T.C.

FIRAT ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

# ASENKRON MOTORUN ELEKTRİKSEL PARAMETRELERİNİN OTOMATİK OLARAK ÖLÇÜMÜ VE İNVERTERDE HATA TANISI

İlhami CİVELEK

FIRAT ... ESİ
Kütüp... ...rasyon
D... ...LİĞİ
Demirbaş No : 80.395

YÜKSEK LİSANS TEZİ

32A
4.L.
Tez El.

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

ANABİLİM DALI

1998

ELAZIĞ

T.C.

FIRAT ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

# ASENKRON MOTORUN ELEKTRİKSEL PARAMETRELERİNİN OTOMATİK OLARAK ÖLÇÜMÜ VE İNVERETERDE HATA TANISI

Fırat Üniversitesi Merkez Kütüphanesi
*0068039*
255.07.02.03.00.00/08/0068039
EM YL/29

İlhami CİVELEK

YÜKSEK LİSANS TEZİ

ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

ANABİLİM DALI

**Bu Tez, ..... Tarihinde, Aşağıda Belirtilen Jüri Tarafından**

**Oybirliği/Oyçokluğu ile Başarılı/Başarısız**

**Olarak Değerlendirilmiştir.**

(imza) (imza) (imza)

Danışman

Y.Doç.Dr. Erhan AKIN

lanma indüktansı ve kaçak faktörü ölçülerek, değişik parametre ölçüm yöntemlerinin karşılaştırılması yapılmıştır.

Asenkron motor invertere bağlı iken yapılan ölçümlerde, makinanın duran eksen sistemi kullanılmış, her bir ölçüm için stator $\alpha$-fazı akım ve gerilimlerinin değişimi incelenerek, motor duruyorken yapılabilecek ölçmeler üzerinde durulmuştur.

Motor parametrelerinin, sıcaklık ve frekansla değişimleri anlatılarak, çalışan makinada parametre hatalarının düzeltilmesi için bir yöntem anlatılmıştır. Ayrıca, inverterde meydana gelebilecek arızalar incelenerek, hata düzeltilmesi anlatılmıştır.

## SUMMARY

Master Thesis

AUTOMATIC MEASURRMENT OF ELEKTRICAL PARAMETERS OF INDUCTION MOTOR AND INVERTER ERROR DIAGNOSTICS.



**İlhami CİVELEK**

Fırat University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of elektrical and Elektronics Enginering
1998



Induction motors are controlled in two ways, a scalar and vector control. Vector control methods provide easy control of the induction motor as DC motors and that's why, this method is better than scalar control. The control performance of field-oriented induction motor quietly depends on correct calculation of oriented flux.

The correct calculation of flux depends on correct determination of stator resistance, stator leakage inductance and rotor time constant.

This thesis presents measurement of electrical parameters of induction motor for control performance improvement.

The simulation programs for measurement of parameters are carried out by Matlab. Stator resistance, stator leakage inductance, rotor time constant, reducted rotor resistance to stator, magnetising inductans and leakage factor of 3 Hp, 50 Hp end 2250 Hp motors were measured and the results were compared to different parameter measurement methods.

Measurements for an inverter supplied induction motor are performed in stationary reference frame and change of $\alpha$-phase current and voltage for each measurement and measurements that can be carried out for a stationary rotor are acamined.

The effect of temparature and frequency variation on motor parameters is presented and a method for correction of parameter errors for a working motor. In addition, failures likely to occure at inverter are examined and error correction is presented.

**TEŞEKKÜR**

Bu çalışmanın hazırlanmasında yönetici ve yönlendirici olan tez yöneticim sayın Y.Doç.Dr. Erhan AKIN'a teşekkür ederim.

Ayrıca, bu noktaya gelene kadar beni devamlı olarak destekleyen aileme, çalışmalarımda yardımcı olan arkadaşlarım ve hocalarıma, bana her türlü imkanı sağlayan Keban Meslek Yüksekokulu Müdürü sayın Prof.Dr. Osman ADIGÜZEL'e teşekkür ederim.

## İÇİNDEKİLER

ÖZET ..... I

SUMMARY ..... III

TEŞEKKÜR ..... V

İÇİNDEKİLER ..... VI

ŞEKİLLER LİSTESİ ..... IX

TABLOLAR LİSTESİ..... XIII

SİMGELER LİSTESİ ..... XIV

1-GİRİŞ ..... 1
1.1. Genel Bakış ..... 1
1.2. Vektör Kontrolü ve Motor Parametrelerinin Önemi ..... 4
1.3. Tezin Yapısı ..... 5

2-ASENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ ..... 7
2.1. Giriş ..... 7
2.2. Asenkron Motor Modeli ..... 8
2.3. Simülasyon Modeli ..... 17
3.İNVERTERE BAĞLI ASENKRON MOTORDA PARAMETRE ÖLÇÜMÜ . 19
3.1. Giriş ..... 19
3.1.1. Kullanılacak Eşdeğer Devre ..... 19
3.2. Stator Direncinin Ölçülmesi ..... 21
3.2.1. Yöntem ..... 21
3.2.2. Stator Direnci Ölçümü İçin Matlab Program Akış Diyagramı ve Hesap Mantığı..... 23
3.2.2.1. Hesaplama ..... 23
3.2.2.2. Akış Diyagramı..... 24
3.2.3. Simülasyon ve Sonuçlar ..... 27

3.3. Stator Kaçak İndüktansının (σLs) Belirlenmesi 35
3.3.1. Yöntem ..... 33
3.3.2. Stator Geçici İndüktansının Ölçümünde Kullanılacak Matlab Programın Akış Diyagramı ve Hesap Mantığı..... 37
3.3.2.1. Hesaplama ..... 37
3.3.2.2. Akış Diyagramı ..... 38
3.3.3. Simülasyon ve Sonuçlar ..... 40
3.4. Rotor Zaman Sabitinin Belirlenmesi ..... 42
3.4.1. Yöntem ..... 42
3.4.2. Rotor Zaman Sabitinin Ölçümü İçin Matlab Programı Akış Diyagramı ve Hesaplama Mantığı ..... 44
3.4.2.1. Hesaplama ..... 44
3.4.2.2. Akış Diyagramı ..... 46
3.4.3. Simülasyon ve Sonuçlar ..... 49
3.5. Statora İndirgenmiş Rotor Direncinin Belirlenmesi ..... 57
3.6. Mıknatıslanma İndüktansının Belirlenmesi ..... 58

4. ÇALIŞAN MAKİNADA PARAMETRE DEĞİŞİMİ VE HATA DÜZELTİLMESİ ..... 60
4.1. Giriş..... 60
4.2. Çalışan Makinada Parametre Değişimleri..... 60
4.3. Çalışan Makinada Oluşan Parametre Değişimlerinin Doğurduğu Sonuçlar ..... 63
4.3.1. Stator Kaçak İndüktansındaki Hata ..... 65
4.3.2. Stator direncindeki hata..... 68
4.3.3. Rotor direnci ve rotor zaman sabitindeki hata..... 69

5. İNVERTERDE HATA TANISI ..... 72
5.1. Giriş ..... 72
5.2. İnverterde Meydana Gelebilecek Hataların Kay-

nakları ..... 73
5.2.1. Sistem Arızası ..... 73
5.2.2. d.c. Hat Geriliminin Düşüklüğü ..... 73
5.2.3. Generatör Çalışma ..... 74
5.2.4. Güç Kaynağı Geriliminin Düşüklüğü ..... 74
5.2.5. Aşırı Sıcaklık ..... 74
5.2.6. Motorun Aşırı Isınması ..... 74
5.2.7. Aşırı Akım ..... 75
5.2.8. Asimetrik Yük Hatası ..... 75
5.3. Hata Bilgilerinin Ölçümü ..... 75
5.3.1. Motor Isısının Ölçülmesi ..... 76
5.3.2. Akım Ölçülmesi ..... 76
5.3.3. Gerilim Ölçülmesi ..... 77
5.4. Hata Göstergeleri ..... 78
5.5. Hata Düzeltilmesi ..... 79

6. SONUÇ ..... 80

KAYNAKLAR ..... 83

## ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil.1.1.Değişken hızlı sürücülerin sınıflandırılması 2
Şekil.2.1.Asenkron Motorun Bir Faz Tam Eşdeğer Devresi 7
Şekil.2.2.Asenkron makinanın stator ve rotor eksenlerinin d/q eksen sistemine göre konumları.... 14
Şekil.3.1.Darbeli Akımlar Uygulayarak Parametre Ölçümünde Kullanılacak Olan Asenkron Motorun Bir Faz Tam Eşdeğer Devresi..... 21
Şekil.3.2.Stator Direnci, Stator İndüktansı, Statora İndirgenmiş Rotor İndüktansı, Ortak İndüktans, ve Rotor Direncini Belirlenmesi için Duran Eksen Sisteminde Uygulanması gereken Akımve Gerilim Değişimleri.....22
Şekil.3.3.3Hp'lik Motorda Stator Direncinin Ölçümü İçin Duran Eksen Sisteminde α-fazı Akım ve Gerilim Değişimleri.....27
Şekil.3.4.3Hp'lik Motorda Filtrelenmiş Stator α-fazı Geriliminin Zamana Göre Değişimi.....28
Şekil.3.5.3Hp Motor İçin Δt1 Aralığında Stator α-fazı Gerilimi..... 28
Şekil.3.6.3Hp Motor İçin Δt2 Aralığında Stator α-fazı Gerilimi.....29
Şekil.3.7.3Hp Motor İçin Δt3 Aralığında Stator α-fazı Gerilimi.....29
Şekil.3.8.50Hp'lik Motorda Stator Direncinin Ölçümü İçin Duran Eksen Sisteminde α-fazı Akım ve Gerilim Değişimleri.....30
Şekil.3.9.50Hp'lik Motorda Filtrelenmiş Stator α-fazı Ge-

riliminin Zamana Göre Değişimi..... 30
Şekil.3.10.50Hp Motor İçin Δt1 Aralığında Stator α-fazı Gerilimi..... 31
Şekil.3.11.50Hp Motor İçin Δt2 Aralığında Stator α-fazı Gerilimi..... 31
Şekil.3.12.50Hp Motor İçin Δt3 Aralığında Stator α-fazı Gerilimi..... 32
Şekil.3.13.2250Hp'lik Motorda Stator Direncinin Ölçümü İçin Duran Eksen Sisteminde α-fazı Akım ve Gerilim Değişimleri..... 32
Şekil.3.14.2250Hp'lik Motorda Filtrelenmiş Stator α-fazı Geriliminin Zamana Göre Değişimi..... 33
Şekil.3.15.2250Hp Motor İçin Δt1 Aralığında Stator α-fazı Gerilimi..... 33
Şekil.3.16.2250Hp Motor İçin Δt2 Aralığında Stator α-fazı Gerilimi..... 34
Şekil.3.17.2250Hp Motor İçin Δt3 Aralığında Stator α-fazı Gerilimi..... 34
Şekil.3.18.Stator Kaçak İndüktansının Ölçümünde Kullanılacak Testlerde Olması Gereken $U_{s\alpha}$ ve $\dot{I}_{s\alpha}$'nın Değişimi..... 37
Şekil.3.19.3Hp'lik Motorun Stator Geçici İndüktansının Belirlenmesinde Stator α-fazı Akım ve Gerilimlerinin Zamana Höre Değişimleri..... 40
Şekil.3.20.50Hp'lik Motorun Stator Geçici İndüktansının Belirlenmesinde Stator α-fazı Akım ve Gerilimlerinin Zamana Höre Değişimleri.....40
Şekil.3.21.2250Hp'lik Motorun Stator Geçici İndüktansının Belirlenmesinde Stator α-fazı Akım ve Gerilimlerinin Zamana Höre Değişimleri.....40
Şekil.3.22.3Hp'lik Motorun Roto Zaman Sabiti, Statora İndirgenmiş Rotor Direnci, Stator ve Rotor

İndüktansları, Ortak İndüktans ve Kaçak Faktörünün belirlenmesi İçin Duran Eksen Sisteminde α-fazı akım ve Gerilim Değişimleri .....50

Şekil.3.23.3Hp'lik Motorda Filtrelenmiş Stator α-fazı Geriliminin Zamana Göre Değişimi.....50

