

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MAKİNEİNİN
SENSÖRSÜZ VEKTÖR KONTROLÜ**

Elektrik Mühendisi F.KEMAL BAYAT

**FBE Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Prof. Dr. İbrahim ŞENOL

İSTANBUL, 2009

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	iiv
KISALTMA LİSTESİ.....	vi
ŞEKİL LİSTESİ.....	vii
ÖNSÖZ	viii
ÖZET	iix
ABSTRACT	x
1. GİRİŞ	1
2. SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MAKİNELER.....	4
2.1 Sürekli Miknatıs Malzemeler	4
2.2 Sürekli Miknatıslı Makinelerin Kullanım Alanları	6
2.3 Sürekli Miknatıslı Makine Türleri ve Karşılaştırması	9
2.4 Sürekli Miknatıslı Senkron Makine ve Yapısı	11
3. SMSM'İN MATEMATİKSEL MODELİ	14
3.1 Elektriksel Sistem	14
3.2 Endüklenen Moment	16
3.3 Hareketli Sistem	17
3.4 Modelin Durum Uzayında Tanımlanması.....	18
3.5 Modelin Sadeleştirilmesi İçin Gerekli Dönüşümler	20
3.6 Modelin Sadeleştirilmiş Son Hali.....	23
4. SMSM'İN BESLENMESİ VE KONUM ALGILANMASI	26
4.1 Gerilim Kaynaklı Evirici ve Kontrol Yöntemleri.....	27
4.2 Sinüsoidal PWM.....	28
4.3 Uzay-Vektör PWM	30
4.4 Konum Algılama	33
5. SMSM'İN KONTROLÜ	35
5.1 Vektör Kontrolü.....	35
5.1.1 Akım Kontrolünde Kuplajın Ayrılması	38
5.2 Maksimum Moment ve Maksimum Hız Algoritmaları	40
5.3 Sensörsüz Vektör Kontrol Yöntemleri.....	41
5.3.1 Endüklenen Gerilime Dayanan Tahmin.....	42
5.3.2 İşaret Enjeksiyonuna Dayanan Tahmin	42
5.3.3 Gözlemleyici Kullanılarak Yapılan Tahmin	43
5.3.4 Adaptif Yöntemler ve Yapay Sinir Ağları	43
6. GKF İLE SMSM'İN SENSÖRSÜZ VEKTÖR KONTROLÜ	44
6.1 Kalman Filtresi	44
6.2 Genişletilmiş Kalman Filtresi.....	46
6.3 GKF'nin SMSM Vektör Kontrolüne Uygulanması	47

	Sayfa
6.4	GKF'nin Akortlanması 49
7.	SİMÜLASYON MODELLERİNİN KURULMASI 51
7.1	SMSM Modeli 51
7.2	Dönüşüm Modelleri 51
7.3	Evirici Modelleri..... 53
7.4	Denetleyiciler ve Akım Kuplajı Ayırma Devresi 54
7.5	Algılayıcı ve GKF Modeli 55
7.6	SMSM Hız Kontrolü..... 56
8.	SİMÜLASYON SONUÇLARI 58
8.1	Kontrolsüz Halde Alınan Cevaplar 58
8.2	Sensörlü Vektör Kontrolünden Elde Edilen Sonuçlar 59
8.3	GKF ile Yapılan Sensörsüz Vektör Kontrolünden Elde Edilen Sonuçlar 60
8.4	Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması 61
9.	SONUÇLAR 63
	KAYNAKLAR 64
	ÖZGEÇMİŞ..... 66

SİMGE LİSTESİ

B	manyetik akı yoğunluğu
B	rotor sürtünme katsayısı
e_a	stator a fazında endüklenen gerilim
e_c	stator a fazında endüklenen gerilim
e_b	stator a fazında endüklenen gerilim
Ψ_a	stator a fazı akısı
Ψ_c	stator b fazı akısı
Ψ_b	stator c fazı akısı
Ψ_{pm}	sürekli mıknatıs akısı
Ψ_{am}	sürekli mıknatıs - a fazı ortak akısı
Ψ_{bm}	sürekli mıknatıs - b fazı ortak akısı
Ψ_{cm}	sürekli mıknatıs - c fazı ortak akısı
Ψ_q	d ekseni akısı
Ψ_d	q ekseni akısı
H	manyetik alan şiddeti
i_a	stator a fazı akımı
i_b	stator b fazı akımı
i_c	stator c fazı akımı
i_d	d ekseni akımı
i_q	q ekseni akımı
i_d^*	d ekseni referans akımı
i_q^*	q ekseni referans akımı
J	atalet momenti
K	Kalman kazancı
L_{aa}	stator a fazı öz endüktansı
L_{ab}	stator a-b fazları ortak endüktansı
L_{ac}	stator a-c fazları ortak endüktansı
L_{bb}	stator b fazı öz endüktansı
L_{ba}	stator b-a fazları ortak endüktansı
L_{bc}	stator b-c fazları ortak endüktansı
L_{cc}	stator c fazı öz endüktansı
L_{ca}	stator c-a fazları ortak endüktansı
L_{cb}	stator c-b fazları ortak endüktansı
L_k	kaçak endüktans
L_m	hava aralığı endüktansı duran bileşeni
L_{m2}	hava aralığı endüktansı dönen bileşeni
L_{md}	d ekseni mıknatıslanma endüktansı
L_{mq}	q ekseni mıknatıslanma endüktansı
ω_e	elektriksel açısal hız
ω_m	mekanik açısal hız
Q	sistem ortak değişke matrisi
R_a	stator a fazı direnci
R_b	stator b fazı direnci
R_c	stator c fazı direnci
R	stator direnci
R	ölçüm ortak değişke matrisi
T_e	endüklenen moment
T_J	atalet momenti
T_L	yük momenti
T_c	vuruntu momenti

T_f	sürtünme momenti
θ_e	elektriksel konum
θ_m	mekanik konum
u_a	stator a fazı gerilimi
u_b	stator b fazı gerilimi
u_c	stator c fazı gerilimi
u_n	nötr fazı gerilimi
u_d	d eksen gerilimi
u_q	q eksen gerilimi
u_d^*	d eksen referans gerilimi
u_q^*	q eksen referans gerilimi
W_f	manyetik devrede depo edilen enerji

KISALTMA LİSTESİ

AC	Alternatif akım
BJT	Bipolar jonksiyonlu transistör
DC	Doğru akım
DSP	Sayısal işaret işleyici
EMK	Elektromotor kuvvet
FDCM	Fırçasız doğru akım makinesi
GKF	Genişletilmiş Kalman Filtresi
GTO	Kapı sönümlü tristör
IGBT	İzole kapılı bipolar transistör
KF	Kalman Filtresi
MOSFET	Metal-oksit yalıtımlı alan etkili transistör
PI	Oransal-tümlevsel
PID	Oransal-tümlevsel-türevsel
PWM	Darbe genişlik modülasyonu
Sin-PWM	Sinüsoidal PWM
SMSM	Sürekli mıknatıslı senkron motor
Sv-PWM	Uzay-Vektör PWM
SVM	Uzay-Vektör modülasyonu

ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 2.1 Mıknatıs malzemelerin karşılaştırılması	5
Şekil 2.2 Endüklenen Gerilimler	9
Şekil 2.3 SMSM türleri	12
Şekil 3.1 Üç fazlı stator sargılarının Y bağlantı şekli	14
Şekil 3.2 Rotora etkiyen kuvvetlerin gösterilişi	16
Şekil 3.3 Elektriksel eşdeğer devre	19
Şekil 3.4 Clarke dönüşümü	20
Şekil 3.5 Park dönüşümü.....	22
Şekil 4.1 a)Akım kaynaklı evirici, b)Gerilim kaynaklı evirici	26
Şekil 4.2 Gerilim kaynaklı üç fazlı evirici	27
Şekil 4.3 Üç fazlı sinüsoidal PWM elde edilmesi	29
Şekil 4.4 Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici anahtar durumları	30
Şekil 4.5 Gerilim vektörleri.....	31
Şekil 4.6 Gerilim vektörlerinin sabit d-q ekseninde gösterilişi	31
Şekil 4.7 Altı bölge için anahtar durumları	32
Şekil 4.8 Maksimum gerilim karşılaştırma için yörüngeler	33
Şekil 4.9 İkili kodlanmış disk	34
Şekil 5.1 Akım vektör kontrolü blok diyagramı.....	37
Şekil 5.2 Akım kuplajı ayırma devresi.....	39
Şekil 5.3 Sensörsüz kontrol için genel şema	42
Şekil 7.1 Simulink'te SMSM Modeli	51
Şekil 7.2 Simulink'te Clarke dönüşümü	52
Şekil 7.3 Simulink'te Park dönüşümü.....	52
Şekil 7.4 Simulink'te ters Park dönüşümü	52
Şekil 7.5 Simulink'te ters Clarke dönüşümü	52
Şekil 7.6 Simulink'te Sinüsoidal PWM	53
Şekil 7.7 Simulink'te Uzay-Vektör PWM	53
Şekil 7.8 PID Denetleyici.....	54
Şekil 7.9 Anti-Windup PI Denetleyici	54
Şekil 7.10 Akım Kuplajı Ayırma Devresi.....	55
Şekil 7.11 Sensör Modeli	55
Şekil 7.12 Simulink'te Genişletilmiş Kalman Filtresi Modeli	56
Şekil 7.13 Sensörlü Hız Kontrolü	57
Şekil 7.14 Sensörsüz Hız Kontrolü.....	57
Şekil 8.1 Kontrolsüz halde alınan cevap	58
Şekil 8.2 Sensörlü vektörel hız kontrolü sonuçları	59
Şekil 8.3 Sensörsüz vektörel hız kontrolü sonuçları.....	60
Şekil 8.4 Hız karşılaştırması.....	61
Şekil 8.5 Konum karşılaştırması.....	62

ÖNSÖZ

Bu çalışmada sürekli mıknatıslı senkron motorun yapısı, uygulama alanları, matematiksel modeli verildi. Uzay vektör modülasyonu ile denetlenen evirici, vektör kontrol teknikleri ve genişletilmiş Kalman Filtresi konuları incelendi. Matlab/Simulink yazılımı kullanılarak genişletilmiş Kalman Filtresi kullanılan SMSM'in sensörsüz vektör kontrolünün simülasyonu yapıldı.

Bu çalışmamda yardımlarını esirgemeyen ve katkılarıyla beni yönlendiren tez danışmanım Sayın Prof. Dr. İbrahim ŞENOL ve Sayın Yrd. Doç. Dr. Nur BEKİROĞLU'na teşekkürü bir borç bilir, değerli hocam Sayın Prof. Dr. Emin TACER'e desteklerinden ötürü saygılarımı sunarım.

ÖZET

Son yıllarda, sürekli mıknatıslı senkron makinenin sensörsüz kontrolü popüler bir araştırma konusu haline gelmiştir. Bu ilgi mekanik sensörlerin, vektör kontrollü SMSM sürüşünün yüksek performansını düşürmesi nedeninden kaynaklanmaktadır.

Vektör kontrol yöntemi ile, DC makine kontrolündeki tüm avantajlar AC makine kontrolünde de elde edilmiş olur. SMSM kontrolünde bu yöntem için rotorun konum bilgisi gereklidir. Sensörsüz kontrol; rotor konum ve açısal hız sensörleri kullanılmadan vektör kontrolü yapılmasıdır. Sensör kullanmadan rotor konumu ve hızını tahmin etmek için, gerilim ve akım ölçümlerinden faydalanan çeşitli teknikler vardır.

Bu çalışmada, SMSM'in matematiksel modeli verilmiş ve vektör kontrolü uygulanması için gerekenler incelenmiştir. SMSM'in vektör kontrolü, sensörlü ve sensörsüz olarak Matlab/Simulink ortamında simüle edilmiştir. Konum ve hız tahmini için, "Genişletilmiş Kalman Filtresi" gözlemleyici olarak seçilmiştir. Elde edilen simülasyon sonuçlarının gerçek değerlere oldukça yakın olduğu görülmüştür. Bunun yanında, sensörlerden kaynaklanan gürültü ve bozulmalar ortadan kalkmıştır.

Anahtar kelimeler: Sürekli mıknatıslı senkron makine, Sensörsüz vektör kontrolü, Genişletilmiş Kalman Filtresi.

ABSTRACT

Recently, sensorless control of permanent magnet synchronous machines become a popular research focus. This interest arises from the fact that mechanical sensors decrease the high performance of vector controlled PMSM drives.

Using vector control method, AC machine control acquires every advantage of DC machine control. This method requires position information of rotor in PMSM control. Sensorless control means, vector control without using mechanical rotor position and angular velocity sensors. To eliminate sensors, there are several techniques to estimate position and velocity exploiting the voltage and current measurements.

In this study, mathematical model of PMSM is given and requirements for vector control implementation are investigated. Vector control of PMSM is simulated in Matlab/Simulink environment with and without sensors. "Extended Kalman Filter" is chosen as the observer for estimating position and velocity. It is observed that obtained simulation results are considerably close to actual values. Besides, noise and distortions caused by sensors are eliminated.

Keywords: Permanent magnet synchronous machine, Sensorless vector control, Extended Kalman Filter.

1.GİRİŞ

Bu çalışmada simülasyonu gerçekleştirilen sürekli mıknatıslı senkron makinenin genişletilmiş Kalman Filtresi ile sensörsüz vektör kontrolü, son birkaç on yılda farklı alanlardaki ilerlemelerin ve paralel olarak yaşanan gelişmelerin bir sonucudur.

Elektrik makinelerinin tasarımının bilgisayar destekli olarak yapılabilir hale gelmesi, doğal mıknatıslar olan nadir toprak elementi malzemelerin makine yapısına dahil edilmesi, yüksek güç yoğunluklu ve yüksek verimli makinelerin geliştirilmesine ve üretimine olanak sağlamıştır. Bu makineler yapısal olarak fırçasız ve mıknatıslı makineler olup, FDCM (Fırçasız DC Makine) ve SMSM (Sürekli Mıknatıslı Senkron Makine) olarak adlandırılmışlardır.

Güç elektroniği teknolojisindeki gelişmeler sonucu, yüksek frekanslarda çalışabilen MOSFET ve IGBT gibi tam kontrollü yarı iletken anahtarların üretimi ve geliştirilmesi sağlanmıştır. Bu ise geleneksel güç elektroniği devrelerinde güç yoğunluğu ve verimi arttırmıştır.

Yukarıda anılan gelişmeler yaşanırken kontrol teorisi de geleneksel yapısını değiştirmiş, geliştirilen modern yöntemler ile kontrol nesnesi kara kutu olmaktan çıkmış ve tüm durumların gözlemlenebildiği ve denetlenebildiği bir beyaz kutu halini almıştır. Gözlemlenebilirlik üzerine yapılan çalışmalar ile bir sistemin ölçülemeyen durumları tahmin edilebilir hale gelmiştir.

Öte yandan, kontrol teorisinde yaşanan gelişmeleri biraz geriden de olsa, mikroişlemci ve sayısal işaret işleyicilerin gelişimi takip etmiştir. Bu sayede kontrol teori ve algoritmalarının sayısal olarak işlenebilmesi ve gömülü olarak sisteme entegre edilebilmesi mümkün hale gelmiştir.

Bunlar yanında, elektrik makineleri ve güç elektroniğine özgü modelleme ve kontrol teknikleri de geliştirilmiştir. Uzak vektör teorisi kullanılarak, AC makineler için vektör kontrolü ve doğrudan moment kontrolü gibi teknikler geliştirilmiştir. Bu tekniklerin uygulanmasını iyileştirmek için ise evirici devrelerin kontrolünde PWM (Darbe genişlik modülasyonu) ve SVM (Uzak vektör modülasyonu) yöntemleri geliştirilmiştir.

Temel olarak AC makine kontrolünü, DC makine kontrolüne benzeterek gerçekleştiren vektör kontrol yöntemleri (veya vektör kontrolünün özel bir durumu olan alan yönlendirme) üzerine sayısız çalışmalar yapılmıştır. Bir AC makinenin (senkron veya asenkron) moment, hız ve konum kontrolü konularında oldukça başarılı sonuçlar ve endüstriyel uygulamalar gerçekleştirilmiştir.

Günümüze yaklaştıkça, mekanik sensörlerden (moment, hız ve konum algılayıcılar) kurtulmak, sürdürülen çalışmaların odağı haline gelmiştir. Her ne kadar, vektör kontrolünün sensörsüz olarak gerçekleştirilmesi üzerinde yoğun olarak duruluyor olsa da, yapılan çalışmalar endüstriyel uygulamalara gereğince dönüşmemekte, ya akademik çalışmalar ya da birtakım şirketlerin gerçekleştirdiği prototipler olarak kalmaktadır.

Bu çalışmanın konusu olan, sürekli mıknatıslı senkron makinenin genişletilmiş Kalman Filtresi ile sensörsüz vektör kontrolü üzerine son yıllarda yapılmış öne çıkan çalışmalardan makale, tez ve patent örnekleri tarih sırasıyla aşağıda özetlenmiştir.

Bolognani, Oboe ve Ziglitto (1999); yuvarlak rotorlu SMSM'in GKF ile rotor hız ve konumunu tahmin ettikleri sensörsüz vektör kontrollü tahrik uygulamasını gerçekleştirmişlerdir.

Kojabadi ve Ahrabian (2000); çıkık kutuplu SMSM'in GKF ile hız ve konumunu tahmin eden ve çeşitli çalışma koşulları altında tahrik sisteminin cevabını analiz eden simülasyon çalışmaları yapmışlardır.

Bolognani, Ziglitto ve Zordan (2001); yuvarlak rotorlu SMSM için önceki çalışmalarındaki tahrik sisteminin işletim aralığını genişleten uygulamalar yapmışlardır.

Bolognani, Tubiana ve Ziglitto (2003); GKF kullanılarak çıkık kutuplu SMSM için yaptıkları bu uygulamada alan zayıflatma bölgesinde çalışmayı incelemişlerdir.

Wu ve Qiu (2004); bu çalışmalarında yuvarlak rotorlu SMSM'in GKF ile kontrolünü gerçekleştirmişler, hıza bağlı olarak değişen yük tipleri için ve işletim sırasında değişen makine parametreleri için kurdukları tahrik sistemini sınamışlardır.

Peroutka (2005); GKF ile gerçekleştirilen yuvarlak rotorlu SMSM tahrik sisteminin tasarım olanaklarını araştırmıştır.

Boussak (2005); GKF kullanarak çıkık rotorlu SMSM'in kontrolünü gerçekleştirmiş ve deneysel analizler yapmıştır. Buna ek olarak çalışmasında rotorun başlangıç konumunu rotor ıkıklığından yararlanarak elde etmiştir.

Borsje, Chan, Wong ve Ho (2005); farklı Kalman Filtresi algoritmalarını karşılaştıran bir simülasyon çalışması gerçekleştirmişlerdir.

Zhang ve Feng (2008); Wu ve Qiu'nun çalışmasını (2004), çıkık kutuplu SMSM için simülasyon ortamında yinelemişlerdir.

Qiu, Kojori ve Wu (2007); nceki çalışmalarını (2004), geliştirmişler ve Honeywell şirketi adına ABD'de 2007 yılında patent almışlardır.

Petersson (2009); İsveç'in Lingpings Üniversitesi Elektrik Mühendisliği Bölümünde lisansüstü tezi olarak simülasyon ve uygulama gerçekleştirmiştir. SAAB şirketinin desteklediği çalışmada, yuvarlak rotorlu SMSM'in hız ve konumunun GKF ile tahmin etmiş ve bunu farklı tahmin yöntemleri ile karşılaştırmıştır.

Son yıllarda yapılmış olan çalışmalar değerlendirildiğinde; konunun, gerek akademik gerekse endüstriyel çalışmalarda oldukça popüler olduğu görülmektedir. Ancak; konunun, kontrol algoritmasının karmaşık olması ve uygulamada st düzey işlemcilere gerek duyulmasından dolayı da çekinilen bir tarafı vardır.

2.SÜREKLİ MIKNATISLI SENKRON MAKİNELER

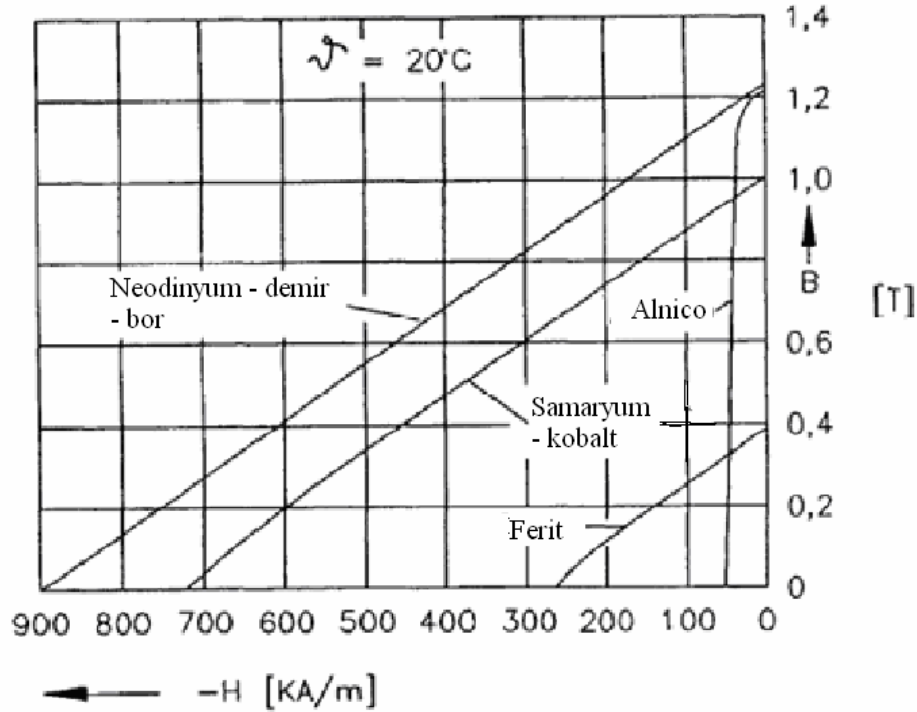
1950’li yıllarda yüksek enerji yoğunluklu sürekli mıknatısların kullanılmaya başlanması ile sürekli mıknatıs uyarmalı DC makinelerin gelişmesinin önü açılmıştır. Sürekli mıknatısların elektromıknatısların yerini alması, dolayısıyla uyartım için harici bir kaynağa ihtiyaç duyulmaması, daha kompakt DC makinelerin üretilmesinin ve gelişmesinin önünü açmıştır. Senkron makinelerde de, rotorun geleneksel elektriksel uyartımı yerine sürekli mıknatıslı uyartıma geçilmesi ile bilezik ve fırça yapılarını ortadan kaldırmıştır. Yarı iletken güç elektroniği elemanlarının ve evirici (inverter) devrelerin gelişmesiyle de, mekanik komütasyon yerini elektronik komütasyona bırakmıştır. Sonuç olarak bu gelişmeler, sürekli mıknatıslı senkron makineler ve fırçasız doğru akım makinelerinin gelişmesine katkıda bulunmuştur.

