

T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**MATRİS KONVERTERDEN BESLENEN
SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN
VEKTÖR KONTROLÜNÜN SAYISAL BENZETİMİ**

Ahmet GÜNDOĞDU

Tez Yöneticisi
Yrd. Doç. Dr. Hüseyin ALTUN

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK EĞİTİMİ ANABİLİM DALI

ELAZIĞ, 2005

T.C
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**MATRİS KONVERTERDEN BESLENEN
SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN
VEKTÖR KONTROLÜNÜN SAYISAL BENZETİMİ**

Ahmet GÜNDOĞDU

Yüksek Lisans Tezi
Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı

Bu tez, 24.01.2005 tarihinde aşağıda belirtilen jüri tarafından oybirliği / ~~oyçokluğu~~ ile başarılı / ~~başarısız~~ olarak değerlendirilmiştir.

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Hüseyin ALTUN

Üye: Doç. Dr. Sedat SÜNER

Üye: Doç. Dr. Muhammed Gökbulut

Üye:

Üye:

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu'nun 28.1.01.2005. tarih ve 3.1.14 sayılı kararıyla onaylanmıştır.

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren kıymetli hocam Yrd. Doç. Dr. Hüseyin ALTUN 'a ve çalışmamın her aşamasında büyük sabır ve hoşgörü ile bana destek olan aileme teşekkür ederim.



İÇİNDEKİLER

ŞEKİLLER LİSTESİ.....	III
SİMGELER LİSTESİ.....	V
KISALTMALAR VE EKLER LİSTESİ.....	VII
ÖZET.....	VIII
ABSTRACT.....	IX
1. GİRİŞ.....	1
2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN MODELİ.....	10
2.1. Üç Faz Dönüşümleri.....	10
2.2. α - β Dönüşümü (Clark Dönüşümü).....	10
2.3. d - q Dönüşümü (Park Dönüşümü).....	12
2.4. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Devre Modeli.....	14
2.4.1. Sinüzoidal Olmayan Akı Dağılımının Modellenmesi.....	16
2.4.2. Stator Faz Gerilimleri.....	20
2.4.3. Elektriksel Moment.....	24
2.4.4. Özet.....	25
2.4.5. Sürekli Durum Modeli.....	27
3. KONTROL STRATEJİSİ.....	29
3.1. Vektör Kontrolü.....	29
3.2. İç Model Kontrolü.....	31
3.3. Kontrolör Tasarımı.....	34
3.3.1. IMC İle Akım Kontrolör Tasarımı.....	35
3.3.2. IMC İle Hız Kontrolör Tasarımı.....	38
4. MATRİS KONVERTERLER.....	41
4.1. Matris Konverterin Yapısı.....	42
4.2. Anahtarlama Elemanlarının Yapısı.....	43
4.3. Venturini Modülasyon Algoritması.....	45
4.3.1. Giriş ve Çıkış Gerilimleri.....	45
4.3.2. Giriş ve Çıkış Akımları.....	48
4.4. Matris Konverterin Matlab/Simulink İle Benzetimi.....	51

5.	MATRİS KONVERTERDEN BESLENEN SMSM KONTROLÜ.....	62
6.	SONUÇ VE ÖNERİLER.....	73
	KAYNAKLAR.....	75
	EKLER.....	81
	ÖZGEÇMİŞ.....	84



ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1.	α - β ve abc değerleri arasındaki ilişki.....11
Şekil 2.2.	a) d - q ile abc b) d - q ile α - β değerleri arasındaki ilişki.....14
Şekil 2.3.	Faz vektörleri ve d - q koordinat sistemi.....14
Şekil 2.4.	Hava aralığında varsayılan radyal yöndeki akı yoğunluğu.....16
Şekil 2.5.	SM Senkron motorun a) d -eksenli b) q -eksenli eşdeğer devre modelleri.....23
Şekil 2.6.	SMSM' nin fazör diyagramı.....28
Şekil 2.7.	SM Senkron motorun sürekli durum eşdeğer devresi.....28
Şekil 3.1.	SMSM vektör kontrol şeması.....30
Şekil 3.2.	Açık çevrim kontrol stratejisi.....31
Şekil 3.3.	IMC kontrol şeması.....32
Şekil 3.4.	SMSM' nin elektriksel dinamiğinin blok diyagramı.....34
Şekil 3.5.	Kuplajı ortadan kaldıran elektriksel dinamiğin blok diyagramı.....35
Şekil 3.6.	IMC kontrol yapısı.....35
Şekil 3.7.	Klasik PI kontrol yapısı.....36
Şekil 4.1.	3-faz'dan 3-faz'a matris konverter anahtar dizilişleri.....43
Şekil 4.2.	Çift yönlü anahtar yapıları.....44
Şekil 4.3.	Anahtarların tetiklenme sıraları ve iletimde kalma süreleri.....48
Şekil 4.4.	Her bir faza ait giriş akımları ve çıkış akımı bileşenleri.....49
Şekil 4.5.	Matris konverterin Matlab/Simulink blok diyagramı.....51
Şekil 4.6.	R-L yükünü besleyen matris konverter.....52
Şekil 4.7.	$q=95/220$ ve $f_o=40$ Hz için modülasyon terimleri ve testere dişi sinyal değişimleri.....53
Şekil 4.8.	$q=95/220$ ve $f_o=40$ Hz için anahtarlara uygulanan darbe dizileri.....53
Şekil 4.9.	Giriş faz ve $q=95/220$ ve $f_o=40$ Hz için çıkış faz gerilimleri.....54
Şekil 4.10.	Matris konverterin, $q=95/220$ ve $f_o=40$ Hz için giriş ve çıkış akımları.....55
Şekil 4.11.	$q=95/220$ ve $f_o=40$ Hz için matris konverterin giriş gücü değişimi.....56
Şekil 4.12.	$q=95/220$ ve $f_o=40$ Hz için giriş gerilimi ile giriş akımı.....56
Şekil 4.13.	$q=70/220$ ve $f_o=90$ Hz için modülasyon terimleri ve testere dişi sinyal değişimleri.....57
Şekil 4.14.	$q=70/220$ ve $f_o=90$ Hz için anahtarlara uygulanan darbe dizileri.....57

Şekil 4.15.	Giriş faz ve $q=70/220$ ve $f_o=90$ Hz için çıkış faz gerilimleri.....	58
Şekil 4.16.	Matris konverterin, $q=70/220$ ve $f_o=90$ Hz için giriş ve çıkış akımları.....	58
Şekil 4.17.	$q=70/220$ ve $f_o=90$ Hz için matris konverterin giriş gücü değişimi.....	59
Şekil 4.18.	$q=70/220$ ve $f_o=90$ Hz için giriş gerilimi ile giriş akımı.....	59
Şekil 4.19.	$q=190/220 > 0.5$ ve $f_o=40$ Hz için modülasyon terimlerinin değişimi.....	60
Şekil 4.20.	$q=95/220$ ve $f_o=40$ Hz için (a) çıkış akımı ve (b) çıkış gerilimi spektrumu.....	61
Şekil 4.21.	$q=70/220$ ve $f_o=90$ Hz için (a) çıkış akımı ve (b) çıkış gerilimi spektrumu.....	61
Şekil 5.1.	SMSM kontrol sisteminin blok diyagramı.....	62
Şekil 5.2.	SMSM kontrol sisteminin Matlab/Simulink 'te oluşturulan blok diyagramı.....	63
Şekil 5.3.	SMSM' un Matlab/Simulink modeli.....	64
Şekil 5.4.	$T_L=0$ N.m ve 500,1400,1000 d/d referans hızlar için motor momenti, devir sayısı ve rotor konum değişimleri.....	65
Şekil 5.5.	$T_L=0$ N.m ve 500,1400,1000 d/d referans hızlar için $d-q$ ve stator akımları.....	65
Şekil 5.6.	$T_L=5$ N.m ve 500,1400,1000 d/d referans hızlar için motor momenti, devir sayısı ve rotor konum değişimleri.....	67
Şekil 5.7.	$T_L=5$ N.m ve 500,1400,1000 d/d referans hızlar için $d-q$ ve stator akımları.....	67
Şekil 5.8.	$T_L=5$ N.m ve 1200,500 d/d referans hızlar için motor momenti, devir sayısı ve rotor konum değişimleri.....	68
Şekil 5.9.	$T_L=5$ N.m ve 1200,500 d/d referans hızlar için $d-q$ ve stator akımları.....	68
Şekil 5.10.	$T_L=5$ N.m için (a)1400 d/d, (b)1000 d/d, (c)1200 d/d, (d)500 d/d hızlar için sürekli durumda stator akımları.....	69
Şekil 5.11.	$T_L=0$ N.m ve 1200, -1200 d/d referans hız için motor momenti, devir sayısı ve rotor konum değişimleri.....	70
Şekil 5.12.	$T_L=0$ N.m ve 1200, -1200 d/d referans hız için $d-q$ ve stator akımları.....	70
Şekil 5.13.	$T_L=5$ N.m ve 1200 d/d referans hız için motor momenti, devir sayısı ve rotor konum değişimleri.....	71
Şekil 5.14.	$T_L=5$ N.m ve 1200 d/d referans hız için $d-q$ ve stator akımları.....	72
Şekil 5.15.	$T_L=5$ N.m ve 1200 d/d referans hız için yüke bağlı devir sayısı değişimi.....	72

SİMGELER LİSTESİ

B	Sürtünme katsayısı	N.m.s
E	Zıt elektromotor kuvvet	V
f_s	Anahtarlama frekansı	Hz
f_o	Çıkış frekansı	Hz
f_i	Giriş frekansı	Hz
I_A, I_B, I_C	Konverter giriş faz akımları	A
I_a, I_b, I_c	Konverter çıkış faz akımları	A
I_d, I_q, I_o	dq0 akımları	A
I_d^*, I_q^*	d-q referans akım değerleri	A
J	Eylemsizlik momenti	kg.m ²
K_t	Moment sabiti	N.m/A
L	Stator faz sargıları özindüktansı	H
L_d	d-ekseni stator indüktansı	H
L_q	q-ekseni stator indüktansı	H
L_o	0-ekseni indüktansı	H
$[m]$	Modülasyon katsayı matrisi	
P	Çift kutup sayısı	
P_{em}	Elektromanyetik güç	Watt
q	Talep faktörü	
R_s	Stator faz sargı direnci	Ω
R_{ad}	d-ekseni aktif sönümleme direnci	Ω
R_{aq}	q-ekseni aktif sönümleme direnci	Ω
s	Laplace operatörü	
T	Dönüşüm Matrisi	
T_e	Elektromanyetik moment	N.m
T_L	Yük momenti	N.m

T_s	Anahtarlama peryodu	s
t_{rc}	Akım yükselme zamanı	s
τ_m	Manyetik kutup adımı	Rad
V_A, V_B, V_C	Konverter giriş faz gerilimleri	V
V_a, V_b, V_c	Konverter çıkış faz gerilimleri	V
V_d, V_q, V_o	dq0 gerilimleri	V
V_d^*, V_q^*	dq referans gerilim değerleri	V
V_{tm}	Konverter giriş geriliminin tepe değeri	V
V_{om}	Konverter çıkış geriliminin tepe değeri	V
ω_m	Rotorun mekanik açısal hızı	Rad/s
ω_r	Rotorun elektriksel açısal hızı	Rad/s
ω_r^*	Referans hız	Rad/s
ω_m	Modülasyon frekansı	Hz
ω_i	Giriş frekansı	Hz
ω_o	Çıkış frekansı	Hz
X_d	d-ekseni endüktif reaktansı	Ω
X_q	q-ekseni endüktif reaktansı	Ω
ψ	Manyetik akı	Weber
ψ_m	Sabit rotor akısı	Weber
α_c	Akım kontrolörü band genişliği	s^{-1}
α_s	Hız kontrolörü band genişliği	s^{-1}
θ	Dönüşüm açısı	

KISALTMALAR LİSTESİ

IMC	: İç Model Kontrolü
SMSM	: Sabit Mıknatıslı Senkron Motor
FDAM	: Fırçasız Doğru Akım Motoru

EKLER LİSTESİ

EK-1	: Benzetimde Kullanılan SMSM Parametreleri
EK-2	: Kontrolör Parametrelerinin Bulunması



ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

MATRİS KONVERTERDEN BESLENEN SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN VEKTÖR KONTROLÜNÜN SAYISAL BENZETİMİ

Ahmet GÜNDOĞDU

Fırat Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı

2005, Sayfa : 84

Sabit mıknatıslı senkron motor (SMSM) uygulamaları, yarıiletken teknolojisindeki gelişmelere paralel olarak önem kazanmıştır. Endüstride kullanılan motor sürücü sistemlerine bir alternatif olarak matris konverterler ise bu motorlar için ayrı bir önem taşımaktadır.

Bu tez çalışmasında öncelikle 3-fazlı, sinüzoidal akı dağılımlı ve sabit mıknatıslı rotor üzerinde yüzey monteli olan sabit mıknatıslı senkron motor (SMSM) 'un hem geçici hemde sürekli durum için matematiksel modeli kurulmuştur.

SMSM 'un kontrol edilmesinde gerekli olan kontrollü güç kaynağı olarak Matris Konverter kullanılmıştır. Bunun için önce Venturini kontrol algoritmasını kullanan ve RL yükünü besleyen matris konverterin Matlab / Simulink ortamında benzetimi yapılmıştır.

Matris konvretörden beslenen SMSM 'un kontrol edilmesinde yöntem olarak Vektör Kontrol Yöntemi uygulanmıştır. Ayrıca motorun akım ve hız kontrolörlerinin parametreleri İç Model Kontrol (IMC) yöntemine göre belirlenmiştir.

Son olarak, Matlab / Simulink ortamında oluşturulan motor ve matris konverter modelleri birlikte kullanılarak, vektör kontrol yöntemine göre motorun hem elektriksel hem de mekaniksel dinamik cevapları elde edilmiştir.

Anahtar Kelimeler : Sabit mıknatıslı senkron motor, Matris Konverter, Vektör kontrol

ABSTRACT

Master Thesis

SIMULATION OF VECTOR CONTROLLED PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR FED BY A MATRIX CONVERTER

Ahmet GÜNDOĞDU

Firat University

Graduate School of Natural Applied Science

Department of Electrical Education

2005, Page: 84

Recently, the importance of permanent magnet synchronous motor (PMSM) in industrial applications has increased in parallel with the development of semiconductor technology.

In this thesis, primarily a mathematical model, both in transient and steady-state, of a 3-phase sinusoidal permanent magnet synchronous motor which its permanent magnets on the rotors are surface mounted has been developed.

A matrix converter has been used as a controllable a.c power supply required by the PMSM motor in the control stage. Therefore, simulation of a matrix converter supplying a RL load using Venturini's control algorithm has been done in Matlab/ Simulink package program.

The vector control method has been adopted to the PMSM motor drive fed by a matrix converter. In addition, the speed and current controller parameters of the motor have been determined using the Internal Model Control (IMC) method.

Finally, models of the motor and matrix converter constructed in Matlab / simulink have been used together in determining both electrical and mechanical dynamic response of the system in accordance with vector control method.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor, Matrix converter, Vector control

1. GİRİŞ

Bilim ve mühendisliğin her alanında olduğu gibi elektrikle tahrik alanında da son 25 yılda çok önemli gelişmeler olmuştur. Bu gelişmeler temel olarak üç farklı şekilde karşımıza çıkmaktadır. Bunlar özetle; varolan motor seçeneklerine yeni ve daha üstün nitelikli motor türlerinin eklenmesi, klasik olarak gerçekleştirilebilen düşük verimli, büyük hacimli sistemlerin yerini yüksek verimli, küçük hacimli ve güç elektroniği devrelerinden beslenen sistemlerin alması, değişken hızlı ve yüksek dinamikli sistemlerde kullanılan doğru akım motorlarının yerini senkron ve asenkron motorların alması ve yeni geliştirilen motorların kullanılabilmesine olanak sağlayan denetim yöntemlerinin ve uygulamalarının geliştirilmesi olarak sıralanabilir [Miller,1989].

Geleneksel senkron, asenkron ve doğru akım motorlarından oluşan tahrik sistemlerinde, son yıllarda adım motorları, anahtarlamalı relüktans motorlar, mıknatıs uyarımlı fırçasız doğru akım ve mıknatıs uyarımlı senkron motorlar gibi geleneksel olmayan motor çeşitleri kullanılmaya başlanmıştır. Yapılan bütün çalışmaların genel amacı daha yüksek verim, daha düşük hacim, daha yüksek çalışma güvenliği ve genel olarak daha üstün nitelikli tahrik motorları geliştirmek olmuştur.

Güç elektroniği anahtarlama elemanlarında meydana gelen gelişmeler hem varolan motor tipleri için, daha üstün nitelikli denetim ve çalışma özellikleri sağlayan sürücü sistemlerin gelişmesine temel oluşturmuş, hem de yukarıda adı geçen yeni motor çeşitlerinin pratik olarak önem kazanmasında etkili olmuştur [Miller,1989].

Mikroelektronik alanındaki gelişmeler doğrultusunda denetim sistemlerinin “akıllı” hale gelmesi, kontrol teorisindeki adaptif kontrol, optimal kontrol gibi kuramsal gelişmelerin pratik olarak uygulanmasına olanak sağlamıştır. Bu şekilde klasik olarak gerçekleştirilmesi mümkün olamamış bazı yöntemlerin uygulanabilir kılınması, elektrikle tahrik alanında çok önemli gelişmelere yol açmıştır. Buna en iyi örnek, temel kuramı 1965’ lerde geliştirilen ve döner alan temelli elektrik motorlarının, serbest uyarımlı doğru akım motorlarına benzer bir şekilde ayrışık (decouple) denetimine olanak sağlayan vektör kontrolü sayılabilir [Novotny ve Lorenz, 1986]. Bu yöntem ancak mikroişlemcilerin ve güç elektroniği devre elemanlarının geliştirilmesi sonucu 1980’ li yıllarda uygulanabilmiştir. Günümüzde endüstriyel tahrik sistemlerinde yoğun olarak kullanılan bu yöntem, yüksek performanslı alternatif akım tahrik sistemlerinin temelini oluşturmuş ve klasik olarak sadece doğru akım serbest uyarımlı motorlarla tasarlanabilen servo denetim sistemlerinin, standart senkron ve asenkron motorlarla tasarlanabilmesine olanak sağlamıştır [Novotny ve Lorenz, 1986].

Malzeme alanındaki araştırmalar, tüm diğer alanlarda olduğu gibi elektrikle tahrik alanında da önemli yenilikler meydana getirmiştir. Bu yenilikler arasında en önemlisi şüphesiz

yüksek nitelikli Nadir Toprak Elementi (Rare Earth) mıknatısların geliştirilmesidir [Rahman ve Slemon, 1985]. Fikir olarak çok eskilere dayanmasına karşın, elektrik makinalarında gerekli olan manyetik akının sargılar yerine mıknatıslarla oluşturulması fikri, sözü edilen yüksek nitelikli mıknatıs malzemelerin geliştirilmesi ile 1980' li yıllardan sonra yaygın olarak uygulamaya geçirilmiştir.

Çalışma prensibi açısından sabit bir uyartım alanına gereksinim duyan doğru akım motoru ve senkron motor gibi elektrik makinalarında, mıknatısların kullanımı çok elverişlidir. Bu açıdan bakıldığında sağlanan ilk temel fayda, uyartım alanının oluşturulması için gerekli olan enerjinin, mıknatısların kullanılması ile şebeke yerine bu mıknatıslardan elde edilmesidir [Duru, 1997]. Bunun yanı sıra özellikle yüksek akı yoğunluklu NdFeB ve SmCo mıknatıslarının kullanılması durumunda sağlanan en önemli üstünlük, klasik motorlara oranla aynı hacimde ve devir sayısında daha yüksek güç ve moment elde edilmesidir. Mıknatıslı senkron motorların bir diğer üstünlüğü de asenkron motorlu sistemlerin kaçınılmaz olarak gereksinim duyduğu tepkin gücün bu motorlarda söz konusu olmamasıdır. Mıknatıslı bir senkron motorun, tasarıma bağlı olarak tam yük durumunda güç katsayısı yaklaşık olarak bire eşittir [Rahman ve Slemon, 1985]. Bu özellik, şebekeden çalışmada daha ekonomik bir işletme sağlarken, makinanın evirici üzerinden beslenmesi durumunda eviricinin tüm görünür gücünden faydalanmayı mümkün kılmaktadır.

Mıknatıslı senkron motorlar günümüzde yüksek performanslı tahrik sistemleri, robotik, uzay araçları gibi ağırlığın ve verimin çok önem kazandığı uygulamalarda, minyatür sistemlerde özellikle teyp, video, diskçalar gibi elektronik cihazlarda, bilgisayarların disket sürücüler ve fan sistemlerinde, yaygın bir kullanım alanına sahiptir [Miller, 1989]. MW düzeyinde yüksek güçlü senkron generatör ve motorlarda da mıknatıs kullanımı üzerine çalışmalar sürmektedir [Grumbrecht, 1990]. Bu alanda yüzde olarak, verimde sağlanacak birkaç puanlık iyileştirmenin bile çok büyük güçlere ve enerjilere karşılık gelmesi, mıknatısların yüksek güçlerde kullanımını cazip hale getirmiştir. Mıknatıslı senkron motorların en önemli uygulama alanı, özellikle küçük güç ve orta güç bölgesinde (1-15 kW) deki tahrik sistemlerinde olmaktadır [Meyers, 1990].

Mıknatıslı senkron motorların gelişimine paralel olarak bu alandaki literatürde büyük bir hareketlilik gözlenmektedir. Son 25 yılda, çeşitli tasarımlar, analiz, modelleme ve denetim yöntemleri ile ilgili çok sayıda araştırma yayınlanmıştır. Aşağıda, bu anlamda önemli olan bazı çalışmaların tarihsel gelişim süreci içerisinde bir değerlendirilmesi verilmiştir.

Mıknatıs uyartımlı ilk motor 1900' de Edison tarafından gerçekleştirilmiştir. 1935' de AlNiCo mıknatısların keşfi ile mıknatıslı senkron generatör tasarımları ortaya çıkmıştır. Bu generatörlerin modellenmesi ve parametrelerinin belirlenmesi alanındaki öncü çalışmalar 1952' de Weekly, 1955' de Merril tarafından gerçekleştirilmiştir [Rahman ve Slemon, 1985].

1980' de Miyashita, 12000 d/dk hızla çalışan iki kutuplu bir motorun tasarımını ve modellemesini gerçekleştirmiş, stator etkilerini eşdeğer manyetik devre yardımı ile incelemiş ve sonuçları Volkrod'un analitik modeli ile karşılaştırmıştır [Miyashita ve Yamasita, 1980].

1981' de Fouad, 15 Hp lik SmCo mıknatıslı cer motorunun Sonlu Elemanlar analizini gerçekleştirmiş, histeresiz ve girdap akımlarının Sonlu Elemanlar yöntemi ile hesaplanması konusunda öncü bir çalışma yapmıştır [Fouad ve diğ, 1981].

1982' de Demerdash, mıknatıslı senkron makinanın modellenmesi konusunda öncü bir çalışma yapmıştır. Elektronik komütasyonlu mıknatıslı senkron motorun matematiksel modelinin görünür indüktanslar yerine artan indüktanslarla oluşturulması gerekliliğini vurgulamış, ayrıca manyetik enerji yöntemi ve Sonlu Elemanlar yöntemi yardımı ile artan indüktansların hesaplanması konusunda yeni bir yöntem geliştirmiştir [Demerdash ve Fouad, 1982].

1982' de Nehl, 15 Hp lik SmCo mıknatıslı makinanın karşılıklı ve öz indüktanslarını artımsal ve görünür halde hesaplamış ve buna ilişkin bir model vermiştir. Ayrıca benzetim sonuçları ile deneysel sonuçları karşılaştırarak modelin geçerliliğini kanıtlamıştır [Nehl ve diğ, 1982].

1984' de Ashtiani, Sonlu Elemanlar yöntemi ile çıkık kutuplu senkron makinanın geçici ve alt geçici reaktanslarının hesabını yapmış ve sonuçları klasik kuramsal sonuçlarla karşılaştırmıştır. Bu çalışma özellikle büyük güçlü senkron makinaların geçici durum modelinin Sonlu Elemanlar yöntemi ile belirlenmesi açısından önemli bir örnektir [Ashtiani ve Lowther, 1984].

1984' de Rahman, şebeke yolvermeli (Line-Start) mıknatıslı senkron motorun asenkron çalışma modlarını incelemiştir. Doyma etkilerinin pratik olarak incelemesini yapmıştır. Bu çalışmada makinanın $d-q$ eksen sistemindeki modeli kurulmuş ve benzetimi yapılmıştır [Rahman ve Slemon, 1984].

1984' de Levran, çok fazlı sabit mıknatıs uyarımlı senkron motorların tasarım ve dizaynı ile ilgili bir çalışma yapmıştır [Levran ve Levi, 1984].

1985' de Nehl, Sonlu Elemanlar yönteminin ve bilgisayar destekli eşdeğer devre modelinin benzetimini vermiştir. Bu çalışmada özellikle sargı indüktanslarının ve komütasyon açısının, makinanın ürettiği elektromanyetik moment ve çıkış gücüne etkileri incelenmiştir [Nehl ve diğ, 1985].

1985' de Snyers, bazı mıknatıslı senkron motor tiplerinde $d-q$ eksenleri arasında karşılıklı etkileşimin oluştuğunu kanıtlamış ve bu etkileşimin alan zayıflatma amaçlı kullanılabileceğini ortaya koymuştur [Snyers ve diğ, 1985].

1985' de Mazenc, $d-q$ eksen modelini kullanarak fırçasız doğru akım motorunun denetim özelliklerini incelemiş, histeresiz kontrolörler kullanarak akım denetiminin geliştirilmesi konusunda bazı temel sonuçlar elde etmiştir [Mazenc ve diğ, 1985].

1985' de Lizuka, motor uç gerilimini kullanarak zıt emk' dan konum tahmini yapmıştır [Lizuka ve diğ, 1985].

1986' da Consoli, akı sıkıştırmalı mıknatıslı senkron motorlarda doyma sonucu $d-q$ eksenleri arasında karşılıklı kuplaj oluşumunu incelemiş, deney ve benzetim sonuçlarını vermiştir ve bu durum için $d-q$ modelinin uyarlanabileceğini kanıtlamıştır [Consoli ve Abela, 1986].

1988' de Hijazi, 15 Hp lik SmCo mıknatıslı motorda, rotora eklenen söndürme çubuklarının etkisini benzetim yolu ile ve deneysel olarak incelemiştir [Hijazi ve Demerdash, 1988].

1988' de Pillay, abc ve $d-q$ modellerini kullanarak FDAM ve SMSM motorlarının eşdeğer devrelerini ve dinamik davranışlarını incelemiştir [Pillay ve Krishnan, 1988].

1989'da Schiferl, şebeke yolvermeli (Line-start) mıknatıslı senkron motorlarda demir kayıplarının analizi için bir yöntem geliştirmiştir [Schiferl ve Lipo, 1989].

1989' da Parasiti, mıknatısları yarıçap doğrultusunda yerleştirilmiş senkron makinada doyma etkilerini incelemiş ve doymanın X_d ve X_q parametrelerine etkisini belirlemiştir. Bu çalışma, bu tip makinalarda $d-q$ eksenleri arasında karşılıklı manyetik kuplajın oluşumunu göstermesi açısından önemlidir [Parasiti ve Poffet, 1989].

1989' da Osebia, mıknatıslı senkron makinanın kararlılık analizini lineerleştirilmiş bir model üzerinde gerçekleştirmiştir [Osebia ve Rahman, 1989].

1989' da Pillay, sabit mıknatıslı senkron motorlarda vektör kontrol uygulamasını, sürücü sistemin modelini ve benzetimini yapmıştır. Motorun ve hız kontrolörünün sabit durum modelini çıkararak inverter devresi anahtarlarının ve vektör kontrolünün gerçek zaman modelini vermiştir. Ayrıca PWM kontrol ve histeresiz kontrolün motor performansına olan etkilerini ayrı ayrı incelemiştir [Pillay ve Krishnan, 1988].

1990' da Grumbrecht, değişik rotor tasarımları ve güç elektroniği düzeneklerinin MW düzeyindeki mıknatıslı senkron makinalarda uygulanabilirliğini karşılaştırmalı olarak incelemiştir [Grumbrecht ve Shehata, 1990].

1990' da Rahman, değişik mıknatıslar ile tasarlanması durumunda mıknatıslı senkron makinaların direkt yol alma davranışlarını incelemiş, asenkron çalışma durumlarını karşılaştırmalı olarak vermiştir [Rahman ve Osebia, 1990].

1990' da Boğosyan, sinüzoidal olmayan hava aralığı akısına sahip fırçasız doğru akım motorunda, moment salınımlarının minimize edilmesi için optimal ve adaptif kontrolün birlikte

uygulandığı bir yöntem tanıtmıştır. Kullanılan $d-q$ modelinde sargı indüktanslarının değişimleri sinüzoidal olarak, mıknatıs akıları harmonik katsayılarla tanımlanmıştır [Boğosyan ve diğ, 1990].

1990' da Dhaouadi, akım denetimli evirici üzerinden beslenen sinüzoidal sargı dağılımına sahip bir mıknatıslı senkron motoru modellemiş ve sayısal benzetimini vermiştir [Dhaouadi ve Mohan, 1990].

1990' da Cho, doğrusal olmayan gözlemci kullanarak mıknatıslı senkron motorun konum ve hız tahmini yapmıştır [Cho ve diğ, 1990].

1990' da Morimoto, iç mıknatıslı ve yüzey mıknatıslı konfigürasyona sahip iki motor için üç farklı kontrol metodu üzerine çalışmış ve bu kontrol metodlarının bu motorlara uygunluğunu deneysel sonuçlarla açıklamıştır [Morimoto ve diğ, 1990].

1990' da Ghribi, inverterden beslenen sabit mıknatıslı senkron motorun konum kontrolü için bir adaptif kontrol tekniği üzerine çalışmıştır. Referans model ve değişken yapıli kontrol algoritmalarını birleştirerek, 1 kW'lık bir sürücü sistemin gerçek parametrelerini kullanmış ve adaptif kontrol tekniğinin benzetimini ve performansını analiz etmiştir [Ghribi ve diğ, 1990].

1991' de Consoli, rotora gömülü mıknatıslı senkron motorun sürekli durum modelini vermiş, sürekli durum parametrelerinin ölçümü için bir yöntem tanıtmıştır. 2 Hp' lik bir motor için deneysel sonuçları vermiştir [Consoli ve Abela, 1991].

1991' de Ahmadi, Sonlu Elemanlar yöntemi ile mıknatısların burulmasının sargılarda oluşacak gerilimlere etkisini hem deneysel olarak hem de benzetim yolu ile incelemiştir [Ahmadi ve Demerdash, 1991].

1991' de Miller, değişik rotor tasarımlarının bir çok makina büyüklüğüne etkilerini incelemiş, relüktans ve mıknatıs momentlerinin ortak etkidiği hibrit motor tasarımlarının detayli bir karşılaştırmasını yapmıştır [Miller ve Hutton, 1991].

1991' de Ree, yüzey mıknatıslı senkron makinada mıknatısların şekillendirilmesi ile sargı gerilimlerinde oluşan harmoniklerin minimizasyonunu gerçekleştirmiş, değişik mıknatıs şekilleri için sonuçları karşılaştırmalı olarak vermiştir [Ree ve Boules, 1991].

1991' de Chau, geniş bilgisayar olanaklarından faydalanarak üç boyutlu Sonlu Elemanlar yöntemi destekli, stator etkilerinin minimize edildiği ve mıknatıs hacimlerinin optimize edildiği bir motor tasarımı gerçekleştirmiştir [Chau, 1991].

1991' de Wu, hat gerilimi ile iki faz akımını analog olarak ölçmüş ve buradan akı alan vektörünü bularak konumu hesaplamıştır [Wu ve Slemon, 1991].

1991' de Ogasawara, serbest dolaşım (freewheeling) diyotlarını kullanarak [Ogasawara ve Akagi, 1991] ve Jahns, zıt emk' nın integralini alarak konum tahmini yapmışlardır [Jahns ve diğ, 1991].

1991' de Tong, farklı yapıdaki sabit mıknatıslı senkron motorlar için maximum verim elde edebilecek bir kontrol algoritması üzerine çalışma yapmıştır. Bu algoritmayı kullanarak, armatür akımının d-ekseni bileşeninin kontrol edilmesiyle motor kayıplarının azaltılabileceğini göstermiştir [Tong ve diğ, 1991].

1992' de Slemon, alternatif bir yaklaşımla tüm makina boyutlarının ve rotor tasarımlarının optimizasyonu için temel yaklaşımlar geliştirmiştir [Slemon, 1992].

1992' de Kadduri, olumsuz stator tasarımları, moment titreşimlerinin yok edilmesi ve demir kayıplarının azaltılması üzerine çalışmıştır [Kadduri ve Le, 1992].

1993' de Liu, mıknatıslı senkron motorun gerilim ve akım gibi ölçülebilen büyüklüklerini kullanarak motor manyetik akısını elde etmiş ve bununla motor milinin konum ve hız bilgisini elde etmiştir [Liu ve Cheng, 1993].

1993' de Morimoto, çıkık kutuplu PM motor için bir sürücü sistemi ve armatür akım vektörünün kontrol algoritmasını oluşturmuş, daha sonra farklı parametrelere sahip iki PM motorun moment, güç faktörü, verim, güç kapasitesi, geçici durum cevabı gibi karakteristik özelliklerini hem deneysel olarak hem de benzetim yolu ile karşılaştırmalı olarak incelemiştir [Morimoto ve diğ, 1993].

