

154332

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORUN DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜ

Elektrik Müh. SERKAN KAPTANOĞLU

FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Kontrol ve Otomasyon Programında
Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Kayhan GÜLEZ

Yrd. Doç. Dr. Kayhan Gülez

Doç. Dr. İsmail YÜKSEK

Prof. Dr. Halit PAŞAÇI

İSTANBUL, 2004

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ.....	v
ŞEKİL LİSTESİ	vi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	ix
ÖNSÖZ.....	x
ÖZET	xi
ABSTRACT	x ii
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Genel Giriş	1
1.2 Elektrik Motorları.....	6
1.3 Sürekli Mıknatıslı Motor Teknolojisi.....	7
1.4 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar (PMSM)	8
1.4.1 PMSM' nin Yapısı.....	9
1.4.2 PMSM' nin Moment Fonksiyonu	12
1.4.3 PMSM' nin Avantaj ve Dezavantajları	14
1.4.4 PMSM' nin Uygulama Alanları	15
2. PMSM' NİN MATEMATİKSEL MODELİ.....	16
2.1 Uzay Vektör Tanımı.....	16
2.1.1 Clarke Dönüşümü $(a, b, c) \Rightarrow (\alpha, \beta)$	17
2.1.2 Park Dönüşümü $(\alpha, \beta) \Rightarrow (d, q)$	18
2.1.3 Ters Park dönüşümü $(d, q) \Rightarrow (\alpha, \beta)$	19
2.2 Gerilim ve Manyetik Akı Denklemleri.....	19
2.3 Moment Denklemleri.....	23
3. GERİLİM BESLEMELİ İNVERTERLER (VSI).....	26
3.1 VSI' ın Çalışma Prensipleri.....	26
3.2 Kare dalga inverterler.....	27
3.3 PWM İnverterler.....	29
3.4 Uzay Vektör PWM İnverterler	32
3.5 SV – Sinüsoidal PWM Karşılaştırılması	36

4.	PMSM İÇİN KONTROL METODLARI.....	37
4.1	Giriş.....	37
4.1.1	V/f Kontrol	37
4.1.2	Alan Yönlendirmeli Kontrol (FOC)	38
4.1.3	Doğrudan Moment Kontrolü (DTC)	40
4.2	Denetimin PMSM' ye Kazandırdığı Özellikler.....	42
4.3	DTC ve FOC Yöntemlerinin Karşılaştırılması.....	43
5.	SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLARDA (PMSM) DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜNÜN (DTC) ANALİZİ.....	46
5.1	Giriş.....	46
5.2	Stator Akı Referans Sisteminde Motor Denklemleri	46
5.2.1	Düzenli Hava Aralığına Sahip PMSM	49
5.2.2	Çıkıntı Kutba Sahip PMSM	50
5.3	Stator Manyetik Akısının Kontrolü.....	53
5.3.1	Gerilim Uzay Vektörünün Üretimi.....	53
5.3.2	Stator Manyetik Akısının Genlik Kontrolü.....	55
5.3.3	Stator Manyetik Akı Dönüşünün Kontrolü	56
5.4	Rotor Açısının Hesabı	58
5.5	DTC ile Milden Açısal Geribesleme	59
5.6	Manyetik Akı Referansının Seçimi	61
5.6.1	Stator Akımının Azaltılması.....	61
5.6.2	Motordaki Toplam Kayıpların Azaltılması	64
5.6.3	Moment Geçişindeki Seçim	65
6.	SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MOTORDA DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜNÜN MATLAB/SİMULİNK İLE SİMÜLASYONU	66
6.1	Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Simulink Modeli	66
6.2	Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Kapalı Çevrim Kontrolü.....	70
6.3	Doğrudan Moment Kontrolünün Temel Prensibi.....	74
6.4	Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolü.....	78
7.	SONUÇLAR	97
	KAYNAKLAR.....	100
	EKLER	102
EK 1	Simulink diyagramında kullanılan matlab fonksiyonu	103
EK 2	Dinamik cevapların elde edilmesinde kullanılan matlab komutları.....	105
EK 3	Kapalı çevrim hız kontrolü için dinamik cevapların elde edilmesinde kullanılan matlab komutları.....	107
	ÖZGEÇMİŞ	109

SİMGE LİSTESİ

a	faz rotasyon operatörü, $a=e^{j2\pi/3}$
B	viskoz sürtünme katsayısı
d,q	rotasyonel sistem
i_{sa}	a-ekseni stator akımı
i_{sb}	b-ekseni stator akımı
i_{sc}	c-ekseni stator akımı
$\vec{i}_s$	stator akımı uzay vektörü
$i_{s\alpha}$	sabit referans sisteminde akımın α -elemanı
$i_{s\beta}$	sabit referans sisteminde akımın β -elemanı
i_s	stator akımı
$i_{d,q}^*$	dq-akım referansları
i_{sd}^{opt}	uygun boyuna eksen akımı
J	atalet momenti
k	transformasyon sabiti, $k=2/3$
L_s	stator faz endüktansı
$L_{sq,sd}$	d-q koordinat sistemi endüktansları
p_N	kutup sayısı çifti
p_{Fe}	demir kayıpları
p_{loss}	toplam elektrik kayıpları
p_{RI^2}	stator omik kayıpları
R_s	stator faz direnci
t	zaman
T_e	moment
T_l	yük momenti
u_{DC}	DC hat gerilimi
$u_{sd,q}$	d-q koordinat sistemi gerilimi
$\vec{u}_s$	stator gerilimi uzay vektörü
α,β	stator ortogonal koordinat sistemi
ω	açısal hız
ω_b	baz hız
ω_r	rotor açısal hızı
ω_m	rotorun mekaniksel hızı
Ψ_s	stator manyetik akısı
$\vec{\Psi}_s$	stator manyetik akı uzay vektörü
$ \Psi_s $	stator manyetik akı genliği
Ψ_{sq}	enine eksen manyetik akısı
Ψ_{sd}	boyuna eksen manyetik akısı
Ψ_M	rotor manyetik akısı
ψ_s^*	manyetik akı referansı
ρ_r	rotor akısı açısı
θ_r	rotor açısı
δ	yük açısı

KISALTMA LİSTESİ

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

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1. Genel kontrol yöntemleri	3
Şekil 1.2. Elektrik motorlarının çeşitleri	6
Şekil 1.3. Sürekli mıknatıs rotor yapıları	10
Şekil 1.4. IM ve PMSM kayıpları	11
Şekil 1.5. Üç-faz sinüsoidal tip PMSM (a) temel yapısı, (b) statik moment-açı karakteristiği.....	12
Şekil 2.1. Akım uzay vektörü ve izdüşümü	16
Şekil 2.2. Stator akım uzay vektörü ve (a,b)' deki bileşenleri	17
Şekil 2.3. Stator akım uzay vektörü ve (a,b)' de ve d,q referans sistemindeki bileşeni.....	18
Şekil 2.4. PMSM sistemi.....	19
Şekil 2.5. Genel referans sistemi uygulaması	21
Şekil 2.6. (2.19) denklemleri için eşdeğer devre.....	23
Şekil 2.7. (a) SPMSM, (b) IPMSM.....	24
Şekil 3.1. PMSM inverter sistemi	26
Şekil 3.2. Kare dalga inverterde gerilim değişimleri	28
Şekil 3.3. Üç fazlı bir PWM inverter	29
Şekil 3.4. Sinüsoidal PWM gerilim dalga şekilleri	31
Şekil 3.5. 3-fazlı inverter şeması ve PMSM	33
Şekil 3.6. Uzay vektör modülasyonunda, vektörler ve bölgeler	33
Şekil 3.7. Komşu vektörlerin birleşimi olarak referans vektör	34
Şekil 3.8. Üçüncü bölgede SVM dağılımı.....	35
Şekil 3.9. SVM' nin altıgen modeli.....	35
Şekil 3.10. SV – Sinüsoidal PWM yer karşılaştırması.....	36
Şekil 4.1. V/f kontrolünün blok diyagramı	37
Şekil 4.2. PMSM için FOC kontrolünün blok diyagramı	39
Şekil 4.3. Sürücü sisteminin kontrol yapısı.....	39
Şekil 4.4. DTC kontrolünün blok diyagramı.....	40
Şekil 5.1. Farklı referans sistemlerinde stator ve rotor manyetik akıları	47
Şekil 5.2. δ ile belirtilen moment, $ \Psi_s =0.75\Psi_M$	50
Şekil 5.3. δ ile belirtilen moment, $ \Psi_s =\Psi_M$	51
Şekil 5.4. δ ile belirtilen moment, $ \Psi_s =1.5\Psi_M$	51
Şekil 5.5. δ ile belirtilen moment, $ \Psi_s =2\Psi_M$	51
Şekil 5.6. Moment-yük açısı karakteristiklerinin (T- δ) birlikte gösterilişi	52
Şekil 5.7. İnverter kaynaklı PMSM.....	53
Şekil 5.8. İki seviyeli gerilim kaymaklı inverterin gerilim vektörleri.....	54
Şekil 5.9. Stator manyetik akısının kontrolü	56
Şekil 5.10. DTC ile PMSM' nin blok diyagramı	57
Şekil 5.11. Rotor açısının hesabı.....	58
Şekil 5.12. Akım modeli ile DTC' nin blok diyagramı.....	60
Şekil 5.13. Manyetik akı referansının verilen yük açısındaki maksimum değeri, $\Psi_{smax}= \Psi_{s2} $	65
Şekil 6.1. Sürekli mıknatıslı senkron motorun d-ekseni modeli	67
Şekil 6.2. Sürekli mıknatıslı senkron motorun q-ekseni modeli	68
Şekil 6.3. Sürekli mıknatıslı senkron motorun moment ve hız modeli	68
Şekil 6.4. Sürekli mıknatıslı senkron motorun dq modeli.....	68

Şekil 6.5. PMSM' nin tek blokta ifade edilmesi	69
Şekil 6.6. PMSM' nin mekaniksel modeli	69
Şekil 6.7. Mekaniksel sistemin tek blokta ifade edilmesi	69
Şekil 6.8. Sürekli mıknatıslı senkron motorun kapalı çevrim kontrolü	70
Şekil 6.9. (a) Moment, (b) Mekaniksel hız, (c) Elektriksel hız, (d) abc-akımları ve (e) dq-akımları.....	71
Şekil 6.10. (a) Yük moment, (b) Elektromanyetik moment ve (c) Moment ifadelerinin birlikte gösterilmesi	72
Şekil 6.11. (a) Motorun mekaniksel hızı, (b) Rotorun elektriksel hızı	73
Şekil 6.12. (a) abc-akımları, (b) dq-akımları.....	73
Şekil 6.13. Doğrudan moment kontrolünün temel prensibi	74
Şekil 6.14. Stator akısı uzay vektörünün $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$, bölge ve açı değişimleri ($B_t=1$, $F_{ref}=0.8$)	75
Şekil 6.15. Stator akısı uzay vektör yörüngesi ($B_t=1$, $F_{ref}=0.8$)	75
Şekil 6.16. Stator akısı uzay vektörünün $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$, bölge ve açı değişimleri ($B_t=-1$, $F_{ref}=0.8$)	76
Şekil 6.17. Stator akısı uzay vektör yörüngesi ($B_t=-1$, $F_{ref}=0.8$)	76
Şekil 6.18. Stator akısı uzay vektörünün $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$, bölge ve açı değişimleri ($B_t=1$, $F_{ref}=0.3$)	77
Şekil 6.19. Stator akısı uzay vektör yörüngesi ($B_t=1$, $F_{ref}=0.3$)	77
Şekil 6.20. Manyetik akı simulink bloğu	78
Şekil 6.21. Elektromanyetik moment simulink bloğu.....	78
Şekil 6.22. Ters park dönüşüm simulink bloğu.....	79
Şekil 6.23. abc $\Rightarrow$ dq simulink dönüşüm bloğu	80
Şekil 6.24. Matlab fonksiyonu simulink bloğu	80
Şekil 6.25. İnverter simulink bloğu.....	81
Şekil 6.26. Stator akısının açı değerinin simulink bloğu.....	81
Şekil 6.27. Sürekli mıknatıslı senkron motorda doğrudan moment kontrolünün simulink diyagramı.....	83
Şekil 6.28. PMSM' nin karakteristik değerleri	83
Şekil 6.29. Moment simülasyon cevapları	83
Şekil 6.30. Hız simülasyon cevabı	84
Şekil 6.31. Stator manyetik akısı ve akı vektörleri simülasyon cevapları.....	84
Şekil 6.32. Üç faz gerilim ve akım simülasyon cevapları.....	85
Şekil 6.33. Örnekleme aralığı $10\mu s$ için moment, hız, stator manyetik akı ve akı vektörü dinamik cevapları	86
Şekil 6.34. Örnekleme aralığı $10\mu s$ ve DC hat gerilimi $200V$ için moment, hız, stator manyetik akı ve akı vektörü dinamik cevapları.....	87
Şekil 6.35. PMSM ile DTC' nin kapalı çevrim hız kontrolü simulink diyagramı	89
Şekil 6.36. PMSM' nin simülasyon parametreleri	89
Şekil 6.37. Hız referansı simulink parametreleri.....	89
Şekil 6.38. Yük moment, hız ve akı simulink parametreleri	90
Şekil 6.39. Akı dinamik cevapları	91

	Sayfa
Şekil 6.40. Moment dinamik cevabı	91
Şekil 6.41. Hız dinamik cevapları	92
Şekil 6.42. Bölge değişimi	92
Şekil 6.43. Gerilim ve akım dinamik cevapları.....	93
Şekil 6.44. PMSM ile DTC' nin LP filtre kullanılmasıyla oluşturulan simulink diyagramı ...	94
Şekil 6.45. a) LP filtre kullanılmadan önce, (b) LP filtre kullanıldıktan sonra gerilim ucundaki frekans cevabı.....	95
Şekil 6.46. a) LP filtre kullanılmadan önce, (b) LP filtre kullanıldıktan sonra akım ucundaki frekans cevabı	96
Şekil 6.47. LP filtre	97



ÇİZELGE LİSTESİ

	Sayfa
Çizelge 1.1. Kontrol yöntemlerinin çeşitli açılardan karşılaştırılması	4
Çizelge 4.1. FOC ve DTC yöntemlerinin karşılaştırılması	45
Çizelge 5.1. İnverterler için uygun anahtarlama tablosu.....	55



ÖNSÖZ

Bu çalışmada sürekli mıknatıslı senkron motorun yapısı, uygulama alanları ve matematiksel modeli, kontrol metotları ve bunlardan doğrudan moment kontrolu konusunda bilgiler verilmeye çalışıldı. Ayrıca matlab/simulink ile doğrudan moment kontrolunun simülasyonu yapıldı.

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

Ayrıca çalışmam sırasında sabır ve hoşgörü gösteren aileme ve desteğini esirgemeyen dostum Elektrik Müh. Süleyman Acar'a teşekkürlerimi sunuyorum.



ÖZET

Endüstriyel uygulamalarda, sürekli mıknatıslı senkron motorlar, gittikçe daha geniş uygulama alanı bulmaktadır. Bu, motorun kaliteli güç yoğunluğundan, verim ve atalet oranındaki yüksek momentten kaynaklanmaktadır.

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

Bu çalışmada, sürekli mıknatıslı senkron motorun doğrudan moment kontrolü metodu ile uygulama gerçekleştirilmiştir. PMSM' nin analizi, elektromanyetik momentteki artışın, stator ve rotor manyetik akılarının arasında kalan açının artışı ile orantılı olduğunu göstermektedir ve bu yüzden stator manyetik akısının dönüş hızı mümkün olabildiğince hızlı artırılarak, hızlı moment cevabı sağlanmış olur.

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

Bu tezde; önce sürekli mıknatıslı senkron motorun (PMSM) modellenmesi, sonra da DTC kontrolü üzerinde durulmuştur. Daha sonra, PMSM' nin simulink modeli oluşturulmuş, DTC ile simülasyonu yapılmıştır. Ayrıca DTC ile PMSM'nin hız kontrolünün simulink ile simülasyonu gerçekleştirilmiştir.

Anahtar kelimeler: Sürekli mıknatıslı senkron motor, doğrudan moment kontrolü, stator manyetik akısı, simulink modeli.

ABSTRACT

In industrial applications permanent magnet synchronous motors are being used increasingly in a wide range of applications. This is mainly due to its superior power density, high torque to inertia ratio and efficiency.

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

Direct torque control in permanent magnet synchronous motor is presented in this study. The analysis of PMSM shows that the increase of electromagnetic torque is proportional to the increase of the angle between the stator and rotor flux linkages and therefore, fast torque response can be obtained by increasing the rotating speed of the stator flux linkage as fast as possible.

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

In this thesis; first the modelling of permanent magnet synchronous motor (PMSM), afterwards, its DTC control had been examined. Consequently, the simulink model of PMSM has been formed, and simulation has been done with DTC. Additionally, a DTC of PMSM speed control system simulation with simulink has been realized.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor, direct torque control, stator flux linkage, simulink model.

1. GİRİŞ

1.1 Genel Giriş

Genel olarak bir tahrik sisteminde tahrik makinası olarak kullanılacak senkron motor (SM)' dan beklenen özellikleri aşağıdaki gibi sıralayabiliriz:

- Güç katsayısı ve verimi yüksek olmalı,
- Motor gücünün motor ağırlığına oranı büyük olmalı,
- Salınım bileşenleri olmayan yol alma momentine sahip olmalı,
- Uygun hız-moment karakteristiğine sahip olmalı,
- Bilezik, fırça gibi fazla bakım isteyen parçalar bulunmamalı,
- Doğru akım uyarma düzeneğine gerek olmamalı,
- Rotor yüzeyinde oluklar bulunmayıp hava aralığı hemen hemen sabit olmalıdır.

Böylece endüstride tahrik motorlarının dayanıklılık, yüksek verim, büyük güç katsayısı, kolay ve ucuz bir şekilde denetlenebilirliği, az bakım gerektirmesi, sürekli mıknatıslar ile uyarılmış yeni bir tip makinanın geliştirilmesine neden olmuştur (Ceylan, 1987).

1930 yıllarında AlNiCo alaşımlı sürekli mıknatısların bulunması sürekli mıknatıslarla uyarılmış büyük makinaların yapımına yol açmıştır.

1950 yıllarında baryum, stronsiyum veya kurşunun demir oksitle oluşturduğu ferrit mıknatısların bulunması ve geliştirilmesi bu mıknatısların elektrik makinalarında kullanılmasına yol açmıştır.

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

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

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

F. Falk, AlNiCo mıknatısların özelliklerinin düzeltilerek, bu motorların daha iyi özelliklerde yapılması gerektiğini savunmuştur.

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

Klasik asenkron motor (IM) lardaki kayıpların azaltılması sorununa karşılık, IM' lerde bulunan bazı kayıpları ortadan kaldıracak ve yaklaşık aynı özelliklere sahip farklı bir makina tasarımı varılmaktadır. Bu makina sürekli mıknatıslı senkron motordur.

Sürekli mıknatıslı senkron motor ile uyarma akımı kayıpları ve aynı zamanda ek kayıplar da ortadan kalkmaktadır. Bu tür makinada stator normal bir IM' deki gibidir ve uyarma akımı rotora yerleştirilen sürekli mıknatıslar ile sağlanmaktadır.

Mıknatıs yerleştirilmesi ve özellikleri nedeniyle hem bir senkron makina, hem de bir doğru akım makinası özelliği gösterebilmektedir.

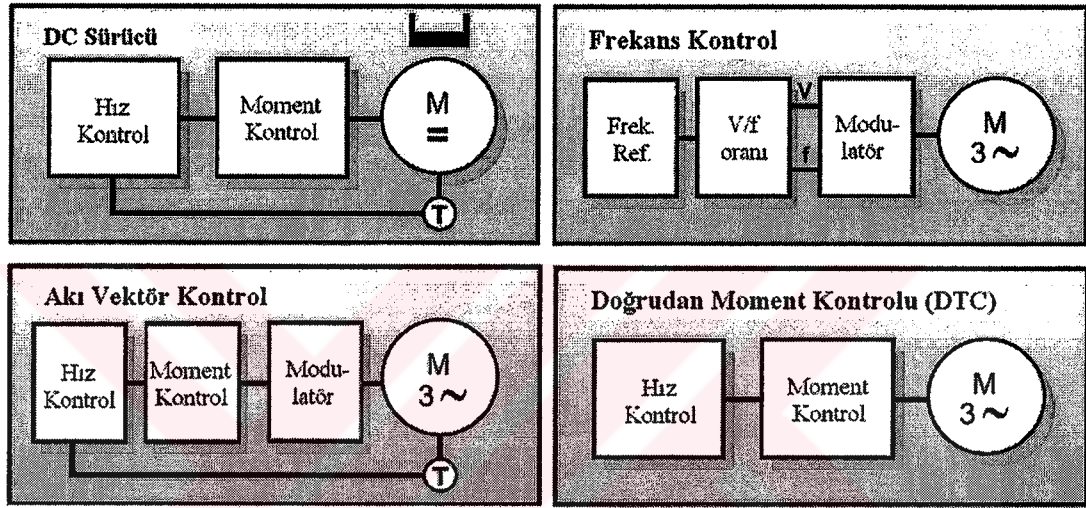
Sürekli mıknatıslar ile uyarılmış senkron makinalar son yıllarda değişken hız tahrik sistemlerinde kullanılmaktadır. Rotor manyetik alanı doğru akım taşıyan sargılar yerine rotora yerleştirilen sürekli mıknatıslar ile sağlanmaktadır. Alan sargısındaki bakır kayıplarının ortadan kaldırılması makinanın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

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

Bunların dışında endüstriyel uygulamalarda elektrik motorlarının kontrol edilmesi amacıyla kullanılan değişken hızlı sürücüler, motor mili vasıtasıyla şebekeden yüke verilen enerjinin ve moment ile hız büyüklerinin kontrolünü sağlar. Uygulamalarda, moment ve hız büyüklüklerinden sadece birisi kontrol edilerek moment ve hız kontrolu yapılır. Sürücü moment kontrol modunda çalıştığında, hız yük tarafından belirlenir. Moment, motordaki gerçek akım ve akının bir fonksiyonudur. Benzer şekilde hız kontrol modunda çalıştığı zaman, moment yük tarafından belirlenir. Şekil 1.1.' de; motorun kontrolü için kullanılan genel kontrol yöntemleri gösterilmiştir.

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

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



Şekil 1.1. Genel kontrol yöntemleri
(ABB, 1999)

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

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

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

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

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

Çizelge 1.1. Kontrol yöntemlerinin çeşitli açılardan karşılaştırılması

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

Bu tezin ilk bölümünde sürekli mıknatıslı senkron motorlar ile ilgili genel bilgiler verilmiştir. Sürekli mıknatıslı senkron motorların yapısı, avantaj ve dezavantajları, moment oluşumu ve uygulama alanları açıklanmıştır.

İkinci bölümde, sürekli mıknatıslı senkron motorun matematiksel modeli uzay vektörleri kullanılarak elde edilmiştir. Referans sistem teorisinde kullanılan park ve clarke dönüşümleri ile en uygun referans sistemi olan d,q sisteminde gerilim, manyetik akı ve moment denklemleri verilmiştir.

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

Dördüncü bölümde, sürekli mıknatıslı senkron motorlarında kullanılan genel kontrol metodları incelenmiştir. Bunların birbirleriyle olan farkları, üstünlükleri, avantajları ve dezavantajları belirtilmiştir.

Beşinci bölümde, sürekli mıknatıslı senkron motorlarda doğrudan moment kontrolünün matematiksel analizi ele alınmıştır.

Altıncı bölümde, doğrudan moment kontrolünün matlab/simulink ile simülasyonu ele alınmıştır. Burada sürekli mıknatıslı senkron motorun dq modelinin simulink diyagramı oluşturulmuştur. Ayrıca moment ve hız referanslarına göre doğrudan moment kontrolünün kapalı çevrim kontrolü simulink diyagramında incelenmiştir.

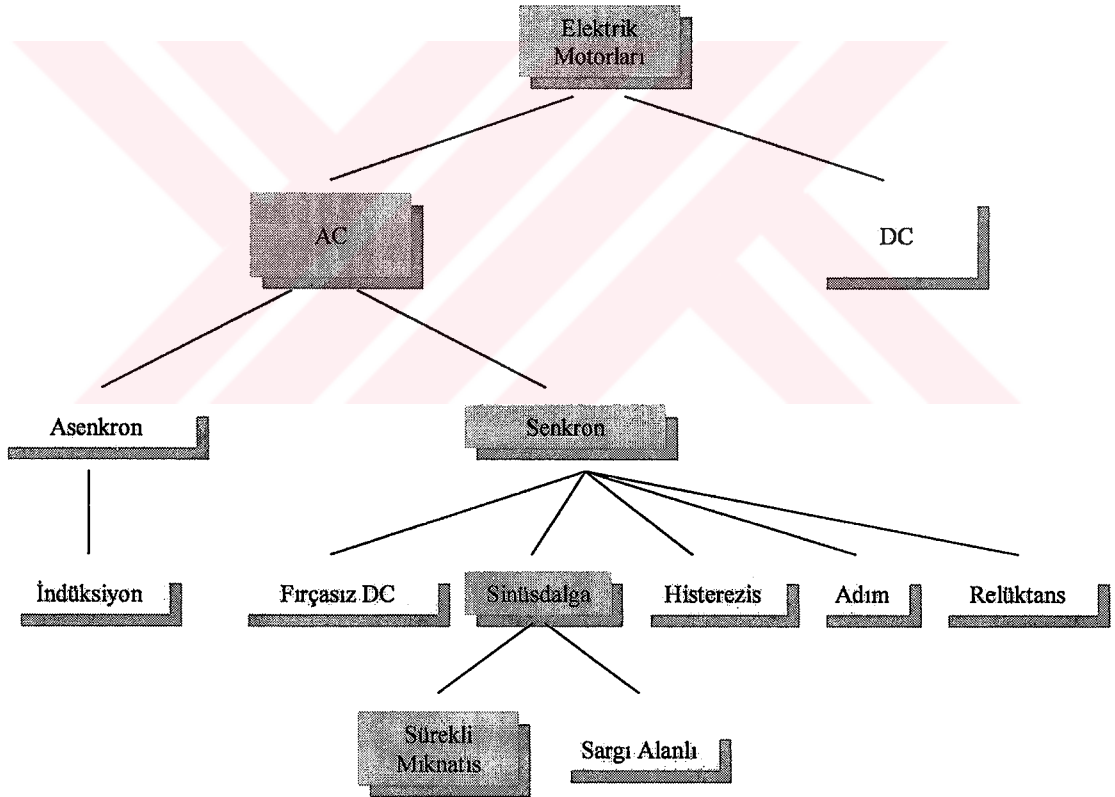
Yedinci bölümde ise, elde edilen sonuçlar özetlenmiştir.

1.2 Elektrik Motorları

Kontrol sistemlerinde kullanılan motorlar genel olarak üç sınıfta incelenebilir. Bunlardan birisi, komütatörler ile doğru akım (DC) motorları, diğer ikisi; senkron ve asenkron motorlar olmak üzere alternatif akım (AC) motorlarıdır. Bu motorlar uygun bir biçimde kontrol edildiklerinde çok az moment dalgalanmasıyla, sabit ani moment üretirler ve saf doğru akım ya da alternatif akım sinüs dalga kaynaklarından çalışırlar.

Bu çalışmada alternatif akım kaynaklı motorlardan; hızı direkt olarak stator frekansı ve kutup sayısı tarafından belirlenen senkron motorlar (SM) incelenecektir.

Aşağıdaki şekilde elektrik motorlarının çeşitleri genel olarak gösterilmiştir.



Şekil 1.2. Elektrik motorlarının çeşitleri
(Texas Instruments, 1997)

1.3 Sürekli Mıknatıslı Motor Teknolojisi

Çoğu motorda olduğu gibi senkron motor iki ana bölüme sahiptir. Hareketsiz olan kısım stator ve stator içerisinde bulunan, hareketli olan kısım rotor olarak adlandırılır. Senkron motorlar (SM) farklı yapılarda oluşturulabilirler.

Motoru döndürebilmek için, biri statordan diğeri rotordan iki değişime (akıya) ihtiyaç vardır. Bu yöntem ile farklı motor biçimleri elde etmek mümkün olur.

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

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

Bilinen rotor alan sargıları ve kutup yapıları, sürekli mıknatıslar ile değiştirildiğinde, bu motor fırçasız motorlar kategorisine yerleştirilmektedir.

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

Mıknatısların kullanılması; rotor sargılarının değiştirilmesini ve radyal aralıkta verimli kullanılmasına olanak sağlar, bu yüzden bakır kayıpları bastırılmış olur. İleri mıknatıs malzemeleri— $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ veya NdFeB —çok yüksek güç yoğunluğunu devam ettirirken, motor boyutlarında önemli bir azaltmaya izin verir (T11).

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

Sürekli mıknatıslı alternatif akım (PMAC) motorlarında, mıknatıslar rotor içerisine yerleştirilmişlerdir. Bu motorlar, kollektör ve fırça bulunmadığından dolayı çok basit

yapıdadır ve bu suretle sorunsuz kabul edilmektedir.

PMAC motorları iki grupta incelenebilir. Bunlardan biri trapezoidal tip, diğeri sinüsoidal olanıdır. Trapezoidal PMAC motorları aynı zamanda fırçasız doğru akım (BLDC) motor, konvansiyonel senkron makinelerle olan ilişkisi sebebiyle sinüsoidal PMAC motoru ise, sürekli mıknatıslı senkron motor (PMSM) olarak adlandırılır (Adnanes, 1991).

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

1.4 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorlar (PMSM)

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

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

PMSM, sürekli mıknatıs tarafından çift uyarımlıdır (Normal olarak rotor ve elektrik sargılarındaki alan, normal olarak stator). Çift uyarımlı makinelerde uyarımlar iki elektrik sargısı tarafından yapılabilmektedir, fakat bazı dezavantajlar vardır. Belirli bir akı üretiminde elektrik mıknatıs, sabit mıknatısa göre yüksek ağırlık ve büyüklüğe sahiptir. Bunun yanı sıra elektrik mıknatıs büyüklüğünü arttıran fırça ve bileziklere sahip olmalıdır. Sonuç olarak, PMSM' nin rotorunda akım yoktur ve bu sebeple de rotorunda bakır kayıpları oluşmaz.

PM kullanıldığı zaman, elektrik makinasını aynı güçte, daha küçük büyüklükte ve daha yüksek verimle tasarlamak mümkündür. Diğer taraftan ise, PMSM içerisindeki sürekli mıknatıslar sabit alan akısı üretirler ve rotor akımını değiştirmede; klasik tip senkron motorlarda olduğu gibi kolaylıkla kontrol edilemez. Verim nedeniyle; güç yoğunluğu, atalet oranındaki yüksek momentine ve kontrol problemlerine rağmen sürekli mıknatıslı senkron motora ilgi artışı olmuştur (Bizot vd., 2003).