2.1.Sürekli Mıknatıs Malzemeler

Mıknatıslık özelliği gösteren malzemeler, sert manyetik malzemeler olarak da adlandırılır. Tüm ferromanyetik malzemeler gibi sürekli mıknatıslar da B-H düzleminde histeresiz eğrisi ile tanımlanabilirler. Sürekli mıknatıslı makinelerde genellikle kullanılan manyetik malzemeleri alnico (Aluminyum-nikel-kobalt), ferit, samaryum-kobalt ve neodinyum-demir-bor’dur. Bu malzemelerin histeresiz eğrileri Şekil.2.1’de gösterilmiştir. Bu malzemelerden alnico dışındakiler düz bir histeresiz eğrisine sahipken, en yüksek kalıcı akı yoğunluğuna (artık mıknatıslığa) sahip alnico lineer olmayan bir histeresiz eğrisine sahiptir [Krishnan, 2001].

İdeal bir sürekli mıknatıs malzemenin, kalıcı akı yoğunluğunun (artık mıknatıslığının) yüksek olması ve mıknatıslık giderme kuvvetinin de büyük olması gerekir. Bu da; dik ekseni, kalıcı akı yoğunluğu ve yatay ekseni mıknatıslık giderici kuvvet olarak tanımlanan B-H düzleminde; dikdörtgene yakın ve geniş bir histeresiz eğrisine sahip olması anlamına gelir. Şekil.2.1’de mıknatıs malzemelerin histeresiz eğrileri B-H düzleminin ikinci bölgesinde gösterilmiştir. Bu malzemeler ve bunların karakteristik eğrileri, sıcaklığa bağlı olarak değişiklik gösterirler. Şekildeki eğriler oda sıcaklığı olan 20°C’de elde edilmiştir. Bu malzemelerin, kullanım uygunluğu ile avantaj ve dezavantajları açısından karşılaştırılması, aşağıda özetlenmiştir.

Alnico, yüksek çalışma sıcaklıklarına dayanabilmekle birlikte iyi bir ısıl kararlılığa ve yüksek kalıcı akı yoğunluğuna sahiptir. Dezavantajı ise düşük bir zorlayıcı kuvvete ve dik bir histeresiz eğrisine sahip olmasıdır. Bu yüzden mıknatıslığı giderme özelliği çok yüksektir. Bu nedenlerden ötürü de bu malzeme sürekli mıknatıslı makinelerde kullanılmaya elverişli bir malzeme olarak kabul edilmemektedir.



Şekil.2.1.Mıknatıs malzemelerin karşılaştırılması [Gieras, Wing, 2002]

Sürekli mıknatıs olarak en yaygın kullanılan ferit malzemeler olan baryum ve stronsiyum, düşük maliyet, ham madde bolluğu ve üretim kolaylığı gibi avantajlara sahiptir. Ayrıca, orta dereceli bir çalışma sıcaklığı (400°C) ve pratik olarak doğrusal bir mıknatıslık giderme eğrisi vardır. Fakat kalıcı akı yoğunluğu düşüktür ve bu da bu malzemenin kullanıldığı makinenin hacminin ve ağırlığının büyümesine neden olmaktadır.

Samaryum-kobalt mıknatıslar; demir, kobalt, nikel ve samaryumdan üretilirler. Bu malzemenin avantajları yüksek kalıcı akı yoğunluğu, yüksek enerji yoğunluğu ve doğrusal mıknatıslık giderme eğrisidir. Çalışma sıcaklığı 300°C'ye kadar çıkabilir ve oldukça iyi bir ısıl kararlılığa sahiptir. Dezavantajı ise samaryumun nadir bir toprak elementi olması nedeniyle maliyetinin çok yüksek olmasıdır.

Neodinyum-demir-bor mıknatıslar; en yüksek enerji yoğunluğuna, en yüksek kalıcı akı yoğunluğuna ve oldukça iyi zorlayıcı kuvvete sahiptirler. Neodinyum da samaryum gibi nadir bir toprak elementidir, fakat çalışma sıcaklıkları düşüktür (150°C) ve kaplanmadığı takdirde paslanmaya elverişlidirler. Bunun yanında ısı kararlılıkları da samaryum-kobalt malzemenin altındadır. Ferrit malzemeyle karşılaştırıldığında daha pahalıdır, fakat enerji yoğunluğu daha yüksek olduğu için makine hacmi ve ağırlığı daha düşüktür. Bu özellikleri nedeniyle neodinyum-demir-bor mıknatıslar yaygın olarak kullanılmaktadırlar [Bose, 2002].

2.2.Sürekli Mıknatıslı Makinelerin Kullanım Alanları

Sürekli mıknatıslı makinelerin çok çeşitli kullanım alanları ve uygulamaları mevcuttur. Bu makineler genel olarak elektrik makinelerinin yer aldığı her alanda kullanılmakta olup, güç yoğunluğu ve verimlilik gibi avantajlarından dolayı, diğer geleneksel elektrik makinelerinin giremediği alanlara da girmekte ve birçok yeni teknolojinin gelişmesine ve geliştirilmesine olanak tanımaktadır. Aşağıda en yaygın kullanım ve uygulama alanları verilmiştir [Gieras, Wing, 2002].

Endüstri uygulamaları:

- Endüstriyel tahrik: pompalar, fanlar, vantilatörler, kompresörler, santrifüjler, değirmenler, vinçler, elleçleme makineleri,
- Makine araçları,
- Servo sistemler,
- Otomasyon süreçleri,
- Dahili taşıma sistemleri,
- Endüstriyel robotlar.

Toplumsal yaşamdaki uygulamaları:

- Havalandırma sistemleri,
- Yiyecek-içecek hazırlama gereçleri,
- Bozuk para ile çalışan araçlar,
- ATM'ler,
- Yiyecek-içecek otomatları,
- Bilet otomatları,

- Barkot okuyucular,
- Çevre kontrol sistemleri,
- Lunapark araçları.

Ev gereçlerindeki uygulamaları:

- Saatler,
- Mutfak aletleri: Buzdolapları, mikrodalga fırınlar, mikserler, bulaşık makineleri,
- Banyo aletleri: tıraş makineleri, saç kurutma makineleri, diş fırçaları, masaj aletleri,
- Çamaşır makineleri ve kurutucular,
- Isıtma ve klima (iklimlendirme) sistemleri,
- Elektrikli süpürgeler,
- Çim biçme makineleri,
- Yüzme havuzu pompaları,
- Oyuncaklar,
- Görüntü ve ışık gereçleri,
- Güvenlik sistemleri: otomatik garaj kapıları, otomatik kapılar.

Ofis araçlarındaki uygulamaları:

- Bilgisayarlar: disk sürücüler,
- Yazıcılar,
- Çiziciler,
- Tarayıcılar,
- Faks makineleri,
- Fotokopi makineleri.

Otomobillerdeki uygulamaları:

- Geleneksel otomobillerde: yol verme motorları, silecek motorları, cam açma motorları, klima motorları, fan motorları, CD-kaset oynatıcılar, bagaj kapısı motorları, kapı kilitleme sistemleri,
- Araba endüstrisi,
- Elektrikli araçlar,

Taşıma ve ulaşım uygulamaları:

- Asansörler ve yürüyen merdivenler,
- Yürüyen bantlar,
- Hafif metrolar ve tramvaylar,
- Elektrikli ve karma elektrikli araçlar,
- Uçuş kontrol ve kumandası,
- Elektrikli gemi ve botlar.

Savunma sistemlerindeki uygulamaları:

- Tanklar,
- Füze sistemleri,
- Radar sistemleri,
- Denizaltılar,
- Torpidolar.

Havacılık sektöründeki uygulamaları:

- Roketler,
- Uzay araçları,
- Uydular.

Tıp ve sağlık sektöründeki uygulamaları:

- Biyomedikal,
- Dişçilik araçları,
- Elektrikli tekerlekli sandalyeler,
- Kompresörler,
- Rehabilitasyon cihazları,
- Yapay kalp motorları.

İnşaat – yapı araçları sektöründeki uygulamaları:

- Matkaplar,
- Çekiçler,
- Tornavidalar,
- Taşlama – öğütme tezgahları,
- Cilalama – perdah makineleri,

- Elektrikli testereleler,
- Zımparalama makineleri.

Yenilenebilir enerji sistemlerindeki uygulamaları:

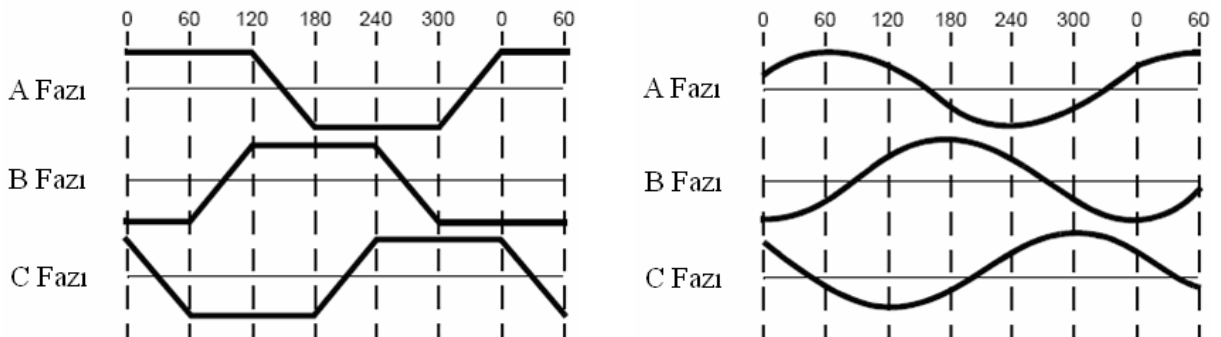
- Yenilenebilir enerji üretimi için generatörler ve diğer donanımlar.

Araştırma ve keşif araçlarındaki uygulamaları:

- Deniz altı araştırma sistemleri,
- Meteorolojik araştırma araçları,
- Uydu sistemleri,
- Uzay keşif, tanıma araçları.

2.3.Sürekli Mıknatıslı Makine Türleri ve Karşılaştırması

Çoğunlukla SMSM ve FDCM birlikte anılırlar ve AC servo motor olarak tanıtılırlar. Tasarımları, çok fazlı stator sargıları (genellikle üç fazlı) ve sürekli mıknatıslı rotorları olmak üzere genel anlamda özdeştir. Her ikisinde de uygulanacak gerilim için rotor konum bilgisi gereklidir. FDCM’de stator sargıları; yamuk şeklinde, SMSM’de ise sinüsoidal olarak, dağıtılmıştır. Stator faz sargılarının dağıtılış şekline göre bu makinelerde endüklenen gerilimler (Emk) de, Şekil.2.2’de gösterildiği gibi yamuk veya sinüs şeklindedirler. FDCM, yamuk şeklinde ve SMSM de sinüsoidal şeklindeki akımlarla sürülürler ve bu akımların frekansını rotorun hareketi (konum veya hız) belirler.



Şekil.2.2. Endüklenen Gerilimler, (a) Yamuk Emk (FDCM), (b) Sinüsoidal Emk (SMSM)

[Microchip AN1017, 2005]

FDCM'nin performansı ve hız – moment karakteristiği fırçalı DC motora benzer. Yukarıda da ifade edildiği gibi FDCM yapısı itibarıyla AC motordur, fakat çalışma karakteristiği geleneksel DC motora benzediği için DC olarak adlandırılır ve genellikle de geleneksel DC motorların kullanıldığı yerlerde kullanılır. SMSM ise uyarımı sabit olan senkron motora benzer ve fırçasız AC motor veya sürekli mıknatıslı senkron motor olarak adlandırılır [Hendershot, Miller, 1994].

Yamuk şeklinde dağıtılmış stator sargıları nedeniyle FDCM'un çalışmasında; akımlar yamuk şeklinde olduğundan ve komütasyon sırasında pikler veya darbeler oluşur ve momentte dalgalanma olur. Momentteki bu dalgalanma, hızda salınımlara neden olur ve bu da duyulabilir bir gürültüye yol açar. SMSM'lerde ise, akımlar sinüsoidal şeklinde olduğundan momentte dalgalanma düşer, hızdaki salınımlar azalır ve dolayısıyla duyulabilir gürültü de en aza iner [Microchip AN1017, 2005].

Diğer taraftan, FDCM'nin güç yoğunluğu SMSM'den %15 daha fazladır. Bu fazlalık, FDCM'da akı yoğunluğunun efektif değerinin tepe değerine oranının SMSM'den daha büyük olmasından kaynaklanmaktadır. Stator sargılarındaki bakır kayıpları eşit kabul edilen iki makinenin güç yoğunluğundaki bu fark aşağıdaki gibi gösterilir. I_{FDCM} ve I_{SMSM} sırasıyla FDCM ve SMSM'in stator akımlarının tepe değerleri olsun. Bu akımların efektif değerleri:

$$I_{SMSM,rms} = \frac{I_{SMSM}}{\sqrt{2}}$$

$$I_{FDCM,rms} = I_{FDCM} \sqrt{\frac{2}{3}} \quad (2.1)$$

Bakır kayıplarını eşitlersek ve akımları tepe değerleri cinsinden kayıp güç ifadesinde yerine koyarsak,

$$3(I_{SMSM,rms})^2 R_s = 3(I_{FDCM,rms})^2 R_s$$

$$3\left(\frac{I_{SMSM}}{\sqrt{2}}\right)^2 R_s = 3\left(I_{FDCM} \sqrt{\frac{2}{3}}\right)^2 R_s \quad (2.2)$$

Buradan FDCM ve SMSM stator akımları tepe değerleri arasındaki ilişkiyi aşağıdaki gibi elde ederiz.

$$I_{FDCM} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{SMSM} \quad (2.3)$$

Yukarıda elde edilen ifadelerle göre çıkış güçleri arasındaki oran ise, SMSM'in güç faktörünün bir kabul edilmesi durumunda aşağıdaki gibidir [Krishnan, 2001].

$$\frac{P_{\text{ÇIKIŞ,FDCM}}}{P_{\text{ÇIKIŞ,SMSM}}} = \frac{2 \times E_M \times I_{FDCM}}{3 \times \frac{E_M}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{SMSM}}{\sqrt{2}}} = \frac{2 \times E_M \times \frac{\sqrt{3}}{2} \times I_{SMSM}}{3 \times \frac{E_M}{\sqrt{2}} \times \frac{I_{SMSM}}{\sqrt{2}}} = 1.1547 \quad (2.4)$$

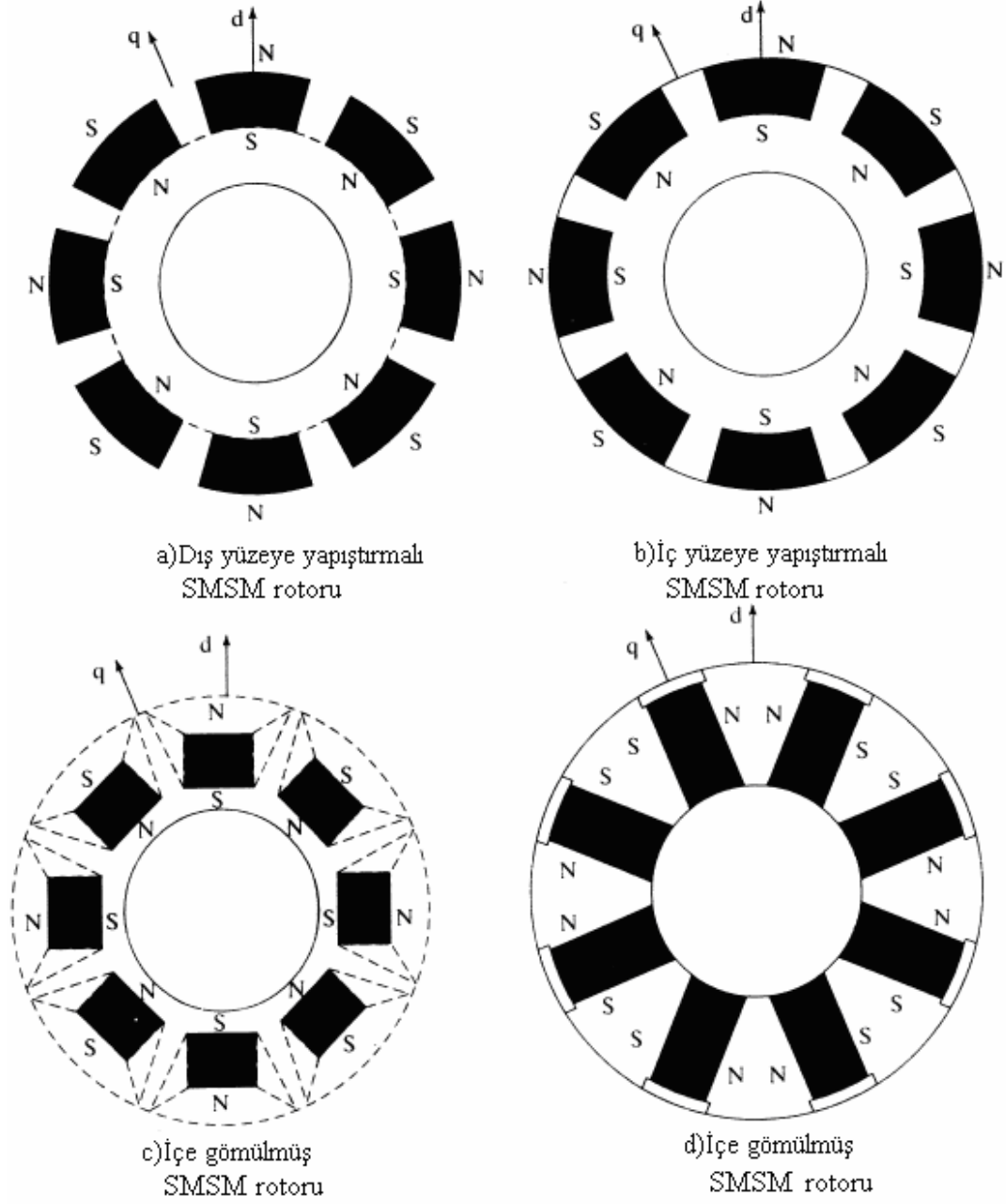
2.4.Sürekli Mıknatıslı Senkron Makine ve Yapısı

Sürekli mıknatıslı senkron makine, geleneksel senkron makinenin rotor sargıları yerine mıknatısların yerleştirildiği ve dolayısıyla sabit bir uyarma akımı ile uyarılan bir türü olarak görülebilir. Nitekim, sürekli mıknatıslı senkron makineye sabit frekanslı sinüsoidal besleme uygulanması durumunda geleneksel senkron makineye oldukça benzer davranış gösterir.

SMSM rotorunda sargı bulunmaması, geleneksel senkron makinedeki uyarım kayıplarını ortadan kaldırır ve bu sayede makinenin soğutulması da kolaylaşır. Rotoru mıknatıslı senkron makinelerde, mıknatısların rotora yerleştirilmeleri değişik şekillerde gerçekleştirilebilir. Şekil.2.3'te mıknatısların temel yerleştiriliş biçimleri gösterilmiştir.

Şekil.2.3.a'da rotor laminasyonlarının dış yüzeyine yapıştırılmış sürekli mıknatıs tasarımı görülmektedir. Bu tasarım en yüksek hava aralığı akı yoğunluğu sağlamaktadır, fakat diğer tasarımlara göre daha zayıf bir yapısal bütünlük göstermektedir ve mekanik dayanıklılığı da zayıftır. Rotoru bu şekilde tasarlanan makineler "**Dış Yüze Yapıştırılmalı SMSM**" olarak adlandırılırlar. Mekanik dayanıklılık açısından 3000 d/d'dan daha yüksek hızlar için tercih edilmeyen bu makine tasarımında, doğru endüktans (N-S eksenindeki endüktans) ile dik endüktans (Doğru eksene elektriksel olarak dik olan eksen üzerindeki endüktans) arasındaki

fark %10'dan daha düşüktür. İşletim ve kontrol kolaylığı göz önüne alınarak bu fark genellikle ihmal edilir ve doğru endüktans ile dik endüktans eşit kabul edilir [Krishnan, 2001].



Şekil.2.3.SMSM türleri, (a)Dış Yüzeye Yapıştırmalı SMSM, (b)İç Yüzeye Yapıştırmalı SMSM, (c) ve (d)İçte Gömülmüş SMSM [Krishnan, 2001]

Şekil.2.3.b'de sürekli mıknatısların rotor laminasyonlarının dış yüzeyinin altına yerleştirilen tasarım görülmektedir. Bu tasarım, düzgün silindirik bir rotor yüzeyi elde edilmesine ve

dolayısıyla daha yüksek bir mekanik dayanıklılığa olanak sağlamaktadır. Bu şekilde tasarlanan makineler “**İç Yüzeğe Yapıştırımlı SMSM**” olarak adlandırılırlar. Bu tasarımlarda doğru endüktans ile dik endüktans arasındaki fark 2 – 2,5 kat aralığındadır [Krishnan, 2001].

Şekil.2.3.c ve 2.3.d’de ise, mıknatısların rotor laminasyonlarının içerisine radyal ve çevresel olarak yerleştirilmiş olan tasarımlar görülmektedir. Bu yapı mekanik olarak en dayanıklı yapıdır ve yüksek hız uygulamaları için de oldukça uygundur. Öte yandan bu tasarımın üretilmesi daha karmaşık ve pahalıdır. Bu makinelere de “**İçe Gömülmüş SMSM**” adı verilmektedir ve doğru endüktans ile dik endüktans arasındaki fark, iç yüzeğe yapıştırımlı SMSM tasarımından daha yüksek olmakla beraber 3 katı geçmemektedir [Krishnan, 2001].

