment hatasının istenen histerezis bant sınırları içerisinde kalması için gerekli bilgiyi sağlar. Bu bilgi 1 ise momentin artması, -1 ise azalması ve 0 ise değişmemesi anlamına gelir. Tahmin edilen moment ile gerçek moment arasındaki fark olan hata karşılaştırıcıya verilir. Üç seviyeli bir moment histerezis karşılaştırıcısı bloğu Şekil 5.14'te verilmiştir.

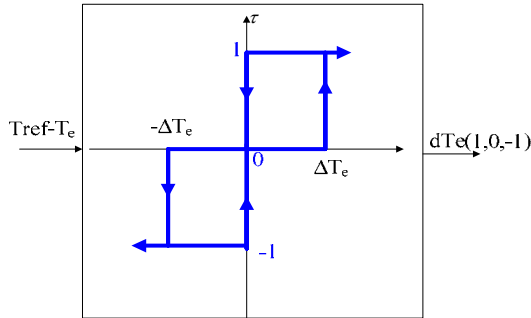
Eğer momentte bir artma gerekli ise 1, azalma gerekli ise -1, değişiklik gerekmiyorsa 0 kabul edilir. Üç seviyeli moment histerezis karşılaştırıcının çıkışı, saat yönünün tersi veya ileri yön için[74];

$$dT_e = \begin{cases} 1, & \Rightarrow |T_e| \leq |T_{eref}| - \Delta T_e \\ 0, & \Rightarrow |T_e| \geq |T_{eref}| \end{cases} \quad (5.36)$$

Saat yönü veya ters dönüş yönü için ;

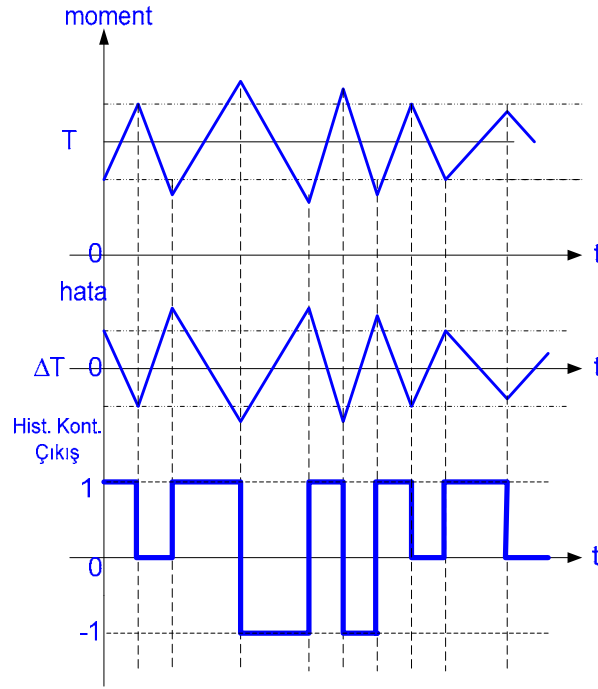
$$dT_e = \begin{cases} -1, & \Rightarrow |T_e| \geq |T_{eref}| + \Delta T_e \\ 0, & \Rightarrow |T_e| \leq |T_{eref}| \end{cases} \quad (5.37)$$

şeklinde belirlenebilir.



Şekil 5.14 üç seviyeli moment histerezis karşılaştırıcısı

Üç seviyeli moment histerezis karşılaştırıcısında karşılaştırma ve çıkış diyagramı Şekil 5.15'te verilmiştir.



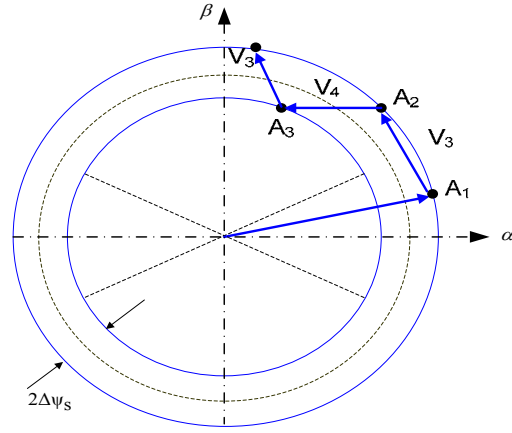
Şekil 5.15 üç seviyeli moment histerezis karşılaştırmalı çıkışı[76]

5.3.4 Stator Akısının Kontrolü ve Moment Tepkisi

Stator akısının kontrolü, motoru besleyen eviricide uygun gerilim vektörlerinin seçilmesi ile sağlanır. Her adımda uygun gerilim vektörü seçilerek stator akısı istenilen şekilde hareket ettirilebilir. Stator akısı uzay vektörü, stator gerilimi uzay vektörünün integrali olduğundan, uygulanan gerilim vektörü doğrultusunda hareket eder. Ayrıca bu vektör, aktif anahtarlama vektörleri uygulandığında hızlı bir şekilde hareket eder. Sıfır vektörü uygulandığında ise bu vektör duracaktır. Aktif anahtarlama vektörleri ile sıfır vektörlerinin uygulanma oranı ayarlanarak akı vektörünün hızı ayarlanabilir[1,74].

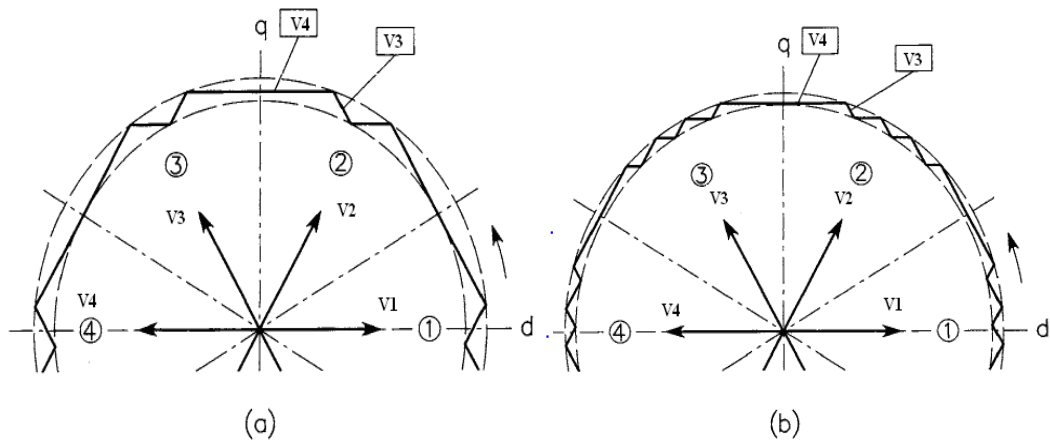
Stator akısının kontrolü ile ilgili bir örnek Şekil 5.16'da gösterilmiştir. Bu örnekte başlangıçta A_1 noktasında olan stator akısı uzay vektörü, uygun gerilim vektörleri seçilerek bir histerezis bandı içerisinde ve dairesel yörüngede saat ibresinin tersi yönde hareket ettirilmiştir. A_1 noktasında stator akısı uzay vektörü 1. bölgede ve üst sınırdadır. Anahtarlama vektörü olarak $\vec{V}_3$ seçilirse, stator akısı A_1 'den A_2 'ye doğru ilerler. A_2 noktası da 2. bölgede üst sınır olup, bu noktada $\vec{V}_4$ vektörü seçilirse şekildeki gibi hareket devam eder. Eğer A_3 noktasında stator akısı uzay vektörü durdurulacaksa sıfır gerilim vektörlerinden biri seçilir. Burada aklımıza gelen soru, $\vec{V}_0$ mı yoksa $\vec{V}_7$ mi seçileceğidir. Burada $\vec{V}_4$ vektörü (011) olduğuna göre, $\vec{V}_0$ (000) seçilirse iki anahtar ve $\vec{V}_7$ (111) seçilirse bir anahtar konum değiştirir. Bu durumda

anahtarlama kayıplarının gereksizce artmaması için $\overline{V}_7$ daha uygun olur[74].



Şekil 5.16 Stator akısının histerezis bant içerisinde kontrolü

Doğrudan moment kontrolü yöntemini kullanan sürücülerde, anahtarlama vektörleri örnekleme periyodunda, moment ve stator akısı hatalarının arzu edilen histerezis bant içinde kalmasını sağlayacak şekilde seçilirler. Bu histerezis bant genişliği sırasıyla $2\Delta T_e$ ve $2\Delta\Psi$ olarak alınır[1]. Histerezis bant genişliği önemlidir. Çünkü bant genişliğinin geniş veya dar olması anahtarlama frekansına ve akı dalga şekli kalitesine etki etmektedir. Bant genişliğinin dar seçilmesi, anahtarlama frekansını artırırken, dalga şeklinin düzelmesine de yardımcı olur. Bu durum Şekil 5.17’de gösterilmiştir. Bant genişliğinin dar olması her bir sektörde daha fazla gerilim vektörü seçilmesi anlamına gelmektedir[3].

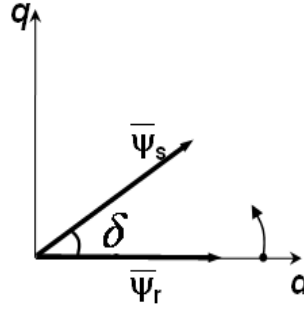


Şekil 5.17 Stator akısı yolu için a) Geniş histerezis bant b) Dar histerezis bant

Moment ifadesi, stator akısı ve rotor akısı cinsinden yazılırsa Eş. 5.38’deki ifade elde

edilir. Yani moment, stator akısı genliği, rotor akısı genliği ve stator akısı ile rotor akısı arasındaki açığa bağlı olarak değişim göstermektedir. Bu açı yük açısı olarak da bilinir. Stator akısı ile rotor açısı arasındaki ilişki Şekil 5.18’de gösterilmiştir.

$$T_e = \frac{2}{3} \frac{P}{L_q} \psi_s \psi_m \sin(\delta) \quad (5.38)$$



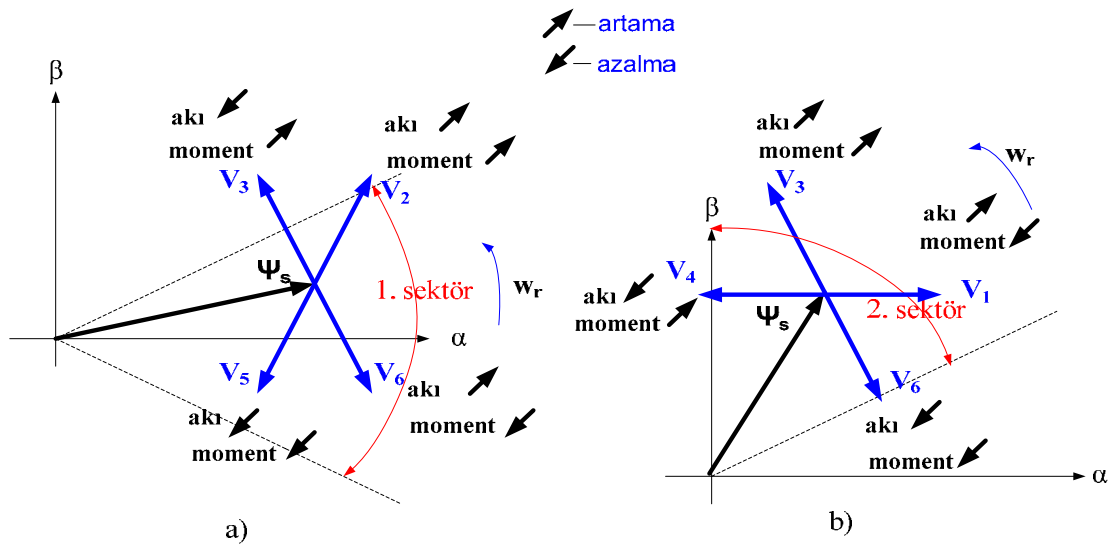
Şekil 5.18 Stator akısı ile rotor akısı konumu

Stator akısı, anahtarlama tablosundan seçilen aktif gerilim vektörleri ile orantılı bir şekilde, onlarla aynı yönde hareket eder. Şekil 5.16 incelendiğinde, ileri yönde dönüş için seçilen gerilim vektörleri stator akısını artırır veya azaltır. Eğer dışı doğru olan gerilim vektörleri seçilirse akı artar, içe doğru olan gerilim vektörleri seçilirse azalır. Bu durumda stator akısı ileri yönünde hareket ettiği için aradaki açı artar dolayısıyla moment artmış olur. Eğer sıfır durum gerilim vektörleri seçilirse stator akısı değişmez. Aradaki açı rotor hareket ettiği için azalır. Dolayısıyla moment azalır. Ters yönde seçilen gerilim vektörleri seçildiğinde yine stator akısı artar veya azalır. Stator akısı ters yönde hareket ettiği için aradaki açı azalır. Dolayısıyla moment azalır.

Sıfır durum gerilim vektörleri seçildiğinde stator akısı değişmemesi aslında asenkron motor için geçerlidir. Çünkü asenkron motorda rotor, statordan etkilenmektedir. SMSM’de ise rotorda sürekli mıknatıslar olduğu için akı her zaman sabittir. Sıfır durum gerilim vektörleri seçildiğinde stator akısı değişimi tam olarak sıfır olmaz. Çünkü mıknatıslardan dolayı statorda bir miktar endükleme söz konusudur. Bu nedenle SMSM için anahtarlama tablosunda sıfır durum gerilim vektörlerinin kullanılıp kullanılmaması hakkında fikir ayrılıkları vardır. Sıfır gerilim vektörlerinin kullanılması her şekilde stator akısındaki değişim azalttığından dolayı bu çalışmada sıfır gerilim vektörleri kullanılmıştır. Ancak kullanılmama durumdaki tepkide incelenmiştir.

5.3.5 Anahtarlama Tablosu ve En Uygun Anahtarlama Vektörünün Seçimi

DTC yönteminde moment değişimi, stator uzay vektörünün anahtarlama gerilim vektörleri sayesinde kontrol edilir. Saat yönünün tersine dönen bir motorda, momentte bir artış gerekiyorsa, stator akısı uzay vektörünü saat yönünün tersine hareket ettirmek gerekir. Momente bir azalama gerekli ise stator akısı uzay vektörünü saat yönünde hareket ettirmek gerekir. Moment değişmesi istenmiyorsa, stator akısı uzay vektörünün dönmesi durdurulur[74]. İleri-geri hareket, aktif gerilim vektörleri ile, durdurma ise sıfır vektörleri ile sağlanır. Bu üç durum Şekil 5.19’ da gösterilmiştir.



Şekil 5.19 Gerilim vektörlerinin stator akısı ve momente etkisi a) Stator akısı 1. sektörde iken b) Stator akısı 2. sektörde iken

Dolayısıyla moment ve akıyı arzulanan şekilde kontrol etmek için eviriciye uygulanacak gerilim vektörlerinin doğru şekilde seçmek gerekir. Bunun içinde her bir sektörde akı ve moment kontrolü için hangi gerilim vektörlerinin uygulaması gerektiği belirlenmelidir. Böylece her bir sektörde, istenen dönüş yönüne göre stator akı vektörünün hareket yönünü ve hızını belirleyen gerilim vektörleri belirlenir. Bu vektörleri oluşturan tabloya anahtarlama tablosu denir.

Anahtarlama tablosu, DTC yönteminde önemli bir rol almaktadır. Stator akı uzay vektörü ileri yönde hareket ederse moment artma, ters yönde hareket ederse moment azalma eğiliminde olur. Stator uzay vektörünün hareket yönünü de seçilen gerilim vektörleri belirler. Herhangi bir sektör içinde bulunan stator akı uzay vektörünün, bir histerezis bant içerisinde kalacak şekilde hareket edebilmesi, uygun gerilim vektörleri seçilerek sağlanabilir. Uygun gerilim vektörlerinin seçilmesi anahtarlama tablosundan yapılır. Buna göre üç seviyeli ve iki

seviyeli histerezis karşılaştırmalı çıkışları ve sektör bilgisine göre SMSM için anahtarlama tablosu Tablo 5.3 ve Tablo 5.4'te verilmiştir.

Tablo5.3 SMSM için DTC anahtarlama tablosu (sıfır gerilim vektörlü)[57]

$d\Psi$	dT_e	1. Sektör	2. Sektör	3. Sektör	4. Sektör	5. Sektör	6. Sektör
1	1	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$
	0	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$
	-1	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$
0	1	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$
	0	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$	$V_0(000)$	$V_7(111)$
	-1	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$

Bu tabloda her bir sektörde, akı ile moment histerezis karşılaştırmalı çıkışlarına göre, akı ile momentin artma ve azalma durumları göz önüne alınarak gerilim vektörleri seçilir.

Tablo5.4 SMSM için DTC anahtarlama tablosu (sıfır gerilim vektörsüz)[35]

$d\Psi$	dT_e	1. Sektör	2. Sektör	3. Sektör	4. Sektör	5. Sektör	6. Sektör
1	1	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$
	-1	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$
0	1	$V_3(010)$	$V_4(011)$	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$
	-1	$V_5(001)$	$V_6(101)$	$V_1(100)$	$V_2(110)$	$V_3(010)$	$V_4(011)$

5.3.6 DTC Yönteminin Avantaj ve Dezavantajları

Doğrudan moment kontrol yönteminin temel bazı avantajları şunlardır;

- Koordinat dönüşümlerine gerek kalmaması (birçok vektör kontrollü sürücü uygulamalarında koordinat dönüşümü gereklidir)
- Ayrı bir gerilim modülasyon bloğuna (DGM) gerek yoktur(vektör kontrolde gereklidir).
- Gerilim ayrıştırma devrelerine ihtiyaç yoktur(Gerilim kaynaklı vektör sürücülerde gereklidir).
- Çok fazla kontrolöre ihtiyaç yoktur.
- Gerçek halkalanma akısı uzay vektörünün konumunun tam olarak bilinme zorunluluğu yoktur. Sadece bir sektör içerisinde nerede bulunduğunu tanımlamak yeterlidir.(gerekli minimum doğruluk elektriksel olarak 60 derecedir)

- Konum bilgisi gerektirmediği için algılayıcısız kontrole uygundur.
- Minimum moment cevap süresi sağlanır.
- Yapısı sadedir.
- Akı ve moment doğrudan kontrol edilir.

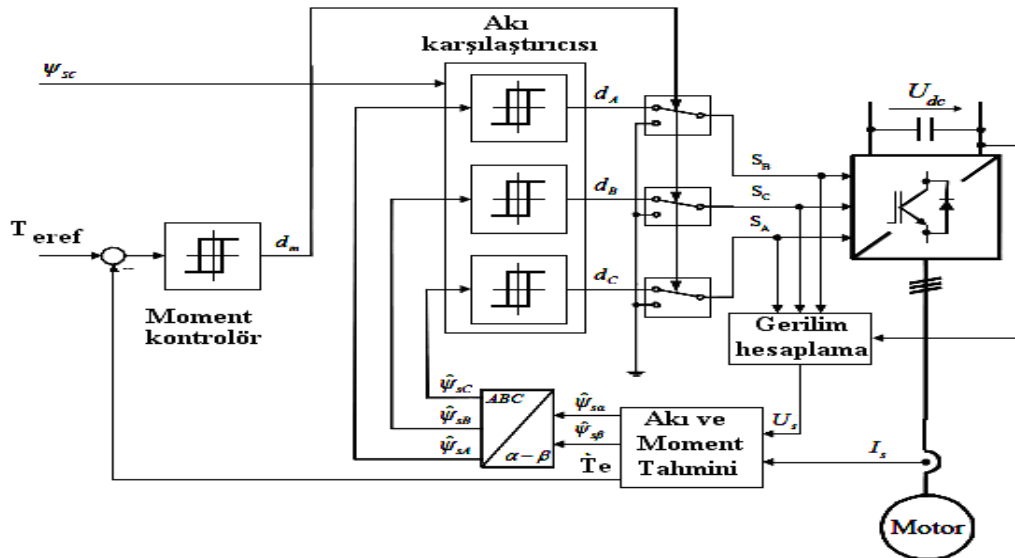
Doğrudan moment kontrol yönteminin dezavantajları;

- Kalkış esnasında, düşük hız bölgesindeki uygulamalarda ve moment komutunun değişimi sırasında bazı problemler oluşabilir.
- Akı ve moment tahmin ediciler gereklidir.(diğer vektör sürücülerde de bu problem bulunmaktadır)
- Değişken anahtarlama frekansı
- Histeresis kontrolörlerin evirici anahtarlama frekansına sınırlama getirmesi
- Yüksek akı ve moment dalgalanması
- Stator direncinin sıcaktan etkilenmesi
- Stator akısındaki dalgalamaların stator akımında harmoniklere sebep olması

gibi sıralanabilir.[1,35,38,39,41,62]

5.3.7 Doğrudan Kendinden Kontrol (DSC)

Şekil 5.20’de blok diyagramı verilmiş olan doğrudan kendinden kontrol yöntemi Depenbrock tarafından önerilmiştir. Bu metot düşük anahtarlama frekansı ve hızlı moment dinamiği gerektiren yüksek güç uygulamalarında kullanılır[77].



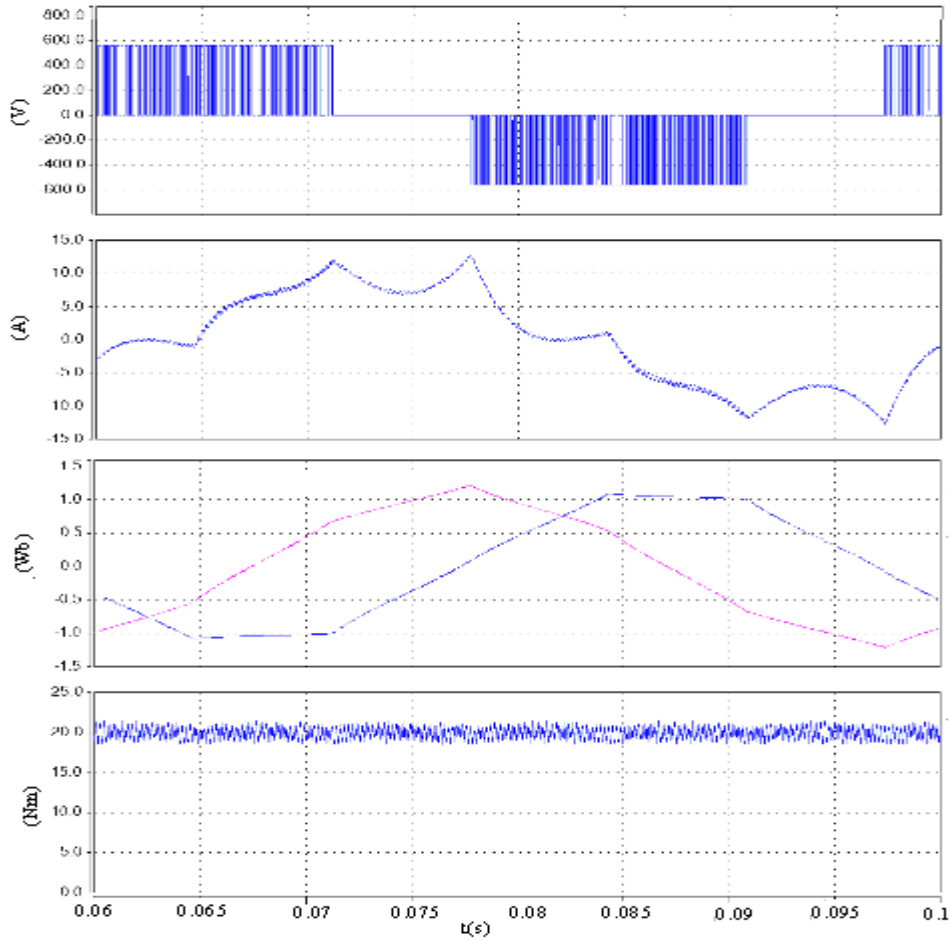
Şekil 5.20 Doğrudan kendinden kontrol için blok diyagramı[77]

Stator akısı ile gerçek faz akısı bileşenleri karşılaştırılarak ($\Psi_{SA-SB-SC}$) d_A , d_B ve d_C dijital değişkenleri elde edilir. Bu değişkenler de gerilim vektörlerini (V_1-V_6) üretirler. Histerezis moment kontrolör sıfır durumu belirleyen d_M sinyalini üretir. Sabit akı bölgesi için kontrol algoritması aşağıdaki gibidir.

$$d_T=1 \text{ için } S_A=d_C, S_B=d_A, S_C=d_B$$

$$d_T=0 \text{ için } S_A=0, S_B=0, S_C=0$$

DSC metodunun sürekli haldeki dalga şekilleri Şekil 5.21’de gösterilmiştir. Bunlardan görülüyor ki akı yolu altı adımlı çalışma ile özdeşdir. Sıfır gerilim vektörleri akı vektörünü durdurur. Ama akı yoluna etki etmez. DSC için moment kontrolün dinamik performansı klasik DTC ile benzerdir[77].



Şekil 5.21 Sürekli halde DSC metodu için gerilim, akım, akı ve momentin zamana göre değişimi[77]

DSC yönteminin başlıca özellikleri aşağıdaki gibi özetlenebilir.

- 1- DGM üretmek için stator akı vektörünün altıgen yolu esas alınır.

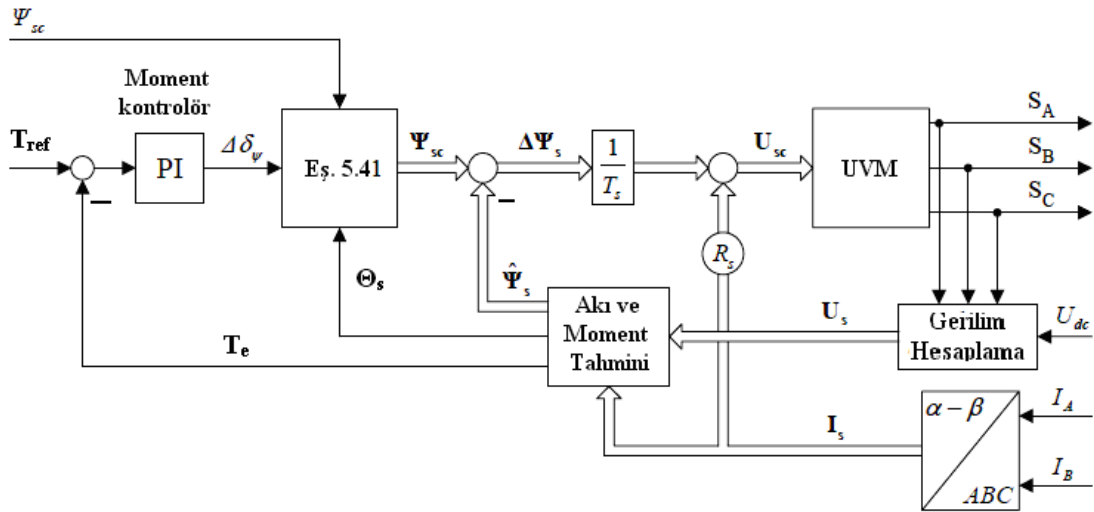
aralarında önemli iki fark vardır. Birincisi akım kontrolü ve ayrıştırması yoktur. İkincisi geri besleme değişkenleri sabit düzlemde. Döner düzleme dönüşüm söz değildir. Gerilim hesaplamaları aşağıdaki eşitliklere göre yapılmalıdır. [45]

$$U_{sx} = R\dot{I}_x + \frac{d\psi_x}{dt} = R\dot{I}_x + \frac{d\psi_s}{dt} \quad (5.39)$$

$$U_{sy} = R\dot{I}_y + \omega_s \psi_x = R\dot{I}_y + \omega_s \psi_s \quad (5.40)$$

Bu yöntemle, klasik DTC yönteminde istenmeyen moment ve akı yüksek dalgalanmaları azaltılır. Ayrıca sabit anahtarlama frekansına sahiptir.

UVM-DTC yöntemi için geliştirilen bir başka yöntem e, kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemidir. Özellikle SMSM için uygun bir yapıya sahiptir[77]. Bu yapıya ait blok diyagramı da Şekil 5.23'te verilmiştir. Bu yöntemde moment kontrolöründen üretilen, moment kaynaklı açı artışı ile referans stator akısı konum bilgisi ile Eş. 5.43'teki gibi toplanarak, referans stator akısı vektörünün stator referans düzlemdeki α - β bileşenleri elde edilir[41,77]. Yani yük açısındaki artma miktarı, doğrudan referans stator akısına yansıtıldığı için etkili bir kontrol işlemi gerçekleştirilmiş olur.



Şekil 5.23 Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi blok şeması[41,77]

Referans stator akısı ile tahmin edilen stator akısı karşılaştırılarak elde edilen hata stator gerilim vektörü hesaplamasında kullanılır. Bu hesaplamada Eş.5.41 kullanılır[41].

$$\psi_{sc} = \psi_{sc} (\cos(\theta_s + \Delta\delta_\psi) + \sin(\theta_s + \Delta\delta_\psi)) \quad (5.41)$$

$$U_s = \frac{1}{T_s} \Delta\psi_s + \dot{I}_s R_s \quad (5.42)$$

5.3.9 DTC Uygulamalarında Görülen Bazı Problemler

DTC yöntemi, gerçekleştirilmesi kolay bir yöntem olup pratikte çıkan bazı problemlerin çözümü için özel yöntemler geliştirilmiştir. DTC yönteminde karşılaşılan bazı problemler şöyle sıralanabilir[74].

1. Stator akısı tahmininde özellikle düşük hızlarda doğruluğun kaybolması
2. Stator direncinin sıcaklıktan etkilenmesi
3. Anahtarlama frekansının değişken olması
4. Histerezis bantların, evirici maksimum anahtarlama frekansına göre belirlenmesinden dolayı kontrol performansının bozulması
5. Moment ve akı histerezis kontrolü nedeniyle dalgalanma oluşması
6. Stator akısındaki dalgalanmaların, stator akımında harmoniklere yol açması
7. Moment dalgalanmalarının motor hızında dalgalanmalara sebep olması
8. Alan zayıflatma bölgesinde geçişte kontrol performansının kötüleşmesi

6. KONTROL YÖNTEMLERİNİN MATLAB/SİMULİNKTE BENZETİM MODELLERİ

Bu bölümde SMSM ile kontrol yöntemlerinin Matlab/Simulinkte benzetimleri yapılmıştır. Benzetimlerde kullanılan matematiksel eşitlikler verildikten sonra benzetimin ana kısmı verilmiştir. Benzetime ait alt bloklar Ek.2’de verilmiş. Bu çalışmada kontrol yöntemlerinde kullanılan bütün kısımlar Simulinkte modellenmiştir. Yöntemlere ait benzetimler verilirken ortak kısımlar tekrar tekrar verilmemiştir.

6.1 SMSM’nin Simulink Benzetim Modeli

SMSM’nin benzetimi için makine d-q eksen takımındaki SMSM matematiksel modelinden faydalanmıştır. Motorun matematiksel d-q modeli ve eksen dönüşümlerine ait eşitlikler Bölüm 3’te verildiği için burada ayrıca verilmemiştir. Model bu eşitliklerden elde edilmiştir. Ayrıca hızın negatif olması durumunda, yük momenti varsa negatif olarak etki etmelidir[23]. Bu özellik te modelle eklenmiştir. SMSM’ye ait simulink benzetim modeli Şekil 6.1 de verilmiştir.

6.2 Histerezis Akım Kontrolü Vektör Kontrol Yöntemi Benzetim Modeli

Bu kontrol yönteminde histerezis-bant akım kontrol modülasyon tekniği kullanan evirici kullanılır. Motor akımları bir histerezis bant içerisinde, referans akımları takip eder. Histerezis bandın üst ve alt limitleri aşıldığında, evirici anahtarları anahtarlanarak darbeler oluşur. Bu yönteme ait benzetim modeli Şekil 6.2 de verilmiştir.

Bu benzetimdeki alt modeller; PI kontrolörler, akım ve gerilimlere ait eksen dönüşümleri, histerezis bant modülasyon tekniği, evirici ve motordan bloklarından oluşmaktadır.