1994' de Rabinovici, stator ve rotor demir kayıplarının analizi için bir yöntem geliştirmiş, analitik sonuçları deneysel olarak kanıtlamıştır [Rabinovici, 1994].

1994' de Ahmadi, değişik rotor tasarımlarının makina performansına etkilerini incelemiştir [Ahmadi ve Demerdash, 1994].

1994' de Consoli, manyetik akıdan konumu hesaplamış ve hız geri beslemesini durum gözlemleyici kullanarak tahmin etmiştir [Consoli ve diğ, 1994].

1994' de Gayed, fırçasız doğru akım motorunun farklı çalışma tekniklerine ait benzetimler yapmıştır. GASPE code generatörü adı verilen sayısal işlemci ile değişik PWM sinyalleri elde ederek bunları motora uygulamış ayrıca vektör kontrol ve sliding mode kontrol adı verilen yöntemleri uygulayarak benzetimleri gerçekleştirmiştir [Gayed ve diğ, 1994].

1994' de Cho, yüzey mıknatıslı bir SMSM motorun moment harmoniklerinin azaltılmasına yönelik yaptığı çalışmada motorun akım, gerilim ve rotor hızını kullanarak $d-q$ eksenlerine ait zıt emk' nin tahminine dayalı, senkron referans düzlemde bir akım kontrolü gerçekleştirmiştir [Cho ve diğ, 1994].

1994' de Rajashekara, FDAM ve SMSM motorların konum algılayıcısız kontrolüne ilişkin detaylı bir çalışma yapmış ve her bir motorun konum algılayıcısız kontrol yöntemlerini sınıflandırmıştır [Rajashekara ve Kawamura, 1994].

1995' de Sünter, 3 fazlı, 4 kutuplu, 2.2 kW gücünde, üçgen bağlı bir asenkron motorun vektör kontrolünü matris konverter kullanarak deneysel olarak gerçekleştirmiş ayrıca konverter

güç devresindeki kayıpların analizine ilişkin sonuçları deneysel sonuçlarla karşılaştırmalı olarak vermiştir [Sünter, 1995].

1996' da Deodar, stator etkilerinin ve bunun oluşturduğu moment titreşimlerinin analizi ve modellenmesi üzerinde yoğunlaşmıştır [Deodar ve diğ, 1996].

1996' da Morea, zıt emk' nın üçüncü harmoniğini kullanarak mıknatıslı senkron motorda konum tahmini yapmıştır [Morea, 1996].

1996' da Hu, sinüsoidal akı dağılımlı sabit mıknatıslı bir senkron motorun sensörsüz kontrolü üzerine çalışma yapmıştır. Uzay gerilim vektör tabanlı akım kontrol metodu ile kontrol edilen motorun konum ve hızı Extended Kalman filtre kullanılarak tahmin edilmiştir. Extended Kalman filtrenin ve yeni akım kontrol metodunun kombinasyonu ile oluşturulan sürücü devrenin, yapılan benzetimler sonucunda geniş hız aralıklarında kullanılabileceğini kanıtlamıştır [Hu ve diğ, 1996].

1997' de Fu, motorun gerilim eşitliklerinden manyetik akıyı hesaplamış daha sonra ikinci mertebeden eğri uydurma yöntemini kullanarak motorun konumunu tahmin etmiştir [Fu ve Xu, 1997].

1997' de Ruifu, yapay zeka gözlemci kullanarak konum ve hız tahmini yapmıştır [Ruifu ve diğ, 1997].

1998' de Mizutani, $d-q$ koordinat sistemine ilaveten hayali bir $\gamma-\delta$ ekseni belirlemiş ve ölçülen gerilim ile hayali ekseninde hesaplanan gerilimi kullanarak konumu tahmin etmiştir [Mizutani ve diğ, 1998].

1998' de Ogasawara, indüktansın rotor konumuna bağlı değişim gösterdiği mıknatıslı senkron motorlarda manyetik salınımı ve indüktans değişimini kullanarak konum tahmini yapmıştır [Ogasawara ve Akagi, 1998].

1998' de Bouchiker, matris konverterden beslenen SMSM motorun analizi için $d-q$ eksen sistemindeki modelini oluşturmuş, akı ve momentin bağımsız bir şekilde kontrolü için eşdeğer devre modelinden bir kontrol algoritması geliştirmiştir. Bu algoritmaya göre giriş ve çıkış gerilimleri kullanılarak konverterdeki anahtarlama elemanları için gerekli olan anahtarlama fonksiyonları, bir geri besleme kontrol metodu ile elde edilmiştir [Bouchiker ve diğ, 1998].

1999' da Bolognani, gözlemci teorisine dayanarak doğrusal sistemlerin durum tahmininde kullanılan Kalman filtreyi kullanmış ve mıknatıs uyartımlı senkron motorun konum ve hız tahminini yapmıştır [Bolognani, 1999].

2000' de Chen, sliding mode gözlemci kullanarak konum ve hız tahmini yapmıştır [Chen, 2000].

2000' de Todd, 3 fazlı, 4 kutuplu SMSM motorun sinüsoidal akım kontrolü için gözlemleyici tasarlamıştır. Rotorun konum tahmini için, faz akım ve gerilimleri ölçülerek referans model kullanılmıştır [Todd ve Lee, 2000].

2001' de Chen, matris konverterden beslenen 3 fazlı, 8 kutuplu, yıldız bağlı bir mıknatıslı senkron motorun sensörsüz sürücü sistemi için yeni bir kontrolör dizaynı gerçekleştirmiştir. Bütün kontrol algoritmalarını 32-bit TMS320C40 dijital sinyal işlemci kullanarak elde etmiştir [Chen ve diğ, 2001].

2001' de Park, TMS320F241 dijital sinyal işlemci kullanarak 3 fazlı, 48 kutuplu bir mıknatıslı senkron motorun sensörsüz kontrolü üzerine çalışmıştır. Stator devresine ait akım, gerilim ve akı vektörlerinin ölçümüne ve gözlemine dayalı yeni bir hız kontrol sistemi geliştirmiştir [Park ve diğ, 2001].

2002' de Vas, Vektör kontrollü ve Direkt Moment Kontrollü sürücüler ile hem yüzey mıknatıslı hemde iç mıknatıslı senkron motorlarda alan zayıflatmanın karşılaştırmalı analizini yaparak ikisi arasındaki farklılıkları belirtmiştir [Vas ve diğ, 2002].

2002' de Shyu, 3 fazlı, 4 kutuplu, 750 Watt gücünde mıknatıslı bir senkron motorun konum kontrolü için, değişken yapıli kontrol ve linear-quadratic methodu kullanarak bir kontrolör dizaynı gerçekleştirmiştir [Shyu ve diğ, 2002].

Bu literatür araştırmasında incelenen çalışmalar üç ana grupta ele alınabilir. Bunlar yeni tasarımlar geliştirmeye yönelik çalışmalar, varolan sistemlerin niteliklerini arttırmaya yönelik özellikle denetim ağırlıklı çalışmalar ve daha etkin analiz ve modelleme yöntemleri geliştirmeye yönelik çalışmalar olarak sıralanabilir. Her üç ana grupta ortak olan özellik tasarım ve analiz için gerçekçi bir matematiksel model üzerinde çalışma zorunluluğudur. Bu anlamda modellemenin, tüm çalışmaların temelini oluşturduğu söylenebilir.

Genel olarak bakıldığında, SMSM ve FDAM motorların modellenmesinde, çeşitli araştırmacıların özel tasarımlarına ilişkin modeller geliştirdikleri göze çarpmaktadır. Ancak bu modellerde, rotorda uyartım kaynağı olarak mıknatısların kullanılmasının getirdiği ve klasik makine kuramına uymayan bazı özellikler ya tümüyle göz ardı edilmiş, yada klasik modellerin bazı küçük değişikliklerle yeni sistemlere adaptasyonu yapılmıştır.

Bu tezde, yukarıdaki saptamalara bağlı olarak gelişen bilgisayar olanakları ve nümerik analiz yöntemlerinden faydalanılarak genel bir bakış açısı ile sabit mıknatıslı senkron motorlar için genelleştirilmiş bir model oluşturulması amaçlanmıştır. Bu amaçla tezin yeni çalışmalar için bir zemin oluşturacağı öngörülmüş ve tüm çalışma bu doğrultuda gerçekleştirilmiştir.

Bu amaçla tezin giriş bölümünde, konu ile ilgili olarak literatürde kilometre taşları sayılacak örnek çalışmaların genel bir değerlendirilmesi verilmiş ve tez çalışmasının genel bir tanıtımı yapılmıştır.

İkinci bölümde, sabit mıknatıslı senkron motorların analizi için 2-faz eşdeğer devre modelinin türetilmesinde kullanılan $\alpha\text{-}\beta$ ile $d\text{-}q$ dönüşüm kavramı ve 3-faz ile 2-faz değerleri arasındaki ilişki açıklanmıştır. Ayrıca rotor ile stator arasındaki hava aralığı dağılımının genel bir modeli oluşturulmuş ve daha sonra bu açıklamalar doğrultusunda sabit mıknatıslı senkron motorun 2-faz eşdeğer devre modeli türetilmiştir.

Üçüncü bölümde, sinüzoidal akı dağılımlı sabit mıknatıslı senkron motorun geçici durum modeli dikkate alınarak, motorun vektör kontrolü tekniğine göre kontrol edilmesinde kullanılan PI kontrolör parametrelerinin tasarımı gerçekleştirilmiştir.

Dördüncü bölümde, kontrollü güç kaynağı olarak kullanılan matris konverterin güç devresi, kullanılan yarıiletken anahtarlama elemanlarının yapısı ve kontrolüne ilişkin modülasyon tekniği açıklandıktan sonra Matlab/Simulink'de modeli oluşturulmuştur. Daha sonra bu model ve bir R-L yükü kullanılarak yapılan örnek bir uygulamaya ait sonuçlar verilmiştir.

Beşinci bölümde sabit mıknatıslı senkron motorun Matlab/Simulink' de $d\text{-}q$ modeli oluşturulmuştur. Daha sonra oluşturulan motor modeli ve matris konverterin modeli birlikte kullanılarak, tezin amacına yönelik olarak matris konverterden beslenen sabit mıknatıslı senkron motorun hız kontrolü gerçekleştirilmiştir. Farklı hız değerlerinde yüklü ve yüksüz çalışma durumları için benzetimler yapılarak sonuçlar verilmiştir.

2. SABİT MIKNATISLI SENKRON MOTORUN MODELİ

Senkron ve asenkron makinelerde uygulandığı gibi sabit mıknatıslı senkron motorların analizinde de 2-faz eşdeğer devre modeli kullanılmaktadır. Bu motorlara ait dinamik bir model kurmak için 3-fazlı kaynaktan beslenen motorun 2-faz eşdeğer devre modelinin türetilmesinde kullanılan α - β ile d - q dönüşüm kavramının ve 3-faz ile 2-faz değerleri arasındaki ilişkinin bilinmesi ve uygun bir şekilde ortaya konması gerekir [Akın, 2003].

2.1. Üç Faz Dönüşümleri

Genel makine teorisinde, zamanla değişken katsayılı ve çözümü zor olan diferansiyel denklemlerin çözümünü kolaylaştırmak veya bütün değişkenleri ortak bir referans çatıya indirmek için matematiksel dönüşümler kullanılır. Bu dönüşümler kullanıldığı takdirde bazı değişkenler arasındaki kuplaj etkisi ortadan kalkar.

En çok kullanılan dönüşüm çok fazlı sistemden ortogonal iki fazlı sisteme yapılan dönüşümdür. n -fazdan 2-faza dönüşüm için şu ifade kullanılır.

$$f_{xyo} = T(\theta) \cdot f_{1,2,...,n} \quad (2.1)$$

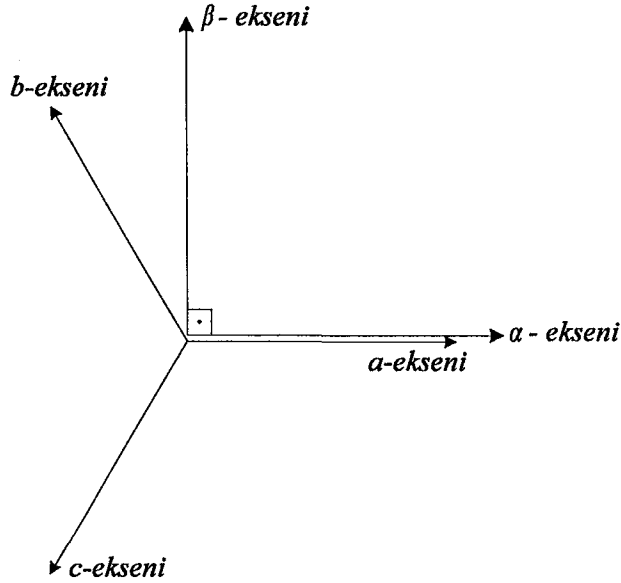
Burada;

$$T(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{n} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - \alpha) & \cos[\theta - (n-1)\alpha] \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - \alpha) & -\sin[\theta - (n-1)\alpha] \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Burada α , homojen olarak dağıtılmış bulunan n -fazlı sargıların iki komşu manyetik eksenindeki elektriksel açıdır. $\sqrt{2}/n$ katsayısı ise dönüşümün güç bakımından değişmez olmasını sağlamak için tanımlanmaktadır. n -fazdan 2-faza dönüşümü güç bakımından değişmez yapmak için, $\sqrt{2}/n$ katsayısının kullanılması şart değildir. Ancak başka katsayılar kullanıldığı takdirde 2-fazdan n -faza tersi dönüşümde, 2-fazlı ile n -fazlı sistemlerin güç bakımından birbirlerine eşdeğer olması için n -fazlı sistemin gücünü hesaplarken bir kompanzasyon katsayısının kullanılması gerekir.

2.2. α - β Dönüşümü (Clark Dönüşümü)

Temel olarak Clark dönüşümü üç faz değerlerini iki faz değerlerine dönüştürmek için kullanılır. Durağan referans çatıda bulunan iki faz değişkenleri α ve β olarak gösterilir. Şekil 2.1 'de verildiği gibi α eksenini a fazı eksenine ile çakışık ve β eksenini α ekseninden 90° ileridedir [Akın, 2003].



Şekil 2.1 α - β ve abc değerleri arasındaki ilişki.

$$f_{\alpha\beta o} = T_{\alpha\beta o} \cdot f_{abc} \quad (2.3)$$

Burada $T_{\alpha\beta o}$ dönüştürme matrisi şu şekilde ifade edilir.

$$T_{\alpha\beta o} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$T_{\alpha\beta o}$ dönüştürme matrisi denklem (2.2)' de verilen $T(\theta)$ dönüştürme matrisinden türetilir. Bunun için durağan referans çatı için $\theta=0^\circ$ ve dönüştürülen 3-fazlı sistem olduğu için de komşu iki manyetik eksen arasındaki elektriksel açı farkı 120° olduğundan $\alpha=120^\circ$ alınır. Yalnız burada $\sqrt{2/3}$ kullanılması gerekirken $\sqrt{2}/3$ katsayısı kullanılarak dönüştürme güç muhafazası yapılmamıştır.

İki fazdan üç faza dönüştürme için şu ifadeler kullanılabilir.

$$f_{abc} = T_{\alpha\beta o}^{-1} \cdot f_{\alpha\beta o} \quad (2.5)$$

Burada $T_{\alpha\beta o}^{-1}$ ters matrisi;

$$T_{\alpha\beta o}^{-1} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

şeklindedir.

2.3. d - q Dönüşümü (Park Dönüşümü)

Park dönüşümü çok fazlı sisteme ait değerleri, iki fazlı senkron hızla dönen çatıya dönüştürür. Bu dönüşüm şu şekilde ifade edilir [Akın, 2003].

$$f_{dgo} = T_{dgo}(\theta) \cdot f_{abc} \quad (2.7)$$

Burada θ dönüşüm açısıdır. $T_{dgo}(\theta)$ dönüşüm matrisi ;

$$T_{dgo}(\theta) = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

şeklinde ifade edilir. Dönüşüm matrisinin tersi ise ;

$$T_{dgo}^{-1}(\theta) = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

şeklinde elde edilebilir. Dönüşümde genellikle q eksen, d ekseninden 90° ileride olacak şekilde seçilir ancak, bazı yazarlar q eksenini d ekseninden 90° geride olacak şekilde de seçmektedir. Ayrıca üç faz değerleri önce Clark dönüşümü ile durağan α - β eksen değerlerine ve daha sonra α - β durağan eksen değerleri senkron hızla hareket eden d - q eksen değerlerine

dönüştürülebilmektedir. Ters dönüşüm için ise, $d-q$ eksen değerleri önce $\alpha-\beta$ eksen değerlerine ve daha sonra $\alpha-\beta$ eksen değerleri üç faz değerlerine dönüştürülür.

Üç fazlı sistem değerlerini $d-q$ eksen değerlerine dönüştürmek için Clark dönüşümü ara dönüşüm olarak kullanılabilir. Denklem (2.3) ile üç faz değerleri durağan $\alpha-\beta$ eksen değerlerine dönüştürüldükten sonra bu değerler senkron hızla hareket eden $d-q$ eksen değerlerine şu ifadeler kullanılarak dönüştürülür.

$$f_{dqo} = T_{\alpha\beta o - dqo}(\theta) \cdot f_{\alpha\beta o} \quad (2.10)$$

Burada $T_{\alpha\beta o - dqo}(\theta)$ dönüşüm matrisi şu şekilde ifade edilir.

$$T_{\alpha\beta o - dqo}(\theta) = T_{dqo}(\theta) T_{\alpha\beta o}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & 0 \\ -\sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Ters dönüşüm işleminde Clark dönüşümünü ara dönüşüm kullanarak $d-q$ eksen değerleri önce $\alpha-\beta$ eksen değerlerine dönüştürmek için şu ifade kullanılabilir.

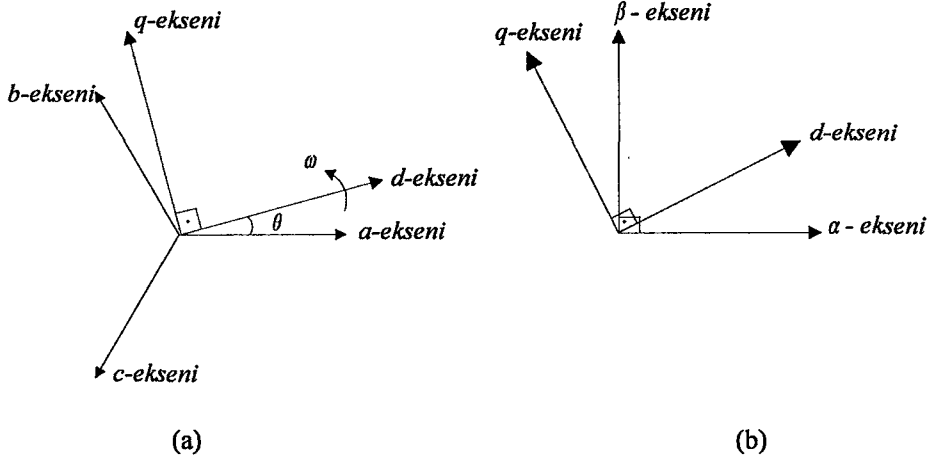
$$f_{\alpha\beta o} = T_{\alpha\beta o - dqo}^{-1}(\theta) \cdot f_{dqo} \quad (2.12)$$

Daha sonra $\alpha-\beta$ eksen değerlerini üç faz değerlerine dönüştürmek için de denklem (2.5) kullanılır.

$T_{\alpha\beta o - dqo}(\theta)$ dönüşüm matrisinin tersi;

$$T_{\alpha\beta o - dqo}^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 0 \\ \sin\theta & \cos\theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

şeklinde ifade edilir.

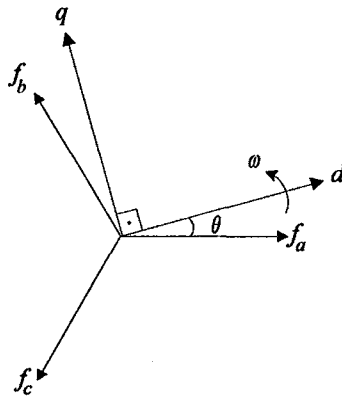


Şekil 2.2 (a) d - q ile abc , (b) d - q ile α - β değerleri arasındaki ilişki.

2.4. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorun Devre Modeli

Kaynaklarda elektrik makinelerine ilişkin geçici durum davranışı ele alınırken, sabit mıknatıslı senkron makine senkron makinenin özel olarak uyarılan bir alt sınıfı olarak ele alınır. Aynı zamanda hava aralığında oluşan manyetik akının da sinüzoidal bir dağılım gösterdiği farz edilir. Oysa bu manyetik akı dağılımı sinüzoidal olmayabilir ve bu husus dikkate alınarak makine için bir geçici durum modeli türetilenirse, bu model makinenin akı dağılımı sinüzoidal olması durumunda da kullanılabilir. Uygun bir model türetmek için aşağıdaki varsayımlar yapılabilir.

- Stator sargısı hava aralığı çevresinde sinüzoidal bir şekilde yayılmıştır.
- İndüktansların rotor açısına bağımlılığı üzerindeki stator oyuklarının etkisi ihmal edilir.
- Manyetik koşulların tümü lineer kabul edilir (Manyetik doyma ihmal edilir).
- İndüktansların ve dirençlerin frekansa ve sıcaklığa bağımlılığı ihmal edilir.



Şekil 2.3 Faz vektörleri ve d - q koordinat sistemi.

Stator sargısı hava aralığı çevresinde sinüzoidal olarak yayıldığından, üç faz değerleri f_a , f_b , ve f_c şeklinde üç faz vektörleri olarak gösterilebilir. Bu vektörler akım, gerilim veya manyetik akı vektörleri olarak düşünülebilir. Faz vektörleri konum bakımından aralarında 120° açı farkı bulunacak şekilde sabittir ancak, her bir vektörün genliği diğerlerinden bağımsız bir şekilde değişebilir. Şekil 2.3, faz vektörlerini ve rotor konumuna sabitlenmiş d - q koordinat sistemini göstermektedir. θ , f_a faz vektörü ile rotor konumu arasındaki elektriksel açıdır.

Faz vektörlerini d - q eksen vektörlerine dönüştürmek için şu denklemler kullanılabilir.

$$f_d = K \left[f_a \cos\theta + f_b \cos(\theta - 120^\circ) + f_c \cos(\theta + 120^\circ) \right] \quad (2.14)$$

$$f_q = K \left[-f_a \sin\theta - f_b \sin(\theta - 120^\circ) - f_c \sin(\theta + 120^\circ) \right] \quad (2.15)$$

$K = \sqrt{2}/3$ seçildiği takdirde güç korunumu olmayan bir dönüşüme neden olunur. Bu denklemlere ilişkin bir dönüşüm matrisi türetmek gerekirse, bu durumda üçüncü bir denklemi yazmak gerekir. Çünkü, denklem (2.14) ve (2.15) 'te üç bilinmeyen değer bulunmaktadır. Bu nedenle, sıfır bileşen denklemi de aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$f_o = \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot \frac{1}{2} (f_a + f_b + f_c) \quad (2.16)$$

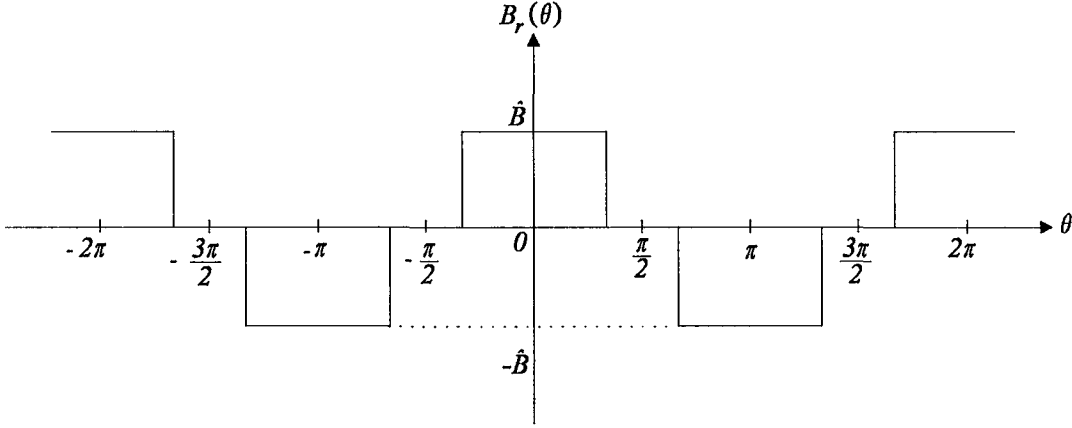
Bu durumda denklem (2.14), (2.15) ve (2.16) 'dan şu matris formülasyonu türetilir.

$$\underbrace{\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_o \end{bmatrix}}_{f_{dqo}} = \frac{\sqrt{2}}{3} \underbrace{\begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}}_{T_{dqo}(\theta)} \underbrace{\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}}_{f_{abc}} \quad (2.17)$$

Burada ortaya çıkan $T_{dqo}(\theta)$ Park dönüşüm matrisi denklem (2.8) 'de tersi ise denklem (2.9) 'da verilmiştir.

2.4.1. Sinüzoidal Olmayan Akı Dağılımının Modellenmesi

Varsayılan akı dağılımı $B_r(\theta)$ Şekil 2.4'te görülmektedir.



Şekil 2.4 Hava aralığında varsayılan radyal yöndeki akı yoğunluğu.

Burada τ_m elektriksel radyan olarak manyetik kutup adımındır. $B_r(\theta)$ Fourier serisine aşağıdaki ifadeler kullanılarak açılabilir.

$$B_r(\theta) = B_{ro} + \sum_{i=1}^{\infty} B_{ra} \cos(i\theta) + \sum_{i=1}^{\infty} B_{rb} \sin(i\theta) \quad (2.18)$$

$$B_{ro} = \frac{1}{T} \int_0^T B_r(\theta) d\theta \quad (2.19)$$

$$B_{ra} = \frac{2}{T} \int_0^T B_r(\theta) \cos(i\theta) d\theta \quad (2.20)$$

$$B_{rb} = \frac{2}{T} \int_0^T B_r(\theta) \sin(i\theta) d\theta \quad (2.21)$$

Burada T , $B_r(\theta)$ 'nın hava aralığındaki değişim periyodudur ($T=2\pi$). Şekil 2.4 'teki değişime bakılırsa değişimin θ 'ya bağlı olarak çift bir fonksiyonun değişimine benzediği için B_{ro} ve B_{rb} katsayılarının sıfır olduğu görülür. Bu nedenle aşağıdaki ifadeyle B_{ra} katsayısı bulunursa $B_r(\theta)$ 'nın Fourier serisine açılımı yapılabilir.

$$B_{ra} = \frac{1}{\pi} \left[\int_0^{\frac{\tau_m}{2}} \hat{B} \cos(i\theta) d\theta + \int_{\frac{\pi-\tau_m}{2}}^{\frac{\pi+\tau_m}{2}} -\hat{B} \cos(i\theta) d\theta + \int_{2\pi-\frac{\tau_m}{2}}^{2\pi} \hat{B} \cos(i\theta) d\theta \right] \quad (2.22)$$

Bu son ifadeden B_{ra} katsayısı, $i = 1, 3, 5, 7, \dots$ tek sayıları için $\frac{4\hat{B}}{\pi i} \sin(i\tau_m/2)$ olduğu hesaplanır. Ancak $i = 2n-1$ ve n bütün sayma sayıları olduğu göz önünde bulundurulursa $B_r(\theta)$ 'yı şu şekilde ifade edebiliriz.

$$B_r(\theta) = \sum_{n=1}^{\infty} B_{2n-1} \cos[(2n-1)\theta] = B_1 \cos\theta + B_3 \cos(3\theta) + B_5 \cos(5\theta) + \dots \quad (2.23)$$

$$B_1 = \frac{4\hat{B}}{\pi} \sin(\tau_m/2); \quad B_3 = \frac{4\hat{B}}{3\pi} \sin(3\tau_m/2); \quad B_5 = \frac{4\hat{B}}{5\pi} \sin(5\tau_m/2); \dots \quad (2.24)$$

Görüldüğü gibi akı yoğunluğu dağılımının genlik katsayıları, n 'nin artışına karşın hızlı bir şekilde küçülmektedir. Stator faz sargılarında indüklenen akı şu ifade kullanılarak hesaplanabilir.

$$\psi = \int_s B \cdot ds \quad (2.25)$$

Bu ifadeye göre fazlarda indüklenen akılar da denklem (2.23) 'deki gibi tek kosinüslü terimlerin toplamı şeklinde ifade edilebilir.

$$\begin{aligned} \psi_{ma}(\theta) &= \sum_{n=1}^{\infty} \psi_{2n-1} \cos[(2n-1)\theta] \\ &= \psi_1 \cos\theta + \psi_3 \cos(3\theta) + \psi_5 \cos(5\theta) + \dots \end{aligned} \quad (2.26)$$

$$\begin{aligned} \psi_{mb}(\theta) &= \sum_{n=1}^{\infty} \psi_{2n-1} \cos[(2n-1)(\theta - 2\pi/3)] \\ &= \psi_1 \cos(\theta - 2\pi/3) + \psi_3 \cos[3(\theta - 2\pi/3)] \\ &\quad + \psi_5 \cos[5(\theta - 2\pi/3)] + \dots \end{aligned} \quad (2.27)$$

$$\begin{aligned}
\psi_{mc}(\theta) &= \sum_{n=1}^{\infty} \psi_{2n-1} \cos[(2n-1)(\theta + 2\pi/3)] \\
&= \psi_1 \cos(\theta + 2\pi/3) + \psi_3 \cos[3(\theta + 2\pi/3)] \\
&\quad + \psi_5 \cos[5(\theta + 2\pi/3)] + \dots
\end{aligned} \tag{2.28}$$

Öyleyse bu son üç denklem matris formunda;

$$\begin{bmatrix} \psi_{ma}(\theta) \\ \psi_{mb}(\theta) \\ \psi_{mc}(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{ma}(\theta) \\ \psi_{ma}(\theta - 2\pi/3) \\ \psi_{ma}(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} = \psi_{mabc} \tag{2.29}$$

şeklinde türetilir. Denklem (2.17) kullanılarak, rotor mıknatıslarından dolayı stator faz sargılarında indüklenen $\psi_{ma}(\theta)$, $\psi_{mb}(\theta)$ ve $\psi_{mc}(\theta)$ akıları d - q eksen sistemine dönüştürülebilir. Buna göre ;

$$\psi_{mdqo} = T_{dqo}(\theta) \psi_{mabc} \tag{2.30}$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{md} \\ \psi_{mq} \\ \psi_{mo} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos\alpha & \cos\beta \\ -\sin\theta & -\sin\alpha & -\sin\beta \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{ma}(\theta) \\ \psi_{ma}(\alpha) \\ \psi_{ma}(\beta) \end{bmatrix} \tag{2.31}$$

Burada $\alpha = \theta - 2\pi/3$ ve $\beta = \theta + 2\pi/3$ tür.

$$\begin{aligned}
\psi_{md} &= \frac{\sqrt{2}}{3} [\cos\theta \psi_{ma}(\theta) + \cos\alpha \psi_{ma}(\alpha) + \cos\beta \psi_{ma}(\beta)] \\
&= \frac{\sqrt{2}}{2} [\psi_1 + (\psi_5 + \psi_7) \cos(6\theta) + (\psi_{11} + \psi_{15}) \cos(12\theta) + \dots]
\end{aligned} \tag{2.32}$$

$$\begin{aligned}
\psi_{mq} &= \frac{\sqrt{2}}{3} [-\sin\theta \psi_{ma}(\theta) - \sin\alpha \psi_{ma}(\alpha) - \sin\beta \psi_{ma}(\beta)] \\
&= \frac{\sqrt{2}}{2} [(\psi_7 - \psi_5) \sin(6\theta) + (\psi_{13} - \psi_{11}) \sin(12\theta) + \dots]
\end{aligned} \tag{2.33}$$

$$\begin{aligned}\psi_{mo} &= \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{1}{2} [\psi_{ma}(\theta) + \psi_{ma}(\alpha) + \psi_{ma}(\beta)] \\ &= \frac{\sqrt{2}}{2} [\psi_3 \cos(3\theta) + \psi_9 \cos(9\theta) + \psi_{15} \cos(15\theta) + \dots]\end{aligned}\quad (2.34)$$

Bu denklemler matris formunda yazılacak olursa ;

$$\begin{bmatrix} \psi_{md} \\ \psi_{mq} \\ \psi_{mo} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{2} \begin{bmatrix} \psi_1 + (\psi_5 + \psi_7) \cos(6\theta) + (\psi_{11} + \psi_{13}) \cos(12\theta) + \dots \\ (\psi_7 - \psi_5) \sin(6\theta) + (\psi_{13} - \psi_{11}) \sin(12\theta) + \dots \\ \psi_3 \cos(3\theta) + \psi_9 \cos(9\theta) + \psi_{15} \cos(15\theta) + \dots \end{bmatrix}\quad (2.35)$$

şeklinde bir sonuç ortaya çıkar. Burada ;

$$\begin{aligned}\psi_m &= \frac{\psi_1}{\sqrt{2}} ; \psi_{d6} = \frac{\psi_5 + \psi_7}{\sqrt{2}} ; \psi_{d12} = \frac{\psi_{11} + \psi_{13}}{\sqrt{2}} \\ \psi_{q6} &= \frac{\psi_7 - \psi_5}{\sqrt{2}} ; \psi_{q12} = \frac{\psi_{13} - \psi_{11}}{\sqrt{2}}, \\ \psi_{o3} &= \frac{\psi_3}{\sqrt{2}} ; \psi_{o9} = \frac{\psi_9}{\sqrt{2}}\end{aligned}$$