Yukarıdaki açıklamalar özetlenecek olursa, dış yüzeğe yapıştırımlı SMSM tasarımlarında doğru endüktans ile dik endüktans arasındaki fark oldukça küçüktür ve çoğunlukla eşit kabul edilirler. Bu nedenle bu şekilde tasarlanan makineler yuvarlak rotorlu veya düzgün hava aralıklı olarak nitelendirilir. Bu tasarım, üretimi ve maliyeti daha kolay ve düşük olduğu için, SMSM’lerde ve FDCM’lerde de yaygın olarak kullanılmaktadır.

$$L_q = L_d \quad (2.5)$$

Diğer yandan, yapısal olarak daha sağlam ve dayanıklı olan iç yüzeğe yapıştırımlı SMSM ve içe gömülmüş SMSM tasarımlarında, doğru endüktans ile dik endüktans arasındaki fark birkaç kat civarında olduğu için bu şekilde tasarlanan makineler çıkık kutuplu olarak nitelendirilirler. Bu şekilde tasarlanan sürekli mıknatıslı senkron makinelerde, dik endüktans doğru endüktanstan daha büyüktür.

$$L_q > L_d \quad (2.6)$$

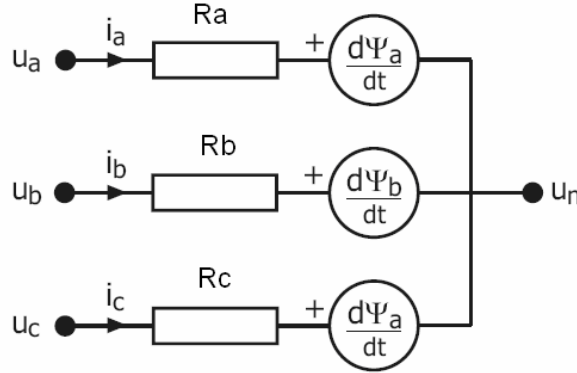
Bu durum geleneksel (rotoru sargılı) çıkık kutuplu senkron makine ile karşılaştırıldığında oldukça zıt bir durumdur. Zira, elektriksel uyarmalı senkron makinede doğru eksen endüktansı dik eksen endüktansından her zaman daha büyüktür. Bu nedenle, sürekli mıknatıslı senkron makinenin bu özelliği, elektriksel uyarmalı senkron makineler ile karşılaştırıldığında, “**Ters Çıkıklık**” olarak da nitelendirilir.

3.SMSM'İN MATEMATİKSEL MODELİ

Bu bölümde, öncelikle sürekli mıknatıslı senkron motorun analizi ve kontrolü için gerekli olan dinamik modeli oluşturulacaktır. Bu model durum uzayı gösterimi ile ifade edilecek ve üç fazlı modelden iki fazlı modele geçişte gerekli olan dönüşümler incelenecektir, ardından da kontrolde kullanılacak olan sadeleştirilmiş model elde edilecektir.

3.1.Elektriksel Sistem

Sürekli mıknatıslı senkron makinede stator sargıları elektriksel sistemi oluşturmaktadır. Stator sargıları endüktansı, stator sargıları karşılıklı endüktansı ve akı yolu, gibi özellikleri rotorun hareketine göre değişim gösterecektir. Stator sargıları modellenirken bu değişimler göz önüne alınacaktır. Stator sargıları, Şekil.3.1'de gösterildiği gibi üç fazlı, dengeli – Y bağlı olarak düşünülecektir [Persson, 2005].



Şekil.3.1.Üç fazlı stator sargılarının Y bağlantı şekli [Persson, 2005]

Şekil.3.1'den de görüldüğü gibi, SMSM'in statoruna ilişkin denklemler aşağıdaki gibidir.

$$u_a = R_a \cdot i_a + \frac{d\Psi_a}{dt}$$

$$u_b = R_b \cdot i_b + \frac{d\Psi_b}{dt}$$

$$u_c = R_c \cdot i_c + \frac{d\Psi_c}{dt}$$

$$u_n = 0 \quad (3.1)$$

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.2)$$

Burada verilen Ψ_a , Ψ_b ve Ψ_c her bir stator faz sargısının toplam akıları olup aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$\begin{aligned} \Psi_a &= L_{aa} \cdot i_a + L_{ab} \cdot i_b + L_{ac} \cdot i_c + \Psi_{am} \\ \Psi_b &= L_{ba} \cdot i_a + L_{bb} \cdot i_b + L_{bc} \cdot i_c + \Psi_{bm} \\ \Psi_c &= L_{ca} \cdot i_a + L_{cb} \cdot i_b + L_{cc} \cdot i_c + \Psi_{cm} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Toplam akı ifade edilirken, rotordaki sürekli mıknatısların stator sargıları ile karşılıklı akıları olan Ψ_{am} , Ψ_{bm} ve Ψ_{cm} terimleri ise aşağıdaki gibi tanımlanır. Buradaki Ψ_{pm} sürekli mıknatıs akısıdır.

$$\begin{aligned} \Psi_{am} &= \Psi_{pm} \cdot \sin(\theta_e) \\ \Psi_{bm} &= \Psi_{pm} \cdot \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \Psi_{cm} &= \Psi_{pm} \cdot \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.4)$$

Sürekli mıknatısların stator sargıları ile karşılıklı endüktansından dolayı, harekete bağlı olarak bir gerilim endüklenir. Bu gerilim endüklenen gerilim veya elektromotor kuvvet olarak ifade edilir. Bu endüklenen gerilim de rotor konumuna bağlı bir fonksiyon olarak tanımlanır ve aşağıdaki gibi gösterilir.

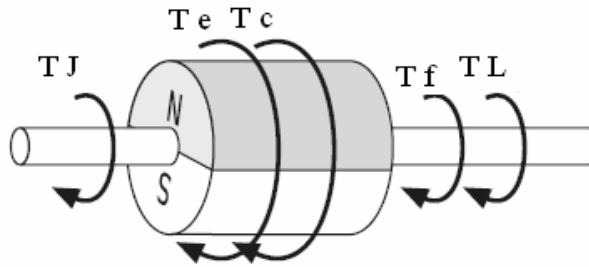
$$\begin{aligned} e_a &= \frac{d\Psi_{am}}{dt} = \frac{d}{dt} \cdot \Psi_{pm} \cdot \sin(\theta_e) = \Psi_{pm} \cdot \omega_e \cdot \cos(\theta_e) \\ e_b &= \frac{d\Psi_{bm}}{dt} = \frac{d}{dt} \cdot \Psi_{pm} \cdot \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) = \Psi_{pm} \cdot \omega_e \cdot \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c &= \frac{d\Psi_{cm}}{dt} = \frac{d}{dt} \cdot \Psi_{pm} \cdot \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) = \Psi_{pm} \cdot \omega_e \cdot \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (3.5)$$

Endüklenen gerilim ifadelerinden yararlanarak sürekli mıknatıslı senkron makinenin üç fazlı gerilim denklemleri aşağıdaki gibi yazılır.

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

3.2. Endüklenen Moment

Yukarıda ifade edilen denklemlerin çözülebilmesi için rotorun davranışının da modellenmesi gerekmektedir. SMSM’de hareketli sistemi rotor oluşturmaktadır ve rotora etki eden kuvvetler Şekil 3.2’de gösterilmiştir. Bu kuvvetler, elektromanyetik moment (T_e), atalet moment (T_J), sürtünme moment (T_f), vuruntu (cogging) moment (T_c) ve yük moment (T_L) olarak adlandırılırlar. Bu moment bileşenlerinden T_e ve T_L dışındakiler ihmal edilecektir.



Şekil.3.2. Rotora etkiyen kuvvetlerin gösterilişi [Persson, 2005]

Rotorun hızı ile konumunu ifade edebilmek için endüklenen moment ifadesinin ortaya konulması gerekmektedir. Bunun için, manyetik devrede depolanan ve W_f olarak gösterilen enerji, aşağıdaki gibi ifade edilecektir.

$$W_f = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{pm} \cdot \sin(\theta_e) \\ \psi_{pm} \cdot \sin(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \psi_{pm} \cdot \sin(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} + W_{PM} \quad (3.7)$$

Bu ifadedeki ilk bileşen, stator sargılarında depolanan enerjiyi, ikinci bileşen, stator sargıları ile rotordaki sürekli mıknatısın karşılıklı endüktansında depolanan enerjiyi ve üçüncü bileşen, W_{PM} de sürekli mıknatısta depo edilen enerjiyi simgelemektedir [Lyshevsky, 2000]. W_f ifadesinin, θ_e 'ye göre değişimi elektromanyetik momenti verecektir. Bilindiği gibi mekanik güç aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$P_m = \frac{dW_f}{d\theta_m} \frac{d\theta_m}{dt} = T_e \omega_m \quad (3.8)$$

Buradaki elektromanyetik moment de,

$$T_e = \frac{\partial W_f}{\partial \theta_m} = p \cdot \frac{\partial W_f}{\partial \theta_e} = p \Psi_{pm} \left(i_a \cos(\theta_e) + i_b \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \right) \quad (3.9)$$

denklemleri ifade edilmektedir. Burada p ile gösterilen de makinenin çift kutup sayısıdır.

Denklemlerden de görüleceği gibi elektromanyetik moment, stator sargıları ile rotordaki sürekli mıknatısın karşılıklı endüktansında depolanan enerjiden açığa çıkmaktadır. Bu nedenle elektromanyetik moment, endüklenen moment olarak da adlandırılır.

3.3.Hareketli Sistem

θ_m ve ω_m mekanik hız ve konumdur, θ_e ve ω_e (Elektriksel konum ve hız), ile aralarında çift kutup sayısı kat kadar fark vardır. Hızın da, konumun zamana göre değişimi olduğu bilinmektedir. Elektromanyetik moment ifadesinden yararlanarak hızı ve konumu aşağıdaki denklemlerle ifade edelim.

$$T_e - B \cdot \omega_m - T_L = J \cdot \frac{d\omega_m}{dt}$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - B \cdot \omega_m - T_L) \quad (3.10)$$

T_e ifadesini yukarıdaki denklemde yerine koyarsak;

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p\psi_{pm}}{J} \left(i_a \cos(\theta_e) + i_b \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \right) - \frac{B\omega_m}{J} - \frac{T_L}{J} \quad (3.11)$$

$$\frac{d\theta_m}{dt} = \omega_m \quad (3.12)$$

Elektriksel hız ve konumu da aşağıdaki gibi ifade edebiliriz:

$$\frac{d\omega_e}{dt} = \frac{p^2\psi_{pm}}{J} \left(i_a \cos(\theta_e) + i_b \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \right) - \frac{B\omega_e}{J} - p\frac{T_L}{J} \quad (3.13)$$

$$\frac{d\theta_e}{dt} = \omega_e = p\omega_m \quad (3.14)$$

3.4. Modelin Durum Uzayında Tanımlanması

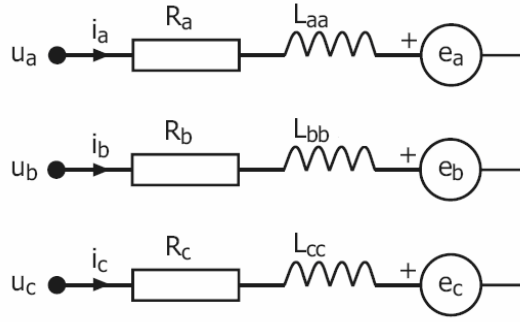
Lineer veya lineer olmayan analizi ve kontrolü gerçekleştirebilmek için, sürekli mıknatıslı senkron makine modelinin, durum uzayında ifade edilmesi gerekmektedir. Bunun için, elektriksel sistem ve hareketli sistem açıklanırken ortaya konan ifadelerden yararlanılacaktır. Bu aşamada durum değişkenleri olarak i_a , i_b , i_c , θ_e ve ω_m seçilecektir. İlk olarak elektriksel sistem açıklamalarında ifade edilen ve Şekil.3.3'te de görülmekte olan eşdeğer devreden elde edilen gerilim denklemlerini kullanarak i_a , i_b ve i_c akımlarını yazarsak;

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}^{-1} \left(\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \right) \quad (3.15)$$

Bir önceki bölümden de elde ettiğimiz θ_e ve ω_m :

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{p\psi_{pm}}{J} \left(i_a \cos(\theta_e) + i_b \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) + i_c \cos\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \right) - \frac{B\omega_m}{J} - \frac{T_L}{J} \quad (3.16)$$

$$\frac{d\theta_e}{dt} = p\omega_m \quad (3.17)$$



Şekil.3.3. Elektriksel eşdeğer devre [Persson, 2005]

Yukarıda belirtilen endüktans değerlerini; kaçak endüktans (L_k) ve hava aralığı endüktansları (L_m ve L_{m2}) kullanılarak, daha açık olarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir. Buradaki L_{m2} bileşeni çıkık kutuplu makinede hava aralığının farklılığından dolayı oluşur. Yuvarlak rotorlu makinede ise bu bileşen sıfırdır.

$$L_{aa} = L_k + L_m - L_{m2} \cdot \cos(2\theta_e)$$

$$L_{bb} = L_k + L_m - L_{m2} \cdot \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$L_{cc} = L_k + L_m - L_{m2} \cdot \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = -L_m/2 - L_{m2} \cdot \cos\left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$L_{ac} = L_{ca} = -L_m/2 - L_{m2} \cdot \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = -L_m/2 - L_{m2} \cdot \cos(2\theta_e) \quad (3.18)$$

Bu adımdan sonra tüm sistem, $\frac{d}{dt} \mathbf{x} = \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu}$ şeklinde ifade edilecektir. Bunun için endüktans matrisinin tersinin hesaplanması gerekmektedir. İşlem sadeliği gözönüne alınarak endüktans matrisinin tersi aşağıdaki gibi kabul edilecektir [Persson, 2005].

$$\begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} L_{aa}^* & L_{ab}^* & L_{ac}^* \\ L_{ba}^* & L_{bb}^* & L_{bc}^* \\ L_{ca}^* & L_{cb}^* & L_{cc}^* \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Yine işlem sadeliği için faz sargıları dirençleri de eşit kabul edilecek ve aşağıdaki gibi gösterilecektir.

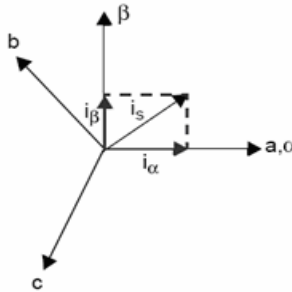
$$R_a = R_b = R_c = R \quad (3.20)$$

Bundan sonra durum uzayında tanımladığımız sürekli mıknatıslı senkron makinenin dinamik modelini yazalım:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_m \\ \theta_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R.L_{aa}^* & R.L_{ab}^* & R.L_{ac}^* & 0 & 0 \\ R.L_{ba}^* & R.L_{bb}^* & R.L_{bc}^* & 0 & 0 \\ R.L_{ca}^* & R.L_{cb}^* & R.L_{cc}^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{B}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -p & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_m \\ \theta_e \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} L_{aa}^* \cdot \omega_m & L_{ab}^* \cdot \omega_m & L_{ac}^* \cdot \omega_m \\ L_{ba}^* \cdot \omega_m & L_{bb}^* \cdot \omega_m & L_{bc}^* \cdot \omega_m \\ L_{ca}^* \cdot \omega_m & L_{cb}^* \cdot \omega_m & L_{cc}^* \cdot \omega_m \\ \frac{1}{J} i_a & \frac{1}{J} i_b & \frac{1}{J} i_c \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{pm} p \cdot \cos(\theta_e) \\ \psi_{pm} p \cdot \cos(\theta_e - \frac{2\pi}{3}) \\ \psi_{pm} p \cdot \cos(\theta_e + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_{aa}^* & L_{ab}^* & L_{ac}^* & 0 \\ L_{ba}^* & L_{bb}^* & L_{bc}^* & 0 \\ L_{ca}^* & L_{cb}^* & L_{cc}^* & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \\ T_L \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

3.5. Modelin Sadeleştirilmesi İçin Gerekli Dönüşümler

Sabit düzlemde bulunan üç fazlı büyüklükleri, yine sabit düzlemde, birbirine dik iki faza indirmek için, Clarke dönüşümü kullanılır. Bu iki faz, α ve β olarak adlandırılır. Şekil.3.4'te üç faz a, b, ve c olarak tanımlanmış ve dönüşüm için a fazı ile α fazı çakıştırılmıştır.



Şekil.3.4. Clarke dönüşümü [Microchip AN1078, 2007]

Bu dönüşüm ile; üç fazlı olan akım, gerilim ve akı gibi büyüklükler iki faza indirgenebilir. Örnek olarak akımları ele alırsak,

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

Yukarıdaki örnekte elde edilen α ve β akımları birbirine dik oldukları için vektörel olarak gösterilebilirler. Bu durumda 3 fazlı stator akımlarını \dot{i}_s vektörü olarak aşağıdaki gibi ifade edebiliriz.

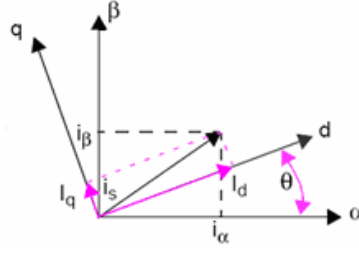
$$\dot{i}_s = \dot{i}_\alpha + j\dot{i}_\beta$$

$$|\dot{i}_s| = \sqrt{\dot{i}_\alpha^2 + \dot{i}_\beta^2} \quad (3.23)$$

Aynı şekilde, yine sabit düzlemde bulunan ve aralarında 90° fark bulunan iki fazlı büyüklükler de, sabit düzlemdeki üç fazlı büyüklüklere dönüştürülebilir. Bu kez dönüşüm ters Clarke dönüşümü olarak adlandırılır ve aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

Clarke dönüşümü sabit düzlemde gerçekleşmektedir. Oysa ki kontrolde sıkça bahsedileceği gibi sabit düzlemden döner düzleme veya döner düzlemde sabit düzleme geçiş yapmak da gerekmektedir. Bu dönüşüm Park dönüşümüdür ve temel olarak Şekil.3.5'te gösterildiği gibi iki fazlı sabit düzlemde θ hızıyla dönen iki fazlı hareketli düzleme geçilmiştir.



Şekil.3.5.Park dönüşümü [Microchip AN1078, 2007]

Bu düzlemde de fazlar d ve q olarak adlandırılmaktadır ve yine akımlar örneğinden devam edilirse, aradaki bağıntı aşağıdaki gibidir. Burada $\theta = 0$ konumunda; α ve β ile d ve q eksenleri çakışmıştır.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Park dönüşümünün de tersi mümkündür ve bu da θ hızıyla dönen iki fazlı hareketli düzlemde iki fazlı sabit düzleme geçiş anlamına gelmektedir. Ters Park dönüşümü olarak adlandırılan bu dönüşüm için de bağıntı aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

d ve q düzlemindeki büyüklükleri vektörel olarak ifade edecek olursak aşağıdaki bağıntıyı elde ederiz.

$$\bar{i}_s = |i_s| e^{j\theta} \quad (3.27)$$

Ters Park dönüşümünün vektörel gösterimi de aşağıdaki gibidir.

$$\bar{i}_s = |i_s| e^{-j\theta} \quad (3.28)$$

3.6. Modelin Sadeleştirilmiş Son Hali

Burada; durum uzayında üç fazlı olarak çıkarılan makine denklemlerinden, θ_e hızında dönen d-q eksen takımında modellenmiş, iki fazlı modele geçilecektir ve durum değişkenleri olarak i_d , i_q , θ_e ve ω_m tercih edilecektir. İlk olarak gerilim denklemlerini d-q düzleminde yazar;

$$\begin{aligned} U_d &= R \cdot i_d + \frac{d}{dt} \Psi_d - \omega_e \cdot \Psi_q \\ U_q &= R \cdot i_q + \frac{d}{dt} \Psi_q + \omega_e \cdot \Psi_d \end{aligned} \quad (3.29)$$

Bu gerilim denklemlerindeki akıların açık şekilde ifadesi için, endüktansları d ve q düzleminde ayrıntılı olarak oluşturursak,

$$\begin{aligned} L_d &= L_k + L_{md} = L_k + \frac{3}{2} (L_m + L_{m2}) \\ L_q &= L_k + L_{mq} = L_k + \frac{3}{2} (L_m - L_{m2}) \end{aligned} \quad (3.30)$$

Modelin sadeliği açısından endüktanslar L_d ve L_q olarak ifade edilecektir. Buradan, d ve q akıları aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} \Psi_d &= L_d i_d + \Psi_{pm} = (L_k + L_{md}) i_d + \Psi_{pm} = \left\{ L_k + \frac{3}{2} (L_m + L_{m2}) \right\} i_d + \Psi_{pm} \\ \Psi_q &= L_q i_q = (L_k + L_{mq}) i_q = \left\{ L_k + \frac{3}{2} (L_m - L_{m2}) \right\} i_q \end{aligned} \quad (3.31)$$

Yukarıda yazılan akı ifadelerini gerilim denklemlerinde yerine koyup gerekli düzenlemeleri yaparsak, durum değişkeni olarak seçtiğimiz i_d ve i_q denklemlerini, oluşturabiliriz.

$$\begin{aligned} U_d &= R \cdot i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - L_q \omega_e \cdot i_q \\ U_q &= R \cdot i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + L_d \omega_e \cdot i_d + \omega_e \cdot \Psi_{pm} \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$\frac{d}{dt} i_d = \frac{1}{L_d} \{ u_d - R \cdot i_d + L_q \omega_e \cdot i_q \}$$

$$\frac{d}{dt} i_q = \frac{1}{L_q} \{ u_q - R \cdot i_q - L_d \omega_e \cdot i_d - \omega_e \cdot \Psi_{pm} \} \quad (3.33)$$

Moment 3 fazlı modelde olduğu gibi yine güç denkleminde yararlanarak elde edilecektir.

$$P_m = \frac{3}{2} (-\omega_e \Psi_q i_d + \omega_e \Psi_d i_q) \quad (3.34)$$

$$P_m = T_e \omega_m \quad (3.35)$$

$$\omega_e = p \cdot \omega_m \quad (3.36)$$

Gücü mekanik hıza böldüğümüzde elektromanyetik ya da endüklenen momenti elde ederiz.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \{ (L_d - L_q) i_d i_q + \Psi_{pm} i_q \} \quad (3.37)$$

Endüklenen moment ifadesi elde edildikten sonra hız denklemi de aşağıdaki gibi yazılır:

$$\frac{d \omega_m}{dt} = \frac{3 p}{2 J} \{ (L_d - L_q) i_d i_q + \Psi_{pm} i_q \} - \frac{B \omega_m}{J} - \frac{T_L}{J} \quad (3.38)$$

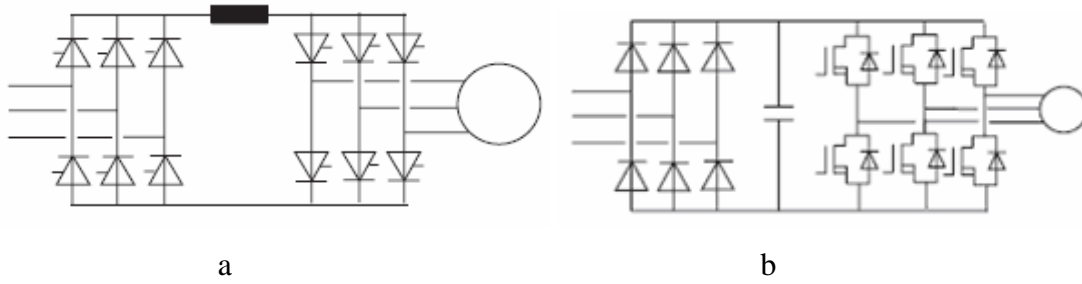
Tüm durum değişkenleri belirlendiğine göre makinenin durum uzayındaki modelini aşağıdaki gibi oluşturabiliriz.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_m \\ \theta_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L_d} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R}{L_q} & \frac{-p \cdot \Psi_{pm}}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{3p}{2J} \Psi_{pm} & \frac{-B}{J} & 0 \\ 0 & 0 & p & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_m \\ \theta_e \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \\ T_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & p \omega_m \frac{L_q}{L_d} & 0 \\ -p \omega_m \frac{L_d}{L_q} & 0 & 0 \\ \frac{3p}{2J} L_d i_q & -\frac{3p}{2J} L_q i_d & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_m \end{bmatrix}$$

(3.39)

4.SMSM'İN BESLENMESİ VE KONUM ALGILANMASI

Sürekli mıknatıslı senkron makinelerin beslenmesi için, değişken genlikli ve frekanslı akım veya gerilim gerekmektedir. Bu da evirici devreleri ile sağlanabilmektedir. Evirici devreler akım kaynaklı veya gerilim kaynaklı olabilirler. Akım kaynaklı ve gerilim kaynaklı evirici devreler Şekil.4.1'de gösterilmiştir.



