İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YENİ BİR MRAS YÖNTEMİ İLE 3 FAZLI ASENKRON MOTORUN ALGILAYICISIZ VEKTÖR KONTROLÜ

DOKTORA TEZİ

Ali Saffet ALTAY

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

MART 2014

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YENİ BİR MRAS YÖNTEMİ İLE 3 FAZLI ASENKRON MOTORUN ALGILAYICISIZ VEKTÖR KONTROLÜ

DOKTORA TEZİ

Ali Saffet ALTAY
(504972004)

Elektrik Mühendisliği Anabilim Dalı

Elektrik Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Ahmet Faik MERGEN

MART 2014

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504972004 numaralı Doktora Öğrencisi **Ali Saffet ALTAY**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı **"YENİ BİR MRAS YÖNTEMİ İLE 3 FAZLI ASENKRON MOTORUN ALGILAYICISIZ VEKTÖR KONTROLÜ"** başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı :	**Prof. Dr. Ahmet Faik MERGEN** İstanbul Teknik Üniversitesi	.....
Eş Danışman :	**Prof.Dr. Mehmet Emin TACER** Bahçeşehir Üniversitesi	.....
Jüri Üyeleri :	**Doç. Dr. LaleERGENE** İstanbul Teknik Üniversitesi	.....
	Prof. Dr. MetinGÖKAŞAN İstanbul Teknik Üniversitesi	.....
	Doç. Dr. TarıkDURU Kocaeli Üniversitesi	.....
	Prof. Dr. İbrahim ŞENOL Yıldız Teknik Üniversitesi	.....
	Yrd. Doç. Dr. Mustafa TURAN Sakarya Üniversitesi	.....

Teslim Tarihi : **10 Ocak 2014**
Savunma Tarihi : **28 Mart 2014**

Babama, anneme ve sevgili eşime

ÖNSÖZ

Doktora çalışmamda yardımını ve desteğini esirgemeyen çok değerli hocalarım sayın Prof. Dr. A. Faik MERGEN'e, sayın Prof. Dr. M. Emin TACER'e ve her zaman yanımda olan sevgili eşim Yrd. Doç. Dr. Filiz ALTAY'a çok teşekkür ederim.

Mart 2014

Ali Saffet ALTAY
(Elektrik Yüksek Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ ..... **vii**
İÇİNDEKİLER ..... **ix**
KISALTMALAR ..... **xi**
SEMBOL LİSTESİ ..... **xvii**
ÇİZELGE LİSTESİ ..... **xv**
ŞEKİL LİSTESİ ..... **xvii**
ÖZET ..... **xxi**
SUMMARY ..... **xxiii**
1. GİRİŞ **1**
1.1 Tezin Amacı 3
1.2 Literatür Araştırması 5
1.3 Elektrik Sürüş Sistemlerinin İncelenmesi..……10
1.4 Elektrikli Sürüşte Kullanılacak Asenkron Makinenin Fiziksel Yapısı ve Standart İmal Edilmiş Asenkron Motorun Eğrileri……14
1.5 Üç Fazlı Asenkron Motorun Fiziksel Büyüklüklerinin Gösterimi ……..19
1.6 Hipotez 23
2.UZAY FAZÖR TEORİSİ VE REFERANS TAKIMI TEORİSİ KULLANILARAK ASENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELLERİNİN ELDE EDİLMESİ **25**
2.1 Uzay Fazörleri Teorisi 25
2.2 Uzay Fazörleri ile Asenkron Makinenin Üç Faz Modeli 27
2.3Stator Akım Uzay Fazörü 29
2.4Rotor Akım Uzay Fazörü 29
2.5 Stator Akısı Uzay Fazörü 30
2.6 Rotor Akısı Uzay Fazörü 30
2.7 Uzay Fazörleri Kullanarak Durum Uzay Modelinin Elde Edilmesi 31
2.8 Dik Eksenli (Quadrature-Phase) Bilezikli Model 32
2.9 Dik Eksenli (Quadrature-Phase) Kollektörlü Model 34
2.10 Genel Eksen Takımında Uzay Fazörleri İle Modelleme 36
2.11 Rotor Mıknatıslama Akımı Kullanılarak Asenkron Motorun (sD, sQ) Modeli 41
2.12 Serbest Uyarmalı Doğru Akım Motoru İle Kurulan Benzerlik 43
3. UZAY VEKTÖR MODÜLASYONU **49**
3.1 Üç Faz Gerilim Ara Devreli Eviricinin Çalıştırılması 49
3.2Gerilim Denklemlerinin Anahtarlama Lojiği İle Elde Edilmesi 51
3.3Anahtarlama Durumlarına Göre Gerilim Vektörlerinin Elde Edilmesi 53
3.4 Güç Devresinin Oluşturulması 54
3.5 Gerilim Uzay Fazörünün Oluşturulması 56
3.6 Altıgen Yapının Oluşturulması 56
3.7 Modülasyon İndeksi 57
3.8 1. Bölgede Anahtarlama Lojiği 58

3.9 SVM Algoritmasının Gerçekleştirilmesi 61
3.10 V/f Profilinin Gerçekleştirilmesi 63
3.11 Altıgen İçin Giriş Büyüklüklerinin Hesaplanması 64
3.12 SVM Algoritmasının Toplu Halde Gösterimi 68
3.13 DSP ve Bilgisayar Arasındaki Bilgi Akışı 69
3.14 Deneysel Sonuçlar 71
4. ASENKRON MAKİNENİN ROTOR ALAN YÖNLENDİRMELİ VEKTÖR KONTROLÜ 81
4.1 Gerilim Aradevreli Eviriciden Beslenen Asenkron Makinede Rotor Akısı Yönlendirilmiş Vektör Denetimi 82
4.1.1 Rotor akısı yönlendirilmiş eksen takımında rotor akısı eşitlikleri 82
4.1.2 Dekuplaj (Ayrıştırma) devreleri 84
4.1.3 Rotor akı modeli 84
4.2 Rotor Hızını Algılayıcı Kullanmadan Elde Edilen Model 87
4.2.1 Algılayıcısız Kontrol İçin Rotor hızı gözlemleyicisi 88
5. SİSTEMDE YAPILAN BENZETİM SONUÇLARI 101
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER 115
KAYNAKLAR 117
EKLER 121
ÖZGEÇMİŞ 133

KISALTMALAR

AA : Alternatif Akım
DA : Doğru Akım
DGM : Darbe Genişlik Modülasyonu
dq : Eksen Takımı
DSP : Sayısal işaret işleyici (Digital Signal Processor)
EGM : Elektromanyetik Girişim
emk : elektromotor kuvveti (electromotor force-emf)
MMK : Magnetomotor Kuvveti
FDAM : Fırçasız Doğru Akım Makinesi
IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor
ISHK : Isıtma Soğutma ve Hava Koşullandırma
M : Modülasyon indeksi
MRAS : Model referans adaptif sistemi (Model reference adaptive system)
SDGM : Sinusoidal Darbe Genişlik Modülasyonu
THD : Toplam Harmonik Distorsiyon
U/F : Değişken hız/akı oranı (variable speed to flux ratio)
UVM : Uzay Vektör Modülasyonu

SEMBOL LİSTESİ

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	Stator Faz Akımları (A)
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	Rotor Faz Akımları (A)
v_{sa}, v_{sb}, v_{sc}	Stator Faz Akımları (V)
v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}	Rotor Faz Akımları (V)
ψ_{sa}, ψ_{sb}, ψ_{sc}	Stator Akıları (Wb/m^2)
ψ_{ra}, ψ_{rb}, ψ_{rc}	Rotor Akıları (Wb/m^2)
$\overline{v}_s$	Stator Gerilim Uzay Fazörü
$\overline{v}_r$	Rotor Gerilim Uzay Fazörü
$\overline{i_s}$	Stator Akım Uzay Fazörü
$\overline{i_r}$	Rotor Akım Uzay Fazörü
$\overline{i_{mr}}$	Rotor Mıknatıslama Akım Uzay Fazörü
$\overline{\psi_s}$	Stator Akı Uzay Fazörü
$\overline{\psi_r}$	Rotor Akı Uzay Fazörü
$\mathbf{R_s}$	Stator Faz sargı Direnci (Ω)
$\mathbf{L_s}$	Stator Sargı Endüktansı (H)
$\mathbf{L_r}$	Rotor Sargı Endüktansı (H)
$\mathbf{M_{sr}}$	Stator-Rotor Arasındaki Ortak Endüktans (H)
p	d/dt, Türev Operatörü
P	Çift Kutup Sayısı
s	Kayma
t_e	Motor Momenti (Nm)
t_l	Yük Momenti (Nm)
J	Motor Miline İndirgenmiş Eylemsizlik Momenti (kgm^2)
sD, sQ	Sabit Stator Eksen Takımı Eksen Takımı
α, β	W_r Hızında Dönen Rotor Eksen Takımı
x, y	W_g Hızında Dönen Rotor Alan Yönlendirmeli Eksen Takımı
θ_r	Stator sD ve Rotor α eksenleri arasındaki açı
θ_g	W_r Hızında Dönen Rotor Eksen Takımının x ekseni ile Stator sD ekseni arasındaki açı
w_s	Stator Senkron Açısal Hızı (rad/s)
w_r	Rotor Açısal Hızı (rad/s)
v_{sD}	Sabit Stator Eksen Takımında Stator Gerilim Uzay Fazörünün sD Ekseni Bileşeni
v_{sQ}	Sabit Stator Eksen Takımında Stator Gerilim Uzay Fazörünün sQ Ekseni Bileşeni
i_{sD}	Sabit Stator Eksen Takımında Stator Akım Uzay Fazörünün sD Ekseni Bileşeni
i_{sQ}	Sabit Stator Eksen Takımında Stator Akım Uzay Fazörünün sQ Ekseni Bileşeni
$v_{r\alpha}$	W_r Hızında Dönen Rotor Eksen Takımında Rotor Gerilim Uzay Fazörünün rα Ekseni Bileşeni

$v_{r\beta}$	W_r Hızında Dönen Rotor Eksen Takımında Rotor Gerilim Uzay Fazörünün rβ Ekseni Bileşeni
$i_{r\alpha}$	W_r Hızında Dönen Rotor Eksen Takımında Rotor Akım Uzay Fazörünün rα Ekseni Bileşeni
$i_{r\beta}$	W_r Hızında Dönen Rotor Eksen Takımında Rotor Akım Uzay Fazörünün rβ Ekseni Bileşeni
v_{sd}	W_r Hızında Dönen Rotor Eksen Takımında Stator Gerilim Uzay Fazörünün sD Ekseni Bileşeni
v_{sq}	W_r Hızında Dönen Rotor Eksen Takımında Stator Gerilim Uzay Fazörünün sQ Ekseni Bileşeni
i_{sd}	W_r Hızında Dönen Rotor Eksen Takımında Stator Akım Uzay Fazörünün sD Ekseni Bileşeni
i_{sq}	W_r Hızında Dönen Rotor Eksen Takımında Stator Akım Uzay Fazörünün sQ Ekseni Bileşeni
v_{sx}	W_g Hızında Dönen Rotor Alan Yönlendirmeli Eksen Takımında Stator Gerilim Uzay Fazörünün x Ekseni Bileşeni
v_{sy}	W_g Hızında Dönen Rotor Alan Yönlendirmeli Eksen Takımında Stator Gerilim Uzay Fazörünün y Ekseni Bileşeni
i_{sx}	W_g Hızında Dönen Rotor Alan Yönlendirmeli Eksen Takımında Stator Akım Uzay Fazörünün x Ekseni Bileşeni
i_{sy}	W_g Hızında Dönen Rotor Alan Yönlendirmeli Eksen Takımında Stator Akım Uzay Fazörünün y Ekseni Bileşeni
ψ_{sx}	W_g Hızında Dönen Rotor Alan Yönlendirmeli Eksen Takımında Stator Akı Uzay Fazörünün x Ekseni Bileşeni
ψ_{sy}	W_g Hızında Dönen Rotor Alan Yönlendirmeli Eksen Takımında Stator Akı Uzay Fazörünün y Ekseni Bileşeni
ψ_{rx}	W_g Hızında Dönen Rotor Alan Yönlendirmeli Eksen Takımında Rotor Akı Uzay Fazörünün x Ekseni Bileşeni
ψ_{ry}	W_g Hızında Dönen Rotor Alan Yönlendirmeli Eksen Takımında Rotor Akı Uzay Fazörünün y Ekseni Bileşeni

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 3.1 : Sekiz farklı anahtarlama durumuna karşılık gelen durumlar 52
Çizelge 3.2 : Göz at tablosunda sürelerin hesaplanması..... 67
Çizelge 3.3 : Doğru IGBT'lerin anahtarlanmasını sağlayan tablo 67
Çizelge 4.1 : Notasyonların karşılıkları (Texas Instruments, 2000)..... 99
Çizelge 4.2 : MRAS modülün değişken ve fonksiyonları 100

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : Dünyadaki elektrik tüketiminin dağılımı (Mohan (2000)'den uyarlanmıştır). 11
Şekil 1.2 : Değişken hız denetiminde kontrol blok şeması. 13
Şekil 1.3 : Üç fazlı asenkron makinanın stator ve rotorunun görünüşleri. 15
Şekil 1.4 : Asenkron motorun Matlab/Simulink modeli ve modelin çözümüyle elde edilen hız, moment, stator ve rotor akım eğrileri. 17
Şekil 1.5 : Üç fazlı asenkron makinanın senkron altı ve senkron üstü hızlarda moment ve güç değişimleri. 18
Şekil 1.6 : Üç fazlı asenkron makinanın üç faz sargılarının yerleştirilmesi 20
Şekil 1.7 : Üç fazlı asenkron makinanın her bir fazına ait elektromotor kuvvetler ve bileşke magnetomotor kuvvet 21
Şekil 1.8 : Stator faz akımlarını temsil eden stator akım vektörünün gösterilişi 22
Şekil 1.9 : Stator faz akımları ve üç faz stator akımlarının gösterilişi 22
Şekil 2.1 : Simetrik üç fazlı asenkron makinenin enine kesiti. 28
Şekil 2.2 : Üç faz stator akımların stator akım uzay fazörü ile gösterilişi 28
Şekil 2.3 : Quadrature-phase bilezikli modelin şematik gösterimi 33
Şekil 2.4 : Dik eksenli kollektörlü modelin şematik gösterimi. 36
Şekil 2.5 : Genel eksen takımında tanımlı stator akımı uzay fazörü. 37
Şekil 2.6 : Genel eksen takımında tanımlı rotor akımı uzay fazörü. 38
Şekil 2.7 : Rotor iletkenlerinin fiziksel gösterimi 43
Şekil2.8 : Rotor iletkenleri akım dağılımı ve iletkenleri kesen akı dağılımının endüklediği gerilimler 44
Şekil 2.9 : Sinüsoidal dağılımlı rotor akı uzay vektörü. 45
Şekil 2.10 : Statorun ürettiği hava aralığı akı yoğunluğu. 46
Şekil 2.11 : Değişken hızlı sürücü ile elde edilen karakteristikler. 47
Şekil 2.12 : Elektriksel frenlemede rotor akımı. 47
Şekil 3.1 : Üç faz gerilim ara devreli evirici 49
Şekil 3.2 : Asenkron motorun güç devresi 50
Şekil 3.3 : IGBT anahtarlarının anahtarlama lojiği 51
Şekil 3.4 : Sekiz farklı duruma karşılık gelen anahtarlama durumları 53
Şekil 3.5 : DSP güç devresi. 54
Şekil 3.6 : DSP kartının görünüşü 54
Şekil 3.7 : Asenkron motorun evirici ve DSP bağlantısı 55
Şekil 3.8 : (100) durumuna karşılık gelen uzay vektörlerinin aldığı durum 56
Şekil 3.9 : Altıgenin oluşturulması 57
Şekil 3.10 : Birinci bölge. 57
Şekil 3.11 : 1. Bölge içinde gerilim uzay fazörünün aldığı durum. 59
Şekil 3.12 : 1. Bölgede anahtarlama lojiği 60
Şekil 3.13 : Asenkron motorun U/f denetimi 61
Şekil 3.14 : Hız referansın elde edildiği arabirim 62
Şekil 3.15 : V/f profili 62

Şekil 3.16 : Altıgen gerilim vektörleri 64
Şekil 3.17 : Altıgende bölge tayini 66
Şekil 3.18 : Uzay vektör modülasyonunu gerçekleştiren algoritma. 68
Şekil 3.19 : SVM algoritmasının derlenmesi 70
Şekil 3.20 : V/f profili 71
Şekil 3.21 : Stator gerilim uzay fazörünün yer eğrisi 72
Şekil 3.22 : Gerilim uzay fazörünün stator eksen takımındaki bileşenleri 72
Şekil 3.23 : IGBT bacaklarından alınmış üç faza ait DGM osiloskop çıktıları 73
Şekil 3.24 : Alçak geçiren filtre 74
Şekil 3.25 : Evirici Sa ve $S\bar{a}$ anahtarlarının filtreden sonraki dalga şekilleri 74
Şekil 3.26 : Evirici Sa ve Sb anahtarlarının filtreden sonraki dalga şekilleri 75
Şekil 3.27 : Motor faz arası gerilim 75
Şekil 3.28 : SVM yöntemi ile elde edilen motor faz-nötr ve faz arası gerilimler 76
Şekil 3.29 : Motor faz-nötr gerilimi ve gerilim fazörünün hesaplanan açısı 76
Şekil 3.30 : Motor faz arası gerilimi ve gerilim fazörünün hesaplanan açısı 77
Şekil 3.31 : Motor a fazı akımı 78
Şekil 3.32 : Motor momenti dalga şekli 79
Şekil 4.1 : Rotor akısı hızında dönen rotor akısı yönlendirmeli (x,y) eksen takımı .. 82
Şekil 4.2 : Rotor akısı yönlendirilmiş eksen takımında akı modeli 86
Şekil 4.3 : Reaktif güç MRAS hız tahminleyicisinin basitleştirilmiş blok diyagramı 89
Şekil 4.4 : Tez çalışmasında uygulanan hız algılayıcısız rotor alan yönlendirmeli vektör kontrol blok diyagramı 92
Şekil4.5 : Tez çalışmasında şönt dirençle akım geri beslemesi yapılan elektronik devrenin şematik gösterimi 93
Şekil 5.1 : Asenkron motora rotor alan yönlendirme ile yol verilmesinden sonra farklı hız ve moment profillerinden elde edilen eğriler 102
Şekil 5.2 : Stator gerilim ve akımların sabit stator eksen takımı ve rotor alan yönlendirmeli eksen takımlarında elde edilen görünüşleri 102
Şekil 5.3 : Rotor akısının hesaplanan açısı 103
Şekil 5.4 : Stator akımının rotor alan yönlendirme eksen takımında akı ve moment oluşturan bileşenleri 103
Şekil 5.5 : Rotor akısının sabit stator eksen takımındaki sD ve sQ eksenlerindeki görünümleri 104
Şekil 5.6 : Stator akımının akı oluşturan bileşeninin sabit stator eksen takımındaki görünümü ile hız profilinin birlikte gösterimi 104
Şekil 5.7 : Moment ile hesaplanan rotor akısı açısının birlikte gösterimi 105
Şekil 5.8 : Sabit moment koşulunda değişik hız profillerinde motorun çalıştırılması 105
Şekil 5.9 : Stator gerilim ve akımların sabit stator eksen takımı ve rotor alan yönlendirmeli eksen takımlarında elde edilen görünüşleri 106
Şekil 5.10 : Rotor akısının sabit stator eksen takımındaki alfa ve beta eksenlerindeki görünümleri 106
Şekil 5.11 : Stator akımlarının sabit stator eksen takımındaki görünümleri 107
Şekil 5.12 : Stator gerilimlerinin sabit stator eksen takımındaki görünümleri 107
Şekil 5.13 : Rotor hızının referans hızı küçük hatayla takip edişinin gösterilişi 108
Şekil 5.14 : Rotor akısının hesaplanan açısı 108
Şekil 5.15 : Stator akımının akı ve moment oluşturan bileşenlerinin rotor alan yönlendirme eksen takımında gösterim 109

Şekil 5.16 : Değişik hız profilleri ve 0 hızda asenkron motorun istenen momenti üretebildiğini gösteren eğriler 109
Şekil 5.17 : Stator gerilim ve akımlarının sabit stator eksen takımı ve rotor alan yönlendirmeli eksen takımlarında elde edilen görünüşleri 110
Şekil 5.18 : Stator akımının rotor alan yönlendirme eksen takımında akı ve moment oluşturan bileşenleri 110
Şekil 5.19 : Rotor akısının sabit stator eksen takımındaki alfa ve beta eksenlerindeki görünümleri 111
Şekil 5.20 : Rotor akısının hesaplanan açısı 111
Şekil 5.21 : Rotor akısının rotor alan yönlendirme eksen takımındaki d ekseni akısı 112
Şekil 5.22 : Rotor akısının rotor alan yönlendirme eksen takımındaki q ekseni akısı 112
Şekil 5.23 : Rotor mıknatıslama akımı 113
Şekil 5.24 : Referans hız ω_r^*, MRAS bloğunda hesaplanan rotor hızı $\widehat{\omega}_r$ ve motorun gerçek hızı ω_r nin gösterimi gösterimi……...113

YENİ BİR MRAS YÖNTEMİ İLE 3 FAZLI ASENKRON MOTORUN ALGILAYICISIZ VEKTÖR KONTROLÜ

ÖZET

Günümüzün teknik ilerlemelerine paralel olarak endüstriyel uygulamalarda ihtiyaç duyulan elektrikli sürüş devrelerinin çeşitliliğinin artmasıyla asenkron makinenin hız ve doğrudan moment kontrolü ihtiyacı da artmıştır. Endüstride duyulan bu ihtiyaca cevap verebilmek için akademik çalışmalar da artmış ve çeşitlilik göstermiştir. Bu konular dikkate alınarak düşünülmüş tezin amacı, asenkron makinanın sabit moment, sıfır hızda ve ihtiyaç duyulduğunda yüksek hızlarda alan zayıflama bölgesini kapsayacak şekilde hız geri beslemesine ihtiyaç duyulmayan yeni bir kontrol algoritmasının geliştirilmesidir. Kontrol algoritması rotor alan yönlendirme prensibi üzerine kurulmuştur. Bu yöntemle asenkron makine serbest uyarmalı doğru akım makinesi gibi kontrol edilerek dinamik performansının yükseltilmesi, momentteki dalgalılığın ve motor gürültüsünün azaltılması, düşük hızlarda ve istenildiğinde sıfır hızda asenkron motorun, yükün o anda ihtiyacı olan momenti vermesi amaçlanmıştır.

Asenkron motorlar kafesli ve bilezikli olarak iki türde imal edilirler. Tezde kafesli asenkron motorun vektör kontrolü gerçekleştirilmiştir. Asenkron motorların başlıca avantajları arasında rotorda ek bir kaynak gerektirmemeleri, kolektör, bilezik ve fırça gibi mekanik parçaları olmadığından bakım gereksinimlerinin az olması, oluk tasarımı ve malzeme kalitesi ile motorun karakteristiklerinin değiştirilebilmesi, ucuz olmaları, tozlu, dondurucu soğuk ve patlama özelliği olan zorlu çevresel ortamlarda güvenle çalışabilmeleridir. Bu özelliklerden dolayı asenkron motorlar halen endüstride en çok tercih edilen motorlardır. Asenkron motorların başlıca dezavantajları ise parametreleri zamanla değişen, doğrusal olmayan diferansiyel denklemlerle ifade edilmeleri,verimsiz, kötü sayılabilecek kalkış süreci ve momenti,momentteki salınım, hassas hız ayarı için mile sinyal üreteci vazifesi gören hız algılayıcıların (encoder) monte edilmesi gereksinimi, bu algılayıcıların montajındaki ve çalıştırılmasındaki zorluklardır.

Güç elektroniği devrelerinin imalindeki, IGBT gibi yarı iletken elemanlardaki ve mikroişlemci teknolojisindekiteknik gelişmelerle, yazılım mühendisliğinin verdiği katkılar asenkron motorların yukarıda verilen devantajlarını ortadan kaldırmıştır. Böylece, asenkron motorların hızı, momenti ve kayıpları daha kolay ve verimli olarak denetlenebilir hale gelmiştir. Elektriksel olarak bir girişi olmayan rotor büyüklüklerinin hesaplanabilmesibu alanda yapılan çalışmalarla farklı matematiksel modeller ortaya çıkmasına sebebiyet vermiştir. Küçük güçlü asenkron motorların fiyatı miline monte edilen rotor konum/hız algılayıcısının toplam maliyetinden daha düşüktür. Bu durumsistemin maliyetini önemli ölçüde arttırmaktadır. Buna ek olarak, algılayıcı bir elektriksel işaret ürettiğinden çeşitli sebeplerle üretilen işaret bozulabilmektedir. Bu durum kontrolün doğru ve güvenilir bir şekilde yapılmasını etkilemeyeceğinden, algılayıcı kontrol sonuçlarından emin olunmadıkça tercih

edilmemekte, bunun yerine daha ucuz açık çevrim kontrol yöntemleri uygulanmaktadır.

Tezin birinci bölümünde,açık ve kapalı çevrim kontrol yöntemleri, endüstride karşılaşılan yük profilleri, bu yük profilleri ile ilişkili değişken hız, hassas hız ve moment ayarının ayrıntılı tanımları verilmiştir. Buna ek olarak bu bölümde,literatür incelenmesi yapılarak bu tez çalışması gerçekleştirilinceye kadar olan sürede yapılmış olan çalışmaların özeti verilmiştir. Tezin ikinci bölümünde, Uzay Fazör Teorisinden yararlanılarak asenkron motorun rotor alan yönlendirmeli elektriksel ve mekanik yana ilişkin matematiksel modeli elde edilmiştir.Matematiksel model asenkron motorun kalkışından itibaren geçici ve sürekli hal çalışmasını içermektedir. Matematiksel modelin elde edilmesinde yine bu bölüm içinde anlatılan Referans Eksen Takımı Teorisiden faydalanılmıştır. Asenkron motorun matematiksel modelleri farklı Referans Eksen Takımlarında elde edilerek aralarındaki farklar incelenmiştir. Tezin üçüncü bölümünde, asenkron motorun istenildiği gibi çalışması sağlayan gerilim ara devreli eviricinin yapısı, eviricide kullanılan IGBT yarı iletken anahtarların seçimi, özellikleri ve IGBT anahtarları sürecek Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) işaretlerinin elde edilmesinde kullanılan Uzay Vektör Modülasyonu yöntemi anlatılmıştır.Tezin dördüncü bölümünde,asenkron motorun rotor alan yönlendirmeli vektör kontrolünün gerçekleştirilmesi için gereken gerilim denklemleri ve moment denkleminin elde edilmesi, kontrol büyüklüklerinin seçimi, Rotor alan yönlendirme yönteminin V/f gibi diğer yöntemlere göre üstünlükleri, dinamik performansın nasıl iyileştirildiği, hız algılayıcısının kaldırılmasıyla rotor hızının MRAS yöntemiyle hesaplanmasının anlatılması, önceden öngörülen şekilde sıfır hızda motorun milindeki yükü tutacak (hareket ettirmeyecek) şekilde istenilen momentin nasıl üretildiği, hız algılayıcısının kaldırılmasıyla getirilen yenilikler, sayısal işaret işlemcinin (Sİİ) gerekliliği anlatılmıştır.Tezin beşinci bölümünde, kurulan deneysel sistem, deneysel sistemden alınan DGM tetikleme işaretleri, akım, gerilim ve moment dalga şekilleri osiloskop çıktıları ve bu dalga şekillerinin incelenmesi, sistemde yapılan benzetim modelleri ve bu modellerden elde edilen sonuçlarla deneysel sonuçların karşılaştırılması, tezde elde edilen sonuçların endüstride ne şekilde fayda sağlayacağının ayrıntılı açıklamaları yapılmıştır.

SENSORLESS VECTOR CONTROL OF A THREE PHASE-INDUCTION MOTOR BY USING A NEW MRAS METHOD

SUMMARY

The need for controlling speed and direct moment of induction motors has increased as varieties of electrical drives increase in industrial applications parallel to technical advancements recently. In addition, the studies and varieties of studies on the subject in academia have increased in order to meet the demand of industry. Therefore, the objective of this thesis study was to develop a new control algorithm for induction motors without speed feedback at constant moment and zero speed or, at high speeds with field decreasing region when it is needed. The control algorithm was set up based on the principle of rotor flux oriented control. In this method, it was aimed to control the induction motor as if it is a separately excitation dc motor in order to increase the dynamic performance, to decrease the fluctuation in moment and noise in motor, and to provide the desired moment of the load at low speed and even at zero speed.

Induction motors offer enviable operational characteristics such as robustness, reliability and ease of control. They are extensively used in various applications ranging from industrial motion control systems to home appliances. However, the use of induction motors at its highest efficiency is a challenging task because of their complex mathematical model and non-linear characteristic during saturation. These factors make the control of induction motor difficult and call for use of a high performance control algorithms such as Field Oriented Control (FOC) (or vector control) algorithms.

The induction motors have been manufactured as either caged or slip-ring rotor. In this study, the vector control of induction motors has been achieved. The main advantages of induction motors are that they are cheap, no need for the additional electrical contacts on the rotor; less maintenance requirements due to not containing mechanical parts such as collector, ring or brush; modifying characteristics as material quality and designing slot, safely working characteristics at the hard environmental conditions such as dusty, cold and easily blow-up. Therefore, the induction motors are the ones that are preferred over other types of motors. The main disadvantages of induction motors are that they are expressed by the non-linear differential equations at unsteady conditions; the starting and moment characteristics can be considered as poor and bad; the need for installation of encoder used for sensitive speed adjustment is required producing signals for shaft; and difficulties in the installation and operating of these sensors.

The above mentioned disadvantages of induction motors have been overcome by the developments of microprocessor technology and semi-conductive units such as IGBT in the manufacture of power electronics circuits and the contributions of software engineering. Therefore, the speed and loss of induction motors are controlled easily and efficiently. The studies used for controlling rotor magnitudes which do not have any electricity entering lead to various mathematical models. The induction motors

with small power are cheaper than the total cost of the position/speed sensor used for rotor installed to the shaft. This significantly increases the cost of the system. In addition, the produced signal by the sensor which generates electrical signal can be destroyed due to various environmental reasons. This does not affect the result and safe control, therefore it is not preferred unless it is to be sure of the control results of the sensor. Instead, the open-loop control methods are preferred.

K. Hasse and F. Blaschke pioneered vector control of induction motors starting in 1968 and in the early 1970s, Hasse in terms of proposing indirect vector control, Blaschke in terms of proposing direct vector control. Werner Leonhard further developed Field Oriented Control techniques and was instrumental in opening up opportunities for AC drives to be a competitive alternative to DC drives. Yet it was not until after the commercialization of microprocessors, that is in the early 1980s, that general purpose AC drives became available. Barriers to use of FOC for AC drive applications included higher cost and complexity and lower maintainability compared to DC drives, FOC having until then required many electronic components in terms of sensors, amplifiers and so on. The Park transformation has long been widely used in the analysis and study of induction motors. The transformation is by far the single most important concept needed for an understanding of how FOC works, the concept having been first conceptualized in a 1929 paper authored by Robert H. Park. The novelty of Park's work involves his ability to transform any related machine's linear differential equation set from one with time varying coefficients to another with time invariant coefficients.

Induction motors were controlled scalar control strategy for variable speeds in 1980's. But, scalar control such as the "V/Hz" strategy has its limitations in terms of performance. The scalar control method for induction motors generates oscillations on the produced torque. Hence to achieve better dynamic performance, a more superior control scheme is needed for induction motor. With the mathematical processing capabilities offered by the microcontrollers and digital signal processors (DSP), advanced control strategies can be implemented to decouple the torque generation and the magnetization functions in an induction motor. This **decoupled torque** and **magnetization flux** is commonly called rotor **Field Oriented Control**.

There are two vector control methods, direct vector control (DFOC) and indirect vector control (IFOC), IFOC being more commonly used because in closed-loop mode such drives more easily operate throughout the speed range from zero speed to high-speed field-weakening. In DFOC, flux magnitude and angle feedback signals are directly calculated using so-called voltage or current models. In IFOC, flux space angle feedforward and flux magnitude signals first measure stator currents and rotor speed for then deriving flux space angle proper by summing the rotor angle corresponding to the rotor speed and the calculated reference value of slip angle corresponding to the slip frequency. Sensorless control of AC drives is attractive for cost and reliability considerations. Sensorless control requires derivation of rotor speed information from measured stator voltage and currents in combination with open-loop estimators or closed-loop observers.

In this PhD thesis a model reference adaptive system (MRAS) for the speed estimation of induction motor from measured DC link voltages in inverter and phase currents. The estimated speed, rotor flux and produced torque are calculated in a vector control system. The MRAS approach has the immediate advantage in that the model is complex and very hard to implement. It has been shown that when a motor

is running at high speed, the effect of error in stator resistance is usually quite negligible. But as the frequency approaches zero, this becomes more serious because the voltage drop on stator resistance becomes relatively larger as the frequency decreases. For that reason, in this PhD thesis instead of using stator resistance, rotor flux orientation adaptation is used in rotor flux oriented reference frame. Under this reference scheme, stator current space vector can be decoupled into the flux control component and the other quadrature component can provide superior torque control. In the novel control system, the output of the speed and flux observers updates the new values of the flux and speed vales with comparing old values at wide speed range.

In the first chapter of the thesis, the open and closed-loop control methods, the load profiles encountered in the industry and the definitions of variable speed, the sensitive adjustments of speed and moment were given in detail based on the load profiles. Furthermore, the summary of the literature based on the studies were presented. In the second chapter, the electrical and mechanical mathematical modeling of induction motor was stated using the rotor field-orientation equations. The mathematical model for the induction motor includes the temporary and steady state working conditions after the starting. The reference axis set theory was used to obtain the mathematical model. The mathematical methods for the induction motors were obtained from different reference axis sets, and their differences were investigated. In the third chapter the space vector modulation method was given. In addition the structure of circuit inverter which enables the induction motor works as desired, choosing semiconductor IGBT switch in the inverters and their properties, space vector modulation method used for obtaining signals of Pulse Width Modulation (PWM) applying IGBT switches were explained. In the fourth chapter, voltage equations, which are required for controlling the rotor-field oriented induction motor and how the moment equation is obtained, the choosing of the ranges for the control, the superiorities of rotor field directed methods over the other methods such as V/f, how the dynamic performances improve, the calculation of rotor speed without speed sensor by MRAS method, how the moment is produced as it holds the shaft load (motionless) when the speed is zero, the innovations due to no speed sensor, the requirement for digital signal processor (DSP) were given. In the fifth chapter, the experimental setup, the triggering signals from PWM in the experimental setup, the oscillation outcomes of current, voltage, and moment waveforms, and their evaluations, simulation models in the system, the comparisons of results from the models and experiments, the detailed explanation of how the outcomes of the thesis has impacts in the industry were explained. Experimental and simulation results show advantages of FOC. Those are improved torque response, torque control at low speed and even zero speed, dynamics speed and torque accuracy, reduction in size of induction motor, cost and power consumption, four quadrant operation and short-term overload capability.

1. GİRİŞ

Değişken hızlı sürücü sistemleri ilk olarak 1970'li yılların başında kullanılmaya başlanmıştır. İlk uygulamaların çoğu doğru akım motorlarını tahrik eden kıyıcı sistemleriydi. Bu sistemler yüksek performansgerektiren sistemlerdir. Alternatif akım makineleri sürücüleri de o zamanda endüstride kullanılmaktaydı. Busürücülerin kullanım alanları geçici zaman performansının çok az önem gerektirdiği düşük performanslı yüklerdi. O zamanda bu sistemlerin kullanımını etkileyen ve sınırlayan önemli bir faktör de sistemleringüvenirliliğiydi. Örnek olarak güç elektroniği devrelerindeki dc bara kısa devresi sık görülen bir hataydı. Yüksek performanslı sürücüler doğru akım motorlarına göre geliştirilmişti. Bu sürücülerin kullanıldığı sistemlerdeki problemler doğru akım motor teknolojisinde var olan problemlerdir. Bu problemler kısaca maliyet, bakım gereksinimi ve fırça kollektör düzeneğinde dolayı diğer makinelerle karşılaştırıldıklarında güvenilirlik sorunlarıdır. Bu nedenden dolayı alternatif akım makinaları sürücülerinin geliştirilmesi o yıllarda başlamıştır. Asenkron makinelerin özellikle güvenir olmaları ve düşük maliyette imal edilmeleri bumakinalara olan ilgiyi başlatmıştır. Fakat bu makinaların temel dezavantajı ise denetimlerinin zorluğu ve klasik analog yöntemlerle kalkışta yüksek performans elde edilemeyişidir. Sonuç olarak değişken hızlı asenkron motor sürücülerin geliştirilmesinde iki problem öncelikli olmuştur [Boldea,1999];

· güç elektroniği devrelerinin az güvenilir olması,
· asenkron makinenin performasını iyileştirecek denetiminin eksikliği.

İlk gerçekleştirilen güç elektroniği elemanlarının kullanım zorluğu nedeniyle asenkron motorsürücüleri 1980'li yılların başına kadar gelişme olanağı bulamamıştır. Bu yıllardan başlayarak düşük maliyetteüretilen mikroişlemciler ve güç elektroniği teknolojisindeki gelişmeler ile karmaşık motor denetim algoritmalarının kısa sürede hesaplanması sağlanmıştır [Holtz, 2005].

Doğru akım motorlarının yapısı denetiminin yüksek performans gerektiren uygulamalara uygulanabilirliğini sağlamıştır. Serbest uyarmalı doğru akım

makinesinin dinamiği birinci dereceden doğrusal diferansiyel denklem ile elde edilir. Ancak asenkron makinanın dinamiği ise çok karmaşık doğrusalolmayan beşinci dereceden diferansiyel sistemin çözümü ile elde edilir. Bu nedenden dolayı ilk asenkron motor sürücüleri sürekli çalışma koşulları için tasarlanmıştır. Değişken hız denetimi ancak referans hızındeğiştirilmesi ile elde edilmekteydi. Fakat 1970'li yılların başında bir doktora tezinde gerçekleştirilen vektör denetimi ile bu sınırlama ortadan kalkmıştır. Vektör denetiminin gerçekleştirilmesi analog bilgisayar ile yapılmış serbest uyarmalı doğru akım makinasının performansı referans hız ayarlanmaksızın elde edilmiştir [Novotny, 2010].

Vektör denetiminin gerçek performası hızlı mikroişlemcilerin yaygın olarak kullanılmaya başlandığı 1980'li yılların başında olmuş ve vektör denetimi de ticari bir boyut kazanmıştır.Teknolojideki ilerleme sonucu güç elektroniği birçok mühendislik alanına girmiş bulunmaktadır.Özellikle otomobil sanayi, haberleşme teknolojisi ve sayısal motor sürücüleri bunların başındadır [Rachid, 1997]. Yeni güçelektroniği sistemleri ile motor sürücü uygulamaları daha verimli, güvenilir ve bir bütünlük teşkil eder halegelmiştir. Bunun sonucunda tüm uygulamalarda maliyet ve güvenilirlik önde gelen unsurlar olmuştur [Vas, 1998].

Günümüzde asenkron makinalar ucuzlukları ve az bakım ihtiyaçları ile endüstride en çok tercih edilen makinalardır. Asenkron makinaların en çok tercih edilen kontrol yöntemi skaler kontroldür. Bunun nedeni kolaylıkla gerçekleştirilmesi ve maliyetinin düşük olmasıdır. Ancak asenkron makinanın karmaşık matematiksel modeli göz önüne alınırsa skaler kontrol ile istenilen moment yanıtı uzun olmaktadır. Serbest uyarmalı doğru akım makinalarının kullanıldığı moment, devir sayısı ayarlarının daha geniş bir aralıkta yapıldığı kritik yüklerde istenilen moment yanıtı çok daha kısa olmaktadır. Bunun nedeni doğru akım makinasının uyarma akımı ile rotor akısı arasındaki ortogonalliktir. Bunun sonucunda nominal uyarma alanında moment rotor akımı ile doğru orantılı değişmektedir. Mikroişlemci ve yazılım teknolojisindeki gelişmeler ile asenkron makinalar artık doğru akım motorlarının yerini almaktadır. Asenkron makinanın moment ifadesini doğru akım motoruna benzetecek kontrol yöntemi vektör kontroldür. Vektör kontrol, skaler kontrole göre kontrol algoritması çok daha karmaşıktır [Rachid, 1997].

Vektör kontrolün amacı stator akımını iki bileşeni ayırıp bu bileşenlerin tüm kontrol aralığı boyunca ortogonal olmasını, ayrı ayrı kontrol edilebilirliğini sağlamaktır.

Buna göre bu bileşenlerden biri doğru akım makinasındaki uyarma akımına diğeri ise rotor akımına benzetilmektedir. Stator akım bileşenleri kontrol edilirken makinanın matematiksel modeli asıl kontrol edilmesi gereken büyüklüğe göre oluşturulur. Bu büyüklükler rotor akısı, staror akısı ya da hava aralığı akısı olabilir. Tezde tercih edilen yöntem rotor akısı yönlendirmedir. Tezin birinci bölümünde rotor akısı yönledirmeli kontrol algoritması oluşturulmuştur. Rotor akısı yönlendirmenin tercih edilmesindeki neden model sonunda elde edilen moment ifadesinin kayma açısal hız ile doğru orantılı değişmesi ve bunun sonucunda semer momentinin oluşmamasıdır. Bu kontrol algoritması sonucunda moment stator akımının moment oluşturan bileşeni ile doğru orantılı değişmektedir. Rotor akısı yönlendirmede stator akımları ve rotor hız bilgisi gerekmektedir. Oluşturulan modelde rotor yük tarafından tutulması durumunda hız bilgisi sıfır olmakta ve makine istenilen momenti vermeye devam etmektedir. Kontrol algoritması Matlab kullanılarak denenmiş ve istenilen sonuçlara ulaşılmıştır.

Doktora tezinin ikinci bölümünde asenkron makinanın hız geri beslemesi olmadan kontrol algoritması oluşturulmuştur. Böylece hız bilgisi için gereken algılayıcıya artık gerek yoktur. Bunun için stator akımları ve stator gerilimleri geri besleme alınarak model referans adaptif kontrol algoritması ile hız bilgisi tahmin edilmektedir. Oluşturulan kontrol algoritması Matlab kullanılarak denenerek istenilen sonuçlar elde edilmiştir.Tezde tasarlanan gözlemleyici ile gerçekleştirilen kafesli asenkron makinenin sayısal kontrolü ile makinanın performansının, veriminin ve ömrünün yükseltileceği gösterilmiştir.

1.1 Tezin Amacı

Değişken hızlı uygulamalarda serbest uyarmalı doğru akım motorları, denetimlerinin kolaylığı nedeniyleyıllarca kullanılmıştır. Ancak, doğru akım motorlarının kolektör ve fırça düzenleri ile sıkça bakım gerektirmelerinden dolayı asenkron motorların değişken hızlı uygulamalarda daha sık kullanılmalarının yolları da yıllarca araştırılmıştır. Günümüzün teknik ilerlemelerine paralel olarak endüstriyel uygulamalarda ihtiyaç duyulan elektrikli sürüş devrelerinin çeşitliliğinin artmasıyla asenkron makinenin hız ve doğrudan moment kontrolü ihtiyacı da artmıştır. Endüstride duyulan bu ihtiyaca cevap verebilmek için akademik çalışmalar da artmış ve çeşitlilik göstermiştir. Bu konular dikkate alınarak düşünülmüş tezin amacı,

asenkron makinanın sabit moment, sıfır hızda ve ihtiyaç duyulduğunda yüksek hızlarda alan zayıflama bölgesini kapsayacak şekilde hız geri beslemesine ihtiyaç duyulmayan yeni bir kontrol algoritmasının geliştirilmesidir. Tezde incelenen konular aşağıda verilmiştir;

- Uzay fazör teorisi,
- Matematiksel modellerin uzay fazörleri ile elde edilmesi,
- Referans eksen takımlarının incelenmesi ve referans eksen takımları arasındaki dönüşümler,
- Vektör kontrol kavramının incelenmesi,
- Asenkron motor ile serbest uyarmalı doğru akım motoru arasında kontrol açısından kurulan benzerliğin incelenmesi,
- Sayısal İşaret İşlemcinin kullanılması,
- Rotor alan yönlendirme yönteminin diğer alan yöntemlerine göre avantajları,
- Hız geri beslemesi cihazının kaldırılmasının sağlayacağı faydalar,
- Uzay vektör modülasyonu yönteminin kullanılması,
- Tez çalışmasında kurulan donanımın ve yazılımın incelenmesi,
- Deneysel ve benzetim sonuçların incelenmesi

1.2 Literatür Araştırması

Doğru akım makinalarının yapıları gereği alan ve moment kontrolü birbirinden bağımsız olarak yapılabilmektedir.Doğru akım motorları bu özelliklerinden dolayı değişken hız gerektiren uygulamalarda 1980'li yılların sonuna dek kullanılmaktaydı. Ancak güç elektroniği ve yarı iletken teknolojisindeki gelişmeler asenkron motorlarının geniş sınırlar içerisinde hız ayarlarının yapılabilmesini mümkün kılmıştır. Asenkron motorların basitliği, ucuzluğu, birbirine temas eden kontakların olmaması, sağlamlığı ve bakım gereksinimlerinin azlığı gibi özellikleri nedeniyle değişken hızlı sürücü sistemlerinde doğru akım motorlarının yerini almaya başlamıştır.

1980'li yılların başında asenkron motorların hız denetimisadece besleme gerilimi ve frekansı değiştirilerek açık çevrim kontrol mantığında yapılmaktaydı. Bu denetim skaler, V/f kontrol olarak bilinmektedir. Skaler kontrolde, voltaj ve frekans temel kontrol değişkenleri olup, moment ve akı bu iki değişkenin fonksiyonlarıdır. Bu kuplaj etkisi asenkron motorun tepkisinin yavaşlamasına neden olur. Bundan dolayı, skaler kontrolde motorunmomenti kontrol edilemediğinden momentte salınım meydana gelmektedi. Açık çevrim kontrol mantığında yük momentindeki değişiklikler motor hızında değişikliklere sebep olmakta, dinamik performans zayıf ve momentte osilasyon gibi problemler oluşmaktadır. Hızlı dinamik cevap ve hassas hız kontrolü yapılmasını gerektirdiğinde açık çevrimli kontrol yetersiz kalmaktadır. Ancak, 1980'li yılların başından itibaren güç elektroniği, yarı iletken teknolojisi ile motor sürme teknolojisindeki gelişmeler ileasenkron motorlar kapalı çevrim kontrol mantığında kontrol edilerek değişken hız ve değişken moment gerektiren yüklerde kullanılmaya başlanmıştır.

Kapalı çevrimli kontrolün yapılabilmesi için sürücü düzeneği hız geribeslemesini gerektirmektedir. Bu geribesleme genellikle rotor miline bağlanan bir hız algılayıcısından sağlanmaktadır. Ancak, yüksek hızlı uygulamalarda hız algılayıcısını mile bağlamak mümkün olmamaktadır. Yapılan araştırmalar motorun miline bağlanan bu hız algılayıcısını çıkartarak kontrol sisteminin performansını artırmayı amaçlamaktadır. Kurulan hız algılayıcısız kontrol sistemlerinde sistem kurma maliyeti düşürülür, bakımı azalır, sağlamlığı ve güvenirliliği artırılmış olmaktadır.

Kapalı çevrim kontrol için, hız bilgisi gerekli olduğundan, araştırmalar mekanik algılayıcıların yerini alabilecek aynı zamanda dinamik performansı düşürmeyecek aksine yükseltecek hız gözlemleyicilerinin geliştirilmesi yönünde olmuştur.

Hız algılayıcısız sürücü sisteminde rotor hızının ölçülmesi yerine, kolaylıkla ölçülebilen stator akımları ve gerilimlerinden tahmin edilerek motor çıkış büyüklükleri kontrol edilmektedir. 1990'lı yılların sonuna doğru bu konuda bir çok yeni araştırmalar başlamış ve değişik yöntemler geliştirilmiştir. İlk olarak 1971 yılında Siemens firmasından F. Blaschke önerdiği teorik vektör kontrol olarak isimlendirilen yöntemle asenkron motorun serbest uyarmalı doğru akım motoruna benzetilerek stator akımı bir dönüşümle birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilen iki bileşene ayrıştırılabileceği göstermiştir. Bu akım bileşenlerinden bir tanesi motorun manyetik akısını, diğeri makinanın oluşturacağı momentin kontrol edilmesini sağlar. Werner Leonhard ilk olarak mikroişlemci kullanarak vektör kontrolü uygulamalı olarak gerçekleştiren kişidir. Vektör kontrolün hızla gelişmesindeki önemli yardımcıfaktörlerden biri ilk olarak Though R. H. Park tarafından 1929 da sunulan dönen eksen takımları teorisinin vektör kontrolde kullanılmasıdır.

Literatürde vektör kontrol olarak üç farklı yöntem bulunmaktadır. Bunlar stator alan (akı) yönlendirmeli, hava aralığı alanı yönlendirmeli ve rotor alan yönlendirmeli yöntemlerdir. Her yöntemin kendine has denklemleri ve hesaplama yöntemleri ile avantaj ve dezavantajları bulunmaktadır.

Endüstride kullanılmamakla birlikte belirtilen yöntemlerden özellikle stator alanının doğrudan ölçülmesi içinmotor içine algılayıcıların yerleştirilmesigerekmektedir. Bunun bir örneği stator oyuklarına bobinler yerleştirilerek alanın ölçülmesidir. Bu yöntemde 0.5 Hz e kadar olan akılar ölçülebilmektedir. Diğer bir yöntem ise Hall etkili algılayıcılar kullanmaktır. Ancak bu yöntem özel olarak üretilmiş bir motor yada standart bir motorda değişiklikler yapılmasını gerektirmektedir. Akının doğrudan ölçülmesine alternatif olarak çeşitli akı tahmin modelleri kullanılmakta ve geliştirilmekte olup, bu yöntem motor akısının doğrudan ölçülmesini gerektirmez. Dolayısıyla özel olarak üretilmiş asenkron motora yada standart bir asenkron motorda değişiklikler yapılmasına ihtiyaç yoktur. Stator alan yönlendirmeli vektör kontrol çalışmaları sırasında ilk olarak 1984 yılında ManfredDepenbrock tarafından Doğrudan Özgün Kontrol (Direct Self Control) yöntemi ortaya atılmıştır. Bu yöntem

asenkron motorun momentini kontrol etmektedir. Bu yöntem 1886 yılındaIsao Takahashi and Toshihiko Noguchi tarafından geliştirilerek günümüze kadar gelen Doğrudan Moment Kontrolü (DTC) adını almıştır. W. Leonard akı ve istenildiğinde moment kontrolünü iç kontrol bloklarında akım geri beslemeleri ve karşılaştırmaları ile yapmakta iken, doğrudan moment kontrolünde doğrudan stator akısı ve motor momentiç kontrol bloklarında akım karşılaştırmaları olmadan kontrol edilmektedir.

Rotor alan yönlendirmeli vektör kontrol, rotor akısının büyüklüğünü ve konumunu tam olarak bilinmesini gerektirmektedir. Rotor akısının büyüklüğü ve konumu doğru olarak bilindiğinde stator akımının tam olarak ayrıklaştırılmasını sağlamakta, böylece dinamik performans iyileştirilmekte, hız ve istenildiğinde moment kontrolü hızlı ve hassas bir şekilde yapılmaktadır. Rotor akısının doğrudan ölçülmesi aynen stator akısının ölçülmesi gibi çeşitli düzenekler gerektirdiğinden, akıyı doğrudan ölçme yerine kolaylıkla ölçülebilen akım, gerilim, hız bilgileri kullanılarak akının hesaplanması yoluna gidilmektedir. Rotor akı bilgisinin elde edilmesi için öncelikle rotor hızının hesaplanması gerekmektedir. Rotor hızı doğrudan bir hız algılayıcısı ileelde edilebildiği gibi, hız algılayıcısı kullanılmadan motor denklemleri kullanılarak hesaplanabilir. Akı hesaplanması, asenkron makinanın akı ve gerilim denklemlerinden yararlanarak adaptif ya da adaptif olmayan gözlemleyicilerin kullanılmasıyla yapılmaktadır.

Hız algılayıcısız rotor alan yönlendirmeli yöntemde kurulan adaptif ya da adaptif olmayan yöntemlerin doğruluğunu rotor zaman sabiti belirlemektedir. O halde, rotor zaman sabitinin değişiminin modele yansıtılmasıözellikle çok düşük hızlarda ve sıfır hızda en doğru akı ve rotor hızı tahmini yapılması için gereklidir. Adaptif olmayan yöntemleristator gerilimleri ve akımlarının gerçek zamanlı ölçümü üzerine kurulmaktadır. Bu yöntemlerin en önemli özelliği motor parametlerinin değişiminin modelde temsil edilme zorunluluğudur. Buna karşın kurulan matematiksel modeller ise karmaşık olmamakta ve hızlı dinamik yanıt elde edilmektedir. Asenkron makinenin hız algılayısıcız rotor alan yönlendirmeli vektör kontrolünde özellikle sürekli mıknatıslı senkron motorun kalkışı için ihtiyaç duyulan rotor konum bilgisine ihtiyaç yoktur. Bu durum asenkron motor için matematiksel modelin basitleşmesi anlamına gelmektedir. Düşük hızlarda ve sıfır hızda integrasyon işleminden gelen hatanın azaltılması ve hızlı Sİİ kullanılması ile hesaplama sürecinin azaltılması iyi

bir kalkış performansı, yüksek moment/akım oranı ve geniş bir hız sahasında klasik V/f yöntemine göre çok daha verimli bir kontrol yapılmasını sağlamaktadır.

Adaptif yöntemlerde ise, yine asenkron motorun giriş büyüklükleri ölçülerek istenen moment ve hız gibi çıkış büyüklükleri tahmin edilmektedir. Bu yöntemde oluşturulankontrol modelinin giriş ile çıkış büyüklüğü arasında hata olacaktır. Hata kurulan modelde tahmin edilmiş büyüklüklerin en iyi değerini alması için geri besleme olarak kullanılmaktadır. Adaptif yöntemin en büyük avantajı kurulan modelde hedef büyüklüklerin tahmin edilebilmesidir. Bu yöntemin en büyük dezavantajı ise matematiksel modelin adaptif olmayan yöntemlere göre daha karmaşık olmasıdır. Adaptif yöntemlerde başlıca üç temel yöntem kullanılmaktadır. Bunlar;

- Popov (criteria of super stability theory),
- Genişletilmiş Kalman Filtresi (E.K.F.) ve
- En küçük kareler yöntemidir.

Popov yönteminde Model referans adaptif sistem (MRAS), Luenberger gözlemleyicisi ve Kayan kipli gözlemleyici (Sliding Mode Observer) yöntemleri kullanılmaktadır. MRAS yönteminde rotor akısı tabanlı ancak temel olarak hedef olarak seçilen rotor hızı veya konumu gözlemleyicileri ile kontrol yapılmaktadır. MRAS yönteminde tahmini yapılacak büyüklüğü içermeyen model referans model diğeri ise ayarlanabilir (adaptif) modeldir. Her iki model çıkışı arasındaki fark bir uyarlama mekanizması tarafından ya ayarlanabilir rotor zaman sabiti gibi sistem parametresinin düzeltilmesi için ya da iki model çıkışı arasındaki farkı minimum yapacak rotor hızı gibi yardımcı bir büyüklüğün üretilmesi için kullanılmaktadır.MRAS yönteminde kurulan referans modelin doğruluğu düşük hızlarda dinamik performansı doğrudan etkilemektedir. Luenberger gözlemleyicisinde kurulan modelde elde edilen hata MRAS yöntemlerinden daha büyüktür. Bu hata azaltılabildiği zaman MRAS yöntemine göre daha iyi dinamik performans elde edilmektedir. Kayan kipli gözlemleyicisi Luenberger gözlemleyicisi arasındaki temel fark gözlemleyici tasarımındadır. Kayan kipli gözlemleyicide hatanın değeri yerine bunla ilişkilendirilmiş bir hata fonksiyonu kullanılmaktadır. Genişletilmiş Kalman Filtresi durum uzayı modeli ile gösterilen bir dinamik sistemde, modelin önceki bilgileriyle birlikte giriş ve çıkış bilgilerinden sistemin

durumlarını tahmin edilebilen filtredir. Genişletilmiş Kalman Filtresi de bir gözlemleyici yapısında olup modelin giriş bilgileri ile çıkış bilgileri arasında hata elde edilmektedir. Bu hata, Kalman kazancı (gain) olarak bilinen bir çarpan ile ölçeklendirilir. Elde edilen iyileştirme, daha sonra yapılan tahminleri iyileştirmek için modele giriş olarak geri besleme mantığında eklenir. Kalman kazancı ne kadar iyi ayarlanmış ise dinamik performansta yükseltilir ve kontrol mantığında çıkışın girişi büyük bir doğrulukla izlemesi sağlanır. Böylece bu yöntem ile modelin bilinmeyen değerlerine, model tahminlerine dayanarak elde edilebilecek tahminlerden daha yakın tahminler üretmeye yakınsaması sağlanır. En küçük kareler yönteminde ölçülen büyüklükler üzerinde bulunan gürültü bileşenler filtre edilerek gerçek değerler elde edilir. En küçük kareler yönteminde doğrusal olmayan motor kontrol sisteminde birbirine bağlı olarak değişen giriş ve çıkış büyüklükleri arasında,bu ölçülen gerçek değerler kullanılarak regresyon yöntemi ile gerçeğe uygun matematiksel bağıntı kurmaya çalışılır.