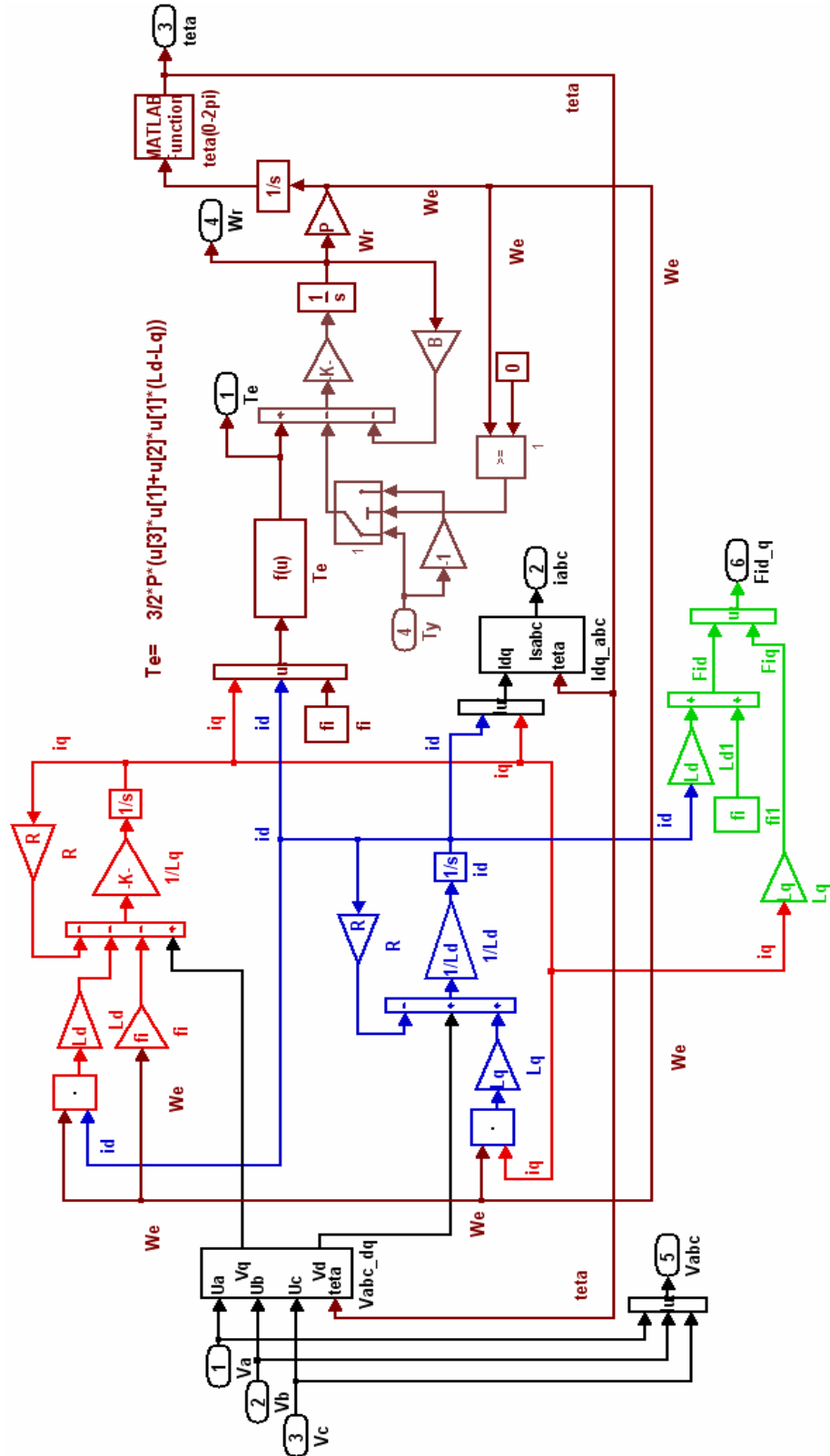
- PI kontrolör

PI kontrolör, Eş. 6.1’e göre hatanın oransal bir çarpımını ve integralini toplayarak kontrol işaretini üretir. Burada e_t hata, K_p orantı sabiti ve K_i integratör sabitidir. Ayrıca kontrol çıkışını sınırlamak için sınırlayıcı kullanılır. PI kontrolör benzetim modeli Ek 2’de verilmiştir.

$$f = K_p e_t + \frac{K_i e_t}{S} \quad (6.1)$$

- Eksen Dönüşümleri

Eksen dönüşümlerinde, clarke, ters clarke, park ve ters park dönüşümlerinden faydalanılır. Bu dönüşümlere ait eşitlikler Bölüm 3’te verilmiştir. Dönüşümlere ait benzetim blokları Ek 2’de verilmiştir.



Şekil 6.1 SMSM'nin simulink benzetim modeli

6.3 UVDGM’li Vektör Kontrol Yöntemi Benzetim Modeli

Bu yöntemde, uzay vektör modülasyonu yöntemi ile evirici sürülerek, UVM yönteminin avantajlarından faydalanılır. Bu yüzden UVM tekniği benzetimi detaylı verilmiştir. UVM tekniğinde, ω açısal hızıyla dönen bir gerilim uzay vektörünün takip edilmesi için, belirli süre ve düzen içinde, aktif ve sıfır gerilim vektörlerini seçerek, evirici anahtarlama işaretlerini sağlayan bir yöntemdir. En önemli kısmı gerilim vektörlerinin uygulanma sürelerinin hesaplanması kısmıdır. Bu yöntemde PI kontrolör yardımı ile referans akımlar gerilim bilgisine dönüştürülerek uzay vektör modülasyonu için gerilim vektörü elde edilir. Bu yönetime ait benzetim modeli Şekil 6.3’te verilmiştir. Benzetim alt blokları ise Ek 2’de verilmiştir.

Bu yöntemde, motor akımları, gerekli eksen dönüşümleri yapıldıktan sonra referans değerlerle karşılaştırılarak elde edilen hatalar, PI kontrolörlere gönderilmiş ve PI kontrolör yardımı ile referans akımlar gerilim bilgisine dönüştürülmüştür. Bu gerilimler eksen dönüşümü ile $\alpha\beta$ eksen takımına dönüştürüldüğünde, UVM tekniği gerilim uzay vektörünün bileşenleri elde edilmiş olur. UVM’ye ait eşitlikler ve detaylı bilgi Bölüm 4’te verilmiştir.

6.4 Doğrudan Moment Kontrol Yönteminin Benzetim Modeli

DTC yöntemi için, gerilim ve akım modeli olmak üzere iki ayrı modele dayalı akı tahmini yapılan benzetimler yapılmıştır.

6.4.1 Gerilim Modeli ile Akı Tahmini Yapılan DTC Yöntemi Benzetim Modeli

Bu yöntemde stator akım ve gerilim bilgisi ile stator direnci bilgisi sayesinde stator akısı ve moment tahmini yapılarak referans değerlerle karşılaştırılır. Elde edilen hatalar histerezis kontrolörlere uygulanır. Histerezis kontrolörler çıkış bilgisi ile stator akısının konum bilgisi (sektör) yardımıyla, anahtarlama tablosundan en uygun gerilim vektörleri seçilerek eviriciye uygulanır ve kontrol sağlanır. Histerezis kontrolörlerden, akı kontrolörü iki seviyeli bir kontrolör, moment kontrolörü için ise hem iki seviyeli hem de üç seviyeli histerezis kontrolör kullanılmıştır. Bu kontrolörün iki seviyeli olması durumunda sıfır gerilim vektörleri kullanılmamaktadır. Bu çalışmada iki durum için farklı farklı benzetimler yapılmıştır. DTC yönteminin gerilim modeline ait eşitlikler Bölüm 5’te verilmiştir. Bu modele ait benzetim Şekil 6.4’te, alt bloklara ait benzetim modelleri Ek 2’de verilmiştir.

- Sektör belirleme

Stator akısı vektörünün açısı hesaplanıp, 60^0 aralıklarla sektörler belirlenir. 1. sektörün $[-30^0, 30^0]$ aralığında olması ile $[0, 60^0]$ aralığında olması arasında stator akı yolunda farklılıklar meydana gelmektedir. Bu yüzden sektör belirleme iki ayrı şekilde yapılabilir. Birinci durumda dairesel akı yolu meydana gelirken, ikincisinde ise altı eşkenar akı yolu meydana gelir. Akı yolunun dairesel olması arzulandığı için, dairesel akı yolu sağlayan sektör belirleme metodu kullanılmıştır. Diğer yaklaşım için ise uzay vektör modülasyon tekniğinde yapılan benzetim ile aynıdır. Sektör belirleme modelleri Ek 2’de verilmiştir.

- Anahtarlama Tablosu ve En Uygun Gerilim Vektörlerinin Seçilmesi

Anahtarlama tablosu ve en uygun gerilim vektörlerinin seçilmesi işlemi için simulinkte bir benzetim modeli yapılmıştır. Bu model, akı ve moment histeresiz karşılaştırıcılarının çıkış bilgisi ile sektör bilgisine göre anahtarlama tablosundan uygun gerilim vektörünün seçilmesini sağlar. Bu model sıfır gerilim vektörlerinin kullanılıp kullanılmaması durumuna göre iki ayrı yapıda hazırlanmıştır.

6.4.2 Akım Modeline Dayalı Akı Tahmini Yapılan DTC Yönteminin Benzetim Modeli

DTC akım modelinin gerilim modelinden farkı stator akısı bileşenleri tahminindeki farklılıklardır. DTC akım modelinde stator akımı, rotor açısı ve indüktans bilgisi sayesinde stator akısı ve moment tahmini yapılır, referans değerlerle karşılaştırılarak elde edilen hata histerezis kontrolörlere uygulanır. (Rotor açısı dönüşüm için gereklidir.) Diğer kısımları gerilim modeli ile aynıdır. DTC yönteminin akım modeline ait eşitlikleri Bölüm 5’te verilmiştir. Bu yönteme ait benzetim modeli Şekil 6.5’te, alt bloklara ait benzetim modelleri Ek 2’de verilmiştir.

Moment tahmini;

- Stator Akısı ve Moment tahmini

Akım modelinin gerim modelinden farkı, stator akısı bileşenleri tahmininin farklı olmasıdır. Akım modeline ait Bölüm 5’te verilen eşitlikler kullanılarak stator akısı bileşenleri tahmini yapılır. Stator akısı bileşenleri d-q ekseninde hesaplanır. Eksen dönüşümü yapılarak stator akısı genliği ve moment hesaplamaları yapılır. Geri kalan kısmı gerilim modeli ile aynıdır. DTC Akım modeline ait stator akısı ve moment tahmini benzetim modeli Ek 2’de verilmiştir.

6.5 UVM-DTC Yönteminin Benzetimi Modeli

Uzay vektör modülasyonu temelli bu kontrol yöntemi klasik DTC yöntemindeki histerezis kontrolör kaynaklı; değişken anahtarlama frekansı ve etkisi ile meydana gelen moment ve akım dalgalanmaları problemleri için geliştirilen yöntemlerden bir tanesidir. UVM-DTC yöntemi için geliştirilen farklı modeller vardır. Bu çalışmada bu modellerden iki tane önemli modele ait benzetim yapılmıştır. Birincisinde birer adet akı ve moment PI kontrolörleri kullanılarak gerilim bilgisi elde edilmiştir. Akı ve moment tahmini, DTC'nin gerilim modelinde olduğu gibidir. Bu yöntemde biri hız kontrolörü olmak üzere üç adet PI kontrolör kullanılır. Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC isimli bu model için yapılan benzetim Şekil 6.6'da verilmiştir. Bu yöneme ait alt bloklar daha önce verilen yöntemlere benzer olduğu için bir daha verilmemiştir.

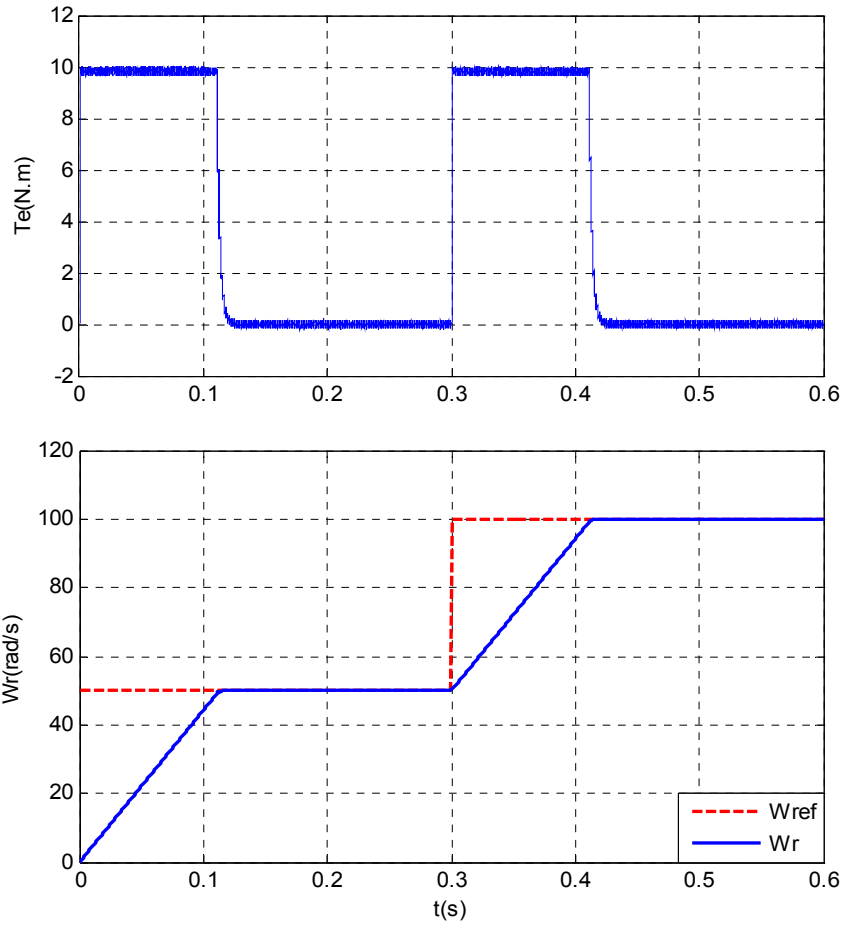
İkinci model ise kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemidir. Bu yöntemde moment PI kontrolöründen üretilen, moment kaynaklı açı artışı ile stator akısı konum bilgisi gibi toplanarak, referans stator akısı vektörünün stator referans düzlemdeki α - β bileşenleri elde edilir. Bu modelde de biri hız kontrolörü olmak üzere iki adet PI kontrolör kullanılmıştır. Akı ve moment tahmini kısımları bir önceki model ile aynıdır. Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC isimli bu model için yapılan benzetim modeli Şekil 6.7'de verilmiştir. Bu yöntemlere ait eşitlikler bölüm 5'te verilmiştir.

7. KONTROL YÖNTEMLERİNİN SONUÇLARI

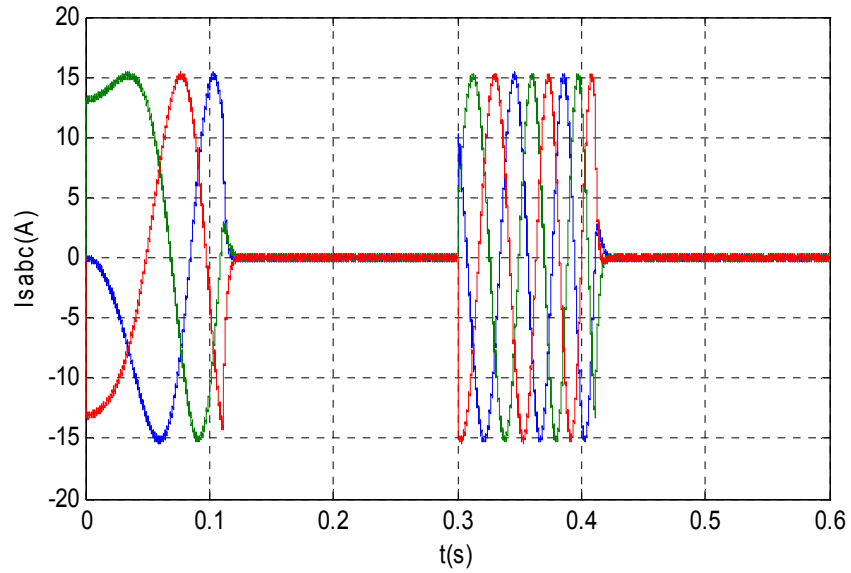
Bu bölümde benzetimleri yapılmış olan kontrol yöntemlerinin benzetim sonuçları verilmiştir. Benzetim sonuçlarında her kontrol yönteminde üç farklı durum için sonuçlar alınmıştır. Birinci durumda yük momenti sıfırken ($T_y=0$), referans hız 50 rad/s den 100 rad/s'ye ye çıkartılmıştır. Bu durumda moment, hız, stator akımları ve rotor açısı grafikleri alınmıştır. İkinci durumda nominal hız olan 157 rad/s'lik sabit referans hızda, yük momenti başlangıçta sıfır ($T_y=0$), daha sonra $t=0.5$ s'de $T_y=5$ Nm'lik bir moment uygulanarak, bu durumdaki moment, motor hızı ve stator akımları grafikleri alınmıştır. Üçüncü durumda ise yine yük momentti sıfır iken ($T_y=0$), $\omega_{ref}=50$ rad/s iken $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s yapılmıştır. Bu durumda da yine moment, motor hızı, stator akımları ve rotor açısı grafikleri alınmıştır.

7.1 Histerezis Akım Kontrollü Vektör Kontrol Yöntemi Benzetim Sonuçları

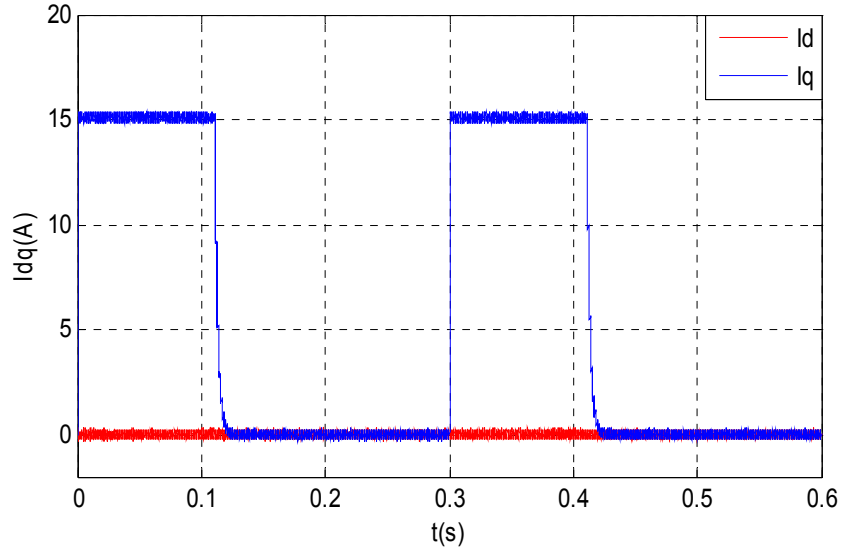
- Yük momenti $T_y=0$ iken referans hız 50 rad/s den $t=0.3$ s'de 100 rad/s'ye çıkarılmıştır. Bu durumda hız referansındaki değişime verilen tepki incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 7.1-4'te verilmiştir.



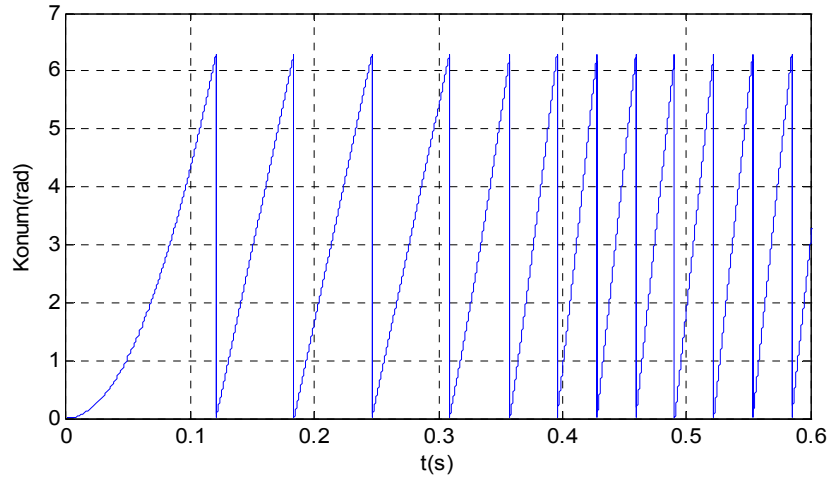
Şekil 7.1 Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.2 Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)

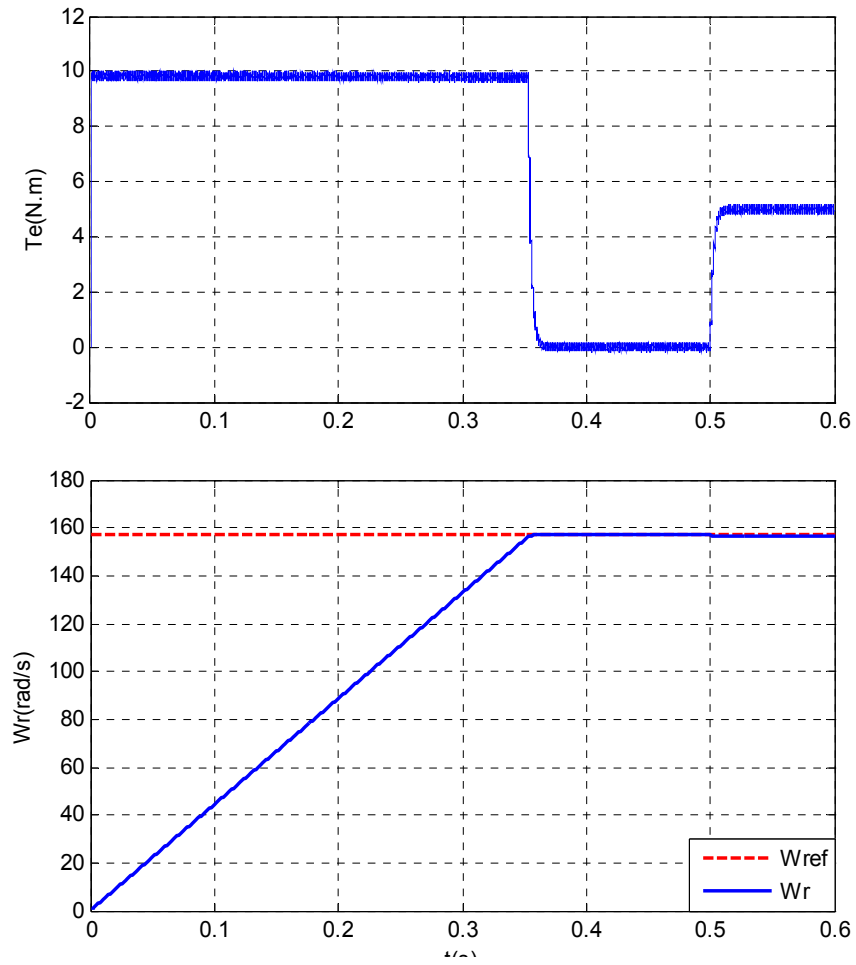


Şekil 7.3 Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için d-q akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)

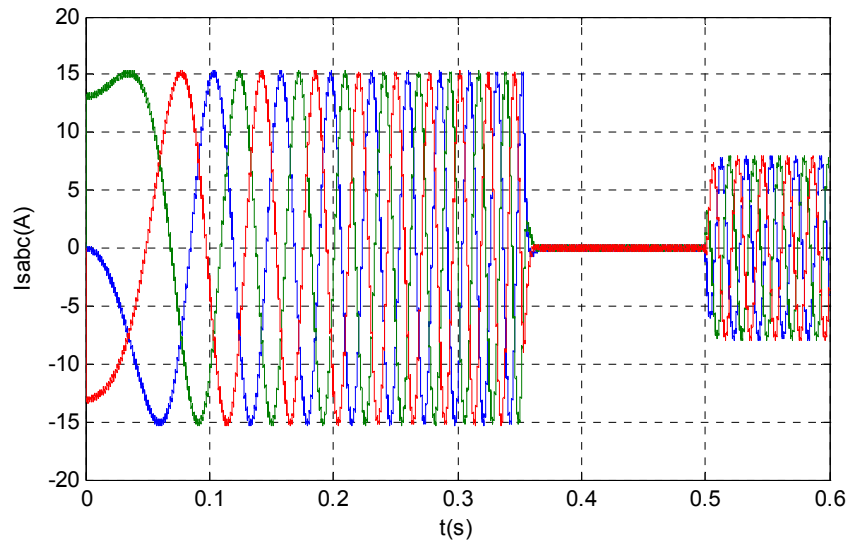


Şekil 7.4 Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)

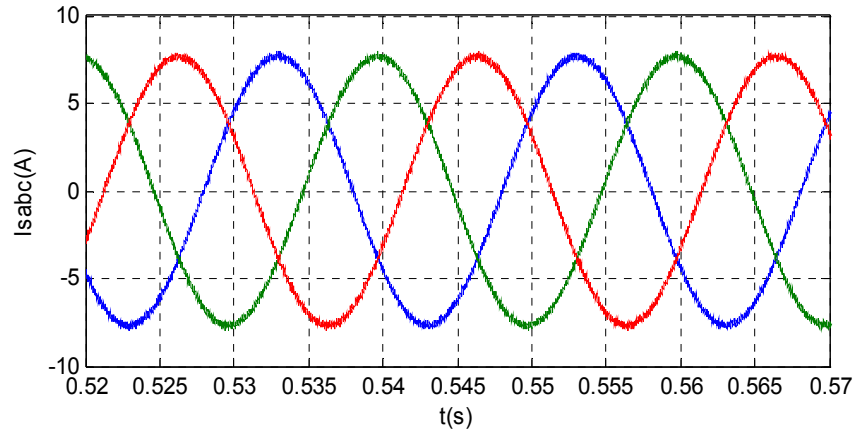
- Referans hız 157 rad/s iken yük momentini $t=0.5$ s anında $T_y=5$ Nm'ye çıkarılmıştır. Bu durumda motorun hızlandıktan sonra yük momentine verdiği tepki görülmektedir. Elde edilen sonuçlar Şekil 7.5-7'de verilmiştir.



Şekil 7.5 Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s’de $T_y=5$ Nm)

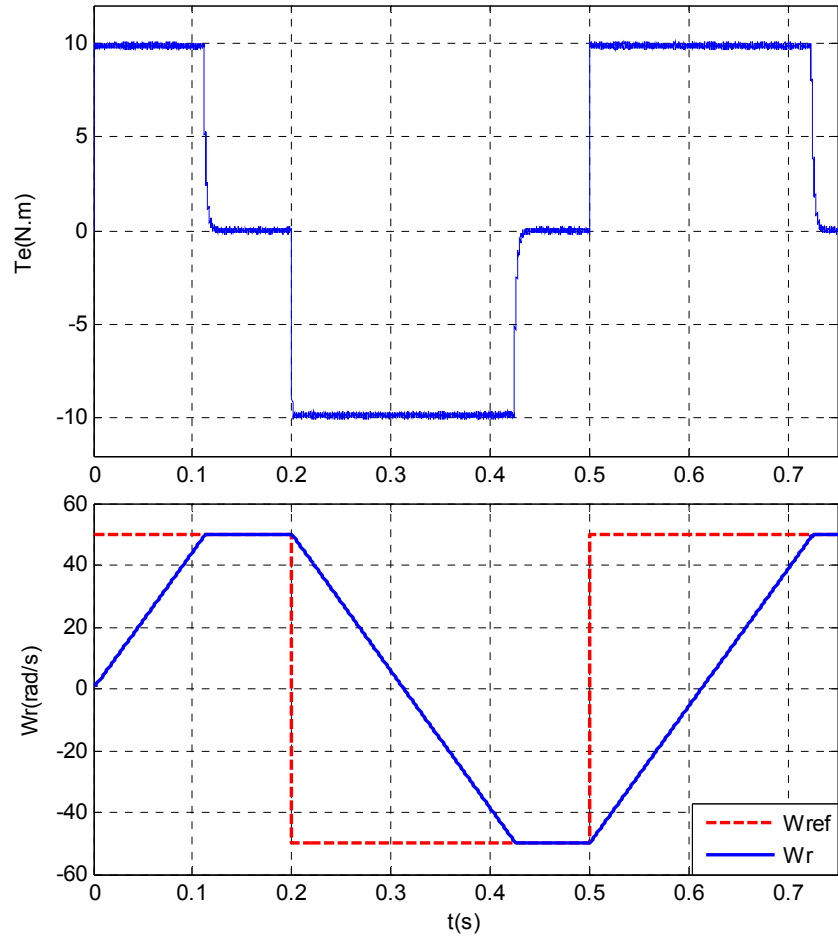


Şekil 7.6 Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s’de $T_y=5$ Nm)

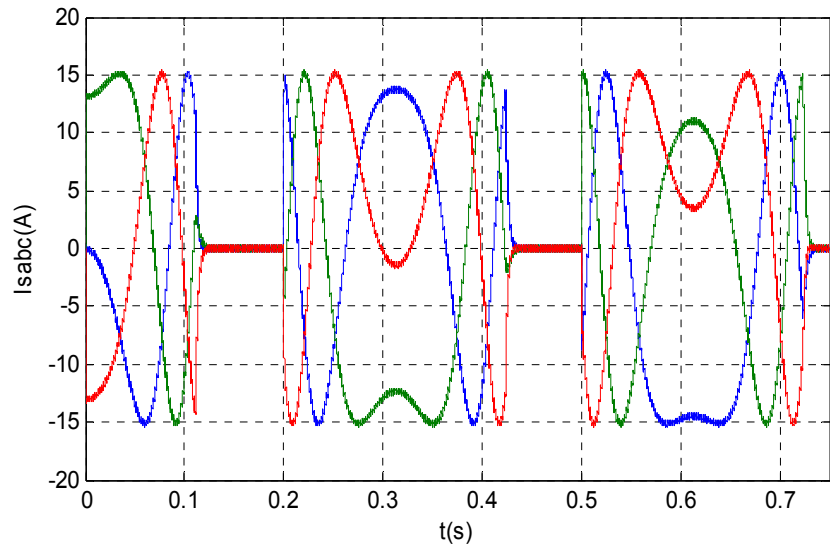


Şekil 7.7 Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için sürekli durumdaki stator akımlarının zamana göre değişimi($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s’de $T_y=5$ Nm)

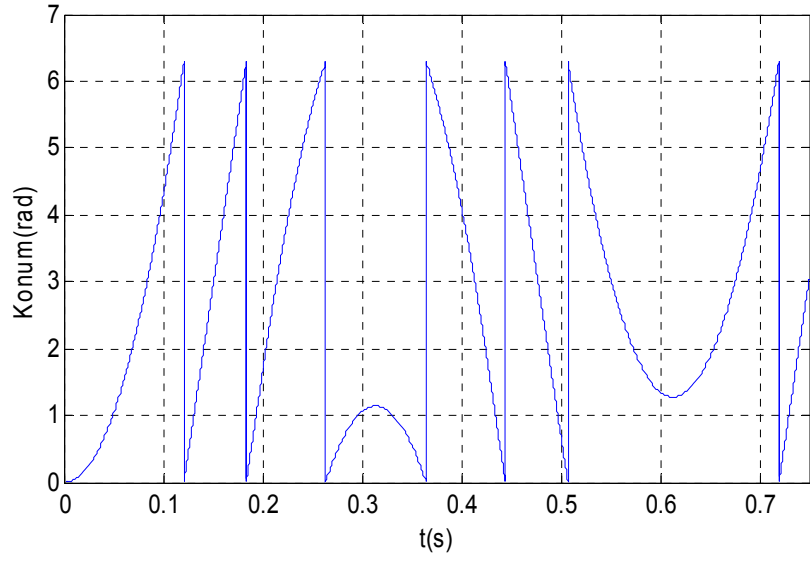
- Yük momenti $T_y=0$ iken referans hız 50 rad/s den $t=0.2$ s’de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn’de $\omega_{ref}=50$ rad/s yapılmıştır. Bu durumda hız referansının yön değiştirmesine verilen tepki incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 7.8-11’de verilmiştir.



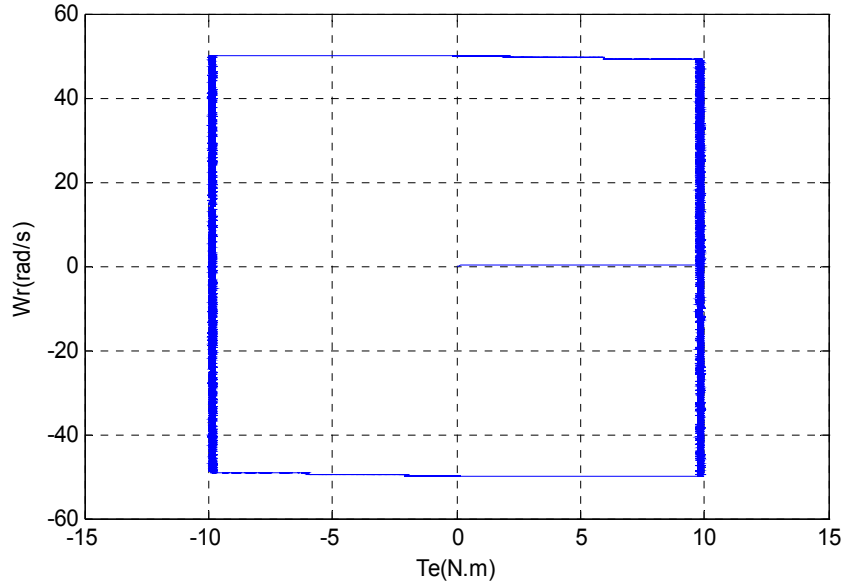
Şekil 7.8 Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.9 Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.10 Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.11 Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için rotor hızının momente göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)

Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi için elde edilen sonuçlar Şekil 7.1-11'de verilmiştir. Özellikle hız ve moment değişiminin etkisi incelenmiştir. Şekil 7.1,7.5 ve 7.8'de moment ve hızın değişimleri verilmiştir. Bu şekiller incelendiğinde sabit moment bölgesinde yani hızlanma esnasında momentin en yüksek değer aldığı ve referans hızı

ulaşıldıktan sonra sıfıra veya yük momentini değerine düştüğü görülmektedir.

Şekil 7.3'te d-q akımlarının zamana göre değişimleri verilmiştir. Vektör kontrolde moment I_q akımı ile doğru orantılı değişir. Şekil 7.1 incelendiğinde bu ilişki açıkça görülmektedir. Şekil 7.2, 7.6 ve 7.9'da hız ve moment değişiminde stator akımı tepkisi görülmektedir. Hızlanma esnasında yüksek akım, referans hıza ulaşıldığında ise çok küçük miktarda akım çekildiği görülmektedir. Şekil 7.7'de de 5 Nm'lik bir yük momentinde stator akımları verilmiştir. Motor yüklendiğinden, yüke bağlı olarak belli bir büyüklükte akım çekmektedir.

