

**İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**İNDÜKSİYON MOTORUNUN SENSÖRSÜZ HIZ  
KONTROLÜ UYGULAMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
Mak. Müh. Nurettin Gökhan ADAR**

**Anabilim Dalı: MAKİNA MÜHENDİSLİĞİ**

**Programı : KONSTRÜKSİYON**

**HAZİRAN 2008**

**İNDÜKSİYON MOTORUNUN SENSÖRSÜZ HIZ  
KONTROLÜ UYGULAMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ  
Mak. Müh. Nurettin Gökhan ADAR  
(503041212)**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 5 Mayıs 2008  
Tezin Savunulduğu Tarih : 9 Haziran 2008**

**Tez Danışmanı : Yrd. Doç. Dr. Cemal BAYKARA (İ.T.Ü.)  
Diğer Jüri Üyeleri : Yrd. Doç.Dr. Vedat TEMİZ (İ.T.Ü.)  
Yrd. Doç.Dr. Cüneyt FETVACI (İ.Ü.)**

**HAZİRAN 2008**

## **ÖNSÖZ**

Tez çalışmalarım boyunca kıymetli görüşleri ile beni yönlendiren, teşvik ve desteğini esirgemeyen tez danışmanım Sayın Yrd. Doç. Dr. Cemal Baykara'ya çok teşekkür eder şükranlarımı sunarım.

Ayrıca değerli görüşleri ile tezin her aşamasında bizi yönlendiren Sayın Prof. Dr. Can Özsoy'a teşekkürü bir borç bilirim.

Son olarak eğitim ve öğretim hayatım boyunca maddi manevi desteklerini esirgemeyen her zaman yanımda olan annem ve ablama şükranlarımı sunarım.

**Mayıs 2008**

**Mak. Müh. Nurettin Gökhan ADAR**

## İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
<b>ÖNSÖZ</b>	<b>ii</b>
<b>İÇİNDEKİLER</b>	<b>iii</b>
<b>KISALTMALAR</b>	<b>v</b>
<b>TABLO LİSTESİ</b>	<b>vi</b>
<b>ŞEKİL LİSTESİ</b>	<b>vii</b>
<b>SEMBOL LİSTESİ</b>	<b>ix</b>
<b>ÖZET</b>	<b>xi</b>
<b>SUMMARY</b>	<b>xii</b>
<b>1. GİRİŞ</b>	<b>1</b>
<b>2. ALTERNATİF AKIM MOTORLARININ TEMELLERİ</b>	<b>4</b>
2.1 Giriş	4
2.2 Alternatif Akım Makinalarının Sınıflandırılması	6
2.3 İndüksiyon Motorunun Çalışma Prensibi	8
2.3.1 Stator Sargılarının Düzenlenmesi	8
2.3.2 Güç Kaynağına Bağlanması	9
2.3.3 Döner Manyetik Alanın Oluşması	10
2.3.4 Rotorun Dönmesi	12
<b>3. İNDÜKSİYON MOTORUNUN MATEMATİKSEL MODELİ</b>	<b>14</b>
3.1 Asenkron Motorların Fiziksel Prensibi	14
3.2 Üç Fazlı Dönüşüm	16
3.2.1 Park Dönüşümü	18
3.3 Üç Fazlı İndüksiyon Motorunun Elektriksel Devre Modeli	20
3.3.1 Gerilim Denklemleri	20
3.3.2 Akı Denklemleri:	21
3.4 İsteğe Bağlı Referans Çerçevesindeki Makina Modeli	22
3.4.1 $qd0$ Düzlemindeki Gerilim Denklemleri	24
3.4.2 $qd0$ Düzlemindeki Akı İlişkisi	25
3.4.3 $qd0$ Moment Denklemleri	27
3.5 İsteğe Bağlı Referans Düzlemindeki İndüksiyon Motorunun Denklemleri	28
3.6 Duran-Döner Referans Düzlemine göre İndüksiyon Motorunun Denklemleri	30
3.6.1 Duran Referans Düzlemine göre İndüksiyon Motorunun Denklemleri	31
3.6.2 Döner Referans Düzlemine göre İndüksiyon Motorunun Denklemleri	33

3.7 İndüksiyon Motorunun Duran Referans Düzlemine göre Simülasyon Denklemleri	34
<b>4. ASENKRON MOTOR HIZ KONTROLÜ VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ</b>	<b>39</b>
4.1 Motor Kutup Sayısının Değiştirilmesi ile Hız Kontrolü	39
4.2 Stator Geriliminin Değiştirilmesi ile Hız Kontrolü	40
4.3 Stator Frekansının Değiştirilmesi ile Hız Kontrolü	41
4.4 Skaler Kontrol Yöntemi	42
4.4.1 Volt/ Hertz Kontrol	42
4.5 Asenkron Makinalarda Kullanılan Güç Elektroniği Devreleri	45
4.5.1 Doğrudan frekans çeviriciler (Cycloconverter)	46
4.5.2 Ara Devreli Çeviriciler	47
4.5.3 Darbe Genişlik Modülasyonu	48
4.5.4 Uzay Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu	52
<b>5. KALMAN FİLTRESİ</b>	<b>56</b>
5.1 Gözlemleyiciler	56
5.2 Kalman Filtresi	57
5.3 Genişletilmiş Kalman Filtresi	61
5.3.1 Genişletilmiş Kalman Filtresinin Uygulanması	62
<b>6. SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTORUN MATLAB/SİMULİNK UYGULAMASI</b>	<b>69</b>
6.1 Sayısal Benzetim Sonuçları	71
6.1.1 Yüksüz Sabit 1500 d/d Hızda Benzetim Sonuçları	71
6.1.2 Yüksüz kademeli Hız Artışı Benzetim Sonuçları	76
6.1.3 Maksimum Yüklü Kademeli Hız Artışı Benzetim Sonuçları	77
6.1.4 Yüksüz Kademeli Hız Azalması Benzetim Sonuçları	78
6.1.5 Maksimum Yüklü Kademeli Hız Azalması Benzetim Sonuçları	79
6.1.6 Yük Momenti ve Referans Hız Artışı –Azalması Benzetim Sonuçları	80
6.1.7 Yük Momenti ve Referans Hız Artış-Azalması Benzetim Sonuçları	81
6.1.8 Stator ve Rotor Dirençleri Değiştirilme Benzetim Sonuçları	82
<b>7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER</b>	<b>84</b>
<b>KAYNAKLAR</b>	<b>86</b>
<b>EK A</b>	<b>88</b>
<b>EK B</b>	<b>89</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ</b>	<b>92</b>

## KISALTMALAR

<b>AA</b>	: Alternatif Akım
<b>DA</b>	: Doğru Akım
<b>DGM</b>	: Darbe Genişlik Modülasyonu
<b>UVDGM</b>	: Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu
<b>GKF</b>	: Genişletilmiş Kalman Filtresi
<b>GLG</b>	: Genişletilmiş Luenberger Gözlemleyicisi
<b>IGBT</b>	: Kapısı İzoleli Bipolar Transistör (Insulated-Gate Bipolar Transistor)
<b>UVDGM</b>	: Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

## TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
<b>Tablo 2-1</b> Sargıların kutup durumları [1].....	10
<b>Tablo 3-1</b> : Referans düzlemleri ve ifadeleri [3].....	18

## ŞEKİL LİSTESİ

### Sayfa No

Şekil 2-1 : Elektrik motorlarının kullanıldığı örnekler [1] .....	4
Şekil 2-2 : Alternatif akım makinaların sınıflandırılması.....	6
Şekil 2-3 : Sincap kafesli motorun açık gösterimi.....	7
Şekil 2-4 : Sincap kafesli motorun rotoru.....	8
Şekil 2-5 : Sincap kafesli motorun statoru [1].....	8
Şekil 2-6 : Stator sargılarının düzenlenmesi [1] .....	9
Şekil 2-7 : Statorun alternatif akım kaynağına bağlanması [1] .....	9
Şekil 2-8 : Fazların yerleştirilmesi [1].....	9
Şekil 2-9 : Başlangıç zamanında faz-akım ilişkisi [1].....	10
Şekil 2-10 : 1. zamanda faz-akım ilişkisi [1].....	11
Şekil 2-11 : 2. zamanda faz-akım ilişkisi [1].....	11
Şekil 2-12 : 1 tam dönme sonunda faz-akım ilişkisi [1].....	12
Şekil 2-13 : Stator da meydana gelen manyetik alan [1].....	12
Şekil 2-14 : Rotorda meydana gelen manyetik alan [1] .....	13
Şekil 2-15 : Stator ve rotorda meydana gelen kutuplanma [1].....	13
Şekil 3-1: iki kutuplu 3 fazlı indüksiyon motoru.....	20
Şekil 3-2 : $abc$ düzlemi ile $dq0$ düzlemi arasındaki ilişki .....	23
Şekil 3-3 : $abc$ düzlemi ile $qd0$ düzlemi arasındaki ilişki .....	24
Şekil 3-4 : İsteğe bağlı referans düzlemindeki $qd0$ eşdeğer devresi a) $q$ -ekseni devresi b) $d$ -ekseni devresi [5].....	27
Şekil 3-5 : Duran referans düzlemindeki $qd0$ eşdeğer devresi a) $q$ -ekseni devresi b) $d$ -ekseni devresi [5].....	32
Şekil 3-6 : Dönen referans düzlemindeki $qd0$ eşdeğer devresi a) $q$ -ekseni devresi b) $d$ -ekseni devresi [5].....	34
Şekil 3-7 : İndüksiyon motorun $qd$ -eksenindeki simülasyon akış diyagramları [4]..	38
Şekil 4-1 : Farklı stator gerilimlerdeki moment hız grafiği [8] .....	40
Şekil 4-2 : Sabit stator geriliminde, frekans değiştirilerek elde edilen $M- \omega_r$ grafiği[8] .....	41
Şekil 4-3 : Asenkron motorda stator voltaj-frekansını değiştirilerek yapılan hız moment, stator akımı ve stator moment değişim grafiği [9].....	43
Şekil 4-4 : Açık çevrim V/f kontrol.....	43
Şekil 4-5 : Kayma ayarlı kapalı çevrim V/f kontrol .....	44
Şekil 4-6 : Asenkron motorun sürücü blok diyagramı [2].....	45
Şekil 4-7 : Asenkron motor sürücülerin sınıflandırılması [2].....	46
Şekil 4-8 : Doğrudan frekans çeviricinin devre şeması [2] .....	47
Şekil 4-9 : IGBT'leri kullanan tek fazlı bir DGM [10] .....	49
Şekil 4-10 : Transistörlerin iletim-kesim durumlarının kontrolü için kullanılan karşılaştırıcı [10] .....	49

<b>Şekil 4-11</b> : Karşılaştırmacıda kullanılan referans gerilimleri .....	50
<b>Şekil 4-12</b> : Giriş gerilimi 0 Volt olan bir DGM devresinin çıkışı.....	50
<b>Şekil 4-13</b> : Karşılaştırmacı tepe geriliminin yarısına eşit giriş geriliminde DGM devresinin çıkışı .....	51
<b>Şekil 4-14</b> : Girişine sinüzoidal bir kontrol gerilimi uygulanan DGM devresinin çıkışı.....	52
<b>Şekil 4-15</b> : Üç-fazlı iki-seviyeli çevirici devresi .....	53
<b>Şekil 4-16</b> : 8 olası anahtarlama durumu .....	54
<b>Şekil 4-17</b> : Gerilim vektör uzayı .....	54
<b>Şekil 4-18</b> : 1. sektördeki bir Ts süresi için a, b, c faz gerilimlerinin anahtarlama durumu .....	55
<b>Şekil 4-19</b> : Tüm sektörler için anahtarlama durumları.....	55
<b>Şekil 5-1</b> : Kalman filtresi algoritmasının akış diyagramı.....	61
<b>Şekil 5-2</b> : Genişletilmiş kalman filtresi algoritmasının akış diyagramı .....	68
<b>Şekil 6-1</b> : GKF'li V/f kontrolü indüksiyon motorunun blok diyagramı .....	70
<b>Şekil 6-2</b> : a) d ekseninde stator akımı ile kestirilen stator akımı b) stator akımı ile kestirilen stator akımı arasındaki hata.....	71
<b>Şekil 6-3</b> : a) q ekseninde stator akımı ile kestirilen stator akımı b) stator akımı ile kestirilen stator akımı arasındaki hata.....	72
<b>Şekil 6-4</b> : a) d ekseninde rotor akısı ile kestirilen rotor akısı b) rotor akısı ile kestirilen rotor akısı arasındaki hata .....	73
<b>Şekil 6-5</b> : a) q ekseninde rotor akısı ile kestirilen rotor akısı b) rotor akısı ile kestirilen rotor akısı arasındaki hata .....	74
<b>Şekil 6-6</b> : a) Yüksüz 1500 d/d'daki rotor hızı, kestirilen hız, referans hız b) Rotor hızı ile kestirilen hız arasındaki hata.....	75
<b>Şekil 6-7</b> : a) Yüksüz kademeli hız artışı ile elde edilen rotor hızı, kestirilen hız, referans hız b) Rotor hızı ile kestirilen hız arasındaki hata.....	76
<b>Şekil 6-8</b> : a) Maksimum yüklü kademeli hız artışı ile elde edilen rotor hızı, kestirilen hız, referans hız b) Rotor hızı ile kestirilen hız arasındaki hata.....	77
<b>Şekil 6-9</b> : a) Yüksüz kademeli hız azalması ile elde edilen rotor hızı, kestirilen hız, referans hız b) Rotor hızı ile kestirilen hız arasındaki hata.....	78
<b>Şekil 6-10</b> : a) Maksimum yüklü kademeli hız azalması ile elde edilen rotor hızı, kestirilen hız, referans hız b) Rotor hızı ile kestirilen hız arasındaki hata.....	79
<b>Şekil 6-11</b> : a) Yük momenti ve referans hız artış –azalması ile elde edilen rotor hızı, kestirilen hız, referans hız b) rotor hızı ile kestirilen hız arasındaki hata .....	80
<b>Şekil 6-12</b> : a) Yük momenti ve referans hız artış –azalması ile elde edilen rotor hızı, kestirilen hız, referans hız b) rotor hızı ile kestirilen hız arasındaki hata .....	81
<b>Şekil 6-13</b> : Stator ve rotor dirençleri nominal değerinde elde edilen rotor hızı .....	82
<b>Şekil 6-14</b> : Stator ve rotor dirençleri %20 arttırılarak elde edilen hız grafiği.....	82
<b>Şekil 6-15</b> : Stator ve rotor dirençleri %50 arttırılarak elde edilen hız grafiği.....	83
<b>Şekil 6-16</b> : Stator ve rotor dirençleri %100 arttırılarak elde edilen hız grafiği.....	83

## SEMBOL LİSTESİ

$e$	: İndüklenen gerilimi
$\lambda$	: Manyetik akı
$L$	: İndüktans
$i$	: Akım
$f$	: Frekans
$n_s$	: Senkron hız
$p$	: Kutup çifti sayısı
$s$	: Kayma yüzdesi
$T$	: Dönüşüm matrisi
$v_{as}, v_{bs}, v_{cs}$	: Stator a, b ve c faz sargılarına uygulanan gerilim
$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$	: Stator a, b ve c faz sargılarına uygulanan akım
$\lambda_{as}, \lambda_{bs}, \lambda_{cs}$	: Stator a, b ve c faz sargılarına uygulanan akı
$v_{ar}, v_{br}, v_{cr}$	: Rotor a, b ve c faz sargılarına uygulanan gerilim
$i_{ar}, i_{br}, i_{cr}$	: Rotor a, b ve c faz sargılarına uygulanan akım
$\lambda_{ar}, \lambda_{br}, \lambda_{cr}$	: Rotor a, b ve c faz sargılarına uygulanan akı
$L_{ls}$	: Stator sargısındaki kaçak indüktans
$L_{lr}$	: Rotor sargısındaki kaçak indüktans
$L_{ss}$	: Stator sargılarının indüktansı
$L_{rr}$	: Rotor sargılarının indüktansı
$L_{sm}$	: Stator sargıları arasındaki ortak indüktans
$L_{rm}$	: Rotor sargıları arasındaki ortak indüktans
$L_{sr}$	: Stator-rotor ortak indüktans
$\omega$	: Açısal hız
$\theta_r(t)$	: Rotor açısı
$v_{qs}, v_{ds}$	: Stator geriliminin q-d bileşenleri (İsteğe Bağlı Referans Düzleminde)
$i_{qs}, i_{ds}$	: Stator akımının q-d bileşenleri (İsteğe Bağlı Referans Düzleminde)
$\lambda_{qs}, \lambda_{ds}$	: Stator akı q-d bileşenleri (İsteğe Bağlı Referans Düzleminde)
$v_{qr}, v_{dr}$	: Stator geriliminin q-d bileşenleri (İsteğe Bağlı Referans Düzleminde)
$i_{qr}, i_{dr}$	: Stator akımının q-d bileşenleri (İsteğe Bağlı Referans Düzleminde)
$\lambda_{qr}, \lambda_{dr}$	: Stator akı q-d bileşenleri (İsteğe Bağlı Referans Düzleminde)
$T_{em}$	: Elektriksel moment
$v_{qs}^s, v_{ds}^s$	: Stator geriliminin q-d bileşenleri (Duran Referans Düzleminde)
$i_{qs}^s, i_{ds}^s$	: Stator akımının q-d bileşenleri (Duran Referans Düzleminde)
$\lambda_{qs}^s, \lambda_{ds}^s$	: Stator akı q-d bileşenleri (Duran Referans Düzleminde)
$v_{qr}^s, v_{dr}^s$	: Rotor geriliminin q-d bileşenleri (Duran Referans Düzleminde)
$i_{qr}^s, i_{dr}^s$	: Rotor akımının q-d bileşenleri (Duran Referans Düzleminde)
$\lambda_{qr}^s, \lambda_{dr}^s$	: Rotor akı q-d bileşenleri (Duran Referans Düzleminde)
$v_{qs}^e, v_{ds}^e$	: Stator geriliminin q-d bileşenleri (Duran Referans Düzleminde)
$i_{qs}^e, i_{ds}^e$	: Stator akımının q-d bileşenleri (Duran Referans Düzleminde)
$\lambda_{qs}^e, \lambda_{ds}^e$	: Stator akı q-d bileşenleri (Duran Referans Düzleminde)
$v_{qr}^e, v_{dr}^e$	: Rotor geriliminin q-d bileşenleri (Duran Referans Düzleminde)
$i_{qr}^e, i_{dr}^e$	: Rotor akımının q-d bileşenleri (Duran Referans Düzleminde)

$\lambda_{qr}^e, \lambda_{dr}^e$	: Rotor akı q-d bileşenleri (Duran Referans Düzleminde)
$R_r, r_r$	: Rotor direnci
$R_s, r_s$	: Stator direnci
$\omega_{sl}$	: Kayma komutu
$\omega_e$	: Frekans komutu
$A$	: Sistem matrisi
$B$	: Giriş matrisi
$C$	: Ölçüm matrisi
$x$	: Durum vektörü
$z$	: Ölçüm vektörü
$u$	: Kontrol giriş vektörü
$w_k$	: Sistem gürültü vektörü
$v_k$	: Ölçme gürültü vektörü
$\hat{x}_k$	: Güncellenen durum matrisi
$K_k$	: Kalman kazancı
$Q$	: Sistem kovaryans matrisi
$P_k$	: Güncellenen hata kovaryansı

# İNDÜKSİYON MOTORUNUN SENSÖRSÜZ HIZ KONTROLÜ UYGULAMASI

## ÖZET

İndüksiyon motorları endüstride en çok tercih edilen elektrik motorlarıdır. Ancak 70'lerin başlarına dek çoğu uygulamalarda indüksiyon motorları lineer olmayan karmaşık bir modele sahip olduklarından kontrolsüz olarak kullanılmışlardır. Sürekli gelişen ve değişen endüstriyel uygulamalarda, indüksiyon motorun kullanımı ve kontrol yöntemleri gelişen teknoloji ile birlikte değişim göstermekte ve her geçen gün daha iyi performans elde edilebilecek bilimsel geliştirmeler üzerine çalışılmaktadır. Özellikle 70'li yıllardan sonra gelişen güç elektroniği teknolojisi ile birlikte değişken hız istenen uygulamalarda indüksiyon motorlar kullanılmaya başlanmıştır. Böylece indüksiyon motorları gittikçe artan bir oranda değişken hız ayarı istenen uygulamalarda, tercih sebebi sadece kontrolündeki kolaylık olan, doğru akım motorlarının yerini almaya başlamıştır. İndüksiyon motorunun kontrolünde gerekli verilerin toplanması için algılayıcılar kullanılmaktadır. Ancak kötü çevresel koşullarda algılayıcılar sistem güvenilirliğini düşürmekte ve indüksiyon motor sürücüsünün avantajlarını azaltmaktadır. İndüksiyon motorun hız ve konum kontrol devrelerinde kullanılan algılayıcılarının azaltılması, düşük maliyetli ve yüksek güvenilirliğe sahip indüksiyon motor sürücülerin ortaya çıkmasına sebep olmuştur. İndüksiyon motor ile ilgili mevcut matematik modellerin, gelişen teknoloji ile indüksiyon motoru sürme tekniklerine uygulanabilmesi sonucu önemli sonuçlar elde edilmeye başlanmıştır. İndüksiyon motorunun algılayıcısız hız kontrolünde gözlemleyiciler kullanılmaktadır. Bu gözlemleyiciler ile indüksiyon motorun ölçülen gerilim ve akım değerleri yardımıyla, motorun anlık hız bilgisi, konum bilgisi, milde bulunan yük momenti ve indüksiyon motorunun rotorunda oluşan akı değerlerinin elde edilmesine olanak sağlanmıştır. Bu tez çalışmasında öncelikle indüksiyon motorun kontrolünde kullanılan matematiksel modeli elde edilmiştir. Daha sonra indüksiyon motorun kontrol algoritmaları incelenmiştir. Bu algoritmalarından v/f kontrol algoritması ve Kalman filtreleme algoritmaları ele alınarak incelenmiştir. Genişletilmiş Kalman filtreleme algoritması, indüksiyon motor dq eksen sistemindeki modeline uygulanarak, rotor hızı kestirimi amaçlanmıştır. Amaçlanan filtreleme algoritmasının giriş verileri stator akım ve gerilim bilgileridir. Filtre çıkışında ise rotor açısal hızı, rotor akı bileşenleri ve stator akım bileşenleri kestirilmektedir. Söz konusu algoritmanın simülasyonu Matlab-Simulink ortamında gerçekleştirilmiştir. Sinusoidal giriş gerilimi için değişik yük momentleri ve değişik referans hız değerleri için simülasyon sonuçları elde edilmiştir.

# **AN APPLICATION OF INDUCTION MOTOR SENSORLESS SPEED CONTROL**

## **SUMMARY**

Induction motors are the most preferred electric motors in industry. But induction motors, which have a nonlinear and complex model, were used uncontrolled applications until 1970's. Application and control techniques of an induction motor have changed during developing industrial applications and academic improvements have been studied. Induction motors have been started to use in variable speed control applications with the developing power electronics after 1970's. So induction motors begin to change with dc motors in variable speed control applications. Sensors which collect necessary data for control of induction motor are used. But these sensors reduce reliability of system in bad environmental condition and decrease advantage of induction motor drive. Reduction of sensors which use control of induction motor in both speed and position cause to obtain induction motor drive having low cost and high reliability. As a result of present mathematical models related with induction motor put into practice to the induction motor drive techniques with developing technologies, important results have been obtained. Observers are used in sensorless speed control of induction motor. The current and voltage values of induction motor are used to obtain the rotor speed, position data, load torque and flux with these observers. In this thesis firstly mathematical model which is used to achieve induction motor control is obtained. Then induction motor control algorithm was examined. Then v/f control algorithm are discussed. Because of the noisy structure of the induction motor Kalman filter has been selected and the algorithm has been obtained. As Extended Kalman Filter algorithm applied to induction motor dq axis, estimation of rotor speed was aimed. Inputs of the Extended Kalman Filter are stator current and voltage data. Output of the filter are rotor speed, rotor fluxes and stator current. Simulation of this algorithm was performed in Matlab/Simulink. Simulation results were obtained for variable load torques and variable speed references.

## 1. GİRİŞ

Sincap kafesli asenkron motorlar, fiyatlarının ucuzluğu, sağlam yapıları, bakım gerektirmemeleri, yüksek güç/ağırlık oranına sahip olmaları ve her türlü ortam koşullarında (patlayıcı, parlayıcı, tozlu v.s. ortamlarda) çalışabilmeleri gibi üstün özellikleri nedeni ile geçmişten günümüze endüstrinin en çok kullandığı elektrik motorlarıdır. Asenkron motorlar günümüzde, asansörler, tekstil tezgahları, eksantrik presler, CNC tezgahları, elektrikli veya karma yapılı otomobiller vb. bir çok uygulamalarda kullanılmaktadır.

70'lerin başlarına dek ve daha sonrasındaki çoğu uygulamalarda asenkron motorlar lineer olmayan karmaşık bir modele sahip olduklarından kontrolsüz olarak kullanılmıştır. Buna karşılık değişik hızla tahrik edilen sistemlerde motor hızının geniş bir aralıkta kontrol edilmesi gerektiğinden, bu tür uygulamalarda genellikle giriş gerilimi değiştirilerek kolaylıkla kontrol edilebilen doğru akım motorları tercih edilmiştir. Sürekli gelişen ve değişen endüstriyel uygulamalarda, asenkron motorun kullanımı ve kontrol yöntemleri gelişen teknoloji ile birlikte değişim göstermekte ve her geçen gün daha iyi performans elde edilebilecek bilimsel geliştirmeler üzerine çalışılmaktadır.

Özellikle 70'li yıllardan sonra gelişen güç elektroniği teknolojisi ile birlikte skaler kontrol yönteminin ortaya çıkmasıyla, değişken hız istenen uygulamalarda da asenkron motorlar kullanılmaya başlanmıştır. Artık sabit frekanslı sinüzoidal bir gerilim kaynağından beslemek yerine, aralarındaki oran sabit tutulmak şartıyla, besleme geriliminin genliği ile frekansı değiştirilerek asenkron motorların hız ayarı yapılabilmektedir. Bu da, güç yarı iletken teknolojisindeki en önemli adımlardan biri olan darbe genişlik modülasyonu yapan eviricilerin kullanıldığı frekans çeviricileri ile sağlanmaktadır. Böylece asenkron motorlar gittikçe artan bir oranda değişken hız ayarı istenen; örneğin pompa, fan vs. gibi uygulamalarda, tercih sebebi sadece kontrolündeki kolaylık olan, doğru akım motorlarının yerini almaya başlamıştır.

Frekans değiştirerek hız ayarı frekans değiştiriciler sayesinde gerçekleştirilir. Frekans değiştiriciler, D.A. ara devreli ve doğrudan frekans değiştiriciler olmak üzere ikiye ayrılır. Doğrudan frekans değiştiriciler, belirli bir A.A. kaynağından denetlenebilen daha düşük bir frekansta A.A. elde etmekte kullanılan güç elektroniği devreleridir. Ara devreli frekans değiştiriciler ise doğrultucu, ara devre, çevirici ve kontrol unitelerinden oluşan frekans değiştiricilerdir. Doğrultucu ile şebeke geriliminden doğru gerilim elde edilir. Ara devre bir kondansatör bobin grubudur. Amacı doğru gerilimi filtre etmektir. evirici ise doğru gerilimden, frekansı ve gerilimi ayarlanabilir bir çıkış oluşturur. Kontrol devresi ise değişken genlik ve frekanstaki işaretlerin elde edilmesini sağlar.

Skaler kontrolünde kontrol büyüklüğü olan hız algılayıcılar ile ölçüldüğünden çok daha doğru sonuçlar vermektedir. Ancak bu yöntemde de özellikle düşük hızlarda sensörden alınan bilginin yeterince hassas olmaması ve makinanın çalışmasından dolayı meydana gelen sıcaklık ve vibrasyon gibi faktörlerin sensörleri olumsuz yönde etkilemesi sonucu oluşan sinyallerdeki harmonikler momentte dalgalanmalara neden olur. Bunların yanı sıra, hız ölçen takometreler ile enkoderler pahalı oldukları gibi makinada gereksiz büyük yer kaplarlar.

Asenkron motor skaler kontrolündeki bu türden olumsuzlukların üstesinden gelebilmek için daha gelişmiş kontrol tekniklerine doğru bir eğilim olmuştur. Bu teknikler, parametre değişimlerini on-line olarak izleyebilen, hız verisini sensör ile ölçmek yerine gözlemleyiciler ile kestiren kontrol teknikleri olup asenkron makinanın deterministik veya stokastik modeline ihtiyaç duyarlar.

Deterministik yaklaşımda matematiksel modelde sensörlerden edinilen gürültülü bilgiler hesaba katılmaz. Bu nedenle yapısında gürültülü ölçümler barındıran modellerin hatalarını minimize ederken aynı zamanda istenilen değişkenin kestirimini de yapan stokastik yaklaşımla çözüm üreten Kalman Filtresi tabanlı gözlemleyici tasarımları geliştirilmiştir. Bununla ilgili ilk alışma, Rudolph E. Kalman'ın 1960 yılında yayınlanan lineer filtreleme problemine tekrarlamalı bir çözüm getiren makalesi olmuştur [2].

Asenkron makinaların skaler kontrolünde kullanılan eviricilerin belli aralıklarla anahtarlanmasıyla üretilen besleme geriliminin dalga şeklinin tam bir sinüzoidal olmaması harmoniklerin oluşmasına neden olurlar. Uygulanan gerilimin zaten

gürültülü bir yapıya sahip olması, Kalman gözlemleyicisinin asenkron motorların slaker kontrolünde karşılaşılan sorunlara çözüm getirebilecek en uygun yöntem olabileceği kanısı bu tezin çalışma konusu olmuştur.

Bu tezin de konusu olan asenkron motorun algılayıcısız kontrolü üzerine birçok çalışma gerçekleştirilmiş ve günümüzde de bu yöntemlerin iyileştirilmesi için çalışmalar devam etmektedir. Algılayıcısız kontrolün en önemli sorunu motorun ısınmasında ve doyması durumunda ortaya çıkan motor parametrelerinin değişimidir. Bu değişimler, kontrol için gerekli olan rotor hızının kestiriminde hatalara neden olmaktadır. Bundan dolayı kestirimleri gerçekleştirecek gözlemleyicinin bu değişimlere karşı duyarsız ya da bu değişimlere adapte olabilecek yapıda olması gereklidir.

Tezin birinci bölümünde genel giriş yapıp tezin bölümleri hakkında bilgi verilmiştir.

İkinci bölümünde alternatif akım motorlarının temelleri, sınıflandırılması ve çalışma prensibi hakkında bilgiler verilmiştir.

Üçüncü bölümde asenkron motorların fiziksel prensibi, üç fazlı dönüşüm, sincap kafesli asenkron motorun makina modeli ve indüksiyon motorun duran eksen takımına göre simülasyon denklemleri verilmiştir.

Dördüncü bölümde asenkron motorları hız kontrol yöntemleri ve bu hız kontrolünde kullanılan güç elektroniği devreleri anlatılmıştır.

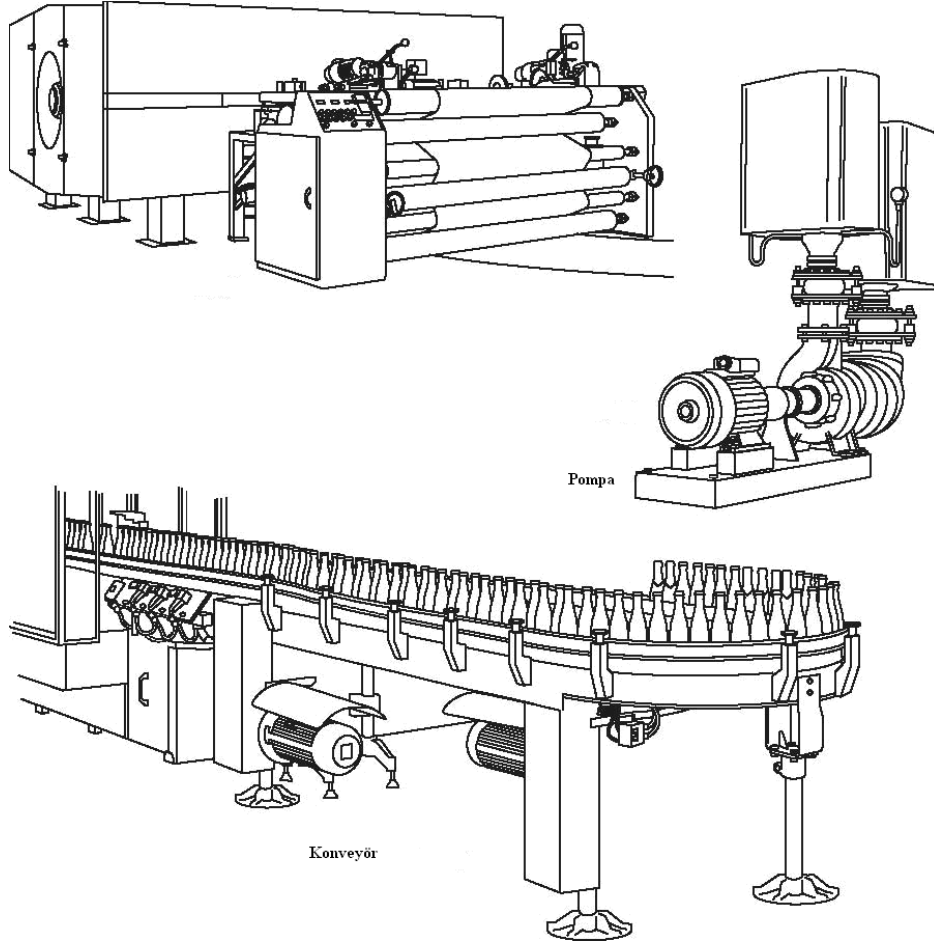
Beşinci bölümde genel konuyu kavramak için Kalman Filtresinden bahsedilmiştir. Daha sonra tezin konusu olan Genişletilmiş Kalman Filtresi algoritması çıkartılıp asenkron motora uygulanışı anlatılmıştır.

Altıncı bölümde Matlab/Simulink programı kullanılarak oluşturulan GKF'li V/f kontrolü indüksiyon motorunun blok diyagramı verilmiştir. Daha sonra bu blok diyagramla elde edilen simülasyon grafikleri verilmiştir.

## 2. ALTERNATİF AKIM MOTORLARININ TEMELLERİ

### 2.1 Giriş

Elektrik enerjisini mekanik enerjiye dönüştüren makinalara elektrik motorları denir. Elektrik motorları dünya çapında birçok uygulamada kullanılmaktadır. Elektrik motorları pompa veya fanın bir parçası olabileceği gibi karıştırıcı, taşıyıcı gibi mekanik donanımlara da bağlanabilir. Elektrik motorları bir veya daha fazla ihtiyaç duyulan çeşitli uygulamalarda kullanılırlar (Şekil 2.1) [1].



Şekil 2-1 : Elektrik motorlarının kullanıldığı örnekler [1]

Yakın zamana kadar alternatif akım motorları lineer olmayan davranışları ve akuple yapılarından dolayı sadece değişken hız veya moment kontrol gerektirmeyen

endüstriyel uygulamalarda kullanılıyorlardı. Geleneksel olarak doğru akım motorlarında akı ve moment bağımsız bir şekilde kontrol edilebildiğinden, hız ve moment cevabının hızlı sonuç vermesinden ve alternatif akım motoruna göre daha basit kontrol stratejisi gerektiğinden dolayı değişken hız uygulamalarında kullanılıyorlar [1].

Bununla birlikte, doğru akım motorları komütatör (çevirici) ve fırça sisteminden meydana geldiği için belirgin dezavantajlara sahiptir. İlk olarak, doğru akım motorunun içindeki komütatör (çevirici) periyodik bakıma ihtiyaç duyar. İkinci olarak, doğru akım motoru komütatör (çevirici) tarafından meydana gelen kıvılcımlardan dolayı patlayıcı veya korozyif ortamlarda kullanılamaz. Ayrıca komütatördeki (çevirici) mekanik temas yüksek hız ve voltaj çalışma koşullarını sınırlar. Ek olarak doğru akım motorları alternatif akım motorlarından çok daha pahalıdır [1].