Şekil.3.24.3Hp Motor İçin Δt1 Aralığında Stator α-fazı Gerilimi..... 51

Şekil.3.25.3Hp Motor İçin Δt2 Aralığında Stator α-fazı Gerilimi.....51

Şekil.3.26.3Hp Motor İçin Δt3 Aralığında Stator α-fazı Gerilimi.....52

Şekil.3.27.50Hp'lik Motorun Roto Zaman Sabiti, Statora İndirgenmiş Rotor Direnci, Stator ve Rotor İndüktansları, Ortak İndüktans ve Kaçak Faktörünün belirlenmesi İçin Duran Eksen Sisteminde α-fazı akım ve Gerilim Değişimleri .....52

Şekil.3.28.50Hp'lik Motorda Filtrelenmiş Stator α-fazı Geriliminin Zamana Göre Değişimi.....53

Şekil.3.29.50Hp Motor İçin Δt1 Aralığında Stator α-fazı Gerilimi..... 53

Şekil.3.30.50Hp Motor İçin Δt2 Aralığında Stator α-fazı Gerilimi.....54

Şekil.3.31.50Hp Motor İçin Δt3 Aralığında Stator α-fazı Gerilimi.....54

Şekil.3.32.2250Hp'lik Motorun Roto Zaman Sabiti, Statora İndirgenmiş Rotor Direnci, Stator ve Rotor İndüktansları, Ortak İndüktans ve Kaçak Faktörünün belirlenmesi İçin Duran Eksen Sisteminde α-fazı akım ve Gerilim Değişimleri .....55

Şekil.3.33.2250Hp'lik Motorda Filtrelenmiş Stator α-fazı Geriliminin Zamana Göre Değişimi..... 55

Şekil.3.34.2250Hp Motor İçin Δt1 Aralığında Stator α-fazı

Gerilimi..... 56
Şekil.3.35.2250Hp Motor İçin Δt2 Aralığında Stator α-fazı Gerilimi.....56
Şekil.3.36.2250Hp Motor İçin Δt3 Aralığında Stator α-fazı Gerilimi.....57
Şekil.4.1.Parametre Ölçümünde Kulanılan Asenkron Motorun Bir Faz Eşdeğer Devresi.....64
Şekil.4.2.İki Faz Sisteminde Referans Çatılar.....66
Şekil.5.1.Akım Modülü.....77
Şekil.5.2.Gerilim Modülü.....77

## TABLOLAR LİSTESİ

Tablo.3.1. Ölçülen Stator Dirençleri ve Bağıl Hataları.35
Tablo.3.2. Ölçülen Stator Kaçak İndüktansları ve Bağıl hataları.....40
Tablo.3.3. Simülasyon Sonucuna Göre Rotor Zaman Sabitleri ve Bağıl Hataları..... 49
Tablo.3.4. Simülasyon Sonucuna Göre Dirençleri ve Bağıl hataları.....58
Tablo.3.4. Simülasyon Sonucuna Göre Mıknatıslanma İndük-İndüktansları ve Bağılhataları..... 59
Tablo.4.1. K' nün X'e Göre Değişimi.....63

## SİMGELER LİSTESİ

| | |
|---|---|
| Ar | Rotor dönüşüm matrisi |
| As | Stator dönüşüm matrisi |
| $\dot{I}_m$ | Mıknatıslanma akımı |
| $\dot{I}_{ra}$ | Rotor a fazı akımı |
| $\dot{I}_{rb}$ | Rotor b fazı akımı |
| $\dot{I}_{rc}$ | Rotor c fazı akımı |
| $\dot{I}_{rd}$ | Rotor akımının d-bileşeni |
| $\dot{I}_{rd}$ | İndirgenmiş rotor akımının d-bileşeni |
| $\dot{I}_{rq}$ | Rotor akımının q-bileşeni |
| $\dot{I}_{rq}'$ | İndirgenmiş rotor akımının q-bileşeni |
| $\dot{I}_{r0}$ | Rotor akımının sıfır bileşeni |
| $\dot{I}_{r\alpha}$ | Rotor akımının $\alpha$-bileşeni |
| $\dot{I}_{r\beta}$ | Rotor akımının $\beta$-bileşeni |
| $\dot{I}_{r\alpha}'$ | İndirgenmiş rotor akımının $\alpha$-bileşeni |
| $\dot{I}_{r\beta}'$ | İndirgenmiş rotor akımının $\beta$-bileşeni |
| $\dot{I}_{sa}$ | Stator a fazı akımı |
| $\dot{I}_{sb}$ | Stator b fazı akımı |
| $\dot{I}_{sc}$ | Stator c fazı akımı |
| $\dot{I}_{sd}$ | Stator akımının d-bileşeni |
| $\dot{I}_{sq}$ | Stator akımının q-bileşeni |
| $\dot{I}_{s0}$ | Stator akımının sıfır bileşeni |
| $L_r$ | Rotor bir faz özindüktansı |
| Ls | Satator bir faz özindüktansı |
| $L_m$ | Ortak indüktans |
| $L_r'$ | İndirgenmiş rotor indüktansı |
| p | d/dt türev operatörü |
| P | Kutup sayısı |
| $R_r$ | Rotor bir faz direnci |
| $R_r'$ | İndirgenmiş rotor bir faz direnci |

| | |
|---|---|
| $R_s$ | Stator bir faz direnci |
| $T_e$ | Motor tarafından üretilen moment |
| $\tau_r$ | Rotor devresi zaman sabiti |
| $\tau_s$ | Stator devresi zaman sabiti |
| $U_{sa}$ | Stator a fazı gerilimi |
| $U_{sb}$ | Stator b fazı gerilimi |
| $U_{sc}$ | Stator c fazı gerilimi |
| $U_{sd}$ | Stator gerilimi d-bileşeni |
| $U_{sq}$ | Stator gerilimi q-bileşeni |
| $X_m$ | Ortak reaktans |
| $w_r$ | Rotor açısal frekansı |
| $w_e$ | Senkron açısal frekans |
| $w_k$ | Kayma açısal frekansı |
| $q_s$ | Senkron hızla dönen (d/q)eksen takımı arasındaki konum açısı |
| $\Psi_{sa}$ | Stator a fazı akısı |
| $\Psi_{sb}$ | Stator b fazı akısı |
| $\Psi_{sc}$ | Stator c fazı akısı |
| $\Psi_{s\alpha}$ | Stator akısı α-bileşeni |
| $\Psi_{s\beta}$ | Stator akısı β-bileşeni |
| $\Psi_{sd}$ | Stator akısı d-bileşeni |
| $\Psi_{sq}$ | Stator akısı q-bileşeni |
| $\Psi_{ra}$ | Rotor a fazı akısı |
| $\Psi_{rb}$ | Rotor b fazı akısı |
| $\Psi_{rc}$ | Rotor c fazı akısı |
| $\Psi_{r\alpha}$ | Rotor akısı α-bileşeni |
| $\Psi_{r\beta}$ | Rotor akısı β-bileşeni |
| $\Psi_{rd}$ | Rotor akısı d-bileşeni |
| $\Psi_{rq}$ | Rotor akısı q-bileşeni |
| $\sigma$ | Kaçak faktörü |
| $\sigma L_s$ | Stator geçici indüktansı |

# 1. GİRİŞ

## 1.1. Genel Bakış

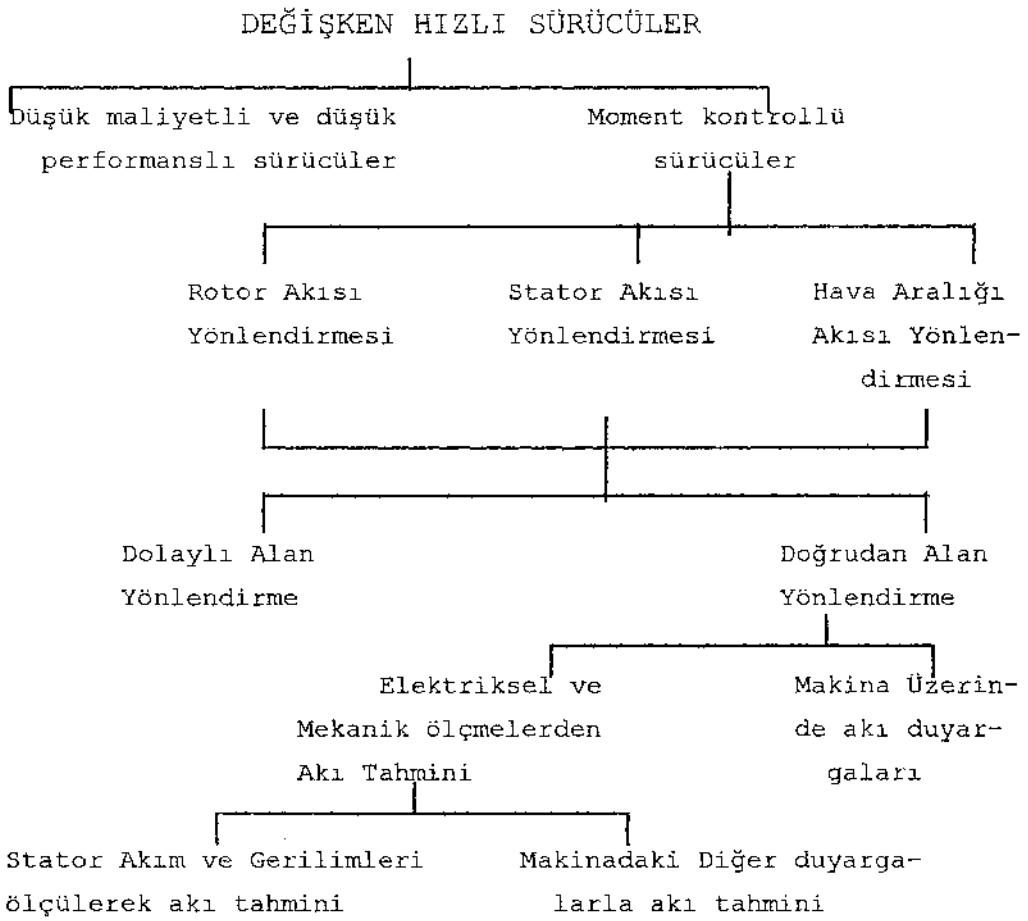
Asenkron motorlar ve değişken hızlı sürücü düzenekler modern endüstri için vazgeçilmez birimlerdir. Çağdaş elektriksel sürücü sistemler, doğru akım motorları, asenkron motorlar, senkron motorlar, güç elektroniği dönüştürücüleri, sayısal ve ya analog dönüştürücüler ile gözlemleyicilerden oluşmaktadır. Yakın tarihe kadar değişken hızlı sürücülerde doğru akım motorları kullanılmaktaydı. Çünkü doğru akım motorlarında, momentten bağımsız olarak (uyarma akımı ile) hız kontrolü, hızdan bağımsız olarak da (endüvi akımı ile) moment kontrolü yapılabilmektedir. Doğru akım motorlarının bütün bu avantajlarına karşılık, bu motorların pahalı olmaları, fırça ve kollektöründen dolayı sürekli bakım gerektirmesi büyük bir dezavantajdır. Sincap kafesli asenkron motorların doğrusal olmayan karmaşık yapılarından dolayı kontrolünde çeşitli zorluklar vardır. Bunun yanında asenkron motorların ucuz olmaları ve bakım gerektirmemeleri büyük avantajdır. Mikroişlemci ve güç elektroniği teknolojisindeki gelişme ile değişken hızlı sürücülerde asenkron motorlar tercih edilir hale gelmiştir.

Asenkron makinanın kontrolü için, makinanın elektromekanik modeli hakkında yeteri derecede doğru bilgiye ihtiyaç vardır. Kontrol stratejilerinin bulunmasında bu modelden bağımsız olarak asenkron makinaların hız sürücüleri için kendinden kalibrasyonlu algoritmaların gerçekleştirilmesi gerekir. Kendinden kalibrasyon makina durgun haldeyken elektriksel parametrelerin özdeşleşmesidir.

Hız kontrolünde, makina parametrelerinin doğru olarak belirlenmesi çok büyük önem kazanmaktadır. Asenkron motor parametrelerinin doğru belirlenmesi ise oldukça zordur. Özellikle çalışan makinada parametrelerin sıcaklık ve frekansla değişmesi parametre ölçümünü daha da zorlaştırmaktadır.

Asenkron motorlar için geliştirilen kontrol yöntemlerinin yanı sıra, motor parametrelerini ölçme yöntemleri de geliştirilmiştir.

Değişken hızlı asenkron motor sürücülerini aşağıdaki gibi sınıflandırabiliriz .