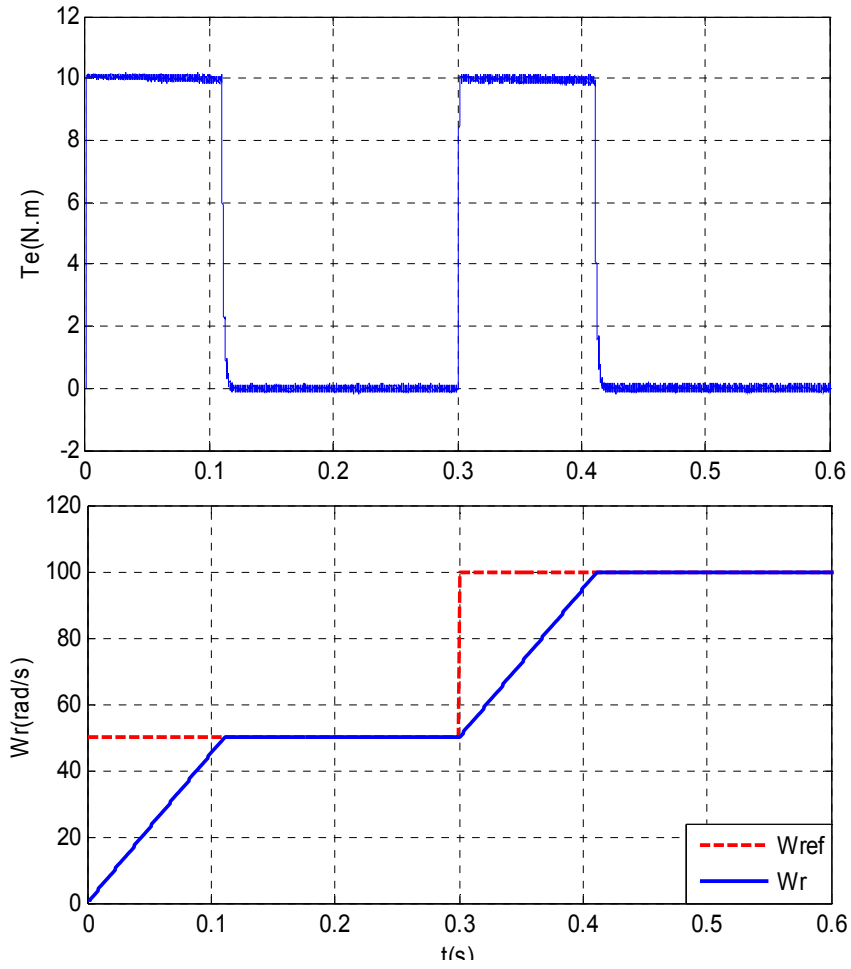
Şekil 7.4 ve 7.10'da rotor açısının zamana göre değişimi verilmiş ve bu şekillerde motor hızının değer ve yön olarak değişimi etkisi görülmektedir.

Şekil 7.11'de ise dört bölge çalışması için rotor hızının momente göre değişimi verilmiştir.

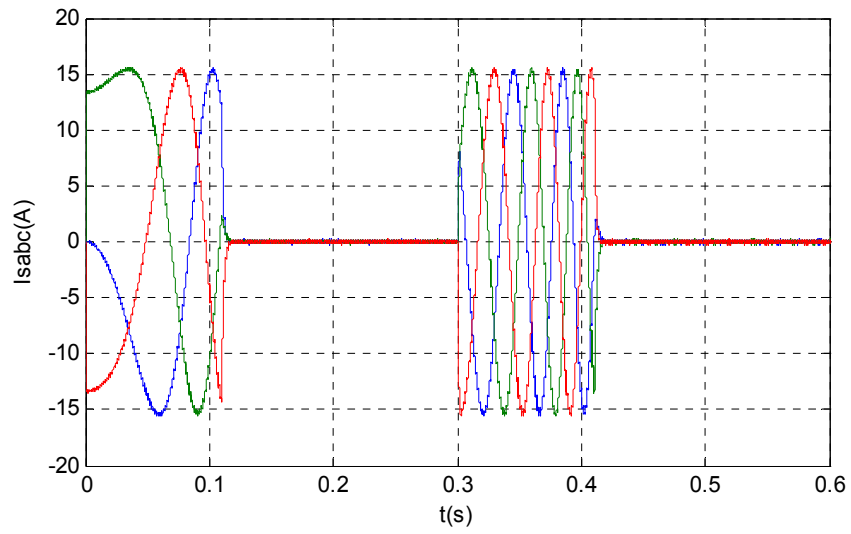
Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi sade ve basit uygulanabilen bu yöntem özellikle küçük güçlü motorlarla kullanılır. Anahtarlama frekansının sabit olmaması dezavantajdır. Ancak anahtarlama frekansını sabit hale getirmek mümkündür. Bunun için bir taşıyıcı işaret kullanılır.

7.2 UVDGM'li Vektör Kontrol Yöntemi Benzetim Sonuçları

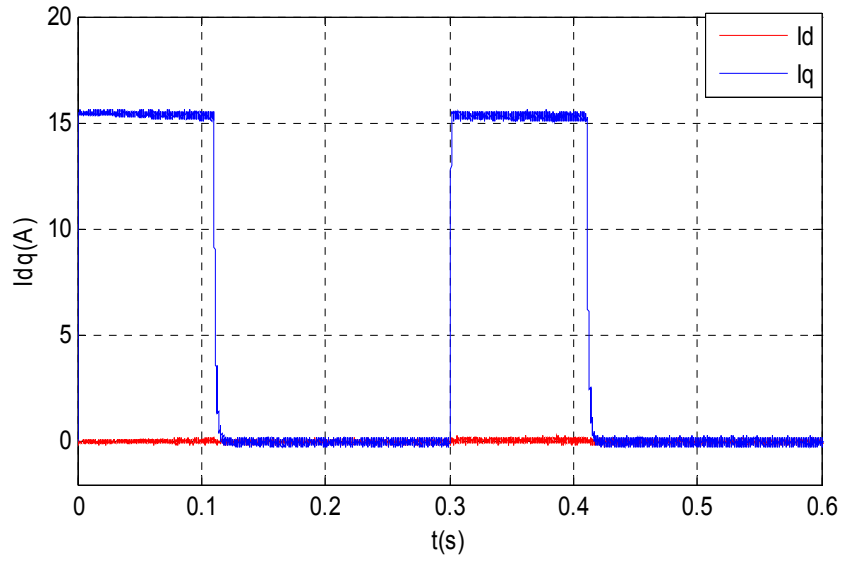
- Yük momentini $T_y=0$ iken referans hız 50 rad/s den $t=0.3$ s'de 100 rad/s'ye çıkarılmıştır. Bu durumda hız referansındaki değişime verilen tepki incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 7.12-15'te verilmiştir.



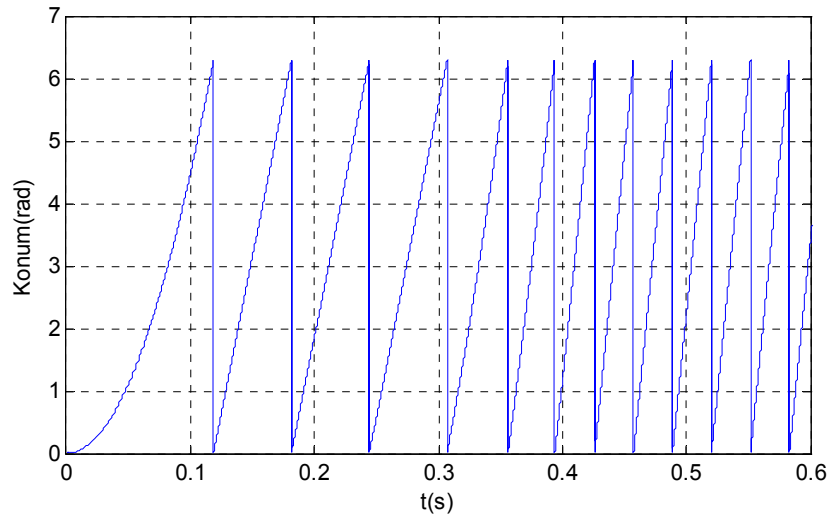
Şekil 7.12 UVDGM’li vektör kontrol yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s’de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.13 UVDGM’li vektör kontrol yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s’de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)

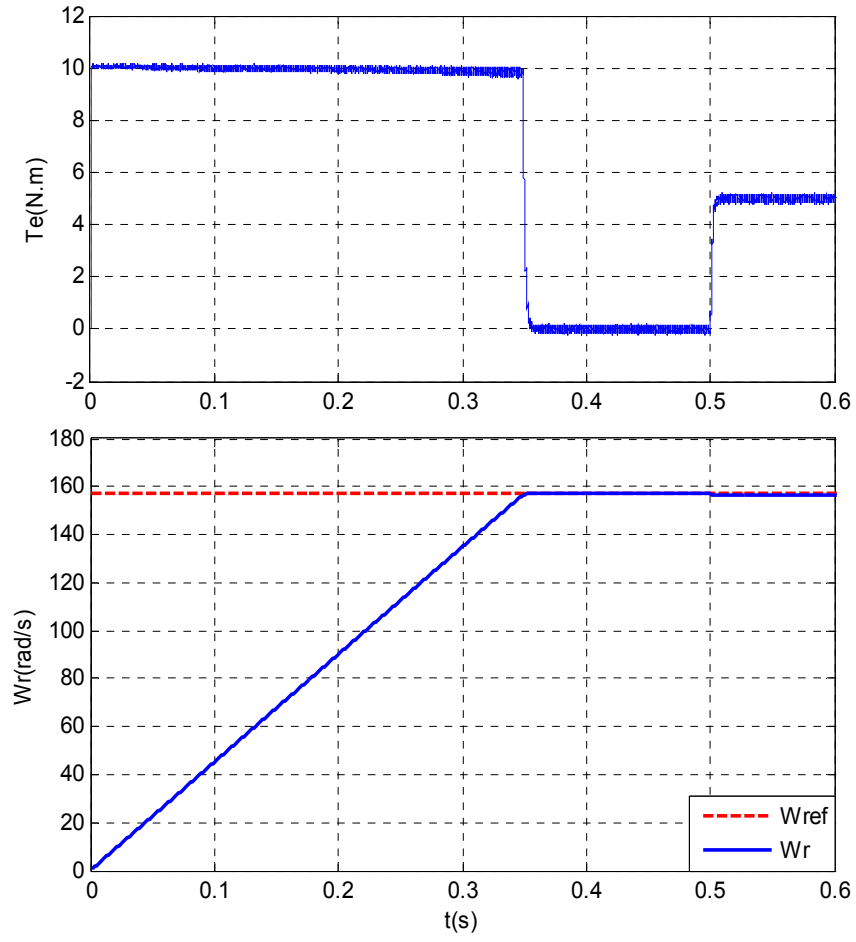


Şekil 7.14 UVDGM’li vektör kontrol yöntemi için d-q akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s’de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)

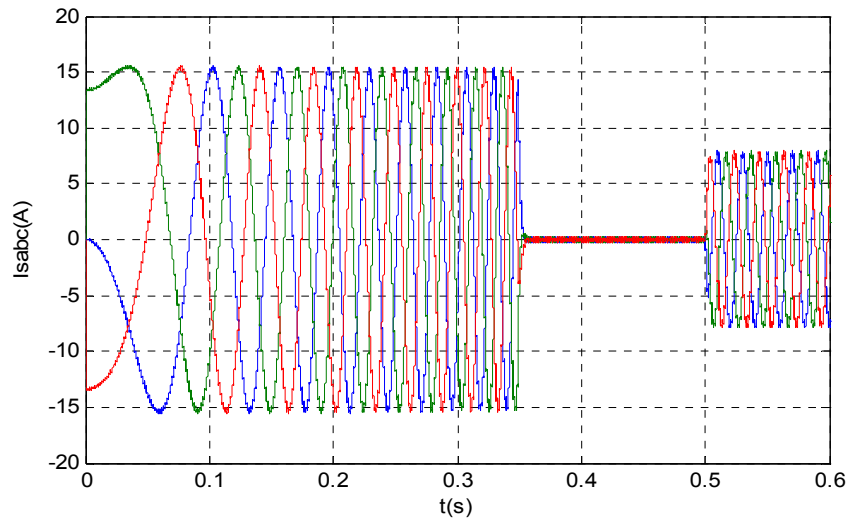


Şekil 7.15 UVDGM’li vektör kontrol yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s’de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)

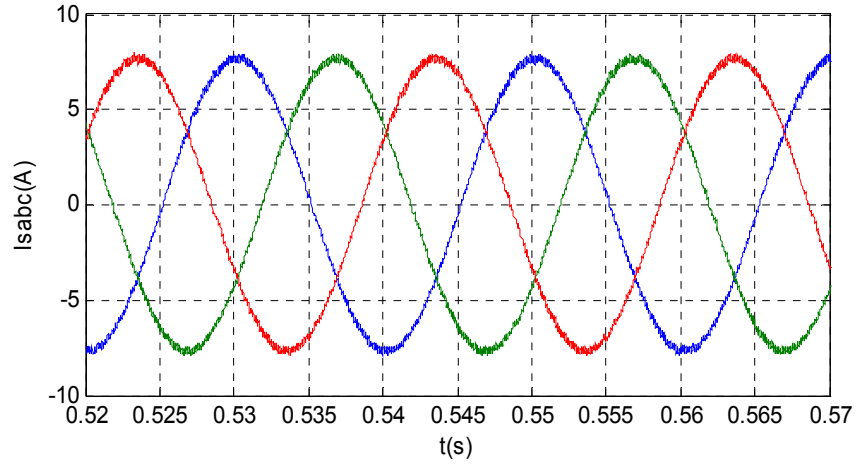
- Referans hız 157 rad/s iken yük momentini $t=0.5$ s anında $T_y=5$ Nm’ye çıkarılmıştır. Bu durumda motorun hızlandıktan sonra yük momentine verdiği tepki görülmektedir. Elde edilen sonuçlar Şekil 7.16-18’de verilmiştir



Şekil 7.16 UVDGM’li vektör kontrol yöntemi için moment ve hız zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s’de $T_y=5$ Nm)

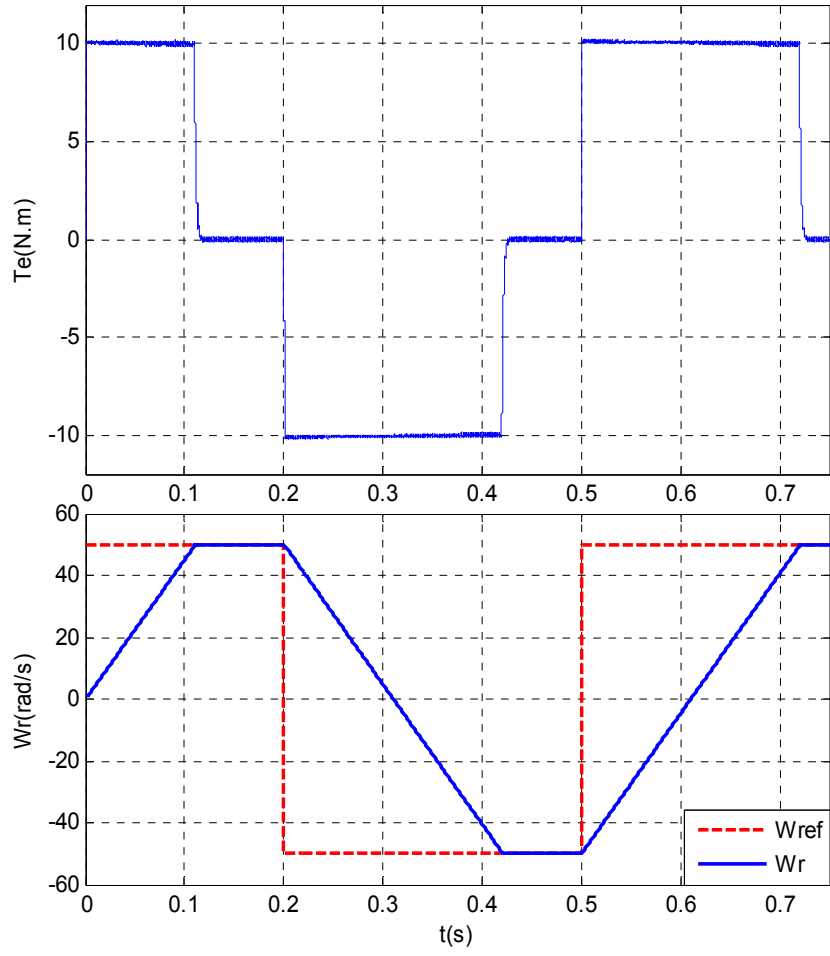


Şekil 7.17 UVDGM’li vektör kontrol yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s’de $T_y=5$ Nm)

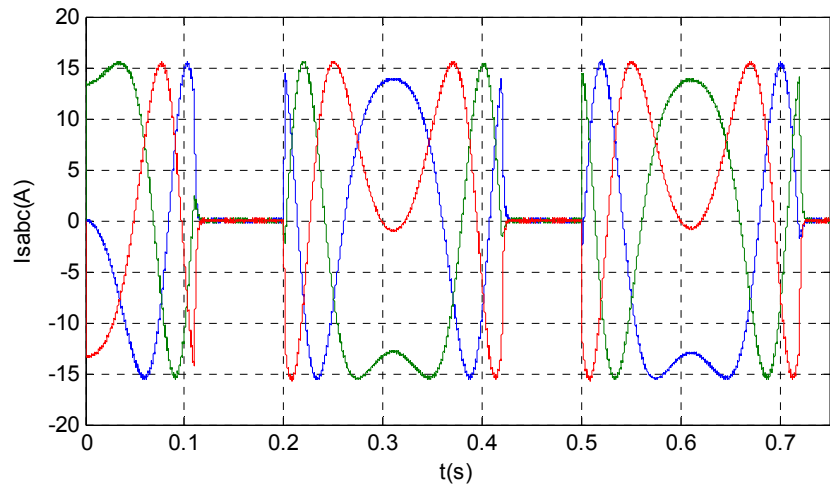


Şekil 7.18 UVDGM’li vektör kontrol yöntemi için sürekli haldeki statör akımlarının zamana göre değişimi($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s’de $T_y=5$ Nm)

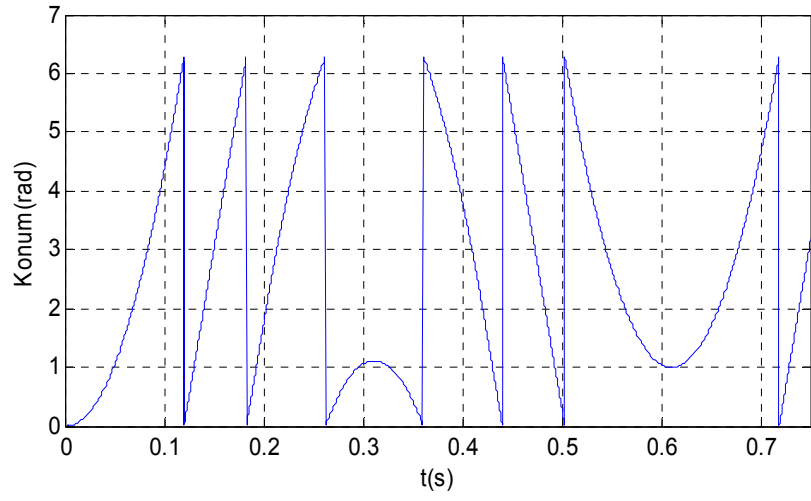
- Yük momenti $T_y=0$ iken referans hız 50 rad/s den $t=0.2$ s’de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn’de $\omega_{ref}=50$ rad/s yapılmıştır. Bu durumda hız referansının yön değiştirmesine verilen tepki incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 7.19-21’de verilmiştir.



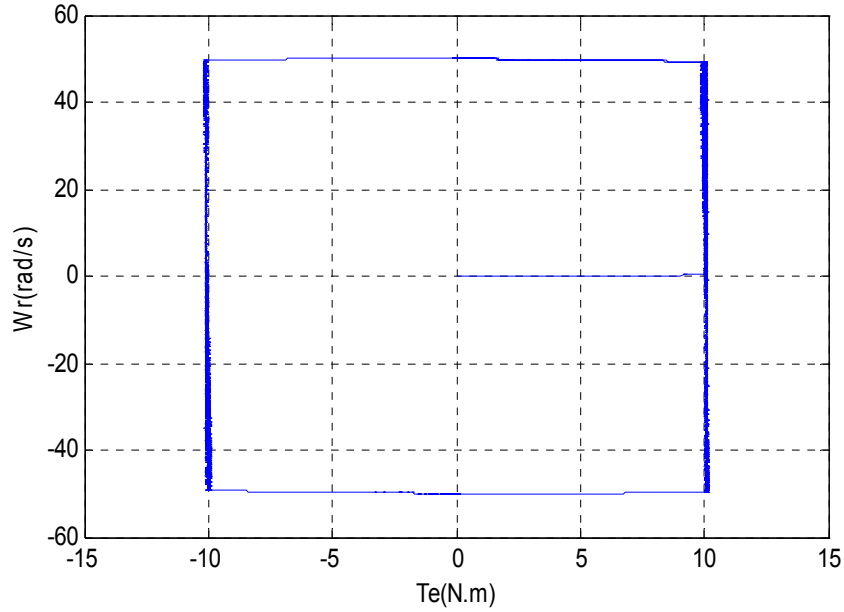
Şekil 7.19 UVDGM’li vektör kontrol yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi
($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s’de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.20 UVDGM’li vektör kontrol yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi
($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s’de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.21 UVDGM’li vektör kontrol yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi
($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s’de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.22 UVDGM’li vektör kontrol yöntemi için rotor hızının momente göre değişimi
($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s’de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)

UVDGM’li vektör kontrol yöntemi için elde edilen sonuçlar Şekil 7.12-22’de verilmiştir. Özellikle hız ve moment değişiminin etkisi incelenmiştir. Şekil 7.12, 7.16 ve 7.19’da moment ve hızın değişimleri verilmiştir. Bu şekiller incelendiğinde sabit moment bölgesinde yani hızlanma esnasında momentin en yüksek değer aldığı ve referans hıza ulaşıldıktan sonra sıfıra veya yük momenti değerine düştüğü görülmektedir.

Şekil 7.14'te d-q akımlarının zamana göre değişimleri verilmiştir. Vektör kontrolde moment I_q akımı ile doğru orantılı değişir. Şekil 7.12 incelendiğinde bu ilişki açıkça görülmektedir. Şekil 7.13, 7.17 ve 7.20'de, hız ve moment değişiminde stator akımı tepkisi görülmektedir. Hızlanma esnasında yüksek akım, referans hıza ulaşıldığında ise çok küçük miktarda akım çekildiği görülmektedir. Şekil 7.18'de de 5 Nm'lik bir yük momentinde stator akımları verilmiştir. Akım cevabının iyi olduğu söylenebilir.

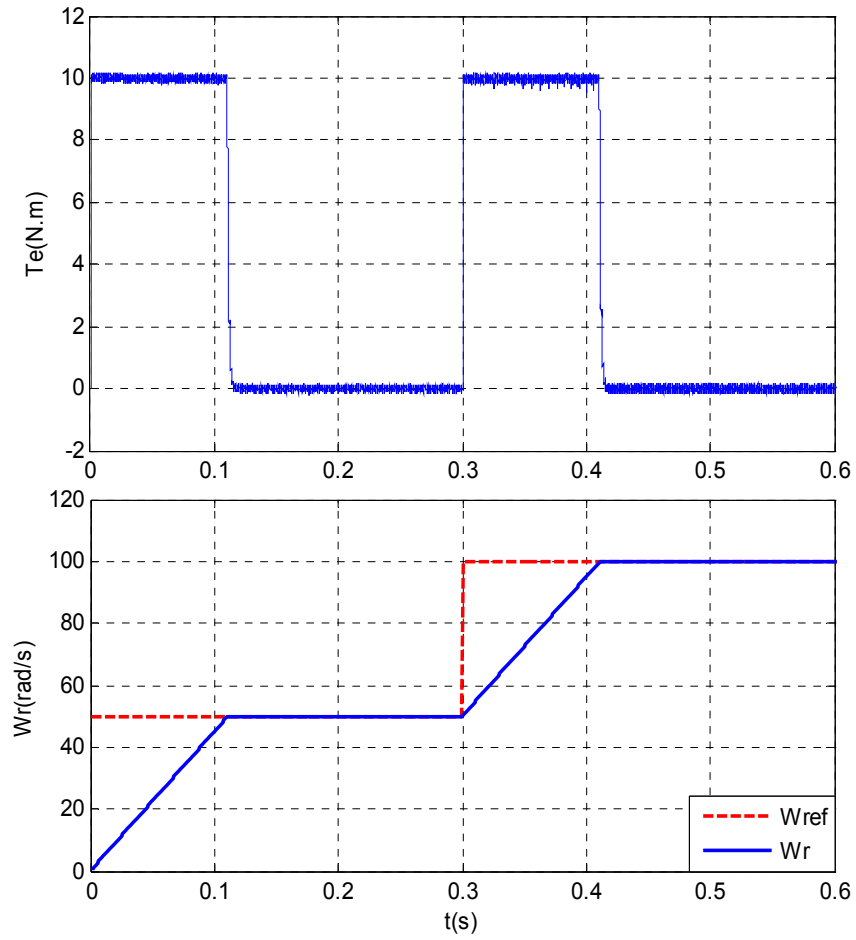
Şekil 7.15 ve 7.21'de rotor açısının zaman göre değişimi verilmiş ve bu şekillerde motor hızının değer ve yön olarak değişim etkisi görülmektedir

Şekil 7.22'de ise dört bölge çalışma için rotor hızının momente göre değişimi verilmiştir.

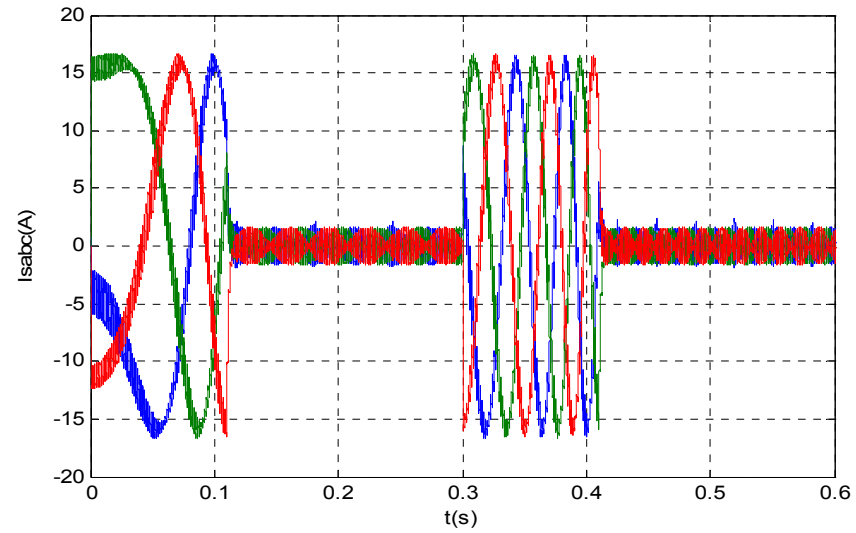
Bu yöntem, uzay vektör modülasyonu tekniğinin kattığı bazı avantajlar vardır. Özellikle anahtarlama frekansı sabittir ve anahtarlama kayıpları azdır. Genel olarak değerlendirildiğinde yöntemin iyi sonuçlar verdiği görülmektedir. Ayrıca PI kontrolörlerin kat sayıları iyi seçilerek, yöntemin cevabı daha da iyileştirilebilir. Büyük güçlü motorlarda akım referanslı vektör kontrol yerine tercih edilebilir.

7.3 Gerilim Modeli ile Akı Tahmini Yapılan DTC Yöntemi Benzetim Sonuçları

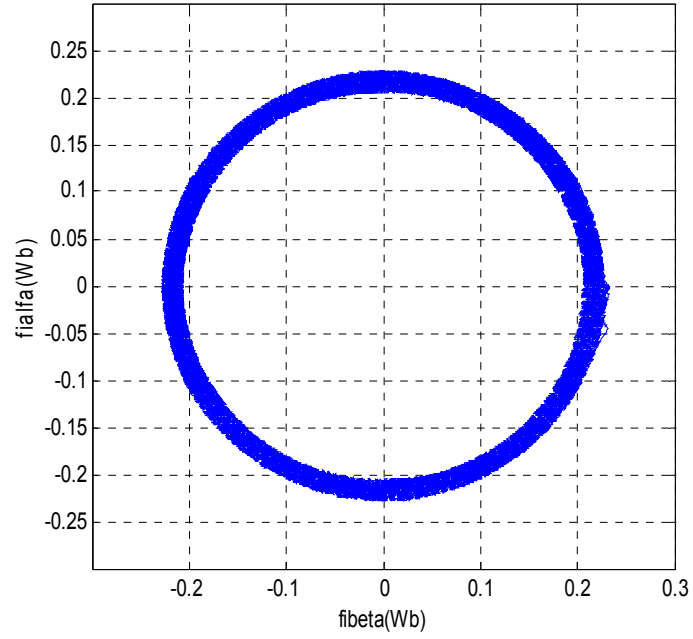
- Yük moment $T_y=0$ iken referans hız 50 rad/s den $t=0.3$ s'de 100 rad/s'ye çıkarılmıştır. Bu durumda hız referansındaki değişime verilen tepki incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 7.23-27'de verilmiştir.



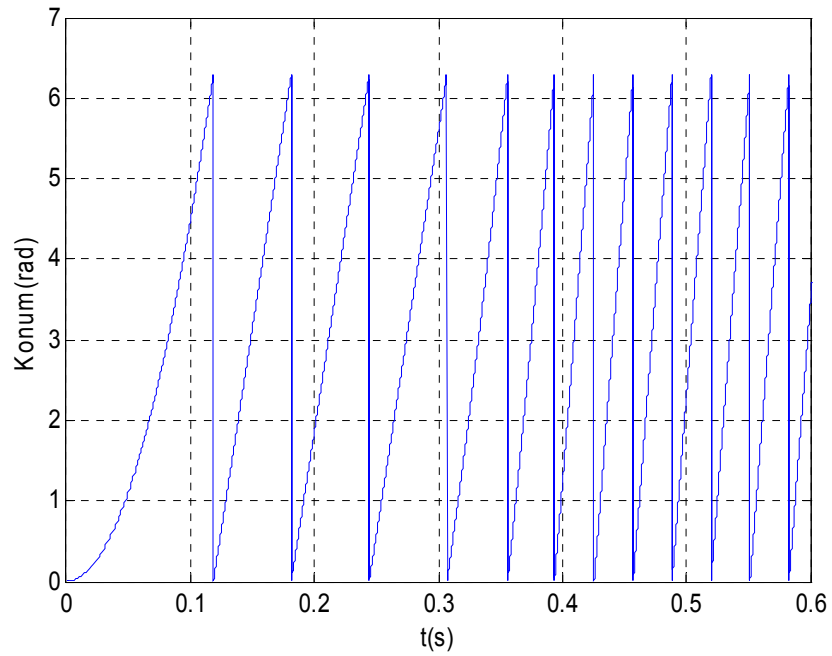
Şekil 7.23 Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($T_y=0$ ve $\omega_{ref}=50$ rad/s iken $t=0.3$ s sonra $\omega_{ref}=100$ rad/s yapılmıştır)



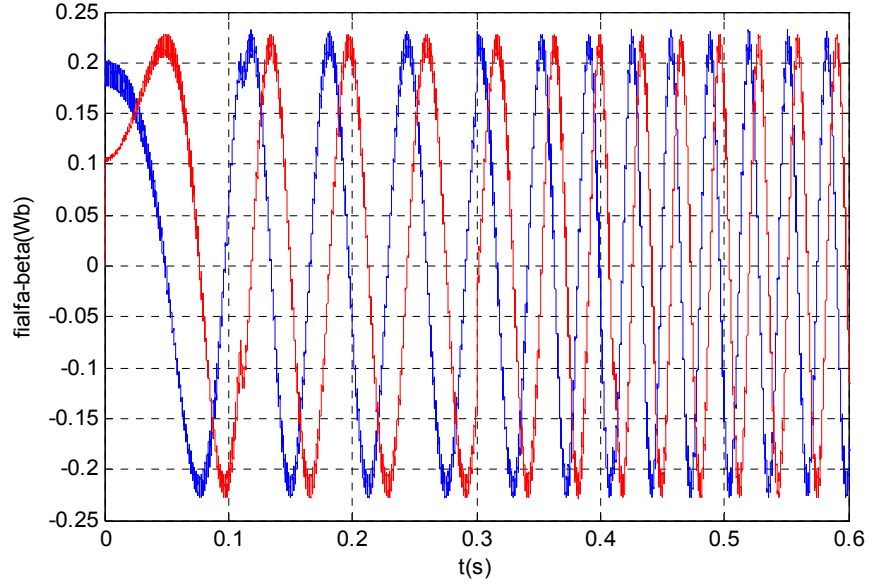
Şekil 7.24 Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.25 Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akısı bileşenlerinin birbirlerine göre değişimi zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)

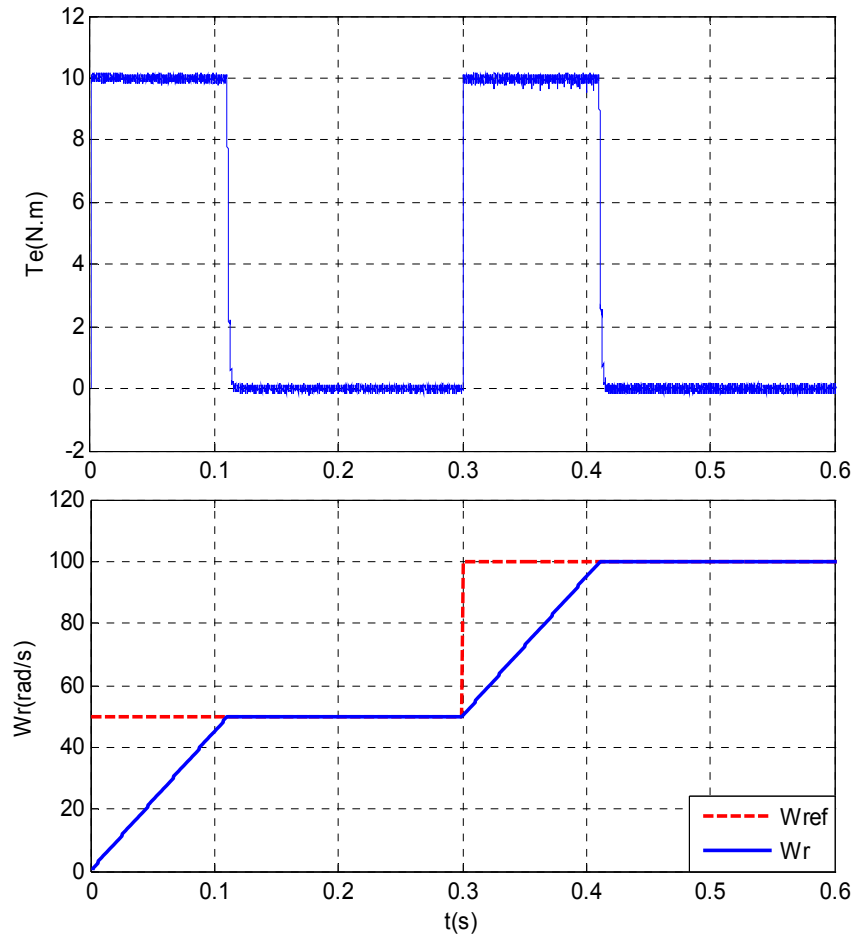


Şekil 7.26 Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)

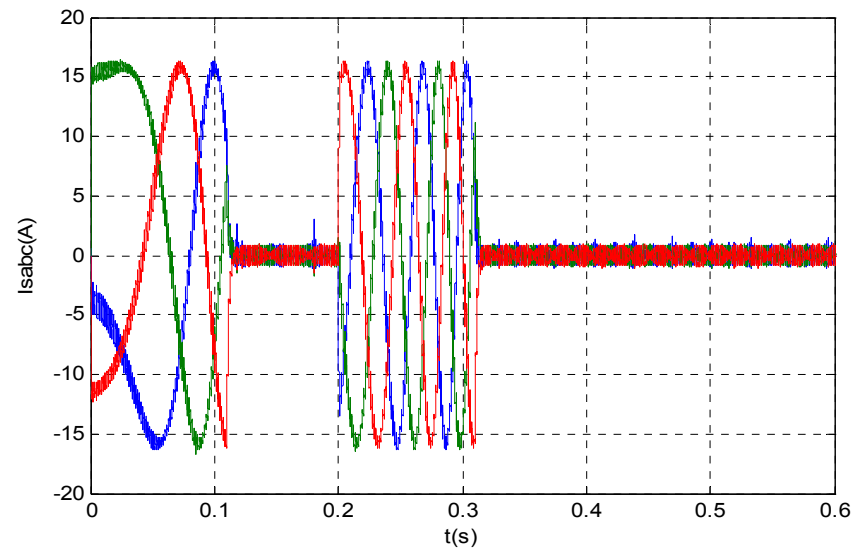


Şekil 7.27 Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akısı bileşenlerinin zamana göre değişimi ($T_y=0$ ve $\omega_{ref}=50$ rad/s iken $t=0.3$ s sonra $\omega_{ref}=100$ rad/s yapılmıştır)

- Yük momenti $T_y=0$ iken referans hız 50 rad/s den $t=0.3$ s’de 100 rad/s’ye çıkarılmıştır. Bu durumda hız referansındaki değişime verilen tepki incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 7.28-29’da verilmiştir(sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmadığı durum).