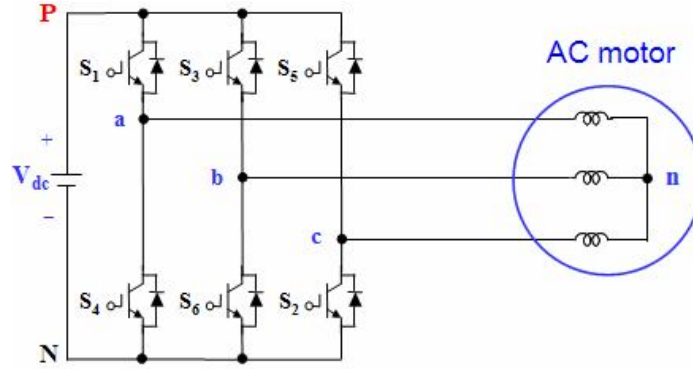
Şekil.4.1.a)Akım kaynaklı evirici, b)Gerilim kaynaklı evirici [Rashid, 2007]

Şekil.4.1.a'da gösterilen akım kaynaklı eviricide; dc hatta, akım kaynağı olarak endüktans ve evirici anahtarları olarak da tristörler kullanılmıştır [Bose, 1997]. Şekil.4.1.b'de gösterilen gerilim kaynaklı eviricide ise, dc hatta, gerilim kaynağı olarak kondansatör ve evirici anahtarları olarak da IGBT'ler kullanılmıştır. Gerilim kaynaklı eviricide, anahtarlara ters paralel bağlı olan diyotlar; endüktif motor akımları için serbest geçiş yolu teşkil etmekte ve anahtarları, ters gerilim tutma özellikleri sayesinde korumaktadırlar. Akım kaynaklı eviricilerde ise, tristör yerine IGBT kullanılması halinde, ters gerilimin tutulması için, anahtarlara seri bağlı diyotlar eklenmelidir.

Sürekli mıknatıslı senkron makinelerin sürülmesinde gerilim kaynaklı inverterler, akım kaynaklı eviricilere göre çok daha yaygın olarak kullanılmaktadır. DC hatta, elektrolitik kondansatör kullanımı; maliyet, hacim ve ağırlık açılarından karşılaştırıldığında, endüktans kullanımından daha avantajlıdır. Öte yandan, tam kontrollü yarı iletken anahtarların ters gerilim tutma özelliklerinin olmaması, gerilim kaynaklı eviricilerde kullanılmalarını, daha uygun kılmaktadır. Bu nedenlerden ötürü, küçük ve orta güçteki SMSM sürücülerinde gerilim kaynaklı eviriciler tercih edilirler. Akım kaynaklı eviriciler ise, tristörlerin yüksek akım taşıma kapasitelerinden dolayı, genellikle yüksek güçlü tahrik uygulamaları için uygundur [Bose, 1997].

4.1. Gerilim Kaynaklı Evirici ve Kontrol Yöntemleri

Gerilim kaynaklı eviricilerde, BJT, IGBT, MOSFET, VE GTO gibi tam kontrollü yarı iletken anahtarların kullanılması, yüksek performanslı tahrik uygulamalarının önünü açmıştır. Şekil.4.2’de gösterilen üç fazlı gerilim kaynaklı eviricide anahtar olarak IGBT kullanılmıştır.



Şekil.4.2. Gerilim kaynaklı üç fazlı evirici [Keyhani, 2005]

Geliştirilen anahtarlama ve kontrol yöntemleri ve bu yöntemlerin mikro denetleyici veya dijital işaret denetleyiciler kullanılarak oluşturulabilmeleriyle, gerilim kaynaklı eviricilerin dinamik cevabı, oldukça hızlı hale gelmiştir. Bu bağlamda; hız kontrolünde, çalışma aralığı sıfırdan maksimuma genişlemiş, güç faktörü de bire yaklaşmıştır.

Üç fazlı gerilim kaynaklı eviricilerde, altı adımlı kontrol (kare dalga evirici) veya darbe genişlik modülasyonu (PWM) gibi, kontrol yöntemleri kullanılmaktadır. Altı adımlı eviricinin faz-nötr gerilim dalga şekli, altı seviyeli olduğu için bu adla anılır. Bu şekilde kontrol edilen eviricilerde, AC çıkış geriliminin genliği kontrol edilemez yalnızca frekansı kontrol edilebilir. Bu nedenle, çıkış geriliminin genliğini değiştirebilmek için, giriş DC geriliminin genliği değiştirilmelidir. Diğer taraftan üretilen AC gerilim de oldukça harmoniklidir.

Harmoniklerin azaltılması ve çıkış geriliminin genliğinin de kontrol edilebilmesi için, darbe genişlik modülasyonu ile kontrol kullanılır. Bu yöntemin de; anahtarlama kayıplarının artması, yüksek mertebeden harmoniklerin ortaya çıkması ve mevcut DC gerilimin %100 kullanılamaması gibi bazı sakıncaları vardır.

Darbe genişlik modülasyonu yöntemiyle, anahtar kapı sürme sinyallerinin oluşturulması için, çeşitli yöntemler kullanılmaktadır. Bu yöntemler; sinüsoidal PWM, histeresiz PWM ve uzay vektör PWM'dir. Bu yöntemlerden, sinüsoidal PWM ve uzay vektör PWM ayrıntılı olarak incelenecektir.

4.2.Sinüsoidal PWM

Sinüsoidal PWM yöntemi; taşıyıcı bir üçgen dalga ile kontrol sinyallerinin karşılaştırılması prensibine dayanır. Anahtarlama frekansı, taşıyıcı üçgen dalganın frekansına eşittir. Kontrol sinyalinin frekansı ise, üretilecek olan AC gerilimin temel bileşeninin frekansını teşkil eder. Anahtarlama sinyalleri; kontrol sinyalinden, taşıyıcı üçgen dalganın çıkarılması ile elde edilir ve buna göre anahtarlar sürülerek AC gerilim oluşturulur. Şekil.4.3'te üç fazlı sinüsoidal PWM'in elde edilişi gösterilmektedir.

Burada bir faz için, faz-nötr gerilimi elde edilirken,

$$V_{\text{kontrol}} > V_{\text{üçgen}} \text{ ise, çıkışta; } V_{\text{dc}}/2 \text{ ve}$$

$$V_{\text{kontrol}} < V_{\text{üçgen}} \text{ ise, çıkışta; } -V_{\text{dc}}/2$$

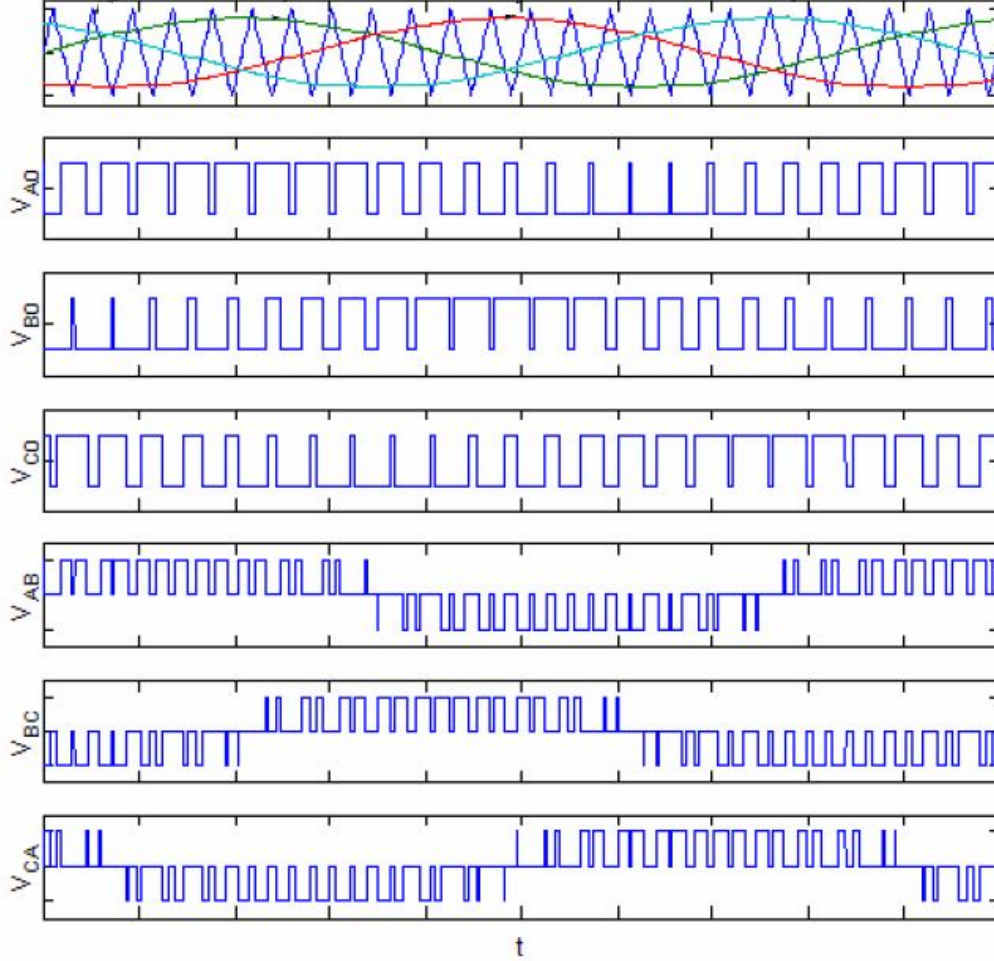
görülür. Şekil.4.3.'te sırasıyla üç faz için faz-nötr gerilimleri elde edilmiştir. Eviriciye bağlı makineye ise, fazlararası gerilimler gelir ve fazlararası gerilimler de Şekil.4.3'te faz-nötr gerilimlerinin altında sırasıyla gösterilmiştir.

Sinüsoidal PWM'de dikkat edilmesi gereken hususlar, genlik ve frekans modülasyonu oranlarıdır. Genlik modülasyonu aşağıdaki şekilde tanımlanır:

$$m_{\text{genlik}} = \frac{V_{\text{kontrol,genlik}}}{V_{\text{üçgen,genlik}}} \quad (4.1)$$

Genlik modülasyonunun, 1'den küçük olması durumu; doğrusal modülasyon ve 1'den büyük olması durumu da, aşırı modülasyon olarak ifade edilir. Doğrusal modülasyonda her zaman kontrol sinyalinin tepe değeri; taşıyıcı üçgen dalganın genliğinden küçük veya ona eşittir. Bu sayede çıkış geriliminin genliği doğrusal olarak kontrol edilebilir. Aşırı modülasyonda ise kontrol sinyalinin tepe değerinin taşıyıcı üçgen dalganın genliğinden büyük olduğu aralıklar mevcuttur. Bu da çıkış geriliminin doğrusal olarak kontrol edilemediği anlamına gelmektedir.

Öte yandan, aşırı modülasyon uygulanması halinde, çıkış geriliminin harmonik içeriği oldukça artmaktadır.



Şekil.4.3.Üç fazlı sinüsoidal PWM elde edilmesi [Keyhani, 2005]

Diğer önemli bir ölçüt de, çıkış geriliminin harmonik içeriğini belirleyen, frekans modülasyonu oranıdır. Frekans modülasyonu şu şekilde tanımlanır:

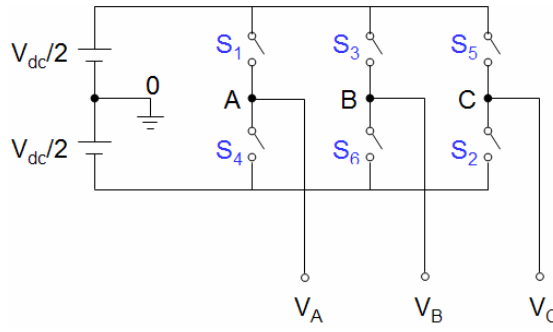
$$m_{\text{frekans}} = \frac{f_s}{f_1} \quad (4.2)$$

Burada f_s anahtarlama (PWM) frekansı ve f_1 de temel bileşenin (çıkış faz-nötr geriliminin temel frekans bileşeni) frekansdır. Üç fazlı bir eviricide frekans modülasyonu oranı, çift harmoniklerin engellenmesi için tek ve tam sayı olmalıdır. Ayrıca fazlararası gerilimlerdeki baskın harmoniklerin engellenmesi için de bu oran 3'ün katı olmalıdır. Bununla birlikte,

genlik modülasyonu 1'den büyükse, yani aşırı modülasyon halinde frekans modülasyonuna bağlı olmaksızın harmonikler ortaya çıkmaktadır.

4.3.Uzay Vektör PWM

Bu yöntemde, Şekil.4.4'teki gibi bir inverter ele alındığında, bir fazın bağlı olduğu bir koldaki gerilimin olabilecek iki durumu vardır. Üst baraya bağlı olduğunda $+V_{dc}/2$ ve alt baraya bağlı olduğunda $-V_{dc}/2$ değerlerini alabilir.



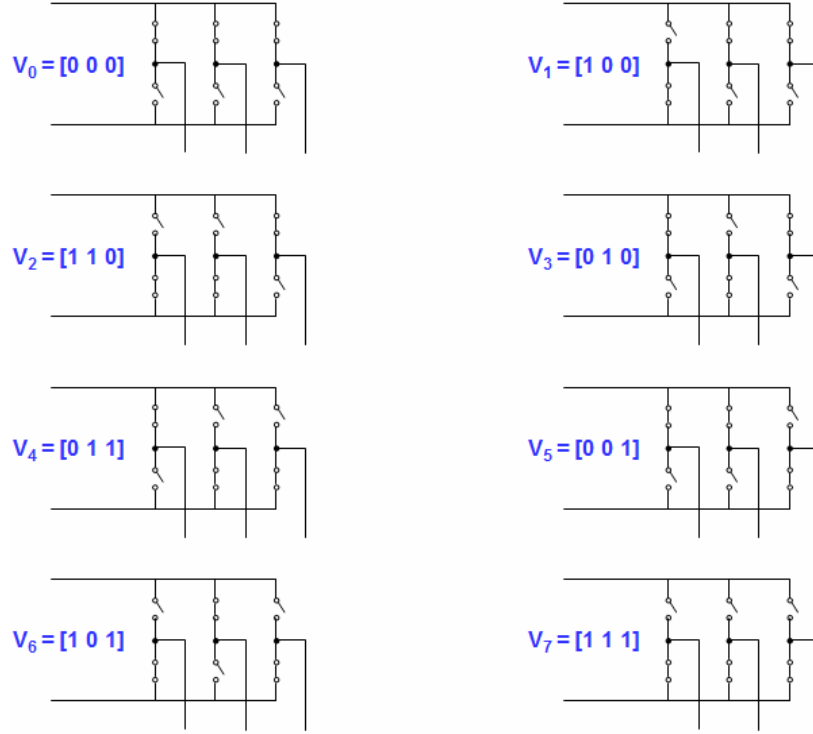
Şekil.4.4.Üç fazlı gerilim kaynaklı evirici anahtar durumları [Keyhani, 2005]

Bu durumlar lojik olarak ifade edilirse (Üst bara bağlı iken 1, alt bara bağlı iken 0), çıkış geriliminin alabileceği değerler, vektörel olarak ifade edilebilir. Böylece Şekil.4.5'ten de görüldüğü gibi 8 adet gerilim vektörü elde edilmiş olur.

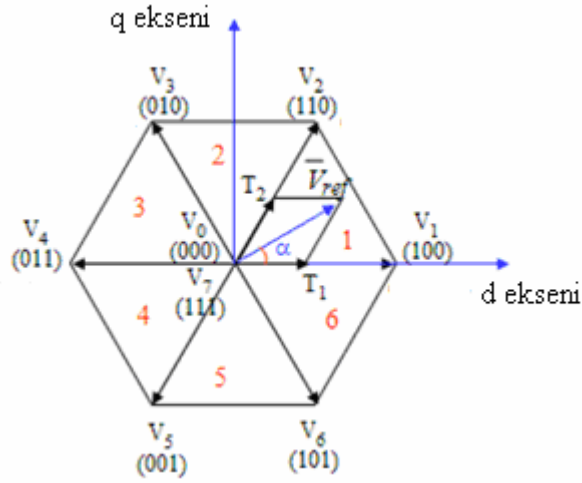
Bu gerilim vektörlerinden altı tanesi ($V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$) aktif gerilim vektörleri ve V_0 ile V_7 de, sıfır gerilim vektörleridir. Vektörel olarak ise aşağıdaki gibi ifade edilirler.

$$V_k = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (4.3)$$

Bu gerilimler; sabit d-q eksen takımında gösterildiğinde, Şekil.4.6'dan da görüldüğü gibi, d-q düzlemi, her biri 60° 'ar derecelik altı eşit bölgeye ayrılmış olur.



Şekil.4.5.Gerilim vektörleri [Keyhani, 2005]



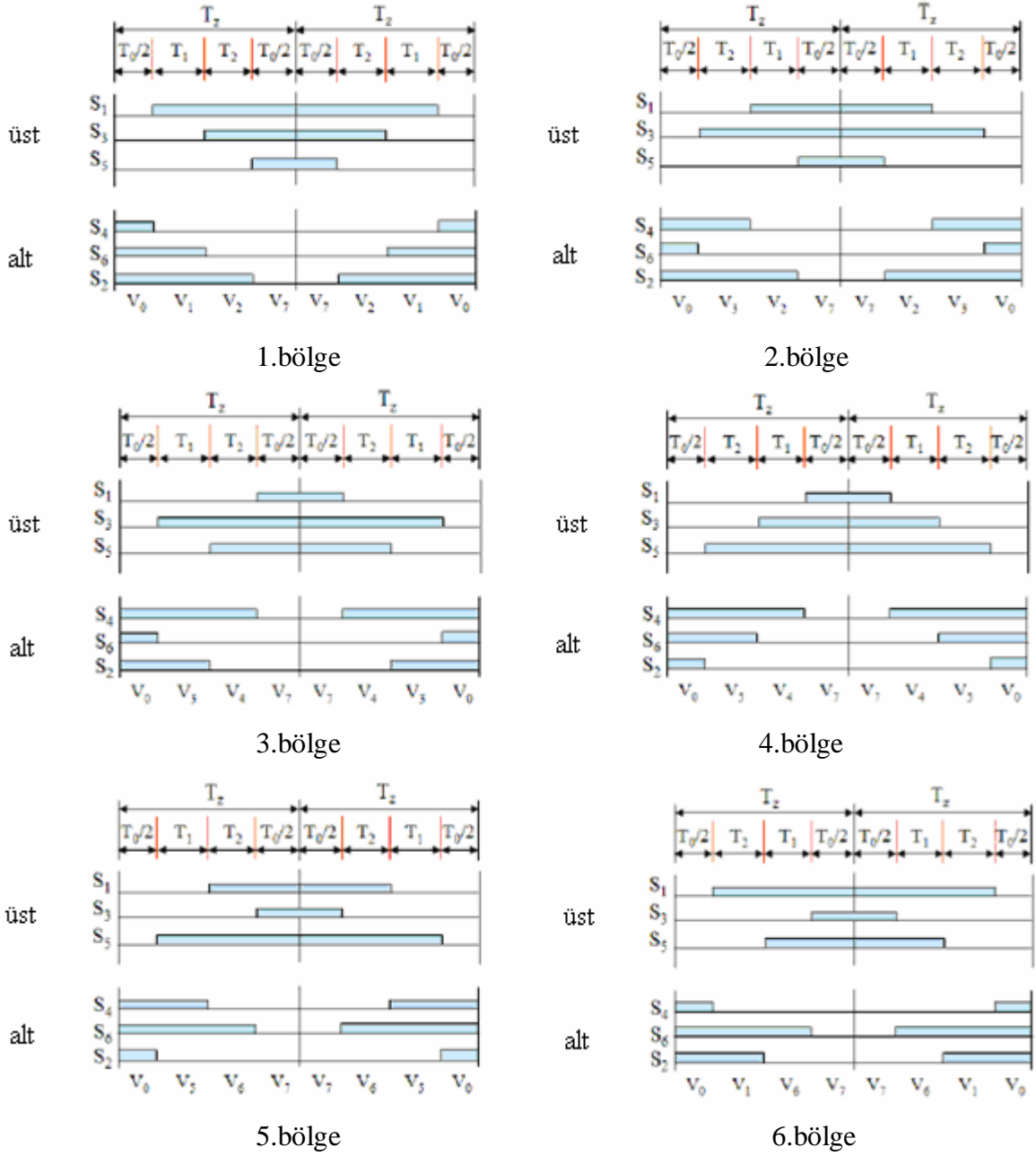
Şekil.4.6.Gerilim vektörlerinin sabit d-q ekseninde gösterilişi [Keyhani, 2005]

Gerilim vektörlerinin temsil ettiği anahtarlama patenleri, belirli sürelerle uygulanarak, istenen bir referans gerilim değeri elde edilebilir. Elde edilmek istenen gerilim değerinin genliği ve açısı biliniyor veya belirlenmiş ise, hangi vektörün ne kadar süre uygulanacağı aşağıdaki ifadeler kullanılarak hesaplanır. Her altı bölge için anatarların durumlarını belirten süreler hesaplandığında, Şekil.4.7'de verilen diyagram elde edilir.