Asenkron motorları hız denetimleri 1970'li yıllarda kare dalga (TDH≈%45), sıfır süreli kare dalga (THD ≈%24) ve altı darbeli çıkış dalgası (THD≈%6,5) üreten eviriciler ile yapılmaktaydı. Özellikle kare dalga içinde içerdiği üç ve üçün katı harmonikler ile motorun gürültülü dönmesine ve ısınmasına sebebiyet vermekteydi. Asenkron motorların hız denetimlerinde esas ilerleme Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) (THD<6,5) yönteminin geliştirilmesiyle başlamıştır. Bu yöntem 3., 5., 9.,…. gibibelirli harmonik gerilim dalgalarının motor fazında olmaması içinkare dalga gerilim dalgasının değişken genişlikli gerilim dalgalarına ayrılmasına dayanır. Sinüs modülasyonlu DGM yöntemi, analog devrelerle kurulabilen, motor fazlarında en iyi sinüs gerilim dalgasının elde edildiği yöntemdir. Bu yöntemle motor fazlarında akan akımlarda sinüs forma olabildiğince yakınlaşmaktadır. Bunun yapılabilmesi için bir anahtarlama peryodunda motora uygulanan gerilim darbelerinde çalışma oranları ayarlanarak sinüse daha yakın bir gerilim dala şeklinin elde edilmesi gerekmektedir. Sinüs forma yakın akımlar özellikle motor ısınmasını ve momentindeki salınımları en aza indirgemektedir. Ancak, analog devreler sayısal devrelere göre daha az güvenilir yapıdadır. Analog devrelerin çalışması sıcaklıktan kötü etkilenir. Analog devreler elektromagnetik girişim gibi gürültü ve dış etkilerden etkilenirler. Motor kontrol analog devrelerin güvenilir çalışma frekansları en fazla 3-5 kHz'dir. Analog devreler, dV/dt, di/dt olarak ifade edilebilen gerilim ve akım piklerinden etkilenirler.

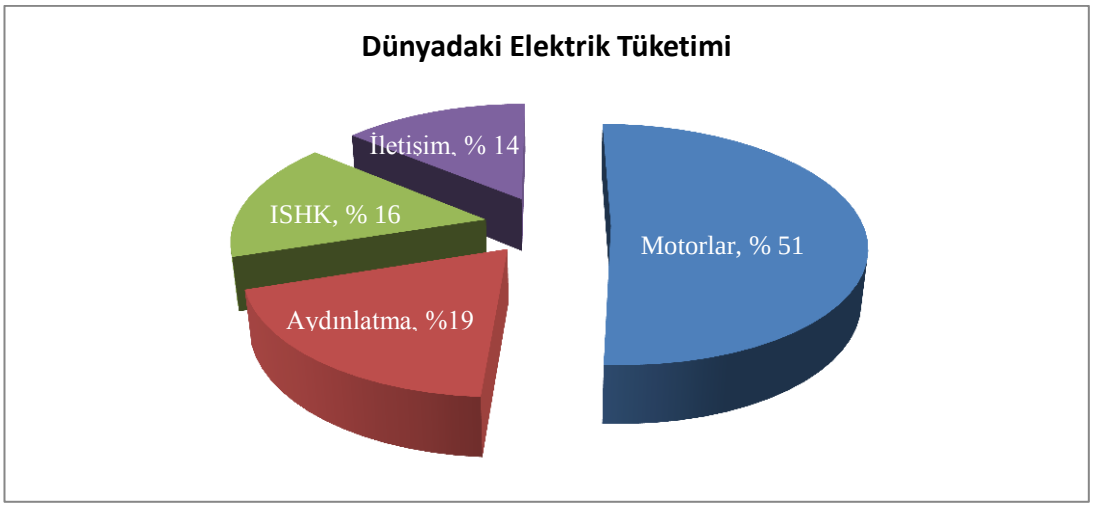
Analog devreler, sayısal devrelere göre çok daha fazla yer kaplarlar. Birbirinin aynı olan analog devreler farklı kalitede işaret üretebilirler. Analog devrelerin bu dezavantajları sayısal elektronik devrelerde bulunmamaktadır. Sayısal elektronik devrelerde kullanılan sayısal işaret işleme teknikleri hızla gelişmektedir. Sayısal devrelerde kullanılan sayısal filtreler ile bozulmuş veriler yüksek doğrulukla düzeltilebilir. Oysa, analog filtreler analog devrelerde yüksek doğruluklu filtreleme işlemi yapamamaktadır. Bu avantajlar ile sayısal işaret işleyen sayısaş işaret işlemciler mobil telekominikasyon, uzay teknolojileri, medikal sistemler, görsel ve işitsel medya endüstrisi ve motor kontrol sistemleri gibi bir çok alanda kullanılmaktadır. Analog devrelerle kurulan sinüs modülasyonlu DGM yöntemi sayısal elektronik devrelerle kurulabilir. Sayısal elektronik devreler ile kurulan DGM yöntemi Uzay Vektör Modülasyonu (UVM, SVM) olarak bilinmektedir. UVM yöntemi ile üç fazlı motor kontrol sistemlerine vektörel bir yaklaşım getirilmiştir (Van Der Broeck, 1986). Bu yöntemle 3-5 kHz civarında çalışan IGBT yarı iletken elamanlar rahatlıkla 10-40 kHz insan kulağının duyamayacağı DGM frekans aralığında çalıştırılabilirler. Sonuçta, analog yöntemlere göre motor fazlarında özellikle akım THD'sinde çok daha azalma elde edilmektedir. Yüksek anahtarlama hızları IGBT yarı iletken elemanlar üzerindeki anahtarlama ve iletim kayıplarını artırmaktadır. IGBT elemanların güvenle çalışmalarını sağlamak için kullanılan soğutucu boyutlarının da (heatsink) oluşan ısıya göre tasarlanmaları gerekmektedir. Bazı uygulamalarda elde edilecek sinüs formundaki dalga şeklinden çok IGBT elemanların ısınmaması, böylece güvenle çalışması istenir. UVM içinde de farklı yöntemler mevcuttur. Bu yöntemler IGBT yarı iletken elemanların anahtarlama ve iletim kayıplarını azaltacak şekilde yapılmaktadır.

1.3 Elektrikli Sürüş Sistemlerinin İncelenmesi

Bu başlık genel olarak Genelleştirilmiş Makine Teorisi'ne ve elektrik makinalarının dinamiğine giriş sağlayacaktır. Bu nedenle değişken hızlı sürücü sistemlerin endüstride önemlerinin artması ile bu başlık altında temel konular incelenecektir.

Şekil 1.1'den görüldüğü gibi elektrik motorları üretilen enerjinin yarısından fazlasını tüketmektedirler. Günümzde kontrollü çalışan elektrik motorları ile kayıplar azaltılarak enerji tasarrufu yoluna gidilmektedir. Yine de tüm dünyada kullanılan elektrik motorlarının büyük bölümü kontrol dışı çalıştırılmaktadır. Bu nedenle bu

motorların daha verimli kullanılması daha çok sayıda güç santralleri ve özellikle nükleer santrallerin yapılmasını azaltacaktır. Bu durum çevrenin daha az tahrip edilmesini ve bu santrallere harcanacak paranın iyi amaçlar için kullanılmasını sağlayacaktır. Yapılan bir araştırmada bu alanda kullanılabilirliği kanıtlanmış teknolojiler ile senede New York gibi bir kentin tükettiği enerji kadar tasarruf yapılabileceği belirlenmiştir (Mohan, 2000).



Şekil 1.1 : Dünyadaki elektrik tüketiminin dağılımı (Mohan (2000)'den uyarlanmıştır).

Elektrik sürüş uygulamalarında en önemli özellik elektronik sürücü, elektrik motoru, yük ve çalışma ortamı parametrelerinin birbirlerine uyumlu olmasıdır. Özellikle yükün karakteristiği önemli bir parametredir. Bunun nedeni yüklerin sabit ve değişken momentli olmalarına göre değişken özellikler göstermeleridir. Sabit momentli yükler yaygın olanlarıdır. Sürücü, yüke sabit momenti çıkış gücü hız ile doğru orantılı olacak şekilde değiştirmek suretiyle sağlar. Sabit momentli yükler sürtünmeli yüklerdir. Sabit moment sürtünmeyi yenmek zorundadır. Enerji tasarrufu ise değişken momentli yüklerde sağlanmaktadır. Santrifüj fanlar, pompalar ve üfleyiciler bu gruba girerler. Değişken hızlı sürücülerde motor hızının kontrolü ile hava veya akışkan akışının kontrolü yapılmaktadır. Değişken momentli yüklerin özelliği ile ani yük momenti dalgalanmaları için fazladan güce ihtiyaç duyulmaz, bu yüzden aşırı yük kapasiteli değişken momentli sürücüler bu yükler için uygundur.Değişken hız uygulamaları en çok ısıtma, soğutma ve hava koşullandırma uygulamalarında görülmektedir. Bu uygulamalarda soğuk hava ihtiyacı azalırsa fanı döndüren motorun hızını düşürmek gereklidir. Eğer, bu sistemlerde verimlilik ve enerji tasarrufu planlanmış ise, uygulanacak kontrol yöntemi kapalı çevrim kontrol

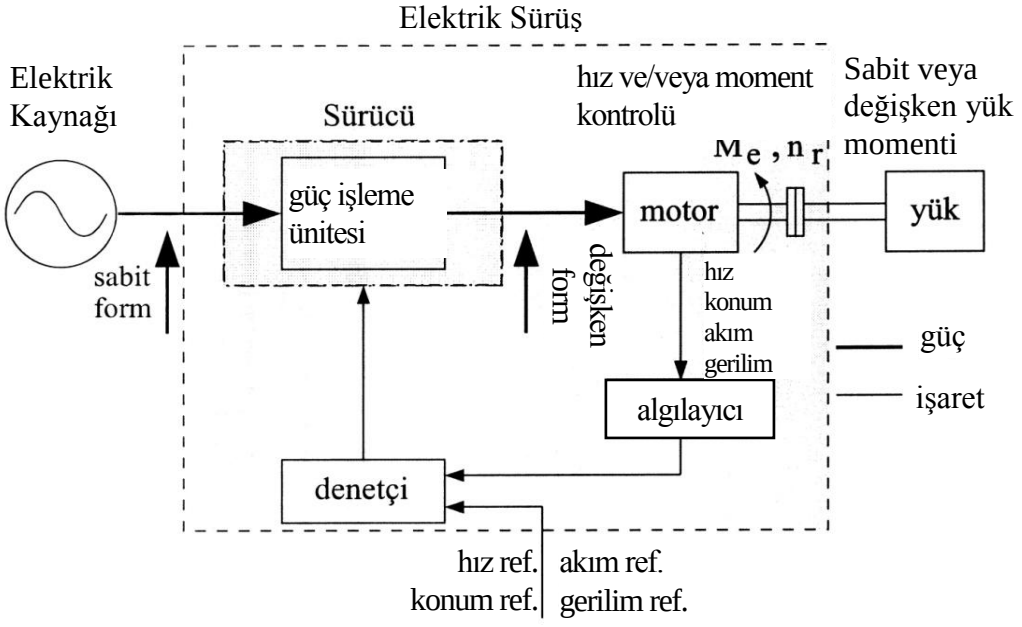
yöntemidir. Bu yolla gerek fan ve gerekse pompaların çalıştırılmasında önemli miktarda enerji tasarrufu sağlanmaktadır [Valentine, 1998].

Alternatif akım (AA) ve doğru akım (DA) sürüş teknikleri arasında önemli farklar vardır. DA sürüş teknolojisinde, DA motoruna uygulanan gerilim ayarlanarak hız ayarı yapılır. DA sürücüleri daha ucuzdur fakat kollektör fırça düzeneği ile motor pahalı olmakla birlikte bakım ihtiyacı vardır. Ancak, DA sürücüleri ile birbirlerinden bağımsız olarak hız ve moment denetimi son derece yüksek doğrululukla yapılır. DA makinalarından elde edilen bu hassasiyet, fırça kollektör düzeneği yerine aynı işlevi yapan bir elektronik devre ile fırçasız doğru akım makinasından da (FDAM) elde edilir. Fakat AA motorları ile karşılaştırıldığında, sistem daha karmaşık ve pahalı hale gelmektedir. AA sürücüleri daha yeni teknolojiye sahiptir ve maliyeti DA sürücülerine göre daha fazladır. Ancak, elektrikli sürüş devrelerinde çokça kullanılan asenkron makinaların ucuz olmaları, az bakım gerektirmeleri ve verimlerinin yüksek olmaları bu makinaların kullanımlarını sürekli arttırmaktadır. Asenkron makinelerde yalnızca demir ve bakır bulunur. İmalatı kolay ve maliyeti düşüktür. Mıknatısı olmayan bir elektrik makinesi olduğu için, malzemenin teminindeki risk faktörü de düşüktür. Endüksiyon prensibiyle çalıştığı için kontrolü, mıknatıslı motorlara göre daha karmaşıktır. Kontrol elektroniğinin donanım ve yazılımındaki gelişmeler, bu karmaşıklığın üstesinden gelmektedir. Bu nedenle bu makinaları süren yeni sürüş teknikleri geliştirilmiştir. Şekil 1.2'de bir elektrikli sürüş devresi blok diyagram şeklinde gösterilmiştir. Blok diyagramda güç işleme ünitesi olarak gösterilen bloğun içinde güç elektroniği devresi bulunmaktadır. Blok diyagramı görülen elektrik sürüş devresinde asenkron motorun hız ve/veya moment kontrolünü yapabilmek için makinenin çalışmasını fiziksel temellere dayandırarak yeni bir kontrol algoritması gerçekleştirmek gereklidir. Geliştirilecek algoritma makinanın hız ve moment kontrol uygulamalarında optimum performansı sağlayacak şekilde yapılmalıdır [Vas, 1998].

Güç elektroniği devrelerinin imal edilişindeki gelişmeler ile güç elektroniği devreleri artık imalatçı firmalar tarafından modüler halinde imal edilmektedir. Evirici (inverter), doğrultucu (rectifier), DA/DA çeviricilerinde ve motor kontrol endüstrisinde akım değerleri büyüdükçe IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) anahtarlar kullanılmaktadır. IGBT'ler yüksek akım-gerilim değerlerine sahiptir, anahtarlama frekansları yüksektir, dV/dt ve di/dt dayanımları yüksektir, anahtarlama

ve iletimdeki kayıpları azaltılmıştır. IGBT'ler ile hızlı, doğru ve sessiz bir çalışma elde edilmektedir.Gelişen teknoloji ile IGBT'lerin boyut ve performansları daha da iyileştirilmektedir. Buna karşın, frekans değerinin çok yüksek olması amaçlanmış ve akım değeri düşük ise MOSFET anahtarlar kullanılmaktadır. International Rectifiers, IXYS, Semikron, Infineon, Misubishi yarı iletken anahtarları modül halinde üretebilen üreten önemli firmalardır.

Yükeuyulanan momentin ve motor dönüş hızının kontrolü için elektrik motoruna uygulanan gerilimin genlik ve frekans yönünden denetlenmesi gerekir. Evirici güç elektroniği devresi girişindeki doğru gerilimi, uygun genlik ve frekansta alternatif gerilime çevirerek motora uygular. Böylece, yük üzerinde istenen moment ve hız değerleri elde edilir. Tezin literatür araştırması kısımında verilen bilgilerdende anlaşılacağı gibi uzay vektör modülasyonu sayısal bir yöntem olup elekttrik motoruna uygulanabilecek en kaliteli dalga şeklini üretmektedir. Tez çalışmasında da uzay vektör modülasyonu yöntemi tercih edilmiştir. Elektrikli sürüş sistemleri, elektrik motorlarının generatör modu çalışmasına görede tasarlanmalıdır. Buna en güzel örnek elektrikli taşıtlardır. Elektrikli taşıtlar gelecek yıllarda fosil yakıtlarının azalması ve havadaki CO_2 miktarının kontrol edilemeyecek şekilde artmasıyla çok daha yaygın hale gelecektir [Davari, 2011].

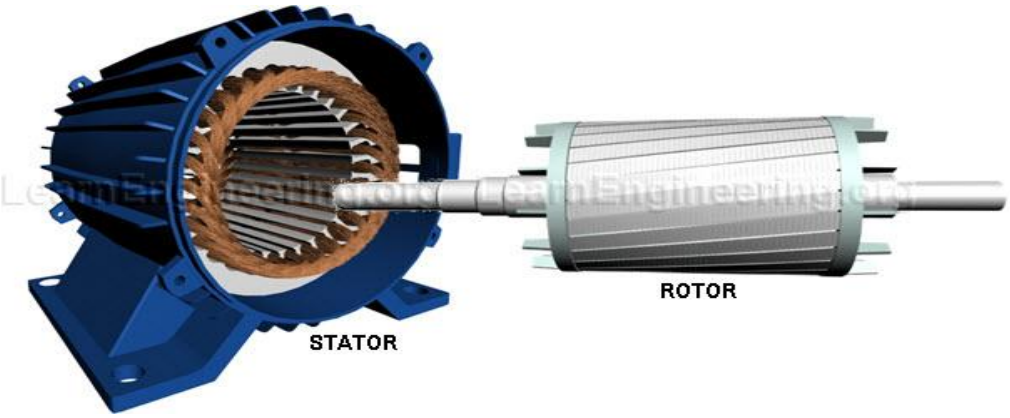


Şekil 1.2 : Değişken hız denetiminde kontrol blok şeması.

Aracın hızlanmasında ve sabit hızda gitmesinde elektrik makinası motor olarak çalışmakta iken, aracın frenlenmesinde veya yokuş aşağı hareketinde ise elektrik makinesi generatör konumuna geçer ve elektrik üretir, güç elektroniği devresi bu gerilimi akü bataryasına uygun doğru gerilim olarak aktarır ve bataryanın dolmasını sağlar.Başka bir uygulamada, elektrik makinası generatör modunda çalışmaya geçtiğinde güç elektroniği devresi şebekeye bağlı ise, doğrultucu evirme modunda çalıştırılarak ve uygun filtreleme yapılma şartıyla enerji şebekeye geri basılabilir. Elektrikli araçlarda temel üç unsur bulunmaktadır. Bunlar 1. birim ağırlık (kg) ve hacime (lt) göre elde edilecek güç (kW), 2. birim maliyete göre elde edilecek güç (kW) ve 3. toplam sistem verim değerleridir. Bu değerlerin iyileştirilmesiyle, daha hafif ve küçük, daha ucuz ve verimi yüksek sürüş sistemlerine kavuşulacağı beklenmektedir. O halde, bu unsurlar dikkate alınarak elektrikli sürüş sistemi birim maliyeti azaltacak, birim ağırlık ve hacme göre daha fazla güç elde edecek ve bunlar yapılırken toplam verimin de yükseleceği bir şekilde tasarlanmalıdır. Kısaca, şekil 1.2' de blok diyagramı verilen elektrikli sürüş sistemleri bu şekilde tasarlanmaktadır.

1.4 Elektrikli Sürüşte Kullanılacak Asenkron Makinenin Fiziksel Yapısı ve Standart İmal Edilmiş Asenkron Motorun Eğrileri

Asenkron makineler endüstride genellikle motor olarak çalıştırılırlar, fakat belirli koşulların sağlanması durumunda generatör olarak da çalıştırılabilirler. Generatör çalıştırılan asenkron motorların en önemli uygulaması rüzgar türbinleridir. Asenkron makineleri senkron makinelerden ayıran en büyük özellik, dönme hızının sabit olmayışıdır. Bu hız motor olarak çalışmada senkron hızdan küçüktür. Asenkron motorlar genel olarak stator ve rotor olmak üzere iki kısımdan yapılmışlardır. Stator, asenkron motorun duran kısmıdır. Stator, stator sac paketleri ve içine sargıların yerleştirildiği oluklardan meydana gelmiştir. Stator sargıları stator sac paketinden yalıtılır. Şekil 1.3 de üç fazlı asenkron makinanın stator ve rotor yapısı gösterilmiştir.



Şekil 1.3 : Üç fazlı asenkron makinanın stator ve rotorunun görünüşleri .

Oluk şekilleri ve malzeme kalitesi çalışma karakteristiklerini faydalı bir şekilde değiştirebilmektedir. Rotor ise donen kısmıdır. Rotor, stator içinde statorla arasında sabit genişlikli hava aralığı olacak şekilde yataklanmıştır. Hava aralığının küçük olması kaçak akıların küçük olmasını, güç faktörü ve verimin yüksek olmasını sağlamaktadır. Rotor mili üzerinde rotor sac paketi ve döner bilezikler bulunur. Stator sac paketi ile sargılarındaki ve rotor üzerinde ısıyı dışarı almak için mil üzerine bir pervane yerleştirilir. Sincap kafesli asenkron motorun rotor sargıları rotor sac paketi üzerine açılmış oluklara döşenmiştir. Oluklara eritilmiş alüminyum dökülerek rotor iletkenleri (bar) oluşturulur. Bu iletkenler rotor nüvesinden yalıtılmazlar. Rotor çubukları hafifçe eğimli (slightly skewed) yapılır. Bunun nedeni akının sac paketinde doyma olmadan en iyi şekilde mıknatıslama etkisini yapmasının sağlanmasıdır. Üç fazlı asenkron motor üç fazlı evirici ile beslendiğinde üç fazlı döner alan kapalı elektrik devresindeki rotor iletkenlerinde gerilim endükler, iletkenlerden akım akar ve sonuçta etkiyen kuvvet nedeniyle motor momenti meydana gelir.

Asenkron motorun yapısından dolayı ilk anda büyük kalkış akımı çektiklerinden kalkış momenti düşük olmaktadır. Yine motorun yapısı gereği kalkış yapıldıktan kısa bir sürede motor momenti azalmakta, daha sonra ise devrilme momenti geçildikten sonra motor yük momenti şartlarına uyum sağlamaktadır. Asenkron motorun en önemli çıkış büyüklüğü momentidir. Moment rotorda oluşmaktadır. Rotor çubuğundan (iletkenlerinden) akım geçmeye başladığında çevresinde magnetik alanlar meydana gelmektedir. Her bir çubuğun magnetik alanı hem kendisine hem de komşu çubuğa etkiyerek çubuk dirençlerinin yükselmesine neden olur. Bu olaya deri etkisi denmektedir.Bu olay kalkış sürecine olumsuz etki etmektedir. İyi bir

kalkış için rotor iletkenlerinin direncinin stator sargıları direncine göre küçük olması gerekmektedir. Rotor devir sayısı arttıkça, rotor elektriksel devresinin frekansı düşer ve deri etkisi akım frekansı ile doğru orantılı olduğundan bir süre sonra rotor çubukların direnci de küçülür.

Bilindiği üzere, asenkron motorun mekanik olaylarına ilişkin bir mekanik zaman sabiti ile elektriksel olaylarına ilişkin elektriksel zaman sabiti bulunmaktadır. Elektriksel olayla çok kısa sürede olup biterken mekanik olaylar süre olarak daha uzundur. Önceleri, asenkron motorun kalkış dinamik olayı motorun yapısal özellikleri değiştirilerek iyileştirilmeye çalışılmıştır. Bu iyileştirme mekanik zaman sabitinin azaltılması yönündedir. Günümüzde ise, standart imal edilmiş bir asenkron motorun dinamik performansı,anılan elektriksel zaman sabiti azaltılarak mekanik olaylara olumlu yönde etki yapılması ile iyileştirilmektedir.

Üç fazlı kafesli asenkron motorun (d-q) sabit stator eksen takımında tanımlanmış matematiksel modeli denklemleri (1,1), (1,2), (1,3), (1,4) ve (1,5) de verilmiştir. İlk dört denklem gerilim denklemleri, son denklem ise moment denklemidir.Matematiksel model, makinanın davranışını hem geçici ve hem de sürekli durumda temsil etmektedir.

$$\frac{d\psi_{sd}}{dt} = V_{sd} + \omega_s \psi_{sq} - R_s i_{sd} \quad ve \quad \psi_{sd} = L_s i_{sd} + \frac{3}{2} M_m i_{rd} \tag{1.1}$$

$$\frac{d\psi_{sq}}{dt} = V_{sq} - \omega_s \psi_{sd} - R_s i_{sq} \quad ve \quad \psi_{sq} = L_s i_{sq} + \frac{3}{2} M_m i_{rq} \tag{1.2}$$

$$\frac{d\psi_{rd}}{dt} = V_{rd} + S\omega_s \psi_{rq} - R_r i_{rd} \quad ve \quad \psi_{rd} = L_r i_{rd} + \frac{3}{2} M_m i_{sd} \tag{1.3}$$

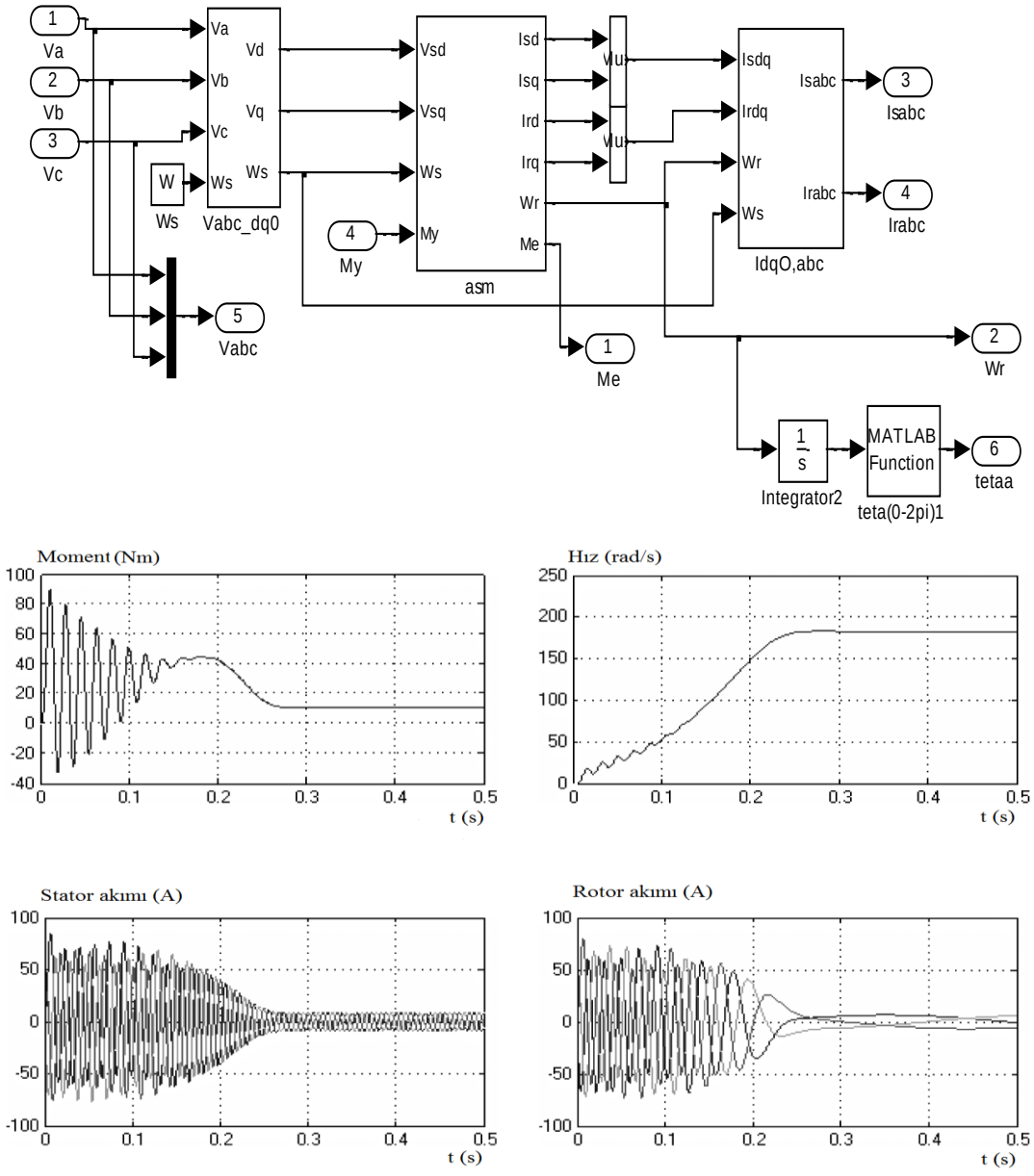
$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = V_{rq} - S\omega_s \psi_{rd} - R_r i_{rq} \quad ve \quad \psi_{rq} = L_r i_{rq} + \frac{3}{2} M_m i_{sq} \tag{1.4}$$

$$t_e = \frac{3}{2}\frac{P}{2}(\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \tag{1.5}$$

Burada ψ akı, V gerilim, L öz indüktans, R sargı iç direnci, i akım, M_m ortak indüktans, ω_s rad/sn olarak senkron elektriksel frekans, P kutup sayısı ve S kayma için kullanılmıştır. Akım, gerilim, indüktans ve akı için kullanılan temsil sembolleriyle beraber; alt indis olarak kullanılan d ve q sembolleri sırasıyla d ekseni

ve q ekseni değişkenlerini, yine alt indis olarak kullanılan s ve r sembolleri sırasıyla stator ve rotor değişkenlerini ayırt etmek içindir.

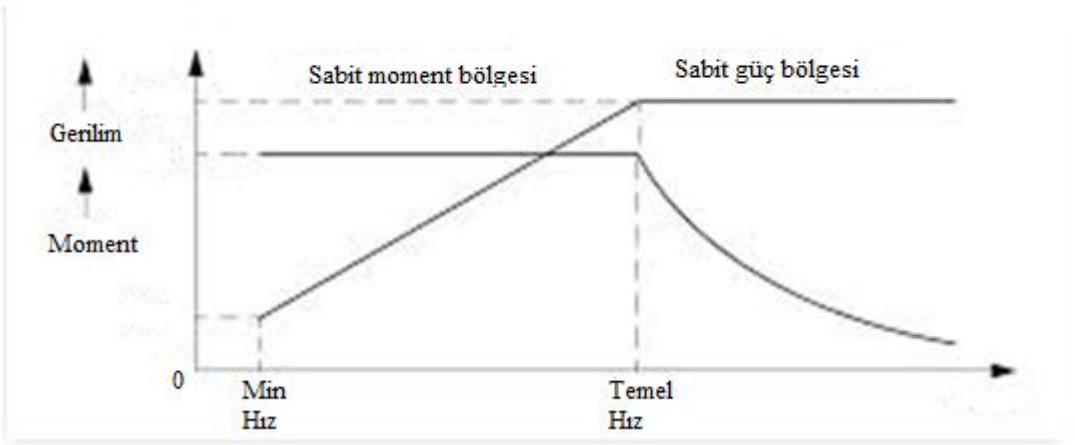
Üç fazlı gerilim kaynağından beslendiği kabul edilen asenkron motorun verilen denklemlerinin çözümü için şekil 1.4'de verilen Matlab/Simulink modeli kurulmuştur. Bu modelin çözümü ile standart imal edilmiş kafesli asenkrom motorun hız, akım, gerilim ve moment eğrileri elde edilmiştir. Elde edilen eğriler yine şekil 1.4'de verilmiştir.



Şekil 1.4 : Asenkron motorun Matlab/Simulink modeli ve modelin bilgisayarda çözümüyle elde edilen hız, moment, stator ve rotor akım eğrileri.

Tezin bu kısmına kadar bahsedilenlerden anlaşılacağı üzere, kafesli asenkron motorun kontrolündeki en önemli sorun motorun şekil 1.4'deki eğrilerden görüleceği üzere kalkış süreci, momentteki dalgalanma ve olası yük değişimlerindeki dinamik performasının iyileştirilmesidir. Bu iyileştirme motorun yapısal özelliklerinin değiştirilmesiyle azda iyileştirilmekte ise de, serbest uyarmalı doğru akım motorundan elde edilen dinamik performans özellikleri elde edilememektedir. Tezin bundan sonraki kısımlarında asenkron motorun dinamik performansının güç elektroniği ve sayısal işaret işleme yöntemleri ile ne şekilde iyileştirileceği anlatılacaktır.

Asenkron motor stator gerilimi, stator frekansı ayrı ayrı ya da ikisi birlikte kontrollü bir şekilde çalıştırıldığında gerek moment gerekse motordan alınabilecek güç değişimleri şekil 1.5'te verilmiştir. Şekil 1.5 incelendiğinde 0 hızdan itibaren hızlanmaya başlayan ve yük momentinin belirlediği yük koşullarındaki hızdan dönen asenkron motorun plakasında verilen gerilim değerine kadar farklı hızlarda elde edilen eğriler sabit moment bölgesindedir. Sabit güç bölgesinde ise frekans değeri yükselmeye devam eder. Ancak, nominal gerilim izolasyon sınırından dolayı aşılamaz.



Şekil 1.5 : Üç fazlı asenkron makinanın senkron altı ve senkron üstü hızlarda moment ve güç değişimleri.

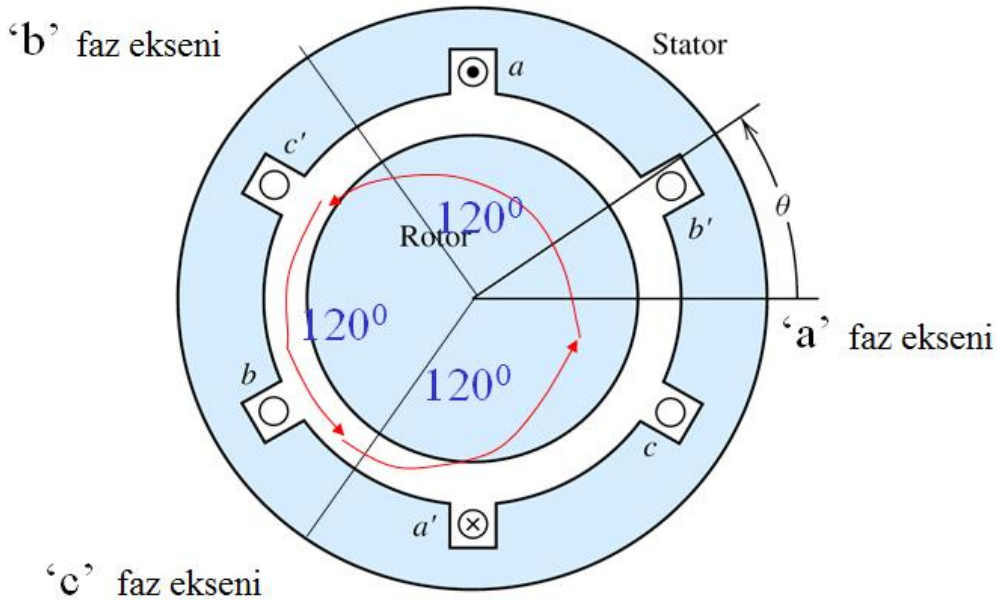
Şekilde görüldüğü gibi, değişken hızlı elektrikli sürüşlerde asenkron motorun plakasında yazan nominal gerilim değerine kadar sabit moment üretebilir. Bu bölgeye sabit moment bölgesi denmektedir. Nominal gerilim değerinden sonraki bölgede ise motorun hızının yükseltilmesi gerekiyorsa, bu bölgede gerilim değeri sabit kalacağından moment değeri besleme frekansının karesiyle ters orantılı şekilde

azalacaktır. Bu bölgeye sabit güç bölgesi ya da alan zayıflatma bölgesi denilmektedir. Asenkron motorun alan zayıflatma bölgesinde çalışmasına en güzel örnek günlük hayatımız içine girmeye başlayan elektrikli taşıtlardır.

Elektrikli araçlar, küresel ısınma ve tükenen fosil yakıtlara karşı etkili alternatif çözümlerden biri olarak gündeme gelmiştir. Elektrikli araçlarda, tekerlekleri döndüren kuvvet, elektrik motorları tarafından sağlanmaktadır. Elektrik tahrik sistemleri, içten yanmalı motorlarla karşılaştırıldığında önemli avantajlara sahiptir. Elektrik tahrik sistemlerinde asenkron makinanın kullanıldığı dikkate alındığında, sürüş daha sessizdir, daha yüksek moment üretebilme kabiliyetine sahiptir ve bunlarda atık sera gazı sorunu yoktur. O halde, asenkron makinanın tüm avantajları elektrikli taşıtlarda kullanılabilir, dezavantajları ise günümüzün teknolojik ilerlemeleri ile avantaja çevrilebilir. Bu tez çalışmasında da, oluşturulması öngörülen kontrol algoritması bir elektrikli taşıtın motorunun temel kontrol algoritması oalcak şekilde düşünülmüştür.

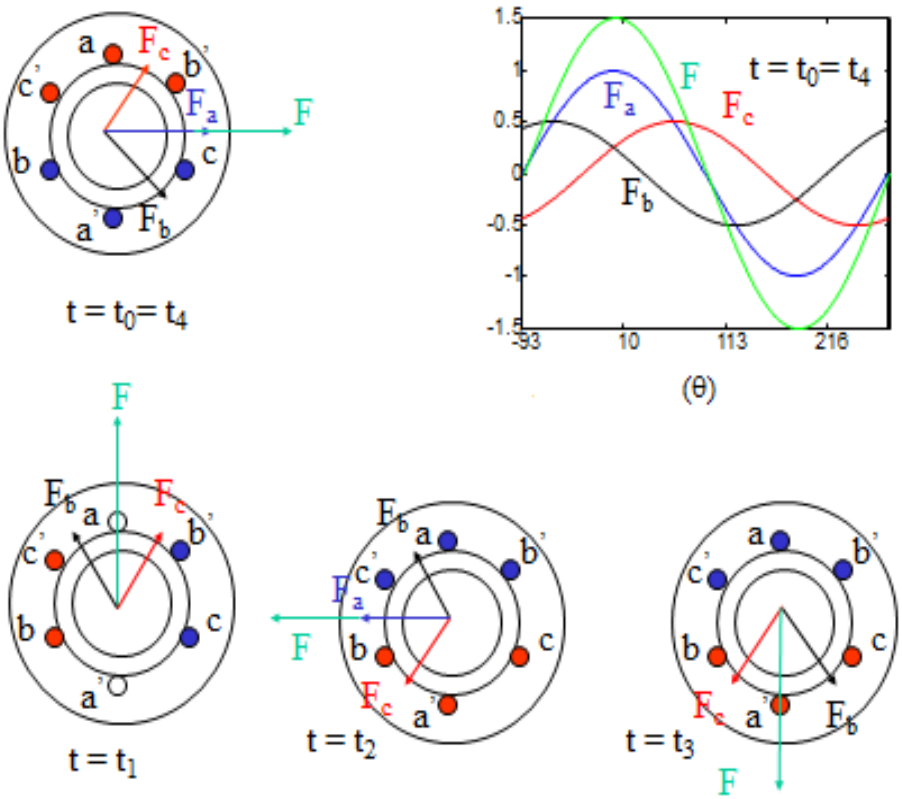
1.5 Üç Fazlı Asenkron Motorun Fiziksel Büyüklüklerinin Gösterimi

Asenkron motorun stator fazları birbirine elektriksel olarak 120^0 faz farkı olacak ve statoru çevreleyecek şekilde yerleştirilmektedir Asenkron motor üç fazlı gerilim kaynağından beslendiğindebirbirinden 120^0 faz farkı olan üç fazlı döner alanlar elde edilmektedir.Üç fazlı döner alanın a fazına ait temsili gösterilişi şekil 1.6'da gösterilmiştir. Döner alan hava aralığını geçerek rotor iletkenlerinde endükleme yapmaktadır.



Şekil 1.6 : Üç fazlı asenkron makinanın üç faz sargılarının yerleştirilmesi.

Rotor iletkenlerinden akım geçtiğinde alan içinde bulunan her bir rotor iletkenine tesir eden elektromotor kuvvet $f=Bli$ formülünden hesaplanabilmektedir. Asenkron motorun her bir fazına ait elektromotor kuvvetin dalga şekilleri ve sonuçta elde edilen bileşke magnetomotor kuvvet şekil 1.7'de gösterilmiştir. Şekilde değişik t anlarında hava aralığında herbir fazdan geçen akımların aynı yönde ürettikleri elektromagnetik kuvvetlerin (veyaakı yoğunluğu dağılımları) o andaki akım değerine uygun olarak birer uzay vektör ile temsil edilmiştir. Bu uzay vektörler$F_a(t), F_b(t)$ ve $F_c(t)$ ile gösterilmiştir. F bileşke vektördür. F bileşke vektörü asenkron motor içinde elde edilen fiziksel bir büyüklüktür. F bileşke vektörünün elde edilmesi ile asenkron motor dönmeye başlayacaktır. Bu dönme hareketi bu tezde vektör kontrol yöntemiyle kontrol edilmektedir.



Şekil 1.7 : Üç fazlı asenkron makinanın her bir fazına ait elektromotor kuvvetler ve bileşke magnetomotor kuvvet.

Bileşke magnetomotor kuvvet vektörünün elde edilişi (1.6) de verilmiştir. Magnetik doyma olmadığı kabulü altında bileşke vektör diğer üç vektörün vektörel toplamıdır. Denklemde gösterilen $\rightarrow$ işareti vektör anlamındadır.

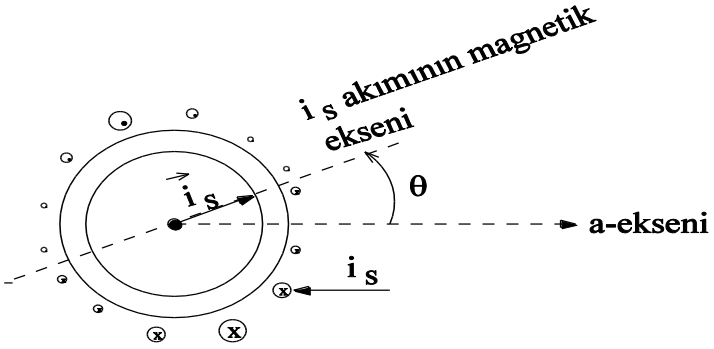
$$\overrightarrow{F_s}(t) = \overrightarrow{F_a}(t) + \overrightarrow{F_b}(t) + \overrightarrow{F_c}(t) \qquad \textbf{(1.6)}$$

Denklem (1.6)vektörel büyüklüklerin mootor büyüklüklerine uyarlanması açısından fiziksel bir temel oluşturur. Sinüsoidal hava aralığı akı yoğunluğu sinüsoidal olarak dağılmış stator faz sargılarından oluşturulduğu için motor büyüklüklerine atanacak vektörler motorun tüm dinamik çalışma koşullarını gösterecektir.Motor stator akım ve gerilimleri motorun durum uzay matematiksel modelinin giriş büyüklükleri olarak esas alınırsa aynı magnetomotor kuvvet denkleminde olduğu gibi ani büyüklükler cinsinden (1.7) ve (1.8) denklemlerindeki gibi hesaplanır.

$$\vec{i}_s(t) = i_a(t)\angle 0^0 + i_b(t)\angle 120^0 + i_c(t)\angle 240^0 = i_s(t)\angle \theta_i(t) \qquad \textbf{(1.7)}$$

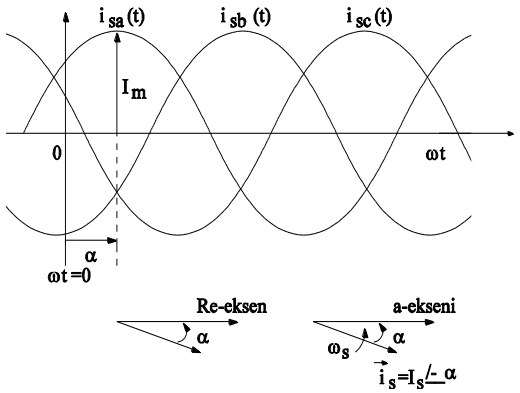
$$\vec{v}_s(t) = v_a(t)\angle 0^0 + v_b(t)\angle 120^0 + v_c(t)\angle 240^0 = v_s(t)\angle \theta_v(t) \quad \textbf{(1.8)}$$

Yukarıda yapılan tanımlara uygun olarak şekil 1.8'de stator akımlarının bir vektör ile gösterilişi ve bu akım vektörünün oluşturduğu varsayılan magnetik eksen görülmektedir.Stator akım vektörü besleme frekansının meydana getirdiği açısal hızda dönecektir. Meydana gelen magnetik alanların birbirine eşit olması için stator oluklarına aynı sarımda stator sargılarının yerleştirilme zorunluluğu vardır. Oluklara yerleştirilen sargılardan geçen akımların ani büyüklük kontrolü bu tezin konusudur.



Şekil 1.8: Stator faz akımlarını temsil eden stator akım vektörünün gösterilişi.

Şekil 1.9'da t=0 anı için stator akım vektörü ile ani değişen üç faz stator akımları gösterilmiştir. Asenkron motorun fiziksel büyüklüklerinin vektörlerle gösterilişi Tezin 3. bölümünde anlatılacak uzay vektör modülasyonu için bir başlangıç oluşturmaktadır.



Şekil 1.9 : Stator faz akımları ve üç faz stator akımlarının gösterilişi.

1.6 Hipotez

Tezin bu bölümünde yapılan açıklamalara göre, asenkron motorun hızı yük ile değişmektedir. Klasik kontrol yöntemleri ile motorun hızı sabit tutulamaz. Moment-hız karakteristiğinden görüldüğü gibi motorun hız ayar aralığı küçük bir bölgedir. Bunun nedeni, asenkron motorun endükleme prensibine göre çalışan bir motor olmasıdır. Serbest uyarmalı doğru akım motorunda ise motorun akısı sabit tutularak istenildiği gibi hız ayarı yapılabilmektedir. Tezin amacı, asenkron motorda serbest uyarmalı doğru akım motorundakine benzer bir şekilde hız ayar yapılması olduğundan dolayı, asenkron motorun bu bölümde açıklanan büyüklüklerini yine fiziksel temellere dayandırarak yeni bir anlayışla yazarak bir matematiksel model oluşturmak gerekmektedir. O halde, oluşturulacak matematiksel model oluşturulacak kontrol yöntemiyle örtüşerek motorun sıfır hız dahil düşük hızlar ve senkron üstü hızlarda yükün ihtiyaç duyduğu koşulları sağlayacak şekilde olmalıdır. Bu gerçekleştirildiğinde, asenkron motorun kalkışından itibaren değişken yük koşullarında istenildiğinde hız ayarı ve istenildiğinde moment ayarı yapabileceği, dinamik performansının da iyileştiği Tezin 5. bölümünde verilen sonuçlar kısmında gösterilecektir.

2. UZAY FAZÖR TEORİSİ VE REFERANS TAKIMI TEORİSİ KULLANILARAK ASENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELLERİNİNELDE EDİLMESİ

Tezin amacının ne olduğunun iyi anlaşılması amacıyla asenkron motorun matematiksel modeli ve elde edilen eğriler birinci bölümde 1.4 Elektrikli Sürüşte Kullanılacak Asenkron Makinenin Fiziksel Yapısı ve Standart İmal Edilmiş Asenkron Motorun Eğrileribaşlığı altında verilmiştir. Bu bölümde Referans Eksen Takımı Teorisinden bahsedilecektir. Buna ek olarak, asenkron makinenin matematiksel modelleri açıklaması yapılacak Referans Eksen Takımlarında elde edilecektir. Asenkron motorların hız veya moment kontrolü, karmaşık ve doğrusal olmayan yapılarından dolayı, serbest uyarmalı doğru akım motorlarına göre daha karmaşıktır. Asenkron motorun elektriksel dinamiği ile mekaniksel dinamiği arasındaki doğrusal olmayan kuplaj nedeniyle asenkron motorda yüksek performans elde etmek oldukça zordur.Tezin amacı, anılan kublaj etkisini kaldırarak dinamik performansı iyileştirmek ve hız algılayıcısı kaldırarak asenkron motorun vektör kontrolünü gerçekleştirmek olduğundan, buna ilişkin Genel eksen Takımında matematiksel model elde edilerek vektör kontrol için gerekli modele geçiş yapılacaktır [Vas, 1998].

2.1 Uzay Fazörleri Teorisi

Asenkron makinanın doğrusal olmayan yapısı ve fiziki yapısını yansıtacak analitik modellerini eldeetmekteki güçlüklerden dolayıgerçek makine modeli çok karmaşıktır. Buna ek olarak, stator ve rotor elektriksel devrelerin kendi içlerinde ve kendi aralarındaki kublajlardan dolayı asenkron makine doğrusal olmayan, değişken katsayılı diferansiyel denklemlerle ifade edilmektedir. Bu zorluklardan dolayı tüm modellemeler bazı ihmallerle elde edilir. Önemli olan yapılan ihmallerin ne olduğunun ve elde edilen modelin geçerliliğini nasıl etkilediğinin ifade edilebilmesidir. Yapılan varsayımlardan ilki sinuzoidal sargı dağılımıdır ve sonraki başlıkta ifade edilecektir [Hava, 2000].

Yapılan varsayımların en temeli sinuzoidal sargı dağılımıdır. Temel olarak bu varsayımda makine içindeki sargıların bileşke magnetomotor kuvvet dağılımının sinuzoidal olacak şekilde yerleştirildiği kavramı vardır. Üç fazlı asenkron makinenin statorunda 120^o faz farkı ile yerleştirilmiş üç fazlı sargılar makine etrafında bir sinüs dalgasının dolaşmasını sağlamaktadır. Sinüs dağılımının önemi şöyle açıklanabilir. Sinüs fonksiyonları makine modelinin analitik olarak izlenebilir olmasını sağlamaktadır. Sinüsoidal fonksiyonlarıngerçekte önemi vektörlerle olan bağlantısı ve sonuçta ortagonal bileşenler sağlamasıdır. Gerçekte sargılar tarafından oluşturulan magnetomotor kuvvet saf sinüzoidal değildir. Sargılar stator bloğunda açılmış oluklara yerleştirilir. Bumagnetomotor kuvvet adım şeklinde değişmesine neden olur ve yüksek dereceli harmonikler oluşur. Motor sargılarının filtre yapısı ise bu basamak şeklindeki dalga şeklini sinüzoidale yaklaştırır. Makine performansını etkileyen sebeplerin başında oluşan bu sargı harmoniklerin yanısıra akı dalga şeklindeki harmoniklerin sargılarla etkileşimi ile oluşan harmonikler de vardır. Sinuzoidal yaklaşım, sadece sargıda üretilen magnetomotor kuvvet için değil,magnetomotor kuvvetin makinenin demir kısmı üzerinde olan etkisiyle oluşan bileşke akılariçinde uygulanır. Ancak akı dalga şeklindeki harmonikler genellikle ihmal edilir ve sadece temel bileşeni göz önüne alınır. Bu durum büyük bir yaklaşıklık sağlar fakat bu yaklaşım ile yapılan modellerin gerçek makine davranışını yansıttığı gözlenmiştir. Makine sargılarının darbe genişlik modülasyonu ile oluşturulan dalga şekilleriyle beslenmesinden dolayı motor faz akımlarında bir miktar zaman harmonikleri meydana gelmektedir. Zaman harmonikleri uygulanan darbe genişlik modülasyonu yöntemiyle alakalıdır. Tezin üçincü bölümünde uygulanan uzay vektör modülasyonu yöntemi ile zaman harmoniklerinin ne şekilde azaltıldığı anlatılacaktır.

Sinüzoidal varsayım çok önemli olmakla birlikte diğer yaklaşımlarda makineyi modellemede kullanılır. Bu varsayımlar aşağıda verilmiştir;

- Stator sargıları sinüzoidal olarak dağılmıştır ve içinden akım aktığı zaman sinüzoidal şeklinde bir magnetomotor kuvvet oluşur.
- Simetrik asenkron motorun stator yada rotorunda oluk etkisi göstermediği kabul edilmiştir.
- Makinenin demir kısmı doğrusal bir malzemedir. Doyma ihmal edilmiştir. Tezin dördüncü bölümünde anlatılacağı gibi motor doymaya girmemesi için

akı değeri kontrol altına alınmıştır. Demir malzemenin manyetik geçirgenliği havaya göre çok büyüktür. Böylece manyetik yolun hava aralığı tarafından domine edilir.

- Hava aralığındaki akı dalga şekli büyük bir yakınsamayla temel bileşeni ile gösterilebilir.
- Model kurulurken, tasarım aşamasında çok fazla tolerans gösterilmeyen veya gözardı edilmeyen bazı hususlar, bu çalışmada hem modeli basitleştirmek hem de mikroişlemcinin hesaplama süresini kısaltmak amacıyla bazı varsayımlarda bulunularak ihmal edilmiştir.
- Stator ve rotor sargı ya da çubuklarının aynı nitelikte iletkenlerden yapılmış olması ve sargılar arasında 120^0 lik elektriksel açı ile simetrinin bulunması.
- Sinüsoidal bir alan dağılımı sağlayacak şekilde düzgün bir hava aralığının olması
- Rotor ile statordaki diş ve olukların elektriksel etkilerinin ihmal edilmesi.
- Rotor ve statorda magnetik malzemelerin magnetik geçirgenliklerinin sonsuz büyük olduğu varsayımı ile doyma etkisinin ihmal edilmesi.
- Demir kayıplarının olmadığı varsayılmıştır (Leonhard, 1996; Vas, 1998).

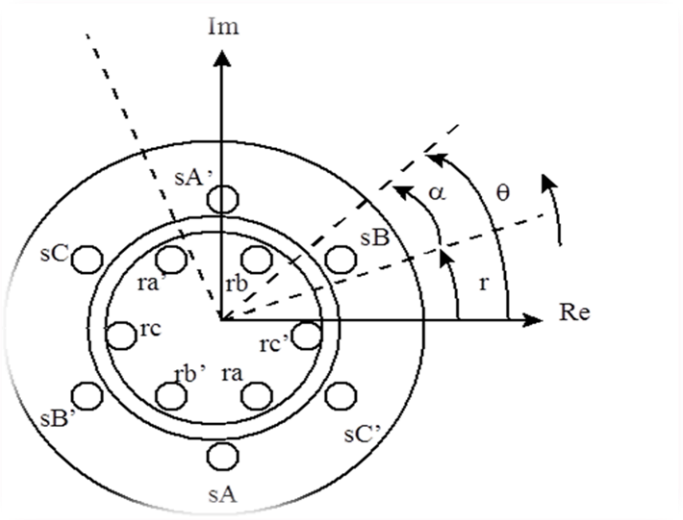
2.2 Uzay Fazörleri ile Asenkron Makinenin Üç Faz Modeli

Asenkron makinanın kontrolündeki gelişmeler uzay fazör teorisinin uygulanmaya başlaması ile olmuştur. Bir alternatif akım devresindeki sinüsoidal olarak değişen akım ve gerilimleri sürekli halde fazörler ile gösterilir ve matematiksel olarak kompleks sayılar ile ifade edilir.