**Şekil.1.1** Değişken Hızlı Sürücülerin Sınıflandırılması.

## 1.2. Vektör Kontrolü ve Motor Parametrelerinin önemi

Sincap kafesli asenkron motor (SKAM), basit yapısı nedeni ile tahrik motoru olarak tercih edilir. Ancak asenkron motorun, doğru akım motorunda olduğu gibi, momentten bağımsız hız ayarı ve hızdan bağımsız moment kotrolünün yapılabilmesi imkanı sağlanabilmelidir. Asenkron motora bu üstünlüklerin kazandırılabilmesi, bu motorun doğru akım motorunda olduğu gibi momentten bağımsız hız ayarının ve hızdan bağımsız moment ayarının yapılabilmesi gerekir.

Doğru akım motorunda, hız üzerinde çok az etkili ve momentle doğrudan ilişkili bir endüvi akımı, moment üzerindeki etkisi az olan ve hızla lineer olarak değişen bir uyarma akımı bulunmaktadır.

Asenkron motorun, var olan yapı basitliği ve sağlamlık üstünlüklerine, hız ve moment kontrolü özellikleri eklendiğinde bu motorların endüstri hakimiyeti kaçınılmaz olacaktır.

Vektör kontrol, asenkron motora bu iki özelliği yani hızdan bağımsız moment kontrolü ve momentten bağımsız hız kontrolü imkanını vermektedir. Vektör kontrolünde, motor, iki fazlı düşünülmektedir. İki faz akımından birincisi, doğru akım motorundaki uyarma akımı gibi hız üzerinde etkili diğeri ise yine doğru akım motorundaki endüvi akımı gibi moment üzerinde etkilidir. Alan yönlendirmeli vektör kontrolünde akı tahmini yapılmaktadır. Akı tahmini, doğrudan duyargalarla yapılabileceği gibi akıların elektriksel ve mekaniksel ölçümlerden hesabı ile de mümkündür. Akının duyargalarla ölçülmesi, duyargaların yerleştirme zorlukları gibi sakıncalar doğurmaktadır.

Alan yönlendirme, stator akısı alan yönlendirmesi, rotor akısı alan yönlendirmesi ve hava aralığı alan yönlendirmesi olarak sınıflandırılmaktadır. Stator akısı alan yönlendirmesi,

$$\Psi_s = \int (U_s - R_s i_s) \qquad 1\text{-}1$$

Rotor akısı alan yönlendirmesi ise,

$$\Psi_r = \frac{L_r}{L_m}\left(\Psi_s - \sigma L_s i_r\right) \qquad 1\text{-}2$$

ile hesaplanır. Ancak bu akılar,hatalı hesaplanmaktadır. Hatanın sebepleri ise aşağıda sıralandığı gibidir.

-Stator akım ve gerilimlerinin ölçme hataları.

-Stator akım ve gerilimlerinin örnekleme periodları ve bu örnekler alınırken kullanılan A/D dönüştürücülerin çözünürlükleri.

-Akı hesabında kullanılan integral adımı ve integral yöntemi.

-Akı hesabının yapıldığı işlemcinin özellikleri.

-Hesaplamalarda stator direncinin gerçek değerinden farklı olması.

Akı, yukarda da belirtildiği gibi özellikle stator direnci olmak üzere makina paremetrelerinin doğruluğu ile ilişkilidir. Vektör kontrolün başarısı, motor parametrelerinin hesaba doğru katılmasına büyük ölçüde bağımlıdır. Bu bağımlılık hem başlangıç ölçümlerinde hem de çalışma sırasında kendisini göstermektedir. Motor

parametrelerinin başlangıçtaki ölçümleri durumunda inverter denetim yapısının göz önüne alınarak uygun işaretlerin mikrodenetleyici tarafından üretilmesi gerekir. Motora uygulanacak testler bir mikrodenetleyici aracılığı ile uygulanacağından klasik bloke rotor testi yerine, motorun bir fazını kullanan testlerin yapılması gerekmektedir. Asenkron motorun bir faz ölçümlerinde, motor moment üretmeyeceğinden bloke rotor deney sonuçları bir faz ölçümlerinden elde edilebilir.[3],[12]

## 1.3. Tezin Yapısı

Yüksek Lisans Tezi olarak hazırlanan bu çalışmada, asenkron motor parametrelerinin ölçümü anlatılmaktadır. Asenkron motor parametrelerinin ölçümü, MATLAB'da simülasyon programı ile gerçekleştirilmiştir. Yedi bölüm halinde hazırlanan çalışmanın birinci bölümü, çalışmanın temel amacının anlatıldığı giriş bölümüdür.

İkinci bölümde, üç fazlı asenkron motorun modelinin oluşturulması anlatılmaktadır.

Üçüncü bölümde, asenkron motor parametrelerinin ölçümü için bir yöntem anlatılmakta ve matlab'da simülasyon akış diyagramları, simülasyon sonucu ölçülen parametre değerleri ile stator $\alpha$-fazı akım ve gerilimlerinin zamana göre değişimleri verilmektedir.

Dördüncü bölümde, üç fazlı asenkron motor çalışırken, parametrelerin sıcaklık ve frekansla değişimleri üzerinde durularak, hata düzeltimi için bir yöntem anlatılacaktır.

Asenkron motor, invertere bağlı iken ölçüm yapıldığından, inverterde oluşabilecek hatalar önem kazan

maktadır. Bu nedenle altıncı bölümde, inverterde hata tanısı anlatılmaktadır.

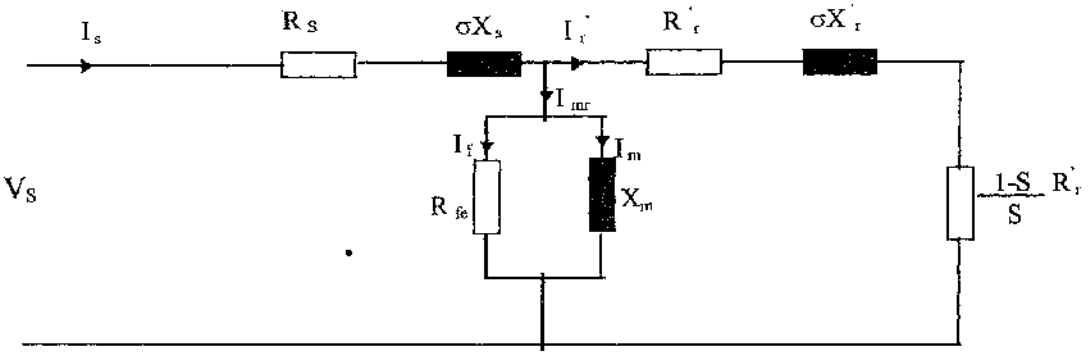
Sonuç bölümü olan altıncı bölümde, çalışmanın başarısı ve öneriler yer almaktadır.

# 2. ASENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ

## 2.1. Giriş

Asenkron makinaları temsil etmek ve davranışlarını incelemek amacı ile değişik modelleme teknikleri vardır. Bunlar faz değişkeni modeli, uzay fazörü ve dönen eksen sistemindeki d/q modelidir. Bunlardan uzay fazörü ve d/q modelleri birbirine eşdeğerdir ve en çok kullanılan yöntemlerdir.

Asenkron makina karmaşık bir yapıya sahiptir. Genel olarak üç fazlı bir asenkron makinanın faz değişkeni modeli yazıldığında, elde edilen denklem sisteminin doğrusal olmayan ve katsayıları zamanla değişen bir yapıda olduğu görülmektedir. Bu denklem sisteminin sayısal integrasyon teknikleri ile çözümü, göreceli olarak uzun çözüm zamanına gerek duymaktadır. Denklem sistemindeki zamanla değişen katsayılar, makinanın modellenmesinin, uzay fazörü veya d/q eksen sisteminde yapılması durumunda zamanla değişmez hale gelirler.




**Şekil.2.1.** Asenkron motorun bir faz tam eşdeğer devresi.

Burada asenkron makinanın simetrik bir yapıya sahip olması durumunda matematiksel model bazı varsayımlar

yardımı ile çıkartılacaktır. Bu varsayımlar aşağıdaki gibidir.

-Asenkron makina düzgün bir hava aralığına sahiptir. Diş ve oluk etkileri göz önünde bulundurulmayacaktır.

-Dengeli stator akımları tarafından üretilen magnetomotor kuvvet dalgası sinüzoidaldir.

-Magnetik devre doğrusal kabul edildiğinden doyma oluşmamaktadır.

-Stator ve rotor sargılarının direnç ve indüktanslarının sıcaklık ve frekans etkisi ile değişmediği varsayılmaktadır.

-Histerezis ve Fuko kayıpları ihmal edilmektedir.

-Rotor sincap kafesli yapıdadır.

Ayrıca model başlangıçta iki kutuplu makina için çıkartılacaktır. Daha sonra farklı kutup sayısındaki makinalara uygulanabilir. Bir stator sargısı uzayda sinüzoidal m.m.k. dalgası üretecek şekilde yerleştirildiğinde, onu bir tek eşdeğer sargı ile göstermek mümkündür. Stator sargılarının sarım sayısı $N_s$, stator dirençleri $R_s$, kaçak indüktanslar $L_{ls}$ ve öz indüktanslar $L_s$ bütün fazlar için eşittir. Benzer şekilde eşdeğer rotor sargıları aynı etkin sarım sayısı $N_r$, rotor dirençleri $R_r$, kaçak indüktanslar $L_{lr}$ ve öz indüktanslar $L_r'$ de eşittir.[1],[17]

## 2.2. Asenkron Motor Modeli

Şekil.2.1'de bir faz tam eşdeğer devresi verilen üç fazlı asenkron makina için stator devresi gerilimleri s indisli değişkenler statora ilişkin büyüklükleri temsil edecek şekilde yazılırsa p=d/dt laplas operatörü olmak üzere ;

$$U_{sa}=R_s i_{sa}+p\Psi_{sa} \qquad 2\text{-}1$$

$$U_{sb}=R_s i_{sb}+p\Psi_{sb} \qquad 2\text{-}2$$

$$U_{sc}=R_s i_{sc}+p\Psi_{sc} \qquad 2\text{-}3$$

elde edilir. İki kutuplu makina için rotora ilişkin büyüklükleri r indisi ile temsil ederek

$$U_{ra}=R_r i_{ra}+p\Psi_{ra} \qquad 2\text{-}4$$

$$U_{rb}=R_r i_{rb}+p\Psi_{rb} \qquad 2\text{-}5$$

$$U_{rc}=R_r i_{rc}+p\Psi_{rc} \qquad 2\text{-}6$$

denklemleri yazılabilir. Burdan a fazına ilişkin halkalama akısı tanımlanırsa ;

$$\Psi_{s,sa}+\Psi_{sa,b}+\Psi_{sa,c}=L_{sa}i_{sa}-L_{sm}i_{sb}-L_{sm}i_{sc}=(L_{sa}+L_{sm})i_{sa}=L_s i_{sa} \qquad 2\text{-}7$$

elde edilir. Burada,

$L_{sm}$, stator fazları arasındaki ortak indüktanstır.

$L_s i_{sa}$, stator üç faz sargısının oluşturduğu döner alanın a fazından geçirdiği toplam akıdır.

Stator ve rotora ait halkalama akıları yazılacak olursa ;

$$[L_s]=\begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix}$$

$$[L_r]=\begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix}$$

$$[L_{sm}]=\begin{bmatrix} Cos\theta_r & Cos\left(\theta_r+\frac{2\pi}{3}\right) & Cos\left(\theta_r-\frac{2\pi}{3}\right) \\ Cos\left(\theta_r-\frac{2\pi}{3}\right) & Cos\theta_r & Cos\left(\theta_r+\frac{2\pi}{3}\right) \\ Cos\left(\theta_r+\frac{2\pi}{3}\right) & Cos\left(\theta_r-\frac{2\pi}{3}\right) & Cos\theta_r \end{bmatrix}$$

$$[\Psi_s]=\begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \end{bmatrix} \qquad [\Psi_r]=\begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} \qquad [i_s]=\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \qquad [i_r]=\begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

olmak üzere ;

$$\begin{bmatrix} [\Psi_s] \\ [\Psi_r] \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}] & [L_r] \end{bmatrix}\begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_r] \end{bmatrix} \qquad 2\text{-}8$$

elde edilir. Akı denkleminde, indüktans matrisindeki katsayıların, rotor açısına bağımlı olarak 'zamanla değişen' katsayılar oldukları görülmektedir. Asenkron makinanın modelini elde ederken bu zamanla değişen katsayılardan kurtulmak amacı ile modelin rastgele bir hızda dönen keyfi bir eksen sisteminde yazılması yoluna

hızda dönen keyfi bir eksen sisteminde yazılması yoluna gidilir. d/q modeli olarak da bilinen bu model ile zamanla değişen katsayılardan kurtulmak mümkündür. Asenkron makinaya ilişkin (2-1)-(2-6) denklemleri matris formunda yazıldığında (2-9) denklemi elde edilir.

$$\begin{bmatrix}[Us]\\[Ur]\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}[Rs] & [0]\\[0] & [Rr]\end{bmatrix}\begin{bmatrix}[i_s]\\[i_r]\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}[Ls] & [Lsr]\\[Lsr] & [Lr]\end{bmatrix} p \begin{bmatrix}[i_s]\\[i_r]\end{bmatrix} \qquad 2\text{-}9$$

Zamanla değişen katsayılardan kurtulmak için normalize edilmiş Park dönüşümleri kullanılacaktır. Statorun $i_{sa}$ , $i_{sb}$ , $i_{sc}$ akımlarını $i_{sd}$ , $i_{sq}$ , $i_{s0}$ boyuna, enine ve sıfır bileşenlerine çeviren bu dönüşüm $\theta_k = w_s.t$ alınarak yazılırsa (2-10) denklemi elde edilir. Burada $i_{s0}$ sıfır bileşeni simetrik ve dengeli makina için sıfır alınır.