şeklinde tanımlanırsa;

$$\begin{bmatrix} \psi_{md} \\ \psi_{mq} \\ \psi_{mo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_m + \psi_{d6} \cos(6\theta) + \psi_{d12} \cos(12\theta) + \dots \\ \psi_{q6} \sin(6\theta) + \psi_{q12} \sin(12\theta) + \dots \\ \psi_{o3} \cos(3\theta) + \psi_{o9} \cos(9\theta) + \dots \end{bmatrix}\quad (2.36)$$

elde edilir. Eğer d ve q eksenleri yönünde L_d ve L_q stator indüktansları sabit ve rotor konumundan bağımsız olduğu varsayılırsa, stator sargılarındaki toplam akı şu şekilde ifade edilebilir.

$$\psi_{dqo} = [L] I_{dqo} + \psi_{mdqo}\quad (2.37)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{md} \\ \psi_{mq} \\ \psi_{mo} \end{bmatrix}\quad (2.38)$$

2.4.2. Stator Faz Gerilimleri

Matris formülasyonu ile statorun faz gerilimleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$V_{abc} = [R_s] I_{abc} + \frac{d}{dt}(\psi_{abc}) \quad (2.39)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

ψ_{abc} stator akılarının sütun vektörü $T_{dqo}^{-1}(\theta)$ dönüşüm matrisinin tersi ile ψ_{dqo} d - q eksenli stator akılarının çarpımına eşittir.

$$\psi_{abc} = T_{dqo}^{-1}(\theta) \psi_{dqo} \quad (2.41)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{bmatrix} = \sqrt{2} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta + 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \\ \psi_o \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

Denklem (2.41), denklem (2.39) 'da yerine konulursa ;

$$V_{abc} = [R_s] I_{abc} + \frac{d}{dt} \left[T_{dqo}^{-1}(\theta) \psi_{dqo} \right] \quad (2.43)$$

şeklinde bir sonuç çıkar. Bu denklemin sağ ve sol tarafı dönüşüm matrisi $T_{dqo}(\theta)$ ile çarpılırsa ;

$$T_{dqo}(\theta) V_{abc} = [R_s] T_{dqo}(\theta) I_{abc} + T_{dqo}(\theta) \frac{d}{dt} \left[T_{dqo}^{-1}(\theta) \psi_{dqo} \right] \quad (2.44)$$

$$V_{dqo} = [R_s] I_{dqo} + T_{dqo}(\theta) \frac{d}{dt} \left[T_{dqo}^{-1}(\theta) \psi_{dqo} \right] \quad (2.45)$$

sonucu ortaya çıkar. Burada denklem (2.45) 'in sağ terimlerinden sonuncusu şu şekilde ifade edilebilir.

$$T_{dqo}(\theta) \frac{d}{dt} \left[T_{dqo}^{-1}(\theta) \psi_{dqo} \right] = \frac{d}{dt} \left[T_{dqo}(\theta) T_{dqo}^{-1}(\theta) \psi_{dqo} \right] - \frac{d}{dt} [T_{dqo}(\theta)] T_{dqo}^{-1}(\theta) \psi_{dqo} \quad (2.46)$$

Denklem (2.46) 'nın sağ tarafındaki birinci ve ikinci terimleri bazı işlemlerden geçirdikten sonra sonuç ifadeleri şu şekilde ortaya çıkar.

$$\frac{d}{dt} \left[T_{dqo}(\theta) T_{dqo}^{-1}(\theta) \psi_{dqo} \right] = \frac{d}{dt} (\psi_{dqo}) \quad (2.47)$$

$$\frac{d}{dt} [T_{dqo}(\theta)] T_{dqo}^{-1}(\theta) \psi_{dqo} = \begin{bmatrix} 0 & \omega_r & 0 \\ -\omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \psi_{dqo} \quad (2.48)$$

Burada $\omega_r = d\theta/dt$ motorun elektriksel hızıdır. Öyleyse denklem (2.46) sade bir şekilde şöyle ifade edilebilir.

$$T_{dqo}(\theta) \frac{d}{dt} \left[T_{dqo}^{-1}(\theta) \psi_{dqo} \right] = \frac{d}{dt} (\psi_{dqo}) + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r & 0 \\ \omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \psi_{dqo} \quad (2.49)$$

Bu durumda denklem (2.49) ve (2.37) denklem (2.44) 'te yerine konulursa şöyle bir ifade türer.

$$\begin{aligned} V_{dqo} &= [R_s] I_{dqo} + \frac{d}{dt} (\psi_{dqo}) + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r & 0 \\ \omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \psi_{dqo} \\ &= [R_s] I_{dqo} + [L] \frac{d}{dt} (I_{dqo}) + \frac{d}{dt} (\psi_{mdqo}) \\ &\quad + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r & 0 \\ \omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \{ [L] I_{dqo} + \psi_{mdqo} \} \end{aligned} \quad (2.50)$$

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{md} \\ \psi_{mq} \\ \psi_{mo} \end{bmatrix} \\
&+ \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r & 0 \\ \omega_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{md} \\ \psi_{mq} \\ \psi_{mo} \end{bmatrix} \right\}
\end{aligned} \tag{2.51}$$

Denklem (2.36) kullanılarak bileşenler cinsinden bu son ifade yazılırsa şu terimler ortaya çıkar.

$$\begin{aligned}
V_d &= R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q + (-\psi_{q6} - 6\psi_{d6}) \omega_r \sin(6\theta) \\
&+ (-\psi_{q12} - 12\psi_{d12}) \sin(12\theta) + \dots
\end{aligned} \tag{2.52}$$

$$\begin{aligned}
V_q &= R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r L_d I_d + \omega_r \psi_m + (\psi_{d6} + 6\psi_{q6}) \omega_r \cos(6\theta) \\
&+ (\psi_{d12} + 12\psi_{q12}) \omega_r \cos(12\theta) + \dots
\end{aligned} \tag{2.53}$$

$$V_o = R_s I_o + L_o \frac{dI_o}{dt} - \omega_r 3\psi_{o3} \sin(3\theta) - \omega_r 9\psi_{o9} \sin(9\theta) + \dots \tag{2.54}$$

Bunda sonra bu son üç denklem için bazı tanımlamalar yapılarak d - q eksen sisteminde gerilim denklemleri çok daha sade yazılabilir.

$$\left. \begin{aligned} F_{d6} &= \psi_{q6} + 6\psi_{d6} \\ F_{d12} &= \psi_{q12} + 12\psi_{d12} \\ F_{q6} &= \psi_{d6} + 6\psi_{q6} \\ F_{q12} &= \psi_{d12} + 12\psi_{q12} \\ F_{o3} &= 3\psi_{o3} \\ F_{o9} &= 9\psi_{o9} \end{aligned} \right\} \tag{2.55}$$

$$V_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q - \omega_r F_{d6} \sin(6\theta) - \omega_r F_{d12} \sin(12\theta) + \dots \quad (2.56)$$

$$V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r L_d I_d + \omega_r \psi_m + \omega_r F_{q6} \cos(6\theta) + \omega_r F_{q12} \cos(12\theta) + \dots \quad (2.57)$$

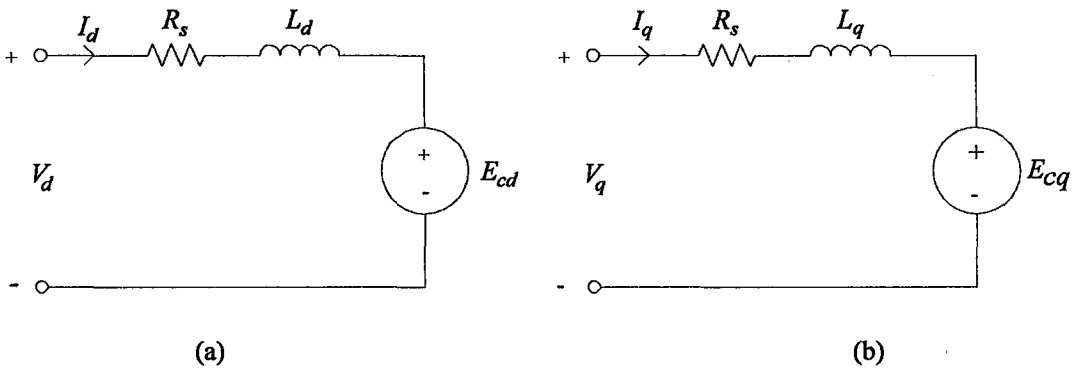
$$V_o = R_s I_o + L_o \frac{dI_o}{dt} - \omega_r F_{o3} \sin(3\theta) - \omega_r F_{o9} \sin(9\theta) + \dots \quad (2.58)$$

Görüldüğü gibi stator gerilimlerinin genel olarak üç tane terimi vardır. Bunlar; direnç üzerindeki gerilim düşümü, indüktans gerilimi ve kaynağa ters yönde bulunan zıt elektromotor kuvvet (emk) terimidir. Öyleyse, zıt emk vektörü şu şekilde tanımlanırsa stator gerilimlerine ait ifadeler çok sade bir şekilde yazılabilir.

$$E_{cdqo} = \begin{bmatrix} -\omega_r L_q I_q - \omega_r F_{d6} \sin(6\theta) - \omega_r F_{d12} \sin(12\theta) \\ \omega_r L_d I_d + \omega_r \psi_m + \omega_r F_{q6} \cos(6\theta) + \omega_r F_{q12} \cos(12\theta) \\ -\omega_r F_{o3} \sin(3\theta) - \omega_r F_{o9} \sin(9\theta) \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_o \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E_{cd} \\ E_{cq} \\ E_{co} \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

Denklem (2.60) 'ın ilk iki bileşenine göre motora ait d - q eksenli elektriksel eşdeğer devre modelleri çizilebilir. Bu eşdeğer devre modelleri Şekil 2.5 'te görülmektedir.



Şekil 2.5 PM senkron motorun (a) d -eksenli, (b) q -eksenli eşdeğer devre modelleri.

2.4.3. Elektriksel Moment

Motorda anlık güç girişi ;

$$P = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c = V_{abc}^T I_{abc} \quad (2.61)$$

şeklinde hesaplanır. Burada V_{abc}^T, V_{abc} vektörünün transpozesidir. V_{abc} ve I_{abc} yerine $d-q$ eksen sistemindeki dönüşüm değerleri yazılacak olursa güç ifadesi ;

$$V_{abc} = T_{dco}^{-1}(\theta) V_{dco} \quad (2.62)$$

$$I_{abc} = T_{dco}^{-1}(\theta) I_{dco} \quad (2.63)$$

$$P = \left[T_{dco}^{-1}(\theta) V_{dco} \right]^T T_{dco}^{-1}(\theta) I_{dco} \quad (2.64)$$

şeklinde yazılabilir. Motorun yıldız bağlı bulunduğu ve yıldız noktası izole edildiği kabul edilirse denklem (2.64) şu şekilde yazılabilir.

$$P = 3 V_{dq}^T I_{dq} \quad (2.65)$$

Daha önce elde edilen denklem (2.60), denklem (2.65) 'te yerine yazılırsa motora giriş gücü;

$$P = 3 \left[R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} + E_{cd} \quad R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + E_{cq} \right] \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (2.66)$$

$$P = 3 \left(R_s I_d^2 + L_d I_d \frac{dI_d}{dt} + E_{cd} I_d + R_s I_q^2 + L_q I_q \frac{dI_q}{dt} + E_{cq} I_q \right) \quad (2.67)$$

şeklinde yazılabilir. Burada denklem (2.67) 'deki $R_s I_d^2$ ile $R_s I_q^2$ ve $[L_d I_d (dI_d / dt)]$ ile $[L_q I_q (dI_q / dt)]$ terimleri sırasıyla bakır kaybı ve co-enerji terimleridir. Motorda anlık olarak elektrikselden mekaniğe dönüşen güç geride kalan terimlerdir.

$$P_{em} = 3 E_{cdq}^T I_{dq} \quad (2.68)$$

$$P_{em} = 3(E_{cd} I_d + E_{cq} I_q) \quad (2.69)$$

Denklem (2.59) 'dan E_{cd} ve E_{cq} 'ya ilişkin sonuç ifadeleri denklem (2.69) 'da yerine yazılırsa motorun ürettiği P_{em} gücü bulunmuş olur.

$$P_{em} = 3\{[-\omega_r L_q I_q - \omega_r F_{d6} \sin(6\theta) - \omega_r F_{d12} \sin(12\theta) + \dots] I_d + [\omega_r L_d I_d + \omega_r \psi_m + \omega_r F_{q6} \cos(6\theta) + \omega_r F_{q12} \cos(12\theta) + \dots] I_q\} \quad (2.70)$$

Bilindiği gibi motorun ürettiği moment bu gücün motorun hızına oranı kadardır.

$$T_e = \frac{P_{em}}{\omega_m} \quad (2.71)$$

Burada ω_m motorun mekanik hızıdır. P kutup sayısı olmak üzere motorun mekanik hızı ile elektriksel hızı arasında $\omega_m = 2\omega_r / P$ şeklinde bir ilişki vardır. Bu ilişki dikkate alınarak ve denklem (2.70), denklem (2.71) 'de yerine konulursa motorun ürettiği moment için bir ifade türetilebilir.

$$T_e = 3 \frac{P}{2} \{ \psi_m I_q + (L_d - L_q) I_d I_q - [F_{d6} \sin(6\theta) + F_{d12} \sin(12\theta) + \dots] I_d + [F_{q6} \cos(6\theta) + F_{q12} \cos(12\theta) + \dots] I_q \} \quad (2.72)$$

Elde edilen bu moment denkleminde görüldüğü gibi üretilen moment, rotor konumunun bir fonksiyonudur. Bundan dolayı, yani harmonik bileşenlerden dolayı motorun ürettiği moment osilasyonlu olur.

2.4.4. Özet

Bu tez çalışmasında ele alınan sabit mıknatıslı senkron motorun hava aralığındaki manyetik alan değişimi Şekil 2.4 'te görüldüğü gibi değil de sinüzoidal bir dağılım şeklinde olduğu kabul edilmiştir. Motora ilişkin ifadelerin sinüzoidal olmayan manyetik alan dağılımına göre elde edilmiş olması, ileride motor momentinin rotor konumuna bağlı olması nedeniyle meydana gelen osilasyonları minimize ederek yapılacak kontrol çalışmalarına faydalı olacaktır.

Motorun hava aralığı çevresindeki manyetik alan dağılımının sinüzoidal kabul edilmesi durumunda, daha öce elde edilen motor ifadelerinde beliren harmonik değerlerin tümü sıfır olmalıdır. Bu nedenle denklem (2.56), (2.57) ve (2.59) 'dan motora ilişkin bir geçici durum matematiksel model aşağıdaki gibi olur.

$$V_d = R_s I_d + L_d \frac{d I_d}{dt} + E_{cd} \quad (2.73)$$

$$V_q = R_s I_q + L_q \frac{d I_q}{dt} + E_{cq} \quad (2.74)$$

$$E_{cd} = -\omega_r L_q I_q \quad (2.75)$$

$$E_{cq} = \omega_r L_d I_d + \omega_r \psi_m \quad (2.76)$$

$$T_e = 3 \frac{P}{2} [\psi_m I_q + (L_d - L_q) I_d I_q] \quad (2.77)$$

Motorun açısal hareket kinetiğine ilişkin bir ifade şu şekilde yazılabilir.

$$J \frac{d\omega_m}{dt} = T_e - T_L - B \omega_m \quad (2.78)$$

Burada J motorun eylemsizlik momenti ($kg.m^2$) ve B sürtünme momentine neden olan sürtünme katsayısıdır ($N.m.s$). Mekanik hızın elektriksel hızla olan ilişkisi dikkate alınarak denklem (2.78) yeniden şu şekilde ifade edilebilir.

$$J \frac{2}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = T_e - T_L - \frac{2}{P} B \omega_r \quad (2.79)$$

Sonuç olarak denklem (2.73)-(2.77) ve denklem (2.79) motoru geçici durumda temsil eden matematiksel modeldir.

2.4.5. Sürekli Durum Modeli

Motorun sürekli durum modelini elde etmek için denklem (2.75) ve (2.76), denklem (2.73) ve (2.74) 'te yerine yazıldıktan sonra türeyen ifadelerde bulunan zamana göre türev terimleri sıfır kabul edilebilir.

$$V_d = R_s I_d - \omega_r L_q I_q \quad (2.80)$$

$$V_q = R_s I_q + \omega_r L_d I_d + \omega_r \psi_m \quad (2.81)$$

d -ekseni yönü referans düşünülürse q -ekseni yönü bundan 90° ileridedir. Öyleyse denklem (2.81) 'den q -ekseni gerilimi d -ekseni gerilimine göre şu şekilde ifade edilir.

$$jV_q = R_s jI_q + \omega_r L_d jI_d + j\omega_r \psi_m \quad (2.82)$$

Denklem (2.80) ve (2.82) 'nin sol ve sağ tarafları toplanırsa;

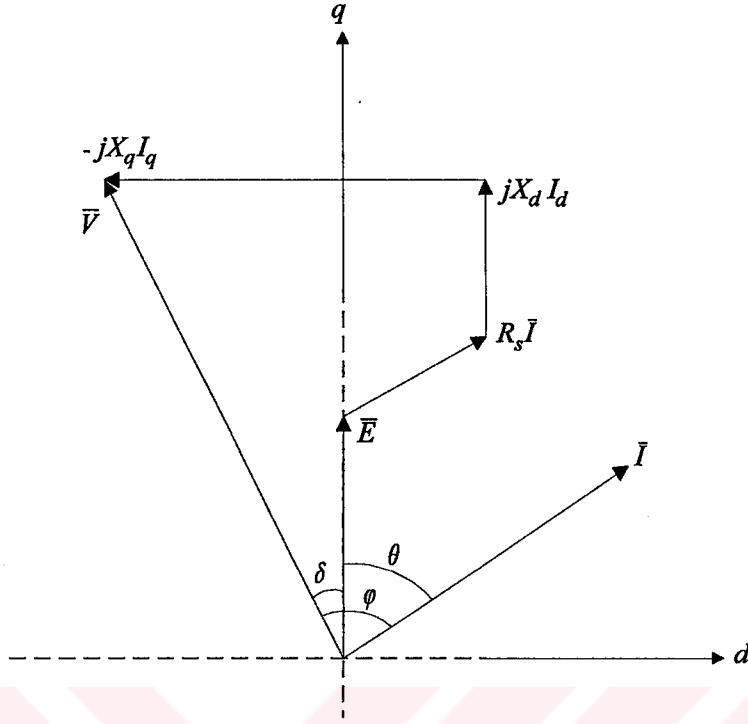
$$V_d + jV_q = R_s (I_d + jI_q) + j(L_d \omega_r I_d + jL_q \omega_r I_q) + j\omega_r \psi_m \quad (2.83)$$

şeklinde bir sonuç bulunur. Burada ;

$V_d + jV_q = \bar{V}$, $I_d + jI_q = \bar{I}$, $L_d \omega_r = X_d$, $L_q \omega_r = X_q$ ve $j\omega_r \psi_m = \bar{E}$ alınırsa denklem (2.83) ile ilgili şöyle bir sonuç ifadesi türer.

$$\bar{V} = R_s \bar{I} + j(X_d I_d + jX_q I_q) + \bar{E} \quad (2.84)$$

Bu son ifadeye göre motorun fazör diyagramı Şekil 2.6 'da verildiği gibi çizilebilir.

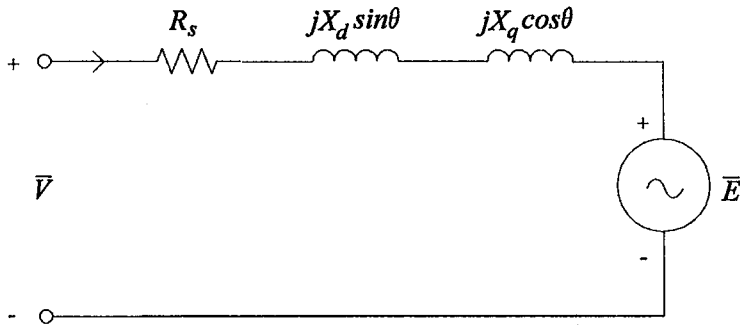


Şekil 2.6 SMSM 'nin fazör diyagramı.

Burada φ motorun ne kadar aktif ve ne kadar reaktif güç harcadığını belirleyen faz açısıdır. δ açısı ise güç açısı olarak bilinmektedir ve motorun ne kadar aktif güç harcadığını belirlediği gibi motorun çalışma noktasının kararlılığını da belirler. Şekil 2.6 'daki fazör diyagramından görüldüğü gibi $\bar{I}_d = \bar{I} \sin \theta$ ve $\bar{I}_q = \bar{I} \cos \theta$ olduğundan denklem (2.84) şu şekilde yazılabilir.

$$\bar{V} = R_s \bar{I} + j(X_d \sin \theta + X_q \cos \theta) \bar{I} + \bar{E} \quad (2.85)$$

Bu ifadeye göre motorun sürekli durumda eşdeğer devre modeli Şekil 2.7 'deki gibi çizilebilir.



Şekil 2.7 PM motorun sürekli durum eşdeğer devresi.

3. KONTROL STRATEJİSİ

Şimdiye kadar genel olarak servo uygulamalarda *d.c* motorların kullanılması tercih edilmiştir. Bunun nedeni, *d.c* motorların dinamik performansının çok iyi olması ve kontrol teorisinin çok basit olmasından kaynaklanmaktadır. Bilinen türden *PI* ve *PID* lineer kontrol teknikleri *d.c* motorlara başarıyla uygulanabilmektedir. Ancak bu motorlar mekanik fırça ve komutatör gibi bir çok sorunu da beraberinde getirmektedir.

Son yıllarda yüksek verimli servo ve konum kontrol uygulamalarında *a.c* motorların kullanımı ile ilgili bir çok araştırmalar yapılmıştır. *a.c* motorların servo kontrol uygulamalarında kullanımının gecikmesi *d.c* motorlara kıyasla daha zayıf dinamik performansa sahip olmalarından kaynaklanmaktadır. Değişken frekans kontrol teknikleri ile *a.c* motorların servo uygulamalarda kullanımı ile ilgili çalışmalar yapılmış ancak elde edilen sonuçlar yüksek verimlilikte servo uygulamalar için yetersiz kalmıştır. Vektör Kontrol Teorisi *d.c* motor ile *a.c* motor arasındaki benzerliği ortaya koymuş ancak, vektör kontrol tekniğinin pratik olarak *a.c* motorlara uygulanması zor olmuştur. Ancak, mikrokontrolör ve güç elektroniği elemanlarındaki hızlı gelişmeler *a.c* motor akımlarının hızlı bir şekilde kontrol edilmesini ve böylece vektör kontrolünün uygulanmasını sağlamıştır [Boldea ve Nasar, 1992].

a.c motorlar arasında, sabit mıknatıslı senkron motor (SMSM) yüksek güç yoğunluğu ve moment/atalet oranı bakımından servo uygulamalarda *d.c* motorun yerini alacak en popüler adaydır. Moment değişimindeki dalgalanma miktarı az olmasından dolayı sinüzoidal akı dağılımlı SMSM, trapezoidal akı dağılımlı SMSM 'ye tercih edilmektedir. Bir SMSM için rotor konum bilgisi, stator gerilimlerini üreten kontrolöre geri beslenmektedir. Böylece rotor döner manyetik alan ile senkron olarak hareket ederken rotor ve stator akıları normal çalışma koşulları altında birbirlerine dik durumdadır. Bu nedenle motor en fazla momenti üretebilmektedir.

3.1.Vektör Kontrolü

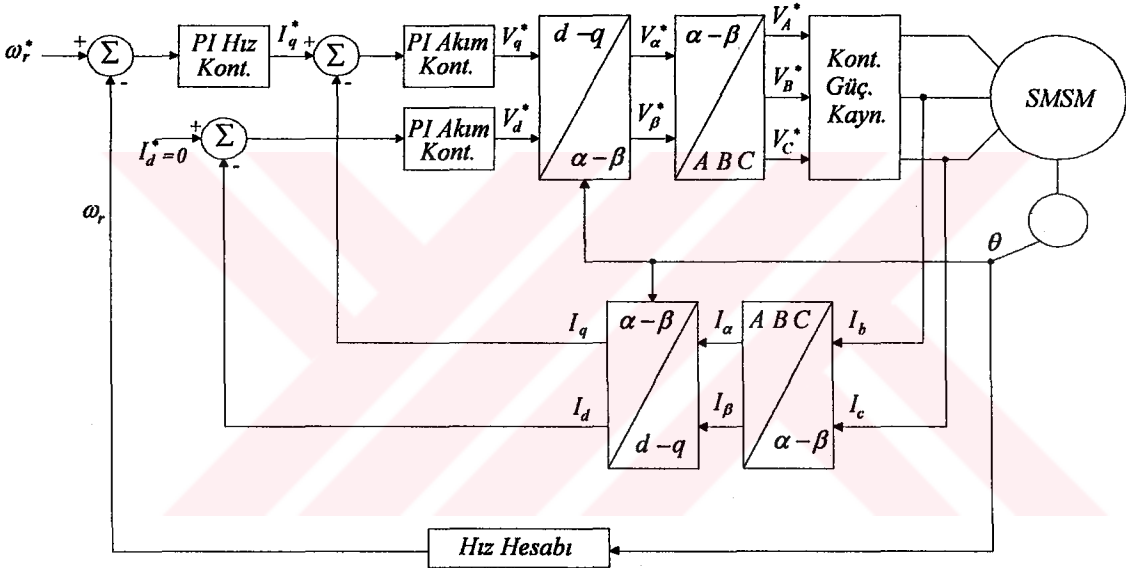
Alan yönlendirme kontrolü olarak da bilinen vektör kontrolü, bir vektör ile temsil edilen stator akım ve gerilimlerini hem genlik hem de faz bakımından kontrol etmeyi hedeflemektedir. Bunu gerçekleştirmek için, kontrol yöntemi zamana ve hıza bağımlı 3 fazlı bir sistemi zamandan bağımsız iki koordinat (*d-q* koordinatları) sistemine dönüştüren dönüşümlere ihtiyaç duyulur. Bu dönüşümler kullanıldığı takdirde *a.c* motor yapısı bir *d.c* motor yapısına benzer olduğu ve bu nedenle *a.c* motorun *d.c* motora benzer bir şekilde kontrol edilebileceği görülür. Vektör kontrollü motor giriş referansı olarak, *q* koordinatı ile çakışık moment bileşenine ve *d* koordinatı ile çakışık akı bileşenine ihtiyaç duymaktadır [Altun ve Sünter, 2003]. Bu kontrol yöntemi bahsedilen dönüşümlere gerek duyduğundan kontrol yapısında elektriksel değişkenlerin ani değerleri her an için mevcuttur. Bu bakımdan vektör kontrollü motorun performansı artmaktadır. Çünkü, stator akımının moment ve akı bileşenlerinin referans (hedef)

değerlerine ulaşmak ve hatta direkt moment kontrolünü yapmak kolaylaşır. $d-q$ referans çatıda moment aşağıdaki ifadeye göre değişir.

$$T_e \propto (3\psi_m^{P/2}) I_q \quad (3.1)$$

Burada ψ_m rotor akısı sabit tutulursa veya sabit olduğu kabul edilirse moment ile moment bileşeni I_q arasında doğrusal bir ilişki elde edilir. Bu nedenle moment, stator akım vektörünün moment bileşenini kontrol ederek kontrol edilebilmektedir.

Bu kontrol tekniğinde Clark ve Park dönüşümleriyle ilgili bilgi Bölüm 2 'de verilmiştir. Bu açıdan SMSM 'nin vektör kontrol yöntemine göre kontrol edilmesiyle ilgili Şekil 3.1 'deki kontrol şeması verilmektedir.



Şekil 3.1 SMSM vektör kontrol şeması.

Verilen kontrol şemasına göre motor kontrolünün yapılabilmesi için motorun iki faz akımının ve hız/konumun ölçülmesi gerekir. Burada motorun 3. faz akımının da bilinmesi gerekir, ancak 3. faz akımı, motor yıldız bağlı ve nötr noktası izoleli kabul edildiğinde $I_a + I_b + I_c = 0$ ifadesine göre hesaplanabilir. Motorun konum ve 3-faz akımları bilgisi varsa, Clark ve daha sonra Park dönüşümleriyle I_d ve I_q akımları hesaplanabilir. Motorun konumu ölçülüyorsa hızı, hızı ölçülüyorsa konumu hesaplanabilir. Verilen şemaya göre motorun konumu ölçülerek hızı hesaplanmaktadır. Hesaplanan hız (ω_r), referans hız ω_r^* ile karşılaştırıldıktan sonra aradaki fark bilgisi PI hız kontrolörü aracılığıyla motorun referans moment bileşenine (I_q^*) dönüştürülmektedir. SMSM' da rotor üzerinde sabit bir mıknatıs bulunduğu ve rotor alanı ψ_m sabit olduğundan, motorun normal hız çalışma aralığında

kontrol edilmesi durumunda akı bileşeninin referans değeri $I_d^*=0$ alınması gerekir. Aksi halde alan zayıflatması gerekiyorsa I_d^* akımı sıfırdan farklı ve negatif değerde olmalıdır. Moment ve akı bileşenlerinin referans değerleri I_q^* ve I_d^* belirlendikten sonra ölçülen motor akımları I_q ve I_d akımlarıyla karşılaştırılır. Aradaki fark PI akım kontrolörleri aracılığıyla referans V_q^* ve V_d^* gerilim değerlerine dönüştürülür. Bu gerilimler ters Clark ve Park dönüşümleri aracılığıyla referans V_A^* , V_B^* ve V_C^* gerilim değerlerine dönüştürülür. Bu gerilimlerin bünyesinde hem genlik hem de frekans bakımından motora uygulanması gereken gerilimlerin bilgisi mevcuttur. Bu nedenle çeşitli modülasyon teknikleriyle kontrollü güç kaynağında bulunan yarı iletken anahtar elemanların sürülmesi için ilgili PWM sinyalleri üretilebilmektedir.

Bu tez çalışmasında kontrollü güç kaynağı olarak ac-ac konverter olan matris konverter kullanılmıştır. Matris konverter ile ilgili detaylı bilgi Bölüm 4 'te verilmektedir. Ayrıca motorun vektör kontrolü tekniğine göre kontrol edilmesinde kullanılan PI kontrolör parametrelerinin belirlenmesinde İç Model Kontrolü (IMC) felsefesi kullanılmıştır.

3.2. İç Model Kontrolü

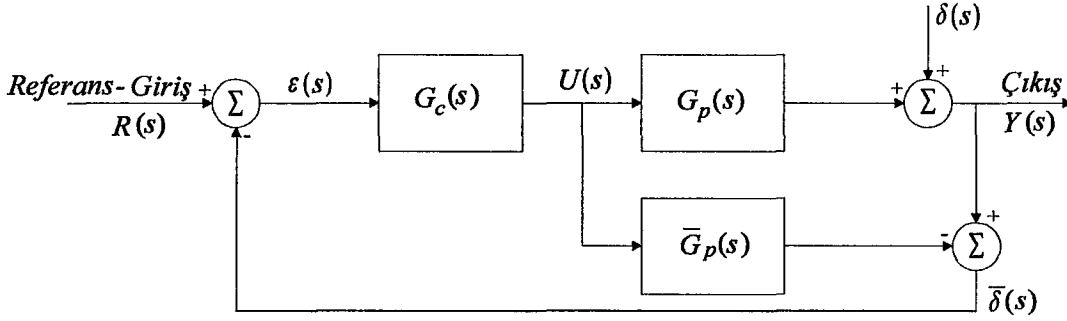
İç model kontrol (IMC) felsefesi iç model prensibine dayanmaktadır. İç model prensibine göre eğer kontrol sistemi kontrol edilecek sistemin temel davranışını dolaylı veya doğrudan ihtiva ediyorsa, IMC kontrol tekniğine göre sistem kontrolü gerçekleştirilebilir. Kontrol şeması, kontrol edilecek sistemin tam modeline göre geliştirilirse, bu durumda teorik olarak mükemmel bir kontrol yapmak mümkündür.



Şekil 3.2 Açık çevrim kontrol stratejisi.

Şekil 3.2 'de $G_c(s)$ kontrolörünün $G_p(s)$ sistemini açık çevrimle kontrol ettiği görülmektedir. $\bar{G}_p(s)$ sistemi $G_p(s)$ 'nin bir modeli olduğu kabul edilirse ve $G_c(s)$ ise kontrol edilen sistem modelinin tersi olacak şekilde tasarlanırsa, bu durumda $G_p(s)=\bar{G}_p(s)$ kadar olması durumunda model $\bar{G}_p(s)$ sistemi kontrol edilecek sistem $G_p(s)$ 'yi tam bir şekilde temsil eder ve kontrol sistemi çıkışı her an için referans giriş'e eşit olur. Bu düşünceden hareketle kapalı çevrim olmadan da sadece açık çevrimle kontrol performansı mükemmel olur. Ancak bazen $\bar{G}_p(s)$ sistemi, kontrol edilen $G_p(s)$ sistemini tam olarak veya yeteri kadar doğru bir şekilde temsil etmeyebilir. Bu durumda kapalı çevrim kontrol tekniğinin kullanılması zorunlu hale gelir.

Çoğu zaman pratikte kontrol edilecek sistem ile düşünülen modeli arasında farklılıklar ortaya çıkması doğaldır. Kontrol edilen sistem ters-yüz edilir türden bir sistem olmayabilir ve nedeni bilinmeyen bazı gürültüler tarafından etkilenebilir. Bu bakımdan Şekil 3.2 'de verilen açık çevrim kontrol şeması ile çıkışı giriş değerinde tutmak mümkün değildir. Buna rağmen bu kontrol şeması iyi bir kontrol yapmanın stratejisini belirlemek için temel teşkil etmektedir. İç model kontrolü olarak bilinen bu strateji Şekil 3.3' te gösterilen genel yapıya sahiptir.