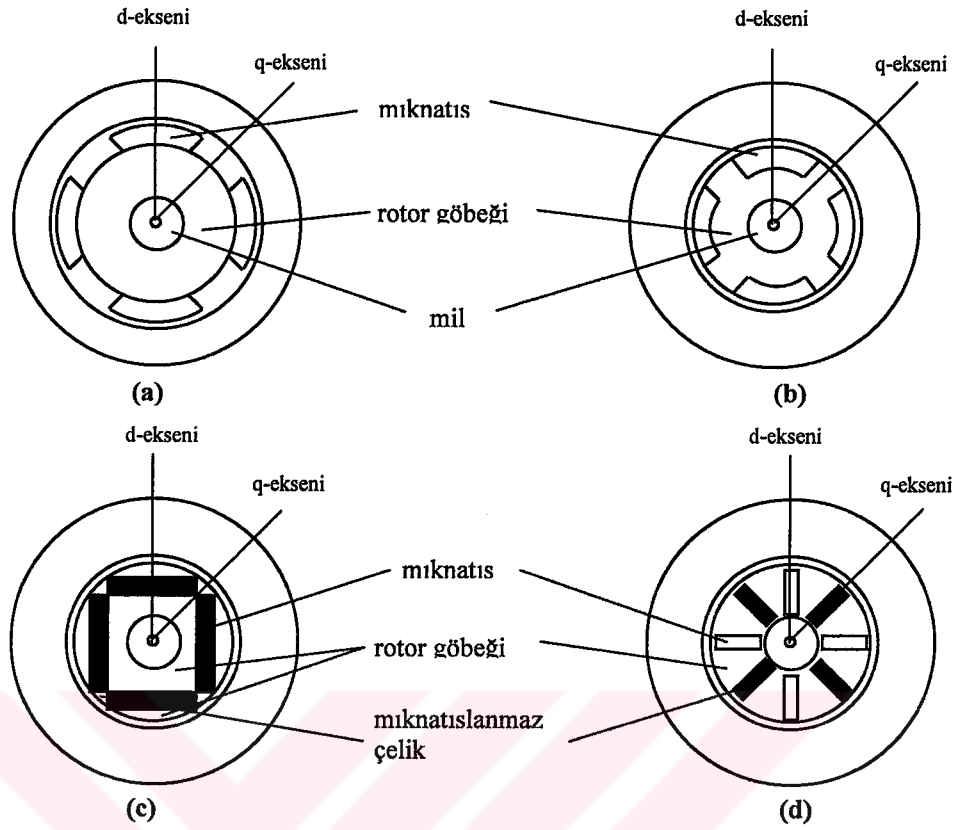
Yukarıda da bahsedildiği gibi zıt emk dalga şekillerine bağlı olarak, PMSM sürücülerini genellikle, sinüsoidal tip ve trapezoidal tip olmak üzere iki biçimde dikkate alınır. Bu durumda farklı kontrol stratejileri yerine getirilir. Bu çalışmada sinüsoidal sürekli mıknatıslı senkron motor için kontrol ele alınacaktır.

1.4.1 PMSM' nin Yapısı

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

Şekil 1.3. (a)'da görülen yüzey mıknatıs tipli (SPMSM) senkron motordur. Bu en yaygın olarak bilinen tiptir ve mıknatıslar rotor yüzeyinin üzerine yerleştirilmişlerdir. Yüzeye monte edilmiş mıknatıslar ile rotor demiri yaklaşık olarak yuvarlak ve stator endüktansı düşük olduğu gibi rotor pozisyonundan bağımsızdır. Makinenin kontrolü basit olmakla birlikte sanıldığı gibi relüktans etkileri ihmal edilebilecek seviyededir. Düşük stator endüktansı nedeniyle alan zayıflatılması (field weakening) zordur ve böylece başlangıç hızının üzerindeki çalışmalarda zorluklar vardır (Andersson, 2000).

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



Şekil 1.3. Sürekli mıknatıs rotor yapıları
(Bal, 2004)

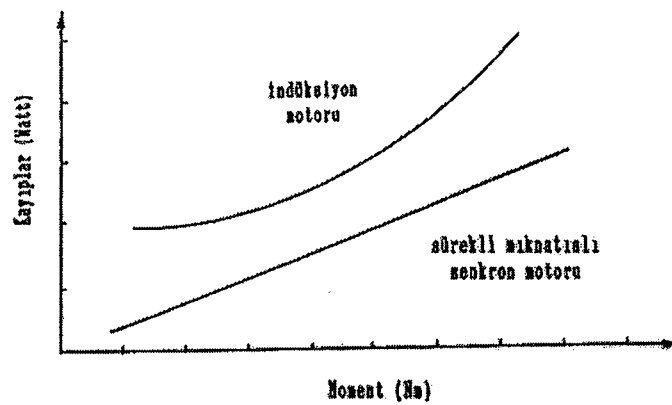
İlave mıknatıslar ile , şekil 1.3. (b)'de stator endüktansı rotor pozisyonuna bağlı olur. Alan zayıflatılması sırasında belirli bir miktarda relüktans momenti elde edilir. Başlangıç hızı üzerindeki çalışmalarda daha olanaklı yapılır. Bu biçim PMSM içinde, başlangıç hızının üzerindeki çalışmanın alışılmış olduğu çekme uygulamalarında yaygındır.

Şekil 1.3. (c) ve (d) mıknatısları rotor içerisine yerleştirilmiş olan gömülü mıknatıs tipli (IPMSM) motorlardır. Bu motorlardan (c) radyal mıknatıslanma ile iç mıknatıs tipli, (d) ise dairesel mıknatıslanma ile iç mıknatıs tiplidir. Bu mıknatıslar ile akı yoğunlaşması mümkündür, yani hava aralığı içerisindeki akı yoğunluğu, mıknatıs içerisinden daha yüksek olabilir. Böylece yüksek moment yoğunluğu sağlamak için düşük enerji mıknatısları (Ferrit) kullanılabilir. Bu tip senkron makinaya ait özellikler aşağıdaki gibi özetlenebilir:

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

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

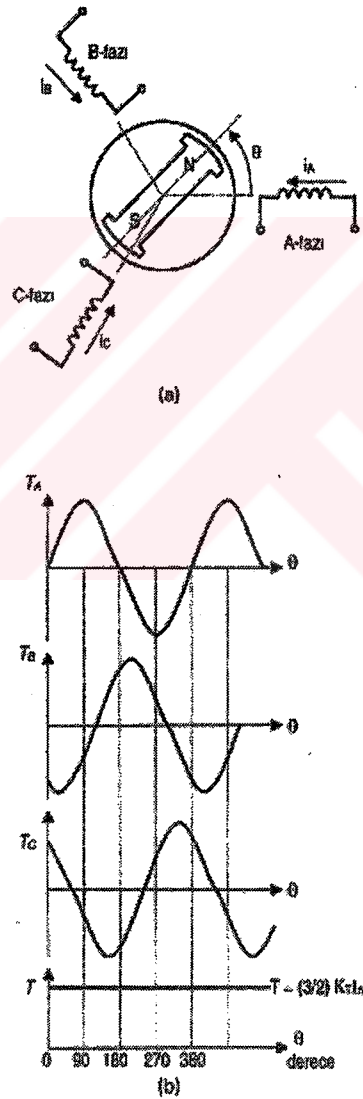
Mıknatısları rotor içine gömülmüş senkron motorda dikkate değer özelliklerden birisi, diğer mıknatıslı motorlardan farklı olarak yüksek verime sahip olmasıdır. Bu tip motorda, IM' den farklı olarak rotor mıknatıslama akımının sürekli mıknatıs ile sağlanması nedeniyle hem stator I^2R hem de rotor I^2R kayıpları azaltılmaktadır. Stator akımı bileşeni olarak mıknatıslama akımının ortadan kalkması motorun güç katsayısını büyük yapmaktadır. Ayrıca normal senkron motordaki uyarma akımının oluşturacağı kayıplar da yoktur. Böylece verim IM' ye göre oldukça iyi duruma gelmektedir. Şekilde 1.4.'de, IM ile PMSM' nin yükleme ile kayıplarının nasıl değiştiği karşılaştırılmıştır.



Şekil 1.4. IM ve PMSM kayıpları
(Diril, 1990)

1.4.2 PMSM' nin Moment Fonksiyonu

Stator sarımlarından üç fazlı akım geçirmek suretiyle sürekli bir döner alan elde edilebileceği sonucuna varılmaktadır. Bu çeşit bir motor AC senkron motora benzer şekilde sürülür. Bu akımlar üç fazlı motorlardaki gibi 120° faz farkı ile ayrılmışlardır. Eğer sinüs dalga fazı ve manyetik akı birbirleri ile daima 90° doğrultuda olacak şekilde düzenlenirse; fırça kullanmadan düzgün moment veren yüksek verimli bir motor elde edilebilir. Düşük hızlarda ise düzgün döntüş için komütasyon kontrolü daha yüksek kararlılık devreleri ile yapılmalıdır.



Şekil 1.5. Üç-faz sinüsoidal tip PMSM (a) temel yapısı,
(b) statik moment-açı karakteristiği (Bal, 2004)

Sürekli mıknatısların genel çalışma prensipleri sinüsoidal moment fonksiyonu üretmeye yöneliktir. Üç-faz durumunda, üç fazın her biri için sinüsoidal moment fonksiyonları şekil 1.3.' de gösterildiği gibi birbirine bağlantılı olarak 120° kadar farklıdırlar. i_A , i_B ve i_C ani faz akımları tarafından üretilen ani moment denklemleri;

$$\begin{aligned} T_A &= i_A K_T \sin \theta \\ T_B &= i_B K_T \sin(\theta - 2\pi / 3) \\ T_C &= i_C K_T \sin(\theta - 4\pi / 3) \end{aligned} \quad (1.1)$$

Faz akımlarının rotor konum açısı θ ile sinüsoidal olarak değiştirildiği kabul edilirse, faz akımları aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$\begin{aligned} i_A &= I_m \sin \theta \\ i_B &= I_m \sin(\theta - 2\pi / 3) \\ i_C &= I_m \sin(\theta - 4\pi / 3) \end{aligned} \quad (1.2)$$

Tanımlanan bu faz akımlarına karşılık fazların ani moment katkıları;

$$\begin{aligned} T_A &= I_m K_T \sin^2 \theta \\ T_B &= I_m K_T \sin^2(\theta - 2\pi / 3) \\ T_C &= I_m K_T \sin^2(\theta - 4\pi / 3) \end{aligned} \quad (1.3)$$

Üretilen ani moment;

$$\begin{aligned} T &= T_A + T_B + T_C \\ T &= \frac{3}{2} I_m K_T \end{aligned} \quad (1.4)$$

olur. Üç-fazlı senkron motorda üretilen momentin ani değeri, akım genliği I_m ile doğrusal olarak değişirken rotor konum açısı θ ile değişmemektedir. Bu durum klasik doğru akım motorlara da benzemektedir. Elde edilen denklemlerden; rotor konumunun bir fonksiyonu olarak değişen dengeli sinüsoidal üç-faz akımları ile beslenen sürekli mıknatıslı senkron motorun, fırçasız doğru akım motoru olarak da çalıştırılabileceği söylenebilir. Faz akımının

sinüsoidal değişimi, aynı faza ait moment fonksiyonu ile senkronize olarak gerçekleştirilebilirse, moment en yükseğe çıkarılabilir ve şekil 1.3. (a)' dan ve T_A momentinin değişiminden görülebileceği üzere stator emk dalga şekli ile rotor mıknatısı eksenleri arasındaki moment açısı 90° de sabitlenir. Faz iletim aralıkları 180° geciktirilirse, moment açısı $+90^\circ$ den -90° ye değiştirilir ve üretilen moment pozitiften (motor durumundan) negatife (generatör durumuna) değişir.

1.4.3 PMSM' nin Avantaj ve Dezavantajları

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

Avantajları:

- Basit yapı,
- Yüksek verim,
- Doğrusal moment-hız ilişkisi,
- Yüksek moment,
- Küçük hacim,
- Bakım kolaylığı,
- Geniş sınırlar içinde hız kontrolü,
- Fırça ve komütatörler yoktur.

PMSM' nin avantajlarına rağmen, bazı dezavantajları vardır;

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

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

hesaplanabilirse, algılayıcısız (sensörsüz) makine yapılmış olur.

1.4.4 PMSM' nin Uygulama Alanları

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

- Çamaşır makinaları,
- Elektrik güç kontrolü,
- Endüstriyel sürücüler,
- Servo sürücüler,
- Elektrik araçlı çekme sürücü,
- Otomasyon uygulamaları,
- Buzdolabı,
- Klima,
- Fan

Sürekli mıknatıslı motorlar uygulanan gerilime çok hızlı tepki gösterirler. Bu durum rotorun düşük kütlelerinden kaynaklanmaktadır. Uygulama alanları genişledikçe, daha çok sayıda üretim yapılacak ve yüksek olan maliyeti klasik rakipleri ile rekabet edecek seviyeye düşecektir [1].

2. PMSM' NİN MATEMATİKSEL MODELİ

Vektör kontrollü ve doğrudan moment kontrollü sürücülerin anlaşılabilmesi için kontrol edilen makinenin matematiksel modelinin iyi bilinmesi gereklidir. Makinenin davranışını geçici ve kararlı rejimde temsil eden matematiksel model, hesaplama kolaylığı açısından uzay vektörleri kullanılarak tanımlanır.

2.1 Uzay Vektör Tanımı

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

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

Böylece stator akımı uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

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

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

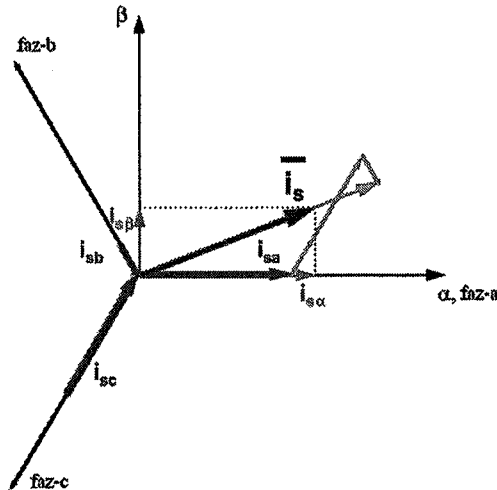
$$a = e^{j2\pi/3}$$

$$a^2 = e^{j4\pi/3} \quad (2.3)$$

$$k = 2/3$$

olarak seçilmiştir.

Aşağıdaki şekilde stator akımı uzay vektörü izdüşümü gösterilmiştir (Balazovic, 2003).



Şekil 2.1. Akım uzay vektörü ve izdüşümü
(Motorola, 2003)

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

$$\bar{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (2.4)$$

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

$$i_{s\alpha} = k \left(i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc} \right) \quad (2.5)$$

$$i_{s\beta} = k \frac{\sqrt{3}}{2} (i_{sb} - i_{sc}) \quad (2.6)$$

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

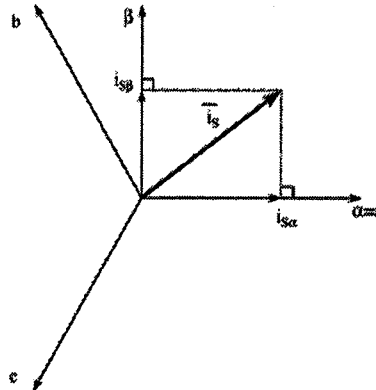
Gerilim ve manyetik akı içinde benzer uzay vektörleri tanımlanabilir;

$$\bar{u}_s = k (u_{sa} + a u_{sb} + a^2 u_{sc}) \quad (2.7)$$

$$\bar{\psi}_s = k (\psi_{sa} + a \psi_{sb} + a^2 \psi_{sc}) \quad (2.8)$$

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

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



Şekil 2.2. Stator akım uzay vektörü ve (a,b)’deki bileşenleri
(Texas Instruments, 1998)

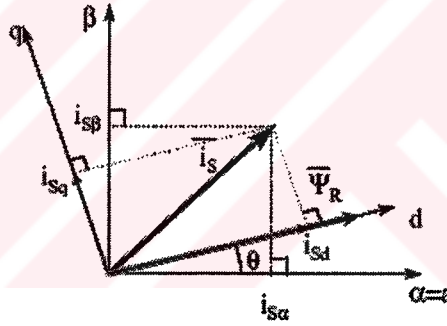
3-fazlı sistemi (α, β) 2 boyutlu ortogonal sisteme çeviren izdüşüm aşağıda verilmiştir.

$$\begin{aligned} i_{s\alpha} &= i_a \\ i_{s\beta} &= \frac{1}{\sqrt{3}}i_a + \frac{2}{\sqrt{3}}i_b \end{aligned} \quad (2.9)$$

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

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

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



Şekil 2.3. Stator akım uzay vektörü ve (α, β) de ve d,q referans sistemindeki bileşeni (Texas Instruments, 1998)

Burada θ rotor akı pozisyonudur. Akım vektörünün akı ve moment bileşenleri aşağıdaki denklemlerle elde edilir [TI2].

$$\begin{aligned} i_{sd} &= i_{s\alpha} \cos \theta + i_{s\beta} \sin \theta \\ i_{sq} &= -i_{s\alpha} \sin \theta + i_{s\beta} \cos \theta \end{aligned} \quad (2.10)$$

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

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

- 2-koordinatlı zamandan bağımsız sistem,
- i_{sd} (akı bileşeni) ve i_{sq} (moment bileşeni)' yle direkt moment kontrolü $\begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix}$ mümkün ve kolaydır.

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

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

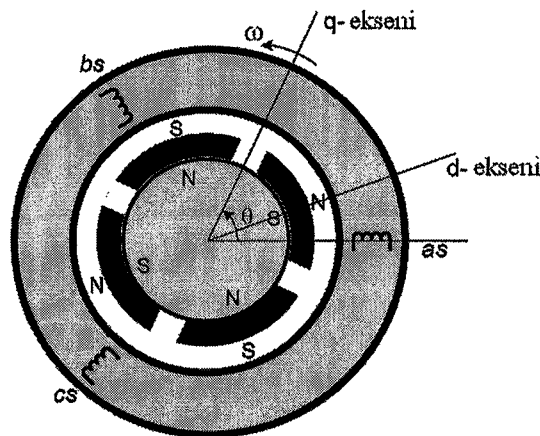
$$v_{s\alpha ref} = v_{sdref} \cos \theta - v_{sqref} \sin \theta \quad (2.11)$$

$$v_{s\beta ref} = v_{sdref} \sin \theta + v_{sqref} \cos \theta$$

Bu bloğun çıkışları $\bar{v}_r$ referans vektörünün elemanlarıdır. $\bar{v}_r$; motor fazlarına uygulanan gerilim uzay vektörüdür.

2.2 Gerilim ve Manyetik Akı Denklemi

Sürekli mıknatıslı senkron motorun (PMSM) tanımlanabilmesi için, sinüzoidal olarak dağıtılmış sargılara sahip, simetrik üç fazlı düzgün hava aralığı olan makine göz önüne alınmalıdır (Şekil 2.4.).



Şekil 2.4. PMSM sistemi
(Bizot vd., 2003)

Statordaki gerilim denklemleri anlık biçimde aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$u_{SA} = R_s i_{SA} + \frac{d}{dt} \psi_{SA} \quad (2.12)$$

$$u_{SB} = R_s i_{SB} + \frac{d}{dt} \psi_{SB} \quad (2.13)$$

$$u_{SC} = R_s i_{SC} + \frac{d}{dt} \psi_{SC} \quad (2.14)$$

ve burada u_{SA} , u_{SB} ve u_{SC} stator gerilimlerinin anlık değerleri; i_{SA} , i_{SB} ve i_{SC} ise stator akımlarının anlık değerleri ve ψ_{SA} , ψ_{SB} ve ψ_{SC} stator kaçak akılarının anlık değerleri SA, SB ve SC fazlarına göre tanımlanmıştır.

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

Gerilim denklemleri;

$$\begin{aligned} u_{s\alpha} &= R_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \psi_{s\alpha} \\ u_{s\beta} &= R_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \psi_{s\beta} \end{aligned} \quad (2.15)$$

Manyetik akı denklemleri;

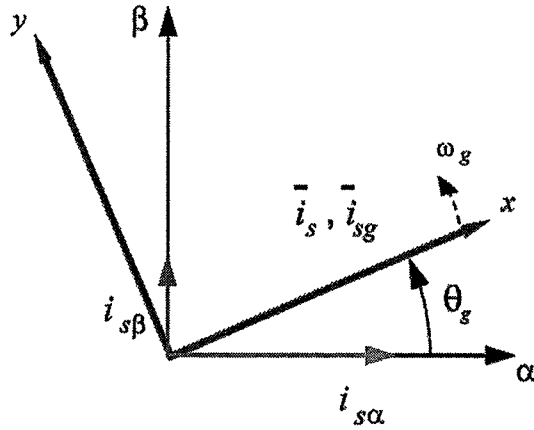
$$\begin{aligned} \psi_{s\alpha} &= L_s i_{s\alpha} + \psi_M \cos(\theta_r) \\ \psi_{s\beta} &= L_s i_{s\beta} + \psi_M \sin(\theta_r) \end{aligned} \quad (2.16)$$

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

α, β	stator ortogonal koordinat sistemi
$u_{s\alpha, \beta}$	stator gerilimi
$i_{s\alpha, \beta}$	stator akımı
$\psi_{s\alpha, \beta}$	stator manyetik akısı
ψ_M	rotor manyetik akısı
R_s	stator faz direnci
L_s	stator faz endüktansı
θ_r	α, β koordinat sistemi için rotor pozisyonu

Yukarıda ifade edilen (2.15) ve (2.16) denklemleri; sabit sistem (α, β) içerisinde, statorla belirlenmiş olan sürekli mıknatıslı senkron motor (PMSM) modelini göstermektedir.

Bunun yanı sıra sabit referans sistemi statora birleştirilmiş, motor modeli gerilim uzay vektör denklemleri, genel hızı ω_g ile döndürülen genel referans sisteminde formüle edilebilir (Şekil 2.5.).



Şekil 2.5. Genel referans sistemi uygulaması
(Motorola, 2003)

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

$$\bar{i}_{sg} = \bar{i}_s e^{-j\theta_g} = i_{sx} + j i_{sy} \quad (2.17)$$

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

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

Genel referans sisteminde rotor akımları uzay vektörü aşağıdaki gibi tanımlanabilir;

$$\bar{i}_{rg} = \bar{i}_r e^{-j(\theta_g - \theta_r)} = i_{rx} + j i_{ry} \quad (2.18)$$

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

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

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

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \psi_{sd} - \omega_r \psi_{sq} \quad (2.19)$$

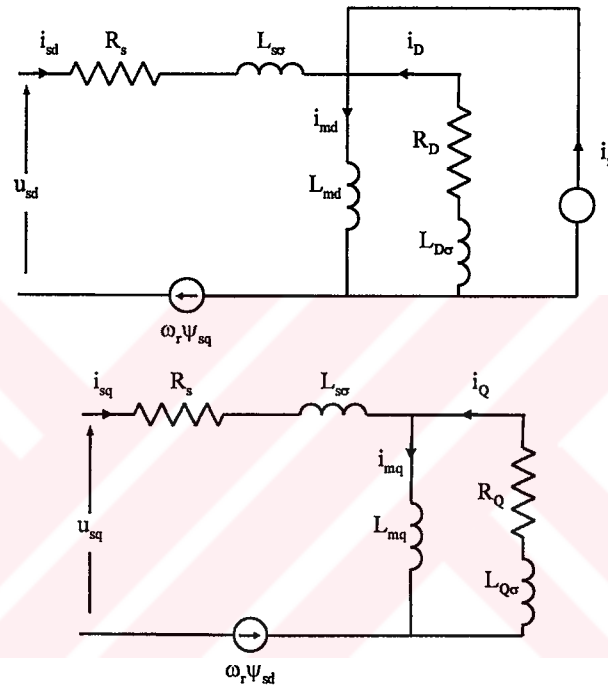
$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} + \omega_r \psi_{sd}$$

manyetik akı denklemleri;

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + \psi_M \quad (2.20)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq}$$

elde edilmiş olur ve burada ω_r ; rotor açısal frekansı, ψ_M ; rotor manyetik akısıdır. (2.19)'da geçen denklemler için eşdeğer devreler şekil 2.6.'da verilmiştir.



Şekil 2.6. (2.19) denklemleri için eşdeğer devre
(Luukko, 2000)

2.3 Moment Denklemi

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

$$\bar{i}_e = \frac{3}{2} p_N \bar{\psi}_s \times \bar{i}_s \quad (2.21)$$

ve burada p_N ; kutup sayısı çiftidir.

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

$$\bar{\psi}_s = \psi_{sa} + j\psi_{s\beta} \quad (2.22)$$

$$\bar{i}_s = i_{sa} + ji_{s\beta}$$

olur ve xy-düzleminde dikey olan moment ise;

$$\bar{t}_e = \frac{3}{2} p_N (\psi_{sa} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{sa}) \bar{k} \quad (2.23)$$

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

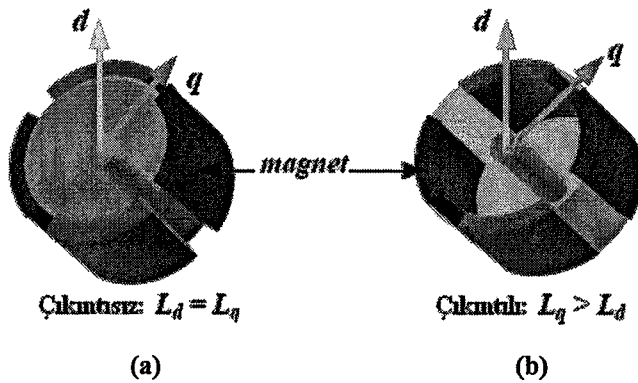
$$t_e = \bar{t}_e \bar{k} = \frac{3}{2} p_N (\psi_{sa} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{sa}) \quad (2.24)$$

elde edilir. Yukarıdaki bu ifade momentin stator koordinat sistemindeki denklemdir.

Daha önce de söylendiği gibi en yaygın referans sistemi, rotor referans sistemidir. Moment denklemi d-q koordinat sistemine göre;

$$\begin{aligned} t_e &= \frac{3}{2} p_N (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \\ &= \frac{3}{2} p_N [\psi_M i_{sq} - (L_{sq} - L_{sd}) i_{sd} i_{sq}] \end{aligned} \quad (2.25)$$

yukarıdaki gibi ifade edilir. Burada ψ_M ; sürekli mıknatısın manyetik akısıdır.



Şekil 2.7. (a) SPMSM, (b) IPMSM
(Chin ve Soulard, 2003)

Yukarıdaki şekilden de görüldüğü gibi mıknatısları rotor üzerine yerleştirilmiş olan senkron motorlarda (SPMSM); $L_{sd}=L_{sq}$ ’ dur. Başlangıç hızının altında $i_{sd}=0$ olduğundan dolayı moment ifadesi;

$$t_e = \frac{3}{2} p_N (\psi_M i_{sq}) \quad (2.26)$$

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

Bu motor için genel mekanik denklem;

$$t_e = t_L + B\omega_r + J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.27)$$

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

şeklinde ifade edilebilir. Burada;

ω_r	rotorun mekanik hızı
J	atalet momenti
B	viskoz sürtünme katsayısı
t_L	yük momenti
θ	açısal rotor pozisyonu

dur.

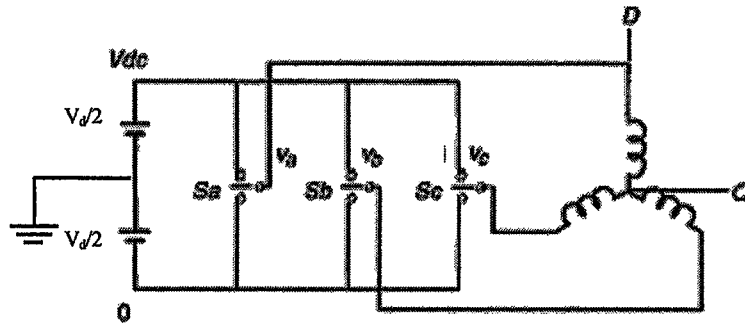
3. GERİLİM BESLEMELİ İNVERTERLER (VSI)

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

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

3.1 VSI' ın Çalışma Prensipleri

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



Şekil 3.1. PMSM inverter sistemi
(Zhong vd., 1997)

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

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

Üç fazlı sistemlerde faz gerilimleri, birbirine göre 120° lik faz farkıyla üretilmelidir. Bu amaçla şekil 3.1.' deki temel devrede, uygun anahtarlama örnekleri kullanılarak aralarında 120° faz farkı bulunan çeşitli gerilim dalga şekilleri üretilebilir. Genel olarak üç fazlı gerilim beslemeli inverterler, dalga şekillerine bağlı olarak kare dalga ve PWM inverter olmak üzere iki ana kısımda incelenebilir.

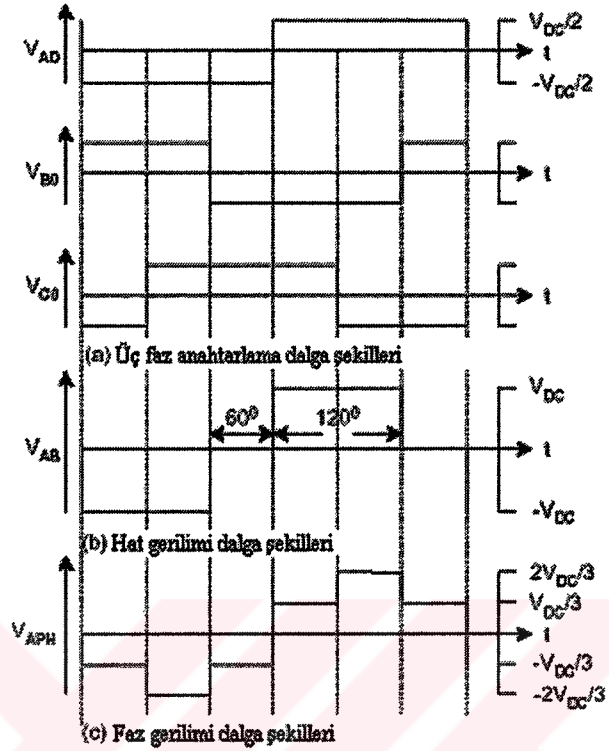
3.2 Kare dalga inverterler

Dengeli yıldız bağlı bir yük için çıkış gerilimlerinin değişimi şekil 3.2.' de verilen kare dalga inverterde, her bir anahtar 180° süresince daima ya pozitif ya da negatif uca bağlanmaktadır. Yani, her bir anahtarlama elemanı 180° süresince iletimde kalmaktadır. İnverter faz gerilimleri (v_a , v_b , v_c), dc kaynağın itibari sıfır noktası ve çıkış uçları arasında ölçülen gerilimdir.

DC hattın orta noktasına göre tanımlanan her bir faz geriliminin genliği, üstteki eleman iletimde ise $+V_d/2$, alttaki eleman iletimde ise $-V_d/2$ değerindedir. İnverter faz gerilimi dalga şekli, şekil 3.2. (a)' da görüldüğü gibi $\pm V_d/2$ genliğinde bir kare dalgadır ve 120° faz farkına sahiptir.

Şekil 3.2. (b)' de gösterilen fazlar arası hat gerilimidir. Burada görüldüğü gibi her yarım dalgada 60° boyunca sıfır olurlar.

Eğer kare dalga inverterde dengeli yıldız bağlı bir yük beslenirse, faz gerilimi için her periyotta altı basamak bulunan bir dalga şekli bulunur. Şekil 3.2.(c)' de gösterilmiştir.



Şekil 3.2. Kare dalga inverterde gerilim değişimleri

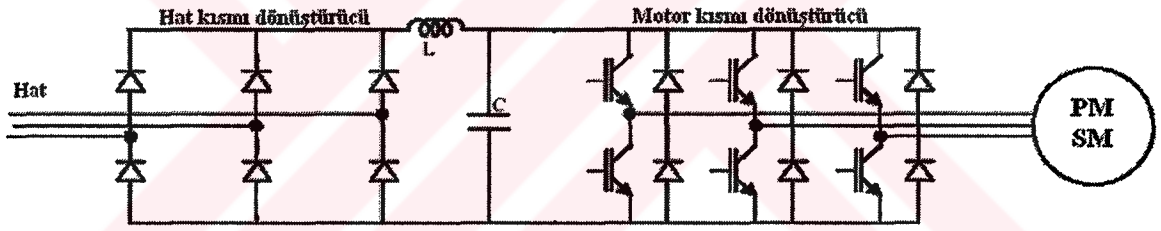
180° iletimli inverterin en önemli avantajı, çıkış gerilimi dalga şeklinin yükün özelliğine bağlı olmamasıdır. Ancak, yükün kare dalga şeklinde bir gerilim ile beslenmesi, kare dalgaının içerdiği harmonikler yüzünden ek kayıplara ve moment salınımlarına sebep olur. Bu nedenle düşük hızlarda, motor hızında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

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

3.3 PWM İnverterler

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

Üç fazlı PWM inverterin ana akım devresi kare dalga inverterin ana akım devresi ile aynıdır. Fakat kollarındaki elemanların anahtarlama sırası daha karmaşıktır. Çıkış gerilimi dalga şekli değiştirilerek gerilim kontrolü inverterin kendi içinde yapılır. Girişindeki dc gerilimin ayarı gerekmediği için şekil 3.3.' deki gibi diyot köprüsünden oluşan kontrolsüz bir redresör (AC-DC dönüştürücü) kullanılabilir. PWM inverterde yüksek anahtarlama hızları gerektiğinden şekilde IGBT'li olanı dikkate alınmıştır.