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} \cdot v_{q,ref}}{v_{dc}} T_s$$

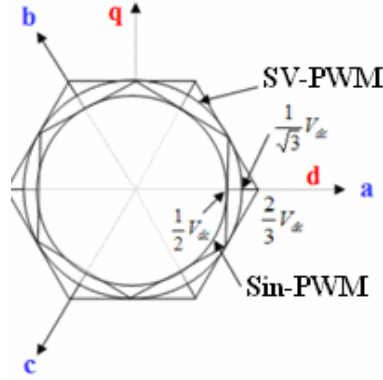
$$T_1 = \frac{3 v_{d,ref}}{2 v_{dc}} T_s - \frac{T_2}{2}$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (4.4)$$



Şekil.4.7.Altı bölge için anahtar durumları [Keyhani, 2005]

Referans gerilimin genliğinin maksimum değeri $\frac{2}{3}V_{dc}$ olabilir. Sinüsoidal PWM ile karşılaştırmak için, her iki yöntemle elde edilebilecek maksimum referans gerilim vektör yörüngeleri, Şekil.4.8’de gösterilmiştir. Bu yörüngeler karşılaştırıldığında; uzay vektör PWM’nin kullanılmasıyla, eviriciden % 15.47 kat daha fazla gerilim alındığı görülür.



Şekil.4.8.Maksimum gerilim karşılaştırma için yörüngeler [Keyhani, 2005]

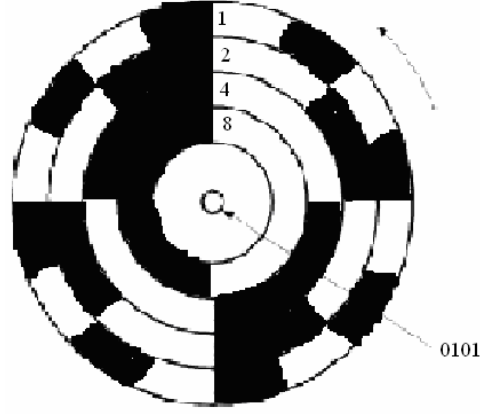
Diğer taraftan, uzay vektör PWM yönteminde, çıkış gerilim ve akımlarındaki harmonik bozulma daha düşük olmaktadır.

4.4.Konum Algılama

Senkron makinelerde; asenkron makinelerdeki gibi kayma olmadığı için, stator frekansı ile rotor frekansı birbirine eşit veya kutup çifti sayısı kadar birbirinin katıdır. Dolayısıyla, senkron makineler sabit frekanslı gerilim ile beslendiğinde gerilimin frekansında dönerler. Sürekli mıknatıslı senkron makinelerde ise, amortisman sargıları veya sincap kafes olmadığından sabit frekanslı gerilim ile yol alamazlar. Bu nedenle rotor frekansında bir gerilim ile beslenmek zorundadırlar. Bu da rotor konum bilgisinin hassas bir şekilde elde edilmesini gerektirmektedir. Bu amaçla çeşitli sistemler kullanılır. Bunlardan en yaygın olarak kullanılan analog ve optik enkoderlerden kısaca söz edilecektir.

Optik enkoderler temel olarak Şekil.4.9’da görüldüğü gibi ikili olarak kodlanmış bir disk ve bir siyah-beyaz algılayıcısından oluşur. Burada siyah-beyaz alanlar 1 ve 0 olarak algılanırlar (Örneğin; Şekil.4.9’daki bakış açısı 0101 olarak algılanmaktadır) ve dijital sinyale dönüştürülürler.

Bu tür algılayıcılarda çözünürlük siyah-beyaz bant sayısına bağlıdır. Şekil 4.9'daki örnekte 4 bantlama vardır ve bu $2^4 = 16$ (4 bit çözünürlük) kademeye yani $360^\circ/16 = 22,5^\circ$ derecelik çözünürlüğe karşılık gelmektedir.



Şekil.4.9.İkili kodlanmış disk [Bose, 2002]

Analog enkoderler mekanik sensörlerdir ve optik enkoderlere göre çevresel şartlardan daha az etkilenirler, fakat çok daha pahalıdır. Analog enkoderler bir analog algılayıcı ve bir analog-dijital çeviriciden oluşurlar. Burada analog algılayıcı iki fazlı bir makine olarak ele alınabilir. Bu makinede rotorun uyarma sargılarından gelen sinyaller, aralarında 90° fark bulunan iki fazlı statordan alınarak çeviricide sinüs-kosinüs sinyallerine dönüştürülür ve konum bilgisi elde edilir.

5.SMSM'İN KONTROLÜ

Sürekli mıknatıslı senkron makineye, her zaman rotor frekansında bir gerilimin uygulanması zorunludur. Rotor frekansında sabit genlikli bir gerilim uygulanması halinde, SMSM, sabit bir moment üretecektir. Gerilimin genliğinin değiştirilmesi halinde de hız ve moment artacak veya azalacaktır. Bu şekilde rotor frekansında gerilim üreten eviricinin DC hat gerilimi değiştirilerek genel bir kontrol yöntemi uygulanabilir.

SMSM için skaler kontrol (gerilim/frekans kontrolü) mümkün değildir. Skaler kontrolün uygulanabilmesi için makinenin yapısında sincap kafes veya amortisman sargılarının bulunması gerekmektedir. Kafesli veya amortisman sargılı SMSM yapılarında bu kontrol uygulanabilmektedir, fakat bu tür özel yapıları makinelere burada değinilmeyecektir.

5.1.Vektör Kontrolü

Elektrik makinelerinde elektromanyetik momentin oluşması, rotor ve stator manyetik alanlarının karşılıklı etkileşimine bağlıdır. Bu karşılıklı etkileşim ise hava aralığında gerçekleşir. Rotor ve stator manyetik alanları, rotor ve statordan geçen akımlar tarafından oluşturulur. Dolayısıyla endüklenen moment, rotor akımı ve stator akımının çarpımı ile doğru orantılıdır. DC makinelerde bu ilişki çok açık bir şekilde görülebilmektedir. Nitekim, bir DC makinesinde moment; birbirine 90° dik olan, endüvi akımı ile uyarma akımının çarpımı ile doğru orantılıdır. Serbest uyarmalı DC motorunda, akımlar birbirine 90° dik ve aralarında kuplaj olmadığından, moment ve alan ayrı olarak kontrol edilebilmektedir. AC makinelerde de moment ve alanı birbirinden ayrı olarak kontrol edebilmek için vektör kontrolü yöntemleri kullanılmaktadır.

Vektör kontrol uygulamalarında; üç fazlı büyüklükler, birbirine 90° dik olan sabit eksen takımına (Clarke dönüşümü) ve ardından yine birbirine 90° dik olan, senkron hızda dönen eksen takımına (Park dönüşümü) dönüştürülür. Bu dönüşümlerde, sabit ekseninde α - β cinsinden, senkron ekseninde d-q cinsinden ifadeler elde edilir. Bu ifadeler kutupsal koordinatlarda veya kartezyen koordinatlarda tanımlanabilirler. Bu çalışmada, kartezyen koordinatlar kullanılacaktır.

Sürekli mıknatıslı senkron makinede vektör kontrolü, dış yüzeye yapıştırılmalı mıknatıslı ve içe gömülmüş mıknatıslı makine tasarımları için genel olarak ele alınacaktır. Bunun yanında, stator sargılarının düzgün sinüsoidal olarak dağıtılmış olduğu, direnç ve endüktansın sıcaklığa bağlı olarak değişim göstermediği ve sürekli mıknatısların oluşturduğu akının sabit olduğu kabul edilecektir. Ayrıca; doyma, oluk etkisi, uç etkisi ve demir kayıpları, ihmal edilecektir.

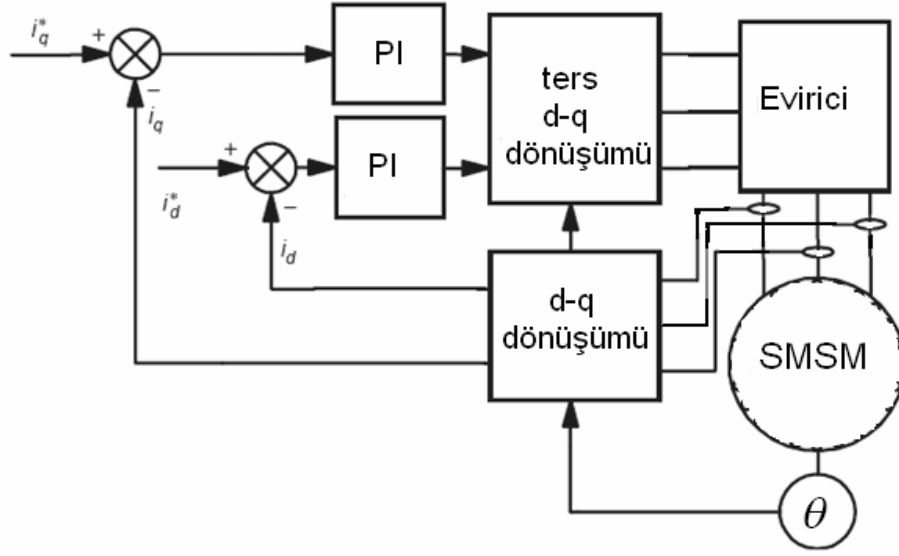
SMSM için endüklenen moment ifadesi aşağıdaki şekillerde yazılır.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_{pm} i_q + \{ L_d - L_q \} i_d i_q) \quad (5.1)$$

İkinci denklemden, ilk terim sürekli mıknatısların oluşturduğu moment ve ikinci terim de hava aralıklarının farklı olmasından dolayı oluşan relüktans moment bileşenidir. Yüzeye yapıştırılmalı SMSM'lerde, yalnızca sürekli mıknatısların oluşturduğu moment, relüktans motorlarında ise, yalnızca relüktans moment bileşeni mevcuttur. Dolayısıyla, içe gömülmüş SMSM için çıkarılacak kontrol algoritması yuvarlak rotorlu makineye ve senkron relüktans makinesine de uygulanabilecektir.

Vektör kontrolü; akım veya akı vektörü, kontrol edilerek gerçekleştirilir. Bu çalışmada, akım kontrollü evirici kullanılması göz önünde bulundurularak, akım vektörü kontrolü uygulanacaktır. Senkron eksenindeki akım vektörünün iki bileşeni olan i_d ve i_q akımları kararlı halde sabittir. Bu akımlar, DC makinedeki uyarma akımı ve endüvi akımına karşılık gelmektedir. Dolayısıyla, i_d akımı ile alan, i_q akımı ile de moment, kontrol edilecektir. Geribeslemeli akım vektörü kontrolü Şekil.5.1'de blok diyagram olarak gösterilmiştir. Burada i_d^* ve i_q^* referans akım değerleri, ölçülen ve d-q dönüşümüne tabi tutulan i_d ve i_q akım değerleriyle karşılaştırılmaktadır. Karşılaştırma sonucu elde edilen hata, bir PI denetleyiciden geçirilerek, gerilim referans vektörü oluşturulmaktadır. Gerilim referansı bileşenleri olan u_d ve u_q 'dan eviriciye uygulanacak olan üç fazlı gerilim işaretleri elde edilmekte ve bunun sonucunda da, evirici üzerinden motora gerilim verilmektedir.



Şekil.5.1.Akım vektör kontrolü blok diyagramı [Rashid, 2007]

Akım referans değerleri oluşturulurken, relüktans moment etkisini sıfırlamak ve tek akı olarak, sürekli mıknatıs akısını, bırakmak için, akım vektörünün açısı 90° 'de sabit tutulacaktır. Bunun sonucunda da $i_d^* = 0$ elde edilecek ve moment ifadesi de aşağıdaki gibi sadeleşmiş olacaktır.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \Psi_{pm} i_q \quad (5.2)$$

Bu sadeleşme sonucunda moment yalnızca sabit bir katsayı ve akımın dik bileşenine (i_q) bağlı hale gelecektir. Dolayısıyla i_q^* referans değeri moment referansından elde edilebilecektir.

Hız kontrolü yapılmak istendiğinde, hız referansı ile ölçülen hız karşılaştırılacak ve yine bir PI denetleyiciden geçirilerek moment referansı, dolayısıyla i_q^* referansı, elde edilmiş olacaktır. Konum kontrolü de yine hız kontrolüne benzer bir şekilde kaskat kontrol yöntemleri kullanılarak gerçekleştirilebilir. Konum referansı ile ölçülen konum, karşılaştırılarak bir PI denetleyiciden geçirilir ve hız referansı elde edilir. Bundan sonraki adımlar ise yukarıdaki gibi eklenir.

5.1.1.Akım Kontrolünde Kuplajın Ayrılması

Evirici anahtarlama sinyallerinin oluşturulabilmesi için, gerilim referansı oluşturulacak ve bu da, referans akım değerlerinden elde edilecektir. 3.bölümde d-q eksen takımında (Senkron eksende) ifade edilen v_d ve v_q gerilimlerini tekrar ele alacak olursak, referans gerilim değerlerinin nasıl elde edileceği daha belirgin hale gelecektir.

$$\begin{aligned} u_d &= R \cdot i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - L_q \omega_e \cdot i_q \\ u_q &= R \cdot i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + L_d \omega_e \cdot i_d + \omega_e \cdot \Psi_{pm} \end{aligned} \quad (5.3)$$

Denklemlerden görüldüğü gibi iki ifade arasında kuplaj vardır. İşlemsel sadelik ve kontrolör (denetleyici) maliyeti göz önüne alındığında, pek çok vektör kontrollü SMSM tahrik uygulamalarında; referans gerilim değerleri, kuplajlı bileşenler ihmal edilerek, aşağıdaki gibi oluşturulur:

$$\begin{aligned} u_d^* &= i_d^* \left(R + L_d \frac{d}{dt} \right) \\ u_q^* &= i_q^* \left(R + L_q \frac{d}{dt} \right) \end{aligned} \quad (5.4)$$

Hassasiyet gerektirmeyen veya geçici hal cevabının önemli olmadığı uygulamalarda bu yaklaşım yeterli olmaktadır. Bu yaklaşıma göre akım hataları olan $i_{d,hata}^*$ ve $i_{q,hata}^*$ yukarıdaki referans gerilim ifadelerinden de görüldüğü gibi doğrudan PI denetleyicilerden geçirilir ve böylece makine parametrelerine bağlı olmaksızın referans gerilim değerleri elde edilir.

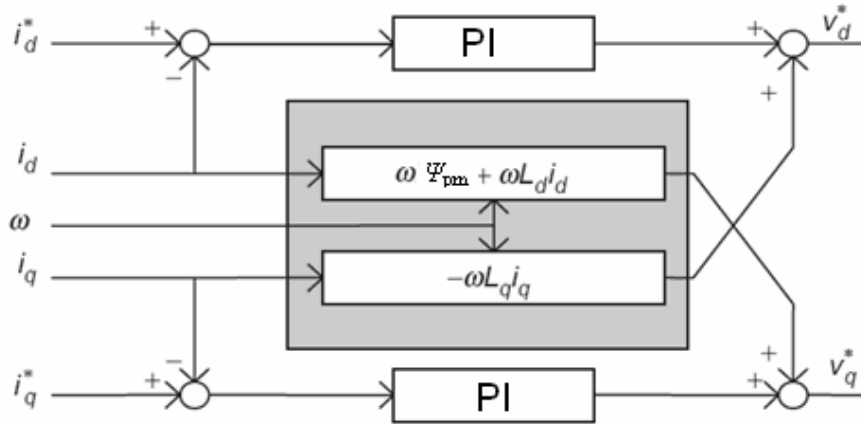
$$\begin{aligned} u_d^* &= i_{d,hata}^* \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \\ u_q^* &= i_{q,hata}^* \left(K_P + \frac{K_I}{s} \right) \end{aligned} \quad (5.5)$$

Gerilim referansı oluşturulurken; hıza bağlı olan terimler ihmal edildiği takdirde, kalkış, hızlanma, frenleme ve alan zayıflatma gibi çeşitli çalışma koşullarında, iyi bir dinamik

performans elde edilemez. Bu nedenle yüksek hassasiyetli tahrik uygulamalarında; referans gerilimler elde edilirken, denklemlerdeki kuplajın ayrılması gerekmektedir. Gerilim ifadelerinde kuplaj oluşturan terimler hıza bağlı olan terimlerdir. Gerilim denklemleri aşağıdaki gibi yeniden düzenlenirse, ayırma yapılacak terimler daha belirgin bir hale gelir.

$$\begin{aligned} u_d &= i_d \left(R + L_d \frac{d}{dt} \right) - \omega_e (L_q \cdot i_q) \\ u_q &= i_q \left(R + L_q \frac{d}{dt} \right) + \omega_e (L_d \cdot i_d + \Psi_{pm}) \end{aligned} \quad (5.6)$$

Her iki denklemde de ayırma uygulanacak terimler, eşitliğin sağındaki ikinci terimler yani hız parantezindeki terimlerdir. Buna amaçla oluşturulan akım kuplajı ayırma devresi Şekil.5.2'de gösterilmiştir.



Şekil.5.2.Akım kuplajı ayırma devresi [Rashid, 2007]

Bu devrede; modeldeki hıza bağlı terimlerde, kuplaj ayrılmış ve hesaplanarak yukarıda elde edilen gerilim referans ifadelerine eklenmiştir. Sonuç olarak, elde edilen referans gerilim değerleri aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned} u_d^* &= i_{d,hata}^* \left(K_P + \frac{K_I}{S} \right) - \omega_e (L_q \cdot i_q) \\ u_q^* &= i_{q,hata}^* \left(K_P + \frac{K_I}{S} \right) + \omega_e (L_d \cdot i_d + \Psi_{pm}) \end{aligned} \quad (5.7)$$

5.2. Maksimum Moment ve Maksimum Hız Algoritmaları

Önceki kısımda anlatılan vektör kontrol yönteminde $i_d^* = 0$ olarak düzenlenen d akımı referansı, genellikle çıkık rotorlu olmayan makine tasarımları için daha uygundur. Nitekim bu kabul ile moment ifadesindeki relüktans moment bileşeni de sıfır kabul edilmiş demektir. Oysa ki; çıkık kutuplu makinelerde rotorun çıkıklığından dolayı ortaya çıkan relüktans moment etkisinden de yararlanılarak, daha yüksek moment değerleri elde edilebilir.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_{pm} i_q + \{ L_d - L_q \} i_d i_q) \quad (5.8)$$

Sürekli mıknatıslı senkron makinelerde moment ifadesinden görülen endüktanslar arasındaki fark negatiftir. Bu durumda i_d akımının pozitif değerleri toplam endüklenen momenti azaltma, negatif değerleri ise artırma yönünde etki etmektedir. Buradan yola çıkarak maksimum momentin elde edilebileceği bir kontrol algoritması geliştirilebilir. Bu algoritmaya göre, moment ifadesi akıma göre maksimize edilebilir [Kazmierkowski, Krishnan, Boldea, 2002]. Sonuçta i_d^* referans akımı, i_q akımına bağlı bir fonksiyon olarak ve i_q^* referans akımı da; akım vektörünün maksimum değerinden, aşağıdaki gibi elde edilir [Rashid, 2007].

$$i_d^* = \frac{\Psi_{PM}}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\Psi_{PM}^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2}$$

$$i_q^* = \sqrt{i_s^2 - i_d^{2(*)}} \quad (5.9)$$

Yukarıdaki gibi düzenlenen referans akımlar sonucunda elde edilen maksimum moment, sabit moment bölgesinde kullanılır. Maksimum hıza ise, sabit güç bölgesinde, yani alan zayıflatma bölgesinde ulaşılır. Maksimum hız algoritması oluşturulurken gerilim vektörünün maksimum değeri göz önünde bulundurulur [Vas, 1998].

$$u_{S,maks} = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \quad (5.10)$$

Buradan da elde edilebilecek maksimum hız sınırı, momentin sıfır olması yani $i_q = 0$ için, aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$\omega_{e,maks} = \frac{\sqrt{u_s^2 - (Ri_d)^2}}{\psi_{PM} + L_d i_d} \quad (5.11)$$

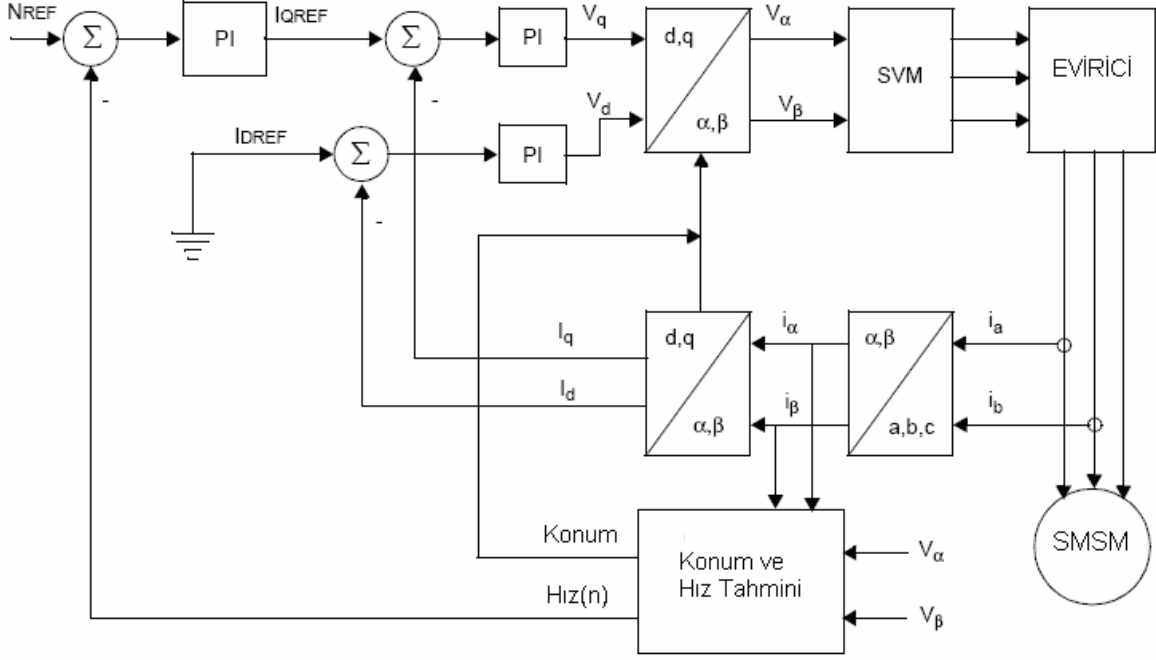
Hız limiti belirlendikten sonra, alan akımı i_d ' nin referans değeri, sabit moment bölgesi üst sınırı ile, maksimum hız sınırı arasında, hesaplanır. Burada da akım limitlerinden yararlanılır ve gerekli düzenlemeler yapılarak aşağıdaki eliptik yörünge elde edilir [Vas, 1998].

$$\left(\frac{u_s}{L_q \omega_e} \right)^2 = i_q^2 + \left(\frac{L_d}{L_q} \right)^2 \left(i_d + \frac{\omega_e \psi_{PM}}{L_d} \right)^2 \quad (5.12)$$

5.3.Sensörsüz Vektör Kontrol Yöntemleri

Sürekli mıknatıslı senkron makine kontrolünde; konum bilgisinin gerekli olması, mekanik veya optik algılayıcıların kullanılmasını da gerekli kılar. Sensör kullanımı her tahrik uygulaması için uygun değildir. Bu nedenle, mekanik dayanıklılığın önemli olduğu kullanım alanlarında, kimya endüstrisi gibi patlayıcı ve yanıcı ortamlarda, veya elektrikli arabalar gibi sensör kullanımına hacim ayıramayacak tahrik sistemlerinde algılayıcısız kontrol tercih edilmektedir. Öte yandan algılayıcı kullanımının getirdiği ek maliyet ile elde edilen konum ve hız bilgisindeki gürültü gibi kontrolü olumsuz etkilemesi gibi nedenler de algılayıcısız yöntemlerin geliştirilmesini ilgi çekici hale getirmiştir [Maiti, Chakraborty, Sengupta, 2009]. Şekil.5.3'te genel bir sensörsüz vektör kontrollü SMSM tahrik şeması verilmiştir.