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} Cos\theta_k & Cos\left(\theta_k - \frac{2\pi}{3}\right) & Cos\left(\theta_k + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -Sin\theta_k & -Sin\left(\theta_k - \frac{2\pi}{3}\right) & -Sin\left(\theta_k + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \qquad 2\text{-}10$$

Rotor için ise Park dönüşümleri, statora benzer şekilde $w_k$ rotor akımlarının açısal frekansı ile ve $\theta_k = w_k.t$ olmak üzere akımlar için dönüşüm matrisi (2-11) denklemi ile verilir.

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \begin{bmatrix} Cos\theta_k & Cos\left(\theta_k - \frac{2\pi}{3}\right) & Cos\left(\theta_k + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -Sin\theta_k & -Sin\left(\theta_k - \frac{2\pi}{3}\right) & -Sin\left(\theta_k + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}$$

2-11

Stator için yazılan [As] ve rotor için yazılan [Ar] katsayılar matrisleri ortogonallik özelliği gösterdiklerinden bu iki katsayılar matrislerinin tersleri transpozelerine eşittir. Stator ve rotor için yazılan (2-9) denklemi stator ve rotor için ayrı ayrı yazılıp stator denklemi sağdan [As] ve rotor denklemi sağdan [Ar] katsayılar matrisleri ile çarpılırsa (2-12) ve (2-13) denklemleri elde edilir.

$$[As][Us]=[As][Rs][As]^{-1}[i_s]_{d,q,0}+[As]p\left\{[Ls][As]^{-1}[i_s]_{d,q,0}\right\}+[As]p\left\{[Lsr][Ar]^{-1}[i_r]_{d,q,0}\right\}$$

2-12

$$[Ar][Ur]=[Ar][Rr][Ar]^{-1}[i_r]_{d,q,0}+[Ar]p\left\{[Lr][Ar]^{-1}[i_r]_{d,q,0}\right\}+[Ar]p\left\{[Lsr][As]^{-1}[i_s]_{d,q,0}\right\}$$

2-13

Bu matrisel işlemler yapıldığı zaman sonuç olarak (2-14) denklemi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ U_{s0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} +$$

$$\frac{3}{2} L_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} + w_s L_s \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} w_s L_{sr} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix}$$

2-14

Rotora ilişkin (2-13) denklemi (2-15) deki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} U_{rd} \\ U_{rq} \\ U_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} +$$

$$w_k L_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} w_k L_{sr} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix}$$

2-15

$$\Psi_{sd} = L_s i_{sd} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{rd} \qquad 2\text{-}16$$

$$\Psi_{sq} = L_s i_{sq} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{rq} \qquad 2\text{-}17$$

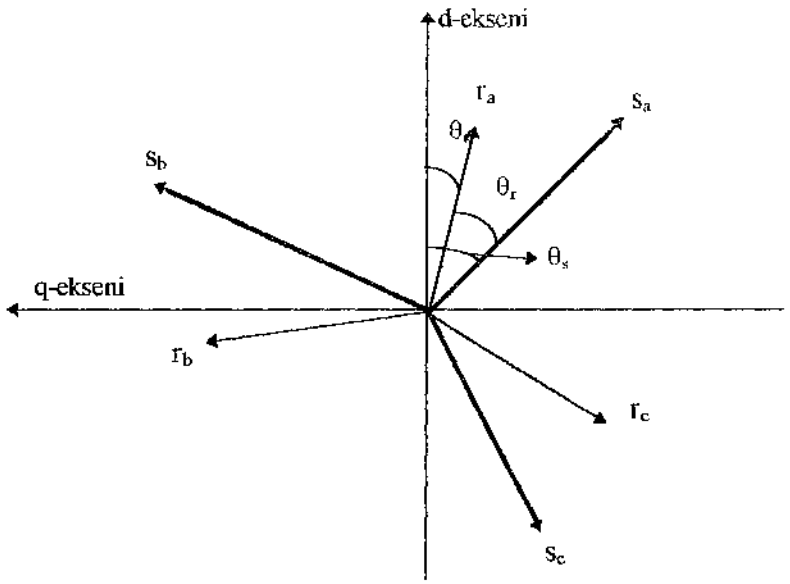
$$\Psi_{rd} = L_r i_{rd} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{sd} \qquad 2\text{-}18$$

$$\Psi_{rq} = L_r i_{rq} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{sq} \qquad 2\text{-}19$$

Bu tanımlamalardan sonra asenkron makinanın simetrik olduğunu ve dengeli beslendiğini kabul ederek sıfır bileşeni elimine edilir. Bu durumda gerilim denklemleri aşağıdaki gibi olur.

$$U_{sd} = R s i_{sd} - w_s \Psi_{sq} + p\Psi_{sd} \qquad 2\text{-}20$$

$$U_{sq} = R_s i_{sq} + w_s \Psi_{sd} + p\Psi sq \qquad 2\text{-}21$$




**Şekil.2.2.** Asenkron Makinanın Stator Ve Rotor Eksenlerinin d/q Eksen Sistemine Göre Konumu

$$0 = R_r' i_{rd}' - w_k \Psi_{rq}' + p\Psi_{rd}' \qquad 2\text{-}22$$

$$0 = R_r' i_{rq}' + w_k \Psi_{rd}' + p\Psi_{rq}' \qquad 2\text{-}23$$

Bu denklemdeki rotora ilişkin büyüklükler statora indirgenmiş durumdadır ve asenkron makina sincap kafesli olduğu için rotor gerilimleri sıfıra eşitlenmiştir. Böylece asenkron makinanın d/q modeli ortaya çıkmıştır.

Asenkron makinanın modellenmesinin tamamlanması için momente ilişkin denklemlerin de yazılması gerekir. Asenkron makinada moment hava aralığı akısı ve rotor m.m.k. nin bir sonucudur[1]. Buna göre ;

$$T_e = P\frac{p}{2} lrB_p F_p \mathrm{Sin}\delta \qquad 2\text{-}24$$

yazılır. Burada ;

l, makinanın eksenel uzunluğu

r, makina yarıçapı

$B_p$, hava aralığı akı yoğunluğunun tepe değeri

$F_p$, rotor m.m.k. sının tepe değeridir.

$\delta$, moment açısı ($\theta_r$+90)

Kutup başına hava aralığı akısının tepe değeri $|\Psi_m|$, rotor akımının tepe değeri $|i_r|$ olarak alınırsa denklem (2-25) deki ilişki yazılabilir.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)\left|\hat{\Psi}_m\right|\left|\hat{i}_r\right| Sin\sigma \qquad 2\text{-}25$$

(2-25) denklemindeki büyüklükler, d/q bileşenleri cinsinden yazılırsa (2-26) ifadesi elde edilir

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{P}{2}\right)\left(\Psi_{sd} i'_{rq} - \Psi_{sd} i'_{rd}\right) \qquad 2\text{-}26$$

Akılar ve akımlar arasındaki (2-16)-(2-19) ilişkileri kullanılarak moment ifadesi stator ve rotor akımının d/q bileşenleri cinsinden yazılabilir. $L_m=(3/2)L_{sr}$ olmak üzere,

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right)\left(\frac{\mathrm{P}}{2}\right) L_m\left(i_{sq} i'_{rd} - i_{sd} i'_{rq}\right) \qquad 2\text{-}27$$

Mekanik tarafa ilişkin olarak, sürtünme kayıplarının ihmali ile (2-28) denklemi elde edilir.

$$T_e - T_y = \frac{2}{\mathrm{P}} J \frac{dw_r}{dt} \qquad 2\text{-}28$$

Burada ;

J- Motorun ve yükün toplam eylemsizlik katsayısıdır.

Ty- Yük momentidir.

(2-20) -(2-28) denklemleri ile elde edilen sincap kafesli asenkron motorun d/q modeli beşinci dereceden doğrusal olmayan bir modeldir. Bu model hem geçici durum hem de sürekli durum çalışmalarının incelenmesine aracılık etmektedir. d/q modeli için senkron açısal besleme frekansı ($w_s$) sıfır yapıldığı zaman duran eksen

sistemine geçilir. Bu şekilde α–β notasyonundaki model, Stanley modeli yada iki faz modeli olarak bilinir.

$$U_{s\alpha}=R_s i_{s\alpha}+p\Psi_{s\alpha} \qquad 2\text{-}29$$

$$U_{s\beta}=R_s i_{s\beta}+p\Psi_{s\beta} \qquad 2\text{-}30$$

$$0=R_r i'_{r\alpha}+w_r\Psi'_{r\beta}+p\Psi'_{r\alpha} \qquad 2\text{-}31$$

$$0=R'_r i'_{r\beta}-w_r\Psi'_{r\alpha}+p\Psi'_{r\beta} \qquad 2\text{-}32$$

## 2.3. Simülasyon Modeli

Asenkron motorun duran eksen sisteminde stator ve rotor akılarına göre yazılmış sürekli zaman modeli,

$$\begin{bmatrix}\Psi_{s\alpha}\\ \Psi_{s\beta}\\ \Psi_{r\alpha}\\ \Psi_{r\beta}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\frac{-Rr}{\sigma Ls} & \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} & 0 & 0\\ \frac{R_r L_m}{\sigma L_r L_s} & \frac{-R_r}{\sigma L_r} & -W_r & 0\\ 0 & W_r & \frac{-R_s}{\sigma L_r} & \frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r}\\ 0 & 0 & \frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_m} & \frac{-R_s}{\sigma L_s}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Psi_{s\alpha}\\ \Psi_{s\beta}\\ \Psi_{r\alpha}\\ \Psi_{r\beta}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 0\\ 0 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}U_{s\alpha}\\ U_{s\beta}\end{bmatrix} \qquad 2\text{-}33$$

şeklinde yazılabilir. Duran eksen sistemindeki akımlar ise aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sigma L_s L_r} \begin{bmatrix} L_r \Psi_{s\alpha} - L_m \Psi_{r\alpha} \\ L_s \Psi_{r\alpha} - L_m \Psi_{s\alpha} \\ L_s \Psi_{r\beta} - L_m \Psi_{s\beta} \\ L_r \Psi_{s\beta} - L_m \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} \qquad 2\text{-}34$$

burada $\sigma$,

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \qquad 2\text{-}35$$

dir.

# 3. İNVERTERE BAĞLI ASENKRON MOTORDA PARAMETRE ÖLÇÜMÜ

## 3.1. Giriş

Asenkron motor parametrelerinin bilinmesi, vektör kontrolü için kontrol devresinin ayarlanması ve rotor akısının belirlenmesi için gereklidir. Makina parametrelerinin saptanması, inverter yardımı ile uygun gerilim ya da akım referansının önceden verilmesi suretiyle ve ölçme elemanları tarafından elde edilen dönüşüm değerlendirmeleriyle gerçekleşir.

Vektör kontrol yönteminde motor, inverter ile beslendiğinden, parametre ölçümlerinde de motora uygulanacak gerilimler inverter üzerinden verilmelidir.

Bu bölümde, stator direnci, stator kaçak indüktansı, statora indirgenmiş rotor direnci ve mıknatıslanma indüktansının ölçümü için inverterle sürülen asenkron motora uygulanabilir bir yöntem anlatılacaktır.

İncelemeler mikrodenetleyiciye hiçbir parametre girdisi yokken uygulanacak testler için yapılacaktır. Simülasyonlarda, asenkron motorun $\alpha$-$\beta$ (iki faz modeli) eksen sistemindeki modeli kullanılacaktır.