Şekil 3.3. Üç fazlı bir PWM inverter
(Almeida vd., 2000)

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

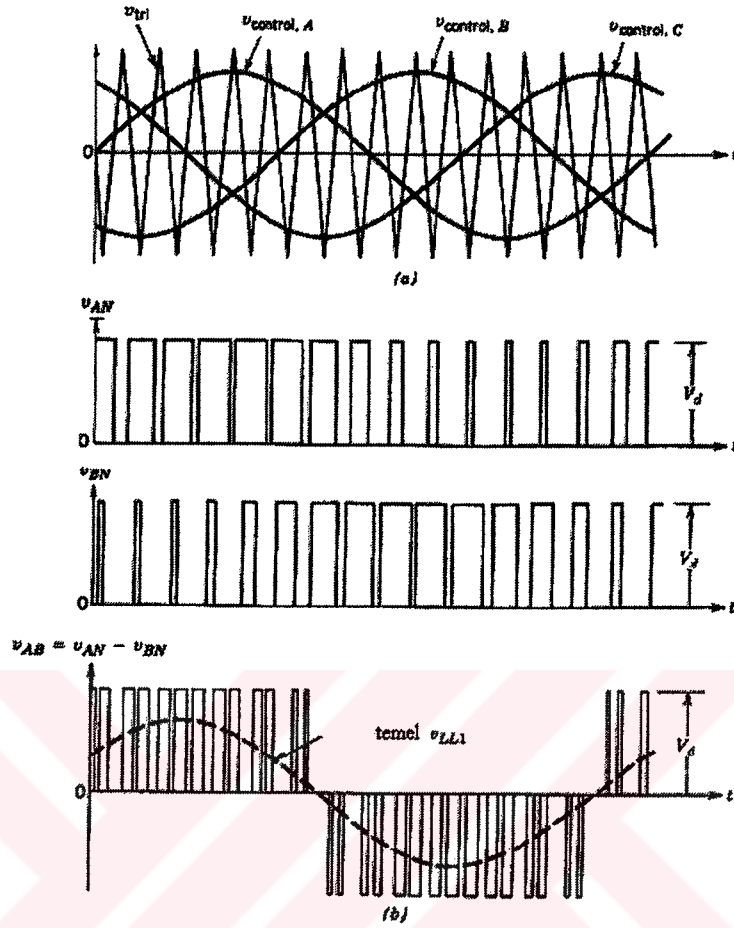
İnverter ac çıkışlarındaki gerilim dalgaları birbirinin aynı olmalı ve aralarında 120° faz farkı bulunmalıdır. Kare dalga inverterlerden farklı olarak burada bir kutba ait gerilim, üst veya alt kolun iletimde olmasına göre, ac yarım periyodu içinde çok kez $+V_d/2$ ve $-V_d/2$ değerlerini

almaktadır. Kutup gerilimi dediğimiz o faza ait uç gerilimi, kontrollu elemanı sürme sinyali dalga şeklinin bir kopyasıdır. Üstteki eleman iletimde iken pozitif, alttaki iletimde iken negatiftir. Bu nedenle sürme sinyali dalga şekillerinin elde edilmesinde kullanılan metotlara bakılarak, PWM inverterin çalışması kolayca incelenebilir. Bilindiği gibi, doğal örneklemede yüksek frekanslı bir üçgen taşıyıcı dalgayı düşük frekanslı bir modülasyon referans dalgası ile karşılaştırmak suretiyle bu sürme sinyalleri elde edilebilir. Bu modülasyon tekniği analog devrelerde kolayca gerçekleştirilebilir. İnverter çıkış gerilimi ve frekansının kontrolü, referans sinüsün genliği ve frekansının değiştirilmesi ile sağlanır.

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

Hemen bütün alıcılar sinüsoidal gerilimle beslenmek üzere planlanmıştır. İnverter çıkış geriliminin sinüsoidale mümkün mertebe yakın olması için referans gerilimleri de sinüsoidal olmalıdır. Buna sinüsoidal PWM adı verilir. Her inverter fazının veya yarım köprüsünün birer komparatörü vardır. Şekil 3.4.(a)' da görüldüğü gibi bu eleman, o faza ait referans dalgası ile simetrik üçgen taşıyıcı dalgayı karşılaştırır. Çıkış geriliminin kontrolü, sinüs dalga genliğinin değiştirilmesi ile sağlanır. Böylece çıkış gerilimi dalga şeklindeki darbe genişlikleri ayarlanmış olur, fakat sinüsoidal dalga örnekleri aynen korunur. Şekil 3.4.(b)' de ise uç gerilimler ve fazlar arası gerilimler gösterilmiştir.

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



Şekil 3.4. Sinüsoidal PWM gerilim dalga şekilleri
(Bizot vd., 2003)

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

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

3.4 Uzay Vektör PWM İnverterler

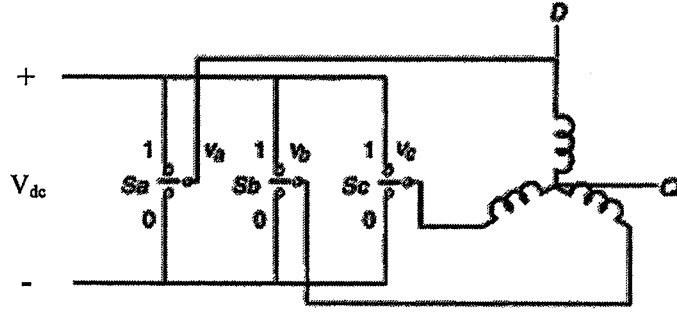
Güç elektroniği devrelerinde kullanılan en genel modülasyon metodu sinüsoidal PWM' dir. Ancak bu metotta, maksimum çıkış gerilimi düşük ve anahtarlama sayısı yüksektir. Bu sakıncaları ortadan kaldırmak için çeşitli metodlar geliştirilmiştir. Bu metodlar hala kullanılmakta ise de özel olarak şekillendirilen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

Özellikle son yıllarda, sinüsoidal modülasyonun sayısal bir alternatifi olarak PWM dalga şekilleri üretmek amacıyla, uzay vektör fikrine dayanan yeni bir PWM metodu geliştirilmiştir. Uzay vektör PWM (SVPWM) olarak adlandırılan bu metod, sinüsoidal modülasyona göre daha düşük harmonik distorsiyonlu çıkış akımı ile daha yüksek çıkış gerilimi meydana getirmesi sebebiyle endüstriyel uygulamalarda geniş bir kullanım alanı bulmuştur. Ayrıca inverter anahtarlama kayıpları büyük ölçüde azaltılırken, aynı zamanda yüksek kaliteli bir ac çıkış akımı sağlanabilir.

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

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

Üç fazlı gerilim beslemeli inverterlerin (VSI) normal çalışması, aynı koldaki iki elemanın aynı anda iletimde olmamasını gerektirir. Bu sebeple üç fazlı inverter, yapı olarak iki durumlu üç mekanik anahtar ile tanımlanır. Şekil 3.5.' de üç fazlı PMSM motoru besleyen gerilim beslemeli inverter devresi görülmektedir.

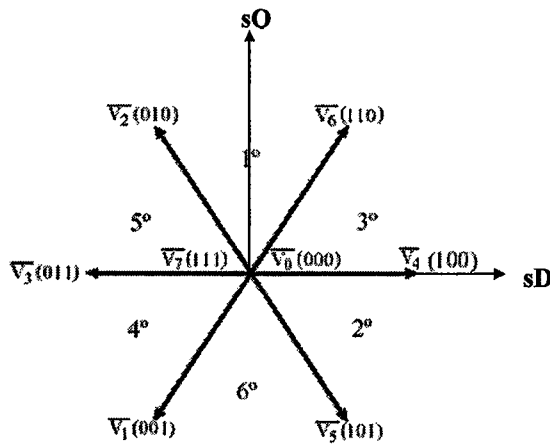


Şekil 3.5. 3-fazlı inverter şeması ve PMSM
(Rahman vd., 1999)

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

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

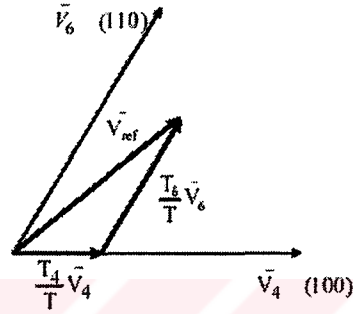
olur. Üç fazlı inverter yapı olarak iki durumlu üç mekanik anahtar ile tanımlandığından sekiz farklı anahtar kombinasyonu mümkündür. Bu sekiz anahtar kombinasyonu sekiz adet faz-gerilim kombinasyonunu belirler. Aşağıdaki diyagram bu kombinasyonları gösterir.



Şekil 3.6. Uzay vektör modülasyonunda, vektörler ve bölgeler
(Texas Instruments, 1998)

Vektör kontrol yöntemlerinde, sabit eksen takımındaki sekiz farklı gerilim vektörü ile üç fazlı sinüsoidal akımların üretilmesi için modülasyon teknikleri kullanılır. Bu teknikler arasında en uygun olanı uzay vektör modülasyonu (SVM) tekniğidir. SVM tekniği ile gerilim vektörünün genliğini ve fazını istenilen yörüngede kontrol etmek mümkündür (TI2).

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



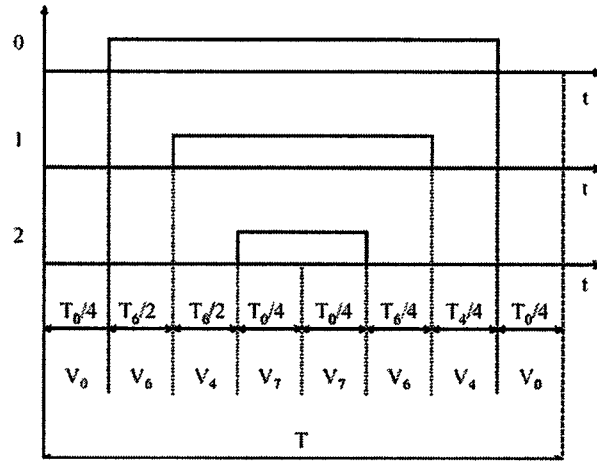
Şekil 3.7. Komşu vektörlerin birleşimi olarak referans vektör
(Texas Instruments, 1998)

$\vec{v}_4$ – $\vec{v}_6$ vektörleri aktif vektörler olarak adlandırılır. Sıfır gerilim vektörleri olarak adlandırılan $\vec{v}_0$ ve $\vec{v}_7$ gerilim vektörleri, stator sargılarını kısa devre eder ve stator akısında bir değişiklik oluşturmaz. Şekil 3.6.' da T_4 ve T_6 , $\vec{v}_4$ ve $\vec{v}_6$ vektörlerinin (iletim bölgelerinin) uygulandığı zamanlar ve T_0 sıfır vektörlerinin (iletim dışı) uygulandığı zamandır. Referans gerilim (ters park dönüşümünün çıkışı) ve örnekleme periyodu bilindiğine, bilinmeyen T_4 , T_6 ve T_0 ' ı aşağıdaki denklem sistemi ile ifade etmek mümkündür.

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

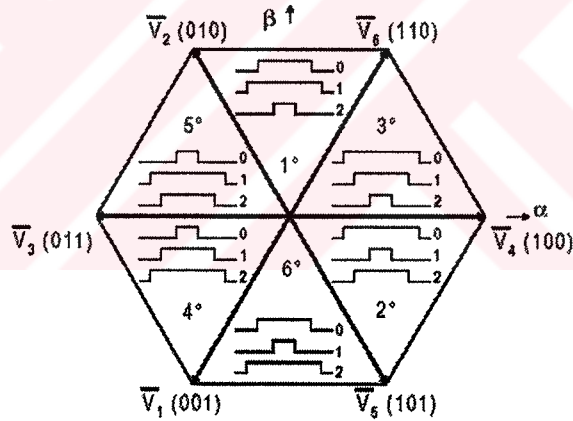
$$V_{ref} = \frac{T_4}{T} V_4 + \frac{T_6}{T} V_6$$

Bu sınırlamalar altında referans vektörün geometrik yeri, yatayları sekiz vektörün uçlarıyla oluşan bir altıgenin içidir. Üretilen uzay vektör modülasyon dalga şekilleri her bir modülasyon periyodunun ortasına yönelmiş durumda ve birbirleriyle simetriktir. Şekil 3.7. bu dalga şeklini verir.



Şekil 3.8. Üçüncü bölgede SVM dağılımı
(Texas Instruments, 1998)

Aşağıdaki diyagram ise her bir bölge için uzay vektör modülasyonunun modelini gösterir.



Şekil 3.9. SVM' nin altıgen modeli
(Texas Instruments, 1998)

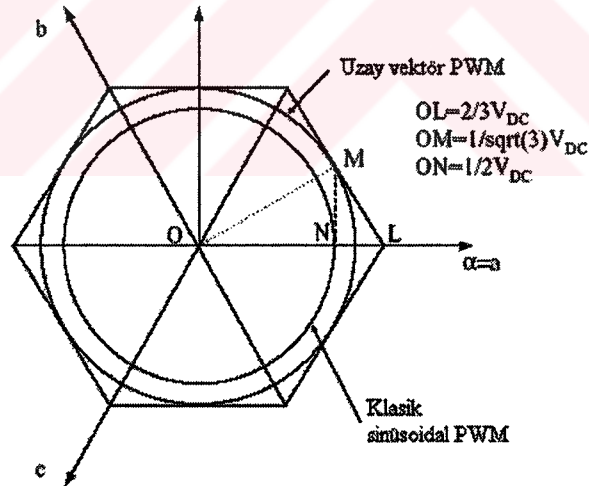
SVM birimi, üretilmek istenilen $\bar{v}_{ref}$ referans gerilim vektörünün sabit eksen takımındaki bileşenleri v_{sDref} ve v_{sQref} ile V_{dc} gerilimini giriş olarak alır. v_{sDref} ve v_{sQref} kullanılarak $\bar{v}_{ref}$ referans gerilim vektörünün bulunduğu bölge tespit edilir.

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

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

3.5 SV – Sinüsoidal PWM Karşılaştırılması

SVPWM, üç fazlı ac motor sargısı içindeki akımlarda minimum harmonik distorsiyonu üretir. Ayrıca SVM, sinüsoidal metodu ile kıyaslandığında kaynak geriliminin daha fazla verimli kullanımını sağlar. Gerçekte, sinüsoidal sinyaller bir üçgen taşıyıcı ile karşılaştırıldığında, klasik sinüsoidal modülasyon ile çember içindeki referans vektörünün yerinin $\frac{1}{2}V_{DC}$ yarıçapında olduğunu biliyoruz. SVM’ nda, 6 vektörün her birinin uzunluğu $\frac{2}{3}V_{DC}$ olduğu görülmektedir. Sabit durumda referans vektör genliği sabit olabilir. Aslında, SVM referans vektör yeri, şekil 3.8.’ de tanımlanan altıgenden daha küçük yapılıdır. Bu yer, altıgen içerisinde çizilen çemberin kendisi ile teğettir. Böylece $\frac{1}{\sqrt{3}}V_{DC}$ yarıçapına sahiptir. Bu referans vektörleri şekil 3.9.’ da gösterilmiştir.



Şekil 3.10. SV – Sinüsoidal PWM yer karşılaştırması
(Texas Instruments, 1998)

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

4. PMSM İÇİN KONTROL METODLARI

Bu bölümde sürekli mıknatıslı senkron motorlar için kullanılan kontrol metotları ve birbirleriyle karşılaştırmaları üzerinde durulacaktır.

4.1 Giriş

Güç elektroniği ve dijital işaret işlemedeki gelişmeler, birçok uygulamada sürekli mıknatıslı senkron motorların (PMSM) kullanım eğilimlerini arttırmıştır. (düşük ya da yüksek performans uygulamaları). PMSM kullanılmasının en önemli avantajı, sürekli mıknatıslardan dolayı yüksek verime ve geniş oranlarda yüksek momente sahip olmasıdır.

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

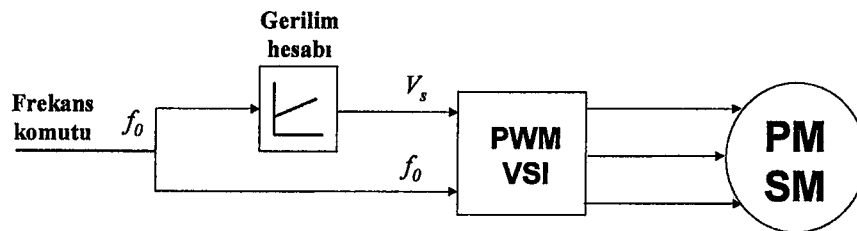
PMSM bir AC motor olduğuna göre , üç tip kontrol metodu vardır. Bunlar;

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

4.1.1 V/f Kontrol

V/f kontrolü daha çok fan ve pompa gibi basit değişken hız uygulamaları kullanılmaktadır. Bu tip bir kontrol düşük maliyet ve basit bir tasarıma sahiptir. Ayrıca ortadan yüksek moment-hız aralığı içinde yararlıdır.

Bu tip bir kontrol için blok diyagramı aşağıda görülmektedir.



Şekil 4.1. V/f kontrolünün blok diyagramı
(Bizot vd., 2003)

V/f kontrolü ile PMSM' nin sürülmesi; pozisyon sensörü kullanılmadan (asenكرون motor sürücülerinde V/f kontrolü gibi) yapılan açık-çevrim kontrolüdür. Bu yöntem; motorda, sabit akıya sahip olmak için, çıkış frekansı ile çıkış gerilimi arasındaki oranı sabit tutar. Diğer kontrol tiplerinden farklı olarak, V/f kontrol metodu yüksek performans sayısal işleme gerektirmez. Bu kontrol tipi için başlıca özellikler olarak şunlardan bahsedilebilir;

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

Avantajlar:

- Düşük maliyet,
- Geri besleme aygıtı gerektirmemesi – basit

Dezavantajlar:

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

4.1.2 Alan Yönlendirmeli Kontrol (FOC)

Vektör kontrolü; yüksek performans sürücüler, vinçler gibi basit gerilim ve düşük hız kontrol uygulamaları için en iyi seçimdir. Bu metod; momenti, sıfır hız dahil düşük hız aralıklarında kontrol eder. Vektör kontrol metodunun temel fikri; DC motorda olduğu gibi, benzer şekilde sürekli mıknatıslar tarafından oluşturulan manyetik akı ile, uzay alan hesabı içerisinde motorun akımını kontrol etmektir. Bunu gerçekleştirmek için, motorun elektriksel karakteristikleri matematiksel olarak, veri denetimini kullanan mikroişlemci ile modellenir. Aynı zamanda alan yönlendirmesini yerine getirmek için, rotorun açısal pozisyonu gerekir. Moment; mıknatıslar ve akı tarafından oluşturulan manyetik akı sonucu ile direkt olarak orantılıdır.

Bu tip bir kontrol için blok diyagramı ve kontrol yapısı aşağıda görülmektedir.

Bu kontrol tipi için başlıca özellikler olarak şunlardan bahsedilebilir (TG1);

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

Avantajlar:

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

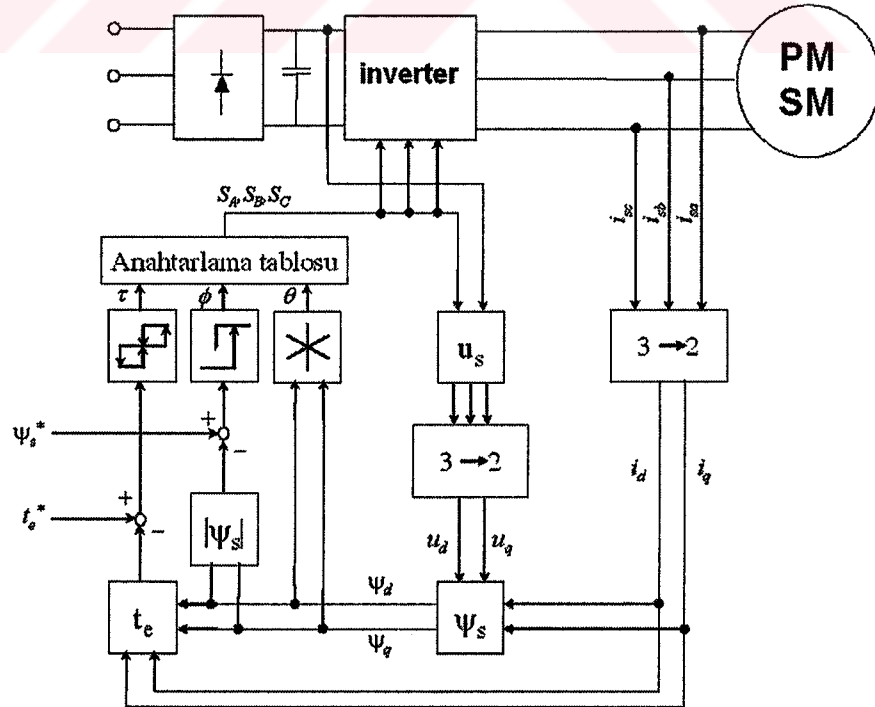
Dezavantajlar:

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

4.1.3 Doğrudan Moment Kontrolü (DTC)

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

Bu tip bir kontrol için blok diyagramı aşağıda görülmektedir.



Şekil 4.4. DTC kontrolünün blok diyagramı
(Luukko, 2000)

Doğrudan moment kontrolü için başlıca özellikler arasında şunlardan bahsedilebilir;

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

Avantajlar:

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

Dezavantajlar:

PMSM' nin sorunu;

Doğrudan moment kontrollü sürücünün anahtar elemanı stator manyetik akısının hesabıdır.

$$\frac{d\psi_s}{dt} = v_s - Ri_s \quad (4.1)$$

Senkron makine için, stator manyetik akısı aynı zamanda motorun akım modelini kullanarak da hesaplanabilir. Ne yazık ki, rotor manyetik akısı alan akımı veya stator niceliklerinden bağımsız sürekli mıknatıslar tarafından oluşturulur ve sadece rotor açısı biliniyorsa belirlenebilir. Rotor açısı hakkındaki bilgi böylece kaçınılmazdır.

Gerilim modeli genellikle yüksek frekansta iyi performansla dikkat eder. Bununla birlikte, stator direncinin hesaplanmış değeri içerisindeki olası hatalar, stator gerilim ve akım ölçmesi içerisindeki hatalar sebebiyle (4.1) denkleminin integrasyonu hatalı olur. Bu yüzden ya akım modeli ya da diğer bazı kararlılık metodu, yüksek frekansta bile iyi performans sağlamak için kullanılır (Bizot vd., 2003).

Sonuç olarak sürücü için kontrol tiplerinin seçimi direkt olarak motorun kullanıldığı uygulama ile alakalıdır. Sadece basit (ve genellikle orta ya da yüksek) hızın gerekli olduğu ve yüksek performansın gerekli olmadığı, fanlar ya da pompalar gibi basit uygulamalar için, kolay gerçekleştirilmesi ve ucuz olması sebebiyle V/f kontrolü uygundur. Hız ve momentin hassas olarak kontrolünün gerektiği (özellikle düşük ve sıfır hızda), vinçler ve yüksek performans sürücüleri gibi uygulamalarda, alan yönlendirmeli kontrol ya da doğrudan moment kontrolü seçilir.

DTC' nin temel özellikleri aşağıdaki gibi özetlenebilir:

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

4.2 Denetimin PMSM' ye Kazandırdığı Özellikler

PMSM' ye uygulanabilen kontrol yöntemleri ile, büyük güç yoğunluğu, büyük moment-akım oranı ve iyi dinamik özellikler kazandırabilmektedir. Özellikle servo motor olarak kullanılması halinde diğer fırçalı doğru akım ve indüksiyon servo motorlarının dinamik davranışını gösterebilmektedir.

Fırçasız motorlar fırçalı motorlara, özellikle doğru akım motorlarına göre, dar hız aralığında denetlenebilen ve zayıf moment özelliğine sahip, buna karşılık az bakım gerektiren motorlardır. Fırçalı doğru akım motoru fırça-kollektör düzeni nedeniyle yüksek hızlarda ve büyük akımda çalışmada sorunlu motorlardır. Fırçasız motor olarak anahtarlama relüktans motorları da darbeli moment üretmeleri nedeniyle, servo motor olarak kullanılabilecek alternatif akım motorları, sürekli mıknatıslı ve indüksiyon motorları üzerinde yoğunlaşmaktadır.

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

Bunlar;

- Küçük eylemsizlik momentine ve hızlı moment cevabına sahip olmaları, yani büyük moment-eylemsizlik momenti oranına sahip olmaları,
- Verimin büyük olması,
- Mıknatıslama akımının rotordaki sürekli mıknatıslar ile sağlanması,
- Stator akım bileşeni olan mıknatıslama akımının olmaması nedeniyle, besleme ünitesi olarak kullanılan doğrultucu ve inverterde daha küçük anma değerli yarı iletken elemanların kullanılması,
- Aynı güçler için, küçük boyutlarda, hafif ve büyük güç yoğunluğuna sahip olması,
- Rotordaki kayıpların yok denecek kadar az olması, dolayısıyla ayrı bir soğutma düzenine gerek göstermemesi

olarak özetlenebilir. Bununla birlikte IM' lerin de sürekli mıknatıslı motorlara göre,

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

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

4.3 DTC ve FOC Yöntemlerinin Karşılaştırılması

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

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

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

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

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

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

Çizelge 4.1. FOC ve DTC yöntemlerinin karşılaştırılması

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

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

5. SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORLARDA (PMSM) DOĞRUDAN MOMENT KONTROLÜNÜN (DTC) ANALİZİ

Bu bölümde PMSM' de genel olarak DTC' nin matematiksel ifadeler kullanılarak analizi üzerinde durulacaktır.

5.1 Giriş

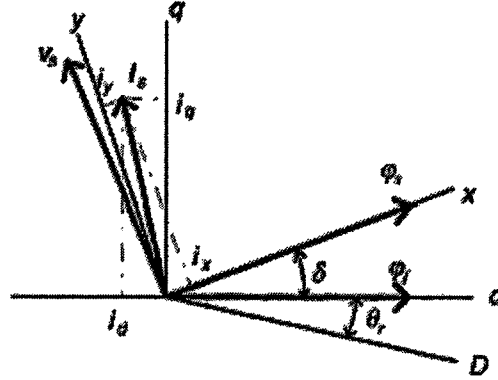
PMSM' ler, hızlı moment cevap karakteristiği ve yüksek performans çalışması gerektiren bir çok uygulamada kullanılır. PMSM içerisindeki moment genellikle, elektromanyetik momentin endüvi akımı ile orantılı olması esasına dayandırılarak, armatür (endüvi) akımının kontrol edilmesi ile kontrol edilir. Yüksek performans için; akım kontrolü normal olarak, senkron hız ile döndürülen rotor dq referans sistemi içerisinde başarılıdır. Bu sistem içerisinde, zıt elektromotor kuvveti (emk) ve endüktansların değişmesi sinüsoidal ise armatür endüktansı ve mıknatıs manyetik akısı sabittir. Ayrıca endüktanslar ve zıt emk içerisinde harmonik terimlerin değişimine ilaveten, akıdaki doyma ve mıknatıs üzerindeki sıcaklık etkisi, akım kontrolü altında moment cevabı armatür sargısının zaman sabiti tarafından sınırlandırılmıştır. DTC' nin temel prensibi stator manyetik akı ve, referans ve gerçek moment arasındaki farklılıklara göre uygun stator gerilim vektörlerinin seçilmesidir. Darbe genişlik modülasyonu (PWM) komparatör ile oluşturulan akım kontrol devresi DTC sistemlerinde kullanılmaz ve ayrıca, stator direnci hariç, motor içinde olan parametreleri de kullanılmaz. Bu yüzden; DTC, PWM akım kontrolü metodu ile yapılan moment uygulamasıyla kıyaslandığı zaman, daha az parametre bağılılığı ve hızlı moment cevabı gibi avantajlar sağlar. DTC altında rotorun ilk pozisyonu yaklaşık olarak bilindiği takdirde sensörsüz (algılayıcısız) çalışma mümkündür. (Zhong vd., 1997)

5.2 Stator Akı Referans Sisteminde Motor Denklemleri

Stator manyetik akı vektörü Ψ_s ve rotor manyetik akı vektörü Ψ_M , şekil 5.1.' de görüldüğü gibi rotor akı (dq), stator akı (xy) ve sabit (dq) referans sistemlerinde çizilebilir.

Stator ve rotor manyetik akılarının arasındaki açı δ , yük açısıdır. Bu durum stator direnci ihmal edildiği zaman geçerlidir. Sabit durumda, δ uygun bir yük momenti için sabittir ve sadece stator akısı değil rotor akısı da senkron hızda döner. Farklı hızlarda stator ve rotor akısı döner ve δ değişir. Elektrik zaman sabiti normal olarak mekanik zaman sabitinden daha küçük

olduğundan beri stator akısının dönüş hızı, rotor akısına göre kolaylıkla değişebilir. Burada, stator akımının dönüş hızı yada δ 'deki değişiklik kontrol edilerek, momentteki artışın kontrol edilebileceği gösterilmiştir.



Şekil 5.1. Farklı referans sistemlerinde stator ve rotor manyetik akıları
(Zhong vd., 1997)

En çok bilinen stator manyetik akı, gerilim ve elektromanyetik momentin dq referans sistemindeki denklemleri aşağıda gösterilmiştir (Luukko ve Pyrhönen, 1998).

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + \psi_M$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} \quad (5.1)$$

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

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \psi_{sq} + \omega_r \psi_{sd} \quad (5.2)$$

$$\begin{aligned} t_e &= \frac{3}{2} p_N (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \\ &= \frac{3}{2} p_N [\psi_M i_{sq} - (L_{sq} - L_{sd}) i_{sd} i_{sq}] \end{aligned} \quad (5.3)$$

Sabit moment çalışması ele alınırsa, akımlardan birini ortadan kaldırmak yararlı olur ve i_{sq} akımı için (5.3) denklemi çözülürse,

$$i_{sq} = \frac{t_e / (3/2 p_N)}{\psi_M - (L_{sq} - L_{sd}) i_{sd}} \quad (5.4)$$

Stator manyetik akısının genliğinin karesi,

$$|\overline{\psi}_s|^2 = (L_{sd}i_{sd} + \psi_M)^2 + (L_{sq}i_{sd})^2 \quad (5.5)$$

olur. Burada stator endüktanslarının değişimi ve geri emk sinüsoidal olduğu zaman, Ψ_M , L_{sd} ve L_{sq} sırasıyla armatür (yada stator) geri emk sabiti ve endüktanslarıdır. Farklı bir şekilde bunlar, bu değişkenlerin temel nicelikleridir.