Şekil 3.3 IMC kontrol şeması.

Burada $\delta(s)$ sistemi etkileyen ve bilinmeyen gürültüdür. Üretilen $U(s)$ ise hem kontrol edilen sisteme hem de düşünülen sistem modeline uygulanmaktadır. Daha sonra kontrol edilen sistemin çıkışı $Y(s)$, sisteme ait düşünülen model çıkışı ile karşılaştırılarak $\bar{\delta}(s)$ sinyali elde edilmektedir.

$$\bar{\delta}(s) = [G_p(s) - \bar{G}_p(s)]U(s) + \delta(s) \quad (3.2)$$

Burada $\delta(s)$ sıfır olacak olursa, $\bar{\delta}(s)$ davranış bakımından kontrol edilen sistem ile sisteme ait düşünülen model arasındaki farkın bir ölçüsü olur. Eğer $G_p(s) = \bar{G}_p(s)$ ise, bu durumda $\bar{\delta}(s)$ bilinmeyen gürültü $\delta(s)$ 'e eşit olur. Bu bakımdan $\bar{\delta}(s)$ kontrol edilen sisteme ait belirlenemeyen bilgi olarak dikkate alınabilir. Bu bilgi kullanılarak kontrol tekniği daha da iyileştirilebilir. Bu iyileştirme, $\bar{\delta}(s)$ 'nin referans giriş sinyali $R(s)$ 'den çıkarılmasıyla yapılır. Elde edilen kontrol sinyali $U(s)$;

$$U(s) = \frac{[R(s) - \delta(s)]G_c(s)}{1 + [G_p(s) - \bar{G}_p(s)]G_c(s)} \quad (3.3)$$

şeklinde ifade edilebilir. Çıkış sinyali $Y(s)$;

$$Y(s) = G_p(s)U(s) + \delta(s) \quad (3.4)$$

olarak ifade edilebildiği için IMC kontrol yapısının kapalı çevrim transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi bulunur.

$$Y(s) = \frac{[R(s) - \delta(s)] G_c(s) G_p(s)}{1 + [G_p(s) - \bar{G}_p(s)] G_c(s)} + \delta(s) \quad (3.5)$$

veya

$$Y(s) = \frac{G_c(s) G_p(s) R(s) + [1 - G_c(s) \bar{G}_p(s)] \delta(s)}{1 + [G_p(s) - \bar{G}_p(s)] G_c(s)} \quad (3.6)$$

Bu kapalı çevrim ifadesinden görüldüğü gibi, eğer $G_c(s) = \bar{G}_p^{-1}(s)$ ve $G_p(s) = \bar{G}_p(s)$ olacak olursa sistem çıkışı referans girişini çok iyi bir şekilde takip edecektir. Dikkat edilirse teorik olarak $G_p(s) \neq \bar{G}_p(s)$ olsa bile $G_c(s) = \bar{G}_p^{-1}(s)$ olması koşuluyla sisteme gürültü etkisi yine çok büyük oranda azaltılabilmektedir. Ek olarak kontrol sistemini daha da sağlam yapmak için kontrol edilen sistem ile kontrol edilen sisteme ait düşünülen model arasındaki fark etkisi minimize edilmelidir. Kontrol edilen sistem ile düşünülen modeli arasındaki uyumsuzluk genellikle sistemlerin frekans cevabının yüksek değerlerinde ortaya çıktığından dolayı, bu uyumsuzluğu sönmölemek için çoğu zaman sisteme $G_f(s)$ alçak geçiren bir filtre ilave edilir. Böylece iç model kontrolörü genellikle alçak geçiren bir filtreye seri kontrol edilen sisteme ait düşünülen modelin tersi şeklinde tasarlanır.

$$G_{imc} = G_c(s) G_f(s) \quad (3.7)$$

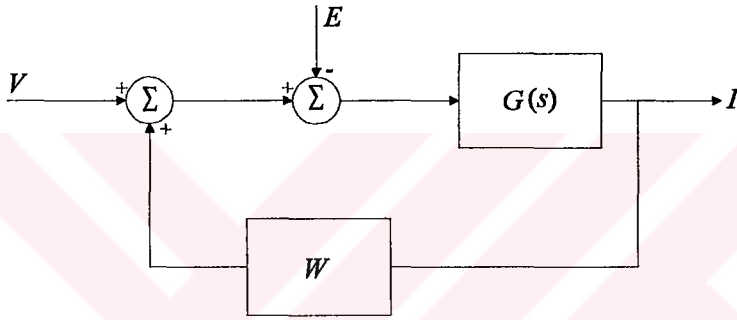
Denklem (3.7) 'den sistemin kapalı çevrim transfer fonksiyonu son olarak şu şekilde ifade edilir.

$$Y(s) = \frac{G_{imc}(s) G_p(s) R(s) + [1 - G_{imc}(s) \bar{G}_p(s)] \delta(s)}{1 + [G_p(s) - \bar{G}_p(s)] G_{imc}(s)} \quad (3.8)$$

3.3. Kontrolör Tasarımı

Bu tez çalışmasında ele alınan sinüzoidal akı dağılımlı sabit mıknatıslı senkron motorun geçici durum modeli dikkate alınarak, iç model kontrol mantığına göre akım ve hız kontrolörleri tasarlanmıştır [Sünter ve Altun, 2004]. SMSM 'nin geçici durum modeli daha önce Bölüm 2 'de elde edilmiştir.

Şekil 3.1 'de verilen kontrol şemasında bulunan iki adet akım kontrolörünün belirlenmesi için motor akımlarının dinamiğinin motorun mekanik dinamiğinden çok daha hızlı olduğu kabul edilmiştir. Bu nedenle akım kontrolörlerine ait parametreler belirlenirken motorun hızı ω_r sabit bir değer olarak dikkate alınmıştır. Bölüm 2 'de denklem (2.73)-(2.76) ile verilen SMSM 'un elektriksel dinamiğinin bir blok diyagramı aşağıdaki şekildeki gibi gösterilebilir.



Şekil 3.4 SMSM 'un elektriksel dinamiğinin blok diyagramı.

Burada $V=[V_d \ V_q]^T$ ve $I=[I_d \ I_q]^T$ dir. E ise motorun zıt e.m.k 'sı olup elektriksel dinamiğe yük gürültüsü etkisi yapmaktadır.

$$E = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \psi_m \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

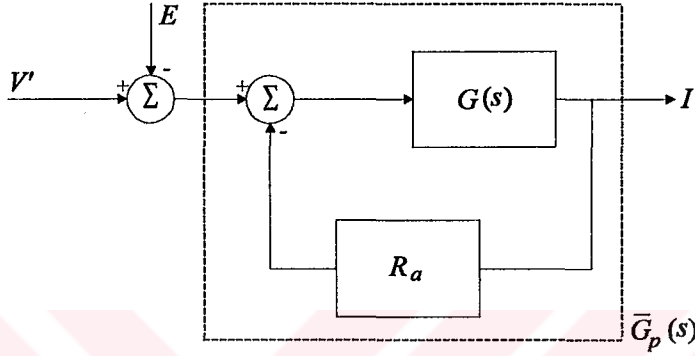
Transfer fonksiyon matrisi $G(s)$ ise birinci dereceden kuplajlı olmayan iki sistemden oluşmaktadır. s Laplace operatörü olmak üzere $G(s)$ transfer fonksiyon matrisi şu şekilde ifade edilebilir.

$$G(s) = \begin{bmatrix} \frac{1}{sL_d + R_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{sL_q + R_s} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

W ise denklem (2.75) ve (2.76) ile verilen SMSM elektriksel dinamiğinin kuplajını temsil etmektedir.

$$W = \begin{bmatrix} 0 & \omega_r L_q \\ -\omega_r L_d & 0 \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

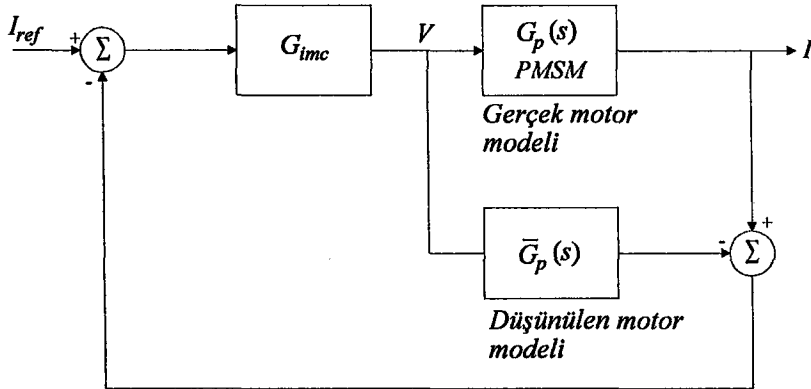
Burada ilk olarak denklemlerdeki kuplajı ortadan kaldırmak ve yük gürültüsü etkisi yapan E 'nin negatif etkisini azaltmak gerekir. Bu nedenle $V=V'-WI-R_aI$ ifadesi kullanılabilir. “diag” diagonal matrisi göstermek üzere $R_a=diag(R_{ad}, R_{aq})$ şeklinde bir matristir. V bu şekilde ifade edildikten sonra elektriksel dinamiğe ait blok diyagramı şu şekilde çizilebilir.



Şekil 3.5 Kuplajı ortadan kaldırılan elektriksel dinamiğin blok diyagramı.

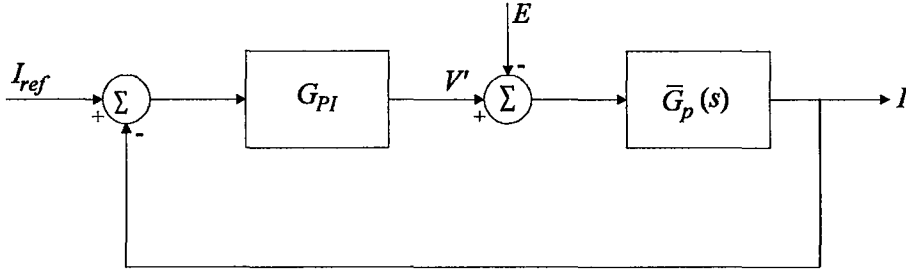
3.3.1. IMC ile Akım Kontrolör Tasarımı

Bu tez çalışmasında G_{imc} akım kontrolörü IMC kontrol metoduna göre tasarlanmıştır. Kısım 3.2 'de anlatıldığı gibi IMC kontrol metodunun temel düşüncesine göre geribeslemede gürültü ve model hata bilgileri mevcut olması gerekir. Bu düşüncüyü SMSM 'ye tatbik edebilmek için daha önce genel anlamda verilen Şekil 3.3, kontrol edilen sistemin SMSM olduğu düşünülerek tekrar aşağıdaki şekilde çizilebilir.



Şekil 3.6 IMC kontrol yapısı.

Burada $G_p(s)$ gerçek motor modeli tam olarak bilinemediğinden Şekil 3.6 'daki kontrol yapısı gerçekleştirilemez. Ancak, Şekil 3.7 'de verildiği gibi klasik türden negatif geribeslemeli kontrol yapısı olarak IMC kontrol metodu uygulanabilir.



Şekil 3.7 Klasik PI kontrol yapısı.

Şekil 3.6 'dan şu ilişki türetilir.

$$V = -G_{imc}[I - \bar{G}_p(s)V] + G_{imc}I_{ref} \quad (3.12)$$

Bu ifade V için çözümlenirse ;

$$V = [G_{imc}^{-1}(D - G_{imc}\bar{G}_p)]^{-1}(I_{ref} - I) \quad (3.13)$$

$$V = [D - G_{imc}\bar{G}_p]^{-1}G_{imc}(I_{ref} - I) \quad (3.14)$$

elde edilir. Burada D birim matristir. Şekil 3.7 'den görüldüğü gibi $V' = G_{PI}(I_{ref} - I)$ kadardır. E gürültü etkisi dikkate alınmaksızın V' ifadesi denklem (3.14) ile karşılaştırılacak olursa G_{imc} kontrolörü klasik türden G_{PI} kontrolörü olarak tasarlanabilir.

$$G_{PI} = [D - G_{imc}\bar{G}_p]^{-1}G_{imc} = \alpha_c \begin{bmatrix} L_d + \frac{R_s + R_{ad}}{s} & 0 \\ 0 & L_q + \frac{R_s + R_{aq}}{s} \end{bmatrix} = \frac{\alpha_c}{s} \bar{G}_p^{-1} \quad (3.15)$$

Daha önce kısım 3.2 'de söylendiği gibi G_{imc} kontrolörü alçak geçiren bir filtre ile buna seri motora ait düşünülen $\bar{G}_p(s)$ modelinin tersi şeklinde tasarlanır.

$$G_{imc} = \bar{G}_p^{-1}(s) G_f(s) \quad (3.16)$$

$$G_f(s) = \begin{bmatrix} \frac{\alpha_c}{s + \alpha_c} & 0 \\ 0 & \frac{\alpha_c}{s + \alpha_c} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Burada α_c tasarım parametresidir ve $\bar{G}_p(s)$ birinci dereceden bir sistem olduğu için $\alpha_c/(s + \alpha_c)$ alçak geçiren filtresi de birinci dereceden alınmıştır. Denklem (3.15) G_{PI} kontrolörünün sırasıyla d ve q akımlarına ait iki PI kontrolörünü ihtiva ettiğini göstermektedir. Kapalı çevrim sistemi G_{cl} şu şekilde ifade edilebilir.

$$G_{cl} = [D + \bar{G}_p G_{PI}]^{-1} \bar{G}_p G_{PI} = \begin{bmatrix} \frac{\alpha_c}{s + \alpha_c} & 0 \\ 0 & \frac{\alpha_c}{s + \alpha_c} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Kapalı çevrim sistemi iki adet kararlı, kuplajı bulunmayan ve kutupları $s = -\alpha_c$ de bulunan birinci dereceden sistemi ihtiva etmektedir. Temel kontrol teorisinden bilindiği gibi birinci dereceden bir sisteme ilişkin yükselme zamanı;

$$t_{rc} = \frac{\ln(9)}{\alpha_c} \quad (3.19)$$

ile bulunur. Bu demektir ki akım kontrolörü bakımından istenilen t_{rc} yükselme zamanı için α_c tasarım parametresi hesaplanabilir. Motorun PI akım kontrolörleri sadece motor parametreleri ve α_c cinsinden ifade edildiğinden dolayı kontrolör parametrelerini hesaplamak çok kolay olmuştur.

Yük gürültüsü E 'nin etkisini sönümlemek için Şekil 3.7 'den;

$$I = G_{cl} I_{ref} - G_b E \quad (3.20)$$

$$G_{cl} = [D + \bar{G}_p G_{PI}]^{-1} \bar{G}_p G_{PI} \quad (3.21)$$

$$G_b = (D + \bar{G}_p G_{PI})^{-1} \bar{G}_p \quad (3.22)$$

ifadeleri yazılabilir. Buradan yük gürültüsü E 'nin etkisi olan G_b hesaplanacak olursa;

$$G_b = \begin{bmatrix} \frac{s}{(s+\alpha_c)(sL_d + R_s + R_{ad})} & 0 \\ 0 & \frac{s}{(s+\alpha_c)(sL_d + R_s + R_{ad})} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

sonucu ortaya çıkar. Gürültünün kapalı çevrim kadar hızlı sönümlenmesini istediğimizden dolayı ;

$$\left. \begin{aligned} R_{ad} &= \alpha_c L_d - R_s \\ R_{aq} &= \alpha_c L_q - R_s \end{aligned} \right\} \quad (3.24)$$

seçilecek olursa, yük gürültüsü E 'nin etkisi G_b son olarak şu şekilde ifade edilebilir.

$$G_b = \begin{bmatrix} \frac{s}{L_d(s+\alpha_c)^2} & 0 \\ 0 & \frac{s}{L_q(s+\alpha_c)^2} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Bu demektir ki gürültünün etkisi $s = -\alpha_c$ de katlı çift kutba sahip olduğundan dolayı $s = -\alpha_c$ de tek kutba sahip G_{cl} kapalı çevrim kadar hızlı bir şekilde sönümlenecektir. Özet olarak denklem (3.15) 'den d ve q akımlarına ilişkin tasarlanan PI kontrolör parametrelerinin belirlenmesi şu şekilde yapılmıştır.

$$G_{PI} = \begin{bmatrix} K_{pd}^c + \frac{K_{id}^c}{s} & 0 \\ 0 & K_{pq}^c + \frac{K_{iq}^c}{s} \end{bmatrix} = \alpha_c \begin{bmatrix} L_d + \frac{R_s + R_{ad}}{s} & 0 \\ 0 & L_q + \frac{R_s + R_{aq}}{s} \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

Buradan parametreler şu şekilde özetlenebilir.

$$\left. \begin{aligned} d\text{-ekseni: } K_{pd}^c &= \alpha_c L_d ; K_{id}^c = \alpha_c (R_s + R_{ad}) ; R_{ad} = \alpha_c L_d - R_s \\ q\text{-ekseni: } K_{pq}^c &= \alpha_c L_q ; K_{iq}^c = \alpha_c (R_s + R_{aq}) ; R_{aq} = \alpha_c L_q - R_s \end{aligned} \right\} \quad (3.27)$$

3.3.2. IMC ile Hız Kontrolörü Tasarımı

Hız kontrolörünün tasarımında, akım kontrolörlerinin tasarımında kullanılan iç model kontrol metodunun ana düşüncesi yer almıştır. Daha önce denklem (2.79) 'da verilen motorun mekaniksel dinamiği tekrar şu şekilde ifade edilecek olursa;

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} \left[\frac{P}{2} (T_e - T_L) - B\omega_r \right] \quad (3.28)$$

ve $I_d=0$ alınarak denklem (2.77), denklem (3.28) 'de yerine yazılırsa, elektriksel radyan cinsinden motorun hızına ait şöyle bir ifade yazılabilir.

$$\omega_r(s) = \frac{1}{Js + B} \frac{P}{2} (K_t I_q - T_L) \quad (3.29)$$

Burada s laplace operatörü ve $K_t=3\psi_m P/2$ olmak üzere $N.m / A$ olarak moment sabitidir.

Eğer motorun elektriksel dinamiği mekaniksel dinamiğinden çok daha hızlı olduğu dikkate alınır, bu durumda iyi bir cevaba sahip akım kontrolörü ile $I_q=I_{qref}$ alınabilir ve I_{qref} ise denklem (2.78) 'in giriş sinyali olarak düşünülebilir. Yük momenti M_y bir gürültü etkisi olarak kabul edilirse hız kontrolörü kısım 3.3.1 'de anlatıldığı gibi tasarlanabilir. Bu durumda;

$$k_p^s = \frac{\alpha_s J}{K_t \frac{P}{2}} \quad \text{ve} \quad k_i^s = \frac{\alpha_s B}{K_t \frac{P}{2}} \quad (3.30)$$

olur. Burada α_s motor hız kontrolörünün band genişliğidir. Sürtünme katsayısı B hız, sıcaklık ve motor mili üzerindeki ağırlık etkisinden değişebilir. Bu bakımdan B 'nin tam anlamıyla tayin edilmesi çok zordur. Bu nedenle, bu bağımlılık iyi bir özellik değildir ve k_i^s kontrolör parametresi denklem (3.30) 'dan görüldüğü gibi sürtünme katsayısı B 'nin bir fonksiyonu olduğu için hız kontrolör tasarımı bazı olumsuzluklara neden olacaktır. Hız kontrolörü tasarımı eğer B sürtünme katsayısı sıfır olduğu kabul edilebilseydi sonuç basit bir şekilde P kontrolörü olarak ortaya çıkardı ancak, k_i^s parametresine, geri kalan hataların giderilmesi ve meydana gelen osilasyonların sönümlenmesi için ihtiyaç duyulmaktadır. Hız kontrolörünün orantı katsayısı k_p^s , B sürtünme katsayısının bir fonksiyonu olmadığından ifadesi denklem (3.30) 'da verildiği gibi muhafaza edilebilir. Ancak, hız kontrolörünün integral terimi k_i^s 'i sürtünme katsayısı B 'den bağımsız bir şekilde ifade etmek için, akıma yönelik şu ifadeyi kullanmak mümkündür.

$$I_{qref} = \bar{I}_{qref} - \frac{B}{K_t} \omega_r \quad (3.31)$$

Buradan hareketle ω_r 'nin $\bar{I}_{qref}$ 'e oranı olan $G(s)$ transfer fonksiyonu;

$$G(s) = \frac{\omega_r}{I_{qref}} = \frac{K_t \frac{P}{2}}{Js + B + B_a \frac{P}{2}} \quad (3.32)$$

olarak elde edilir. $G(s)$ 'yi basit hale getirmek için $\alpha_s = Ba(P/2)J+B/J$ olarak alınırsa B_a değeri şu şekilde bulunur.

$$B_a = \frac{\alpha_s J - B}{\frac{P}{2}} \quad (3.33)$$

$\alpha_s J \gg B$ olarak kabul edilirse denklem (3.32) basit bir şekilde şöyle ifade edilir.

$$G(s) = K_t \frac{P}{2j} \frac{1}{s + \alpha_s} \quad (3.34)$$

Özet olarak hız kontrolörünün parametreleri;

$$G_{PI} = \frac{\alpha_s}{s} G^{-1}(s) \quad (3.35)$$

ifadesinden;

$$G_{PI} = k_p^s + \frac{k_i^s}{s} = \frac{\alpha_s}{s} \frac{s + \alpha_s}{K_t \frac{P}{2j}} \quad (3.36)$$

denklemden hareketle;

$$k_p^s = \frac{\alpha_s J}{K_t \frac{P}{2}} \quad \text{ve} \quad k_i^s = \frac{\alpha_s^2 J}{K_t \frac{P}{2}} \quad (3.37)$$

olarak bulunur.

Bu kontrolör parametrelerine ilişkin hesaplamalar EK-2'de verilmiştir.

4. MATRİS KONVERTERLER

Yarıiletken güç anahtarları ve mikroişlemci teknolojisinin hızlı gelişimi ile farklı denetim olanakları sağlayan senkron ve asenkron motor sürücülerini tasarlanmıştır. Bu tasarımların gelişimine paralel olarak birçok uygulamada senkron ve asenkron motorlar kullanılır hale gelmiştir. Değişken hız uygulamalarında bu motorların ihtiyaç duyduğu değişken frekans ve değişken gerilim, inverterler veya *ac-ac* konverterler tarafından sağlanmaktadır. *ac-ac* konverterler alternatif akımdan, farklı genlik ve frekanstaki alternatif akıma dönüşüm sağlarlar [Tuzsuzoğlu, 2003]. Bu dönüşüm işlemi, arada kullanılan güç transfer linkinin tipine bağlı olarak;

- Bir aşamalı *ac-ac* dönüşüm (doğrudan link)
- İki aşamalı *ac-dc-ac* dönüşüm (*dc* link)

olmak üzere iki farklı yolla yapılır [Ozpineci ve Tolbert, 1999]. Piyasada kullanılan sürücü sistemlerin çoğunda iki aşamalı dönüşüm yapan *dc* link konverterler kullanılır. Bu konverterler iki kısımdan oluşur. İlk olarak *ac* giriş gerilimi doğrultucu devre yardımı ile doğrultularak *dc* gerilime ve ikinci adımda ise elde edilen bu *dc* gerilim bir inverter devre yardımıyla değişken genlik ve frekanstaki *ac* gerilime dönüştürülür. Kullanılan *dc* linkin konfigürasyonuna göre inverterler iki kısma ayrılır. Birincisi gerilim kaynaklı inverter (VSI), ikincisi akım kaynaklı inverter (CSI) 'dir.

Gerilim kaynaklı inverterler, giriş uçlarında bulunan ve *dc* link gerilimini sabit tutan geniş filtre kapasitelere sahiptir. Bu inverterlerde ayarlanabilir çıkış gerilimi ve frekansı yük akımından bağımsızdır.

Akım kaynaklı inverterler ise giriş uçlarına seri olarak bağlanan büyük değerli indüktanslar yardımıyla daha kontrollü bir yük akımı sağlar. Yani yük akımı gerilime göre daha kontrollüdür. Burada inverter çıkış gerilimi yük empedansına bağlıdır.

Mevcut sürücü sistemlerin bir kısmında ise bir aşamalı dönüşüm yapan doğrudan link konverterler kullanılmaktadır. Doğrudan frekans konverterleri olarak da adlandırılan [Halasz, 2002] bu konverterler, ara enerji depolama elemanlarına ihtiyaç duymadan doğrudan *ac-ac* dönüşümü yapar. Kullanılan yarıiletken anahtarlar giriş ve çıkış yolları arasına bağlanmıştır. Bir aşamalı dönüşüm yapan *ac-ac* konverterler, saykıl konverter ve matris konverter olmak üzere iki ayrı yapıya sahiptir. Her iki tip konverter de çok sayıda yarıiletken anahtarlama elemanlarının ve uygun modülasyon tekniklerinin kullanımını gerektirir.

Doğrudan *ac-ac* konverter sınıfından olan matris konverter, giriş ve çıkış hatları arasına matris şeklinde bağlanan çift yönlü yarıiletken anahtarlama elemanlarından oluşur. Çift yönlü yarıiletken anahtarlar, uygun modülasyon teknikleriyle tetiklenerek istenilen frekansta ve genlikte çıkış gerilimleri elde edilir. İlk olarak 1976 yılında Gyugyi ve Pelly [Gyugyi ve Pelly, 1976] tarafından geliştirilen matris çeviricilerin temeli saykıl konverter prensibine dayanmaktadır. Geliştirilen bu ilk matris konverterin dezavantajı giriş akımı ve çıkış gerilimi üzerinde, filtre ile kolay bir şekilde yok edilemeyen bazı harmonikler bulunmasıdır. Ancak, daha sonra Venturini tarafından önerilen yeni bir kontrol algoritması sayesinde bu problem giderilmiştir [Alesina ve Venturini, 1981].

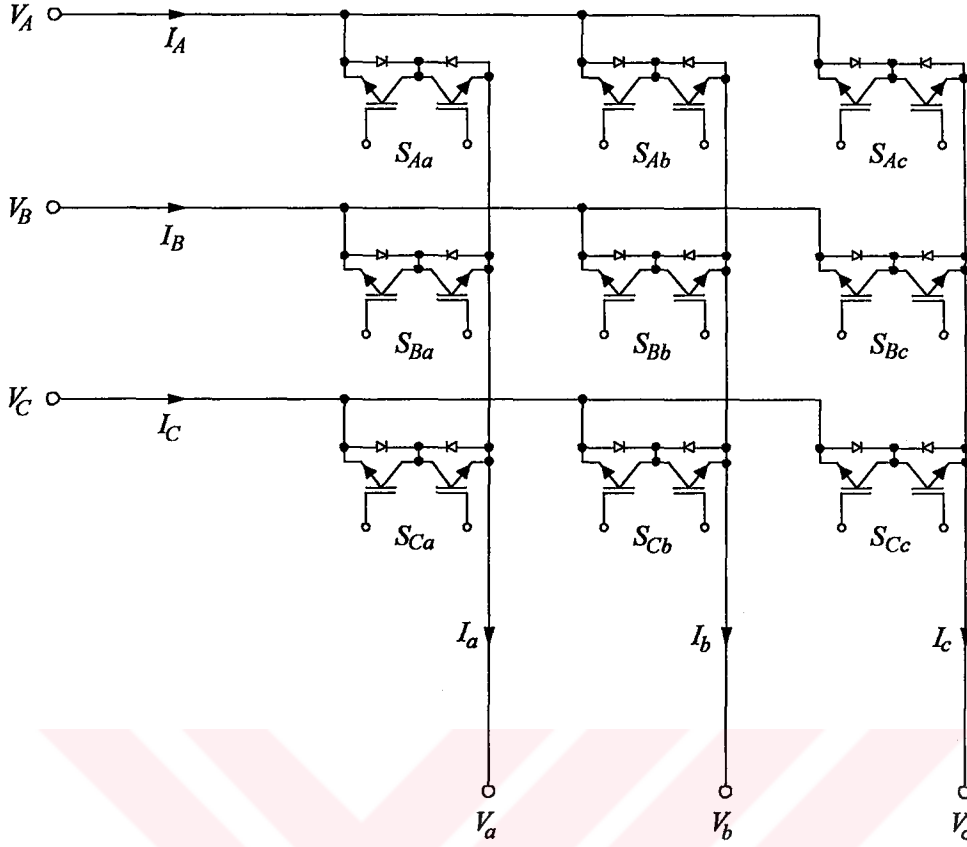
4.1. Matris Konverterin Yapısı

Matris konverter doğrudan *ac-ac* dönüşüm gerçekleştiren bir konverter tipidir. Doğrultma işlemi yapılmadığından enerjinin depolanması için kondansatör kullanımına gerek duymamaktadır [Sünter, 1995].

Matris konverter, giriş ve çıkış hatları arasına matris şeklinde yerleştirilmiş iki yönlü güç aktarımı yapabilen yarıiletken anahtarlama elemanlarının uygun bağlantısı ile oluşur. 3-fazlı *ac-ac* dönüşüm yapan bir matris konverterde, her bir fazda üç adet olmak üzere toplam dokuz adet yarıiletken anahtarlama elemanı bulunmaktadır.

Matris konverterin her 1-faz çıkış gerilimi, 3-faz giriş gerilimlerinin yarıiletken anahtarlar yardımı ile uygun bir şekilde kıyılmasından elde edilir. Bu anahtarların iletimde kalma süreleri ayarlanarak, istenilen genlikte ve frekanstaki çıkış gerilimi elde edilir. Çıkış gerilimine ait dalga şeklinin sinüzoidal yapıda olması, anahtarlama frekansının büyüklüğü ile doğrudan orantılıdır.

Her bir faza ait çıkış gerilimi, her bir giriş fazının sabit bir anahtarlama periyodu boyunca arka arkaya düzenli bir şekilde çıkışa aktarılmasıyla elde edilir. V_A, V_B, V_C giriş faz gerilimlerini, V_a, V_b, V_c çıkış faz gerilimlerini temsil eder. Kullanılan her bir S anahtarı çift yönlü yarıiletken anahtardır. Anahtarların isimlendirilmesinde kullanılan indislerin birincisi girişi, ikincisi çıkışı ifade eder. Aynı düzenleme anahtarların iletimde kalma sürelerinin gösteriminde de kullanılır. Yarıiletken anahtarlama elemanlarının bağlantısı Şekil 4.1 'de gösterilmektedir.



Şekil 4.1 3-faz 'a 3-faz matris konverter anahtar dizilişleri.

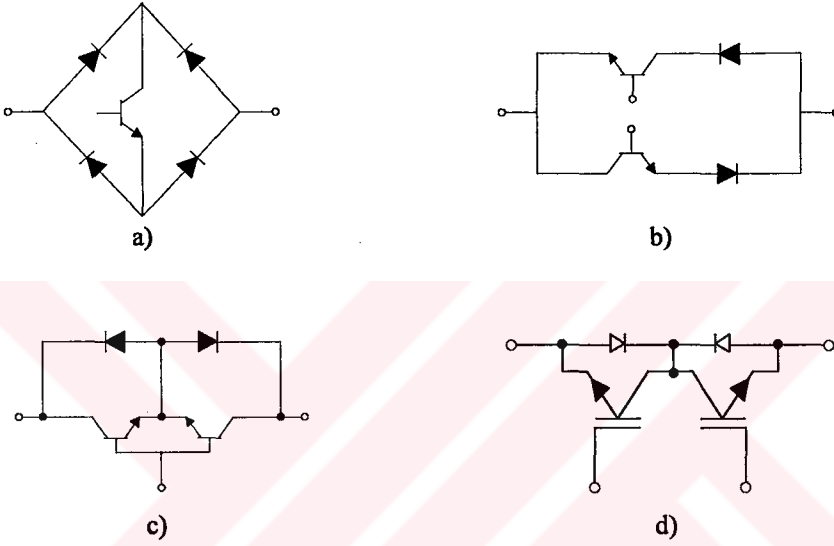
Örnek olarak; A faz girişini a faz çıkışına aktaran S_{Aa} anahtarının iletimde kalma süresi t_{Aa} olarak gösterilir. Şekil 4.1 'de yapısı verilen matris çeviricinin V_a çıkış fazının oluşumu anahtarların iletimde kalma sürelerine göre şöyledir. V_A fazı S_{Aa} anahtarının t_{Aa} süresince iletimde kalmasıyla çıkışa aktarılır. Bunun hemen ardından V_B fazı, S_{Ba} anahtarının t_{Ba} süresince iletimde kalmasıyla çıkışa aktarılır. Son olarak da V_C fazı, S_{Ca} anahtarının t_{Ca} süresince iletimde kalmasıyla çıkışa aktarılır. Böylece V_a çıkış gerilimi V_A, V_B, V_C giriş gerilimlerinin uygun şekilde kıyılması ile elde edilir. Burada t_{Aa}, t_{Ba}, t_{Ca} sürelerinin toplamı sabit olan anahtarlama periyodu kadardır. Aynı şekilde V_b fazı S_{Ab}, S_{Bb}, S_{Cb} anahtarlarının t_{Ab}, t_{Bb}, t_{Cb} sürelerine göre ve V_c fazı S_{Ac}, S_{Bc}, S_{Cc} anahtarlarının t_{Ac}, t_{Bc}, t_{Cc} sürelerine göre sıralı bir şekilde anahtarlama ile elde edilir.