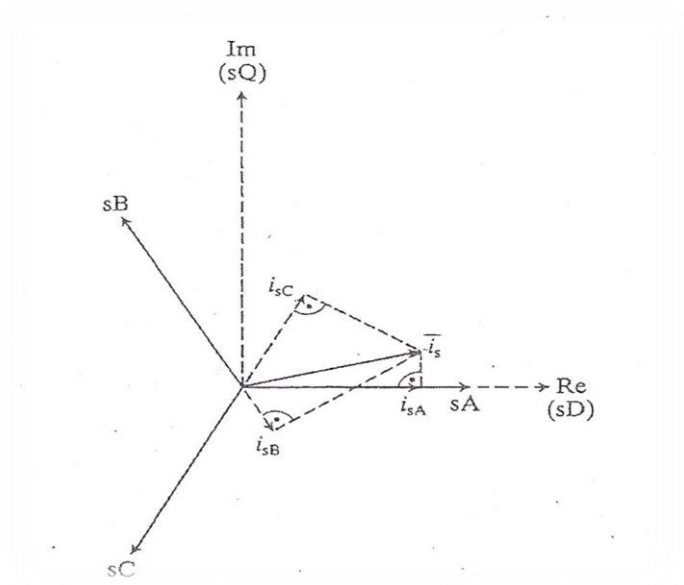
Asenkron makinanın üç faz modelinde yukarıdaki varsayımları da gözönüne alarak ilgili rotor ve stator değişkenleri kendi eksen takımlarında tanımlanmıştır. (Vas, 1998).

Şekil 2.1'de üç fazlı bir asenkron makinanın rotor ve stator sargılarıyla birlikte enine kesiti verilmiştir. Tezin bu kısmında asenkron motorun akım, gerilim ve akı gibi fiziksel büyüklüklerinin uzay fazörleri ile ifade edilebileceği anlatılacaktır. Uzay fazör gösterimi, asenkron makinanın akım, akı ve gerilim gibi üç faz büyüklüklerini, makinanın kesit düzlemine yerleştirilen kompleks düzlemde ifade edilmelerini

sağlar. Şekil 2.2'de ise üç faz stator akımlarının stator akım uzay fazörü ile temsil edilmesi gösterilmiştir.



Şekil 2.1 : Simetrik üç fazlı asenkron makinenin enine kesiti.



Şekil 2.2 : Üç faz stator akımların stator akım uzay fazörü ile gösterilişi.

Uzay fazörlerin matematiksel modellere adaptasyonu ile bu büyüklükler üzerinde $a=e^{j\ 2\pi/3}$, $a^2=e^{j\ 4\pi/3}$ operatörleri ile işlem yapılabilmektedir.Uzay fazörlerinin kullanımı, karmaşık matematiksel modelleri sadeleştirdiği gibi, makinenin geçici hal rejimini göstermekte, açı bilgisi de kontrol edilerek makinanın dinamik performansını iyileştiren vektör kontrolün uygulanmasına olanak tanımaktadır.

2.3 Stator Akım Uzay Fazörü

Şekil 2.2'de gösterilen stator akım uzay fazörü ve üç faz stator akımları arasındaki dönüşüm (2.1) de verilmiştir. (2.2) de verilen denklem stator akım uzay fazörünün (sD, sQ) sabit stator eksen takımında tanımlanmış bileşenleridir.$\overline{i_s}'$ gösterimi stator akım uzay fazörünün, dönen rotor eksen takımındaki gösterimidir. Aralarındaki dönüşüm (2.3) denkleminde verilmiştir. (2,4), (2,5) ve (2.6) gösterimleri stator faz akımlarının geri dönüşüm ile elde edildiği denklemlerdir.

$$\overline{i_s}=\frac{2}{3}[i_{sA}(t)+ai_{sB}(t)+\ a^2 i_{sC}(t)]=\left|\overline{i_s}\right|e^{j\theta} \quad \textbf{(2.1)}$$

$$\overline{i_s}=i_{sD}(t)+ji_{sQ}(t) \quad \textbf{(2.2)}$$

$$\overline{i_s}=\left|\overline{i_s}\right|e^{j(\alpha+\theta_m)}=\overline{i_s}'e^{j\theta_m} \quad \textbf{(2.3)}$$

$$i_{sA}=Re[\overline{i_s}]=Re\left[{}^{2}/_{3}\left(i_{sA}(t)+ai_{sB}(t)+\ a^2 i_{sC}(t)\right)\right] \quad \textbf{(2.4)}$$

$$i_{sB}=Re[a^2\overline{i_s}]=Re\left[{}^{2}/_{3}\left(a^2 i_{sA}(t)+i_{sB}(t)+\ ai_{sC}(t)\right)\right] \quad \textbf{(2.5)}$$

$$i_{sC}=Re[a\,\overline{i_s}]=Re\left[{}^{2}/_{3}\left(ai_{sA}(t)+a^2 i_{sB}(t)+\ i_{sC}(t)\right)\right] \quad \textbf{(2.6)}$$

2.4 Rotor Akım Uzay Fazörü

Şekil 2.2'de gösterilen kesitte rotor akım uzay fazörü ile dönen rotor eksen takımı arasındaki açı α ile gösterilmiştir. Rotor akım uzay fazörü ve üç faz rotor akımları arasındaki dönüşüm (2.7) de verilmiştir. (2.8) derotor akım uzay fazörünün (rα, rβ) dönen rotor eksen takımında tanımlanmış bileşenleri gösterilmiştir. $\overline{i_r}'$ gösterimi rotor akım uzay fazörünün, sabit stator eksen takımındaki gösterimidir. (2.9) denkleminde rotor akım uzay fazörünün sabit stator eksen takımındaki bileşenleri rd ve rq olarak gösterilmiş ve aralarındaki dönüşüm verilmiştir. (2,10), (2,11) ve (2.12) gösterimleri rotor faz akımlarının geri dönüşüm ile elde edildiği denklemlerdir.

$$\overline{i_r}=\ \frac{2}{3}[i_{rA}(t)+ai_{rB}(t)+\ a^2 i_{rC}(t)]=\left|\overline{i_r}\right|e^{j\alpha} \quad \textbf{(2.7)}$$

$$\overline{i_r}=\ i_{r\alpha}(t)+ji_{r\beta}(t) \quad \textbf{(2.8)}$$

$$\overline{i_r'} = \left|\overline{i_r}\right| e^{j(\theta)} = \left|\overline{i_r}\right| e^{j(\alpha+\theta_m)} = i_{rd} + j i_{rq} \quad \textbf{(2.9)}$$

$$i_{rA} = Re\left[\overline{i_r}\right] = Re\left[{}^{2}/_{3}\left(i_{rA}(t) + a i_{rB}(t) + a^2 i_{rC}(t)\right)\right] \quad \textbf{(2.10)}$$

$$i_{rB} = Re\left[a^2\overline{i_r}\right] = Re\left[{}^{2}/_{3}\left(a^2 i_{rA}(t) + i_{rB}(t) + a i_{rC}(t)\right)\right] \quad \textbf{(2.11)}$$

$$i_{rC} = Re\left[a\,\overline{i_r}\right] = Re\left[{}^{2}/_{3}\left(a i_{rA}(t) + a^2 i_{rB}(t) + i_{rC}(t)\right)\right] \quad \textbf{(2.12)}$$

2.5 Stator Akısı Uzay Fazörü

Şekil 2.2'de gösterilen stator akım uzay fazörünün stator akı uzay fazörü olduğu kabul edlilirse, stator akım uzay fazörü için yapılan dönüşümler stator akı uzay fazörü içinde geçerli olacaktır. Stator akı uzay fazörünün elde edilişi (2.13) ve (2.14) denklemlerinde verilmiştir. (2.15) denkleminde stator akı uzay fazörnün bileşenleri gösterilmiştir. (2.16) denkleminde stator akı uzay fazörünün dönen rotor eksen takımına dönüşümü gösterilmiştir.

$$\overline{\psi_s} = \frac{2}{3}\left[\psi_{sA}(t) + a\psi_{sB}(t) + a^2\psi_{sC}(t)\right] \quad \textbf{(2.13)}$$

$$\overline{\psi_s} = L_s\overline{i_s} + L_m\overline{i_r'} = \psi_{sD} + j\,\psi_{sQ} \quad \textbf{(2.14)}$$

$$\psi_{sD} = L_s i_{sD} + L_m i_{rd}\ ,\ \psi_{sQ} = L_s i_{sQ} + L_m i_{rq} \quad \textbf{(2.15)}$$

$$\overline{\psi_s}' = \overline{\psi_s} e^{-j\theta m} = L_s\overline{i_s'} + L_m\overline{i_r} \quad \textbf{(2.16)}$$

2.6 Rotor Akısı Uzay Fazörü

Şekil 2.2'de gösterilen rotor akım uzay fazörünün rotor akı uzay fazörü olduğu kabul edlilirse, rotor akım uzay fazörü için yapılan dönüşümler rotor akı uzay fazörü içinde geçerli olacaktır. Rotor akı uzay fazörünün elde edilişi (2.17) ve (2.18) denklemlerinde verilmiştir. (2.19) denkleminde rotor akı uzay fazörnün bileşenleri gösterilmiştir. (2.20) denkleminde rotor uzay fazörünün sabit stator eksen takımına dönüşümü gösterilmiştir.

$$\overline{\psi_r} = \frac{2}{3}\left[\psi_{rA}(t) + a\psi_{rB}(t) + a^2\psi_{rC}(t)\right] \quad \textbf{(2.17)}$$

$$\overline{\psi_r} = L_r r + L_m\overline{i_s'} = \psi_{r\alpha} + j\,\psi_{r\beta} \quad \textbf{(2.18)}$$

$$\psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \ , \ \psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \quad \textbf{(2.19)}$$

$$\overline{\psi_r}' = \overline{\psi_r} e^{j\theta m} = \psi_{rd} + j\,\psi_{rq} \quad \textbf{(2.20)}$$

2.7 Uzay Fazörleri Kullanılarak Durum Uzay Modelinin Elde Edilmesi

L_s, L_r, M_s ve $M_{s,r}$ sırasıyla stator, rotor endüktansı, stator sargıları arasındaki kuplaj ve stator ile rotor sargıları arasındaki ortak endüktanslar olmak üzere, sabit stator eksen takımındaki gerilim denklemleri ile dönen rotor eksen takımında rotor gerilim (2.21) – (2.26) denklemleri aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$V_{sA}(t) = R_s . i_{sA}(t) + d\Psi_{sA}(t)/dt \quad \textbf{(2.21)}$$

$$V_{sB}(t) = R_s . i_{sB}(t) + d\Psi_{sB}(t)/dt \quad \textbf{(2.21)}$$

$$V_{sC}(t) = R_s . i_{sC}(t) + d\Psi_{sC}(t)/dt \quad \textbf{(2.23)}$$

$$V_{rA}(t) = R_r . i_{rA}(t) + d\Psi_{rA}(t)/dt \quad \textbf{(2.24)}$$

$$V_{rB}(t) = R_r . i_{rB}(t) + d\Psi_{rB}(t)/dt \quad \textbf{(2.25)}$$

$$V_{rC}(t) = R_r . i_{rC}(t) + d\Psi_{rC}(t)/dt \quad \textbf{(2.26)}$$

ψ_{sA}, ψ_{sB}, ψ_{sC}stator akılarıdır. Hem rotor hem de stator akıları kullanılarak(2.21)-(2.26) arasında verilmiş diferansiyel denklemler (2.27) de verilen matrisel formda yazılabilir. p=d/dt türev operatörü, $\theta=\theta_r$, $\theta_1=\theta_r+2\pi/3$ ve $\theta_2=\theta_r+4\pi/3$ olarak tanımlanmıştır.

$$\begin{bmatrix} V_{sA} \\ V_{sB} \\ V_{sC} \\ V_{rA} \\ V_{rB} \\ V_{rC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + p\bar{L}_s & p\bar{M}_s & p\bar{M}_s & p\bar{M}_{s,r}\cos\theta & p\bar{M}_{s,r}\cos\theta_1 & p\bar{M}_{s,r}\cos\theta_2 \\ p\bar{M}_s & R_s + p\bar{L}_s & p\bar{M}_s & p\bar{M}_{s,r}\cos\theta_2 & p\bar{M}_{s,r}\cos\theta & p\bar{M}_{s,r}\cos\theta_1 \\ p\bar{M}_s & p\bar{M}_s & Rs + p\bar{L}_s & p\bar{M}_{s,r}\cos\theta_1 & p\bar{M}_{s,r}\cos\theta_2 & p\bar{M}_{s,r}\cos\theta \\ p\bar{M}_{s,r}\cos\theta & p\bar{M}_{s,r}\cos\theta_2 & p\bar{M}_{s,r}\cos\theta_1 & R_r + p\bar{L}_r & p\bar{M}_r & p\bar{M}_r \\ p\bar{M}_{s,r}\cos\theta_1 & p\bar{M}_{s,r}\cos\theta & p\bar{M}_{s,r}\cos\theta_2 & p\bar{M}_r & R_r + p\bar{L}_r & p\bar{M}_r \\ p\bar{M}_{s,r}\cos\theta_2 & p\bar{M}_{s,r}\cos\theta_1 & p\bar{M}_{s,r}\cos\theta & p\bar{M}_r & p\bar{M}_r & R_r + p\bar{L}_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \\ i_{rA} \\ i_{rB} \\ i_{rC} \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.27)}$$

(2.27) matris takımı asenkron motorun karakteristiklerinin elde edilmesi için çözülmesi gereken birinci dereceden diferansiyel denklem takımını oluşturmaktadır. Empedans matrisinden görüleceği gibi, katsayılar rotor dönme açısına bağlıdır.

Sincap kafesli asenkron motorun bir özelliği, rotor çubukları uçlardan bileziklerle birlikte kapalı elektrik devresi oluşturduğundan dolayı eşitliğin sol tarafındaki gerilim kolonunda rotor gerilimleri 0 olacaktır. Bu denklem takımının çözümü ile Park dönüşümüne ihtiyaç vardır. Empedans matrisinde bir fazın stator indüktansı $\overline{L}_s$ kaçak indüktans, L_{sl} ile mıknatıslanma indüktansı L_{sm} nin toplamına eşittir. Stator sargıları arasındaki kuplaj indüktans $\overline{M}_s$ ise mıknatıslanma indüktansı ile orantılıdır.

$$\overline{M}_s = L_{sm}\cos(2\pi/3) = -L_{sm}/2 \qquad \textbf{(2.28)}$$

$$L_s = \overline{L}_s - \overline{M}_{s,r} = L_{sl} + \frac{3}{2}L_{sm} \qquad \textbf{(2.29)}$$

Asenkron makinanın mekanik kısmına ilişkin moment denklemleri ise **(2.30)** ve **(2.31)** de ki gibi ifade edilebilir.

$$t_e - t_l = J\frac{d\omega_r}{dt} + B.\omega_r \qquad \textbf{(2.30)}$$

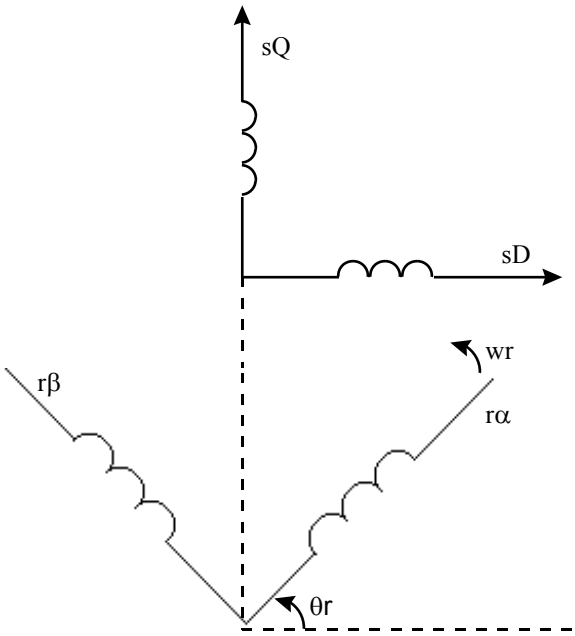
$$t_e = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} I_s^T & I_r^T \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 0 & \frac{\partial \overline{M}_{s,r}}{\partial\theta} \\ \frac{\partial \overline{M}_{s,r}}{\partial\theta} & 0 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \qquad \textbf{(2.31)}$$

Moment denkleminin iç döndürme momenti ifadesi elektriksel yanın hareket denklemine etkisini belirler. Denklemlerden görüldüğü gibi asenkron motorun stator fazları arasında, rotor fazları arasında ve stator ile rotor fazları arasında ayrı ayrı kublajlar söz konusudur. Bu kublajların değerleri motor döndükçe değişmektedir. (2.27) ve (2.31) de elde edilen diferansiyel denklem takımı ilk olarak Park tarafından önerilen bir dönüşüm ile katsayıları zamanla (dönme hareketi ile) değişmeyen diferansiyel denklem takımı haline dönüştürülmüştür. Bu dönüşüm daha sonra Referans Eksen Takımı Teorisinin temelini oluşturmuştur.

2.8 Dik Eksenli (Quadrature - Phase) Bilezikli Model

Düzgün hava aralıklı bir üç fazlı asenkron makinanın bu modelini elde etmek için, ilk olarak kendi eksenlerinde tanımlı faz büyüklüklerinden statora ilişkin olanlar (sD, sQ)sabit eksen takımına, rotora ilişkin olanlar ise ω_r hızıyla dönen (rα, rβ)rotor eksen

takımına indirgenir. Birbirine dik iki eksen takımında tanımlama yapabilmek için Tezin kabuller kısmında verilen şekilde asenkron motorun simetrik ve fazlarının eşit yüklenerek sıfır bileşenlerinin olmaması gerekir; ki bu da motorun nötr noktasının yalıtılmış olması anlamına gelir [Vas, 1998]. Buna ilişkin eksen takımı şekil 2.3'de verilmiştir.



Şekil 2.3 : Quadrature-phase bilezikli modelin şematik gösterimi.

Dik eksenler üzerindeki stator gerilimleri ve akım bileşenleri (2.32), (2.33), (2.34) ve (2.35) denklemlerindeki gibi ifade edilebilir. $a=e^{j.2\pi/3}$ uzaysal operatördür

$$V_{sD} = Re\left\{\frac{2}{3}\left[V_{sA}(t) + a.V_{sB}(t) + a^2.V_{sC}(t)\right]\right\} = \frac{2}{3}\left(V_{sA} - \frac{1}{2}V_{sB} - \frac{1}{2}V_{sC}\right) \quad \textbf{(2.32)}$$

$$V_{sQ} = Im\left\{\frac{2}{3}\left[V_{sA}(t) + a.V_{sB}(t) + a^2.V_{sC}(t)\right]\right\} = \frac{1}{\sqrt{3}}\left(V_{sB} - V_{sC}\right) \quad \textbf{(2.33)}$$

$$\mathrm{i}_{sD} = \frac{2}{3}\left(\mathrm{i}_{sA} - \frac{1}{2}\mathrm{i}_{sB} - \frac{1}{2}\mathrm{i}_{sC}\right) \quad \textbf{(2.34)}$$

$$\mathbf{i}_{sQ} = \frac{1}{\sqrt{3}}\left(\mathbf{i}_{sB} - \mathbf{i}_{sC}\right) \quad \textbf{(2.35)}$$

Benzer şekilde stator akımları ve dönen rotor eksen takımındaki rotor gerilim bileşenleri (2.36), (2.37), (2.38) ve (2.39) denklemlerindeifade edilmiştir..

$$V_{r\alpha} = \frac{2}{3}\left(V_{rA} - \frac{1}{2}V_{rB} - \frac{1}{2}V_{rC}\right) \quad \textbf{(2.36)}$$

$$V_{r\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}\left(V_{rB} - V_{rC}\right) \quad \textbf{(2.37)}$$

$$i_{r\alpha} = \frac{2}{3}\left(i_{rA} - \frac{1}{2}i_{rB} - \frac{1}{2}i_{rC}\right) \quad \textbf{(2.38)}$$

$$i_{r\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}}\left(i_{rB} - i_{rC}\right) \quad \textbf{(2.39)}$$

Yukarıda eksen dönüşümleri ile yapılan indirgeme sonrası $L_m=3/2*M_{s,r}$ olmak üzere (2.27)ile verilen matrisel denklem takımındaki bağıntılardönüşümler kullanılarak (2.40) matrisel hale getirilir. Bu ifadede rotor ve satator değişkenleri kendi referans eksen takımlarında ifade edilmiştir. Eğer indüktanslar sabit ise matris içindeki p türev operatörleri nedeniyle diagonal bir matris elde edilir; ancak eksen takımları arasındaki θ_r açısının zamana bağlı olması dolayısıyla diferansiyel denklemleri zamandan bağımsız kılmak mümkün değildir. Denklemlerin çözümünü kolaylaştırmak için trigonometrik terimlerden kurtulmak amacıyla yapılması gereken eksen takımı dönüşümleri ilerleyen bölümde ele alınmıştır.

$$\begin{bmatrix} V_{sD} \\ V_{sQ} \\ V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pL_m\cos\theta_r & -pL_m\sin\theta_r \\ 0 & R_s + pL_s & pL_m\sin\theta_r & pL_m\cos\theta_r \\ pL_m\cos\theta_r & pL_m\sin\theta_r & R_r + pL_r & 0 \\ -pL_m\sin\theta_r & pL_m\cos\theta_r & 0 & R_r + pL_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.40)}$$

(2.40) denklemlerinde sol tarafta bulunan gerilim kolonunda rotor gerilimleri asenkron motorun kafes yapısı nedeniyle değerleri 0'dır.

2.9 Dik Eksenli (Quadrature - Phase) Kollektörlü Model

(2.40) denklem takımı incelendiğinde empedans matrisinde dönen rotor açısı nedeniyle katsayılar zamanla değişmektedir. Elde edilen denklem takımıda çözüme uygun değildir. (2.40) da elde edilen zamana bağlı diferansiyel denklemlerdeki

parametreleri zamandan bağımsız kılmak amacıyla simetrili bileşenler, iki fazlı gerçek bileşenler veya Park dönüşümleri uygulanabilir. Park dönüşümleri ile dönüştürülen ve gerçek değişkenler arasında bağıl hız farkı söz konusudur. Park dönüşümlerinin tersi uygulanarak rotora ilişkin değişken büyüklükler durağan referans eksen takımına indirgenir. Rotor gerilimlerinin dönüşümü,

$$V_{r\alpha} = cos\theta_r.V_{rd} + sin\theta_r.V_{rq} \quad \textbf{(2.41)}$$

$$V_{r\beta} = -sin\theta_r.V_{rd} + cos\theta_r.V_{rq} \quad \textbf{(2.42)}$$

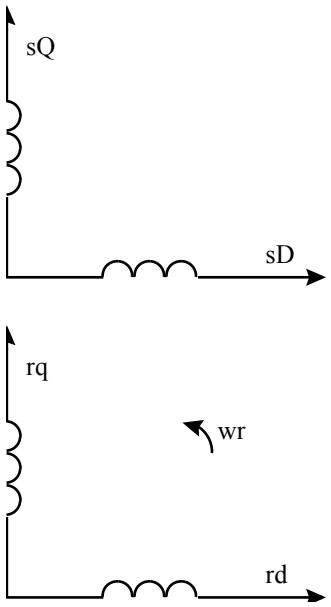
şeklinde bulunur. Benzer şekilde akımların dönüşümü de yazılabilir.

$$i_{r\alpha} = cos\theta_r.i_{rd} + sin\theta_r.i_{rq} \quad \textbf{(2.43)}$$

$$i_{r\beta} = -sin\theta_r.i_{rd} + cos\theta_r.i_{rq} \quad \textbf{(2.44)}$$

$$\begin{bmatrix} V_{sD} \\ V_{sQ} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & \omega_r L_m & R_r + pL_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & pL_m & -\omega_r L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.45)}$$

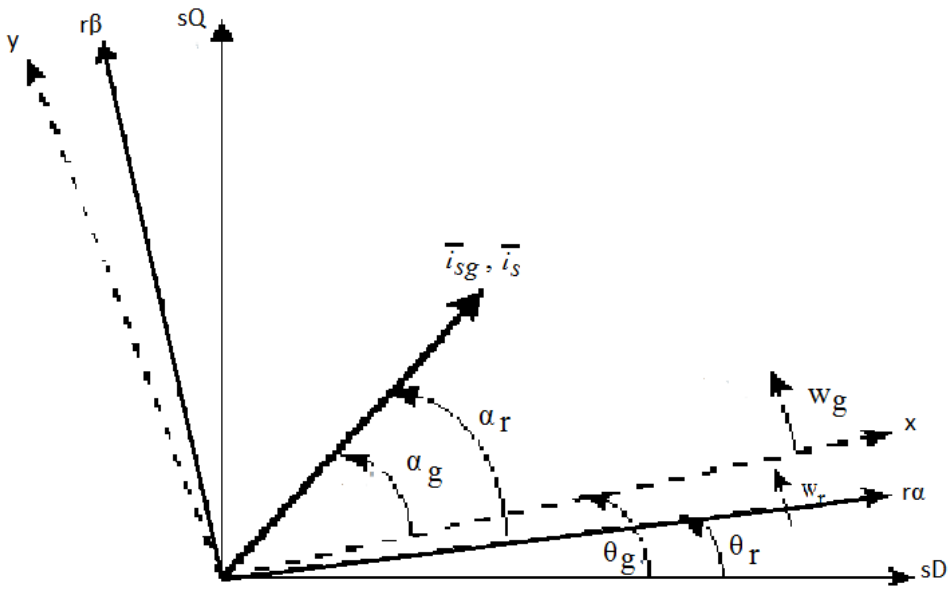
Stator akım ve gerilimleri ile sabit stator eksen takımına dönüştürülmüş rotor akım ve gerilimleri toplu halde (2.45)'de verilmiştir. Empedans matrisi incelendiğinde, (2.40)'da görülen zamanla değişen katsayılar bu modelde sabit katsayılı hale getirilmiştir. Tez çalışmasında da (2.45)'de elde edilen matematiksel model kullanılmıştır. Bu modele ait referans eksen takımı şekil 2.4'de gösterilmiştir. Bu referans eksen takımı modelinde asenkron motorun rotor devresi dönmektedir. Bundan dolayı diferansiyel denklemlerin çözümünde akımlarla birlikte rotor hızıda elde edilecektir. Eğer, rotor hız kapalı çevrim mantığında referans değeriyle kontrol edilebilirse asenkron motorun sabit moment bölgesi içinde geniş bir hız sahasında hız kontrolü yapılabilmektedir. Sabit hız bölgesinde kontrol için ise frekansın yükseltilmesi ve eş zamanlı olarak stator akım uzay fazörünün reaktif bileşenini önceden öngörülen değerlerde azaltmak gerekmektedir.



Şekil 2.4 : Dik eksenli kollektörlü modelin şematik gösterimi.

2.10 Genel Eksen Takımında Uzay Fazörleri İle Modelleme

İkinci bölüm 2.3başlığı altında stator akım fazörünün ve 2.4 başlığı altında rotor akım uzay fazörünün kendi eksen takımlarında diğer eksen takımında elde edilişleri ve gösterilişleri verilmiştir. Bu dönüşümlerde, stator akım uzay fazörü$\overline{i_s}$ = $\left|\overline{i_s}\right|e^{j(\alpha+\theta_m)}$ =$\overline{i_s}'e^{j\theta_m}$ ve sabit eksen takımındaki rotor akımı uzay fazörü de $\overline{i_r'}$ = $\left|\overline{i_r}\right|e^{j(\theta)}$ olarak elde edilmiştir. Bu bölümde ise Tezin 4. bölümünde anlatılan ve vektör kontrolün kurulduğu eksen takımının anlatıldığı w_g açısal hızı ile dönen genel eksen takımı anlatılacaktır. Genel eksen takımında w_g açısal hızı herhangi bir hız olabilir. w_g açısal hızı 0 yapılırsa sabit stator eksen takımı, w_g=$w_r$yapılırsa rotor hızında dönen eksen takımı elde edilir. Eğer, w_g açısıhızı stator besleme frekansına tekabül eden senkron açısal hıza eşitlenirse senkron hızda dönen ekse takımı elde edilir. Şekil 2.5'de w_g açısı hızından dönen (x, y) genel eksen takımı gösterilmiştir. Genel eksen takımının x ekseni ile sabit stator sD ekseni arasında açı θ_g olarak tanımlanmıştır. [Vas, 1998]. Genelleştirilmiş eksen takımı asenkron motorun vektör kontrolünün yapılabilmesi için gerekli olan eksen takımıdır.Genelleştirilmiş eksen takımının hızının seçimi kontrol edilmek istenen büyüklüğe göre yapılır. Bu tezde genelleştirilmiş eksen takımının hızı doğrudan ölçülemeyen rotor akısının, başka bir deyişle rotot mıktatıslama vektörünün hızı seçilmiştir.



Şekil 2.5 : Genel eksen takımında tanımlı stator akımı uzay fazörü.

Şekil 2.5'te stator akım uzay fazörü ve (sD, sQ), (rα, rβ) ve (x, y) eksen takımları toplu halde gösterilmiştir. Stator eksen takımı sabit dönmemektedir. Diğer eksen takımları dönmektedir. Eksen takımları arasındaki dönüşümler ilgili açıları kullanılarak yapılmaktadır. Buradaki dönüşümler önceki bölümlerde gösterilen dönüşümlerle aynıdır.

Referans Eksen Takımı Teorisinin asenkron motorun kontrolünde çok büyük yardımı olmuştur. Referans eksen takımları arasındaki dönüşümleri sadece matematiksel dönüşümler olarak görmemek gerekmektedir. Bu dönüşümlerin fiziksel anlamları vardır. Örneğin, sabit stator eksen takımında ifade edilmiş stator büyüklükleri bu eksen takımında doğru gerilim büyüklüğü olarak görülmektedir. Doğru gerilim büyüklükleri, sayısal işaret işlemci (Sİİ) içinde işlenebilir üzerinde işlem yapılabilir büyüklüklerdir. O halde, sayısal işaret işlemci içinde işlem yapabilmek için alternatif tarzda değişen büyüklüklerin doğru büyüklüklerine çevrilmesi gerekmektedir. Referans eksen takımları dönüşümleri bu işlenebilirlik durumunu sağlamaktadır.

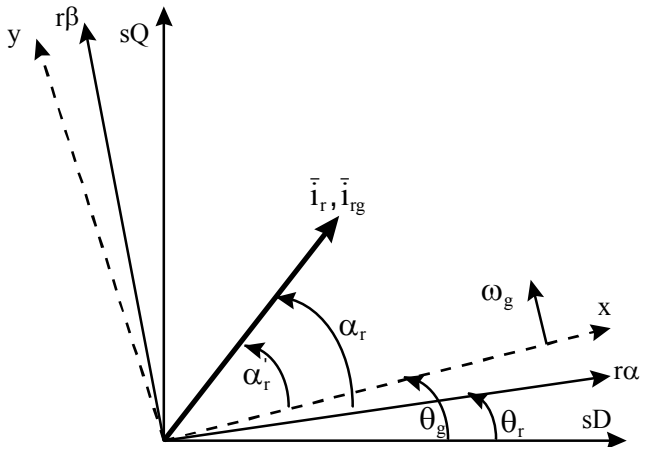
w_g hızında dönen genel eksen takımında stator akım, stator gerilim ve stator akı uzay fazörlerinin elde edilişleri (2.46), (2.47) ve (2.48) denklemlerinde verilmiştir. Şekil 2.5'den görüleceği gibi uzay fazörlerini genel eksen takımında elde etmek için açı dönüşümünü ($\alpha_s - \theta_g$) kadar ötelemek gerekir.

$$\bar{i}_{sg} = \bar{i}_s e^{-j.\theta_g} = \left|\bar{i}_s\right| .e^{\alpha_s} .e^{-j.\theta_g} = i_{sx} + j.i_{sy} \quad \textbf{(2.46)}$$

$$\bar{V}_{sg} = \bar{V}_s e^{-j.\theta_g} = v_{sx} + j.v_{sy} \quad \textbf{(2.47)}$$

$$\bar{\Psi}_{sg} = \bar{\Psi}_s e^{-j.\theta_g} = \psi_{sx} + j.\psi_{sy} \quad \textbf{(2.48)}$$

Şekil 2.6'da rotor akım uzay fazörü ve genel hızda dönen eksen takımındaki rotor akım uzay fazörü gösterilmiştir. Rotor eksen takımındaki rotor gerilim uzay fazörü, rotor akım uzay fazörü ve rotor akısı akısı uzay fazörünün, genel eksen takımına indirgenmesi için benzer şekilde fazör büyüklüklerin (θ_g - θ_r) kadar ötelenmesi gerekir.



Şekil 2.6 : Genel eksen takımında tanımlı rotor akımı uzay fazörü.

Rotor akım uzay fazörü, rotor gerilim uzay fazörü ve rotor akısı uzay fazörünün genel eksen takımında elde edilişleri (2.49), (2.50) ve (2.51) denklemlerinde verilmiştir.

$$\bar{i}_{rg} = \left|\bar{i}_r\right| .e^{j.\alpha_r} .e^{-j.(\theta_g - \theta_r)} = \bar{i}_r .e^{-j.(\theta_g - \theta_r)} = i_{rx} + j.i_{ry} \quad \textbf{(2.49)}$$

$$\bar{V}_{rg} = \bar{V}_r .e^{-j.(\theta_g - \theta_r)} = v_{rx} + j.v_{ry} \quad \textbf{(2.50)}$$

$$\bar{\Psi}_{rg} = \bar{\Psi}_r .e^{-j.(\theta_g - \theta_r)} = \psi_{rx} + j.\psi_{ry} \quad \textbf{(2.51)}$$

Genel hızda dönen eksen takımında stator ve rotor gerilim uzay fazörleri denklemleri **(2.52)** ve **(2.53)**'te verilmiştir. Gerilim denklemleri incelendiğinde, yukarıda anlatılan fiziksel açıklamalardan yararlanılarak, genel eksen takımı wg hızında döndüğünden

stator gerilim uzay fazörü denkleminde $j\overline{\Psi}_{sg}.\omega_g$ ile gösterilen bağıl hızdan kaynaklanan terim gelmiştir. Aynı şekilde rotor gerilim uzay fazörü ifadesinde de bağıl hızdan kaynaklanan $j.(\omega_g - \omega_r)\overline{\Psi}_{rg}$ terimi gelmiştir.

$$\overline{V}_{sg} = R_s.\bar{i}_{sg} + \frac{d\overline{\Psi}_{sg}}{dt} + j\overline{\Psi}_{sg}.\omega_g \qquad \textbf{(2.52)}$$

$$\overline{V}_{rg} = R_r.\bar{i}_{rg} + \frac{d\overline{\Psi}_{rg}}{dt} + j.(\omega_g - \omega_r)\overline{\Psi}_{rg} \qquad \textbf{(2.53)}$$

(2.52) ve (2.53) gerilim denklemleri içinde akı ifadeleri yerine konulursa(2.54) ve (2.55)gerilim denklemleri elde edilmektedir. 2.52) ve (2.53) gerilim denklemlerinde içinde akı ifadelerinin olduğu terimler endüklenen elektromotor gerilimi ifade etmektedir. Bu ifadelerin fiziksel açıklaması bu terimlerin motor içinde akıyı oluşturması ve motorun demir kısmında gerekli olan mıknatıslanmayı meydana getirmesidir. Mıknatıslanma bilindiği gibi elektromekanik enerji dönüşümü için gerekli olandır.

$$\overline{V}_{sg} = R_s\bar{i}_{sg} + \frac{d}{dt}(L_s\bar{i}_{sg}) + \frac{d}{dt}(L_m\bar{i}_{rg}) + j.\omega_g(L_s\bar{i}_{sg} + L_m\bar{i}_{rg}) \qquad \textbf{(2.54)}$$

$$\overline{V}_{rg} = R_r\bar{i}_{rg} + \frac{d}{dt}(L_r\bar{i}_{rg}) + \frac{d}{dt}(L_m\bar{i}_{sg}) + j.(\omega_g - \omega_r)(L_r\bar{i}_{rg} + L_m\bar{i}_{sg}) \qquad \textbf{(2.55)}$$

(2.54) ve (2.55) gerilim denklemleri incelendiğinde, stator akımları ölçülebilir olduğundan bilinmektedir. Rotor akımları ise rotor elektriksel devresi kapalı olduğundan standart asenkron motorda ölçülememektedir. Rotor gerilimi 0 olup değeri bilinmektedir. O halde, w_g hızıda baştan bilinmemekle birlikte dönüş hızı yada değişim hızı bilinen bir fiziksel büyüklüğe w_g hızı eşitlenirse w_g hızda bilinenler arasına katılacaktır. Gelinen sonuca göre sadece rotor akımları bilinmemektedir. Rotor akımlarının diferansiyel denklemlerin çözümü ile elde edilebilirse, rotor akı bileşenleride bilinen hale gelecektir. Rotor akılarının bilinmesi elektromekanik enerji dönüşümünün sonucu olan motor momentinin hesaplanabilmesi anlamına gelmektedir.

Genel eksen takımında dönen eksen takımının hızı şimdilik $w_g=w_s$ senkron hıza eşitlenirse (2.56) da verilen denklem takımı elde edilmektedir. Empedans matrisinde rotor dönüş hızı ve zamanla değişen katsayılar yoktur. Empedasn matrisinde s kayma ifadesi görülmektedir. Rotor gerilimleri 0 olduğundan yerine 0 yazılmıştır.

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -\omega_s L_s & pL_m & -\omega_s L_m \\ \omega_s L_s & R_s + pL_s & \omega_s L_m & pL_m \\ pL_m & -s\omega_s L_m & R_r + pL_r & -s\omega_s L_r \\ s\omega_s L_m & pL_m & s\omega_s L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} \quad \textbf{(2.56)}$$

(2.56) denklem takımının çözümü geçici ve sürekli hali kapsamaktadır. Gerilim denklemleri hem geçici hem de sürekli hal için geçerlidir. Motor momenti çözümü yapılan denklem takımının çözümle bilinen büyüklükleri cinsinde (2.57) ve (2.58) de verilen denklemlerle elde edilebilir.

$$t_e - t_l = J\frac{d\omega_m}{dt} + B\omega_m \quad \textbf{(2.57)}$$

P çift kutup sayısı olmak üzere, $w_m=P.w_s$ dir. Motor moment bilinenler vinsinden (2.58) deki gibi yazılabilir.

$$t_e = -\frac{3}{2}P.L_m.\bar{i}_{sg} \times \bar{i}_{rg} = -\frac{3}{2}P.L_m(i_{sx}i_{ry} - i_{sy}i_{rx}) \quad \textbf{(2.58)}$$

(2.56) da verilen denklem takımında hedef olarak seçilen durum değişkenleri akımlar ve akılar olabilir. Hesap edilecek farklı büyüklükler cinsinde farklı moment ifadeleri (2.59) –(2.62) de verilmiştir.

$$t_e = \frac{3}{2}P.(\overline{\psi_{sg}} x \overline{i_{sg}}) \quad \textbf{(2.59)}$$

$$t_e = \frac{3}{2}P.(\overline{\psi_{rg}} x \overline{i_{rg}}) \quad \textbf{(2.60)}$$

$$t_e = \frac{3}{2}P.\frac{L_m}{(L_s L_r - L_m^2)}(\overline{\psi_{sg}} x \overline{\psi_{rg}}) \quad \textbf{(2.61)}$$

$$t_e = \frac{3}{2} P . \frac{L_m}{L_s} (\overline{\psi_{sg}} x \overline{i_{rg}}) \qquad \textbf{(2.62)}$$

2.11Rotor Mıknatıslama Akımı Kullanılarak Asenkron Motorun (sD, sQ) Modeli

Tez çalışmasının dördüncü bölümünde kurulan vektör kontrollü matematiksel modelde rotor mıknatıslama akımı kullanılmaktadır. Vektör kontrollü matematiksel modelde rotor mıknatıslama akımı ile stator akım uzay fazörü bileşenleri arasında matematiksel ilişki vardır. Bu başlık altında, anılan bağıntıların dördüncü bölümde iyi anlaşılabilmesi için rotor mıknatıslama akımı kullanılarak matematiksel model elde edilmiştir. Bu modelde, tüm rotor ve stator değişkenlerini sabit stator eksen takımında tanımlamak için, daha önce genel eksen takımı için çıkarılan matematiksel modelde eksen takımının açısal hızı w_g sıfir alınır. Simülasyon kontrol amaçlı gerçeklendiğinden, girişte belirtilen varsayımlar yapılmıştır. Makinanın beslendiği evirici ideal varsayılarak, eviriciden kaynaklanan gecikme sıfır kabul edilmiştir. Rotor hızı, stator durağan eksen takımındaki stator ve rotor mıknatıslanma akımları durum değişkenleri olarak; aynı eksen takımındaki stator gerilimleri ise kontrol parametreleri olarak seçilmiştir. Rotor mıknatıslanma akımının sabit stator eksen takımındaki (sD, bileşenlerinin durum değişkeni olarak seçilmesiyle, mıknatıslanma akımı dolayısıyla da rotor akısının genliği ve açısı bulunabilmektedir (Vas, 1998).

(2.63) ile verilen stator gerilim uzay fazör denkleminde stator akısı yerine $\overline{\psi_s} = L_s \overline{i_s}$ + $L_m \overline{i_r'}$ ifadesi yazılarak düzenleme yapılmıştır.

$$\bar{v}_s = R_s . \bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + \frac{L_m^2}{L_r} \frac{d\bar{i}_{mr}}{dt} \qquad \textbf{(2.63)}$$

şeklindedir. σ_{rl} rotor kaçak faktörü olmak üzere, sabit stator eksen takımındaki rotor mıknatıslama akımı (2.64) ve (2.65) de verildiği gibi yazılabilir.

$$\bar{i}_{mr}' = \bar{i}_s + (1 + \sigma_r) \bar{i}_r' \qquad \textbf{(2.64)}$$

$$\sigma_r = L_{rl} / L_m \tag{2.65}$$

Rotor mıknatıslama akım uzay fazörünün değişimi ve sabit stator eksen takımındaki bileşenleri cinsinden (2.66), (2.67) ve (2.68) de elde edilmiştir.

$$\frac{d\bar{i}_{mr}}{dt} = \frac{\bar{i}_s}{Tr} + \left(-\frac{1}{Tr} + j.\omega_r\right).\bar{i}_{mr} \tag{2.66}$$

$$\frac{di_{mrD}}{dt} = \frac{i_{sD} - i_{mrD}}{Tr} - \omega_r . i_{mrQ} \tag{2.67}$$

$$\frac{di_{mrQ}}{dt} = \frac{i_{sQ} - i_{mrQ}}{Tr} + \omega_r . i_{mrD} \tag{2.68}$$

(2.67) ve (2.68) denklemleri (2.63) de verilen stator gerilim uzay fazörü bağıntısında yerine konup, durum değişkeni olarak seçilen stator akım uzay fazör bileşenleri eşitliğin sol tarafında yalnız bırakılacak olursa (2.69) ve (2.70) de verilen matematiksel model elde edilir.

$$\frac{di_{sD}}{dt} = \frac{u_{sD}}{L_s^{'}} - \left[\frac{1}{T_s^{'}} + \frac{1-\sigma_r}{T_r^{'}}\right].i_{sD} + \frac{1-\sigma_r}{T_r^{'}} i_{mrD} + \frac{1-\sigma_r}{\sigma_r}\omega_r . i_{mrQ} \tag{2.69}$$

$$\frac{di_{sQ}}{dt} = \frac{u_{sQ}}{L_s^{'}} - \left[\frac{1}{T_s^{'}} + \frac{1-\sigma}{T_r^{'}}\right].i_{sQ} + \frac{1-\sigma_r}{T_r^{'}} i_{mrQ} - \frac{1-\sigma_r}{\sigma_r}\omega_r . i_{mrD} \tag{2.70}$$

(2.69) ve (2.70) denklemlerinde ' ile verilen büyüklükler geçici zaman sabitleri ve buna ilişkin endüktanlardır. Bu parametlerin değişimleri model içine konulduğunda modelin geçici hali en iyi şekilde vereceği görülmektedir. Bu yapıldığında asenkron motorun dinamik performansı da belirgin bir şekilde iyileştirilmiş olacaktır. Dinamik performansın en iyi görüldüğü büyüklük motor momentidir. Mekanik kısma ilişkin motor momenti ifadesi de (2.71)ve (2.72) de elde edilmiştir.

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J}\left(t_e - t_L - B.\omega_r\right) \tag{2.71}$$

$$t_e = \frac{3}{2}.P\frac{L_m^2}{L_r}\left(i_{mrD}.i_{sQ} - i_{mrQ}.i_{sD}\right) \tag{2.72}$$

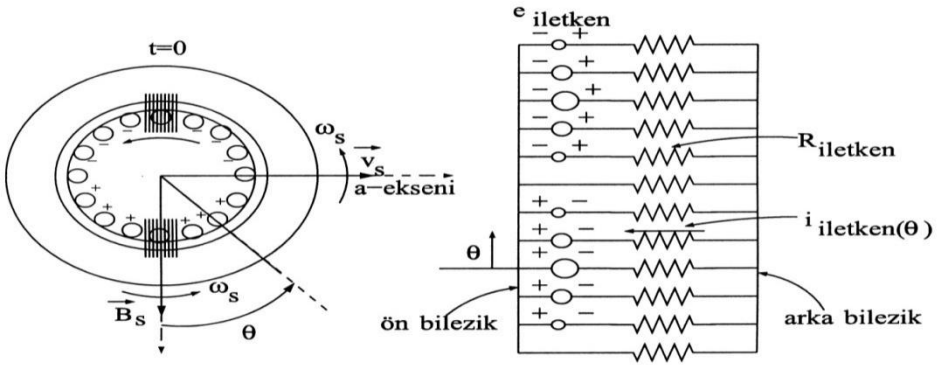
(2.69) ve (2.70) denklemlerinin çözümünden i_{mrD} ve i_{mrQ} yardımı ile rotor mıknatıslama akımının büyüklüğü (2.73) ve (2.74) de verilen dönüş hızı ile buna tekabül eden açısı hesap edilebilir. Durum değişkenlerinden mıknatıslanma akımının genliği aşağıdaki gibi çıkarılabilir.

$$\left|\bar{i}_{mr}\right| = \sqrt{\left(i_{mrD}^2 + i_{mrQ}^2\right)} \tag{2.73}$$

$$\rho_r = \arctan\left(\frac{i_{mrQ}}{i_{mrD}}\right) \tag{2.74}$$

2.12 Serbest Uyarmalı Doğru Akım Motoru İle Kurulan Benzerlik

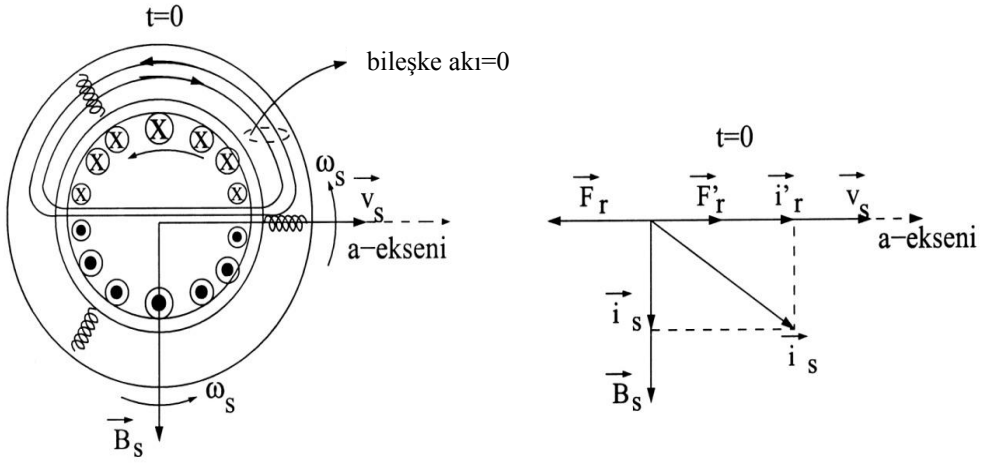
Moment asenkron makinanın en önemli çıkış büyüklüğüdür. Statordan motora uygulanan elektrik kaynağı nedeniyle motordan moment ve çıkış gücü alınır. Motora uygulanan elektrik kaynağının az harmonikli olması çıkış momentininde çok daha az salınımlı olmasını sağlayacaktır. Ancak, salınım asenkron motorun doğasında vardır. Asenkron motorda moment rotor iletkenlerini (Şekil 2.7) kesen dönen akı yoğunluğu dağılımı ile doğru orantılıdır. Stator sargı direnci ve kaçak endüktansın ihmali ile hava aralığı akı yoğunluğu uygulanan gerilimin integrali ile elde edilir.



Şekil 2.7 : Rotor iletkenlerinin fiziksel gösterimi.

Hava aralığı akı dağılımı, statora göre senkron hızda rotora göre ise kayma açısal hızında dönmektedir. Hava aralığından rotora yönlenerek devresini tamamlayan akı yoğunluğu rotor iletkenlerinde gerilimler endüklemektedir. Rotor kaçak akısını sıfır kabul ederek Şekil 2.8'de rotor iletkenlerinde akım dağılımı ve iletkenleri kesen akı

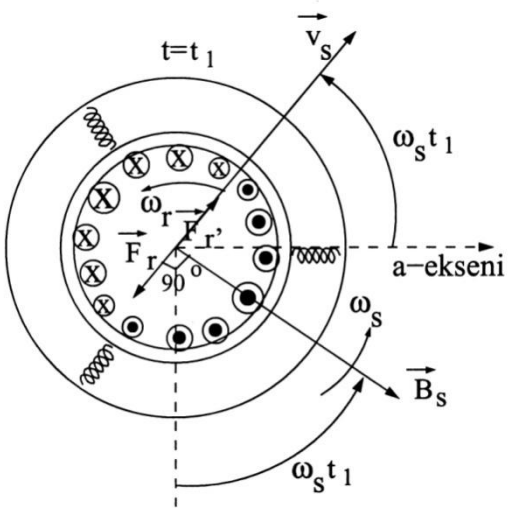
dağılımının endüklediği gerilimler görülmektedir. En büyük endüklenen gerilim büyük daireyle gösterilmiştir. Bu durumda geçen akım en büyük olmaktadır.



Şekil 2.8 : Rotor iletkenleri akım dağılımı ve iletkenleri kesen akı dağılımının endüklediği gerilimler.

Sinüsoidal dağılımlı rotor akı uzay vektörü $\overrightarrow{F_r}$ Şekil 2.9'da gösterilmiştir. $\overrightarrow{F_r}$'ye karşılık olarak stator sargılarından ek akımlar çekilmektedir. Bu akımlar $\overrightarrow{\iota_r'}$ ile gösterilir ve $\overrightarrow{F_r}$ 'yi sıfırlamaya çalışarak hava aralığı akı yoğunluğunun değişmemesini sağlar. Daha doğrusu değişmemesi stator sargı direncinin ve kaçak endüktansın sıfır kabul edilmesindendir.

Şekil 2.7 ve şekil 2.8 incelendiğinde asenkron motorun oluklarındaki sargılardan akım geçmeye başladığı anda döner alanın nasıl meydana geldiği görülmektedir. Bu döner alan bileşke vektör olarak matematiksel denklemlerle ifade edilmektedir. Döner alan besleme geriliminin vektörel anlamda büyüklüklerinin değişmesiyle ani değer olarak değişmektedir. O halde, tezin amacı olan asenkron motorun doğru akım motoru gibi kontrolünün sağlanabilmesi için; ani değer olarak değişen döner alan bileşke vektörünün kayma frekansından bağımsız şekilde kontrolünün sağlanarak işlem yapılacak refeans eksen takımında sabit değer olarak elde edilmesinin vektör kontrollü matematiksel denklemlerle sağlanması gerekmektedir.



Şekil 2.9 : Sinüsoidal dağılımlı rotor akı uzay vektörü.

$t=t_1$ anında hava aralığı akı dağılımı dönmektedir, fakat nispi konumu aynı kalmaktadır. Bu durum rotorda üretilen magnetomotor kuvvetin her zaman akı yoğunluğu uzay vektörüne göre 90^o geri fazda kaldığını göstermektedir. Çünkü akı yoğunluğu uzay vektörü senkron hızda rotor hızından bağımsız olarak dönmektedir. Endüklenen moment Şekil 2.9'dan görüldüğü gibi $\widehat{I_r}'$ akımının aktığı varsayılan sinüsoidal sıfırlamaya çalışan sargı tarafından üretilen stator magnetomotor kuvveti ile gösterilir. Moment ifadesi (2.63) ve (2.64) numaralı eşitlikler ile verilmiştir. Moment ifadesi uzay fazörleri cinsinden ise (2.65) de verilmiştir.

$$t_e = k_t . \widehat{B_s} . \widehat{I_r}' \tag{2.63}$$

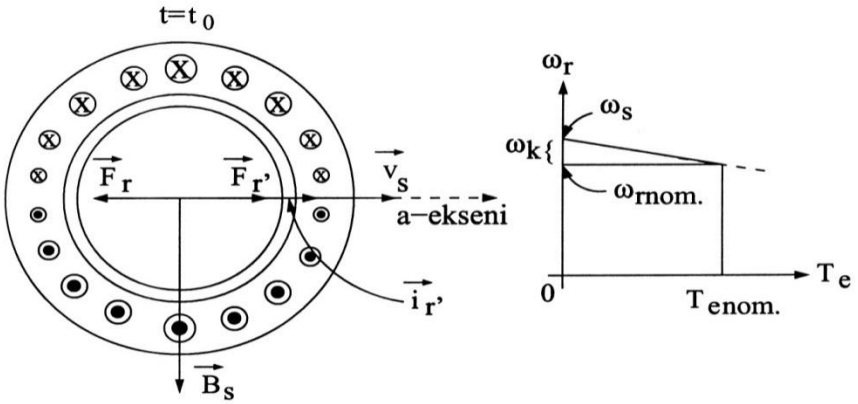
$$t_e = \underbrace{k_{t\omega} . \widehat{B_s^2}}_{sabit} . \omega_k = k_\omega . \omega_k \tag{2.64}$$

$$t_e = k_t . \overline{\psi_s} \text{ x } \overline{\imath_r'} = k_t . \left|\overline{\psi_s}\right| . |\overline{\imath_r'}| . Sin\, \gamma \tag{2.65}$$

(2.65) denkleminden görüldüğü gibi moment, sator akı dağılımının büyüklüğü ile rotor iletkenlerinden akan akımla birlikte aralarında açının sinüsü ile orantılıdır. Siin terimi moment ifadesinim doğrusal olmamasını sağlamaktadır.

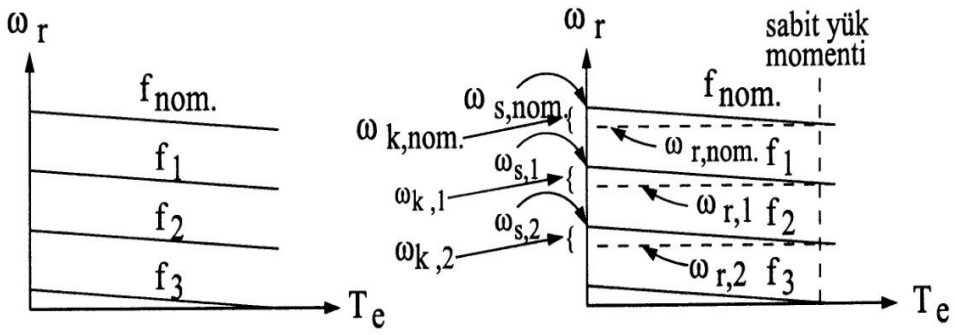
Tezin konusu asenkron motorun serbest uyarmalı doğru akım motoru gibi kontrol edilmesinin sağlanmasıdır. Şekil 2.10'daasenkron motorun doğru akım motoruna benzetilmiş temsili kesiti gösterilmiştir. Doğru akım motorunun statoruna yerleştirilen ve alan oluşturan sargının meydana getirdiği akı yoğunluğu ve endüvi

olarak bilinen rotor sargısının oluşturduğu magnetomotor kuvveti arasında 90^o faz farkı bulunmaktadır.Şekil 2.10'daki gösterim bu özelliğin asenkron motorun fiziksel yapısı nedeniyle asenkron motorda bulunmamasına rağmen elektriksel yöntemlerle yapılabileceğini göstermektedir.