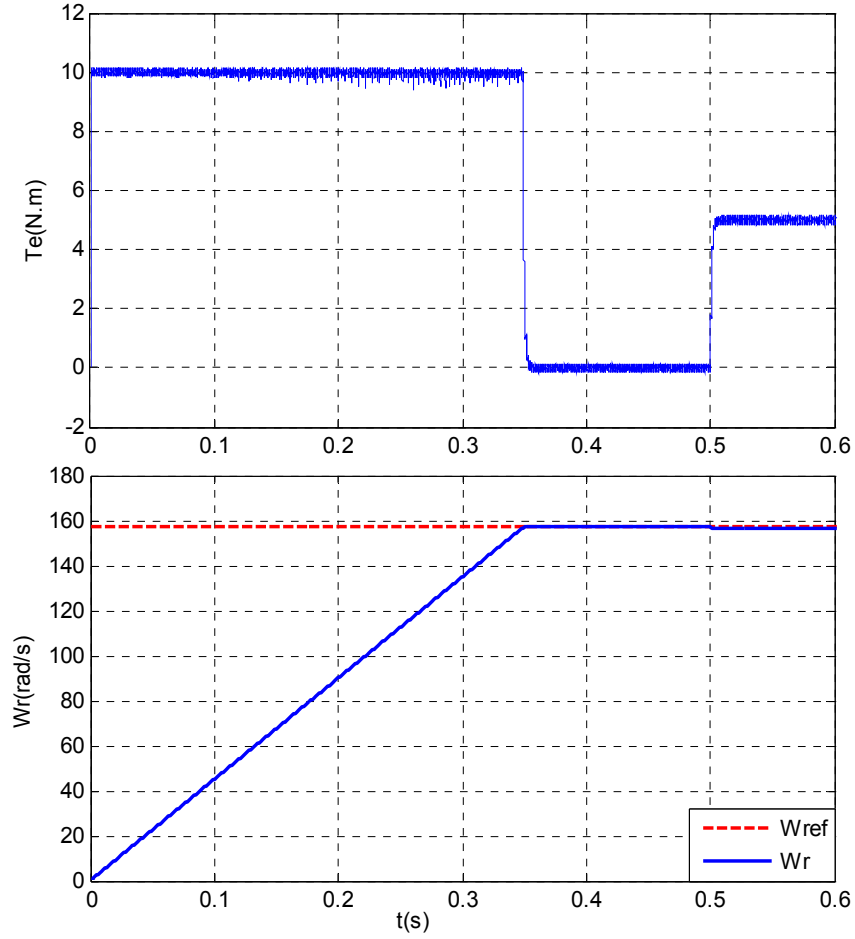


Şekil 7.28 Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$) (sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmadığı durum)

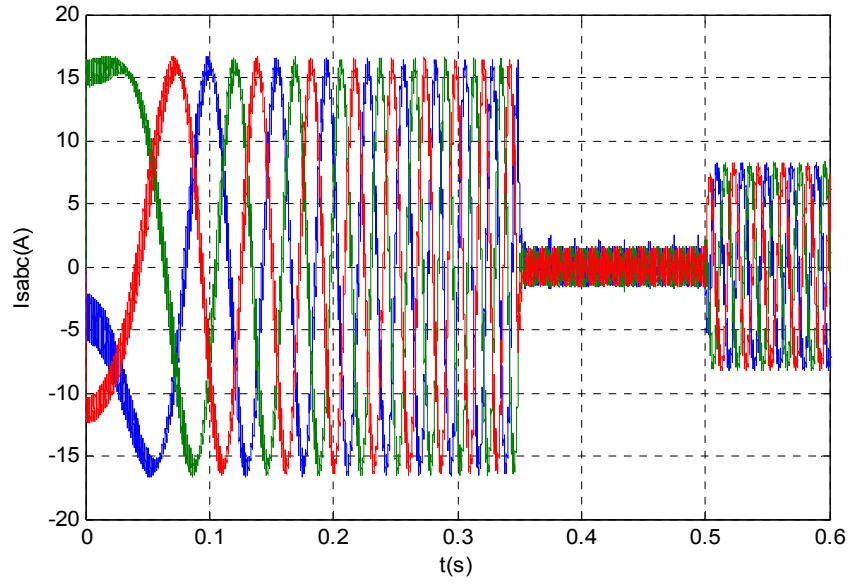


Şekil 7.29 Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$) (sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmadığı durum)

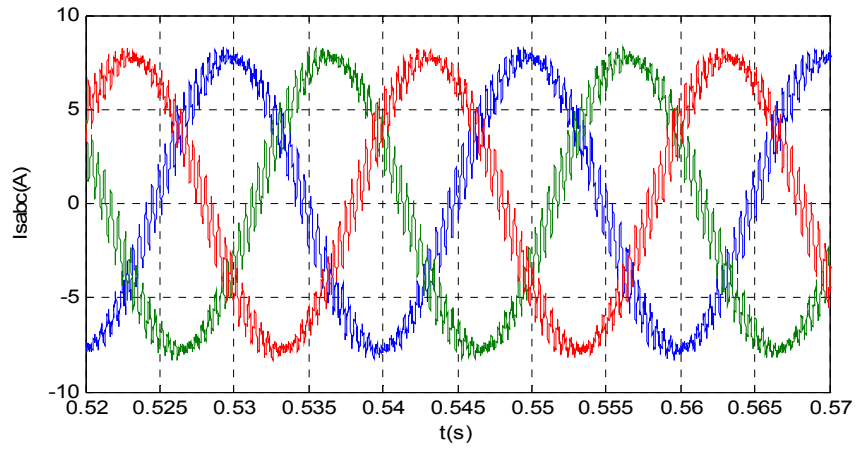
- Referans hız 157 rad/s iken yük momentini $t=0.5$ s anında $T_y=5$ Nm'ye çıkarılmıştır. Bu durumda motorun hızlandıktan sonra yük momentine verdiği tepki görülmektedir. Elde edilen sonuçlar Şekil 7.30-32'de verilmiştir.



Şekil 7.30 Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s'de $T_y=5$ Nm)

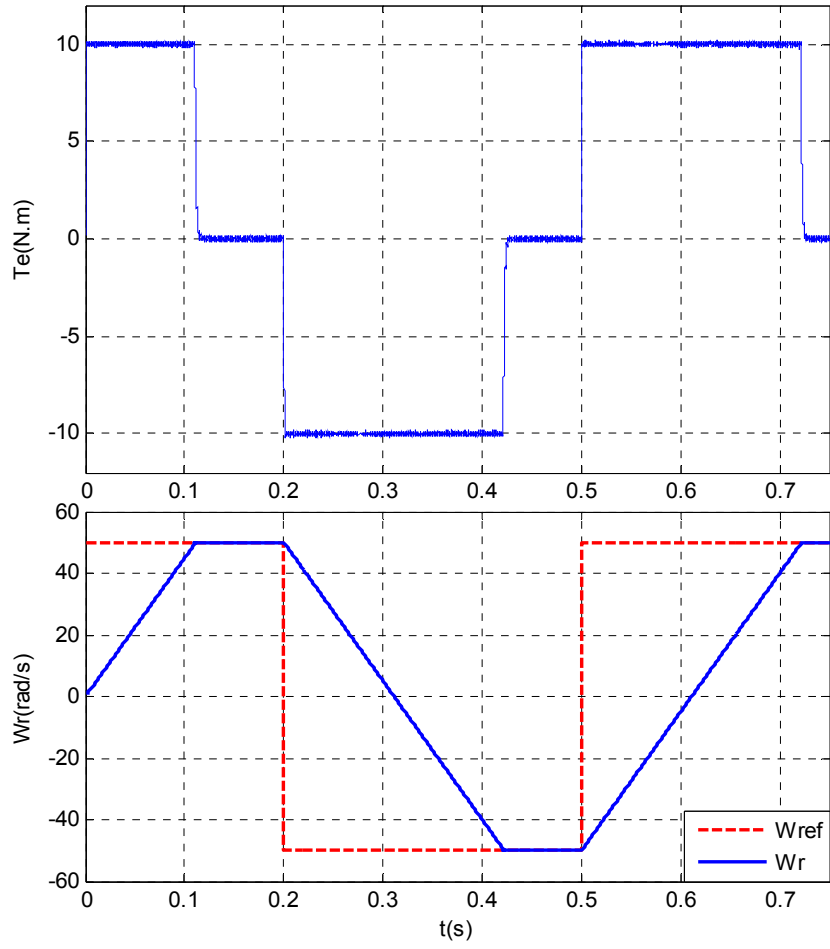


Şekil 7.31 Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s’de $T_y=5$ Nm)

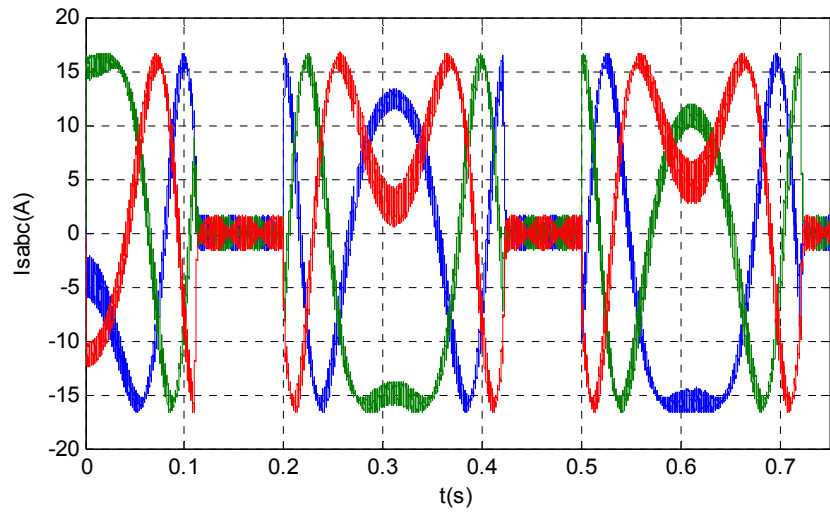


Şekil 7.32 Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için sürekli durumdaki stator akımlarının zamana göre değişimi
($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s’de $T_y=5$ Nm)

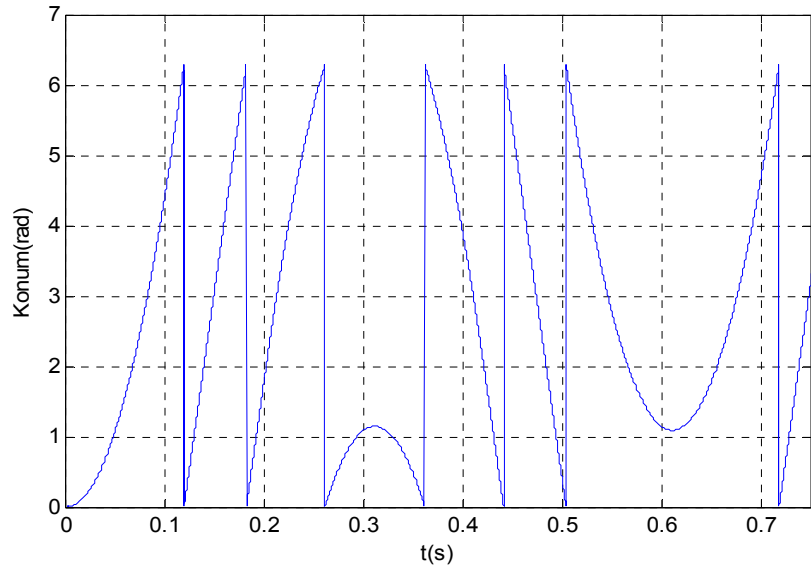
- Yük moment $T_y=0$ iken referans hız 50 rad/s den $t=0.2$ s’de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn’de $\omega_{ref}=50$ rad/s yapılmıştır. Bu durumda hız referansının yön değiştirmesine verilen tepki incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 7.33-35’te verilmiştir.



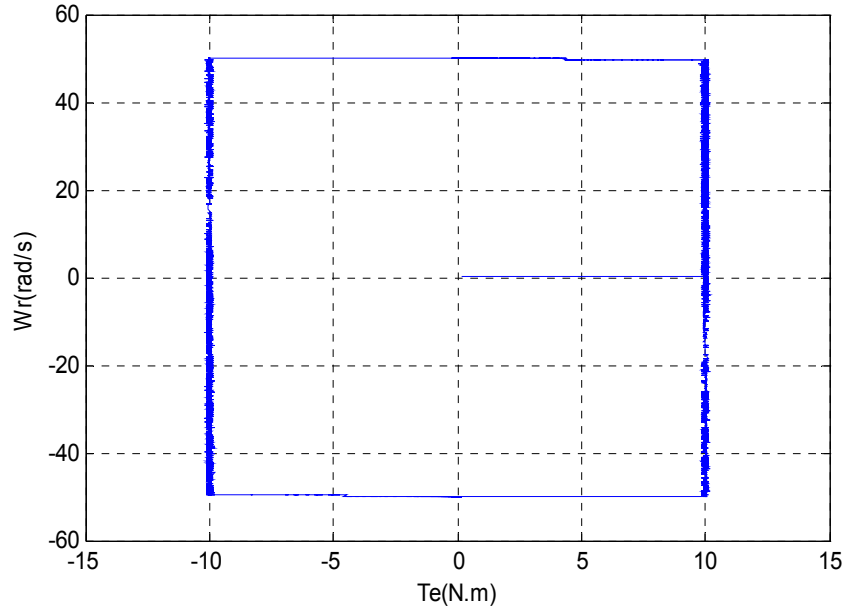
Şekil 7.33 Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.34 Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.35 Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.36 Gerilim modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için rotor hızının momente göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)

Gerilim Modeli ile Akı Tahmini Yapılan DTC Yöntemi için elde edilen sonuçlar Şekil 7.23-36'te verilmiştir. Özellikle hız ve moment değişiminin etkisi incelenmiştir. Şekil 7.23, 7.28 7.30 ve 7.31'de moment ve hızın değişimleri verilmiştir. Bu şekiller incelendiğinde sabit

moment bölgesinde yani hızlanma esnasında momentin en yüksek değeri aldığı ve referans hıza ulaşıldıktan sonra sıfıra veya yük momenti değerine düştüğü görülmektedir.

Şekil 7.24, 7.29, 7.31 ve 7.34'te, hız ve moment değişiminde stator akımı tepkisi görülmektedir. Hızlanma esnasında yüksek akım, referans hıza ulaşıldığında ise çok küçük miktarda akım çekildiği görülmektedir. Şekil 7.32'de de 5 Nm'lik bir yük momentinde stator akımları verilmiştir. DTC yönteminde akım cevabının vektör kontrol yöntemlerine göre çok dalgalı olduğu görülmektedir.

Şekil 7.30 ve 7.31'de verilen şekillerde sıfır gerilim vektörlerini kullanmadan alınan sonuçlar verilmiştir.

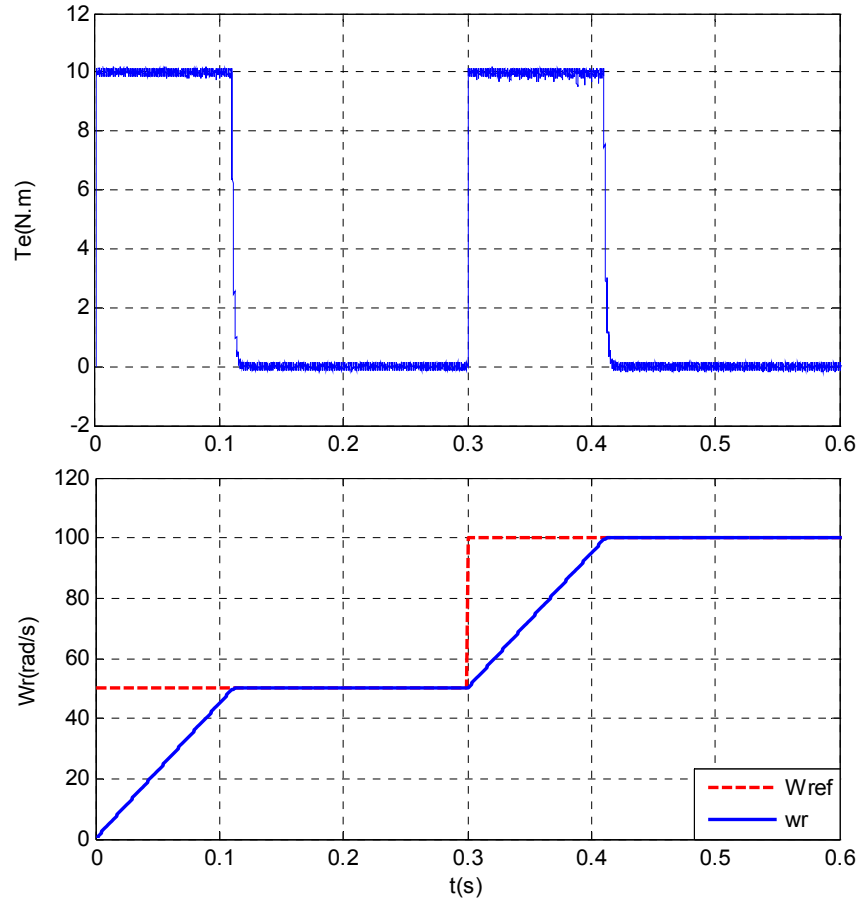
Şekil 7.25 ve 7.27'de stator akısının α - β düzlemindeki bileşenlerinin birbirlerine göre ve zaman göre değişimleri verilmektedir. Şekil 7.25'te stator akısının bileşenlerinin birbirine göre değişimi tam bir daire meydana getirmiştir ama bant genişliğinin biraz fazla olduğu söylenebilir. Şekil 7.27 incelendiğinde stator akısı bileşenlerin dalgalı oldukları görülmektedir.

Şekil 7.26 ve 7.35'te rotor açısının zaman göre değişimi verilmiş ve bu şekillerde motor hızının değeri ve yön olarak değişimi etkisi görülmektedir.

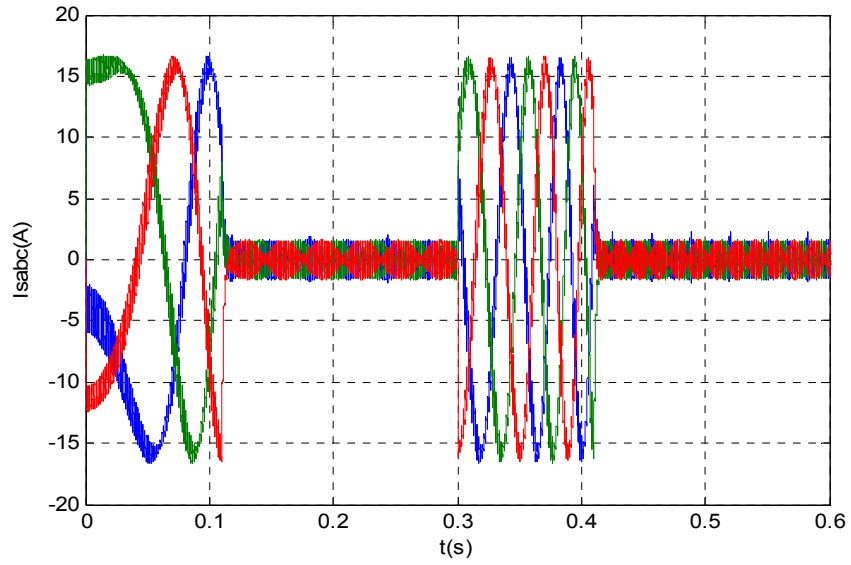
Şekil 7.36'de ise dört bölge çalışması için rotor hızının momente göre değişimi verilmiştir. Histerezis kontrolörlerin bant genişlikleri ve örnekleme periyodunun değişmesi sonuçlara etki etmektedir. Bu yöntemin yapısı sade ve basit, daha hızlı moment cevabına sahip, parametre bağımlılığı daha az olmakla beraber akım ve moment cevabının vektör kontrole göre daha kötü olduğu görülmektedir.

7.4 Akım Modeli ile Akı Tahmini Yapılan DTC Yöntemi Benzetimi sonuçları

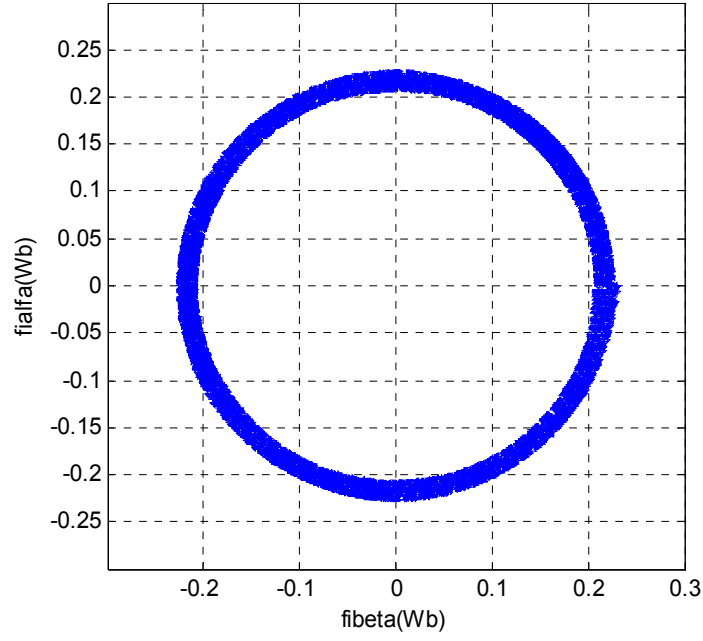
- Yük momenti $T_y=0$ iken referans hız 50 rad/s den $t=0.3$ s'de 100 rad/s'ye çıkarılmıştır. Bu durumda hız referansındaki değişime verilen tepki incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 7.37-41'de verilmiştir.



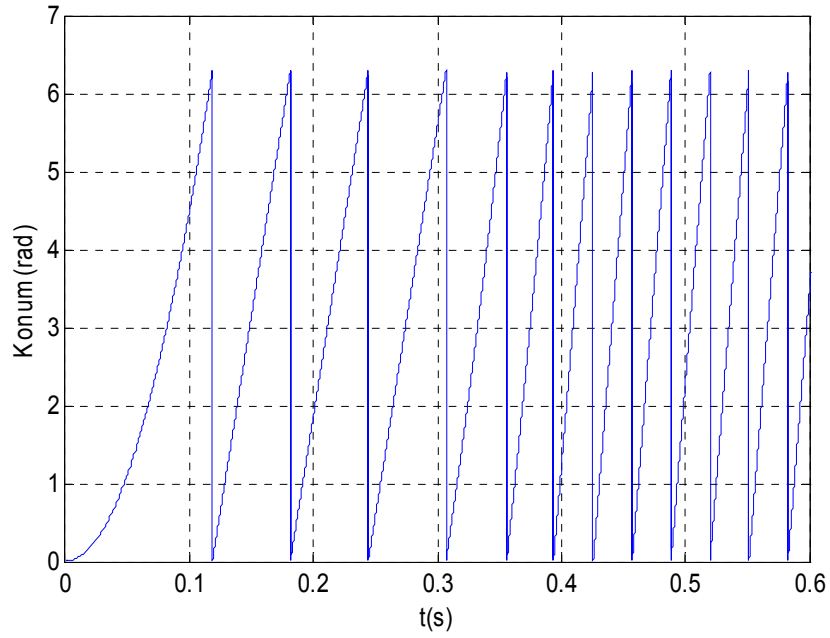
Şekil 7.37 Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)



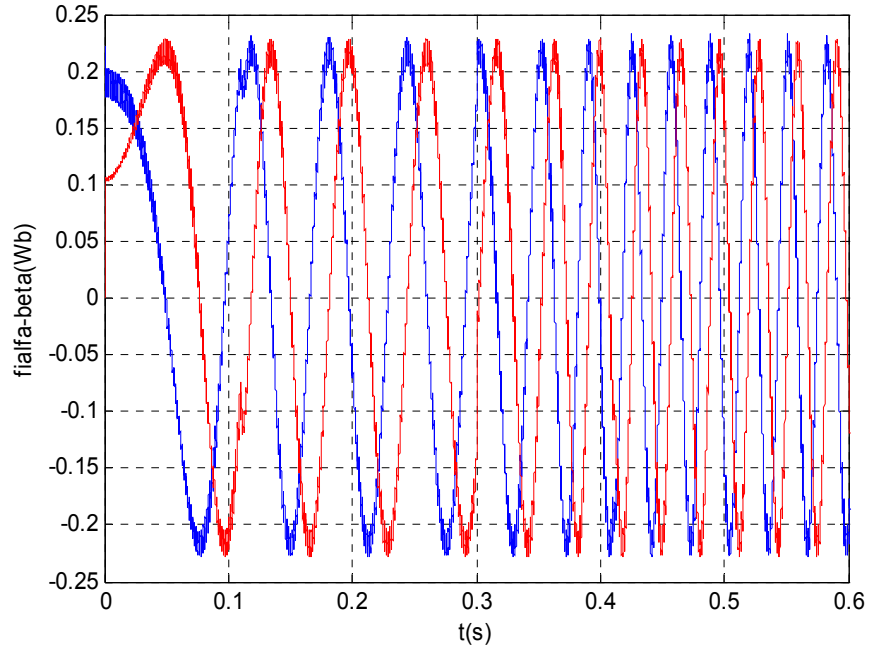
Şekil 7.38 Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.39 Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akı bileşenlerinin birbirlerine göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s’de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)

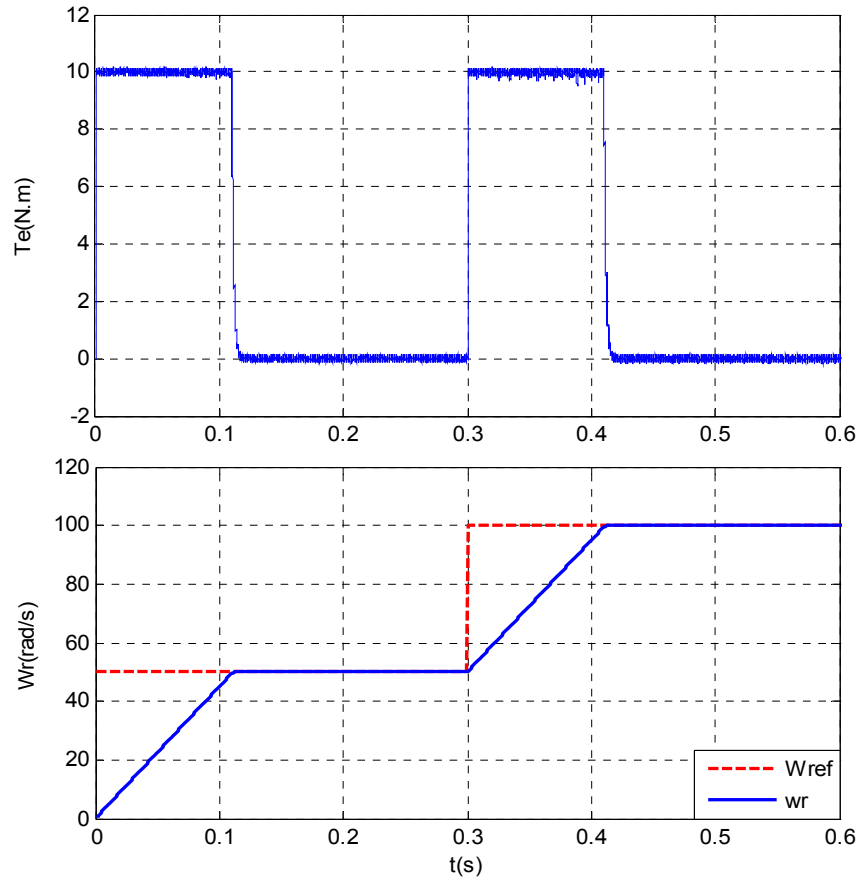


Şekil 7.40 Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s’de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)

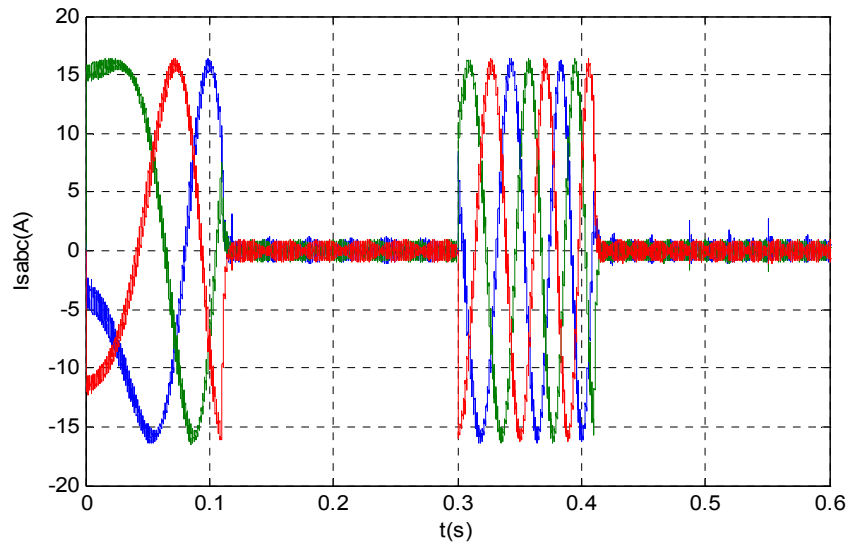


Şekil 7.41 Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akısı bileşenlerinin zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)

- Yük momentini $T_y=0$ iken referans hız 50 rad/s den $t=0.3$ s'de 100 rad/s'ye çıkarılmıştır. Bu durumda hız referansındaki değişimi verilen tepki incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 7.42-43'te verilmiştir.(Sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmadığı durum)