### 3.1.1. Kullanılacak Eşdeğer Devre

Asenkron motorun parametrelerinin otomatik olarak ölçümünde, şekil.2.1'deki eşdeğer devreden türetilen şekil.3.1'deki eşdeğer devre kullanılacaktır.

Şekil.2.1'deki asenkron motorun bir faz tam eşdeğer devresinde, $R_{fe}$ sonsuz kabul edilerek çevre denklemleri yazılırsa,

$$-V_S + R_S i_S + \sigma L_S \frac{di_S}{dt} + L_m \frac{di_S}{dt} - L_m \frac{di_r}{dt} = 0 \qquad 3\text{-}1$$

$$R_r i_r + \sigma L_r \frac{di_r}{dt} + L_m \frac{di_r}{dt} - L_m \frac{di_S}{dt} = 0 \qquad 3\text{-}2$$

denklemleri elde edilir. (3-2) denkleminde $i_m = i_r - i_s$ yazılırsa,

$$R_r i_r + \sigma L_r \frac{di_r}{dt} + L_m \frac{di_m}{dt} = 0 \qquad 3\text{-}3$$

(3-3) denkleminde,

$$L_m + \sigma L_r = L_r \qquad 3\text{-}4$$

yazıldığında (3-5) denklemi elde edilir.

$$R_r i_r + L_r \frac{di_m}{dt} = 0 \qquad 3\text{-}5$$

(3-5) denklemini, $(L_m/L_r)^2$ ifadesi ile çarpıldığında (3-6) ve (3-7) denklemleri elde edilmiş olur.

$$\left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r i_r + \frac{L_m^2}{L_r^2} L_r \frac{di_m}{dt} = 0 \qquad 3\text{-}6$$

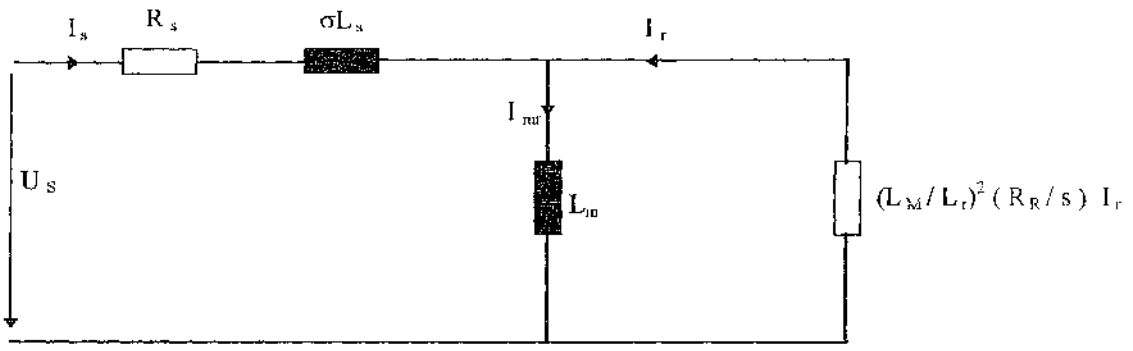
$$\left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r i_r + \frac{L_m^2}{L_r} \frac{di_m}{dt} = 0 \qquad 3\text{-}7$$

böylece şekil.3.1'deki eşdeğer devre elde edilebilir.

## 3.2. Stator Direncinin Ölçülmesi

### 3.2.1. Yöntem

Bu alt bölümde, stator direncinin ölçümü için, stator sargılarından sabit-darbeli akımlar geçirecek şekilde gerilimler uygulayarak, akım ve gerilim değişimlerinin ortalamasından stator direnci ölçülecektir.



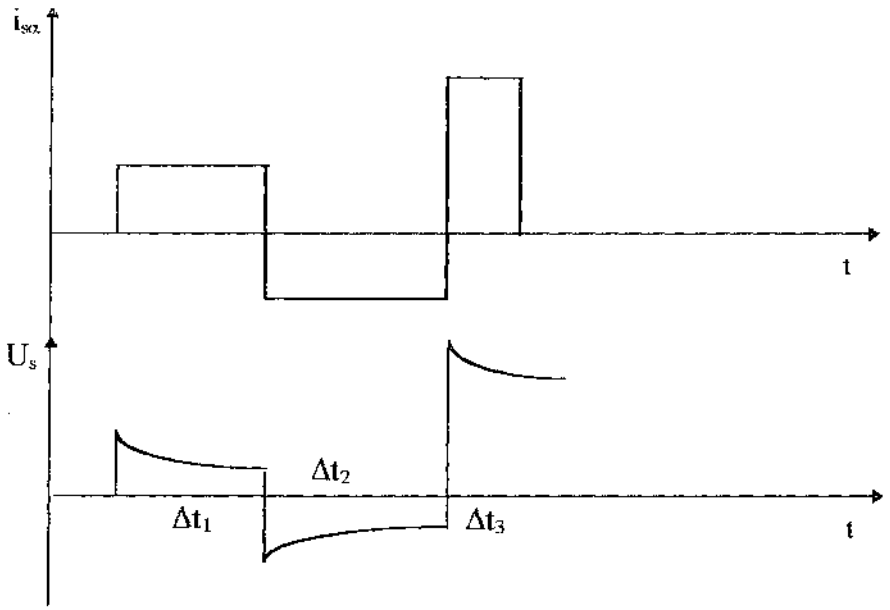

**Şekil.3.1.** Parametere ölçümünde kullanılacak olan asenkron motorun bir faz eşdeğer devresi.

Stator direnci, stator sargılarından sabit akım geçecek şekilde bir gerilim uygulayarak da ölçülebilir. Seri bir R-L devresine, bir d.a. gerilimi uygulandığında akımın değişimi exponansiyel olarak yükselen bir eğri olmaktadır. Eğer uygulanan gerilim, stator zaman sabiti ile exponansiyel olarak düşürülürse, akımın değişimi sabit kalacaktır. Akım değişiminin sabit olması ile (3-8) denkleminde görüldüğü gibi indüktans üzerinde gerilim sıfır olacak, yani indüktans kısa devre özelliği göstererek R-L devresi, bir gerilim kaynağı ve içerisinden sabit akım geçen seri bir dirençden oluşacaktır.

$$V_L = L\frac{di_L}{dt} \qquad 3\text{-}8$$

Stator direnci, indüktansın kısa devre olması nedeni ile gerilimin ortalama değerinin akım ortalama değerine oranıdır. İnverterdeki yükselme zamanından dolayı gerilimin gerçek değeri daima hesaplanandan daha azdır. Bu fark değişik modülasyon indekslerinde iki d.c. testinin yapılması ile açığa çıkartılır. [3]

Şekil.3.2'de böyle bir test için duran eksen sisteminde uygulanacak gerilim ve olması gereken sabit akımın değişimi çizilmiştir.




**Şekil.3.2.** Stator direnci, Stator indüktansı, Statora indirgenmiş rotor indüktansı, ortak indüktans ve$(Lm/Lr)^2Rr'$ nin belirlenmesi için duran eksen sisteminde uygulanan akım ve gerilim değişimleri.

Bu gerilim, inverter çıkış geriliminin değişimi olmalıdır. Böyle bir gerilim, stator zaman sabiti ile değişmesi gerektiğinden ve motorun stator zaman sabiti bilinmediğinden, başlangıçta bu gerilimi kestirmek güçleşir. Bu nedenle, inverter çıkışı, stator sargılarından akacak akımı sabit yapacak bir gerilim olmalıdır. Stator sargılarından geçecek akım, programa bir referans olarak girilmeli, inverterin anahtarlanması bu akımla kontrol edilmelidir.[24]

### 3.2.2. Stator Direnci Ölçümü İçin Matlab Program Akış Diyagramı ve Hesaplama Mantığı

#### 3.2.2.1. Hesaplama

1-Örnekleme Periyodunu gir,

2-Motor parametrelerini gir,

3-$I_N = \dfrac{P_N}{sqrt(3)*U_N*\cos\phi}$ den nominal akımı hesapla,

4-İnverter kontrolünü sağlamak amacı ile, $\Delta t_1$ ve $\Delta t_2$ aralığında $I_{ref} = \dfrac{I_N}{6}$ , $\Delta t_3$ aralığında $I_{ref} = \dfrac{I_N}{3}$ olacak şekilde referans akımını oluştur,

5-Çözüm süresini saniye olarak gir,

6-Data sayısını k=t/T den hesapla,

7-a,b,c faz gerilimleri, Va,Vb,Vc olmak üzere stator duran eksen sistemindeki α-fazı gerilimini $V_{s\alpha} = (sqrt(2)/3)*\left(V_a - \frac{1}{2}V_b - \frac{1}{2}V_c\right)$ 'den hesapla,

8-Hesaplanan alfa fazı gerilimini her data için modele gönder,

9-Ode45 Runge Kutta fonksiyonunu kullanarak motor modelini çözdür ve stator ile rotorun akım ve akılarını hesapla,

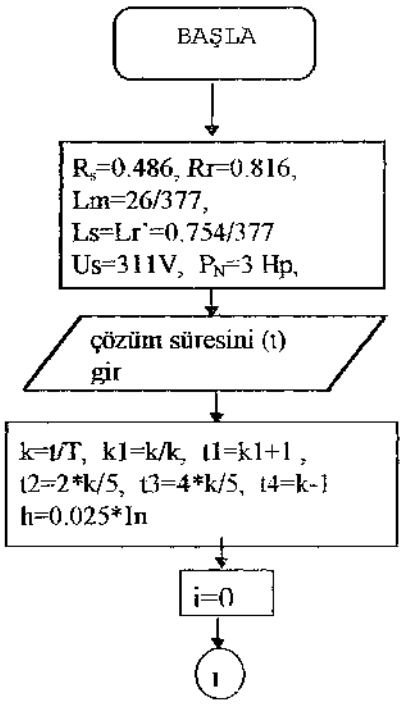
10-Hesaplanan α-fazı akımı ile referans akımını karşılaştırarak, duruma göre inverter anahtarlarının konumunu ayarla,

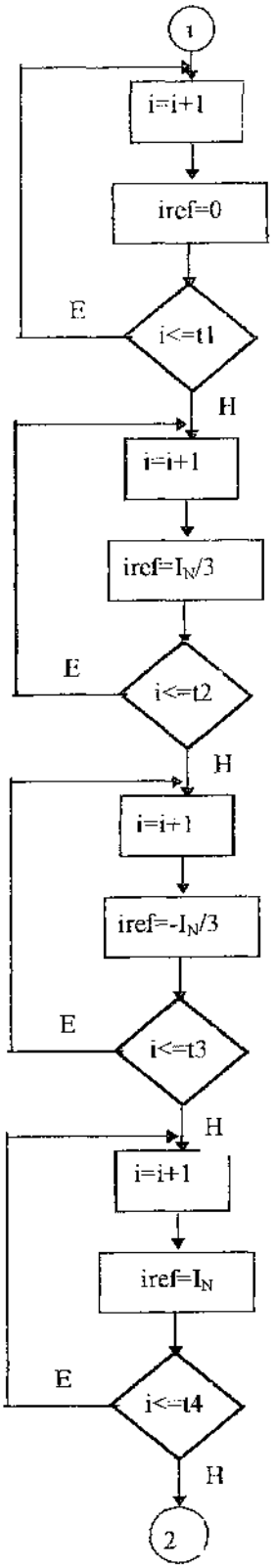
11- $\Delta t_1$, $\Delta t_2$, $\Delta t_3$ aralıkları için gerilimin ortalama değeri $V_{s\alpha 0} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{s\alpha} dt$ 'ni ve akımın ortalama değeri $i_{s\alpha 0} = \frac{1}{T}\int_0^T i_{s\alpha} dt$ 'ni yamuk kuralı ile hesapla,