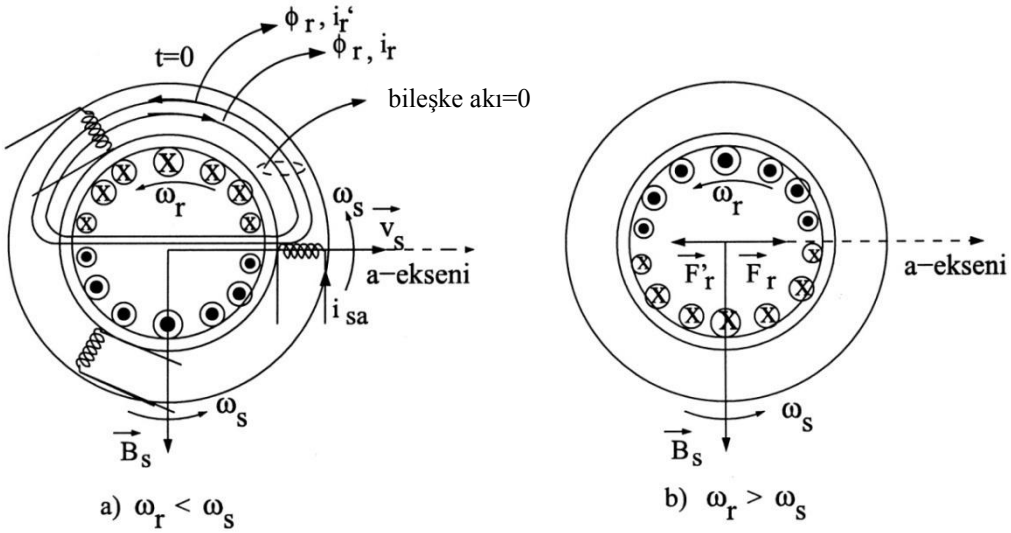
Şekil 2.10 : Statorun ürettiği hava aralığı akı yoğunluğu.

Bu tip analiz geleneksel analizden farklı olarak tek faz eşdeğer devreye dayandırılarak moment üretimi ve optimum performansın elde edilmesi için gerekli kontrol algoritması elde edilir. Örnek olarak değişken hızlı sürücülerde (2.63)'de verilen akı yoğunluğu en büyük değerinde tutulmalıdır. Bu durumda rotor bakır kayıplarını azaltma mümkündür. Hava aralığı akısı yoğunluğu (2.64)'de en büyük değerinde sabit tutulmuş moment üretimi kayma hızına bağlı olarak değişmektedir. Değişken hızlı sürücü ile elde edilen karakteristikler Şekil 2.11'de gösterilmiştir. Böylece hız kontrolü için birbirlerine paralel moment-hız karakteristikleri elde edilir.



Şekil 2.11 : Değişken hızlı sürücü ile elde edilen karakteristikler.

Asenkron motorda frenleme durumuda endüstride en çok karşılaşılan dinamik bir olaydır. Frenleme esnasında anlık olarak büyük bir enerji oluşmakta ve buna karşılık anlık büyük genlikli akım üretilmektedir. Şekil 2.12'de gösterilen frenleme durumunda, elektriksel frenlemede ($\omega_r > \omega_s$) rotor akımı motor çalışmaya göre ters yönde akmaktadır. Dönüş yönü ise değişmemektedir. Elektriksel frenleme modunda endüklenen momentters yönde etkimektedir. Bu tür çalışma özellikle rüzgârla tahrik edilen elektrikli sistemlerde kullanılan asekron generatörde görülmektedir. Elektrikli taşıtlarda da frenleme en çok karşılaşılan dinamik olaydır. Her frenleme anında akımın ters çevrilmesiyle bu akımı akülere doğru yönlendirilerek akülerin sürekli dolu kalması sağlanabilir.



Şekil 2.12 : Elektriksel frenlemede rotor akımı.

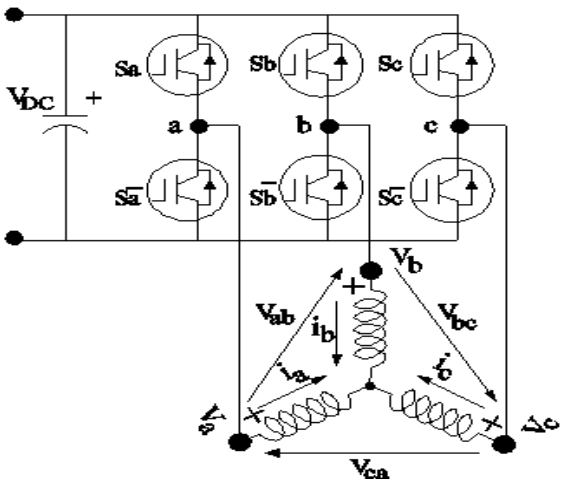
.

3. UZAY VEKTÖR MODÜLASYONU

Bu bölümde bir darbe genişlik modülasyonu yöntemi olan uzay vektör modülasyonu (UVM) yönteminin gerçekleştirilmesi anlatılacaktır. Darbe genişlik modülasyonu motor fazlarından geçen akımın sinüse yaklaşmasını sağlayacak şekilde eviricideki IGBT'lerin anahtarlamalarını sağlayan bir yöntemdir [Novotny, 2000]. Günümüzde mikroişlemci ve yarı iletken teknolojilerin gelişmesiyle sayısal olarak yapılmaktadırlar. Böylelikle analog devrelerin hız sınırlamalarındaki dezavantajları ortadan kalkmış olmakta sürme işaretleri için ayrı devreler kurmaya gerek kalmamaktadır. Bu sayede anahtarlama frekansları da kulağın algılayabileceği sınırın üzerine çıkılarak 20 kHz ve yukarısında yapılabilmektedir. Oysa analog devrelerde bu frekanslarda önceden öngörülen sürekli güvenilir bir çalışma elde etmek neredeyse mümkün değildir [Boldea, 1999].

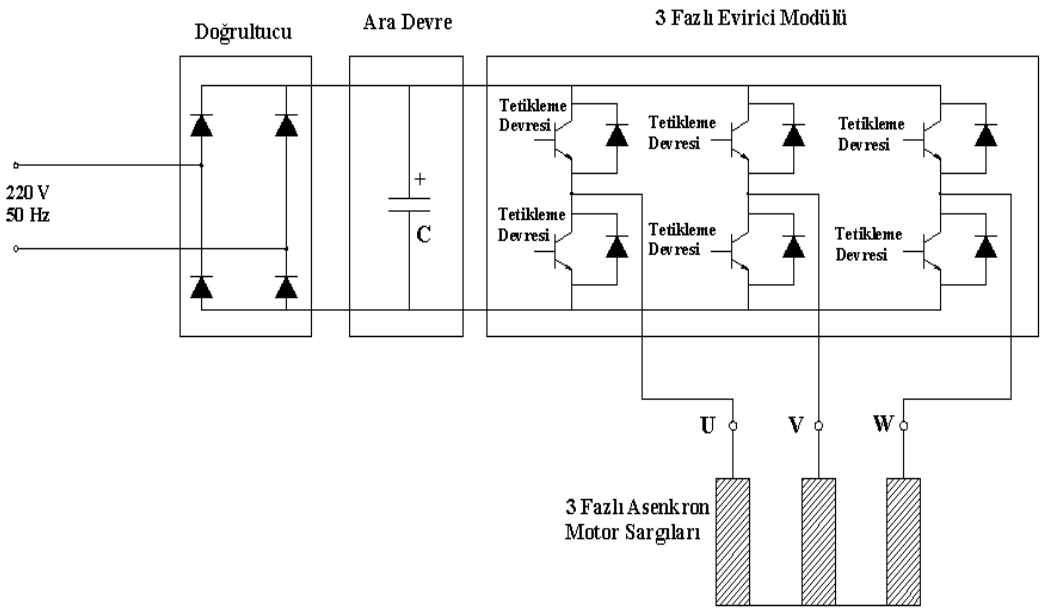
3.1 Üç Faz Gerilim Ara Devreli Eviricinin Çalıştırılması

Tez çalışmasında 600 V'luk TO240 kılıflı IRG4BC20UD kodlu IR firmasının IGBT'leri kullanılmıştır. IGBT kılıfı içinde geri besleme diyoduda bulunmaktadır. Deneysel çalışmada elektronimagnetik girişimin bir problem yaratmaması için baskılı devre olarak gerçekleştirilen gerilim ara devreli evirici Şekil 3.1'de gösterilmiştir.



Şekil 3.1 : Üç faz gerilim ara devreli evirici.

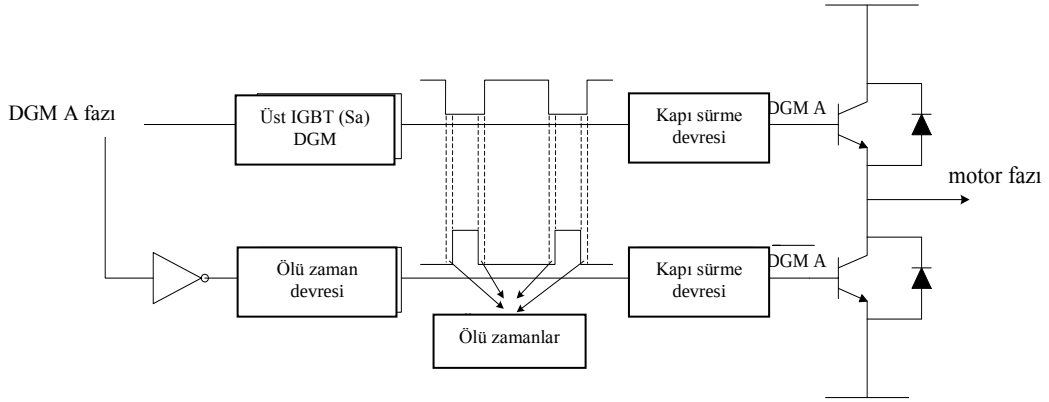
Baskılı devrenin tasarlanmasıda olabilecek gürültüleri en aza indirgeyecek şekilde yapılmıştır. Nötr yollatı kalın çizilerek endüktans değeri azaltılmaya çalışılmıştır. Zayıf akımların aktığı işaret yolları yüksek akım taşıyan yollardan uzakta ve ince çizilmiştir. Asenkron motorun frenlenmesi sırasında akıma yol sağlayacak geri besleme diyotları IGBT kılıfları içinde mevcuttur. Eviricide üst kol IGBT'ler Sa, Sb ve Sc olarak gösterilmiştir. Evirici dahil güç devresi Şekil 3.2'de gösterilmiştir.



Şekil 3.2 : Asenkron motorun güç devresi.

Şekilde gösterilen evirici yük altında çalıştırıldığında aynı koldaki alt ve üst anahtarlar kontrol işaretlerinin osiloskop ile birbirlerinin tümleyeni olup olmadığına bakılmıştır. Bu şekilde çalıştırılan SVM algoritmasının (EK 1) doğru olup olmadığı denenmiştir. Buna ek olarak algoritmanın doğru olup olmadığı iki kol arasındaki kontrol işaretleri arasında 120^{o} faz farkı olup olmadığına da bakılmıştır. Eviriclerde doğru gerilim barasının kısa devre olmaması için alt ve üst anahtarların aynı anda iletimde olması gereklidir. Ayrıca tezde yapılan gözlemde IGBT'lerin kesime gitme sürelerinin iletime geçme sürelerinden daha uzun olduğu görülmüştür. Bu durum göz önüne alınmadan yapılan anahtarlama işleminde de dc baranın kısa devre olduğu görülmüştür. Bunu sonucunda IGBT anahtarların kontrol işaretini sağlayan IR2132 sürücüsünün kendi içinde sağladığı 1 μs ölü zamanın yeterli olmadığı anlaşıldığından

DSP içine ek ölü zaman eklenmiştir. Evirici fazına ilişkin temsili bir anahtarlama lojiği Şekil 3.3'te verilmiştir.



Şekil 3.3 : IGBT anahtarlarınanahtarlama lojiği

3.2 Gerilim Denklemlerinin Anahtarlama Lojiği İle Elde Edilmesi

Şekil 3.1'de gösterilen evirici devresinde motorun faz gerilimleri V_a, V_b ve V_c ve faz arası gerilimler V_{ab}, V_{bc} ve V_{ac}'dir. Üst koldaki IGBT'lerin anahtarlama lojikleri a, b ve c ile gösterilirse alt koldaki IGBTlerin anahtarlama lojikleri de eşlenikleri olacaktır. Lojik anlamda "1" IGBT'nin iletimde olması, "0" ise kesimde olması anlamına gelmektedir.Motorun a ve b fazları arasında faz arası gerilimini oluşturmak için motorun a fazının dc baranın + tarafına, b fazının ise dc baranın – tarafına bağlı olması gerekmektedir. Bunu sağlayacak anahtarlama lojiğinde Sa'nın 1 ve Sb'nin 0 olması gerekmektedir. Diğer faz arası gerilimler içinde benzer lojik kurulmuştur. Motorun faz arası gerilimleri ile anahtarlama durumları arasındaki bağıntılar matrik gösterimiyle(3.1) de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \qquad (3.1)$$

Motorun faz gerilimleri de anahtarlama lojiği ile benzer şekilde elde edilir. Faz gerilimlerine ait matris gösterimi (3.2)'de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & 1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.2)}$$

Yapılan açıklamalara göre, a, b ve c üst kol IGBT'lerin anahtarlama lojik durumlarına göre sekiz farklı anahtarlama durumu elde edilebileceği görülmektedir. Bu farklı sekiz anahtarlama durumuna göre asenkron motorun faz gerilimleri ve faz arası gerilimleri Çizelge 3.1'de verilmiştir.

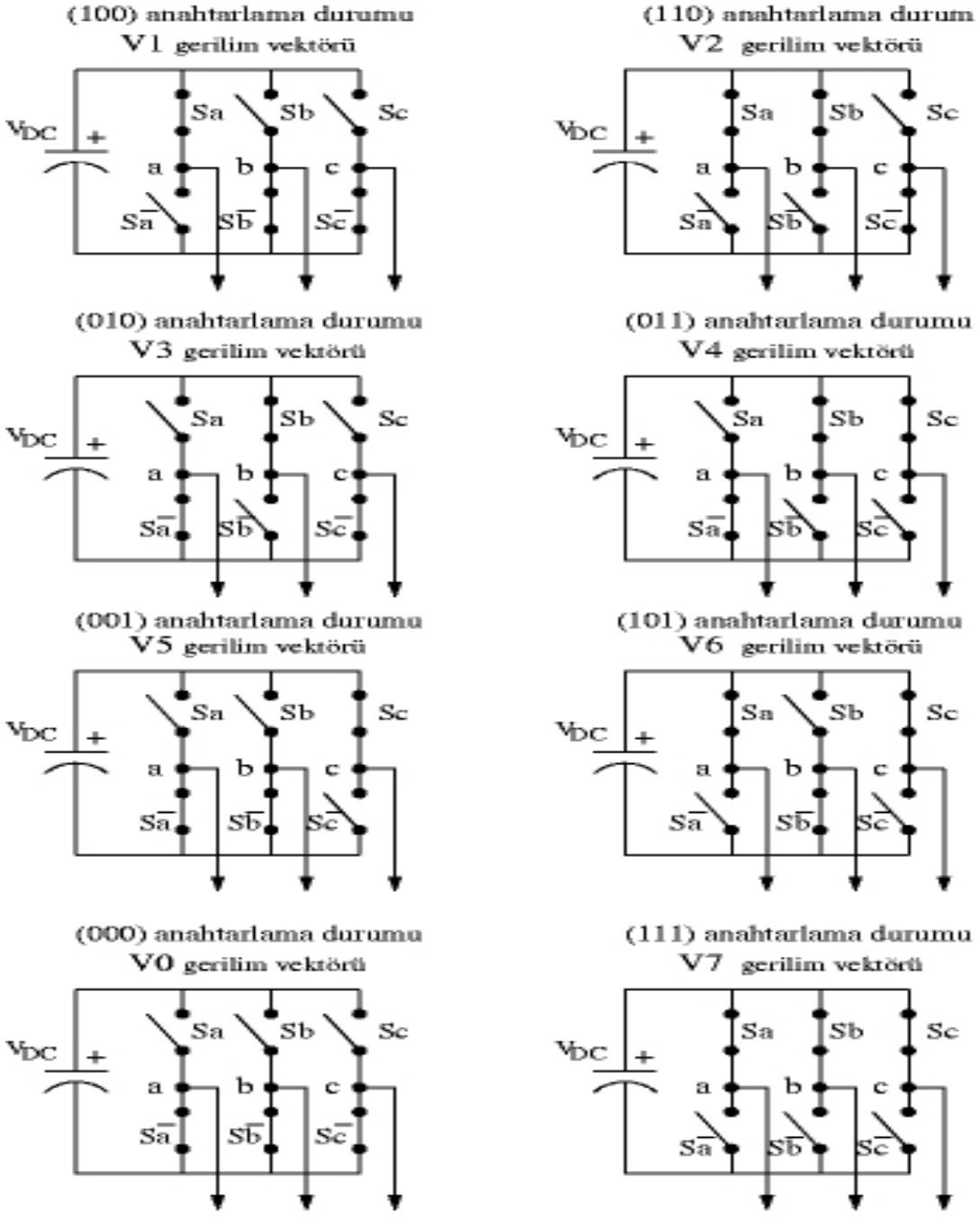
Anahtarlama durumlarından altı tanesi (100), (110), (010), (011), (001) ve (101) durumlarında motor fazları dc baranın + ve – ucuna bağlanarak asenkron makine motor olarak çalışmakta, akım yönü motor fazlarına doğru olmaktadır. Geri kalan iki durum olan (000) ve (111)'de dc bara ile irtibat kesilmekte ve serbest geçiş diyotları çalışmaktadır. Bu durumlarda motor faz gerilimleri ve faz arası gerilimler sıfır olmaktadır.

Çizelge 3.1 : Sekiz farklı anahtarlama durumuna karşılık gelen durumlar

Anahtarlama değişkeni			**Faz-nötr gerilimler**			**Faz arası gerilimler**		
a	**b**	**c**	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}
0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$\frac{2}{3} * V_{DC}$	$-\frac{1}{3} * V_{DC}$	$-\frac{1}{3} * V_{DC}$	V_{DC}	0	$-V_{DC}$
1	1	0	$\frac{1}{3} * V_{DC}$	$\frac{1}{3} * V_{DC}$	$-\frac{2}{3} * V_{DC}$	0	V_{DC}	$-V_{DC}$
0	1	0	$-\frac{1}{3} * V_{DC}$	$\frac{2}{3} * V_{DC}$	$-\frac{1}{3} * V_{DC}$	$-V_{DC}$	V_{DC}	0
0	1	1	$-\frac{2}{3} * V_{DC}$	$\frac{1}{3} * V_{DC}$	$\frac{1}{3} * V_{DC}$	$-V_{DC}$	0	V_{DC}
0	0	1	$-\frac{1}{3} * V_{DC}$	$-\frac{1}{3} * V_{DC}$	$\frac{2}{3} * V_{DC}$	0	$-V_{DC}$	V_{DC}
1	0	1	$\frac{1}{3} * V_{DC}$	$-\frac{2}{3} * V_{DC}$	$\frac{1}{3} * V_{DC}$	V_{DC}	$-V_{DC}$	0
1	1	1	0	0	0	0	0	0

3.3 Anahtarlama Durumlarına Göre Gerilim Vektörlerinin Elde Edilmesi

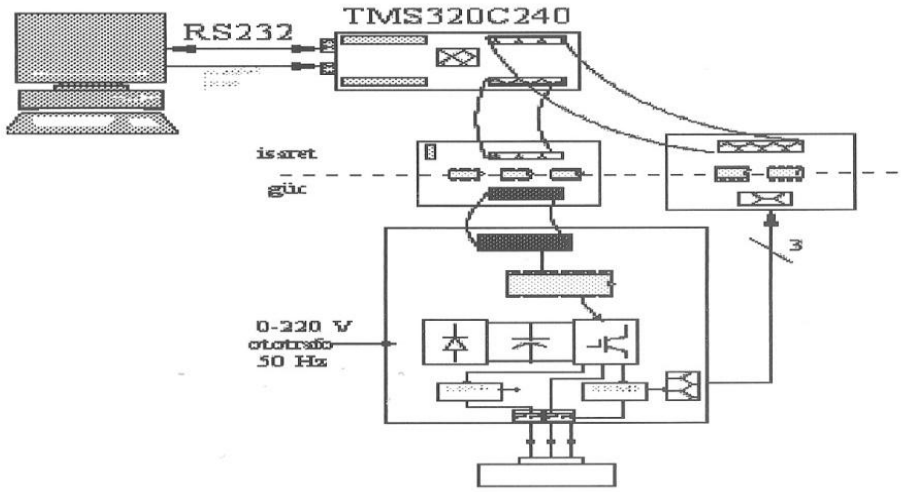
Şekil 3.4'te sekiz farklı anahtarlama durumuna karşılık gelen anahtarların konumları verilmiştir. V_1, V_2, V_3, V_4, V_5 ve V_6 gerilim vektörleri oluştuğunda motor fazlarından akım akmaktadır. V_0 ve V_7 gerilim vektörlerinde geri besleme diyotları üzerinden dc baraya doğru akım akmaktadır.



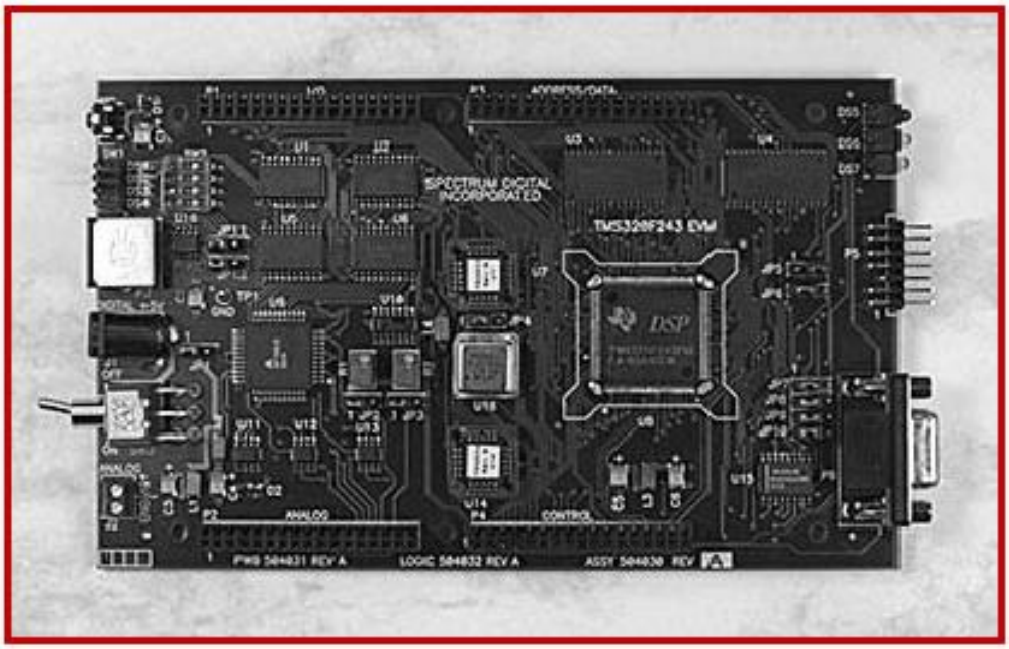
Şekil 3.4 : Sekiz farklı duruma karşılık gelen anahtarlama durumları

3.4 Güç Devresinin Oluşturulması

Tez çalışmasında öncelikle SVM algoritmasının test edilmesi amaçlanmış daha sonra asenkron makinenin vektör kontrol modeli kurulmuştur. Şekil 3.5'te Texas Instrument firmasının TMS320C240 DSP'nin montaj şeması gösterilmiştir. Bu montaj şemasında SVM algoritması bilgisayarda C kodu ile yazılmış, şekil 3.6'da gösterilen DSP kartı vasıtasıylaişlenebilir makine koduna çevrilerek IGBT'ler için gerekli sürme işaretleri elde edilmiştir.



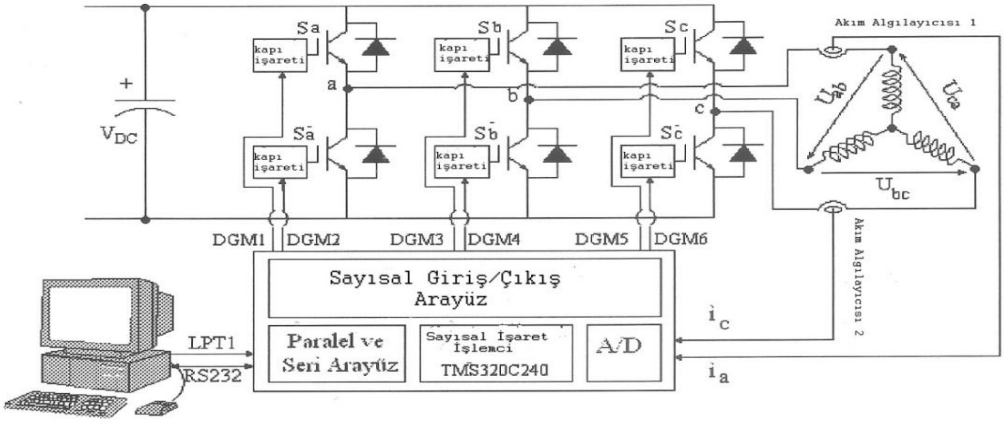
Şekil 3.5 : DSP güç devresi.



Şekil 3.6 : DSP kartının görünüşü.

SVM algoritması çalıştırıldıktan sonra elde edilen kapı sürme işareleri osiloskopta genişleyen ve daralan darbe katarları şeklinde görülmektedir. Bu darbe katarları bölüm sonunda verilen osiloskop çıktılarında görülmekledir. O halde, bu elde edilen darbe katarlarının incelenerek doğru olup olmadıklarının tespit edilmesi gerekmektedir. Bunun için uygulanan yöntem bölüm sonunda verilmiştir.Elde edilen DGM kapı sürme işaretlerinin doğru olmaması durumunda Şekil 3.3 de verilen dc baranın kısa devre olma şartı gerçekleşmektedir. Olası bir kısa devre durumunda DSP kartının zarar görmemesi için güç devresi ile DSP kartı arasında optik izolasyon mevcuttur.

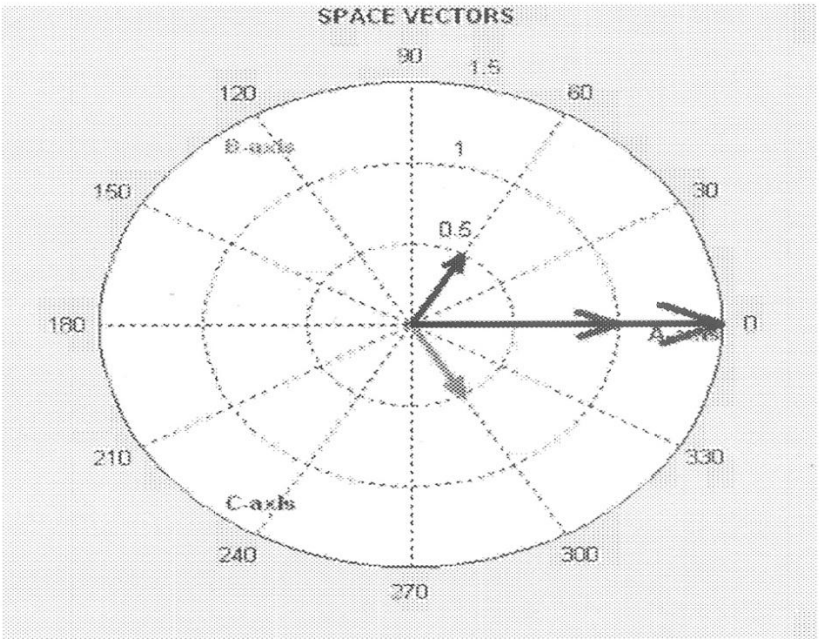
Algoritma çalıştırıldıktan sonra DSP'nin PWM1-6 çıkışlarında +5 genlikli DGM işaretleri elde edilmektedir. Bu işaretler IR2132 sürücüsünün 2-7 pinlerine uygulanan giriş işaretleridir. IR2132 sürücüsü bu işaretleri +15 Vdc seviyesinde Sa ve eşleniği S$\bar{a}$, Sb ve eşleniği S$\bar{b}$ ve Sc ve eşleniği S$\bar{c}$ olmak üzere, ayrıca Sa, Sb ve Sc arasında 120^{o} faz farkı olmak üzere DGM işaretlerine dönüştürmektedir. Elde edilen bu işaretler IGBT'lerin kapı sürme işaretleridir. O halde, yukarıda anlatıldığı gibi elde edilen bu işaretlerinde doğru olup olmadıklarının kontrol edilmesi gerekmektedir. Kontrol yöntemi bölüm sonunda verilmiştir. Kontrol işaretlerinin IGBT'lere uygulanışı Şekil 3.7'de gösterilmiştir. Bir önceki kısımda bahsedilen ölü zaman için motor yükte çalıştırılarak denenmiş, optimal bir ölü zaman bulunmuştur. Normalde IR2132 sürücüsü 5 ns olacak şekilde ölü zamanı kendisi yaratmaktadır. Ancak bu zaman yeterli olmamıştır. Osiloskop çıktılarından stator akımlarına bakılarak optimal ölü zamana karar verilmiştir. DSP içindeki DPTCON registırındaki sayı değiştirilerek ölü zaman 0,1 μs yapılmıştır.



Şekil 3.7 : Asenkron motorun evirici ve DSP bağlantısı**.**

3.5 Gerilim Uzay Fazörünün Oluşturulması

Çizelge 3.1'de verilen 6 adet anahtarlama durumuna karşılık gelen üç faz motor faz gerilimleri uzay fazör teorisine göre tek bir fazör gösterilebilir. Eğer anahtarlama durumları sırasıyla gerçekleştirilirse, uzay fazörünün yer eğrisi daire olacaktır. Anahtarlama durumlarından (100) durumuna karşılık gelen gerilim uzay fazörü ve faz gerilimleri Şekil 3.8'de gösterilmiştir. A fazı dc baranın + tarafında bağlandığından V_a +, diğer gerilimler ise – olacaktır. Sonuç olarak sekiz farklı duruma karşılık gerilim uzay fazörü UVM algoritmasının temelini oluşturmaktadır.

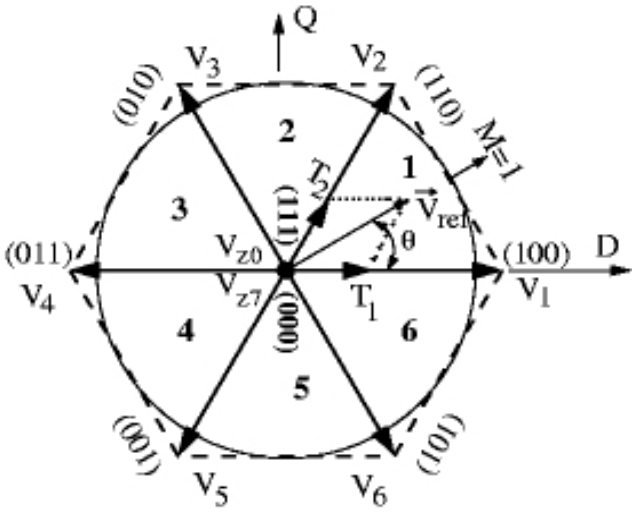


Şekil 3.8 : (100) durumuna karşılık gelen uzay vektörlerinin aldığı durum.

Şekil 3.8'de görülen gerilim uzay fazörünün büyüklüğü ve hızı statora uygulanacak gerilimlerin büyüklüğünü ve frekansını belirlemektedir. Fazörün dönüş yönü ise rotorun dönüş yönünü göstermektedir.

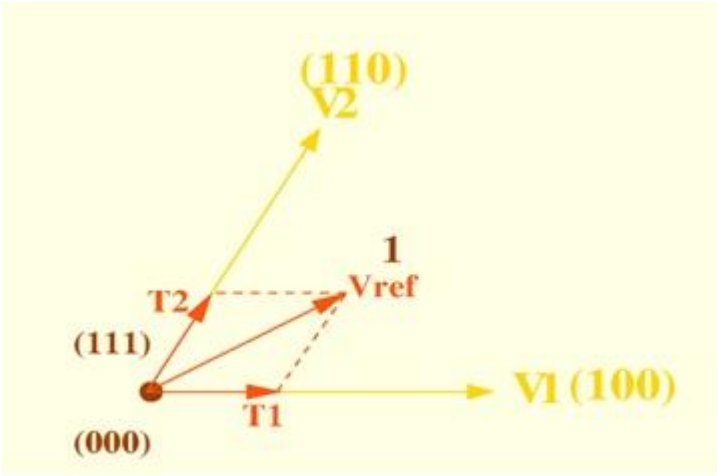
3.6 Altıgen Yapının Oluşturulması

Çizelge 3.1'de verilen sıfır olmayan gerilim vektörleri Şekil 3.8'de gösterildiği gibi kompleks düzlemde yerleştirilirse Şekil 3.9'da gösterilen altıgen yapı elde edilir.



Şekil 3.9 : Altıgenin oluşturulması.

Altıgen yapıda altı bölge mevcuttur. Eğer gerilim fazörü bölge içinde ise komşu iki gerilim vektörünün bileşkesi gerilim uzay fazörünü oluşturacaktır. Örneğin 1. bölge içinde V_{ref} ile gösterilen vektörü elde etmek için (100), (110) ve sıfır gerilim vektörleri kullanılacaktır. 1. Bölge Şekil 3.10'da gösterilmiştir.



Şekil 3.10 : Birinci bölge.

3.7 Modülasyon İndeksi

Şekil 3.9'da gösterilen altıgen içinde çizilen uzay fazörünün yer eğrisinin büyüklüğü Modülasyon İndeksi (M) ile alakalıdır. Vektörün büyüklüğünün en büyük olduğu durum şekilde görüldüğü gibi altıgenin dışına taşmayack durumun ifade edildiği (M=1) durumudur. Geçici durum dışında tez çalışmasında M=1 ile sınırlandırılmıştır. Bilindiği gibi asenkron motoru evirici üzerinden çalıştırmak için her ne yöntem

kullanılırsa kullanılsın elde edilen faz gerilimleri Fourier serisine açıldığında temel bileşen ve harmoniklerin olduğu görülecektir. Burada önemli olan dc bara geriliminin kullanma faktörü olarak bilinen modülasyon indeksinin (M) yükseltilmiş olmasıdır. Literatürde de dc bara geriliminin kullanım oranı ya da eviricinin giriş ve çıkış gerilim oranı olarak bilinen modülasyon indeksi (3.3)'te formüle edilmiştir. Burada $V_{1\text{-}1\,t}$ faz arası gerilimin tepe değeri ve V_{dc} dc bara gerilim değeridir. SVM'de M ise (3.4)'te verilmiştir.

$$M = \frac{V_{l-lt}}{V_{DC}} \tag{3.3}$$

$$M = \frac{V_{DC}}{V_{DC}} = 1 \tag{3.4}$$

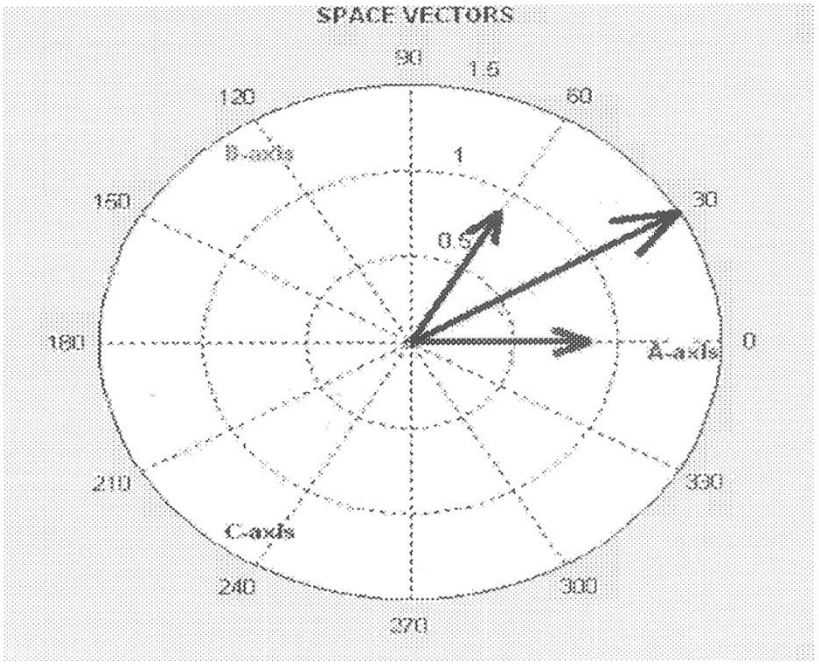
Analog DGM yöntemlerinde M'in alabileceği en büyük değer (3.5)'te hesaplanmıştır. Elde edilebilecek maksimum faz gerilimi 0,5 V_{DC} olduğuna göre maksimum modülasyon indeksi 0,8660254 olmaktadır.

$$\mathrm{M} = \frac{\sqrt{3} \cdot 0.5 \cdot \mathrm{V_{DC}}}{\mathrm{V_{DC}}} = 0.8660254 \tag{3.5}$$

Bu durumda SVM ile M, sinüzoidal DGM yönteminde % 15,4 fazla olmaktadır.

3.8 1.Bölgede Anahtarlama Lojiği

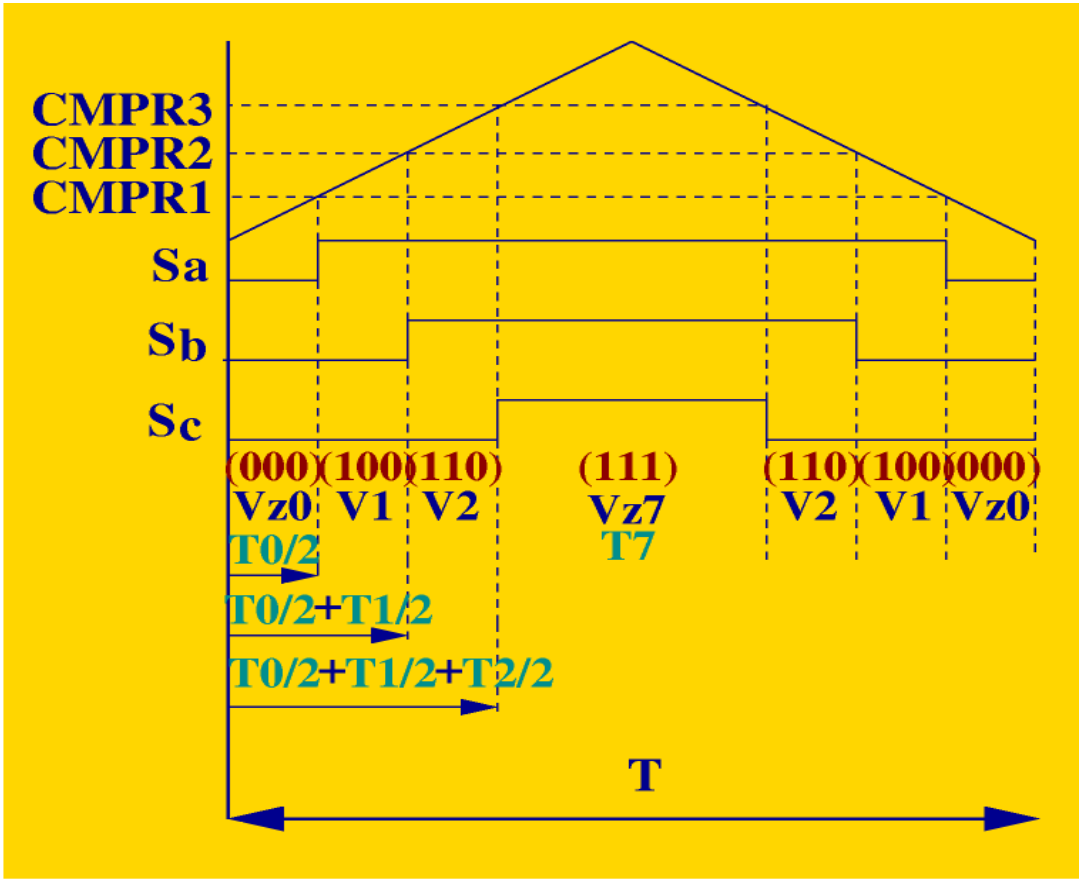
Stator gerilim uzay fazörünün dönüş yönü motorun dönüş yönünü göstermektedir. 1. Bölgede fazör ilerlediğinde bölgenin sonlanış vektörü (110) durumuna karşılık gelen vektör olacaktır. Altıgen yapıya göre üst IGBT'ler 60^o de durum değiştireceklerdir. Gerilim uzay fazörünün 1. Bölge içinde olma durumu Şekil 3.11'de gösterilmiştir. Stator besleme frekansı 50 Hz ise, bu frekansın peryot olarak süresi 20ms'dir. 20 ms'lik sürenin (20/6) ms'lik süresi 1. bölgede geçmektedir. Bu sürede motor fazında oluşan gerilimin küçük bir kısmı ve diğer beş bölge ile birlikte bir peryotluk gerilim dalga şeklinin hepsi elde edilmektedir. DGM (PWM) peryonun 20kHz (süresinin 50μs) olduğu dikkate alındığında, sadece 1. bölgede gerilim dalgasının elde edilebilmesi için IGBT anahtarlar yaklaşık 60.000 defa açma ve kapama yapacaktır.



Şekil 3.11 : 1. Bölge içinde gerilim uzay fazörünün aldığı durum.

Gerilim uzay fazörü 0 açısından (A ekseni) başlayarak 60^o de sonlanan 1. Bölgeyi kat ettiği süre DGM peryotudur (T_{DGM}). Bu süreye karşılık gelen frekans ise DGM frekansıdır (f_{DGM}). SVM algoritması 5 kHz'den 40 kHz'e kadar farklı frekanslarda denenmiştir. Frekansın artması stator sargılarında daha az distorsiyonlu akım elde edilmesini sağlamıştır.

SVM algoritması önceden belirlenen bir anahtarlama lojiğinin yazılım diline dökülmesidir. Yarı iletken ve mikroişlemci teknolojisinin gelişmesiyle sayısal DGM yöntemlerinin sayısal motor denetimine uygulanması amaçlanmıştır. Literatürde simetrik ve simetrik olmayan DGM yöntemleri mevcuttur. Analog anlamda simetrik ve simetrik olmayan referans sinüs dalgasının karşılaştırıldığı taşıyıcı dalganın şekli de açıklanmaktadır. Sayısal anlamda ise taşıyıcı dalga sayma işlemidir. Eğer bir DGM peryodu içinde sayma işlemi peryodun ortasına kadar yukarı, peryodun ortasından sonuna kadar aşağıya doğru ise simetrik DGM işaretleri elde edilir. 1. Bölgeye ait anahtarlama lojiği Şekil 3.12'de verilmiştir.



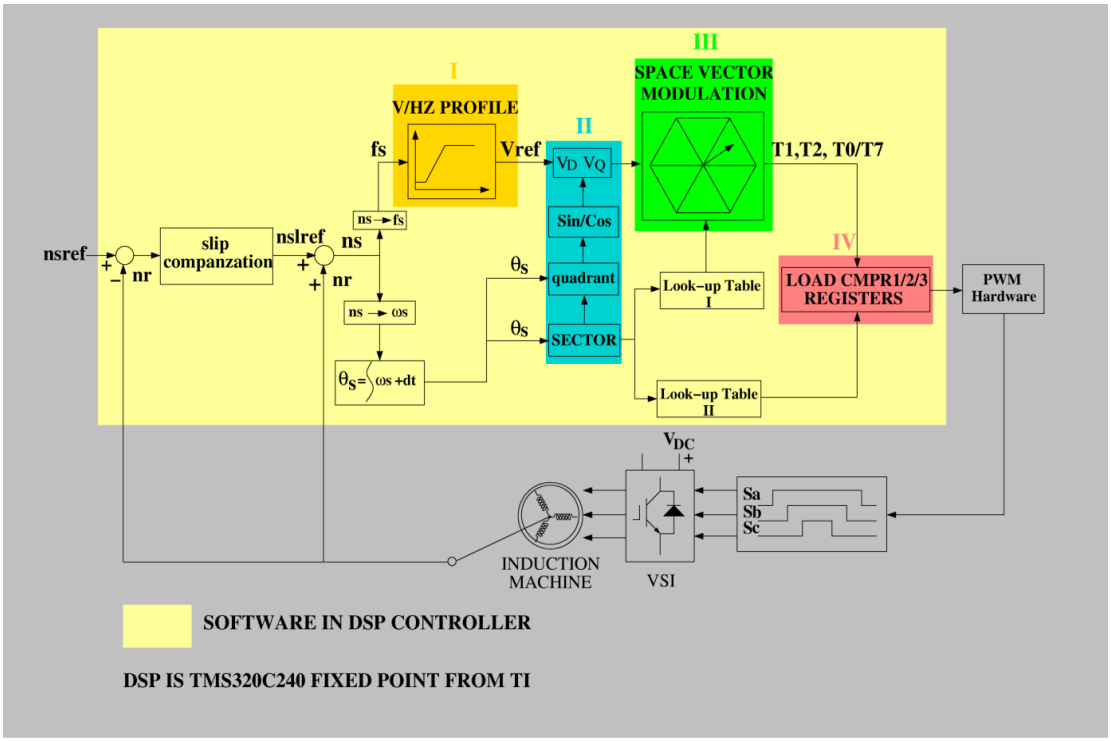
Şekil 3.12 : 1. Bölgede anahtarlama lojiği.

Şekilden görüldüğü gibi bir anahtarlama peryodu (DGM peryodu) içinde yedi anahtarlama hareketi vardır. Anahtarlama düzeninde eviricinin üst kol IGBT'leri anahtarlanmaktadır. Bu nedenden dolayı tez çalışmasında anahtarlama kayıplarının durumu da incelenmiştir. DGM frekansının akımdaki dalgalılığa ve toplam harmonik distorsiyonuna doğrudan etkisi vardır. Simetrik DGM yönteminde T anahtarlama peryodu olmak üzere T'ye göre simetri bulunmaktadır. Bölge 1 için seçilen gerilim vektörleri şu şekildedir;[V_o V_1 V_2 V_7 V_2 V_1 V_o] benzer anahtarlama model' tek numarali sektörler için kullanılır. Bölge 2 için anahtarlama modeli ise [V_o V_3 V_2 V_7 V_2 V_3 V_o] şeklindedir. Benzer anahtarlama lojikleri diğer tek ve çift numaralı bölgeler içinde gerçekleştirilmiştir.

T süresinin 20 kHz DGM frekansı için 50 μs'dir. SVM algoritması çalıştırıldığında 1. Bölge içinde Sa, Sb ve Sc anahtarlarının iletime geçme zamanları hesaplanmaktadır. Bu zamanlar DSP kartı içindeki CMPR1, CMPR2 ve CMPR3 registerlerine yazılmaktadır. DGM generatöründe de bu iletim zamanlarına karşılık gelen DGM işaretleri üretilip PWM1-6 çıkışlarına verilmektedir.

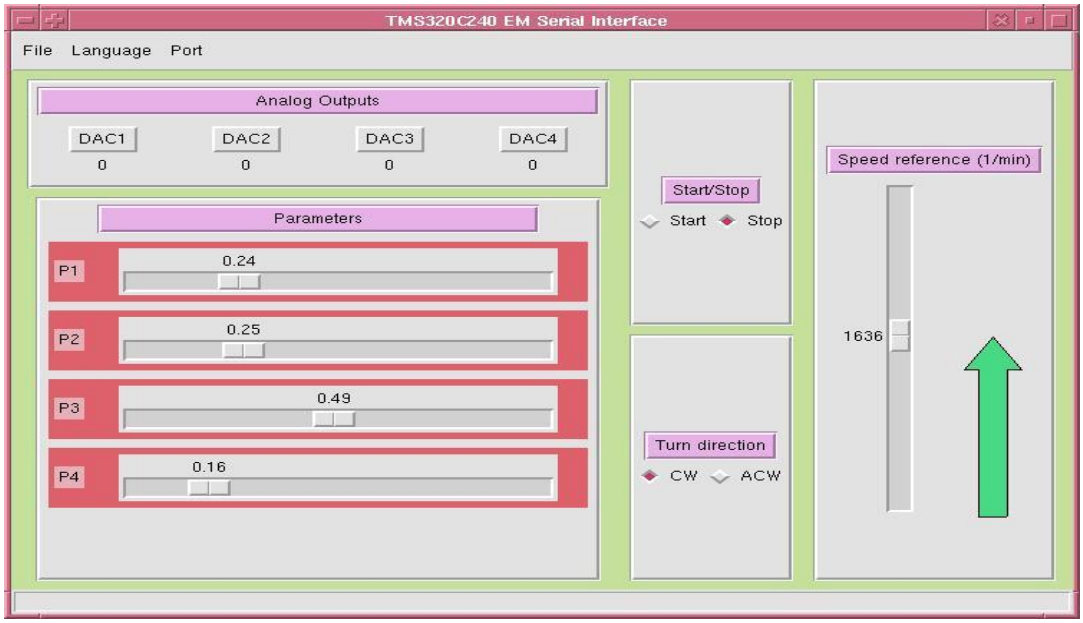
3.9 SVM Algoritmasının Gerçekleştirilmesi

SVM Algoritmasının denemesi için Şekil 3.13'te verilen asenkron motorun V/f hız denetimi kurulmuştur.



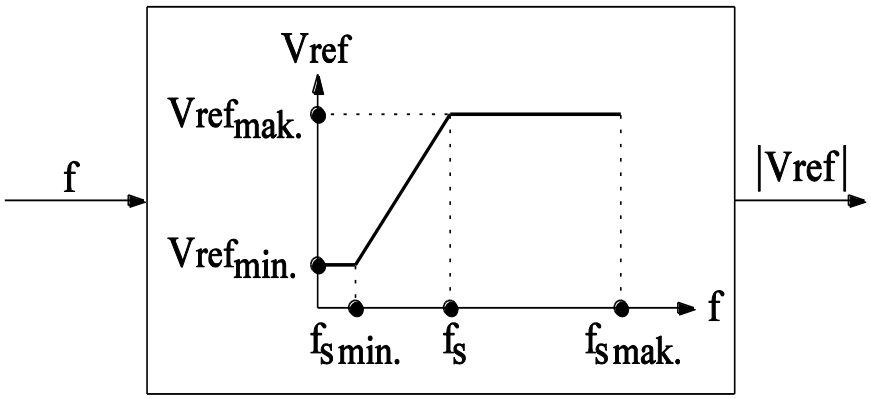
Şekil 3.13 : Asenkron motorun U/f denetimi.

Şekilde görülen hız denetiminde asenkron motorun milinden encoder ile hız geri beslemesi alınarak referans hız değeriyle karşılaştırılmıştır. Meydana gelen hata kayma kompanzasyonundan geçirilerek ve rotor hızıyla toplanarak senkron hız elde edilmiştir. Hız referansı için bilgisayar içinde Tcl/kl denilen programla arabirim yazılmıştır. Tcl/kl ile yazılan arabirim Şekil 3.14'te gösterilmiştir. Bu arabirim sayesinde motorun durması, kalkışı, hızı ve dönüş yönü kontrol edilmektedir. Arabirim programından görüldüğü gibi istenilen referans hız ekrandan seçildiğinde yazılan probram rutini ile bu frekans istenilen referans hıza dönüştürülmektedir. Bu referans hız ile gerçek rotor hızı karşılaştırılarak motorun referans hızda dönmesi sağlanır. Ayarlanan frekans değeri stator besleme geriliminin frekansı olacaktır. O halde, DSP kullanılarak hız ayarı yapılan asenkron motorda temel hız kavramı olmamaktadır. Tezde senkron hızı 1500 d/d olan asenkron motor arabirim hız ayar çubuğundan görüldüğü gibi 3000 d/d hıza kadar döndürülmüştür. Böylece asenkron motor 0-100 Hz aralığında kontrol edilmiştir.



Şekil 3.14 : Hız referansın elde edildiği arabirim.

Asenkron motorun hız denetimi V/f profiline göre yapılmıştır. Senkron hıza karşılık gelen frekans stator sargılarına uygulanacak gerilimin frekansıdır. Senkron hızdan stator frekansı f_s ve stator gerilim uzay fazörünün açısı hesaplanmaktadır. F_s frekansı V/f profili için giriş ve büyüklüğüdür. V/f profili Şekil 3.15'te gösterilmiştir.



Şekil 3.15 : V/f profili.

UVM algortiması stator gerilim uzay fazörünün büyüklüğünün ve açısının hesaplanması ve eviricideki üst kol anahtarların iletime ve kesime gitme zamanlarının belirlenmesine dayanır. Bu bölümde Simetrik DGM yöntemi kullanılarak üç fazlı asenkron motorun V/Hz kontrol prensibine göre kontrolü yapılarak eviricideki anahtarların kapı işaretleri uzay vektör modülasyonu yöntemiyle elde edilmiştir. Bilgisayarda yazılan C kodlu program ile motorun

değişken frekanslarına karşılık gelen hızın referans değeri gerçek rotor hızı ile karşılaştırılmaktadır. Hata bir PI kontrolörden geçirilmektedir. PI kontrolörün çıkışı kayma hızının referans değerine karşılık gelmektedir. Kayma hızının referans değeri ile rotor hızı toplanarak olması gereken stator frekansı elde edilmektedir. V/Hz profilinden stator frekansına karşılık gelen stator geriliminin genliği hesaplanmaktadır. Stator geriliminin açısı ise açısal hızın integrali alınarak elde edilmektedir. Böylece referans gerilim vektörü elde edilmiş olmaktadır. UVM bloğuna giriş referans gerilimin D ve Q eksen bileşenleri ve sektör bilgisidir.

3.10 V/f Profilinin Gerçekleştirilmesi

V/f profilinde 0 Hz ile 6 Hz arasında kalan bölgede ixR gerilim düşümünü kompanze etmek için gerilim yükseltilmiştir. Ayrıca motorun akı zayıflama bölgesi de nominal hızın iki katı olacak şekilde genişletilmiştir. Profil genel olarak üç bölgeye ayrılmıştır. Yazılım aşağıda verilen şekilde gerçekleştirilmiştir. Sonuç olarak V/f profilinden hesaplanan gerilim uzay fazörünün büyüklüğüdür. Bu gerilim motor fazlarında olması istenen gerilimdir.

1) $0 \le f < fs_{min.}$ $\qquad Vref = Vref_{min.}$

2) $fs_{min.} \le f < fs_{nom.}$ $\qquad Vref = E \cdot (f - fs_{min.}) + Vref_{min.}$

$$E = \frac{Vref_{mak.} - Vref_{min.}}{fs_{nom.} - fs_{min.}}, \qquad E=\text{eğim}$$

3) $fs_{nom.} \le f \le fs_{mak.}$ $\qquad V_{ref} = Vref_{mak.}$

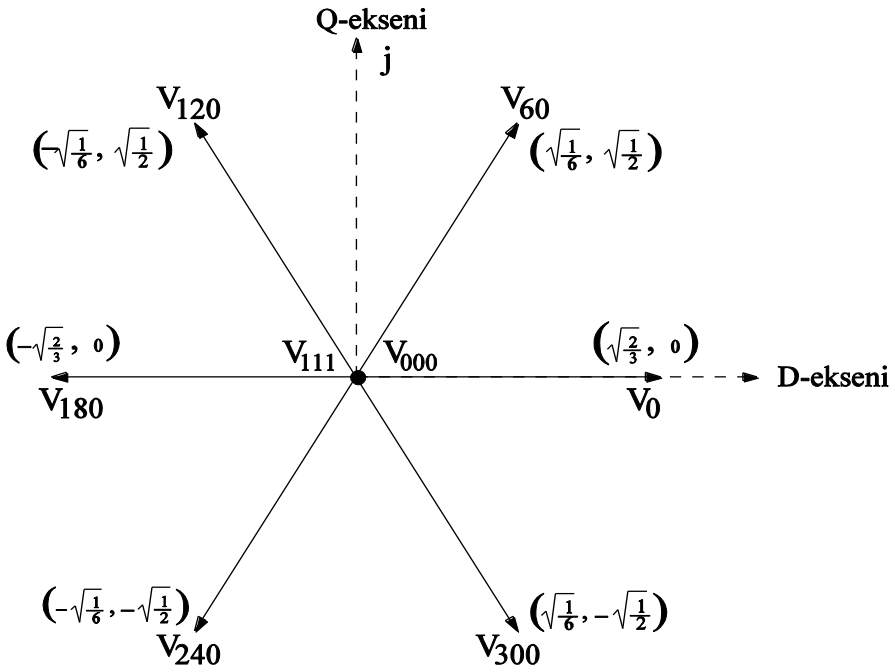
50 Hz 1500 d/d'lık motor için parametreler şu şekilde hesaplanmaktadır:

Motorun güvenliği açısından uygulanan $Vref_{mak.}$ geriliminin %95'i alınmıştır. Yol alma anında 6 Hz'e kadar stator gerilim düşümünü karşılayacak $Vref_{min.}$ gerilimi maksimum gerilimin %20'si olacak şekilde şeçilmiştir. Verilen tüm değerler normalize edilmiştir.

$$
\begin{aligned}
&Vref_{mak.} = 0x799A;\\
&Vref_{min.} = 0x199A;\\
&fs_{min.} = 0x0CCD;\\
&fs_{nom.} = 0x4000;\\
&fs_{mak.} = 0x7FFF;
\end{aligned}
\qquad \textbf{(3.6)}
$$

3. 11 Altıgen İçin Giriş Büyüklüklerin Hesaplanması

UVM algoritması için bir önceki kısımda hesaplanan V_{ref} gerilim vektöründen sD ve sQ eksen bileşenlerinin hesaplanması gerekir. Bu bileşenler ile altıgen sınırlarından T_1 ve T_2 süreleri hangi bölgede olduğu tayin edilmektedir. Öncelikle stator gerilim uzay fazörünün Şekil 3.16'da gösterilen D ve Q eksenlerinde bileşenlerini elde etmek gereklidir.