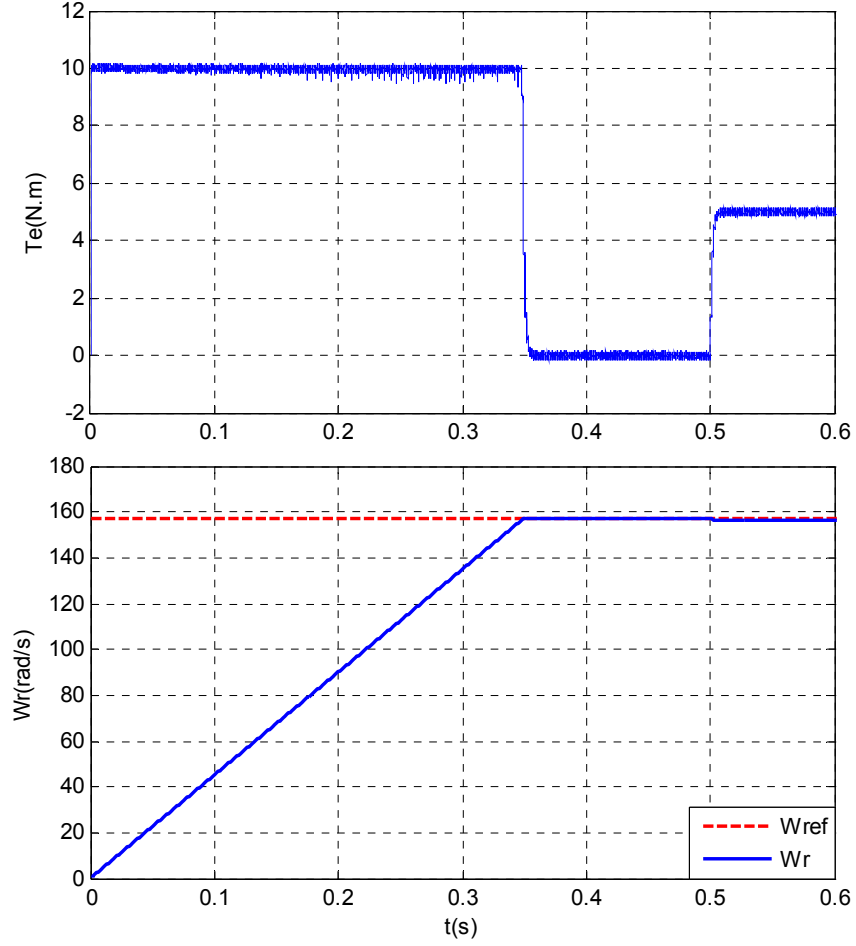


Şekil 7.42 Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$) (sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmadığı durum)

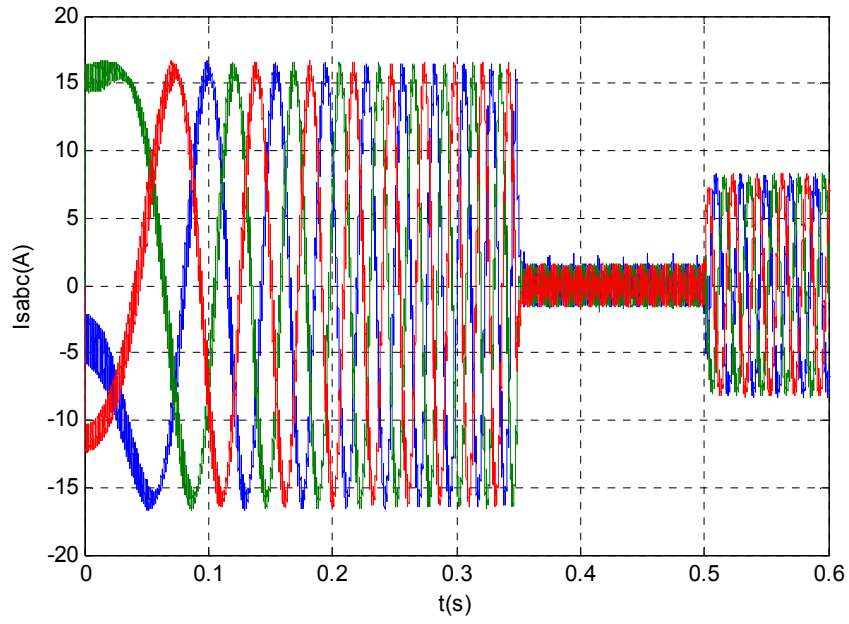


Şekil 7.43 Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$) (sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmadığı durum)

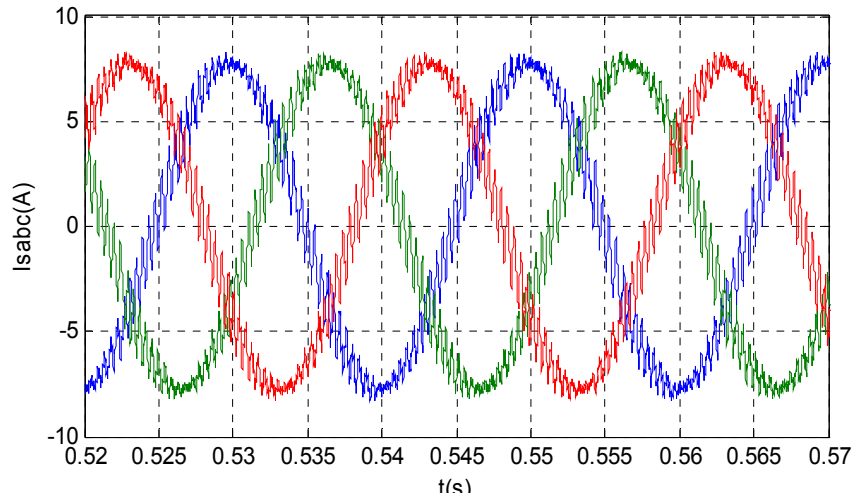
- Referans hız 157 rad/s iken yük momentini $t=0.5$ s anında $T_y=5$ Nm'ye çıkarılmıştır. Bu durumda motorun hızlandıktan sonra yük momentine verdiği tepki görülmektedir. Elde edilen sonuçlar Şekil 7.44-46'da verilmiştir



Şekil 7.44 Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s'de $T_y=5$ Nm)

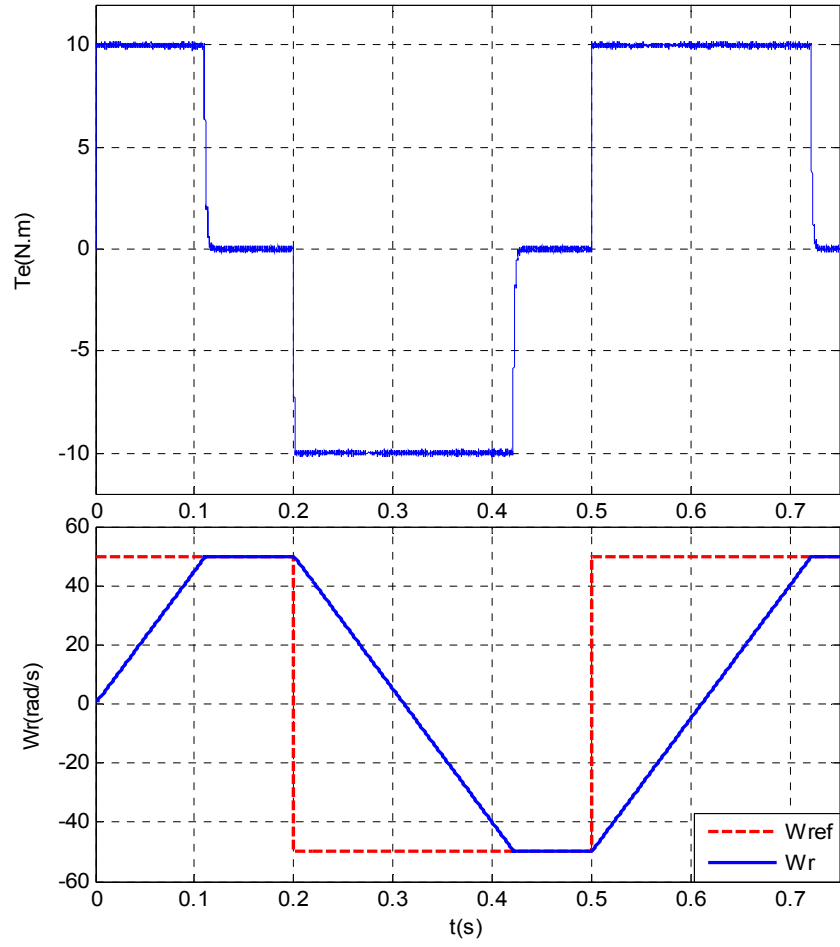


Şekil 7.45 Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s’de $T_y=5$ Nm)

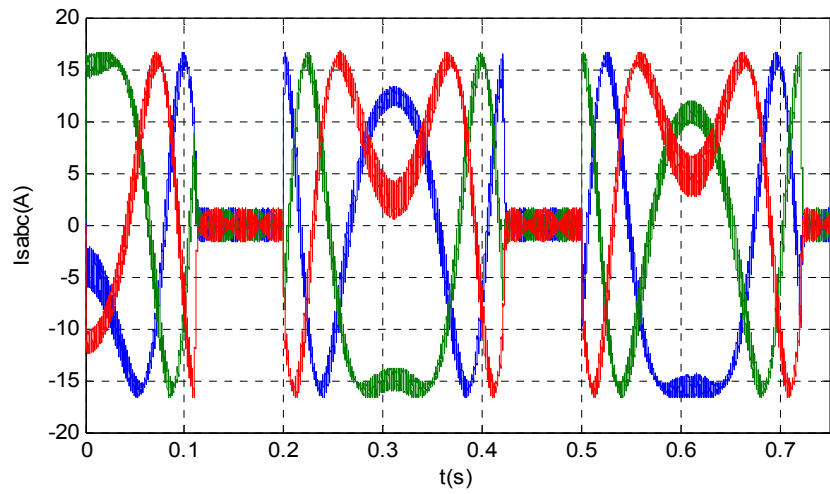


Şekil 7.46 Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için sürekli durumdaki stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s’de $T_y=5$ Nm)

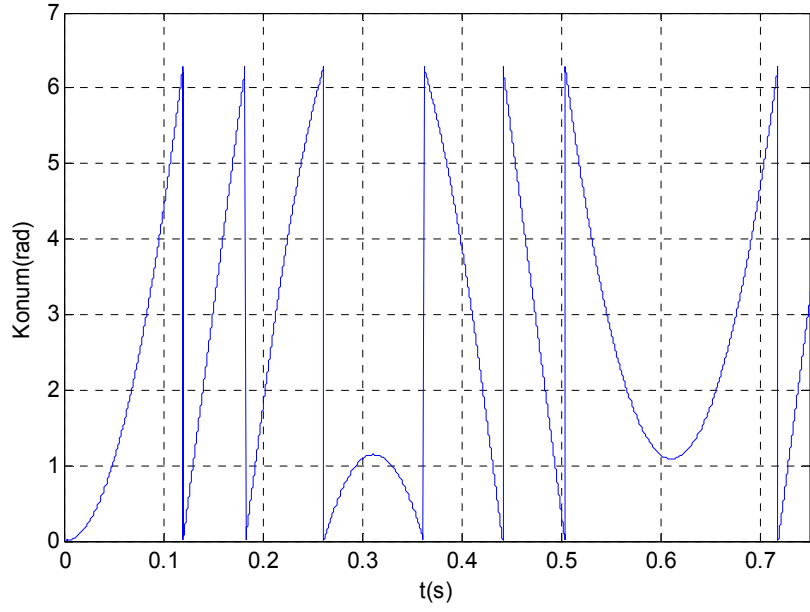
- Yük momentini $T_y=0$ iken referans hız 50 rad/s den $t=0.2$ s’de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn’de $\omega_{ref}=50$ rad/s yapılmıştır. Bu durumda hız referansının yön değiştirmesine verilen tepki incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 7.47-50’de verilmiştir.



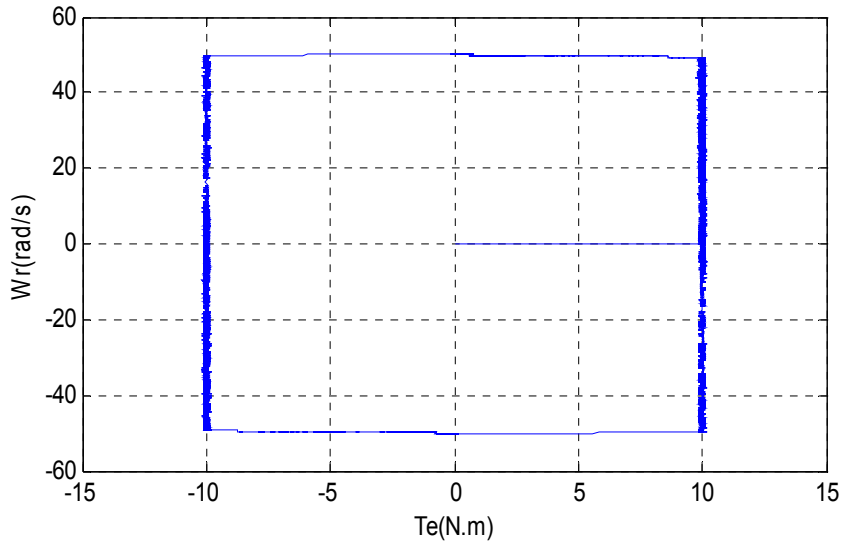
Şekil 7.47 Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.48 Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.49 Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.50 Akım modeli ile akı tahmini yapılan DTC yöntemi için rotor hızının momente göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)

Akım Modeli ile Akı Tahmini Yapılan DTC Yöntemi için elde edilen sonuçlar Şekil 7.37-50'de verilmiştir. Özellikle hız ve moment değişiminin etkisi incelenmiştir. Şekil 7.37,7.42 7.44 ve 7.47'de moment ve hızın değişimleri verilmiştir. Bu şekiller incelendiğinde sabit moment bölgesinde yani hızlanma esnasında momentin en yüksek değer aldığı ve referans hıza

ulaşıldıktan sonra sıfıra veya yük momentini değerine düştüğü görülmektedir.

Şekil 7.38,7.43 7.45 ve 7.48’de, hız ve moment değişiminde stator akımı tepkisi görülmektedir. Hızlanma esnasında yüksek akım, referans hıza ulaşıldığında ise çok küçük miktarda akım çekildiği görülmektedir. Şekil 7.46’te de 5 Nm’lik bir yük momentinde stator akımları verilmiştir. Akım cevabının vektör kontrol yöntemlerine göre çok dalgalı olduğu ancak gerilim modeli ile hemen hemen aynı olduğu görülmektedir.

Şekil 7.42 ve 7.43’da verilen şekillerde sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmadığı durumda alınan sonuçlar verilmiştir.

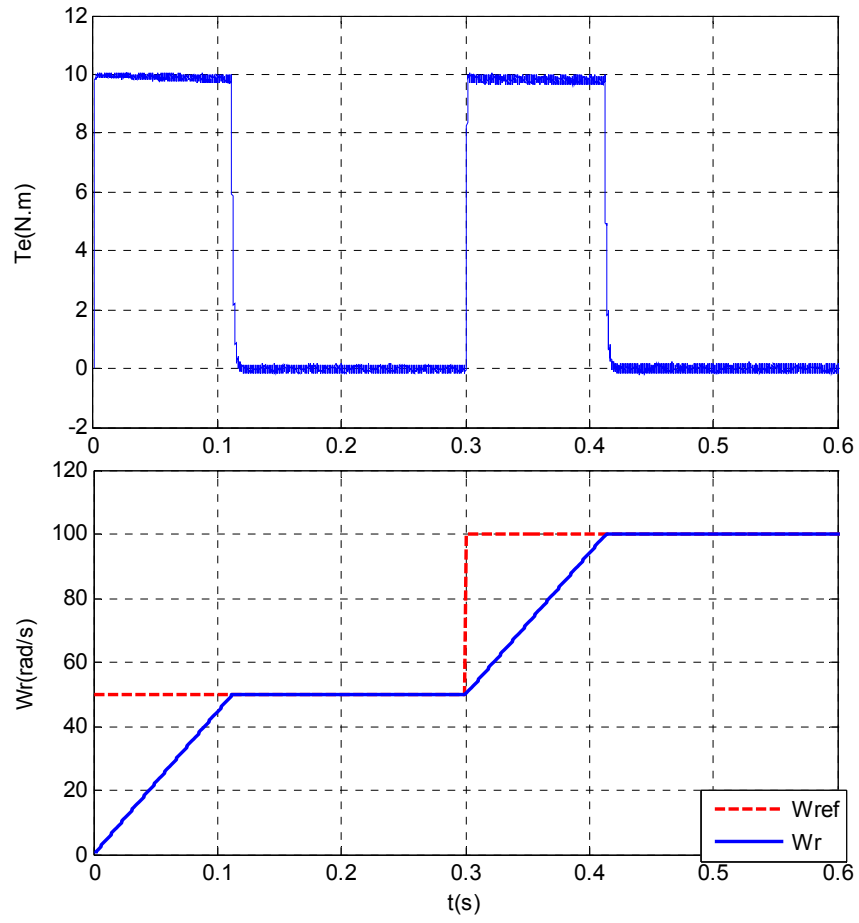
Şekil 7.39 ve 7.41’de stator akısının α - β düzlemindeki bileşenlerinin birbirlerine göre ve zamana göre değişimleri verilmektedir. Şekil 7.39’da Stator akısının bileşenlerinin birbirine göre değişimi tam bir daire meydana getirmiş ama bant genişliği biraz fazla olduğu söylenebilir. Şekil 7.41 incelendiğinde bu bileşenlerin dalgalı oldukları görülmektedir.

Şekil 7.40 ve 7.49’da rotor açısının zamana göre değişimi verilmiş ve bu şekillerde motor hızının değer ve yön olarak değişim etkisi görülmektedir.

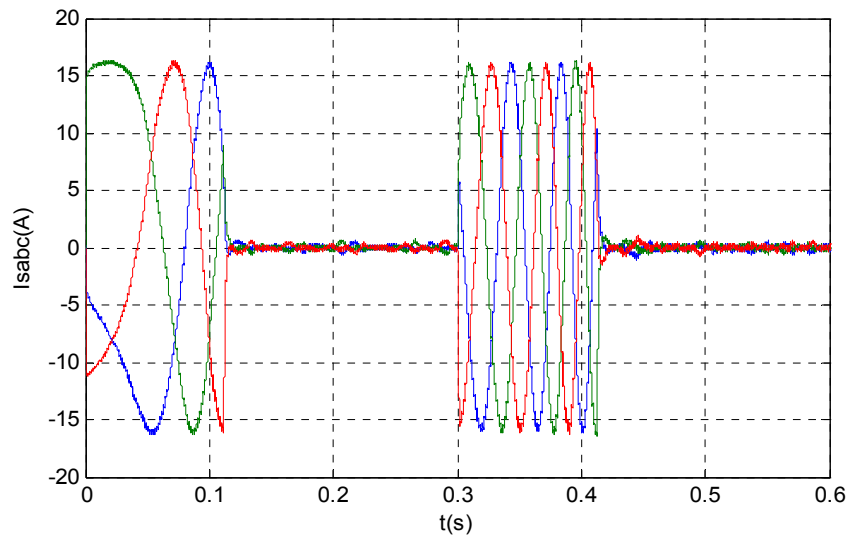
Şekil 7.50’de ise dört bölge çalışması için rotor hızının momente göre değişimi verilmiştir. Histerezis kontrolörlerinin bant genişlikleri ve örnekleme periyodunun değişmesi sonuçlara etki etmektedir. Bu yöntemin yapısı sade ve basit, daha hızlı moment cevabına sahip olmakla beraber akım ve moment cevabının vektör kontrole göre daha kötü olduğu görülmektedir. Gerilim modeli ile benzer sonuçlar elde edilmiştir. Stator direncinde meydana gelebilecek değişim düşük hızlarda gerilim modelinde proplemlere neden olmaktadır. Bu durumlarda akım modeli kullanımı daha iyi sonuçlar verir.

7.5 Kartezyen Koordinatlarda Stator Akısı Yönlendirmeli UVM-DTC Yöntemi Benzetim Sonuçları

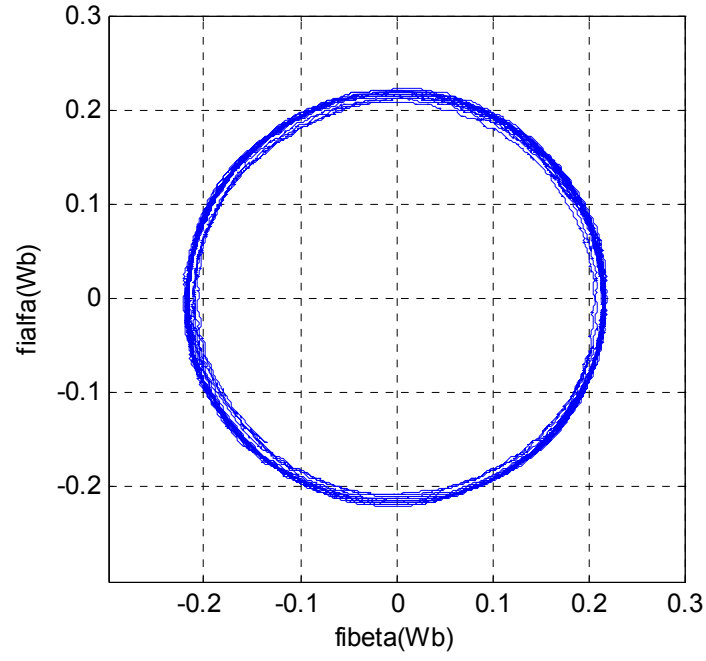
- Yük momentini $T_y=0$ iken referans hız 50 rad/s den $t=0.3$ s’de 100 rad/s’ye çıkarılmıştır. Bu durumda hız referansındaki değişime verilen tepki incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 7.51-55’te verilmiştir.



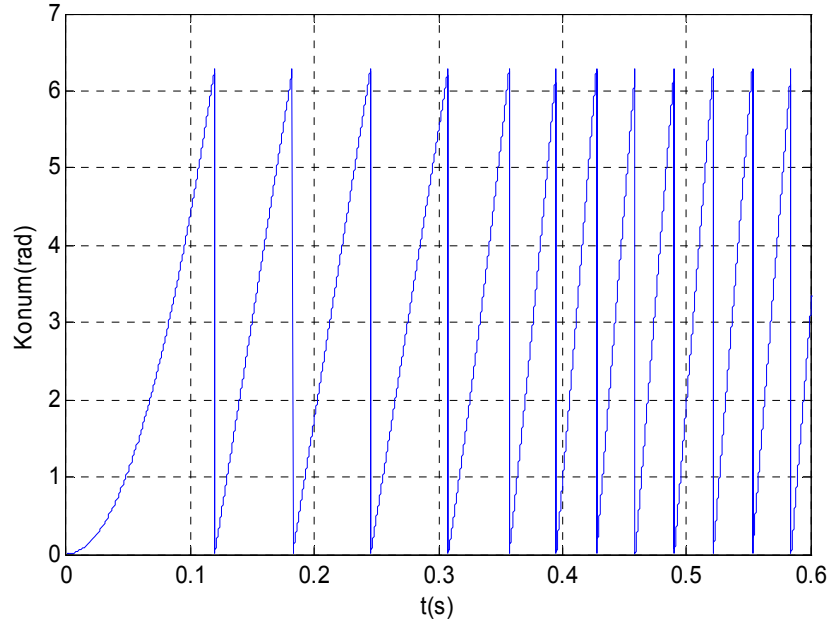
Şekil 7.51 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)



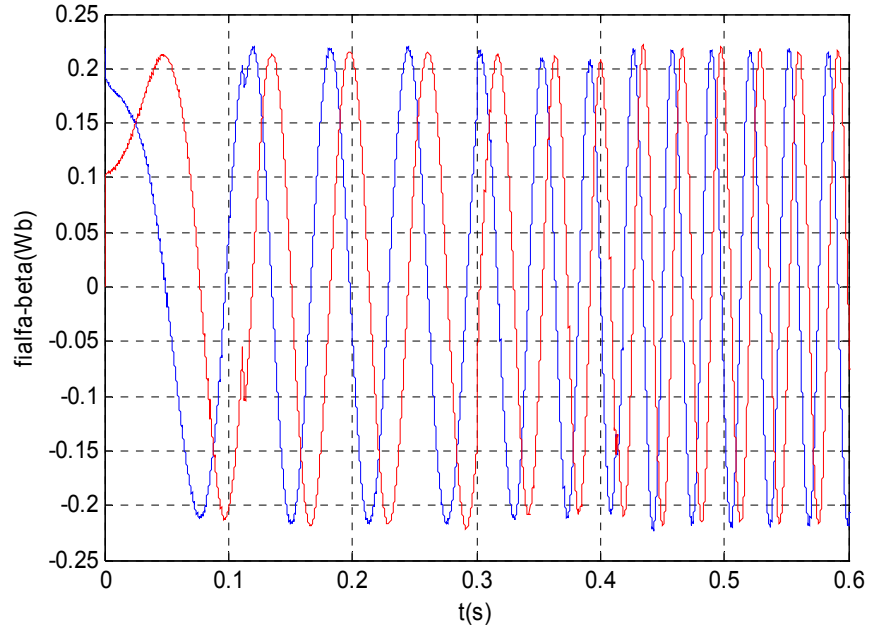
Şekil 7.52 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.53 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için stator akı bileşenlerinin birbirlerine göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)

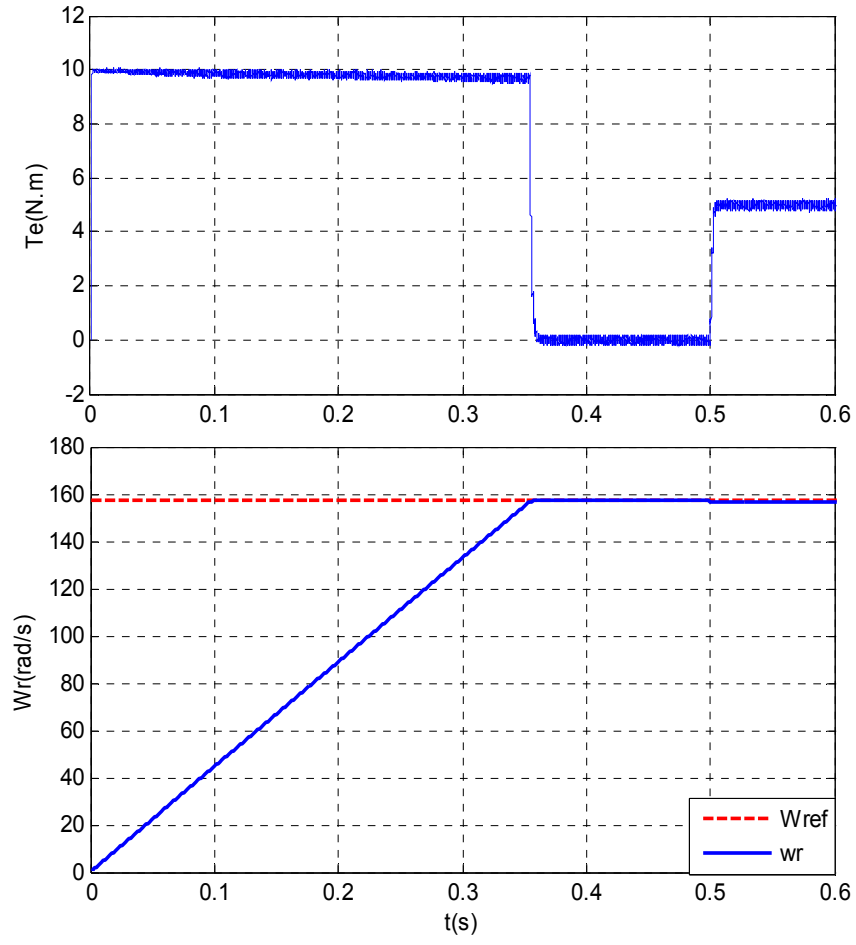


Şekil 7.54 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)

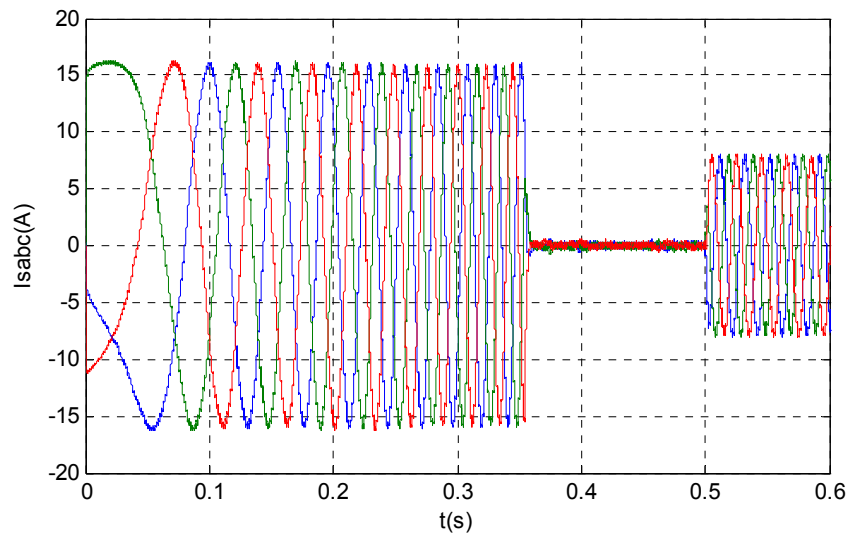


Şekil 7.55 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için stator akısı bileşenlerinin zamana göre değişimi ($t=0$ s’de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s’de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)

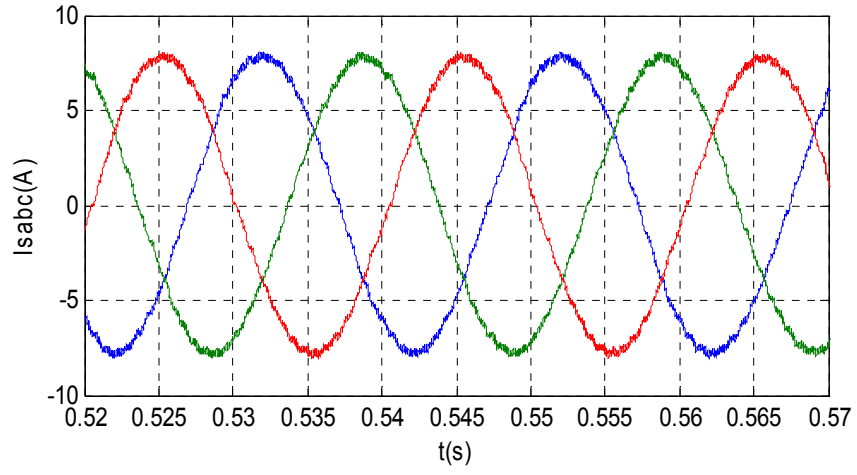
- Referans hız 157 rad/s iken yük momenti $t=0.5$ s anında $T_y=5$ Nm’ye çıkarılmıştır. Bu durumda motorun hızlandıktan sonra yük momentine verdiği tepki görülmektedir. Elde edilen sonuçlar Şekil 7.56-58’te verilmiştir



Şekil 7.56 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s'de $T_y=5$ Nm)

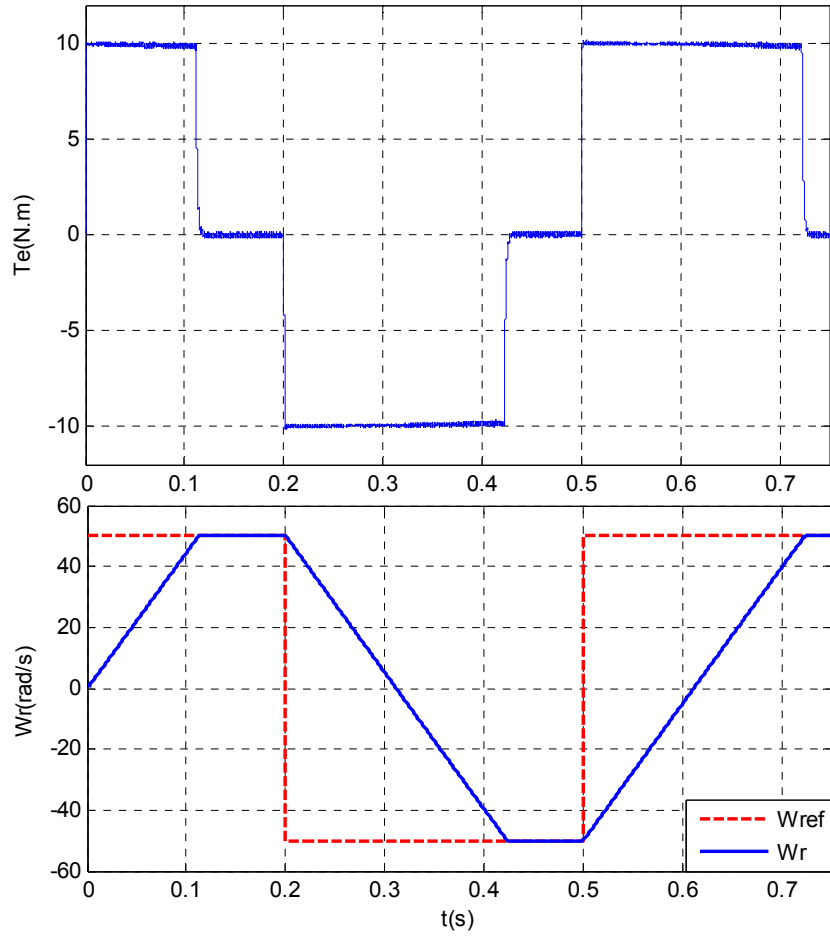


Şekil 7.57 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için stator akılarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s'de $T_y=5$ Nm)

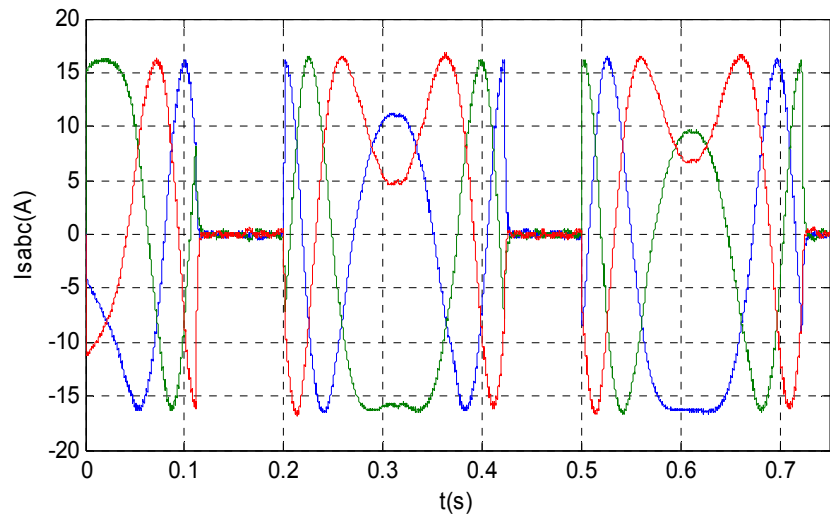


Şekil 7.58 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için sürekli durumdaki stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s’de $T_y=5$ Nm)

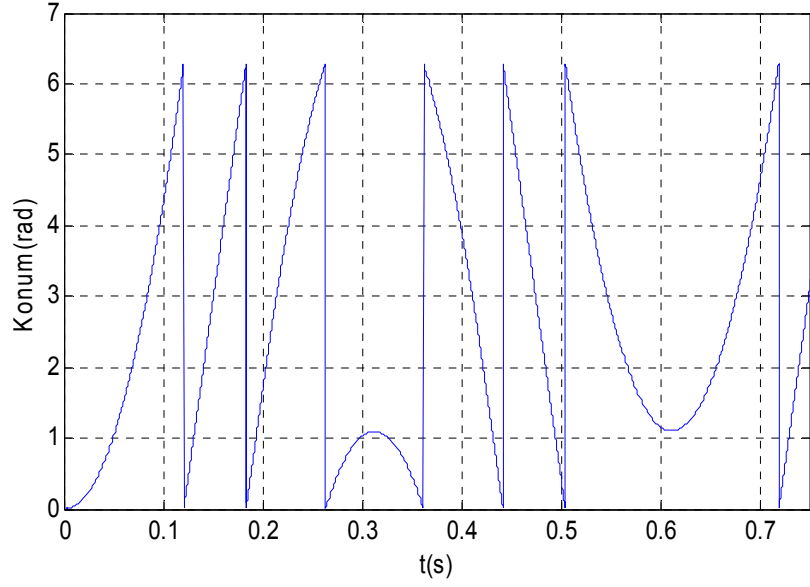
- Yük momentini $T_y=0$ iken referans hız 50 rad/s den $t=0.2$ s’de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn’de $\omega_{ref}=50$ rad/s yapılmıştır. Bu durumda hız referansının yön değiştirmesine verilen tepki incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 7.59-62’de verilmiştir.