4.2. Anahtarlama Elemanlarının Yapısı

Yüksek akım ve gerilim uygulamaları için, güç devrelerinde mosfetlerin yerine yine gerilim kontrollü IGBT elemanlar tercih edilir. IGBT, güç mosfetlerinin kolay sürülme, hızlı çalışma ve sağlamlık gibi üstünlüklerini bünyesinde barındıran ve düşük anahtarlama ve iletim kayıplarına sahip olan bir yarıiletken anahtar elemandır. Bir IGBT "nin anahtarlama hızı

MOSFET'ten daha düşüktür ancak, anahtarlama kayıpları da düşük olduğundan *dc* ve *ac* motor sürücülerinde gibi orta güçlü uygulamalarda, kontrollü güç kaynaklarında anahtar elemanı olarak kullanımı artış göstermektedir.

Matris konverterde kullanılan çift yönlü yarıiletken anahtarlama elemanları tek yönlü elemanların uygun bir kombinasyonu ile oluşturulur. Oluşturulan bu anahtarlama elemanları a) köprü diyotlu, b) paralel yapılı, c) seri yapılı ve d) ortak kolektörlü anahtarlama elemanı olarak adlandırılır. Şekil 4.2'de bu anahtarlama elemanlarına ait yapılar gösterilmektedir [Sünter, 1995].



Şekil 4.2 Çift yönlü anahtar yapıları.

Şekil 4.2.a)'da gösterilen yapı en basit anahtar yapısıdır ve köprü bağlı diyotların içine yerleştirilen kontrol edilebilir bir yarıiletken anahtardan oluşmaktadır. Yarıiletken anahtar iletimde iken buna bağlı olarak iki diyot iletime geçer. Bu yapıda diğer yapılara göre akım yolu üzerinde daha yüksek gerilim düşümü meydana gelir ve yarıiletken kayıpları daha fazladır. Toplam gerilim düşümü, anahtar ve diyotlar üzerindeki gerilim düşümlerinin toplamıdır. Yüksek anahtarlama frekansları altında çalışan diyotların hızlı düzelme zamanlarına sahip olmaları gerekir. Bir başka dezavantaj; yük akımının hem pozitif hem negatif kısmını taşıyan anahtarın diğer yapılardaki anahtarlara göre daha yüksek akım kapasiteli seçilmesidir. Avantajı ise tek bir kontrollü anahtardan oluşması ve sadece bir kontrol sinyaline ihtiyaç duymasıdır.

Şekil 4.2.b)'de gösterilen paralel yapılı anahtarlama elemanında, akım yolu üzerinde önceki yapıya oranla daha az gerilim düşümü olur. Anahtarların, büyük ters gerilimlere maruz kalması durumunda zarar görmesini engellemek için her iki anahtara seri olarak diyotlar

bağlanır. Akımın polaritesine göre her anahtar uygun bir biçimde sürülmelidir. Çünkü her bir anahtar için ayrı bir kontrol sinyali gereklidir.

Şekil 4.2.c) 'de seri yapılı çift yönlü anahtar gösterilmektedir. Her anahtara antiparalel bağlı diyotlar kullanılmıştır. Her iki anahtar tek bir noktadan kontrol edildiği için sadece tek bir kontrol sinyaline ihtiyaç duyulur. Her bir periyotta bir kontrollü anahtar ve bir diyor iletimdedir. Tek bir kontrol sinyalinin kullanılması karmaşıklığı daha da azaltır. Bu yapının diğer bir avantajı, akım yolu üzerinde diğer anahtarlara göre daha az yada eşit gerilim düşümüne sahip olmasıdır.

Şekil 4.2.d)'deki yapıda iki yönlü anahtarlara antiparalel diyotlar bağlıdır. Akım yolu üzerindeki anahtarlama kayıpları düşüktür. Ortak kolektörlü bu bağlantı düşük güçlü matris konverter uygulamaları için uygundur ve daha az sayıda izoleli güç kaynağı kullanımını gerektirdiğinden avantaj sağlar.

4.3. Venturini Modülasyon Algoritması

Matris konverterlerin çıkış gerilimi, giriş geriliminin yarıiletken anahtarlar yardımı ile kıyılmasından elde edildiği için çıkış geriliminin genliği ve frekansı anahtarların iletimde kalma süreleri ayarlanarak kontrol edilir. İstenilen seviyede genlik ve frekans elde etmek için, güç devresindeki yarıiletken anahtarların iletimde kalma süreleri, belirli bir algoritma sayesinde ayarlanmalıdır. Bu algoritma ile gerçekleştirilen kontrol işlemine modülasyon tekniği denir. Matris konverterler için modülasyon teknikleri ile ilgili birçok çalışma yapılmıştır. Bu çalışmalar arasında temel olarak Venturini Modülasyon Metodu, Scalar Metod, Uzay Vektör Modülasyon Metodu ve Hayali DC Link Metodu yer almaktadır [Wheeler ve diğ, 2002]. Bunlardan Venturini modülasyon metodu “direkt metod”, hayali DC link metodu ise “indirekt metod” olarak bilinir [Sünter, 1995; Venturini, 1980].

4.3.1 Giriş ve Çıkış Gerilimleri

Modülasyon işlemi boyunca, anahtarların ideal ve matris konverterin girişine uygulanan gerilimlerin 3-faz dengeli sinüzoidal gerilim olduğu kabul edilirse, matris konverterin girişine uygulanan gerilim V_{ABC} , matris konverterin çıkışından alınan gerilim V_{abc} olmak üzere;

$$V_{abc} = [m]V_{ABC} \quad (4.1)$$

şeklinde bir ilişki yazmak mümkündür. Burada $[m]$ modülasyon katsayı matrisidir.

$V_{ABC} = [V_A \ V_B \ V_C]^T$ ve $V_{abc} = [V_a \ V_b \ V_c]^T$ olmak üzere, denklem (4.1) 'deki ifade daha açık bir şekilde yazılacak olursa;

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix}}_{[m]} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

şeklinde giriş-çıkış gerilimleri arasındaki analitik ilişkiyi ortaya koymak mümkündür. Anahtarlama frekansı (f_s) 'nin periyodu T_s kadar ise, modülasyon katsayı matrisi $[m]$ elemanlarının anahtarlama periyodu ile anahtarların iletimde kalma süreleri cinsinden ve aralarındaki ilişkiyi şu şekilde ifade etmek mümkündür.

$$\begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ab} & m_{Bb} & m_{Cb} \\ m_{Ac} & m_{Bc} & m_{Cc} \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} t_{Aa} & t_{Ba} & t_{Ca} \\ t_{Ab} & t_{Bb} & t_{Cb} \\ t_{Ac} & t_{Bc} & t_{Cc} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

$$\begin{bmatrix} m_{Aa} + m_{Ba} + m_{Ca} \\ m_{Ab} + m_{Bb} + m_{Cb} \\ m_{Ac} + m_{Bc} + m_{Cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \text{ ve } \begin{bmatrix} t_{Aa} + t_{Ba} + t_{Ca} \\ t_{Ab} + t_{Bb} + t_{Cb} \\ t_{Ac} + t_{Bc} + t_{Cc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_s \\ T_s \\ T_s \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

Giriş-çıkış gerilimleri için faz sırası $A-B-C$ veya $a-b-c$ şeklinde olduğu göz önünde bulundurulursa, aslında modülasyon katsayı matrisinin terimleri veya anahtarların iletimde kalma süreleri arasında şu eşitlikler yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} m_{Aa} \\ m_{Ba} \\ m_{Ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Bb} \\ m_{Cb} \\ m_{Ab} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Cc} \\ m_{Ac} \\ m_{Bc} \end{bmatrix} \text{ ve } \begin{bmatrix} t_{Aa} \\ t_{Ba} \\ t_{Ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{Bb} \\ t_{Cb} \\ t_{Ab} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} t_{Cc} \\ t_{Ac} \\ t_{Bc} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Bu nedenle, anahtarların iletimde kalma sürelerine ilişkin analitik ifadeler türetmek için denklem (4.2), (4.3) ve (4.5) 'ten daha sade bir şekilde aşağıdaki gibi bir sonuç yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ba} & m_{Ca} \\ m_{Ca} & m_{Aa} & m_{Ba} \\ m_{Ba} & m_{Ca} & m_{Aa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} t_{Aa} & t_{Ba} & t_{Ca} \\ t_{Ca} & t_{Aa} & t_{Ba} \\ t_{Ba} & t_{Ca} & t_{Aa} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Sinüzoidal 3-faz giriş gerilimlerinden yine sinüzoidal ve istenilen genlik ve frekansta çıkış 3-faz gerilimleri elde edildiğine göre, giriş-çıkış gerilimlerini şu şekilde yazmak mümkündür.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = V_{im} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t) \\ \cos(\omega_i t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad \text{ve} \quad \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = V_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t) \\ \cos(\omega_o t - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Burada V_{im} ve ω_i sırasıyla sabit giriş geriliminin tepe değeri ve frekansdır. V_{om} ve ω_o ise çıkış geriliminin değişken tepe değeri ve değişken frekansdır. $q=V_{om}/V_{im}$ (talep faktörü) alınmak üzere denklem (4.7) denklem (4.6) 'da yerine yazılacak olursa, şu sonuçlar elde edilebilir.

$$T_s q \begin{bmatrix} \cos(\alpha_o) \\ \cos(\beta_o) \\ \cos(\gamma_o) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_i) & \cos(\beta_i) & \cos(\gamma_i) \\ \cos(\beta_i) & \cos(\gamma_i) & \cos(\alpha_i) \\ \cos(\gamma_i) & \cos(\alpha_i) & \cos(\beta_i) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{Aa} \\ t_{Ba} \\ t_{Ca} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Burada $\alpha_o, \beta_o, \gamma_o$ ve $\alpha_i, \beta_i, \gamma_i$ ile ilgili tanımlamalar;

$$\begin{bmatrix} \alpha_o \\ \beta_o \\ \gamma_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_o t \\ \omega_o t - 2\pi/3 \\ \omega_o t + 2\pi/3 \end{bmatrix} \quad \text{ve} \quad \begin{bmatrix} \alpha_i \\ \beta_i \\ \gamma_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_i t \\ \omega_i t - 2\pi/3 \\ \omega_i t + 2\pi/3 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

şeklinde. Denklem (4.8) 'den ilk iki satırda bulunan ifadeler ve denklem (4.4) 'ten anahtarlama süreleriyle ilgili matris denklemin ilk satırındaki ifade kullanılarak t_{Aa}, t_{Ba}, t_{Ca} sürelerine ilişkin analitik sonuçlar türetilir.

$$\begin{bmatrix} \cos(\alpha_i) & \cos(\beta_i) & \cos(\gamma_i) \\ \cos(\beta_i) & \cos(\gamma_i) & \cos(\alpha_i) \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{Aa} \\ t_{Ba} \\ t_{Ca} \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} q \cos(\alpha_o) \\ q \cos(\beta_o) \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

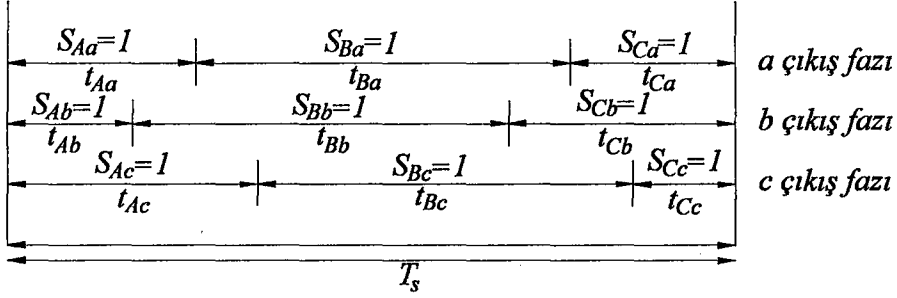
Bu son denklem takımı t_{Aa}, t_{Ba}, t_{Ca} anahtarlama süreleri bilinmeyenler kabul edilerek çözülecek olursa;

$$\begin{bmatrix} t_{Aa} \\ t_{Ba} \\ t_{Ca} \end{bmatrix} = \frac{T_s}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q \cos(\omega_m t) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t + 2\pi/3) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

şeklinde sonuçlar elde edilmiş olur. Burada $\omega_m = \omega_o - \omega_i$ kadardır ve modülasyon frekansı diye tanımlanır. Denklem (4.11) denklem (4.3) 'ün ilk satır ifadesinde yerine yazılırsa m_{Aa}, m_{Ba}, m_{Ca} modülasyon terimlerine de ilişkin sonuç ifadeleri bulunmuş olur.

$$\begin{bmatrix} m_{Aa} \\ m_{Ba} \\ m_{Ca} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 + 2q \cos(\omega_m t) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t + 2\pi/3) \\ 1 + 2q \cos(\omega_m t - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Burada geri kalan anahtarlama süreleri t_{Ab} , t_{Bb} , t_{Cb} ile t_{Ac} , t_{Bc} , t_{Cc} ve modülasyon terimleri m_{Ab} , m_{Bb} , m_{Cb} ile m_{Ac} , m_{Bc} , m_{Cc} 'nin ne olacağını denklem (4.5) 'e bakarak anlamak mümkündür.

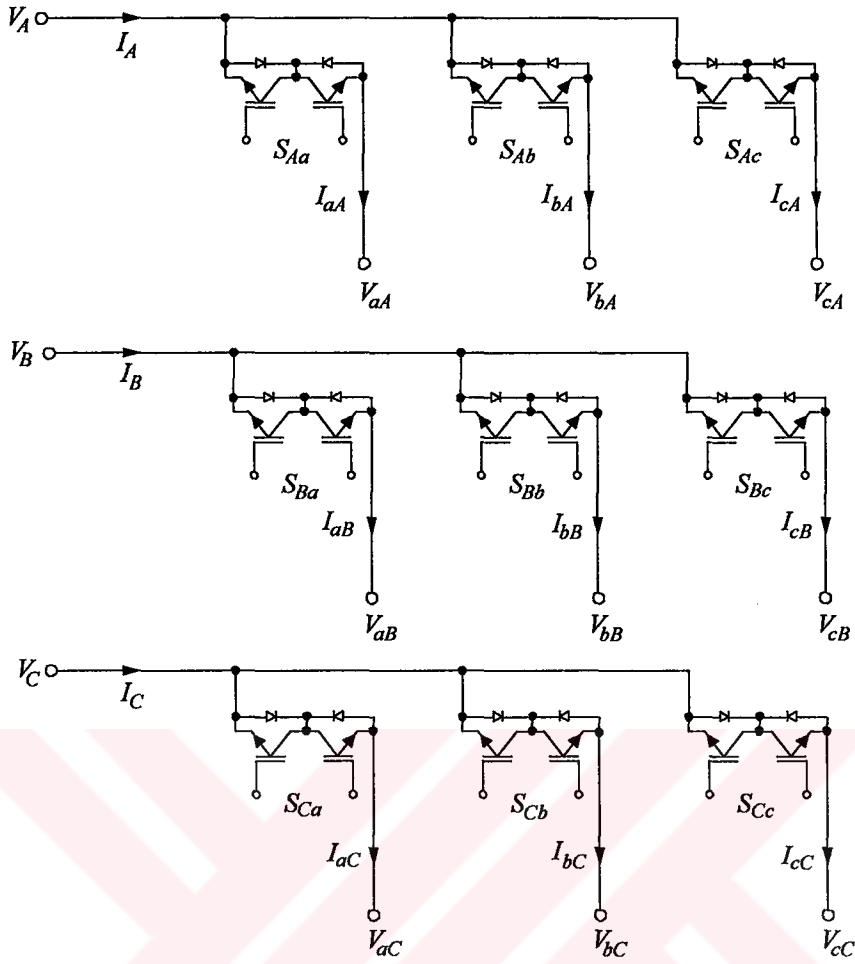


Şekil 4.3 Anahtarların tetiklenme sıraları ve iletimde kalma süreleri.

Bu modülasyon tekniğinin daha da anlaşılması bakımından anahtarlama frekansının bir periyodu için, yarıiletken anahtar elemanlarının iletimde kaldıkları süreler bir diyagramla Şekil 4.3 'teki gibi gösterilebilir.

4.3.2 Giriş ve Çıkış Akımları

Matris konverter aracılığıyla hedef, değişken frekansta değişken gerilim elde etmek ise ve sabit sinüzoidal giriş gerilimlerinin kıyılmasıyla elde edilen çıkış gerilimleri sinüzoidal yapıda ise, matris konverterin çıkışına bağlı bulunan yükün karakterine bağlı olarak çıkış akımları da aşağıdaki gibi sinüzoidal yapıda olmalıdır.



Şekil 4.4 Her bir faza ait giriş akımları ve çıkış akımı bileşenleri.

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_o t + \phi) \\ \cos(\omega_o t + \phi - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_o t + \phi + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Burada ϕ yükün güç açısıdır. Şekil 4.4 'ten görüldüğü gibi giriş akımları I_A, I_B, I_C çıkış akımları I_a, I_b, I_c 'nin sentezinden oluşmalıdır.

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{aA} + I_{aB} + I_{aC} \\ I_{bA} + I_{bB} + I_{bC} \\ I_{cA} + I_{cB} + I_{cC} \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Bu çıkış akımlarının bileşenleri de çıkış akımları ve modülasyon terimleri cinsinden şu şekilde ifade etmek mümkündür.

$$\begin{bmatrix} I_{aA} \\ I_{aB} \\ I_{aC} \end{bmatrix} = [m_{Aa} \quad m_{Ca} \quad m_{Ba}] \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

$$\begin{bmatrix} I_{bA} \\ I_{bB} \\ I_{bC} \end{bmatrix} = [m_{Ba} \quad m_{Aa} \quad m_{Ca}] \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$\begin{bmatrix} I_{cA} \\ I_{cB} \\ I_{cC} \end{bmatrix} = [m_{Ca} \quad m_{Ba} \quad m_{Aa}] \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Denklem (4.15), (4.16) ve (4.17) denklem (4.14) 'te yerine yazılırsa;

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} m_{Aa} & m_{Ca} & m_{Ba} \\ m_{Ba} & m_{Aa} & m_{Ca} \\ m_{Ca} & m_{Ba} & m_{Aa} \end{bmatrix}}_{[m]^T} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

matris konverterin giriş akımları, modülasyon katsayı matrisinin transpozesi ile çıkış akımlarının çarpımına eşit olduğu görülür. Öyleyse çok genel bir ifadeyle giriş akımları,

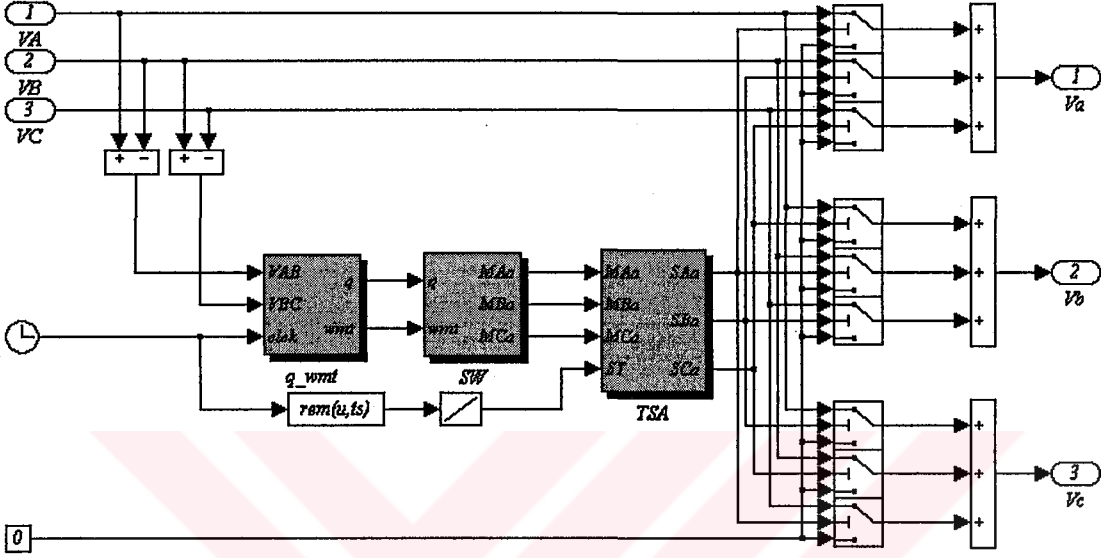
$$I_{ABC} = [m]^T I_{abc} \quad (4.19)$$

Burada $I_{ABC} = [I_A \ I_B \ I_C]^T$, $I_{abc} = [I_a \ I_b \ I_c]^T$ ve $[m]^T$ modülasyon katsayı matrisinin transpozesidir. Denklem (4.12) ve (4.13), denklem (4.18) 'de yerine yazıldıktan sonra, bazı cebirsel manipülasyonlar yapılarak çıkış akımları I_A , I_B , I_C 'ye ilişkin aşağıdaki analitik sonuç ifade türetilmiş olur.

$$\begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} = q I_{om} \begin{bmatrix} \cos(\omega_i t + \varphi) \\ \cos(\omega_i t + \varphi - 2\pi/3) \\ \cos(\omega_i t + \varphi + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

4.4. Matris Konverterin Matlab/Simulink ile Benzetimi

Matris konverterin Matlab/Simulink [Math Works, 1999] ile benzetimini yapabilmek için öncelikle Şekil 4.5 'te görüldüğü gibi konverteri besleyecek olan 3-fazlı kaynağın herhangi iki hat gerilimini ölçmek gerekir. Örneğin bu çalışmada V_{AB} ve V_{BC} gerilimleri ölçülmüştür.



Şekil 4.5 Matris konverterin Matlab/Simulink blok diyagramı.

Şekil 4.5 'te görülen yapıda 9 adet ideal anahtar, V_A, V_B, V_C besleme hatları ve çıkış gerilimleri V_a, V_b, V_c 'nin giriş gerilimlerinin sentezinden oluşmasını sağlayan toplama blokları dışında kalan diğer blokların tümü anahtarların sürülmesinde kullanılacak olan S_{Aa}, S_{Ba}, S_{Ca} dizi darbelerinin elde edilmesi için kullanılmıştır. "q_wmt" adlı blok aracılığıyla, istenilen çıkış gerilimi genliğinin ve frekansının belirlenmesinde kullanılan q talep faktörü ve ω_m modülasyon frekansı hesaplanmaktadır. Bunun için, ölçülen hat giriş gerilimlerinden faz giriş geriliminin tepe değeri ve ωt açısı belirlenebilir [Sünter ve Altun, 2002].

$$V_{im}^2 = \frac{4}{9}(V_{AB}^2 + V_{BC}^2 + V_{AB} V_{BC}) \quad (4.21)$$

$$\omega_i t = \arctan \left[\frac{-V_{BC}}{\sqrt{3} \left(\frac{2}{3} V_{AB} + \frac{1}{3} V_{BC} \right)} \right] \quad (4.22)$$

Daha sonra denklem (4.7) ile verilen hedef çıkış gerilimlerinden faz çıkış geriliminin tepe değeri ve $\omega_o t$ açısı da hesaplanabilir.

$$V_{om}^2 = \frac{2}{3}(V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) \quad (4.23)$$

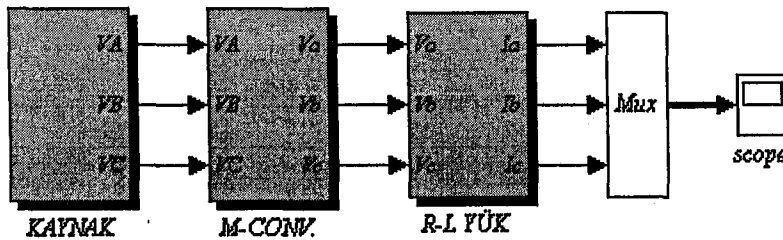
$$\omega_o t = \arctan\left(\frac{V_c - V_b}{\sqrt{3} V_a}\right) \quad (4.24)$$

Denklem (4.21) ile (4.23) 'ten q talep faktörü ve denklem (4.22) ile (4.24) 'ten $\omega_m t$ modülasyon açısı bulunabilir.

$$q = \sqrt{\frac{V_{om}^2}{V_{im}^2}} \quad (4.25)$$

$$\omega_m t = \omega_o t - \omega_i t \quad (4.26)$$

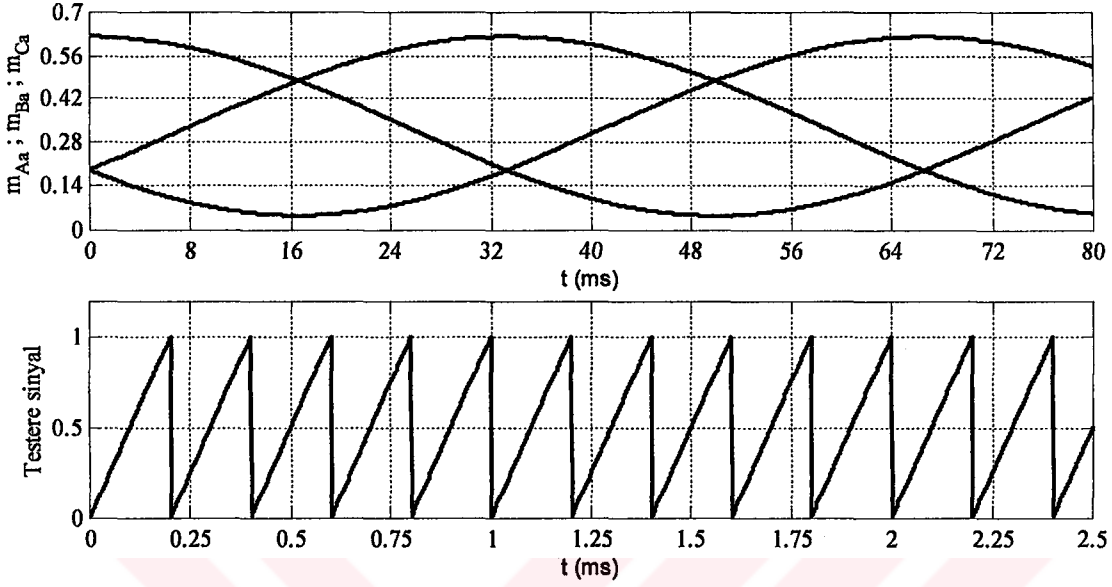
Talep faktörü ve modülasyon açısı belirlendikten sonra denklem (4.12) kullanılarak “SW” adlı blok aracılığıyla modülasyon terimleri m_{Aa} , m_{Ba} , m_{Ca} hesaplanmaktadır. Elde edilen modülasyon terimlerinin değerleri daha sonra “TSA” bloğu yardımıyla bir testere dişi sinyalle karşılaştırılarak anahtarlara uygulanacak olan S_{Aa} , S_{Ba} , S_{Ca} darbe dizileri elde edilmektedir. Bütün bu işlemler Şekil 4.6 'da görülen sistemin “M-CONV.” adlı bloğunda gerçekleştirilerek V_a, V_b, V_c değişken genlik ve frekanstaki gerilimler elde edilmektedir.



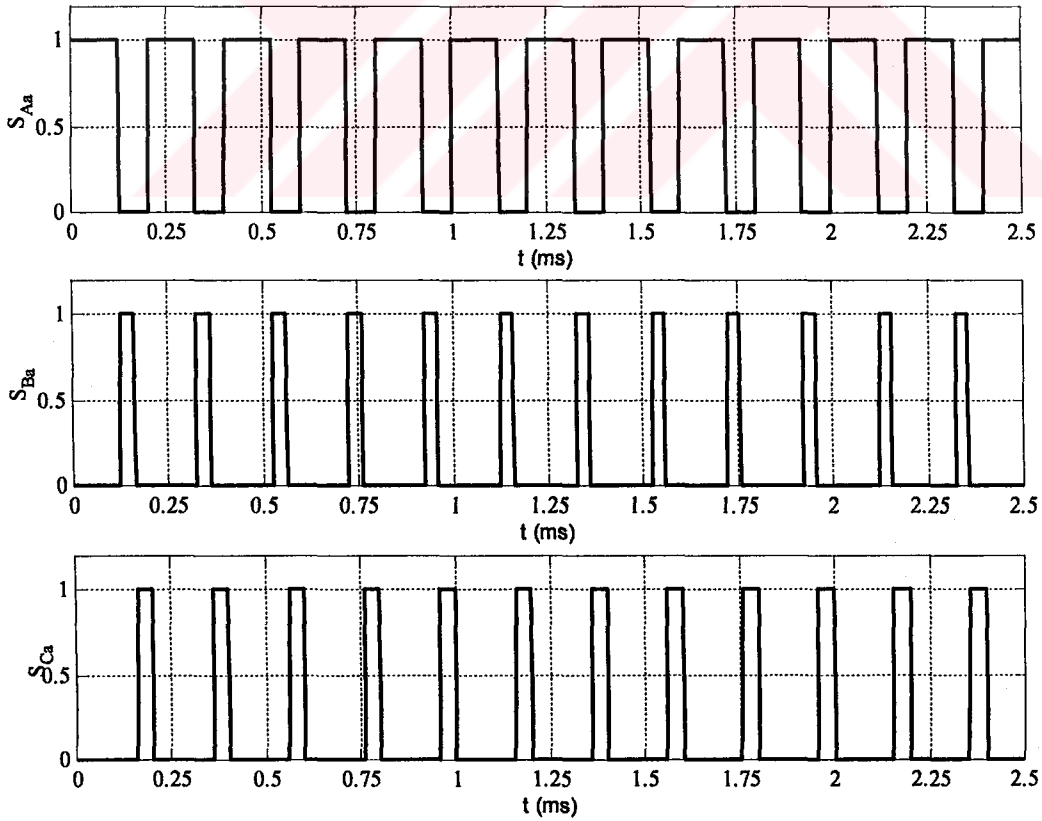
Şekil 4.6 R-L yükünü besleyen matris konverter.

Bu benzetim çalışmasında seçilen sabit kaynak gerilimi 220 volt olup frekansı 50 Hz dir. İlk etapta hedef seçilen çıkış gerilimi 95 volt ve frekansı 40 Hz kadardır. Bu genlik ve frekanstaki

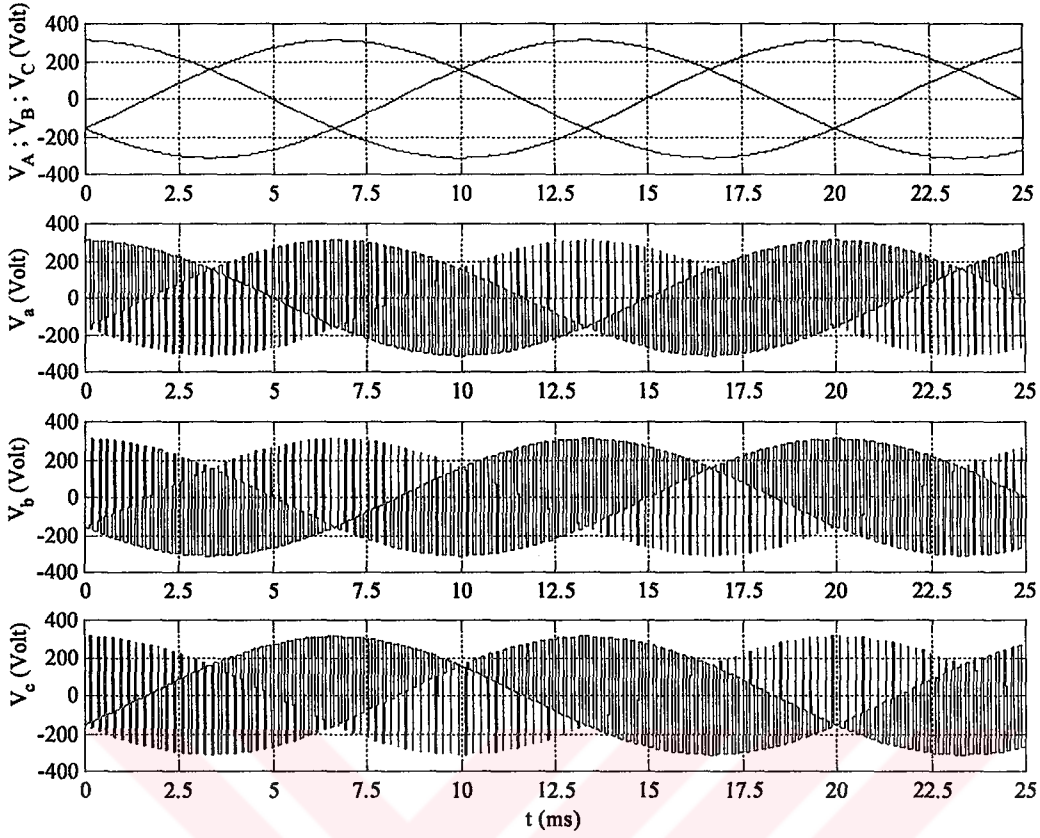
gerilim sabit $R=10\ \Omega$ ve $L=100\text{ mH}$ olan R-L yüküne uygulanmıştır. Benzetimde tercih edilen sabit anahtarlama frekansı ise 5 kHz kadardır.



Şekil 4.7 $q=95/220$ ve $f_o=40\text{ Hz}$ için modülasyon terimleri ve testere dişi sinyal değişimleri.