Denklem (5.6)'daki dönüşüm ve (5.7) ile, denklem (5.2) ve (5.3) xy-referans sisteminde, denklem (5.7) ve (5.8)'de görüldüğü şekle dönüştürülür.

$$\begin{bmatrix} F_x \\ F_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \delta & \sin \delta \\ -\sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Burada F; gerilim, akım ve manyetik akıyı temsil etmektedir. Şekil 5.1.'den;

$$\begin{aligned} \sin \delta &= \frac{\psi_{sq}}{|\psi_s|} \\ \cos \delta &= \frac{\psi_{sd}}{|\psi_s|} \end{aligned} \quad (5.7)$$

olduğu bulunur ve burada ifade edilen $|\psi_s|$; stator manyetik akısının genliğini gösterir.

$$\begin{aligned} T &= \frac{3}{2} p_N [\psi_{sd}(i_x \sin \delta + i_y \cos \delta) - \psi_{sq}(i_x \sin \delta + i_y \cos \delta)] \\ &= \frac{3}{2} p_N \left[i_x \frac{\psi_{sd}\psi_{sq}}{|\psi_s|} + i_y \frac{\psi_{sd}^2}{|\psi_s|} - i_x \frac{\psi_{sd}\psi_{sq}}{|\psi_s|} + i_y \frac{\psi_{sd}^2}{|\psi_s|} \right] \\ &= \frac{3}{2} p_N |\psi_s| i_y \end{aligned} \quad (5.8)$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \psi_x \\ \psi_y \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} L_{sd} \cos \delta & L_{sq} \sin \delta \\ -L_{sd} \sin \delta & L_{sq} \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \delta & -\sin \delta \\ \sin \delta & \cos \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \psi_M \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} L_{sd} \cos^2 \delta + L_{sq} \sin^2 \delta & -L_{sd} \sin \delta \cos \delta + L_{sq} \sin \delta \cos \delta \\ -L_{sd} \sin \delta \cos \delta + L_{sq} \sin \delta \cos \delta & L_{sd} \sin^2 \delta + L_{sq} \cos^2 \delta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} \\ &\quad + \psi_M \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (5.9)$$

Stator manyetik akısının genliği sabitse, denklem (5.8); stator akımının y-eksen bileşeniyle moment direkt olarak orantılı olduğu anlamına gelir (Zhong vd., 1997).

5.2.1 Düzenli Hava Aralığına Sahip PMSM

PMSM' nin bu tipi için, $L_{sd} = L_{sq} = L_s$, denklem (5.9), denklem (5.10)' daki gibi basitleştirilebilir.

$$\begin{bmatrix} \psi_x \\ \psi_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \psi_M \begin{bmatrix} \cos \delta \\ -\sin \delta \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

x-ekseni stator manyetik akıya sabitlendiği için ψ_y sıfır olur ve denklem (5.10)' un ikinci denkleminde i_y çözülebilir.

$$i_y = \frac{1}{L_s} \psi_M \sin \delta \quad (5.11)$$

Denklem (5.11)' in, moment denklemini (5.8)' de yerine konulması ile;

$$T = \frac{3}{2} \frac{1}{L_s} p_N |\psi_s| \psi_M \sin \delta \quad (5.12)$$

bulunur. Burada δ , mıknatıslanma manyetik akısına bağlı stator manyetik akısının açısal hızıdır ve gerilim vektörü değişimine uygun bir basamak değişimi dikkate alınır. δ , $-\pi/2$ ile $\pi/2$ aralığı içindeyse, belirtilen zaman ile momentin türevi her zaman pozitifdir ve bu durum moment artışı ile açı δ ' deki artışın orantılı olmasını kapsamaktadır. Diğer bir deyişle, stator manyetik akısı birkaç yolla kontrol edilebilir ki bunlar; genlik sabit tutulmalıdır ve değişen hız, gerçek moment içinde maksimum değişim sağlanarak mümkün olabildiğince hızlı kontrol edilir (Zhong vd., 1999).

5.2.2 Çıkıntı Kutba Sahip PMSM

Kutbu çıkıntılı olan PMSM için, $L_{sd} \neq L_{sq}$, stator akısı x-ekseninden ileride olduğu için, yük açısı δ ve stator manyetik akısı terimlerinde moment denklemi, denklem (5.9)'daki ilk denklemden i_x için çözümünü $\psi_y=0$ ile sağlanabilir.

$$i_x = \frac{2\psi_M \sin \delta - [(L_{sd} + L_{sq}) + (L_{sd} - L_{sq}) \cos 2\delta]}{(L_{sq} - L_{sd}) \sin 2\delta} i_y \quad (5.13)$$

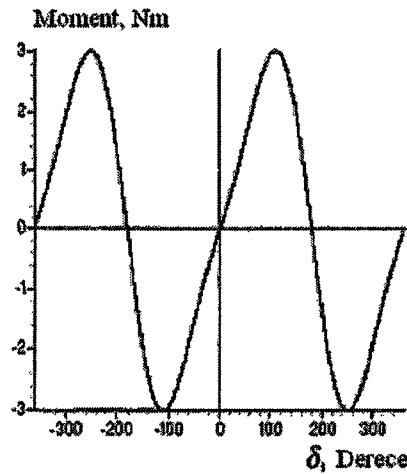
Denklem (5.13)'ü denklem (5.9)'daki ikinci denklem yerine koyarak ve Ψ_x , $|\Psi_s|$ ile değiştirilerek aşağıdaki denklem sağlanır.

$$i_y = \frac{1}{2L_{sd}L_{sq}} [2\psi_M L_{sq} \sin \delta - |\psi_s| (L_{sq} - L_{sd}) \sin 2\delta] \quad (5.14)$$

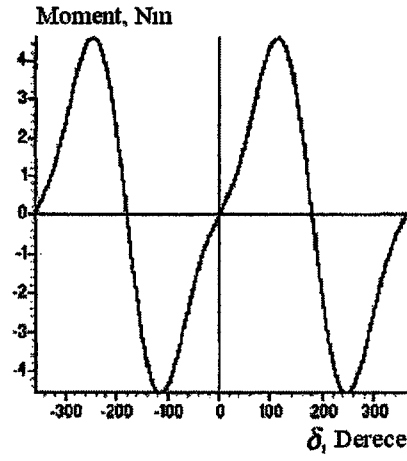
Böylece denklem (5.8) aşağıdaki şekle dönüşür.

$$T = \frac{3p|\psi_s|}{4L_{sd}L_{sq}} [2\psi_M L_{sq} \sin \delta - |\psi_s| (L_{sq} - L_{sd}) \sin 2\delta] \quad (5.15)$$

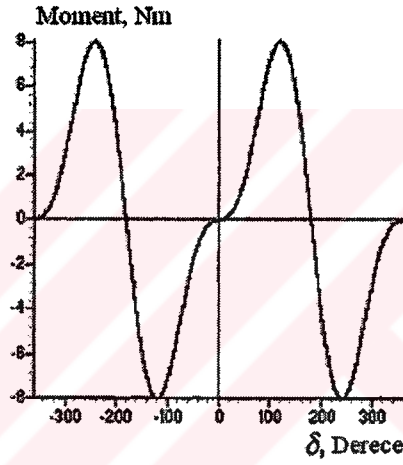
Denklem (5.15)' deki ilk terim sürekli mıknatıs akısı tarafından üretilen uyarma momenti ve ikinci terim ise relüktans momentidir. Herbir stator manyetik akısı için bir maksimum mevcuttur. Maksimum moment elde etmek için stator manyetik akısının genliğinin ve yük açısının nasıl kontrol edildiği burada açıklanmamaktadır. Fakat stator manyetik akısının genliği ile momentin türevi arasındaki ilişkinin ele alınması gereklidir.



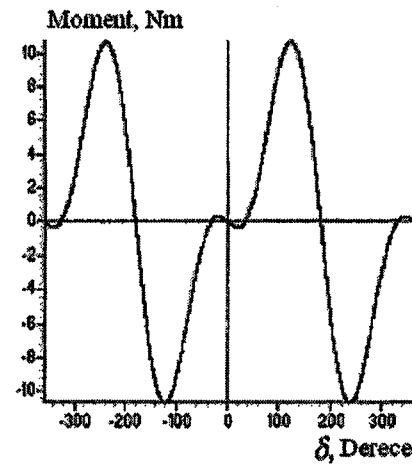
Şekil 5.2. δ ile belirtilen moment, $|\Psi_s|=0.75\Psi_M$
(Zhong vd., 1997)



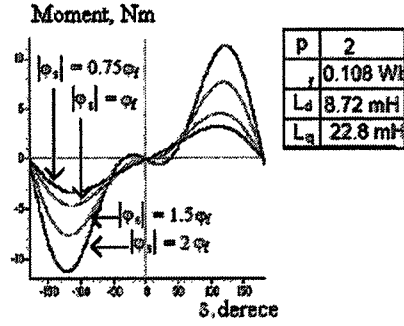
Şekil 5.3. δ ile belirtilen moment, $|\Psi_s| = \Psi_M$
(Zhong vd., 1997)



Şekil 5.4. δ ile belirtilen moment, $|\Psi_s| = 1.5\Psi_M$
(Zhong vd., 1997)



Şekil 5.5. δ ile belirtilen moment, $|\Psi_s| = 2\Psi_M$
(Zhong vd., 1997)



Şekil 5.6. Moment-yük açısı karakteristiklerinin (T-δ) birlikte gösterilişi (Rahman vd., 1999)

Yukarıdaki şekiller, stator manyetik akı genliği $0.75\Psi_M$, Ψ_M , $1.5\Psi_M$ ve $2\Psi_M$ olduğu zaman, IPMSM moment-yük açısı (T-δ) karakteristiklerini göstermektedir. Moment sıfır geçiş yakınlarındadır. $|\Psi_s|=2\Psi_M$ için, δ ile belirtilen sıfır geçiş yeri yakınında momentin türevi negatiftir. Bu durum DTC' nin uygulanamayabileceği anlamına gelir. Bu yüzden kutbu çıkıntılı olan PMSM için, gerçek moment değişimi ile stator manyetik akısının genliği değişebilir.

Pozitif dT/dt için durum ise,

$$|\psi_s| < \frac{L_{sq}}{L_{sq} - L_{sd}} \psi_M \quad (5.16)$$

şeklindedir.

Hızlı dinamik cevap istenirse, stator manyetik akının genliği denklem (5.16)'ya göre seçilebilir. Aksi takdirde, lineerlik daha önemliyse bu, gerçek momentin değişimi ile değiştirilebilir. Aynı moment için, stator manyetik akısının genliği daha düşük olduğu zaman daha yüksek stator akımının gerekli olduğu akılda tutulmalıdır (Zhong vd., 1999).

5.3 Stator Manyetik Akısının Kontrolü

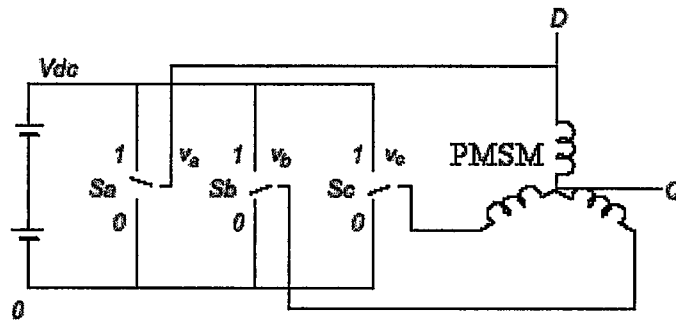
Momentteki değişim, stator manyetik akısının genliğini sabit tutmak ve stator manyetik akısının dönüş hızını arttırarak mümkün olabildiği kadar hızlı bir şekilde kontrol edilebileceği bir önceki bölümde kanıtlanmıştır. Bu bölümde ise, stator manyetik akısının hem genliğinin hem dönüş hızının doğru stator gerilim vektörleri seçilerek kontrol edilebileceği gösterilecektir.

5.3.1 Gerilim Uzay Vektörünün Üretimi

DTC' nin temel prensibi, uygun anahtarlama tablosundan doğru gerilim vektörlerini seçmektir. Bu seçim, moment ve stator manyetik akısının histerezis kontrolüne dayandırılır. Stator manyetik akısı denklem (5.17) ile hesaplanır.

$$\bar{\psi}_s = \int_t^{t+\Delta t} (\bar{u}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (5.17)$$

PMSM' nin üç-faz sargıları ile bir inverter içindeki güç anahtarlarının bağlantısı şekil 5.7.' de gösterilmiştir. Bu gerilim kaynaklı inverterlerin güç anahtarları 180° iletim modundadır. Bu da sadece üç anahtarlama sinyali S_a , S_b , S_c ; altı anahtarın durumunu karşılaştırmak için gerekli olduğu anlamına gelir.



Şekil 5.7. İnverter kaynaklı PMSM
(Rahman vd., 1999)

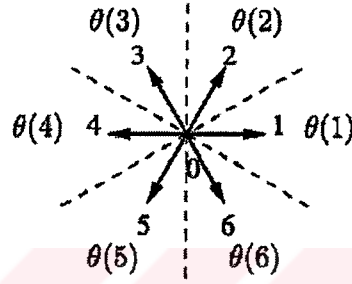
Bu yolla, bir inverter için sıradan çalışmada altı etkin gerilim uzay vektörü ve iki gerilim uzay vektörü bulunur. Gerilim uzay vektörünün a, b, c referans sisteminin a-eksenine yerleştirildiğini farzedelim. A-fazı ile V_a gerilimi tek başına uygulandığı zaman, gerilim uzay

vektörlerinin inverter çıkışı, farklı anahtarlama durumları altında aşağıdaki gibi belirtilir.

$$\bar{u}_s = \frac{2}{3} u_{DC} (S_a + S_b e^{j2\pi/3} + S_c e^{j4\pi/3}) \quad (5.18)$$

burada $\bar{u}_s$; gerilim uzay vektörü, u_{DC} ; DC gerilimi ifade eder. S_a , S_b , S_c ; üç faz anahtarlama durumlarını gösterir ve 2/3 ise dönüşüm katsayısıdır (Dan vd., 1998).

Burada 0' ın anlamı, fazın negatif bacağı; 1' in anlamı fazın pozitif bacağı bağlı olmasıdır. Bu yolla elde edilmiş gerilim vektörleri şekil 5.8.' de gösterilmiştir.



Şekil 5.8. İki seviyeli gerilim kaymaklı inverterin gerilim vektörleri
(Luukko, 2000)

Burada altı etkin gerilim uzay vektörleri, $V_1 \sim V_6$, birbirleri ile 60° aralıkla dizilmiştir. İki sıfır gerilim uzay vektörü V_0 ve V_7 uzay-vektör düzleminin merkezine yerleştirilmiştir.

Stator direnci hariç, diğer motor parametreleri gerekli değildir. Gerilim vektör düzlemi altı sektöre ayrılmıştır ve böylece herbir gerilim vektörü her bölgede iki eşit parçaya ayrılmıştır. Herbir sektörde altı sıfır olmayan gerilim vektörünün dördü kullanılabilir. Ayrıca sıfır vektörleri de kullanılabilir. Ayrıca sıfır vektörleri de kullanılabilir. Bütün bu olasılıklar, uygun anahtarlama tablosu içinde çizelge biçiminde gösterilebilir. Uygun anahtarlama tablosu çizelge 5.1.' de gösterilmiştir.

Çizelge 5.1. İnverterler için uygun anahtarlama tablosu

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

Moment histerezis komparatörün çıkışı τ ile gösterilir, akı histerezis komparatörün çıkışı ϕ ile manyetik akı sektörü θ ile gösterilir. Moment histerezis komparatörü üç değerli bir komparatördür. $\tau=-1$; momentin gerçek değeri referansın üzerindedir ve histerezis limitin dışındadır anlamına gelir. $\tau=1$; momentin gerçek değeri referansın altındadır ve histerezis limitin dışındadır anlamına gelir.

Akı histerezis komparatör ise iki değerli bir komparatördür. $\phi=0$; manyetik akının gerçek değeri referansın üzerinde ve histerezis limitin dışındadır, $\phi=1$; manyetik akının gerçek değeri referansın altında ve histerezis limitin dışındadır anlamına gelir (Luukko, 2000).

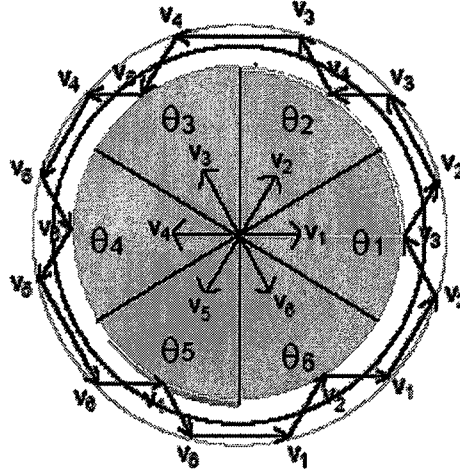
5.3.2 Stator Manyetik Akısının Genlik Kontrolü

Denklem (5.17)'deki stator direnci ihmal edilerek, stator manyetik akısı, gerilim uzay vektörünün integrasyonu ile direkt olarak belirtilebilir.

$$\bar{\psi}_s = \int \bar{u}_s dt \quad (5.19)$$

Denklem (5.19), stator manyetik akısının bitiminin hareketi ile verilen gerilim uzay vektörü aynı yöne sahip olduğu anlamına gelir. Bu yüzden uygun gerilim uzay vektörlerinin seçimi ile stator manyetik akısının genlik, yön hareketi ve hız hareketi kontrolü mümkündür.

Stator manyetik akısının genliğinin kontrolü için gerilim vektörleri seçilir. Gerilim vektör düzlemi şekil 5.9.' da görüldüğü gibi altı bölgeye ayrılmıştır. Herbir bölgede en düşük anahtarlama frekansını veren iki komşu gerilim vektörü, anılan sıraya göre Ψ_s ' in genliğini arttırmak yada azaltmak için seçilir.



Şekil 5.9. Stator manyetik akısının kontrolü
(Rahman vd., 1999)

Örneğin, stator manyetik akısı I bölgesi içinde saat dönüş yönünün tersine hareket ettiğinde gerilim uzay vektörü V_2 , stator manyetik akı genliğini arttırmak için, aksi takdirde V_3 genliği azaltmak için seçilecektir. Stator manyetik akısı saat dönüş yönünde hareket ettiği zaman, fakat hala I bölgesinin içinde ise, o zaman V_6 genliği arttırmak için, V_5 ise; genliği azaltmak için seçilecektir (Dan vd., 1998).

Uygun gerilim uzay vektörünün seçilmesiyle, stator manyetik akısının genliği bütün uzay vektör düzlemi içerisinde iyi bir şekilde kontrol edilebilir. Ayrıca yukarıdaki şekilde Ψ_s ' in histerezis bant içinde tutularak, gerilim vektörlerinin nasıl seçileceği gösterilmiştir.

5.3.3 Stator Manyetik Akı Dönüşünün Kontrolü

Yukarıda sözü edildiği gibi, DTC ile PMSM' nin momenti, stator manyetik akısının hem genlik hem de dönüş hızı uygun VSV' nin seçilmesi ile kontrol edilirken, genliklerin sabit tutulduğu durum altında, stator manyetik akısının dönüş hızının ayarlanması ile fiilen kontrol edilebilir. Bununla birlikte, DTC için asenkron motor (IM) ve PMSM arasında VSV' nin seçim yollarında farklılıklar vardır.

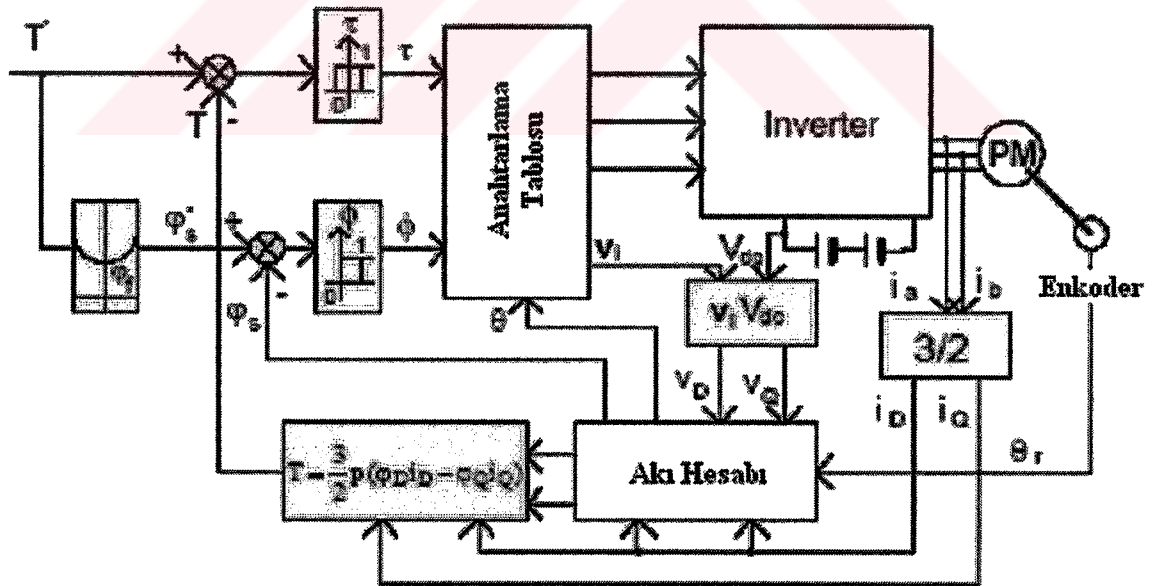
IM'de; stator manyetik akısı, stator gerilimi ile nadiren kararlaştırılır. Bu yüzden sıfır VSV seçildiği zaman, stator manyetik akı vektörü, moment üretiminin olmadığı bir pozisyon içinde duracaktır ve böylece, sırayla çalışma ve frenleme yolu ile motor kontrol edilir. Bununla

beraber PMSM' ye gelince, mıknatıs manyetik akısı, hem rotor manyetik akısı hem de stator gerilimi birlikte birleştirilerek kararlaştırılır.

Sürekli mıknatıslar bütün bir zaman döndüğü için, sıfır VSV kullanılsa bile stator manyetik akısı hareketsiz bulunur ve sonucunda motoru çalışır durumda tutan momenti üretecektir. Sonuç olarak, PMSM için DTC içinde normal olarak sıfır VSV kullanılmaz (Dan vd., 1998).

Saat yönünün tersine çalışma için, gerçek moment referanstan küçükse, Ψ_s ' in dönüşünü aynı yönde tutan gerilim vektörleri seçilir. Açı δ olabildiği kadar hızlı artar ve gerçek moment aynı şekilde azalır. Gerçek moment referanstan daha büyük olduğu zaman ise Ψ_s ' in dönüşünü ters yönde tutan gerilim vektörleri, sıfır gerilim vektörleri yerine seçilir. Açı δ azalır, aynı zamanda moment de azalır. Gerilim vektörlerinin bu yolla seçilmesi ile, Ψ_s ' in dönüş yönü moment için histerezis kontrol devresinin çıkışı ile kararlaştırılır (Zhong vd., 1997).

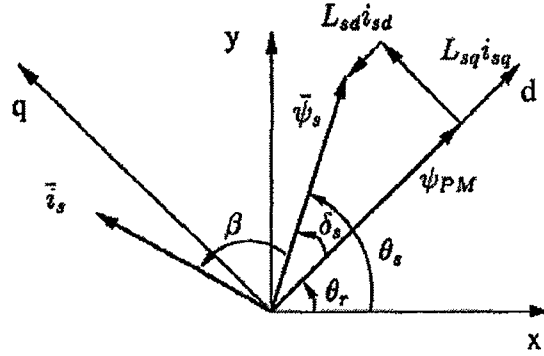
Ψ_s ' in genlik ve dönüş yönünü kontrol etmek için kullanılan anahtarlama tablosu daha önce çizelge 5.1.' de gösterilmiştir ve bu tablo iki yönlü çalışma için de kullanılabilir. Ayrıca burada PMSM için DTC sisteminin şematik yapısı şekil 5.10.' da gösterilmiştir.



Şekil 5.10. DTC ile PMSM' nin blok diyagramı
(Rahman vd., 1999)

5.4 Rotor Açısının Hesabı

DTC içindeki hesaplamalar, statorla belirlenmiş referans sistemi içerisinde yapılır. Çıkıntı-kutuplu senkron motorların asimetrik özelliği nedeniyle, motor modeli ile birlikte rotor açısı da gerekir. Stator akım vektörleri oranı ve stator manyetik akı hesabından rotor açısını belirleyecek metod aşağıda verilmiştir.



Şekil 5.11. Rotor açısının hesabı
(Luukko ve Pyrhönen, 1998)

Enine eksen manyetik akısı Ψ_{sq} aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$|\bar{\Psi}_s| \sin \delta_s = L_{sq} |\bar{i}_s| \sin(\delta_s + \beta) \quad (5.20)$$

$$\sin(\delta_s + \beta) = \sin \delta_s \cos \beta + \cos \delta_s \sin \beta \quad (5.21)$$

Denklem (5.21)' den yararlanarak yük açısı δ_s hesaplanabilir.

$$\tan \delta_s = \frac{L_{sq} |\bar{i}_s| \sin \beta}{|\bar{\Psi}_s| - L_{sq} |\bar{i}_s| \cos \beta} \quad (5.22)$$

Denklemdeki $\sin \beta$ ve $\cos \beta$ trigonometrik fonksiyonlarından kurtulmak için,

$$\bar{\Psi}_s \cdot \bar{i}_s = |\bar{\Psi}_s| |\bar{i}_s| \cos \beta \quad (5.23)$$

$$\bar{\Psi}_s \times \bar{i}_s = |\bar{\Psi}_s| |\bar{i}_s| \sin \beta \quad (5.24)$$

kullanılır ve bu durumda yük açısının tanjantı,

$$\tan \delta_s = \frac{L_{sq} \bar{\psi}_s \times \bar{i}_s}{|\bar{\psi}_s|^2 - L_{sq} \bar{\psi}_s \cdot \bar{i}_s} \quad (5.25)$$

olur.

Yük açısını belirleyecek diğer bir seçmeli metod, enine eksen manyetik akı denklem tanımını kullanarak formüle edilebilir.

$$\psi_{sd} = L_{sd} i_{sd} + \psi_M$$

$$|\bar{\psi}_s| \cos \delta_s = L_{sd} |\bar{i}_s| \cos(\delta_s + \beta) + \psi_M$$

$$|\bar{\psi}_s| \cos \delta_s = L_{sd} |\bar{i}_s| [\cos \delta_s \cos \beta - \sin \delta_s \sin \beta] + \psi_M \quad (5.26)$$

Burada, δ_s ' in kapalı biçim çözümü mevcut değildir. Bu yüzden sayısal bir çözüm gerektirir.

Yukarıda bahsedilen iki metoddan herhangi biri kullanılırsa, rotor açısı;

$$\theta_r = \theta_s - \delta_s \quad (5.27)$$

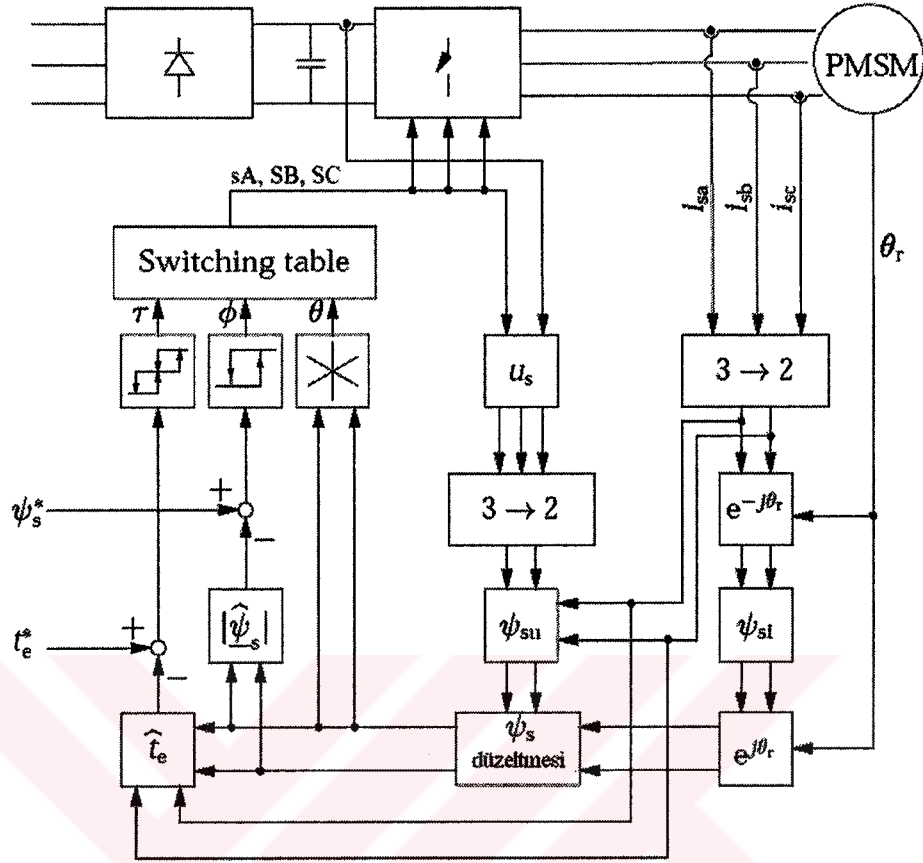
olur.

5.5 DTC ile Milden Açısız Geribesleme

Sıfır hız yakınında stator manyetik akı integrasyonunun güvenilir olmadığı genellikle bilinir. Sıfır hız yakınında kusursuz çalışma gerektiren uygulamalarda, rotor milinden hız yada açısal geribesleme gerekir. Manyetik akının hesabı, sıfır hız yakınında denklem (5.3) ve (5.4)' den yararlanarak geliştirilebilir (Luukko ve Pyrhönen, 1998).

(5.17) denklemindeki manyetik akının integrasyonu için örnekleme zamanı yeteri kadar kısa olmalıdır, tipik olarak $100\mu s$ ' nin altında.

Motor modeline dayandırılan hesaplamalar, yine de daha uzun örnekleme zamanında yapılabilir, mesela 1ms. Böylece denklem (5.17) ve denklem (5.3) ve (5.4)' deki hesaplamalar her 1ms' de bir kez karşılaştırılır ve hata denklem (5.17)' deki manyetik akı hesabına eklenir.



Şekil 5.12. Akım modeli ile DTC' nin blok diyagramı
(Luukko ve Pyrhönen, 1998)

Şekil 5.12.'de değiştirilmiş DTC' nin blok diyagramı gösterilmiştir. Bu gösterilen blok diyagramı akım modeli olarak bilinmektedir.

Yeterli bir ortalama anahtarlama frekansı elde etmek için, manyetik akı ve momentin histerezis kontrolü çok hızlı bir zaman bölümünde tamamlanmalıdır. Manyetik akı, aynı zaman seviyesinde hesaplanmalıdır. Bu yüzden, gerilim integrasyonu denklem (5.17); sayısal integrasyon hassasiyetini yerine getirmek için çok kısa zaman basamağı ile yapılmalıdır. Akım modeli, sıra ile, ölçülmüş rotor açısına ihtiyaç duyar. Motor kontrol devresi ile enkoder arasındaki iletişim çok hızlı olmaz. Ayrıca akım modeli, akım içerisinde bütün dalgalanmaları içerirken, denklem (5.17)' nın integrasyonu nedeniyle doğal filtrelenmiştir. Bütün bu sebepler hep birlikte, gerilim ve akım modelinin aynı zamanda hesaplanmasını imkansız kılmaktadır (Luukko, 2000).

5.6 Manyetik Akı Referansının Seçimi

Akım kontrol metodlarında, akım referansları; hızlı ve tam moment cevabı gerektirirse, hızlı zaman seviye görevlerindeki gibi hesaplanması gerekir. Bu dq-akım referansları i_d^* ve i_q^* in her zaman maksimum moment/ampere oranını gerçekleştirmesi anlamına gelir.