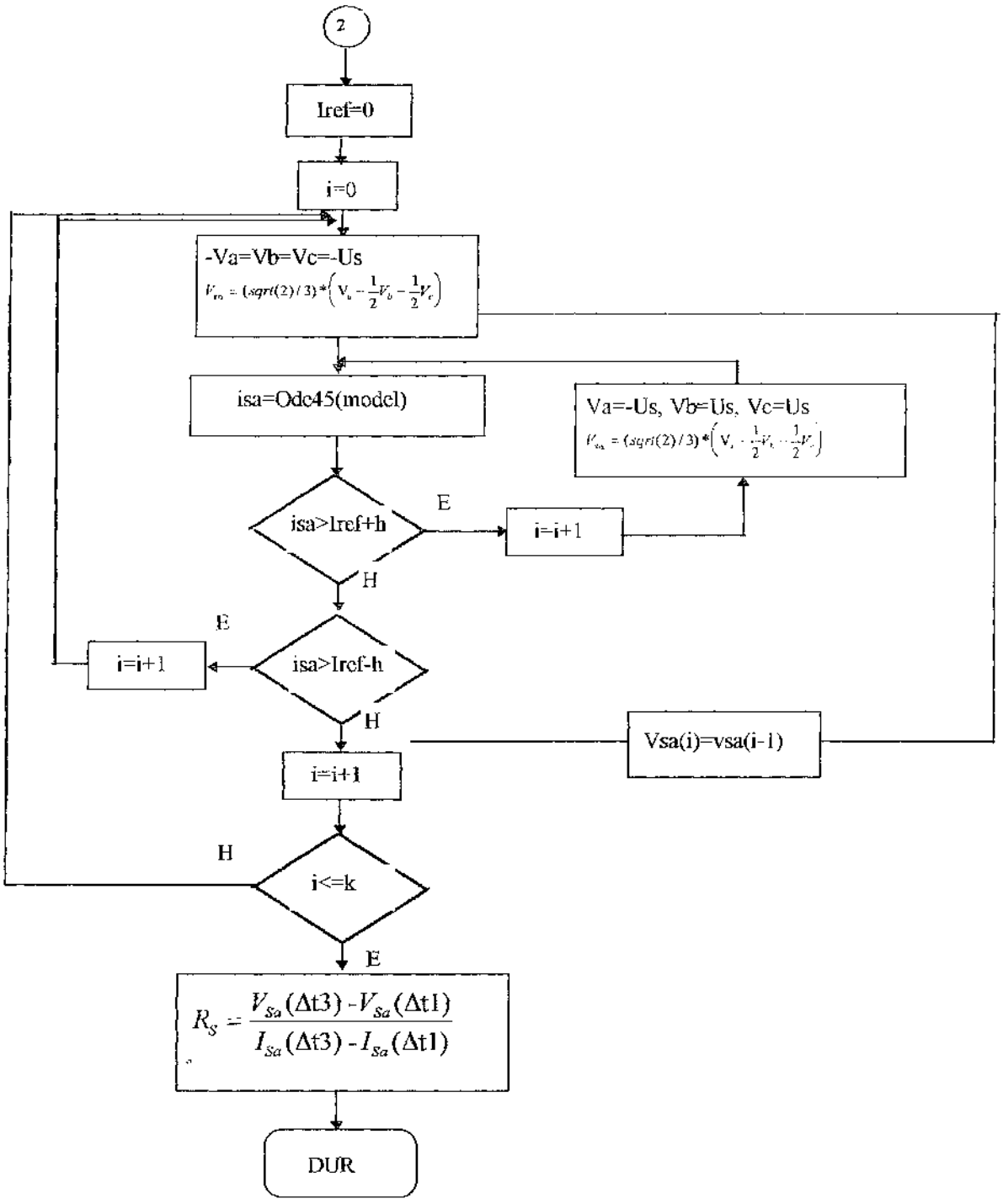
12- $R_S = \frac{V_{s\alpha}(\Delta t3) - V_{s\alpha}(\Delta t1)}{i_{s\alpha}(\Delta t3) - i_{s\alpha}(\Delta t1)}$ 'den stator direncini hesapla

13- Programı sonlandır.

### 3.2.2.2. Akış Diyagramı

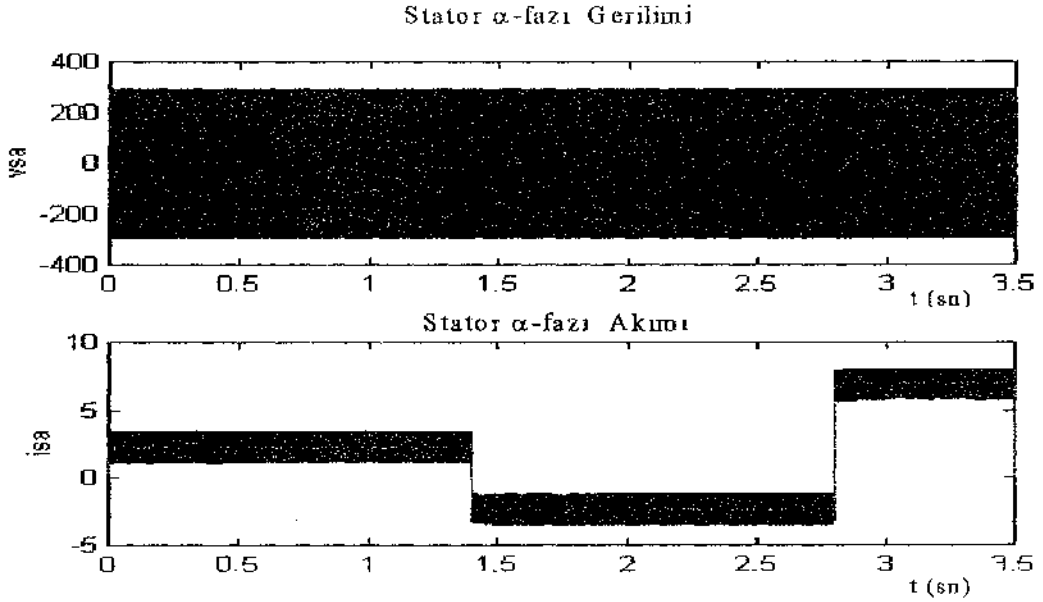



1
i=i+1
iref=0
E
i<=t1
H
i=i+1
iref=I_N/3
E
i<=t2
H
i=i+1
iref=-I_N/3
E
i<=t3
H
i=i+1
iref=I_N
E
i<=t4
H
2

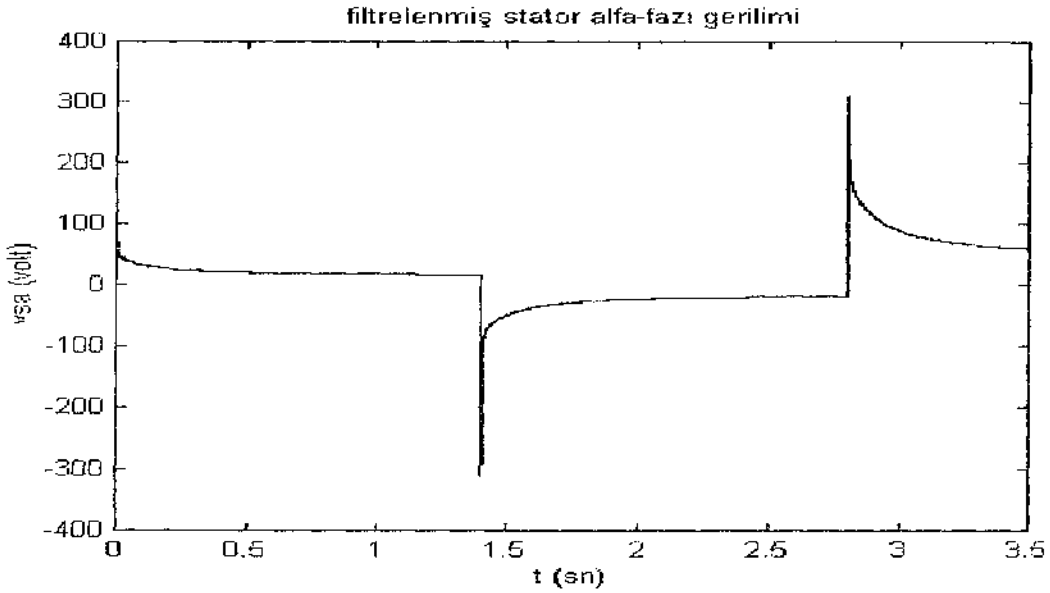

2
Iref=0
i=0
-Va=Vb=Vc=-Us
$V_{sa} = (sqrt(2)/3)*\left(V_a - \frac{1}{2}V_b - \frac{1}{2}V_c\right)$
isa=Ode45(model)
Va=-Us, Vb=Us, Vc=Us
$V_{sa} = (sqrt(2)/3)*\left(V_a - \frac{1}{2}V_b - \frac{1}{2}V_c\right)$
isa>Iref+h
E
i=i+1
H
E
i=i+1
isa>Iref-h
H
Vsa(i)=vsa(i-1)
i=i+1
H
i<=k
E
$R_S = \frac{V_{Sa}(\Delta t3) - V_{Sa}(\Delta t1)}{I_{Sa}(\Delta t3) - I_{Sa}(\Delta t1)}$
DUR

### 3.2.3. Simülasyon ve Sonuçlar

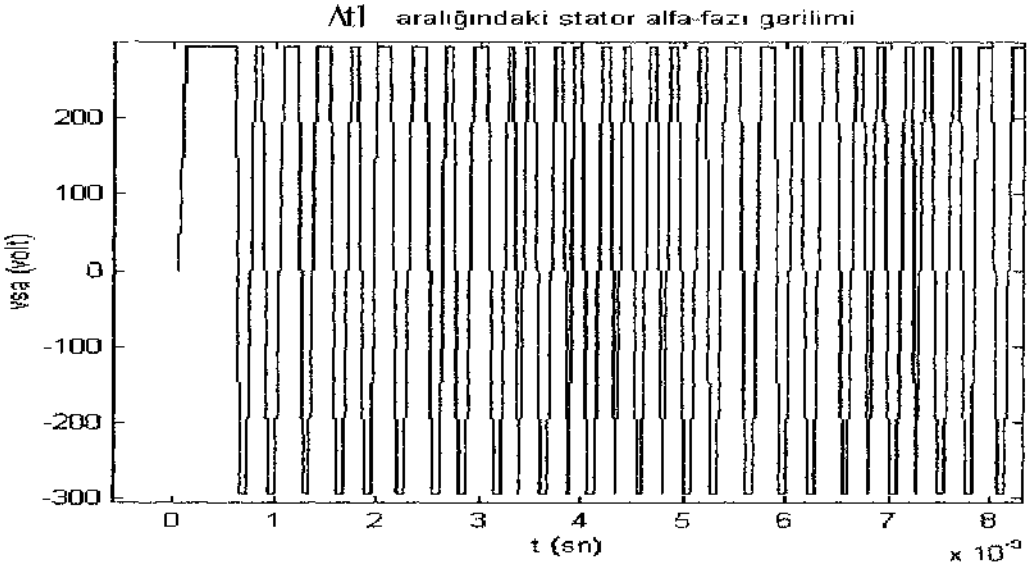
Bu yöntemle stator direnci, 3 Hp, 50 Hp ve 2250 Hp 'lik motorlar için simüle edildiğinde, stator direnci ve stator direncindeki bağıl hatalar tablo.3.1'de verilmiştir. Şekil.3.3, şekil.3.8 ve şekil.3.13'te inverter çıkış gerilimi ve statorun duran eksen sistemindeki α-fazı akımı çizdirilmiştir. Şekil.3.4, şekil.3.9 ve şekil.3.14'te her üç motor için filterelenmiş stator α-fazı gerilimi, şekil.3.5, şekil.3.10, şekil.3.15'de akımın sıfırdan Δt1'e yükseldiği süre için inverter çıkış gerilimi, şekil.3.6, şekil.3.11, şekil.3.16'da akımın Δt1'den Δt2'ye yükseldiği süre için inverter çıkış gerilimi ve şekil.3.7, şekil.3.12, şekil.3.17'de akımın Δt2'den Δt3'e yükseldiği süre için inverter çıkış gerilimi çizdirilmiştir.