Şekil 3.16 : Altıgen gerilim vektörleri.

Anahtarlama durumlarına ait gerilim vektörlerinin aldığı değerler Çizelge 3.1'de verilmiştir. Bu değerler dönüşüm matrisi ile Şekil 3.16'da gösterildiği gibi üç faz büyüklüklerden D ve Q eksenlerine ayrılabilir. Dönüşüm matrisi (3.7)'de verilmiştir.

$$\boldsymbol{T_{abc\rightarrow DQ}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} V_D \\ V_Q \end{bmatrix} = \boldsymbol{T_{abc\rightarrow DQ}} \cdot \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad \textbf{(3.7)}$$

Böylece dönüşüm matrisi kullanılarak V_D ve V_Q eksen gerilimleri elde edilir.

Şekil 3.9 ve Şekil 3.10'da gösterildiği gibi gerilim vektörlerinin altıgen bölge sınırlarında olma sürelerinin (T_1 ve T_2) hesaplanması gerekmektedir. Şekil 3.12'de gösterildiği gibi 1. bölgeye ait anahtarlama süresi T_{DGM} darbe genişlik modülasyon peryoduna karşılık gelmektedir. Şekilde T_{DGM} peryodu işaretlenmiştir. UVM algoritma çalıştırıldığından üst kol IGBT'leri olan Sa, sb ve Sc iletime geçme zamanları hesaplanacaktır. Simetrik DGM uygulandığında anahtarların kesime gitme zamanları bellidir. Simetrik DGM yönteminin seçilmesinin nedeninin THD bakımından en iyi oluşudur. T_1 ve T_2'nin toplamı (3.8)'de gösterildiği gibi T_{DGM} süresine eşit veya küçük olmak zorundadır. Geriye kalan süreye ilişkin gerilim vektörleri V_o ve V_7 olup (000) ve (111) anahtarlama durumlarına karşılık gelmektedir.

$$\boldsymbol{T_{DGM}} = \boldsymbol{T_1} + \boldsymbol{T_2} + \boldsymbol{T_o} \text{veya } (T_7) \quad \textbf{(3.8)}$$

UVM algoritması altıgende her bir sektör içinde V_{out} vektörünü elde etmeye dayanmaktadır. T_1 ve T_2 sektör içinde anahtarlama lojiğine dayalı olarak sırasıyla V_x ve $V_{x\pm60}$ gerilim vektörlerinin olma zamanlarıdır. V_{out} vektörü 1. bölge içinde kaydettiği süre T_{DGM} peryodudur. T_{DGM} ile çıkış gerilimi arasındaki ilişki (3.9)'da verilmiştir.

$$\boldsymbol{T_{DGM}} \cdot \boldsymbol{V_{out}} = \boldsymbol{T_1} \cdot \boldsymbol{V_x} + \boldsymbol{T_2} \cdot \boldsymbol{V_{x\pm60}} + \boldsymbol{T_o} \cdot (\boldsymbol{V_o} \; \boldsymbol{veya} \; \boldsymbol{V_7}) \quad \textbf{(3.9)}$$

Çıkış geriliminin hesabı da (3.10) ve (3.11)'de verilmiştir.

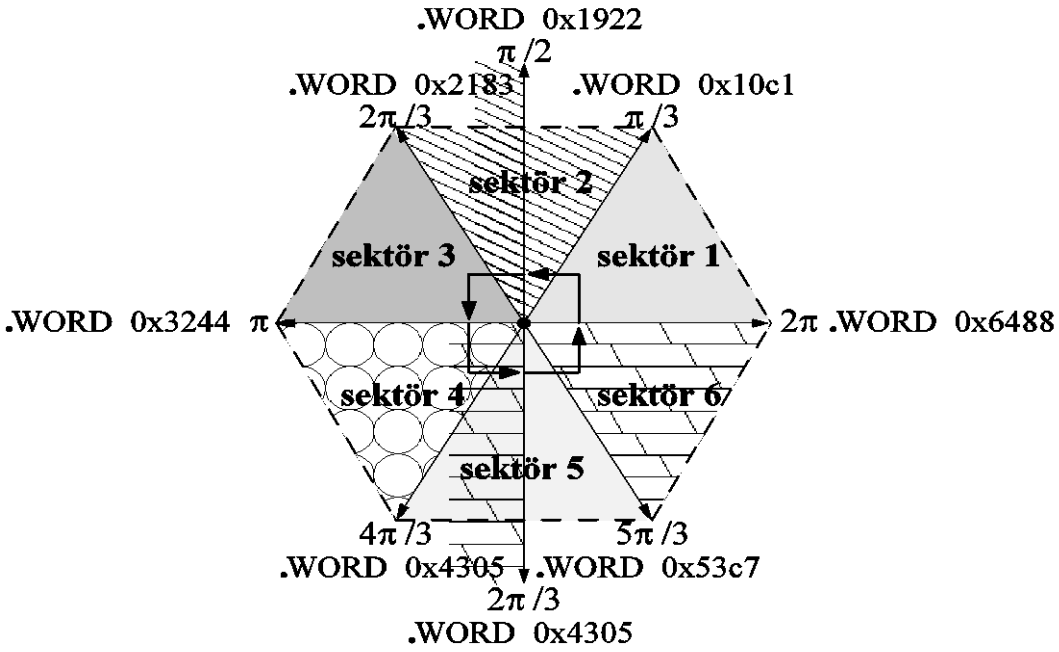
$$\frac{1}{T}\int_{nT}^{(n+1)T} \boldsymbol{V_{out}} = \frac{1}{T}(\boldsymbol{T_1 V_x} + \boldsymbol{T_2 V_{x\pm60}}), \text{ n=0,1,2,3,4,5,6 } \boldsymbol{T_1} + \boldsymbol{T_2} \leq \boldsymbol{T} \quad \textbf{(3.10)}$$

$$\int_{\mathrm{n}T_{DGM}}^{(\mathrm{n}+1)T_{DGM}} \boldsymbol{V_{out}} = \boldsymbol{T_{DGM}} \cdot \boldsymbol{V_{out}} = (\boldsymbol{T_1 V_x} + \boldsymbol{T_2 V_{x\pm60}}) \text{ n=0,1,2,3,4,5,6}$$

$$\boldsymbol{T_1} + \boldsymbol{T_2} \leq \boldsymbol{T_{DGM}} \quad \textbf{(3.11)}$$

Sonuç olarak altıgen içindeki bölgelerde anahtarlama vektörleri önceden bellidir. Böylece anahtarlama durumlarına ve seçilen T_{DGM} süresine göre UVM algoritması T_1, T_2 ve T_o/T_7 sürelerini hesaplar. Sonraki aşamada bu süreler CMPR1/2/3'e DSP'nin anlayacağı dilde olan onaltılık düzene (hex) çevrilir.

Senkron hızın integralinden hesaplanan θ_s açısının aldığı değerler ile bölge tayini yapılmaktadır. Bölge tayini için RS232 seri portundan gelen bilgi Q12 formatına çevrilmektedir. Şekil 3.17'de bölge tayini için gerekli hex formatında sayılar gösterilmiştir. V_{ref} gerilim vektörünün (D-Q) eksen takımındaki bileşenleri de daha önce verilen dönüşüm matrisi ile elde edilmektedir. θ_s açısı ile bölge tayinine ek olarak dört bölge tayini yapılmaktadır. Dört bölgeye ait Sin/Cos değerleri için bir göz at tablosu hazırlanmıştır. Bu göz at tablosu Q12 formatında 0.5^o artımla sin tablosu (EK 1) olarak yapılmıştır. Böylece bu tablo kullanılarak gerilim vektörünün hangi bölgede hangi değerleri alabileceği hesaplanmakta, $V_{ref}=V_D + j\ V_Q$gerilim vektörünün bileşenleri bulunmaktadır. Şekil 3.17'de V_D ve V_Q gerilimleri ve θ gösterilmiştir.



Şekil 3.17 : Altıgen içinde bölge tayini.

Böylece gerilim uzay fazörünün altıgen içinde bulunduğu bölge tayin edildikten sonra, sabit stator eksen takımındaki bileşenleri de (3.12)'de verilen formüllere göre hesaplanmaktadır.

$$X = \sqrt{2} \cdot T \cdot V_Q$$
$$Y = \frac{T}{\sqrt{2}} \cdot \left[\sqrt{3} \cdot V_D + V_Q\right] \quad \textbf{(3.12)}$$
$$Z = \frac{T}{\sqrt{2}} \cdot \left[-\sqrt{3} \cdot V_D + V_Q\right]$$

Çizelge 3.2'de verilen göz at tablosunda, UVM bloğuna giriş olan V_D ve V_Q gerilim bileşenleri ile V_{ref} gerilim vektörünü oluşturan sıfırdan farklı gerilim vektörlerinin sektör sınırlarındaki bulunma süreleri verilmiştir. Bu değerler Sa, Sb ve Sc IGBT anahtarlarının iletime geçme zamanlarını belirlediğinden eviricinin doğru çalışması için büyük önem arz etmektedir. Çizelge 3.2'den (3.12)'de verilen formüllerle T_1 ve T_2 süreleri hesaplanmaktadır. Geriye kalan süreler sıfır vektörlerinin aldığı süreler olacaktır.

Çizelge 3.2 : Göz at tablosunda sürelerin hesaplanması.

sektör 1	sektör 2	sektör 3	sektör 4	sektör 5	sektör 6
$T_1 = Z$ $T_2 = Y$	$T_1 = Y$ $T_2 = -X$	$T_1 = -Z$ $T_2 = X$	$T_1 = -X$ $T_2 = Z$	$T_1 = X$ $T_2 = -Y$	$T_1 = -Y$ $T_2 = -Z$

Süreler doğru hesaplandıktan sonra doğru IGBT'lerin anahtarlanmaları için doğru CMPR1/2/3'lere zamanlarının yazılması gerekmektedir. Bu, Çizelge 3.3'te verilen tabloya göre yapılmaktadır.

Çizelge 3.3 : Doğru IGBT'lerin anahtarlanmasını sağlayan tablo.

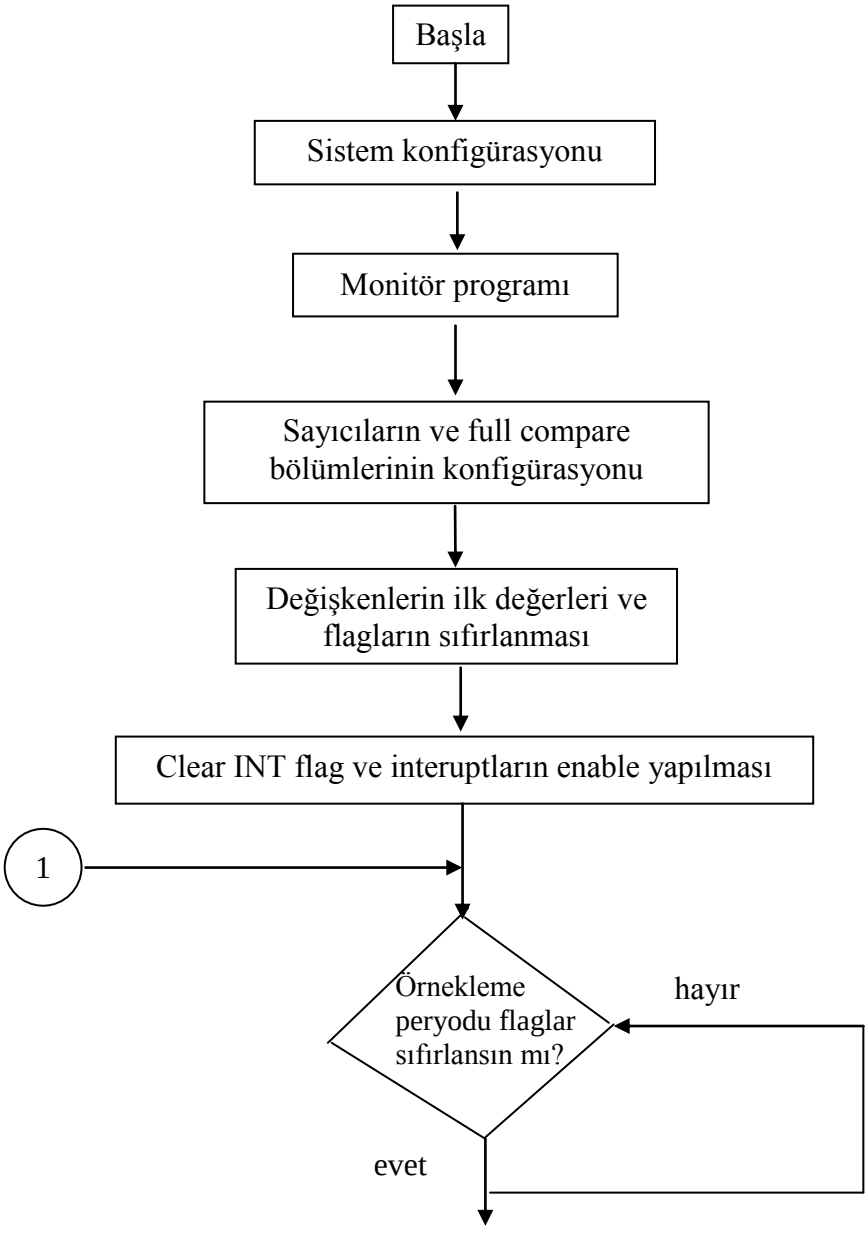
	sektör 1	sektör 2	sektör 3	sektör 4	sektör 5	sektör 6
Register 1	taon	tbon	tbon	tcon	tcon	taon
Register 2	tbon	taon	tcon	tbon	taon	tcon
Register 3	tcon	tcon	taon	taon	tbon	tbon

Çizelge 3.3'te görülen ta, tb ve tc süreleri ile T_1, T_2 ve T_0/T_7 süreleri arasında (3.13)'te verilen formüller geçerlidir. Bu süreler Şekil 3.12'de verilen anahtarlama lojiğinde gösterilen sürelerdir. Sırasıyla sa, Sb ve Sc IGBT'lerin iletime geçme zamanlarıdır.

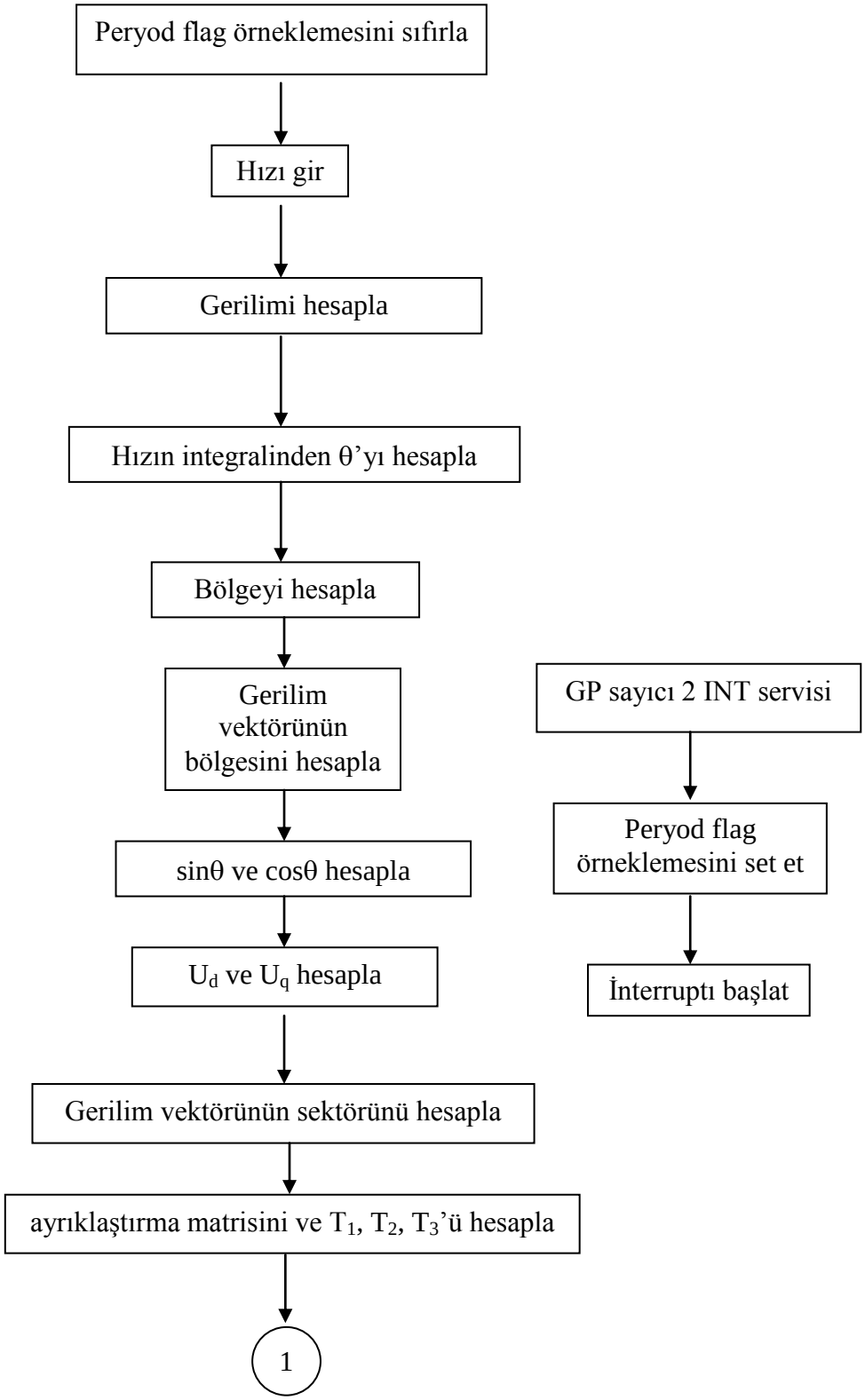
$$ta = \frac{T - T_1 - T_2}{2}$$
$$tb = ta + T_1$$
$$tc = tb + T_2 \qquad \textbf{(3.13)}$$

3.12 SVM Algoritmasının Toplu Halde Gösterimi

SVM algoritması aşağıda verilmiştir (Şekil 3.18). Bu algoritma ANSI C komutlarıyla yazılmış ve gerekli assembler/linker ve C compiler kullanılarak makine diline çevrilmiş, DSP sayısal işlemci karta yüklenerek çalıştırılacak hale getirilmiştir.



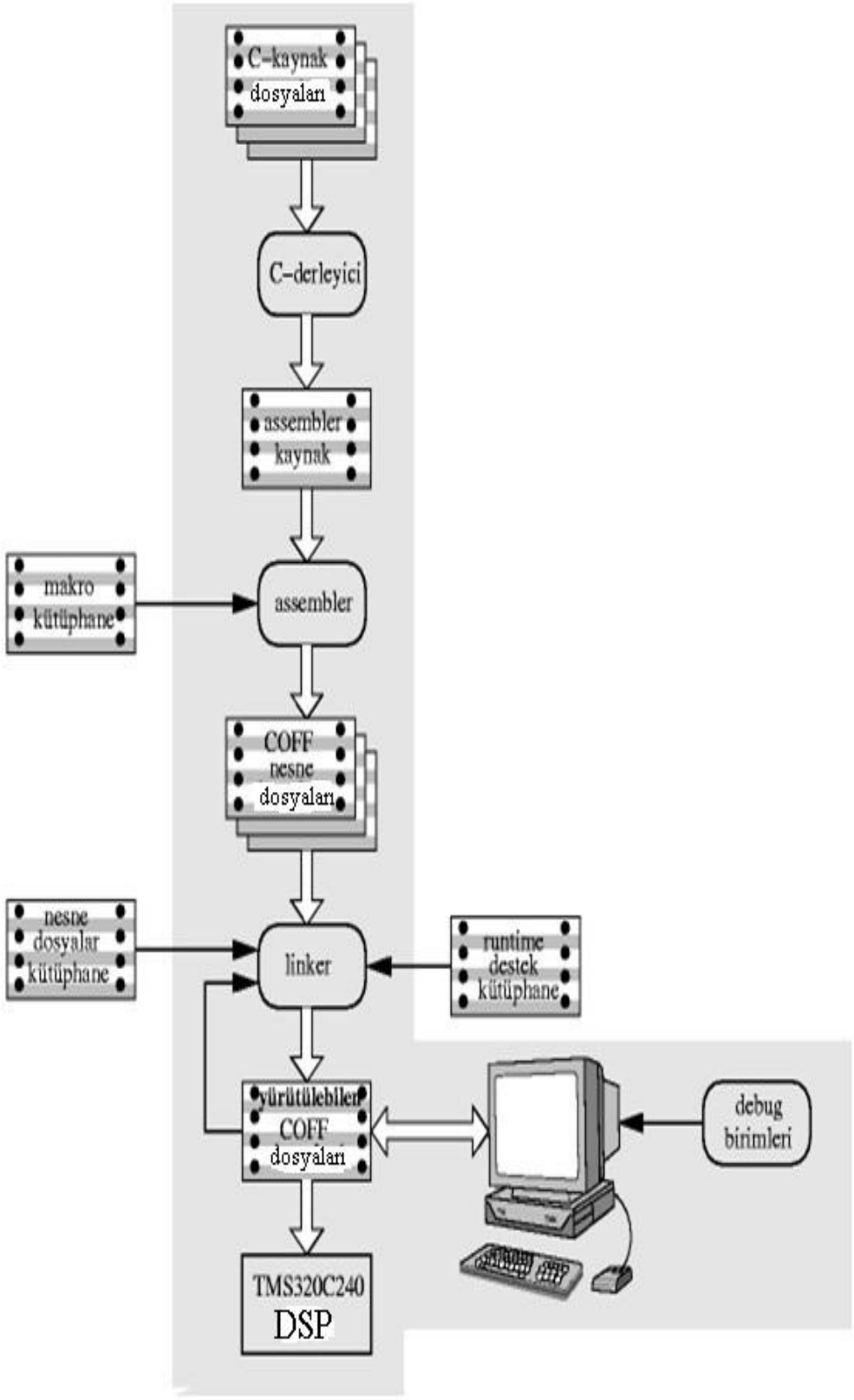
Şekil 3. 18 : Uzay vektör modülasyonunu gerçekleştiren algoritma



Şekil 3. 18 (devam) : Uzay vektör modülasyonunu gerçekleştiren algoritma.

3.13 DSP ve Bilgisayar Arasındaki Bilgi Akışı

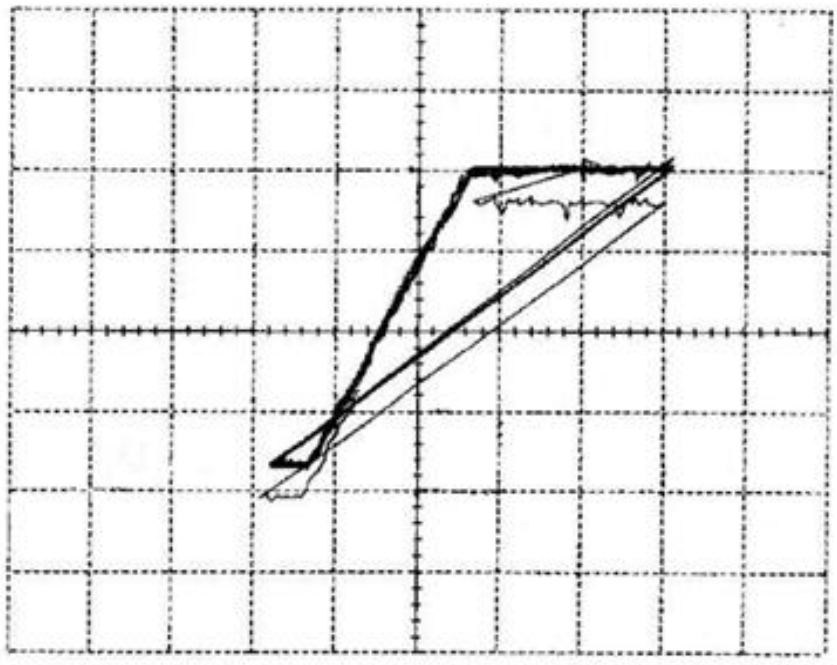
Şekil 3.19'da C dilinde yazılan dosyaların derlenmesi gösterilmiştir.



Şekil 3.19 : SVM algoritmasının derlenmesi.

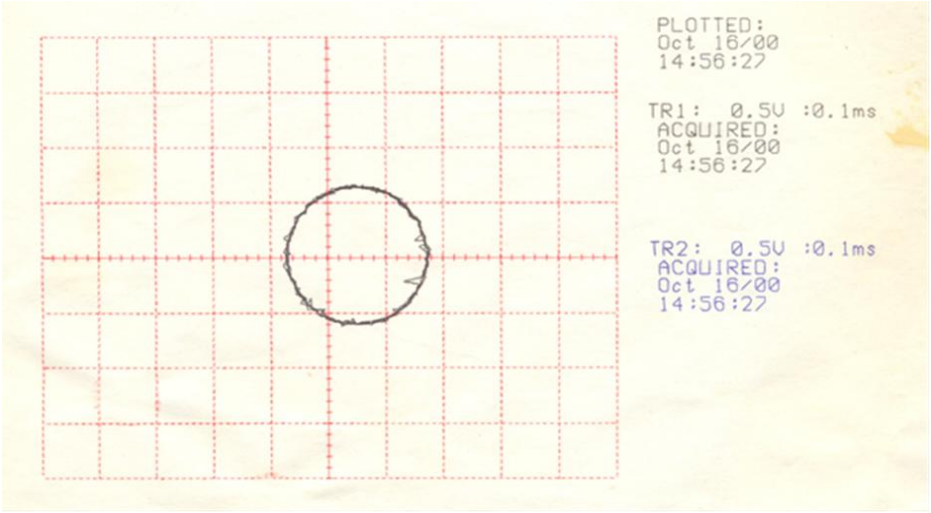
3.14 Deneysel Sonuçlar

Bu bölümde UVM yöntemi incelenmiştir. UVM algoritması kafesli asenkron motorda denenmiştir. Elde edilen sonuçlar bu bölüm içinde verilmiştir. UVM algoritması stator gerilim uzay fazörünün büyüklüğünün ve açısının hesaplanması ve eviricideki üst kol anahtarların iletime ve kesime gitme zamanlarının belirlenmesine dayanmaktadır. Bunun için nominal hızı 1480 d/d olan asenkron motorda 0-3000 d/d aralığında hız denetimi yapılmıştır. Alan zayıflama bölgesi U/f tasarımına bağlı olduğundan mekanik dayanma sınırına dek hız yükseltilebilir. Sayısal işarert işlemci(Sİİ) içine hız bilgisi bilgisayarda yazılan program vasıtasıyla sayısal olarak gönderilmektedir. Motor milinden hız algılayıcısı ile alınan gerçek motor hızı referans değeri ile karşılaştırılmaktadır. Motor hızı olarak referans hızın olması istendiğinden kayma kompanzasyonu ile hata minimuma indirilmiş ve tekrar rotor hızı ile toplanarak senkron hız elde edilmiştir. Elde edilen senkron hız V/f profili için giriş büyüklüğüdür. V/f profili osiloskobun XY özelliğinden faydalanılarak Şekil 3.20'de gösterilmiştir.



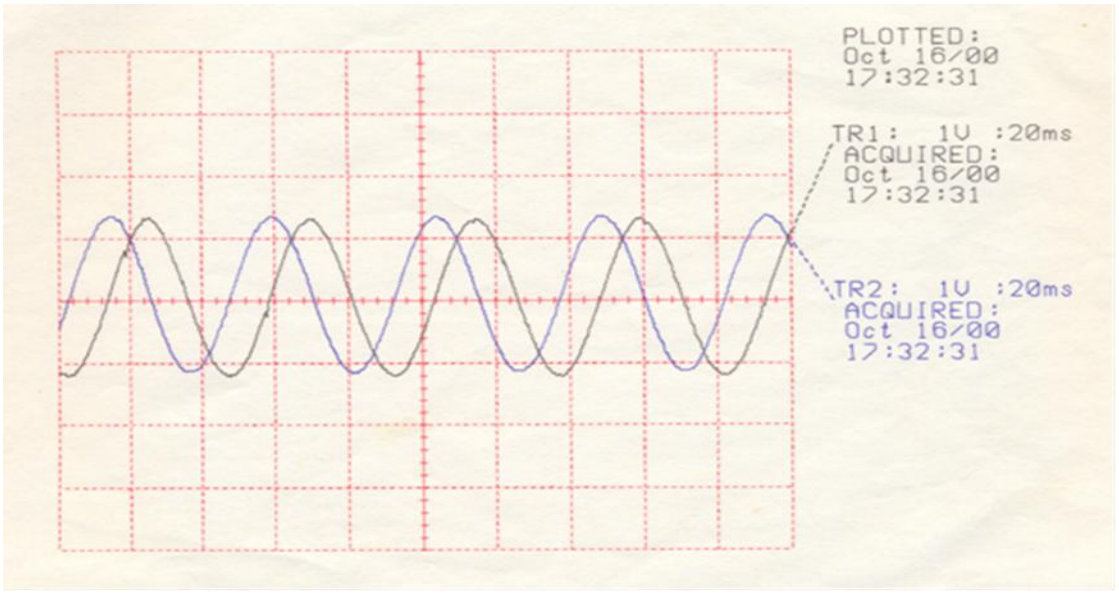
Şekil 3.20 : V/f profili.

V/f profilinden elde edilen stator gerilim uzay fazörünün büyüklüğüdür. Bu değer stator fazlarında olması istenilen gerilimdir. Elde edilen stator gerilim uzay fazörünün yer eğrisi Şekil 3.21'de verilmiştir.



Şekil 3.21 : Stator gerilim uzay fazörünün yer eğrisi.

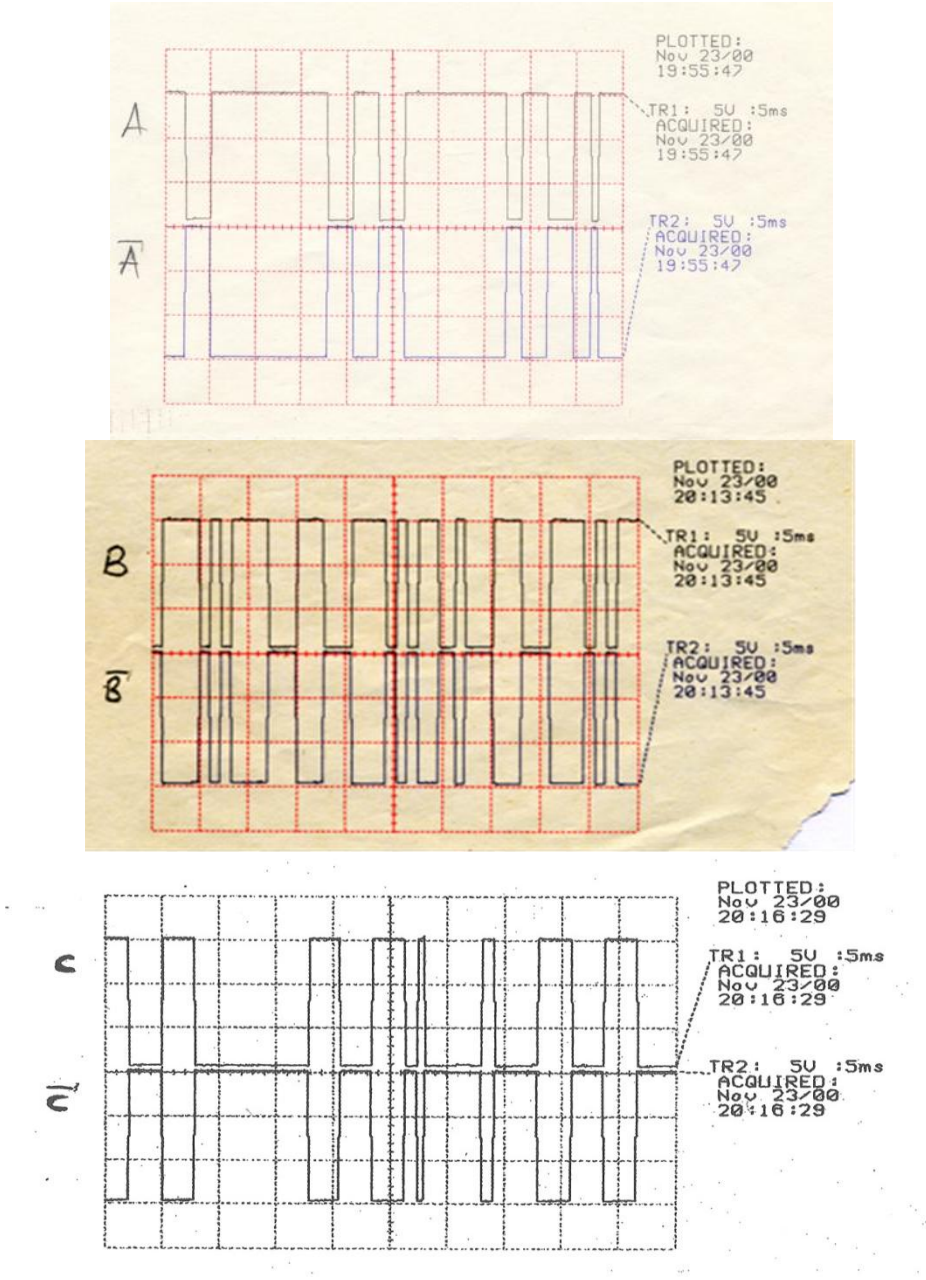
Stator eksen takımında gerilim uzay fazörünün V_{sD} ve V_{sQ} bileşenleri Şekil 3.22'de verilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi gerilimler sinüs formundadır ve aralarında 90^o faz farkı vardır. Bu faz farkı olması gereken ayrıklaştımayı göstermektedir.



Şekil 3.22 : Gerilim uzay fazörünün stator eksen takımındaki bileşenleri.

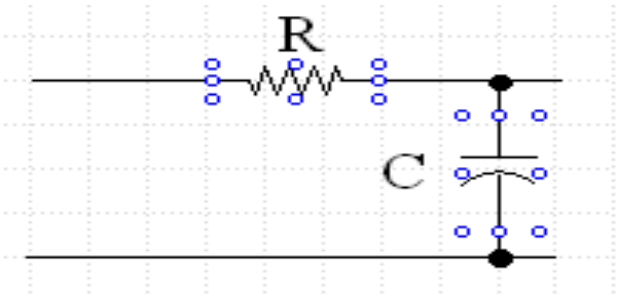
Şekil 3.23'te IGBT bacaklarından ölçülmüş A faz ve B faz DGM işaretleri gösterilmiştir. Bu işaretler elde edildiğinde, doğruluğundan emin olunmadan motora uygulanamaz. Bunun için osiloskopun zamanı büyültülerek işaretlerin birbirlerinin değilleri olup olmadıkları kontrol edilmiştir. Darbe katarlarına bakarak fazlar

arasında 120^0 faz farkı olup olmadığını görmek mümkün olmadığından, fazlar arasında 120^o'lik faz farkı olup olmadığını test etmek için Şekil 3.24'te gösterilen alçak geçiren filtre devresi kullanılmıştır.



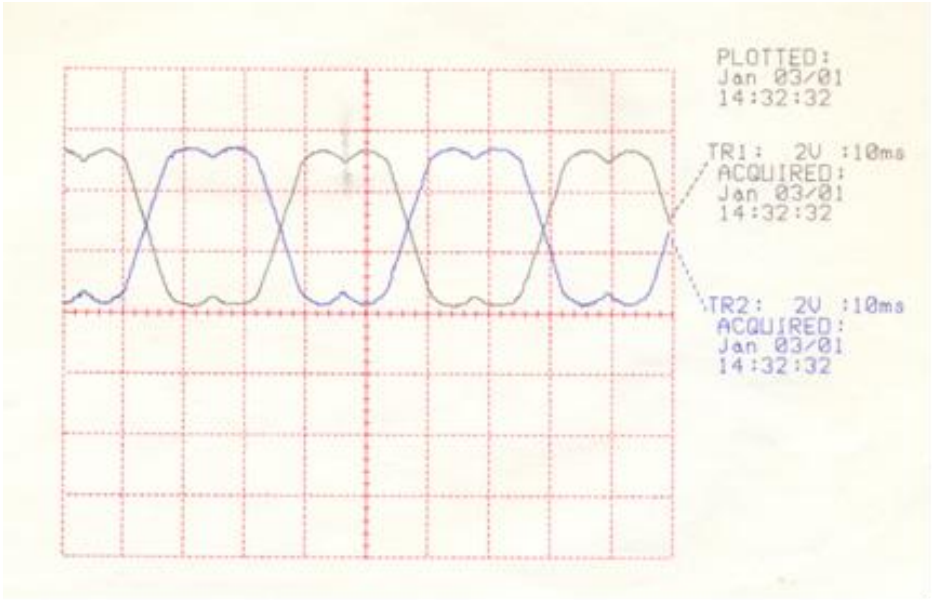
Şekil 3.23 : IGBT bacaklarından alınmış üç faza ait DGM osiloskop çıktıları.

DGM işaretleri R=1K, C=100nF olan bir alçak geçiren filtreden geçirilirse elde edilen şekiller 3.24'te görülmektedir.



Şekil 3.24 : Alçak geçiren filtre.

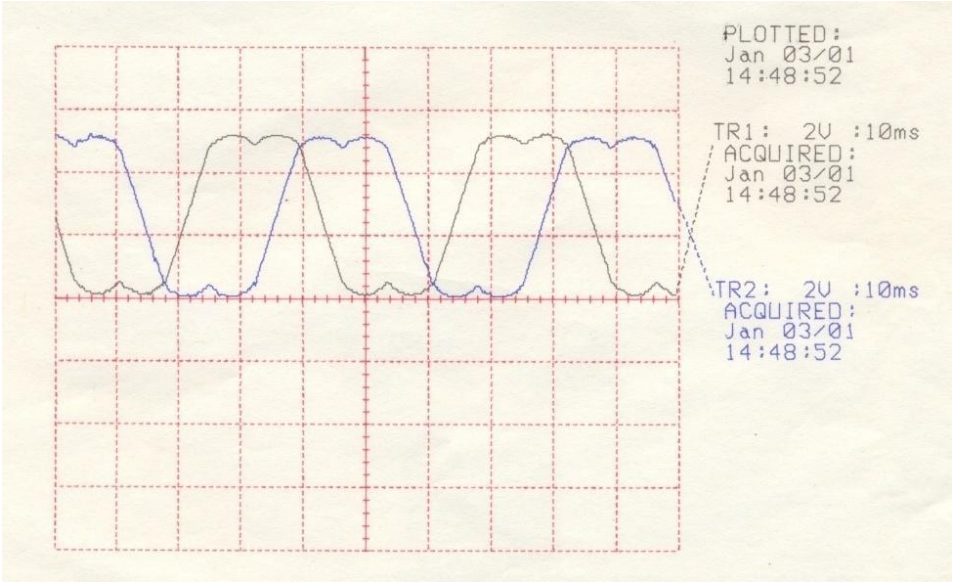
Şekil 3.25'te evirici Sa ve $S\bar{a}$ anahtarlarına ait gerilimler gösterilmiştir. Dalga şekilleri olması gereken gibi birbirinin lojik anlamda değilidir.



Şekil 3.25 : Evirici Sa ve $S\bar{a}$ anahtarlarının filtreden sonraki dalga şekilleri.

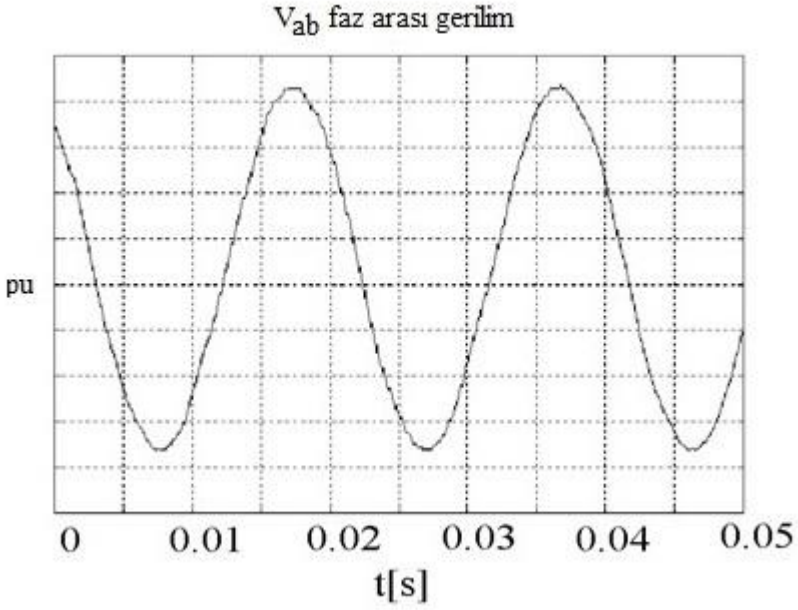
Şekil 3.25'te görülen dalga şekilleri motor fazlarının faz nötr gerilimleridir. IGBT bacaklarında bu gerilim dalga şekli DGM darbeleri olarak görülmektedir. Motor bu gerilimle beslendiğinde motor fazlarının filtreleme özelliği ile DGM darbeleri filitlenerek UVM gerilim dalga şekline dönüşmektedir.

Bilindiği üzere iki faz nötr gerilimin dalga şeklinin farkından faz arası gerilim dalga şekli edileceğinden, elde edilen faz nötr gerilimlerin farkı alınırsa Şekil 3.26'da görülen faz arası gerilimler elde edilir. Şekil 3.26'da evirici Sa ve Sb anahtarlarının dalga şekilleri gösterilmiştir.



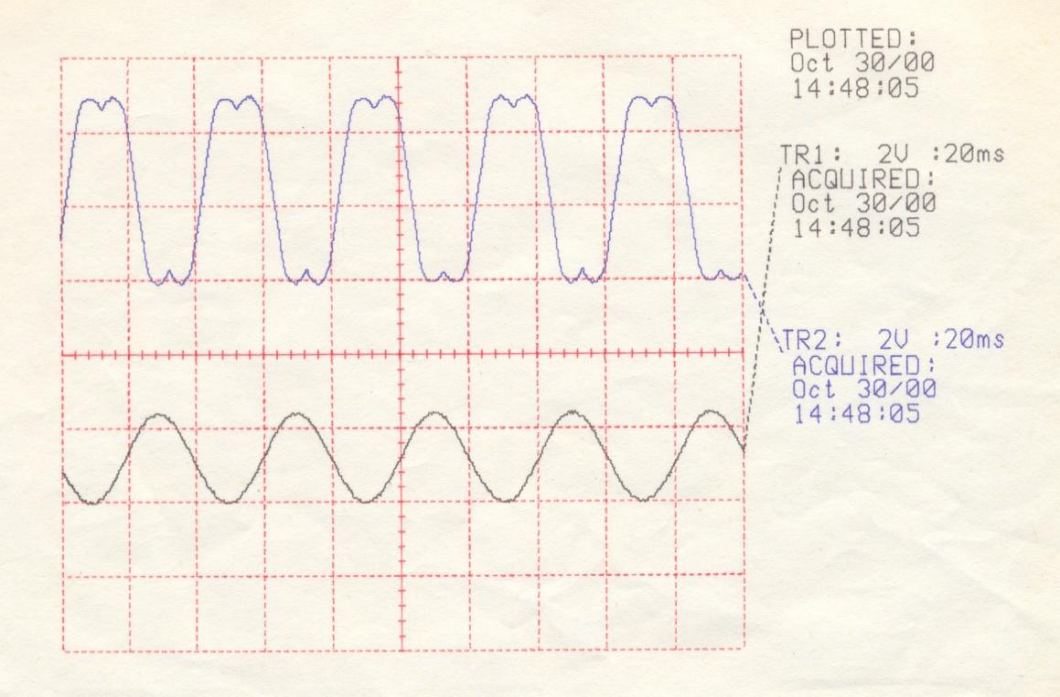
Şekil 3.26 : Evirici Sa ve Sb anahtarlarının filtreden sonraki dalga şekilleri.

Eviricide iki faz arası gerilimler arasında 120^0 faz farkı olduğu görülmüştür. Eviricide elde edilen faz arası gerilim şekil 3.27'de gösterilmiştir.



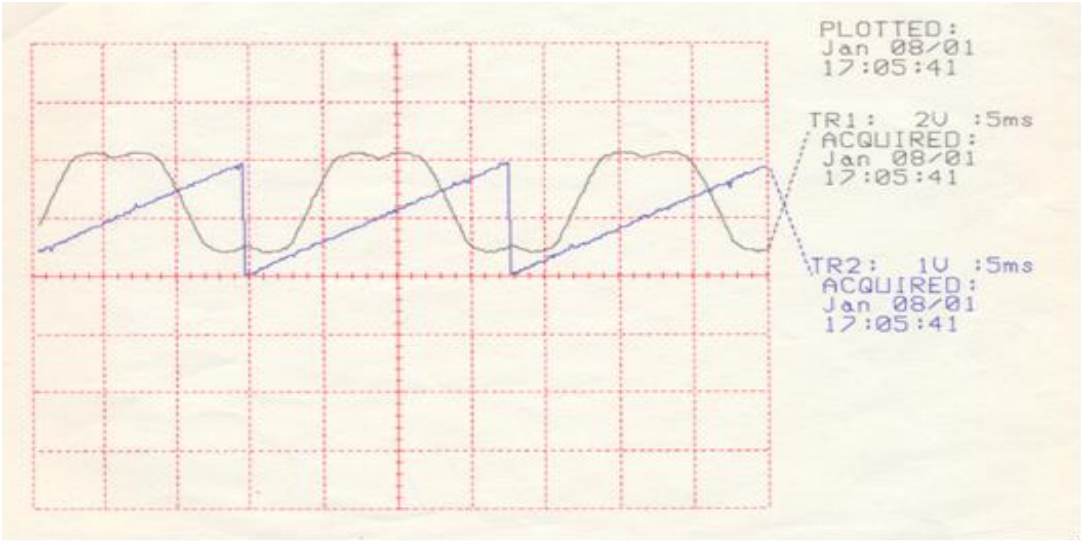
Şekil 3.27 : Motor faz arası gerilim.

Şekil 3.28'de ise motor faz-nötr ve faz arası gerilimler toplu halde gösterilmiştir. Faz nötr gerilim dalga şeklinin orta kısımlarında bulunan çökmeler üç ve üçün katı harmoniklerin varlığını göstermektedir. Gerçekte üç ve üçün katı harmonikler burada faz gerilimin değerini yükseltecek etki yapmaktadır. Asenkron motorun yıldız noktası izole olduğundan üç ve üçün katı hatmonik akımları ise oluşmamaktadır.

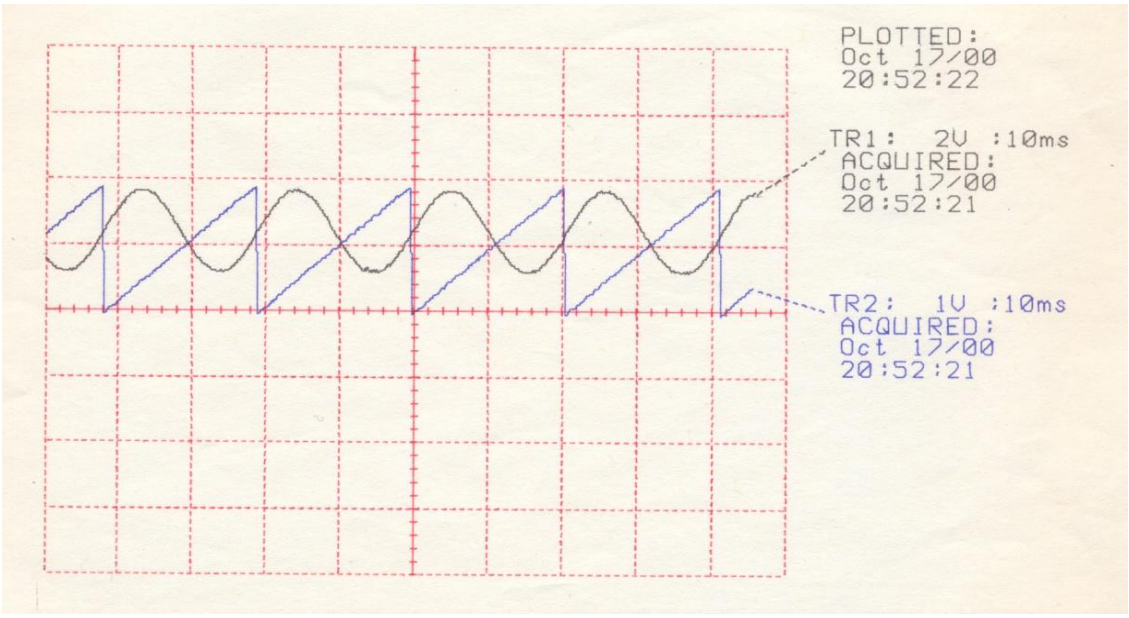


Şekil 3.28 : SVM yöntemi ile elde edilen motor faz-nötr ve faz arası gerilimler.

SVM algoritmasında hesaplanan senkron hız açısal hıza çevrildikten sonra açı hesaplanmaktadır. Açı ω_s'nin integralidir. İntegral DSP içinde sayısal olarak gerçekleştirilmektedir. Açı stator gerilim uzay fazörünün yerini belirlemektedir. Şekil 3.29'da motor faz-nötr gerilimi ile bir peryodunda hesaplanan açı gösterilmiştir. Şekilde görülen açı $0\text{-}360^0$ ye karşılık gelmektedir. Fazör $0\text{-}360^0$ yi süpürürken altıgenin altı bölgesinide katetmektedir.



Şekil 3.29 : Motor faz-nötr gerilimi ve gerilim fazörünün hesaplanan açısı.

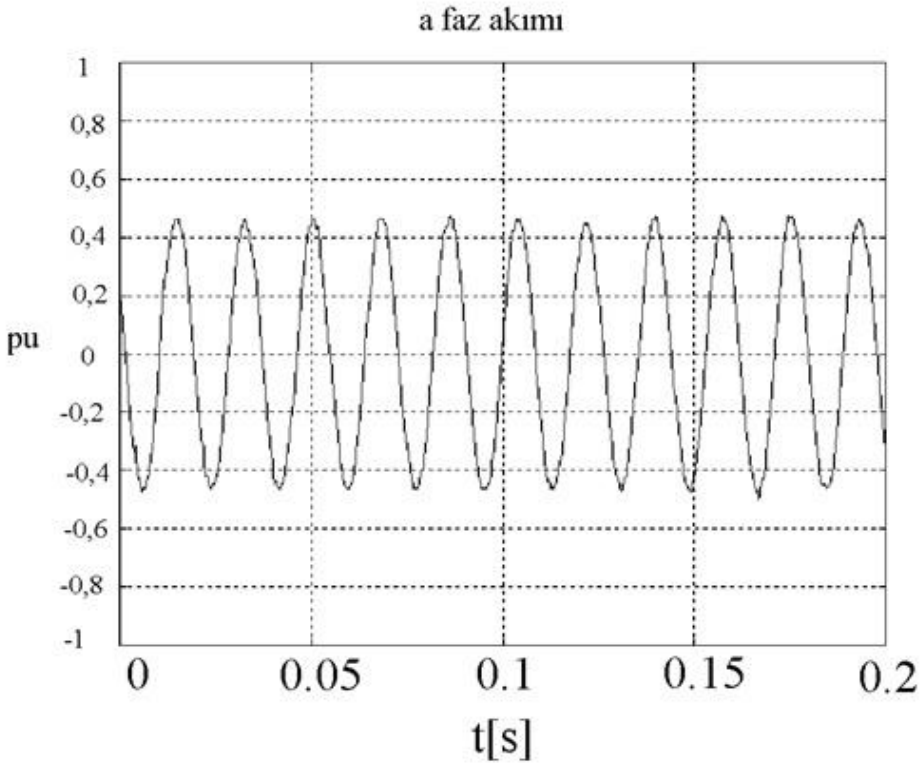


Şekil 3.30 : Motor fazarası gerilimi ve gerilim fazörünün hesaplanan açısı.

Sonuç olarak, Uzay Vektör Modülasyonu yöntemi ilesayısal motor hız ayarı veya moment kontrol uygulamalarına kolaylıkla uyarlanabilmektedir. UVM yöntemi ile bilinen analog sinüsoidal DGM yöntemine göre motor fazlarında daha yüksek gerilim seviyelerine çıkılabilmektedir. Bu şekilde motor fazlarında evirici kapasitesinin 0,907 katı çıkış gerilimi elde edilmektedir.Motor faz gerilim dalga şekilleri incelendiğinde yöntemden dolayı üç ve üçün katları harmonikler üretilmekte ise de, motor yıldız noktası bağlı olmadığından bu harmonik gerilimleri akım üretmemektedir. UVM yöntemi ile IGBT anahtarlama frekansları 20 kHz ve üzerine çıkılmaktadır. Yüksek anahtarlama frekansları sinüsoiadal akım elde edilmesini sağlayan en büyük etkendir. Bu durum anahtarlama kayıplarının yüksek olmasına sebebiyet verecek gibi görünsede, düşük iletim kayıpları anahtarlama kayıplarını kompanze etmektedir.Yöntemin dezavantajı ise yoğun matematiksel hesaplamalar ve Sayısal işaret işlemci (Sİİ) gerektirmesidir.