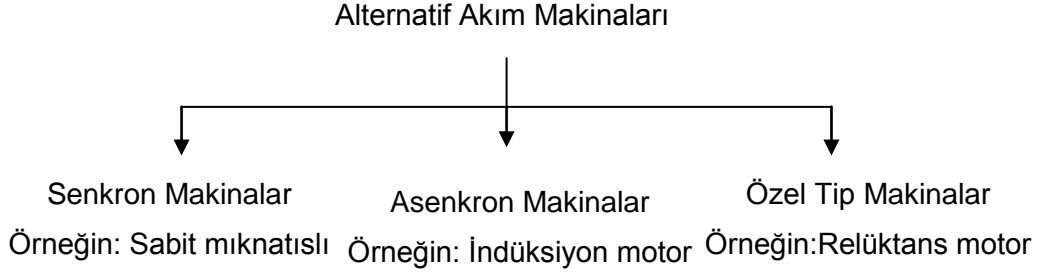
Diğer taraftan endüstriyel makinalar için güç kaynağının ekonomik formu olan alternatif akımın yaygın kullanımı ile alternatif akım motorlarının gelişmesine daha fazla önem verilmiştir. Alternatif akım motorları doğru akım motorlarına göre birçok üstün özelliğe sahiptir. Bunlar

- Bakım gerektirmeyen yapı
- Aynı büyüklükteki doğru akım motoruna kıyasla daha düşük maliyet
- Elektriksel kıvılcımlanma yok (patlayıcı atmosferlerde güvenle kullanım)
- Yüksek güvenlik
- Yüksek çıkış gücü olarak sayılabilir.

Çok yaygın kullanılmalarının ötesinde bu motorların tek dezavantajı kontrolündeki zorluklardır. Blaschke ve Hasse Alan yönlendirmeli kontrol olarak bilinen yöntemi geliştirdiklerinden beri indüksiyon motorlarının kullanımı gittikçe yaygınlaşmaya başladı. Bu kontrol stratejisiyle doğru akım motorundan elde edilen performansın aynısı sağlanır ve ayrıca indüksiyon motorunun elektrik sürücüsünün bütün tiplerine uygulanabilir [1].

## 2.2 Alternatif Akım Makinalarının Sınıflandırılması

Alternatif akım makinaları genel olarak şekil 2.2’de gösterildiği gibi üç sınıfa ayrılabilir.



**Şekil 2-2 :** Alternatif akım makinalarının sınıflandırılması

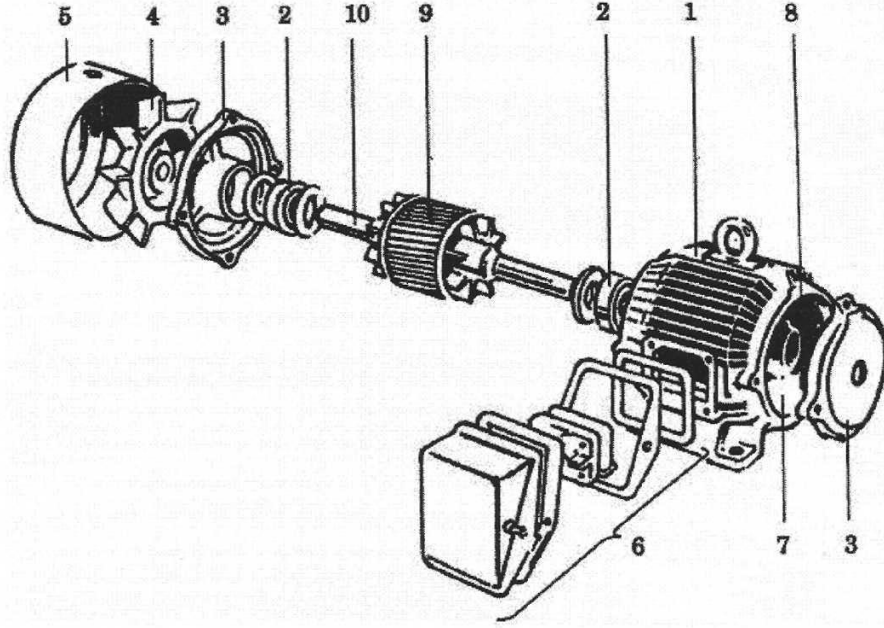
Sabit mıknatıslı alternatif akım motorları genellikle yüksek performans pozisyon uygulamalarında ve indüksiyon motorları yüksek güç aralığı gerektiren uygulamalarda, relüktans motorları ise yüksek hız uygulamalarında kullanılmaktadır.

Senkron makinalar sadece senkron hızlarda çalışmaktadır. Komütatör (çevirici) ve fırçalar düzeneğinden oluşan senkron makinaların sargı alanları rotorun üzerinde bulunur ve doğru akımı taşırlar. Bu makinalar bu yüzden doğru akım makinalarıyla aynı dezavantajlara sahiptir. Elektriksel olarak yüklenmiş rotor sabit mıknatısla yer değiştirilebilir. Bu tip makina sabit mıknatıslı senkron makina olarak adlandırılır. Bu durum rotor bakır ve fırça kayıplarını ortadan kaldırma gibi bir çok avantajı vardır ve böylece verim artar. Fakat sabit mıknatıs kullanılmasından dolayı hava aralığının düzenli olduğu düşünülemez. Böylece bu makinalardan düzgün moment ve performans elde edilmesi zordur. Aynı zamanda sabit mıknatısın kullanılması akı kontrolünü engeller ve sabit güç bölgelerinde çalışmasını güçleştirir. Sabit mıknatıslı senkron makina mıknatıs malzemesinin fiyatının yüksek olmasından dolayı pahalıdır ve rotor akısının düzgün olmamasından dolayı dişlerde doygunluk problemleri vardır [1].

İndüksiyon makinaları, senkron makinalarıyla ilgili problemlerin çoğuna sahip değildir. Rotor tipine göre iki çeşit indüksiyon motoru bulunmaktadır. Bunlar sincap kafes indüksiyon motor ve döner bilezik indüksiyon motordur. Bu çalışma için

seçilen makina endüstride geniş bir şekilde kullanılmasından dolayı sincap kafesli indüksiyon motordur.

İndüksiyon motoru temel olarak stator ve rotor olmak üzere iki parçadan oluşur. Sincap kafesli motorun açık görünümü ve parçaları şekil 2.3’de gösterilmiştir.

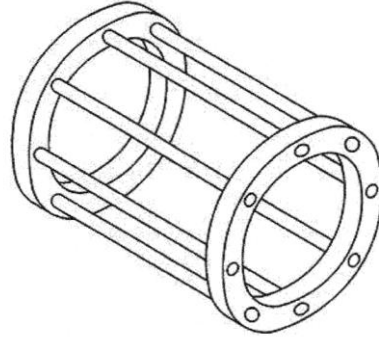


**Şekil 2-3 :** Sincap kafesli motorun açık gösterimi

Motorun parçaları:(1) motor ana gövde, (2) yuvarlanmalı yatak, (3) yatak yuvası, (4) soğutma fanı, (5) fan yuvası, (6) bağlantı kutusu, (7) stator, (8) stator yuvaları, (9) rotor, (10) rotor mili.

Daha iyi soğutma için dış tarafı desteklenmiş motor, çekirdeğin dışında bulunan yuvalara yerleştirilmiş üç faz sargıyla statoru barındırır. Stator çekirdeği birbiri üzerine koyulmuş ve sıkıştırılmış ince demir tabakalardan meydana gelir. Diğer taraftan stator yuvası aynı zamanda rotorun ön taraftan yataklanmasını sağlayan kapak tarafından kapatılır. Genellikle kapak soğumayı arttırmak için havayı içeri alır. Rotor çekirdeği de katmanlardan meydana gelir. Rotor soğutma kanatçıklarıyla donatılmıştır ve mekanik gücü yüke ileten milin çevresine yerleştirilmiştir. Diğer yatak ve soğutma fanı rotorun arka tarafına bağlanmıştır. Stator uçları, stator sargılarına erişimi sağlayan stator yuvasını kaplayan bağlantı kutusuna yerleştirilmiştir. İndüksiyon motorunda bulunan tipik sincap kafes tipi rotor şekilde

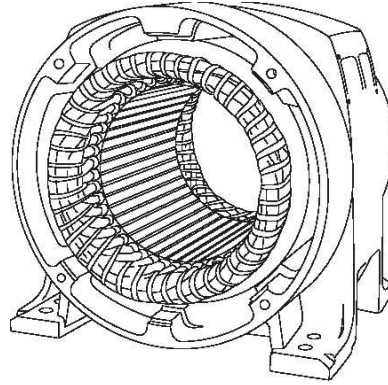
gösterilen kısa yuvarlak bir biçimde yerleştirilmiş alüminyum çubuklardan meydana gelir (Şekil 2.4) [1].



**Şekil 2-4** : Sincap kafesli motorun rotoru [1]

### **2.3 İndüksiyon Motorunun Çalışma Prensibi**

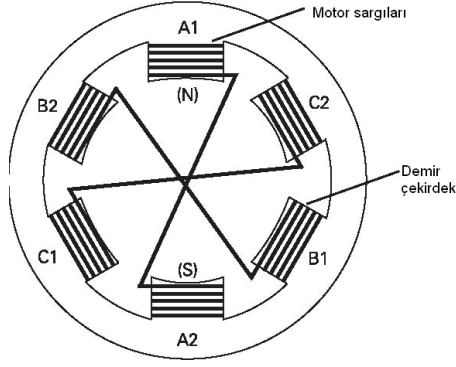
Elektromanyetik ilkeleri alternatif akım motorunun milinin dönmesini açıklar. Alternatif akım motorunun statoru izole edilmiş tellerin yerleştirildiği oyuklu silindirden meydana gelir (Şekil 2.5) [1].



**Şekil 2-5** : Sincap kafesli motorun statoru [1]

#### **2.3.1 Stator Sargılarının Düzenlenmesi**

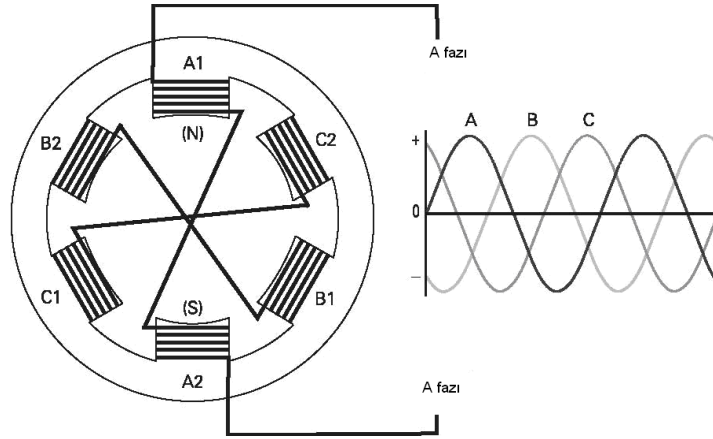
Aşağıdaki şekil 2.6'da sargıların birbirleri ile olan ilişkileri göstermektedir. Bu örnekte, üç fazın her biri için iki sargı olmak üzere, altı sargı kullanılmıştır. Sargılar çift olarak çalışırlar. Sargılar statorun demir çekirdeğinin çevresine sarılır. Bu sargılar motor sargısı olarak adlandırılır. Her bir motor sargısı ayrı elektro mıknatıs olmaktadır. Bu sargılardan akım geçtiği zaman çift olan sargılardan biri kuzey kutup, diğeri güney kutup olur. Örneğin eğer A1 kuzey kutup ise A2 güney kutup olur. Eğer akım yön değiştirirse kutuplarda yön değiştirir [1].



Şekil 2-6 : Stator sargılarının düzenlenmesi [1]

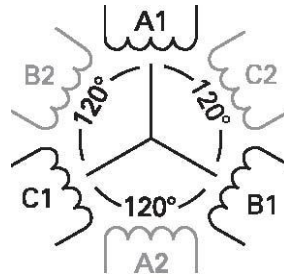
### 2.3.2 Güç Kaynağına Bağlanması

Stator üç fazlı alternatif akım kaynağına bağlanmıştır. Aşağıdaki örnekte statorun A fazı güç kaynağının A fazına bağlanmıştır (Şekil 2.7). B ve C fazları da aynı şekilde güç kaynağının B ve C fazlarına bağlanmıştır [1].



Şekil 2-7 : Statorun alternatif akım kaynağına bağlanması [1]

A, B ve C fazları aralarında 120 derece açı olacak şekilde yerleştirilmiştir (Şekil 2.8).



Şekil 2-8 : Fazların yerleştirilmesi [1]

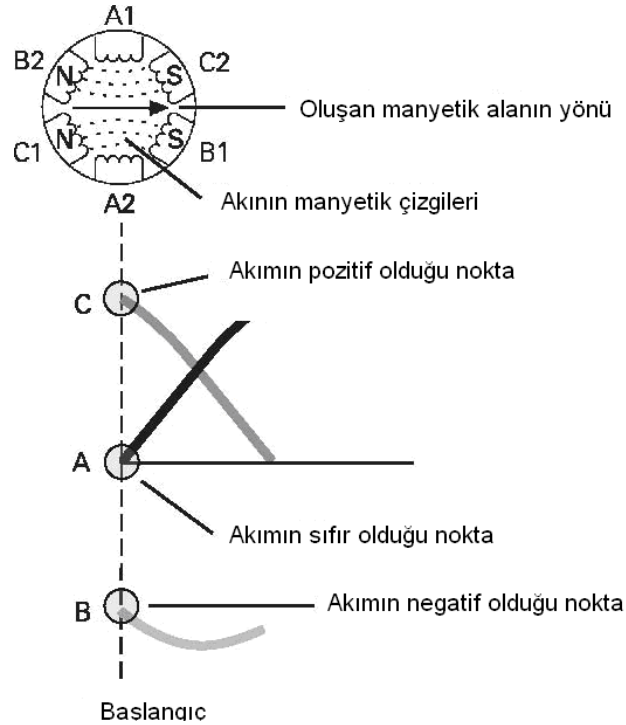
Statora alternatif akım uygulandığı zaman sargılardan elektrik akımı geçer. Faz sargılarında meydana gelen manyetik alan sargıdan geçen akımın yönüne bağlıdır. Aşağıdaki tablo açıklama amacı ile koyulmuştur. A1, B1 ve C1 sargılarındaki pozitif akım kuzey kutbu temsil eder (Tablo 2.1) [1].

**Tablo 2-1 : Sargıların kutup durumları [1]**

Sargı	Pozitif	Negatif
A1	Kuzey	Güney
A2	Güney	Kuzey
B1	Kuzey	Güney
B2	Güney	Kuzey
C1	Kuzey	Güney
C2	Güney	Kuzey

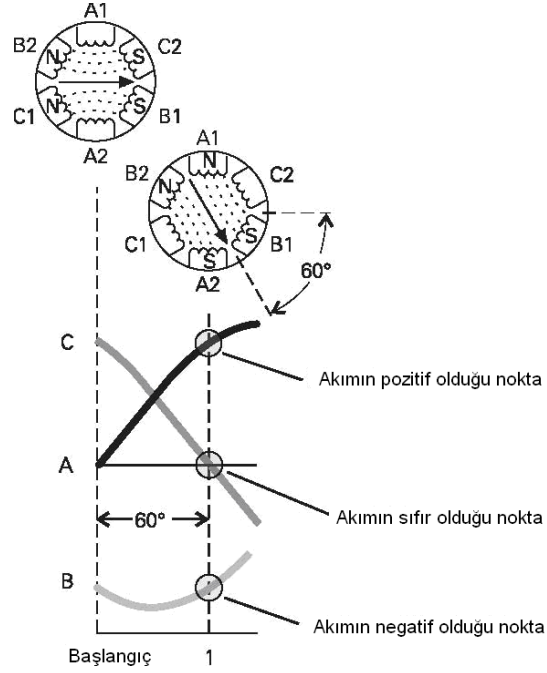
### 2.3.3 Döner Manyetik Alanın Oluşması

Bir fazdan akım geçmediği kabul edildiği zaman manyetik alanın görülmesi kolaylaşır. Örneğin aşağıdaki resimde başlangıç zamanında A fazında 0, B fazında – ve C fazında + akım seçilmiştir. Yukarıdaki tabloya göre B1 ve C2 güney kutup, B2 ve C1 kuzey kutbudur. Akımın manyetik çizgileri B2’yi terk edip C2’ye girerler. Aynı şekilde C1’den B1’e yönelirler. Sonuç olarak manyetik alan ok ile gösterilirse aşağıdaki şekilde olur (Şekil 2.9) [1].



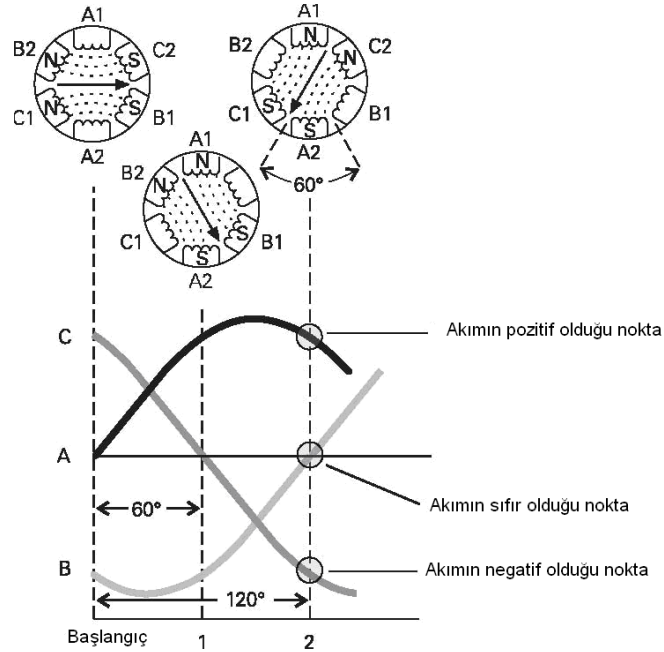
**Şekil 2-9 : Başlangıç zamanında faz-akım ilişkisi [1]**

Başlangıç noktasından 60 derece ilerisine gidilirse alan 60 derece dönecektir. 1. zamanda C fazı 0, A fazı +, B fazı – akıma sahiptir. Başlangıç zamanındaki aynı mantık kullanılarak A1 ve B2 kuzey, A2 ve B1 güney kutup olur (Şekil 2.10) [1].



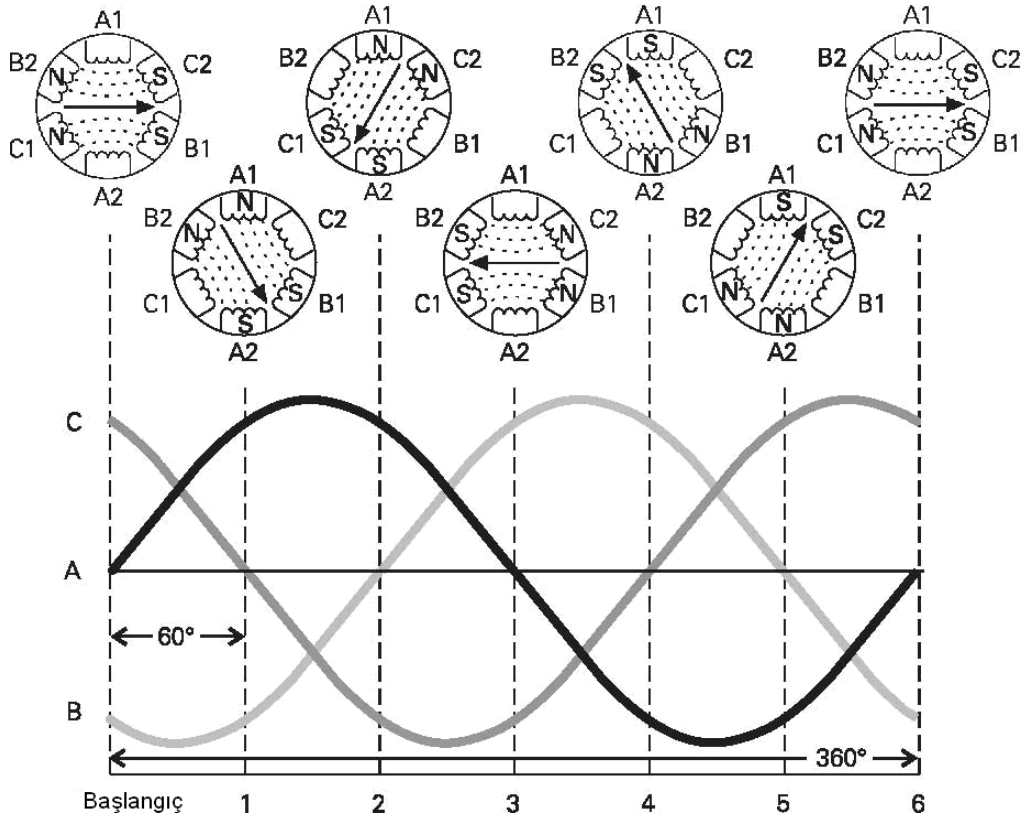
Şekil 2-10 : 1. zamanda faz-akım ilişkisi [1]

2. Zamanda manyetik alan bir 60 derece daha döndürülür, bu durumda B fazındaki akım 0, A fazındaki akım +, C fazındaki akım – olur. Başlangıçta + olan C fazı 2. zamanda – olur ve manyetik alan ters döner (Şekil 2.11) [1].



Şekil 2-11 : 2. zamanda faz-akım ilişkisi [1]

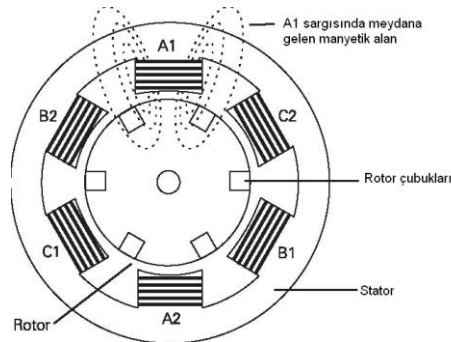
Bunun gibi 6 zaman sonunda manyetik alan 360 derece dönmüş olur. Bu işlem 60 Hz güç kaynağı ile saniyede 60 defa tekrar eder (Şekil 2.12) [1].



Şekil 2-12 : 1 tam dönme sonunda faz-akım ilişkisi [1]

### 2.3.4 Rotorun Dönmesi

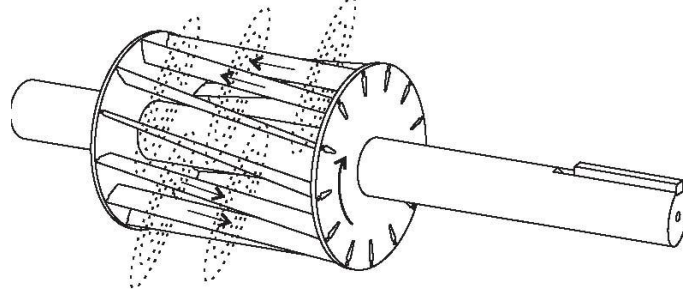
Statorun içine yerleştirilmiş olan sincap kafes rotor bir mıknatıs gibi davranır. Statora güç uygulandığı zaman sargılardan akım geçer ve bu rotor çubuklarını içine alan elektro manyetik alan oluşturur (Şekil 2.13) [1].



Şekil 2-13 : Statorda meydana gelen manyetik alan [1]

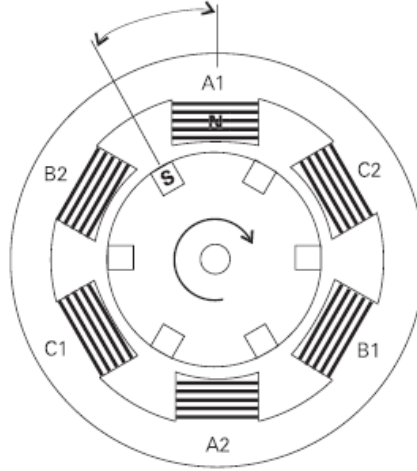
Rotor çubuklarından manyetik alan geçtiği zaman çubuklarda gerilim indüklenir. Bu gerilim çubukta akımın akmasına sebep olur. Akım rotor çubukları ve çevresinde

akar. Çubuklarda akan akım her bir rotor çubuğunun çevresinde manyetik alan oluşturur. Alternatif akımın sürekli olarak yönünün ve büyüklüğünün değişmesi ile stator ve rotorda meydana gelen manyetik alan değişir. Sincap kafesli rotor kuzey ve güney kutuplarının değişmesi ile elektro mıknatıs olur (Şekil 2.14) [1].



**Şekil 2-14** : Rotorda meydana gelen manyetik alan [1]

Aşağıdaki şekil 2.15’de bu durum şöyle gösterilmiştir. A1 fazı kuzey kutbudur ve meydana gelen manyetik alan bitişiğindeki rotor çubuğunu keser. Rotordaki manyetik alan sonucu güney kutup oluşur. Statordaki manyetik alan döndüğü zaman motor onu takip eder [1].



**Şekil 2-15** : Stator ve rotorda meydana gelen kutuplanma [1]

### 3. İNDÜKSİYON MOTORUNUN MATEMATİKSEL MODELİ

Elektrik motorlarında amaç, manyetik indüksiyon prensibi ile elektrik enerjisini, dönme hareketi yapan mekanik enerjiye dönüştürmektir. Bu hareketi gerçekleştirebilmek için "manyetik alan içerisinde kalan iletken akım geçirildiğinde itilir" prensibinden yararlanılır. Elektrik motorlarında başlıca bu manyetik alanı oluşturacak bir stator ve manyetik alan içinde hareket edecek akım taşıyan iletkenlerden oluşmuş rotor kısmı bulunur [2].

Asenkron motorlar da diğer elektrik motorları gibi statora verilen elektrik enerjisini indüksiyon yoluyla rotora aktarırlar. Stator sabit olup manyetik alan meydana getirecek şekilde belli düzende yerleştirilmiş stator sargılarından oluşur. Dönme hareketi yapan rotor ise stator ile aralarında birkaç mm'lik düzgün hava aralığı kalacak şekilde yerleştirilmiştir. Bunlar kısa devre edilmiş çubuklardan oluşan sincap kafesli rotorlardır. Sincap kafesli asenkron motorlarda, rotor her iki ucu bileziklerle kısa devre edilmiş olup, silindir kafes şeklindedir ve dışarıdan hiç bir müdahale yapılamaz [2].

Asenkron makinalar çok düşük güçlerden MegaWatt seviyelerine kadar çıkabilen çok geniş güç aralığına sahiptirler. Düşük güçlü makinalar genellikle bir fazlı yapılırlarken, üç fazlı makinalar büyük güçlerde yapıp değişken hız uygulamalarında en sık kullanılan makinalardır [2].

Bu bölümde üç fazlı sincap kafesli asenkron motorların dinamik davranışları incelenip istenilen eksen takımlarına göre matematiksel denklemleri çıkarılacaktır.

#### 3.1 Asenkron Motorların Fiziksel Prensibi

Manyetik alan meydana getirebilmek için uzayda aralarında  $2\pi/3$  radyanlık faz farkı bulunan asenkron motorun üç fazlı stator sargılarına, zamana göre eksenleri arasında  $2\pi/3$  radyanlık faz farkı bulunan gerilimler uygulanır. Böylece hava aralığında dönen, genliği tek fazınkinden 1.5 kat fazla olan sinüzoidal olarak dağılmış

manyetomotor kuvvetleri elde edilir ki bu da dönen bir mıknatısın oluşturduğu manyetik alan etkisine eşittir [2].

Oluşturulan bu manyetik alanın kuvvet çizgileri rotor sargılarını keser ve Faraday yasasına göre bu sargılarda gerilim indüklenir.

$$e = \frac{d\lambda}{dt} \quad (3.1)$$

burada  $e$  indüklenen gerilimi,  $\lambda$ 'da manyetik akıyı ifade eder.  $\lambda$  sargıların  $L$  indüktansı üzerinden  $i$  akımı geçmesiyle oluşur.

$$\lambda = Li \quad (3.2)$$

Oluşan bu EMK, kısa devre edilmiş rotor sargılarından, manyetik akı değişimine engel olacak yönde akım akmasına neden olur.

Moment: Dönen bir manyetik alan içerisinde kalan iletkenin akım geçerse mekanik bir kuvvetin etkisinde kalır. Stator sargılarında oluşup rotor sargılarından geçen manyetik akıya dik doğrultuda oluşan bu kuvvetler rotorun, döner alanla aynı yönde dönmesine sebep olurlar. Moment ise bu kuvvetin rotor eksenine dik olan bileşeni  $F$  ile rotor yarıçapı  $r$ 'nin çarpımıdır [2].

$$M = F \sin(\delta) r \quad (3.3)$$

Burada  $\delta$  rotor eksenine ile kuvvet arasındaki açıdır. Moment stator manyetik alanı ile rotor manyetik alanlarını aynı doğrultuya getirecek yöndedir.

Kayma: İki kutuplu bir motorda hava aralığında oluşan döner alan, besleme gerilimi frekansı  $f$  ile aynı frekansta olup senkron hızda döner. Kutup sayısı çiftine bağlı olarak senkron hız ( $n_s$ ) da değişir.  $p$ , kutup çifti sayısı olmak üzere senkron hız;

$$n_s = \frac{60f}{p} \quad (3.4)$$

olur.  $n$  devir sayısı ile dönen rotor hiçbir zaman senkron hıza ulaşamaz. Eğer ulaşırsa senkron bir şekilde döndüklerinden stator sargılarında oluşan akı rotor sargılarını kesemez, dolayısıyla gerilim indüklenmez ve dönmeyi sağlayacak bir moment oluşmaz. Bu yüzden rotor devir sayısı her zaman senkron devir sayısından küçüktür [2].

Senkron devir sayısı ile rotor devir sayısı arasındaki fark kaymayı meydana getirir. Kayma yüzdesi  $s$ ,

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} \quad (3.5)$$

İfadesi ile tanımlanır.

Bütün araştırmalarda değinildiği üzere karmaşık vektör gösterimi ve bazı referans çerçeveleri dönüşümü kullanılır. Teorinin geri kalanının temelini anlayabilmemiz için bu dönüşümlerden aşağıda kısaca bahsedilecektir.

### 3.2 Üç Fazlı Dönüşüm

Bazı motor indüktansları rotor hızının bir fonksiyonudur. Bundan dolayı bu motorların davranışlarını tanımlayan diferansiyel denklemlerinin (gerilim denklemlerinin) katsayıları zamanla değişir. Değişkenlerin değiştirilmesi genellikle bu diferansiyel denklemlerin karmaşıklığını azaltmak için kullanılır. Kullanılan birçok değişken değiştirme vardır ve başlangıçta her birinin farklı olduğu düşünülürdü. Bu yüzden ayrı ayrı ele alınırdı. Bütün gerçek değişkenlerin dönüşümünde kullanılan değişkenlerin değiştirilmesi tekil olarak elde edilebileceği anlaşılmıştır [3].

1920'lerin sonlarında R. H. Park elektrik makinalarının analizinde yeni bir yaklaşım geliştirmiştir. R. H. Park senkron makinanın stator sargıları ile ilgili olan değişkenlerini (gerilim, akım, akı), rotorla dönen hayali sargılar ile ilgili olan değişkenlerinin yerine koymayı formüle etti. Başka bir değişle stator değişkenlerini rotorda sabitlenen referans çerçevesine dönüştürmüştür. Elektrik makinalarının analizinde devrim yapan Park dönüşümü, elektrik çevrimindeki görelî dönme ve elektrik çevrimindeki manyetik relüktansın değişmesi yüzünden meydana gelen senkron makinanın gerilim denklemindeki zamanla değişen bütün indüktansları eleme özelliğine sahiptir [3].

1930'ların sonlarında H. C. Stanley değişkenlerin değişimini indüksiyon makinalarının analizinde kullandı. Elektrik çevrimindeki görelî dönme yüzünden meydana gelen indüksiyon makinasının gerilim denklemlerindeki zamanla değişen indüktansların, rotor sargıları ile ilgili olan değişkenlerin hayali duran sargılarla ilgili

olan değişkenlere dönüştürülmesiyle elenebileceğini göstermiştir. Bu durumda rotor değişkeleri statorda sabitlenmiş referans çerçevesine dönüştürülür [3].

G. Kron stator ve rotor değişkenlerini, döner manyetik alanla senkron bir şekilde dönen referans çerçevesine dönüştürerek indüksiyon makinasının zamanla değişen ortak indüktanslarını ortadan kaldırmıştır. Bu referans çerçevesi senkron döner referans çerçevesi olarak adlandırılır [3].

D. S. Brereton simetrik indüksiyon makinasının zamanla değişen indüktansını stator değişkenlerinin rotorda sabitlenmiş referans çerçevesine dönüştürülmesiyle elenebileceğini göstermiştir. Bu dönüşüm temelde indüksiyon motoruna uygulanmış Park dönüşümüdür [3].

Park, Stanley, Kron ve Brereton her biri eşsiz olarak özel uygulamalarda uygulanacak gibi görünen değişkenlerin değişimini geliştirdiler. Sonuç olarak, indüksiyon makinalarının analizinde kullanılan bütün bilinen gerçek dönüşümler, herhangi bir açısal hızla dönebilen veya durağan kalan referans çerçevesinde stator ve rotor değişkeleriyle ilgili olarak zamanla değişen bütün indüktansları eleyen genel bir dönüşüm içerene dek her bir dönüşüm ayrı ayrı elde edildi ve ele alındı. Bilinen bütün gerçek dönüşümler basit bir şekilde gerçekte sıfır olabilecek uygun dönme hızı atayarak elde edilebilir. Bu isteğe bağlı referans çerçevesi olarak adlandırılır. Bu dönüşüm bazen referans çerçevesinin dönmemesinden dolayı biraz yanıltıcı olabilen genelleştirilmiş gerçek dönen dönüşüm olarak da ifade edilebilir [3].

Genelleştirilmiş makina teori çalışmalarında, matematiksel dönüşümler genel referans çerçevesindeki bütün değişkenleri kapsamaları veya zamanla değişen zor denklemlerin çözümünü kolaylaştırması için genellikle değişkenleri ayrıştırma yöntemi kullanılır.

En çok kullanılan dönüşüm çok fazdan dikey iki faza (iki eksen) dönüşümdür. N-fazdan iki faza dönüşüm aşağıdaki biçimde yazılabilir. Koyu harfe yazılan ifadeler matrisleri temsil etmektedir [4].

$$[\mathbf{f}_{xy}] = [\mathbf{T}(\theta)][\mathbf{f}_{1,2,\dots,n}] \quad (3.6)$$

Burada

$$[\mathbf{T}(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{n}} \begin{bmatrix} \cos \frac{p}{2} \theta & \cos \left( \frac{p}{2} \theta - \alpha \right) & \dots & \cos \left( \frac{p}{2} \theta - (n-1) \alpha \right) \\ \sin \frac{p}{2} \theta & \sin \left( \frac{p}{2} \theta - \alpha \right) & \dots & \sin \left( \frac{p}{2} \theta - (n-1) \alpha \right) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$\alpha$  aynı tarzda ayrılmış  $n$ -fazlı sargıların bitişik iki manyetik eksenin arasındaki elektriksel açıdır.

Genel  $n$ -fazdan iki faza dönüşüm için genellikle kullanılan referans düzlemleri aşağıdaki tabloda verilmiştir (Tablo 3.1).

**Tablo 3-1** : Referans düzlemleri ve ifadeleri [3]

Referans Hız	Açıklama	Değişkenler	Dönüşüm
$\omega$	İsteğe bağlı referans düzlemi	$f_{qd0}$	$\mathbf{K}_s$
0	Duran referans düzlemi	$f_{qd0}^s$	$\mathbf{K}_s^s$
$\omega_r$	Rotorda sabitlenmiş referans düzlemi	$f_{qd0}^r$	$\mathbf{K}_s^r$
$\omega_e$	Senkron döner referans düzlemi	$f_{qd0}^e$	$\mathbf{K}_s^e$

### 3.2.1 Park Dönüşümü

Park dönüşümü senkron makina analizinde üç fazdan iki faza dönüşümü sağlayan bir dönüştürme yöntemidir. Park dönüşüm denklemi aşağıdaki biçimde tanımlanır [4].

$$[\mathbf{f}_{dq0}] = [\mathbf{T}_{dq0}(\theta_d)] [\mathbf{T}_{abc}] \quad (3.8)$$

Burada  $dq0$  dönüşüm matrisi

$$[\mathbf{T}_{dq0}(\theta_d)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \cos \left( \theta_d - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta_d + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_d & -\sin \left( \theta_d - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta_d + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

ve bu matrisin tersi

$$[\mathbf{T}_{dq0}(\theta_d)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_d & -\sin \theta_d & 1 \\ \cos\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Burada  $\theta_d$   $a$ -ekseni ile  $d$ -ekseni arasındaki dönüşüm açısıdır.