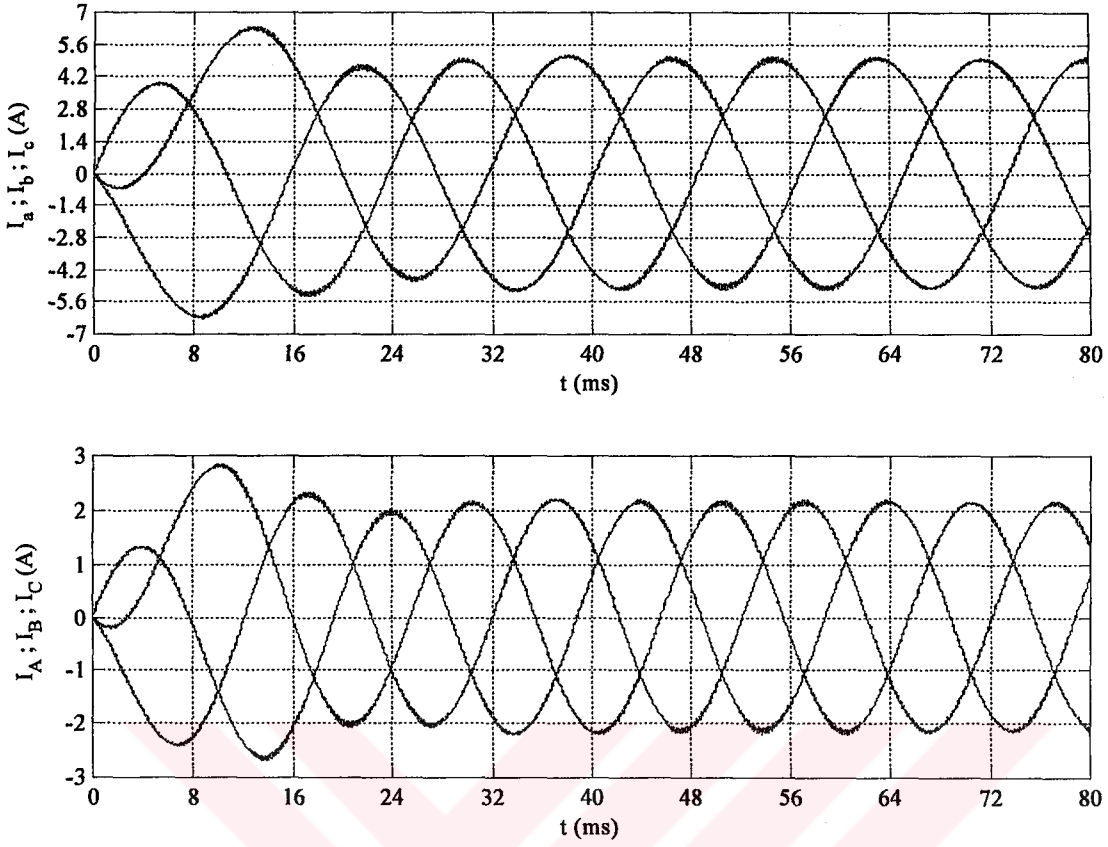
Şekil 4.8 $q=95/220$ ve $f_o=40\text{ Hz}$ için anahtarlara uygulanan darbe dizileri.



Şekil 4.9 Giriş faz ve $q=95/220$ ve $f_o=40$ Hz için çıkış faz gerilimleri.

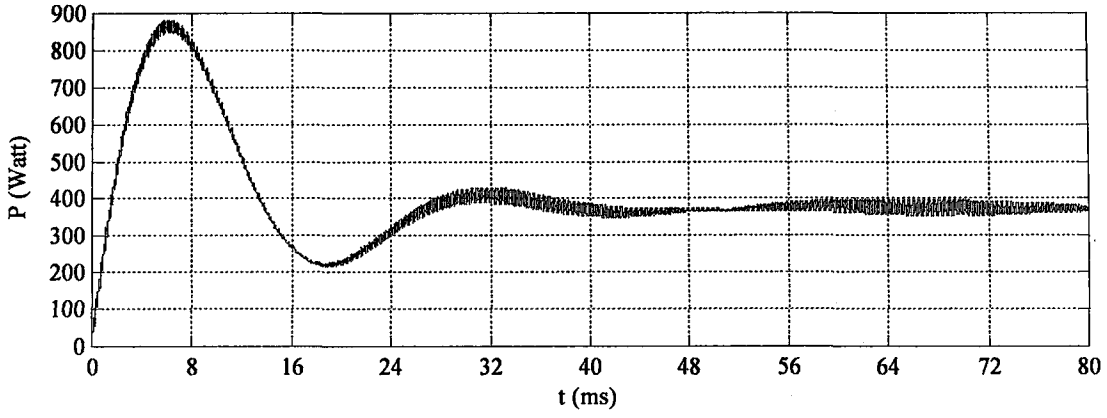
Şekil 4.7 ile değişimleri verilen ve her an için denklem (4.4) gereği toplamaları 1 olan m_{Aa} , m_{Ba} , m_{Ca} terimleri, görüldüğü gibi frekansı 5 kHz olan bir testere dişi sinyalle karşılaştırıldıktan sonra hedef seçilen genliği 95 volt ve frekansı 40 Hz olan çıkış gerilimini elde etmek için Şekil 4.8 'de verildiği gibi anahtarlara uygulanacak olan darbe dizileri belirlenmiştir. Görüldüğü gibi bu darbe dizilerinin değişimine dikkat edilirse bir anahtarlama periyodunda ($T_s=1/5000 = 0.2$ ms) herhangi bir anahtar kapalı iken (konumu 1 iken) diğer iki anahtar açık (konumu sıfır) durumdadır. Bunun böyle olması da gerekir çünkü, şayet anahtarlardan herhangi ikisi veya üçü birden aynı anda kapalı olacak olursa fazlar kısa devre olacak ve bu matris konverter ile kaynak için tehlike arz edecektir.

Sonuç olarak böyle bir modülasyon tekniği ile sabit giriş faz gerilimleri kıyılarak değişken genlikte ve frekansta sinüzoidal bir gerilim elde edilmiştir. Şekil 4.9 'da sabit giriş faz gerilimlerinden elde edilen çıkış faz gerilimleri görülmektedir. Bu çıkış faz gerilimlerinden herhangi biri giriş gerilimlerinin sentezinden oluştuğu için, değişiminde giriş gerilimlerinin her üçünün de etkisi görülmektedir.

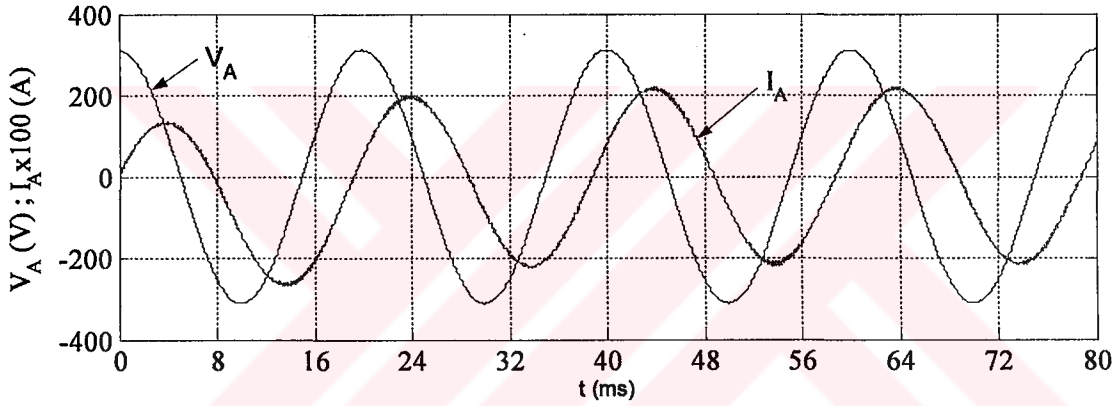


Şekil 4.10 Matris konverterin, $q=95/220$ ve $f_o=40$ Hz için giriş ve çıkış akımları.

Şekil 4.9 'da verilen çıkış gerilimleri V_a, V_b, V_c , R-L yüküne uygulanması sonucu Şekil 4.10 'da verilen I_a, I_b, I_c akımlarının oluşumuna neden olmuştur. Dikkat edilirse oluşan bu akımlar sinüzoidal ve aralarında 120° lik açı farkı vardır. Bu nedenle Şekil 4.9 'da değişimleri verilen çıkış gerilimlerinin her biri üzerinde giriş 3-faz gerilimlerinin etkisi görünüyorsa da her bir çıkış faz geriliminin ana bileşeni sinüzoidal ve istenilen genlik ve frekansta olup geri kalan diğer harmonikleri dikkate alınmayacak derecededir. Aynı zamanda anahtarlama frekansı arttıkça bu harmoniklerin etkisi daha çok zayıflayacaktır. Şekil 4.10 'da görülen I_a, I_b, I_c giriş akımları ise çıkış akımlarının sentezinden oluştuğu için denklem (4.18) gereği hesaplanmıştır. Konverterin giriş gücü ise anlık olarak giriş gerilimleri ile akımlarının çarpımına eşit olduğu dikkate alınarak giriş gücü değişimi Şekil 4.11 'deki gibi belirlenmiştir. Şekil 4.12 'de ise aralarında bir faz açısı bulunan giriş gerilimi ile giriş akımı üst üste görünümü verilmektedir.

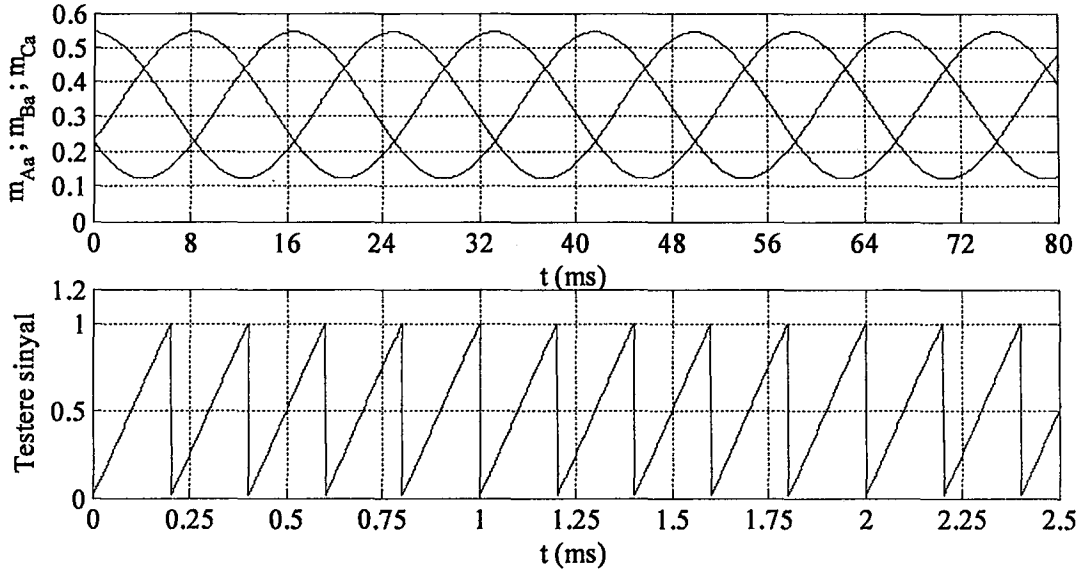


Şekil 4.11 $q=95/220$ ve $f_o=40$ Hz için matris konverterin giriş gücü değişimi.

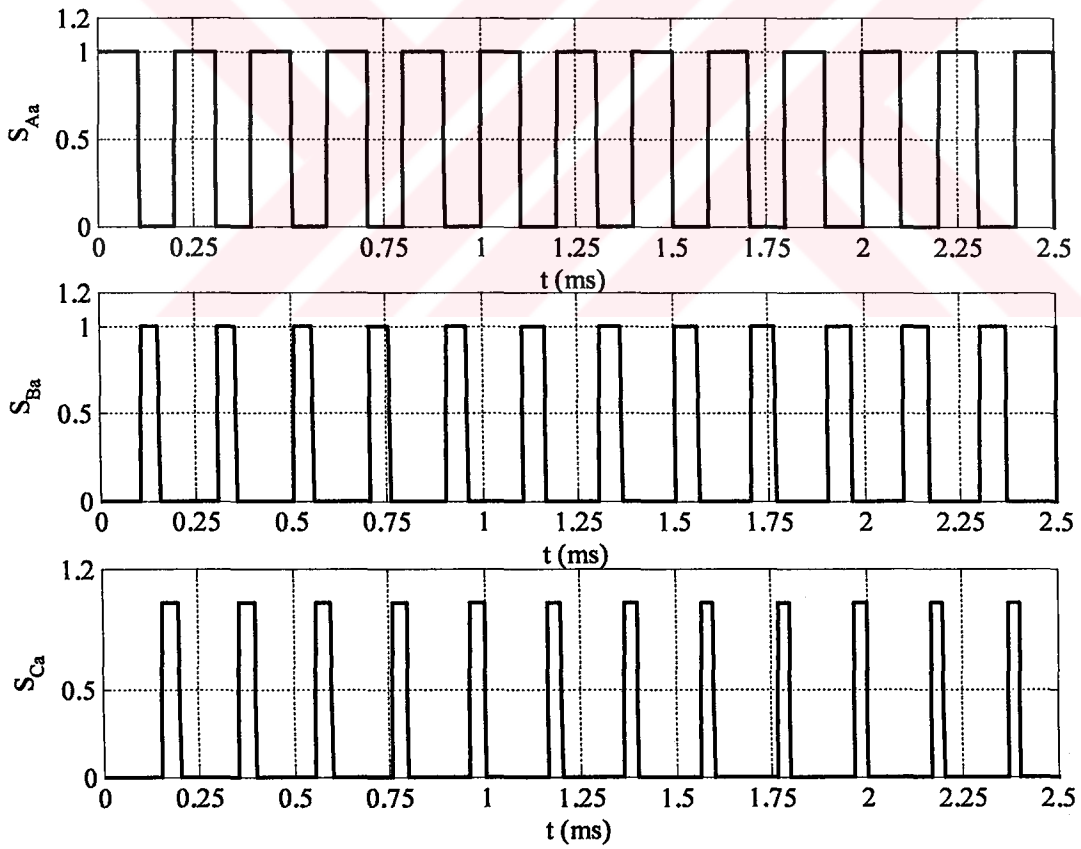


Şekil 4.12 $q=95/220$ ve $f_o=40$ Hz için giriş gerilimi ile giriş akımı.

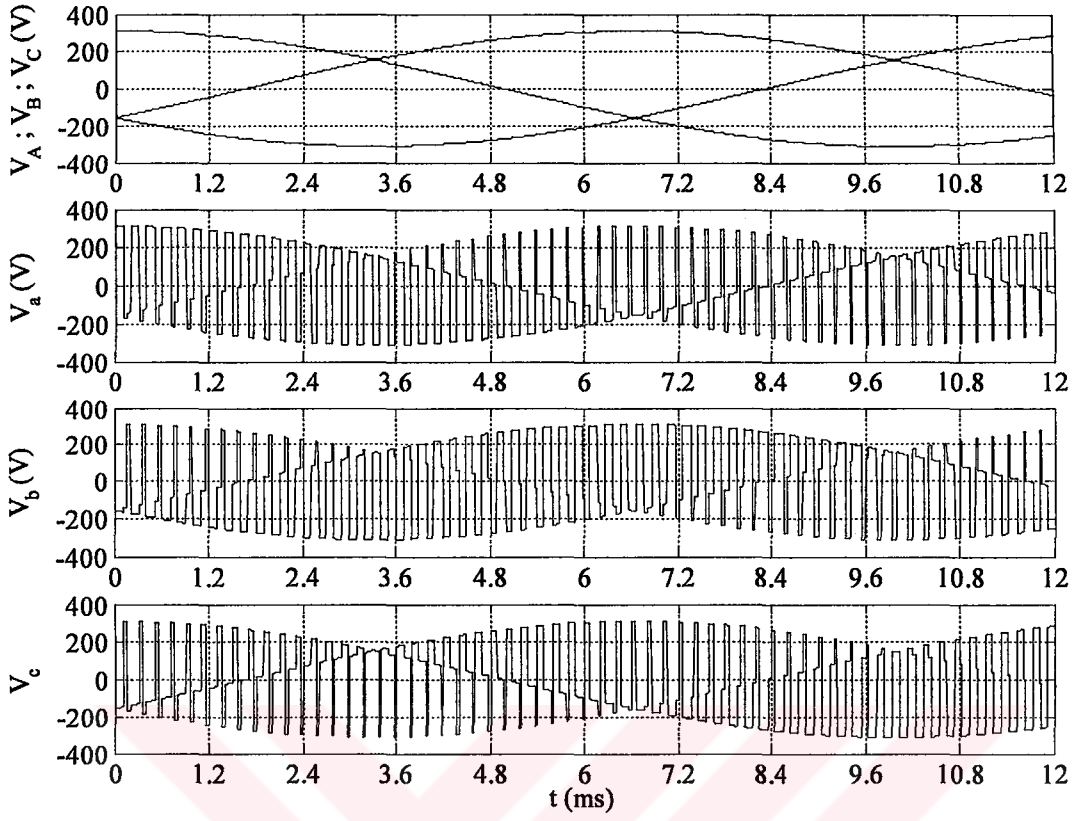
Matlab/simulink ile benzetim uygulamasının bundan sonraki aşamasında ise giriş geriliminin genliği ile frekansı, R-L yük devre elemanlarının değerleri ve anahtarlama frekansı bundan evvel verildiği gibi alınarak çıkış geriliminin genliği 70 volt ve çıkış frekansı 90 Hz için yukarıda şekillerle verilen bütün sonuçlar tekrar edilmiştir.



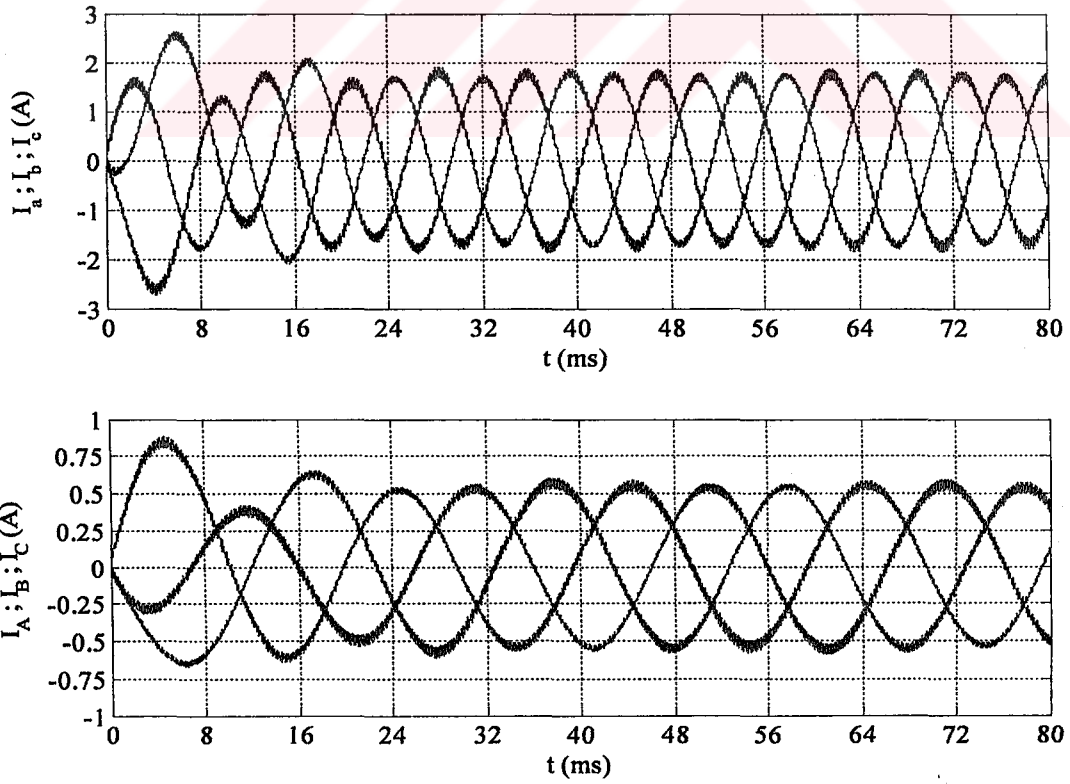
Şekil 4.13 $q=70/220$ ve $f_o=90$ Hz için modülasyon terimleri ve testere dişi sinyal değişimleri.



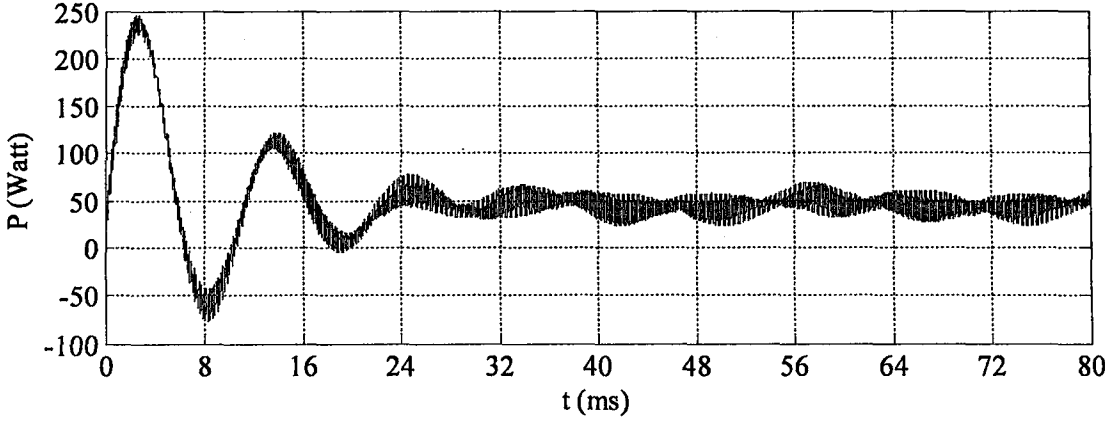
Şekil 4.14 $q=70/220$ ve $f_o=90$ Hz için anahtarlara uygulanan darbe dizileri.



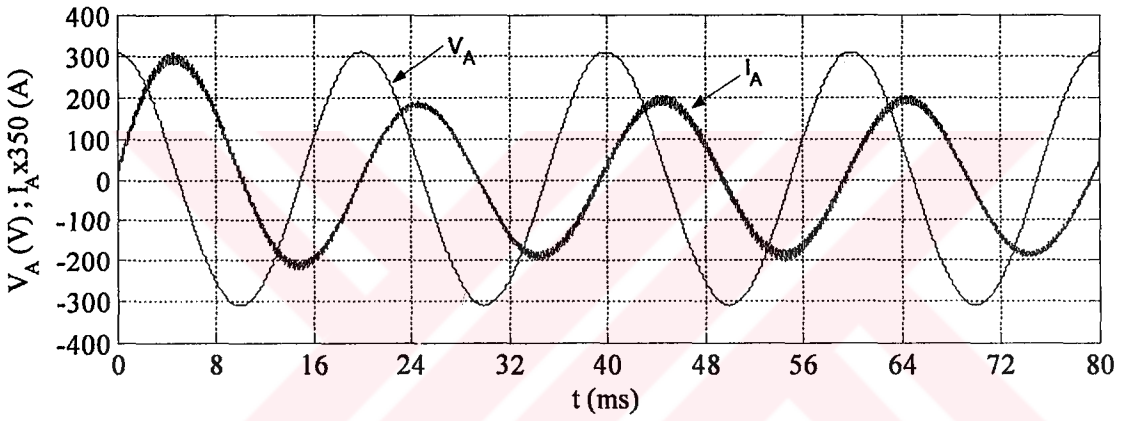
Şekil 4.15 Giriş faz ve $q=70/220$ ve $f_o=90$ Hz için çıkış faz gerilimleri.



Şekil 4.16 Matris konverterin, $q=70/220$ ve $f_o=90$ Hz için giriş ve çıkış akımları.

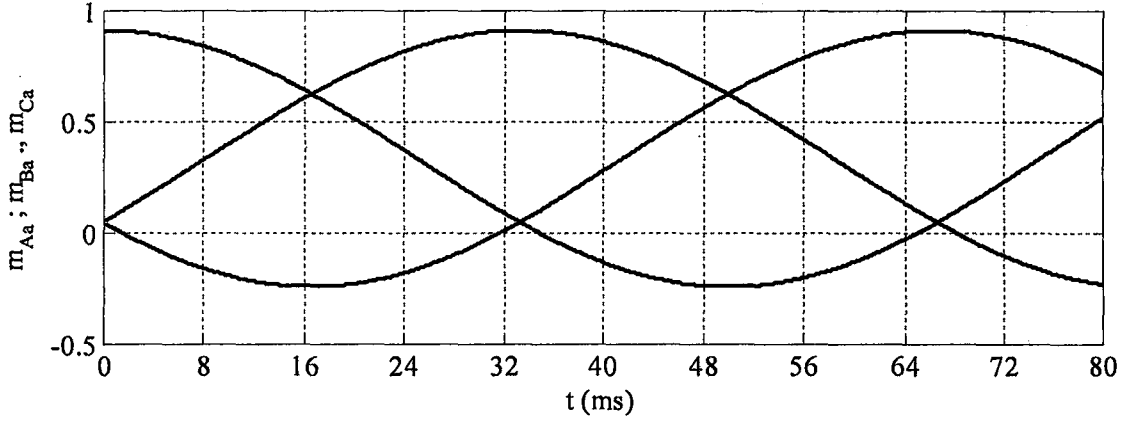


Şekil 4.17 $q=70/220$ ve $f_o=90$ Hz için matris konverterin giriş gücü değişimi.



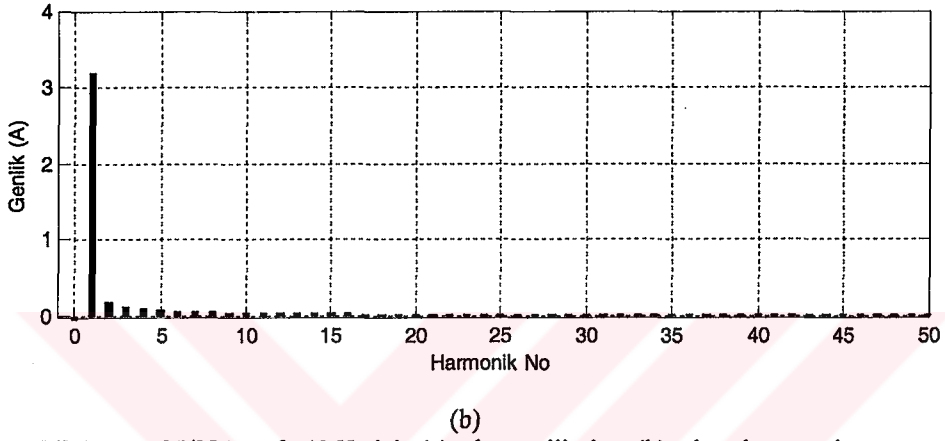
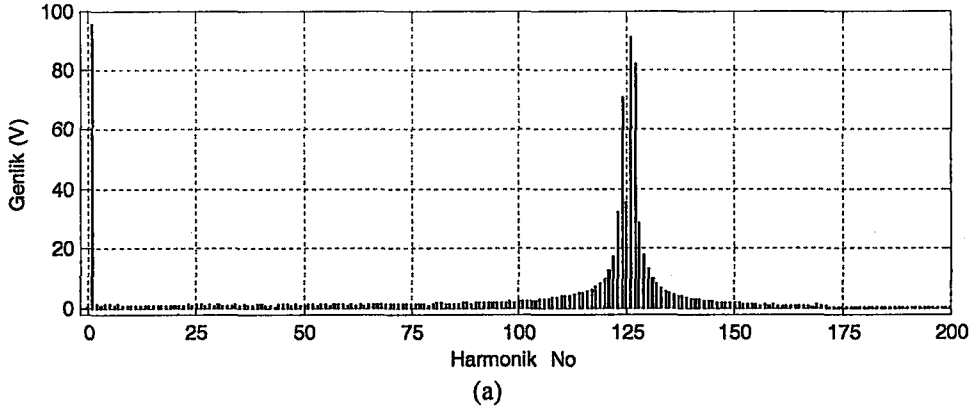
Şekil 4.18 $q=70/220$ ve $f_o=90$ Hz için giriş gerilimi ile giriş akımı.

Şekil 4.19 'da verilen modülasyon terimlerinin değişiminde görüldüğü gibi negatif değerler mevcuttur. Bu terimlerin negatif değer alması, anahtarların iletim sürelerinin negatif değer alması demektir. Bu da anlamsız olduğundan q talep faktörü için, Kısım 4.3 'te verilen modülasyon tekniğine göre $0 < q < 0.5$ şartı sağlanmalıdır. Konverterdeki anahtarlama elemanlarının iletimde kalma sürelerinin hesaplanmasında kullanılan maksimum $q=0.5$ gerilim oranına sahip venturini modülasyon algoritması ile, konverter çıkış gerilimi giriş geriliminin yarısı kadar olmaktadır. Örnek olarak konverterin 250 voltluk bir yükü beslemesi durumunda girişinin en az 500 voltluk bir kaynak tarafından beslenmesi gerekir. Bu durumda konverter çıkış geriliminin efektif değeri, yükün besleme gerilimine her ne kadar eşit olsa da, bu gerilimin tepe değeri yük için ısınma, izolasyon v.b sakıncalar oluşturabilir. Bu nedenle maksimum $q>0.5$ oranlı modülasyon algoritmalarının kullanılması hem maliyet hem de sistem açısından daha avantajlı olur.

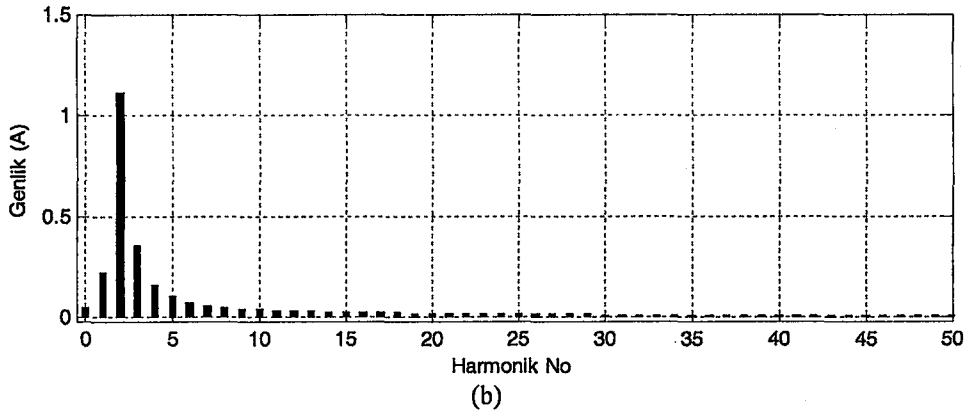
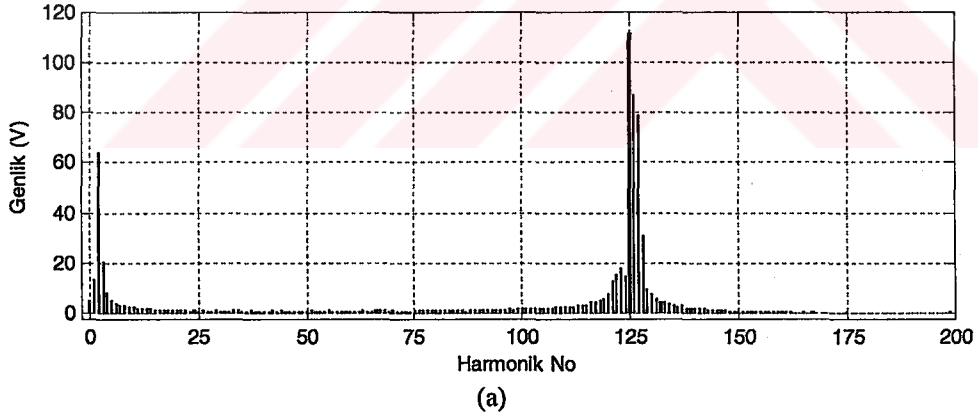


Şekil 4.19 $q=190/220 > 0.5$ ve $f_o=40$ Hz için modülasyon terimlerinin değişimi.

Elde edilen benzetim sonuçları için merak edilebilecek diğer bir husus ise çıkış akım ve gerilimlerinin spektrumudur. $q=95/220$ ve $f_o=40$ Hz ile $q=70/220$ ve $f_o=90$ Hz için elde edilen çıkış geriliminin ve çıkış akımının spektrumları Şekil 4.20 ve Şekil 4.21 'de karşılaştırmalı olarak verilmektedir.