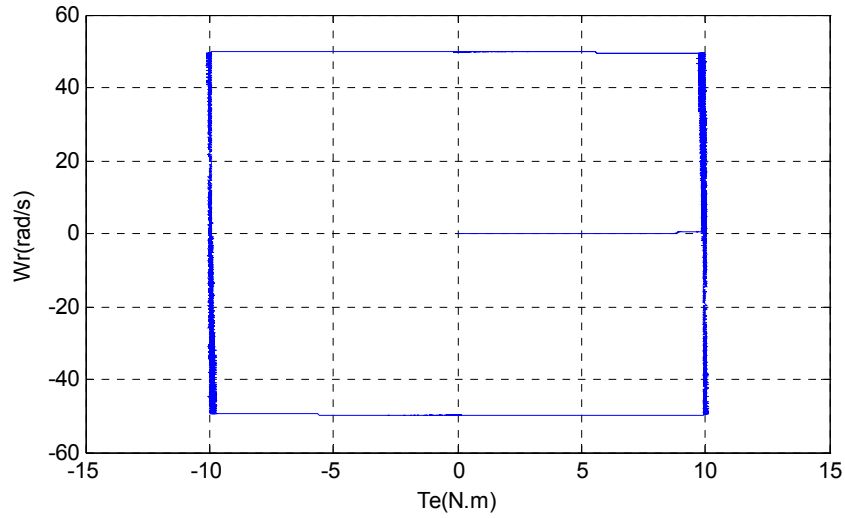
Şekil 7.59 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için moment ve hız zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.60 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.61 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.62 Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için rotor hızının momente göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)

Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi için elde edilen sonuçlar Şekil 7.51-62'de verilmiştir. Özellikle hız ve moment değişiminin etkisi incelenmiştir. Şekil 7.51,7.56 ve 7.59'da moment ve hızın değişimleri verilmiştir. Bu şekiller incelendiğinde sabit moment bölgesinde yani hızlanma esnasında momentin en yüksek değer

aldığı ve referans hıza ulaşıldıktan sonra sıfıra veya yük momenti değerine düştüğü görülmektedir. Moment dalgalanmalarının akım ve gerilim modeline göre daha az olduğu söylenebilir.

Şekil 7.52, 7.57 ve 7.60’da, hız ve moment değişiminde stator akımı tepkisi görülmektedir. Hızlanma esnasında yüksek akım, referans hıza ulaşıldığında ise çok küçük miktarda akım çekildiği görülmektedir. Şekil 7.58’de de 5 Nm’lik bir yük momentinde stator akımları verilmiştir. Akım cevabının vektör kontrol yöntemleri ile benzer, ancak gerilim ve akım modeli DTC yöntemlerine göre daha iyi olduğu görülmektedir.

Şekil 7.53 ve 7.55’te stator akısının α - β düzlemindeki bileşenlerinin birbirlerine göre ve zamana göre değişimleri verilmektedir. Şekil 7.53’te Stator akısının bileşenlerinin birbirine göre değişimi bir daire meydana getirmiştir. Şekil 7.55’te de bu bileşenlerin sinüse yakın bir şekil aldıkları görülmektedir. Bu dairenin klasik DTC yöntemlerine göre daha iyi olduğu söylenebilir. Gerilim ve akım modeli DTC yöntemlerine göre bu yöneme ait akı bileşenlerinin daha iyi olduğu Şekil 7.55’te görülmektedir.

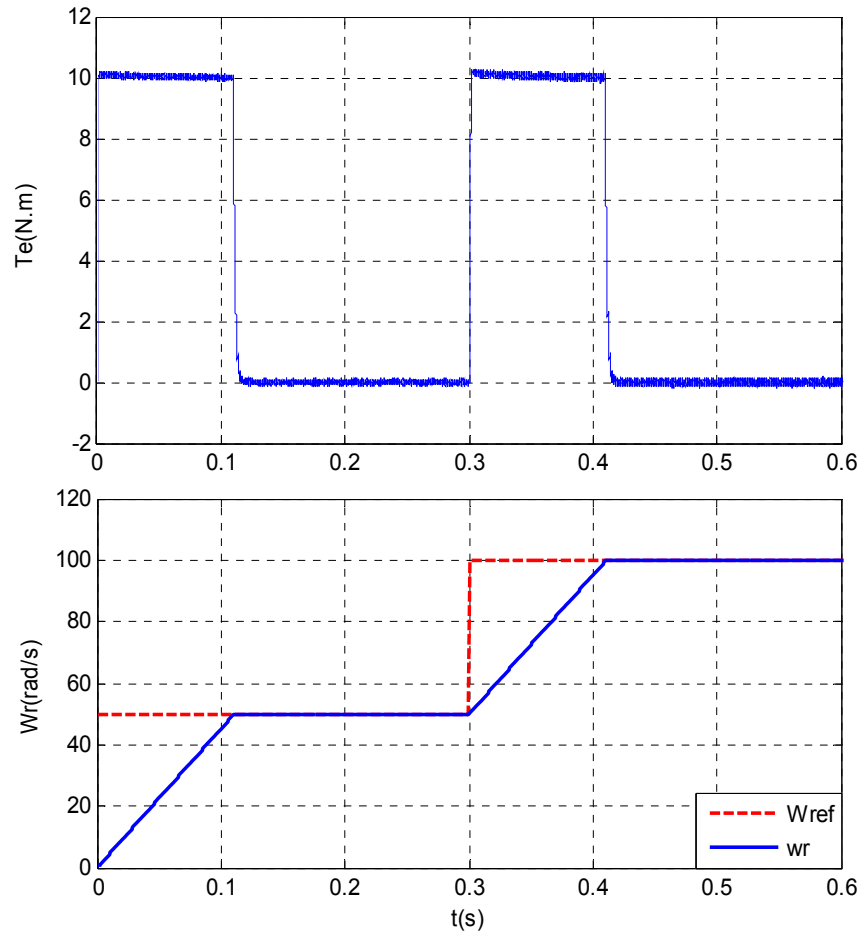
Şekil 7.54 ve 7.61’de rotor açısının zaman göre değişimi verilmiş ve bu şekillerde motor hızının iki yönlü değişim etkisi görülmektedir.

Şekil 7.62’de ise dört bölge çalışması için rotor hızının momente göre değişimi verilmiştir.

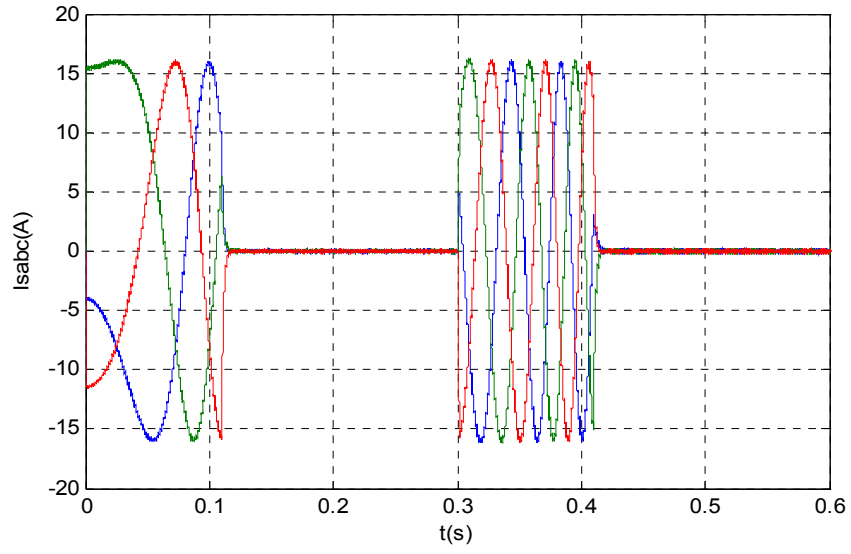
Bu yöntemde yine uzay vektör modülasyonundan gelen üstünlükler vardır. Histerezis kontrolörlü DTC yöntemlerinin istenmeyen dezavantajları olgunlaştırmak için geliştirilmiş bir yöntemdir. Anahtarlama frekansının sabit olması ve iyi akım ve moment cevabına sahip olması önemli avantajlarındandır. Bu yöntemde gerilim uzay vektörü bileşenleri PI kontrolörler yardımı ile elde edilir. Yani vektör kontrolde olduğu gibi fazla PI kontrolör kullanılır. Vektör kontrole benzemekle beraber birebir aynı değildir. Bu yöntemde, akım kontrolü ve ayrıştırması ile geribesleme değişkenlerinde sabit eksenden döner eksene dönüşüm yoktur. Gerilim ve akım modeli DTC yöntemlerine göre daha iyi sonuçlar veren bu yöntemde PI kontrolör katsayıları iyi seçilerek daha başarılı sonuçlar elde edilebilir.

7.6 Kapalı Çevrim Moment Kontrollü UVM-DTC Yöntemi Benzetim Sonuçları

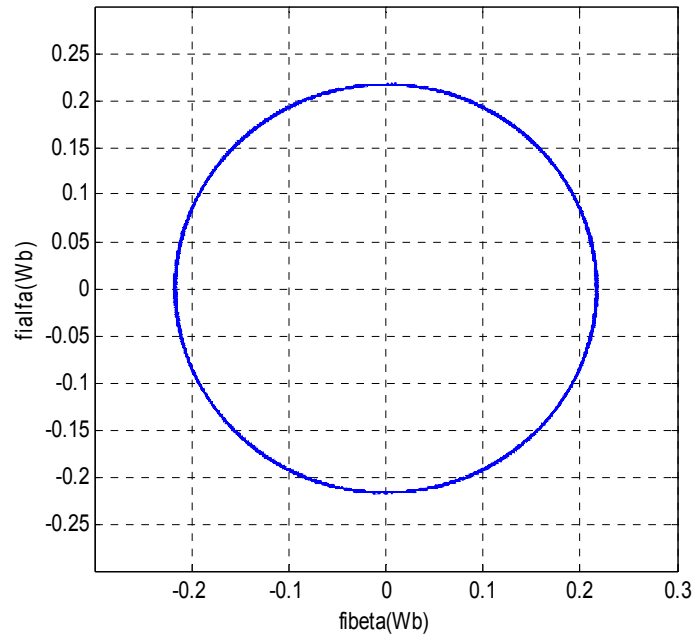
- Yük momenti $T_y=0$ iken referans hız 50 rad/s den $t=0.3$ s’de 100 rad/s’ye çıkarılmıştır. Bu durumda hız referansındaki değişime verilen tepki incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 7.63-67’de verilmiştir.



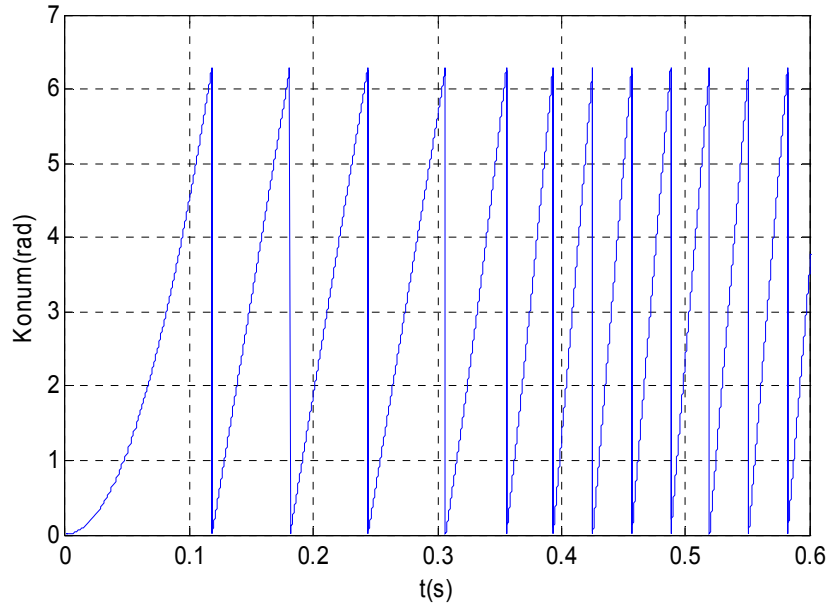
Şekil 7.63 Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)



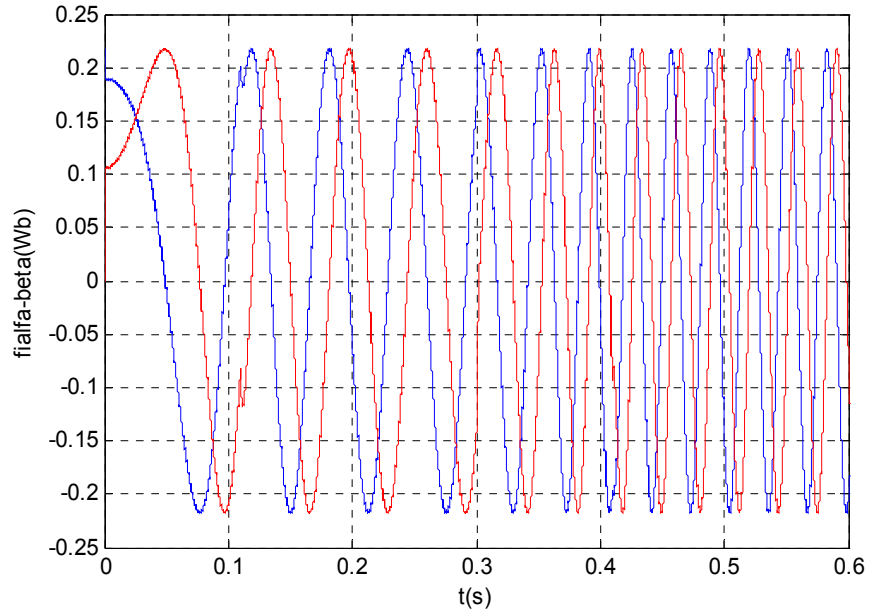
Şekil 7.64 Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.65 Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için stator akı bileşenlerinin birbirlerine göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)

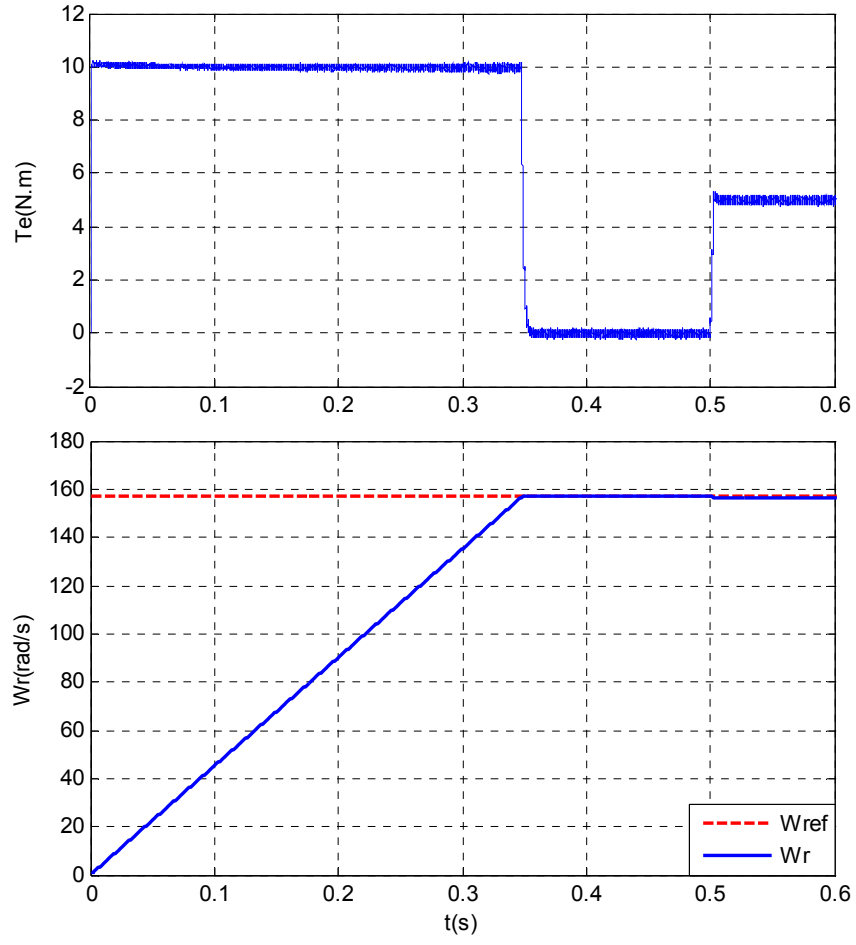


Şekil 7.66 Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)

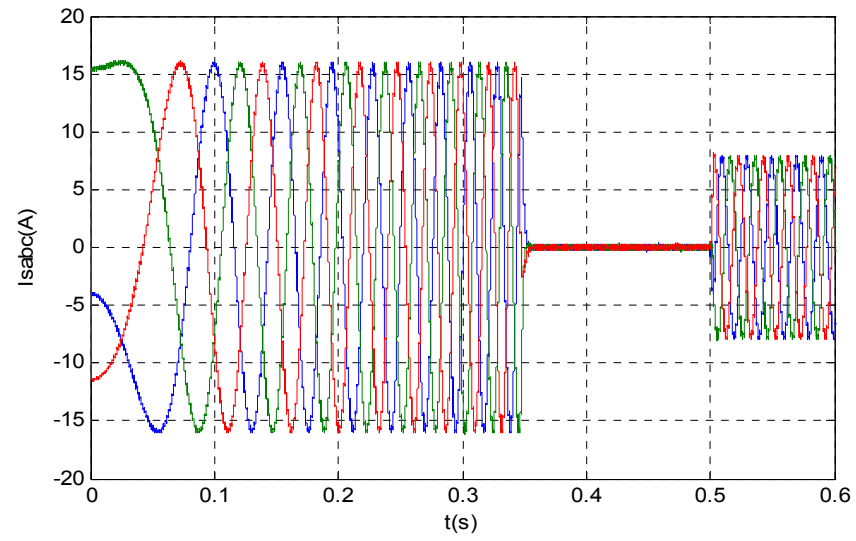


Şekil 7.67 Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için stator akısı bileşenlerinin zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.3$ s'de $\omega_{ref}=100$ rad/s, $T_y=0$)

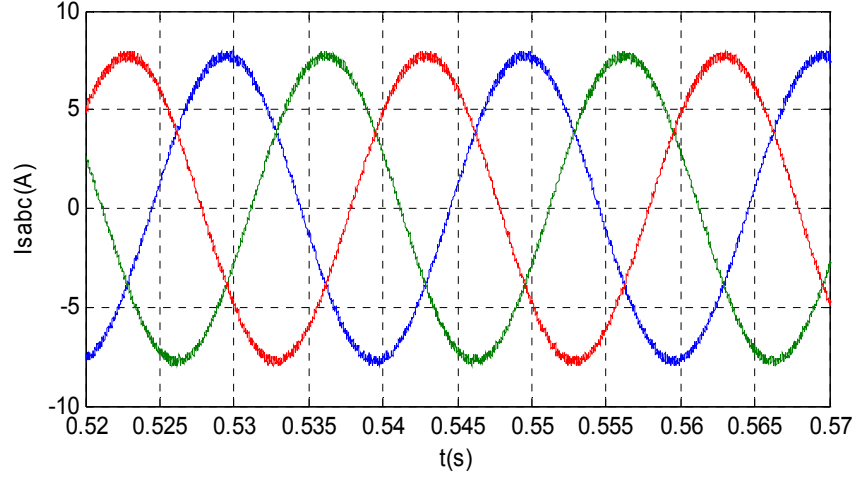
- Referans hız 157 rad/s iken yük momentini $t=0.5$ s anında $T_y=5$ Nm'ye çıkarılmıştır. Bu durumda motorun hızlandıktan sonra yük momentine verdiği tepki görülmektedir. Elde edilen sonuçlar Şekil 7.68-70'te verilmiştir



Şekil 7.68 Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s'de $T_y=5$ Nm)

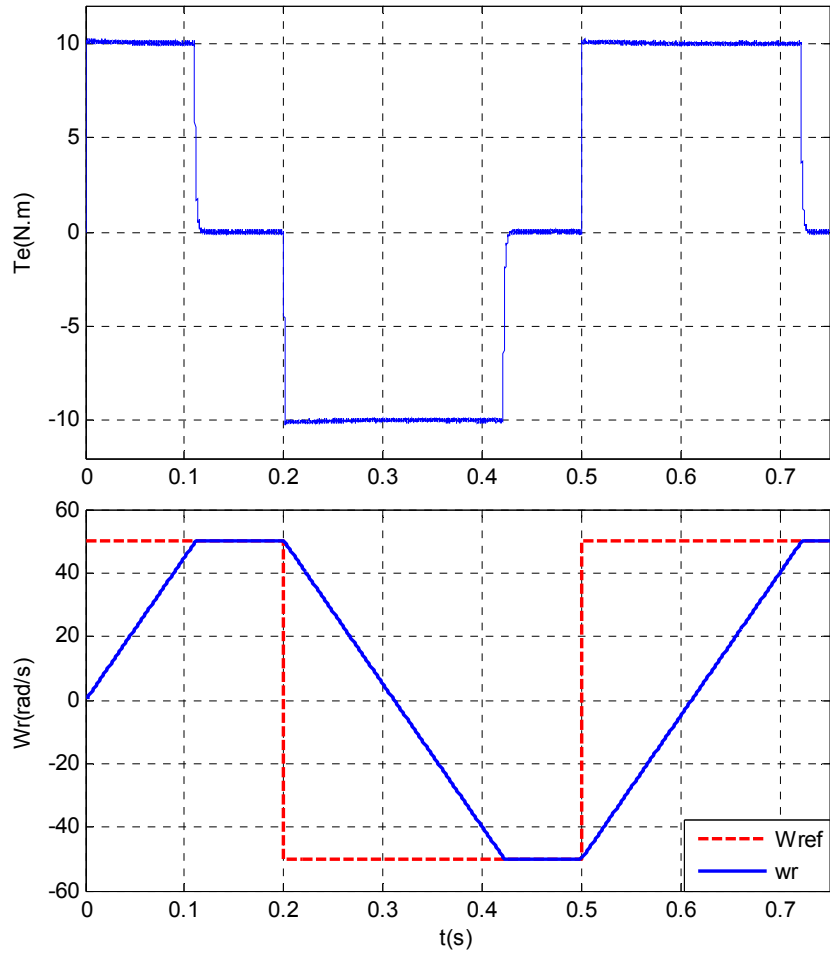


Şekil 7.69 Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s'de $T_y=5$ Nm)

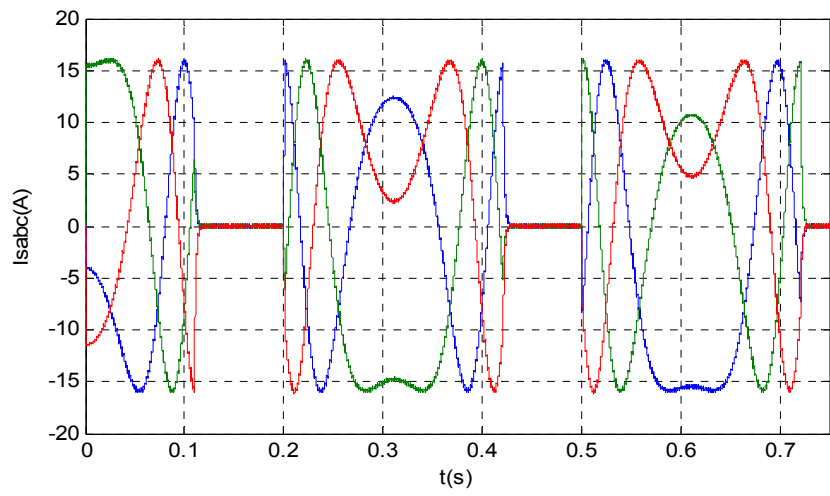


Şekil 7.70 Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için sürekli durumdaki stator akımlarının zamana göre değişimi ($\omega_{ref}=157$ rad/s iken $t=0.5$ s’de $T_y=5$ Nm)

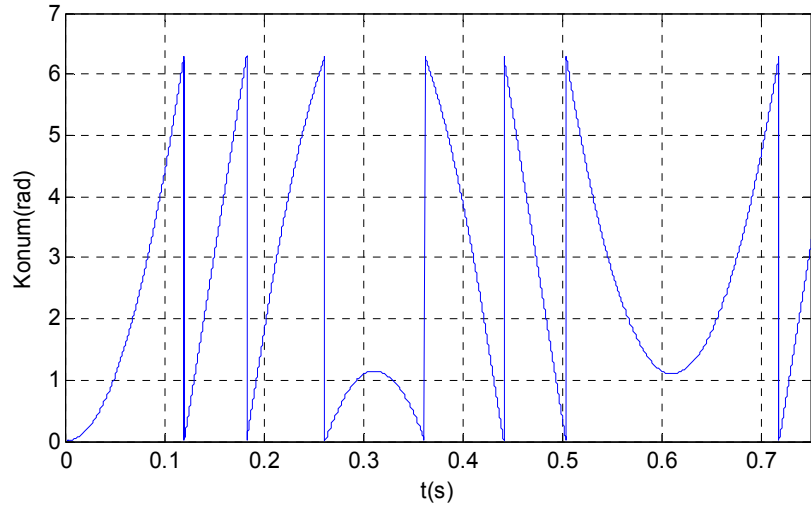
- Yük momenti $T_y=0$ iken referans hız 50 rad/s den $t=0.2$ s’de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn’de $\omega_{ref}=50$ rad/s yapılmıştır. Bu durumda hız referansının yön değiştirmesine verilen tepki incelenmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 7.71-74’de verilmiştir.



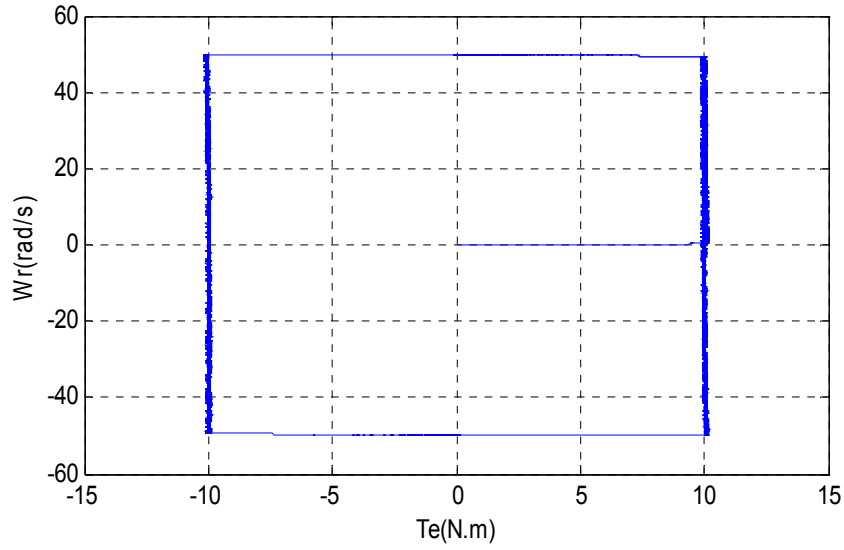
Şekil 7.71 Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için moment ve hızın zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.72 Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için stator akımlarının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.73 Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için rotor açısının zamana göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)



Şekil 7.74 Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için rotor hızının momente göre değişimi ($t=0$ s'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $t=0.2$ s'de $\omega_{ref}=-50$ rad/s ve $t=0.5$ sn'de $\omega_{ref}=50$ rad/s, $T_y=0$)

Kapalı çevrim moment kontrollü UVM-DTC yöntemi için elde edilen sonuçlar Şekil 7.63-74'te verilmiştir. Özellikle hız ve moment değişiminin etkisi incelenmiştir. Şekil 7.63, 7.68 ve 7.71'de moment ve hızın değişimleri verilmiştir. Bu şekiller incelendiğinde sabit moment bölgesinde, yani hızlanma esnasında momentin en yüksek değerini aldığı ve referans hıza ulaşıldıktan sonra sıfıra veya yük momentine düşüğü görülmektedir. Moment dalgalanmalarının akım ve gerilim modeline göre daha az olduğu, kartezyen koordinatlarda

stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi ile benzer olduğu görülmektedir.

Şekil 7.64,7.69 ve 7.72’de, hız ve moment değişiminde stator akımı tepkisi görülmektedir. Hızlanma esnasında yüksek akım, referans hıza ulaşıldığında ise çok küçük miktarda akım çekildiği görülmektedir. Şekil 7.65’te de 5 Nm’lik bir yük momentinde stator akımları verilmiştir. Akım cevabının vektör kontrol yöntemleri ile benzer, ancak gerilim ve akım modeli DTC yöntemlerine göre daha iyi olduğu görülmektedir. Ayrıca aynı amaçla geliştirilen kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yöntemi ile benzer hatta daha iyi sonuç alındığı görülmektedir.

Şekil 7.65 ve 7.67’de stator akısının α - β düzlemindeki bileşenlerinin birbirlerine göre ve zamana göre değişimleri verilmektedir. Şekil 7.65’te Stator akısının bileşenlerinin birbirine göre değişiminin diğer yöntemlere göre daha iyi bir daire oluşturmuştur. Şekil 7.67’de de bu bileşenlerin hemem hemen sinüsoidal bir yapıda olduğu görülmektedir. Genel olarak gerilim ve akım modeli DTC yöntemlerine göre akı bileşenlerinin daha iyi olduğu görülmektedir. Kartezyen koordinatlarda stator akısı yönlendirmeli UVM-DTC yönteminden daha iyi sonuç alındığı görülmektedir.

Şekil 7.66 ve 7.73’de rotor açısının zamana göre değişimi verilmiş ve bu şekillerde motor hızının değer ve yön olarak değişim etkisi görülmektedir.

Şekil 7.74’de ise dört bölge çalışma için rotor hızının momente göre değişimi verilmiştir.

Bu yöntemde yine uzay vektör modülasyonundan gelen üstünlükler vardır. Histerezis kontrolörlü DTC yöntemlerinin istenmeyen dezavantajlarını olgunlaştırmak için geliştirilmiş bir yöntemdir. Anahtarlama frekansının sabit olması ile iyi bir akım ve moment cevabına sahip olması önemli avantajlarındandır. Bundan önce verilen bütün yöntemlerden daha iyi sonuçlar sunduğu görülmektedir. Özellikle SMSM’larla kullanılan bu yöntemde akım ve moment cevabı iyidir. Bu yöntemde de yine PI kontrolörlerinin kat sayıları ayarlanarak daha iyi sonuçlar elde edilebilir.