Bazen  $dq0$  dönüşümü yerine  $a$ -ekseni ile  $q$ -ekseni arasında  $\theta_q$  açısı olacak şekilde  $qd0$  dönüşümü kullanılır.

$$[\mathbf{f}_{qd0}] = [\mathbf{T}_{qd0}(\theta_q)][\mathbf{f}_{abc}] \quad (3.11)$$

Burada  $dq0$  dönüşüm matrisi

$$[\mathbf{T}_{qd0}(\theta_q)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_q & \cos\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta_q & \sin\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

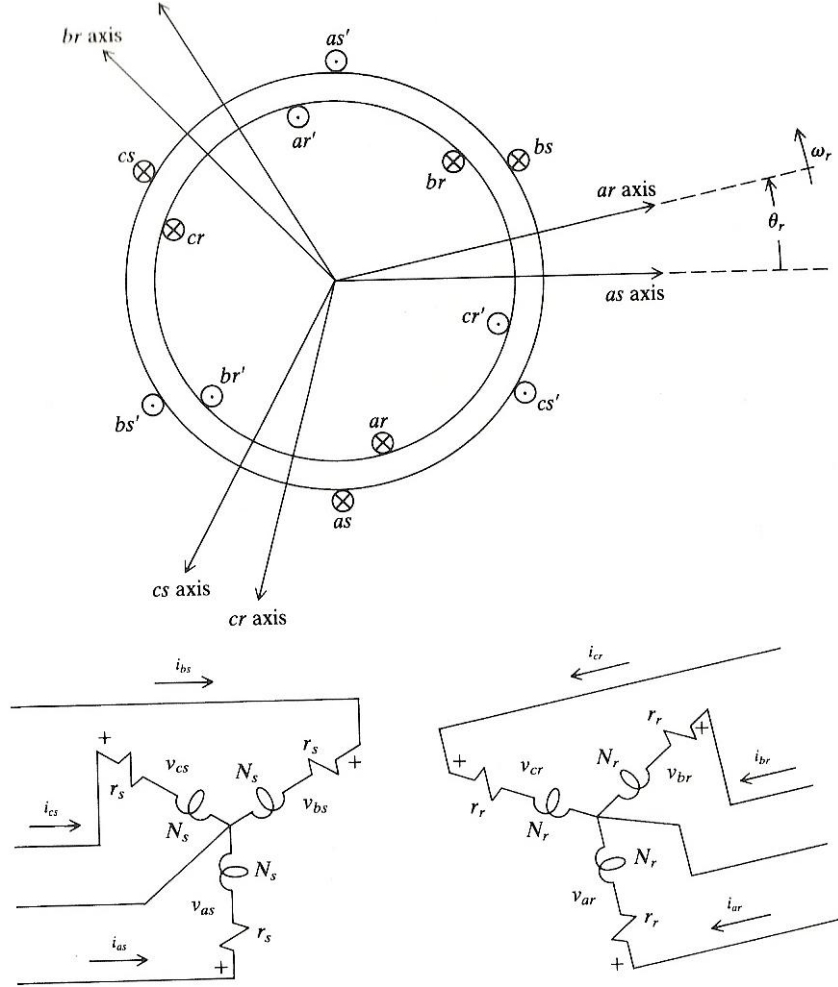
ile ifade edilir ve bu matrisin tersi

$$[\mathbf{T}_{qd0}(\theta_q)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_q & \sin \theta_q & 1 \\ \cos\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

### 3.3 Üç Fazlı İndüksiyon Motorunun Elektriksel Devre Modeli

#### 3.3.1 Gerilim Denklemleri

İki kutuplu üç fazlı wye bağlı simetrik indüksiyon motorunun sargı düzeni şekil 3.1'de gösterilmiştir. Birleştirilmiş elektriksel devre yaklaşımı ve motor gösterimi kullanılarak manyetik olarak birleştirilmiş stator ve rotor devrelerinin gerilim denklemleri aşağıdaki şekilde yazılabilir [3].



Şekil 3-1: İki kutuplu 3 fazlı indüksiyon motoru

Stator gerilim denklemleri [4] :

$$v_{as} = i_{as} r_s + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \quad [\text{V}] \quad (3.14)$$

$$v_{bs} = i_{bs} r_s + \frac{d\lambda_{bs}}{dt} \quad [\text{V}] \quad (3.15)$$

$$v_{cs} = i_{cs} r_s + \frac{d\lambda_{cs}}{dt} \quad [\text{V}] \quad (3.16)$$

Rotor gerilim denklemleri:

$$v_{ar} = i_{ar} r_r + \frac{d\lambda_{ar}}{dt} \quad [\text{V}] \quad (3.17)$$

$$v_{br} = i_{br} r_r + \frac{d\lambda_{br}}{dt} \quad [\text{V}] \quad (3.18)$$

$$v_{cr} = i_{cr} r_r + \frac{d\lambda_{cr}}{dt} \quad [\text{V}] \quad (3.19)$$

### 3.3.2 Akı Denklemleri:

Matris gösteriminde stator ve rotor sargılarının akıları indüktans ve akım terimleri olarak aşağıdaki şekilde yazılabilir [4].

$$\begin{bmatrix} \lambda_s^{abc} \\ \lambda_r^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_{ss}^{abc} & \mathbf{L}_{sr}^{abc} \\ \mathbf{L}_{rs}^{abc} & \mathbf{L}_{rr}^{abc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_s^{abc} \\ \mathbf{i}_r^{abc} \end{bmatrix} \quad [\text{Wb.turn}] \quad (3.20)$$

Burada

$$\lambda_s^{abc} = [\lambda_{as}, \lambda_{bs}, \lambda_{cs}]^t \quad (3.21)$$

$$\lambda_r^{abc} = [\lambda_{ar}, \lambda_{br}, \lambda_{cr}]^t \quad (3.22)$$

$$\mathbf{i}_s^{abc} = [i_{as}, i_{bs}, i_{cs}]^t \quad (3.23)$$

$$\mathbf{i}_r^{abc} = [i_{ar}, i_{br}, i_{cr}]^t \quad (3.24)$$

Alt matris olan stator-stator ve rotor-rotor sargı indüktansları aşağıdaki biçimdedir.

$$\mathbf{L}_{ss}^{abc} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_{ss} & L_{sm} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{ls} + L_{ss} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{sm} & L_{ls} + L_{ss} \end{bmatrix} \quad [\text{H}] \quad (3.25)$$

$$\mathbf{L}_{rr}^{abc} = \begin{bmatrix} L_{lr} + L_{rr} & L_{rm} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{lr} + L_{rr} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{rm} & L_{lr} + L_{rr} \end{bmatrix} \quad [\text{H}] \quad (3.26)$$

Stator-rotor ortak indüktansları rotor açısına bağlıdır ve

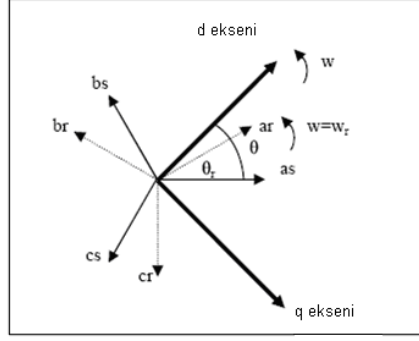
$$\mathbf{L}_{sr}^{abc} = [\mathbf{L}_{rs}^{abc}]^t = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta_r \end{bmatrix} [\mathbf{H}] \quad (3.27)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $L_{ls}$  her bir stator sargısındaki kaçak indüktansı,  $L_{lr}$  her bir rotor sargısındaki kaçak indüktansı,  $L_{ss}$  stator sargılarının indüktansı,  $L_{rr}$  rotor sargılarının indüktansı,  $L_{sm}$  stator sargıları arasındaki ortak indüktansı,  $L_{rm}$  rotor sargıları arasındaki ortak indüktansı ve  $L_{sr}$  stator-rotor ortak indüktansının en üst değeridir.

İdealleştirilmiş makina her bir sargı, bir tane birinci dereceden diferansiyel denklem olmak üzere, altı tane denklemlerle ifade edilir. Bu diferansiyel denklemler sargılar arasındaki ortak indüktanslar boyunca birinden diğerine birleştirilebilir. Özellikle stator-rotor terimleri zamanla değişmektedir. Dönüşümler, zamanla değişen indüktans diferansiyel denklemleri sabit indüktans diferansiyel denklemlerine dönüştürülerek, yukarıdaki indüksiyon motorunun geçici çözüm hesabı kolaylaştırılabilir.

### 3.4 İsteğe Bağlı Referans Çerçevesindeki Makina Modeli

İdealleştirilmiş üç fazlı indüksiyon makinasının simetrik hava boşluğuna sahip olduğu düşünülür. Dq0 referans çerçevesi genellikle sayısal indirgeme veya uygunluk için seçilir. İndüksiyon makinalarının genellikle kullanılan referans çerçeveleri duran ve senkron döner referanslardır. Her biri değişik amaçlar için avantajlara sahiptir. Burada ilk olarak indüksiyon makina rotorun dönme yönünde  $\omega$  açısal hızı ile dönen isteğe bağlı referanstaki indüksiyon motorunun denklemleri çıkartılacaktır.  $\omega$  açısal hızıyla dönen dq0 ile abc referans düzlemleri arasındaki ilişki şekil 3.3'de gösterilmiştir [4].



**Şekil 3-2** : abc düzlemi ile dq0 düzlemi arasındaki ilişki

*abc* referans düzleminde *dq0* referans düzlemine geçiş denklemi

$$\begin{bmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{qd0}(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

şeklindedir. Burada  $f$  motorun faz gerilimi, akımı veya akısı olabilir. Duran stator sargılarının  $a$ -ekseni ile  $\omega$  açısal hızı ile dönen referans düzleminin  $q$ -ekseni arasındaki  $\theta(t)$  dönüşüm açısı aşağıdaki şekilde ifade edilir.

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt + \theta(0) \text{ [elek.rad]} \quad (3.29)$$

Benzer şekilde  $\omega_r(t)$  açısal hızı ile dönen rotor için stator ve rotor eksenleri arasındaki  $\theta_r(t)$  rotor açısı aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$\theta_r(t) = \int_0^t \omega_r(t) dt + \theta_r(0) \text{ [elek.rad]} \quad (3.30)$$

Buradaki  $\theta(0)$  ve  $\theta_r(0)$  açıları başlangıç ( $t$ ) zamanındaki başlangıç açı değerleridir.

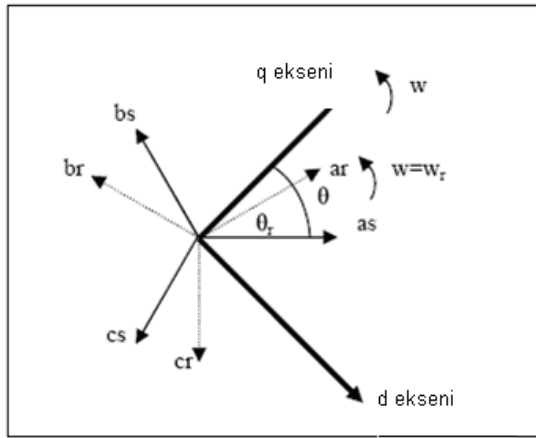
Denklem 3.15  $\begin{bmatrix} \mathbf{T}_{qd0}(\theta) \end{bmatrix}$  dönüşüm matrisi

$$\begin{bmatrix} \mathbf{T}_{qd0}(\theta) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

ve bu matrisin tersi

$$[\mathbf{T}_{qd0}(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Şeklinde ifade edilir.  $\omega$  açısal hızıyla dönen  $dq0$  ile  $abc$  referans düzlemleri arasındaki ilişki Şekil 3.4'de gösterilmiştir.



Şekil 3-3 : abc düzlemi ile qd0 düzlemi arasındaki ilişki

### 3.4.1 qd0 Düzlemindeki Gerilim Denklemleri

Stator sargıların  $abc$  düzlemindeki matris gösteriminde gerilim denklemleri [4] :

$$\mathbf{v}_s^{abc} = \mathbf{i}_s^{abc} \mathbf{r}_s^{abc} + \frac{d\boldsymbol{\lambda}_s^{abc}}{dt} \quad (3.33)$$

Denklem 3.33'ün her iki tarafına dönüşüm matrisi  $[\mathbf{T}_{qd0}(\theta)]$  uygulanırsa;

$$\mathbf{v}_s^{qd0} = [\mathbf{T}_{qd0}(\theta)] \frac{d}{dt} [\mathbf{T}_{qd0}(\theta)]^{-1} [\boldsymbol{\lambda}_s^{qd0}] + [\mathbf{T}_{qd0}(\theta)] \mathbf{r}_s [\mathbf{T}_{qd0}(\theta)]^{-1} [\mathbf{i}_s^{abc}] \quad (3.34)$$

elde edilir.

Denklem 3.34'deki zamana bağlı türev terimi aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$\frac{d}{dt} [\mathbf{T}_{qd0}(\theta)]^{-1} [\lambda_s^{qd0}] = \begin{bmatrix} -\sin \theta & \cos \theta & 1 \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} [\lambda_s^{qd0}] + [\mathbf{T}_{qd0}(\theta)]^{-1} \frac{d}{dt} [\lambda_s^{qd0}] \quad (3.35)$$

Denklem 3.35 denklem 3.34'de yerine koyulursa;

$$\mathbf{v}_s^{qd0} = \boldsymbol{\omega} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_s^{qd0} + \frac{d}{dt} \lambda_s^{qd0} + \mathbf{r}_s^{qd0} \mathbf{i}_s^{qd0} \quad (3.36)$$

elde edilir. Burada;

$$\boldsymbol{\omega} = \frac{d\theta}{dt} \text{ ve } \mathbf{r}_s^{qd0} = \mathbf{r}_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Benzer şekilde rotor değişkenleri  $qd$  referans düzlemine dönüştürülebilir. Şekil 3.3'de görüldüğü gibi rotor değişkenleri için dönüşüm açısı  $(\theta - \theta_r)$ 'dir. Dönüşüm matrisi  $[\mathbf{T}_{qd0}(\theta - \theta_r)]$  kullanılarak  $qd0$  referans düzlemindeki rotor gerilim denklemi elde edilir.

$$\mathbf{v}_r^{qd0} = (\boldsymbol{\omega} - \boldsymbol{\omega}_r) \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_r^{dq0} + \frac{d}{dt} \lambda_r^{dq0} + \mathbf{r}_r^{qd0} \mathbf{i}_r^{qd0} \quad (3.38)$$

### 3.4.2 qd0 Düzlemindeki Akı İlişkisi

Stator  $qd0$  akıları denklem 3.20'deki stator  $abc$  akılarına  $\mathbf{T}_{dq0}(\theta)$  dönüşüm matrisi uygulanarak elde edilir [4].

$$\lambda_s^{qd0} = [\mathbf{T}_{dq0}(\theta)] (\mathbf{L}_{ss}^{abc} \mathbf{i}_s^{abc} + \mathbf{L}_{sr}^{abc} \mathbf{i}_r^{abc}) \quad (3.39)$$

Uygun dönüşüm matrisi yerine konup denklem 3.39 düzenlenirse;

$$\lambda_s^{qd0} = [\mathbf{T}_{dq0}(\theta)] \mathbf{L}_{ss}^{abc} [\mathbf{T}_{dq0}(\theta)]^{-1} \mathbf{i}_s^{abc} + [\mathbf{i}_{dq0}(\theta)] \mathbf{i}_{sr}^{abc} [\mathbf{T}_{dq0}(\theta)]^{-1} \mathbf{i}_r^{abc} \quad (3.40)$$

$$\lambda_s^{qd0} = \begin{bmatrix} L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ss} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + \frac{3}{2} L_{ss} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \mathbf{i}_s^{qd0} + \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_r^{qd0} \quad (3.41)$$

Bezer şekilde rotor akı denklemleri düzenlenirse;

$$\lambda_r^{qd0} = [\mathbf{T}_{dq0}(\theta - \theta_r)] \mathbf{L}_{rs}^{abc} [\mathbf{T}_{dq0}(\theta - \theta_r)]^{-1} \mathbf{i}_s^{abc} + [\mathbf{T}_{dq0}(\theta - \theta_r)] \mathbf{L}_{rr}^{abc} [\mathbf{T}_{dq0}(\theta - \theta_r)]^{-1} \mathbf{i}_r^{abc} \quad (3.42)$$

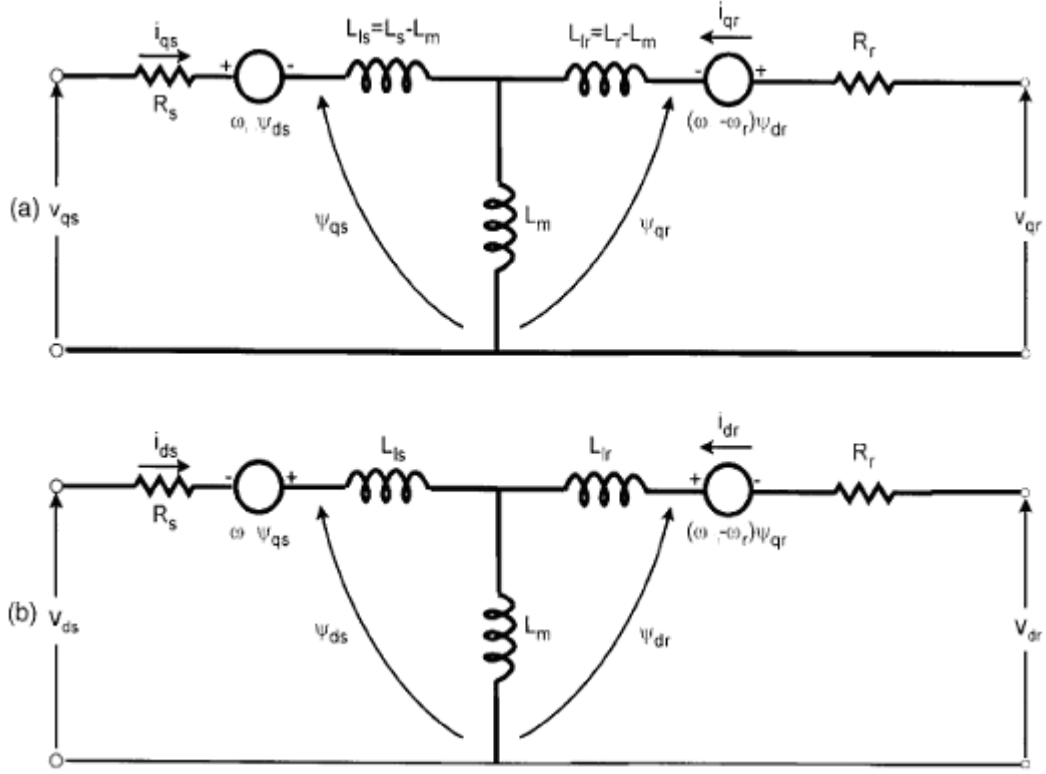
$$\lambda_r^{qd0} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} L_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} L_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \mathbf{i}_s^{qd0} + \begin{bmatrix} L_{lr} + \frac{3}{2} L_{rr} & 0 & 0 \\ 0 & L_{lr} + \frac{3}{2} L_{rr} & 0 \\ 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \mathbf{i}_r^{qd0} \quad (3.43)$$

elde edilir. Denklem 3.41 ve 3.43 matris formunda düzenlenirse;

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{os} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L_{lr} + L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L_{lr} + L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{os} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_{or} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

akı-akım ilişkisi elde edilir.

Denklem 3.44 gerilim denklemlerinde (3.36-3.38) yerine koyulursa ve sonra gerilim denklemlerinin sonucunda  $q$ ,  $d$ ,  $0$ , ve  $\theta$  terimleri gruplandırılırsa şekil 3.4'de gösterilen eşdeğer devreyle belirtilen gerilim denklemleri elde edilir.



**Şekil 3-4 :** İsteğe bağlı referans düzlemindeki qd0 eşdeğer devresi a) q-ekseni devresi b) d-ekseni devresi [5]

### 3.4.3 qd0 Moment Denklemleri

Stator ve rotor sargılarının toplam giriş gücü [4] :

$$P_{in} = v_{as}i_{as} + v_{bs}i_{bs} + v_{cs}i_{cs} + v_{ar}i_{ar} + v_{br}i_{br} + v_{cr}i_{cr} \quad [W] \quad (3.45)$$

$dq$  terimleriyle yazılırsa

$$P_{in} = \frac{2}{3} (v_{qs}i_{qs} + v_{ds}i_{ds} + v_{0s}i_{0s} + v_{qr}i_{qr} + v_{dr}i_{dr} + v_{0r}i_{0r}) \quad [W] \quad (3.46)$$

Denklemin sağ tarafındaki voltaj terimleri stator ve rotor voltaj terimleri ile yer değiştirirse  $i^2r$ ,  $ip\psi$  ve  $\omega\psi i$  terimleri elde edilir.  $i^2r$  terimi bakır kayıplarını temsil eder.  $ip\psi$  terimi sargılar arasındaki manyetik alan enerji değişiminin oranını temsil eder. Motor tarafından üretilen elektromekanik moment;

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_r} \left[ \omega (\lambda_{ds}i_{qs} - \lambda_{qs}i_{ds}) + (\omega - \omega_r) (\lambda_{dr}i_{qr} - \lambda_{qr}i_{dr}) \right] \quad [Nm] \quad (3.47)$$

Denklem 3.44 akı-akım ilişkisi kullanılarak;

$$\lambda_{ds}i_{qs} - \lambda_{qs}i_{ds} = -(\lambda_{dr}i_{qr} - \lambda_{qr}i_{dr}) = L_m(i_{dr}i_{qs} - i_{qr}i_{ds}) \quad (3.48)$$

eşitlikleri elde edilir. Bu ifadeler denklem 3.47’de yerine koyulursa

$$T_{em} = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) (\lambda_{qr}i_{dr} - \lambda_{dr}i_{qr}) \quad [\text{Nm}] \quad (3.49)$$

$$= \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) (\lambda_{ds}i_{qs} - \lambda_{qs}i_{ds}) \quad [\text{Nm}] \quad (3.49a)$$

$$= \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) L_m (i_{qs}i_{dr} - i_{ds}i_{qr}) \quad [\text{Nm}] \quad (3.49b)$$

moment ifadeleri elde edilir.

### 3.5 İsteğe Bağlı Referans Düzlemindeki İndüksiyon Motorunun Denklemleri

Yukarıda elde edilen denklemler isteğe bağlı referans düzlemi için özetlenirse:

Stator  $qd0$  gerilim denklemleri:

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega \lambda_{ds} \quad (3.50)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega \lambda_{qs} \quad (3.51)$$

$$v_{0s} = r_s i_{0s} + \frac{d\lambda_{0s}}{dt} \quad (3.52)$$

Rotor  $qd0$  gerilim denklemleri:

$$v_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (3.53)$$

$$v_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (3.54)$$

$$v_{0r} = r_r i_{0r} + \frac{d\lambda_{0r}}{dt} \quad (3.55)$$

Akı-akım ilişki matrisi:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \\ \lambda_{0s} \\ \lambda_{qr} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls}+L_m & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls}+L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L_{lr}+L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L_{lr}+L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} \quad (3.56)$$

Moment denklemleri:

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{2\omega_r} \left[ \omega (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) + (\omega - \omega_r) (\lambda_{dr} i_{qr} - \lambda_{qr} i_{dr}) \right] \quad (3.57)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) (\lambda_{qr} i_{dr} - \lambda_{dr} i_{qr}) \quad (3.57a)$$

$$= \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \quad (3.57b)$$

$$= \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (3.57c)$$

Bazen motor denklemleri akı ( $\lambda$ ) ve indüktans (L) yerine birim saniyedeki akı ( $\psi$ ) ve reaktans (x) ile ifade edilebilir. Bu terimler arasındaki ilişki

$$\psi = \omega_b \lambda \quad (3.58)$$

$$x = \omega_b L \quad (3.59)$$

şeklindedir. Bu durumda yukarıda bulunan denklemler aşağıdaki formu alır.

Stator qd0 gerilim denklemleri:

$$v_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{ds} \quad (3.60)$$

$$v_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \frac{\omega}{\omega_b} \psi_{qs} \quad (3.61)$$

$$v_{0s} = r_s i_{0s} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{0s}}{dt} \quad (3.62)$$

Rotor  $qd0$  gerilim denklemleri:

$$v_{qr} = r_r i_{qr} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{qr}}{dt} + \left( \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi_{dr} \quad (3.63)$$

$$v_{dr} = r_r i_{dr} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{dr}}{dt} - \left( \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) \psi_{qr} \quad (3.64)$$

$$v_{0r} = r_r i_{0r} + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{0r}}{dt} \quad (3.65)$$

Akı-akım ilişki matrisi:

$$\begin{bmatrix} \psi_{qs} \\ \psi_{ds} \\ \psi_{0s} \\ \psi_{qr} \\ \psi_{dr} \\ \psi_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x_{ls} + x_m & 0 & 0 & x_m & 0 & 0 \\ 0 & x_{ls} + x_m & 0 & 0 & x_m & 0 \\ 0 & 0 & x_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ x_m & 0 & 0 & x_{lr} + x_m & 0 & 0 \\ 0 & x_m & 0 & 0 & x_{lr} + x_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & x_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{0s} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \\ i_{0r} \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

Moment denklemleri:

$$T_{em} = \frac{3}{2} \frac{p}{2\omega_r} \left[ \frac{\omega}{\omega_b} (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) + \left( \frac{\omega - \omega_r}{\omega_b} \right) (\psi_{dr} i_{qr} - \psi_{qr} i_{dr}) \right] \quad (3.67)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2\omega_b} \right) (\psi_{qr} i_{dr} - \psi_{dr} i_{qr}) \quad (3.67a)$$

$$= \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2\omega_b} \right) (\psi_{ds} i_{qs} - \psi_{qs} i_{ds}) \quad (3.67b)$$

$$= \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2\omega_b} \right) x_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (3.67b)$$

### 3.6 Duran-Dönen Referans Düzlemine göre İndüksiyon Motorunun Denklemleri

Yukarıda daha önce bahsedildiği üzere indüksiyon motorları, kullanılan diğer üç referans düzlemiyle de tanımlanabilir (Tablo 3.1). Her bir referans düzleminin gerilim denklemleri, isteğe bağlı referans düzlemiyle elde edilen gerilim

denklemlerindeki  $\omega$  hızının uygun seçilmesi ile elde edilir. Bu durumda duran eksen takımı için  $\omega = 0$ , dönen eksen takımı için  $\omega = \omega_r$  ve senkron döner eksen takımı için  $\omega = \omega_e$  olarak alınır [4].

Genellikle analiz ve simülasyon için uygun referans düzlemi seçilir. Örneğin, stator gerilimleri dengelenmemiş ve rotora uygulanan gerilim dengelenmiş ve sıfırda duran referans düzlemi indüksiyon motor performansının simülasyonunda kullanılabilir. Diğer taraftan rotor elektriksel çevrimi dengelenmemiş fakat stator gerilimleri dengelenmişse bu durumda rotorda sabitlenmiş referans düzlemi en uygun olandır. Hem duran hem de senkron döner referans düzlemi genellikle dengelenmiş veya simetrik durumların analizinde kullanılır [4].

### 3.6.1 Duran Referans Düzlemine göre İndüksiyon Motorunun Denklemleri

Stator  $qd0$  gerilim denklemleri:

$$v_{qs}^s = r_s i_{qs}^s + \frac{d\lambda_{qs}^s}{dt} \quad (3.68)$$

$$v_{ds}^s = r_s i_{ds}^s + \frac{d\lambda_{ds}^s}{dt} \quad (3.69)$$

$$v_{0s}^s = r_s i_{0s}^s + \frac{d\lambda_{0s}^s}{dt} \quad (3.70)$$

Rotor  $qd0$  gerilim denklemleri:

$$v_{qr}^s = r_r i_{qr}^s + \frac{d\lambda_{qr}^s}{dt} - \omega_r \lambda_{dr}^s \quad (3.71)$$

$$v_{dr}^s = r_r i_{dr}^s + \frac{d\lambda_{dr}^s}{dt} + \omega_r \lambda_{qr}^s \quad (3.72)$$

$$v_{0r}^s = r_r i_{0r}^s + \frac{d\lambda_{0r}^s}{dt} \quad (3.73)$$

Akı-akım ilişki matrisi:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs}^s \\ \lambda_{ds}^s \\ \lambda_{0s}^s \\ \lambda_{qr}^s \\ \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{0r}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L_{lr} + L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L_{lr} + L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \\ i_{0s}^s \\ i_{qr}^s \\ i_{dr}^s \\ i_{0r}^s \end{bmatrix} \quad (3.74)$$

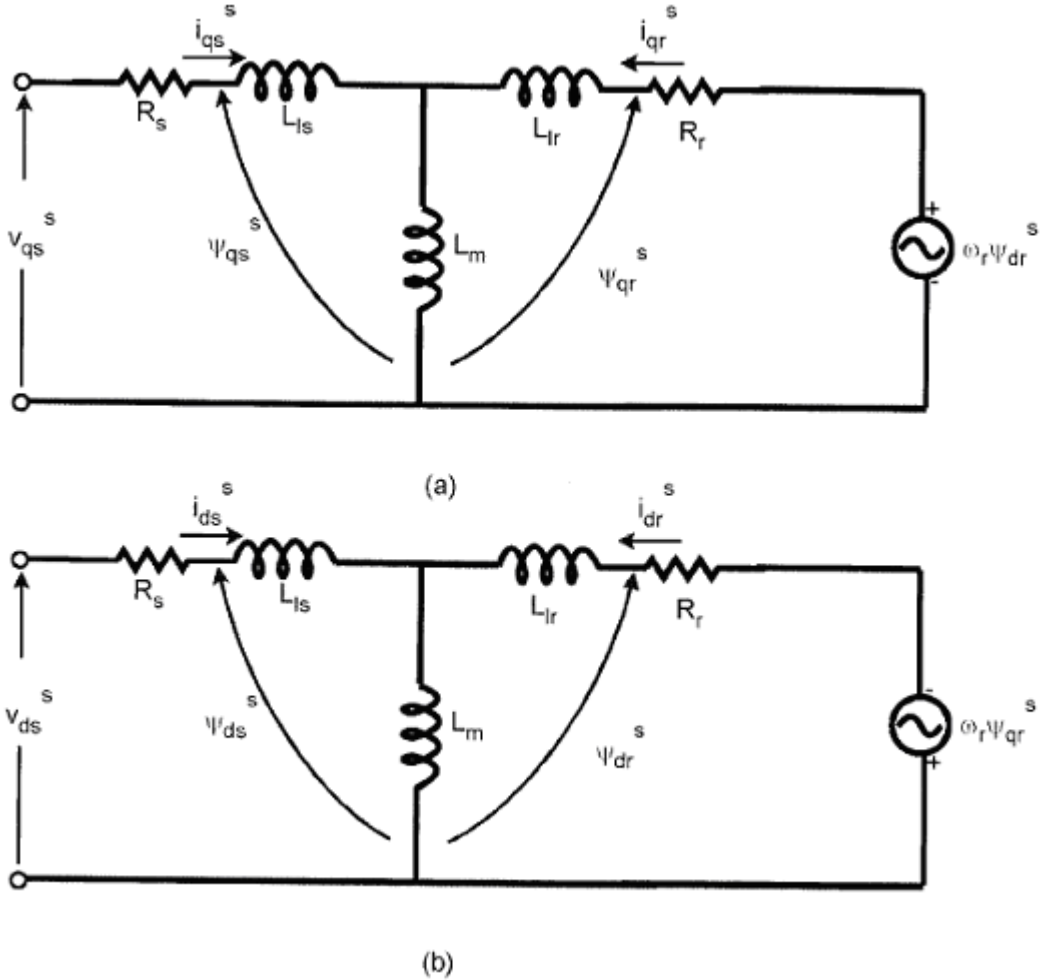
Moment denklemleri:

$$T_{em} = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) (\lambda_{qr}^s i_{dr}^s - \lambda_{dr}^s i_{qr}^s) \quad (3.75)$$

$$= \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) (\lambda_{ds}^s i_{qs}^s - \lambda_{qs}^s i_{ds}^s) \quad (3.75a)$$

$$= \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) L_m (i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s) \quad (3.75b)$$

Şekil 3.6'da indüksiyon motorunun duran eksen takımındaki eşdeğer devresi gösterilmiştir.



Şekil 3-5 : Duran referans düzlemindeki qd0 eşdeğer devresi a) q-ekseni devresi b) d-ekseni devresi [5]

### 3.6.2 Dönen Referans Düzlemine göre İndüksiyon Motorunun Denklemleri

Stator  $qd0$  gerilim denklemleri:

$$v_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + \frac{d\lambda_{qs}^e}{dt} + \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (3.76)$$

$$v_{ds}^e = r_s i_{ds}^e + \frac{d\lambda_{ds}^e}{dt} - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (3.77)$$

$$v_{0s}^e = r_s i_{0s}^e + \frac{d\lambda_{0s}^e}{dt} \quad (3.78)$$

Rotor  $qd0$  gerilim denklemleri:

$$v_{qr}^e = r_r i_{qr}^e + \frac{d\lambda_{qr}^e}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e \quad (3.79)$$

$$v_{dr}^e = r_r i_{dr}^e + \frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e \quad (3.80)$$

$$v_{0r}^e = r_r i_{0r}^e + \frac{d\lambda_{0r}^e}{dt} \quad (3.81)$$

Akı-akım ilişki matrisi:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs}^e \\ \lambda_{ds}^e \\ \lambda_{0s}^e \\ \lambda_{qr}^e \\ \lambda_{dr}^e \\ \lambda_{0r}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 & 0 \\ L_m & 0 & 0 & L_{lr} + L_m & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & 0 & L_{lr} + L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & L_{lr} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \\ i_{0s}^e \\ i_{qr}^e \\ i_{dr}^e \\ i_{0r}^e \end{bmatrix} \quad (3.82)$$

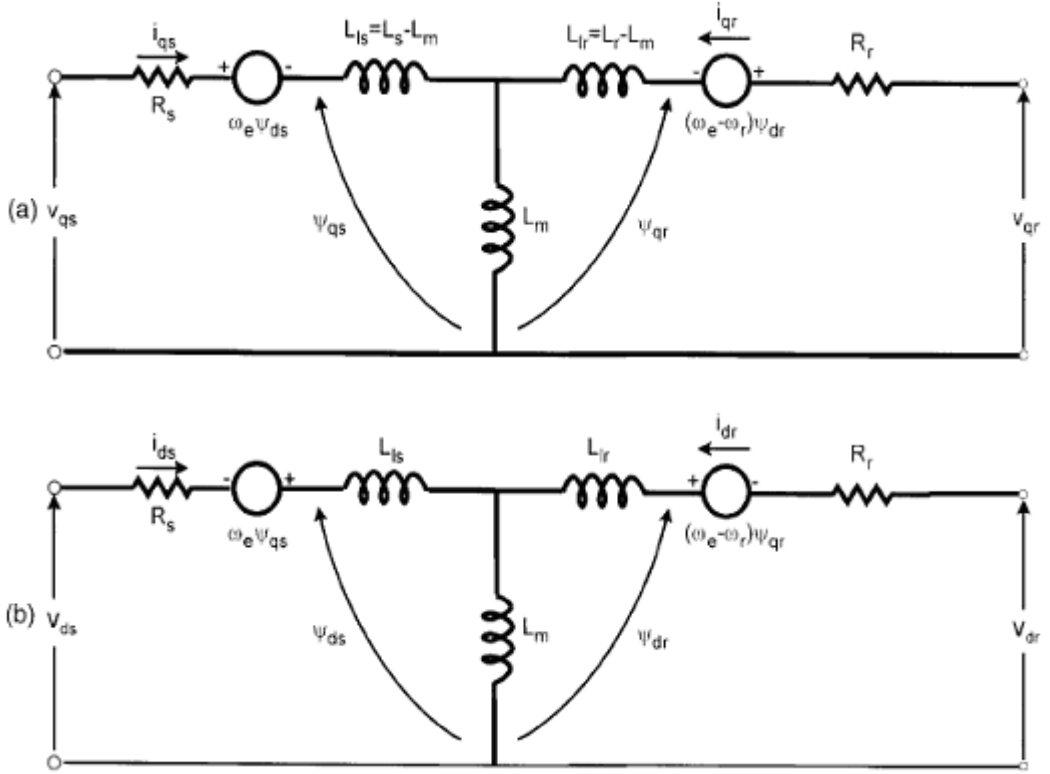
Moment denklemleri:

$$T_{em} = \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) (\lambda_{qr}^e i_{dr}^e - \lambda_{dr}^e i_{qr}^e) \quad (3.83)$$

$$= \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) (\lambda_{ds}^e i_{qs}^e - \lambda_{qs}^e i_{ds}^e) \quad (3.83a)$$

$$= \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right) L_m (i_{qs}^e i_{dr}^e - i_{ds}^e i_{qr}^e) \quad (3.83b)$$

Şekil 3.7’de indüksiyon motorunun duran eksen takımındaki eşdeğer devresi gösterilmiştir.