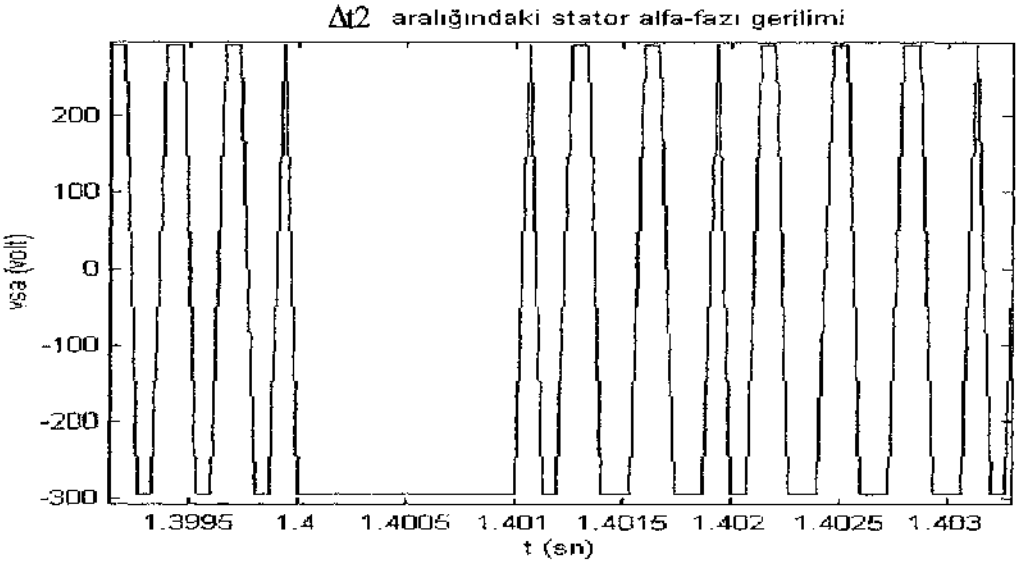

**Şekil.3.3.** 3 Hp'lık motorda stator direncinin ölçümü için, duran eksen sisteminde α-fazı akım ve gerilim değişimleri.



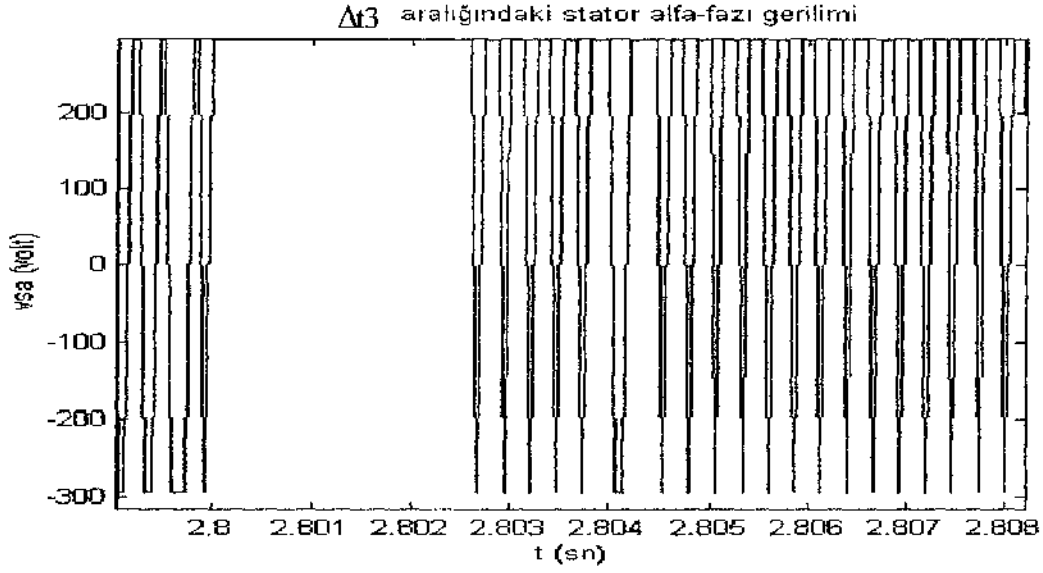

**Şekil.3.4.** 3 Hp motorda filterlenmiş stator α-fazı geriliminin zamana göre değişimi.



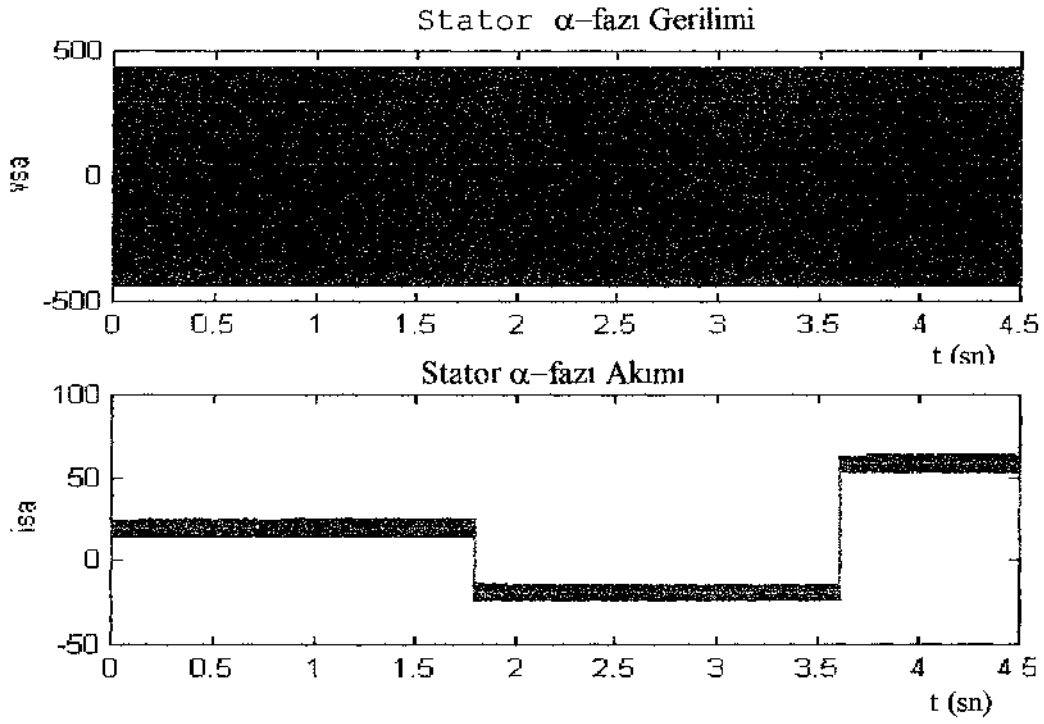

**Şekil.3.5.** 3 Hp motor için Δt1 aralığında stator α-fazı gerilimi.



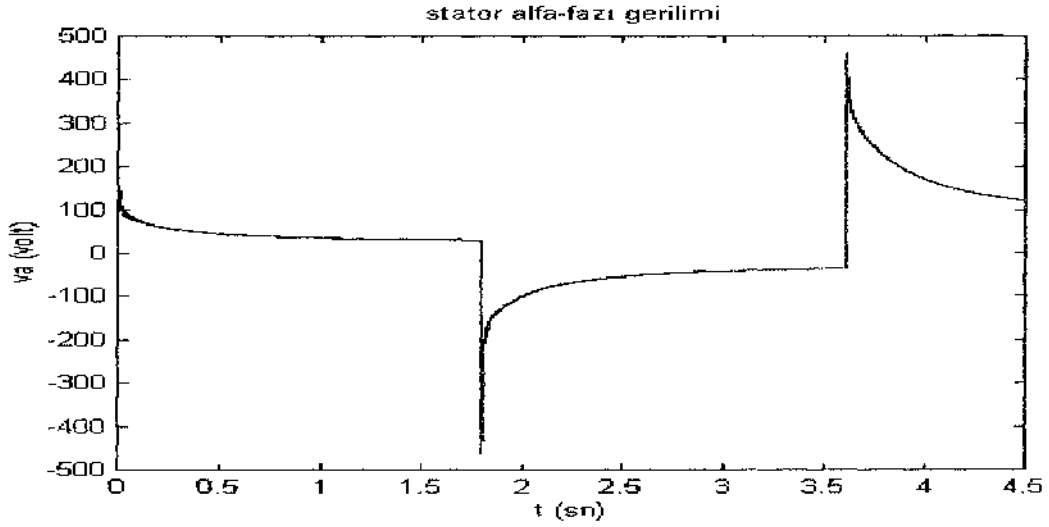

**Şekil.3.6** 3 Hp motor için Δt2 aralığında stator α-fazı gerilimi.



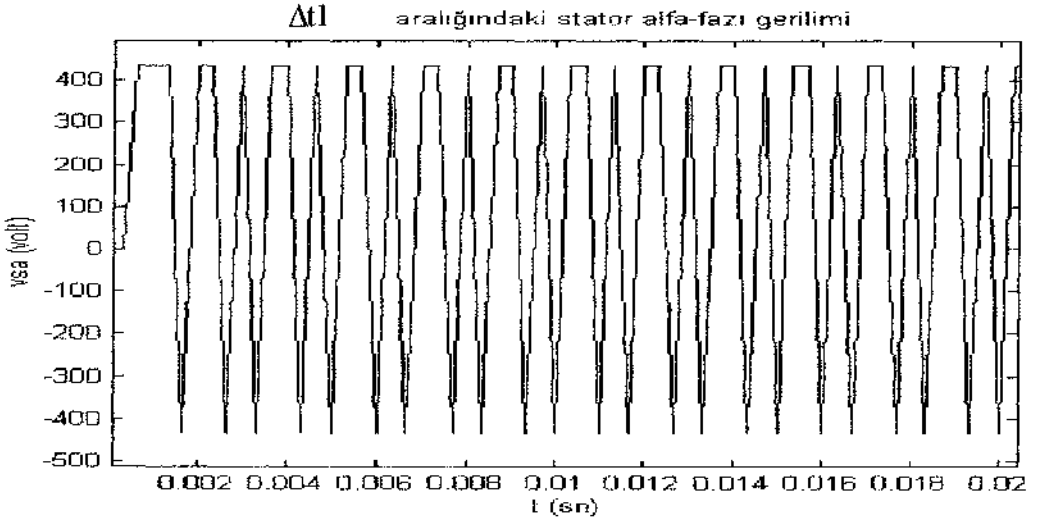

**Şekil.3.7** 3 Hp motor için Δt2 aralığında stator α -fazı gerilimi.



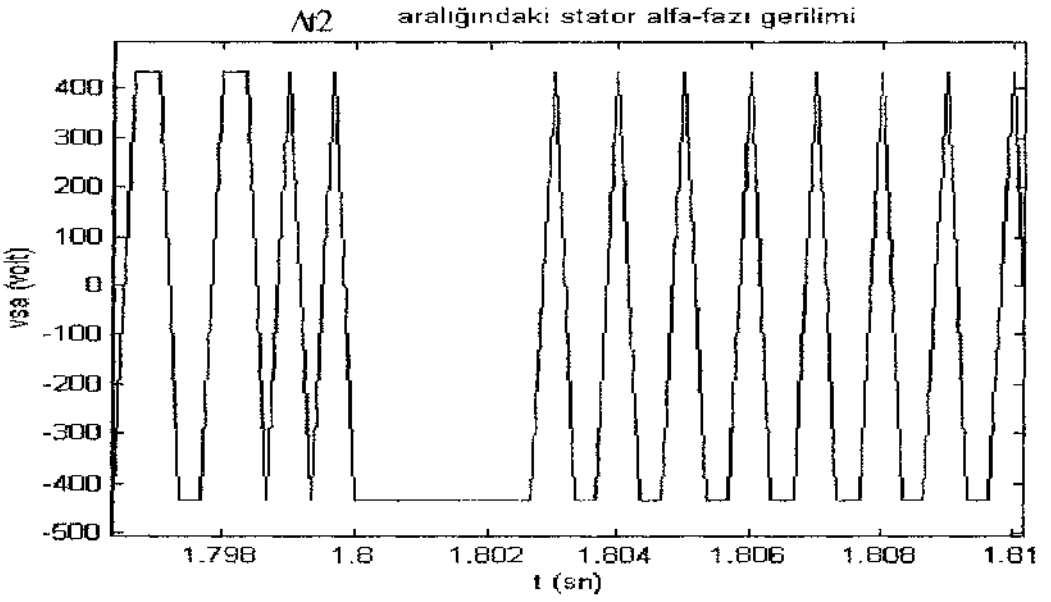

**Şekil.3.8.** 50 Hp'lik motorun stator direncinin ölçümü için duran eksen sisteminde α-fazı akım ve gerilim değişimleri.