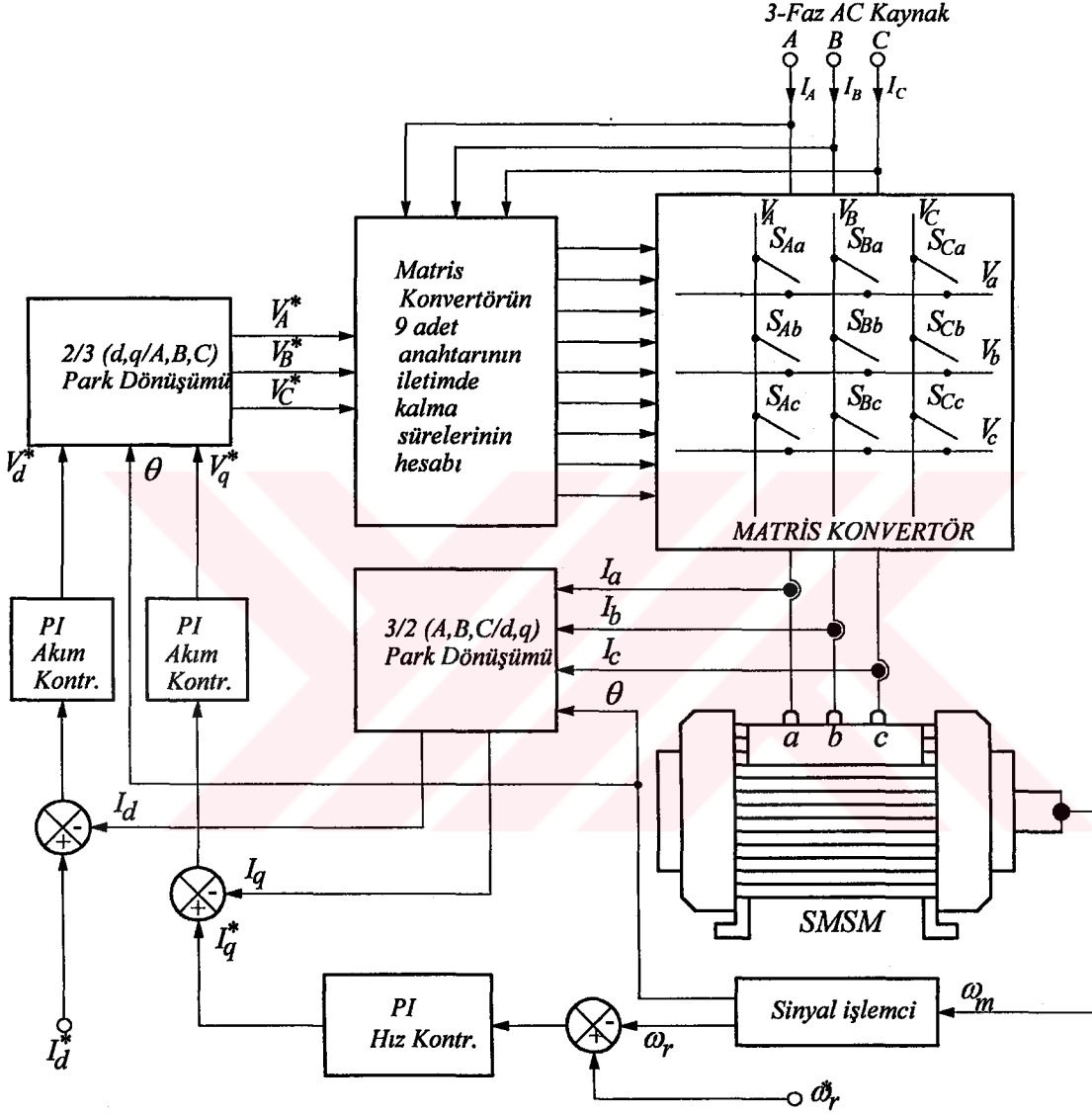
Şekil 4.20 $q=95/220$ ve $f_o=40$ Hz için (a) çıkış gerilimi ve (b) çıkış akımı spektrumu.



Şekil 4.21 $q=70/220$ ve $f_o=90$ Hz için (a) çıkış gerilimi ve (b) çıkış akımı spektrumu.

5. MATRİS KONVERTERDEN BESLENEN SMSM KONTROLÜ

Bölüm 3 'de vektör kontrol şeması verilen SMSM kontrol sistemine ait blok diyagramı Şekil 5.1 'de verilmiştir [Sünter ve Altun, 2004].

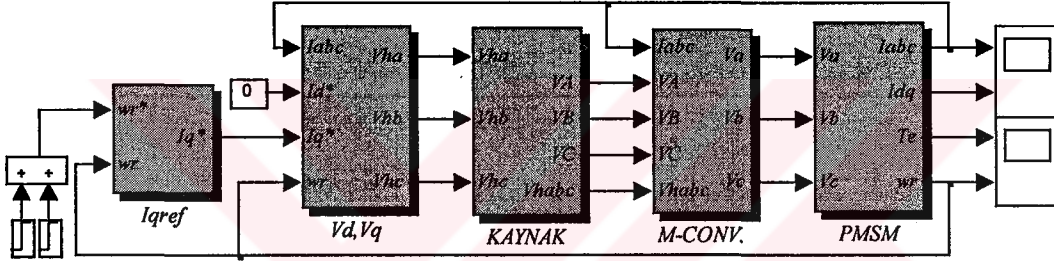


Şekil 5.1 SMSM kontrol sisteminin blok diyagramı.

Gerçek uygulamada motorun çektiği I_a, I_b, I_c gerçek akımlar transducerler ile ölçüldükten sonra bu akımlara Park dönüşümü uygulanarak I_d, I_q akımları elde edilir. Elde edilen I_d, I_q akımları, referans I_d^*, I_q^* akımları ile karşılaştırılır. Aradaki fark hata olarak kabul edilir ve PI

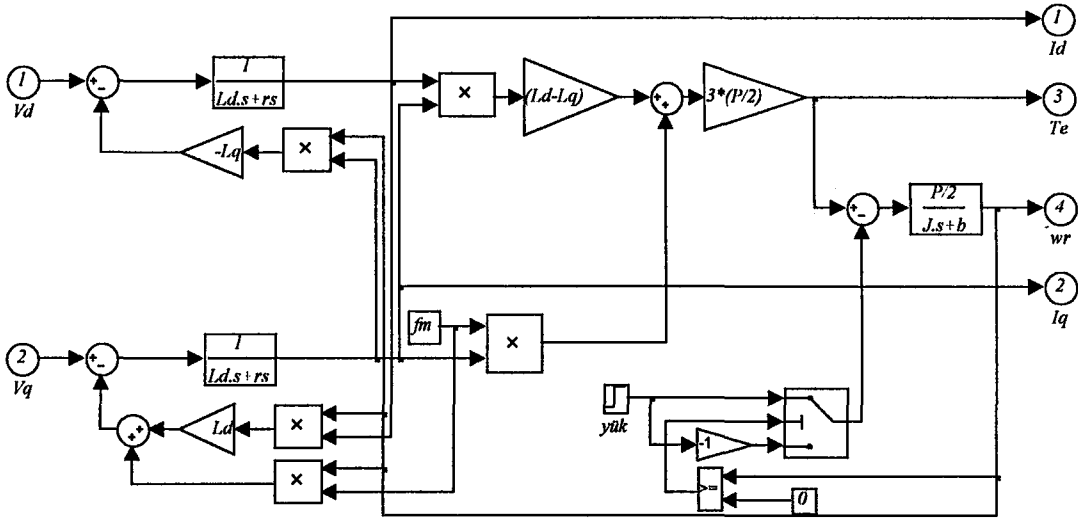
akım kontrolörlerinden geçirilerek referans V_d^*, V_q^* gerilimleri elde edilir. Daha sonra referans V_d^*, V_q^* gerilimlerine ters park dönüşümü uygulanarak V_A^*, V_B^*, V_C^* referans gerilim değerleri elde edilir. Aynı zamanda V_A^*, V_B^*, V_C^* gerilim değerleri SMSM motora uygulanan gerilim değerleridir. Bu gerilim değerlerini elde etmek için kontrollü güç kaynağı olarak *ac-ac* konverter olan matris konverter kullanılmıştır.

Matris konverter dokuz adet anahtarlama elemanından oluşmuştur. Bu anahtarların iletimde ve kesimde kalma süreleri ayarlanarak istenen gerilim değeri elde edilir. SMSM için gerekli olan V_A^*, V_B^*, V_C^* gerilim değerleri kullanılarak, anahtarların iletimde kalma süreleri belirlenir. Bu süreler anahtarlara uygulanarak istenilen gerilim değeri elde edilir.



Şekil 5.2 SMSM kontrol sisteminin Matlab/Simulink'te oluşturulan blok diyagramı.

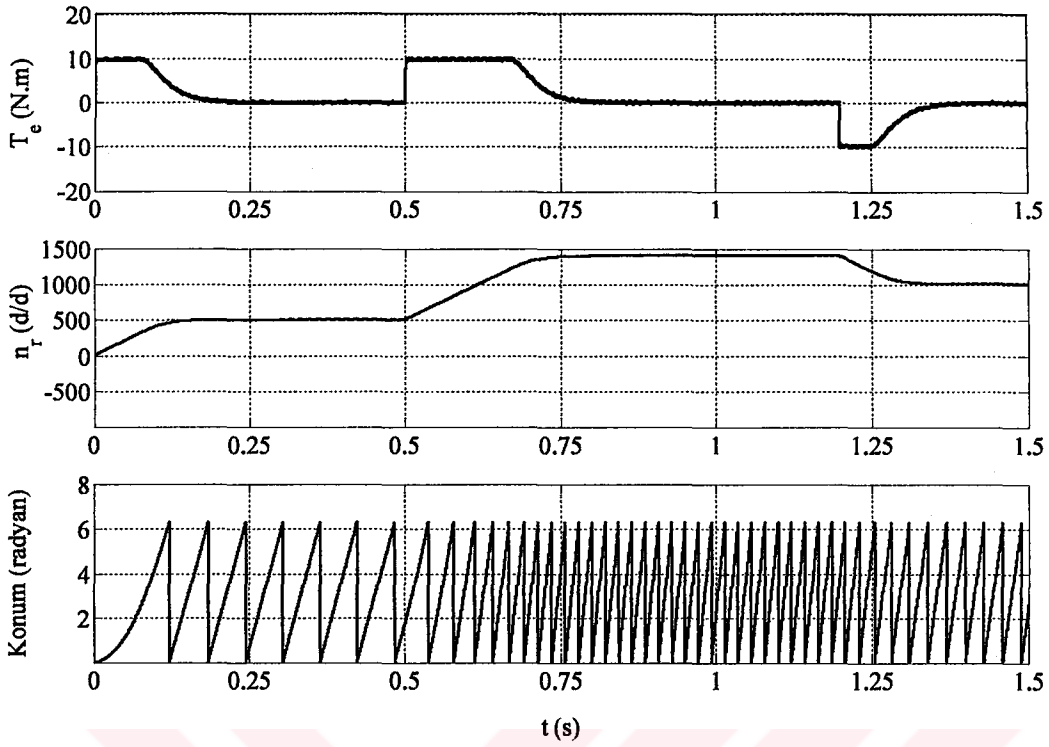
Şekil 5.1 'de motor milinden alınan mekanik hız bilgisi ω_m , elektriksel hız cinsinden rad/s olarak ω_r 'a dönüştürülür. ω_r , referans hız ω_r^* ile karşılaştırılarak aradaki fark PI hız kontrolöründen geçirilir ve referans I_q^* akımını elde edilir. Referans I_d^* akımını sıfır kabul edilmiştir. Motorun çektiği I_a, I_b, I_c akımlarına Şekil 5.2 'deki V_d, V_q bloğunda Park dönüşümü uygulanarak I_d ve I_q akım değerleri elde edilir. Daha sonra referans I_d^* ve I_q^* akımları ile karşılaştırılarak PI akım kontrolörleri yardımıyla referans V_d^*, V_q^* gerilim değerleri türetilir.



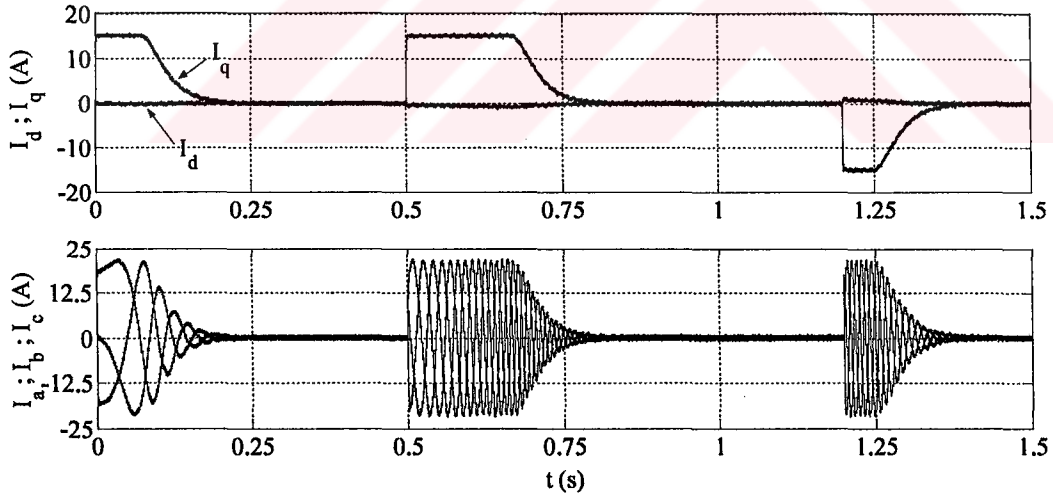
Şekil 5.3 SMSM' un Matlab/Simulink modeli.

Şekil 5.3 'te verilen model, denklem (2.73)-(2.77) ve denklem (2.79) ile ifade edilen SMSM 'a ait geçici durum matematiksel modelini temsil etmektedir. Bu model yardımıyla I_d, I_q akımları, T_e elektromanyetik momenti ve ω_r rotor açısal hızı belirlenmektedir. Benzetimde kullanılan SMSM 'a ait parametreler EK-1 de verilmiştir.

Şekil 5.4 'te başlangıçta 500 d/d, sonra 1400 d/d ve daha sonra 1000 d/d olarak verilen referans hızlar için motor momenti, hız ve rotor konum grafikleri verilmiştir. Bu süreçte yük momenti sıfır alınmıştır. $t=0$ anında referans hız 500 d/d 'dır. Bu hıza bağlı olarak motor hızı da ani olarak yükselmektedir. 150 ms gecikme ile motor hızının referans hızı yakaladığı görülmektedir. 0 ile 0.5 saniye arasında referans hız sabit tutulmuştur. Bu süre boyunca motor hızı, referans hızı düzgün olarak izlemektedir. 0,5 sn sonra referans hız 1400 d/d 'ya çıkartılmış ve 0.7 saniye boyunca sabit tutulmuştur. Bu süre içerisinde de motor hızının referans hızı 250 ms gecikme ile yakaladığı ve düzgün olarak izlediği görülmektedir. 1.2 saniyeden sonra referans hız 1000 d/d olarak verilmiş ve yine motorun bu hızı 150 ms gecikme ile yakaladığı ve düzgün olarak izlediği görülmektedir. Moment T_e grafiğine dikkat edilecek olursa; motorun sadece verilen referans hızları yakalama süreleri içerisinde yüksek moment ürettiği bunun dışında sürekli durumda sıfıra yakın düşük bir moment ürettiği görülmektedir. Konum grafiğinden, rotorun elektriksel konumunun her 2π radyan (360°) 'da bir sıfır noktasından geçtiği görülmektedir. Motorun başlangıçta 2π radyana ulaşma süresi, kalkınmadan dolayı fazladır. Bu durum verilen referans hızları yakalama süreleri içerisinde de görülmektedir. Sürekli durumlarda ise 2π radyanlık süre daha kısadır.



Şekil 5.4 $T_L=0$ N.m ve 500,1400,1000 d/d referans hızlar için motor momenti, devir sayısı ve rotor konum değişimleri.



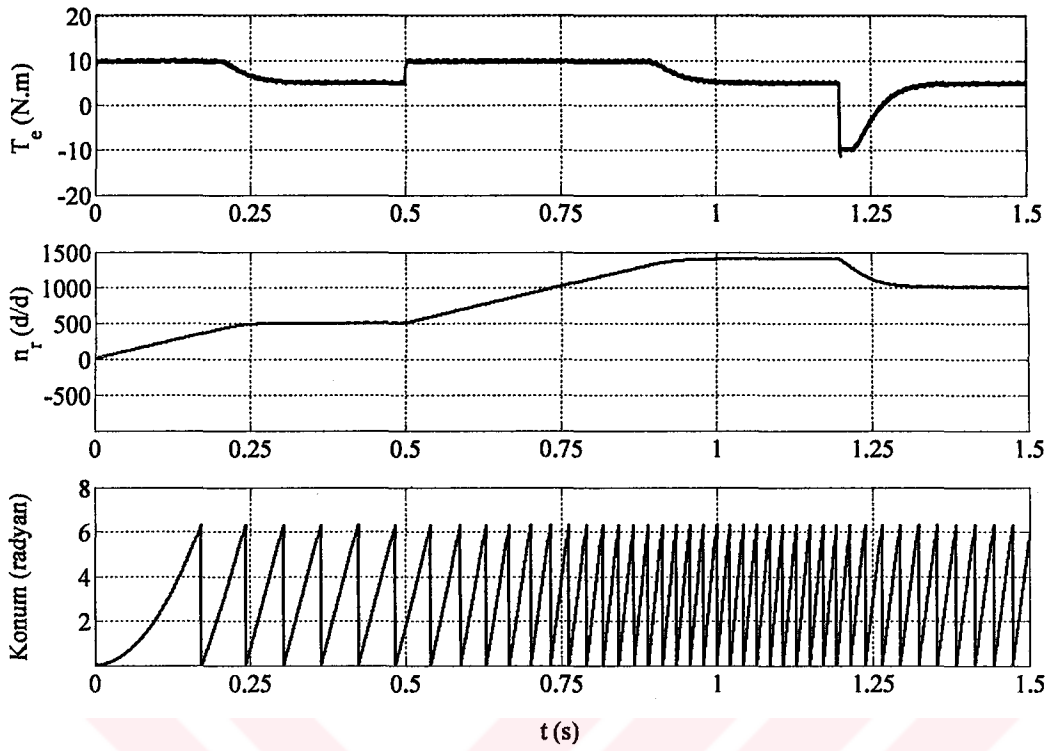
Şekil 5.5 $T_L=0$ N.m ve 500,1400,1000 d/d referans hızlar için d-q ve stator akımları.

Şekil 5.5 'te, şekil 5.4 'deki aynı referans hız değerleri ve sıfır yük momenti için, moment akım bileşeni I_q ve akı bileşeni I_d ile stator akımlarına ait grafikler verilmiştir. Verilen referans hız değerlerine ulaşma süreleri içerisinde, moment akım bileşeni I_q akımının

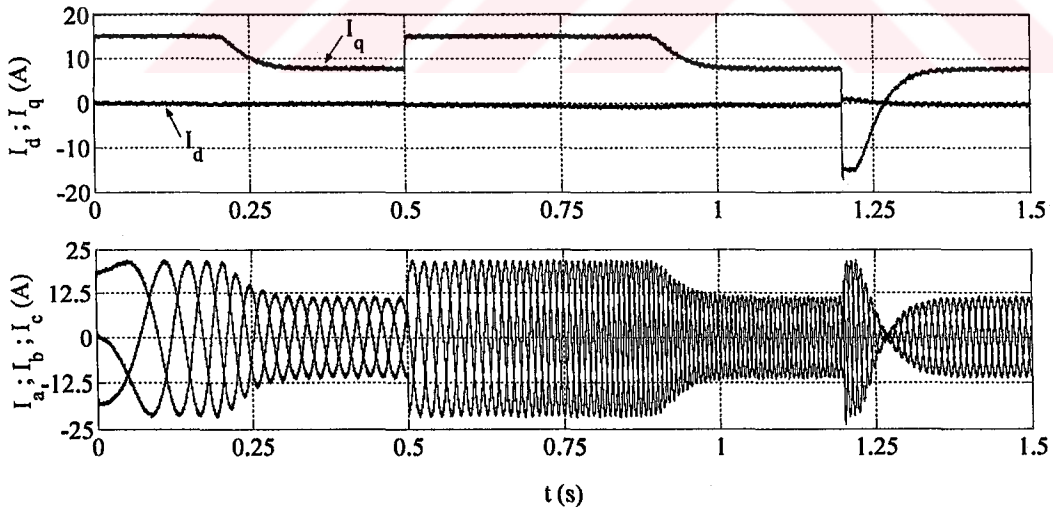
ve stator akımlarının yüksek olduğu görülmektedir. Sürekli durumda ise I_q akımının ve stator akımlarının azaldığı ve sifıra yakın bir değer aldığı görülmektedir. 1.2. saniyeden sonra referans hız 1400 d/d 'dan 1000 d/d 'ya düşürüldüğü zaman hızın 1400 d/d 'dan 1000 d/d 'ya düşmesi için motor negatif moment üretmiştir. Bu durum moment T_e grafiğinden görülmektedir. Buna paralel olarak moment bileşeni I_q negatif olmaktadır. Akı bileşeni I_d 'nin hızdaki değişimlerden fazla etkilenmediği ve sifıra yakın bir değerde olduğu görülmektedir.

Şekil 5.6 'da $T_L=5$ N.m yük altında ve başlangıçta 500 d/d, sonra 1400 d/d daha sonra 1000 d/d olarak verilen referans hız değerleri için motor moment, hız ve rotor konum grafikleri verilmiştir. Motorun yük altında 500 d/d 'lık referans hıza ulaşması için geçen süre 250 ms olup yüksüz çalışmaya göre daha fazladır. 1.2. saniyeden sonra referans hız 1400 d/d 'dan 1000 d/d 'ya düşürülmüştür. Bu durumda motor 1000 d/d 'ya yavaşlaması için negatif moment üretmekle birlikte yük momentinin de etkisiyle daha kısa sürede sabit hedef hıza ulaşmıştır.

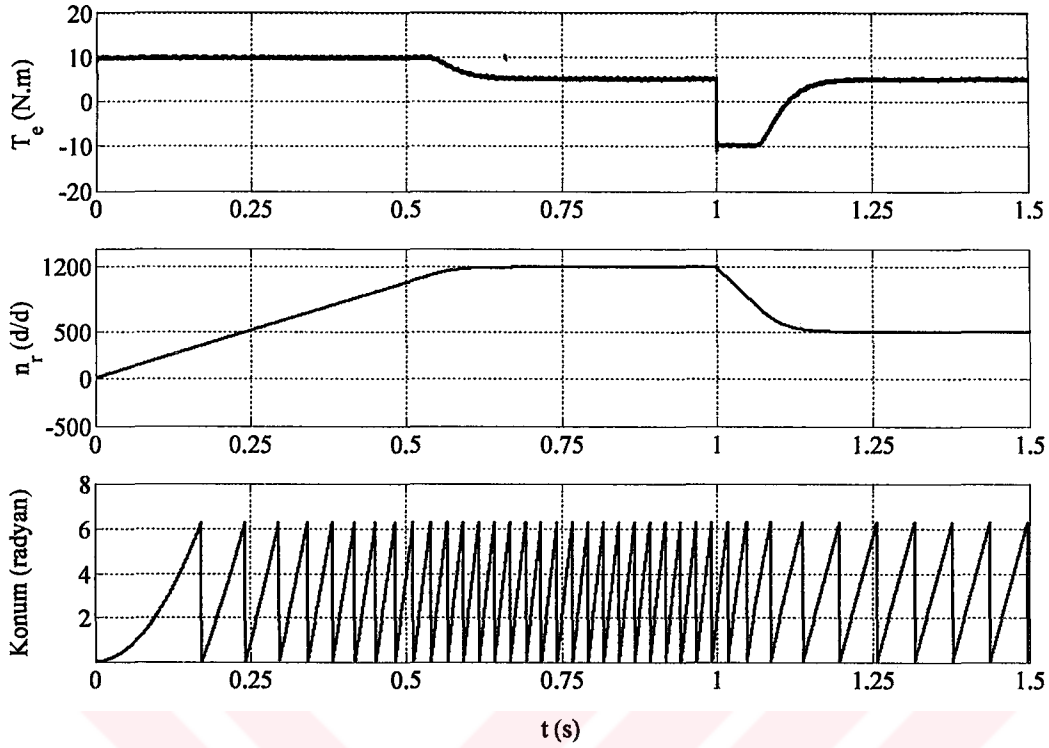
Şekil 5.7 'de, Şekil 5.6 'daki aynı referans hız değerleri ve yük moment için, moment akım bileşeni I_q , akı bileşeni I_d ile stator akımlarına ait grafikler verilmiştir. Hızlanma ve yavaşlama süreleri içerisinde, I_q akımı ile stator akımları yüksektir. Sürekli durumda ise I_q akımı yük momentini karşılayacak değerdedir. I_d akımı sürekli sifıra yakın değerdedir. Referans hız 1400 d/d 'dan 1000 d/d 'ya düşürülürken motorun negatif moment üretebilmesi için moment bileşeni olan I_q akımı da negatif değer almaktadır. Bu durum grafikte açıkça görülmektedir.



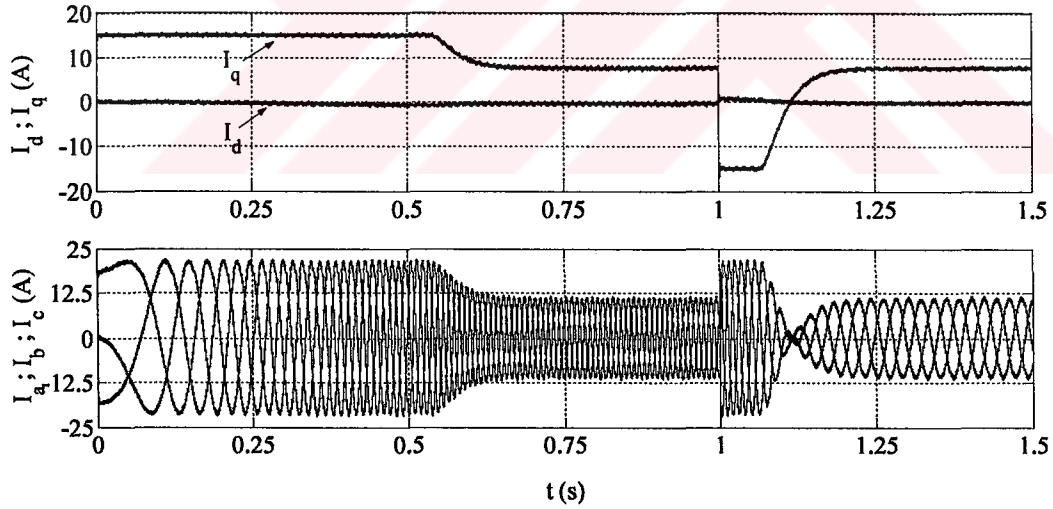
Şekil 5.6 $T_L=5$ N.m ve 500,1400,1000 d/d referans hızlar için motor momenti, devir sayısı ve rotor konum değişimleri.



Şekil 5.7 $T_L=5$ N.m ve 500,1400,1000 d/d referans hızlar için d-q ve stator akımları.

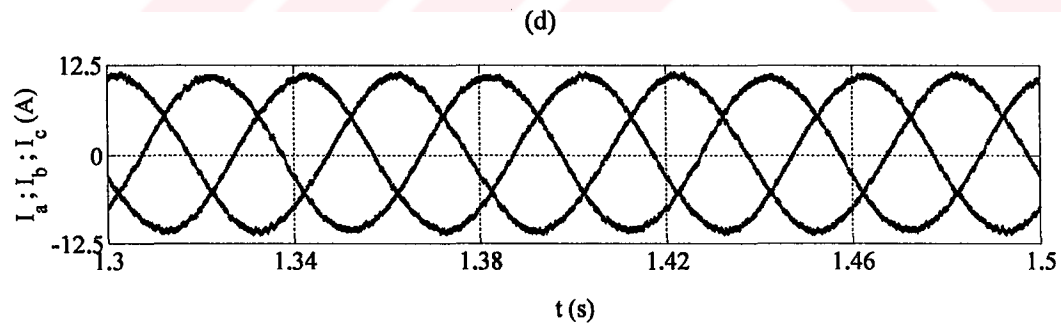
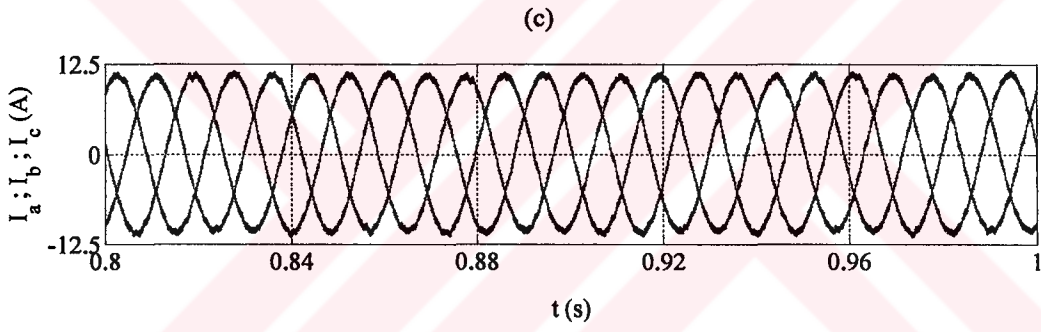
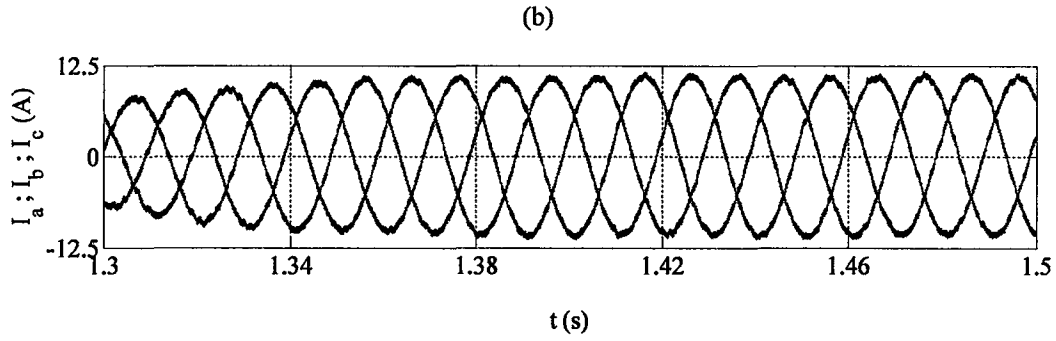
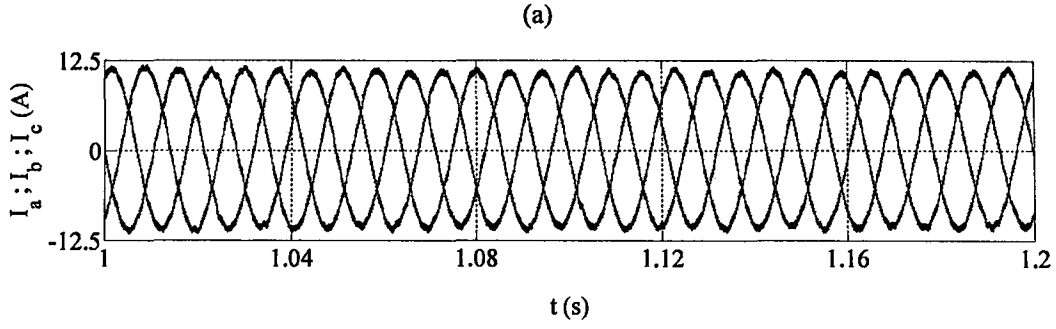


Şekil 5.8 $T_L=5$ N.m ve 1200,500 d/d referans hızlar için motor momenti, devir sayısı ve rotor konum değişimleri.



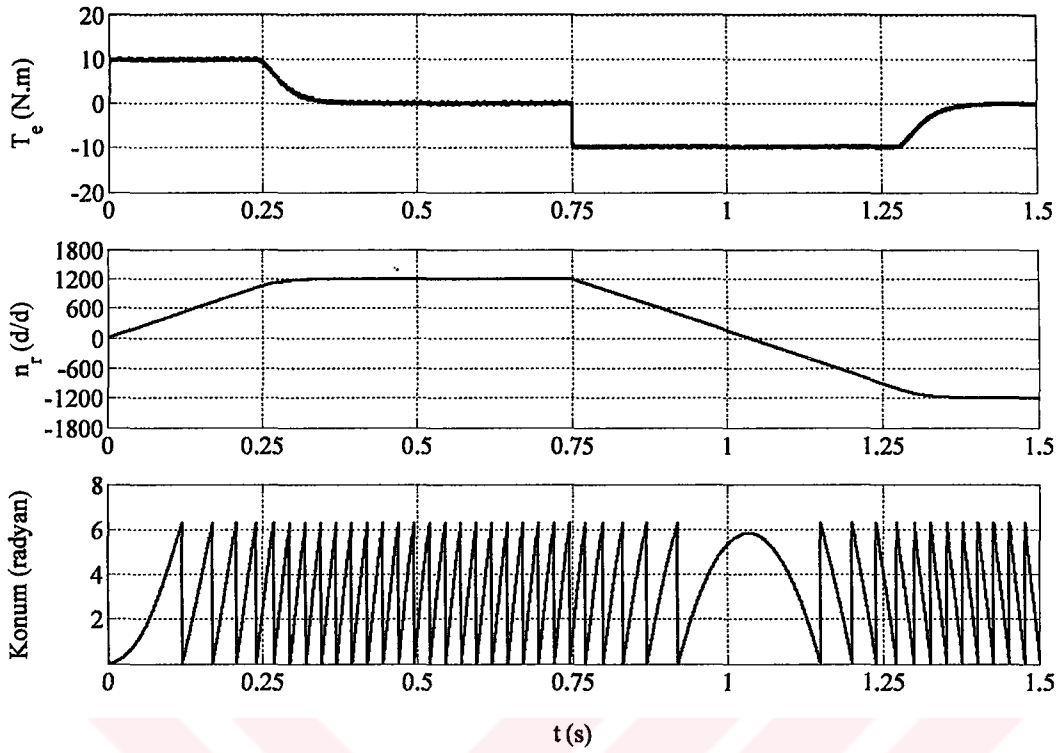
Şekil 5.9 $T_L=5$ N.m ve 1200,500 d/d referans hızlar için d-q ve stator akımları.

Şekil 5.8 ve Şekil 5.9 'da, $T_L=5$ N.m yük altında ve başlangıçta 1200 d/d ve 1 saniye sonra 500 d/d olarak verilen referans hızlar için motor momenti, hız, rotor konum değişimi, d - q eksen akımları ve stator faz akımları verilmiştir. Bu grafiklerde de yine motorun verilen referans hız değerlerine kısa sürede ulaştığı ve sürekli durumda bu hızları düzenli olarak izlediği görülmektedir.