Şekil 3-6 : Dönen referans düzlemindeki qd0 eşdeğer devresi a) q-ekseni devresi b) d-ekseni devresi [5]

### 3.7 İndüksiyon Motorunun Duran Referans Düzlemine göre Simülasyon Denklemleri

3.58 eşitliği kullanılarak 3.68-3.73 denklemleri düzenlenirse

$$v_{qs}^s = R_s i_{qs}^s + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{qs}^s}{dt} \quad (3.84)$$

$$v_{ds}^s = R_s i_{ds}^s + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{ds}^s}{dt} \quad (3.85)$$

$$0 = R_r i_{qr}^s + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{qr}^s}{dt} - \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{dr}^s \quad (3.86)$$

$$0 = R_r i_{dr}^s + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{dr}^s}{dt} + \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{qr}^s \quad (3.87)$$

elde edilir. Burada rotora dışarıdan gerilim uygulanmadığından  $v_{qr} = v_{dr} = 0$  alınmıştır.

3.74 akı-akım matrisi 3.59 eşitliğine göre düzenlenirse;

$$\psi_{qs}^s = \omega_b \lambda_{qs}^s = X_{ls} i_{qs}^s + X_m (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (3.88)$$

$$\psi_{qr}^s = \omega_b \lambda_{qr}^s = X_{ls} i_{ds}^s + X_m (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (3.89)$$

$$\psi_{qr}^s = \omega_b \lambda_{qr}^s = X_{lr} i_{qr}^s + X_m (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (3.90)$$

$$\psi_{dr}^s = \omega_b \lambda_{dr}^s = X_{lr} i_{dr}^s + X_m (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (3.91)$$

$$\psi_{qm}^s = \omega_b \lambda_{qm}^s = X_m (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (3.92)$$

$$\psi_{dm}^s = \omega_b \lambda_{dm}^s = X_m (i_{qs}^s + i_{qr}^s) \quad (3.93)$$

Burada  $X_{ls} = \omega_b L_{ls}$ ,  $X_{lr} = \omega_b L_{lr}$  ve  $X_m = \omega_b L_m$  dir. Yukarıdaki 3.98-3.99 denklemleri 3.94-3.97 denklemlerinde koyulursa;

$$\psi_{qs}^s = X_{ls} i_{qs}^s + \psi_{qm}^s \quad (3.94)$$

$$\psi_{qr}^s = X_{lr} i_{qr}^s + \psi_{qm}^s \quad (3.95)$$

$$\psi_{ds}^s = X_{ls} i_{ds}^s + \psi_{dm}^s \quad (3.96)$$

$$\psi_{dr}^s = X_{lr} i_{dr}^s + \psi_{dm}^s \quad (3.97)$$

elde edilir. Bu denklemlerden akımlar çekilirse;

$$i_{qs}^s = \frac{\psi_{qs}^s - \psi_{qm}^s}{X_{ls}} \quad (3.98)$$

$$i_{qr}^s = \frac{\psi_{qr}^s - \psi_{qm}^s}{X_{lr}} \quad (3.99)$$

$$i_{ds}^s = \frac{\psi_{ds}^s - \psi_{dm}^s}{X_{ls}} \quad (3.100)$$

$$i_{dr}^s = \frac{\psi_{dr}^s - \psi_{qm}^s}{X_{lr}} \quad (3.101)$$

Elde edilen 3.98-3.101 eşitlikleri 3.92-3.93 eşitliklerinde koyulursa;

$$\psi_{qm}^s = \frac{X_{ml}}{X_{ls}} \psi_{qs}^s + \frac{X_{ml}}{X_{lr}} \psi_{qr}^s \quad (3.102)$$

$$\psi_{dm}^s = \frac{X_{ml}}{X_{ls}} \psi_{ds}^s + \frac{X_{ml}}{X_{lr}} \psi_{dr}^s \quad (3.103)$$

Elde edilir. Burada  $X_{ml} = \frac{1}{\left(\frac{1}{X_m} + \frac{1}{X_{ls}} + \frac{1}{X_{lr}}\right)}$  dir.

Akım eşitlikleri 3.98-3.101 gerilim denklemlerinde 3.84-3.87 yazılırsa;

$$v_{qs}^s = \frac{R_s}{X_{ls}} (\psi_{qs}^s - \psi_{qm}^s) + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{qs}^s}{dt} \quad (3.104)$$

$$v_{ds}^s = \frac{R_s}{X_{ls}} (\psi_{ds}^s - \psi_{dm}^s) + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{ds}^s}{dt} \quad (3.105)$$

$$0 = \frac{R_r}{X_{lr}} (\psi_{qr}^s - \psi_{qm}^s) + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{qr}^s}{dt} + \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{dr}^s \quad (3.106)$$

$$0 = \frac{R_r}{X_{lr}} (\psi_{dr}^s - \psi_{dm}^s) + \frac{1}{\omega_b} \frac{d\psi_{dr}^s}{dt} + \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{qr}^s \quad (3.107)$$

denklemleri elde edilir. Bu denklemlerden akılar çekilirse;

$$\frac{d\psi_{qs}^s}{dt} = \omega_b \left[ v_{qs} - \frac{R_s}{X_{ls}} (\psi_{qs}^s - \psi_{qm}^s) \right] \quad (3.108)$$

$$\frac{d\psi_{ds}^s}{dt} = \omega_b \left[ v_{ds} - \frac{R_s}{X_{ls}} (\psi_{ds}^s - \psi_{dm}^s) \right] \quad (3.109)$$

$$\frac{d\psi_{qr}^s}{dt} = -\omega_b \left[ \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{dr}^s + \frac{R_r}{X_{lr}} (\psi_{qr}^s - \psi_{qm}^s) \right] \quad (3.110)$$

$$\frac{d\psi_{dr}^s}{dt} = -\omega_b \left[ \frac{\omega_r}{\omega_b} \psi_{qr}^s + \frac{R_r}{X_{lr}} (\psi_{dr}^s - \psi_{dm}^s) \right] \quad (3.111)$$

stator-rotor  $qd$  bileşenleri için akı türevleri elde edilir.

$qd$  referans düzleminin  $q$ -eseni a fazıyla karşılaştırılırsa  $\theta = 0$  olur ve 3.31'deki dönüşüm matrisi kullanılarak

$$\begin{aligned} v_{qs}^s &= \frac{2}{3}v_{as} - \frac{1}{3}v_{bs} - \frac{1}{3}v_{cs} \\ v_{ds}^s &= \frac{1}{\sqrt{3}}(v_{cs} - v_{bs}) \end{aligned} \quad (3.112)$$

stator gerilimleri elde edilir.

Denklem 3.98-3.100'de sırayla elde edilen  $i_{qs}^s$  ve  $i_{ds}^s$  dönüşüm matrisi kullanılarak 3 fazlı stator akım bileşenleri

$$\begin{aligned} i_{as} &= i_{qs}^s + i_{0s} \\ i_{bs} &= -\frac{1}{2}i_{qs}^s - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{ds}^s + i_{0s} \\ i_{cs} &= -\frac{1}{2}i_{qs}^s + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{ds}^s + i_{0s} \end{aligned} \quad (3.113)$$

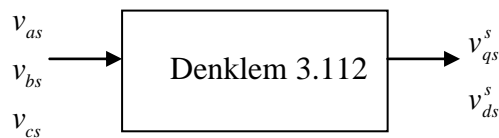
elde edilir.

Benzer şekilde denklem 3.99-3.101'de sırayla elde edilen  $i_{qr}^s$  ve  $i_{dr}^s$  dönüşüm matrisi kullanılarak 3 fazlı rotor akım bileşenleri

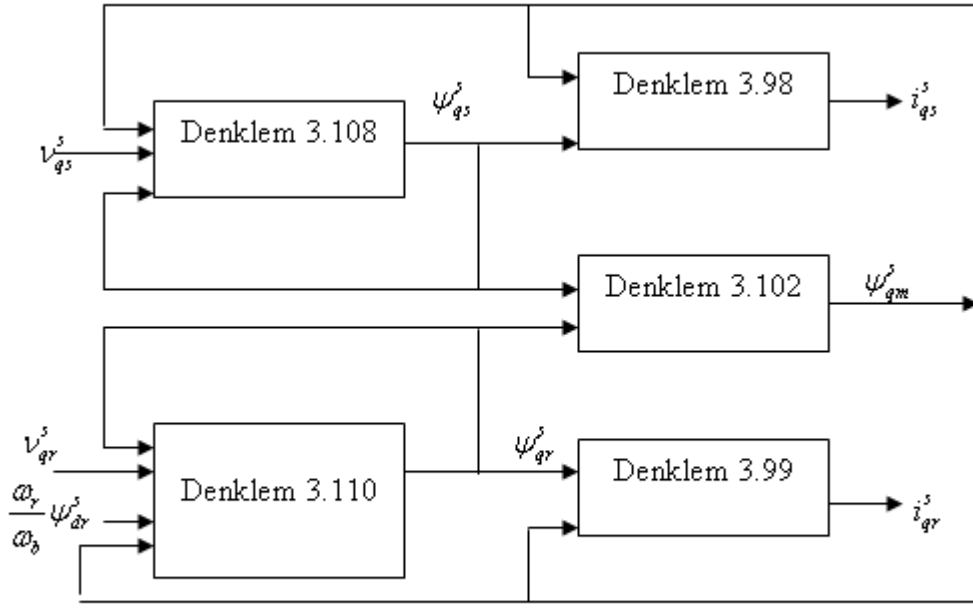
$$\begin{aligned} i_{qr}^r &= i_{qr}^s \cos \theta_r(t) - i_{dr}^s \sin \theta_r(t) \\ i_{dr}^r &= i_{qr}^s \sin \theta_r(t) + i_{dr}^s \cos \theta_r(t) \end{aligned} \quad (3.114)$$

$$\begin{aligned} i_{ar} &= i_{qr}^r + i_{0r} \\ i_{br} &= -\frac{1}{2}i_{qr}^r - \frac{\sqrt{3}}{2}i_{dr}^r + i_{0r} \\ i_{cr} &= -\frac{1}{2}i_{qr}^r + \frac{\sqrt{3}}{2}i_{dr}^r + i_{0r} \end{aligned} \quad (3.115)$$

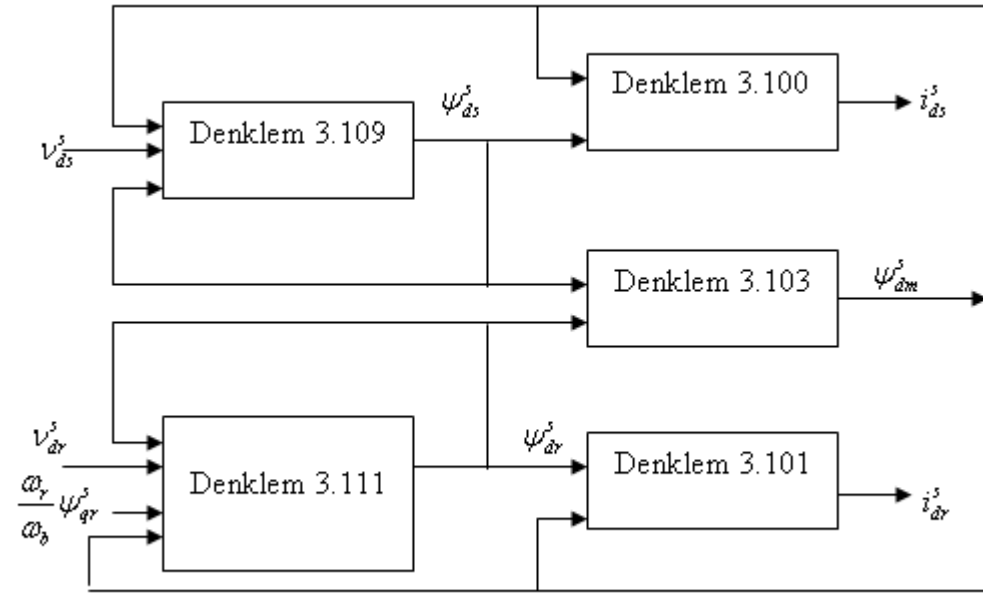
elde edilir. Elde edilen denklemlerin simülasyon akış diyagramları şekilde verilmiştir.



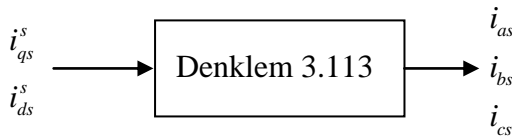
Stator voltaj abc qd dönüşümü [4]



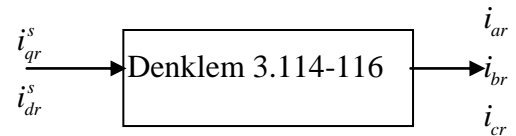
q eksen çevrimi



d eksen çevrimi



Stator akım qd abc dönüşümü



Rotor akım qd abc dönüşümü

Şekil 3-7 : İndüksiyon motorun qd-eksenindeki simülasyon akış diyagramları [4]

#### 4. ASENKRON MOTOR HIZ KONTROLÜ VE GÜÇ ELEKTRONİĞİ

İndüksiyon motorları; fiyat, büyüklük, sağlamlık gibi birçok üstünlüğünden dolayı endüstride önemli bir yere sahiptir. Fakat geleneksel olarak doğrusal olmayan ve birbirini etkileyen çok değişkenli karışık kontrol algoritmasından dolayı sabit hız uygulamalarında kullanılmıyorlardı. Bu motorlar temelde sabit voltaj ve frekans güç kaynağına bağlandıklarından dolayı sabit hız motorlarıdır. Bu durumda çalışma hızı senkron hıza çok yakındır ve momentteki değişiklik hızda çok küçük değişime sebep olur. Değişken hız uygulamalarında kullanılan kontrolör, doğru akım motor hız kontrolöründen çok daha karmaşık olduğundan dolayı, sabit hızlı sürücü sistemlerinde kullanılması uygundur. Fakat güç elektroniği ve dijital sinyal teknolojisindeki ilerlemelerle şu an kolay bir şekilde uygulanabilen indüksiyon motorları için kontrol teknolojileri gelişmiştir. İndüksiyon motorlarının hız kontrolü için birçok metot bulunmaktadır [6]. Bu metotların temelini

- Stator sargı kutup çiftinin
- Stator geriliminin
- Stator frekansının

değiştirilmesi oluşturmaktadır [7].

##### 4.1 Motor Kutup Sayısının Değiştirilmesi ile Hız Kontrolü

Asenkron motorun senkron hızı  $n_s$ , stator geriliminin frekansına ve motorun stator sargılarının kutup sayısına bağlıdır [7].

$$n_s = \frac{60f_s}{p} \quad (4.1)$$

Kutup sayısını değiştirmek senkron hızı doğrudan değiştirmektedir. Kutup sayısı artırıldıkça motorun senkron hızı azalacaktır. Genelde bu şekilde yapılan hız kontrolü ancak kademeli olarak yapılabilir ve genelde bu yöntemle motorun hızı 1/2 veya 1/3 oranında değiştirilmektedir. Bu işlemin yapılabilmesi için stator faz sargıları, kutup

sayısı değiştirilebilecek şekilde özel yapılı olmalıdır. Kutup sayısının artırılması motorun hızındaki değişimlerde yer alan kademeleri artırmakla beraber genelde bir sargıdan ikiden fazla farklı kutup sayısının elde edilmek için kullanımı gerekli anahtarların karmaşası nedeniyle çok uygun değildir. Bu nedenle farklı sargılar kullanmak gerekir ki bu da ekonomik bir yöntem değildir [8].

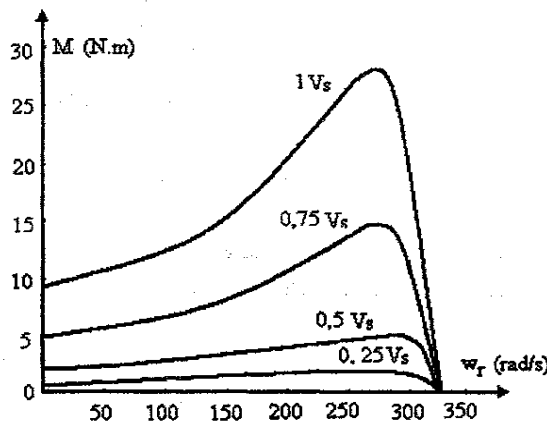
#### 4.2 Stator Geriliminin Değiştirilmesi ile Hız Kontrolü

Sincap kafesli asenkron motorlarda moment stator geriliminin karesi ile doğru orantılıdır. Bundan dolayı, statora uygulanan gerilimin değişmesi, momenti değiştirir [7].

$$T = 3p \frac{R_r}{s\omega_s} \frac{V_s^2}{\left(R_s + \frac{R_r}{s}\right)^2 + (X_s + X_r)^2} \quad (4.2)$$

Gerilim nominal değerinin yarısına düştüğünde moment dörtte birine düşer. Stator geriliminin değiştirilmesi değişik yöntemlerle yapılabilir. Bunlar; üç fazlı ayarlanabilen gerilim kaynağı, oto trafo veya yarı iletken anahtarlama elemanları ile gerçekleştirilir. Stator gerilimine kademeli olarak  $0.25V_s$ ,  $0.5V_s$ ,  $0.75V_s$ ,  $1.0V_s$  değerleri verildiğinde elde edilen moment hız grafiği Şekil 4.1'de verilmiştir. Şekil 4.1'de görüldüğü gibi stator gerilimi arttıkça kalkınma momenti ve maksimum moment değerleri artmaktadır. Fakat dikkat edilirse maksimum momentin meydana geldiği hız değeri yaklaşık sabit kalmaktadır [8].

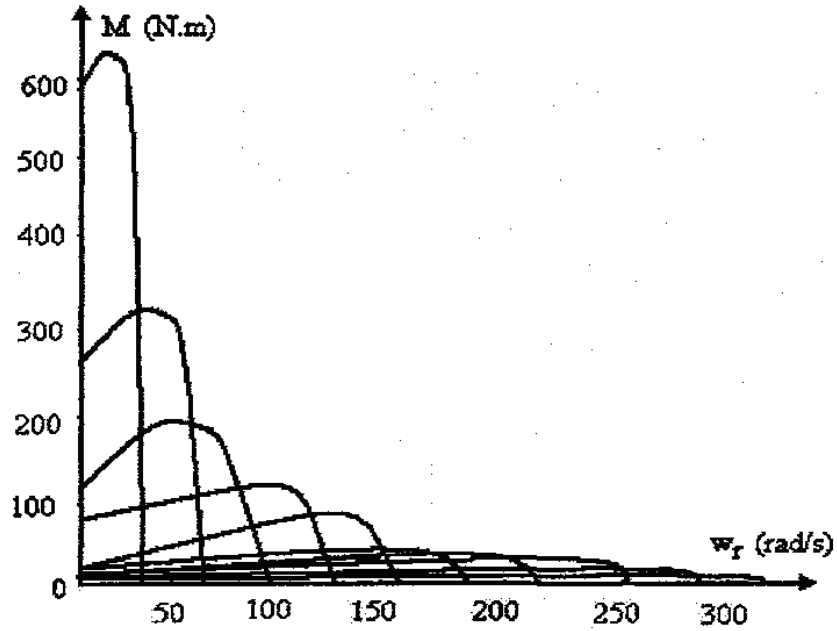
Bu tür hız kontrolü yapılan motorlar genellikle kayması yüksek olan motorlardır. Dolayısıyla yüksek kaymadan dolayı motorların bakır kayıpları da yüksektir.



Şekil 4-1 : Farklı stator gerilimlerdeki moment hız grafiği [8]

### 4.3 Stator Frekansının Değiştirilmesi ile Hız Kontrolü

Asenkron motorun hızını doğrudan etkileyen parametrelerden birisi de stator frekansıdır. Stator frekansını değiştirmekle stator döner manyetik alanı ve dolayısıyla rotor hızı istenilen değerlere getirilebilir. Şebeke frekansı 50 Hz olması durumunda, 0-50 Hz arasında istenilen değerlerde frekansı değiştirmek mümkündür. Buna bağlı olarak, her bir frekans değerine karşılık rotor hız değerleri elde edilir. Stator frekansının değiştirilmesi ile motorun moment hız karakteristik eğrisi üzerinde, maksimum momentin meydana geldiği hız ve motorun yüksüz durumdaki hız değerleri değişiklik gösterecektir. Asenkron motorun sabit stator geriliminde, stator frekansının değişmesine ilişkin motorun moment hız karakteristik eğrisi Şekil 4.2'de gösterilmiştir [8].



Şekil 4-2 : Sabit stator geriliminde, frekans değiştirilerek elde edilen  $M-\omega_r$  grafiği[8]

Eğer stator sargı empedansı üzerinde düşen gerilim ihmal edilirse, sargıdan indüklenen gerilim ile uygulanan gerilim birbirine eşit olur. Böylece uygulanan gerilim doğrudan akıyı ve dolayısıyla indüklenen momenti etkilemektedir. Gerilim sabit tutulup frekans azaltırsa manyetik akı ve dolayısıyla üretilen moment artar. Sonuç olarak düşük frekans değerlerinde uygulanan gerilim anma değerinde sabit tutulursa, motor doyumda çalışır ve aşırı mıknatıslanma akısını ve dolayısıyla stator aşırı akım çeker. Bundan dolayı kullanışlı bir yöntem değildir.

İndüksiyon motorlarında hem hız kontrolü yapmak hem de akım ve momentin bu kontrol sırasında artmasını engellemek için frekansın genlikle birlikte değiştirilmesi gerekmektedir. Asenkron makinaların değişken hızlı tahrik sistemlerinin kontrolünde stator geriliminin genlik ve frekansının değişimine dayalı yöntemler aşağıdaki gibi iki temel kısma ayrılabilir [7] :

- a- Skaler kontrol yöntemleri
- b- Vektör kontrol yöntemleri

Bu çalışmada skaler kontrol yöntemi kullanılmış olduğundan anlatılacaktır.

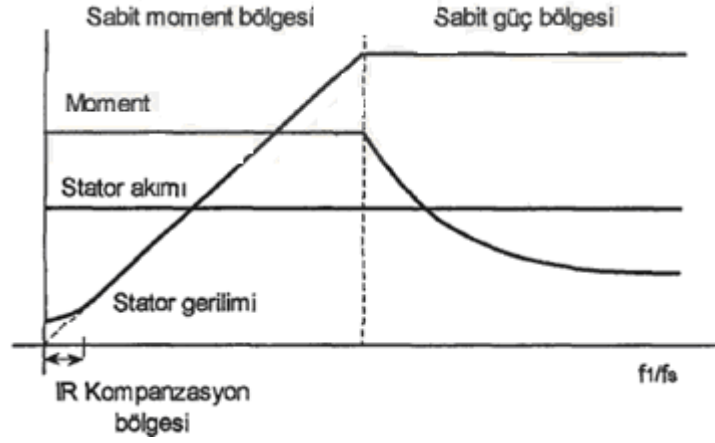
#### **4.4 Skaler Kontrol Yöntemi**

Skaler kontrol motorun kararlı hal modeli temeline dayanır. Kontrol, sadece kontrol değişkenlerinin büyüklük değişiminden dolayıdır. Yani bu yöntemde değişkenlerin yalnızca genliği kontrol edilir. Örneğin; motor gerilimi akımın kontrolüyle kontrol edilir ve frekans veya kayma momenti kontrol edilerek kontrol edilir. Bununla beraber akı ve moment sırasıyla frekans ve gerilimin fonksiyonudur. Bu metot basit ve sağlamdır [5].

Skaler kontrol yönteminde en çok kullanılan Volts/Hertz kontrol yöntemidir.

##### **4.4.1 Volt/ Hertz Kontrol**

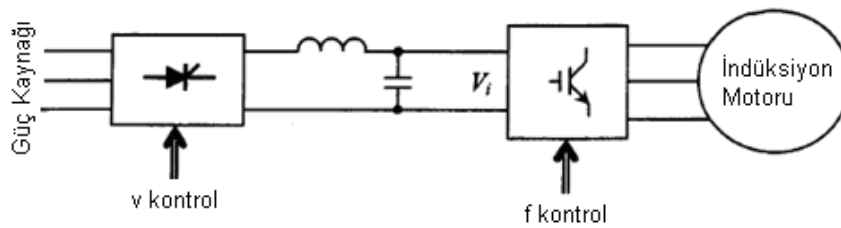
Stator gerilimi ve frekansı değiştiğinde motor yük karakteristiğinin değişmemesi veya moment-hız eğrisinin şeklinin korunması istenir. Bu eğrinin şeklini belirleyen maksimum moment değeri hava aralığı akısına bağlıdır. Stator gerilimi ve frekansı değiştirilirken aynı zamanda V/f oranı sabit tutulursa pratik olarak hava aralığı akısı değişmeyeceğinden maksimum moment sabit kalır. Ancak düşük frekanslarda stator sargı direncinde düşen gerilim, uygulanan stator gerilimi yanında ihmal edilmeyecek dereceye varacağından hava aralığı akısı, sabit V/f oranına rağmen azalır. Bunu gidermek için IR kompanzasyonu olarak tanımlanan ve düşük frekanslarda hava aralığı akısının normalin altına düşmemesini sağlayan bir düzeltme yapılıır. Bu düzeltme V/f oranını düşük frekanslarda artırarak gerçekleştirilir. IR kompanzasyonunun yapıldığı ve stator gerilim ve frekansını değiştirerek yapılan asenkron motor hız kontrolü ile ilgili değişimler Şekil 4.3'de görülmektedir [9].



**Şekil 4-3 :** Asenkron motorda stator voltaj-frekansını değiştirerek yapılan hız moment, stator akımı ve stator moment değişim grafiği [9]

Bu şekilden görüldüğü gibi nominal frekansa kadar moment sabit kalmaktadır. Bu bölgeye sabit moment bölgesi denir. Anma frekans değerinden sonra, artan frekansa karşılık motorun gerilim/frekans oranını sabit tutmak mümkün değildir. Çünkü bu noktada motora uygulanacak maksimum anma gerilimi uygulanmış olup motor doyuma ulaşmıştır. Gerilimin daha fazla artırılması demir kayıplarını artırır ve motor şebekeden daha fazla akım çeker. Dolayısıyla bu noktadan itibaren motora uygulanan gerilim sabit tutulur. Gerilimin sabit tutulmasıyla, artan frekanstan dolayı motorun hava aralığı manyetik akısı azalacaktır. Azalan manyetik akı ise motorda üretilen momentin azalmasına neden olur. Motorun kayması artırılarak stator akımı bu bölgede sabit tutulur. Motor gerilim ve akımının sabit olduğu bu bölgede motorun gücü de sabit kalmaktadır. Bundan dolayı bu bölgeye sabit güç bölgesi denir.

Basit ve genel kullanılan açık çevrim v/f hız kontrol metodu indüksiyon motoru için aşağıdaki şekil 4.4'de gösterilmiştir. Bu kontrol yönteminde kontrol edilen skaler büyüklükler uygulanan voltaj ve frekans büyüklükleridir. Sistem; komut voltajı  $V_s$  doğrudan frekans komutu v/f fonksiyonundan elde edilmesinden dolayı v/f kontrol olarak tanımlanır [6].

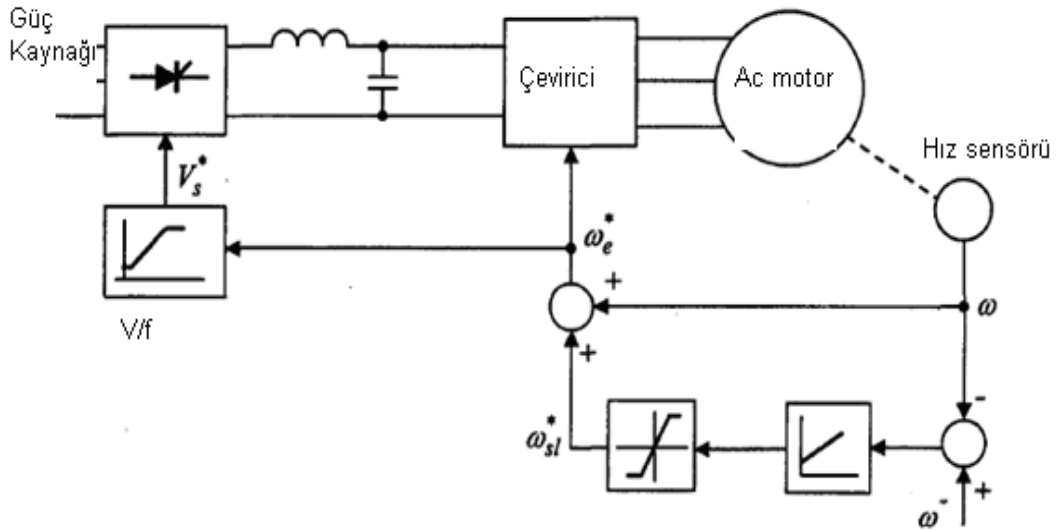


**Şekil 4-4 :** Açık çevrim V/f kontrol

Açık çevrim voltaj kontrolüyle AA hat voltajındaki dalgalanma ve empedansdaki azalma hava boşluğu akısında dalgalanmaya sebep olur. Bu dalgalanma kapalı çevrim voltaj kontrolü kullanımıyla önlenir. Açık çevrim hız kontrolüyle eğer yük momenti artarsa kayma artacak ve denge yük momentiyile üretilen moment arasında kalmaya çalışacaktır. Bununla beraber rotor hızı yük momentindeki değişimle beraber sapma eğiliminde olacaktır. Eğer açık çevrim hız sapması istenilmiyorsa kapalı çevrim hız kontrolü kullanılabilir. Hız hata sinyal çevrimi frekans komutu ile sağlanır [6].

Kararlı hal boyunca eğer kumanda frekansı kademeli artarsa kayma maksimum momenti geçer ve motor dengesiz hale geçer. Benzer şekilde frekans kademeli şekilde azalırsa kararsızlık meydana gelir. Bu problem kayma frekansı maksimum momenti geçmeyecek şekilde kayma ayarlaması ile çözülür.

Bu kontrol sisteminde hız kontrol çevrimindeki hata PI kontrolör ve sınırlayıcıdan geçerek kayma komutu ( $\omega_{sl}$ ) üretir. Kayma, frekans komutu üretmek üzere geri besleme hız sinyaline eklenir. Frekans komutu ( $\omega_e$ ) aynı zamanda düşük stator frekansındaki ani düşmeyi telafi eden V/f fonksiyonundan geçerek voltaj komutunun ( $V_s$ ) elde edilmesini sağlar. Şekil 4.5'de kayma ayarlı kapalı çevrim V/f kontrol gösterilmiştir [5].

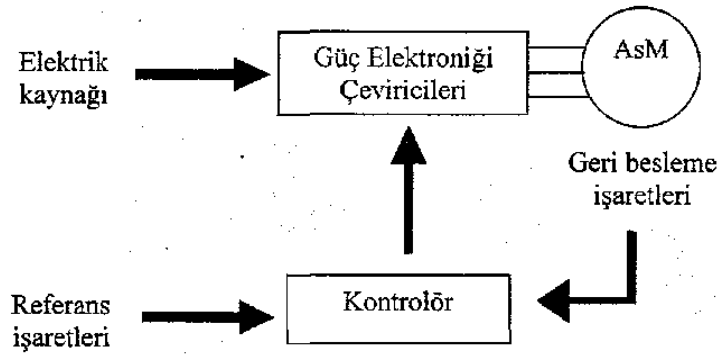


Şekil 4-5 : Kayma ayarlı kapalı çevrim V/f kontrol

#### 4.5 Asenkron Makinalarda Kullanılan Güç Elektroniği Devreleri

Elektrik enerjisinin çevrilmesinde, taşınmasında ve denetlenmesinde kullanılan elektronik devre ve düzenler güç elektroniğinin temelini oluşturur. Bu devre ve düzenlerde anahtarlama elemanı olarak diyot, tristör, transistör gibi yarı iletken elemanlar kullanılır. Bu elemanlar özellikle endüstriyel kontrol cihazlarının denetim işlemlerinde devrim yapan elemanlar olmuşlardır [10].

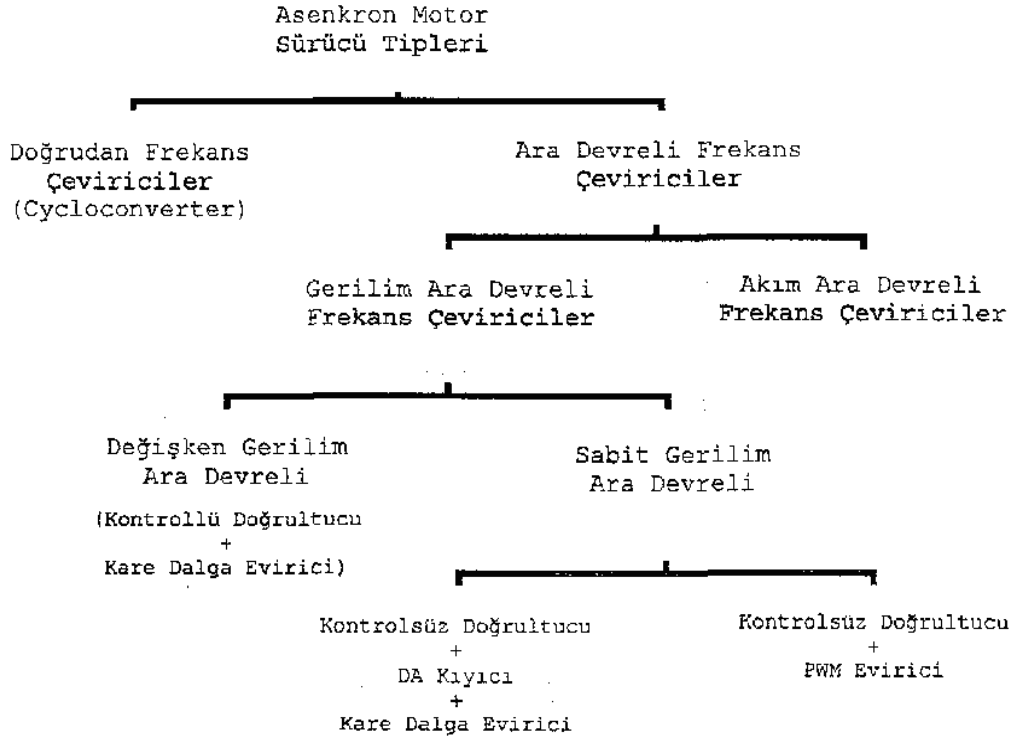
Endüstride asenkron motorların hız kontrolünde yoğun olarak kullanılan stator geriliminin genlik ve frekansının değiştirilmesinin söz konusu olduğu yöntemin gerçekleştirilebilmesi için makinanın beslendiği güç katının, değişken genlik ve frekansta gerilimler üretebilecek özellikte olması gerekir. Motoru besleyen şebeke sabit genlik ve frekansta sinüzoidal gerilimler sağlamaktadır. Bu kaynaktan makinanın hız kontrolü için gerekli değişken genlik ve frekanslı sinüzoidal işaretler üreten güç elektroniği devrelerinden oluşmuş sistemlere genel olarak frekans çeviriciler adı verilmektedir. Asenkron makina sürücülerinde, çeviricilerin bulunduğu güç katı ile anahtarlara tetikleme sinyali gönderen kontrol ünitesine ilişkin blok diyagramı Şekil 4.6'da verilmiştir [7].



Şekil 4-6 : Asenkron motorun sürücü blok diyagramı [2]

Anahtarların belli aralıklarla açılıp kapanmasını sağlayan kontrol ünitesi ile giriş gücü istenilen değere ayarlanabilir. İstenilen çalışma koşulunu sağlayacak giriş referans sinyalleri ile motordan alınan geri besleme sinyalleri karşılaştırılarak, çevirici güç katında bulunan anahtarlara belirli aralıklarla tetikleme sinyalleri gönderilir [2].