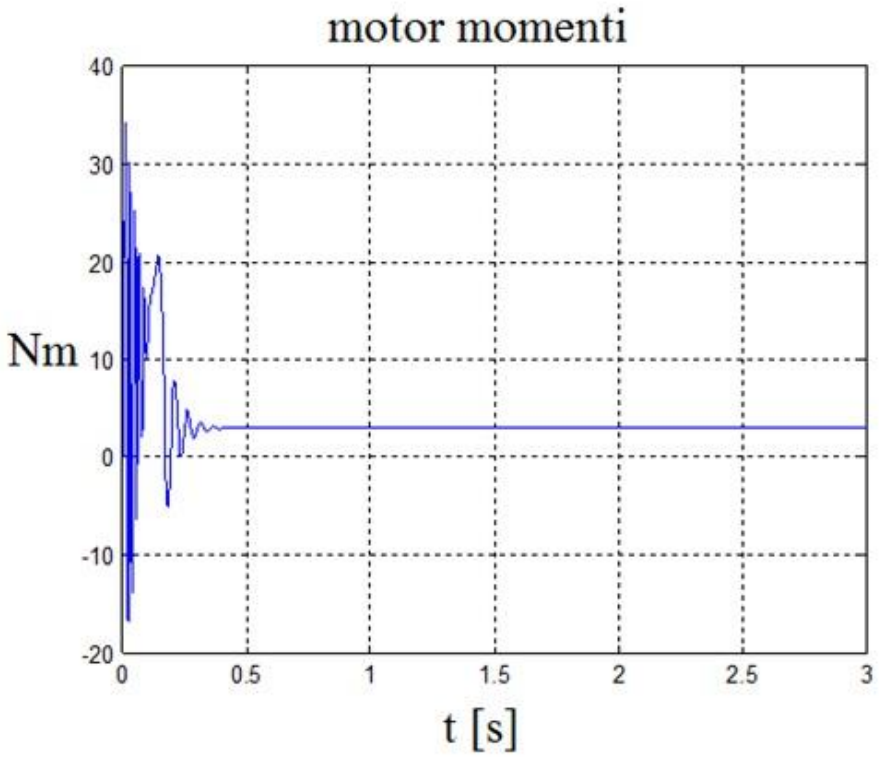
Tezin bu kısmında yapılan deneysel çalışmalarda kurulan UVM algoritmasının çalıştığı görülmüştür. Elde edilen UVM işaretleri ile eviricideki IGBT anahtarların sürülmesiyle asenkron motorun V/f kontrol yöntemiyle döndürülmüştür. UVM algoritmasında seçilen anahtarlama yöntemi simetrik UVM yöntemidir. Bu yöntemde bir 50 µs (20 kHz) DGM peryodunda IGBT anahtarlar 8 kez durum değiştirmektedir. Seçilen bu anahtarlama yöntemine göre bir DGM peryodunda IGBT'leri daha az

sayıda tetikleyecek şekilde tasarım yapmak mümkündür. Bu durum IGBT'lerin iletim ve anahtarlama kayıplarını azaltacaktır. Ancak, IGBT'lerin daha az tetiklenmesi elde edilen akım dalga şeklinde bozulmalara yol açacaktır. Uygulanan UVM yönteminde elde edilen gerilim dalga şekilleri incelenmiştir. Özellikle faz arası gerilim dalga şekli sinozoidale çok yakındır. Bu seçilen anahtarlama şekli ve UVM yönteminin bir sonucudur. Şekil 3.31'de UVM yöntemiyle anahtarlanan gerilim ara devreli evirici üzerinden beslenen asenkron motorun a faz akımı dalga şekli gösterilmiştir. Akım dalga şekli yüksek anahtarlama hızı nedeniyle sinozoidale yakındır. Ancak, dalga şekli üzerinde IGBT anahtarların tetiklemelerinden meydana gelen salınımlar görülmektedir.



Şekil 3.31 : Motor a fazı akımı.

Şekil 3.31'de görülen dalga şekli diğer fazlardada aynen elde edilmiştir. Bu akım dalga şekli ile elde edilen motor moment dalga şekli şekil 3.32'de gösterilmiştir. Motor akım ve gerilimleri doğrudan osiloskop üzerinden görülebilmekte, buradan kaydedilerek Matlab içimde eğriler çıkartılmaktadır. Ancak, momenti doğrudan ölçecek bir düzenek olmadığından ölçümü yapılan akım ve gerilimler kullanılarak Matlab ortamında momentin gerçek değeri hesaplanmıştır. Elde edilen moment dalga şekli şekil 3.32'de gösterilmiştir.



Şekil 3.32 : Motor momenti dalga şekli.

Şekil 3.32 incelendiğinde ayar yapılan hız değerine göre motorun kalkıştan itibaren salınım yaptığı görülmektedir. Ancak, yüksek anahtarlama frekansı nedeniyle geçici halden sonra düzgün, salınımsız bir moment dalga şekli elde edilmektedir. Tezin birinci bölümünde tezin amacı anlatılırken şekil 1.10'da kontrolsüz kalkış yapan bir motorun moment dalga şekli verilmiştir. Her iki moment dalga şekilleri mukayese edildiğinde Sİİ ve V/f yöntemiyle control edilen asenkron motorun dinamik performasının iyileştiği ancak öngörülen doğru akım motoru seviyesinde olmadığı, sürekli halde ise düzgün moment elde edildiği, motorun kısa sürede yükün belirlediği yük momenti değerine geldiği görülmüştür. V/f yönteminin özelliği gereği motor momentinin kontrolü amaçlanmamaktadır. Bu yöntemde vektör kontrol yöntemine göre çok daha az hesaplama yapılmaktadır. Bundan dolayı şekil 3.32 de görüldüğü gibi yolalma anında motor momentinde çok büyük salınımlar meydana gelmektedir. V/f kontrol şeması içinde kullanılan kontroörler ile moment dolayılı olarak kontrol edilmektedir. Bu yönten asenkron motorların hız ayarı için uygundur.

4. ASENKRON MAKİNENİN ROTOR ALAN YÖNLENDİRMELİ VEKTÖR KONTROLÜ

Asenkron makinalar, yapısının basitliği, güvenilirliği, düşük maliyeti, boyutlarının küçüklüğü ve sabit hızda verimli olması gibi avantajları dolayısıyla kullanışlı makinalardır. Aslında bunun nedeni de güçlü bir dinamik interaksiyona sahip non-lineer dinamik yapısıdır. Ayrıca son yıllarda bu makinalar hız değişimlerine çabuk yanıt vermesine olanak sağlayan sürücü düzenlerinin geliştirilmesiyle daha çok tercih edilir olmuştur. Bu kontrol düzenleri az önce değinilen güçlü doğrusal olmayan yapı nedeniyle oldukça kompleksdir; ancak ne var ki değişken hızlarda kullanılan güç çeviricileri, doğru akım makinaların beslenmesi için kullanılan çeviricilere oranla maliyeti daha yüksektir [Vas, 1998].

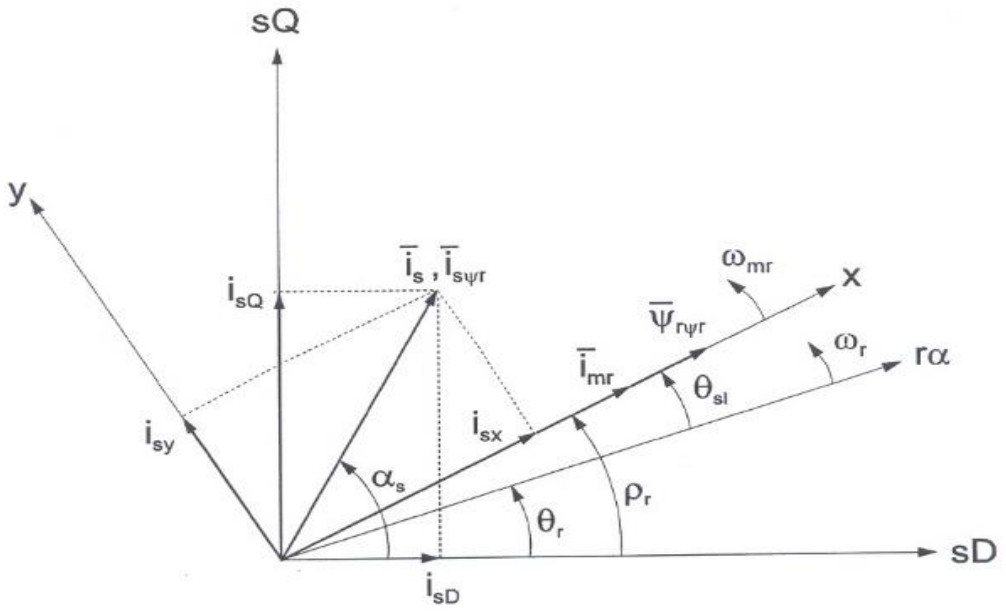
Bir asenkron makinanın dinamik modeli en genel şekilde, stator gerilimi ve frekans girişler, moment, rotor hızı, mıknatıslanma akımı veya halkalanma akılarının istenen kombinasyonu çıkışlar olmak üzere altıncı dereceden durum denklemleri ile ifade edilir. Çözümü kolaylaştırmak amacıyla yapılan eksen dönüşümleri sonrasında, stator akımlarını akı ve moment indükleyen bileşenlerine ayırmak için açı ve genlik kontrolü yapılır. Başka bir deyişle akım vektörü denetlenir. Bilindiği üzere doğru akım makinalarında alan akısı ve endüi magnetomotor kuvvetleri kollektör ve fırçalarla yönlendirilirken; asenkron makinalarda alan akısı ve endüvi mmk sının uzay açıları makine dışında kontrol edilmelidir. Bu amaçla uygulanan vektör denetimi ile ani hız değişimlerine daha duyarlı ve daha güvenilir bir kontrol yapılmış olur [Leonhard, 1996].

Asenkron makinalarda üç temel vektör denetimi methodu vardır: Rotor akısı yönlendirilmiş, stator akısı ve mıknatıslanma akısı yönlendirilmiş. Bu çalışmada rotor akısı yönlendirilmiş vektör kontrolü prosesine ilişkin simülasyon çalışması sunulmuştur.

4.1 Gerilim Aradevreli Eviriciden Beslenen Asenkron Makinede Rotor Akısı Yönlendirilmiş Vektör Denetimi

4.1.1 Rotor akısı yönlendirilmiş eksen takımında rotorakısı eşitlikleri

Şekil 4.1'de Rotor akısı yönlendirmeli vektör kontrolün matematiksel modelinin elde edileceği (x, y) referans eksen takımı gösterilmiştir.



Şekil 4.1 : Rotor akısı hızında dönen rotor akısı yönlendirmeli (x, y) eksen takımı.

Bu bölümde stator gerilimleri, rotor halkalanma akısı uzay fazörünün doğru eksen bileşeninin olduğu eksen takımında formüle edilmiştir (Mohan, 2000; Vas, 1998). Rotor halkalanma akısı aşağıdaki gibi yazılacak olursa,

$$\bar{\psi}_{r\psi r} = L_r \bar{i}_{r\psi r} + L_m \bar{i}_{s\psi r} \qquad \textbf{(4.1)}$$

rotor mıknatıslanma akımı ve halkalanma akısı arasındaki elektriksel lineerlikten yola çıkarak,

$$\bar{i}_{mr} = \frac{\bar{\psi}_{r\psi r}}{L_m} = \frac{L_r}{L_m} \bar{i}_{r\psi r} + \bar{i}_{s\psi r} = \bar{i}_{s\psi r} + (1+\sigma_r).\bar{i}_{r\psi r} \qquad \textbf{(4.2)}$$

şeklinde ifade edilebilir. Mıknatıslanma indüktansı ve kaçak indüktansların sabit olduğu lineer magnetik koşullar gözönüne alınacak olursa w_{mr} hızıyla dönen eksen takımındaki stator gerilimi bağıntısı (4.4)'teki gibi olur.

$$\omega_{mr} = \frac{d\rho_r}{dt} \tag{4.3}$$

$$\bar{u}_{s\psi r} = R_s \bar{i}_{s\psi r} + L_s \frac{d\bar{i}_{s\psi r}}{dt} + L_m \frac{d\bar{i}_{r\psi r}}{dt} + j\omega_{mr} L_s \bar{i}_{s\psi r} + j\omega_{mr} L_m \bar{i}_{r\psi r} \tag{4.4}$$

Rotor akımı uzay fazörü (4.2)'de yeniden düzenlenirse,

$$i_{r\psi r} = \frac{|i_{mr}| - i_{s\psi r}}{1 + \sigma_r} \tag{4.5}$$

bulunur. Bu eşitlik stator gerilimi denkleminde yerine konur ve eşitliğin iki tarafı stator direncine bölünürse,

$$T_s' \frac{d\bar{i}_{s\psi r}}{dt} + \bar{i}_{s\psi r} = \frac{\bar{u}_{s\psi r}}{R_s} - j.\omega_{mr} T_s' \bar{i}_{s\psi r} - (T_s - T_s')\left(j\omega_{mr} |\bar{i}_{mr}| + \frac{d\bar{i}_{mr}}{dt} \right) \tag{4.6}$$

$\sigma=1-L_m^2/(L_s.L_r)$ toplam kaçak faktörü, $L_s'=\sigma.L_s$ stator geçici indüktansı ve $T_s'=L_s'/R_s$ stator geçici zaman sabiti olmak üzere (4.6) eşitliği, reel(x) ve imajiner(y) bileşenlerine aşağıdaki biçimde ayrıştırılır.

$$T_s' \frac{di_{sx}}{dt} + i_{sx} = \frac{u_{sx}}{R_s} + \omega_{mr} T_s' i_{sy} - (T_s - T_s') \frac{|d\bar{i}_{mr}|}{dt} \tag{4.7}$$

$$T_s' \frac{di_{sy}}{dt} + i_{sy} = \frac{u_{sy}}{R_s} - \omega_{mr} T_s' i_{sx} - (T_s - T_s')\omega_{mr} |\bar{i}_{mr}| \tag{4.8}$$

Asenkron makine (4.7) ve (4.8) eşitliklerindeki i_{sx} ve i_{sy} akımlarına göre, zaman sabiti stator geçici zaman sabitine, kazancı ise stator direncinin tersine eşit olan birinci dereceden time-delay eleman gibi davranır. Ayrıca aynı eksen takımındaki stator gerilimi bileşenleri ile diğer eksendeki akım bileşenleri ile arasında istenmeyen kuplajlar görülmektedir. Bu nedenle u_{sx} ve u_{sy} gerilimleri ayrıştırılmış kontrol değişkenleri olarak kullanılamaz. Rotor akısı yönlendirmeli kontrolün amacı da i_{sx} ve i_{sy} akım bileşenlerinin birbirinden bağımsız olarak denetimini sağlamaktır. Ayrıştırma amacıyla kullanılan dekuplaj devreleri ilerleyen bölümde verilmiştir.

4.1.2 Dekuplaj (Ayrıştırma) Devreleri

Yukarıdaki (4.7) ve (4.8) eşitliklerinde doğru eksendeki gerilimde i_{sy}'nin indüklediği gerilim ve benzer şekilde dik eksen gerilim bileşeninde de i_{sx} akımının indüklediği terimler mevcuttur. Eğer sürüşün ideal yani ölü zamanın olmadığı ve yine evirici katından kaynaklanan gecikmelerin söz konusu olmadığı; ayrıca rotor akısı genliğinin sabit olduğu varsayılacak olursa i_{sx} ve i_{sy} akımları bağımsız olarak kontrol edilebilir. Bunu yapabilmek için i_{sx} ve i_{sy} akımlarını bağımsız olarak kontrol eden akım kontrolörlerinin çıkışı olan $\hat{u}_{sx}$ ve $\hat{u}_{sy}$ gerilimleri sırasıylau_{dx} ve u_{dy}ile toplanarak doğru ve dik eksendeki gerilim bileşenleri bulunur. İlgili kontrolör çıkışları olan $\hat{u}_{sx}$ ve $\hat{u}_{sy}$ tanımları aşağıda verilmiştir (Vas, 1998).

$$u_{dx} = -\omega_{mr} L_s' i_{sy} \tag{4.9}$$

$$u_{dy} = \omega_{mr} L_s' i_{sx} + (L_s - L_s')\omega_{mr} \left|\bar{i}_{mr}\right| \tag{4.10}$$

$$\hat{u}_{sx} = R_s i_{sx} + L_s' \frac{di_{sx}}{dt} \tag{4.11}$$

$$\hat{u}_{sy} = R_s i_{sy} + L_s' \frac{di_{sy}}{dt} \tag{4.12}$$

Böylece $\hat{u}_{sx}$ ve $\hat{u}_{sy}$ stator geçici zaman sabitiyle birlikte küçük bir gecikme ile i_{sx} ve i_{sy} akımlarını kontrol edebilmektedir.

4.1.3 Rotor Akı Modeli

Rotor akısı yönlendirmeli eksen takımındaki gerilim eşitlikleri kullanılarak rotor halkalanma akısı uzay fazörünün modülü ve açısı veya mıknatıslanma akımının genliği ile açısal hızı w_{mr} bulunabilir. Daha önce genel eksen takımında tanımlı rotor gerilimini veren (2.33) denkleminde genel eksen takımının açısal hızı w_g yerine w_{mr} konulursa, rotor akısı yönlendirilmiş eksen takımındaki rotor gerilimi aşağıdaki biçimde formüle edilebilir.

$$0 = R_r \bar{i}_{r\psi r} + \frac{d\bar{\psi}_{r\psi r}}{dt} + j(\omega_{mr} - \omega_r)\bar{\psi}_{r\psi r} \tag{4.13}$$

$\overline{\psi}_{r\psi r}$ rotor akısı yönlendirilmiş eksen takımındaki halkalanma akısıdır ve mıknatıslanma akımı uzay fazörünün genliğine eşit olduğu durumda aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$\overline{\psi}_{r\psi r} = L_m \left|\bar{i}_{mr}\right| \tag{4.14}$$

Mıknatıslanma indüktansının sabit olduğu (akıda saturasyon etkisi ihmal) varsayılarak akı ifadesi (4.13)'te yerine konursa rotor gerilimi ifadesi (4.15)'teki gibi elde edilir.

$$0 = R_r \bar{i}_{r\psi r} + L_m \frac{d\left|\bar{i}_{mr}\right|}{dt} + j\left(\omega_{mr} - \omega_r\right) L_m \left|\bar{i}_{mr}\right| \tag{4.15}$$

Rotor eksen takımındaki rotor akımına ilişkin (4.5) denklemi (4.15) deki rotor gerilimi bağıntısında yerine konup, eşitliğin her iki tarafı rotor direncine bölünürse,

$$T_r \frac{d\left|\bar{i}_{mr}\right|}{dt} + \left|\bar{i}_{mr}\right| = \bar{i}_{s\psi r} - j\left(\omega_{mr} - \omega_r\right) T_r \left|\bar{i}_{mr}\right| \tag{4.16}$$

Yukarıda elde edilen eşitlik reel ve imajiner bileşenlerine ayrılırsa, rotor akısı yönlendirilmiş eksen takımındaki akı modelini tanımlayan bağıntılar elde edilir.

$$T_r \frac{d\left|\bar{i}_{mr}\right|}{dt} + \left|\bar{i}_{mr}\right| = i_{sx} \tag{4.17}$$

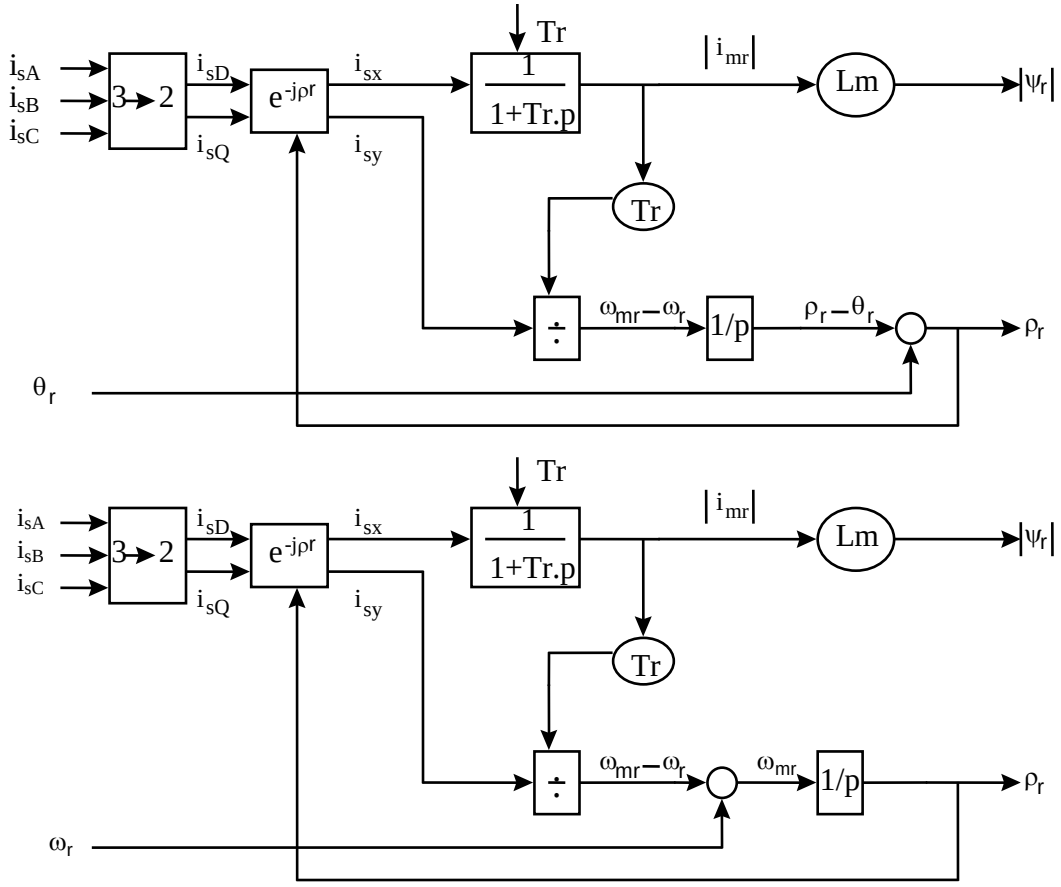
$$\frac{d\rho_r}{dt} = \omega_{mr} = \omega_r + \omega_{sl} = \omega_r + \frac{i_{sy}}{T_r \left|\bar{i}_{mr}\right|} \tag{4.18}$$

$$t_e = \frac{3}{2} \frac{L_m^2}{L_r} \left|\bar{i}_{mr}\right| . i_{sy} \tag{4.19}$$

$$\omega_{mr} = \omega_r + \frac{2}{3} \frac{t_e}{L_m \left|\bar{i}_{mr}\right|^2} \tag{4.20}$$

Yukarıdaki denklemde w_{sl} kayma açısal hızı, ρ_r rotor halkalanma akısı uzay fazörünün duran eksen takımının doğru ekseni ile yaptığı açıdır. (4.17)'den de görüleceği üzere mıknatıslanma akımı, sabit olması durumunda i_{sx} akımına eşit olmaktadır ve i_{sx} bileşeni ile oynayarak mıknatıslanma akımı istenilen düzeyde tutulabilir; eğer nominal çalışma hızı altındaki koşullarda alan zayıflatma yöntemi uygulanmıyorsa elektromagnetik döndürme momentini belirleyen de dik eksendeki i_{sy} bileşenidir.

Şekil 4.2'de simülasyonda kullanılan akı modeline ilişkin blok şema verilmiştir. Sıcaklığa bağlı olarak değişen rotor direnci ve dolayısıyla yeni rotor zaman sabiti bilgisinin belirli periyodik aralıklarda modele girilmesi ve modelin çıkışlarının güncellenmesi gerekmektedir. Bu nedenle T_r nin değişimine duyarlı, daha sağlıklı bir kontrol yapmak için, T_r nin değişimine göre akı modelini on-line olarak güncellemek gerekir.



Şekil 4.2 : Rotor akısı yönlendirilmiş eksen takımında akı modeli.

4.2 Rotor Hızını Algılayıcı Kullanmadan Elde Eden Model

Asenkron makinanın deneysel sonuçları ile benzetim sonuçlarının karşılaştırılması için bir makine modeli kurmak gereklidir. Asenkron makine gerilim denklemleri stator eksen takımında ve senkron hızda dönen eksen takımında yazılmıştır. Kurulan modelde senkron hızda dönen eksen takımının hızı rotor akısının hızında seçilmiştir. Asenkron makinenin matematiksel modeli stator akımları ve rotor akıları durum değişkenleri olacak şekilde oluşturulmuştur.

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (R_s + \sigma L_s)p & -\omega_e \sigma L_s & \frac{L_m}{L_r}p & -\omega_e \frac{L_m}{L_r} \\ \omega_e \sigma L_s & (R_s + \sigma L_s)p & \omega_e \frac{L_m}{L_r} & \frac{L_m}{L_r}p \\ -L_m \frac{R_r}{L_r} & 0 & \frac{R_r}{L_r} + p & -\omega_{sl} \\ 0 & -L_m \frac{R_r}{L_r} & \omega_{sl} & \frac{R_r}{L_r} + p \end{bmatrix} . \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix} \quad \textbf{(4.21)}$$

$$t_e = \frac{2}{3}.\left[\frac{P}{2}\right].\frac{L_m}{L_r}.\left(i_{sd}\psi_{rd} - i_{sq}\psi_{rq}\right) \quad \textbf{(4.22)}$$

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad \textbf{(4.23)}$$

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad \textbf{(4.24)}$$

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{sd} + \omega_e I_{sq} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r}\psi_{rd} + \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r}\psi_{rq} \\ -\omega_e I_{sq} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I_{sq} - \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r}\psi_{rd} + \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r}\psi_{rq} \\ \frac{L_m}{T_r}I_{sd} - \frac{1}{T_r}\psi_{rd} + (\omega_e - \omega_r)\psi_{rq} \\ \frac{L_m}{T_r}I_{sq} - (\omega_e - \omega_r)\psi_{rq} - \frac{1}{T_r}\psi_{rq} \\ \frac{1}{J}.\left[\frac{P}{2}\right].\frac{L_m}{L_r}.\left(i_{sd}\psi_{rd} - i_{sq}\psi_{rq}\right) - \frac{F}{J}\omega_r - \left[\frac{P}{2}\right].\frac{1}{J}.t_l \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s}V_{sd} \\ \frac{1}{\sigma L_s}V_{sq} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \textbf{(4.25)}$$

$$t_e = \frac{2}{3}.\left[\frac{P}{2}\right].\frac{L_m}{L_r}.i_{sq}\psi_{rd} \quad \textbf{(4.25)}$$

$$\psi_{rq} = 0 \quad \textbf{(4.26)}$$

$$\psi_{rd} = |\psi_r| = |i_{mr}|.L_m \quad \textbf{(4.27)}$$

$$t_e = \frac{2}{3}.\left[\frac{P}{2}\right].\frac{L_m^{\ 2}}{L_r}.i_{sq}.|i_{mr}| \quad \textbf{(4.28)}$$

$$t_e = k.i_{sq}.\psi_{rd} \quad \textbf{(4.29)}$$

$$0 = R_r \bar{i}_r^{'} + \frac{d\bar{\psi}_r^{'}}{dt} + j(\omega_{mr} - \omega_r)\bar{\psi}_r^{'} \quad \textbf{(4.30)}$$

$$T_r \frac{d|i_{mr}|}{dt} + |i_{mr}| = \bar{i}_s^{'} - j(\omega_{mr} - \omega_r)T_r|i_{mr}| \quad \textbf{(4.31)}$$

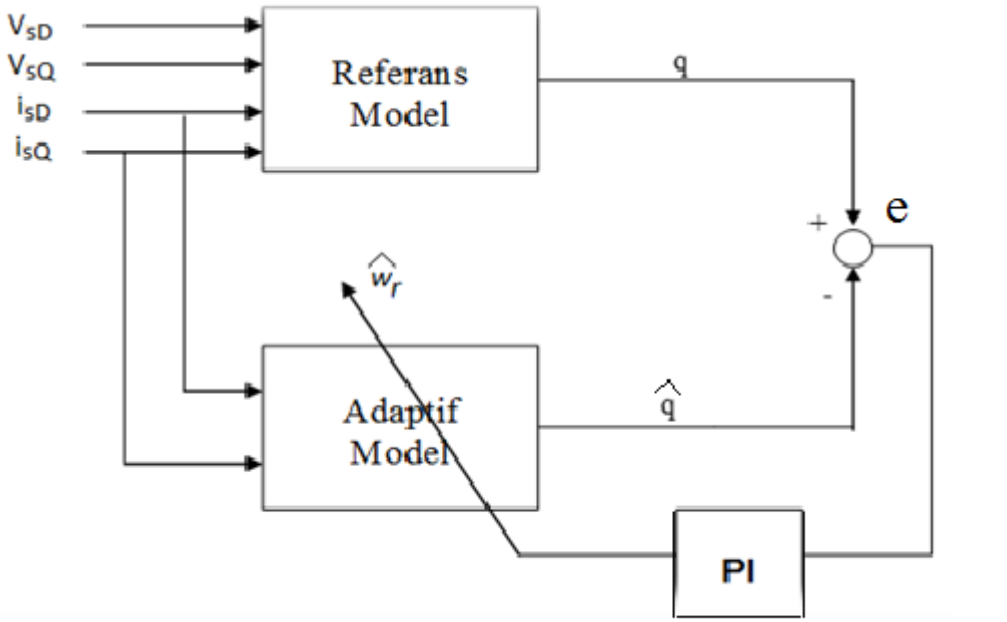
Elde edilen Rotor Akısı Modelinin matematiksel denklemleri (4.32) ve (4.33) de verilmiştir.

$$T_r \frac{d|i_{mr}|}{dt} + |i_{mr}| = i_{sd} \quad \textbf{(4.32)}$$

$$\omega_{mr} = \omega_r + \frac{i_{sq}}{T_r|i_{mr}|} \quad \textbf{(4.33)}$$

4.2.1 Algılayıcısız Kontrol İçin Rotor Hızı Gözlemleyicisi

Bu kısımda açıklanacak modül, üç fazlı asenkron motor için reaktif güç model referans adaptif sisteme (reference adaptive system-MRAS) dayanan bir hız tahmin edicisidir. Bu teknik referans ve adaptif modeller olmak üzere iki alt sistem içermektedir. Bu modeller ile asenkron motorun reaktif gücü hesaplanır. Şekil 4.3'de MRAS matematiksel modelin giriş ve çıkış değişkenleri gösterilmiştir. Hem integratörler hem de stator dirençleri referans modelden bağımsız olduğu için, reaktif güç MRAS de başlangıç koşullarından bağımsızdır ve stator direncindeki değişimlere karşı duyarlı değildir. Asenkron makinanın rotor hızını hesap eden gözlemleyici iki modeledayanmaktadır.



Şekil 4.3 : Reaktif güç MRAS hız tahmini için basitleştirilmiş blok diyagram.

Şekilden görüldüğü gibi asenkron motorun hızını hesap eden gözlemleyici iki ayrı modele dayanır. Referans modelde staror eksen takımında akım ve gerilimler geri besleme alınır. Rererans model stator gerilim uzay fazör denkleminden elde edilir. Referans modelde hız bilgisi yoktur. Bu modelde asenkron makinanın reaktif gücü hesaplanır. Adaptif model stator eksen takımında yazılan rotor gerilim denklemine dayanır. Bu modelde hız bilgisi vardır. Adaptif model o andaki hız bilgisi ile reaktif güç tahmin edilir. Böylece iki model arasındaki reaktif güçler farkı bir PI kontrolörden geçirilerek adaptif modeldeki hız ayarlanır.

1)Referans model:

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad \textbf{(4.34)}$$

$$\bar{\psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_r \bar{i}_r' \quad \textbf{(4.35)}$$

$$V_{sD} = R_s i_{sD} + \sigma L_s \frac{di_{sD}}{dt} + \frac{L_m}{L_r}\frac{d\psi_{rd}}{dt} \quad \textbf{(4.36)}$$

$$V_{sQ} = R_s i_{sQ} + \sigma L_s \frac{di_{sQ}}{dt} + \frac{L_m}{L_r}\frac{d\psi_{rq}}{dt} \quad \textbf{(4.37)}$$

$$q = \bar{i}_s \otimes \bar{e} = \bar{i}_s \otimes \left(\bar{v}_s - R_s \bar{i}_s - \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} \right) \quad \textbf{(4.38)}$$

$$q = i_{sD} v_{sQ} - i_{sQ} v_{sD} - \sigma L_s \left(i_{sD} \frac{di_{sQ}}{dt} - i_{sQ} \frac{di_{sD}}{dt} \right) \quad \textbf{(4.39)}$$

2)Adaptif model: Stator eksen takımında rotor gerilim uzay fazörü ile elde edilir

$$0 = R_r \bar{i}_r^{'} + \frac{d\bar{\psi}_r^{'}}{dt} - j\omega_r \bar{\psi}_r^{'} \quad \textbf{(4.40)}$$

$$\bar{\psi}_r^{'} = L_r \bar{i}_r^{'} + L_m \bar{i}_s \quad \textbf{(4.41)}$$

$\bar{\mathbf{i}}_{\mathbf{r}}^{'}$ akımını ve rotor akısını rotor mıknatıslama akımı cinsinden yerine yazalım. Elde edilen denklemde $\bar{\mathbf{i}}_{\mathbf{mr}}$ akımı bileşenleri durum değişkeni olarak yazılır ve rotor hızı olması istenilen referans hıza göre sürekli bir PI dan geçirilip ayarlanırsa hesaplanan $\hat{\boldsymbol{\omega}}_{\mathbf{r}}$ elde edilmektedir. Sonuç denklemler aşağıda verilmiştir.

$$\frac{di_{mrd}}{dt} = \frac{i_{sD}}{T_r} - \frac{i_{mrd}}{T_r} - \hat{\omega}_r i_{mrq} \quad \textbf{(4.42)}$$

$$\frac{di_{mrq}}{dt} = \frac{i_{sQ}}{T_r} - \frac{i_{mrq}}{T_r} - \hat{\omega}_r i_{mrd} \quad \textbf{(4.43)}$$

Adaptif modelden hesaplanan reaktif güç aşağıda verilmiştir.

$$\hat{\mathrm{q}} = \bar{\mathrm{i}}_{\mathrm{s}} \otimes \hat{\mathrm{e}} \quad \textbf{(4.44)}$$

Hata

$$\varepsilon = \mathrm{q} - \hat{\mathrm{q}} \quad \textbf{(4.45)}$$

olacak şekilde elde edilir. PI her hesaplama peryodu sonunda bu hatayı sıfır yapacak şekilde hızı ayarlamaktadır. Hızın ayarlanması aynı zamanda rotor akısının ayarlanması anlamına gelmektedir. O halde, adaptif matematiksel model aynı anda hız ve rotor akısı üzerinde kontrol sağlayarak, rotor akısının sürekli x ekseni üzerinde kalmasını sağlarken, rotor akısının y ekseni bileşeninin de 0 olmasını sağlamaktadır. Kısaca;

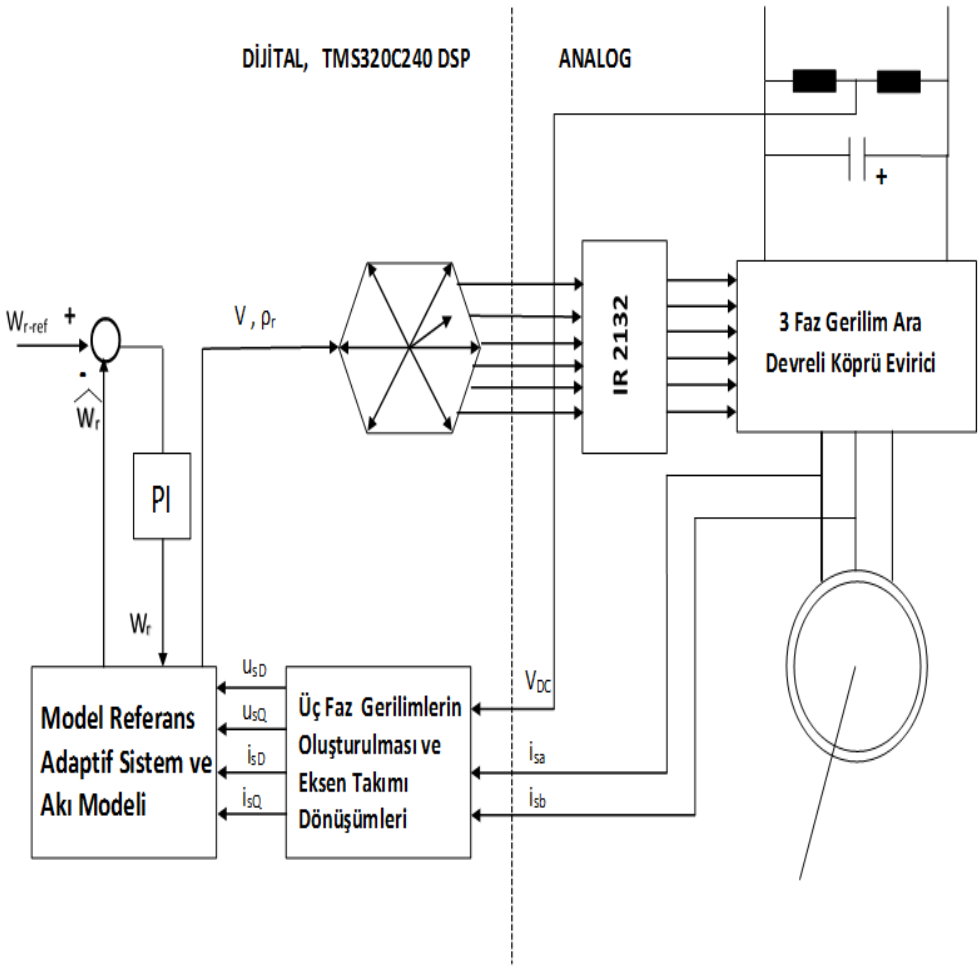
- ✓ Rotor hızı gözlemleyicisinin giriş büyüklükleri stator akım ve gerilimleridir.
- ✓ Ölçemediğimiz rotor akımları bilinen giriş büyüklükleri cinsinden yazılır.

- ✓ Referans modelde hız bilgisine ihtiyaç yoktur.
- ✓ Referans model ve adaptif modelde asenkron motorun reaktif güçleri hesaplanarak karşılaştırılır.
- ✓ Adaptif modelde kurulan matematik modelde w_r rotor hızı bulunmaktadır. Model girişine geri beslemeden alınan stator akımları öncelikle rotor hızı daha sonrada reaktif güç hesaplanmasında kullanılır.
- ✓ Adaptif model içinde w_r dan dolayı hata mutlaka oluşmaktadır. Bu hata PI kontrolör ile azaltılmaktadır.
- ✓ Stator büyüklükleri doğru ölçüldüğünden referans modelin hesapladığı reaktif güç çok büyük bir doğrulukla hesaplanmaktadır. Değeri bilinen bu reaktif güç adaptif modeldeki hatanın azaltılmasında kullanılmaktadır. Referans modelde hatayı oluşturan başka bir büyüklük T_r rotor zaman sabitidir. Ancak, adaptif modelin doğruluğu sayesinde rotor zaman sabitide doğru hesaplanarak sebebiyet verdiği hata düzeltilmektedir.
- ✓ Referans ve adaptif modellerden elde edilen reaktif güçler karşılaştırılarak elde edilen hata,dijital PI kontrolörden geçirilerek azaltılmaktadır.

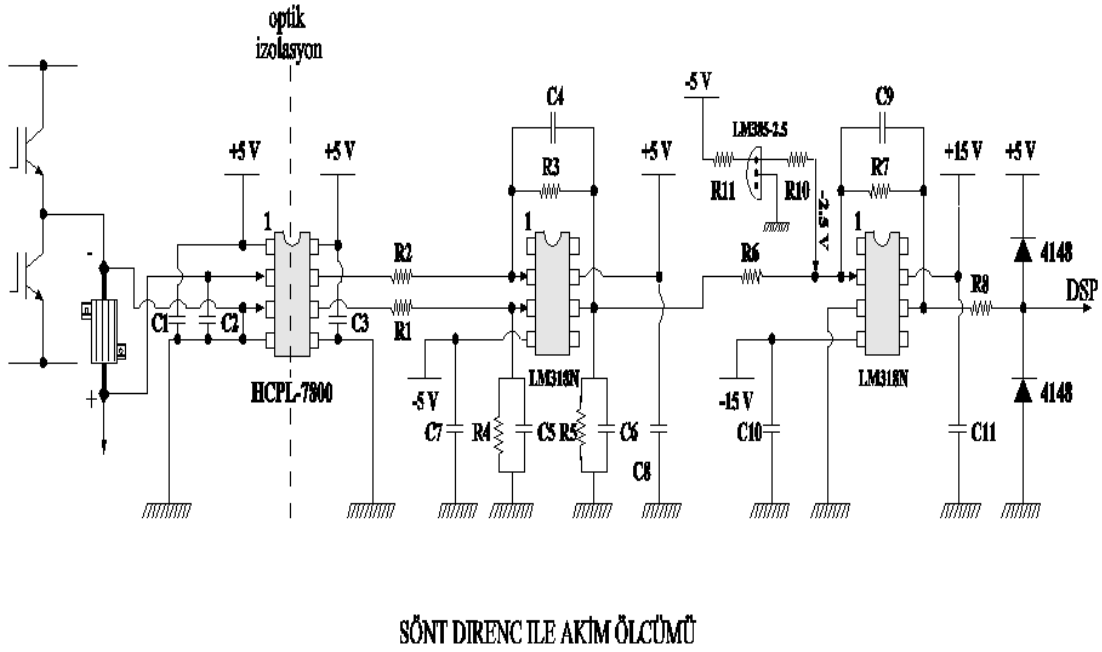
Sistem bilgisi:Şekil 4.3'de gösterilen Reaktif güç MRAS hız tahmin edicisi için gerekli olan girişlerölçülenilen (sD, sQ) sabit stator referans eksen takımında stator gerilimleri ile stator akım bileşenleridir. Referans ve adaptif modellerde asenkron motorun reaktif güç hesabı için iki set denklem oluşturulur. Referans model rotor hızı içermezken, adaptif modelde referans modelden hesaplanan reaktif güce göre tahminlenen rotor hızı gereklidir. Sistemin stabilitesi Popov'un hiperstabilite teoremi ile kanıtlanmıştır. Her iki modelde de reaktif güç denklemleri sürekli ve ayrık zamanlar için elde edilebilir. Bunlar aşağıda verilmiştir. Burada kompleks sayı, durgun referans çerçevedeki stator gerilimi ve akımları için tanımlanmaktadır:

Şekil 4.4'de tez çalışmasında kurulan hız algılayıcısız rotor alan yönledirmeli vektör control blok şeması gösterilmiştir. Gerilim ara devreli köprü evirinin tetikleme işaretleri uzay vektör modülasyonu ile elde edildikten sonra IR 2132 sürücüsü ile gerekli olan +15 V tetikleme işaretleri IGBT'lere uygulanmıştır. Kontrol şemasının kurulan en dış kapalı çevrim control karşılaştırılmasında hız referansı ile MRAS modelinde hesaplanan hız karşılaştırılmaktadır. Böylece, MRAS içinde ayar yapılan hızda olması muhtemel hatalı hız tekrar bir PI kontrolörden geçirilerek hata en aza

indirgenmiştir. Akım geri beslemeleri için şönt dirençler kullanılmıştır. Sİİ'nin ADC'sine giriş yapılan akım geri beslemeleri için kurulan devre şekil 4.5'de verilmiştir.Tez çalışmasında önceki bölümlerde anlatılan tüm matematiksel modeler MRAS, Akı modeli ve Eksen dönüşümleri isimlerinin bulunduğu bloklarda bulunmaktadır. Asenkron motorun moment ayarı yapılması isteniyorsa en dışta hız çevrimi bırakılarak MRAS içinde bir moment kapalı çevrim bloğu oluşturulmuştur. Bununla ilgili elde edilen eğriler sonuçlar kısmında verilmiştir. Şekil 4.4'de gösterilen kontrol şemasında doğruluğu etkileyen nedenlerden biri akım ölçümünün doğruluğudur. Akım dalga şekilleri üzerine binen parazitlerin mutlak suretle yok edilmesi gerekmektedir. Bunun için blendajlı kablolar kullanılarak blendajlar ayrı bir yerden topraklanmıştır. Buna ek olarak, akımların sürekli ortalama değerleri alınarak istenmeyen pik değerlerin etkisi azaltılmıştır.



Şekil 4.4 : Tez çalışmasında uygulanan hız algılayıcısız rotor alan yönlendirmeli vektör kontrol blok diyagramı.



Şekil 4.5 : Tez çalışmasında şönt dirençle akım geri beslemesi yapılan elektronik devrenin şematik gösterimi.

Blok diyagramdan görüldüğü gibi hız geri beslemesi için şönt dirençler kullanılmıştır. Şönt dirençlerin algıladığı akımlar sinus formunda olduğundan bu akımlar +2,5V DCyükseltilerek doğru gerilim değerine getirilmiştir. Bu değerler Sİİ'nin 10 bit ADC'sine giriş yapılmıştır. Akım ölçümüde olası olabilecek kısa devrelerden Sİİ'yi korumak için HCPL-7800 ile izolasyon sağlanmıştır. Ölçülen akım bilgileri aşağıda verilen denklemlerde yerine konulmuştur. Stator gerilim bileşenleri için ise stator gerilimlerini ölçmek yerine DC bara gerilimini ölçerek ve geri besleme alınarak üçüncü bölümde verilen uzay vektör modülasyonu gerilim denklemlerinde V_{DC} yerlerine yazılarak faz nötr gerilimleri hesaplanmıştır. Hesaplanan stator gerilim ve akım bileşenleri (4.46) da verilmiştir.

$$\overline{v_s} = v_{sD} + jv_{sQ} \text{ve} \overline{i_s} = i_{sD} + ji_{sQ} \quad \textbf{(4.46)}$$

Sürekli zaman gösterimi ve Referans Model:

Asenkron motorun ters emk'sı durgun referans çerçevede aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$e_{sD} = \frac{L_m}{L_r}\frac{d\psi_{rd}}{dt} = v_{sD} - R_s i_{sD} - \sigma L_s \frac{di_{sD}}{dt} \quad \textbf{(4.47)}$$

$$e_{sQ} = \frac{L_m}{L_r}\frac{d\psi_{rq}}{dt} = v_{sQ} - R_s i_{sQ} - \sigma L_s \frac{di_{sQ}}{dt} \quad \textbf{(4.48)}$$

$$\bar{e} = e_{sD} + j e_{sQ} \quad \textbf{(4.49)}$$

Asenkron motorun reaktif gücü stator akımı ile ters elektromotor gerilim vektörün çarpımından aşağıdaki gibi bulunur:

$$q = \bar{\imath_s} \times \bar{e} = \bar{\imath_s} \times \left(\bar{v_s} - R_s\bar{\imath_s} - \sigma L_s \frac{d\bar{\imath_s}}{dt}\right) = \bar{\imath_s} \times \bar{v_s} - \bar{\imath_s} \times \sigma L_s \frac{d\bar{\imath_s}}{dt} \quad \textbf{(4.50)}$$

Denklem 4.4'te $\bar{\imath_s} \times \bar{\imath_s} = i_{sD} i_{sQ} - i_{sQ} i_{sD} = 0$ ve $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ (sızıntı katsayısı)'dır. Sonuç olarak, denklem 4.50'deki reaktif güç aşağıda verilen şekilde elde edilir:

$$q = i_{sD} v_{sQ} - i_{sQ} v_{sD} - \sigma L_s \left(i_{sD} \frac{di_{sQ}}{dt} - i_{sQ} \frac{di_{sD}}{dt}\right) \quad \textbf{(4.51)}$$

Adaptif model:

Adaptif modelde hesaplanan ters elektromotor gerilim aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\hat{e}_{sD} = \frac{L_m^2}{L_r}\frac{di_{mrd}}{dt} = \frac{L_m^2}{L_r \tau_r}\left(-T_r \hat{\omega}_r i_{mrq} - i_{mrd} + i_{sD}\right) \quad \textbf{(4.52)}$$

$$\hat{e}_{sQ} = \frac{L_m^2}{L_r}\frac{di_{mrq}}{dt} = \frac{L_m^2}{L_r \tau_r}\left(-T_r \hat{\omega}_r i_{mrd} - i_{mrq} + i_{sQ}\right) \quad \textbf{(4.53)}$$

$$\hat{\bar{e}} = \hat{e}_{sD} + j\hat{e}_{sQ} \quad \textbf{(4.54)}$$

Burada$T_r = \frac{L_r}{R_r}$ rotor zaman sabitidir; i_{mrd} ve i_{mrq} aşağıdakieşitliklerden hesaplanır:

$$\frac{di_{mrd}}{dt} = -\hat{\omega}_r i_{mrq} - \frac{1}{T_r} i_{mrd} + \frac{1}{T_r} i_{sD} \quad \textbf{(4.55)}$$

$$\frac{di_{mrq}}{dt} = \hat{\omega}_r i_{mrd} - \frac{1}{T_r} i_{mrq} + \frac{1}{T_r} i_{sQ} \quad \textbf{(4.56)}$$

Ters emk, $\hat{\bar{e}}$, denklem 4.52 ile denklem 4.56 arasındaki ifadelerden hesaplandıktan sonra, reaktif güç aşağıdaki eşitlikler kullanılarak hesaplanabilir:

$$\hat{q} = \bar{\imath_s} \times \hat{\bar{e}} = i_{sD}\hat{e}_{sQ} - i_{sQ}\hat{e}_{sD} \quad \textbf{(4.57)}$$

Daha sonra PI kontrolörhesaplanan rotor hızını, $\hat{\omega}_r$, adaptif modelle oluşturulan reaktif güç, $\hat{q}$, referans modelle, q, eşleşinceye kadar ayarlama yapar. Hız ayar sinyali, $\varepsilon_{\Delta e}$, reaktif gücün hatasıdır. Bu hata aşağıda verilen eşitlikle ifade edilir:

$$\varepsilon_{\Delta e} = \bar{\imath}_s \times (\bar{e} - \hat{\bar{e}}) = q - \hat{q} \quad \textbf{(4.58)}$$

Ayrık zaman gösterimi:

Yukarıda verilen denklemlerin Sİİ içinde işlenebilmesi için ayrık zamanlı yazılmaları gerekmektedir. Bu bölümde denklemlerin ayrık zamanda ifade edilmeleri verilmiştir. Bunun için diferansiyel denklemler farklı denklemlere dönüştürülmelidir. Yüksek örnekleme frekansı ile sistemin bant genişliği karşılatırmasından, numerik integrasyondan ileri, geri veya trapezoidal kurallarla basit bir yaklaştırma adapte edilebilir. Referans ve adaptif modellerdeki aktif güç denklemleri aşağıdaki şekilde ayrıklaştırılabilir:

Referans model:

Denklem 4.51'e göre geri yaklaşım metodu kullanılarak;

$$q(k) = i_{sD}(k)v_{sQ}(k) - i_{sQ}(k)v_{sD}(k) - \sigma L_s\left(i_{sD}(k)\frac{i_{sQ}(k) - i_{sQ}(k-1)}{T} - i_{sQ}(k)\frac{i_{sD}(k) - i_{sD}(k-1)}{T}\right) \quad \textbf{(4.59)}$$

Denklem 4.59 aşağıdaki gibi sadeleştirilebilir:

$$q(k) = i_{sD}(k)v_{sQ}(k) - i_{sQ}(k)v_{sD}(k) - \frac{\sigma L_s}{T}\left(i_{sQ}(k)i_{sD}(k-1) - i_{sD}(k)i_{sQ}(k-1)\right) \quad \textbf{(4.60)}$$

Burada T örnekleme periyodudur.

Adaptif model:

Denklem 4.57'ye göre,

$$\hat{q}(k) = i_{sD}(k)\hat{e}_{sQ}(k) - i_{sQ}(k)\hat{e}_{sD}(k) \quad \textbf{(4.61)}$$

Burada $\hat{e}_{sD}(k)$ ve $\hat{e}_{sQ}(k)$aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\hat{e}_{sD}(k) = \frac{L_m^2}{L_r T_r}(-T_r\hat{\omega}_r(k)i_{mrq}(k) - i_{mrd}(k) + i_{sD}(k)) \quad \textbf{(4.62)}$$

$$\hat{e}_{sQ}(k) = \frac{L_m^2}{L_r T_r}(-T_r\hat{\omega}_r(k)i_{mrd}(k) - i_{mrq}(k) + i_{sQ}(k)) \quad \textbf{(4.63)}$$

$i_{mrd}(k), i_{mrq}(k)$ trapezoidal integrasyon yöntemiyle çözülürse;

$$i_{mrd}(k) = i_{mrd}(k-1)\left(-\frac{T^2}{2}\widehat{\omega}_r^2(k) + 1 - \frac{T}{T_r} + \frac{T^2}{2T_r^2}\right) - i_{mrq}(k-1)\widehat{\omega}_r(k)\left(T - \frac{T^2}{T_r}\right) + i_{sD}(k)\left(\frac{T}{T_r} - \frac{T^2}{2T_r^2}\right) - i_{sQ}(k)\widehat{\omega}_r(k)\left(\frac{T^2}{2T_r}\right) \quad \textbf{(4.64)}$$

$$i_{mrq}(k) = i_{mrq}(k-1)\left(-\frac{T^2}{2}\widehat{\omega}_r^2(k) + 1 - \frac{T}{T_r} + \frac{T^2}{2T_r^2}\right) + i_{mrd}(k-1)\widehat{\omega}_r(k)\left(T - \frac{T^2}{T_r}\right) + i_{sQ}(k)\left(\frac{T}{T_r} - \frac{T^2}{2T_r^2}\right) + i_{sQ}(k)\widehat{\omega}_r(k)\left(\frac{T^2}{2T_r}\right) \quad \textbf{(4.65)}$$

Ayrık zamanın birim değer olarak gösterimi:

Bütün denklemlerde bazı değişkenlerin gösterimi birim cinsinde ifade edilmektedir. Bu ifadeler aşağıda verilmiştir.

Referans model:

Denlem 4.60, V_bI_b ifadesine bölünürse, birim zaman için gösterim aşağıdaki gibi olur:

$$q(k) = i_{sD}(k)v_{sQ}(k) - i_{sQ}(k)v_{sD}(k) - K_1\left(i_{sQ}(k)i_{sD}(k-1) - i_{sD}(k)i_{sQ}(k-1)\right)pu \quad \textbf{(4.66)}$$

Denklem 4.66 yeniden düzenlenip yazılırsa;

$$q(k) = i_{sD}(k)(v_{sQ}(k) - K_1 i_{sQ}(k-1)) - i_{sQ}(k)(v_{sD}(k) + K_1 i_{sD}(k-1))pu \quad \textbf{(4.67)}$$

Bu denklemde $K_1 = \frac{\sigma L_s I_b}{TV_b}$, V_b temel gerilim ve I_b ise temel akımdır.

Adaptif model:

$$\hat{e}_{sD}(k) = K_2\left(-K_3\widehat{\omega}_r(k)i_{mrq}(k) - i_{mrd}(k) + i_{sD}(k)\right)pu \quad \textbf{(4.68)}$$

$$\hat{e}_{sQ}(k) = K_2\left(K_3\widehat{\omega}_r(k)i_{mrd}(k) - i_{mrq}(k) + i_{sQ}(k)\right)pu \quad \textbf{(4.69)}$$

Burada $K_2 = \frac{L_m^2 I_b}{L_r\tau_r V_b}$, $K_3 = T_r\omega_b = \frac{L_r\omega_b}{R_r}$, ve $\omega_b = 2\pi f_b$ temel elektriksel açısal hızdır. Benzer olarak, denklem 4.64 ve 4.65 temel akım I_b'ye bölünürse,

$$i_{mrd}(k) = i_{mrd}(k-1)(-K_4\hat{\omega}_r^2(k) + K_5) - i_{mrq}(k-1)\hat{\omega}_r(k)K_6 + pu\, i_{sD}(k)K_7 - i_{sQ}(k)\hat{\omega}_r(k)K_8 \quad \textbf{(4.70)}$$

$$i_{mrq}(k) = i_{mrq}(k-1)(-K_4\hat{\omega}_r^2(k) + K_5) - i_{mrd}(k-1)\hat{\omega}_r(k)K_6 + pu\, i_{sQ}(k)K_7 + i_{sD}(k)\hat{\omega}_r(k)K_8 \quad \textbf{(4.71)}$$

bulunur. Burada $K_4 = \frac{\omega_b^2 T^2}{2}$, $K_5 = 1 - \frac{T}{\tau_r} + \frac{T^2}{2T_r^2}$, $K_6 = \omega_b\left(T - \frac{T^2}{T_r}\right)$, $K_7 = \frac{T}{\tau_r} - \frac{T^2}{2T_r^2}$ ve $K_8 = \omega_b \frac{T^2}{2T_r}$ 'dir.

Denklem 4.70 ve 4.71'den birim değer başına i_{mrd} (k) ve i_{mrq} (k)hesaplandıktan sonra, birim başına ters elektromotor gerilimde denklem 4.68 ve 4.69'dan hesaplanabilir. Adaptif modelde birim değer başına hesaplanan reaktif güç denklem 4.61'den elde edilir.