Şemada gösterilen “Konum ve Hız Tahmini” bloğunda, makinenin çektiği akımlar ile, eviricinin çıkışındaki gerilimler veya eviriciye uygulanan referans gerilim kullanılarak hız ve konum tahmin edilir. Hız ve konum tahmini için kontrol teorisinden ve makine özelliklerinden yararlanılarak çeşitli teknikler geliştirilmiştir. Bu teknikler aşağıdaki başlıklarda özetlenmiştir.



Şekil.5.3.Sensörsüz kontrol için genel şema [Microchip AN1078, 2007]

5.3.1.Endüklenen Gerilime Dayanan Tahmin

Endüklenen gerilime dayanan tahmin yönteminde, temel olarak endüklenen gerilimin hesaplanması gerekmektedir. Endüklenen gerilim rotor konumuyla değişir ve bu değişimden konum bilgisi elde edilir. Bu yöntem orta ve yüksek hızlı tahrik uygulamaları için oldukça pratik bir yöntemdir. Fakat, sıfır ve düşük hızlarda endüklenen gerilim, sıfır veya çok düşük olduğundan bu çalışma bölgelerinde kullanılamaz.

5.3.2.İşaret Enjeksiyonuna Dayanan Tahmin

İçe gömülmüş mıknatıslı makine tasarımlarında rotorun çıkık kutup özelliği göstermesinden yararlanılarak hız tahmini yapılır. Ortak endüktanstan dolayı rotorun konum değiştirmesine bağlı olarak stator sargılarının endüktans değeri değişir. Endüktans değişiminden konum bilgisinin elde edilebilmesi için stator sargılarına yüksek frekanslı gerilim işareti uygulanır (Bu gerilim işareti çoğu uygulamada sinüsoidal PWM üretiminde kullanılan taşıyıcı dalgadır). Bu yöntemin avantajı, sıfır ve düşük hızlarda etkin olmasıdır. Dezavantajı ise, yuvarlak rotorlu SMSM tasarımları için uygun olmamasıdır [Maiti, Chakraborty, Sengupta, 2009].

5.3.3.Gözlemleyici Kullanılarak Yapılan Tahmin

Durum gözlemleyiciler kullanılarak geliştirilen tahmin yöntemleri, deterministik (Luenberger Gözlemleyicisi) veya stokastik (Kalman Filtresi) araçlar kullanır. Sistem lineer olmadığından bu gözlemleyicilerin, lineer olmayan sistemler için genişletilmiş versiyonları tercih edilir. Yine yukarıda değinilen genişletilmiş gözlemleyicilere benzer bir algoritması olan, kayan kipli gözlemleyici de, hız ve konum tahmininde kullanılabilir. Gözlemleyici ile yapılan tahminlerde genellikle işlemsel yoğunluk ve gözlemleyicinin akortlanması sorunu dezavantajdır. Sistem parametrelerinin durum değişkeni olarak ele alınabilmesi ve böylece parametre değişimlerinin de gözlemlenebilmesi avantajlı yanıdır.

5.3.4.Adaptif Yöntemler ve Yapay Sinir Ağları

Model referanslı adaptif kontrol yönteminde, referans model ve ayarlanabilir model olmak üzere iki model kullanılır. Bu iki model arasındaki hatadan yararlanılarak tahmin edilmek istenen değişken hesaplanır. Bu yöntemde parametre değişimi veya integral hata birikmesi gibi sorunlar dezavantajdır. Bunun yanı sıra gözlemleyici kullanan yöntemlere alternatif olarak yapay sinir ağları kullanılarak da hız ve konum tahmini yapılmaktadır. Gözlemleyicilerdeki gibi sistem modeline ihtiyaç duyulmayan bu yöntemde, sinir ağlarının eğitilmesi yine işlemsel yoğunluk oluşturmaktadır.

6.GKF İLE SMSM'İN SENSÖRSÜZ VEKTÖR KONTROLÜ

Önceki bölümün sonunda değinildiği gibi, hız ve konum algılayıcı kullanımının istenilmediği tahrik uygulamalarında, çeşitli kontrol teknikleri ile hız ve konum tahmini yapılabilmektedir. Bu bölümde, gözlemleyiciler üzerinde durulacak, “Kalman Filtresi” ve “Genişletilmiş Kalman Filtresi” ayrıntılı olarak incelenecek, ardından da bu yöntemin SMSM kontrolüne uygulanması açıklanacaktır.

Gözlemleyici tasarlanacak bir sistem için, sistemin gözlemlenebilir olması ve gerçeğe yakın bir matematiksel modelinin olması gereklidir. Sistemin matematiksel modeli, gözlemleyici içinde yeniden düzenlenerek, sistemin ölçülmeyen veya ölçülemeyen durumları tahmin edilir. Bu amaçla kullanılan gözlemleyiciler, Luenberger Gözlemleyicisi veya Kalman Filtresi'dir. Bu gözlemleyicilerin yapısı birbirine benzemekle beraber, ilkinde deterministik, ikincisinde ise stokastik yöntem kullanılır.

Doğrusal sistemler için geliştirilmiş olan bu gözlemleyiciler, doğrusal olmayan sistemlerde genişletilerek kullanılırlar. Bu kullanımda, “Genişletilmiş Luenberger Gözlemleyicisi” ve “Genişletilmiş Kalman Filtresi” adlarını alırlar.

Kalman Filtresi, durum tahminini optimal olarak gerçekleştirir. Öte yandan, sistemdeki ve ölçümlerdeki gürültülerin düzleştirilmesini de sağlar. Bu nedenlerden ötürü daha üstün bir gözlemleyici olarak nitelenir [Hendricks, Jannerup, Sorensen, 2008].

6.1. Kalman Filtresi

Durum uzayında, doğrusal bir sistemin ayrık-zamanlı ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}(k) + \mathbf{w}(k)$$

$$\mathbf{z}(k+1) = \mathbf{H} \mathbf{x}(k+1) + \mathbf{v}(k+1) \quad (6.1)$$

Bilindiği üzere, bu ifadedeki $\mathbf{w}(k)$ ve $\mathbf{v}(k+1)$, sırasıyla sistem ve ölçüm gürültüleridir. Bu gürültüler birbirinden bağımsız, ortalama değeri sıfır olan beyaz gürültülerdir [Welch, Bishop,

2006]. Buradan yola çıkılarak, her iki gürültü için ortak değişke (kovaryens) matrisleri tanımlanır. Bu matrisler, sırasıyla \mathbf{Q} ve \mathbf{R} matrisleri olarak adlandırılırlar. Bunun yanısıra, bir de tahmin hatasının ortak değişke matrisi tanımlanır ve bu da \mathbf{P} ile gösterilir.

Kalman Filtresi; sistemin gözlemlenebilen (veya yalnızca ölçülen) verilerini kullanmak yanında, sistem modelini de kullanır. Bu sayede sistem veya ölçüm gürültüleri düzleştirilebilir veya ölçüm yapılmayan durum veya durumlar tahmin edilebilir. Bu da filtrenin iki adımlı bir yapıya sahip olmasını gerektirir. Bu iki adım; zaman güncellemesi veya “öngörü adımı” ve ölçüm güncellemesi veya “yenileme adımı” olarak adlandırılır. Bu adımların denklemleri aşağıdaki gibidir.

Öngörü Adımı

$$\hat{\mathbf{x}}^-(k+1) = \mathbf{A}_d \hat{\mathbf{x}}(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}(k)$$

$$\mathbf{P}^-(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{P}(k) \mathbf{A}_d^T + \mathbf{Q}$$

Yenileme Adımı

$$\mathbf{K}(k+1) = \mathbf{P}^-(k+1) \mathbf{H}^T \left[\mathbf{H} \mathbf{P}^-(k+1) \mathbf{H}^T + \mathbf{R} \right]^{-1}$$

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \hat{\mathbf{x}}^-(k+1) + \mathbf{K}(k+1) \left[\mathbf{z}(k+1) - \mathbf{H} \hat{\mathbf{x}}^-(k+1) \right]$$

$$\mathbf{P}(k+1) = \left[\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1) \mathbf{H} \right] \mathbf{P}^-(k+1) \quad (6.2)$$

İlk adımda, sistem durumu öngörülür ve tahmin hatası ortak değişke matrisi hesaplanır. Bu adımda yalnızca kontrol girişleri (\mathbf{u}) sisteme dahil olur. İkinci adımda ise, Kalman Kazancı (\mathbf{K}) hesaplanır ve ölçüm sonuçları ile karşılaştırma yapılarak önceki adımda yapılan öngörü düzeltilir. Bu algoritma sürekli tekrarlanır. Algoritmasının sürekli tekrarlanan niteliği, Kalman Filtresi’ni diğer gözlemleyicilerden ayırır ve cazip kılar [Welch, Bishop, 2006].

Durum değişkenleri ve tahmin hatası ortak değişke matrisi için başlangıç değerleri genellikle sıfır alınır. Eğer, başlangıç koşulları sıfırdan farklı ise, filtre; tahmini yine farklı bir noktadan başlayarak gerçekleştirir.

6.2. Genişletilmiş Kalman Filtresi

Yukarıda da değinildiği gibi, Kalman Filtresi; ayrık zamanlı ve doğrusal sistemler için kullanılmıştır. Doğrusal olmayan sistemler için ise, Kalman Filtresi'nin doğrusal olmayan açılımı olan, Genişletilmiş Kalman Filtresi, geliştirilmiştir. Bu açılımda temel yaklaşım doğrusal olmayan sistemin, belirli bir çalışma noktası etrafında doğrusallaştırılmasıdır. Doğrusallaştırma için ise, Jakobiyen Matrisi ile elde edilen katsayılar matrisi ve birinci mertebeden Taylor seri açılımı ile elde edilen, türev yöntemi kullanılır.

Doğrusal olmayan bir sistemin ifadesi için aşağıdaki gösterim kullanılacaktır.

$$\mathbf{x}(k+1) = f(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k), \mathbf{w}(k))$$

$$\mathbf{z}(k+1) = h(\mathbf{x}(k+1), \mathbf{v}(k+1)) \quad (6.3)$$

Burada \mathbf{w} ve \mathbf{v} ile gösterilmiş olan parametreler, sırasıyla sistem ve ölçüm gürültülerini temsil etmektedirler. Bu gürültüler, birbirinden bağımsız, sıfır ortalamalı beyaz gürültülerdir. Önceki başlıkta değinildiği gibi, sistem ve ölçüm ortak değişke matrisleri \mathbf{Q} ve \mathbf{R} ile ifade edileceklerdir. Tahmin hatası ortak değişke matrisi de, aynı şekilde yine \mathbf{P} ile gösterilecektir. Bu halde GKF için öngörü ve yenileme adımları aşağıda verilmiştir.

Öngörü Adımı

$$\hat{\mathbf{x}}^-(k+1) = f(\hat{\mathbf{x}}(k), \mathbf{u}(k), 0)$$

$$\mathbf{P}^-(k+1) = \mathbf{F}(k)\mathbf{P}(k)\mathbf{F}^T(k) + \mathbf{Q}$$

Yenileme Adımı

$$\mathbf{K}(k+1) = \mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T [\mathbf{H}\mathbf{P}^-(k+1)\mathbf{H}^T + \mathbf{R}]^{-1}$$

$$\hat{\mathbf{x}}(k+1) = \hat{\mathbf{x}}^-(k+1) + \mathbf{K}(k+1) [\mathbf{z}(k+1) - h(\hat{\mathbf{x}}^-(k+1), 0)]$$

$$\mathbf{P}(k+1) = [\mathbf{I} - \mathbf{K}(k+1)\mathbf{H}]\mathbf{P}^-(k+1) \quad (6.4)$$

KF'den farklı olan doğrusallaştırma uygulanmış terimlerin elde edilişi de aşağıdaki gibidir.

$$\mathbf{F}(k) = \left. \frac{\partial f}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}(k)}$$

$$\mathbf{H}(k) = \left. \frac{\partial h}{\partial \mathbf{x}} \right|_{\mathbf{x}=\hat{\mathbf{x}}(k)} \quad (6.5)$$

Buradaki $\mathbf{F}(k)$ ve $\mathbf{H}(k)$ Jakobiyen Matrisleri'dir.

GKF'nin önemli bir özelliği; Kalman Kazancı (\mathbf{K})'daki \mathbf{H} matrisinin, ölçüm verilerinin yalnızca ilişkili olduğu bileşenleri kuvvetlendirmesidir. Eğer ölçüm verileri ile, \mathbf{H} matrisi üzerinden gelen durumlar arasında, birebir örtüşme yoksa filtre hızlı bir şekilde ıraksayacaktır. Zira, bu durumda sistem zaten gözlemlenebilir değildir [Welch, Bishop, 2006].

6.3.GKF'nin SMSM Vektör Kontrolüne Uygulanması

Sürekli miknatıslı senkron makine, 3.bölümde de gösterildiği gibi doğrusal olmayan bir matematiksel modele sahiptir. Bu nedenle, gözlemleyici olarak Genişletilmiş Kalman Filtresi'nin seçilmesi daha uygundur. GKF'nin SMSM vektör kontrolüne uygulanması için ise, öncelikle makine modelinde karar kılınmalıdır. Makine modeli; sabit eksende (stator ekseni) veya senkron eksende (rotor ekseni) kurulabilir. Bu çalışmada senkron eksende kurulan matematiksel model tercih edilmiştir ve bu model 3. bölümde ifade edildiği gibidir.

Modelin kurulduğu eksen seçildikten sonra, model GKF'ye uygulanırken, iki yaklaşım söz konusudur. Bu yaklaşımlardan ilki, mekanik parametrelerin de dahil olduğu, matematiksel modeldeki tüm durum denklemlerini içerir. İkinci yaklaşım ise, bir işlem periyodu içerisinde hız değişiminin ihmal edilebilir olmasından yola çıkılarak, mekanik parametreleri, dolayısıyla hız denklemlerini içermez [Peroutka, 2005]. Bu yaklaşımlara göre, durum denklemleri aşağıda gösterilmiştir.

Birinci Yaklaşım

$$f(x(k), u(k)) = \begin{bmatrix} (u_d - Ri_d + p\omega_m L_q i_q) / L_d \\ (u_q - Ri_q - p\omega_m L_d i_d - p\omega_m \psi_{PM}) / L_q \\ \left(\frac{3}{2} p \{L_d - L_q\} i_d i_q + \frac{3}{2} p \psi_{PM} i_q - B\omega_m - T_L \right) / J \\ (p\omega_m) \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

İkinci Yaklaşım

$$f(x(k), u(k)) = \begin{bmatrix} (u_d - Ri_d + p\omega_m L_q i_q) / L_d \\ (u_q - Ri_q - p\omega_m L_d i_d - p\omega_m \psi_{PM}) / L_q \\ 0 \\ (p\omega_m) \end{bmatrix} \quad (6.7)$$

İlk yaklaşımın avantajı, durum değişkeni olarak kabul edildiği takdirde, yük momentinin de tahmin edilebilir olmasıdır. Dezavantajı ise, mekanik parametrelere de ihtiyaç duyuluyor olmasıdır. İkinci yaklaşım daha yaygın olarak kullanılmaktadır. Çünkü bu yaklaşımda; mekanik parametrelerin bilinmesine ihtiyaç duyulmadığı için, daha az karmaşıktır. Fakat, geçici hal değişimleri ve yük momenti gibi değişimlerin tahmin edilmesi, ilk yaklaşıma göre daha az hassastır [Peroutka, 2005].

Bu adımdan sonra, GKF uygulamasına geçilebilir ve bu algoritmanın adımları, önceki başlıkta verildiği gibi gerçekleştirilebilecektir. Uygulamada, ortaya çıkan hata tahmini ortak değişke matrisinin (**P**) başlangıç değerleri ile, sistem ve ölçüm gürültüleri ortak değişke matrislerinin (**Q** ve **R**) akortlanması; GKF için, önemli bir sorundur ve bu konuya bir sonraki başlıkta değinilecektir.

Elektriksel ve mekanik parametrelerin belirlenmesi bu çalışmanın içermediği bir konudur. Öte yandan parametre belirleme, GKF ile yapılabildiği için burada kısaca değinilecektir. Bunun için iki yöntem vardır. İlk yöntemde, durum tahmininin çevrim içi yapıldığı bir GKF'ye paralel başka bir GKF ile çevrim dışı olarak parametreler belirlenir. Bu yöntemde parametre

değişimleri ve doyum etkisi gibi koşullar ihmal edilebilir. İkinci yöntemde ise, parametreler durum değişkeni olarak kabul edilir ve durum vektörüne ilave edilir. Böylece makine parametreleri arttırılmış durumlar olarak çevrim içi hesaplanır. Bu yöntem, makine parametrelerindeki değişimleri de, çevrim içi olarak takip ettiğinden daha avantajlıdır, fakat hesapsal yük oldukça ağırlaşmıştır.

6.4.GKF'nin Akortlanması

Genişletilmiş Kalman Filtresinin akortlanmasının karmaşık bir sorun oluşu ve optimal olmayan akortlama sonucu bazı çalışma koşullarında filtrenin kararsız davranma potansiyeli bu gözlemleyici için en büyük dezavantajlardır [Peroutka, 2005]. Filtrenin akortlanması için bir kural veya yöntem olmamakla beraber, teoriden ve deneyimden elde edilmiş olan kolaylaştırıcı birtakım çıkarımlar yapılabilir.

Hata tahmini ortak değişke matrisinin (**P**) başlangıç değerleri genellikle sıfır olarak, düzenlenir. Başlangıç anında filtrenin performansını arttırmak için, köşegen matrisi biçiminde olmak üzere, değer de verilebilir. Fakat, **P** matrisi başlangıç değerlerinin, genel olarak filtrenin kararlı ve geçici hal çalışmalarında, pek bir tesiri yoktur [Peroutka, 2005].

Tahrik sistemi hakkında, istatistiksel veri olmadığından ve akortlama sürecini basitleştirmek için; sistem ve ölçüm ortak değişke matrisleri, zamanla değişmeyen köşegen matrisler olarak kabul edilirler. Bu durumda matrislerin köşegen harici elemanları sıfırdır [Peroutka, 2005]. GKF'nin kararlılığı ve yakınsaması; ölçüm ortak değişke matrisinden (**R**) daha çok, sistem ortak değişke matrisine (**Q**) bağlıdır.

R matrisinin terimlerinin değerlerinin arttırılması, ölçüm verilerinin zayıflığı anlamına gelir. Bu durumda gözlemleyicinin dahili sistem modeline ağırlık verilerek işlem yapılır. Terimlerin değerlerinin azaltılması ise, ölçüm verilerinin doğruluğunun yüksek olduğu anlamına gelir. Bu durumda, fiziksel sistemden alınan ölçüm verilerine ağırlık verilerek işlem yapılır.

Q matrisinin terimlerinin değerlerinin arttırılması, gözlemleyicinin dahili sistem modelinin eksik veya kusurlu olduğu anlamına gelir. Bu durumda ölçüm verileri, Kalman Kazancı (**K**) aracılığıyla kuvvetlendirilerek, ölçüm verilerine ağırlık verilir. Terimlerin değerlerinin

azaltılması ise, matematiksel modelin doğru veya gerçeğe yakın olduğu anlamını taşır. Bu durumda ölçüm verilerinin ağırlığı yine, Kalman Kazancı (**K**) üzerinden, azaltılmış olur.

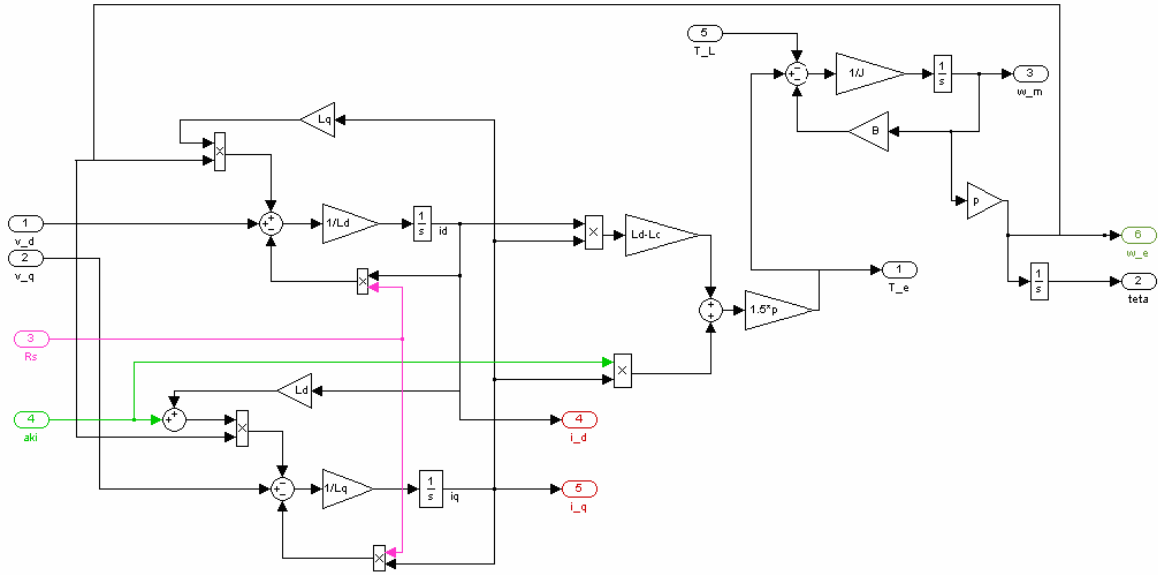
Son olarak belirtilmesi gereken bir husus da, **Q** ve **R** matrislerinin arasında büyük farklılık olmaması gerektiğidir. Farkın büyümesi filtrenin ıraksamasına yol açar [Peroutka, 2005]. Bu nedenle, ilişkili parametreler, çoğunlukla birbirine yakın veya eşit seçilirler.

7.SİMULASYON MODELLERİNİN KURULMASI

Bu bölümde, önceki bölümlerde elde edilmiş olan ifadelerden yararlanılarak, simülasyonda kullanılan modellerin oluşturulmasına değinilecektir. Simülasyonlar, Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Nümerik integralin çözümünde, Runge-Kutta yöntemi kullanılmıştır. Bu yöntem, sabit noktalı (Fixed-point) DSP (Sayısal işaret işleyici) uygulamaları için uygundur.