DTC' de akımlar ne olursa olsun, moment ve manyetik akı kontrol edilir. Bu hızlı moment cevabının her zaman sağlanması anlamına gelir. Bu yüzden, moment değiştiği zaman stator manyetik akısının kontrolüne gerek yoktur. Böylece stator akımı her zaman kendi minimum değerindedir. Onun yerine, stator manyetik akı referansı tamamen yavaş zaman seviyesinde kontrol edilebilir (Luukko ve Pyrhönen, 1998).

5.6.1 Stator Akımının Azaltılması

Burada stator akımının ve stator manyetik akısının arasındaki ilişki genlik cinsinden incelenecektir. Her iki niceliğin de karesini almak, türev alma işlemini basitleştirir. Yani $|\bar{i}_s|$ ve $|\bar{\psi}_s|$ ' in yerine $|\bar{i}_s|^2$ ve $|\bar{\psi}_s|^2$ kullanılır. Zincir kuralını kullanarak, stator manyetik akısı ile belirtilen stator akımının türevi aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} \frac{d(|\bar{i}_s|^2)}{d(|\bar{\psi}_s|^2)} &= \frac{d(|\bar{i}_s|^2)}{di_{sd}} \frac{di_{sd}}{d(|\bar{\psi}_s|^2)} \\ &= \frac{d(|\bar{i}_s|^2)}{di_{sd}} \frac{1}{d(|\bar{\psi}_s|^2)/di_{sd}} \end{aligned} \quad (5.28)$$

Stator akımının karesinin genliği,

$$\begin{aligned} |\bar{i}_s|^2 &= i_{sd}^2 + i_{sq}^2 \\ &= i_{sd}^2 + \frac{[t_e / (3/2 p_N)]^2}{[\psi_M - (L_{sq} - L_{sd}) i_{sd}]^2} \end{aligned} \quad (5.29)$$

i_{sd} ile belirtilen $|\bar{i}_s|^2$ nin türevi,

$$\frac{d(|\bar{i}_s|^2)}{di_{sd}} = 2i_{sd} + \frac{2[t_e/(3/2p_N)]^2(L_{sq} - L_{sd})}{\psi_t^3} \quad (5.30)$$

olur ve burada,

$$\psi_t = \psi_M - (L_{sq} - L_{sd})i_{sd} \quad (5.31)$$

dir. Türev sıfıra eşitlenirse minimum akım elde edilir.

$$2i_{sd} + \frac{2[t_e/(3/2p_N)]^2(L_{sq} - L_{sd})}{\psi_t^3} = 0 \quad (5.32)$$

Denklemin her iki tarafını ψ_t^3 ile çarparsak, dördüncü durum denklemini elde edilir.

$$i_{sd}\psi_t^3 + [t_e/(3/2p_N)]^2(L_{sq} - L_{sd}) = 0 \quad (5.33)$$

Bu denklemin sonucu, örneğin Newton-Raphson metodu ile elde edilebilir.

$$i_{sd}^n = i_{sd}^{n-1} - \frac{g}{g'} \quad (5.34)$$

Burada;

$$g = i_{sd}\psi_t^3 + [t_e/(3/2p_N)]^2(L_{sq} - L_{sd}) \quad (5.35)$$

$$g' = 3i_{sd}(L_{sd} - L_{sq})\psi_t^2 + \Psi_t^3 \quad (5.36)$$

olur.

DTC' de her kontrol çevriminde kesin çözüm bulunamadığı için daha basit bir metod kullanılabilir. İlk önce türev g' incelenir. Aşağıdaki durumların gerçekleştirilmesi g' nün pozitif olduğunu gösterir.

$$i_{sd} < 0 \quad (5.37)$$

$$\psi_M - (L_{sq} - L_{sd})i_{sd} > 0 \quad (5.38)$$

$L_{sq}=L_{sd}$ ise, son durum her zaman doğrudur. Aksi takdirde,

$$i_{sd} < \frac{\psi_M}{L_{sq} - L_{sd}} \quad (5.39)$$

Çıkıntı kutuplu PMSM' lerde $L_{sq} > L_{sd}$ ve bu yüzden pozitif g' için durum denklem (5.39)'dadır. Böylece uygun boyuna eksen akımı i_{sd}^{opt} , gerçek boyuna eksen akımı i_{sd} ' den,

$$i_{sd}^{opt} = i_{sd} - kg \quad (5.40)$$

ile sağlanır. Burada k sabittir. Şimdi (5.28) denklemine geri dönelim. i_{sd} ile belirtilen $|\overline{\psi}_s|^2$ nin türevi aşağıdadır.

$$\frac{d(|\overline{\psi}_s|^2)}{di_{sd}} = 2L_{sd}^2 i_{sd} + 2L_{sd} \psi_M + \frac{2L_{sq}^2 [t_e / (3/2 p_N)]^2 (L_{sq} - L_{sd})}{[\psi_M - (L_{sq} - L_{sd}) i_{sd}]^3} \quad (5.41)$$

Bu türev;

$$L_{sd} \psi_{sd} \psi_t^3 + L_{sq}^2 [t_e / (3/2 p_N)]^2 (L_{sq} - L_{sd}) > 0 \quad (5.42)$$

ve (5.38) denklemi doğruysa sıfırdan büyüktür.

(5.38) ve (5.42) denklemleri ve ayrıca (5.28) ve (5.34) denklemlerinde her iki durum da hesaba katıldığında, denklem (5.35)'deki g fonksiyonu bulunur ve manyetik akı referansının nasıl kontrol edileceği tamamen belirtilir (Denklem 5.43).

$$\psi_s^* = |\overline{\psi}_s| - kg \quad (5.43)$$

Bu denklem için (5.39) denklemi ve

$$\psi_{sd} > 0 \quad (5.44)$$

denklemi şart koşulmuştur.

5.6.2 Motordaki Toplam Kayıpların Azaltılması

Stator akımının en küçük miktarı, $|\bar{\psi}_s| \psi_M$ ile ulaşıldıktan sonra, motorun toplam kayıpları azalmamaktadır. Bu durum hava aralığı güç yoğunluğuna bağlı olan demir kayıplarındaki artış nedeniyle meydana gelir. Demir kayıplarının modeli tamamen karmaşık yapıda olmasına rağmen, amaç sadece motorun verimini arttırmak olursa, basit bir model kullanılabilir.

Stator omik kayıpları denklem (5.45)'de gösterilmiştir.

$$P_{Rl^2} = \frac{3}{2} R_s |\bar{i}_s|^2 \quad (5.45)$$

Demir kayıpları birkaç faktörden oluşur. Bunlar histerezis, eddy akımı ve aşırı kayıplardır. Histerezis kayıpların direkt olarak açısal hız ω ile orantılı olduğu ve eddy akımı kayıplarının ω^2 ile orantılı olduğu bilinmektedir. Bütün kayıplar akı yoğunluğu ile orantılıdır, $p_{Fe} \sim B^k$, burada k sabittir ve $k=1,5, \dots, 2$.

Bütün kayıplar tek bir denklemde birleşirse, demir kayıpları için basit bir model elde edilir. Demir kayıpları, tek çalışma noktası için bilinirse, kayıplar aşağıdaki gibi yazılabilir;

$$p_{Fe}(\omega, \bar{\psi}_s) = \frac{|\omega|}{|\omega_N|} \left(\frac{|\bar{\psi}_s|}{|\bar{\psi}_{sN}|} \right)^k p_{FeN} \quad (5.46)$$

Burada p_{FeN} , ω_N ve $|\bar{\psi}_{sN}|$ ile birlikte demir kayıplarıdır. Eğer $k=2$ alınırsa denklem çok kolaylaşır. $|\bar{\psi}_s|$ yerine (5.5) denklemi konulursa aşağıdaki denklemi verir,

$$p_{Fe}(\omega, \bar{i}_s) = a |\omega| \left[(L_{sd} i_{sd} + \psi_M)^2 + (L_{sq} i_{sq})^2 \right] \quad (5.47)$$

Burada,

$$a = p_{FeN} / \left(\omega_N |\bar{\psi}_{sN}|^2 \right) \quad (5.48)$$

dir. Toplam elektrik kayıpları,

$$p_{loss}(\omega, i_{sd}) = P_{Rl^2} + p_{Fe} \\ = \frac{3}{2} R_s |\bar{i}_s|^2 + a |\omega| \left[(L_{sd} i_{sd} + \psi_M)^2 + (L_{sq} i_{sq})^2 \right] \quad (5.49)$$

burada i_{sq} , i_{sd} ' nin fonksiyonu olarak (5.4) denkleminde ifade edilmiştir. Eğer sabit ω hesaba katılırsa, p_{loss} ; mesela Newton-Raphson metodu ile bulunabilir, en küçük değere sahiptir. Aynı şekilde stator akımının azaltılması ile, stator manyetik akısının,

$$\psi_s^* = |\bar{\psi}_s| - kh(\omega, i_{sd}) \quad (5.50)$$

ile kontrol edilebileceği bulunmuş olur. Burada $h(\omega, i_{sd})$; i_{sd} ile belirtilen p_{loss} ' un türevidir.

5.6.3 Moment Geçişindeki Seçim

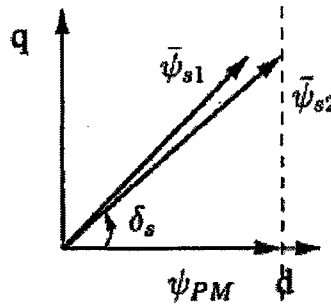
Manyetik akı referansının seçimi denklem (5.43) ve denklem (5.50)'ye göre yavaş zaman bölümünde ve küçük k kazancı ile yapılabilir. Bu yolla stator akımı (yada toplam kayıplar) sabit durum içinde azaltılır. Bununla birlikte, momentin hızlı bir şekilde azaldığı ve manyetik akı referansının, sürekli mıknatısın manyetik akısından daha büyük tutulduğu durumlarda, manyetik akı referansını denklem (5.43)'den daha hızlı azaltmak yararlı olacaktır. Enine ve boyuna eksen endüktanslarındaki farklılık nedeniyle, bunun ihmal edilmesi büyük pozitif bir boyuna eksen akımını meydana getirebilir.

En uygun nokta her zaman, $i_{sd} < 0$ ile bilinir.

Bu yüzden maksimum manyetik akı referansı,

$$\psi_s^* = \frac{\psi_M}{\cos \delta_s} = \frac{\psi_M |\bar{\psi}_s|}{\psi_{sd}} \quad (5.51)$$

ile hesaplanır. Şekil 5.13. maksimum değerin nasıl sağlandığını gösterir.



Şekil 5.13. Manyetik akı referansının verili yük açısındaki maksimum değeri, $\Psi_{smax}=|\Psi_{s2}|$ (Luukko ve Pyrhönen, 1998)

6. SÜREKLİ MİKNATISLI SENKRON MOTORDA DOĞRUDAN MOMENT KONTROLUNUN MATLAB/SİMULİNK İLE SİMÜLASYONU

Burada amaç sürekli mıknatıslı senkron motorun dq modeline göre simulink modelini oluşturmak ve en sonunda ise doğrudan moment kontrolünün simülasyonunu gerçekleştirmektir.

6.1 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorun Simulink Modeli

Doğrudan moment kontrolünü incelemeden önce sürekli mıknatıslı senkron motorun matematiksel denklemlerini ve buna göre simulink modelini oluşturalım. Bunun için sürekli mıknatıslı senkron motorun dq-referans sistemine göre elektriksel model denklemleri;

$$\frac{d}{dt}i_d = \frac{1}{L_d}u_d - \frac{R}{L_d}i_d + \frac{L_q}{L_d}\omega_r i_q \quad (6.1)$$

$$\frac{d}{dt}i_q = \frac{1}{L_q}u_q - \frac{R}{L_q}i_q + \frac{L_d}{L_q}\omega_r i_d - \frac{\psi_M \omega_r}{L_q} \quad (6.2)$$

$$T_e = 1.5p[\psi_M i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (6.3)$$

$$\omega_r = p\omega_m \quad (6.4)$$

olarak verilmiştir. Burada;

L_d, L_q d ve q eksen endüktansları

R stator sargısı direnci

u_d, u_q d ve q eksen gerilimleri

i_d, i_q d ve q eksen akımları

ω_r rotorun açısal hızı

ψ_M sürekli mıknatıs akısı

p çift kutup sayısı

T_e elektromanyetik moment

dir [2], (Mihailovic vd., 1997).

Mekaniksel model denklemleri ise;

$$\frac{d}{dt}\omega_m = \frac{1}{J}(T_e - B\omega_m - T_l) \quad (6.5)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_m \quad (6.6)$$

olarak ifade edilmiştir. Burada;

J rotor ve yükün atalet momenti

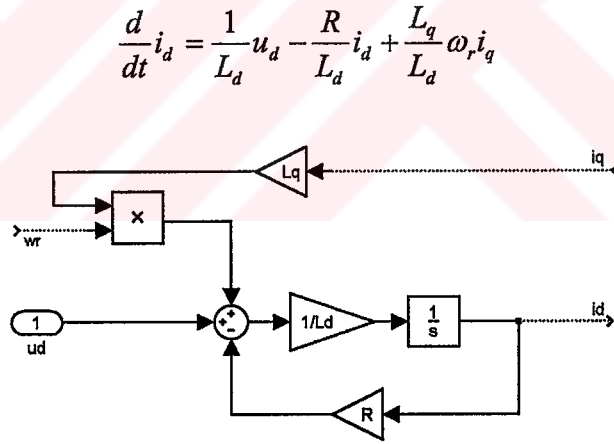
B rotor ve yükün viskoz sürtünme katsayısı

θ rotorun açısal pozisyonu

T_l yük momenti

ω_m rotorun mekaniksel hızı

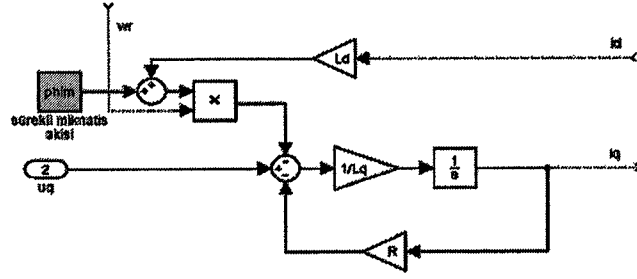
dır. Şimdi yazılan denklemlere göre sırasıyla simulink modelini oluşturalım;



Şekil 6.1. Sürekli mıknatıslı senkron motorun d-ekseni modeli

$$\frac{d}{dt}i_q = \frac{1}{L_q}u_q - \frac{R}{L_q}i_q + \frac{L_d}{L_q}\omega_r i_d - \frac{\psi_M\omega_r}{L_q}$$

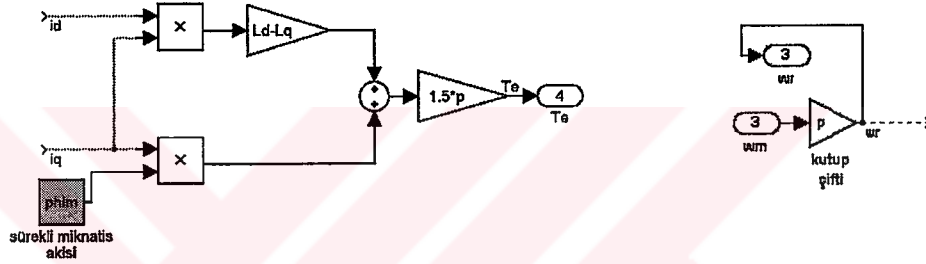
$$\frac{d}{dt}i_q = \frac{1}{L_q}u_q - \frac{R}{L_q}i_q - \omega_r \left(\frac{L_d i_d + \psi_M}{L_q} \right)$$



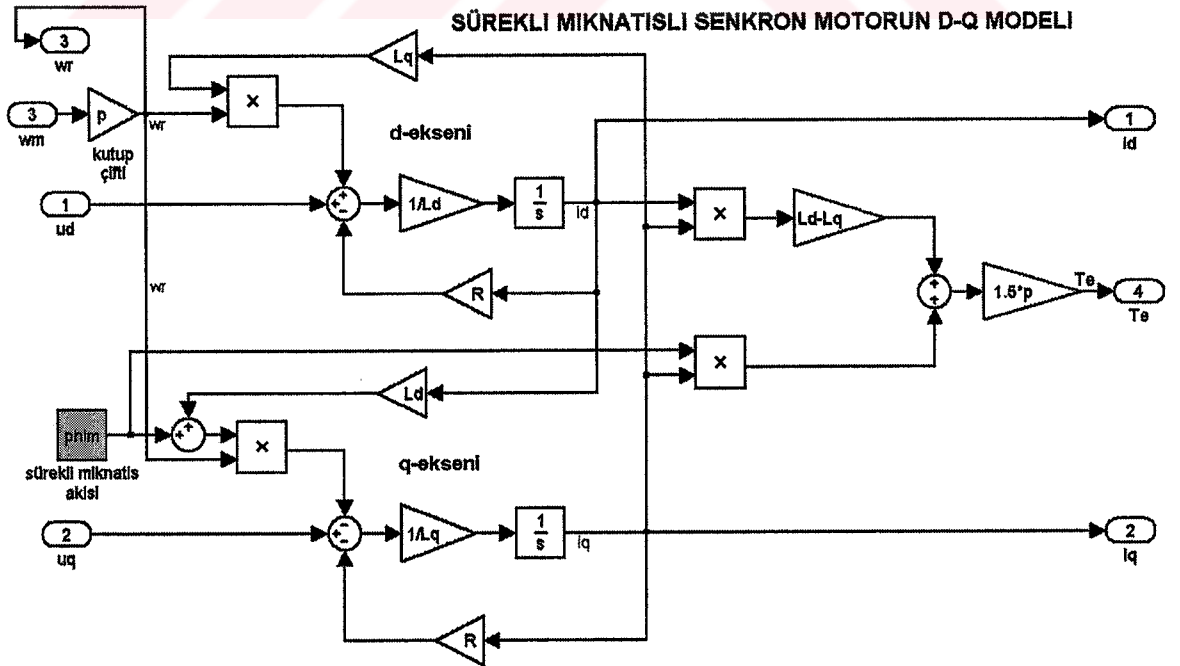
Şekil 6.2. Sürekli mıknatıslı senkron motorun q-ekseni modeli

$$T_e = 1.5p[\psi_M i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]$$

$$\omega_r = p\omega_m$$



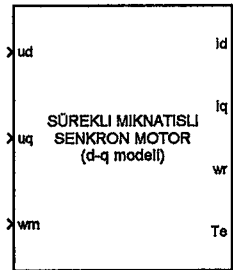
Şekil 6.3. Sürekli mıknatıslı senkron motorun moment ve hız modeli



Şekil 6.4. Sürekli mıknatıslı senkron motorun dq modeli

Sürekli mıknatıslı senkron motorun matematiksel modelinin simulink blokları halinde en genel gösterilişi şekil 6.4.' de görüldüğü gibidir.

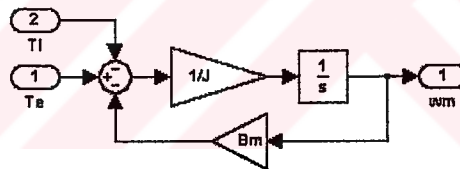
Yukarıda belirtilen alt sistem tek bir blok halinde toparlanacak olursa şekil 6.5.' de görüldüğü gibidir.



Şekil 6.5. PMSM' nin tek blokta ifade edilmesi

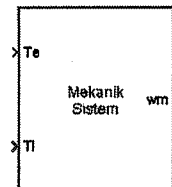
Elektriksel modeli ele alındıktan sonra mekaniksel modelini inceleyelim. Bu durumda daha önceden yazdığımız denklemler tekrar ele alınacak olursa;

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



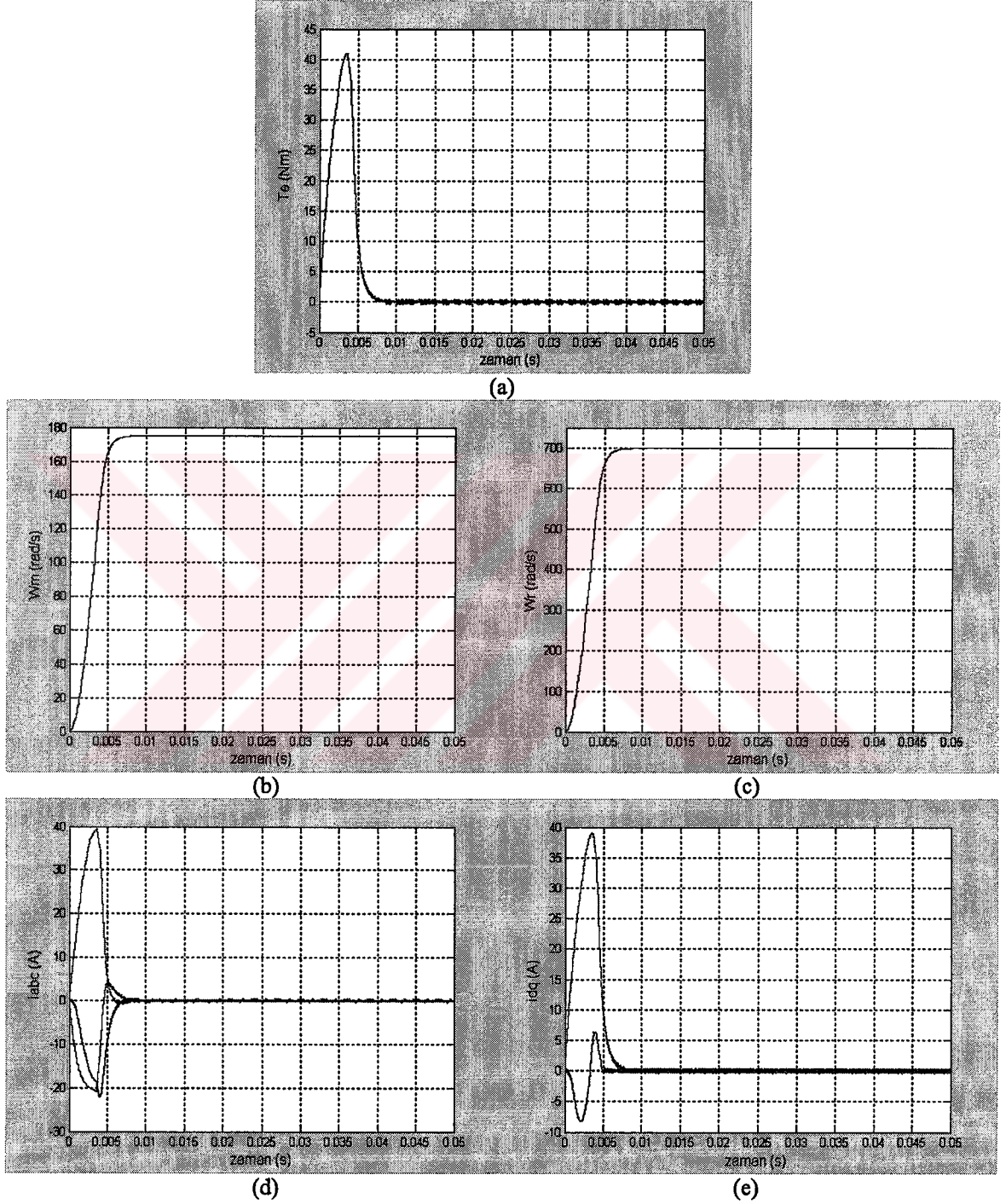
Şekil 6.6. PMSM' nin mekaniksel modeli

Şekil 6.6.'da görülen simulink alt sistemi elde edilir. Bu ifade de elektriksel sistemde olduğu gibi tek blok halinde ifade edilebilir. Bu durum şekil 6.7.' de gösterilmiştir.



Şekil 6.7. Mekaniksel sistemin tek blokta ifade edilmesi

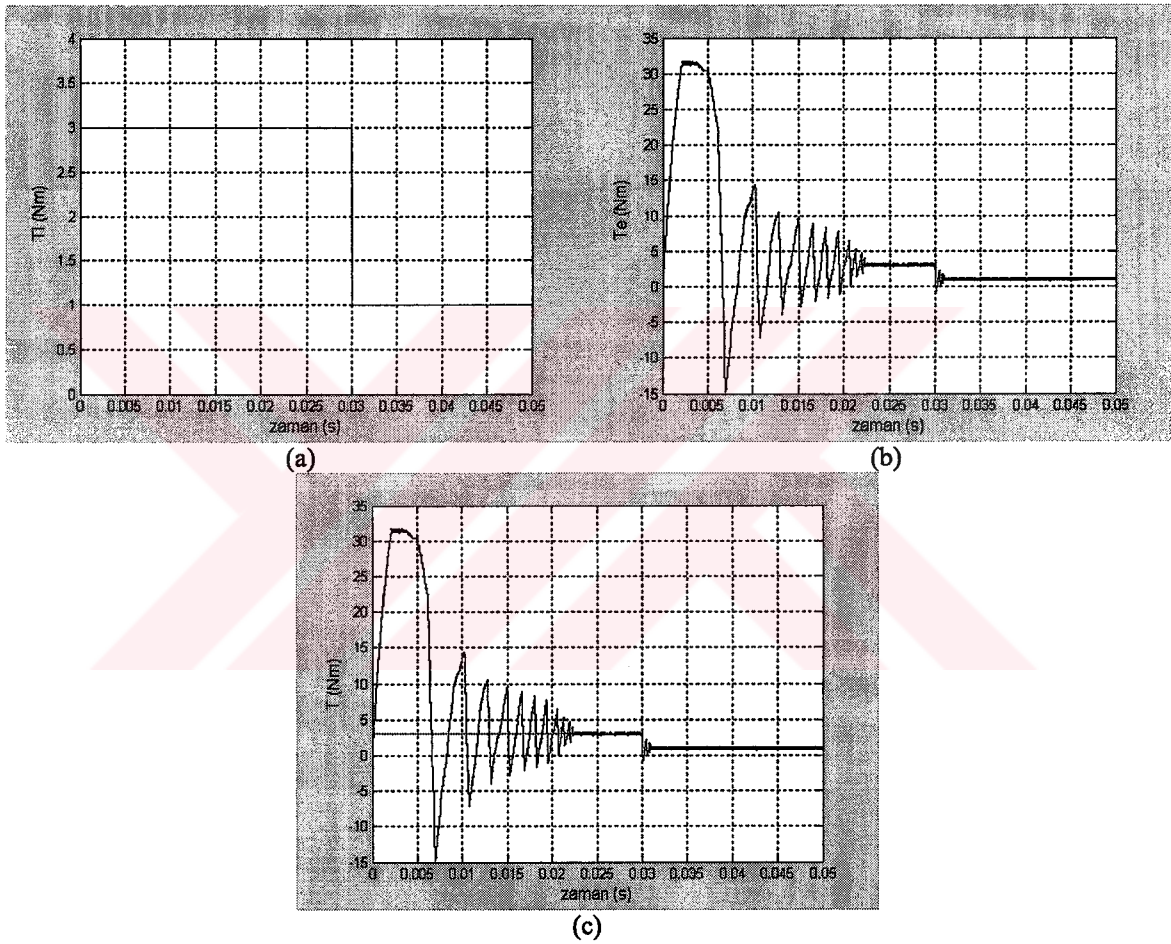
Yukarıdaki simülasyonda ilk önce 175 rad/s referans hızı altında, ne bir PI kontrolörün ne de yük momenti etkisinin bulunmadığı durumu inceleyecek olursak, aşağıdaki simülasyon sonuçları ortaya çıkar.



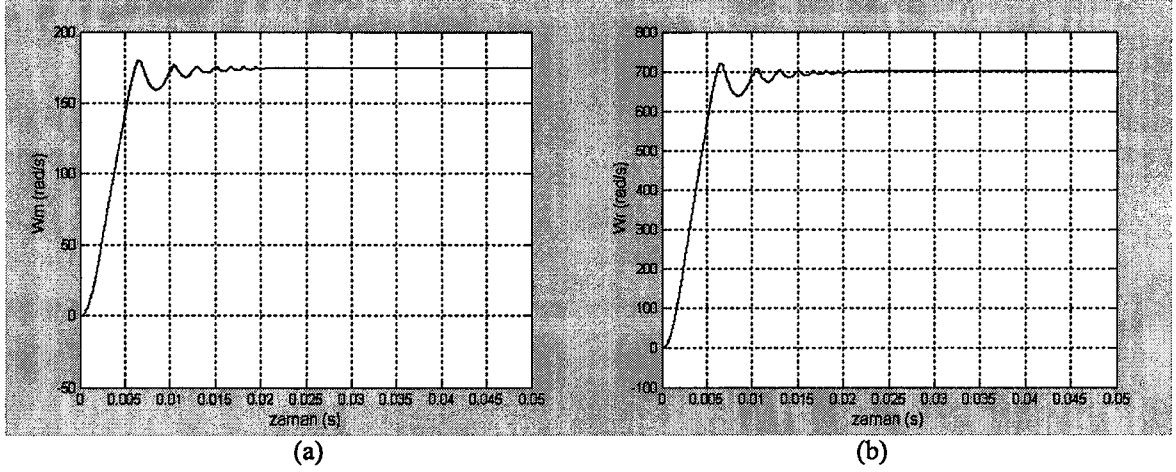
Şekil 6.9. (a) Moment, (b) Mekaniksel hız, (c) Elektriksel hız, (d) abc-akımları ve (e) dq-akımları

Yukarıda belirtilen sistem üç fazlı bir PWM inverter ile beslenmektedir. Bu standart simulink blokları ile ifade edilmiştir. Başlangıç yük momenti nominal değeri olan $3Nm$ ' ye ayarlanmaktadır. Daha sonra $t=0.03s$ sonra $1Nm$ ' ye düşmektedir.

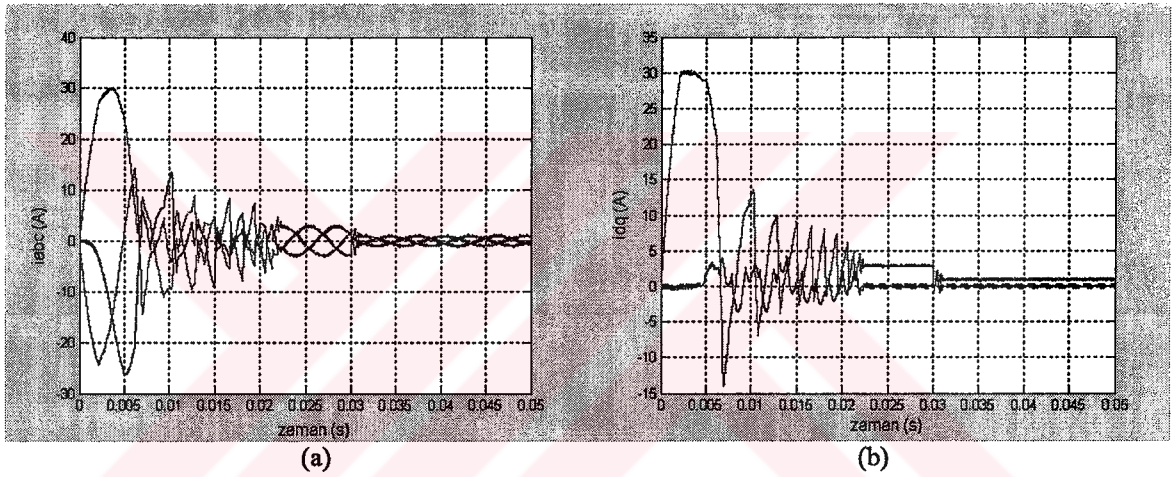
Sistemde iki kontrol çevrimi bulunmaktadır. İçerideki çevrim akımı, dışarıdaki çevrim hızı ayarlar. Alan yönlendirmesi i_{d_ref} sıfır değerinde tutularak sağlanır. Moment komutu i_{q_ref} , PI hız kontrolörü ile elde edilir. Aşağıda bu simülasyonun sonuçları gösterilmiştir.