SONUÇLAR

AA motor sürücülerinde yüksek performanslı uygulamalarda kullanılan kontrol yöntemlerinden, vektör kontrol ve doğrudan moment kontrol yöntemlerinin SMSM için uygulamaları incelenmiştir. Bu kontrol yöntemlerinden vektör kontrol yöntemi AA motor sürücülerinde sıklıkla kullanılan bir yöntemdir. DTC yöntemi de vektör kontrole alternatif olarak geliştirilmiş bir yöntemdir. Bu iki yöntemin birbirine göre avantaj ve dezavantajları vardır.

Bu çalışmada, son zamanlarda, özellikle yüksek enerji yoğunluğuna sahip sürekli mıknatısların bulunması ile birçok uygulamada kullanılmaya başlanan SMSM'nin; rotor kayıplarının olmamasından dolayı veriminin yüksek olması, aynı güçteki motorlara göre daha düşük ağırlık ve hacime sahip olması ve yüksek güç yoğunluğuna sahip olması gibi avantajlarından dolayı inceleme konusu seçilmiştir. Bu motorlar elektrikli araçlar ile uzay ve hava araçları için cazip duruma gelmiştir. SMSM'nin vektör kontrol ve doğrudan kontrol yöntemleri ile hız kontrolü teorik olarak incelenip benzetimleri yapılmıştır.

FOC yöntemi için iki ayrı yapı ele alındı. Birincisi histerezis akım kontrollü vektör kontrol yöntemi, diğeri ise uzay vektör modülasyonlu vektör kontrol yöntemidir.

Histerezis akım kontrollü vektör kontrol yönteminde bir histerezis bant içerisinde, motor akımlarının referans akımları takip etmesi sağlanır. Bu yöntem ucuz ve yaygın kullanılan bir yöntemdir. Düşük anahtarlama periyoduna sahip olmasına rağmen, histerezis kontrolörden dolayı anahtarlama frekansı değişkenlik göstermektedir. Bu da istenmeyen bir durumdur.

Uzay vektör modülasyonlu vektör kontrol yöntemi, özellikle uzay vektör modülasyonu özelliklerinden faydalanan vektör kontrole üstünlükler katan bir yöntemdir. Düşük anahtarlama kayıpları, daha düşük harmonikler ve anahtarlama frekansının sabit olması gibi üstünlükleri vardır. Ancak karmaşık hesaplamalar gerektirmesi ile maliyet artışı bu yöntemin dezavantajları olarak sayılabilir.

Doğrudan moment kontrollünde stator akı tahmini için kullanılan iki model vardır. Bunlar gerilim ve akım modelidir. Bu çalışmada bu iki yöntem için ayrı ayrı benzetimler yapılmıştır. Genel olarak doğrudan moment kontrol yönteminde parametre bağımlılığı azdır. Gerilim modelinde ölçülen akım ve gerilim faz ölçüm bilgileri ile stator direnci bilgisidir. Akım modelinde ise akım, rotor konum veya hız bilgisi ile indüktans bilgisi gerekmektedir.

UVM-DTC yöntemi, klasik DTC yönteminin olumsuzluklarını gidermek için geliştirilmiş bir kontrol yöntemidir.

Genel olarak vektör kontrol ile doğrudan kontrol yöntemleri şu şekilde karşılaştırılabilir; FOC yönteminde, akı ve moment, stator akımları yardımı ile dolaylı olarak kontrol

edilirken, DTC yönteminde ise doğrudan kontrol edilirler. Bu yüzden DTC yönteminin dinamik cevabı FOC yönteminden daha iyidir. Bu durum 7. Bölümde verilen benzetim sonuçları incelendiğinde görülmektedir.

FOC yönteminde, hesaplamalar dönen eksen takımında yapıldığı için koordinat dönüşümleri gerekmektedir. Bu dönüşümler için gerekli olan trigonometrik fonksiyonların uygulamada hesaplama zorlukları vardır. DTC’de ise sabit eksen takımında kontrol gerçekleşir ve dönüşümlere gerek yoktur[1].

FOC yöntemi, en az iki adet PI regülâtörü gerektirir. DTC yönteminde ise PI regülâtör kullanılmaz. Onun yerine iki adet histerezis kontrolör kullanılır.

FOC yönteminde, kullanılan DGM tekniği DTC yönteminde gerekli değildir[1]. DTC yönteminde anahtarlama tablosundan en iyi gerilim vektörleri seçilir.

FOC yönteminde, parametre olarak rotor elektriksel açı bilgisi gerekmektedir. DTC yönteminde ise gerilim modelinde, stator direnci bilgisi gereklidir. Stator direncinin sıcaklıktan etkilenmesi ve özellikle düşük hızlarda direnç üzerinde indüklenen gerilimler olumsuzluklara sebep olmaktadır. Akım modelinde ise rotor açısı ile indüktans bilgisi gerekmektedir. İndüktansın geçici rejimde değişkenlik göstermesi istenmeyen bir durumdur.

FOC yönteminde, histerezis akım kontrolü kullanıldığından değişken anahtarlama frekansı görülür. Uzay vektör modülasyonu kullanıldığında ise eviricide sabit anahtarlama frekansı görülür. DTC yönteminde ise rotor hızına, yük momenti ve iki histerezis kontrolörlerin bant genişliğine bağlı olarak değişkenlik gösteren bir anahtarlama frekansı görülür[38].

DTC yönteminde evirici anahtarlama durumu her örnekleme aralığında sadece bir kez değişir. Evirici histerezis kontrolörler durumlarını değiştirmeye kadar aynı durumda kalır. Bunun sonucunda akı ve moment dalgalanmaları FOC sürücülere göre daha yüksektir[38].

DTC yönteminde değişken anahtarlama frekansından dolayı anahtarlama kayıpları, FOC yöntemine göre daha fazladır.

FOC yönteminde, rotor açısı tahmini gerekirken, DTC yönteminde akı ve moment tahmini gerekmektedir. DTC yönteminde, özellikle düşük hızlarda stator akısı tahmininde doğruluğun kaybolması gibi problemler oluşur[1].

DTC yöntemi moment ve akı kontrolünde, başlangıç durumu hariç konum veya hız bilgisi gerektirmediği için algılayıcısız kontrole uygundur[38].

FOC yönteminde rotor açısının hassas olarak tahmin edilmesi önemlidir. Ancak DTC yönteminde stator akısının konumu fazla önemli değildir. Sadece hangi sektörde olduğunun tespit edilmesi yeterlidir.

DTC yöntemi, FOC yöntemine göre daha sade bir yapıya sahiptir. Ancak DTC yöntemini iyileştirmek için geliştirilen; çok seviyeli evirici kullanmak, UVM-DTC yöntemleri

geliştirmek, stator akı sektörlerini artırmak, bulanık mantık ve yapay sinir ağları tabanlı modeller kullanmak gibi yöntemler DTC yöntemi de karmaşık hale getirir[77].

UVM-DTC yöntemi klasik DTC yöntemini geliştirmek için gerçekleştirilmiş bir yöntemdir. Bu yöntemde, DTC yönteminde olan birçok olumsuzluk giderilmiştir. Bu yöntemin; sabit anahtarlama frekansı, düşük anahtarlama kayıpları, düşük akım ve moment dalgalanmaları, histerezis kontrolörlerin olmaması gibi avantajlarının yanında bazı dezavantajları da vardır. Mesela PI kontrolörler gerektirmesi, dinamik cevabının kötü olması, UVM tekniğinden kaynaklanan karmaşık ve fazla hesaplama gerektirmesi, fiyatının artması gibi arzu edilmeyen faktörler sayılabilir. Bu yöntem için SMSM’de kullanılabilen iki ayrı modele ait benzetimler yapılmıştır.

Benzetim sonuçlarında bu kontrol yöntemleri için hız değişimi, moment değişimi ve hızın pozitiften negatife geçme durumlarındaki tepkiler incelenmiştir.

Benzetimlerden elde edilen sonuçlar Bölüm 7’de verilmiştir. Benzetim sonuçları incelendiğinde, bu yöntemler arasında çok büyük farklılıklar olmadığı, önemli avantaj veya dezavantajların yapısal farklılıklardan kaynaklandığı söylenebilir. Bunun yanında özellikle uzay vektör modülasyonu tabanlı kontrol yönteminde daha iyi akım ve daha az dalgalı moment elde edildiği görülmektedir. Bu da daha düşük harmonik anlamına gelmektedir. Ayrıca doğrudan moment kontrol yöntemlerinde akım ve momentte dalgalanmaların diğer yöntemlere göre daha fazla olması da yine ilgili sonuçlarda görülmektedir. İki adet UVM-DTC yöntemi benzetimi sonuçlarının birbirine yakın ancak klasik DTC yöntemlerine göre daha iyi sonuçlar verdiği görülmüştür.

DTC yöntemleri incelendiğinde nominal hızın altındaki değerlerde gerilim modeli ile akım modelinin birbirine yakın tepki verdiği görülmüştür. Ayrıca anahtarlama tablosunda sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmaması durumunda elde edilen sonuçlar incelendiğinde, sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmasına göre hemen hemen aynı sonuç verdiği görülmüştür. UVM-DTC yöntemleri ise; gerilim ve akım modelli DTC yöntemlerinin istenmeyen olumsuz birçok özelliğini iyileştirdiği elde edilen sonuçlardan görülmektedir.

Bu sonuçlarla vektör kontrol ile DTC yöntemlerinin SMSM ‘ye uygulanması incelenmiş ve yüksek performanslı uygulamalara uygunluğu teorik olarak gözlemlenmiştir.

KAYNAKLAR

1. Vas, P. 1998, Sensörless Vector and Direct Torque Control, Oxford University Press, New York.
2. Monajemy, R., 2000, Control Strategies and Parameter Compensation for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, the Virginia Polytechnic Institute and State University, Ph.D. Thesis, Blacksburg, Virginia.
3. Trzynadlawski, A.M., 2001, Control of induction motor, Dcademic Pres.
4. Sebastian, T. Slemon, G. and Rahman, M., 1986, Modelling of permanent magnet synchronous motors, Magnetics, IEEE Transactions on, vol. 22, pp. 1069-1071.
5. Ogasawara, S. Akagi, H. and Nabae, A., 1988, The generalized theory of indirect vector control for AC machines, IEEE Transactions on Industry Applications, 24, 3, 470 – 478.
6. Pillay P. and Krishnan, R., 1988, Modeling of permanent magnet motor drives, IEEE Transactions on Industrial Electronics, . 35, 537-541.
7. Pillay P. and Krishnan, R., 1989, Modeling, simulation, and analysis of permanent-magnet motor drives. I. The permanent-magnet synchronous motor drive," IEEE Transactions on Industry Applications, 25,. 265-273.
8. Jones, L.A. and Lang, J.H., 1989, A state observer for the permanent magnet synchronous motor, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 36(3), 374-382.
9. Morimoto, S. Takeda, and Y. Hirasa, T., 1990, Current phase control methods for permanent magnet synchronous motors, IEEE Trans. Power Electron., 5, 133–138.
10. Dhaouadi, R. and Mohan, N., 1990, Analysis of current-regulated voltage-source inverters for permanent magnet synchronous motor drives in normal and extended speed ranges, IEEE Transactions on Energy Conversion, 5, 1, 137-144.
11. Morimoto, S. Takeda, Y. and Hirasa, T., 1990, Current phase control methods for permanent magnet synchronous motors, IEEE Transactions on Power Electronics, , 5, 2, 133-139.
12. Ohtani, T., 1992, Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder' IEEE Transactions On Industry Applications, 28, 1, 157.
13. Morimoto, S. Hatanaka, K. Tong, Y. Takeda, Y. and Hirasa, T., 1993, Servo drive system and control characteristics of salient pole permanent magnet synchronous motor, IEEE Transactions on Industry Applications, 29, 2, 338-343.
14. Vaez, S. and John, V. I., 1995, Minimum loss operation of permanent magnet motor drives, in Proc. Canadian Conf. Elect. Comput. Eng.,Montreal, QC, Canada, 284–287.
15. Rahman, M.and Slemon, G.R., 1985, Promising applications of neodymium boron Iron magnets in Electrical machines, IEEE Transactions on Magnetics, 21, 5, 1712-1176.
16. Jang-Mok K. and Seung-Ki, S., 1997, Speed control of interior permanent magnet

- synchronous motor drive for the flux weakening operation, IEEE Transactions on Industry Applications, 33, 43-48.
17. Vaez, S. John, V. I. and Rahman, M., 1997, Adaptive loss minimization control of inverter-fed IPM motor drives, in Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf., PESC'97, St. Louis, MO, 861–68.
 18. Harnefors, L. and Nee, H.P., 1998, Model-based current control of AC machines using the internal model control method, IEEE Transactions on Industry Applications, 34, 1, 133 – 141.
 19. Ong, C., 1998, Dynamic Simulation of Electric Machinery Using Matlab/Simulink: Prentice Hall.
 20. Bose, B. K., 2002, Modern power electronics and AC drives, Prentice Hall.
 21. Lennart, H., 2003, Unified Sensorless Vector Control of Synchronous and Induction Motors, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 50, 1, 153 – 160.
 22. Lu, Z. Sheng, H. Hess, H.L. and Buck, K.M, 2005, The modeling and simulation of a permanent magnet synchronous motor with direct torque control based on Matlab/Simulink IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, 1156-1162.
 23. Sünter, S. and Altun H., Control of a permanent magnet synchronous motor fed by a direct AC-AC converter, Electrical Engineering 87: 83–92
 24. Mathlab-Works-Support, 2005, PM Synchronous Motor Drive, <http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/physmod/powersys/powersys.html>.
 25. Mathlab-Works-Support, 2005, PM Synchronous Motor, <http://www.mathworks.com/access/helpdesk/help/toolbox/physmod/powersys/powersys.html>.
 26. Stulrajter, M Hrabovcov'a, V. and Franko M., Permanent magnets synchronous motor control theory, Journal of Electrical Engineering, VOL. 58, NO. 2, , 79–84.
 27. Ancuji, R. Boldea, I. Andreescu, G.-D. and Iles-Klumpner, D., 2008, Novel motion sensorless control of high-speed small-power surface mount PMSM drives: With experiments', Optimization of Electrical and Electronic Equipment, OPTIM 2008. 11th International Conference on 22, 24 ,11 – 18.
 28. Sharma, R. K. Sanadhya ,V. Behera L. and Bhattacharya S., 2008, Vector Control Of A Permanent Magnet Synchronous Motor, India Conference, INDICON 2008. Annual IEEE ,1, 11-13 , 81– 86.
 29. Souad, R. and Zeroug, H., 2008, Comparison between direct torque control and vector control of a permanent magnet synchronous motor drive, Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2008. 13th Volume , Issue , 1-3 Sept. 2008, 1209 – 1214.

30. Takahashi, I. and Noguchi, T., 1986, A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor' IEEE Transactions on Industry Applications, Sept. 1986 ,22,820-827.
31. Depenbrock, M., 1987, Direct self-control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine, U.S. Patent 4 678 248.
32. Depenbrock, M., 1988, Direct self control of inverter-fed induction machines, IEEE Trans. Power Electron., 3, 420–429.
33. Takahashi, I. And Ohmori, Y., 1989, High-performance direct torque control of an induction motor, IEEE Transactions on Industry Applications, 25, 2, 257 – 264.
34. French C. and Acarnley P., 1996, Direct torque control of permanent magnet drives, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 32, no. 5, pp. 1080–1088.
35. Zhong, L., Rahman, M. F., Hu W. Y., and Lim, K. W., 1997, Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives, IEEE Trans. Power Electron., 12, 528–536.
36. Tan, Z. Y. and Li, M., 2001, A Direct Torque Control of Induction Motor Based on Three Level NP Inverter , Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual ,3, 1435 – 1439.
37. Martins, C., Roboam, X., Meynard, T. A. and Carylho, A.S., 2002, Switching frequency Imposition and ripple Reduction in DTC Drives by A Multilevel converter, IEEE Transactions on Power Electronics, 17, 2, 286-297.
38. Tang L., Zhong L., Rahman M. F., and Hu Y. 2003, A novel direct torque control for interior permanent-magnet synchronous machine drive with low ripple in torque and flux-a speed-sensorless approach, in Proc. IEEE Trans. Ind. Appl., 39, 1748–1756 .
39. Luukko, J. Niemelä, M. and Pyrhonen, J. 2003. Estimation of the flux link again a direct-torque-controlled drive, IEEE Trans. Ind. Electron., 50, 2, 283–287.
40. Faiz, J. And Mohseni-Zonoozi, S.H., 2003, A novel technique for estimation and control of stator flux of a salient-pole PMSM in DTC method based on MTPF, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 50, 2, 262 – 271.
41. Buja G. S. and Kazmierkowski, M. P. ,2004, Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors – a survey, IEEE Trans. Ind. Electron., 51, 4744–757.
42. Se-Kyo, C. Hyun-Soo, K. and Myun-Joong, Y., 1998, A new Instantaneous Torque Control of PM Synchronous Motor for High-Performance Direct-Drive Applications, IEEE Transactions on Power Electronics, 13, 3.
43. Dariusz, S. Martin, P. K. And Frede, B., 2002, DSP based direct torque control of permanent magnet synchronous motor using space vector modulation, Proceeding of the 2002 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, ISIE , 3, 723-727.
44. Tang, L. Zhong, L. Rahman, M. F. and Hu, Y., 2004, A Novel Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Machines Drive with Low Ripple in Flux and

Torque and Fixed Switching Frequency”, IEEE Transactions on Power Electronics 19, 2, 346–354.

45. Zhang, J. Rahman, M.F. and Grantham, C., 2006, A New Scheme to Direct Torque Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drives for Constant Inverter Switching Frequency and Low Torque Ripple, Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2006. CES/IEEE 5th International 3, 1-5.
46. Cui, J. Wang, H. Wang, C. Wan, J. and Mu G., 2008, Research on high performance direct torque control system based on DSP, Intelligent Control and Automation, WCICA 2008. 7th World Congress 1494-1497.
47. Özgenel, M.C., Kalıcı mıknatıslı senkron motorun vektör kontrol tekniği ile denetimi, Gazi üniversitesi, doktora tezi, 2003, Ankara.
48. Yaman, K., 1999, Sürekli Mıknatıslı Senkron motorun tasarımı ve analizi, doktora tezi, Kocaeli üniversitesi, Kocaeli.
49. Özçira, S., 2007, Sabit mıknatıslı senkron motorun kontrol yöntemleri ve endüstriyel uygulamaları, Yıldız Teknik üniversitesi, yüksek lisans tezi, İstanbul.
50. Gümüş, B., 2004, Sürekli mıknatıslı senkron motorun bulanık mantık gözlemleyicisi kullanarak vektör kontrolü, Fırat üniversitesi, doktora tezi, , Elazığ.
51. Krishnan, R.M., 2001, Elektrik Motor Drives, Modeling, Analysis and Control, pentice hall.
52. TI, 1997, Digital signal processing solution for permanet magnet synchronous motor? Application Note BPRA044, Texas Instruments.
53. Prokop, L. and Grasblum, P., 2005, 3-Phase PM Synchronous Motor Vector Control Using a 56F80x, 56F8100, or 56F8300 Device, Design of Motor Control Application , Freescale Semiconductor Application Note AN1931 Rev.3.
54. Skvarenina, T., 2001, Power Electronics Handbook, Industrial Electronics Series, Crc Press ,West Lafayette, Indiana.
55. Jussi, P., 2006, Induction Motor Versus Permanent Magnet Synchronous Motor In Motion Control Applications: A Comparative Study, Lappeenranta University of Technology , Doktora tezi, ,Finland.
56. Adam, A.A., 2007, Sabit mıknatıslı senkron motorda moment dalgalanması ve gürültünün azaltılması, Yıldız Teknik Üniversitesi,doktora tezi, İstanbul.
57. Luukko,J, 2000, Direct torque control of permanent magnet seynchronous machines analysis and implementation, Diss Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta.
58. Öztürk, S. B., 2005, Modelling, Simulation And Analysis Of Low-Cost Direct Torque Control Of Pmsm Using Hall-Effect Sensors, master's thesis ,Texas A&M University.
59. TI, 2003, Digital Motor Control Application Note, Application Note SPRU485A, Texas

Instruments.

60. Üstüntepe, B., 2005, Üç düzeyli nötr noktası bağlantılı evirici için iki parametrelili modülasyon ve nötr noktası denetim yöntemi, Yüksek lisans Tezi, ODTÜ, Ankara.
61. Bose, B.K., 2006, Power Electronics And Motor Drives Advances and Trends, Academic pres.
62. Sarıoğlu, K. Gökaşan, M. ve Boğosyan, S., 2003, Asenkron Motorlar ve Kontrolü, Birsen yayınları.
63. Ertan, H.B. Üçtuğ, M.Y. Colyer, C. and Consoli, A., 1994, Modern Electrical Drives.
64. Tuncay, N. Gökaşan, M. ve Boğosyan, S., 2003, Güç Elektroniği, Literatür yayınları.
65. Williams, B.W, 1992 , Power Electronics .
66. Gülgün, R., 1995, Güç Elektroniği, Yıldız Teknik Üniversitesi Yayınları ,İstanbul .
67. Wen X.and Yin X., 2007, The Unified PWM Implementation Metod for Three-Phase Inverter, IEEE International Electric Machines & Drives Conference, IEMDC '07, Antalya, 1,241-246
68. Analog Devices, 2000, Imlementing Space Vector Modulation With The ADMC401.
69. Narayanan, N. And Ranganathan, V.T., 2001, Overmodulation algorithm for space vector modulated inverters and its application to low switching frequency PWM teciniques, IEE proc.-electr. Power appl. 148,6.
70. Zhao, L., Ham, C. H. Han, Q. Wu, T. X. Zheng, L. Sundaram, K. B. Kapat, J. and How, L., 2004, Design of an optimal V/f control for a super high speed permanent magnet synchronous motor, The 30th annual confnerance of the IEEE Industrial Electronics Society, Busen, Korea.
71. Perera, C. and Pedersen, J. K., 2003, A Sensorless, Stable V/f Control Method for Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives, IEEE Transactions on Industry Applications, 39, 3.
72. Bian, C, Ren, S. and Ma, L., 2007, Study on direct torque control of super high-speed PMSM, Proceedings of the IEEE İnternational conference on automation and logistice, August18-21, Jian, China.
73. Bose, B.K., 1989, Technology Trends in Microcomputer Control of Electrical Machines, İEEE Trans. Ind. Electronics, 35, 1,160 – 177.
74. Bakan, A.F., 2002, Asenkron motorda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Gerçekleştirilmesi, Doktora Tezi, Yıldız Teknik Üniversitesi, İstanbul.
75. Pöllainen, R., 2003, Converter flux based current control of voltage source PWM rectifiers analysis and imlentation , Ph.D. Thesis, Finlandiya.

76. Idris, N.R.N. and Yatim, A.H.M., 2004, Direct torque control of induction machines with constant switching frequency and reduced torque ripple, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 51, 4, 758–767.
77. Zelechowski, M., 2005, Space Vector Modulated – Direct Torque Controlled (DTC–SVM) Inverter-fed Induction Motor Drive, Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology, Warsaw – Poland.

ÖZGEÇMİŞ

Mehmet Emin ASKER

measker@dicle.edu.tr

1976’de Diyarbakır’ın kulp ilçesinde doğdu. İlköğrenimini kulp’ta, orta ve lise eğitimini Diyarbakır’da tamamladı. 1993–1997 yılları arasında Fırat Üniversitesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünde lisans eğitimi aldı. 2006 yılında Fırat üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Elektrik makineleri Anabilim Dalında yüksek lisans eğitimine başladı. Lisanstan mezun olduktan sonra, AG-OG tesisleri üzerine bir buçuk yıl çalışıp, mart 1999’da DÜ Şırnak Meslek Yüksekokulunda okutman olarak atandı. 9 yıl Şırnak’ta çalıştıktan sonra 2007 yılında DÜ Diyarbakır Meslek yüksekokul Endüstriyel Elektronik programına öğretim görevlisi olarak atandı ve halen Dicle Üniversitesi personeli olarak çalışmaya devam etmektedir.

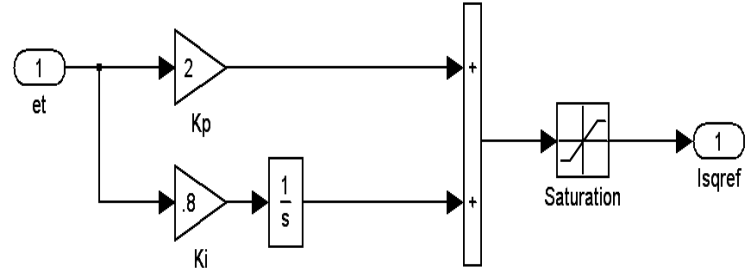
EK1

BENZETİM ÇALIŞMALARINDA KULLANILAN MOTOR PARAMETRELERİ

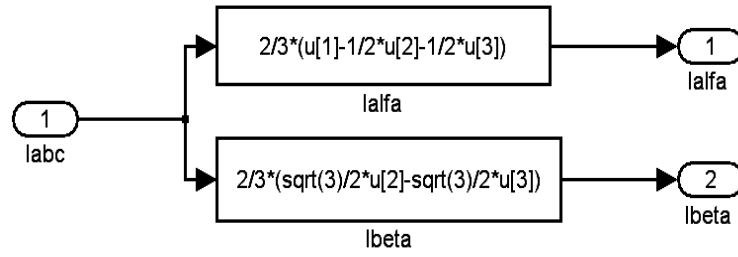
Stator Direnci	R	0.41 Ω
İndüktans(d bileşeni)	L_d	6.8 mH
indüktans(q bileşeni)	L_q	6.8 mH
Kutup Çifti	P	2
Eylemsizlik momenti	J	0.0222 Kg m ²
Sürtünme Katsayısı	B	0 Nm s/rad
Nominal Gerilim	U_N	220 V
Moment Sabiti	K_T	0.653 Nm/A
Rotor Hızı	N_r	1500 d/d
Evirici anahtarlama frekansı	f_s	14500 Hz

EK2

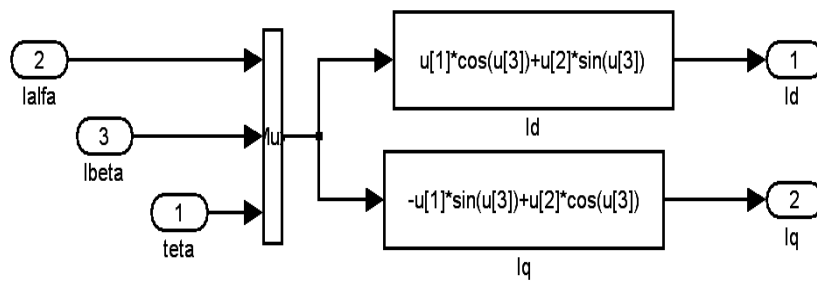
EK2.1 Histerezis Akım Kontrolü Vektör Kontrol Yöntemi Benzetimi Alt Blokları



Şekil Ek2.1 PI kontrolör bloğu

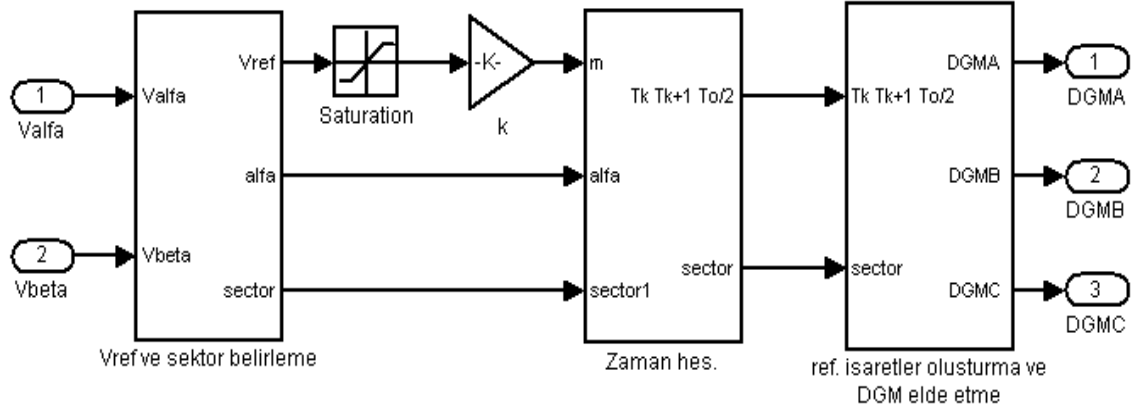


Şekil Ek2.2 abc- $\alpha\beta$ dönüşüm (clarke dönüşümü) bloğu

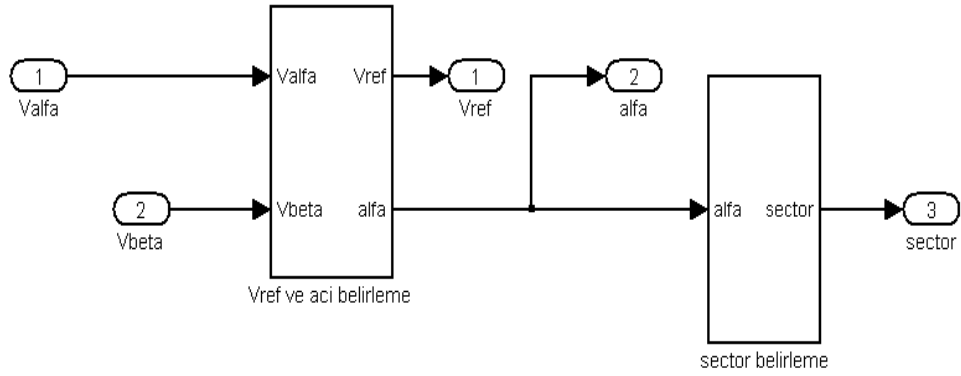


Şekil Ek2.3 $\alpha\beta$ -dq dönüşüm (park dönüşümü) bloğu

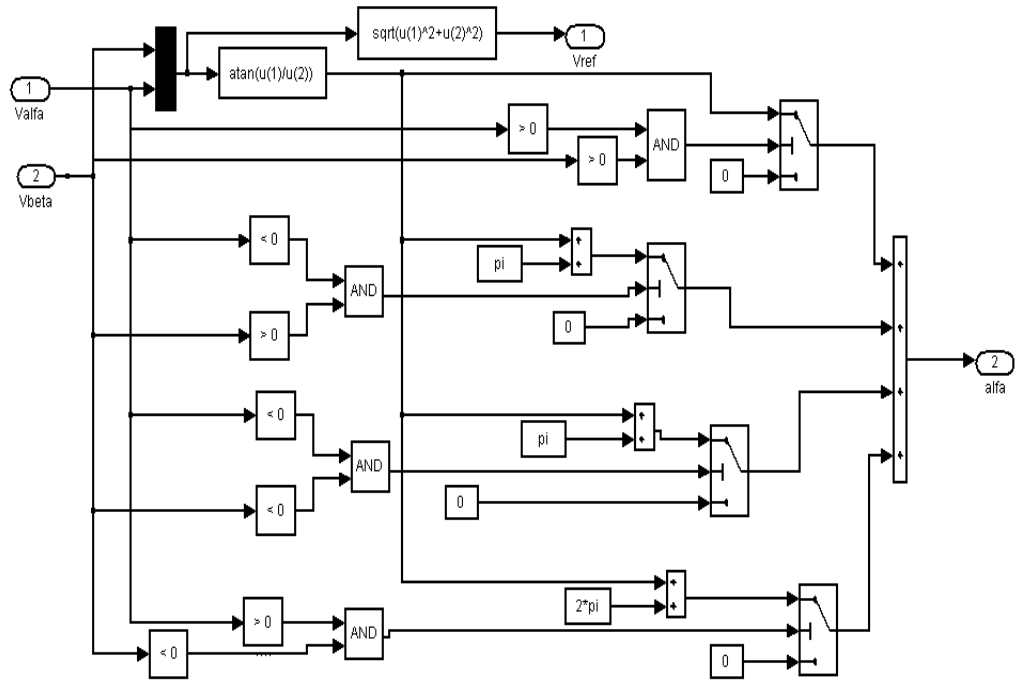
EK2.2 UVDGM’li Vektör Kontrol Yöntemi Benzetimi Alt Blokları



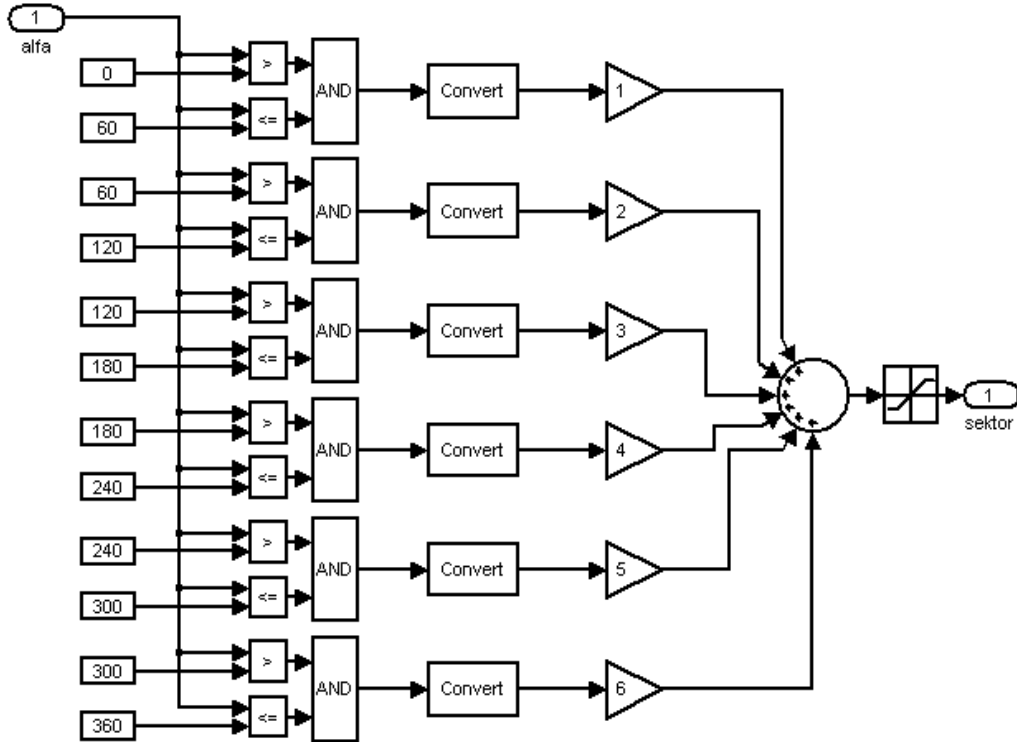
Şekil Ek2.7 Uzak Vektör Modülasyon tekniği benzetim bloğu