7.1.SMSM Modeli

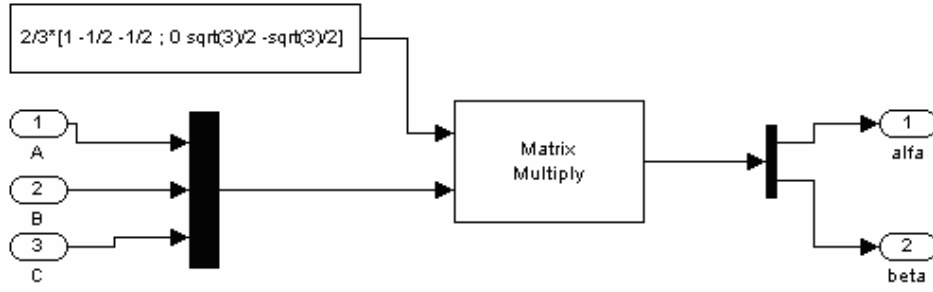
3. bölümde elde edilen sürekli mıknatıslı senkron makinenin iki fazlı matematiksel modeli Matlab/Simulink'te Şekil.7.1'de gösterildiği gibi kurulmuştur.



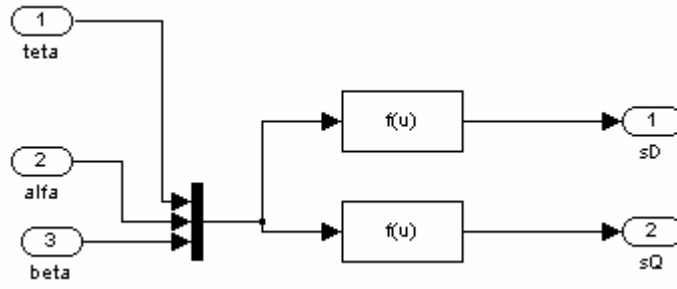
Şekil.7.1.Simulink'te SMSM Modeli

7.2.Dönüşüm Modelleri

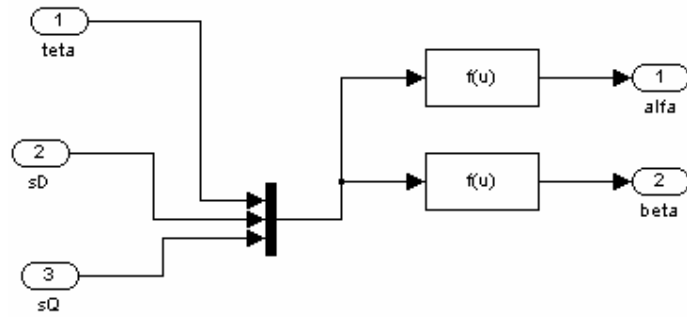
3. bölümde verilen dönüşüm ifadelerinin simülasyonları, Matlab/Simulink kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bu dönüşümler sırasıyla Clarke dönüşümü, Park dönüşümü, ters Park dönüşümü ve ters Clarke dönüşümüdür ve bu dönüşümler, aşağıda verilen Şekil.7.2, Şekil.7.3, Şekil.7.4 ve Şekil.7.5'te gösterilmişlerdir.



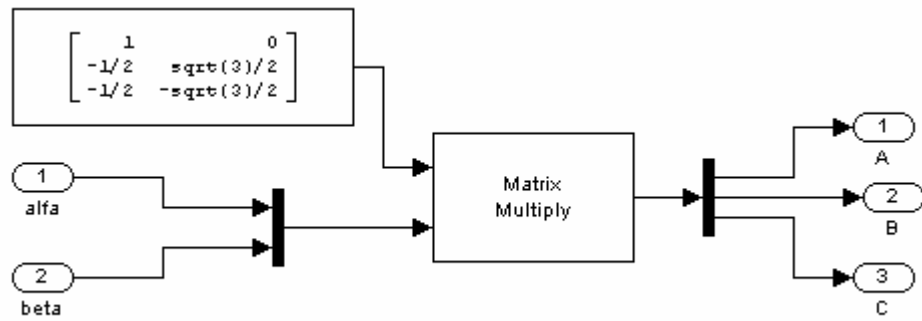
Şekil.7.2.Simulink'te Clarke dönüşümü



Şekil.7.3.Simulink'te Park dönüşümü



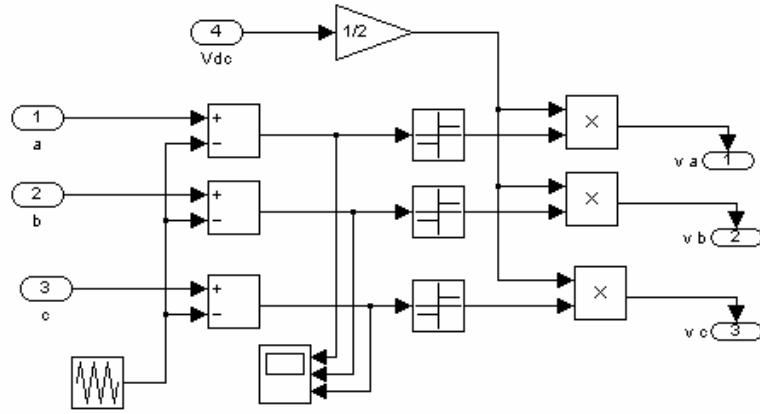
Şekil.7.4.Simulink'te ters Park dönüşümü



Şekil.7.5.Simulink'te ters Clarke dönüşümü

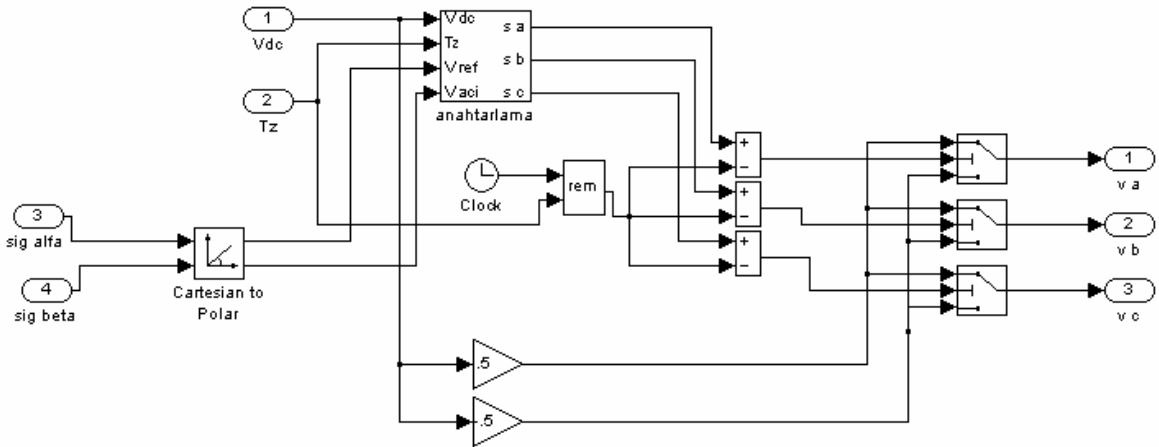
7.3.Evirici Modelleri

Bu ayrıtta, 4. bölümde açıklanan evirici kontrol yöntemleri olan “Sinüsoidal PWM” ve “Uzay-Vektör PWM” tekniklerinin, Matlab/Simulink ortamında gerçekleştirilmesi üzerinde durulacaktır. İlk olarak Şekil.7.6’da gösterilen Sinüsoidal PWM yöntemi ile kontrol edilen evirici modeli oluşturulmuştur. Burada; üç fazlı referans gerilim değerleri, taşıyıcı üçgen dalga ile karşılaştırılarak, eviriciye uygulanacak anahtarlama işaretleri elde edilmiştir. Bu işaretlere göre, anahtarlama yapıldığı evirici, ideal kabul edilmiştir.



Şekil.7.6.Simulink’te Sinüsoidal PWM

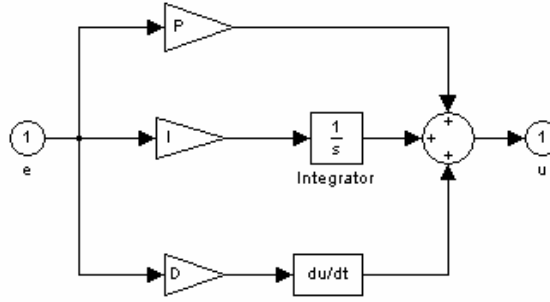
4. bölümde yapılan açıklamalara ve [Jung, 2005]’dan yararlanılarak oluşturulan Uzay-Vektör PWM yöntemi ile denetlenen evirici, Matlab/Simulink ortamında, aşağıda verilen Şekil.7.7’deki gibi gerçekleştirilmiştir.



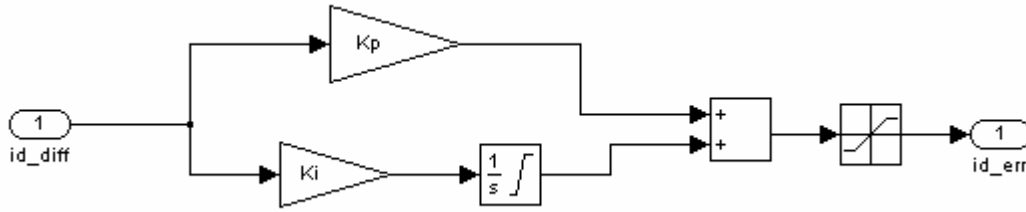
Şekil.7.7.Simulink’te Uzay-Vektör PWM

7.4. Denetleyiciler ve Akım Kuplajı Ayırma Devresi

Geleneksel “PID (Oransal + tümlevsel + türevsel)” ve “Anti-Windup PI”, denetleyicilerin Matlab/Simulink’te kurulan modelleri sırasıyla Şekil.7.8 ve Şekil.7.9’da gösterilmiştir. Denetleyici parametreleri, “Ziegler-Nichols” yöntemi kullanılarak akortlanmıştır.



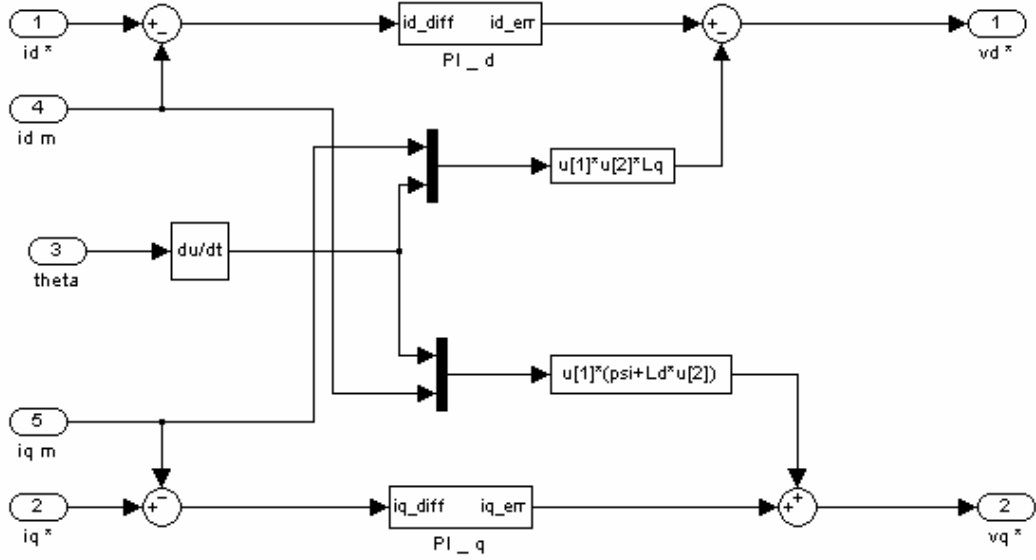
Şekil.7.8. PID Denetleyici



Şekil.7.9. Anti-Windup PI Denetleyici

İşlemsel yoğunluğu azaltmak, denetleyicideki türevsel etkiyi sıfırlamak ve akortlama işlemini sadeleştirmek gibi, nedenlerden ötürü çoğunlukla PI denetleyici; PID denetleyiciye tercih edilir. Ancak; PI denetleyicide, üst aşım ve salınım gibi üstesinden gelinmesi gereken sorunlar vardır. Bunların yanında sayısal denetleyici kullanıldığında integral teriminden kaynaklanan hata birikme sorunu da mevcuttur. Bu sorunların aşılabilmesi için ise “Anti-Windup PI” denetleyici kullanımı pekçok uygulamada tercih edilmektedir. Burada denetleyici çıkışına alt ve üst sınır konulmakta, bu sınırların aşılması halinde sınır değerler çıkış değeri olarak kullanılmaktadır. Dolayısıyla bu yöntem, sınır değerler aşıldığında, integral etkisini ortadan kaldırma anlamına gelmektedir.

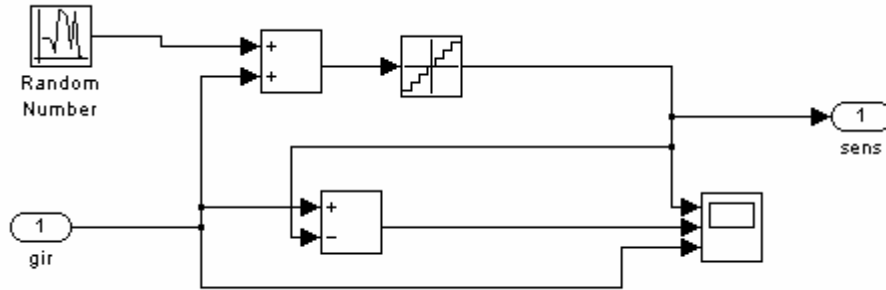
5.bölümde referans gerilim vektörleri oluşturulurken değinilen, akım kuplajı ayırma devresinin Matlab/Simulink modeli ise, Şekil.7.10’da görüldüğü gibi kurulmuştur.



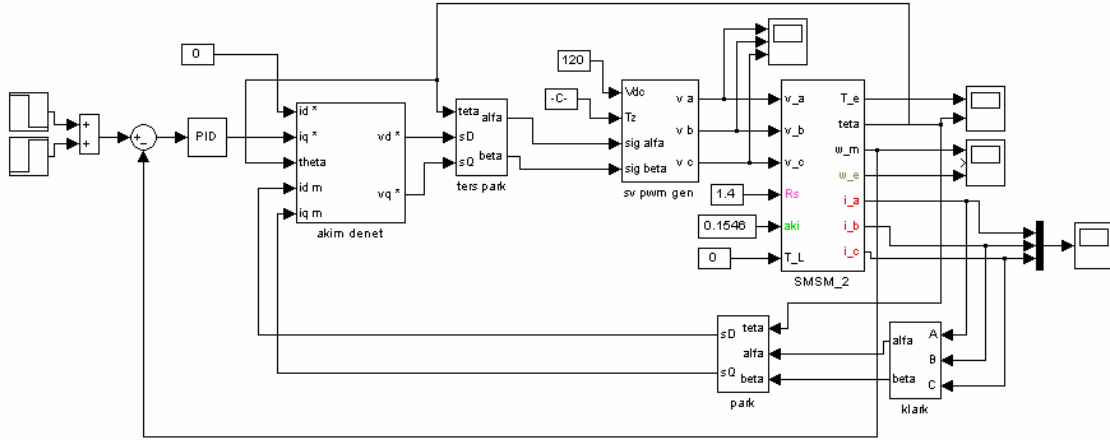
Şekil.7.10.Akım Kuplajı Ayırma Devresi

7.5. Algılayıcı ve GKF Modeli

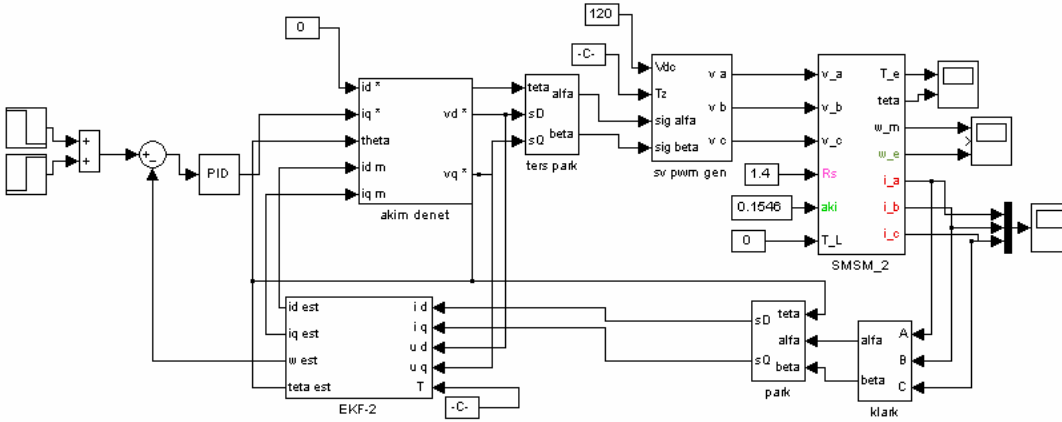
Akım, gerilim, hız ve konum ölçümlerinde kullanılan algılayıcılar genel olarak Şekil.7.11'deki gibi modellenmiştir. Algılayıcı yapısından kaynaklanan gürültü, ortalaması sıfır olan rasgele sayı üreticinin ürettiği değerler, kullanılarak modellenmiştir. Bunun yanısıra, algılayıcıların analog bilgiyi dijitale çevirmesi de göz önüne alınmıştır. Bu da belirli bir örnekleme süresinde alınan değerlerin, sıfırcı mertebede tutulması ile, modellenmiştir.



Şekil.7.11.Sensör Modeli



Şekil.7.13.Sensörlü Hız Kontrolü



Şekil.7.14.Sensörsüz Hız Kontrolü

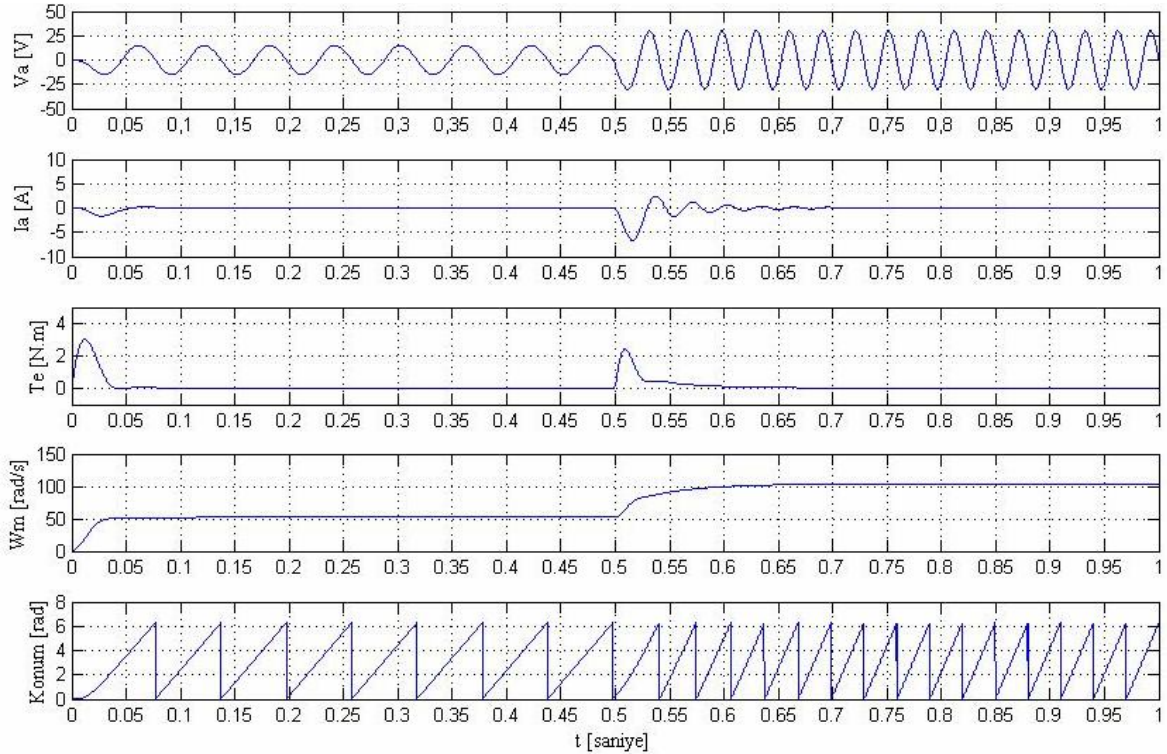
8.SİMÜLASYON SONUÇLARI

Bu çalışmada kullanılan çıkık kutuplu (İçe gömülmüş mıknatıslı) SMSM'in parametreleri şöyledir:

$$\begin{aligned}
 R_s &= 1.22 \text{ } [\Omega] \\
 L_d &= 0.0095 \text{ } [H] \\
 L_q &= 0.0115 \text{ } [H] \\
 \Psi_{PM} &= 0.1432 \text{ } [Wb] \\
 J &= 0.001278 \text{ } [kq.m^2] \\
 B &= 0.000094 \text{ } [N.m/rad/s] \\
 2p &= 4 \\
 V_{dc} &= 60 \text{ } [V]
 \end{aligned}$$

8.1.KontROLSÜZ Halde Alınan Cevaplar

Bir kontrol yöntemi uygulanmadan, yalnızca, rotor frekansında uygulanan gerilimin genliği değiştirilerek yapılan çalışmadan elde edilen sonuçlar şekil.8.1'de gösterilmiştir.