Şekil 6.10. (a) Yük momenti, (b) Elektromanyetik moment ve (c) Moment ifadelerinin birlikte gösterilmesi



Şekil 6.11. (a) Motorun mekaniksel hızı, (b) Rotorun elektriksel hızı



Şekil 6.12. (a) abc-akımları, (b) dq-akımları

Motor çalışmaya başladığında moment yaklaşık olarak $32Nm$ ' ye kadar çıkar fakat daha sonra nominal değeri olan $3Nm$ ' de dengelenir. Moment, $t=0.03s$ ' de eklenen yük adımı ile ilk önce hafifçe bir salınım yapar ve yeni değeri olan $1Nm$ ' de dengelenir. Bu durum şekil 6.10.(c)' de gösterilmiştir.

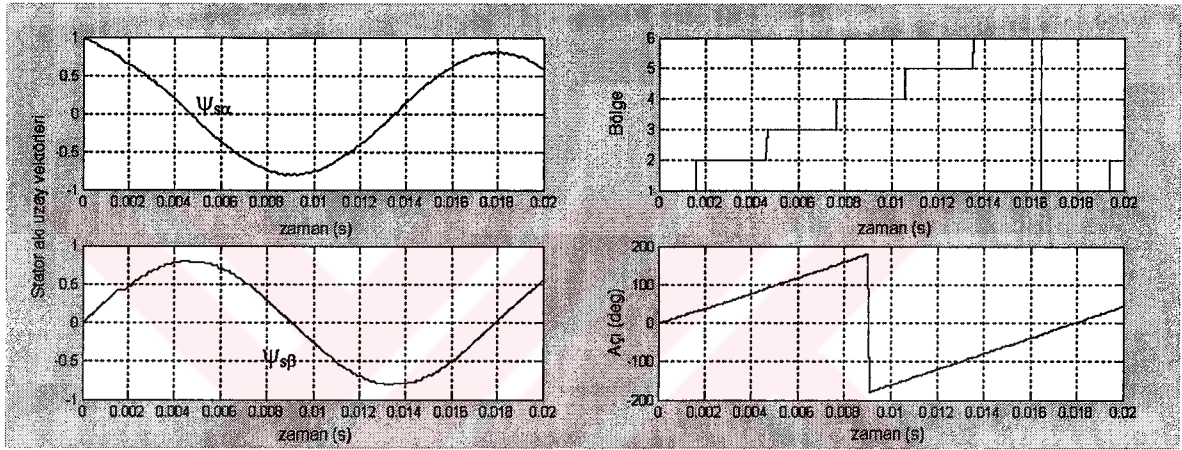
Hızın ise, başlangıçta hızlı bir şekilde dengelendiği görülür ve de yük adımı tarafından etkilenmez. Bu durum şekil 6.11.(a) ve (b)' de gösterilmiştir.

Motor çalışmaya başladığında momentte olduğu gibi akımın da başlangıç değeri yüksektir, fakat hızlı bir şekilde nominal değerinde dengelenir. Yük adımı uygulandığında salınım yaparak daha düşük bir değerde dengelenirken, buna karşılık yük momenti azalır. Bu durum şekil 6.12.(a)' da gösterilmiştir.

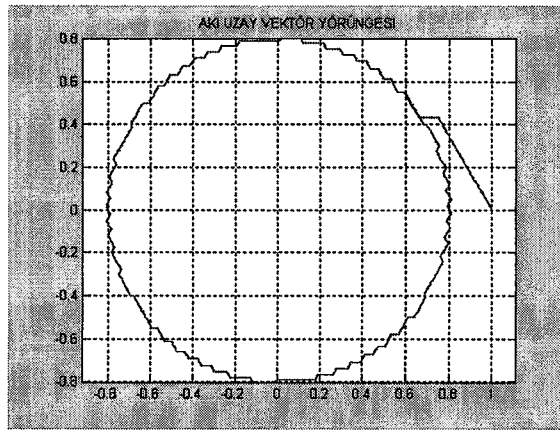
Şekil 6.13. Doğrudan moment kontrolünün temel prensibi

Şekil 6.13.' de gösterilen doğrudan moment kontrolünün simülasyonunda, akı referansı 0.8 alınmıştır. Bu değer stator akısının genliği ile karşılaştırılıp iki değerli bir histerezis komparatöre verilir. Eğer akının gerçek değeri referans değerinin üzerinde ise histerezis karşılaştırıcısının çıkış değeri $\psi_s=0$ olur. Bu da akıda bir azalmanın gerektiği anlamına gelir. Eğer akının gerçek değeri referansın altında ise histerezis karşılaştırıcısının çıkış değeri $\psi_s=1$ olur ve bu durumda da akıda bir artma gereklidir.

Bilindiği gibi moment histerezis komparatörü üç değerli bir karşılaştırıcıdır. İlk önce simülasyonda moment referansı olarak $Bt=1$ alınmıştır. Bu durumda elde edilen simülasyon sonuçları aşağıda gösterilmiştir.

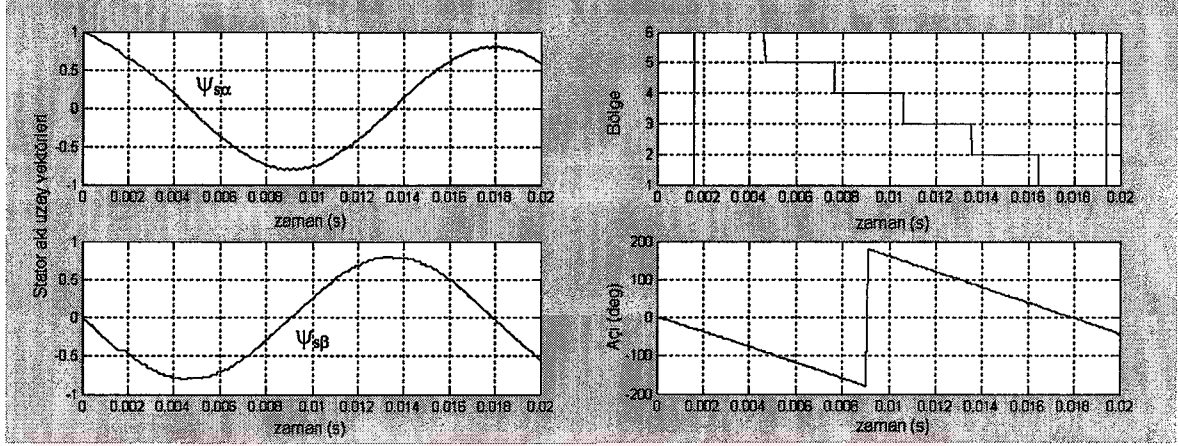


Şekil 6.14. Stator akısı uzay vektörünün $\psi_{s\alpha}$, $\psi_{s\beta}$, bölge ve açı değişimleri ($Bt=1$, $F_{ref}=0.8$)

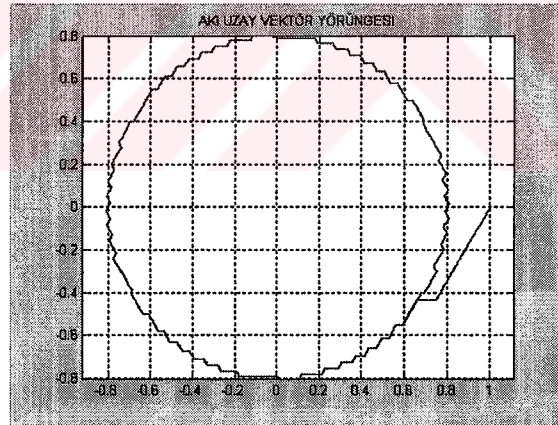


Şekil 6.15. Stator akısı uzay vektör yörüngesi ($Bt=1$, $F_{ref}=0.8$)

Moment referans değerinin $Bt=1$ olması, momentin gerçek değerinin referans değerinin altında olması anlamına gelir. Bu da stator akı vektörünün saat yönünün tersine hareket etmesi demektir. Yani bu durum pozitif çalışmayı anlatmaktadır. Eğer akı referansını değiştirmeden, akı vektörünün saat yönünde çalışmasını sağlamak için $Bt=-1$ yaparsak aşağıdaki simülasyon sonuçlarını elde etmiş oluruz.



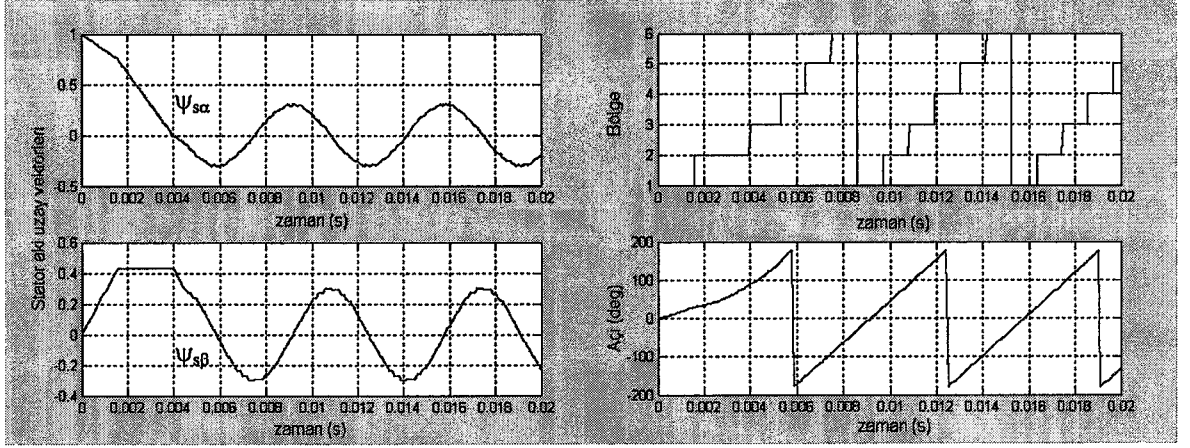
Şekil 6.16. Stator akısı uzay vektörünün ψ_{sa} , ψ_{sb} , bölge ve açı değişimleri ($Bt=-1$, $F_{ref}=0.8$)



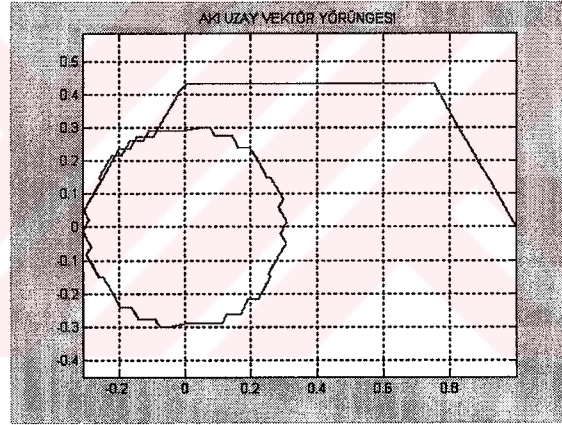
Şekil 6.17. Stator akısı uzay vektör yörüngesi ($Bt=-1$, $F_{ref}=0.8$)

$Bt=-1$ olması momentte bir azalmanın olması gerektiği anlamına gelir. Yani momentin gerçek değeri referans değerinin üzerindedir. Bu durum negatif çalışma pozisyonudur. Stator akı vektörleri saat yönünde hareket eder. Momentin $Bt=1$ ve $Bt=-1$ bir durumlarında simülasyon sonuçlarına bakıldığında ψ_{sa} değişiminin her iki durumda da aynı olduğu görülür. Bu da moment değişimindeki artma ya da azalmanın ψ_{sb} ya bağlı olduğunu gösterir.

Bt=1 olması durumunda akı referansını $F_{ref}=0.3$ olarak alırsak aşağıdaki simülasyon sonuçları elde edilir.



Şekil 6.18. Stator akısı uzay vektörünün ψ_{sa} , ψ_{sb} , bölge ve açı değişimleri (Bt=1, $F_{ref}=0.3$)



Şekil 6.19. Stator akısı uzay vektör yörüngesi (Bt=1, $F_{ref}=0.3$)

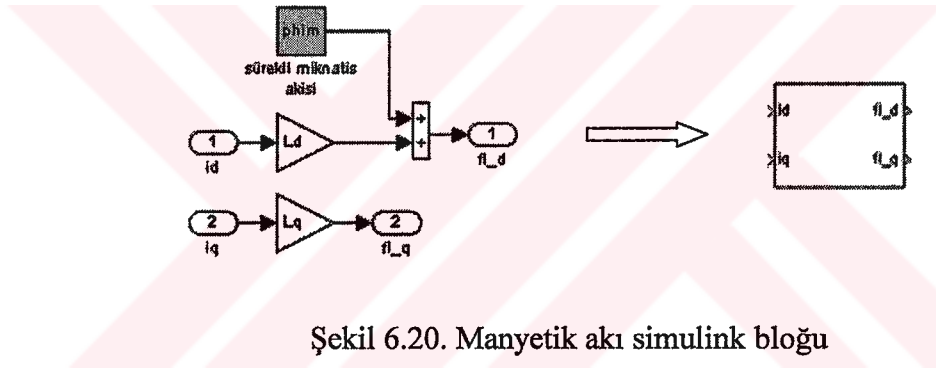
6.4 Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolü

Sürekli mıknatıslı senkron motorun simulink modeli daha önceden açıklanmıştı. Ayrıca doğrudan moment kontrolünün prensipleri üzerine de değinilmişti. Şimdi doğrudan moment kontrolünün sürekli mıknatıslı senkron motor kullanılarak matlab/simulink ile simülasyonu üzerinde durulacaktır.

İlk önce simülasyonu oluşturmak için kullanılan bloklar üzerinde duralım. Sürekli mıknatıslı senkron motorun dq modelinde akı çıkışları olmadığından, (6.9) ve (6.10) ifadelerin simulink bloklarına aktarılmasıyla bu çıkışlar elde edilmiş olur.

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + \psi_M \quad (6.9)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} \quad (6.10)$$

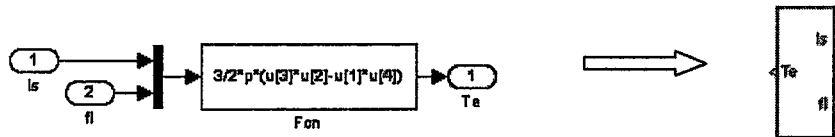


Şekil 6.20. Manyetik akı simulink bloğu

Şekil 6.20.' de gösterilen denklemlerin simulinke aktarılması ve bunların tek blok halinde gösterilmesinden sonra bize gerekli olan bir diğer ifade (6.11)' de gösterilmiştir.

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

Bu ifade de simulink blokları halinde gösterilirse şekil 6.21.' de görülen simulink blokları elde edilmiş olur.



Şekil 6.21. Elektromanyetik moment simulink bloğu

Bu ifadeler arasında geçiş yapabilmek için referans sistem teorisini göz önüne almak gerekir. bunlardan en önemlisi park dönüşümüdür. Daha önce de belirtildiği gibi park dönüşümü iki fazlı sistemin iki eksenli bir sisteme dönüştürülmesini sağlar. Aşağıda (6.12) ile park ve (6.13) ile ters park dönüşümlerinin denklemleri verilmiştir.

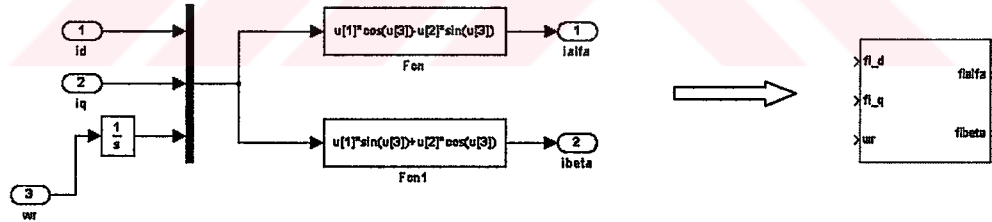
$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (6.12)$$

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad (6.13)$$

Sürekli mıknatıslı senkron motorun dq modeli elde edildikten ve bunun sonucu şekil 6.20.'deki akı çıkışları oluşturulduktan sonra denklem (6.11)'de bulunan moment ifadesini elde edebilmek için akım ve akı ifadeleri için ters park dönüşümleri kullanılır. Aşağıda akım için ters park dönüşümü denklemlerinin açık biçimi ve simulink bloklarına uyarlanması gösterilmiştir.

$$i_\alpha = i_d \cos(\theta) - i_q \sin(\theta) \quad (6.14)$$

$$i_\beta = i_d \sin(\theta) + i_q \cos(\theta) \quad (6.15)$$



Şekil 6.22. Ters park dönüşüm simulink bloğu

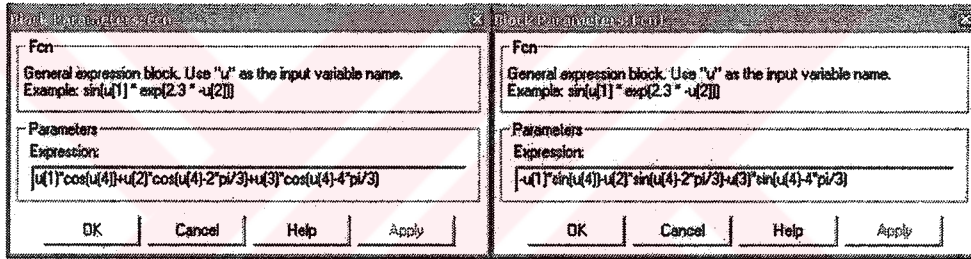
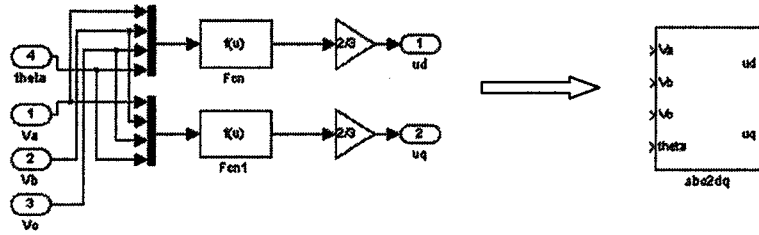
Ayrıca üç fazlı inverter çıkışının sürekli mıknatıslı senkron motorun dq modeli girişine uygun hale getirilmesi gerekir. Bunun için ilk önce clarke dönüşümü daha sonra ise park dönüşümü uygulanmalıdır.

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \cos(2\pi/3) & \cos(4\pi/3) \\ 0 & \sin(2\pi/3) & \sin(4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (6.16)$$

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (6.17)$$

Denklem (6.16) ile gösterilen clarke dönüşümü, denklem (6.17) ile gösterilen park dönüşümüdür. Bu iki referans sistemi birleştirilirse denklem (6.18)' de görülen üç fazdan iki faza geçiş sağlanmış olur.

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (6.18)$$



Şekil 6.23. abc⇒dq simulink dönüşüm bloğu

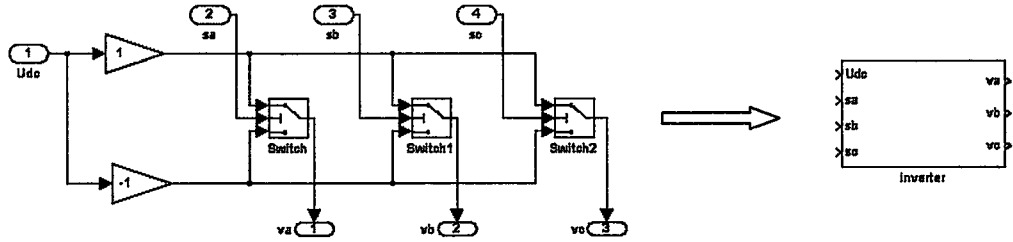
Doğrudan moment kontrolünün temel prensibi stator akısı uzay vektörünün bölge tayinidir. Bunun için daha önce çizelge 5.1.' de gösterilen tablo ele alınacak olursa moment ve akının durumlarına göre hangi bölgede hangi vektörün seçileceği bulunmalıdır. Bunun için simulink diyagramı içerisine şekil 6.24.' de görülen bir matlab fonksiyonu yerleştirilmiştir. Bu fonksiyonun içeriği EK-1' de gösterilmiştir.



Şekil 6.24. Matlab fonksiyonu simulink bloğu

Yukarıda belirtilen fonksiyon üç giriş, üç çıkış değerine sahip bir fonksiyondur. Girişlerinde akı, moment ve bölge değişkenlerine karşılık çıkışında gerilim vektörlerinin seçilmesiyle üç fazlı gerilim beslemeli inverterde hangi fazların anahtarlanacağını belirler.

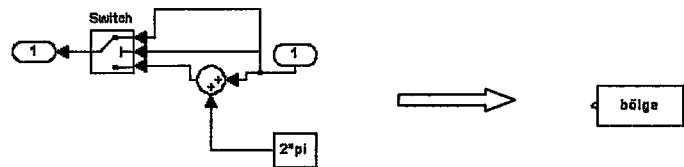
Üç fazlı inverter devresinden bahsedecek olursak; gerilim beslemeli IGBT' li inverterin anahtarlama durumlarını gösteren basit bir yapı kullanılmıştır. Bu devre şekil 6.25.' de gösterilmiştir.



Şekil 6.25. İnverter simulink bloğu

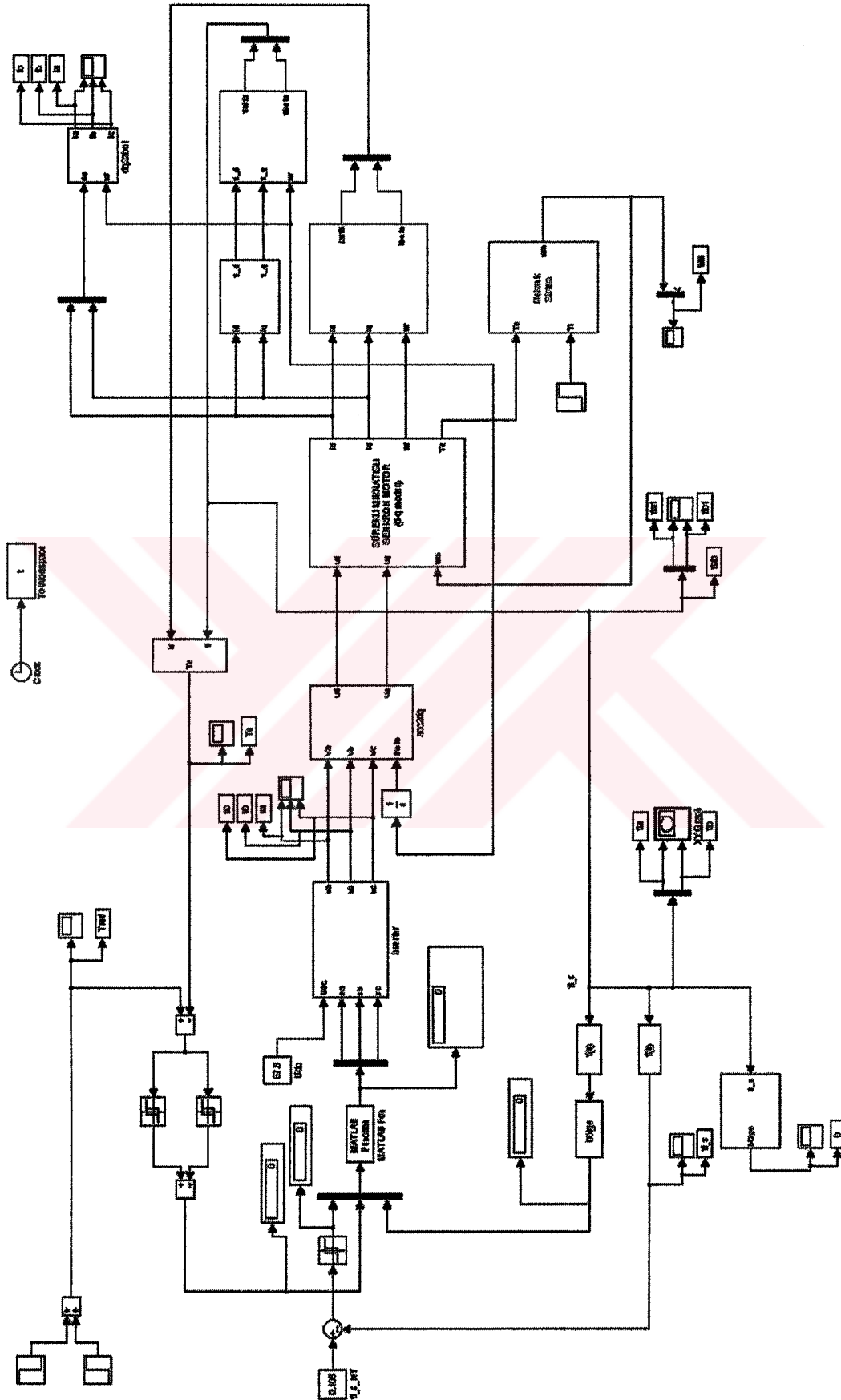
Burada s_a , s_b ve s_c ile gösterilen inverter anahtarlama fonksiyonlarıdır. İnvertere gelen DC gerilim ise U_{dc} olarak gösterilmiştir. Matlab fonksiyonu çıkışında elde edilen gerilim vektörü; bu anahtarlama fonksiyonları ile inverterin gerilim çıkışını oluşturur ve motor modeline uygulanmasını sağlar.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

Bunun dışında stator manyetik akının genlik ve açısının nasıl elde edildiğini daha önce doğrudan moment kontrolünün temel prensiplerinde incelemiştik. Simülasyonda $f(u)$ ile belirtilen stator akısının genlik ve açı değerleridir. Burada açı değeri ele alınacak olursa daima $0-2\pi$ aralığında olmalıdır. Herhangi bir durumda açı değeri sıfırdan küçük olacak olursa 2π ilave edilmelidir. Bölge olarak adlandırılan bu simulink bloğu şekil 6.26.' da gösterilmiştir.



Şekil 6.26. Stator akısının açı değerinin simulink bloğu

Bütün bu açıklamalardan sonra sürekli mıknatıslı senkron motorda doğrudan moment kontrolünün simulink diyagramı şekil 6.27.' de gösterilmiştir.

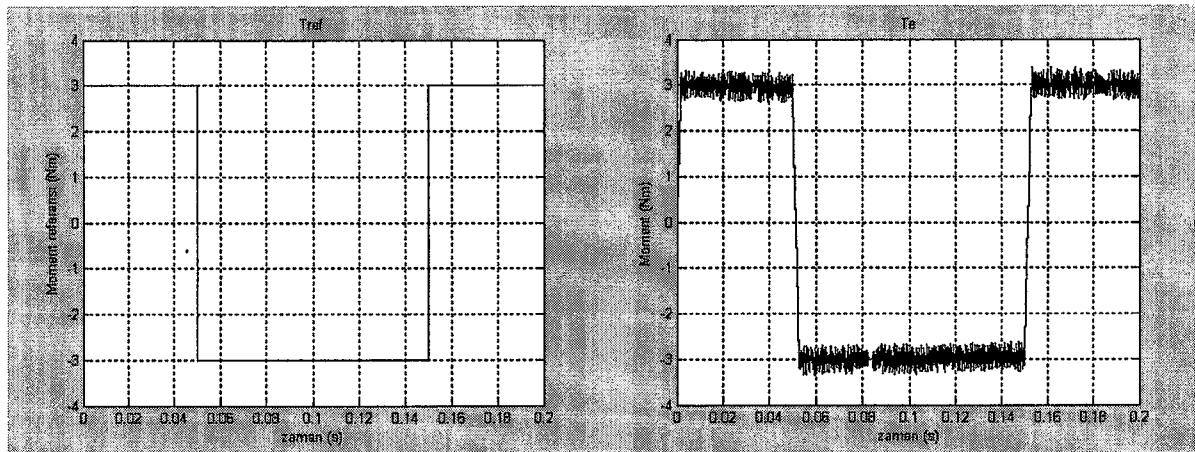


Şekil 6.27. Sürekli mıknatıslı senkron motorda doğrudan moment kontrolünün simülink diyagramı

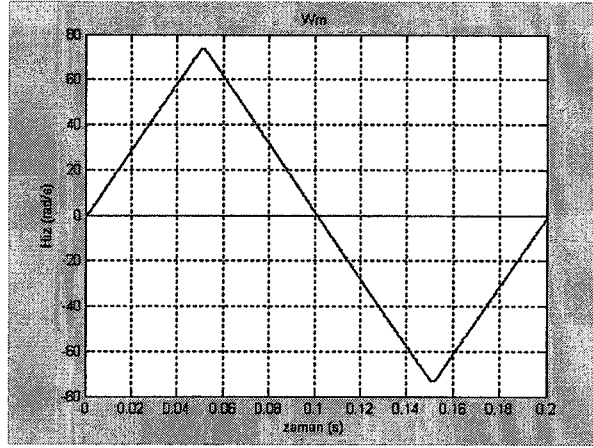
Burada kullanılan sürekli mıknatıslı senkron motor çıkıntı kutupludur ve motor değerleri; başlangıç hızı $\omega_b=1200rpm$, faz gerilimi $50V$, faz akımı $8.66A$, $R=0.57\Omega$, $\psi_M=0.108Wb$, $L_d=8.72mH$, $L_q=22.8mH$, $J=0.002kgm^2$ ve $p=2$ olarak alınmıştır. Bu değerler aşağıda gösterilmiştir.

Şekil 6.28. PMSM' nin karakteristik değerleri

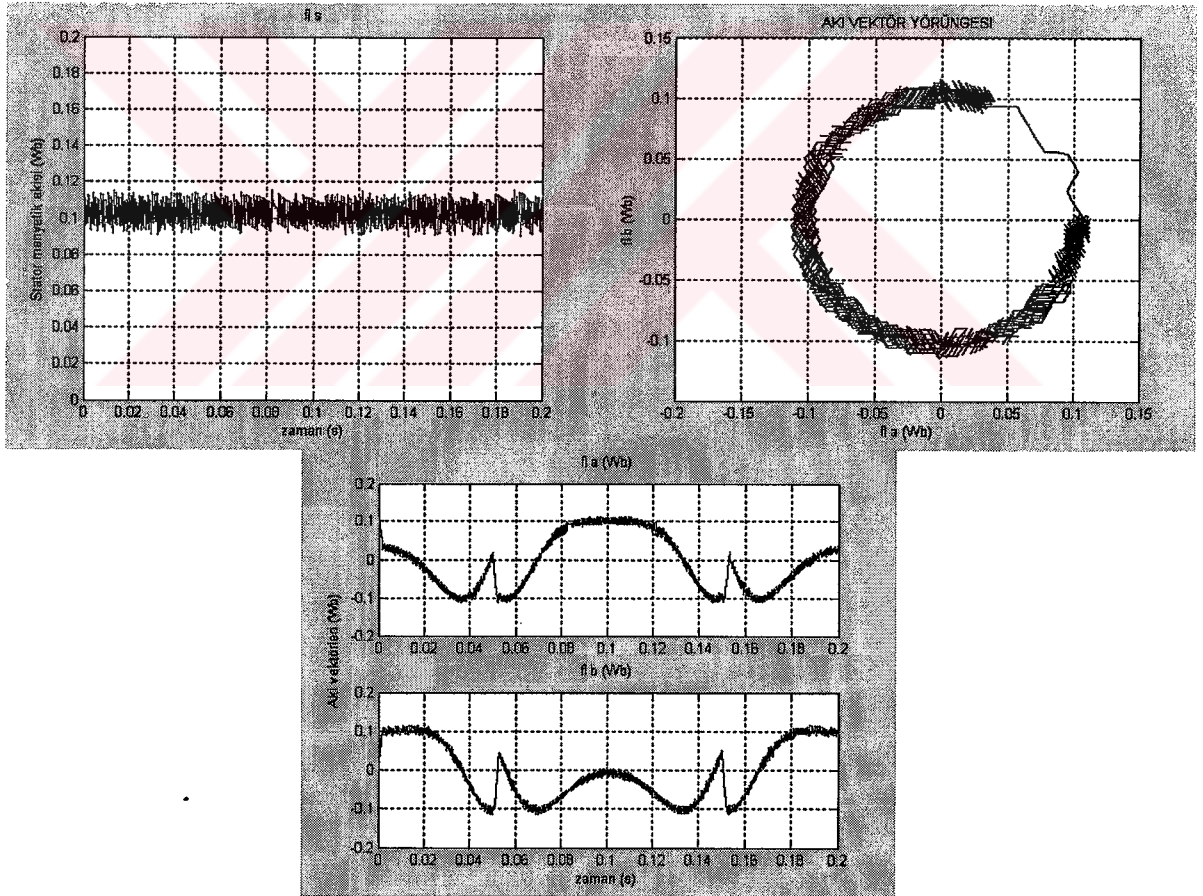
Belirtilen bu simülasyonda stator manyetik akısının genlik değeri, sürekli mıknatıs akısının değeri ile aynı alınmaktadır. Yani akı referansı $0.108Wb$ lik bir değer ile belirtilmiş olur. Bunun dışında moment referansı olarak; $t=0.05s$ ' de $3Nm$ ' den $-3Nm$ ' ye ve $t=0.15s$ ' de ise $-3Nm$ ' den $3Nm$ ' ye ani bir değişim basamağı uygulanmıştır. Aşağıda örnekleme zamanı $100\mu s$ alınan sistemin dinamik cevapları gösterilmiştir. Bu cevapların nasıl elde edildiği matlab komutları olarak EK-2' de gösterilmiştir.