Asenkron motor ile sürülen sistemlerde değişken hız ayarının yapılabilmesi için motoru besleyen gerilim veya akımın genlik ve/veya frekansının ayarlanabilir olması gerekir. Bu amacı gerçekleyen güç elektroniği devrelerinin istenilen çalışma kriterlerini sağlayan optimum sonucu verecek çeşitli tipleri vardır. Bunların sınıflandırılması Şekil 4.7’de verilmiştir [2].

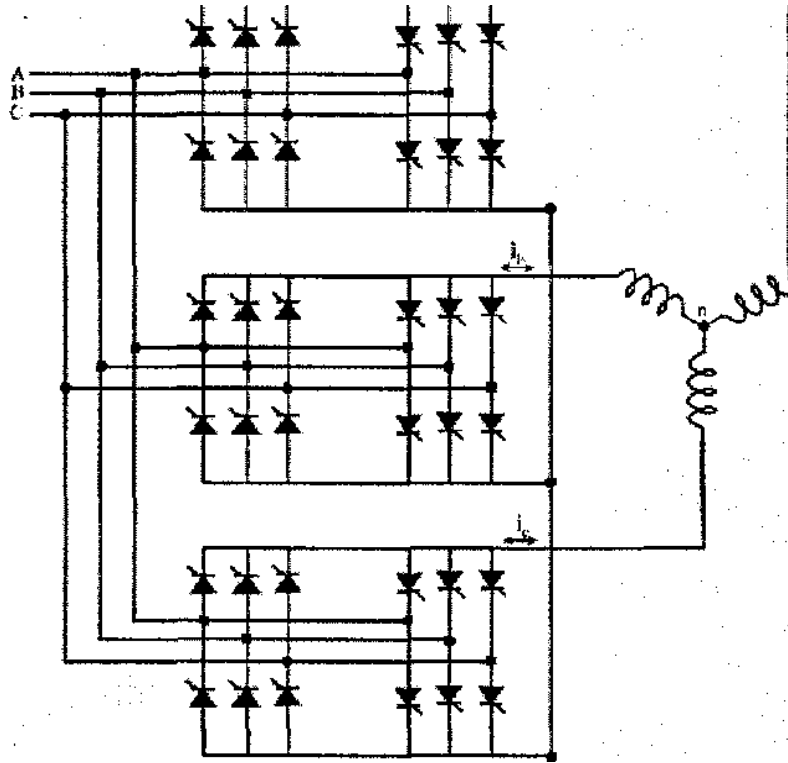


**Şekil 4-7 : Asenkron motor sürücülerin sınıflandırılması [2]**

#### **4.5.1 Doğrudan frekans çeviriciler (Cycloconverter)**

Sabit gerilim kaynağının hem genlik hem de frekansını istenilen değerine dönüştürebilen güç elektroniği devreleridir, 1 fazdan 1 faza, 3 fazdan - 1 faza ve 3 fazdan - 3 faza dönüşüm yapabilen üç çeşidi vardır. 3 fazlı şebekeden beslenen doğrudan frekans çeviricinin yine 3 fazlı asenkron makinaya uygulanmasını gösteren devre şeması Şekil 4.8.'de gösterilmiştir. Motoru besleyen her bir fazda birbirine zıt paralel bağlı biri negatif diğeri pozitif olan kontrollü doğrultucu grupları bulunur. Bu doğrultucu gruplarının aynı anda iletimde olmaması için tristörler belli bir düzende tetiklenir. Gerilimin genlik ayarı tristörlerin tetikleme açıları değiştirilerek yapılır. Frekans ayarı yapabilmek için de her bir grubun devrede kalma süreleri yine tristörler yardımıyla ayarlanır. Ancak çıkışta, giriş frekansından daha yüksek

frekanslı gerilimlerin elde edilememesi, bu tip sürücülerle geniş bir aralıkta hız ayarını mümkün kılmamaktadır. Yüksek frekansta gerilimin elde edilebildiği yeni step - up doğrudan frekans çeviricileri de vardır ki bunların kullanımı pek yaygın değildir. Doğrudan frekans çevirici devrelerinin güç katı için diğerlerine kıyasla daha pahalı olan hızlı tetiklemeli anahtarlarına gerek duyulmaz. Bunun yanı sıra çok fazla anahtarlama elemanı içermesi ancak yüksek güçlü sistemler için ekonomik bir çözüm sağlayabilmektedir. Bu nedenle doğrudan frekans çeviricilerin, 10 ile 1000 rpm gibi düşük hızla çalışması istenen. 5000 ile 50000 HP'lik büyük güçlü sistemlerde kullanılması en uygundur [2].



Şekil 4-8 : Doğrudan frekans çeviricinin devre şeması [2]

#### 4.5.2 Ara Devreli Çeviriciler

Frekans ayarı yapan diğer bir yöntem de ise güç eviricileri kullanılır. Eviriciler doğru gerilimi istenilen frekansta alternatif gerilime dönüştürürler. Ancak şebeke geriliminin alternatif olduğu dikkate alınacak olursa, girişine doğru gerilim verilmesi gereken eviriciler direkt şebekeye bağlanamazlar. Bunun için alternatif gerilimi doğru gerilime dönüştüren doğrultuculara gerek vardır. Her ne kadar tam dalga köprü doğrultucu kullanılmış dahi olsa, evirici girişine uygulanacak olan bu akım/gerilimin dalga şekli tam doğru değildir. Akım/gerilimdeki bu dalgalanmaları azaltmak için

doğrultucu ile evirici arasına bir ara devre bağlanır. İşte doğrultucu, ara devre ve eviriciden oluşan bu üçlü devreye ara devreli çevirici adı verilir [10].

Bu çeviriciler yapı itibarı ile

- Girişte şebeke gerilimini doğrultan bir veya üç fazlı tam dalga kontrollü (tristörlü) veya kontrolsüz (diyotlu) bir doğrultucu
- Doğrultucuya bağlı bir ara devre,
- Eviriciden oluşur.

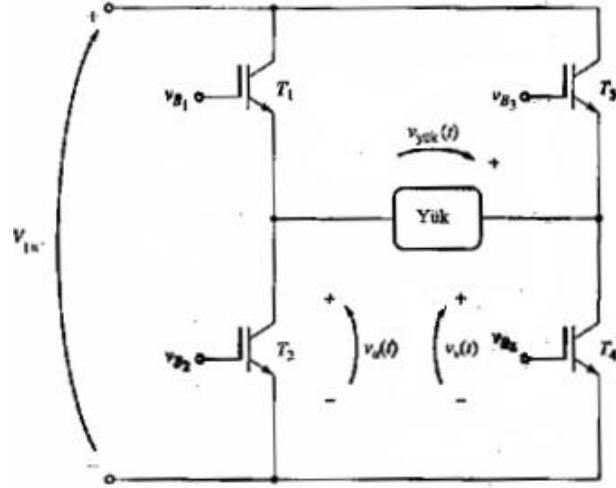
Eviriciler kapı uçlarına bir akım darbesinin uygulanmasıyla ilettime geçerler. Güç kontrollerini oluşturmak, elemanın belirli bir zamanda ilettime geçmesini sağlayacak darbelerin üretimi için darbe üretim yöntemlerine ve darbe devrelerine gereksinim vardır.

Bu çalışmada Darbe Genişlik Modülasyonu (DGM) incelenmiştir.

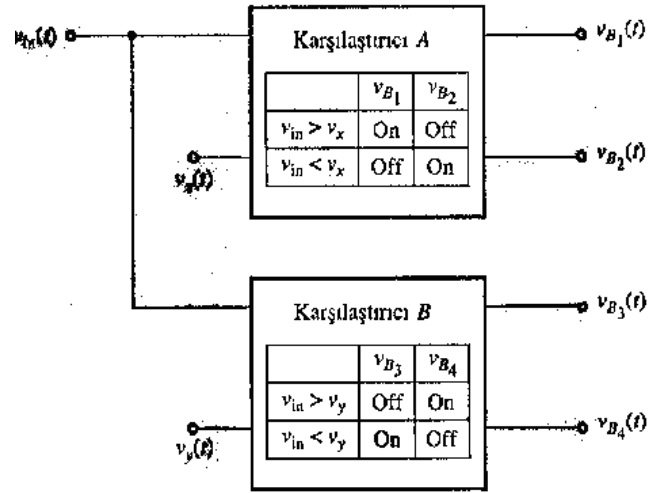
#### **4.5.3 Darbe Genişlik Modülasyonu**

Darbe genişlik modülasyonu; küçük bir kontrol sinyaliyle doğru orantılı olan bir darbe trenindeki darbelerin genişliğinin ayarlanma işlemidir. Daha büyük bir kontrol gerilimi daha geniş bir darbe treni demektir. Bir DGM devresinde kontrol gerilimi olarak istenen frekansta bir sinüs fonksiyonu kullanılmasıyla, AA motorları sürmek için uygun bir şekilde sinüzoidal olarak değişen yüksek güçlü bir dalga şeklinde üretmek mümkündür [10.]

Darbe genişlik modülasyonuna ilişkin temel kavramlar şekilde açıklanmıştır. Şekil 4.9'da IGBT'leri kullanan tek fazlı bir DGM göstermektedir. Bu devredeki IGBT1, IGBT2, IGBT3, IGBT4 durumları şekil 4.10'da gösterilen karşılaştırmacı ile kontrol edilir.

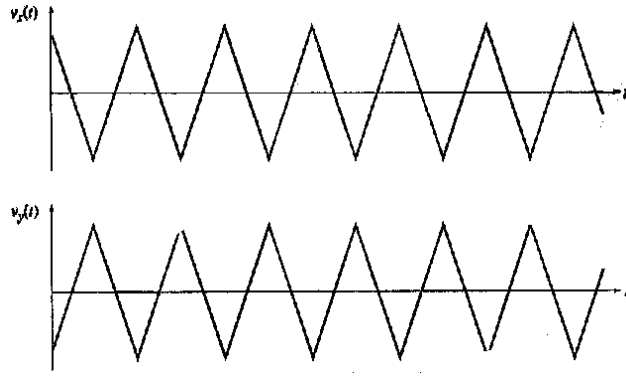


Şekil 4-9 : IGBT'leri kullanan tek fazlı bir DGM [10]



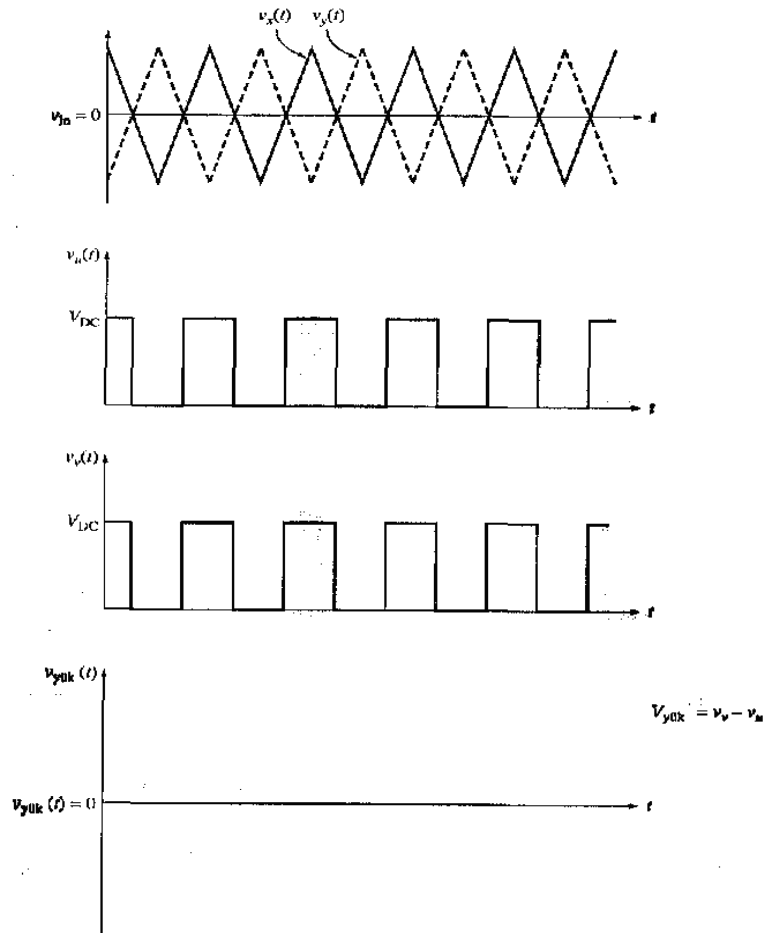
Şekil 4-10 : Transistörlerin iletim-kesim durumlarının kontrolü için kullanılan karşılaştırıcı [10]

Karşılaştırıcı giriş gerilimi  $v_{in}(t)$ 'nin bir referans sinyali ile karşılaştırıldığı bir devredir. Transistörün iletim veya kesim durumu bu karşılaştırmanın sonucuna bağlı olarak belirlenir. A karşılaştırıcısı  $v_{in}(t)$ 'yi referans gerilim  $v_x(t)$  ile karşılaştırır ve karşılaştırmanın sonucuna bağlı olarak  $T_1$  ve  $T_2$  IGBT'lerini kontrol eder. Herhangi bir  $t$  anında  $v_{in}(t)$   $v_x(t)$ 'den büyük olursa bu durumda A karşılaştırıcısı  $T_1$ 'i ilettime  $T_2$ 'yi kesime sokacaktır. Yukarıdaki durumun tersine  $T_1$ 'i kesime  $T_2$ 'yi ilettime sokacaktır. Benzer şekilde herhangi bir anda  $v_{in}(t)$   $v_y(t)$ 'den büyük olursa bu durumda B karşılaştırıcısı  $T_3$ 'ü kesime  $T_4$ 'ü ilettime geçecektir, aksi durumda tam tersi meydana gelir.  $v_x(t)$  ve  $v_y(t)$  referans gerilimleri şekil 4.11'de gösterilmiştir.



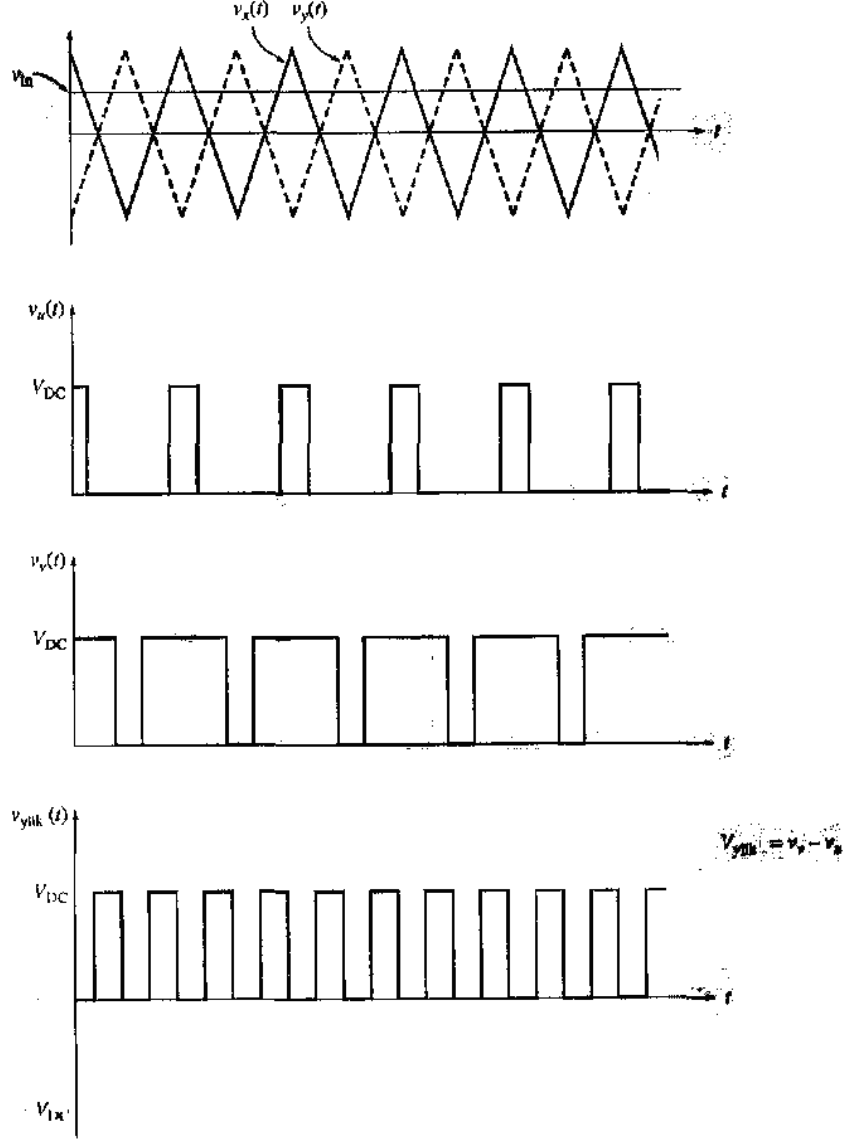
Şekil 4-11 : Karşılaştırıcıda kullanılan referans gerilimleri

Bu DGM'nin çalışmasını tam olarak anlamak için farklı kontrol gerilimleri uygulandığında durumları incelenmelidir. Kontrol geriliminin 0 volt olduğunda  $v_u(t)$  ve  $v_v(t)$  gerilimleri aynı olur ve devrenin çıkış gerilimi  $v_{yük}(t)=0$  olur (Şekil 4.12)



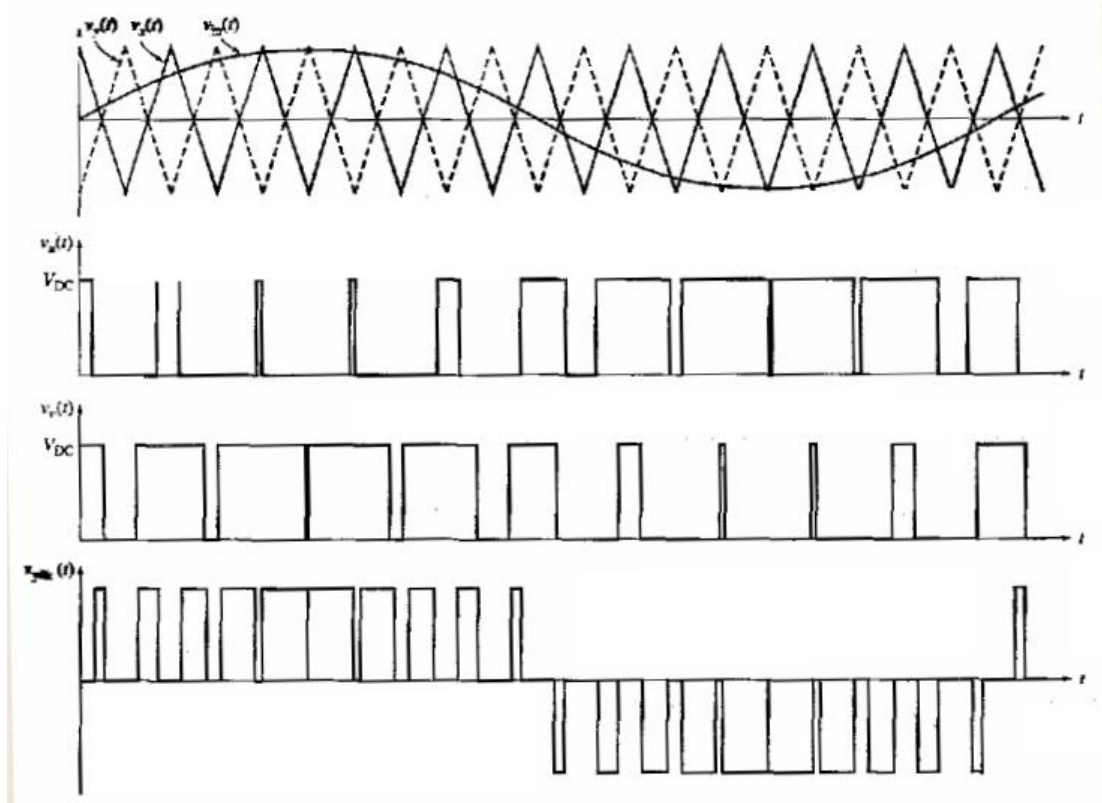
Şekil 4-12 : Giriş gerilimi 0 Volt olan bir DGM devresinin çıkışı

İkinci durumda referans geriliminin tepe değerinin yarısına eşit ve sabit bir pozitif kontrol gerilimini devreye uygulayalım. Bu durumda çıkış gerilimi şekilde gösterildiği gibi bir darbe treninden oluşur.



**şekil 4-13 :** Karşılaştırıcı tepe geriliminin yarısına eşit giriş geriliminde DGM devresinin ıkışı

Sonuç olarak şekildeki gibi sinüzoidal bir kontrol gerilimi devreye uygulandığında darbe treninin genişliği kontrol gerilimi ile sinüzoidal olarak değiştiği görülür.



**Şekil 4-14 :** Girişine sinüzoidal bir kontrol gerilimi uygulanan DGM devresinin çıkışı

Tam üç fazlı DGM 120 faz farklı sinüzoidal işaretlerden oluşan kontrol gerilimleriyle yukarıda tanımlanan tek fazlı eviricilerin üçünün bir araya gelmesinden ibarettir. Bu tür bir DGM eviricisindeki frekans kontrolü giriş kontrol geriliminin frekansının değiştirilmesiyle gerçekleştirilebilir.

#### 4.5.4 Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu

Uzak Vektör Darbe Genişlik Modülasyonu (UVDGM) tekniği kullanılarak iki-seviyeli ve çok seviyeli çevirici çıkışlarında istenilen genlik ve frekansta üç-fazlı gerilimler elde edilmektedir. Doğrudan programlama tekniği olduğundan sayısal gerçekleştirmeler için çok uygun olmaktadır [18].

İki-seviyeli çeviriciler için UVDGM tekniğinde üç-fazlı referans gerilimler Clarke dönüşümü kullanılarak kartezyen koordinat sisteminde ( $\alpha - \beta$  uzayı) bir gerilim uzay vektörü ile temsil edilmektedir. Vektörün genliği ve faz açısı bu üç-fazlı

büyükliklerin anlık değerleri ile saptanır. Eğer üç-fazlı büyüklükler sinüzoidal ve dengeli ise vektör sabit bir açısal hızla dönecektir ve sabit bir genliğe sahip olacaktır. Başka bir deyişle, dönen bir gerilim vektörü oluşacaktır. Üç-fazlı gerilimlerin kartezyen koordinat sisteminde karşılığı olan  $\vec{V}^*$  referans gerilimi elde etmek için Clarke dönüşümü aşağıda verilmiştir [18].

$$\vec{V}^* = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(V_a e^{j0} + V_b e^{j2\pi/3} + V_c e^{-j2\pi/3}) \quad (4.3)$$

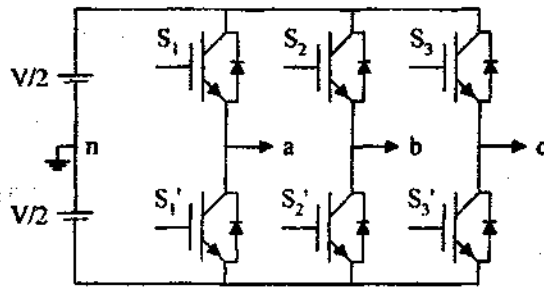
Burada  $V_a$ ,  $V_b$  ve  $V_c$  sırasıyla a, b ve c fazlarının referans gerilim değerleri olup şu şekilde tanımlanır.

$$V_a = V_m \sin \omega t$$

$$V_b = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \quad (4.4)$$

$$V_c = V_m \sin(\omega t + 2\pi/3)$$

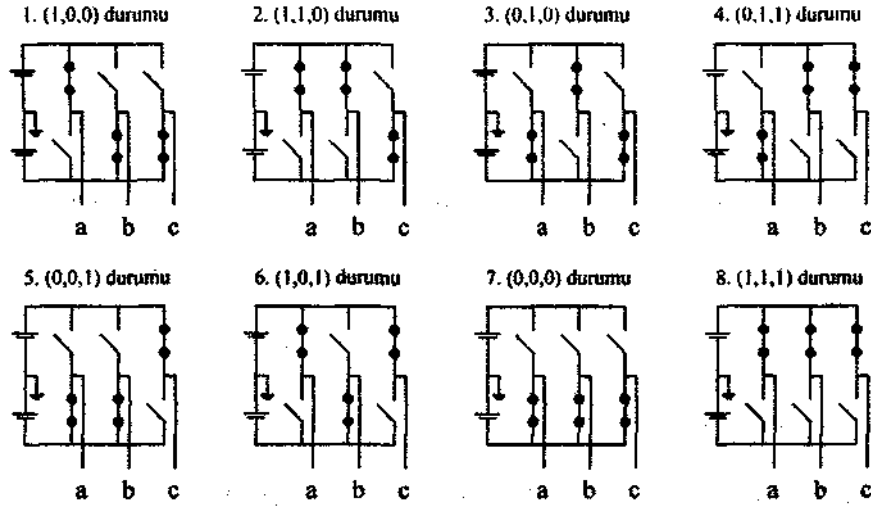
Şekil 4.15'de verilen iki seviyeli çeviricinin güç devresindeki anahtarların durumlarına bağlı olarak sekiz olası anahtarlama durumu mevcuttur. Bu anahtarlama durumlarının ikisi sıfır-durum vektörü ve altısı ise aktif-durum vektörü olmak üzere bir altıgen oluşturmaktadır. Çevirici devresindeki 8 olası anahtarlama durumu Şekil 4.16'de verilmiştir. Şekil 4.17'de ise aktif-durum ve sıfır-durum vektörleri için gerilim vektör uzayı görülmektedir [18].



Şekil 4-15 : Üç-fazlı iki-seviyeli çevirici devresi [18]

UVDGM tekniği, her bir anahtarlama periyodunda kendisine en yakın olan iki aktif durum vektörleri ve sıfır-durum vektörlerine göre dönen referans vektör yaklaşımı yapmaktadır. Şekil 4.15'deki çeviricinin a kolu için üstteki anahtarın iletimde olduğu, b ve c kolları için ise alttaki anahtarların iletimde olduğunu kabul edelim. Böylece a,

b, c kolları için faz-nötr gerilimleri sırasıyla;  $V/2$ ,  $-V/2$ ,  $-V/2$  olmaktadır. Aşağıda bu durum "100" olarak gösterilmiştir [18].

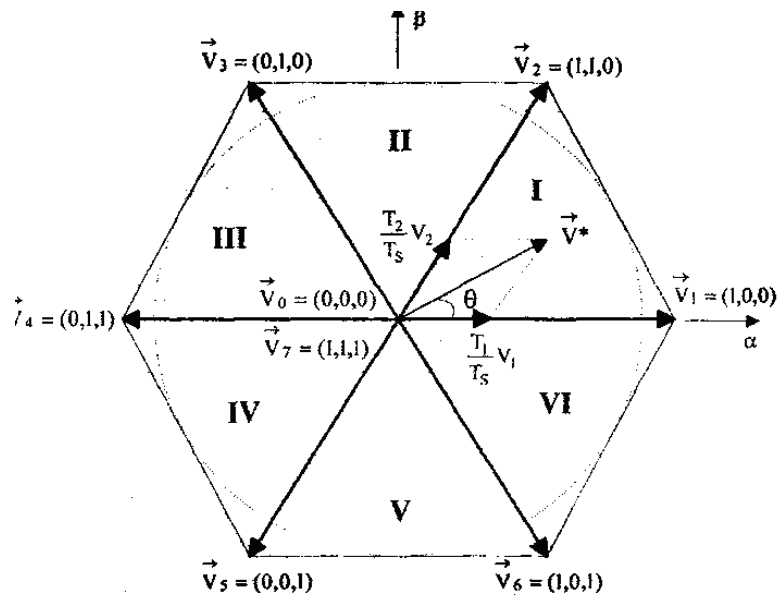


Şekil 4-16 : 8 olası anahtarlama durumu [18]

Bu varsayımlar tekrarlanarak aktif-durum vektörleri  $\vec{V}_1 - \vec{V}_6$  ve sıfır-durum vektörleri  $\vec{V}_0$  ve  $\vec{V}_7$  Şekil 4.3'deki gibi gösterilir. Aktif durum vektörleri

$$\vec{V}_k = \frac{2V}{3} e^{j(k-1)\frac{2\pi}{3}} \quad (k=1 \dots 6) \quad (4.5)$$

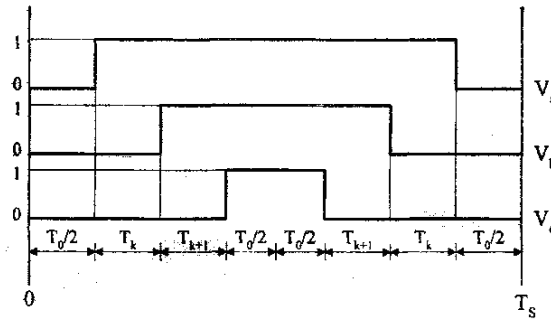
şeklinde ifade edilip altı eşit sektöre sahip düzenli bir altıgen oluşturmaktadır (Şekil 4.17).



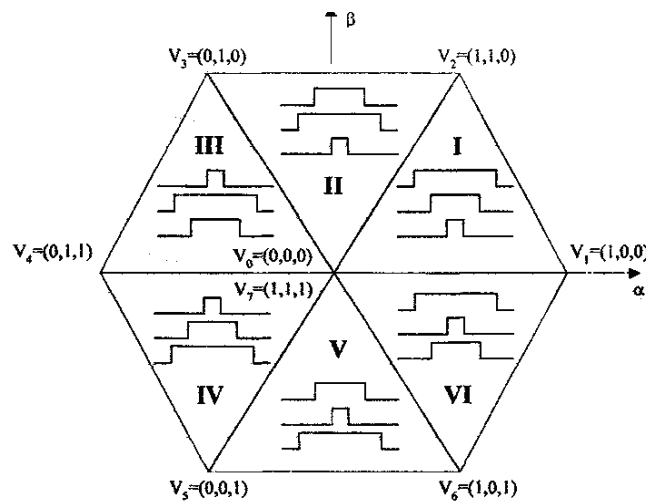
Şekil 4-17 : Gerilim vektör uzayı [18]

UVDGM tekniğinde, altıgen içerisindeki bütün  $\vec{V}^*$  vektörleri kendisine bitişik olan iki aktif vektörün ağırlıklı olarak birleşiminden ve sıfır-durum vektörleri  $\vec{V}_0$  ve  $\vec{V}_7$  kullanılarak ifade edilir. Böylece  $\vec{V}^*$ , her bir anahtarlama periyodunda bu 4 çevirici durumu arasındaki anahtarlama ile gerçekleştirilebilir. Şekil 4.17'de  $\vec{V}^*$ 'in k, sektör içerisinde olduğunu düşünelim, bitişik aktif vektörler  $\vec{V}_k$  ve  $\vec{V}_{k+1}$  olacaktır (burada k=6 için k+1 değeri 1 alınır). Optimum harmonik performansı ve minimum anahtarlama frekansını elde etmek için bir sektörden bir sonraki sektöre geçişte çeviricinin sadece bir kolundaki anahtarlama durumları değiştirilmektedir. Anahtarlama periyodu daima bir sıfır-durum anahtarlama ile başlar ve biter. Aynı zamanda, anahtarlama bütün periyot boyunca simetriktir [18].

Birinci sektördeki anahtarlama şemasına örnek olarak Şekil 4.18'i verebiliriz. Tüm sektörler için anahtarlama şeması ise Şekil 4.19'da görülmektedir.



**Şekil 4-18 :** 1. sektördeki bir Ts süresi için a, b, c faz gerilimlerinin anahtarlama durumu [18]



**Şekil 4-19 :** Tüm sektörler için anahtarlama durumları [18]

## 5. KALMAN FİLTRESİ

Alternatif akım motorlarının kontrolünde takojeneratör, dijital kodlayıcı gibi hız sensörleri hız bilgisinin toplanmasında kullanılırlar. Kullanılan bu hız sensörleri aşağıda belirtilen bazı dezavantajlara sahiptir[11].

- Genellikle bunlar pahalıdır.
- Hız sensörleri ve onunla ilgili olan kablolar belli bir alan kaplamaktadır
- Kötü çevresel koşullarda hız sensörleri sistemin en zayıf parçası olmaktadır.

Özellikle son seçenekte belirtildiği gibi sistem güvenilirliğini düşürmekte ve indüksiyon motor sürücüsünün avantajlarını azaltmaktadır. Bu yüzden sensörsüz hız kontrol yöntemlerine ihtiyaç duyulmaktadır. Diğer taraftan sayısal karmaşıklığın eklenmesi ve ek algoritmaların kullanılması anlamına gelen sensörsüz kontrol gerçek zamanlı uygulamalar için yüksek hızlı işlemcilerle ihtiyaç duyar. Dijital sinyal işlemcileri daha ucuz ve performanslarının daha yüksek olmasından dolayı elektrik sürücülerinin kontrolü için uygun maliyetli çözüm olarak kullanılmaları mümkündür.

Sensörsüz kontrol genellikle hız ve moment gibi mekanik parametrelerin ölçülmediği kontrol planı olarak tanımlanabilir. Geleneksel vektör kontrol sistemleri faz akımlarının ölçülmesine dayanan akı ve kayma tahmin metotları kullanır fakat bu yöntem düşük hız aralıklarında, hız tahmininde geniş hatalara sahiptir. Son zamanlarda doğrusal olmayan gözlemleyiciler indüksiyon motor parametrelerinin ve durumunun tahmininde kullanılmaktadır.

### 5.1 Gözlemleyiciler

Ölçülemeyen durum değişkenlerinin tahmini genel olarak gözlem olarak adlandırılır. Durumları gözlemleyen veya tahmin eden cihaz veya bilgisayar programı durum gözlemleyicisi olarak adlandırılır. Eğer durum gözlemleyicisi bazı durum değişkenlerinin direk ölçülebilmesine bakılmaksızın sistemin bütün durum değişkenlerini incelerse, bu durumda “Tam Dereceli Gözlemleyici” olarak

adlandırılır. Durum vektörünün boyutundan daha az tahmin yapan gözlemleyici “Azaltılmış Dereceli Gözlemleyici” olarak adlandırılır.

Temelde açık çevrim veya kapalı çevrim olarak kestirimci uygulamaları iki biçimdedir. Bu iki kestirimci arasındaki fark kestirimci cevabının ayarlanmasında kullanılan hata tahminini içinde barındıran düzeltme terimidir. Kapalı çevrim kestirimciye gözlemleyici olarak başvurulur.

Açık çevrim kestirimcilerinde özellikle düşük hızlardaki parametre sapmaları hem sabit hem de geçici durumda sürücünün performansında önemli etkiye sahiptir. Fakat parametre uyumsuzluğunu ve sinyal gürültülerinin sağlamlığını kapalı çevrim kestirimci kullanılarak arttırmak mümkündür.

Gözlemleyici incelenecek olan sistem için kullanılan gösterim tipine bağlı olarak sınıflandırılır. Eğer sistem deterministikse bu durumda deterministik gözlemleyici olarak adlandırılır aksi halde stokastik gözlemleyici olarak adlandırılır. Genellikle çok kullanılan gözlemciler Luenberger ve Kalman’dır. Luenberger gözlemleyicisi deterministik, Kalman Filtresi ise stokastik tiptir. Temel Kalman Filtresi sadece lineer stokastik sistemlere uygulanabilir. Lineer olmayan sistemler içinse durumlar ve parametrelerin her ikisine veya sistem durumlarını tahminini sağlayan Genişletilmiş Kalman Filtresi (GKF) kullanılabilir. GKF zamanla doğrusal değişmeyen stokastik sistemlere uygulanabilen tekrarlamalı bir filtredir. Genişletilmiş Luenberger Gözlemleyicisi (GLG) zamanla doğrusal olarak değişmeyen deterministik sistemlere uygulanır. Özet olarak GKF ve GLG doğrusal olmayan kestirimcilerdir ve GKF stokastik sistemlere uygulanırken GLG deterministik sistemlere uygulanır. Algoritmasının basit ve ayarlaması kolay olan GLG geleneksel GKF’ye göre bazı avantajlara sahiptir. Fakat parametre değişikliklerinden etkilenmemesi ve stokastik sistemler için kullanılmasından dolayı GKF kontrol uygulamalarında tercih edilir.