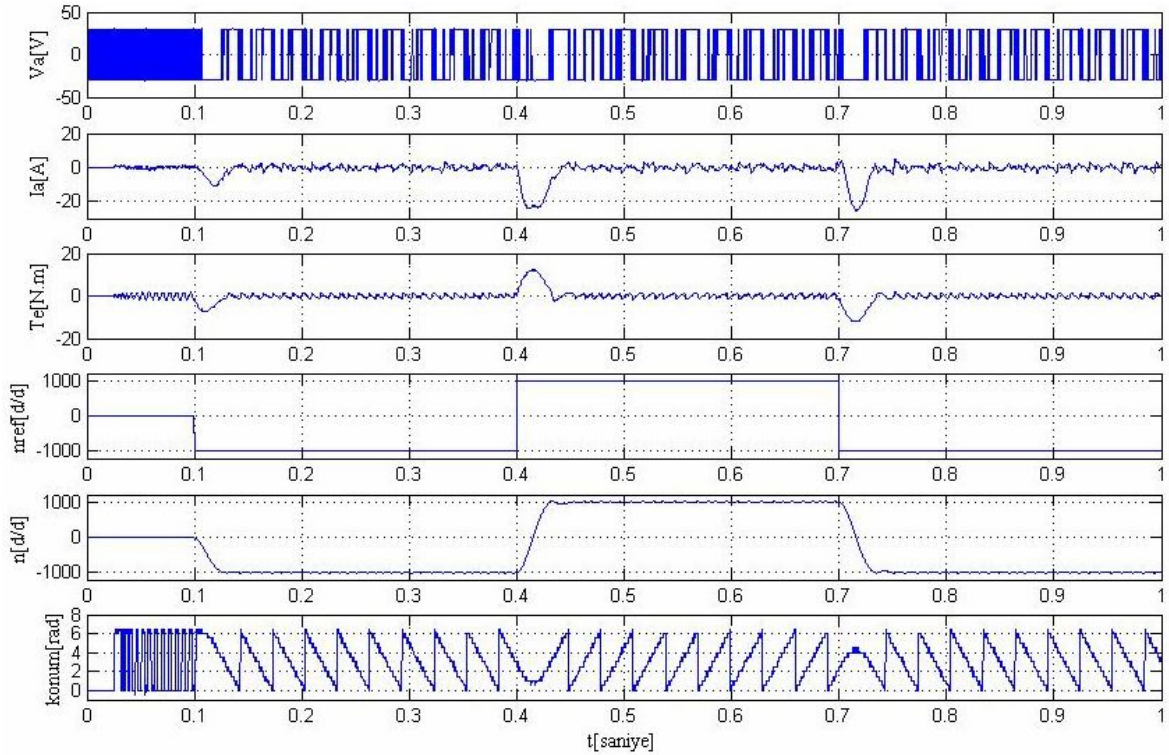


Şekil.8.1.KontROLSÜZ halde alınan cevap

Bu simülasyonda $t = 0.5[s]$ anında DC hat geriliminin genliği %50 değerinden %100 değerine çıkarılmıştır. Makine boşa çalıştırılmıştır. Alınan sonuçlar, ölçüm gürültüsü bulunmayan gerçek değerlerdir. Üç fazlı akım ve gerilimler simetrik olduğundan, şekilde yalnızca a fazına ait değerler gösterilmiştir.

8.2.Sensörlü Vektör Kontrolünden Elde Edilen Sonuçlar

Bu kısımda, yukarıda parametreleri verilen SMSM'in hız kontrolü, vektör kontrolü yöntemi ile, sensörler kullanılarak benzetim yapılmıştır. Simülasyon çalışmasında algılayıcılardan dolayı kaynaklanan gürültü ve analog-sayısal dönüşüm hataları da dikkate alınmıştır. Alınan sonuçlar Şekil.8.2'de gösterilmiştir.

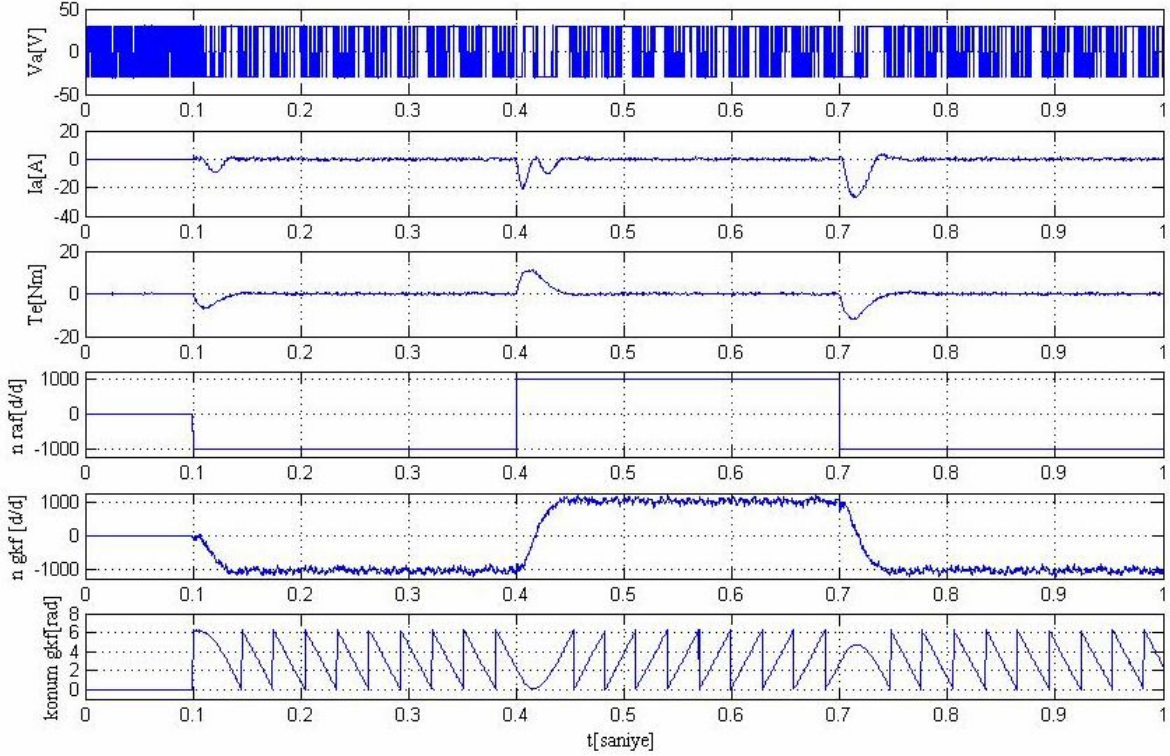


Şekil.8.2.Sensörlü vektörel hız kontrolü sonuçları

Bu çalışmada, makine boşa çalıştırılmış ve hız referansı; başlangıçta 0, $t = 0.1[s]$ anında $-1000[d/d]$, $t = 0.4[s]$ anında $1000[d/d]$ ve $t = 0.7[s]$ anında tekrar $-1000[d/d]$, olarak verilmiştir. Hızın; $0[d/d]$ olduğu $0[s] < t < 0.1[s]$ aralığında, algılayıcı gürültüsü ve analog-sayısal dönüşümden kaynaklanan bozulmalar, özellikle endüklenen moment ve konum dalga şekillerinde dikkat çekmektedir.

8.3.GKF ile Yapılan Sensörsüz Vektör Kontrolünden Elde Edilen Sonuçlar

Hız ve konum ölçümü yerine GKF gözlemleyicisinden alınan tahmin edilmiş hız ve konum değerleri kullanılarak gerçekleştirilen simülasyon çalışmasından elde edilen sonuçlar Şekil.8.3'te gösterilmiştir.



Şekil.8.3.Sensörsüz vektörel hız kontrolü sonuçları

Bu çalışmada, makine yine boşa çalıştırılmış ve hız referansı; başlangıçta 0, $t = 0.1[s]$ anında $-1000[d/d]$, $t = 0.4[s]$ anında $1000[d/d]$ ve $t = 0.7[s]$ anında tekrar $-1000[d/d]$, olarak verilmiştir. Genişletilmiş Kalman Filtresi'nde, 6.bölümde ifade edilen mekanik durumun ihmal edildiği yaklaşım kullanılmıştır. GKF performansını belirleyen, sistem ortak değişke (kovaryans) matrisi, 4×4 boyutunda bir köşegen matrisi olarak düzenlenmiş ve parametreleri de aşağıda verildiği gibi akortlanmıştır. Bunun yanında, başlangıç koşul ve durumları sıfır kabul edilmiştir. Yine köşegen olarak düzenlenen, ölçüm ortak değişke matrisinin, parametreleri de aşağıda verildiği gibi akortlanmıştır.

$$\mathbf{Q}_{\text{köşegen}} = [0.1 \quad 0.001 \quad 1000 \quad 10]$$

$$\mathbf{R}_{\text{köşegen}} = [0.01 \quad 0.01]$$

8.4.Simülasyon Sonuçlarının Karşılaştırılması

Simülasyon sonuçlarının karşılaştırmasının yapılacağı bu son başlıkta, hız ve konum bilgilerinin, gerçek, ölçüm ve tahmin değerleri birlikte verilecek ve aradaki farklar ortaya konacaktır. Karşılaştırmanın daha iyi görülebilmesi için, bu adımda simülasyon süresi iki saniyeye çıkarılmış, hız denetleyicinin etkisi azaltılmış ve hız referansı da,

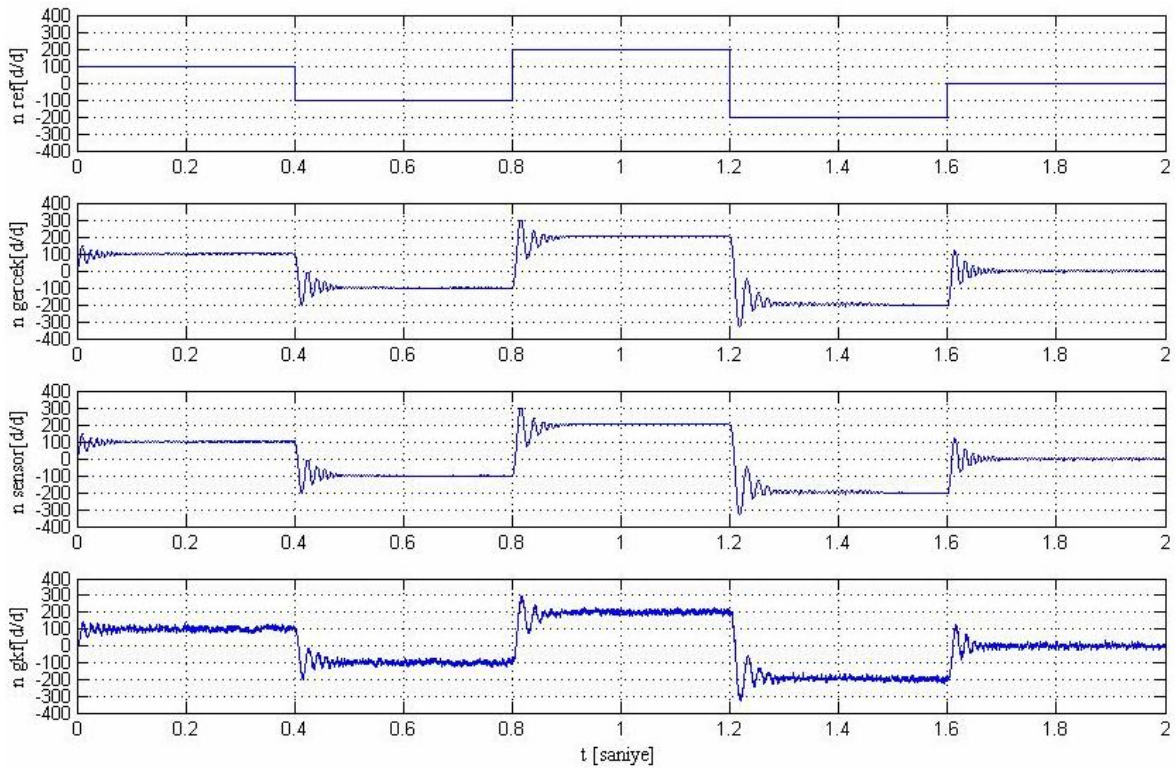
0[s] < t < 0.4[s] aralığında; 100 [d/d] = 1,67 [Hz],

0.4[s] < t < 0.8[s] aralığında; -100 [d/d] = -1,67 [Hz],

0.8[s] < t < 1.2[s] aralığında; 200 [d/d] = 3,33 [Hz],

1.2[s] < t < 1.6[s] aralığında; -200 [d/d] = -3,33 [Hz] ve

1.6[s] < t < 2[s] aralığında; 0 [d/d] = 0 [Hz], olarak yeniden düzenlenmiştir.

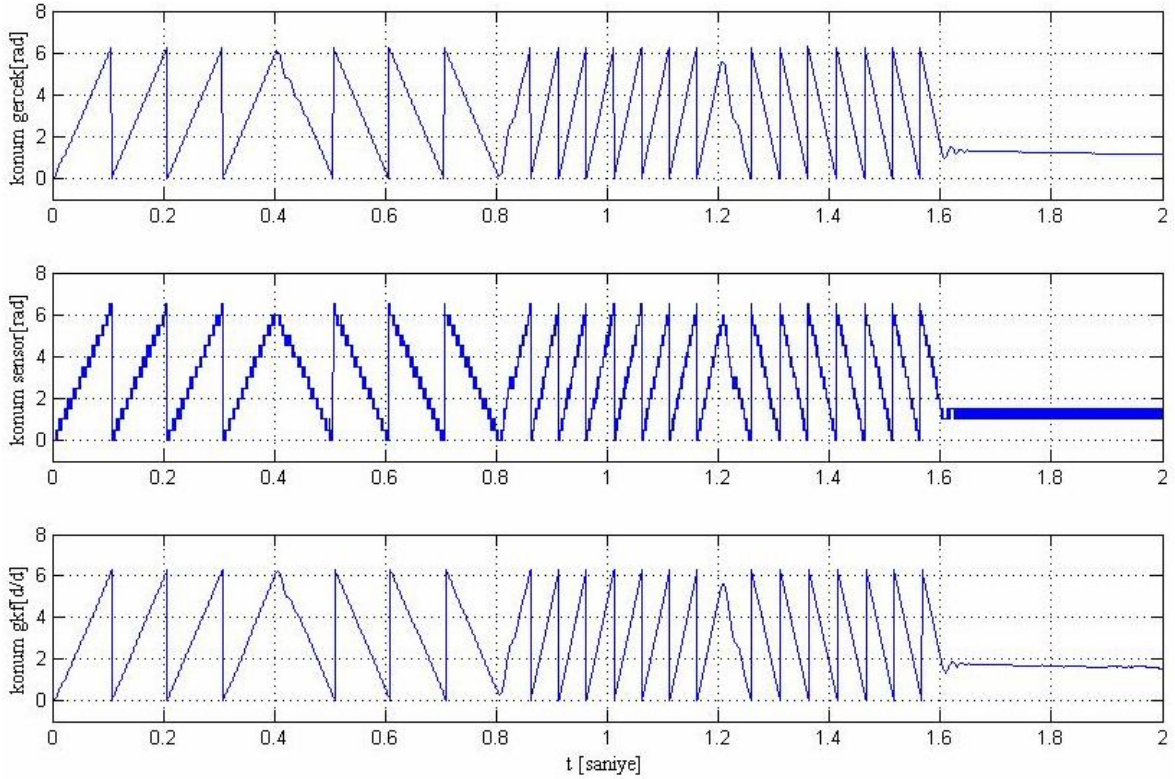


Şekil.8.4.Hız karşılaştırması

İlk olarak, Şekil 8.4'te alt alta olmak üzere sırasıyla referans hız, gerçek hız, sensörden elde edilen hız ve GKF gözlemleyicisi ile tahmin edilen hız, görülmektedir. Bu bölümün önceki başlıklarında da görüldüğü gibi burada da, gözlemleyicinin tahmin ettiği hızda görülen yüksek frekanslı dalgalanmalar, GKF'nin çalışma frekansındadır ve gözlemleyicinin dahili modeli ile

ölçümler arasında yapılan karşılaştırmalardan kaynaklanmaktadır. Bu dalgalanmalar azaltılabilir, fakat bu durumda da, gözlemleyicinin hız takibindeki hassasiyeti azalmış olacaktır.

Hız karşılaştırmasının ardından Şekil 8.5'te; sırasıyla gerçek, sensörden elde edilen ve GKF gözlemleyicisinin tahmin ettiği, konum işaretleri görülmektedir. Sensörden alınan sonuçta, önceki başlıklarda da görülen, gürültü ve bozulma burada da mevcuttur. GKF'nin tahmin ettiği konum ise gerçeğe çok yakın olmakla beraber bir kayma vardır. Bu kayma, gözlemleyicinin konum takibinden kaynaklanan bir gecikme olarak nitelendirilebilir.



Şekil.8.5.Konum karşılaştırması

Tüm simülasyonlar, sabit noktalı sayısal integral çözüm yöntemlerinden, Runge-Kutta ile gerçekleştirilmiştir. Periyot $100[\mu\text{s}]$ 'de sabit tutulmuştur ve benzetimlenen işlemcinin çalışma frekansı $10[\text{kHz}]$ olarak belirlenmiştir.

9.SONUÇLAR

Yüksek güç yoğunluğu, yüksek moment üretmesi ve yüksek verimleri nedeniyle; sürekli miknatıslı senkron makine birçok uygulamada tercih edilmekte ve öne çıkmaktadır. SMSM'den en iyi performansın elde edilebilmesi vektör kontrol yöntemleri sayesinde. Vektör kontrolü ile DC motordaki kontrol avantajları AC motorlara aktarılmıştır. Bu da geniş bir hız-moment aralığına karşılık gelmektedir.

SMSM'de, vektör kontrolünün gerçekleştirilebilmesi için konum bilgisi gereklidir. Bu da geleneksel olarak mekanik veya optik sensörlerle sağlanır. Bu sensörlerde görülen gürültü ve işaret bozulmaları kontrolün hassasiyetini azaltmakta, sistemin kararlılığını olumsuz etkilemektedir. Öte yandan sensör kullanımının istenmediği, elektrikli arabalar ile patlayıcı ve yanıcı ortamlardaki uygulamalarda SMSM kullanımını cazip olmamaktadır.

Bu sorunların aşılması için sensörsüz kontrol yöntemleri geliştirilmiştir. Sensörsüz kontrol; vektör kontrolünün, rotor konumunun ve açısal hızının sensör kullanmadan gerçekleştirilmesidir. Sensör kullanmadan rotor konumu ve hızını elde etmek için, gerilim ve akım ölçümlerinden faydalanan çeşitli teknikler vardır. Bu çalışmada, konumun ve hızın tahmin edilmesi için gözlemleyici olarak Genişletilmiş Kalman Filtresi tercih edilmiştir.

Bu çalışmada; önce SMSM'in matematiksel modeli elde edilmiş ve makinenin beslenmesi için gerekli olan ve uzay vektör PWM ile kontrol edilen; bir evirici modellenmiştir. Bunun ardından vektör kontrol tekniği incelenmiş ve Genişletilmiş Kalman Filtresinin çalışma algoritması verilmiştir. Bu veriler kullanılarak gerçekleştirilen simülasyon çalışması için Matlab/Simulink yazılımı kullanılmıştır.

Elde edilen simülasyon sonuçları 8. bölümde gösterilmiştir. Bu sonuçlara göre kullanılan yöntem başarılı bir performans sergilemektedir. Hız ve konum; gözlemleyici tarafından, gerçek değerlere oldukça yakın bir şekilde takip edilmektedir. Ancak filtrenin akortlanması ve algoritmadaki hesap yoğunluğu dezavantaj olarak görülmüştür.

Bu çalışmanın ardından, bu dezavantajlar giderilerek veya en aza indirgenerek bir prototip uygulamanın gerçekleştirilmesi hedeflenmektedir.

KAYNAKLAR

Bolognani S, Oboe R, Ziglitto M, (1999), "Sensorless Full-Digital PMSM Drive With EKF Estimation of Speed and Rotor Position", IEEE, Transactions on Industrial Electronics, Vol.46 No.1

Bolognani S, Tubiana L, Ziglitto M, (2003), "EKF-Based Sensorless IPM Synchronous Motor Drive for Flux-Weakening Applications", IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol.39 No.3

Bolognani S, Ziglitto M, Zordan M, (2001), "Extended-Range PMSM Sensorless Speed Drive Based on Stochastic Filtering", IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol.16 No.1

Borsje P, Chan T.F, Wong Y.K, Ho S.L, (2005), "A Comparative Study of Kalman Filtering for Sensorless Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", IEMDC 2005, San Antonio

Bose B, (1997), "Power Electronics and Variable Frequency Drives", IEEE Press, New York

Bose B, (2002), "Modern Power Electronics and AC Drives", Prentice Hall, New Jersey

Boussak M, (2005), "Implementation and Experimental Investigation of Sensorless Speed Control with Initial Rotor Position Estimation for Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol.20 No.6

Gieras J, Wing M, (2002), "Permanent Magnet Motor Technology", Marcel Dekker, New York

Hendershot JR, Miller T, (1994), "Design of Brushless Permanent-Magnet Motors", Oxford University Press, UK

Hendricks E, Jannerup O, Sorensen P, (2008), "Linear Systems Control", Springer-Verlag, Berlin

Jung JW, Keyhani A, (2005), Space Vector Inverter Project, Ohio State University, Ohio

Kazmierkowski M, Krishnan R, Boldea I, (2002), "Control in Power Electronics Selected Problems", Elsevier, USA

Keyhani A, (2005), Ders notları, Ohio State University, Ohio State University, Ohio

Kojabadi H, Ahrabian G, (2000), "Simulation and analysis of the interior permanent magnet synchronous motor as a brushless AC-drive", Elsevier, Simulation Practice and Theory, 691-707

Krishnan R, (2001), "Electric Motor Drives", Prentice Hall, New Jersey

- Lyshevsky S, (2000), "Electromechanical Systems Electric Machines and Applied Mechatronics", CRC Press, USA
- Maiti S, Chakraborty C, Sengupta S, (2009), "Simulation Studies on Model Reference Adaptive Controller Based Speed Estimation Technique for the Vector Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", Elsevier, Simulation Modelling Practice and Theory, 585-596
- Microchip, (2005), "Sinusoidal Control of PMSM Motors with dsPIC30F DSC", Microchip AN1017, <http://www.microchip.com>
- Microchip, (2007), "Sensorless Field Oriented Control of PMSM Motors", Microchip AN1078, <http://www.microchip.com>
- Peroutka Z, (2005), "Design Considerations for Sensorless Control of PMSM Drive Based on Extended Kalman Filter", EPE 2005, Dresden
- Persson J, (2005), "Innovative Standstill Position Detection Combined with Sensorless Control of Synchronous Motors", Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Lausanne
- Petersson F, (2009), "Sensorless Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor", Linköpings Universitet, Sweden
- Qiu M, Kojori H, Wu B, (2007), "Sensorless Control Method and Apparatus for a Motor Drive System", United States Patent, USA
- Rashid M, (2007), "Power Electronics Handbook", Elsevier, USA
- Vas P, (1998), "Sensorless Vector and Direct Torque Control", Oxford University Press, UK
- Welch G, Bishop G, (2006), "An Introduction to the Kalman Filter", University of North Carolina, USA
- Wu B, Qiu A, (2004), "Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Extended Kalman Filter", CCECE 2004-CCGEI 2004, Niagara Falls
- Zhang Z, Feng J, (2008), "Sensorless Control of Salient PMSM with EKF of Speed and Rotor Position", ICEMS 2008, Wuhan

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi 21.03.1981

Doğum yeri İstanbul

Lise 1999 Vefa Anadolu Lisesi

Lisans 2006 Yıldız Teknik Üniversitesi
Elektrik-Elektronik Fakültesi
Elektrik Mühendisliği Bölümü

Yüksek Lisans 2009 Yıldız Teknik Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı
Elektrik Makinaları ve Güç Elektronik Programı

Çalıştığı kurumlar

2007
(Devam) Bahçeşehir Üniversitesi
Mühendislik Fakültesi
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü
Araştırma Görevlisi