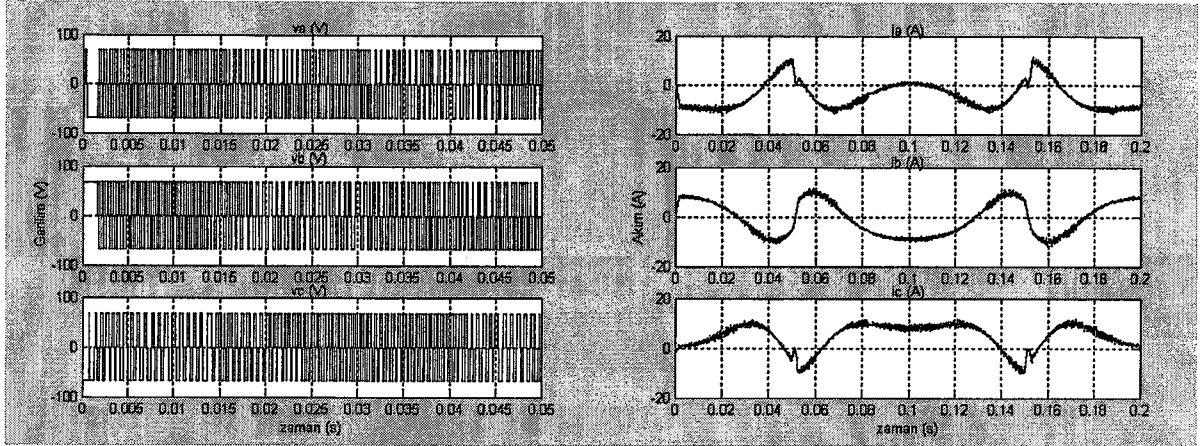
Şekil 6.29. Moment simülasyon cevapları



Şekil 6.30. Hız simülasyon cevabı



Şekil 6.31. Stator manyetik akısı ve akı vektörleri simülasyon cevapları

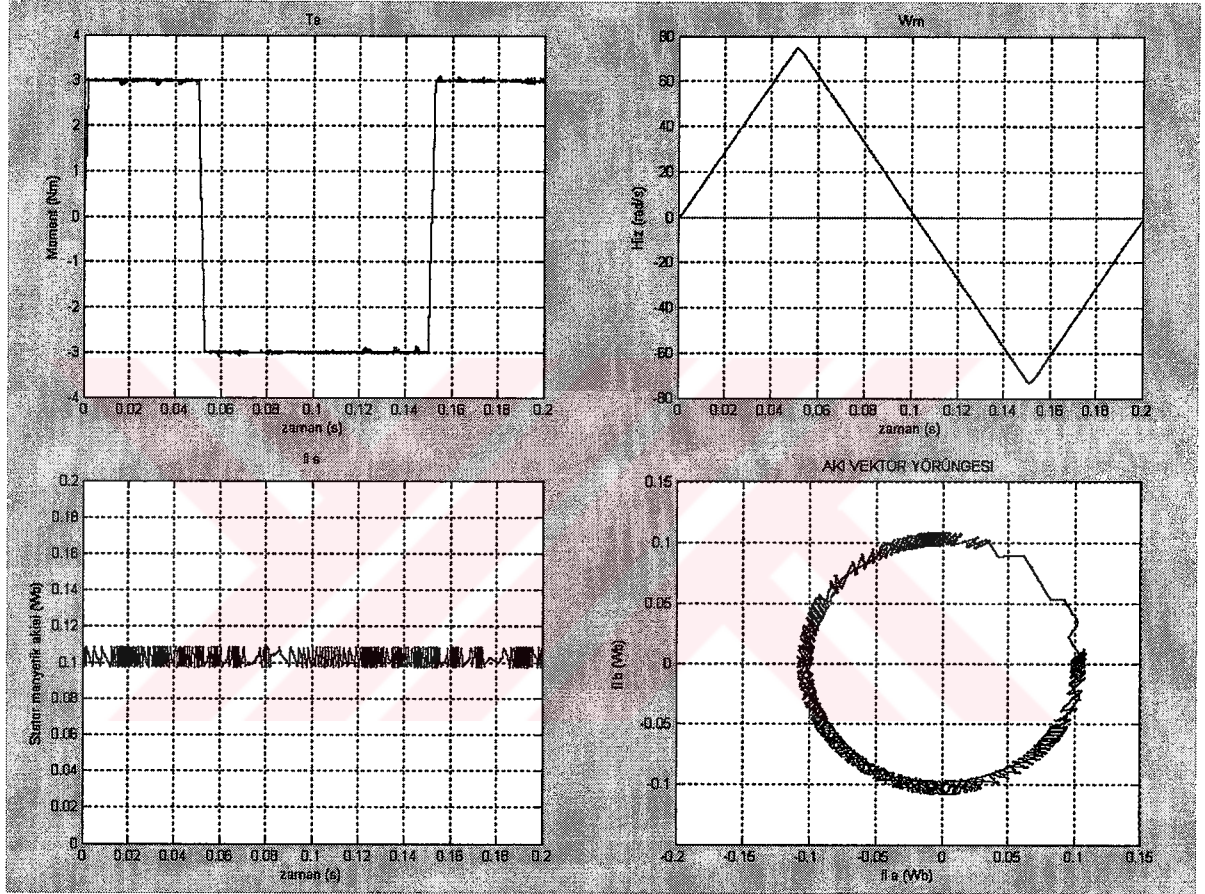


Şekil 6.32. Üç faz gerilim ve akım simülasyon cevapları

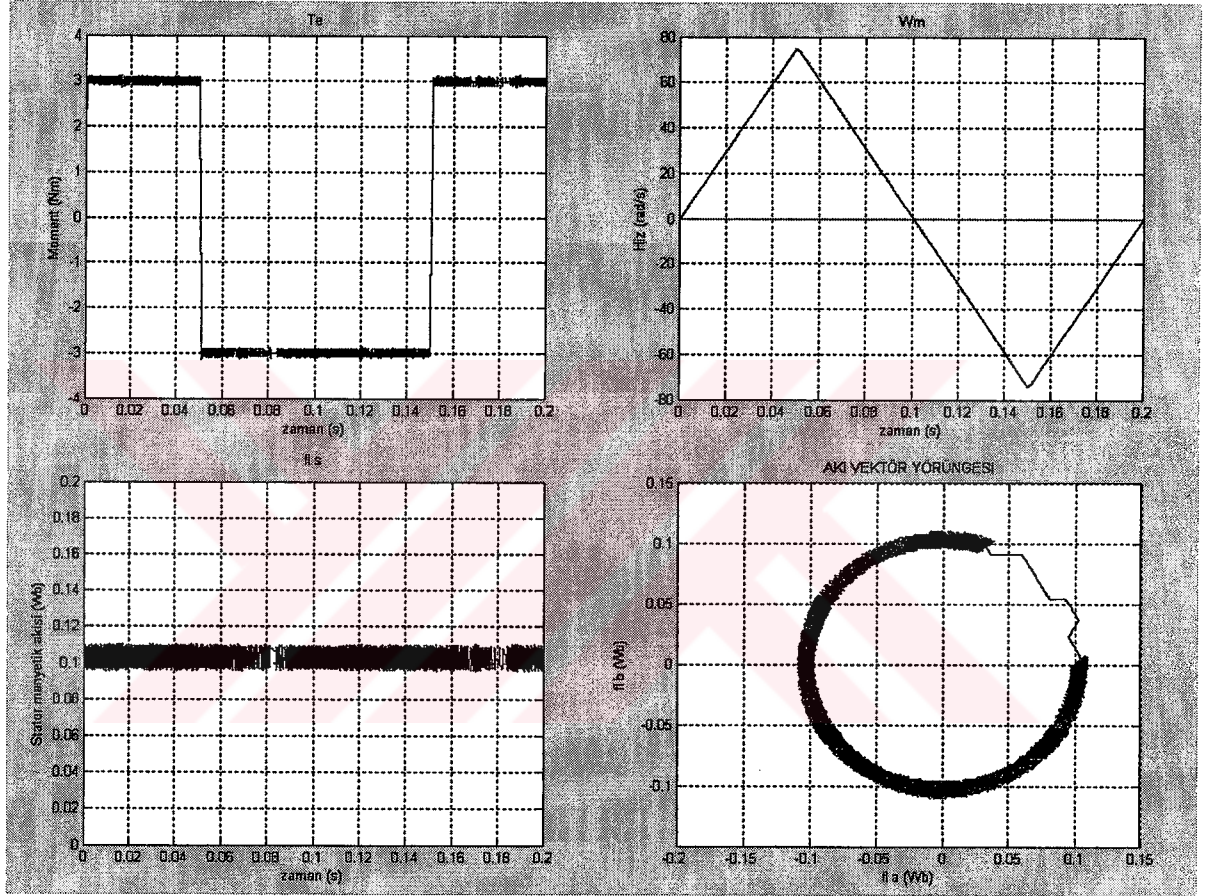
Gerçek moment değeri şekil 6.30.' da görüldüğü gibi belli bir bant aralığında kontrol edilmektedir. Ayrıca referans momentinin değişimini hızlı bir şekilde takip etmektedir. Stator manyetik akı referansı olarak 0.108 alınmıştı ki bu durum şekil 6.31.' de görülmektedir. Stator manyetik akısı gerekli olan değerde kontrol edilmektedir. Burada stator vektör yörüngesi beklendiği gibi daire şeklinde elde edilmiştir.

DC hat gerimi olarak 67.8V değeri uygulanmıştır. Bunun sonucunda şekil 6.32.' de görülen üç faz gerilim değerleri inverter çıkışından elde edilmiştir. Ayrıca üç faz akım dalga şekilleri de yukarıda gösterilmiştir.

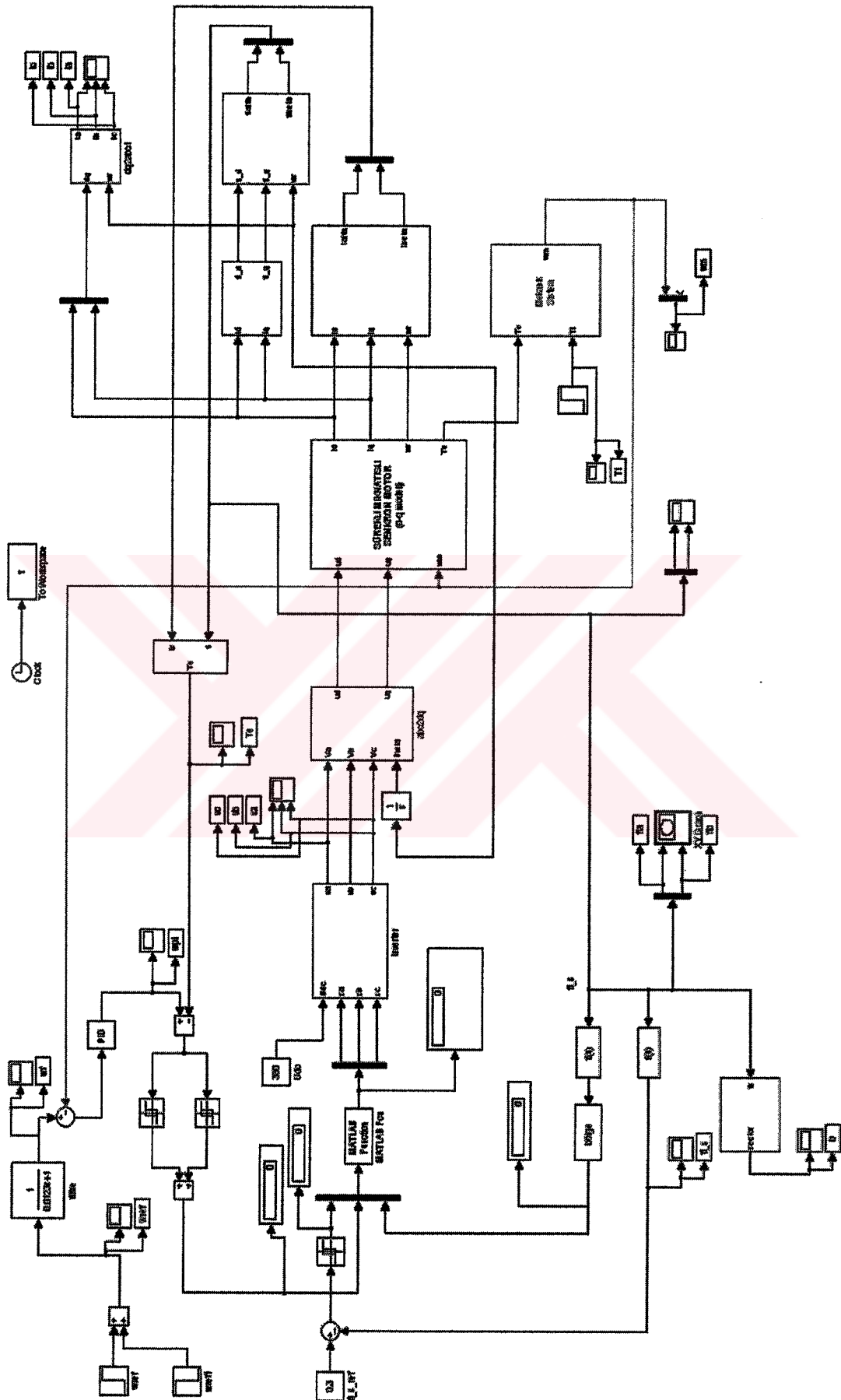
Yukarıda simülasyonda bant aralığını daha küçültmek ve stator manyetik akısını düzgün biçimde kontrol edebilmek için örnekleme aralığını azaltmak gerekir. Yani uygulamalardaki en önemli zorluk, stator manyetik akı değerinin çok küçük olması durumunda örnekleme aralığının da küçük tutulmasını gerektirmesidir. Yukarıda 100 μ s için örnekleme yapılmıştı, fakat böyle durumlarda 40 μ s veya daha az bir örnekleme aralığı kullanılmalıdır. Şekil 6.33.' deki dinamik cevaplar 10 μ s örnekleme aralığında yapılmıştır. Ayrıca stator manyetik akısındaki değişim, örnekleme aralığına bağlı olduğu gibi DC hat gerilimine de bağlıdır. Şekil 6.34.' de ise örnekleme aralığı 10 μ s' de kalmak koşuluyla, DC gerilim değeri 200V olan simülasyon cevapları gösterilmiştir.



Şekil 6.33. Örnekleme aralığı $10\mu s$ için moment, hız, stator manyetik akı ve akı vektörü dinamik cevapları



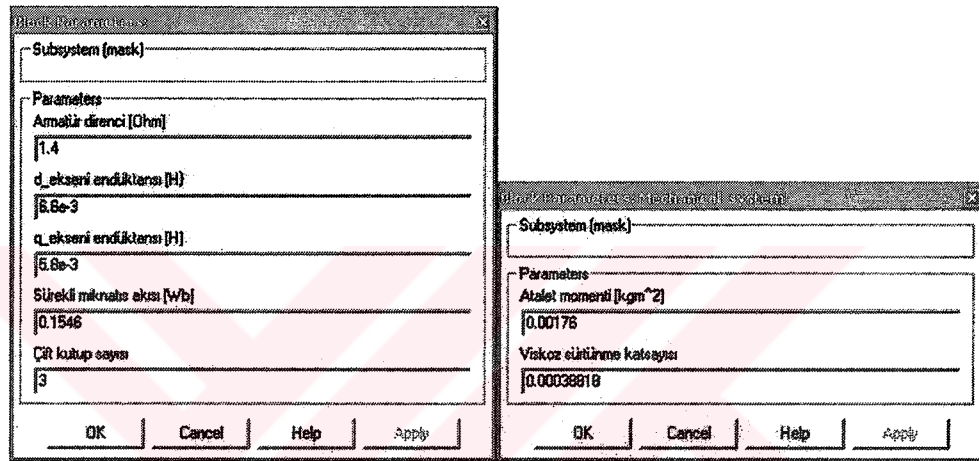
Şekil 6.34. Örnekleme aralığı $10\mu s$ ve DC hat gerilimi $200V$ için moment, hız, stator manyetik akı ve akı vektörü dinamik cevapları



Şekil 6.35. PMSM ile DTC' nin kapalı çevrim hız kontrolü simülinink diyagramı

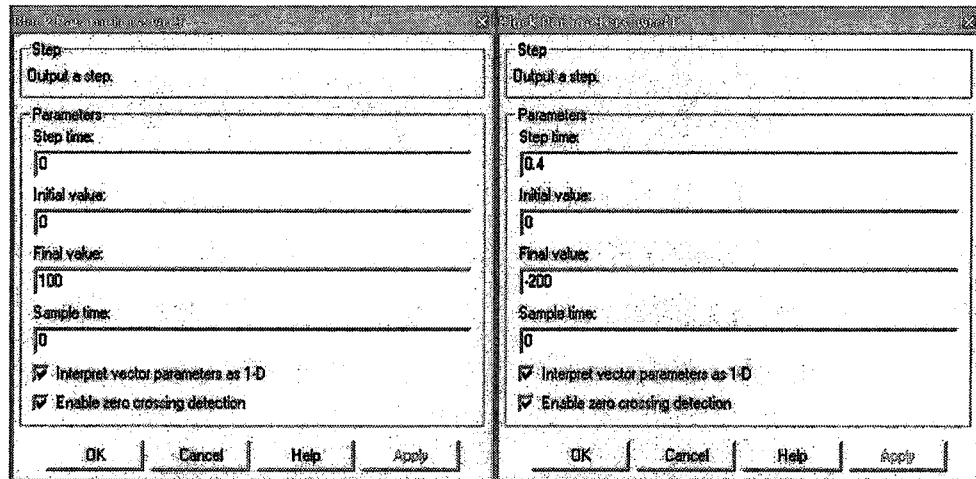
Yukarıda yapılan simülasyonlar moment referansına ve stator akısının sürekli mıknatıs akısına eşit alınması durumuna göre yapılmıştır. Bütün bunlardan sonra hız kontrolünü ele alalım. Kapalı çevrim hız kontrolü için bir PI denetleyicisi kullanılır. Bu denetleyicinin girişi hızdaki hata ve çıkışı moment referansıdır. Bahsedilen kontrol için oluşturulan simulink blok diyagramı şekil 6.35.' de gösterilmiştir.

Simülasyonda kullanılan motor parametreleri; $R=1.4\Omega$, $\psi_M=0.1546Wb$, $L_d= 6.6mH$, $L_q= 5.8mH$, $J= 0.00176kgm^2$, $B= 0.00038818$ ve $p=3$ olarak alınmıştır. Bu değerler simulink parametreleri olarak aşağıdaki gibi gösterilmiştir.



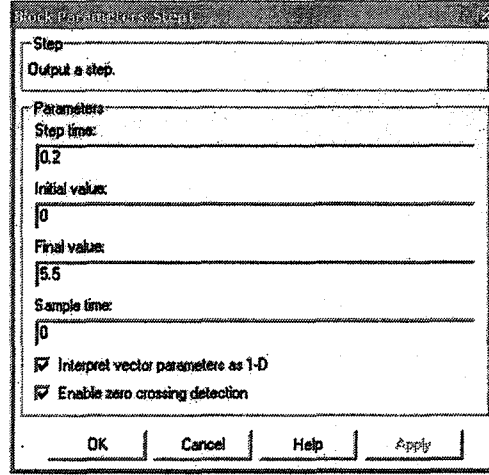
Şekil 6.36. PMSM' nin simülasyon parametreleri

Ayrıca hız referansı olarak; $t=0-0.4s$ arası $100rad/s$, $t=0.4s'$ de $-100rad/s'$ lik ani bir değişim basamağı uygulanmıştır. Bu durum için simulink parametreleri şekil 6.37.' da belirtilmiştir.



Şekil 6.37. Hız referansı simulink parametreleri

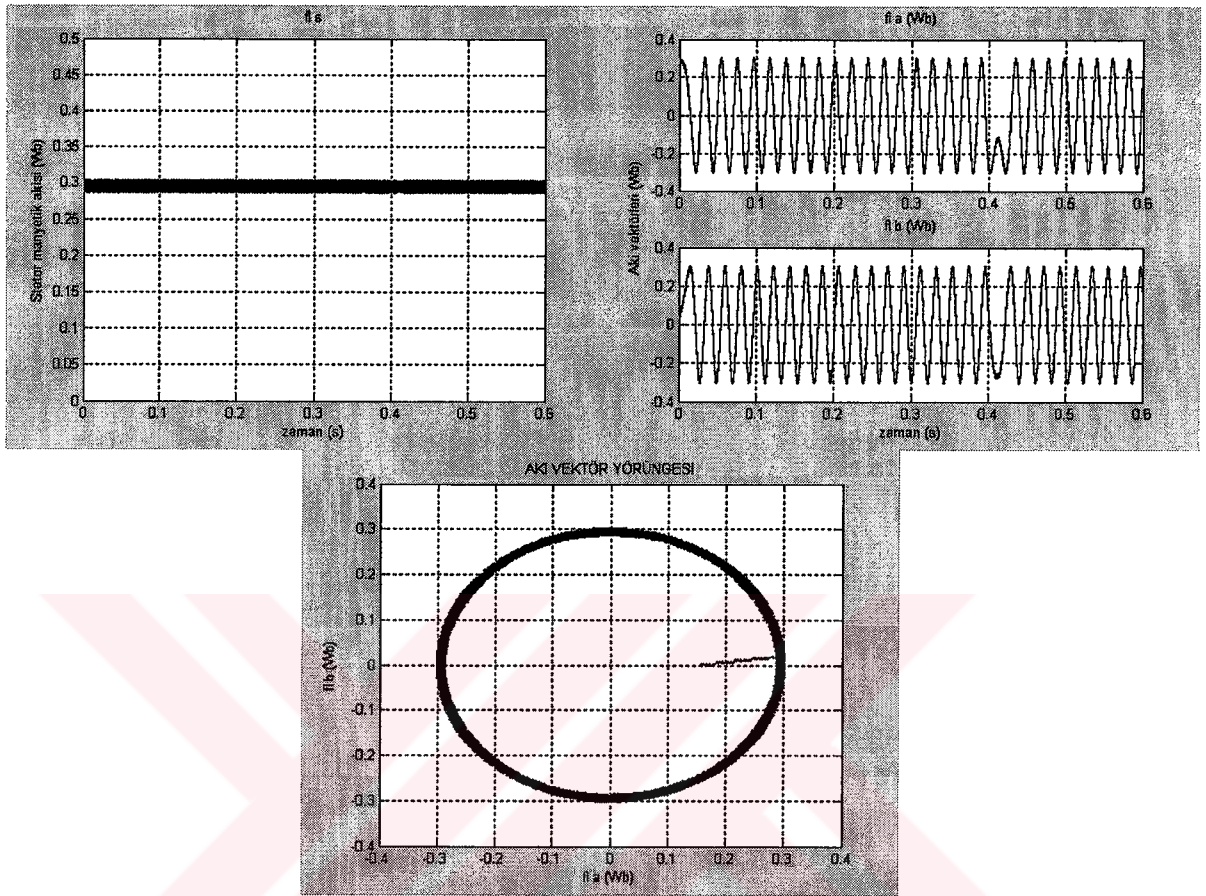
Belirtilen bu simülasyonda stator manyetik akısının genlik değeri, sürekli mıknatıs akısının değerinin yaklaşık iki katı alınmaktadır. Bu durumda akı referansı olarak 0.3Wb ’ lik bir değer girilmiş olur. Bunun dışında sisteme $t=0.2\text{s}$ ’ de 5.5Nm değerinde bir yük momenti ilave edilmiştir. Simulink için parametre değerleri şekil 6.38.’ dendir.



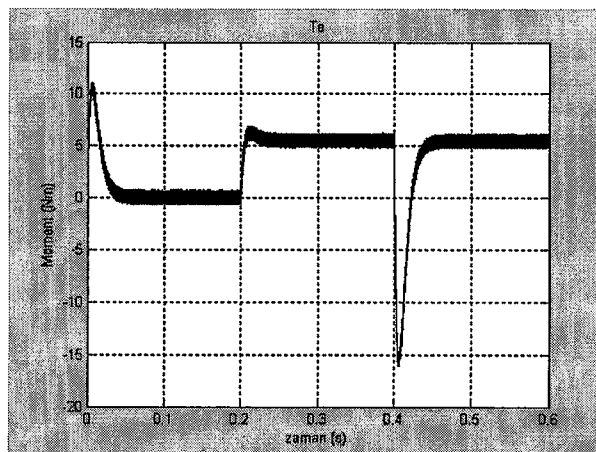
Şekil 6.38. Yük momenti simulink parametreleri

Daha önce de belirtildiği gibi hız referansının girişi ile gerçek hız değeri karşılaştırılıp, hızdaki hata değeri; PI kontrolünün girişine verilir. PI kontrolünün çıkışı ise moment referansı olarak, momentin gerçek değeri ile karşılaştırılır.

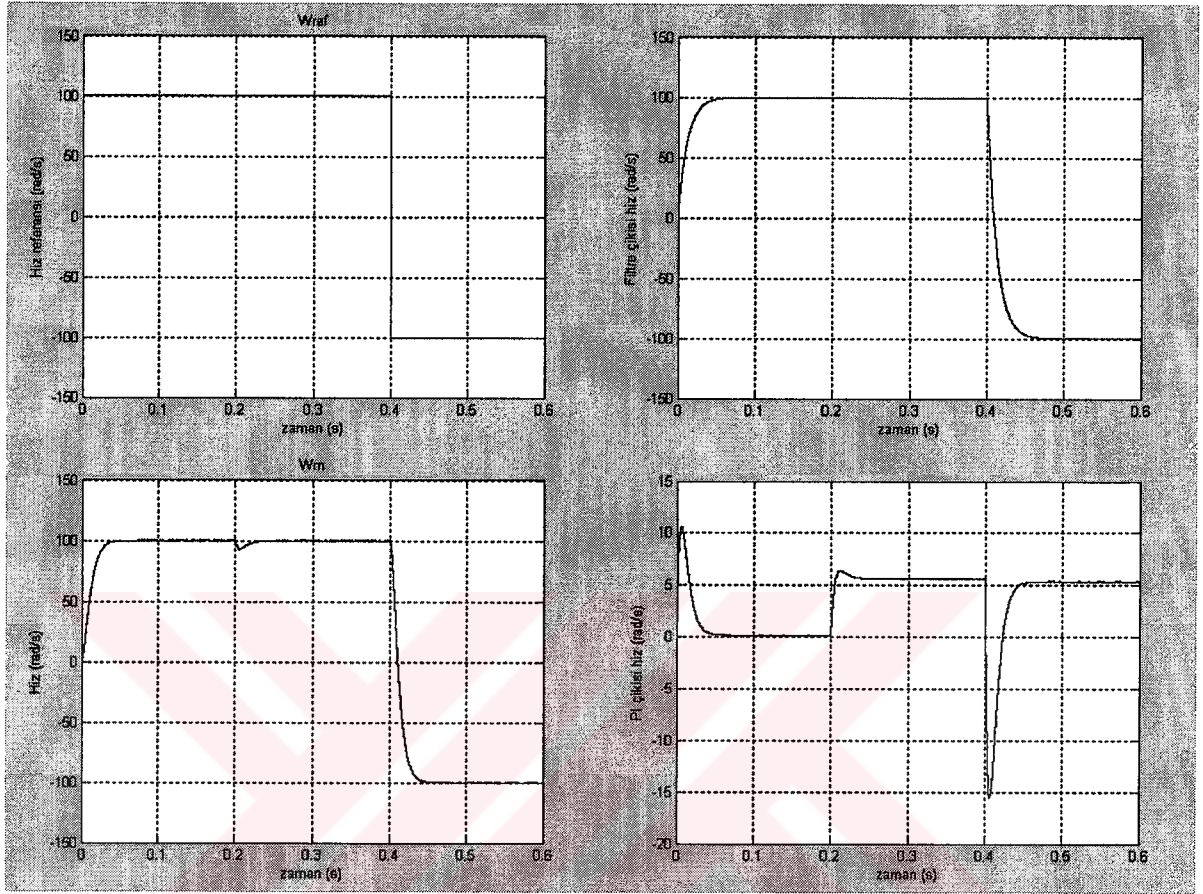
Bu sistemde DC hat gerilimi olarak 380V alınmıştır. Ayrıca örnekleme zamanı $10\mu\text{s}$ alınan sistemin dinamik cevapları aşağıda gösterilmiştir. Bu cevapların nasıl elde edildiği matlab komutları olarak EK-3’ de gösterilmiştir.