Burada K_8 çok küçük olduğu için ihmal edildiği görülmektedir.Yukarıda görülen K_1, K_2, K_3, K_4, K_5, K_6 ve K_7 sabitleri önceden hegzadesimal/desimal uygun formatta hesaplanmaktadır. Bu hesapalamalar kullanılarak, PI kontrolörününde Kp ve Ki'yi de hegzadesimal/desimal katsayıları hesaplanmaktadır. Buna ilaveten, temel motor hızı hegzadesimal/desimal değerler olarak hesaplanır. Bu modül için gerekli parametreler aşağıda özetlenmiştir:

```
SPLK  #K1_,K1                  ; K1 = (Ls-Lm^2/Lr)*Ib/(T*Vb) (Q10)
SPLK  #K2_,K2                  ; K2 = Lm^2*Ib/(Lr*Tr*Vb)     (Q15)
SPLK  #K3_,K3                  ; K3 = Tr*Wb                  (Q8)
SPLK  #K4_,K4                  ; K4 = (Wb*T)^2/2             (Q15)
SPLK  #K5_,K5                  ; K5 = 1-T/Tr+T^2/(2*Tr^2)    (Q15)
SPLK  #K6_,K6                  ; K6 = Wb*(T-T^2/Tr)          (Q15)
SPLK  #K7_,K7                  ; K7 = T/Tr-T^2/(2*Tr^2)      (Q15)
SPLK  #TEMEL_HIZ_,temel_hız    ; temel motor hızı rpm        (Q3)
```

```
Typedef struct{   int   v_sD_mras;    /*k'da  sD-ekseni  faz  gerilimi
                  (Q15) */
                  int   v_sQ_mras;    /*k'da  sQ-ekseni  faz  gerilimi
                  (Q15) */
                  int   i_sD_mras;    /*k'da sD-ekseni faz akımı (Q15)
                        */
                  int   i_sQ_mras;    /*k'da sQ-ekseni faz akımı (Q15)
                        */
                  int   i_sD_old;     /*k-1'de  sD-ekseni  faz  akımı
                  (Q15) */
                  int   i_sQ_old;     /*k-1'de  sQ-ekseni  faz  akımı
                  (Q15) */
                  int   imrd_old_high;    /*k-1'de          sd-ekseni
                  mıknatıslanma akımı (Q31) */
                  int   imrd_old_low;     /*k-1'de          sd-ekseni
                  mıknatıslanma akımı (Q31)    */
```

```
int   imrq_old_high;    /*k-1'de          sq-ekseni
mıknatıslanma akımı (Q31) */
int   imrq_old_low;     /*     k-1'de     sq-ekseni
mıknatıslanma akımı (Q31) */
int   imrd_high;  /*  k'da  sd-ekseni  mıknatıslanma
akımı (Q31) */
int   imrd_low;   /*  k'da  sd-ekseni  mıknatıslanma
akımı (Q31) */
int   imrq_high;  /*k'da   sq-ekseni   mıknatıslanma
akımı (Q31) */
int   imrq_low;   /*  k'da  sq-ekseni  mıknatıslanma
akımı (Q31) */
int   esD;  /* k'da sD-eksni ters emk (Q15) */
int   esQ;  /* k'da sQ-ekseni ters emk (Q15) */
int   q;    referans modelde reaktif güç (Q15) */
int   q_hat;      adaptif modelde reaktif güç (Q15)
*/
int   error; reaktif güç hatası (Q15) */
int   K1;   referans   modelde   kullanılan   sabit
(Q10) */
int   K2;   adaptif modelde kullanılan sabit (Q15)
*/
int   K3;   adaptif modelde kullanılan sabit (Q8)
*/
int   K4;   adaptif modelde kullanılan sabit (Q15)
*/
int   K5; adaptif modelde kullanılan sabit (Q15)
*/
int   K6; adaptif modelde kullanılan sabit (Q15)
*/
int   K7; adaptif modelde kullanılan sabit (Q15)
*/
int   Kp; oransal kazanç (Q15) */
int   Ki_high;    integral kazancı (Q31) */
int   Ki_low;     integral kazancı  (Q31) */
int   base_rpm; temel motor hızı rpm (Q3) */
int   wr_hat_mras;      (birim  başına)  hesaplanan
motor hızı (Q15) */
int   wr_hat_rpm_mras;  (rpm) hesaplanan motor hızı
(Q0) */
int   (*calc) ( );      hesaplama      fonksiyonuna
işaretleme */
}     ACIMRAS;
```

Makina parametreleri:

- Kutup sayısı
- Rotor direnci (R_r)
- Stator kaçak induktansı (L_{sI})
- Rotor kaçak indüktansı (L_{rI})
- Mıknatıslanma indüktansı (L_m)

Temel değerler (pu):

- Temel akım (I_b)
- Temel gerilim (V_b)
- Temel elektriksel açısal hız (ω_b)

Örnekleme peryodu:

- Örnekleme peryodu (T)

Rotorun kendi indükstansı $L_r = L_{rI} + L_m$ ve statorun kendi indüktansı $L_s = L_{sI} + L_m$'dır.

Çizelge 4.1'de değişkenler için kullanılan notasyonlar ile ve programda kullanılan değişkenlerin notasyon karşılıkları verilmiştir. Yazılım modülüne, birim başına hem giriş ve hem de çıkış değişkenlerinin (örneğin Q15'te tanımlandığı gibi) girilmesi gereklidir.

Çizelge 4.1 : Notasyonların karşılıkları (Texas Instruments, 2000).

	Denklem değişkenleri	Program değişkenleri
Girişler	V_{sD}	vsD_mras
	V_{sQ}	vsQ_mras
	i_{sD}	isD_mras
	i_{sQ}	isQ_mras
Çıkışlar	$\widehat{\omega}_r$	wr_hat_mras
Diğer parametreler	$\hat{e}_{sD}$	e_sD
	$\hat{e}_{sQ}$	e_sQ
	i_{mrd}	imrd_high, imrd_low
	i_{mrq}	imrq_high, imrq_low
	q	Q
	$\hat{q}$	q_hat
	$\varepsilon_{\Delta e}$	Hata

Hızlı açma kapama yapan yarıiketken anahtarlar ile birlikte mikroişlemci teknolojisindeki gelişmeler darbe genişlik modülasyonlu eviricilerin sürdüğü asenkron motor uygulamalarının daha çok kullanılmasını sağlamıştır. Böylece motora uygulanan gerilimlerin büyüklüğünü ve frekansı denetim altına alma imkanı doğmuştur. Bunun sonucunda eviricideki anahtarların ateşlemeleri sadece sayısal yolla yapılan ve hızlı bir mikroişlemci gerektiren uzay vektör modülasyonu ile yapıldığında asenkron motordan daha yüksek verim ve performans elde edilmektedir. Uzay vektör modülasyonunu gerçekleştiren algoritma (Şekil 3.18)verilmiştir. Bu algoritma ANSI C komutlarıyla yazılmış ve

gerekli assembler/linker ve C compiler kullanarak makine diline çevrilerek sayısal işlemci karta yüklenecek ve çalıştırılacak hale getirilmiştir.

Çizelge 4.2.'de MRAS modülün değişkenleri ve fonksiyonları verilmiştir.

Çizelge 4.2 : MRAS modülün değişken ve fonksiyonları

	Değişken	**Tanım**	**Format**	**Aralık**
Girişler	usD_mras	Sabit sD-ekseni stator gerilimi (pu)	Q15	-1-0,999
	usQ_mras	Sabit sQ-ekseni stator gerilimi (pu)	Q15	-1-0,999
	isD_mras	Sabit sD-ekseni stator akımı (pu)	Q15	-1-0,999
	isQ_mras	Sabit sQ-ekseni stator akımı (pu)	Q15	-1-0,999
Çıkışlar	wr_hat_mras	Hesaplanan rotor hızı (pu)	Q15	-1-0,999
	wr_hat_rpm_mras	Hesaplanan rotor hızı (rpm)	Q0	-32768-32767
Init/Config[a]	K1	K1=(Ls-Lm^2/Lr)*Ib/(T*Vb)	Q10	-32-31,999
	K2	K2= Lm^2*Ib/(Lr*tr*vb)	Q15	-1-0,999
	K3	K3=Tr*Wb	Q8	-128-127,996
	K4	K4=(Wb*T)^2/2	Q15	-1-0,999
	K5	K5=1-T/Tr+T^2/(2*Tr^2)	Q15	-1-0,999
	K6	K6=Wb*(T-T^2/Tr)	Q15	-1-0,999
	K7	K7=T/Tr-T^2/(2*Tr^2)	Q15	-1-0,999
	Temel hız (devir/dk)	Temel hız =120*temel frekans/number_of_poles	Q3	-4096-4095,9

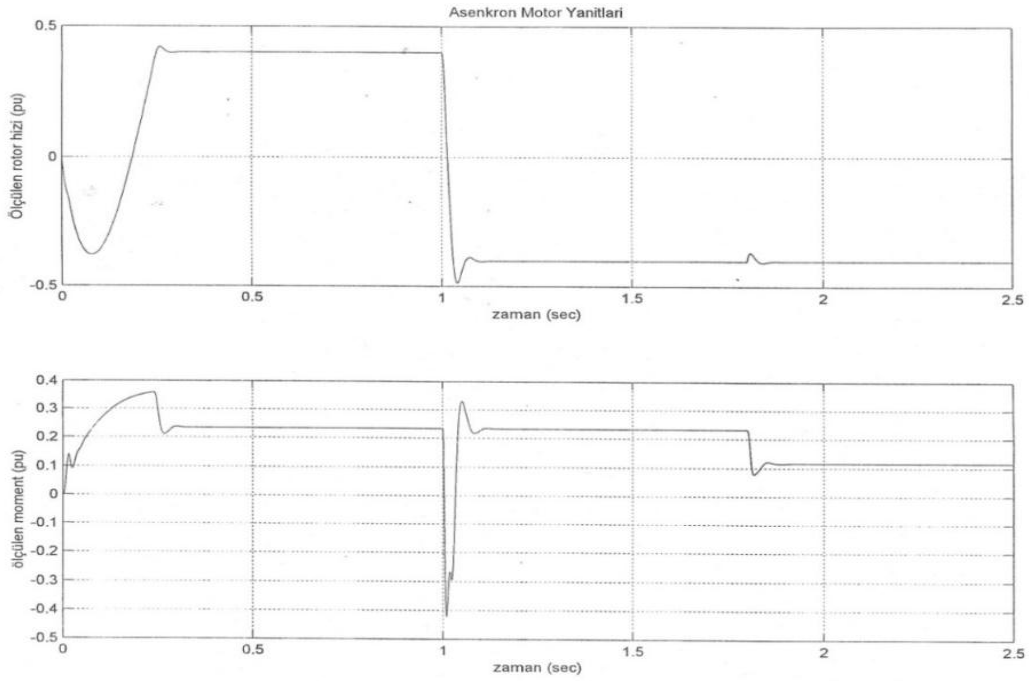
[a]: Bu sabitler makine parametreleri (Ls, Lr, Lm, Tr), temel birimler (Ib, Vb, Wb) ve örnekleme periyodu (T) kullanılarak hesaplanır.

5. SİSTEMDE YAPILAN DENEYSEL VE BENZETİMSONUÇLARI

Sonuç olarak, asenkron motorlarda kullanılan V/f gibi klasik kontrol yöntemlerinde hız ve moment motor çıkış büyüklükleri birbirini etkilemektedir. Elde edilen eğriler incelendiğinde, bu etkileşiminözellikle rotor alan yönlendirmeli vektör kontrol yöntemiyle en aza indirgendiği, diğer alan yönledirme yöntemlerinde olan kararlılık problemlerinin olmadığı görülmektedir. Bu kontrol yöntemi ile hız ve moment birbirinden bağımsız olarak iki bileşen şeklinde kontrol edilebilir. Bunun yapılabilmesi için, makine parametrelerinin doğru olarak belirlenmesi önemlidir. Makine parametleri doğru belirlenmemiş ise kontrol sisteminin performansını bozulacaktır. Kontrol yönteminin doğruluğunu artıracak en önemli etken ise makina parametlerindeki değişimlerin anında belirlenerek kontrol bloğuna yansıtılmasıdır. Şekil 4.2'de gösterilen akı modelinde rotor direncine olan bağımlılık görülmektedir. Rotor direnci sıcaklık ve deri etkisi sonucunda değiştiğinde rotor akısının konumu doğru belirlenmemektedir. Rotor akısının konumundaki bu bozulma şekil 4.3'de gösterilen adaptif kontrol bloğundaki akı tahmin edici hesaplamalar ile giderilmiştir. Verilen eğrilerde moment eğrileri incelendiğinde, klasik yöntemde oluşan semer momentinin oluşmadığı görülmektedir.Geçici rejim durumundaki salınımlar gözönünde bulundurulursa momentin başlangıçta dalgalanma göstermesi önceden öngörülen bir durumdur. Elde edilen eğriler ile rotor alan yönlendirme yöntemi ile rotor akısının q bileşeninin tüm kontrol sahasında 0 olması sağlandığında, stator akımının akı ve moment oluşturan bileşenlerinin birbirinden farklı kontrol edilmeleri sağlanarak asenkron makina serbest uyarmalı doğru akım makinası gibi kontrol edilebildiği gösterilmiştir.

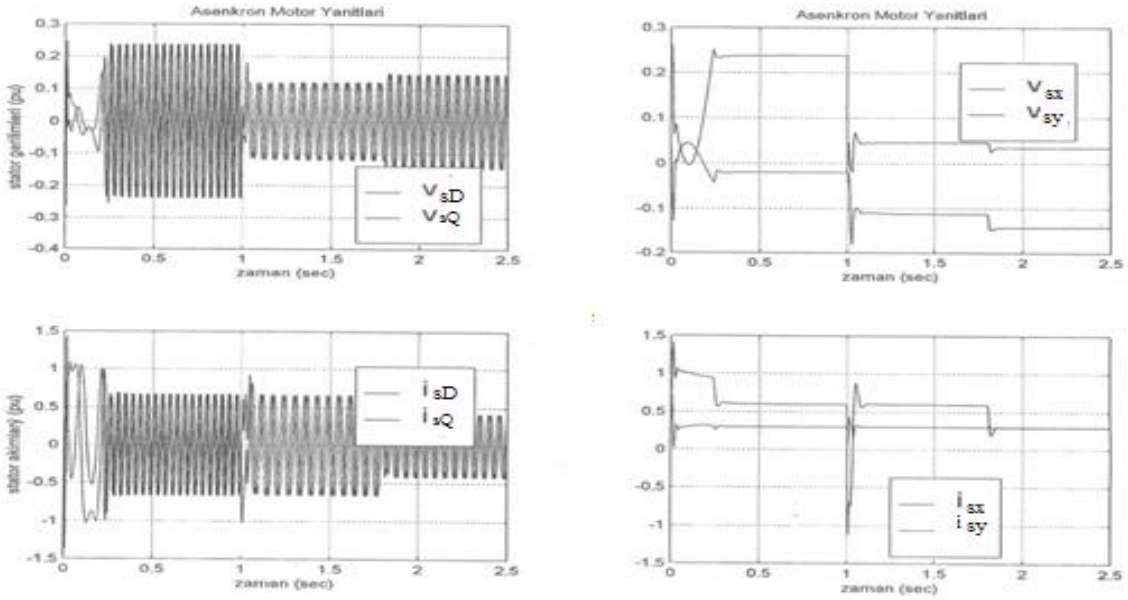
Sonuç olarak, tezde tasarlanan akı gözlemleyici ile kafesli asenkron makinenin sayısal kontrolü ile makinanın dinamik performansının ve veriminin yükseltileceği, önceden öngörülen sıfır hız dahil geniş bir hız sahasında istenen momenti üretebilecek şekilde çalışabileceği gösterilmiştir.

Şekil 5.1'de asenkron motora rotor alan yönlendirme ile yol verilmesinden sonra farklı hız ve moment profillerinde elde edilen eğriler verilmiştir.



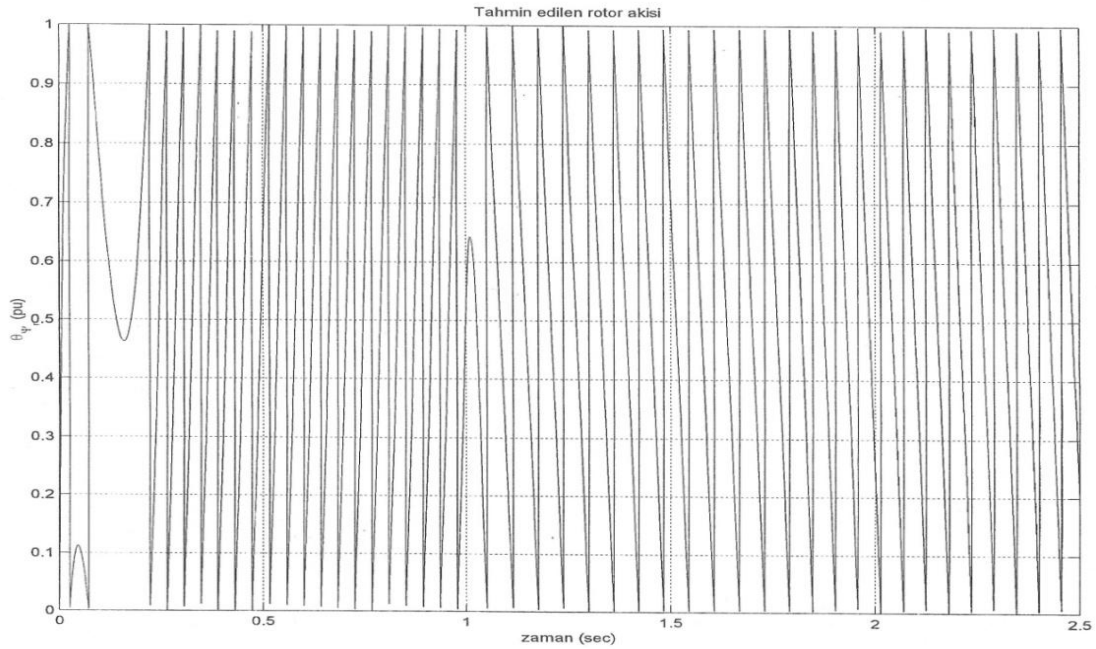
Şekil 5.1 : Asenkron motorarotor alan yönlendirme ile yol verilmesinden sonra farklı hız ve moment profillerinde elde edilen eğriler.

Şekil 5.2'de stator gerilim ve akımların sabit stator eksen takımı ve rotor alan yönlendirmeli eksen takımlarında elde edilen görünüşleri verilmiştir.



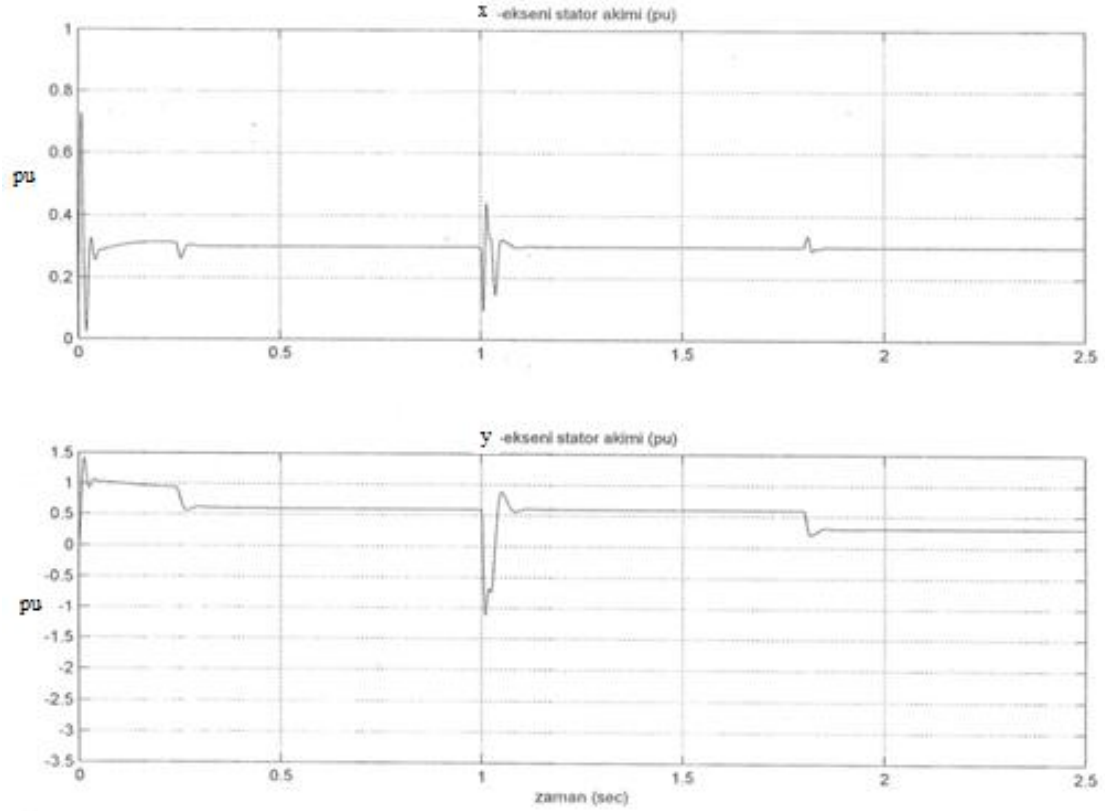
Şekil 5.2: Stator gerilim ve akımların sabit stator eksen takımı ve rotor alan yönlendirmeli eksen takımlarında elde edilen görünüşleri.

Şekil 5.3'te rotor akısının zamana bağlı olarak hesaplanan açısı görülmektedir.



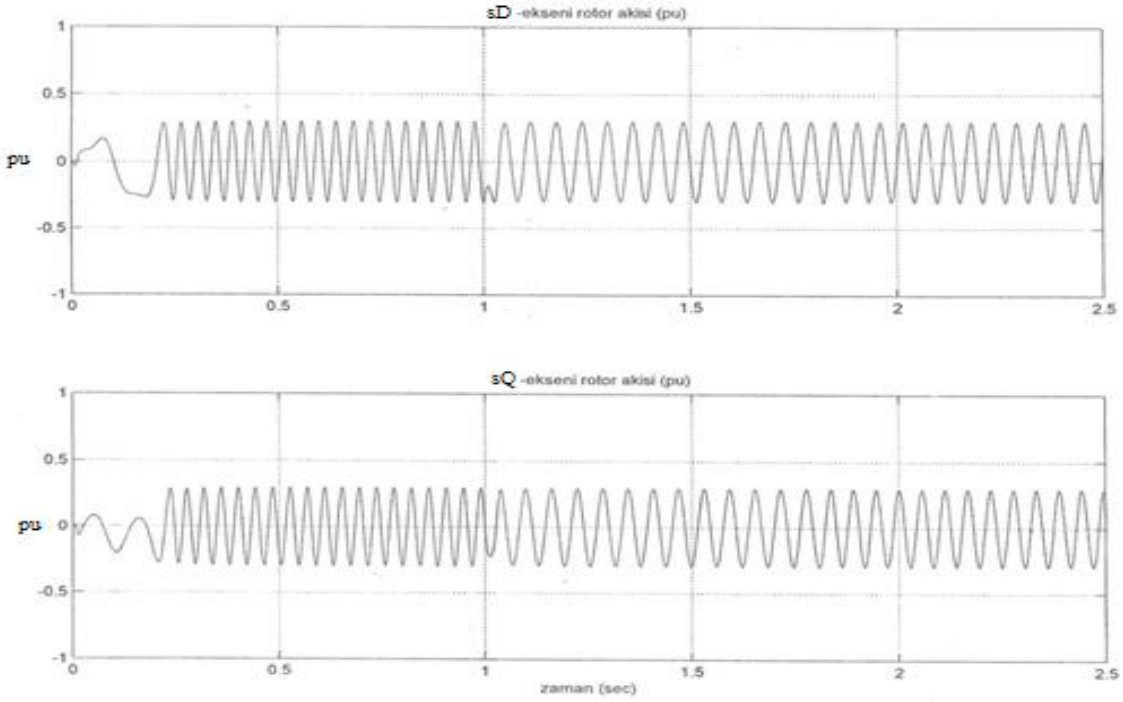
Şekil 5.3 : Rotor akısının hesaplanan açısı.

Stator akımının rotor alan yönlendirme eksen takımında akı ve moment oluşturan bileşenleri Şekil 5.4'te gösterilmiştir.



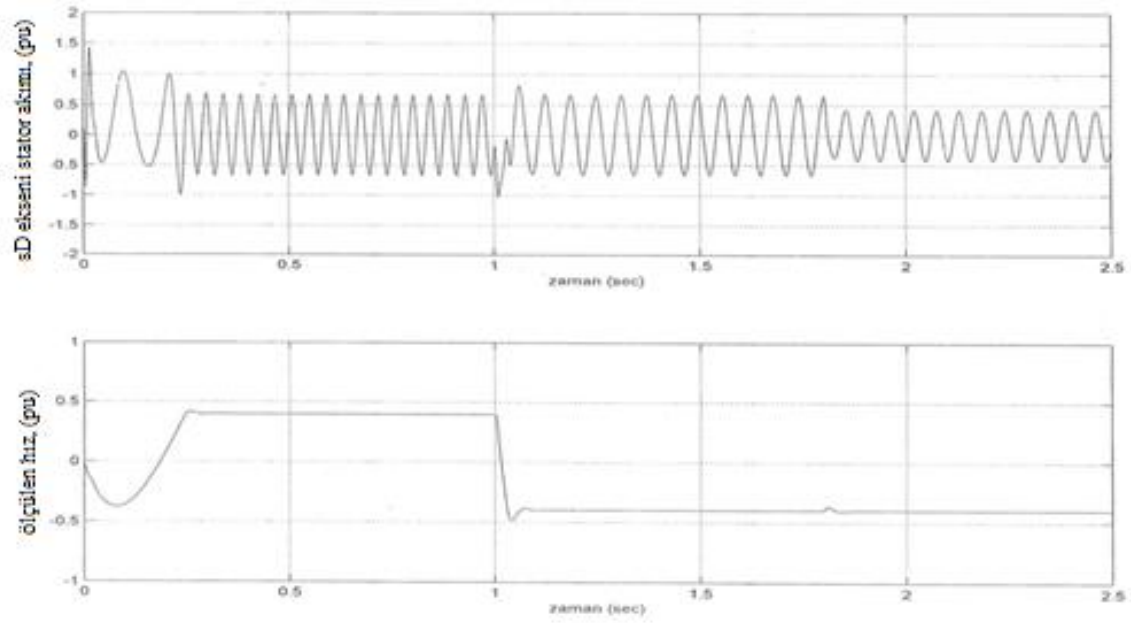
Şekil 5.4 : Stator akımının rotor alan yönlendirme eksen takımında akı ve moment oluşturan bileşenleri.

Şekil 5.5'te rotor akısının sabit stator eksen takımındaki sD ve sQ eksenlerindeki görünümleri sunulmuştur.



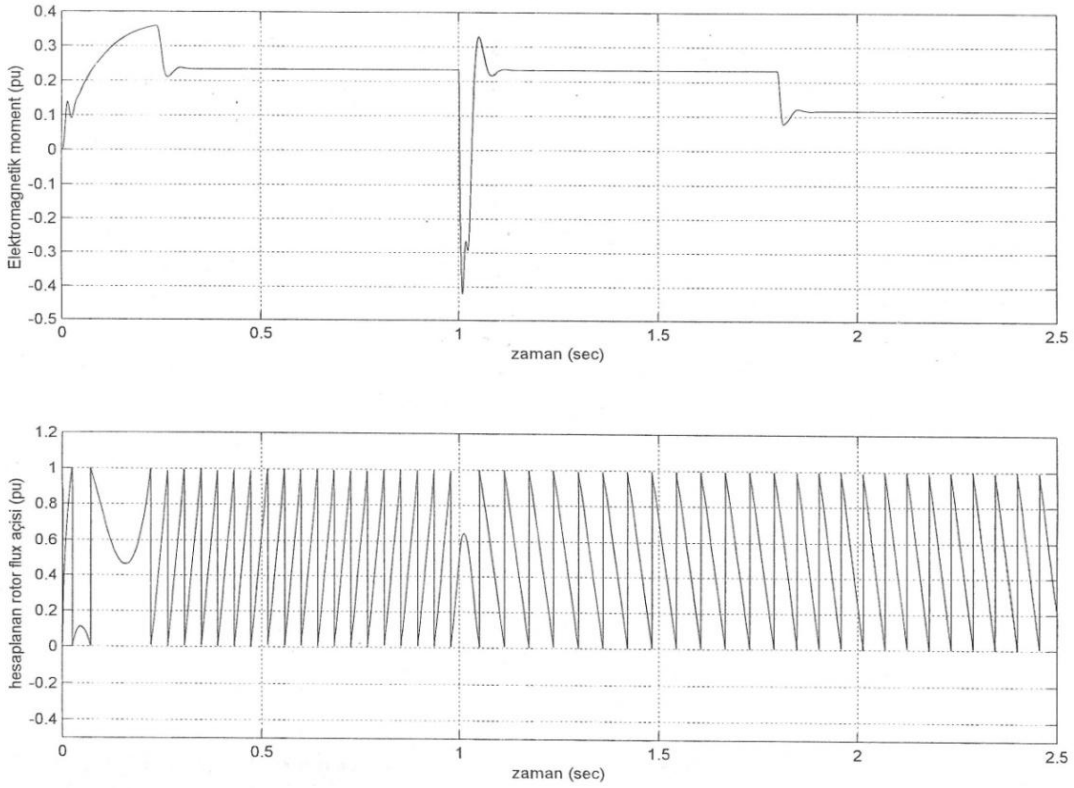
Şekil 5.5 : Rotor akısının sabit stator eksen takımındaki sD ve sQ eksenlerindeki görünümleri.

Şekil 5.6'da stator akımının akı oluşturan bileşeninin sabit stator eksen takımındaki görünümü ile hız profilinin birlikte gösterimi verilmiştir.



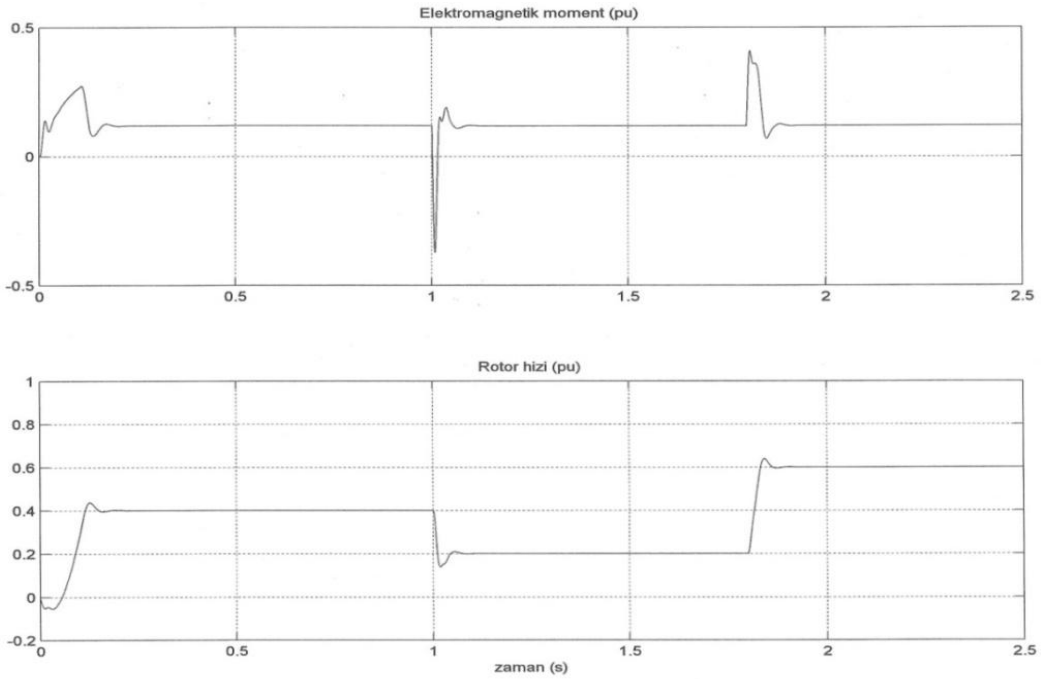
Şekil 5.6: Stator akımının akı oluşturan bileşeninin sabit stator eksen takımındaki görünümü ile hız profilinin birlikte gösterimi.

Şekil 5.7'demoment ile hesaplanan rotor akısı açısının birlikte gösterimi verilmiştir.



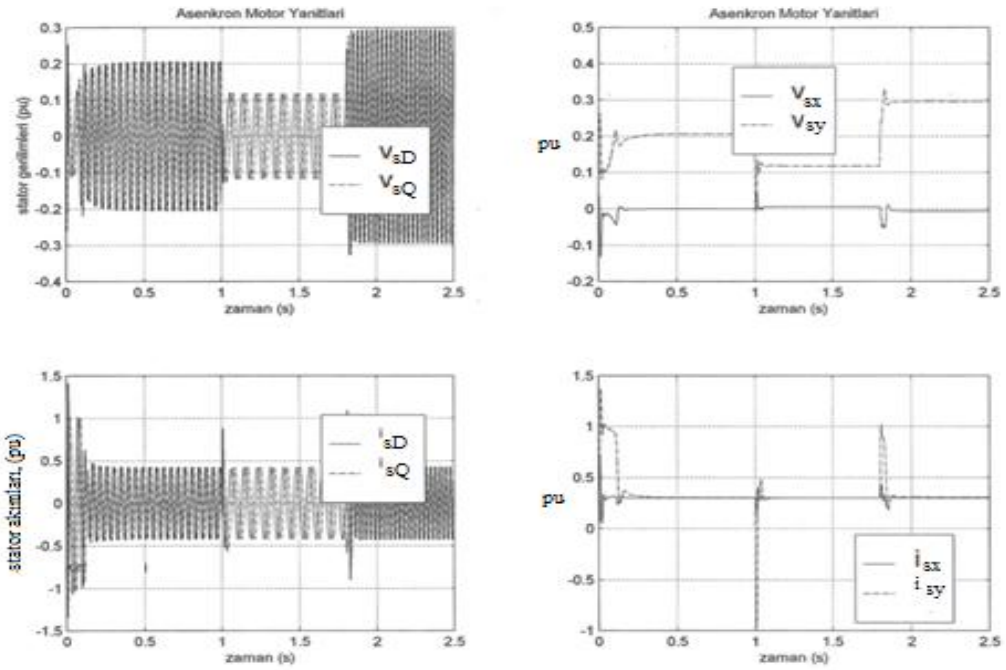
Şekil 5.7 : Moment ile hesaplanan rotor akısı açısının birlikte gösterimi.

Şekil 5.8'desabit moment koşulunda değişik hız profillerinde motorun çalıştırılması sonucu elde edilen grafik görülmektedir.



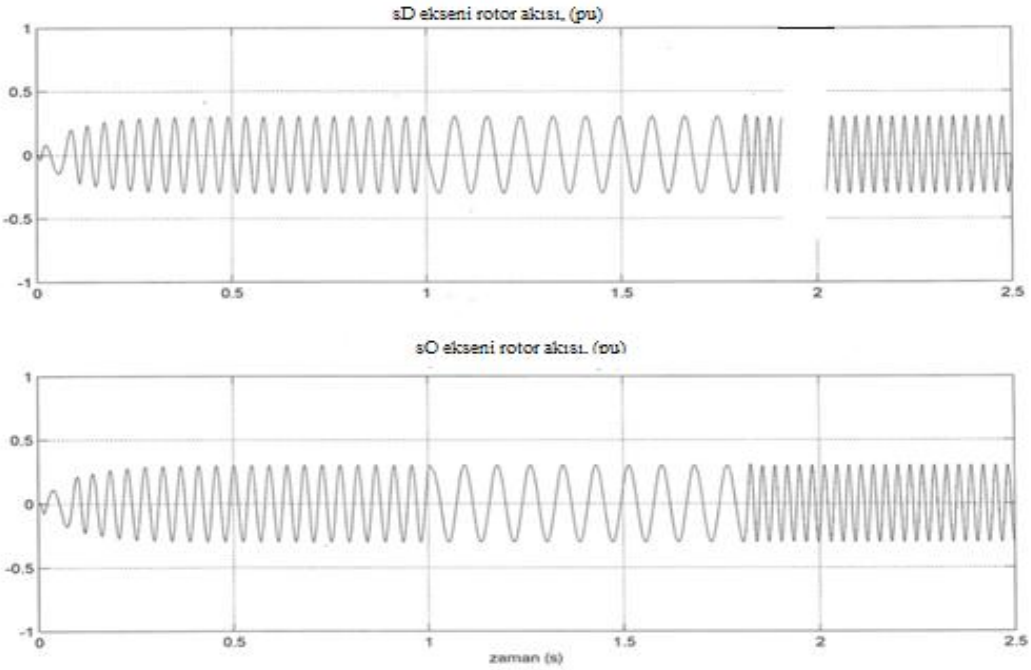
Şekil 5.8 : Sabit moment koşulunda değişik hız profillerinde motorun çalıştırılması.

Şekil 5.9'da stator gerilim ve akımların sabit stator eksen takımı ve rotor alan yönlendirmeli eksen takımlarında elde edilen görünüşleri verilmiştir.



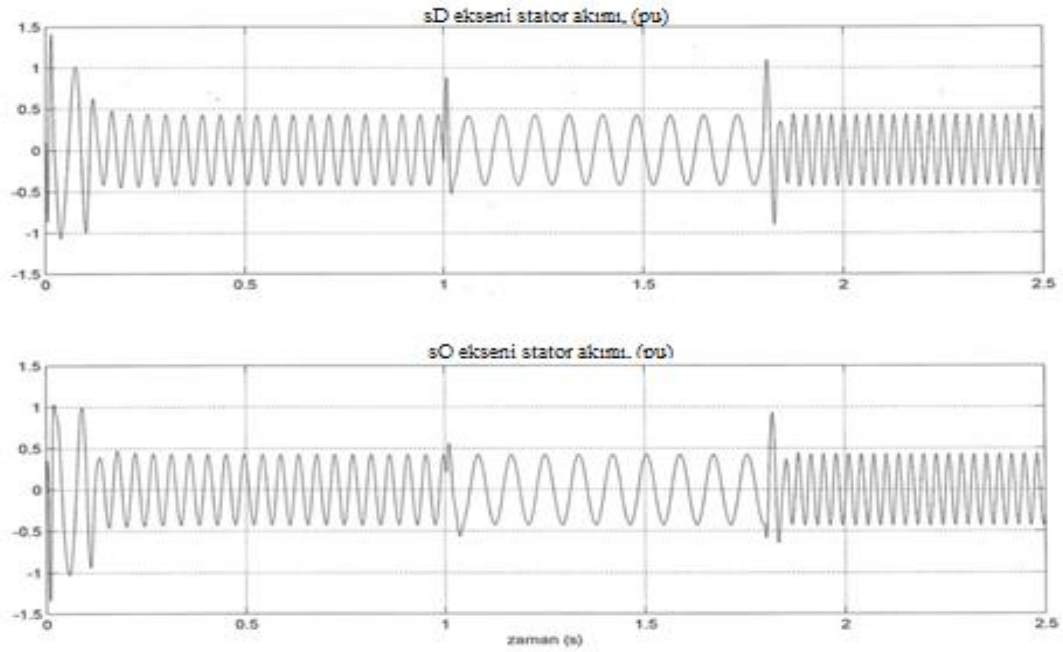
Şekil 5.9 : Stator gerilim ve akımların sabit stator eksen takımı ve rotor alan yönlendirmeli eksen takımlarında elde edilen görünüşleri.

Şekil 5.10'da rotor akısının stator eksen takımındaki alfa ve beta eksenlerindeki görünümleri sunulmuştur.



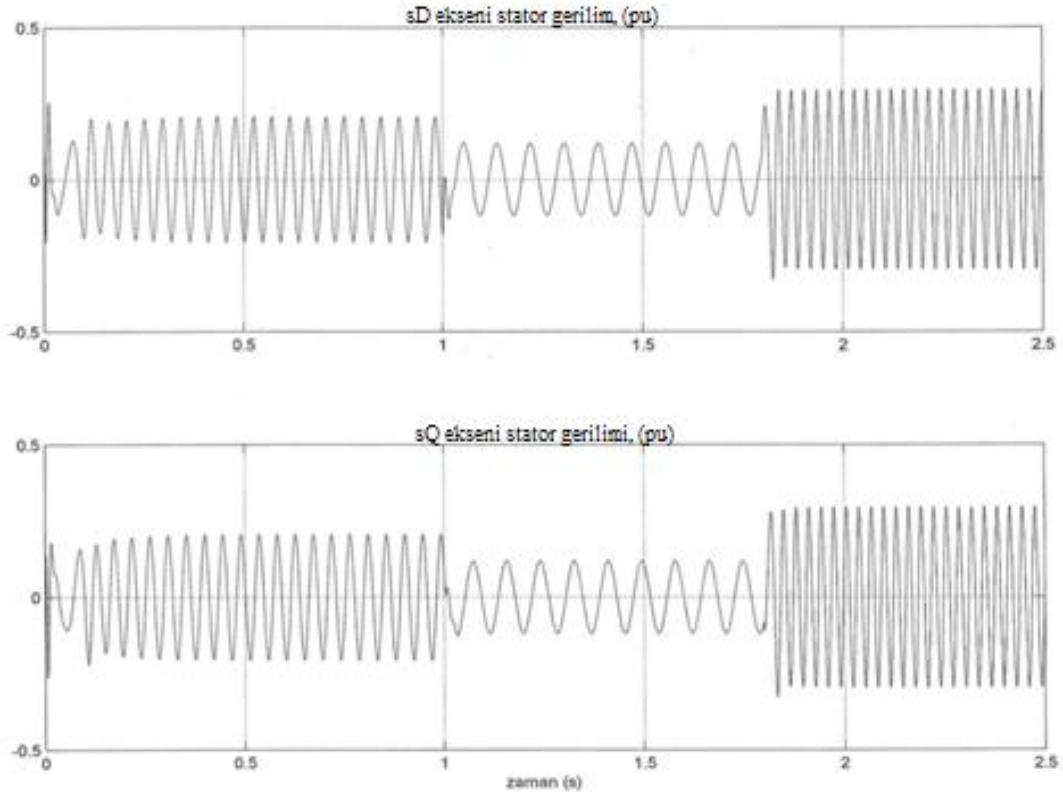
Şekil 5.10 : Rotor akısının sabit stator eksen takımındaki alfa ve beta eksenlerindeki görünümleri.

Şekil 5.11'de stator akımlarının sabit stator eksen takımındaki görünümleri verilmiştir.



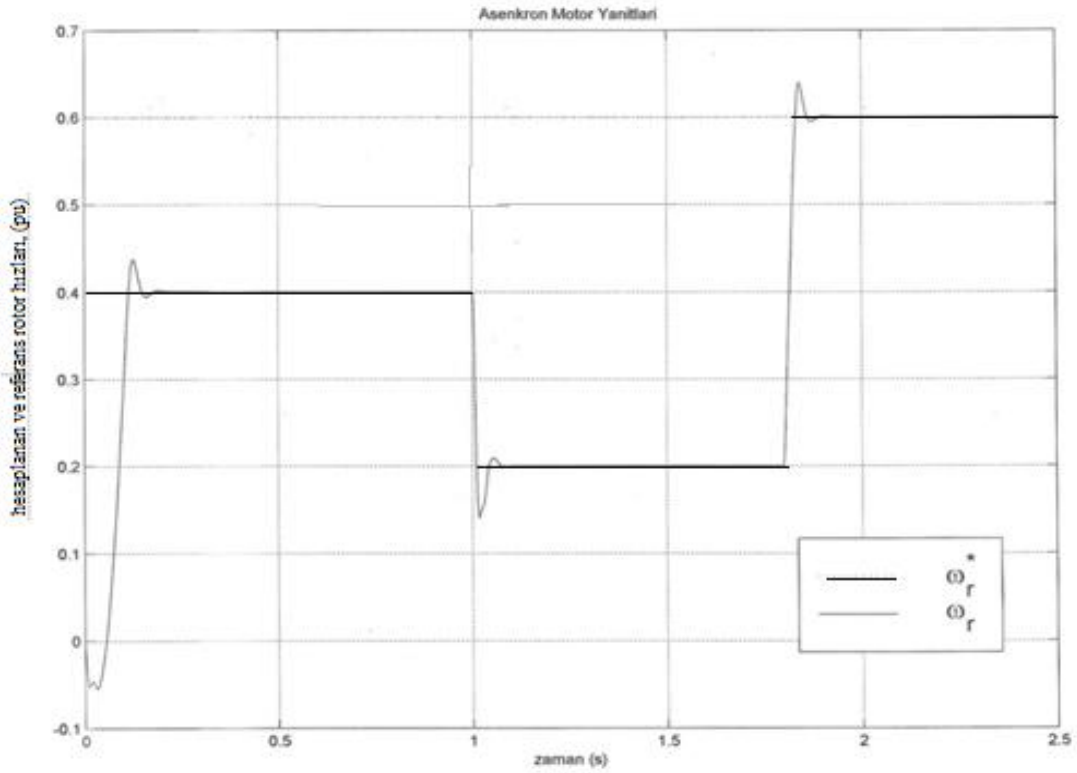
Şekil 5.11 : Stator akımlarının sabit stator eksen takımındaki görünümleri.

Şekil 5.12'de stator gerilimlerinin sabit stator eksen takımındaki görünümleri sunulmuştur.



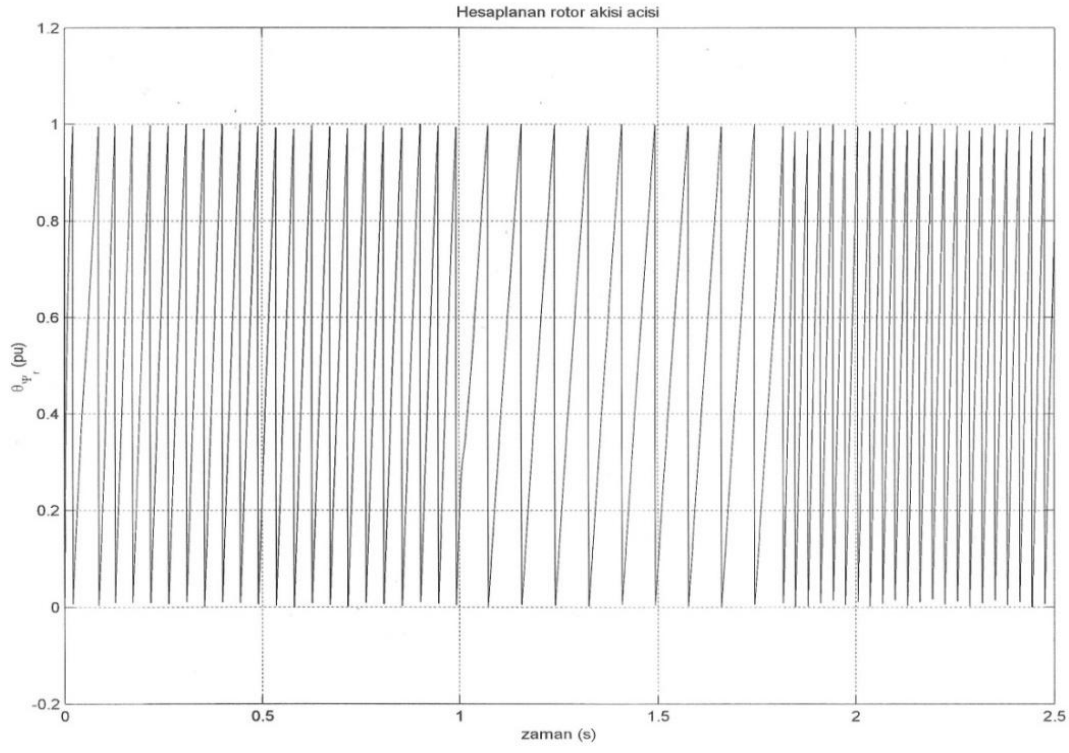
Şekil 5.12 : Stator gerilimlerinin sabit stator eksen takımındaki görünümleri.

Şekil 5.13'te rotor hızının referans hızı takip edişi görülmektedir.



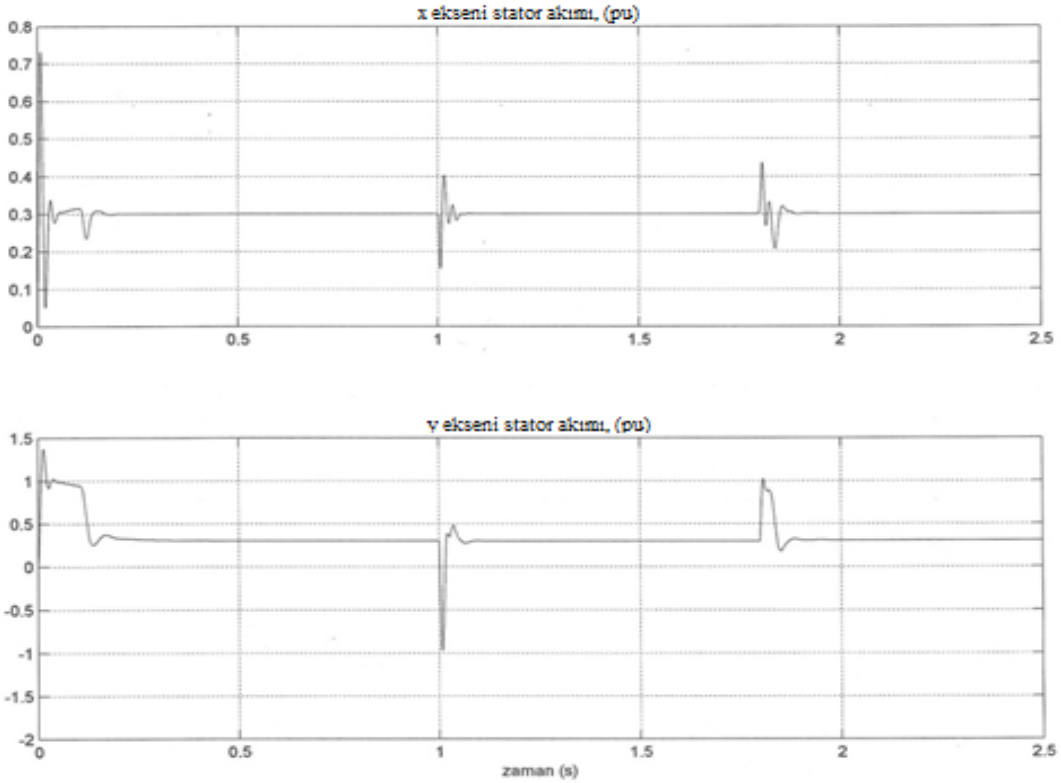
Şekil 5.13 : Rotor hızının referans hızı küçük hatayla takip edişinin gösterimi.

Şekil 5.14'te rotor akısının hesaplanan açısı zamana bağlı olarak sunulmuştur.



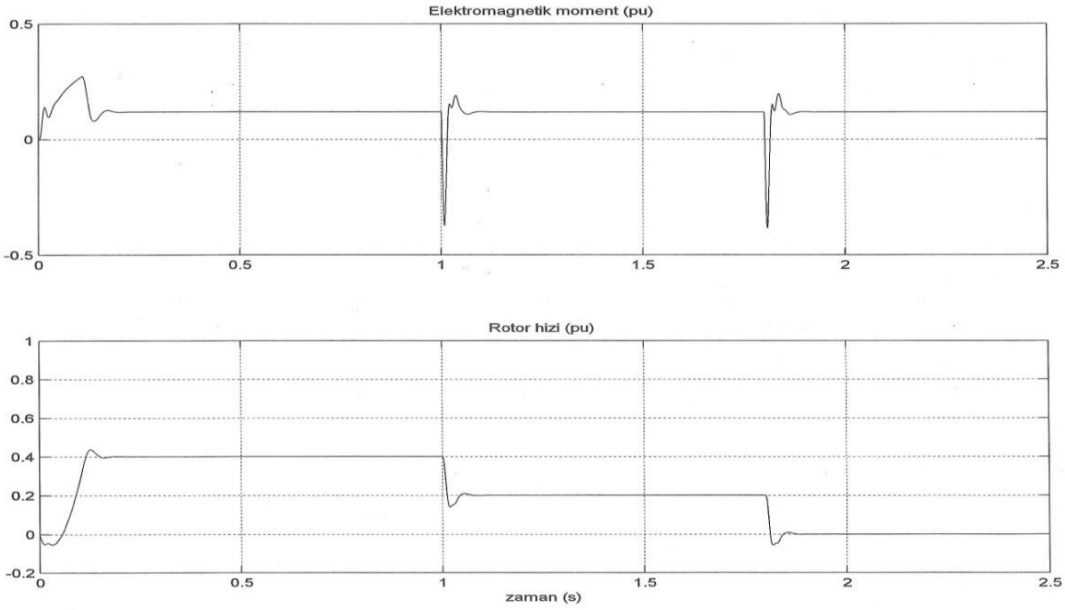
Şekil 5.14 : Rotor akısının hesaplanan açısı.

Şekil 5.15'te stator akımının akı ve moment oluşturan bileşenlerinin rotor alan yönlendirme eksen takımında gösterimi verilmiştir.



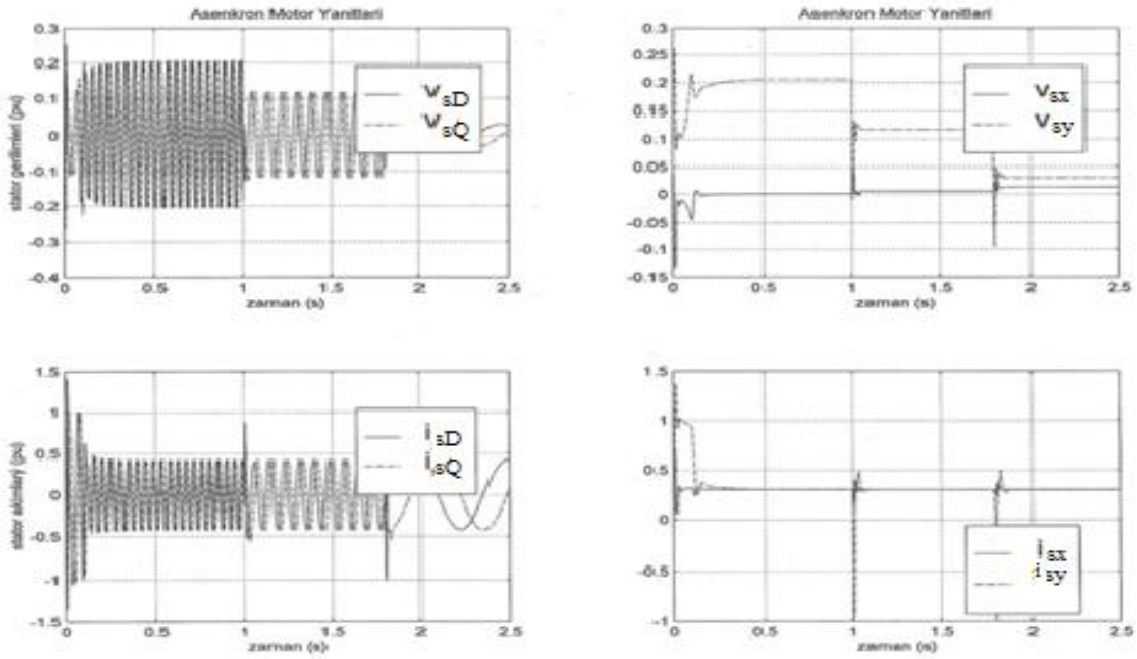
Şekil 5.15 : Stator akımının akı ve moment oluşturan bileşenlerinin rotor alan yönlendirme eksen takımında gösterimi.

Şekil 5.16'da değişik hız profilleri ve sıfır hızda asenkron motorun istenen momenti üretebildiğini gösteren eğriler görülmektedir.