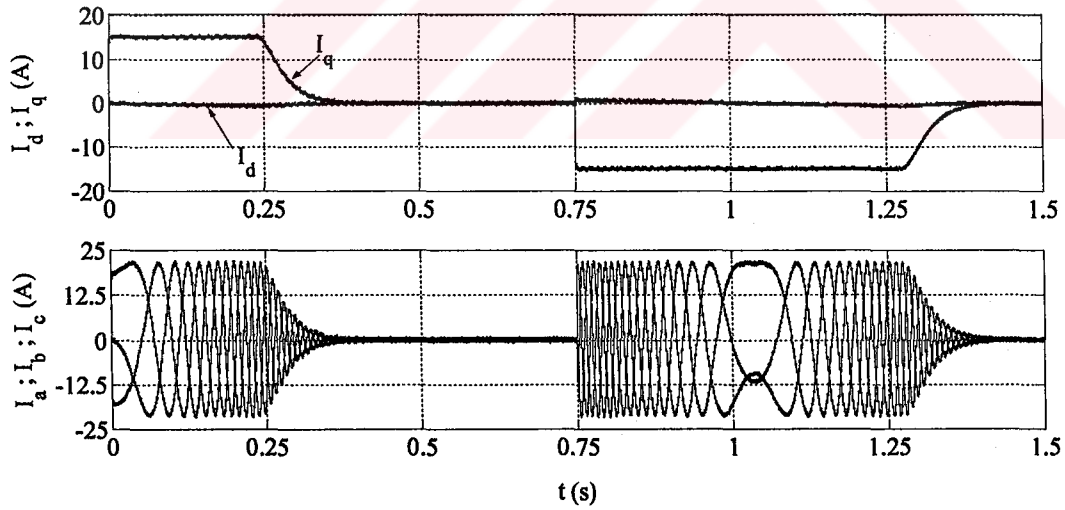


Şekil 5.10 $T_L=5$ N.m için (a)1400 d/d, (b)1000 d/d, (c)1200 d/d, (d)500 d/d hızlar için sürekli durumda stator akımları.

Motorun 5 N.m yük altında, farklı referans hız değerleri için sürekli durumda çektiği 3-faz akımları Şekil 5.10 'da verilmiştir. Bu akımların dengeli ve sinüsoidal yapıda olduğu görülmektedir.



Şekil 5.11 $T_L=0$ N.m ve 1200, -1200 d/d referans hız için motor momenti, devir sayısı ve rotor konum değişimleri.

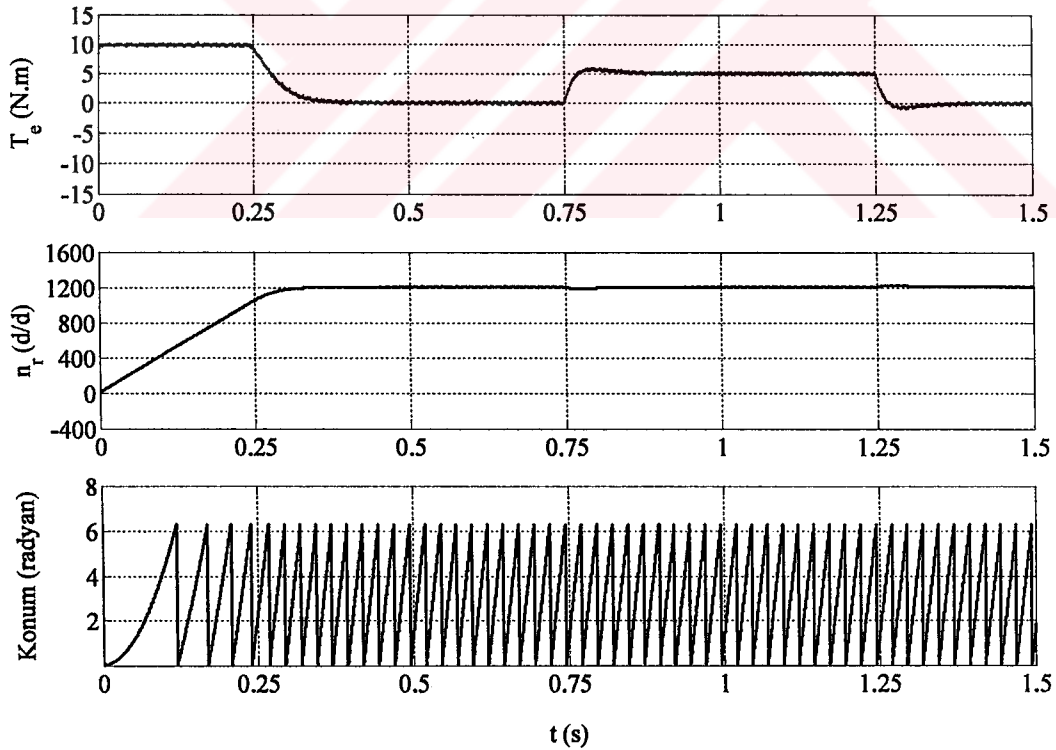


Şekil 5.12 $T_L=0$ N.m ve 1200, -1200 d/d referans hız için d-q ve stator akımları.

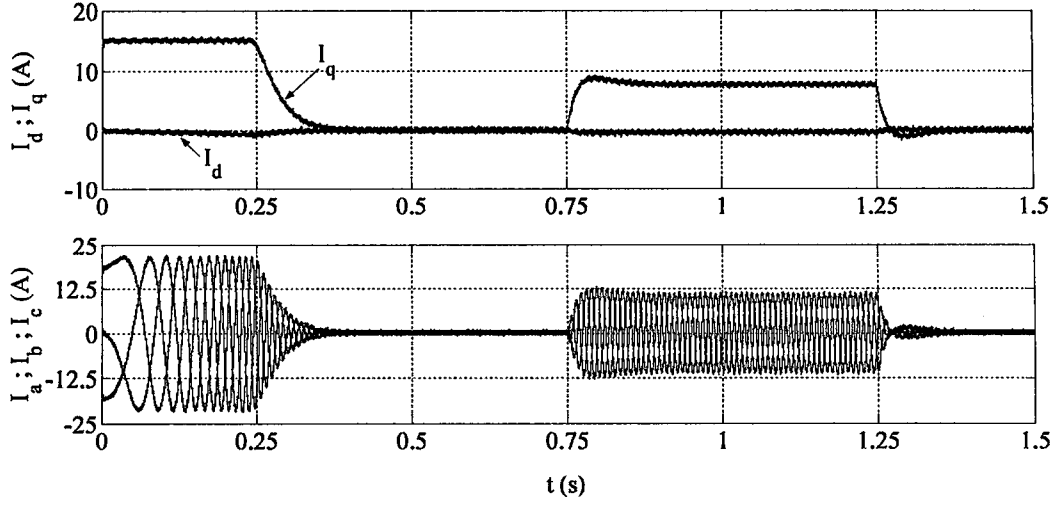
Şekil 5.11 ve Şekil 5.12 'te, başlangıçta 1200 d/d ve 0.75 saniye sonra -1200 d/d olarak verilen referans hız değerleri için moment, hız, rotor konumu, d - q ve stator akımlarına ait grafikler verilmiştir. Bu süreçte yük momenti 0 N.m alınmıştır. Hızlanma süresi içerisinde

motorun ürettiği moment yüksek değerdedir. Buna paralel olarak bu momenti oluşturan I_q akımı da yüksek değerdedir. Motor 1200 d/d 'ya ulaştıktan sonra motorun ürettiği moment ve I_q akımı düşmekte ve buna bağlı olarak motorun çektiği akımlar da azalmaktadır. 0.75 saniye sonra referans hız -1200 d/d olarak verildikten itibaren I_q akımı ve üretilen moment negatif değer almaktadır. Motorun ters yöndeki bu hıza ulaşması için geçen süre 0.5 saniyedir. Bu süre içerisinde motorun çektiği akımların da yüksek olduğu görülmektedir.

Şekil 5.13 ve Şekil 5.14 ' te, 1200 d/d referans hız için motor miline 0.75 saniye ile 1.25 saniye aralığında 5 N.m 'lik yükün bindirilmesiyle elde edilen moment, hız, rotor konum, d - q ile stator akımlarına ait grafikler verilmiştir. Hızlanma süresince moment, momenti oluşturan I_q akımı ve stator akımları yüksek değerdedir. Motor 1200 d/d hıza ulaştıktan sonra moment, I_q akımı ve stator faz akımları sıfıra yakın bir değere düşmektedir. 0.75. saniyede 5 N.m 'lik yükün bindirilmesiyle momentin, I_q akımının ve stator akımlarının artışı grafikten görülmektedir.

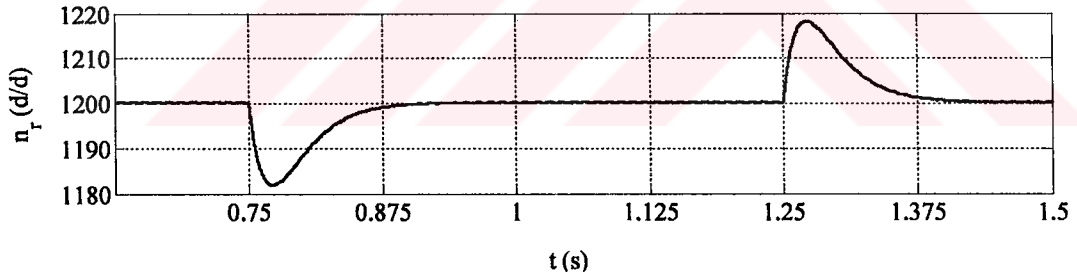


Şekil 5.13 $T_L=5$ N.m ve 1200 d/d referans hız için motor momenti, devir sayısı ve rotor konum değişimleri.



Şekil 5.14 $T_L=5$ N.m ve 1200 d/d referans hız için d-q ve stator akımları.

Şekil 5.15 'de 0.75 saniye sonra 5 N.m 'lik yükün bindirilmesiyle ve 1.25. saniyede yükün kaldırılmasıyla motorun hızında meydana gelen değişime ait grafik büyütülerek verilmiştir. Yükün değerine bağlı olarak yüklenme ile birlikte motor hızında bir düşüş, yükün kaldırılması durumunda motor hızında bir artış olmakta ancak kısa süre içerisinde tekrar referans hıza ulaşmaktadır.



Şekil 5.15 $T_L=5$ N.m ve 1200 d/d referans hız için yüke bağlı devir sayısı değişimi.

6. SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, matris konverterden beslenen 3-fazlı SMSM motorun vektör kontrollü hız kontrolü, Matlab ortamında benzetimleri yapılarak gerçekleştirilmiştir. Alan yönlendirme kontrolü (Field Oriented Control) olarak da bilinen vektör kontrolü, bir vektör ile temsil edilen stator akım ve gerilimlerini hem genlik hem de faz bakımından kontrol etmeyi hedeflemektedir. Bu kontrol işlemini gerçekleştirmek için, zamana ve hıza bağımlı 3-fazlı bir sistemi, zamandan bağımsız iki koordinat ($d-q$) sistemine dönüştürmek gerekir. Bölüm 2’ de bu dönüşüm işlemleri yapılarak, 3-fazlı SMSM motorun 2-faz eşdeğer devre modeli veya diğer bir ifade ile $d-q$ modeli elde edilmiştir. Motorun modeli elde edilirken bazı varsayımlar yapılmıştır. Bunlar; motorun hava aralığı akı dağılımının sinüzoidal olduğu, stator oyuk etkilerinin ihmal, manyetik doymanın ihmal, indüktans ve dirençlerin frekansa ve sıcaklığa bağımlılıklarının ihmal ve ayrıca matris konverterdeki yarıiletken anahtarların ideal olduğu gibi varsayımlardır. Ancak motorun hava aralığı akısı modellenirken motora ait değişkenler, sinüzoidal olmayan manyetik akı dağılımına göre elde edilmiştir. Sinüzoidal olmayan manyetik akı dağılımının modellenmesi, ileride motor momentinin rotor konumuna bağlı olması nedeniyle meydana gelen osilasyonları minimize ederek yapılacak kontrol çalışmalarına faydalı olacaktır. Vektör kontrolü uygulanan SMSM motorda, q koordinatı ile çakışık moment bileşeni ve buna dik d koordinatı ile çakışık akı bileşeninin anlık değerleri her an için bilinmektedir. Eğer ψ_m rotor akısı sabit tutulursa veya sabit olduğu kabul edilirse, moment ile moment bileşeni I_q arasında doğrusal bir ilişki elde edilir. Bu bakımdan vektör kontrollü SMSM motorun, dinamik performansları çok iyi olan bir d.c motora benzer bir şekilde kontrol edilebileceği görülmektedir.

Bölüm 3 ‘de, SMSM motorun kontrol edilmesinde kullanılan hız ve akım kontrolörlerine ait PI parametreleri iç model kontrolü (IMC) kullanılarak belirlenmiştir. Hız kontrolörünün integral terimi k_i^s , sürtünme katsayısı B ‘den bağımsız bir şekilde ifade edilerek çok iyi bir dinamik cevaba sahip hız ve akım kontrolör parametreleri elde edilmiştir.

Bölüm 4 ‘de, q talep faktörü ve $\omega_m t$ modülasyon açısı belirlenerek modülasyon terimleri hesaplanmıştır. Daha sonra bu modülasyon terimleri, TSA bloğu yardımıyla testere dişi sinyalle karşılaştırılarak anahtarlara uygulanacak olan iletimde kalma süreleri hesaplanmıştır. Bu iletimde kalma süreleri yarıiletken anahtarlara uygulanarak konverter çıkışında yüke uygulanan gerilim değeri elde edilmiştir. Verilen örnek uygulamalarda, 5 kHz sabit anahtarlama frekansında iki ayrı gerilim ve frekans değerleri bir R-L yüküne uygulanarak sonuçlar alınmıştır. Bu sonuçlardan konverter giriş akımlarının sinüzoidal yapıda ve aralarında 120° faz farkı olduğu görülmektedir. Ayrıca çıkış gerilimlerinin her biri üzerinde giriş 3-faz

gerilimlerinin etkisi görünüyorsa da her bir çıkış faz geriliminin ana bileşeni sinüzoidal ve istenilen genlik ve frekansta olup geri kalan diğer harmonikleri dikkate alınmayacak derecededir. Anahtarlama frekansının daha yüksek seçilmesi durumunda çıkış gerilimi üzerindeki harmoniklerin etkisi daha da azalacaktır. Anahtarların iletimde kalma sürelerinin belirlenmesinde Venturini modülasyon algoritmasının kullanılması, konverter çıkış gerilimini giriş geriliminin yarısı ile sınırlandırmaktadır. Bu bir dezavantaj olarak görülebilir. Ancak farklı modülasyon algoritmalarının kullanılması durumunda bu sakınca giderilebilir.

Bölüm 5 'de matris konverterden beslenen 3-fazlı SMSM motorun yüklü ve yüksüz çalışma durumlarına ait benzetimler yapılmıştır. Benzetimden alınan sonuçlara göre, motorun sabit moment altında kalkındığı, moment titreşimlerinin olmadığı ve çok kısa sürede istenilen referans hız değerlerine ulaştığı görülmektedir. Bütün bunlar, vektör kontrolü uygulanan SMSM motorun çok iyi bir dinamik performansa sahip olduğunu ve matris konverterin bu motorlar için bir sürücü devre olarak kullanılabileceğini göstermektedir.



KAYNAKLAR

- Ahmadi, M. A., Demerdash, N. A., 1994, Three Dimensional Magnetic Field By a Coupled Vectos Scalar Potential Method in BDCM with Skewed Magnets Mounts, IEEE, Transactions on Energy Conversion, Vol.9, No.1, 15-22.
- Ahmadi, M. A., Demerdash, N. A., 1991, Modelling of Effects of Skewing of Rotor Mounted PM on the Performance of Brushless DC Motors, IEEE, Transactions on Energy Conversion, Vol. 6, No.4, 721-729.
- Akın, B., 2003, Hız Duyaçsız Alan Yönlendirmeli Endüksiyon Motor Denetiminde Durum Tahmin Teknikleri, Yüksek Lisans Tezi, ODTÜ, Türkiye.
- Alesina, A., Venturini, M., 1981, Solid-State Power Conversion: A Fourier Analysis Approach to Generalized Transformer Synthesis, IEEE, Transactions on Circuit and Systems, Vol.CAS-28, No.4, 319-330.
- Altun, H., Sünter, S., 2003, Matrix Converter Induction Motor Drive: Modeling, Simulation and Control, Electrical Engineering, Springer Verlag, Vol.86, pp:25-33.
- Ashtiani, C. N., Lowther, D. A., 1984, Simulation of the Transient and Subtransient Reactances of a Large Hydrogenerator by Finite Elements, IEEE, Vol. PAS-103, No.7, 1788-1794.
- Boğosyan, S., Gökaşan, M., Gürleyen, F., Kutman, T., 1990, Adaptive Torque Ripple Minimization in PM Synchronous Motor, Proceedings of the IEEE International Workshop on Intelligent Motion Control, Vol. 2, 669-674.
- Boldea, I., Nasar, S. A., 1992, Vector control of AC Drives, CRC Pres, Inc.
- Bolognani, S., ve diğ., 1999, Sensorless for Full-Digital PMSM Drive with EKF Estimation of Speed and Rotor Position, IEEE, Transactions on Industrial Electronics, Vol.46, No.1, 184-191.
- Bouchiker, S., Capolino, G.-A., Poloujadoff, M., 1998, Vector Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor Using AC-AC Matrix Converter, IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol.13, No.6, 1089-1099.
- Chau, T. K., 1991, Computer Aided Design of a PM Motor, Electric Machines end Power systems, Vol. 19, 501-511.
- Chen, Z., 2000, New Adaptive Sliding Observer for Position and Velocity Sensorless Controls of Brushless DC Motors, IEEE, Transactions on Industrial Electronics, Vol.47, No.3, 582-591.
- Chen, D., Liu, T., Chen, S., 2001, Implementation of a Novel Sensorless Matrix Converter PMSM Drive, IEEE, Power Electronics and Drive Systems, Vol.2, 718-724.
- Cho, K. Y., ve diğ., 1994, Torque Harmonics Minimisation in Permanent Magnet Synchronous Motor with Back EMF Estimation, IEEE, Power Applications, Vol.141, No.6, 323-330.

- Cho, K. Y., ve diğ., 1990, Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Using Boundary Layer State Observer, *Electronics Letters*, Vol. 26, No.25, 2081-2083.
- Consoli, A., ve diğ., 1994, Sensorless Vector and Speed ,control of Brushless Motor Drives, *IEEE, Transactions on Industrial Electronics*, Vol.41, No.1, 91-95.
- Consoli, A., Abela, A., 1991, Transient Performance of Permanent Magnet AC Motor Drives, *IEEE*, Vol. IA-22, No.1, 32-41.
- Consoli, A., Abela, A., 1986, Transient Performance of Permanent Magnet AC Motor Drives, *IEEE*, Vol. IA-22, No.1, 32-41.
- Deodar, R. P., Staton, D. A., Miller, J. A., 1996, Prediction of Cogging Torque Using Flux-MMF Diagram Technique, *IEEE, Transactions on Industrial Applications*, Vol.32, No.3, 569-576.
- Dhaouadi, R., Mohan, N., 1990, Analysis of Current-Regulated Voltage-Source Inverters for PM Synchronous Motor Drives in Normal Extended Speed Ranges, *IEEE, Transactions on Energy Conversion*, Vol. 5, No.1, 137-144.
- Demerdash, N. A., Fouad, F. A., 1982, Determination of Winding Inductances in Ferrite Type Permanent Magnet Electric Machinery by Finite Elements, *IEEE, Transactions on Magnetics*, Vol. MAG-18, No.6, 1052-1054.
- Duru, T., 1997, Mıknatıslı Senkron Makinanın Magnetik Analizi ve Modellenmesi, Doktora Tezi, Kocaeli Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 113s.
- Fouad, F. A., Nehl, T. W., Demerdash, N. A., 1981, Magnetic Field Modeling of Permanent Magnet Type Electronically Operated Synchronous Machines Using Finite Elements, *IEEE*, Vol.PAS-100, No.9, 4125-4135.
- Fu, M., Xu, L., 1997, A Novel Sensorless Control Technique for Permanent Magnet Synchronous Motor Using Digital Signal Processor, *Aerospace and Electronics Conference*, 403-403,
- Gayed, A., ve diğ., 1994, Simulation Tool for The Study of PMSM Control Techniques, *IEEE, Computers in Power Electronics*, 215-220.
- Ghribi, M., ve diğ., 1990, Adaptive Position Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive, *IEEE*, 647-652.
- Grumbrecht, P., Shehata, M. A., 1990, Comparative Study on Different High Power Variable Speed Drives with PMSM, *Proceedings of Electrical Drives Symposium, İtalia*, 1-5.
- Grumbrecht, P., 1990, Comparative Study on Different High Power PM Machines, *AEG-Westinghouse (Berlin) GmBh Research Report*.
- Gyugyi, L., Pelly, B. R., 1976, *Static Power Frequency Changers*, New York, Willey.
- Halasz, S., 2002, *AC-AC Conversion*, by CRC Pres LLC.

- Hijazi, T. M., Demerdash, N. A., 1988, Impact of the Addition of a Rotor-Mounted Damper Bar Cage on the Performance of SmCo Permanent Magnet Brushless DC Motor Systems, IEEE, Transaction on Energy Conversion, Vol. 3, No.4, 890-898.
- Hu, J., Zhu, D., Wu, B., 1996, Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Without Mechanical Sensor, IEEE, 603-606.
- Jahns, T. M., Becerra, R. C., Ehsani, M., 1991, Integrated Current Regulation for a Brushless ECM Drive, IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol. 6, 118-126.
- Kadduri, A., Le H. H., 1992, Analysis and Design of a Slotless NdFeB Permanent Magnet Synchronous Motors for Direct Drive, IEEE, Ind. Appl. Soc. Annu. Meeting, 271-278.
- Levrán, A., Levi, E., 1984, Design of Polyphase Motors With PM Excitation, IEEE, Transactions on Magnetics, Vol.20, No.3, 507-515.
- Liu, H. T., Cheng, C. P., 1993, Controller Design for a Sensorless Permanent Magnet Synchronous Drive System, IEE Proceedings-B, Vol. 40, No.6, 369-377.
- Lizuka, K., ve diğ., 1985, Microcomputer Control for Sensorless Brushless Motor, IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. IA-27, 595-601.
- Math Works, MATLAB^R for Microsoft Windows, Mass, 1995.
- Miller, E. J., 1989, Brushless Permanent Magnet and Reluctance motor Drivers, Oxford University Pres, Oxford.
- Meyyars, R., Inc, Ticari Kataloğu, 1990.
- Miller, E. J., Hutton, A., 1991, Design of a Synchronous Reluctance Motor Drive, IEEE, Vol. IA-27, No.4, 741-748.
- Miyashita, K., Yamasita, S., 1980, Dvelopment of a High Speed 2-pole PM Synchronous Motor, IEEE, Vol. PAS-99, No.6, 2175-2181.
- Mazenc, L. M., Villanueva, C., Hector, J., 1985, Study and Implementation of Hysteresis Controlled Inverter on a PM Synchronous Machine, IEEE, Vol. IA-21, No.2, 408-413.
- Mizutani, R., Takeshita, T., Matsui, N., 1998, Current Model Based Sensorless Drives of Salient-Pole PMSM at Low Speed and Standstill, IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol.34, No.4, 841-846.
- Morea, J., 1996, Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operating in a Wide Speed Range, IEEE, Transactions on Industry Applications Society, Vol.32, 401-407.
- Morimoto, S., ve diğ., 1993, Servo Drive System and Control Characteristic of Salient Pole Permanent Magnet Synchronous Motor, IEEE, Transaction on Industry Applications, Vol.29, No.2, 338-343.

- Morimoto, S., Takeda, Y., Hirasa, T., 1990, Current Phase Control Methods for Permanent Magnet Synchronous Motors, IEEE, Transactions on Power Electronics, Vol.5, No.2, 133-139.
- Nehl, T. W., Fouad, F. A., Demerdash, N. A., 1982, Determination of Saturated Values of Rotating Electrical Machinery Incremental and Apparent Inductances by an Energy Perturbation Method, IEEE, Vol. PAS-101, No.12, 4441-4451.
- Nehl, T. W., Fouad, F. A., Demerdash, N. A., 1985, Impact of Winding Inductances and Other Parameters on the Design and Performance of Brushless DC Motors, IEEE, Vol. PAS-104, No.8, 2206-2211
- Novotny, D. W., Lorenz, R. D., 1986, Introduction to Field Orientation and high Performance AC Drives, IEEE, Tutorial Course Notes.
- Ogasawara, S., Akagi, H., 1991, An Approach to position Sensorless Drive for Brushless DC Motors, IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No.5, 928-933.
- Ogasawara, S., Akagi, H., 1998, An Approach to Real-Time Position Estimation at Zero and Low Speed for a PM Motor Based on Saliency, IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol.34, No.1, 163-168.
- Osebia, A. M., Rahman, M. A., 1989, Stability of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors, Electrical Machines and Power Systems, Vol. 16, 411-430.
- Ozpineci, B., Tolbert, L. M., 1999, Cycloconverters, IEEE, Power Electronics Society Tutorials Webpage
- Parasiti, F., Poffet, P., 1989, A Model for Saturation Effects in High Field PM Synchronous Machines, IEEE, Transactions on Energy Conversion, Vol. 4, No.3, 487-494.
- Park, H. W., ve diğ., 2001, Position Sensorless Speed Control Scheme for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, IEEE, 632-636.
- Pillay, P., Krishnan, R., 1988, Modeling of Permanent Magnet Motor Drives, IEEE, Transactions on Industrial Electronics, Vol.35, No.4, 537-541.
- Pillay, P., Krishnan, R., 1989, Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part I: The Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive, IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol.25, No.2, 265-273.
- Rabinovici, R., 1994, Eddy Current Losses of Permanent Magnet Motors, IEE Proceeding on Electr. Power Appl, Vol. 141, No.1, 7-11.
- Rahman, M. A., Osebia, A. M., 1990, Performance of Large Line-Start Permanent Magnet Synchronous Motors, IEEE, Transactions on Energy Conversion, Vol. 5, No.1, 211-216.
- Rahman, M. A., Slemon, G. R., 1985, Promising Applications of NdFeB Magnets in Electrical Machines, IEEE, Vol.MAG-21, No.5, 1712-1717.

- Rahman, M. A., Slemon, G. R., 1984, Dynamic Performance Analysis of PM Line Start Motors, *Electrical Machines and Power Systems*, No.8, 250-255.
- Rajashekara, K., Kawamura, A., 1994, Sensorless Control of Permanent Magnet AC Motors, *IEEE IECON'94*, 1589-1594.
- Ree, D., Boules, N., 1991, Magnet Shaping to Reduce Induced Voltage Harmonics in PM Machines with Surface Mounted Magnets, *IEEE, Transactions on Energy Conversion*, Vol. 6, No.1, 155-161.
- Ruifu, L., Limei, W., Qingding, G., 1997, Direct Neural Network Adaptive Observer Control for PMSM, *IEEE, International Conference on Intelligent Processing Systems*, Vol.1, 414-418.
- Schiferl, R., Lipo, T. A., 1989, Core Loss in Buried Magnet Permanent Magnet Synchronous Motors, *IEEE, Transactions on Energy Conversion*, Vol. 4, No.2, 279-283.
- Shyu, K. K., ve diğ., 2002, A Newly Robust Controller Design for the Position Control of Permanent-Magnet Synchronous Motor, *IEEE, Transactions on Industrial Electronics*, Vol.49, No.3, 558-565.
- Slemon G. R., 1992, Modelling and Design Optimization of PM Motors, *Electric Machines and Power Systems*, Vol. 20, 71-92.
- Snyers, B., Donald, W., Lipo, T. A., 1985, Field Weakening in Buried Permanent Magnet AC Motor Drives, *IEEE*, Vol. IA-21, No.2, 4032-4035.
- Sünter, S., 1995, A Vector Controlled Matrix Converter Induction Motor Drive, PhD Thesis, Department of Electrical and Electronic Engineering, University of Nottingham, UK.
- Sünter, S., Altun, H., Clare, J. C., 2002, A Control Technique for Compensating the Effects of Input Voltage Variations on Matrix Converter Modulation Algorithms, *Electric Power Components and Systems*, Taylor and Francis, Vol.30, pp:807-822
- Sünter, S., Altun, H., 2004, Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor Fed by a Direct AC-AC Converter, *Electrical Engineering*, Springer Verlag (in press), DOI:10.1007/S00202-004-0226-6.
- Todd, D. B., Lee, K. Y., 2000, Slotless Permanent Magnet Synchronous Motor Operation without a High Resolution Rotor Angle Sensor, *IEEE, Transactions on Energy Conversion*, Vol.15, No.4, 366-371.
- Tong, Y., Morimoto, S., Takeda, Y., Hirasa, T., 1991, Maximum Efficiency Control for Permanent Magnet Synchronous Motors, *IEEE*,
- Tuzsuzoğlu, K., 2003, Matris Çeviriciden Beslenen Üç Fazlı Asenkron Motorun Vektör Kontrolünün Simulink ile Benzetimi, Yüksek Lisans Tezi, Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, 85s.

- Vas, P., ve diğ., 2002, Field-Weakening in High-Performance PMSM Drives, The International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering, Vol.21, No.2, 338-354.
- Venturini, M., 1980, A New Sine Wave in a Sine Wave Out Conversion Technique Which Eliminates Reactive Elements, In:Proceedings of Powercon 7, San Diego, Calif., pp:E3-1;E3-15.
- Wheeler, P. W., ve diğ., 2002, Matrix Converters: A Technology Review, IEEE, Transactions on Industrial Electronics, Vol.49, No.2, 276-288.
- Wu, R., Slemon, G. R., 1991, A permanent Magnet Motor Drive without a Shaft Sensor, IEEE, Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No.5, 1005-1011.



EK-1

SMSM PARAMETRELERİ

$$B = 0$$

$$V = 220 \text{ V}$$

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

$$J = 0.0222 \text{ kg.m}^2$$

$$K_t = 0.653 \text{ N.m/A}$$

$$L_d = 6.8 \text{e-}3 \text{ H}$$

$$L_q = 6.8 \text{e-}3 \text{ H}$$

$$R_s = 0.41 \text{ } \Omega$$

$$n = 1500 \text{ rpm}$$

$$P = 1.5 \text{ kW}$$

$$2P = 4$$

KONTROLÖR PARAMETRELERİNİN BULUNMASI

Akım Kontrolör Parametrelerinin Hesaplanması

d ve q akımlarına ilişkin tasarlanan PI kontrolör parametreleri Bölüm 3 'te verilen denklem (3.26) gereği elde edilmiştir.

$$G_{PI} = \begin{bmatrix} K_{pd}^c + \frac{K_{id}^c}{s} & 0 \\ 0 & K_{pq}^c + \frac{K_{iq}^c}{s} \end{bmatrix} = \alpha_c \begin{bmatrix} L_d + \frac{R_s + R_{ad}}{s} & 0 \\ 0 & L_q + \frac{R_s + R_{aq}}{s} \end{bmatrix}$$

α_c tasarım parametresi, akım kontrolörü için istenilen yükselme zamanı $t_{rc} = 0.001$ alınarak aşağıdaki denklem yardımı ile hesaplanmıştır.

$$t_{rc} = \frac{\ln(9)}{\alpha_c}$$

$$\alpha_c = 2197.2$$

Buradan kontrolör parametreleri şu şekilde özetlenebilir.

$$\left. \begin{array}{l} d - \text{ekseni: } K_{pd}^c = \alpha_c L_d; K_{id}^c = \alpha_c (R_s + R_{ad}); R_{ad} = \alpha_c L_d - R_s \\ q - \text{ekseni: } K_{pq}^c = \alpha_c L_q; K_{iq}^c = \alpha_c (R_s + R_{aq}); R_{aq} = \alpha_c L_q - R_s \end{array} \right\}$$

d eksen parametreleri :

$$K_{pd}^c = \alpha_c L_d = 14.9411$$

$$K_{id}^c = \alpha_c (R_s + (\alpha_c L_d - R_s)) = 32829$$

q eksen parametreleri :

$$K_{pq}^c = \alpha_c L_q = 14.9411$$

$$K_{iq}^c = \alpha_c (R_s + (\alpha_c L_q - R_s)) = 32829$$

Hız Kontrolör Parametrelerinin Hesaplanması

Motorun hız kontrolörüne ilişkin tasarlanan PI kontrolör parametreleri Bölüm 3 'te verilen denklem (3.36) ve denklem (3.37) gereği elde edilmiştir.

$$G_{PI} = k_p^s + \frac{k_i^s}{s} = \frac{\alpha_s}{s} \frac{s + \alpha_s}{K_t \frac{P}{2j}}$$

denkleminde hareketle;

$$k_p^s = \frac{\alpha_s J}{K_t \frac{P}{2}} \quad \text{ve} \quad k_i^s = \frac{\alpha_s^2 J}{K_t \frac{P}{2}}$$

elde edilmiştir. Burada k_i^s integral terimi sürtünme katsayısı B 'den bağımsız olarak ifade edilmiştir. α_s motor hız kontrolörünün band genişliği olup ;

$$t_{rs} = \frac{\ln(9)}{\alpha_s}$$

denkleminde $t_{rs} = t_{rc} * 50$ alınarak hesaplanmıştır. Özet olarak hız kontrolör parametreleri aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$k_p^s = \frac{\alpha_s J}{K_t \frac{P}{2}} = 0.7470$$

$$k_i^s = \frac{\alpha_s^2 J}{K_t \frac{P}{2}} = 32.8261$$

ÖZGEÇMİŞ

Ahmet GÜNDÖĞDU, 1974 yılında Elazığ' da doğdu. İlk ve orta öğrenimini Elazığ' da tamamladıktan sonra 1992-1994 yılları arasında, Akdeniz Üniversitesi Teknik Bilimler Meslek Yüksek Okulu Elektrik Bölümü'nde önlisans eğitimini tamamladı. Daha sonra 1996-2000 yıllarında Fırat Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümü'den mezun olarak lisans diploması aldı. 2000 yılında aynı fakülte ve bölüme araştırma görevlisi olarak atandı. Halen araştırma görevlisi devam etmektedir.