## **5.2 Kalman Filtresi**

Tekrarlanabilir süreçlerin hepsinde olduğu gibi Kalman Filtreleme algoritmasında da, o anki süreçte istenen sonucu hesaplamak için önceki tüm verileri kullanmak yerine, bir önceki süreçte elde edilen sonuç kullanılır. Böylece tüm verileri saklamaya gerek olmadığından, büyük hafızalı işlemci kullanmaya da gerek kalmaz. Ayrıca bu

algoritmaya filtre denilmesinin sebebi, gürültülü verilerinden hataları en küçük kareler yöntemi ile minimize ederek temel verinin en iyi kestirimini elde etmeye çalışmasıdır. Sistemdeki mevcut ölçümler işlenerek ilgili değişkenin anlık değeri kestirilir. Bunu da istatistiksel olarak sistem ve ölçme gürültülerinin, sistem dinamiğinin ve ilgili değişkenin başlangıç koşullarının bilinmesiyle gerçekleştirir [2].

Kalman Filtreleme algoritmasında sistem ve ölçme gürültülerini ifade etmek için beyaz gürültü kavramından yararlanılmıştır. Sistem girişinin cevap verebildiği frekans aralığı olan band genişliği içinde kalan frekanslarda, sistemde oluşan gürültünün spektral güç dağılımı genellikle sabittir. Sistem açısından bakıldığında bu gürültüleri, spektral güç dağılımı tüm frekanslarda aynı olan beyaz gürültü ile ifade edebiliriz. Bu da tüm sistemi analiz edebilmek için tanımlanabilecek bir gürültü modelinin oluşturmasını sağlar.

Kalman Filtresinde bu beyaz gürültüyü tanımlamak için gürültüyü meydana getiren verilerin istatistiksel olarak sıfır ortalamaya sahip, gauss dağılımlı rasgele sayılar olduğu varsayımı yapılır. Ayrıca sistem gürültüsü ile ölçme gürültüsünün istatistiksel olarak birbirleri ile bir ilişkisinin olmadığı da varsayılır. Bu ifadenin genel hali aşağıdaki şekildedir.

$$E[w_i w_j^T] = \begin{cases} Q_k & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (5.1)$$

Kalman Filtresi algoritmasının uygulanabilirliği için lineer yapıda olması gereken sistemin dinamik modeli, durum uzayı modeline göre ifade edilir. Bu algoritma stokastik model tabanlı olduğu için, durum uzay modeline sistem ve ölçme gürültülerini de eklemek gerekir. Ayrıca bu tezde Kalman Filtreleme algoritması ayrıklaştırılmış sistemlere uygulanabilecek şekilde düzenlenecektir. Bu durumda ayrık zamanlı lineer bir sistemin matris formundaki stokastik durum uzay modelini ifade eden durum ve çıkış denklemleri aşağıda verilmiştir [12].

Durum denklemi;

$$x_{k+1} = Ax_k + Bu_k + w_k \quad (5.2)$$

Çıkış denklemi;

$$z_k = Hx_k + v_k \quad (5.3)$$

şeklindedir. Burada

$A$ : Sistem matrisi

$B$ : Giriş matrisi

$H$ : Ölçüm matrisi

$x$ : Durum vektörü

$z$ : Ölçüm vektörü

$u$ : Kontrol giriş vektörü

$w_k$ : Sistem gürültü vektörü

$v_k$ : Ölçme gürültü vektörü

$w_k$  ve  $v_k$  için kovaryans matrisleri aşağıdaki şekildedir.

$$E[w_k w_i^T] = \begin{cases} Q_k & i = k \\ 0 & i \neq k \end{cases} \quad (5.4)$$

$$E[v_k v_i^T] = \begin{cases} R_k & i = k \\ 0 & i \neq k \end{cases} \quad (5.5)$$

$$E[w_k v_i^T] = 0 \text{ bütün } i-k \text{ değerleri için.}$$

Burada kestirilen ifadeler şapkalı gösterilecektir. Gerçek durum ile kestirilen durumların güncellemesi sonucu elde edilen durum arasındaki fark minimize edilmesi gereken hata terimini verir.

$$e_k = x_k - \hat{x}_k \quad (5.6)$$

ve ilgili hata kovaryans matrisi

$$P_k = E[e_k e_k^T] = E[(x_k - \hat{x}_k)(x_k - \hat{x}_k)^T] \quad (5.7)$$

şeklinde yazılabilir. Güncellenen durum matrisi aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$x_k = \hat{x}_k + K_k (z_k - H_k \hat{x}_k) \quad (5.8)$$

$\hat{x}_k$  =güncellenen durum matrisi

$K_k$  =Kalman kazancı

Denklem 5.3 denklem 5.8’de yerine koyulursa

$$P_k = E \left\{ \left[ (x_k - \hat{x}_k) - K_k (H_k x_k + v_k - H_k \hat{x}_k) \right] \left[ (x_k - \hat{x}_k) - K_k (H_k x_k + v_k - H_k \hat{x}_k) \right]^T \right\} \quad (5.9)$$

elde edilir. Yukarıdaki denklem 5.7 denklemi göz önünde tutularak düzenlenirse;

$$P_k = (I - K_k H_k) P_k (I - K_k H_k)^T + K_k R_k K_k^T \quad (5.10)$$

Güncellenen hata kovaryans matrisi elde edilir.

Optimizasyon birçok yolla yapılabilir. Burada özel matris diferansiyel formüllerine ihtiyaç duymayan Sorenson’un yöntemi kullanılacaktır. Bu yöntem denklem 5.10’a uygulanarak  $K_k$  kalman kazancı aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$K_k = P_k H_k (H_k K_k H_k^T + R_k)^{-1} \quad (5.11)$$

elde edilen kalman kazanç denklemi 5.10 denkleminde yerine koyulursa

$$P_k = (I - K_k H_k) P_k \quad (5.12)$$

Güncellenen hata kovaryans matrisi elde edilir.

Bir adım sonraki kestirilen durum matrisi,  $w_k$ ’nin bir önceki değerle ilişkisinin olmaması ve sıfır ortalamalı olmasından dolayı aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\hat{x}_{k+1} = A\hat{x}_k + Bu_k \quad (5.13)$$

Bu yeni durum için hata terimi

$$e_k = x_{k+1} - \hat{x}_{k+1} \quad (5.14)$$

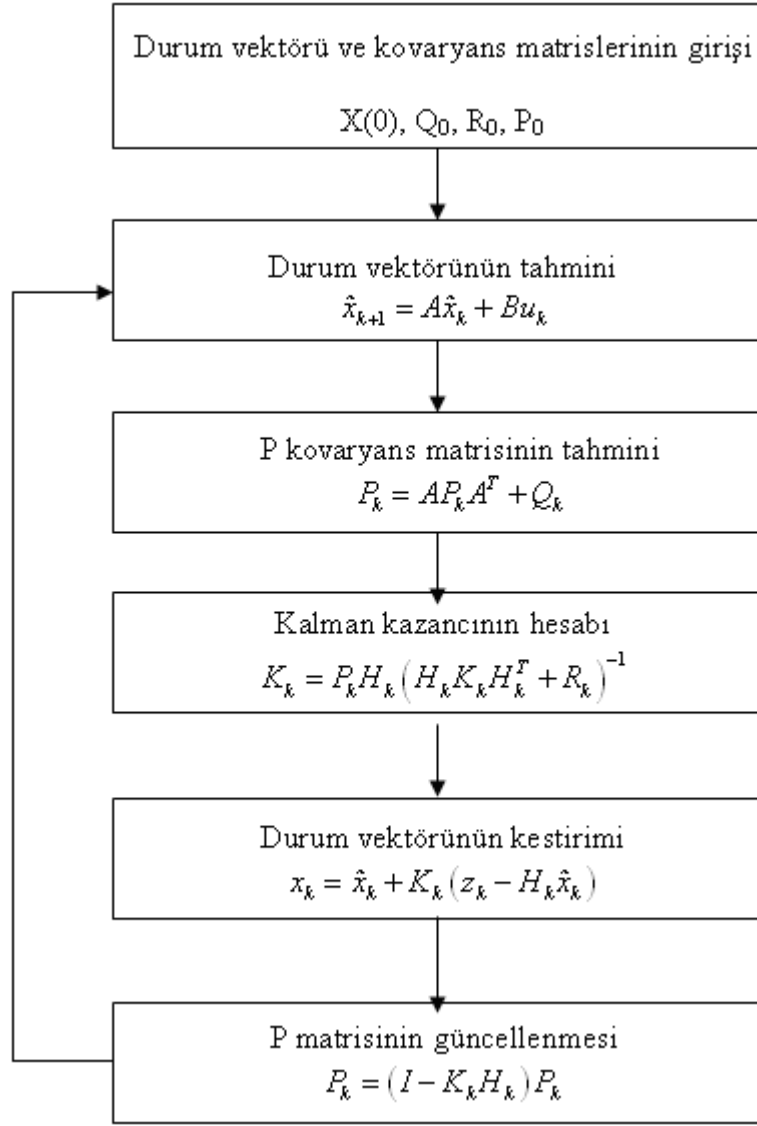
$$= Ae_k + w_k$$

Yeni durum için P kovaryans matrisi

$$P_{k+1} = E[e_{k+1} e_{k+1}^T] = E[(Ae_k + w_k)(Ae_k + w_k)^T] \quad (5.15)$$

$$= AP_k A^T + Q_k$$

elde edilir. Kalman Filtresi algoritmasının akış diyagramı aşağıda verilmiştir.



**Şekil 5-1 :** Kalman Filtresi algoritmasının akış diyagramı

### 5.3 Genişletilmiş Kalman Filtresi

Kalman Filtresi bilindiği gibi, model ve ölçme hatalarının beyaz gürültü ile temsil edildiği, çok giriş/çok-çıkış'lı sistemlerde kullanılan, ardışık durum kestiricidir. Filtre, kontrol edilen sistemin stokastik durum uzay modeli ile birlikte, çıkış ölçmelerini kullanarak, sistem durumlarının optimal kestirimini yapar. Kalman Filtresi, gerçek ile kestirilen durumlar arasındaki fark olarak tanımlanan ortalama karesel hatayı minimum yapacak şekilde durumları kestirdiği için optimaldir. GKF ise, standart Kalman algoritmasının doğrusal olmayan sistemlere uygulanmış biçimidir. Bunun için modelin mevcut durum kestirimleri civarında

doğrusallaştırılması gerekir. Bu amaçla genel durum denklemi ile verilen modeller, ayrık biçimde yazılmalıdır [11].

Genişletilmiş Kalman Filtresi, rasgele gürültü yayan sinyalleri izleyen gürültüyü gerçek zamanda kullanarak doğrusal olmayan dinamik sistemin durum ve parametre tahmini için kullanılan tekrarlamalı optimum durum gözlemleyicisidir. Burada ölçme gürültüsü ve sistem gürültüsünün ilişkili olmadığı düşünülebilir. Gürültü kaynakları olan ölçme ve modelleme hatalarını hesaba katar [11].

Kalman Filtresinin amacı ölçülemeyen durumları elde etmektir. Genelde gürültü girişleri vasıtasıyla sistem modelindeki modelleme hatalarına ve ölçme hatalarını hesaba katmak mümkündür. Filtre kestirmesi ( $\hat{x}$ ) tahmin edilen durum değerlerinden ( $x$ ) elde edilir ve bu gerçek çıkış vektörü ile kestirilen ölçme çıkış vektörünün ( $y - \hat{y}$ ) sapmasının kalman kazancıyla ( $K$ ) çarpılmasıyla elde edilen düzeltme terimi tekrarlamalı bir şekilde kullanılarak düzeltilir [11].

Bu yüzden filtreleme algoritması temel olarak tahmin ve kestirme olmak üzere iki ana aşamadan oluşur. Tahmin aşaması boyunca sonraki tahmin edilecek olan durum  $x(k+1)$  matematiksel model kullanılarak elde edilir. Bundan başka durum tahmin kovaryans matrisi ( $P$ ) yeni ölçümlerden önce elde edilir ve bu amaç için matematiksel model ve aynı zamanda sistem kovaryans matrisi ( $Q$ ) kullanılır. Filtreleme adımı olan ikinci aşamada bir sonraki kestirilen durum  $\hat{x}(k+1)$ , tahmin edilen  $x(k+1)$  duruma düzeltme terimi  $K(y - \hat{y})$  eklenerek elde edilir. Böylece tahmin edilen durum, gerçek ölçülen değerleri kullanan düzeltme terimi geri beslemeden geçerek düzeltilir. Kalman kazancı kestirilen durum değişiminin hatasını minimize edecek şekilde seçilir [11].

Kestirilen değerdeki sapmaya dayanarak, GKF rotor hızının gerçek zamanlı kestiriminde kullanılır, fakat aynı zamanda durum ve parametre kestiriminde de kullanılır, bu amaçla stator voltaj ve akımları ölçülür, motor hızı GKF tarafından hızlı ve tam olarak elde edilebilir.

### **5.3.1 Genişletilmiş Kalman Filtresinin Uygulanması**

GKF indüksiyon motorunun rotor hızının kestiriminde kullanılır. GKF yüksek performans indüksiyon motor sürücülerinde kullanılmak için uygundur ve çok düşük hızlarda içine alan geniş hız aralığında doğru hız kestirimi yapılmasını sağlar.

Ayrıklaştırılmış GKF algoritmasının ana adımları aşağıdaki gibidir [11].

1. Zamana bağlı indüksiyon motor modelinin seçimi
2. İndüksiyon motor modelinin ayrıklaştırılması
3. Gürültü ve durum kovaryans matrislerinin hesaplanması
4. Ayrıklaştırılmış GKF algoritmasının uygulanması

İndüksiyon motorunun hız kestirimini sağlayan GKF kullanma amacı için değişik motor modellerini kullanmak ve değişik referans düzlemlerine göre motor modeli kullanmak mümkündür. Fakat fazladan hesaplama ve doğrusal olmayan dönüşümlerden kurtulmak için duran referans düzlemi seçilmiştir. Duran referans düzlemindeki modelin kullanılmasının avantajları aşağıdaki gibidir [11].

- Hesaplama zamanındaki azalma
- Daha küçük örnekleme zamanı
- Daha yüksek doğruluk
- Daha kararlı davranış

Bu özelliklerinden dolayı simülasyon için duran referans düzlemindeki motor modeli seçilmiştir.

### 5.3.1.1 Zamana bağlı indüksiyon motor modelinin seçimi

3.74 matris ifadesinden  $i_{dr}^s$  ve  $i_{qr}^s$  eşitlikleri çekilip 3.71–72 denklemlerinde sırasıyla yerine koyulup düzenlenirse [5]

$$\frac{d\lambda_{dr}^s}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}\lambda_{dr}^s - \omega_r\lambda_{qr}^s + \frac{L_m R_r}{L_r}i_{ds}^s \quad (5.16)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}^s}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}\lambda_{qr}^s + \omega_r\lambda_{dr}^s + \frac{L_m R_r}{L_r}i_{qs}^s \quad (5.17)$$

Zamana bağlı akı ifadeleri elde edilir.

3.74 matris ifadesinden  $\lambda_{dr}^s$  ve  $\lambda_{ds}^s$  eşitlikleri çekilip 3.68–69 denklemlerinde sırasıyla yerine koyulup düzenlenirse

$$\frac{d\lambda_{dr}^s}{dt} = \frac{L_r}{L_m}v_{ds}^s - \frac{L_r}{L_m}R_s i_{ds}^s - \frac{L_r L_s \sigma}{L_m} \frac{di_{ds}^s}{dt} \quad (5.18)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}^s}{dt} = \frac{L_r}{L_m} v_{qs}^s - \frac{L_r}{L_m} R_s i_{qs}^s - \frac{L_r L_s \sigma}{L_m} \frac{di_{qs}^s}{dt} \quad (5.19)$$

ifadeleri elde edilir. Burada  $\sigma = 1 - L_m^2 / L_r L_s$ ,  $L_s = L_{ls} + L_m$  ve  $L_r = L_{lr} + L_m$  olarak alınmıştır.

Denklem 5.18-5.19 denklem 5.16-5.17'de yerine koyulup düzenlenirse

$$\frac{di_{ds}^s}{dt} = -\frac{(L_m^2 R_r + L_r^2 R_s)}{\sigma L_s L_r^2} i_{ds}^s + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \lambda_{dr}^s + \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \lambda_{qr}^s + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds}^s \quad (5.20)$$

$$\frac{di_{qs}^s}{dt} = -\frac{(L_m^2 R_r + L_r^2 R_s)}{\sigma L_s L_r^2} i_{qs}^s - \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \lambda_{dr}^s + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \lambda_{qr}^s + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs}^s \quad (5.21)$$

zamana bağlı akım ifadeleri elde edilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \\ \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{qr}^s \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{(L_m^2 R_r + L_r^2 R_s)}{\sigma L_s L_r^2} & 0 & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} & 0 \\ 0 & -\frac{(L_m^2 R_r + L_r^2 R_s)}{\sigma L_s L_r^2} & -\frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & 0 \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & -\omega_r & 0 \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & \omega_r & \frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \\ \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{qr}^s \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix} \quad (5.22)$$

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \\ \lambda_{dr}^s \\ \lambda_{qr}^s \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

Denklem 5.22 ve 5.23 genel formda aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\frac{dx}{dt} = Ax + Bu \quad (5.24)$$

$$y = Cx \quad (5.25)$$

### 5.3.1.2 İndüksiyon motor modelinin ayrıklaştırılması

Motor modelinin genel hali olan denklem 5.24 ve 5.25 aşağıdaki şekilde ayrıklaştırılır [11].

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d u(k) \quad (5.26)$$

$$y(k) = C_d x(k) \quad (5.27)$$

$A_d$  ve  $B_d$  aşağıdaki şekilde ayrıklaştırılabilir.

$$A_d = \exp[AT] \approx 1 + AT + \frac{AT^2}{2} \quad (5.28)$$

$$B_d \approx BT + \frac{BT^2}{2} \quad (5.29)$$

Burada T örnekleme zamanıdır. Denklem 5.28 ve 5.29'un son terimleri çok küçük örnekleme zamanı ile yok sayılabilir ve böylece daha karalı ve doğru ayrıklaştırılmış model elde edilir. Fakat bunun yanında en iyi yaklaşım kareli ifadelerin ilavesiyle elde edilir. Genel olarak örnekleme zamanı küçük seçilerek yeterli doğrulukta yaklaşım elde edilir. Denklem 5.28 ve 5.29'daki kareli ifadeler yok sayılarak

$$A_d = 1 + AT \quad (5.30)$$

$$B_d = BT \quad (5.31)$$

$$C_d = C \quad (5.32)$$

elde edilir.

$$A_d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{(L_m^2 R_r + L_r^2 R_s)}{\sigma L_s L_r^2} T & 0 & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} T & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} T & 0 \\ 0 & 1 - \frac{(L_m^2 R_r + L_r^2 R_s)}{\sigma L_s L_r^2} T & -\frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} T & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} T & 0 \\ \frac{L_m R_r}{L_r} T & 0 & 1 - \frac{R_r}{L_r} T & -\omega_r T & 0 \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} T & \omega_r T & 1 - \frac{R_r}{L_r} T & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.33)$$

$$B_d = \begin{bmatrix} \frac{T}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ ve } C_d = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.34)$$

Sistem ve ölçme gürültülerinin durum ve çıkış denklemlerine eklenmesiyle

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d(k) + v(k) \quad (5.35)$$

$$y(k) = C_d x(k) + w(k) \quad (5.36)$$

elde edilir.

### 5.3.1.3 Gürültü ve durum kovaryans matrislerinin hesaplanması

Sistem gürültü kovaryan matrisi (Q) 5x5'lik ve ölçme gürültü kovaryan matrisi (R) 2x2'lik matrislerdir ve bu genel olarak 29 elemanın bilinmesi gerektiği anlamına gelmektedir. Fakat gürültü sinyalleri arasında ilişki olmadığı varsayımıyla Q ve R köşegen matris olmuş olur ve böylece Q matrisinden 5, R matrisinden 2 eleman olmak üzere toplam 7 eleman bilinmelidir. Duran eksen takımındaki modele göre köşegenin birinci-ikinci ve üçüncü-dördüncü elemanları birbirine eşittir. Böylece bilinmesi gereken eleman sayısı üçe düşmüş olur. Benzer şekilde R matrisi köşegen bir matris ve köşegen elemanları birbirine eşittir. Bu durumda toplam 4 elemanın bilinmesi gerekmektedir [11].

### 5.3.1.4 Ayrıklaştırılmış GKF algoritmasının uygulanması

#### A. Durum vektörünün tahmini:

$$x_{k+1|k} = A_d x_{k|k} + B_d u(k) \quad (5.37)$$

$$x_{k+1|k} = F(k+1, k, x_{k|k}, u(k)) \quad (5.38)$$

$$F = \begin{bmatrix} \left[ 1 - \frac{(L_m^2 R_r + L_r^2 R_s)}{\sigma L_s L_r^2} T \right] i_{ds}^s + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} T \lambda_{dr}^s + \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} T \lambda_{qr}^s + \frac{T}{\sigma L_s} v_{ds}^s \\ \left[ 1 - \frac{(L_m^2 R_r + L_r^2 R_s)}{\sigma L_s L_r^2} T \right] i_{qs}^s - \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} T \lambda_{dr}^s + \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} T \lambda_{qr}^s + \frac{T}{\sigma L_s} v_{qs}^s \\ \frac{L_m R_r}{L_r} T i_{ds}^s + \left[ 1 - \frac{R_r}{L_r} T \right] \lambda_{dr}^s - \omega_r T \lambda_{qr}^s \\ \frac{L_m R_r}{L_r} T i_{qs}^s + \omega_r T \lambda_{dr}^s + \left[ 1 - \frac{R_r}{L_r} T \right] \lambda_{qr}^s \\ \omega_r \end{bmatrix} \quad (5.39)$$

**B. Hata kovaryans matrisinin hesabı:**

$$P_{k+1|k} = M P_{k|k} M^T + Q \text{ burada } M = \frac{\partial F}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}_{k|k}} \quad (5.40)$$

$$\frac{\partial F}{\partial x} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{(L_m^2 R_r + L_r^2 R_s)}{\sigma L_s L_r^2} T & 0 & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} T & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} T & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} T \lambda_{qr}^s \\ 0 & 1 - \frac{(L_m^2 R_r + L_r^2 R_s)}{\sigma L_s L_r^2} T & -\frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} T & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} T & -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r} T \lambda_{dr}^s \\ \frac{L_m R_r}{L_r} T & 0 & 1 - \frac{R_r}{L_r} T & -\omega_r T & -T \lambda_{qr}^s \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} T & \omega_r T & 1 - \frac{R_r}{L_r} T & T \lambda_{qr}^s \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.41)$$

**C. Kalman kazancının hesabı:**

$$K_k = P_{k|k-1} H_k \left( N_k P_{k|k-1} N_k^T + R_k \right)^{-1} \quad N = \frac{\partial H}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}_{k|k-1}} \quad (5.42)$$

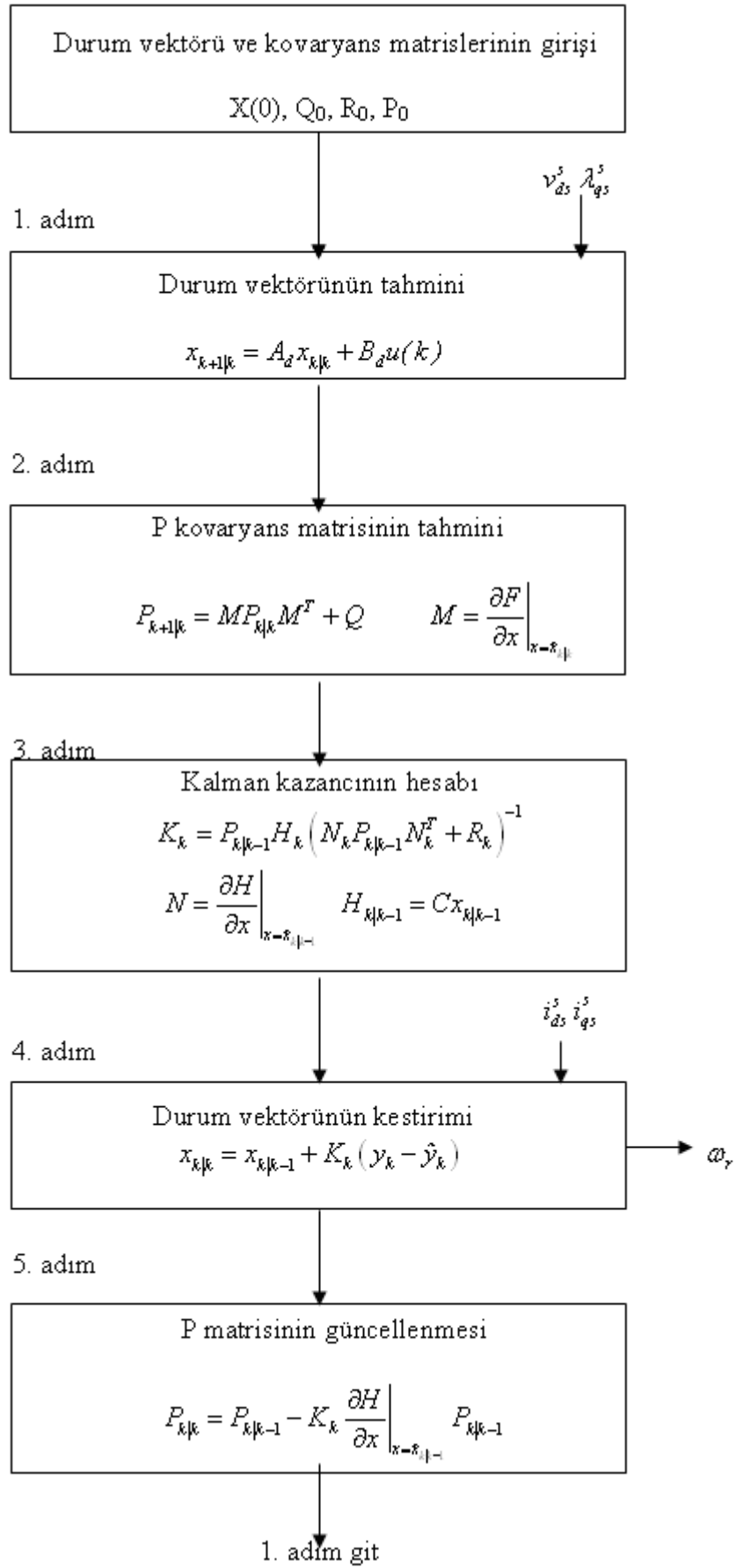
$$H_{k|k-1} = C x_{k|k-1} \quad (5.43)$$

**D. Durum vektörünün kestirimi**

$$x_{k|k} = x_{k|k-1} + K_k (y_k - \hat{y}_k) \quad (5.44)$$

**E. Hata kovaryans matrisinin güncellenmesi**

$$P_{k|k} = P_{k|k-1} - K_k \frac{\partial H}{\partial x} \Big|_{x=\hat{x}_{k|k-1}} P_{k|k-1} \quad (5.45)$$

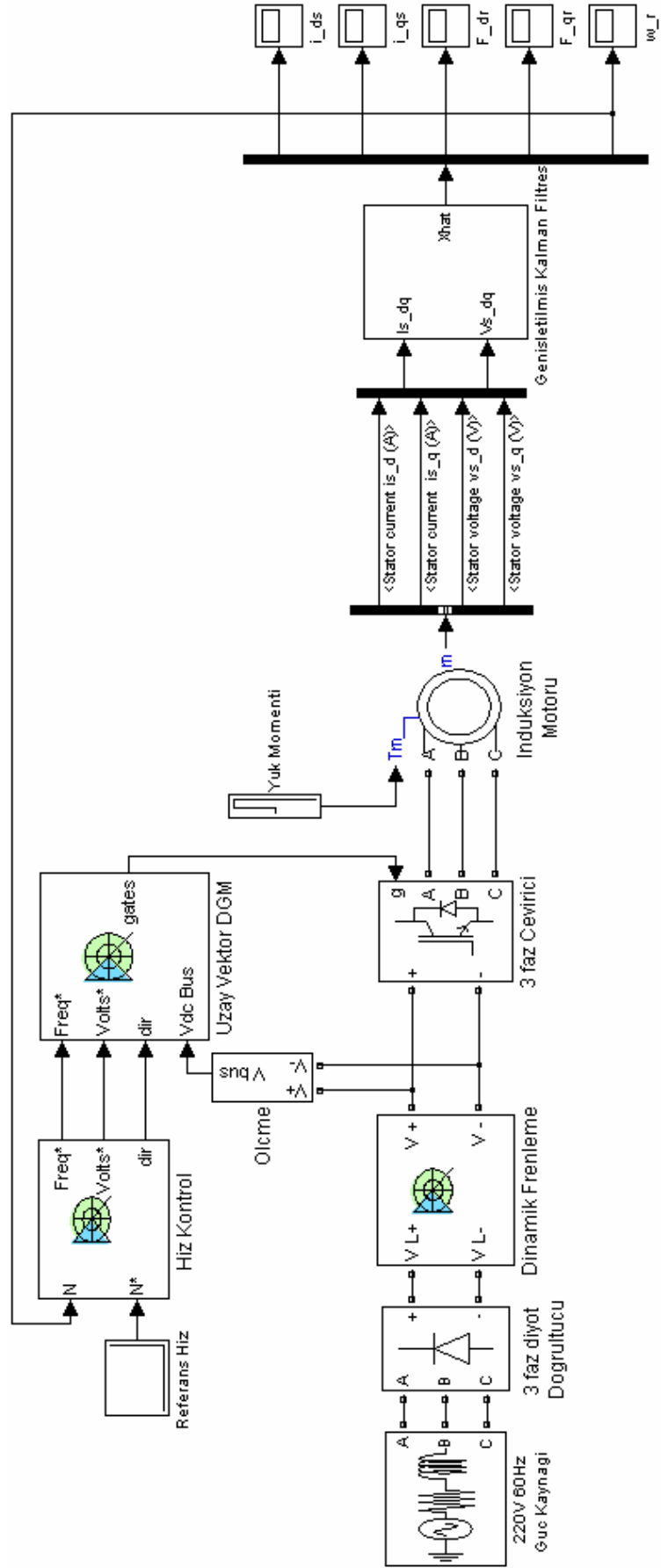


Şekil 5-2 : Genişletilmiş Kalman Filtresi algoritmasının akış diyagramı

## **6. SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MOTORUN MATLAB/SİMULİNK UYGULAMASI**

Sincap kafesli asenkron motorun hız kontrolünde birçok yöntemin geliştirildiği 4. bölümde detaylı bir şekilde ele alınmıştır. Bu çalışmada sincap kafesli indüksiyon motoruna kayma ayarlı V/f kontrolü uygulanmıştır. Geleneksel kayma ayarlı V/f kontrolünde hız verisi sensörlerle elde edilip geri besleme sinyali olarak kontrol ünitesine gönderilmektedir. Olumsuz çevre koşullarından bu sensörler çabuk etkilenip hız verisinin sağlıklı bir şekilde kontrol ünitesine iletilmesini güçleştirmektedir. Bu durumda istenilen hız kontrolü sağlanamamaktadır. İşte bu olumsuzlukları gidermek ve hız bilgisini elde etmek için sensörsüz hız kestirimi yapan yöntemlere başvurulabilir. Bu çalışmada hız verisini sensörsüz elde etmek için Genişletilmiş Kalman Filtresi (GKF) yöntemi kullanılmıştır. İndüksiyon motorları için GKF yöntemi uygulaması ayrıntılı bir şekilde bölüm 5’de anlatılmıştır. Bölüm 5’de elde edilen denklemlerden de görüleceği üzere GKF’nin girişlerini stator akım ve voltajı, çıkışlarını ise stator akımı, rotor akısı ve rotor hızı oluşturmaktadır.

Bu çalışmada sayısal benzetim sonuçları için Matlab R2007a programından yararlanılmıştır. Matlab/Simulink SimPowerSystems toolbox’ı kullanılarak GKF’li kayma ayarlı V/f kontrolü indüksiyon motorunun blok diyagramı oluşturulmuştur (Şekil 6.1). Bu yöntemin uygulandığı motorun anma değerleri EkA ve GKF algoritması EkB verilmiştir. Blok diyagramında kullanılan güç elektroniği elemanları detaylı bir şekilde bölüm 4’de anlatılmıştır.



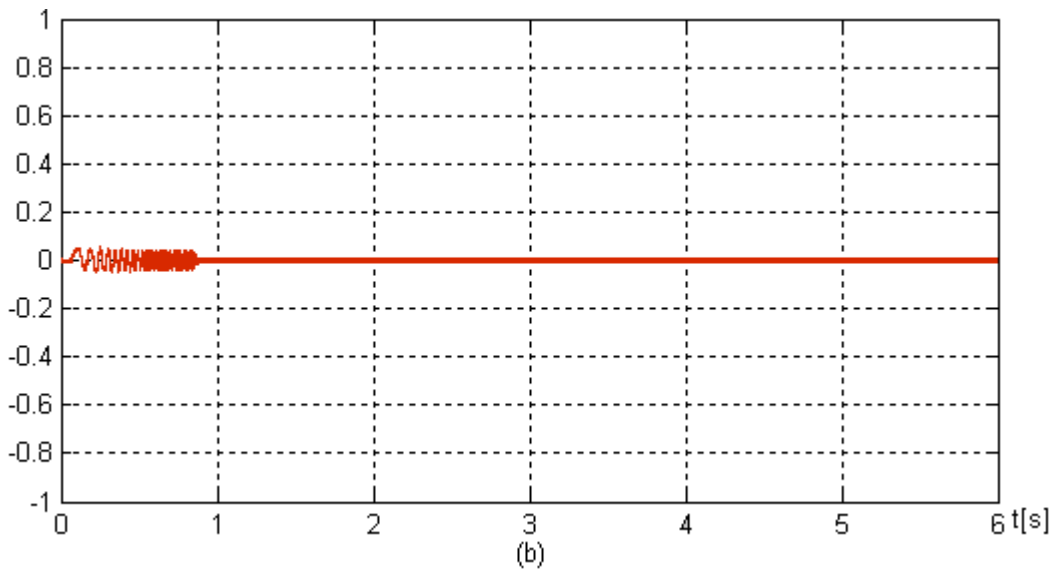
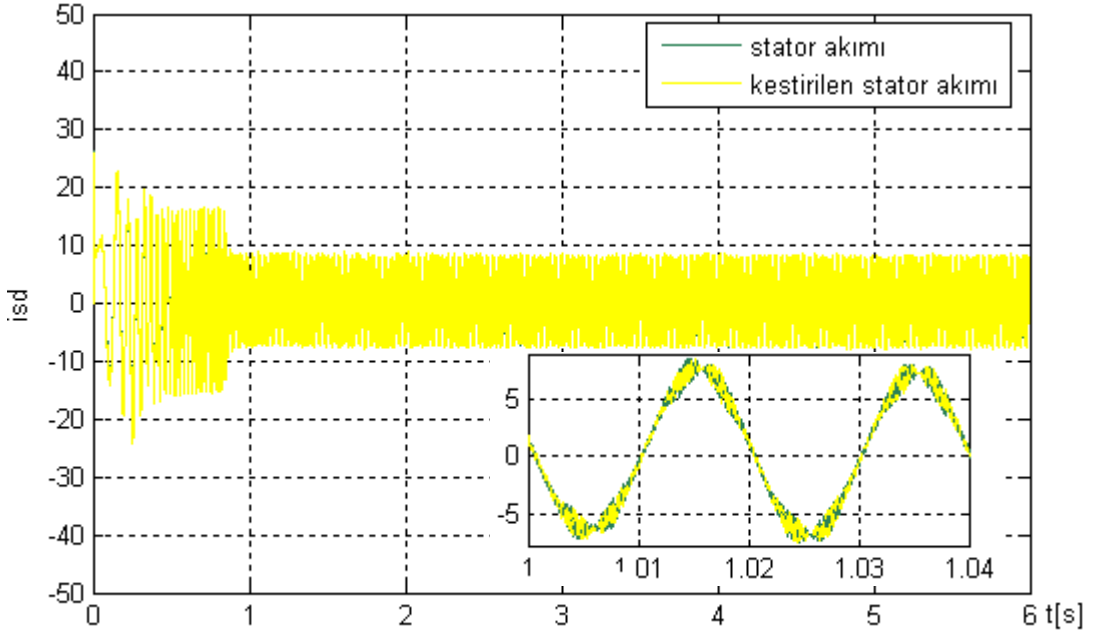
Şekil 6-1: GKF'li V/f kontrolü indüksiyon motorunun blok diyagramı

## 6.1 Sayısal Benzetim Sonuçları

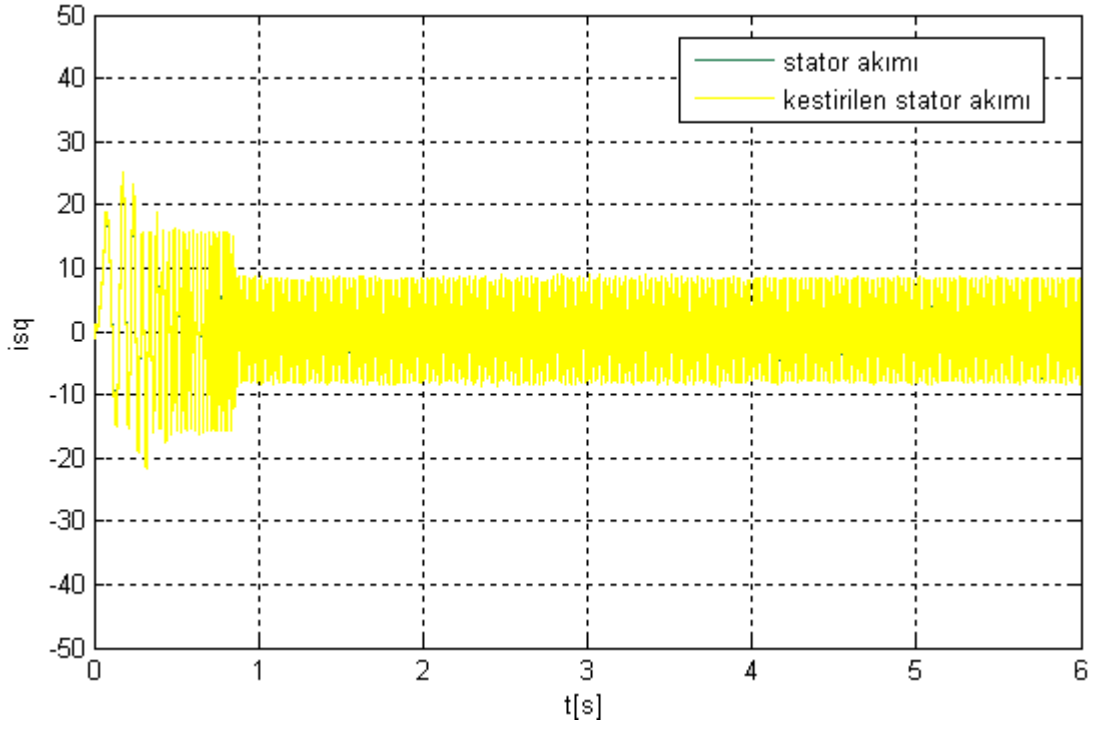
Genişletilmiş Kalman Filtresinin davranışını inceleyebilmek için değişik hız aralıklarında Matlab/Simulink’de sayısal benzetim sonuçları elde edilmiştir.