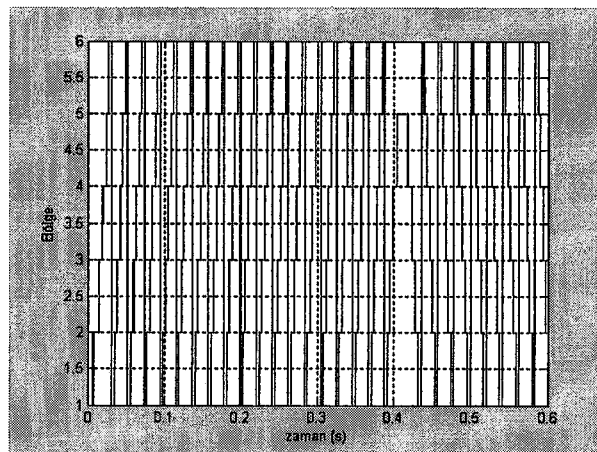
Şekil 6.39. Akı dinamik cevapları



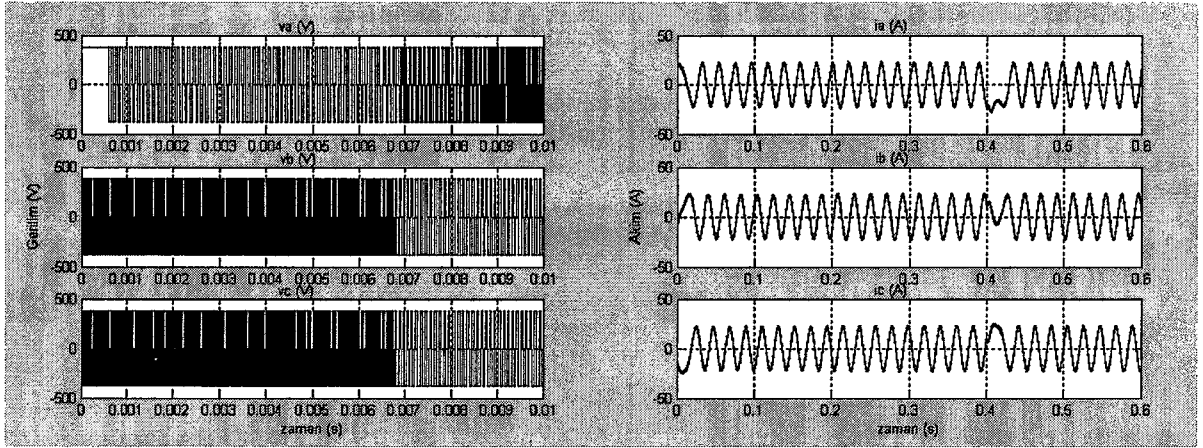
Şekil 6.40. Moment dinamik cevabı



Şekil 6.41. Hız dinamik cevapları



Şekil 6.42. Bölge değişimi



Şekil 6.43. Gerilim ve akım dinamik cevapları

Simülasyon sonuçlarından $t=0.4s$ ' de eklenen yük momentinin dinamik cevaplar üzerindeki etkisi görülmektedir.

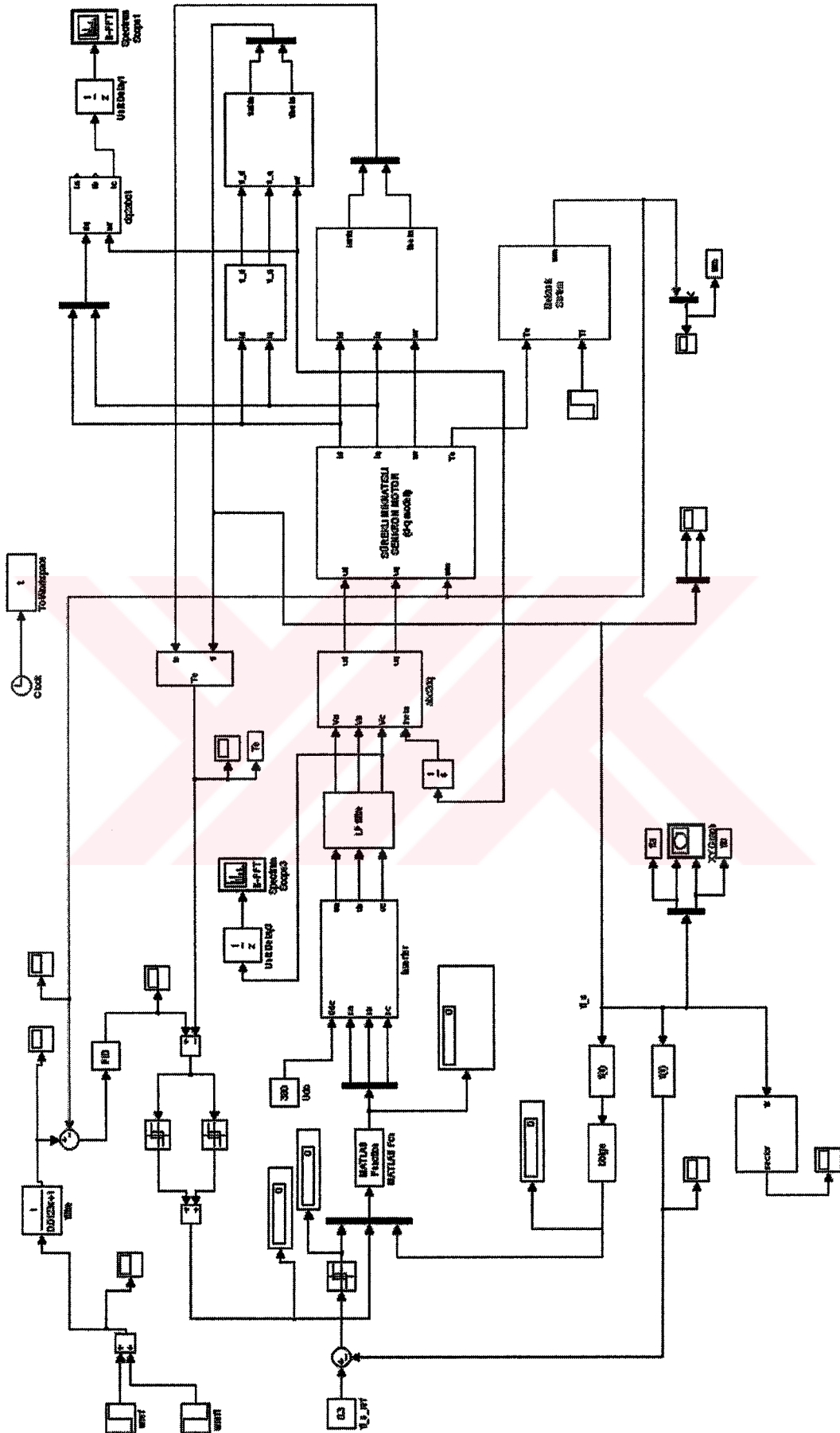
Akı referansı olarak alınan $0.3Wb$ ' lik değerde akının kontrol edildiği görülmektedir. Şekil 6.39.' de gösterilen akı yörüngesinin daire olması istenilen bir durumdur. Ayrıca örnekleme aralığının $10\mu s$ alınması, stator manyetik akısının daha hassas bir şekilde kontrolünü sağlamıştır.

Hız kontrolü için tek bir PI denetleyicisi kullanmak yeterlidir. Ayrıca moment cevabının, PI denetleyici çıkışı referans cevabını hızlı bir şekilde takip ettiği şekil 6.40.' da gösterilmiştir.

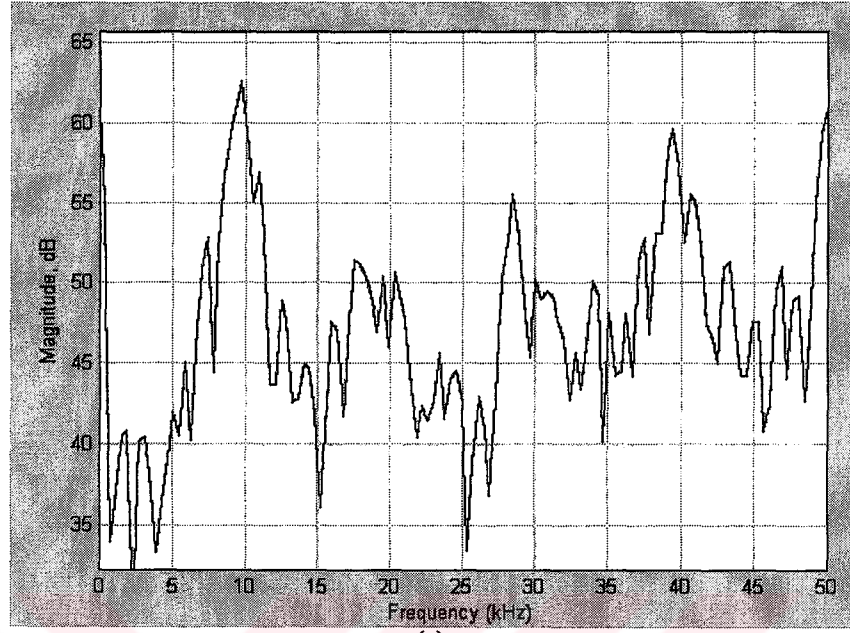
Hız referansı, hız referansının filtre ve PI çıkışındaki değerleri ile hızın elde edilen simülasyon değerleri şekil 6.41.' de gösterilmiştir.

Şekil 6.42.'de ise stator akı vektörlerinin bölge değişimleri gösterilmiştir. Bu değişimlere göre uygun gerilim vektörlerin bölgelere göre seçilmesi ile kontrol sağlanmış olur.

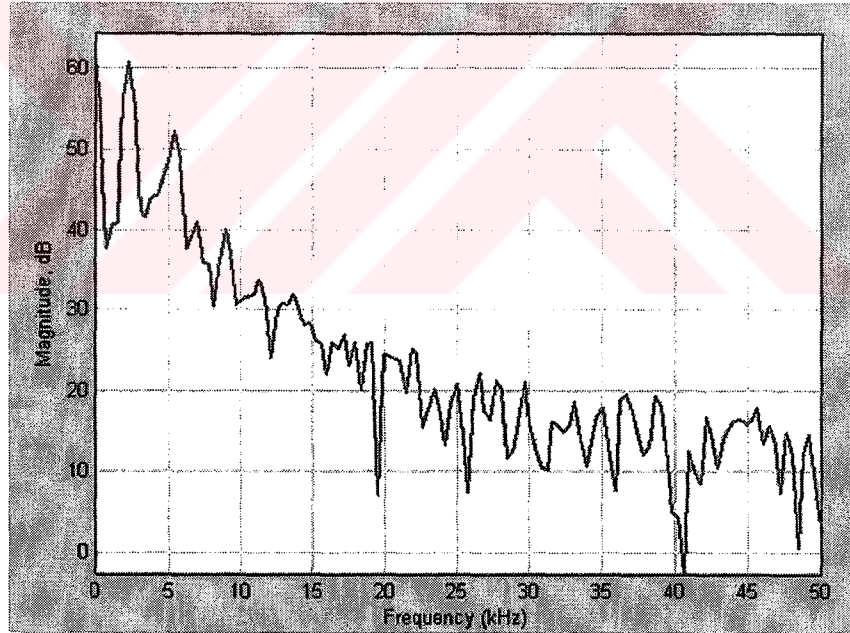
Burada unutulmaması gereken nokta denetleyici katsayılarının ve örnekleme zamanının seçimi, cevapları büyük ölçüde etkiler.



Şekil 6.44. PMSM ile DTC' nin LP filtre kullanılmasıyla oluşturulan simulink diyagramı

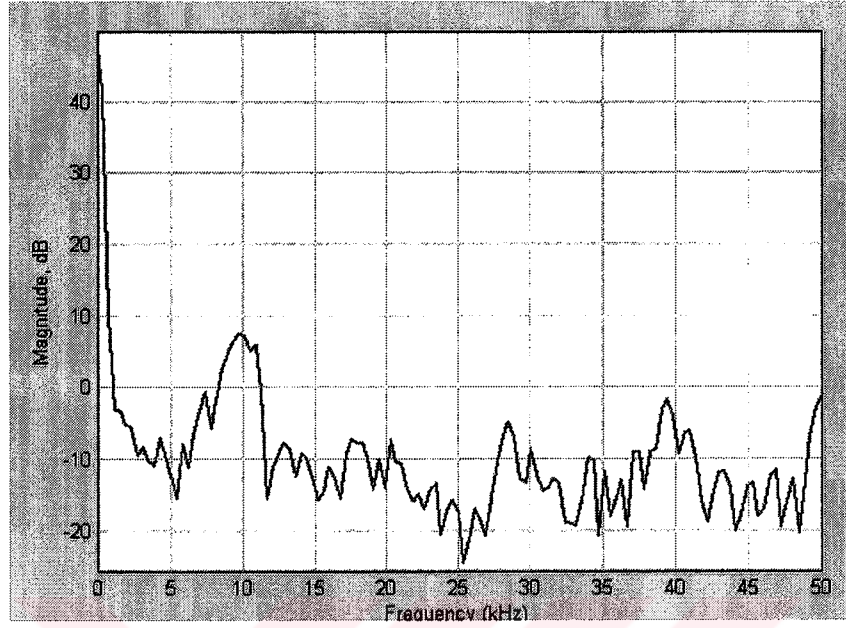


(a)

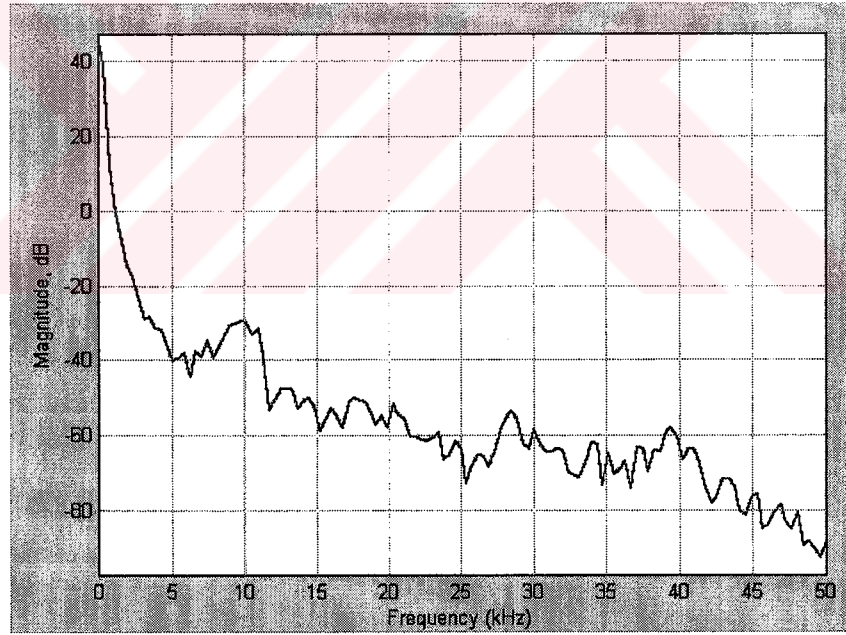


(b)

Şekil 6.45. (a) LP filtre kullanılmadan önce, (b) LP filtre kullanıldıktan sonra gerilim ucundaki frekans cevabı



(a)

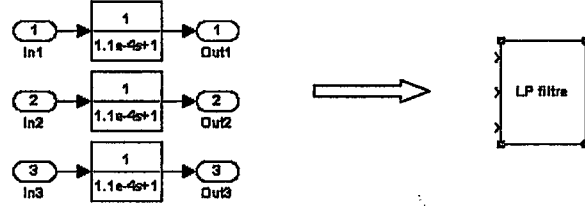


(b)

Şekil 6.46. (a) LP filtre kullanılmadan önce, (b) LP filtre kullanıldıktan sonra akım ucundaki frekans cevabı

Kapalı çevrim hız kontrolu ele alındıktan sonra, şekil 6.44.'de görülen simulink diyagramında inverter çıkışına bir LP filtre eklenmiştir.

LP filtre olarak şekil 6.47.'de de gösterildiği gibi $\frac{1}{1.1e-4s+1}$ kullanılmıştır ve bu durumda elde edilen frekans cevapları şekil 6.45. ve şekil 6.46.'da gösterilmiştir.



Şekil 6.47. LP filtre

Şekil 6.45.(a)'da gerilim için, filtre kullanılmadan önceki frekans cevabı gösterilmiştir. Bu durumda maksimum genlik yaklaşık olarak $63dB$ civarlarındadır. LP filtre kullanıldıktan sonra bu değer yaklaşık olarak şekil 6.45.(b)'de gösterildiği gibi $60.5dB$ civarlarına iner.

Ayrıca akım cevapları da şekil 6.46.'da gösterilmiştir. Filtre kullanılmadan önce yaklaşık olarak $46dB$ olan maksimum genlik , LP filtre kullanıldıktan sonra yaklaşık olarak $41dB$ civarlarına düşmektedir.

Bu durumlardan da anlaşılacağı üzere ortaya çıkan harmonikler az da olsa bastırılmış olur.

7. SONUÇLAR

Endüstride tahrik motorlarının dayanıklılık, yüksek verim, büyük güç katsayısı, kolay ve ucuz bir şekilde denetlenebilirliği, az bakım gerektirmesi, sürekli mıknatıslar ile uyarılmış yeni bir tip motorun geliştirilmesine neden olmuştur. Bu çalışmada, sürekli mıknatıslı senkron motor olarak adlandırılan bu motorun; ilk önce yapısı, özellikleri, uygulama alanları, avantaj ve dezavantajları verilmiştir. Daha sonra uzay vektör kavramı ele alınarak PMSM' nin matematiksel modeli incelenmiştir. Ayrıca sürekli mıknatıslı senkron motorun kontrol metotları ile bu metotların avantaj ve dezavantajları ele alınmıştır.

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

DTC' nin temel prensibi stator manyetik akı ve, referans ve gerçek moment arasındaki farklılıklara göre uygun stator gerilim vektörlerinin seçilmesidir. Darbe genişlik modülasyonu (PWM) komparatör ile oluşturulan akım kontrol devresi DTC sistemlerinde kullanılmaz ve ayrıca, stator direnci hariç, motor içinde olan parametreleri de kullanılmaz. Bu yüzden; DTC, PWM akım kontrolü yolu ile moment kontroluyla kıyaslandığı zaman, daha az parametre bağımlılığı ve hızlı moment cevabı gibi avantajlar sağlar.

Stator akısı, statorun akım ve gerilim uzay vektörleri kullanılarak, moment ise, statorun akı ve akım uzay vektörleri kullanılarak hesaplanır. Stator akısının doğruluğu büyük ölçüde R_s stator direncinin tahmin edilmesine bağlıdır. Stator akısındaki bir hata, akı ve momentin kontrol davranışını olumsuz etkiler.

Gerçekleştirilen simülasyonda belirli stator akı ve moment referansları, sürücü içerisinde hesaplanan değerler ile karşılaştırılarak hatalar; moment için üç konumlu, stator akısı için iki konumlu histerezis karşılaştırıcısına verilir. Akı ve moment karşılaştırıcısının çıkışları, stator akısı uzay vektörünün konumu ile tablodan uygun gerilim vektörünün seçilmesinde kullanılır. Simülasyonda bu tablo, matlab fonksiyonu olarak gerçekleştirilmiştir. Vektör konumları simülasyon sonuçlarında gösterilmiştir.

Elde edilen sonuçlardan görüldüğü gibi, stator akısı doğrudan kontrol edilmekte ve histerezis bandı içerisinde kalacak şekilde dairesel bir yörünge izlemektedir. Ayrıca motor momentinin dalgalı olduğu görülmektedir. Moment dalgalanmaları, atalet momenti tarafından filtre edildiğinden motor hızında dalgalanmaya sebep olmamaktadır.

Daha iyi bir performans elde edebilmek için, kontrol periyodunun mümkün olduğu kadar küçük seçilmesi gerekir. Yani örnekleme aralığı hassasiyet açısından çok önemlidir. Örnekleme aralığı küçük seçildiğinde bant aralığını daha küçültmek ve stator manyetik akısını düzgün biçimde kontrol edebilmek mümkün olmaktadır. Bu durum simülasyon sonuçlarında görülmektedir. Ayrıca DC gerilimin belirli sınırlar içinde tutulması hassasiyet için önemlidir.

DTC' nin en büyük avantajı, hız algılayıcısı olmaksızın istenilen momenti üretebilmesidir. Ayrıca kapalı çevrim hız kontrolü için bir PI denetleyicisi kullanılabilir. Bu denetleyicinin girişi hızdaki hata ve çıkışı moment referansıdır. Hız kontrolünde, kullanılan PI denetleyici parametrelerinin farklı hız aralıklarında, farklı seçilmesi gerekmektedir. Ayrıca sadece tek bir PI denetleyici kullanılması avantajdır. Bu simülasyonda belirli hız ve PI parametrelerine karşılık elde edilen sonuçlar gösterilmiştir.

Ayrıca daha sonradan simülasyona eklenen bir LP filtre ile harmoniklerin bastırılması sağlanmıştır. Yani elde edilen frekans cevaplarının maksimum değerleri düşürülmüştür.

Bu çalışmada PMSM' nin DTC için kontrol işlemi anlatılmış, çalışma prensibi açıklanmış ve simülasyon işlemi yapılmıştır. Sonuç olarak, DTC yönteminin PMSM için uygulanabildiği ve geniş bir hız aralığında çalışabildiği görülmüştür. Özellikle yüksek dinamik performans gerektiren uygulamalarda, hızlı moment cevabı sağlayabildiği için, DTC' nin diğer kontrol yöntemlerine göre önemli bir avantaja sahip olduğu söylenebilir.

KAYNAKLAR

- Adnanes, A. K., (1991), "Torque Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE, in Proc. PESC, 695-701.
- Almeida, A., Ferreira, F. Ve Fonseca, P., (2000), "VSDs for Electric Motor Systems", ISR – University of Coimbra.
- Andersson, S., (2000), Optimization of a Servo Motor for an Industrial Robot Application, Lund University, Lund/Sweden.
- AN21990-11, (2002), "ADSP-21990: Reference Frame Conversions", Analog Devices Inc.
- Bakan, A. F., (2002), "Asenkron Motorda Doğrudan Moment Kontrolünün İncelenmesi ve Gerçekleştirilmesi", Doktora Tezi, YTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Bal, G., (2004), Özel Elektrik Makinaları, Seçkin Yayıncılık A.Ş., Ankara.
- Balazovic, P., (2003), "3-Phase PM Synchronous Motor Torque Vector Control", MOTOROLA, DRM018, Motorola Czech System Laboratories Roznov pod Radhostem, Czech Republic.
- Bizot, C., Brottes, J., Lungeanu, M., Poulsen, B., Séra, D. ve Sørensen, M. B., (2003), "Sensorless Control for PMSM", Power Electronics and Drives, Institute of Energy Technology, Aalborg University, Denmark.
- Ceylan, K., (1987), "Sürekli Mıknatıslı Senkron Motor", Yüksek Lisans Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Chin, Y.K., Soulard, J., (2003), "A Permanent Magnet Synchronous Motor for Traction Applications of Electric Vehicles", Royal Institute of Technology (KTH) Department of Electrical Engineering Permanent Magnet Drives (PMD) Research Group, Stockholm/Sweden.
- Dan, S., Weizhong, F. ve Yikang, H., (1998), "Study on the Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", IEEE, Zhejiang University, 571-574.
- Dan, S., Zhu, J. G. ve He, Y. K., (2003), "A Space Vector Modulation Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Systems", IEEE, Power Electronics and Drive Systems 2003-PEDS2003, 692-697.
- Diril, O., (1990), "Sürekli Mıknatıslı Senkron Makine", Yüksek Lisans Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- Fu, M. ve Xu, L., (1999), "A sensorless Direct Torque Control Technique for Permanent Magnet Synchronous Motors", IEEE, Industry Applications Conference 1999, 159-164.
- Gülgün, R., (1999), Güç Elektroniği, Yıldız Teknik Üniversitesi Baskısı, İstanbul.
- Li, Y. ve Nesimi, E., (1998), "The Dynamic Simulation of the Three-Phase Brushless Permanent Magnet AC Motor Drives with LabVIEW", The University of Adelaide, Department of Electrical and Electronic Engineering, Adelaide, Australia.
- Luukko, J., Pyrhönen, J., (1998), "Selection of the Flux Linkage Reference in a Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE, in Proc. AMC '98-COIMBRA, 198-203.

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

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

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

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

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

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

TG1, (1999), "Direct Torque Control-the world's most advanced AC drive technology", Technical Guide No.1, ABB.

TI1, (1997), "Digital Signal Processing Solution for Permanent Magnet Synchronous Motor", Texas Instruments, Application Note Literature Number: BPRA044.

TI2, (1998), "Field Orientated Control of 3-Phase AC-Motors", Texas Instruments, Application Note Literature Number: BPRA073.

UG1, (1998), "Power System Blockset For Use with Simulink® User's Guide", The Mathworks Inc., Hydro-Quebec and TEQSIM International Inc.

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

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

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

INTERNET KAYNAKLARI

[1]www.abb.com

[2]www.mathworks.com

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

EKLER

- EK 1 Simulink diyagramında kullanılan matlab fonksiyonu
EK 2 Dinamik cevapların elde edilmesinde kullanılan matlab komutları
EK 3 Kapalı çevrim hız kontrolu için dinamik cevapların elde edilmesinde kullanılan matlab komutları



EK 1 Simulink diyagramında kullanılan matlab fonksiyonu

```

function y=Tablo(x)

v0=[0 0 0];v1=[1 0 0];v2=[1 1 0];v3=[0 1 0];
v4=[0 1 1];v5=[0 0 1];v6=[1 0 1];v7=[1 1 1];
%-----
if x(1)==1 & x(2)==1;
    if (x(3)>=11*pi/6 & x(3)<=2*pi) | (x(3)<pi/6 & x(3)>=0)
        y=v2;
    elseif x(3)>=pi/6 & x(3)<pi/2
        y=v3;
    elseif x(3)>=pi/2 & x(3)<5*pi/6
        y=v4;
    elseif x(3)>=5*pi/6 & x(3)<7*pi/6
        y=v5;
    elseif x(3)>=7*pi/6 & x(3)<3*pi/2
        y=v6;
    else
        y=v1;
    end
%-----
elseif x(1)==1 & x(2)==0;
    if (x(3)>=11*pi/6 & x(3)<2*pi) | (x(3)<pi/6 & x(3)>=0)
        y=v7;
    elseif x(3)>=pi/6 & x(3)<pi/2
        y=v0;
    elseif x(3)>=pi/2 & x(3)<5*pi/6
        y=v7;
    elseif x(3)>=5*pi/6 & x(3)<7*pi/6
        y=v0;
    elseif x(3)>=7*pi/6 & x(3)<3*pi/2
        y=v7;
    else
        y=v0;
    end
%-----
elseif x(1)==1 & x(2)==-1;
    if (x(3)>=11*pi/6 & x(3)<2*pi) | (x(3)<pi/6 & x(3)>=0)
        y=v6;
    elseif x(3)>=pi/6 & x(3)<pi/2
        y=v1;
    elseif x(3)>=pi/2 & x(3)<5*pi/6
        y=v2;
    elseif x(3)>=5*pi/6 & x(3)<7*pi/6
        y=v3;
    elseif x(3)>=7*pi/6 & x(3)<3*pi/2
        y=v4;
    else
        y=v5;
    end
end

```

```

%-----
elseif x(1)==0 & x(2)==1;
    if (x(3)>=11*pi/6 & x(3)<2*pi) | (x(3)<pi/6 & x(3)>=0)
        y=v3;
    elseif x(3)>=pi/6 & x(3)<pi/2
        y=v4;
    elseif x(3)>=pi/2 & x(3)<5*pi/6
        y=v5;
    elseif x(3)>=5*pi/6 & x(3)<7*pi/6
        y=v6;
    elseif x(3)>=7*pi/6 & x(3)<3*pi/2
        y=v1;
    else
        y=v2;
    end
%-----
elseif x(1)==0 & x(2)==0;
    if (x(3)>=11*pi/6 & x(3)<2*pi) | (x(3)<pi/6 & x(3)>=0)
        y=v0;
    elseif x(3)>=pi/6 & x(3)<pi/2
        y=v7;
    elseif x(3)>=pi/2 & x(3)<5*pi/6
        y=v0;
    elseif x(3)>=5*pi/6 & x(3)<7*pi/6
        y=v7;
    elseif x(3)>=7*pi/6 & x(3)<3*pi/2
        y=v0;
    else
        y=v7;
    end
%-----
elseif x(1)==0 & x(2)==-1;
    if (x(3)>=11*pi/6 & x(3)<2*pi) | (x(3)<pi/6 & x(3)>=0)
        y=v5;
    elseif x(3)>=pi/6 & x(3)<pi/2
        y=v6;
    elseif x(3)>=pi/2 & x(3)<5*pi/6
        y=v1;
    elseif x(3)>=5*pi/6 & x(3)<7*pi/6
        y=v2;
    elseif x(3)>=7*pi/6 & x(3)<3*pi/2
        y=v3;
    else
        y=v4;
    end
end
end

```

EK 2 Dinamik cevapların elde edilmesinde kullanılan matlab komutları

```

plot(t,Te)
grid
ylabel('Moment (Nm)')
xlabel('zaman (s)')
title('Te')

```

```

figure
plot(t,wm)
grid
xlabel('zaman (s)')
ylabel('Hiz (rad/s)')
title('Wm')

```

```

figure
plot(t,fl_s)
grid
xlabel('zaman (s)')
ylabel('Stator manyetik akisi (Wb)')
title('fl_s')

```

```

figure
plot(fl_a,fl_b)
grid
xlabel('fl_a (Wb)')
ylabel('fl_b (Wb)')
title('AKI VEKTÖR YÖRÜNGESTİ')

```

```

figure
plot(t,Tref)
grid
xlabel('zaman (s)')
ylabel('Moment referansi (Nm)')
title('Tref')

```

```

figure
subplot(2,1,1)
plot(t,fl_a)
grid
title('fl_a (Wb)')
subplot(2,1,2)
plot(t,fl_b)
grid
title('fl_b (Wb)')
xlabel('zaman (s)')
ylabel('Aki vektörleri (Wb)')

```

```
figure
subplot(3,1,1)
plot(t,va)
grid
title('va (V)')
subplot(3,1,2)
plot(t,vb)
grid
title('vb (V)')
subplot(3,1,3)
plot(t,vc)
grid
title('vc (V)')
xlabel('zaman (s)')
ylabel('Gerilim (V)')
```

```
figure
subplot(3,1,1)
plot(t,ia)
grid
title('ia (A)')
subplot(3,1,2)
plot(t,ib)
grid
title('ib (A)')
subplot(3,1,3)
plot(t,ic)
grid
title('ic (A)')
xlabel('zaman (s)')
ylabel('Akım (A)')
```

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

```
plot(t,Te)
grid
ylabel('Moment (Nm)')
xlabel('zaman (s)')
title('Te')
```

```
figure
plot(t,wm)
grid
xlabel('zaman (s)')
ylabel('Hiz (rad/s)')
title('Wm')
```

```
figure
plot(t,fl_s)
grid
xlabel('zaman (s)')
ylabel('Stator manyetik akisi (Wb)')
title('fl_s')
```

```
figure
subplot(2,1,1)
plot(t,fla)
grid
title('fl_a (Wb)')
subplot(2,1,2)
plot(t,flb)
grid
title('fl_b (Wb)')
xlabel('zaman (s)')
ylabel('Aki vektörleri (Wb)')
```

```
figure
plot(fla,flb)
grid
xlabel('fl_a (Wb)')
ylabel('fl_b (Wb)')
title('AKI VEKTÖR YÖRÜNGESİ')
```

```
figure
plot(t,wref)
grid
xlabel('zaman (s)')
ylabel('Hiz referansi (rad/s)')
title('wref')
```

```
figure
plot(t,wf)
grid
xlabel('zaman (s)')
ylabel('Filtre çıkışı hız (rad/s)')
```

```
figure
plot(t,wpi)
grid
xlabel('zaman (s)')
ylabel('PI çıkışı hız (rad/s)')
```

```
figure
plot(t,b)
grid
xlabel('zaman (s)')
ylabel('Bölge')
```

```
figure
subplot(3,1,1)
plot(t,va)
grid
title('va (V)')
subplot(3,1,2)
plot(t,vb)
grid
title('vb (V)')
subplot(3,1,3)
plot(t,vc)
grid
title('vc (V)')
xlabel('zaman (s)')
ylabel('Gerilim (V)')
```

```
figure
subplot(3,1,1)
plot(t,ia)
grid
title('ia (A)')
subplot(3,1,2)
plot(t,ib)
grid
title('ib (A)')
subplot(3,1,3)
plot(t,ic)
grid
title('ic (A)')
xlabel('zaman (s)')
ylabel('Akım (A)')
```

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi 31.03.1978

Doğum yeri Duisburg /Almanya

Lise 1992-1996 Haydarpaşa Anadolu Lisesi

Lisans 1997-2001 Yıldız Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fak.
Elektrik Mühendisliği Bölümü,
Kontrol ve Otomasyon Programı

Yüksek Lisans 2001-2004 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı,
Kontrol ve Otomasyon Programı