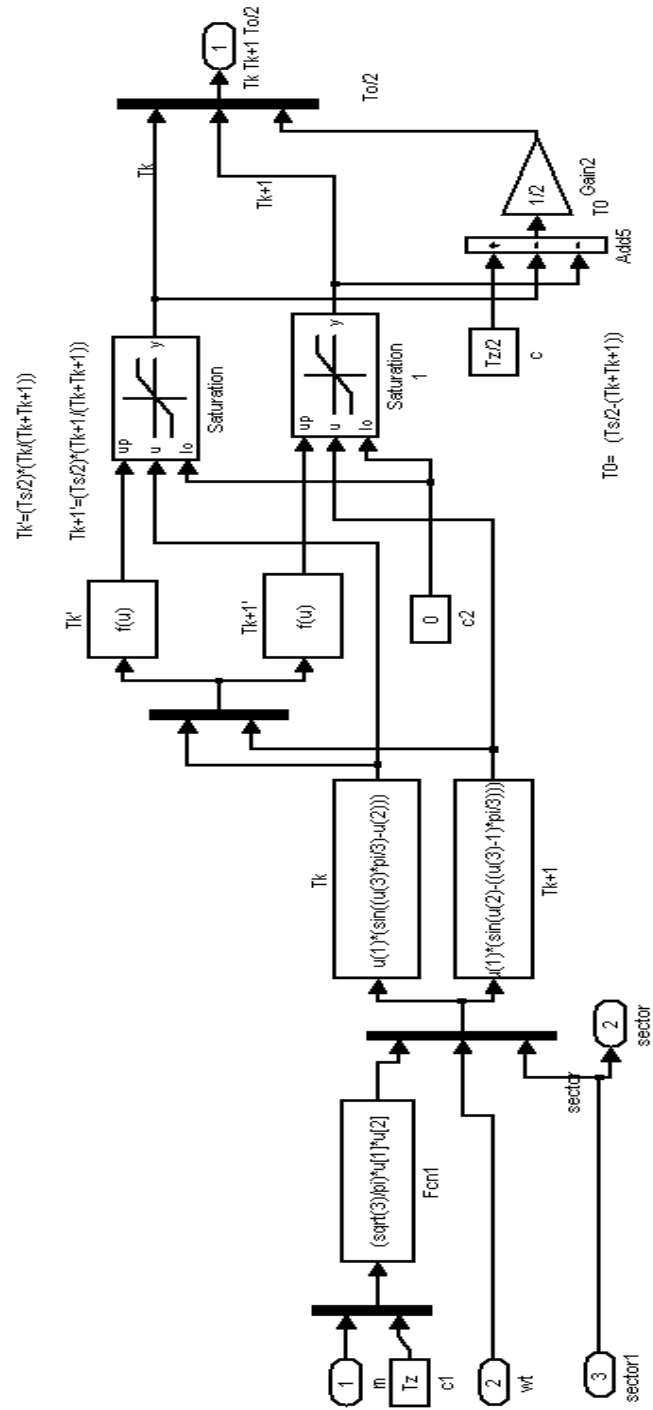
Şekil Ek2.8 Referans gerilim uzay vektörü genliğini hesaplama, açısı belirleme ve sektör belirleme bloğu



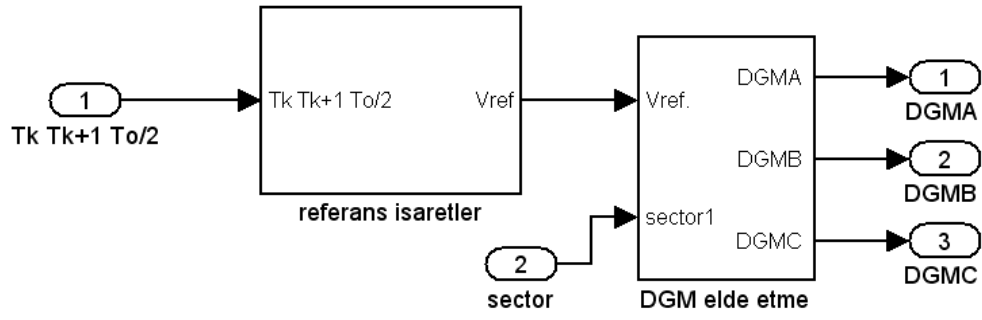
Şekil Ek2.9 Referans gerilim uzay vektörü genliği ve açısının hesaplaması bloğu



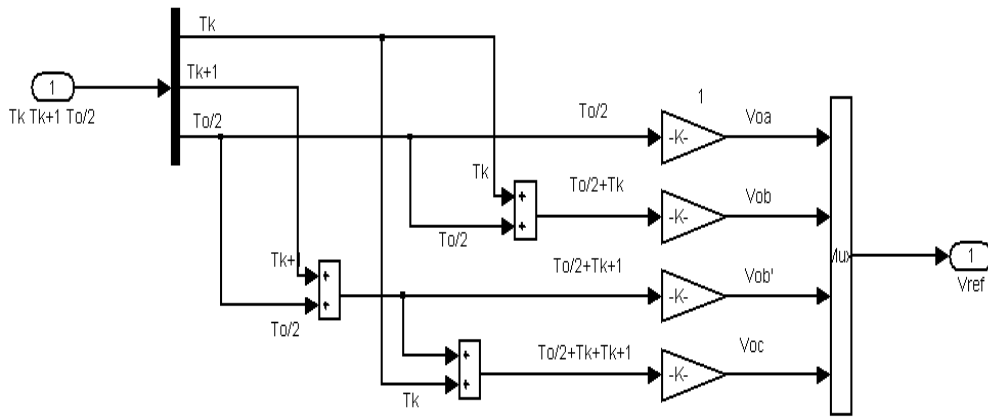
Şekil Ek2.10 Sektör belirleme bloğu



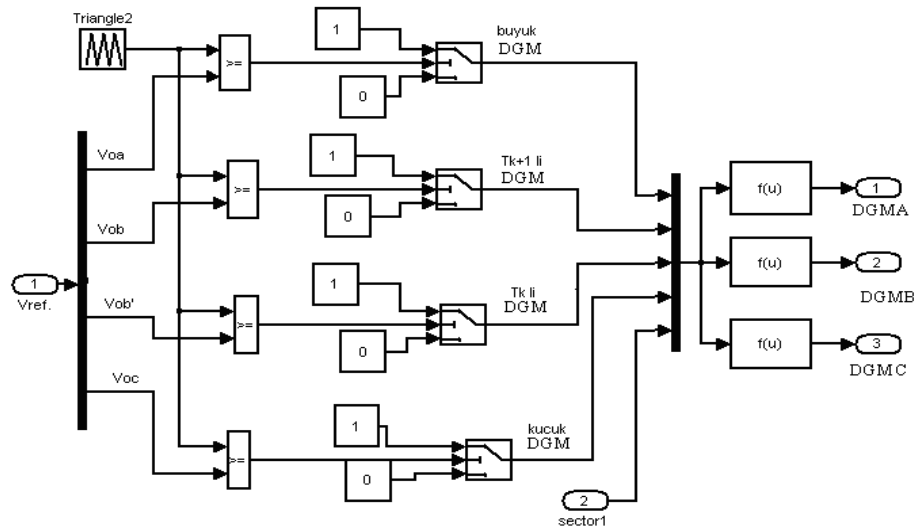
Şekil Ek2.11 Zaman hesaplama bloğu



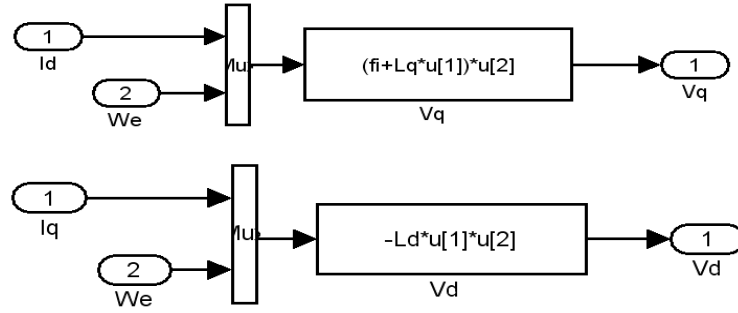
Şekil Ek2.12 Referans işaretler ve DGM darbelerini elde etme kapalı bloğu



Şekil Ek2.13 UVM için referans işaretler elde etme bloğu

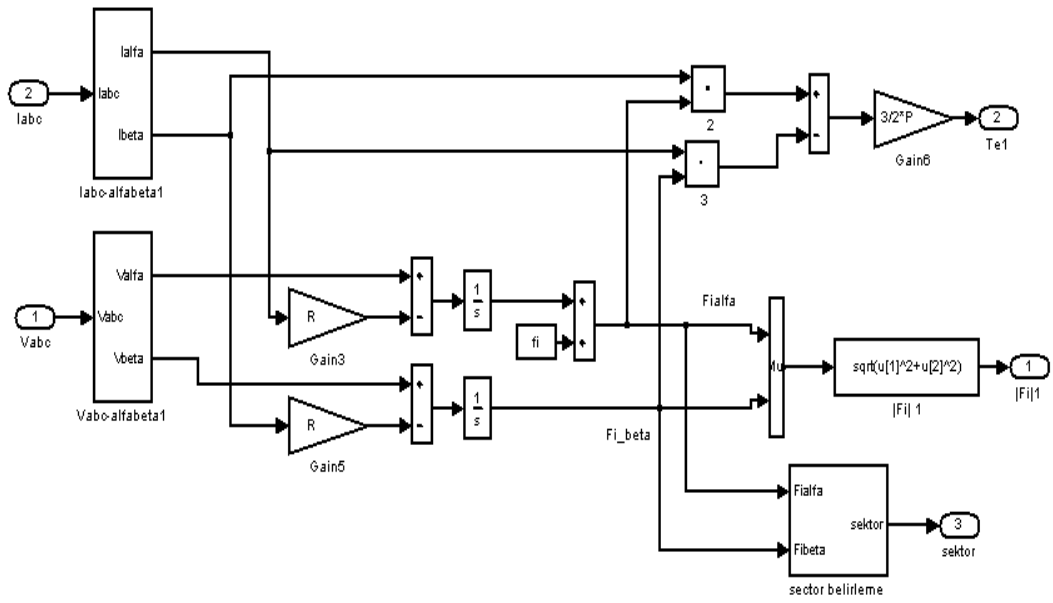


Şekil Ek2.14 DGM darbelerini elde etme bloğu

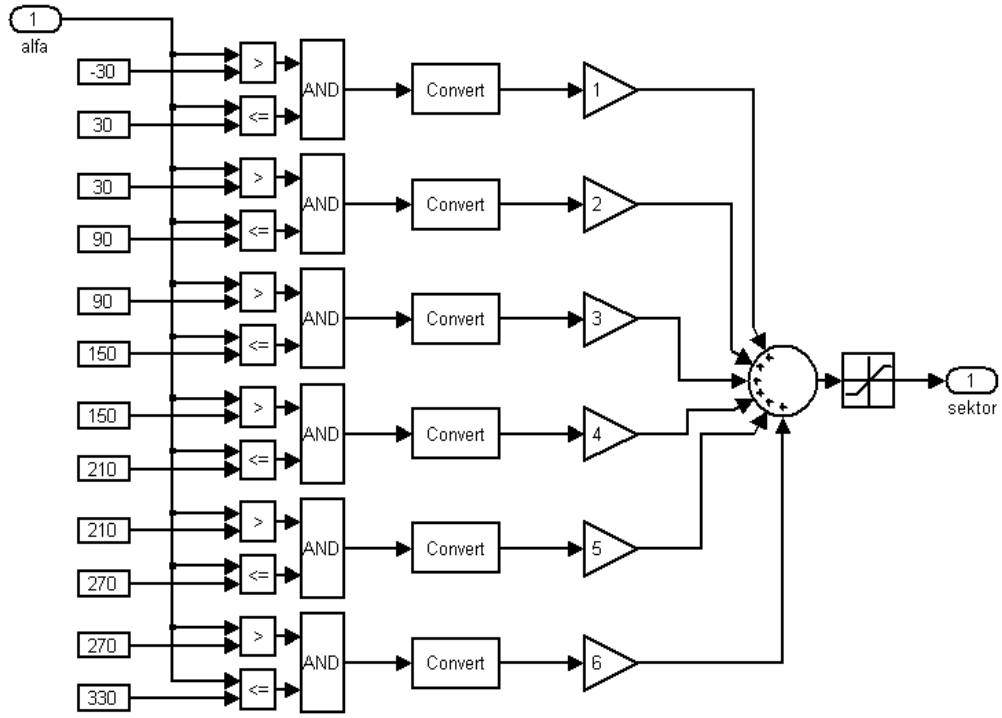


Şekil Ek2.15 UVDGM’li vektör kontrolde gerilim kompanzasyonu bloğu

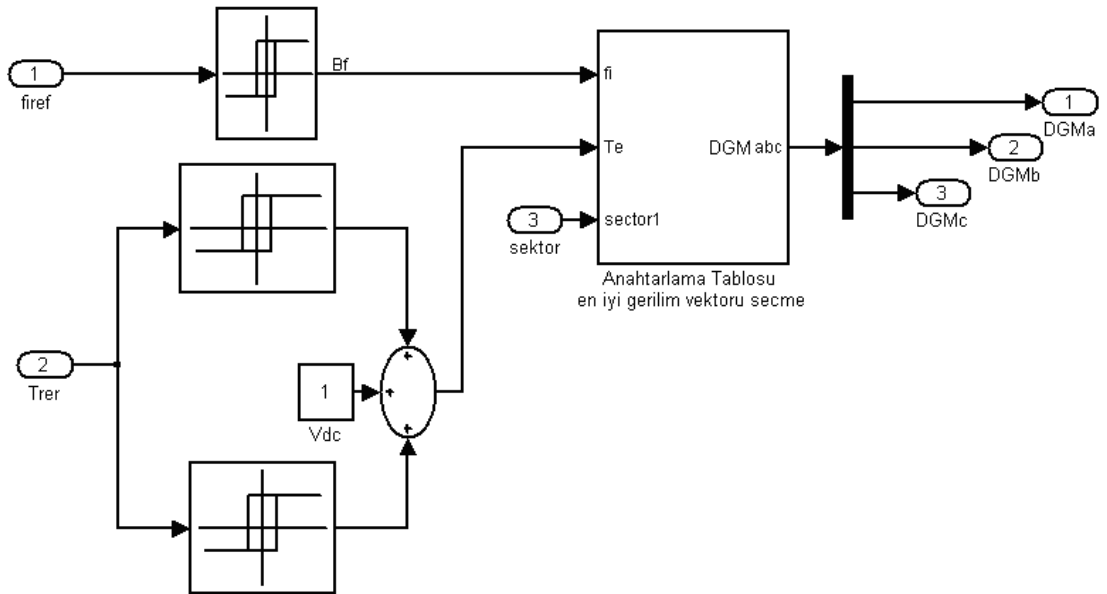
EK2.3 Gerilim Modeli ile Akı Tahmini Yapılan DTC Yöntemi Benzetimi



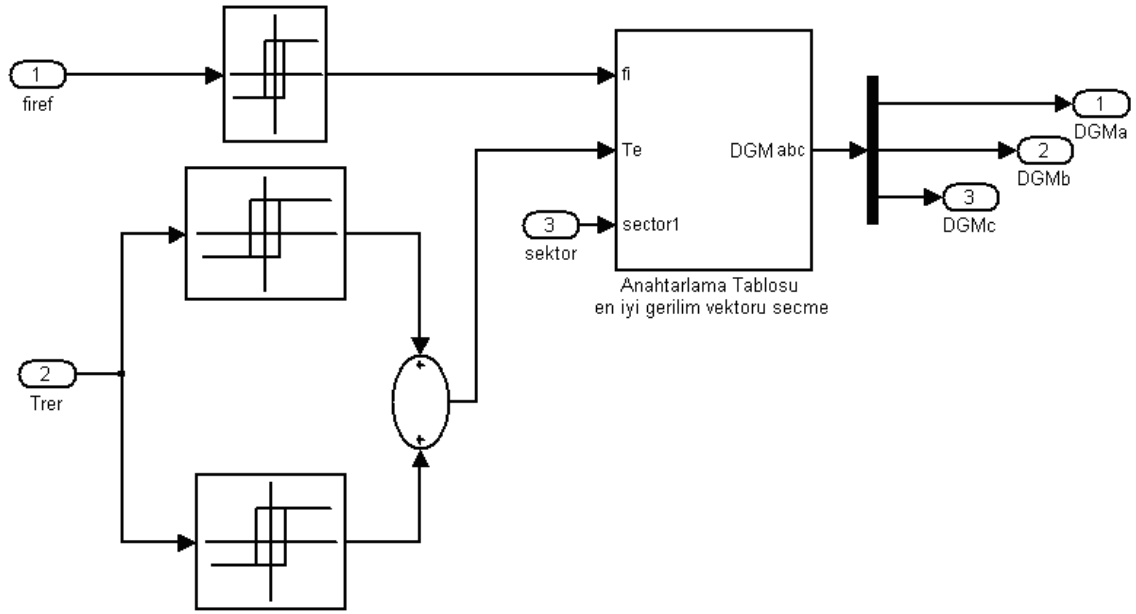
Şekil Ek2.16 Gerilim modeline dayalı DTC yöntemi için akı ve moment tahmini ve sektör belirleme bloğu



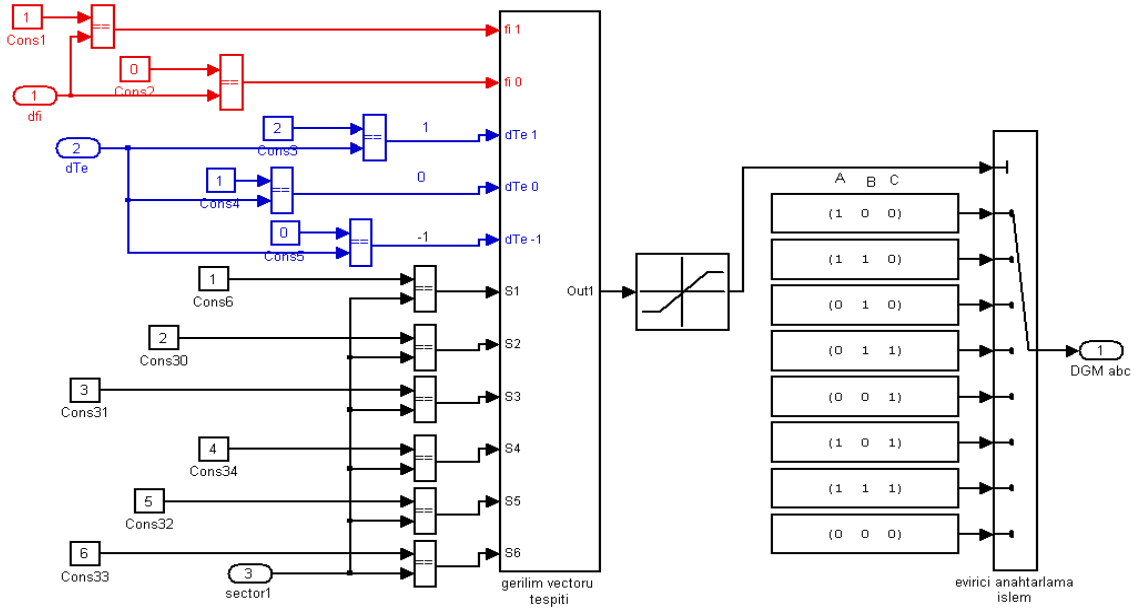
Şekil Ek2.17 Akı vektörünün konumu için sektör belirleme bloğu



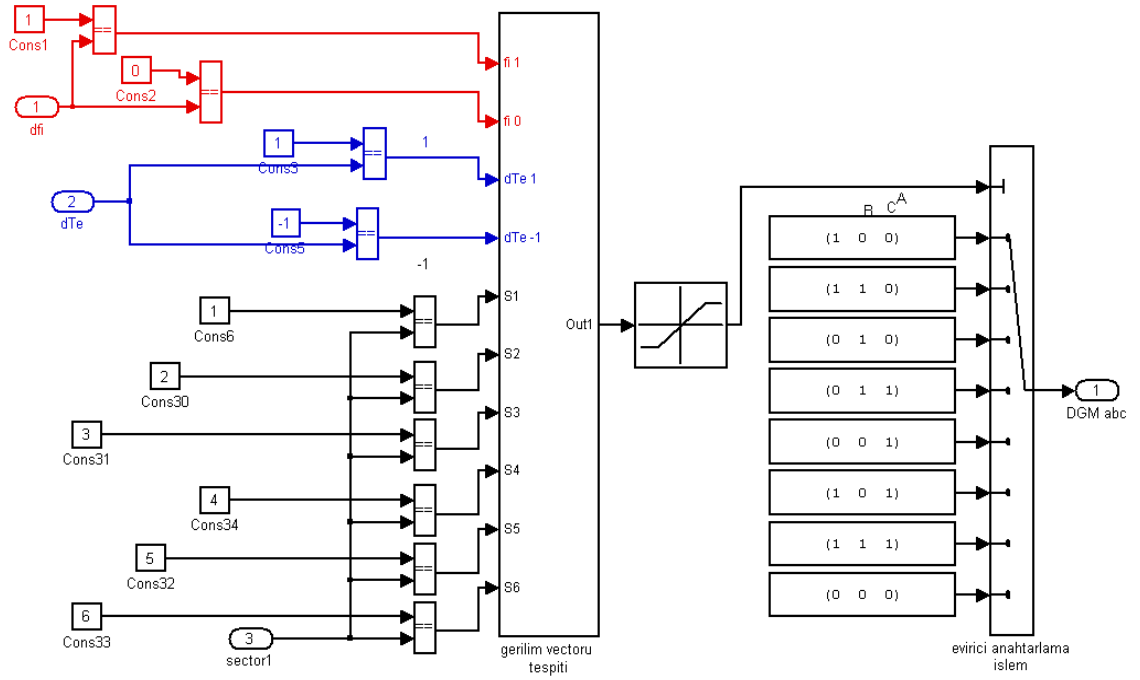
Şekil Ek2.18 DTC yöntemi gerilim modelinde akı ve moment histerezis kontrolörleri ve anahtarlama tablosu bloğu(sıfır gerilim vektörlerinin kullanıldığı)



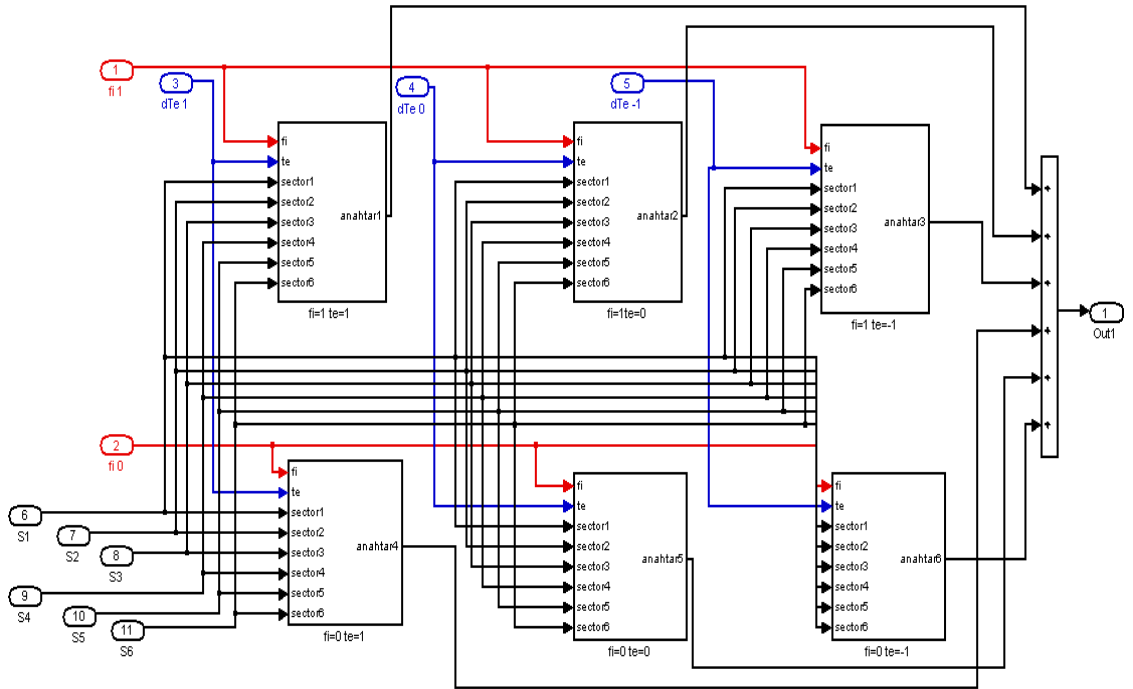
Şekil Ek2.19 DTC yöntemi gerilim modelinde akı ve moment histerezis kontrolörleri ve anahtarlama tablosu bloğu(sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmadığı)



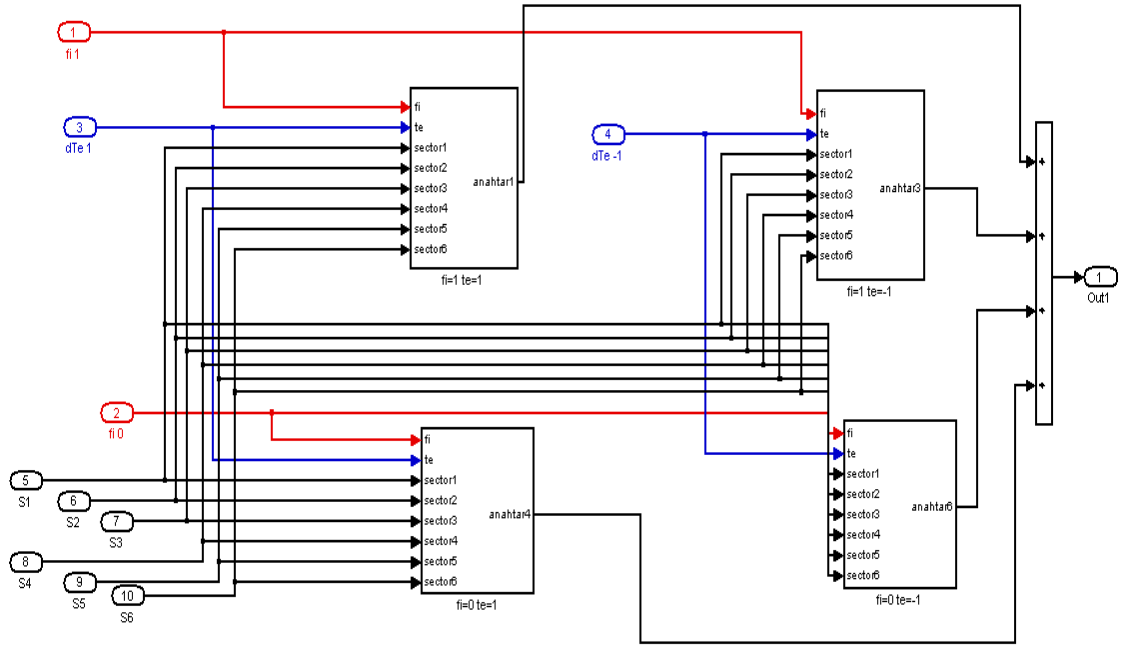
Şekil Ek2.20 DTC yöntemi anahtarlama tablosu uygun gerilim vektörlerini seçme bloğu(sıfır gerilim vektörlerinin kullanıldığı)



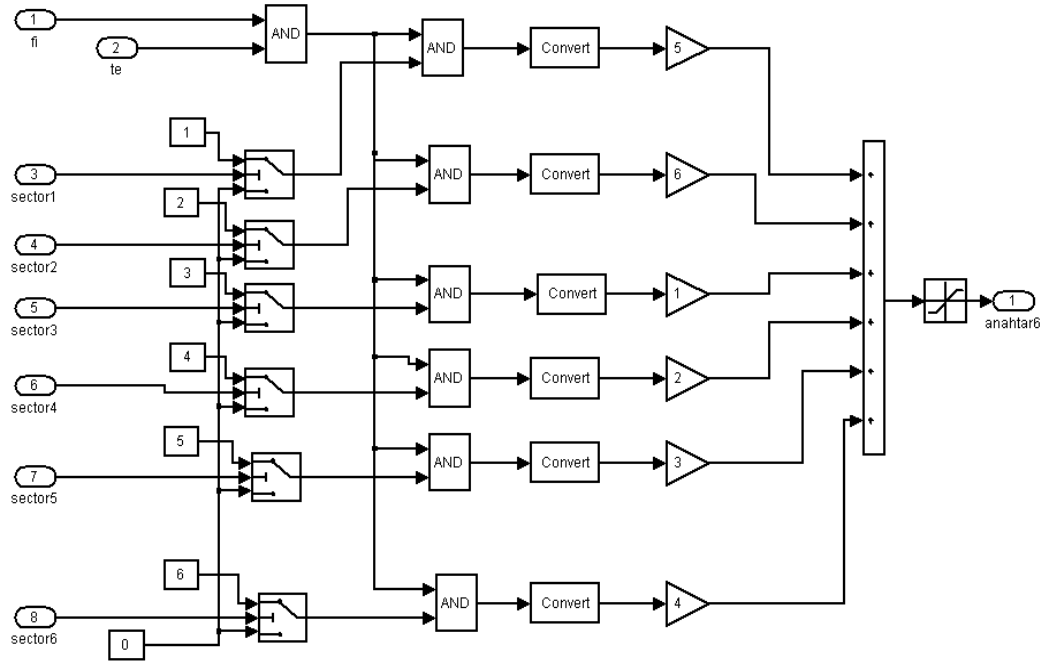
Şekil Ek2.21 DTC yöntemi anahtarlama tablosu uygun gerilim vektörlerini seçme bloğu(sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmadığı)



Şekil Ek2.22 DTC yöntemi anahtarlama tablosu gerilim vektörü tespiti benzetimi (sıfır gerilim vektörlerinin kullanıldığı)

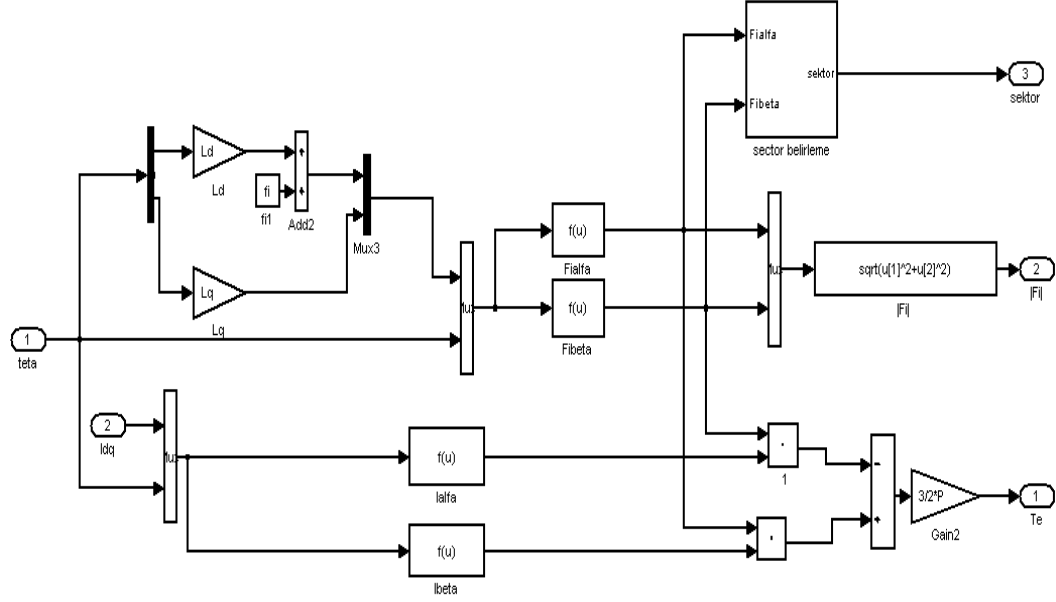


Şekil Ek2.23 DTC yöntemi anahtarlama tablosu gerilim vektörü tespiti benzetimi (sıfır gerilim vektörlerinin kullanılmadığı)



Şekil Ek2.24 DTC yöntemi akı, moment ve sektöre bilgisine göre hangi gerilim vektörünün tespiti bloğu

EK2.4 Akım Modeline Dayalı Akı Tahmin Yapılan DTC Yönteminin Benzetimi Alt Blokları



Şekil Ek2.25 Akım modeline dayalı akı tahmin yapılan DTC yönteminde stator akısı, moment ve sektör belirleme bloğu