### 6.1.1 Yüksüz Sabit 1500 d/d Hızda Benzetim Sonuçları

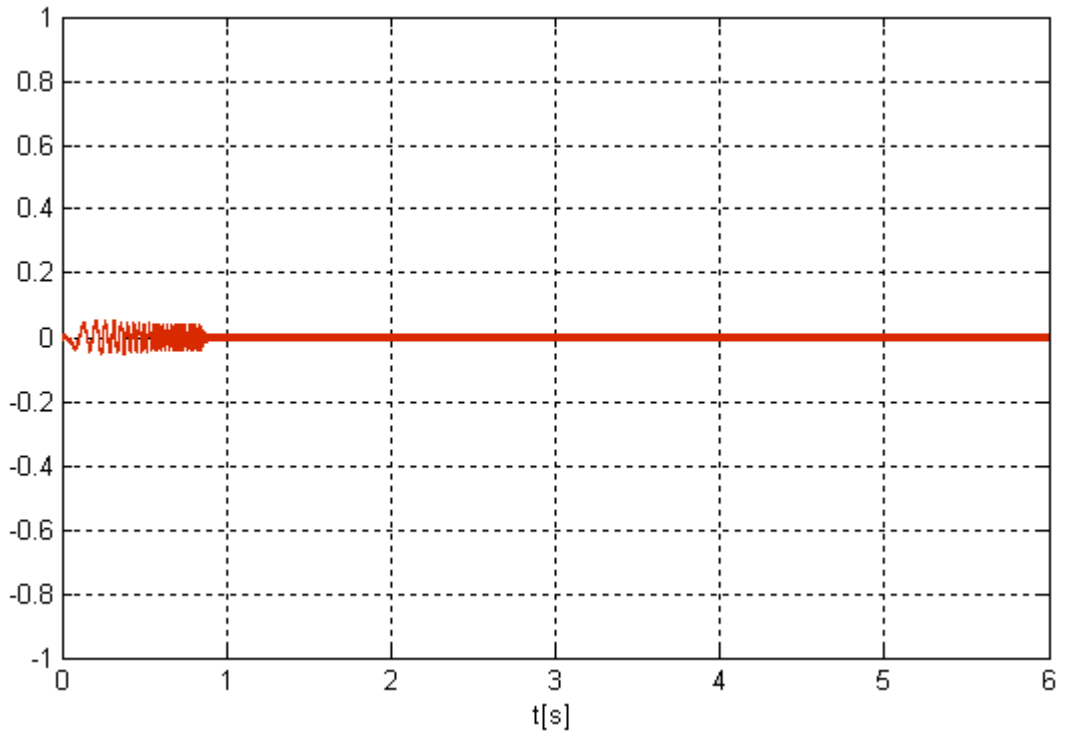
Burada elektrik motoru yük momenti uygulanmadan sabit hızda (1500 d/d) çalıştırılarak stator akım, rotor akı ve rotor hız verileri grafiksel olarak elde edilmiştir.



**Şekil 6-2 :** a) d ekseninde stator akımı ile kestirilen stator akımı b) stator akımı ile kestirilen stator akımı arasındaki hata

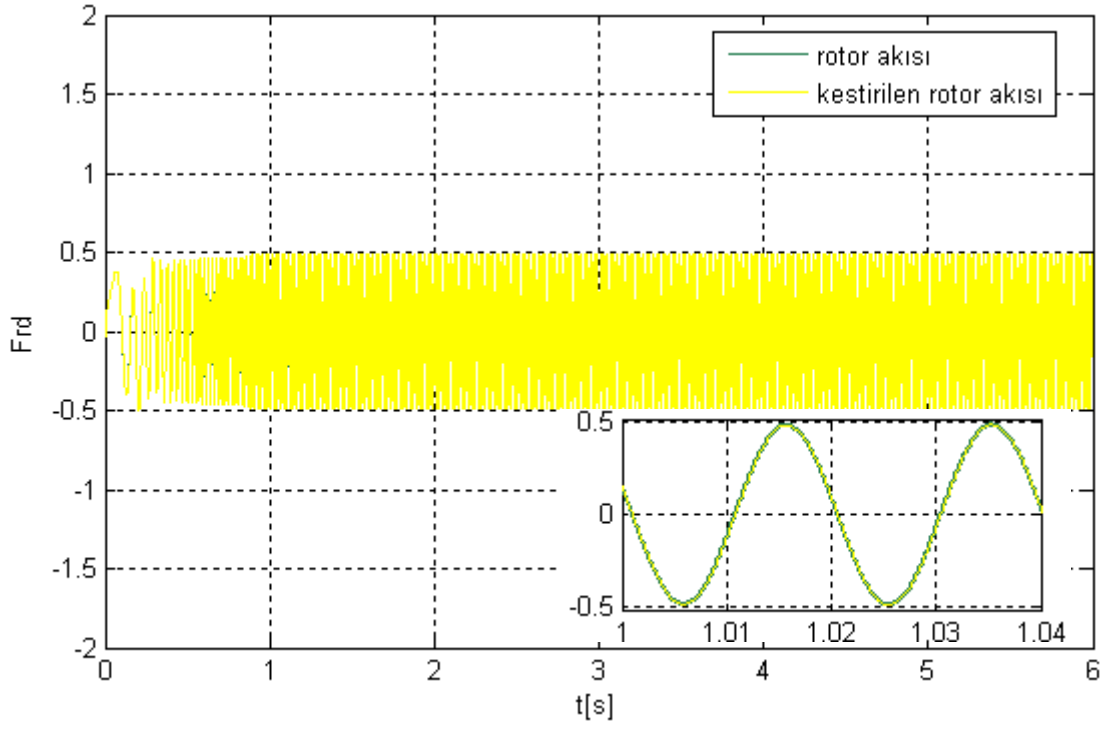


(a)

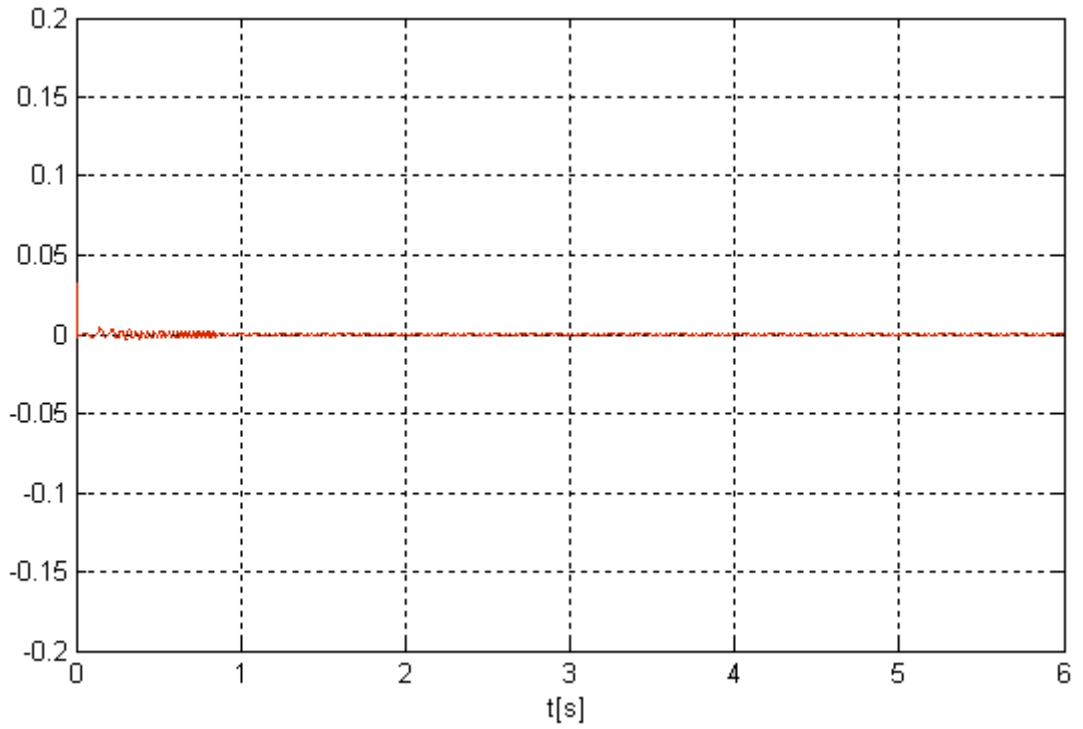


(b)

**Şekil 6-3 :** a) q ekseninde stator akımı ile kestirilen stator akımı b) stator akımı ile kestirilen stator akımı arasındaki hata

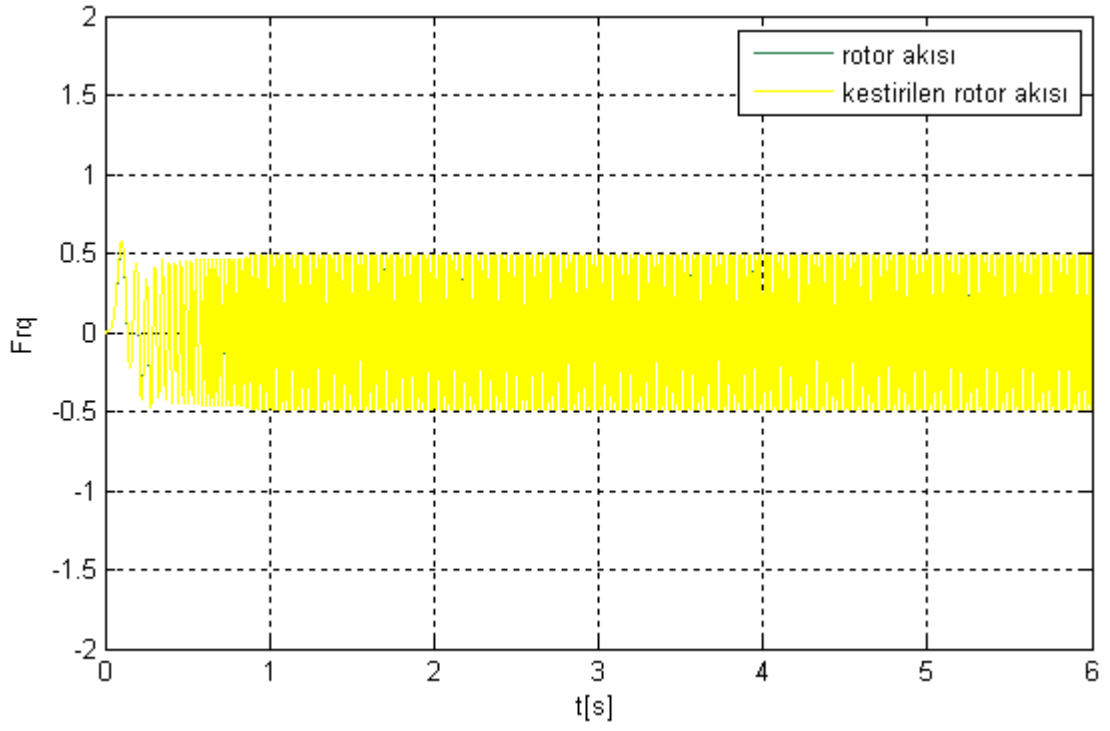


(a)

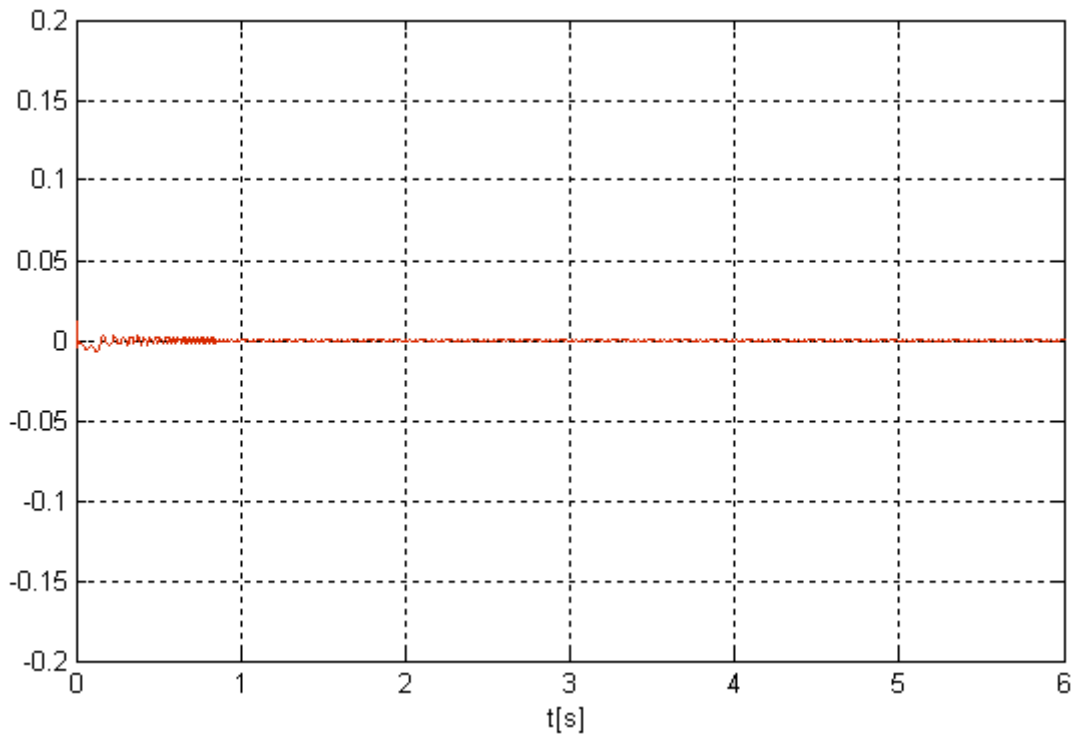


(b)

**Şekil 6-4 :** a) d ekseninde rotor akısı ile kestirilen rotor akısı b) rotor akısı ile kestirilen rotor akısı arasındaki hata

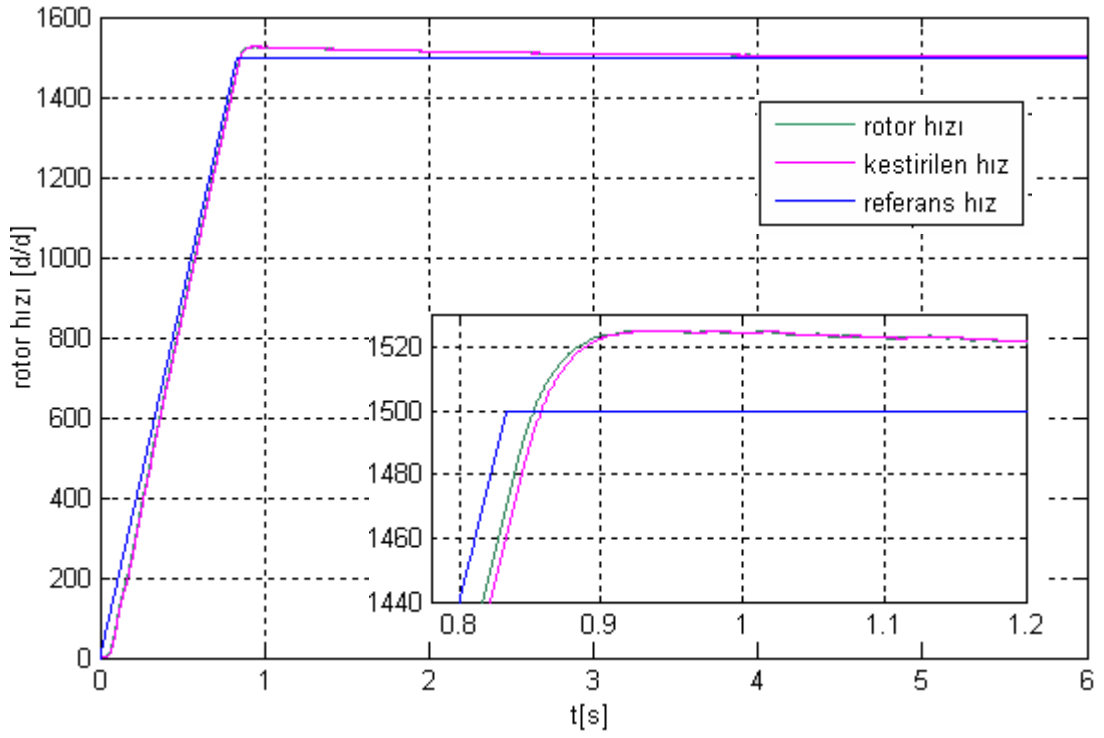


(a)

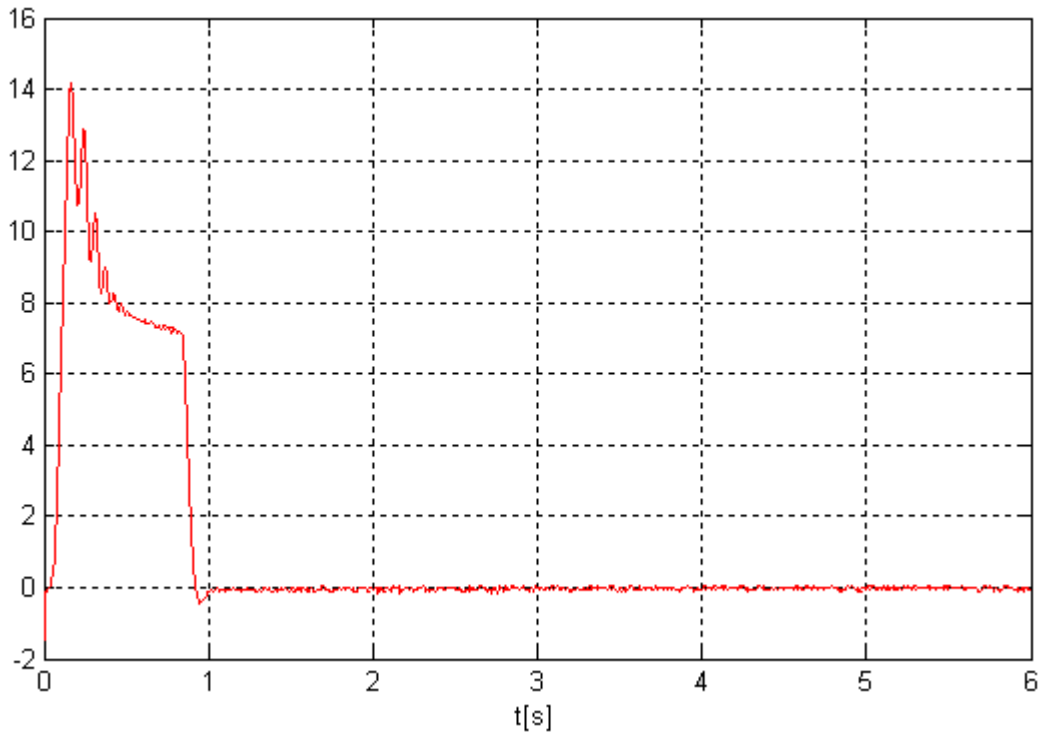


(b)

**Şekil 6-5 :** a) q ekseninde rotor akısı ile kestirilen rotor akısı b) rotor akısı ile kestirilen rotor akısı arasındaki hata



(a)



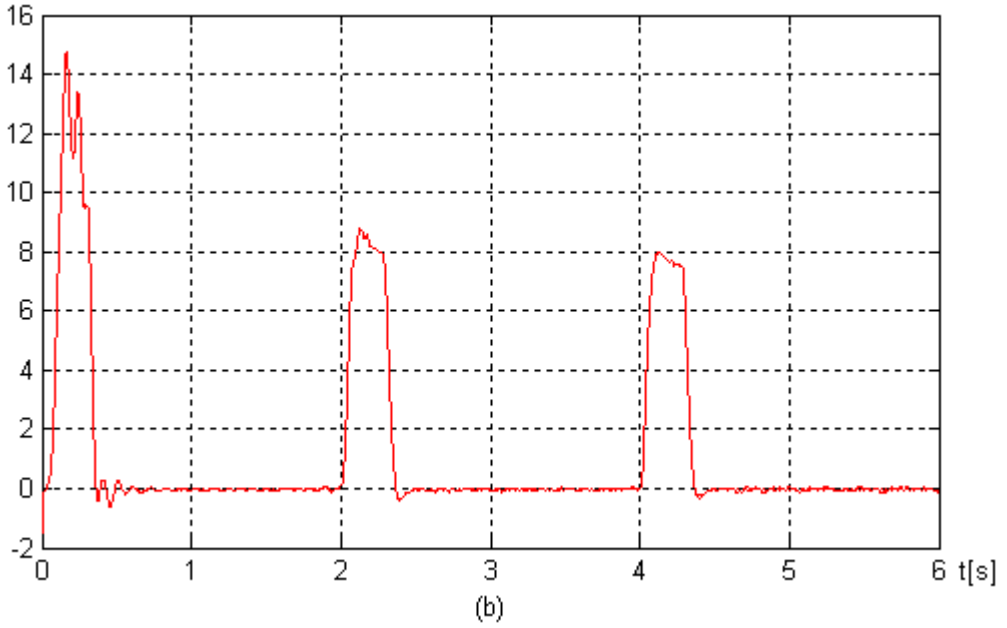
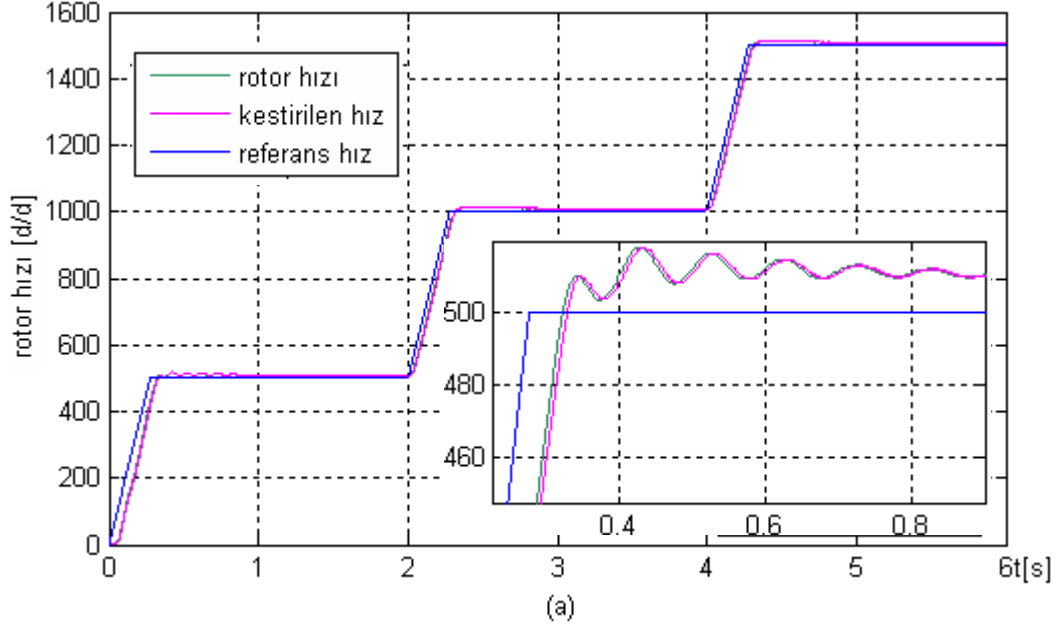
(b)

**Şekil 6-6 :** a) Yüksüz 1500 d/d'daki rotor hızı, kestirilen hız, referans hız b) Rotor hızı ile kestirilen hız arasındaki hata

### 6.1.2 Yüksüz kademeli Hız Artışı Benzetim Sonuçları

Burada elektrik motoru, yük momenti uygulanmadan hız kademeli bir şekilde arttırılarak rotor hız verileri grafiksel olarak elde edilmiştir. Referans hız aşağıdaki şekilde ayarlanmıştır.

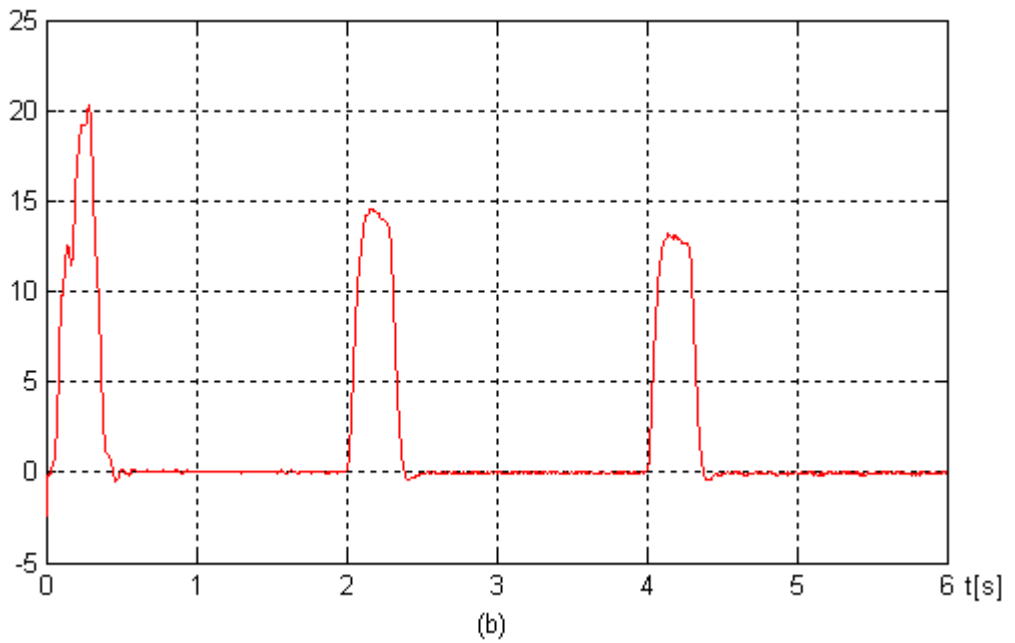
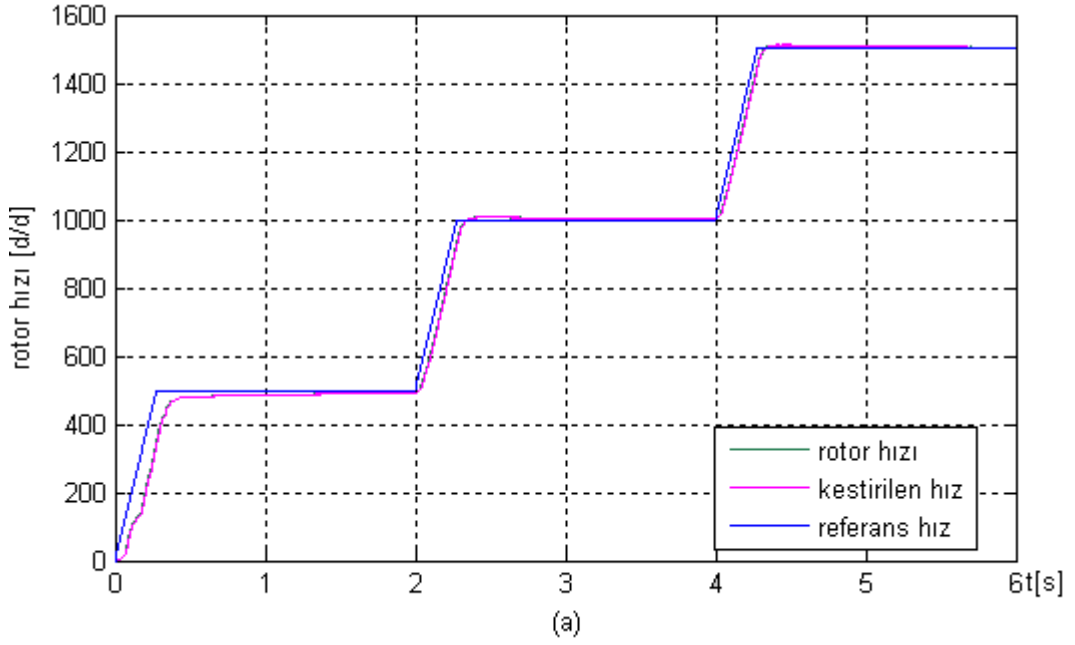
$$\begin{aligned}\omega &= 500d/d & 0 < t \leq 2 \\ \omega &= 1000d/d & 2 < t \leq 4 \\ \omega &= 1500d/d & 4 < t \leq 6\end{aligned}$$



**Şekil 6-7 :** a) Yüksüz kademeli hız artışı ile elde edilen rotor hızı, kestirilen hız, referans hız b) Rotor hızı ile kestirilen hız arasındaki hata

### 6.1.3 Maksimum Yüklü Kademeli Hız Artışı Benzetim Sonuçları

Yukarıdaki referans hız aynı kalmak koşuluyla  $t=0.1$  anında 11 Nm maksimum momentle yüklenmesi sonucu rotor hız verileri grafiksel olarak elde edilmiştir.

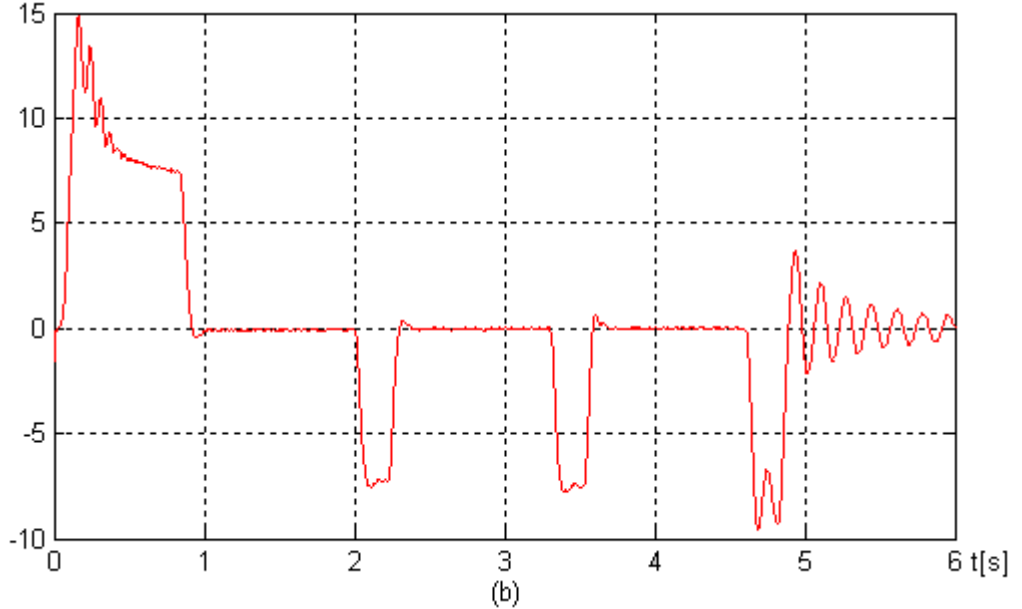
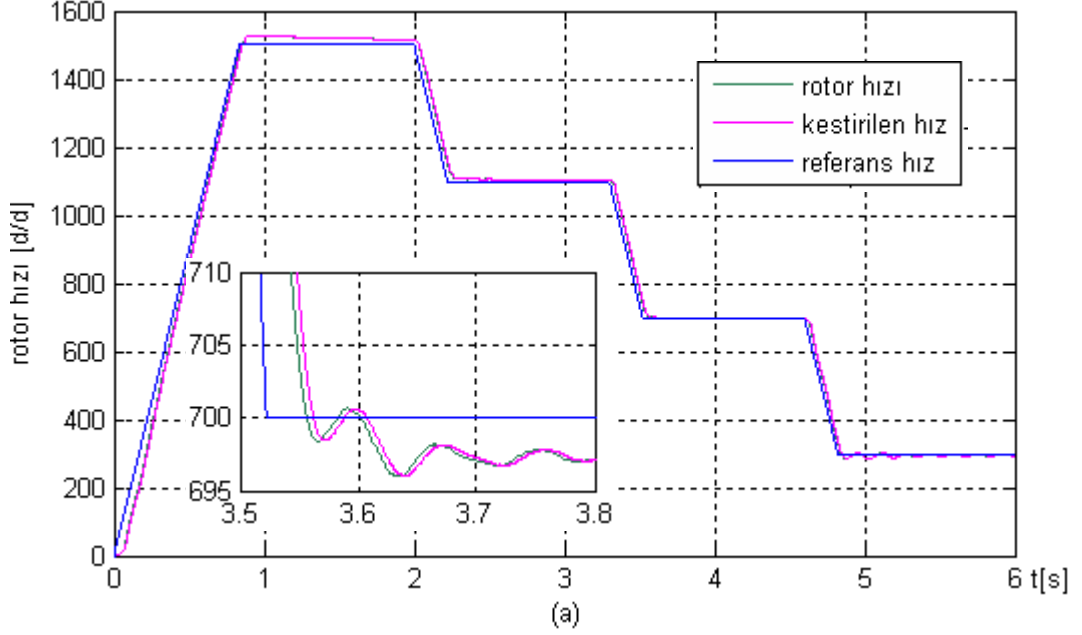


**Şekil 6-8 :** a) Maksimum yüklü kademeli hız artışı ile elde edilen rotor hızı, kestirilen hız, referans hız b) Rotor hızı ile kestirilen hız arasındaki hata

### 6.1.4 Yüksüz Kademeli Hız Azalması Benzetim Sonuçları

Burada elektrik motoru, yük momenti uygulanmadan hız kademeli bir şekilde azaltılarak rotor hız verileri grafiksel olarak elde edilmiştir. Referans hız aşağıdaki şekilde ayarlanmıştır.