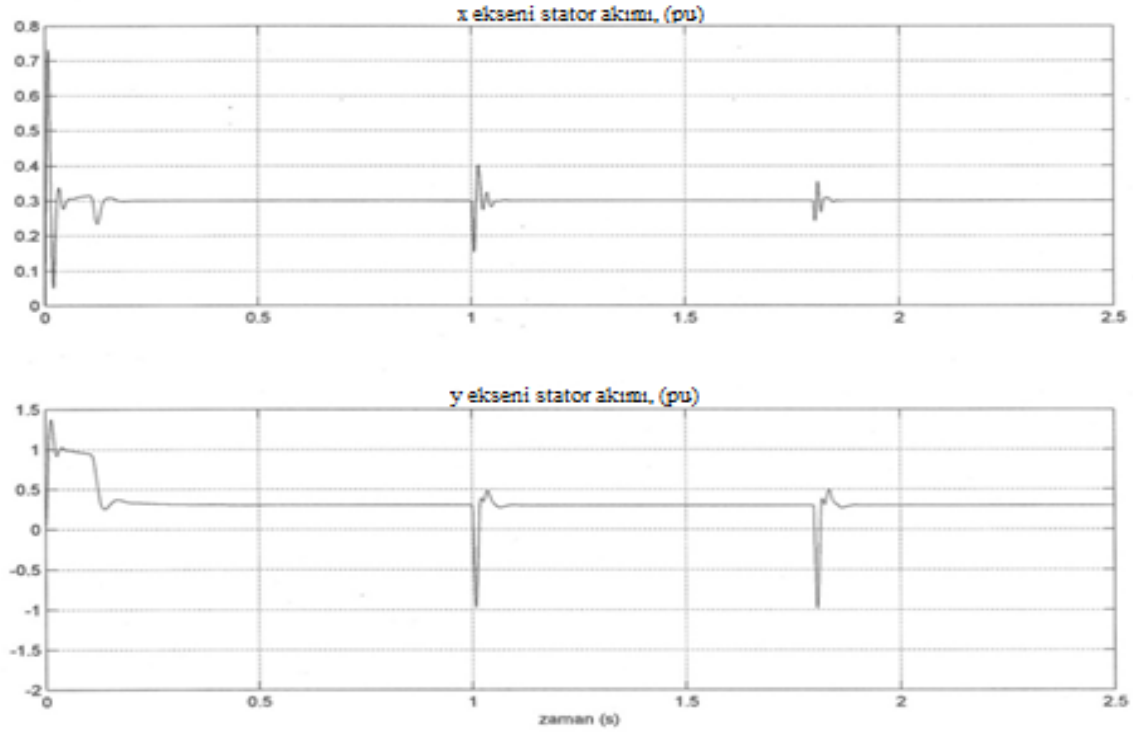
Şekil 5.16 : Değişik hız profilleri ve 0 hızda asenkron motorun istenen momenti üretebildiğini gösteren eğriler.

Şekil 5.17'destator gerilim ve akımlarının sabit stator eksen takımı ve rotor alan yönlendirmeli eksen takımlarında elde edilen görünümleri sunulmuştur.



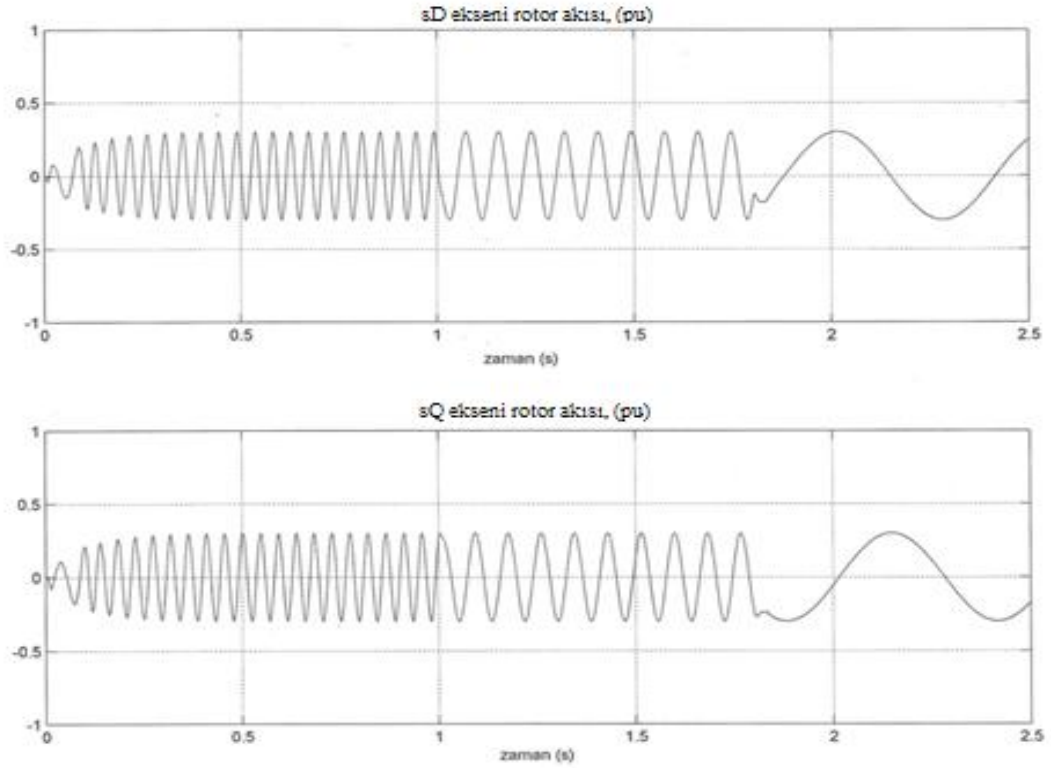
Şekil 5.17 : Stator gerilim ve akımların sabit stator eksen takımı ve rotor alan yönlendirmeli eksen takımlarında elde edilen görünüşleri.

Şekil 5.18'de stator akımının rotor alan yönlendirme eksen takımında akı ve moment oluşturan bileşenleri verilmiştir.



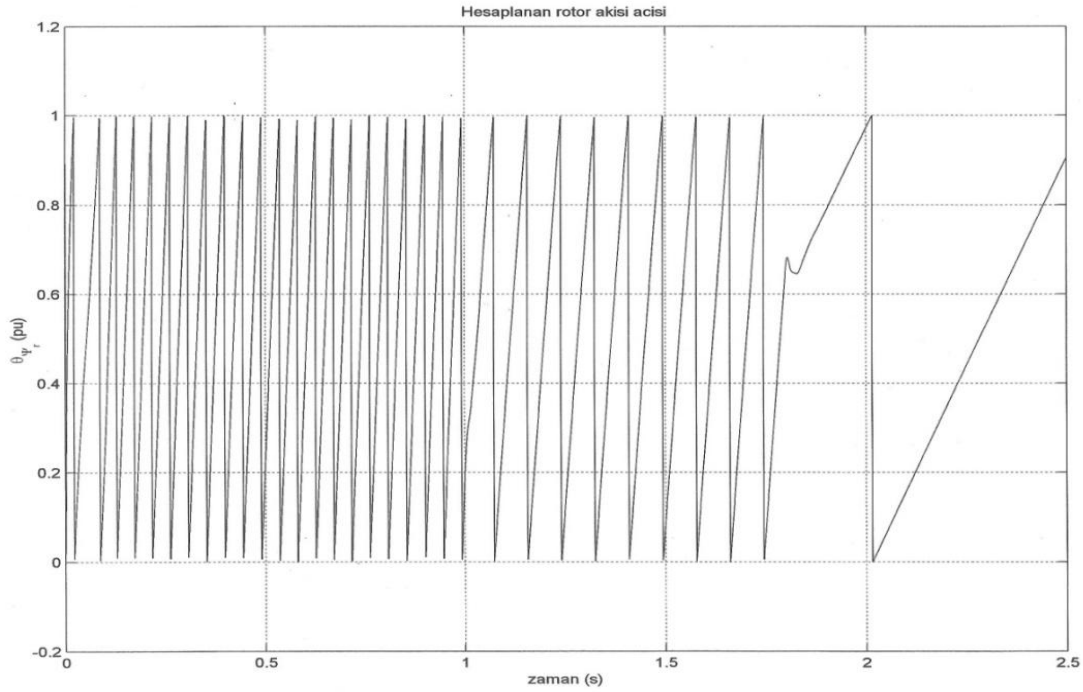
Şekil 5.18 : Stator akımının rotor alan yönlendirme eksen takımında akı ve moment oluşturan bileşenleri.

Şekil 5.19'da rotor akısının sabit stator eksen takımındaki alfa ve beta eksenlerindeki görünümleri sunulmuştur.



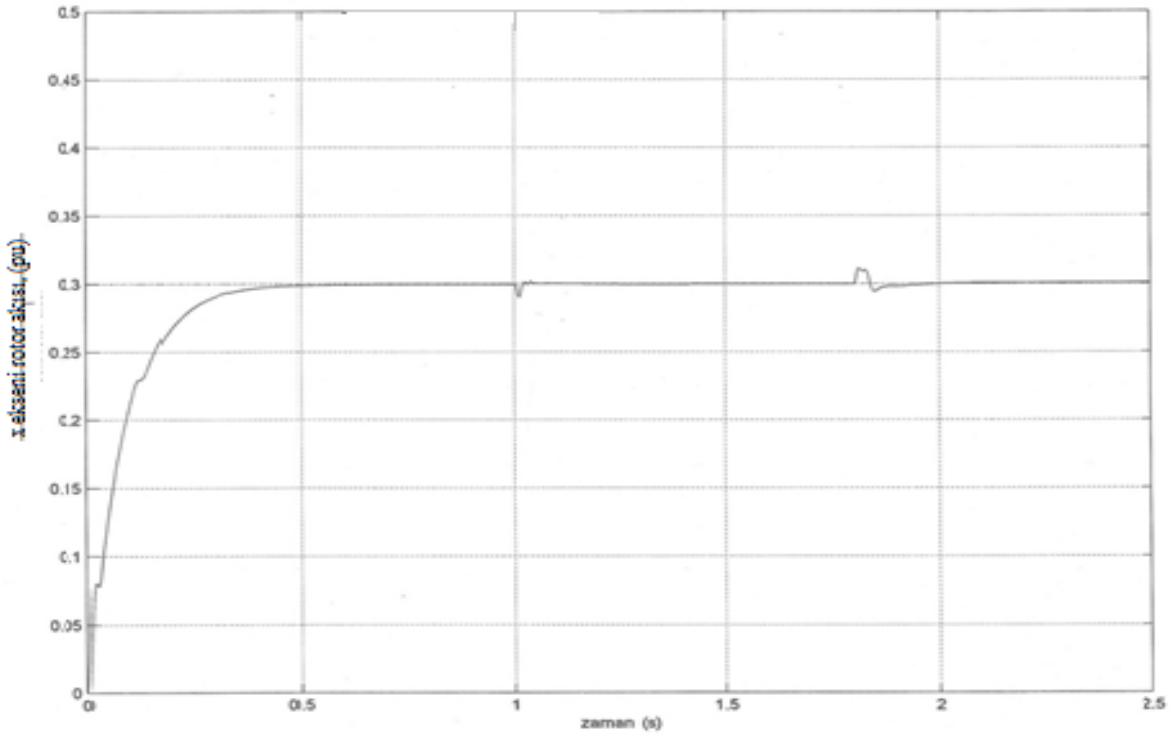
Şekil 5.19 : Rotor akısının sabit stator eksen takımındaki alfa ve beta eksenlerindeki görünümleri.

Şekil 5.20'de rotor akısının hesaplanan açısı verilmiştir.



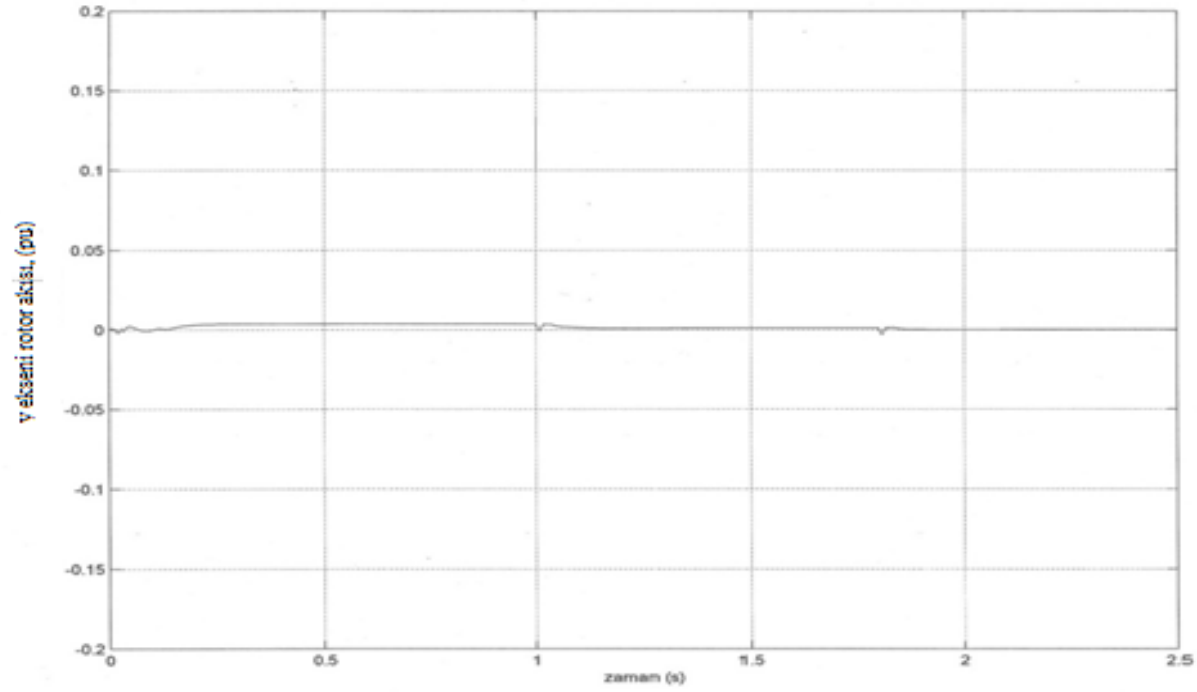
Şekil 5.20 : Rotor akısının hesaplanan açısı.

Şekil 5.21'de rotor akısının rotor alan yönlendirme eksen takımındaki d ekseni akısı verilmiştir.



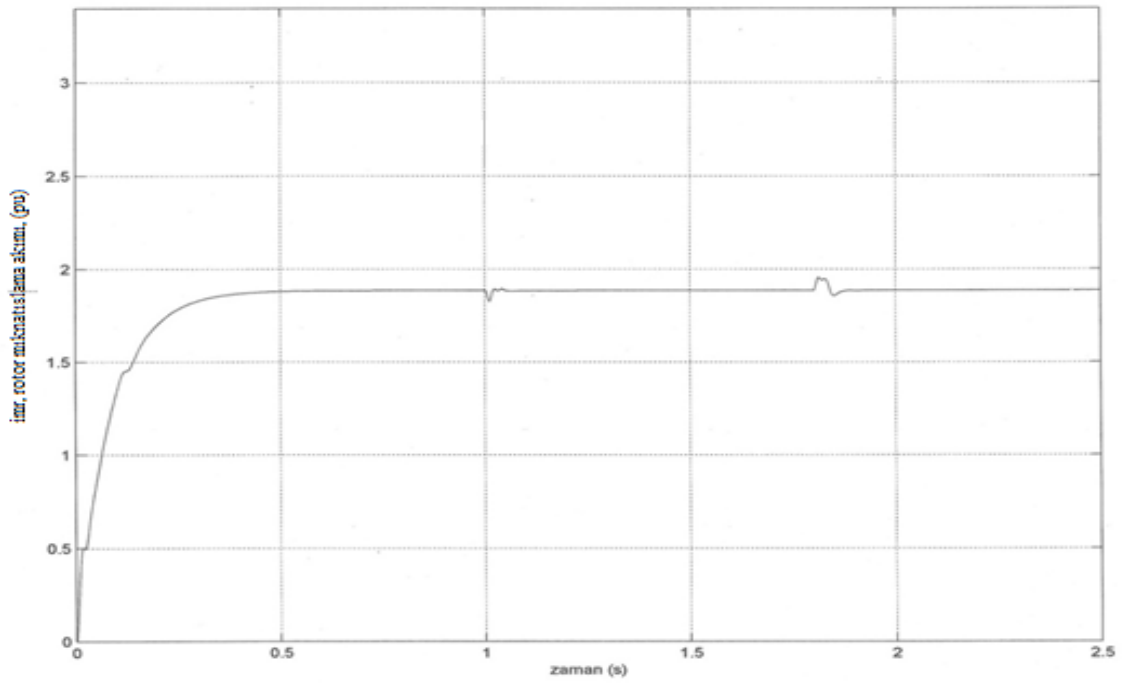
Şekil 5.21 : Rotor alan yönlendirme d ekseninde rotor akısı gösterimi.

Şekil 5.22'de rotor akısının rotor alan yönlendirme eksen takımındaki q ekseni akısı görülmektedir.



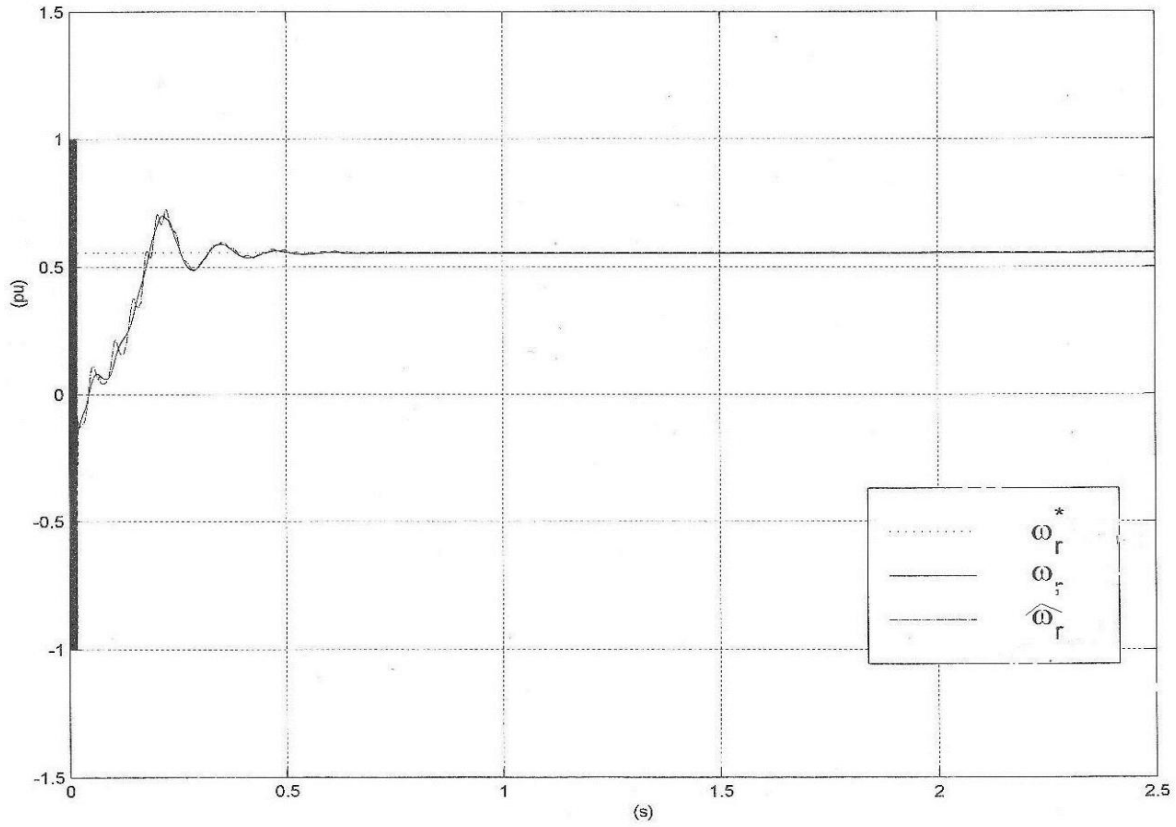
Şekil 5.22 : Rotor alan yönlendirme q ekseninde rotor akısı gösterimi.

Rotor mıknatıslama akımı Şekil 5.23'te görülmektedir.



Şekil 5.23 : Rotor mıknatıslama akımının gösterimi.

Şekil 5.24'te Referans hız ω_r^*, MRAS bloğunda hesaplanan rotor hızı $\hat{\omega}_r$ ve motorun gerçek hızı ω_r nin gösterilmiştir.



Şekil 5.24 : Referans hız ω_r^*, MRAS bloğunda hesaplanan rotor hızı $\hat{\omega}_r$ ve motorun gerçek hızı ω_r nin gösterimi.

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu bölümde tez çalışmasında elde edilen sonuçlar aşağıda verilmiştir. Tez çalışmasında tasarlanan gözlemleyici ile gerçekleştirilen kafesli asenkron makinenin sayısal kontrolü ile makinanın performansının, veriminin ve ömrünün yükseltileceği gösterilmiştir.

1 – Asenkron motorun stator akımının bileşenlerinin ayrık olarak kontrol edilebildiği gösterilmiştir.

2 –Tez çalışmasında Uzay Vektör Modülasyonu kullanılarak klasik yöntemlere göre asenkron makinenin akımlarındaki harmonik miktarının azaltıldığı, yapılan hesaplamalarda faz gerilim değerinin Sinüzoidal Darbe Genişlik Modülasyonu yöntemine göre 1,15 kat daha fazla olduğu gösterilmiştir. Tez çalışmasında, 10-80 kHz aralığında Darbe Genişlik Modülasyonu frekansları kullanılmıştır. Tasarlanan güç devresine göre optimal frekansın 20 kHz olduğuna karar verilmiştir. Uzay Vektör Modülasyonu ile çok yüksek frekanslarda çalışma mümkün olup, bu durumda farklı anahtarlama düzenleri ile iletim ve anahtarlama kayıplarının azaltılabileceği, yapılan çalışmalarda özellikle baskılı devre kartların tasarımında elektromagnetik girişimin her zaman dikkate alınması gereken bir unsur olduğu görülmüştür.

3 – Kayma açısal hızı kontrol edilerek motorun sürekli devrilme momentinde çalışması, böylece kararsız bölgenin olmadığı, motorun devrilmesinin ortadan kalktığı gösterilmiştir. Bu özellik diğer alan yöntemlerine göre rotor alan yönlendirmenin üstünlüğü olduğu görülmüştür.

4 – Momentte, özellikle kalkışta yüksek cevap hızı elde edilerek, dalgalı lığın azaltıldığı gösterilmiştir.

5 – Rotor hızı tahmin edicisi ve PI kontrolörün birlikte kullanılarak rotor zaman sabitine olan duyarlılığın azaltıldığı gösterilmiştir.

6 – Düşük hızlarda ve sıfır hızda motorun nominal moment verdiği gösterilmiştir.Referans hız ω_r^*, MRAS bloğunda hesaplanan rotor hızı $\widehat{\omega}_\mathrm{r}$ ve motorun gerçek hızı ω_r hesaplamalarının çok küçük hatalarla gerçekleştirildiği gösterilmiştir.

7 – Sunulan yöntem asenkron motorun dört bölgeli çalışmasına uygundur. Fazla miktarda frenleme yapılan yüklerde elektriksel frenleme ile enerji tasarrufu sağlanabilir. Bu özellik ile elektrikli otomobilde frenleme sırasında aküler doldurulabilir.

8 – Sunumu yapılan yöntemde elde edilen bulgular bir encoder kullanmadan asenkron motorun sıfır hızdan başlayarak geniş bir hız sahasında hız ve moment kontrolü yapabileceği, kurulan modelin elektrikle çalışan bir otomobilde ani ivmelenme, hızlanma, yavaşlama, ani durma, geri gitme ve yokuşta durma gibi istenilen tüm fonksiyonları rahatlıkla sağlayabileceği gösterilmiştir.

KAYNAKLAR

Barambones, O., Garrido, A.J., Maseda, F.J., Alkorta, P. (2006). Speed sensorless vector control of induction motors based on robust adaptive variable structure control law, *11th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA '06),* Prag, Çek Cumhuriyeti, 20-22 Eylül.

Boldea, I., ve Nasar, S.A. (1999). *Electric Drives*. CRC Press, USA.

Borcosi, I., Dinca, A., Nebunu, D., Nicolae, A. (2008). Vector control of induction machines, *Annual of the University of Mining and Geology "St. Ivan Rilski" Part III Mechanization, electrification and automation in mines,* **51**, 13-16.

Bowling, S. (2005). An introduction to AC induction mptpr control using the dsPIC30F MCU. *Report by Microchip Technology Inc.*, **AN984.**

Brumbach, M.E. (2002). *Electronic Variable Speed Drives.* (2. Sürüm). Delmar, Kanada.

Cao, J., ve Cao, B. (2009). Fuzzy-Logic-Based Sliding-Mode Controller Design for Position-Sensorless Electric Vehicle.*IEEE Transactions on Power Electronics,* 24, 2368-2378.

Chang, G.W., Hespanha, J.P., Morse, A.S., Netto, M.S., Ortega, R. (2001). Supervisory field-oriented control of induction motors with uncertain rotor resistance, *International Journal of Adaptive Control and Signal Processing,* 15, 353-375.

Chen, H., ve Liaw, C. (2002) Current-Mode Control for Sensorless BDCM Drive with Intelligent Commutation Tuning.*IEEE Transactions on Power Electronics,* 17, 747-756.

Copeland, M. (t.y.). *Generate advanced PWM signals using 8-bit μCs*. Alındığı tarih: 2006, adres: http://www.endmag.com.

Davari, S.A., ve Khaburi, D.A. (2011). Sensorless Predictive Torque Control of Induction Motor by Means of Reduced Order Observer. *The 2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, Tehran, Iran, 16-17 Şubat.

El-kholy, E. E., Kennel, R., El-refaei, A., El-Latif, S.A., Elkady, F.(2006). Robust space-vector current control for induction motor drives, *Journal of Electrical Engineering*, 57, 61-68.

Esmaily, G., Khodabakhshian, A., Jamshidi, K. (2003). Vector control of induction motors using upwm voltage source inverter, *Faculty of Engineering, Isfahan University, Isfahan, Iran*.

Finney, D. (1988). *Variable Frequency AC Motor Drive Systems.* Short Run Press, Exeter, UK.

Gökaşan, M. (1989). *Sincap kafesli asenkron makinalarda modern control yöntemlerinin uygulanması.* (doktora tezi), İstanbul Teknik Üniversitesi, Türkiye.

Guerrero-Ramiez, G., ve Tang, Y. (1999). A simple robust control for induction motors, *Proceedings of the American Control Conference*, San Diego, California, USA, Haziran.

Hava, A. M., Sul, S., Kerkman, R.J., Lipo, T.A. (1997). Dynamic overmodulation characteristics of triangle intersection PWM methods, *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, New Orleans, Lousiana, USA, 5-9 Ekim.

Holtz, J. (1994). Pulsewidth modulation for electronic power conversion, *Proceedings of the IEEE*, 82, 1194-1214.

Holtz, J. (2005). Developments in Sensorless AC Drive Technology. *IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, Kuala Lumpur, Malaysia, 28 Kasım-1 Aralık.

Jansen, P.L., Lorenz, R.D., ve Novotny, D.W. (1994). Observer-based direct field orientation: Analysis and comparison of Aalternative methods, *IEEE Transactions Industrial Applications*, 30, 172-186.

Jiang, J., ve Holtz, J. (1997). High dynamic speed sensorless AC drive with on-line parameter tuning and steady state accuracy, *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 44, 240-246.

Jung, D., ve Ha, I., (2000). Low Cost Sensorless Control of Brushless DC Motors Using a Frequency-Independent Phase Shifter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 15, 744-752.

Kang, S., ve Sul, S. (1995). Direct Torque Control of Brushless DC Motor with Nonideal Trapezoidal Back EMF. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 10,796-802.

Lai, Y., ve Lin, Y. (2008). Novel Back-EMF Detection Technique of Brushless DC Motor Drives for Wide Range Control without Using Current and Position Sensors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 23, 934-940.

Leonhard, W. (1996). *Control of Electrical Drives.*(2.Sürüm). Springer-Verlag, Germany.

Lepka, J., ve Stekl, P. (2005). 3-Phase AC induction motor vector control using a 56F80X, 56F8100 or 56F8300 device, *Application Report*, AN1930 Rev.2.

Lin, C., Hung, C., Liu, C. (2008). Position Sensorless Control for Four-Switch Three-Phase Brushless DC Motor Drives. *IEEE Transactions on Power Electronic*,. 23, 438-444.

Lord, M. (2006). Sensorless control of induction motors, *Report*, CODEN:LUTEDX/(TEIE-5227)/1-16.

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*, 34, 841-846.

Mohan, N. (2000). *Electric Drives An Integrated Approach*. MNPERE, USA.

Moreira, J. (1996). Indirect Sensing for Rotor Flux Position of Permanent Magnet AC Motors Operating Over a Wide Spread Range. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32, 1394-1401.

Niasar, A.H., Vahedi, A., Moghbelli, H. (2008). A Novel Position Sensorless Control of a Four-Switch, Brushless DC Motor Drive without Phase Shifter. *IEEE Transactions on Power Electronics*,23,3079-3087.

Novotny, D.W., ve Lipo, T.A. (1996). *Vector Control and Dynamics of AC Drives*. Oxford University Press Inc., New York, USA.

Ogasawara, S., ve Akagi, H.(1991).An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless DC Motors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 27, 928-933.

Ohm, D.Y. (t.y.). *Dynamic model of induction motors for vector control*, Alındığı tarih: 8.12.2012, adres: www.drivetechnic.com/articles/IM98VC1.pdf.

Ohtani, T., Takada, N., Tanaka, K. (1992). Vector control of induction motor without shaft Encoder, *IEEE Trans. Indust. Applications*,28, 105-112.

Paicu, M.C., Boldea, I., Andreescu, G.D., Blaabjerg, F. (2009). Very Low Speed Performance of Active Flux Based Sensorless Control: Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Vector Control Versus Direct Torque and Flux Control. *IET Electric Power Applications*, 3,551–561.

Pana, T. (2001). Sensorless vector-controlled induction motor drive system withy rotor resistance estimation using parallel processing with floating point DSP, *Electrical Machines' Parameters*, Technical University of Cluj-Napoca, 26 Mayıs.

Peresada, S., Tilli, A., Kovbasa, S., Montanari, M., Ronchi, F. (2001). Simple sensorless vector control of induction motors with natural field orientation,*The 27th Annual Conference of the IEEE (IECON '01) Industrial Electronics Society*,Denver, Colorado, USA, 29 Kasım-2 Aralık.

Rachid, A. (1997). On induction motors control, *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, 5**,** 380-382.

Rajagopalan, S., Roux, W., Habetler, T.G., Harley, R.G. (2007). Dynamic Eccentricity and Demagnetized Rotor Magnet Detection in Trapezoidal Flux (Brushless DC) Motors Operating Under Different Load Conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*,22, 2061-2069.

Reljic, D.D., Ostojic, D.B., Vasic, V.V. (2006). Simple speed sensorless control of induction motor drive, *6th International Symposium Nikola Tesla*, Belgrad, Serbia, 18-10 Ekim.

Salomaki, J. ve Luomi, J. (2006). Vector control of an induction motor fed by a PWM Inverter with output LC Filter, *Europen Power Electronics and Drives Association Journal*,16, 37-43.

Savulescu, A. (2007). Aspects of variable speed control of asynchronous motors through the technique of space vector modulation, *6th International Conference on Electromechanical and Power Systems*, Moldova, 4-6 Ekim.

Serrano-Iribarnegaray, L. (1993). The modern space-phasor theory, Part I: Its coherent formulation and its advantages for transient analysis of converter-fed AC machines, *ETEP*, 3**,** 171-219.

Shen, J.X., ve Tseng, K.J.(2003). Analyses and Compensation of Rotor Position Detection Error in Sensorless PM Brushless DC Motor Drives. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 18, 87-93.

Texas Instruments. (1996). Digital signal processing solution for AC induction motor, *Application note*, BPRA043.

Texas Instruments. (2000). Sensorless control of three-phase induction motor, *Application note,* SPRU443**.**

Trangbaek, K. (2001).*Linear parameter varying control of induction motors*, (doktora tezi), Aalborg Universitesi,Danimarka.

Trzynadlowski, A.M. (1994). *The Field Orientation Principle in Control of Induction Motors.* Kluwer Academic Publishers, USA.

Vas, P. (1998). *Sensorless Vector and Direct Torque Control.* Oxford University Press, GB.

Valentine, R. (1998). *Motor Control Electronics Handbook*. McGraw-Hill, USA.

Wu, Y., Deng, Z., Wang, X., Ling, X., Cao, X.(2010). Position Sensorless Control Based on Coordinate Transformation for Brushless DC Motor Drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*,25, 2365-2371.

Zhang, Y., Zhu, J., Zhao, Z., Xu, W., Dorrel, D.G. (2010). An improved direct torque control for three-level inverter-fed induction motor sensorless drive, *IEEE Transactions on Power Electronics*,21, 1-12.

EKLER

EK A : SVM Algoritması

```
% Üç Fazlı Asenkron Motorun Hız Geribeslemesiz vektör kontrolü
%
% Gerekli fonksiyon şeklindeki m-dosyaları:
% 1. "aci.m" - asenkron motor modeli
% 2. "cur_mod.m" - akım modeli
% 3. "pid_reg3.m" - PID kontrolör
% 4. "park.m" - Park dönüşümü
% 5. "inv_park.m" - ters park dönüşümü
% 6. "ramp_gen.m" - rampa üreteci
% 7. "aci_fe.m" - rotor akısı ve açısı hesaplama

clear all
close all

T = 5e-04;               % similasyon için örnekleme zamanı (sec)
%T = 5e-05;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Incremental build
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
phase1_inc_build = 0;   % Akımı_model test (CUR_MOD tests)
phase2_inc_build = 1;   % Closed-loop speed loop test
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Incremental build
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Makine Parametreleri
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% 1-hp Asenkron motor (WEG)
Rs = 1.723;                  % stator direnci (ohm)
Rr = 2.011;                  % statora indirgenmiş rotor direnci
(ohm)
Ls = (7.387+159.232)*1e-03;  % stator endüktansı (H)
Lr = (9.732+159.232)*1e-03;  % rotor inductance referred to
stator (H)
Lm = 159.232*1e-03;          % mıknatıslama endüktansı (H)
P = 4;                       % toplam kutup sayısı
J = 0.001;                   % eylemsizlik momenti (kg.m^2)
B = 0.0001;                  % yay sabiti (N.m.sec/rad) -
genellikle ihmal edilir
%Tb=8;
Tl = 1;                                      % yük momenti
(N.m)
Tll=0.5*Tl
np = P/2;                    % çift kutup sayısı
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Makine patametreleri
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Temel büyüklükler
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%fb = 60;                    % Temel kaynak frekansı (Hz)
fb = 50;
Wb = 2*pi*fb;               % Temel elektriksel açısal hız
(rad/sec)
Ib = 5;                     % Temel faz akımı (amp)
%Vb = 320/sqrt(3);          % Temel faz gerilimi (volt)
Vb = 311/sqrt(3);
%Lb = 220*sqrt(2/3)/(2*pi*60);     % Temel halkalanma
akısı(volt.sec/rad)
Lb = Lm*Ib;                        % Temel halkalanma
akısı(volt.sec/rad)
%Tb = (3*Vb*Ib/2)*(np/(2*pi*60));  % Temel moment (N.m)
Tb = (3*Vb*Ib/2)*(np/(2*pi*50));
SPb = 120*fb/P;                    % Temel senkron hız (rpm)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Temel büyüklükler
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Başlangıç koşulları
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Asenkron motor
X = [0;0;0;0];       % X = [psi_rq; psi_rd; i_sq; i_sd]
Wr = 0;              % Rotor elektriksel açısal hızı (rad/sec)
Iq = 0;
Id = 0;
psi_d=0;
psi_q=0;

% Asenkron motorun parametre vektörü
  p_im = [T; Rs; Rr; Ls; Lr; Lm; np; J; B; Tl/Tb; Wb; Ib; Vb; Lb;
Tb];
  pp_im = [T; Rs; Rr; Ls; Lr; Lm; np; J; B; Tll/Tb; Wb; Ib; Vb;
Lb; Tb];

% Akım modeli
h_cm = [0;0];              %  h = [ime; theta_old]
p_cm = [T;Rr;Lr;fb];       %  p = [T; Rr; Lr; fb]
theta_psi_r = 0;

% PID - IQ kontrolü
h_iq = [0;0;0];            % h_pid  = [up_reg3; ui_reg3; ud_reg3]
p_iq = [T; 2*Ib/Vb; 0.001; 0.0001; 0.1; 0.71; -0.71]; % [T; Kp;
Ti; Td; Kc; Umax; Umin];

% PID - ID kontrolü
h_id = [0;0;0];            % h_pid  = [up_reg3; ui_reg3; ud_reg3]
p_id = [T; 2*Ib/Vb; 0.001; 0.0001; 0.1; 0.71; -0.71]; % [T; Kp;
Ti; Td; Kc; Umax; Umin];

% PID - Hız denetimi
h_sp = [0;0;0];            % h_pid  = [up_reg3; ui_reg3; ud_reg3]
p_sp = [T; 0.02*SPb/Ib; 0.01; 0.0001; 0.9; 1; -1]; % [T; Kp; Ti;
Td; Kc; Umax; Umin];
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Başlangıç koşulları %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Similasyon girişleri %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Tt = 0.2;                  % Similasyon için toplam zaman (sec)
%Tt = 29*T;                 % Similasyon için toplam zaman (sec)
Tt = 5000*T;                % Similasyon için toplam zaman (sec)
%Tt = 3024*T;
t = 0:T:Tt;                % Similasyon süresi (sec)

speed_ref = 600/SPb;      % Referans hız (pu)
%speed_ref = 1200/SPb;
Id_ref = 1.5/Ib;           % Senkron hızda dönen referans d-
ekseni akımı (pu)
Iq_ref = 0/Ib;             % Senkron hızda dönen referans q-ekseni
akımı (pu)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Similasyon girişleri %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Similasyon bölümü %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
for i = 1:length(t),

   if t(i)<=1.0005
      % Phase 1 incremental build
      speed_ref = 600/SPb;     % Referans hız (pu)
      %     Tl=2;
   %Id_ref = 1.5/Ib;

   %Id_ref = 2/Ib;

  [Iq_ref,Y,h_sp] = pid_reg3(speed_ref,Wr,h_sp,p_sp);  % sensored
     [Uq_ref,Y,h_iq] = pid_reg3(Iq_ref,Iq,h_iq,p_iq);
     [Ud_ref,Y,h_id] = pid_reg3(Id_ref,Id,h_id,p_id);

     [uq_ref,ud_ref] = inv_park(Uq_ref,Ud_ref,theta_psi_r);

     [Te,Wr,X] = aci(Wr,X,[uq_ref; ud_ref],p_im);

  [Iq,Id] = park(X(3),X(4),theta_psi_r);
  [psi_q,psi_d] = park(X(1),X(2),theta_psi_r);


       [theta_psi_r,h_cm] = cur_mod(Id,Iq,Wr,h_cm,p_cm);

     elseif t(i)<=1.8005
      %Tl=2;
      %Id_ref = -1.5/Ib;
      speed_ref = 300/SPb;
      %Id_ref = 2.5/Ib;
      %wr=0;

[Iq_ref,Y,h_sp] = pid_reg3(speed_ref,Wr,h_sp,p_sp); % sensored
     [Uq_ref,Y,h_iq] = pid_reg3(Iq_ref,Iq,h_iq,p_iq);
     [Ud_ref,Y,h_id] = pid_reg3(Id_ref,Id,h_id,p_id);


     %[Ud_ref,Y,h_iq] = pid_reg3(Iq_ref,Iq,h_iq,p_iq);
     %[Uq_ref,Y,h_id] = pid_reg3(Id_ref,Id,h_id,p_id);
```

```
  [uq_ref,ud_ref] = inv_park(Uq_ref,Ud_ref,theta_psi_r);


   %[ud_ref,uq_ref] = inv_park(Uq_ref,Ud_ref,theta_psi_r);


      [Te,Wr,X] = aci(Wr,X,[uq_ref; ud_ref],p_im);

%Te=-Te;

  [Iq,Id] = park(X(3),X(4),theta_psi_r);
[psi_q,psi_d] = park(X(1),X(2),theta_psi_r);

  %Iq=-Iq;
  %Id=-Id;

     [theta_psi_r,h_cm] = cur_mod(Id,Iq,Wr,h_cm,p_cm);

   %  Tll=Tl;


   %uq_ref=uq_ref*1.18;
   %ud_ref=ud_ref*1.18;

  % Uq_ref=Uq_ref*1.18;
   %Ud_ref=Ud_ref*1.18;


      else t(i)>1.8005
      %speed_ref = 900/SPb;
      speed_ref=0;
      %Tll=Tll*0.5;

      %uq_ref=uq_ref*0.84;
      %ud_ref=ud_ref*0.84;

  %    Uq_ref=Uq_ref*0.84;
   %   Ud_ref=Ud_ref*0.84;


     [Iq_ref,Y,h_sp] = pid_reg3(speed_ref,Wr,h_sp,p_sp);  %
sensored
     [Uq_ref,Y,h_iq] = pid_reg3(Iq_ref,Iq,h_iq,p_iq);
     [Ud_ref,Y,h_id] = pid_reg3(Id_ref,Id,h_id,p_id);

     %[Ud_ref,Y,h_iq] = pid_reg3(Iq_ref,Iq,h_iq,p_iq);
     %[Uq_ref,Y,h_id] = pid_reg3(Id_ref,Id,h_id,p_id);


  [uq_ref,ud_ref] = inv_park(Uq_ref,Ud_ref,theta_psi_r);

   %[ud_ref,uq_ref] = inv_park(Uq_ref,Ud_ref,theta_psi_r);


   %[Te,Wr,X] = aci(Wr,X,[uq_ref; ud_ref],pp_im);

   [Te,Wr,X] = aci(Wr,X,[uq_ref; ud_ref],p_im);
```

```
  [Iq,Id] = park(X(3),X(4),theta_psi_r);

  [psi_q,psi_d] = park(X(1),X(2),theta_psi_r);


  [theta_psi_r,h_cm] = cur_mod(Id,Iq,Wr,h_cm,p_cm);


end

   i_qe(i) = Iq;
   i_de(i) = Id;
   v_qe(i) = Uq_ref;
   v_de(i) = Ud_ref;

   ibeta(i) = X(3);
   ialfa(i) = X(4);
   vbeta(i) = uq_ref;
   valfa(i) = ud_ref;

   psi_r_beta(i) = X(1);
   psi_r_alfa(i) = X(2);

   theta_r(i) = theta_psi_r;

   psi_r_q(i)=psi_q;
   psi_r_d(i)=psi_d;

   torque(i) = Te;
   wr(i) = Wr;

   ime(i)=h_cm(1)/p_im(6);

   A(i)=i_qe(i)/ime(i);

   t(i)

   zoom
 end

% Rotor Akısı ve Açısının Hesaplanması
% Girişler:
%       i_sq = Stationary q-axis stator akımı (amp)
%       i_sd = Stationary d-axis stator akımı (amp)
%       u_sq = Stationary q-axis stator gerilimi (volt)
%       u_sd = Stationary d-axis stator gerilimi (volt)
%       h_in = [theta_psi_r_prev; psi_rD_i_prev; psi_sd_v_prev;
psi_sq_v_prev;
%               ui_sd_prev; ui_sq_prev; e_sd_prev; e_sq_prev]
%  p = [T; Rs; Rr; Ls; Lr; Lm; Kp; Ti; Ib; Vb]
% Çıkışlar:
%       psi_rq = Stationary q-axis rotor akısı linkage
(volt.sec/rad)
%       psi_rd = Stationary d-axis rotor akısı linkage
(volt.sec/rad)
```

```
%       theta_psi_r = Synchronously rotating rotor akısı angle
between 0-2*pi (rad)
%       h_out = [theta_psi_r_curr; psi_rD_i_curr; psi_sd_v_curr;
psi_sq_v_curr;
%                ui_sd_curr; ui_sq_curr; e_sd_curr; e_sq_curr]
% where
%            T = örnekleme peryodu (sec)
%       Rs = Stator direnci (ohm)
%       Rr = Statora indirgenmiş Rotor direnci (ohm)
%       Ls = Stator öz endüktansı (H)
%       Lr = Rotora indirgenmiş Statordirenci (H)
%       Lm = Mıknatıslama endüktansı (H)
%       Kp = Orantısal Kazanç
%       Ti = İntegral işleminde reset zamanı (sec)
%       theta_psi_r_prev,theta_psi_r_curr = Öncekiveakımı rotor
akısı angle (rad)
%       psi_rD_i_prev,psi_rD_i_curr = Öncekiveakımı rotor akısı
(volt.sec)
%       psi_sd_v_prev,psi_sd_v_curr = Öncekiveakımı stator akısı
(volt.sec)
%       psi_sq_v_prev,psi_sq_v_curr = Öncekiveakımı stator akısı
(volt.sec)
%       ui_sd_prev,ui_sd_curr = Öncekiveakımı integral
terimigerilimi (volt)
%       ui_sq_prev,ui_sq_curr = Öncekiveakımı integral
terimigerilimi (volt)
%       e_sd_prev,e_sd_curr = Öncekiveakımı back emf (volt)
%       e_sq_prev,e_sq_curr = Öncekiveakımı back emf (volt)

% Makine Parametleri ile kullanılan sabitlerin tanımı;
Tr = p(5)/p(3);% Tr = Lr/Rr, Rotor zaman sabiti; Rr'ye bağımlılık

% Sabitler
K1_fe = Tr/(Tr+p(1));
K2_fe = p(1)/(Tr+p(1));
K3_fe = p(6)/p(5);
K4_fe = (p(4)*p(5)-p(6)*p(6))/(p(5)*p(6));
K5_fe = p(9)*p(2)/p(10);
K6_fe = p(10)*p(1)/(p(6)*p(9));
K7_fe = p(5)/p(6);
K8_fe = (p(4)*p(5)-p(6)*p(6))/(p(6)*p(6));

% Değişkenlerin isimleri
i_qs_fe = i_sq;
i_ds_fe = i_sd;
u_qs_fe = u_sq;
u_ds_fe = u_sd;
theta_r_fe = h_in(1);
flx_dr_e = h_in(2);
psi_ds_fe = h_in(3);
psi_qs_fe = h_in(4);
ui_ds = h_in(5);
ui_qs = h_in(6);
emf_ds = h_in(7);
emf_qs = h_in(8);

Kp_fe = p(7);
Ki_fe = p(8)/p(1);
```

```
% Ölçülen Stator akımlarının Park dönüşümü;
    theta_e = 2*pi*theta_r_fe;
    i_ds_e = i_qs_fe*sin(theta_e)+i_ds_fe*cos(theta_e);

% Rotorakı modeli kısmı (Rotor Akısı Vector Kontrol Denklemi)
     flx_dr_e = K1_fe*flx_dr_e - K2_fe*i_ds_e;

% Akı modelinden elde edilen akıların Ters Park Dönüşümü;
   flx_dr_s = flx_dr_e*cos(theta_e);
   flx_qr_s = flx_dr_e*sin(theta_e);

% Rotor akısı modeli kullanılarak hesaplanan Sator Akılarının
hesabı;
   flx_ds_s = K3_fe*flx_dr_s + K4_fe*i_ds_fe;
   flx_qs_s = K3_fe*flx_qr_s + K4_fe*i_qs_fe;

% Dijital PI Kontrolör Modeli;
   error =  psi_ds_fe - flx_ds_s;
   ucomp_ds = Kp_fe*error + ui_ds;
   ui_ds = Kp_fe*Ki_fe*error + ui_ds;

   error =  psi_qs_fe - flx_qs_s;
   ucomp_qs = Kp_fe*error + ui_qs;
   ui_qs = Kp_fe*Ki_fe*error + ui_qs;

% Back emf'lin integralinden Stator Akısının hesaplanması;
   emf_old = emf_ds;
   emf_ds = u_ds_fe - ucomp_ds - K5_fe*i_ds_fe;
   psi_ds_fe = psi_ds_fe + K6_fe*(0.5)*(emf_ds + emf_old);

   emf_old = emf_qs;
   emf_qs = u_qs_fe - ucomp_qs - K5_fe*i_qs_fe;
   psi_qs_fe = psi_qs_fe + K6_fe*(0.5)*(emf_qs + emf_old);

% Back emf'lin integralinden Stator Akısının hesaplanmasına
dayalı Rotor Akısının Hesabı;
   psi_dr_fe = K7_fe*psi_ds_fe - K8_fe*i_ds_fe;
   psi_qr_fe = K7_fe*psi_qs_fe - K8_fe*i_qs_fe;

% Rotor Akısının hesabı;
   theta_r_fe = rem(2*pi+atan2(psi_qr_fe,psi_dr_fe),2*pi)/(2*pi);

% Değişkenlerin Güncellenmesi;
psi_rd = psi_dr_fe;
psi_rq = psi_qr_fe;
theta_psi_r = theta_r_fe;

% Hesaplanan Büyüklüklerin Güncellenmesi;
h_out = [theta_r_fe; flx_dr_e; psi_ds_fe; psi_qs_fe; ui_ds;
ui_qs; emf_ds; emf_qs];
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Eğrilerin Çizdirilmesi  %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Resim(1)
subplot(221)
plot(t,valfa,t,vbeta,'-.');
legend('v_{s\alpha}','v_{s\beta}',0);
title('Asenkron Motor Yanitlari');
ylabel('stator gerilimleri (pu)');
```

```
xlabel('zaman (s)');
grid
subplot(222)
plot(t,v_de,t,v_qe,'-.');
legend('v_{de}','v_{qe}',0);
title('Asenkron Motor Yanitlari');
xlabel('zaman (s)');
grid
subplot(223)
plot(t,ialfa,t,ibeta,'-.');
legend('i_{s\alpha}','i_{s\beta}',0);
ylabel('stator akimları (pu)');
xlabel('zaman (s)');
grid
subplot(224)
plot(t,i_de,t,i_qe,'-.');
legend('i_{de}','i_{qe}',0);
xlabel('zaman (s)');
grid

Resim(2)
subplot(211)
plot(t,psi_r_alfa,t,psi_r_beta,'-.');
legend('\psi_{r\alpha}','\psi_{r\beta}',0);
title('Asenkron Motor Yanitlari');
ylabel('Rotor Halkalanma Akilari (pu)');
xlabel('zaman (s)');
grid
subplot(212)
plot(t,torque);
ylabel('T_e (pu)');
xlabel('zaman (s)');
grid

if phase1_inc_build==1
Resim(3)
subplot(211);
plot(t,rmp);
ylabel('\theta_{ramp} (pu)');
xlabel('zaman (s)');
grid
subplot(212);
plot(t,theta_r);
ylabel('\theta_{\Psi_r} (pu)');
xlabel('zaman (s)');
grid
end

if phase2_inc_build==1
Resim(3)
plot(t,theta_r);
axis([0 Tt -0.2 1.2]);
title('Hesaplanan rotor akisi acisi');
ylabel('\theta_{\Psi_r} (pu)');
xlabel('zaman (s)');
grid
end
```

```
Resim(4)
plot(t,speed_ref*ones(1,length(t)),':',t,wr);
legend('\omega^*_r','\omega_r',0);
title('Asenkron Motor Yanitlari');
ylabel('elektriksel rotor açisal hizi (pu)');
xlabel('zaman (s)');
grid

Resim(5)
subplot(211)
plot(t(1:5000),wr(1:5000));
plot(t,wr);
title('Asenkron Motor Yanitlari');
ylabel('Ölçülen rotor hizi (pu)');
xlabel('zaman (s)');
grid
subplot(212)
plot(t(1:5000),torque(1:5000));
plot(t,torque);
ylabel('ölçülen moment (pu)');
xlabel('zaman (s)');
grid
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Resim(6)
subplot(211)
plot(t,valfa);
axis([0 Tt -0.5 0.5]);
title('Alfa-ekseni stator gerilimi (pu)');
grid
subplot(212)
plot(t,vbeta);
axis([0 Tt -0.5 0.5]);
title('Beta-ekseni stator gerilimi (pu)');
xlabel('zaman (s)');
grid

Resim(7)
subplot(211)
plot(t,ialfa);
axis([0 Tt -1.5 1.5]);
title('Alfa-ekseni stator akimi (pu)');
grid
subplot(212)
plot(t,ibeta);
axis([0 Tt -1.5 1.5]);
title('Beta-ekseni stator akimi (pu)');
xlabel('zaman (s)');
grid

Resim(8)
subplot(211)
plot(t,i_de);
axis([0 Tt 0 0.8]);
title('D-ekseni stator akimi (pu)');
grid
subplot(212)
plot(t,i_qe);
axis([0 Tt -2 1.5]);
```

```
title('Q-ekseni stator akimi (pu)');
xlabel('zaman (s)');
grid

Resim(9)
subplot(211)
plot(t,psi_r_alfa);
axis([0 Tt -1 1]);
title('Alfa-ekseni rotor akisi (pu)');
grid
subplot(212)
plot(t,psi_r_beta);
axis([0 Tt -1 1]);
title('Beta-ekseni rotor akisi (pu)');
xlabel('zaman (s)');
grid

Resim(10)
subplot(211)
plot(t,torque);
axis([0 Tt -0.5 0.5]);
title('Elektromagnetik moment (pu)');
grid
subplot(212)
plot(t,wr);
axis([0 Tt -0.2 1]);
title('Rotor hizi (pu)');
xlabel('zaman (s)');
grid

Resim(11)
subplot(211)
plot(t,ialfa);
axis([0 Tt -2 2]);
%title('MATLAB Version');
ylabel('Alfa-ekseni stator akimi (pu)');
xlabel('zaman (s)');
grid
subplot(212)
plot(t,wr);
axis([0 Tt -0.2 1]);
ylabel('Ölçülen hiz (pu)');
xlabel('zaman (s)');
grid

Resim(12)
subplot(211)
plot(t,torque);
%title('MATLAB Version');
ylabel('Elektromagnetik moment (pu)');
xlabel('zaman (s)');
grid
subplot(212)
plot(t,theta_r);
axis([0 Tt -0.5 1.2]);
ylabel('hesaplanan rotor akisi açisi (pu)');
xlabel('zaman (s)');
grid
```

```
Resim(13)
plot(t,ime);
axis([0 Tt 0 3.4]);
%legend('\omega^*_r','\omega_r','\omega_{rhat}',0);
%title('Rotor Miknatislama Akimi');
ylabel('Rotor Miknatislama Akimi');
xlabel('zaman (s)');
grid

Resim(14)
plot(t,Id_ref*ones(1,length(t)),':',t,psi_r_d);
axis([0 Tt 0 0.5]);
%legend('\omega^*_r','\omega_r','\omega_{rhat}',0);
%title('Rotor Miknatislama Akimi');
ylabel('D-ekseni rotor akisi');
xlabel('zaman (s)');
grid

Resim(15)
plot(t,psi_r_q);
axis([0 Tt -0.2 0.2]);
%legend('\omega^*_r','\omega_r','\omega_{rhat}',0);
%title('Rotor Miknatislama Akimi');
ylabel('Q-ekseni rotor akisi');
xlabel('zaman (s)');
grid
```

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad:	Ali Saffet Altay
Doğum Yeri ve Tarihi:	İstanbul 25.12.1967
Adres:	İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü Ayazağa Yerleşkesi 34469 Maslak-İstanbul
E-Posta:	altayali@itu.edu.tr
Lisans:	İstanbul Teknik Üniversitesi
Yüksek Lisans:	İstanbul Teknik Üniversitesi

Yayın Listesi:

- Güngör, S. ve **Altay, A.S.** 2002. Simulation of magnetic circuits including hysteresis nonlinearity. *IEEE Conference on Electromagnetics Field Computation.*June 16-19, Perugia, Italy.
- Güngor, S. ve **Altay, A.S.** 2002. Modeling of magnetic circuits including hysteresis nonlinearity and iron losses. *IASTED International Conference of Applied Simulation and Modeling*. June 25-28, Crete, Greece.
- **Altay, A.S.** 2011. Effect of zinc chloride on magnetic properties of electrospun nanofibers obtained from polyvinyalcohol, wheat starch an sodium alginate. *EuroNanoForum*, May 30-31, Budapest, Hungary.
- Şener, A.Ş., **Altay, A.S.** ve Altay, F. 2011. Effect of voltage on morphology of electrospun nanofibers.*ELECO International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, December 3-4, Bursa, Turkey.

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR

- **Altay, A.S**. ve Güngör, S. 2001. Analysis and Comparison of Space Vector Modulation Schemes for Inverter with Sinusoidal Output Current by Using DSP Controller. *ELECO International Conference on Electrical and Electronics Engineering*, November 7-11, Bursa, Turkey.

- **Altay, A. S**., Tacer, M. E.,& Mergen, A.F. 2014.Sensorless speed control of a vector controlled three-phase induction motor drive by using MRAS. Journal of Vibroengineering. 16, 3, 1258-1267.