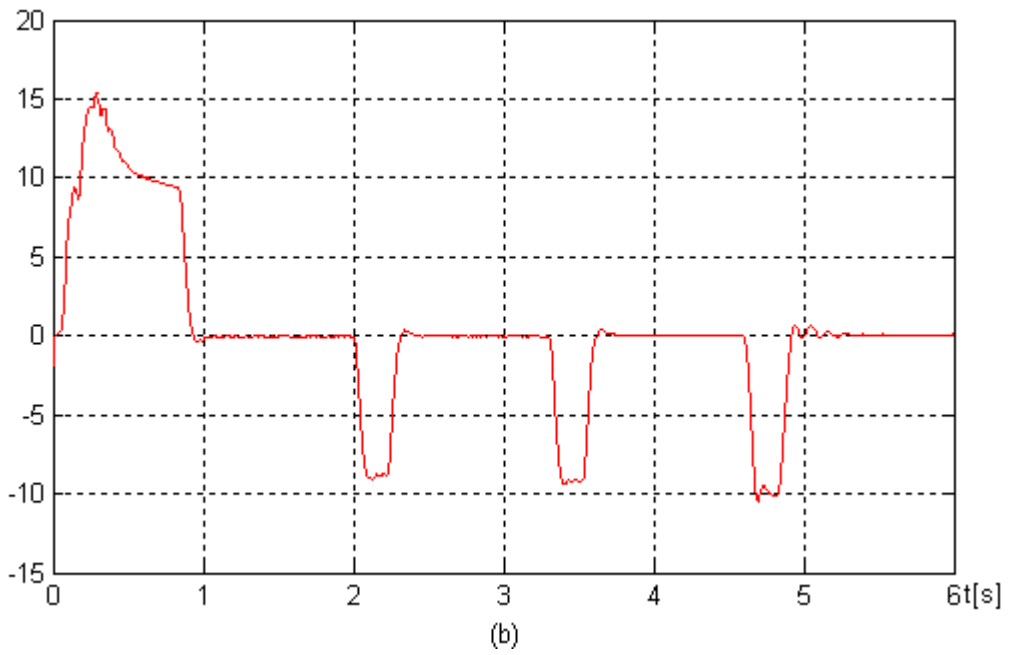
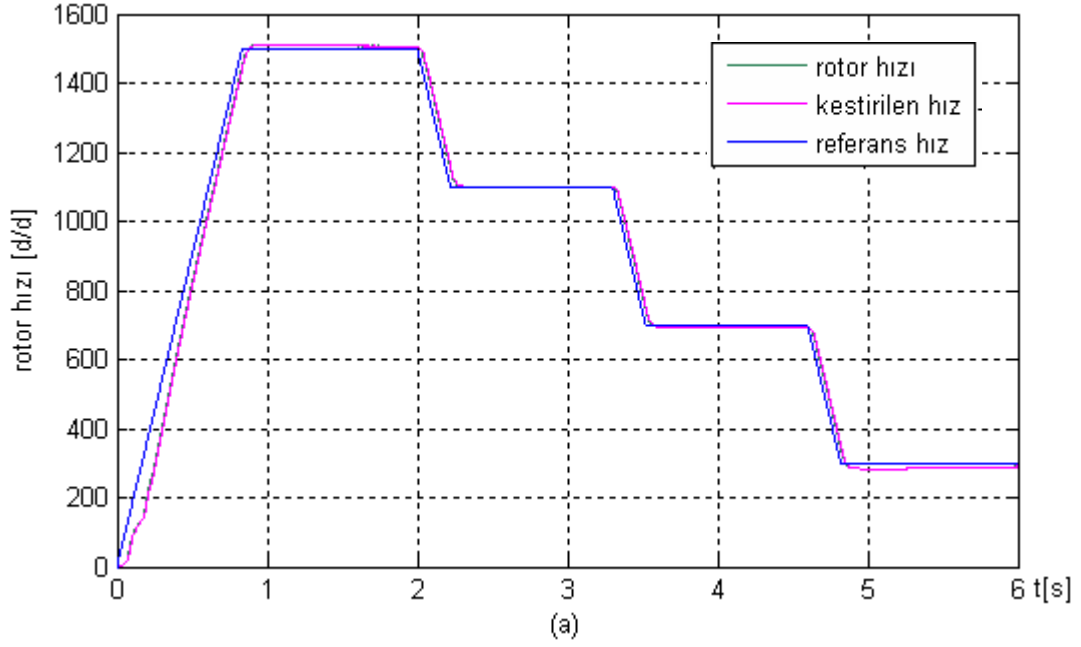
$$\begin{aligned} \omega &= 1500d/d & 0 \leq t < 2 & & \omega &= 700d/d & 3.2 \leq t < 4.8 \\ \omega &= 1100d/d & 2 \leq t < 3.2 & & \omega &= 300d/d & 4.8 \leq t \leq 6 \end{aligned}$$



Şekil 6-9 : a) Yüksüz kademeli hız azalması ile elde edilen rotor hızı, kestirilen hız, referans hız b) Rotor hızı ile kestirilen hız arasındaki hata

### 6.1.5 Maksimum Yüklü Kademeli Hız Azalması Benzetim Sonuçları

Yukarıdaki referans hız aynı kalmak koşuluyla  $t=0.1$  anında 11 Nm maksimum momentle yüklenmesi sonucu rotor hız verileri grafiksel olarak elde edilmiştir.

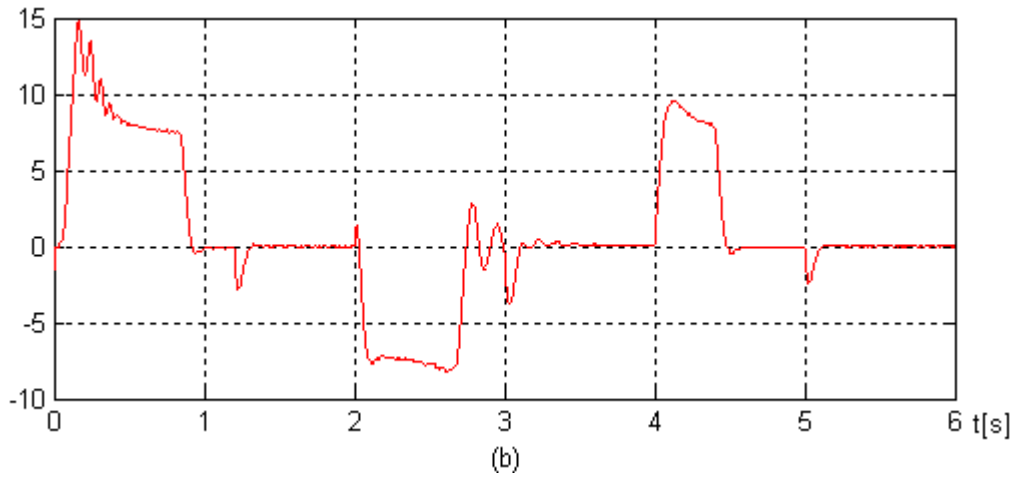
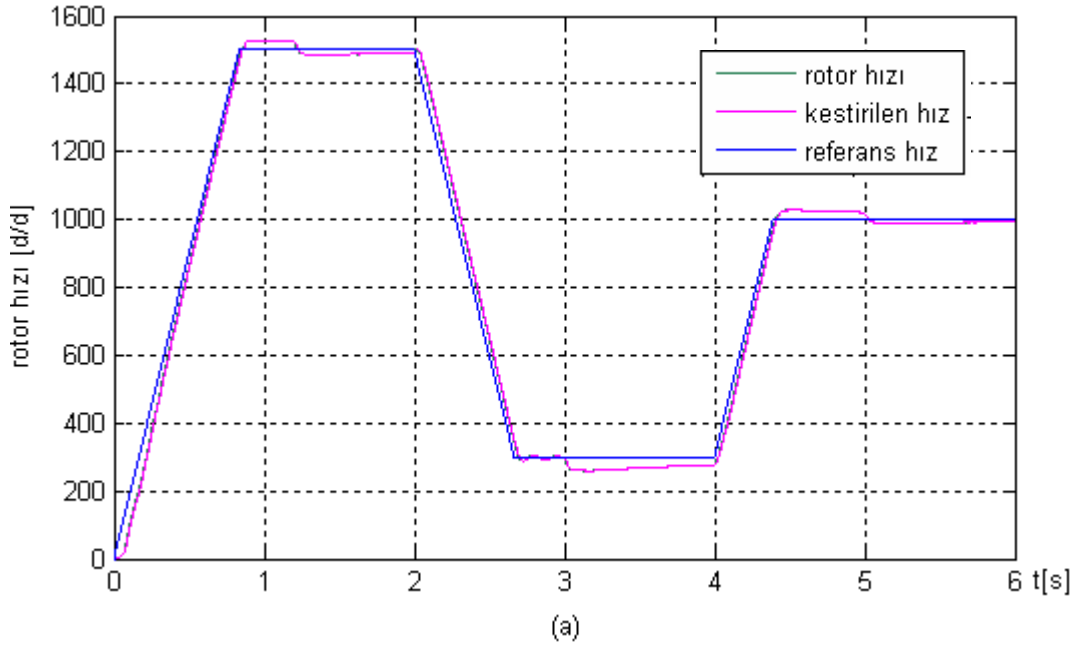


**Şekil 6-10 :** a) Maksimum yüklü kademeli hız azalması ile elde edilen rotor hızı, kestirilen hız, referans hız b) Rotor hızı ile kestirilen hız arasındaki hata

### 6.1.6 Yük Momenti ve Referans Hız Artışı –Azalması Benzetim Sonuçları

Burada elektrik motoru, yük momentini ve referans hızı aşağıdaki şekilde ayarlanarak rotor hız verileri grafiksel olarak elde edilmiştir.

$\omega = 1500d/d$	$0 < t \leq 2$	$M_y = 0Nm$	$0 < t \leq 1.2$
$\omega = 300d/d$	$2 < t \leq 4$	$M_y = 11Nm$	$1.2 < t \leq 2$
$\omega = 1000d/d$	$4 < t \leq 6$	$M_y = 2Nm$	$2 < t \leq 3$
		$M_y = 11Nm$	$3 < t \leq 4$
		$M_y = 2Nm$	$4 < t \leq 5$
		$M_y = 11Nm$	$5 < t \leq 6$



Şekil 6-11 : a) Yük momentini ve referans hız artış –azalması ile elde edilen rotor hızı, kestirilen hız, referans hız b) rotor hızı ile kestirilen hız arasındaki hata

### 6.1.7 Yük Momenti ve Referans Hız Artış-Azalması Benzetim Sonuçları

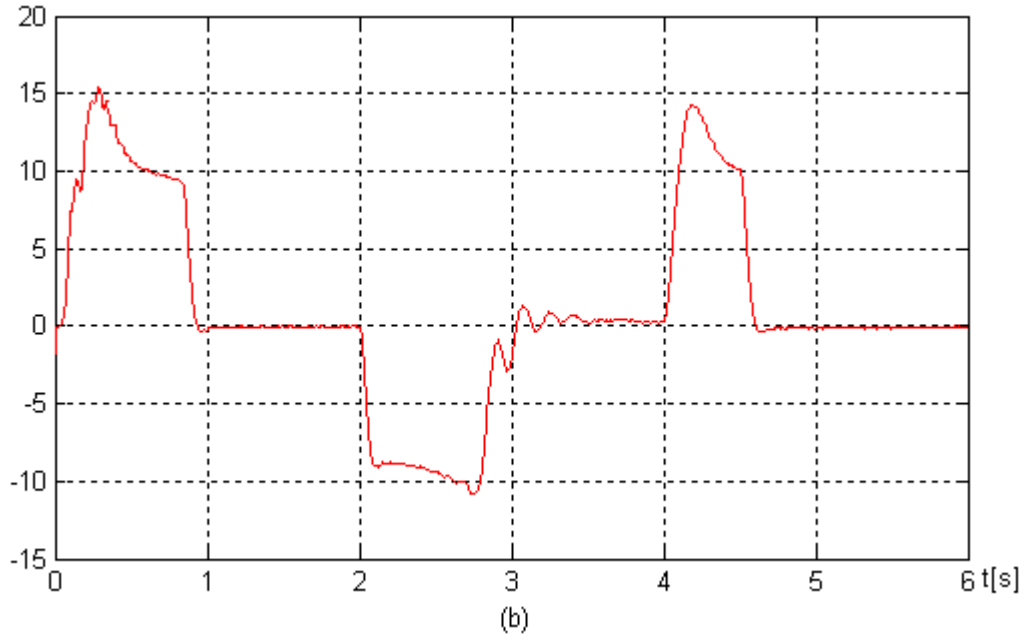
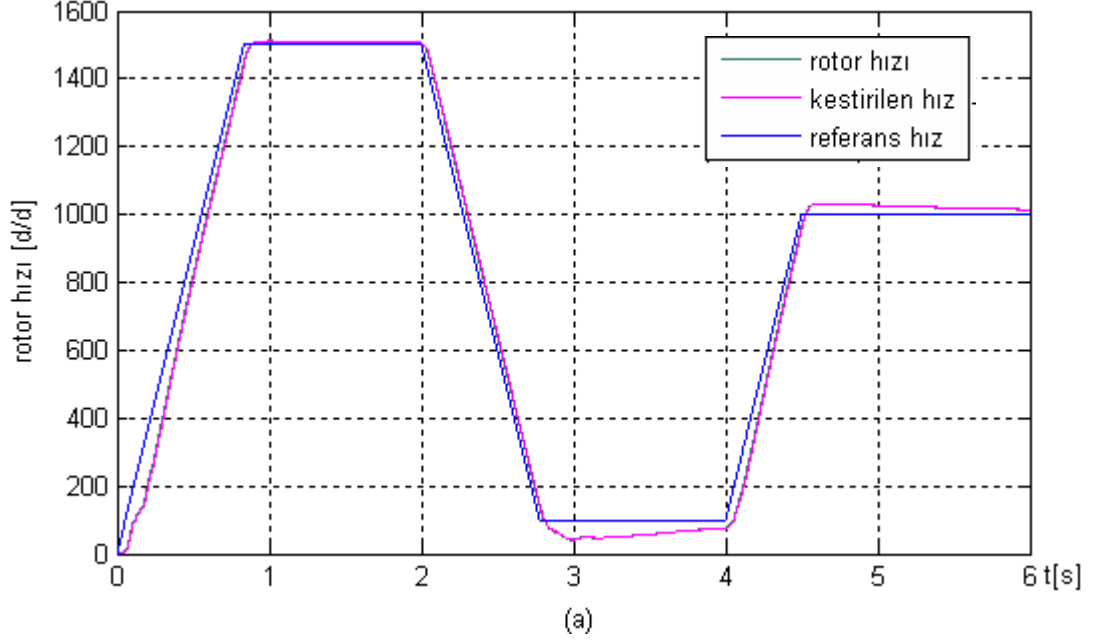
Burada elektrik motoru, yük momentini ve referans hız aşağıdaki şekilde ayarlanarak rotor hız verileri grafiksel olarak elde edilmiştir.

$$\omega = 1500d/d \quad 0 \leq t < 2$$

$$\omega = 100d/d \quad 2 \leq t < 4$$

$$\omega = 1000d/d \quad 4 \leq t \leq 6$$

$$M_y = 11Nm \quad 0.1 \leq t \leq 6$$



Şekil 6-12 : a) Yük momentini ve referans hız artış –azalması ile elde edilen rotor hızı, kestirilen hız, referans hız b) rotor hızı ile kestirilen hız arasındaki hata

### 6.1.8 Stator ve Rotor Dirençleri Değiştirilme Benzetim Sonuçları

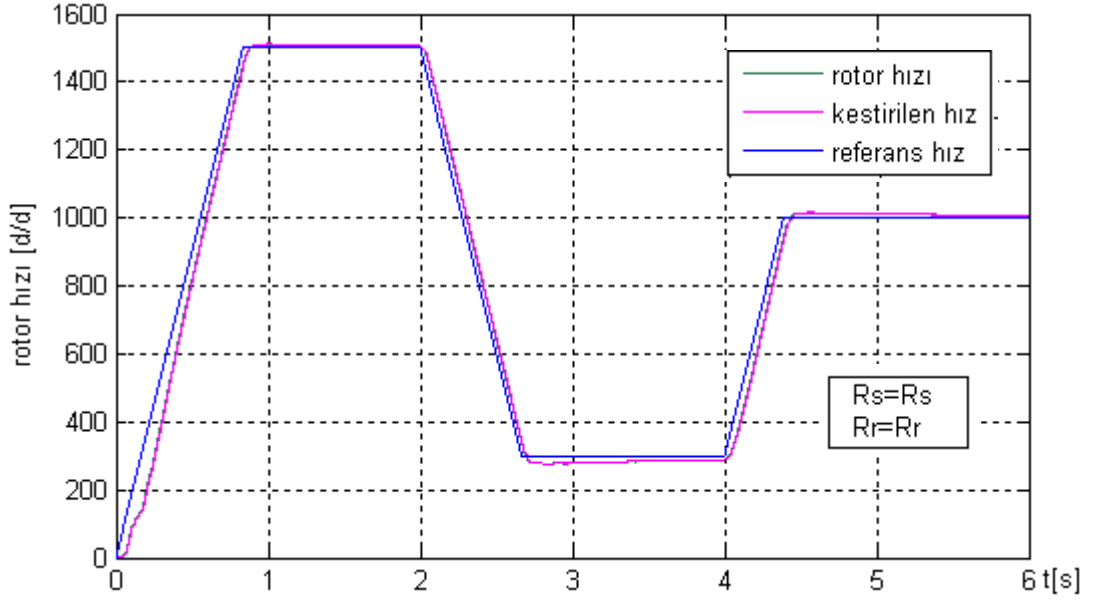
Burada elektrik motoru stator ve rotor dirençleri artırılarak rotor hız verileri grafiksel olarak elde edilmiştir. Yük momenti ve referans hız aşağıdaki şekilde ayarlanmıştır.

$$\omega = 1500d/d \quad 0 \leq t < 2$$

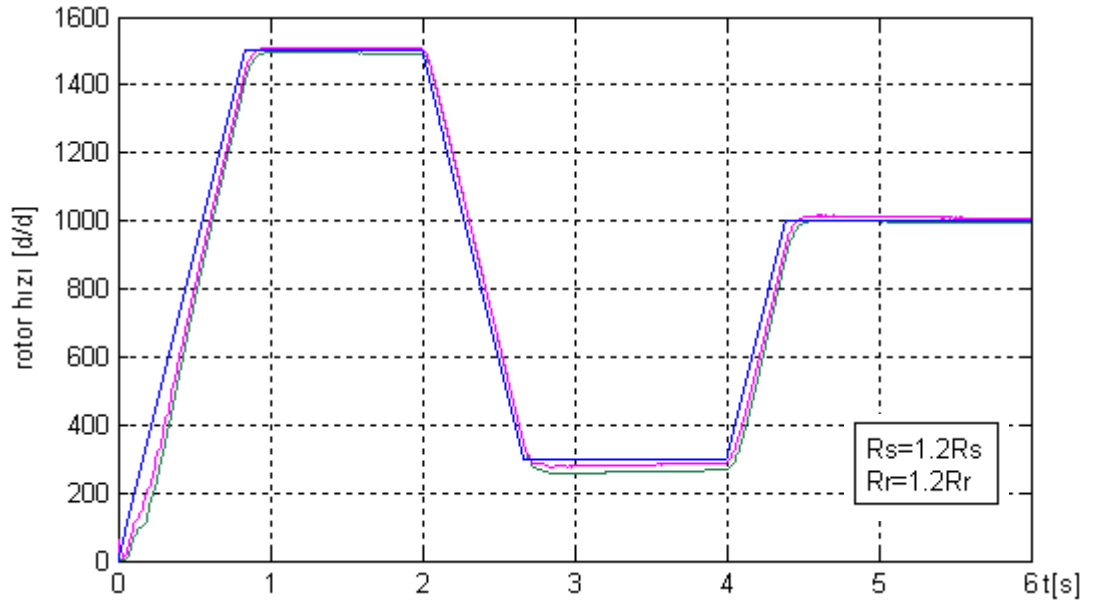
$$\omega = 300d/d \quad 2 \leq t < 4$$

$$\omega = 1000d/d \quad 4 \leq t \leq 6$$

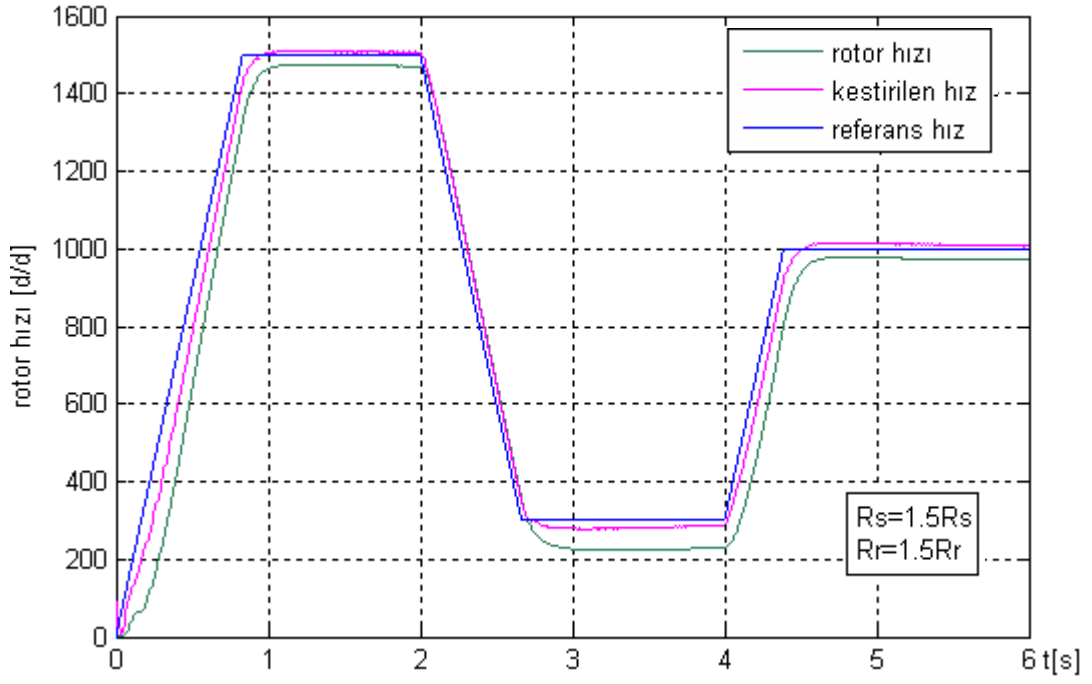
$$M_y = 11Nm \quad 0.1 \leq t \leq 6$$



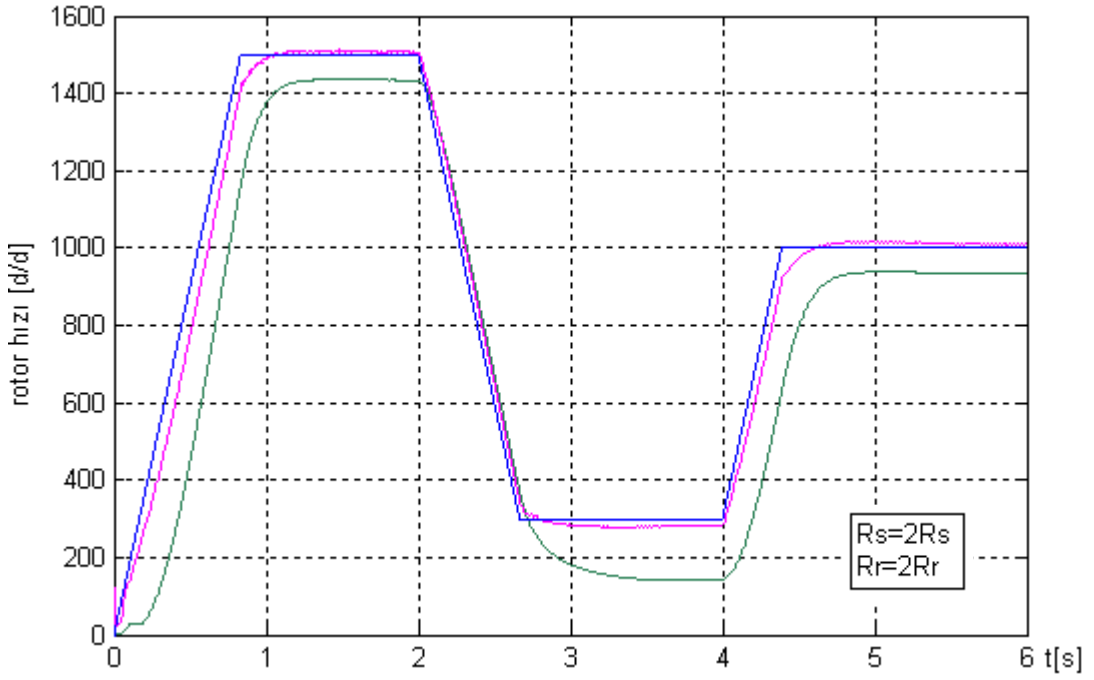
Şekil 6-13 : Stator ve rotor dirençleri nominal değerinde elde edilen rotor hızı



Şekil 6-14 : Stator ve rotor dirençleri %20 artırılarak elde edilen hız grafiği



Şekil 6-15 : Stator ve rotor dirençleri %50 arttırılarak elde edilen hız grafiği



Şekil 6-16 : Stator ve rotor dirençleri %100 arttırılarak elde edilen hız grafiği

## 7. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Günümüzde sincap kafesli asenkron motorlar sanayide çok önemli bir role sahiptir. Bundan dolayı indüksiyon motorlarının sürme teknikleri ile ilgili araştırmalar her geçen gün artmaktadır. Geçmişte indüksiyon motorlarının karmaşık matematiksel modellerinden dolayı sürme tekniklerinin uygulanmasında güçlükler yaşanmakta idi. Ancak yarı iletken güç elektroniğinin ilerlemesiyle problemlerin üstesinden gelinmiştir. Geliştirilen kontrol yöntemlerinde bir geri besleme elemanının kullanımı ile indüksiyon motoru istenilen hızlarda verimli ve kararlı bir şekilde kontrol edilebilmektedir. Fakat kontrol için gerekli olan geri besleme bilgisi için takogeneratör, kodlayıcı, resolver gibi algılayıcıların kullanılması tahrik sisteminin maliyetini artırmakta ve sistemi karmaşıklaştırmaktadır. Ayrıca bu durum özellikle endüstride küçük hacimlerde motor kullanımının ihtiyaç duyulduğu yerlerde sorun oluşturmaktadır. Makinanın kontrolü geri besleme elemanına bağlı olduğundan sistem daha az güvenilir hale gelmektedir. Algılayıcılardan kaynaklanan bu gibi sorunların yaşanmasından dolayı algılayıcısız kontrol ile ilgili çalışmalar geliştirilmektedir. Bu olumsuzlukları giderebilmek amacıyla gözlemleyici kullanılarak sincap kafesli asenkron motorun algılayıcısız kontrolü bu tez çalışmasının konusunu oluşturmuştur.

Tezin ilk kısmında sincap kafesli asenkron motora, basit ve kolay uygulanabilir oluşundan dolayı, v/f kontrol sistemi uygulanmıştır. Asenkron motorun gürültülü yapısına daha uygun oluşundan dolayı gözlemleyici olarak Kalman Filtresi seçilip, algoritması elde edilmiştir.

Genişletilmiş Kalman Filtresinin davranışını inceleyebilmek için değişik hız aralıklarında Matlab/Simulink'de sayısal benzetim sonuçları elde edilmiştir.

Bu çalışmada Kalman Filtresinin çıkışı olan akım, akı, hız parametrelerinden sadece hız parametresi incelenmiştir. Yüklü-yüksüz kademeli artış, kademeli azalma ve artış-azalma sayısal benzetim sonuçlarında Kalman Filtresinin hız cevabının iyi olduğu görülmüştür. Düşük hızlarda özellikle rotor direnci ve indüktansının olumsuz yönde etkilenmelerinden dolayı algılayıcılarla istenilen motor hızı elde

edilememektedir. Ancak Kalman Filtresinin kullanılması ile kısa sürede hızdaki dalgalanma sönümlenerek istenilen hıza yaklaşmaktadır.

Son olarak Kalman Filtresinin parametreleri sabit kalacak şekilde sıcaklık ve frekans değişiminden etkilenen stator-rotor dirençleri aynı anda %20, %50, %100 değişimleri ile sayısal benzetim sonuçları elde edilmiştir. Bu durumda Kalman Filtresi stator ve rotor dirençlerinin %20 artışına kadar iyi sonuç vermektedir. Ancak daha yüksek değişimlerde rotor hızı istenilen hız değerine ulaşamamaktadır.

Yapılan çalışmada sıcaklık, titreşim vb. etkilerle stator-rotor dirençlerinin, manyetik doyma sonucu rotor indüktansının motor parametresi olarak Kalman Filtresi tarafından kestirildiği çalışmaya bu tezde yer verilmemiştir. Yukarıda bahsedilen parametrelerin kestirildiği ve bu parametrelerin motor parametresi olarak kullanıldığı Genişletilmiş Kalman Filtresi tasarlanabilir.

## KAYNAKLAR

- [1] <http://www.sea.siemens.com/step/downloads.html>, 2008. Basics of AC Motors.
- [2] **Oğur, M.**, 2005. Asenkron Motor Vektör Kontrolü Uygulamalarında Genişletilmiş Kalman Filtresi Tabanlı Gözlemleyici Tasarımı, *Yüksek Lisans Tezi*, İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [3] **Krause P. C., Wasynczuk O., Sudhoff S. D.**, 2002. Analysis of Electric Machinery and Drive Systems (2nd Edition), IEEE, New York.
- [4] **Ong, C.**, 1998. Dynamic Simulation of Electric Machinery: Using MATLAB/SIMULINK, Prentice Hall PTR, USA.
- [5] **Bose, Bimal K.**, 2002. Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ.
- [6] **Thongam, S. J.**, 2006. High Performance Sensorless Induction Motor Drive, *PhD Thesis*, The Universty of Quebec at Chicoutimi.
- [7] **Sarioğlu, M. K., Gökaşan, M., Boğaysan, S.**, 2003. Asenkron Makinalar ve Kontrolü, Birsen Yayınevi, İstanbul.
- [8] **Uslu, M.**, 2006. Üç Fazlı Darbe Genişlik Evirici Tasarımı ve Asenkron Motorun Hız Kontrolü, *Yüksek Lisans Tezi*, KTÜ.
- [9] **Özgür, A.**, 2000. Asenkron Motorun frekans Çeviricileriyle Yapılan Hız Kontrolünde Harmoniklerin Etkisinin İncelenmesi, *Yüksek Lisans Tezi*, YTÜ.
- [10] **Chapman S. J., Çeviri Akın E, Orhan.** 2007. Elektrik Makinalarının Temelleri, Çağlayan Kitapevi, İstanbul.
- [11] **Akın B.**, 2003. State Estimation Techniques For Speed Sensorless Field Oriented Control of İnduction Motors, *Graduate Thesis*, METU.
- [12] **Brown R. G.**, 1983. Introduction to Random Signal Analysis and Kalman Filter, New York: Wiley.
- [13] **Shi, K. L., Chan, T F., Ho, S. L., Wong Y. K.**, 2002. Speed Estimatiom of an Inductoin Motor Drive Using an Optimized Extended Kalman Filter, IEE Transactions on Indutrial Electronics, Vol. 49, No 1.
- [14] **Shi, K. L., Chan, T F., Ho, S. L., Wong Y. K.**, 2000. Speed Estimatiom of an Induction Motor Drive Using Extended Kalman Filter, IEE.
- [15] <http://www.yildiz.edu.tr/~inan/>, Temel Bilgiler
- [16] **Matlab Help File**
- [17] <http://www.mathworks.com/>

- [18] **Tuncer, S.**, 2004. Uzay Vektor Darbe Genişlik Modülasyonu Kullanan Beş Seviyeli İverter Tasarımı ve Uygulaması , *Doktora Tezi*, Fırat Üniversitesi.

## **EK A**

### **Asenkron Motorun Anma Değerleri**

$$f_n = 60Hz$$

$$V_n = 220V$$

$$P_0 = 3Hp$$

$$R_r = 0.816\Omega$$

$$L_r = 0.002H$$

$$R_s = 0.435\Omega$$

$$L_s = 0.002H$$

$$L_m = 69.31 \times 10^{-3}H$$

$$J_L = 0.089kgm^2$$

$$p = 2$$

## EK B

### Genişletilmiş Kalman Filtresi Algoritmasının Matlab/Simulink Ortamındaki Dosyası (Embedded Matlab Function)

```
function Xout = fcn(Yreal, u)

% Motor Parametreleri
T=0.0001;
J =0.00028 ;
poles=4;
Lir=0.003045 ; Lis=0.003045; Lm= 0.1241;
Rs=0.7384 ; Rr=0.7402;

% Durum Vektörü ve Kovaryan Matrisleri Girişi
X0=[0;0;0;0;1];
P0= eye(5);
Q=[1e-13 0 0 0 0;0 1e-13 0 0 0;0 0 1e-13 0 0;0 0 0 1e-13 0;0 0 0 0 1e-7];
R=eye(2)*1e-1;

Lr = Lm + Lir;
Ls = Lm + Lis;
Kl=(1-Lm*Lm/Ls/Lr)*Ls;
Kr=Rs+Lm*Lm*Rr/Lr/Lr;
Tr=Lr/Rr;

sigma = 1 - Lm^2/(Ls*Lr);

var1 = (1 - T*(Kr/Kl));
var2 = T*Lm*Rr/(Kl*Lr^2);
var3star = poles*T*Lm/(2*Kl*Lr);
var4 = T*Lm/Tr;
var5 = (1-T/Tr);
var6 = poles*T/2;

b = T/(sigma*Ls);

persistent X;
persistent P;
persistent A;
persistent F;
```

```
if isempty(X) % || isempty(Y) || isempty(P) || isempty(B) || isempty(C) || isempty(A) ||
isempty(F)
```

```
X = single(X0);
P = single(P0);
```

```
var3 = var3star * X(5);
```

```
A = single(zeros(5,5));
F = single(zeros(5,5));
```

```
A(1,1) = var1;
A(2,2) = var1;
F(1,1) = var1;
F(2,2) = var1;
```

```
A(1,3) = var2;
A(2,4) = var2;
F(1,3) = var2;
F(2,4) = var2;
```

```
A(1,4) = var3;
F(1,4) = var3;
A(2,3) = -var3;
F(2,3) = A(2,3);
```

```
A(3,1) = var4;
A(4,2) = var4;
F(3,1) = var4;
F(4,2) = var4;
```

```
A(3,3) = var5;
A(4,4) = var5;
F(3,3) = var5;
F(4,4) = var5;
```

```
A(4,3) = var6*X(5);
A(3,4) = -A(4,3);
F(4,3) = A(4,3);
F(3,4) = A(3,4);
```

```
A(5,5) = 1;
F(5,5) = 1;
```

```
F(1,5) = var3star*X(4);
F(2,5) = -var3star*X(3);
F(3,5) = -var6*X(4);
F(4,5) = var6*X(3);
```

```
else
```

```

var3 = var3star * X(5);

A(1, 4) = var3;
F(1, 4) = var3;

A(2, 3) = -var3;
F(2, 3) = A(2, 3);

A(4, 3) = var6*X(5);
F(4, 3) = A(4,3);

A(3, 4) = -A(4,3);
F(3, 4) = A(3,4);

F(1,5) = var3star*X(4);
F(2,5) = -var3star*X(3);
F(3,5) = -var6*X(4);
F(4,5) = var6*X(3);

end

% P kovaryan matrisinin tahmini
P = F * P * F' + Q;
dihf=[1 0 0 0 0;0 1 0 0 0];

% K kalman kazancının hesabı
K=P*dihf'*inv(dihf*P*dihf'+R);

% Durum vektörünün tahmini
X = A*X + [b*u(1); b*u(2); 0; 0; 0];

% Durum vektörünün kestirimi
X = X + K * (Yreal - [X(1); X(2)]);

% P matrisinin güncellenmesi
P=P-K*dihf*P;

Xout = X;

```

## **ÖZGEÇMİŞ**

1980 yılında İstanbul'da doğdu. 1999 yılında Kuşadası Şehit Kaya Aldoğan Lisesi'nden mezun oldu. 2004 yılında Sakarya Üniversitesi Makina Mühendisliği Bölümü'nden Makina Mühendisi ünvanını aldı. Aynı yıl İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Makina Mühendisliği ABD, Konstrüksiyon Programında Yüksek Lisans eğitime başladı.