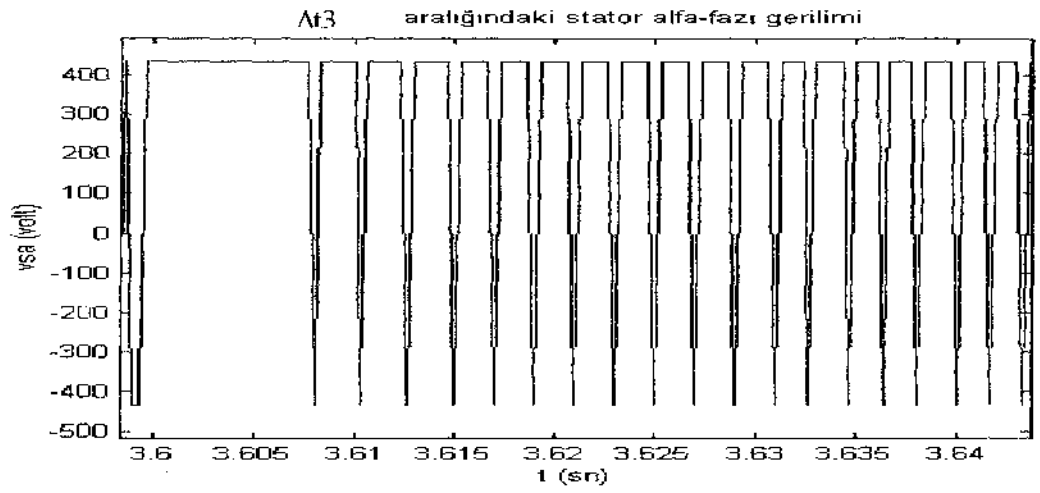

**Şekil.3.9.** 50 Hp motorda filterlenmiş stator α -fazı geriliminin zamana göre değişimi.



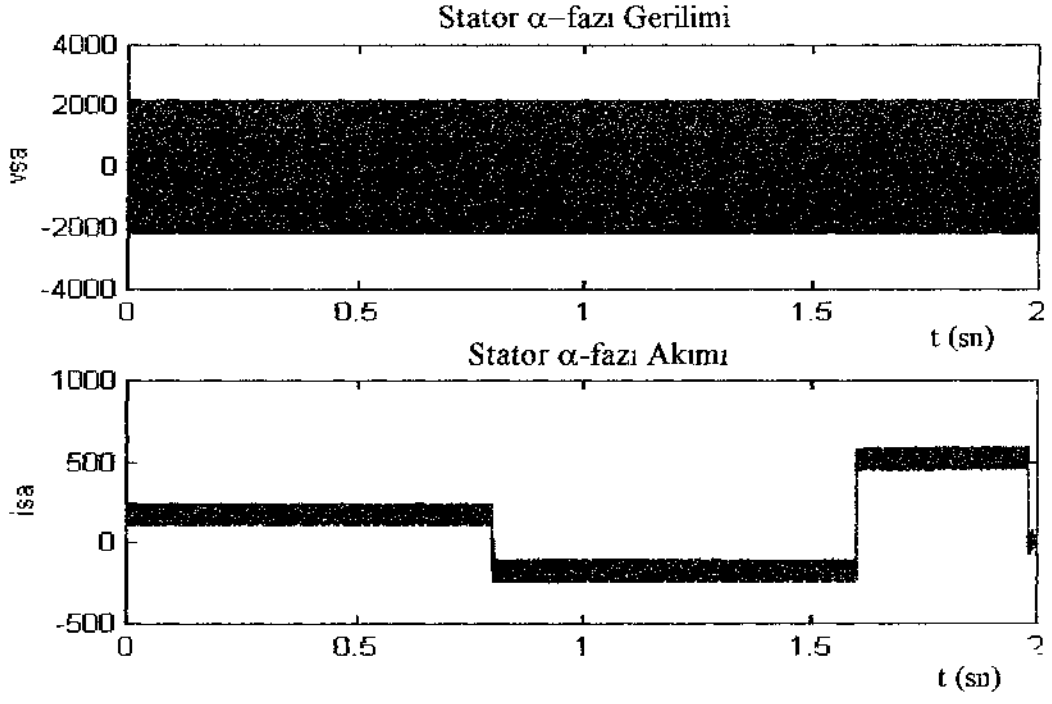

**Şekil.3.10.** 50 Hp motor için Δt1 aralığında stator α-fazı gerilimi.



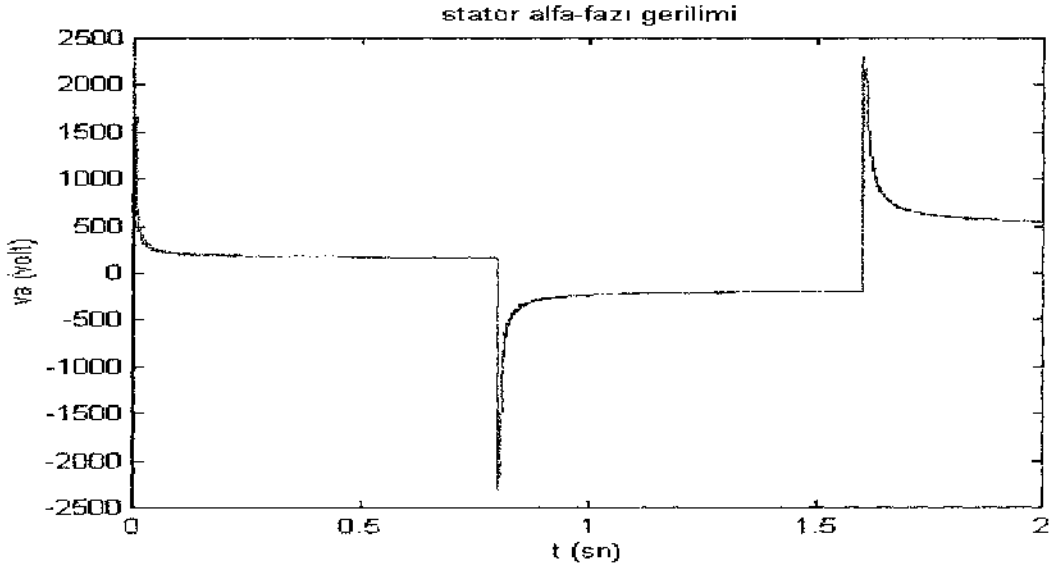

**Şekil.3.11.** 50 Hp motor için Δt2 aralığında stator α-fazı gerilimi.



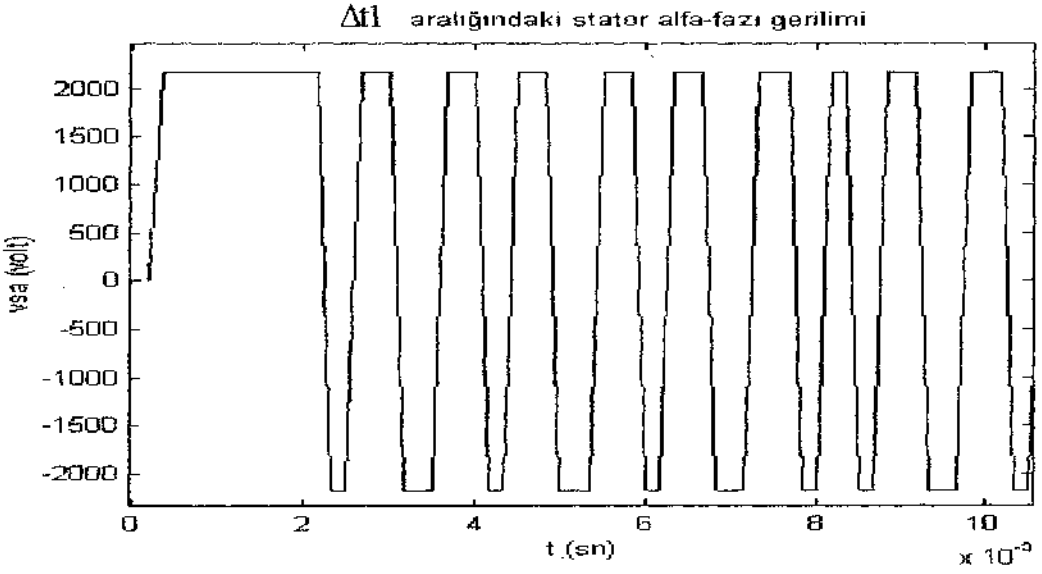

**Şekil.3.12.** 50 Hp motor için Δt2 aralığında stator α -fazı gerilimi.



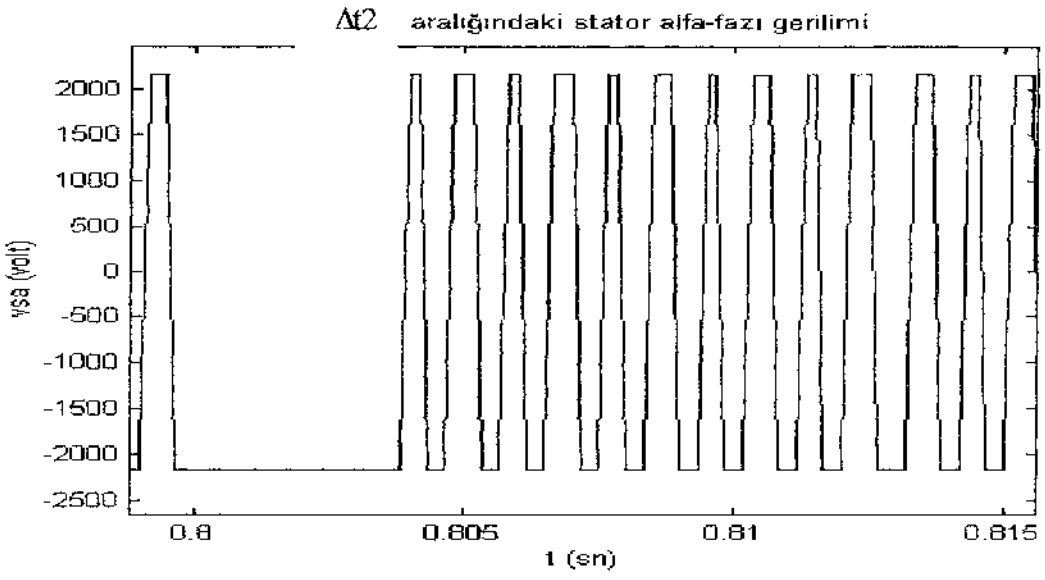

**Şekil.3.13.** 2250 Hp'lık motorun stator direncinin ölçümü için duran eksen sisteminde α-fazı akım ve gerilim değişimleri.



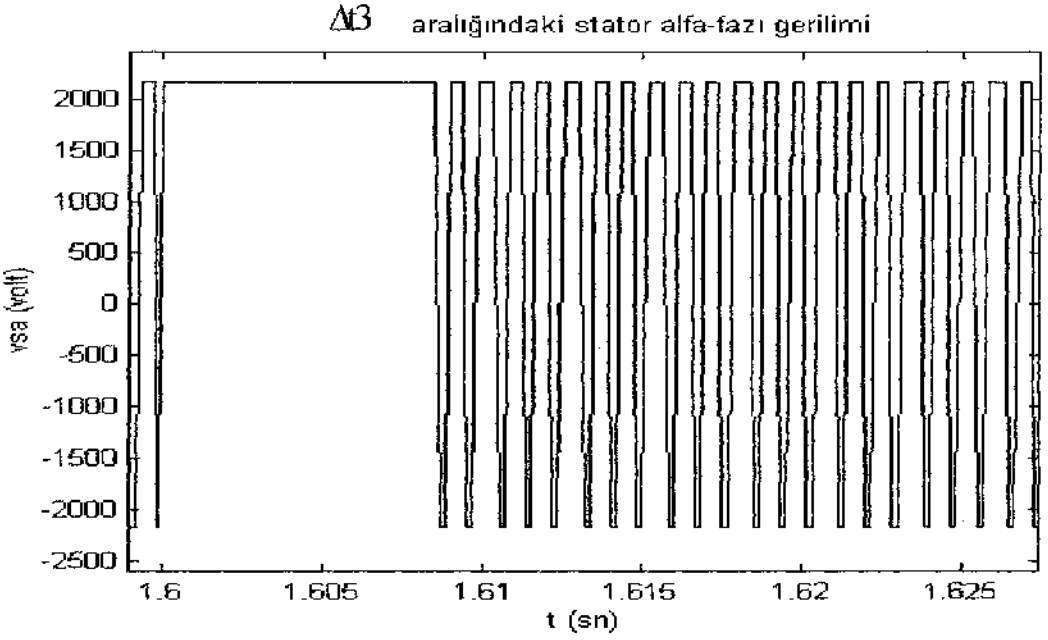

**Şekil.3.14.** 2250 Hp motorda filterlenmiş stator α-fazı geriliminin zamana göre değişimi.




**Şekil.3.15.** 2240 Hp motor için Δt1 aralığında stator α-fazı gerilimi.




**Şekil.3.16.** 2250 Hp motor için Δt2 aralığında stator α-fazı gerilimi.




**Şekil.3.17.** 2250 Hp motor için Δt2 aralığında stator α-fazı gerilimi.

| Motor Gücü (Hp) | Stator direnci (ohm) | Stator direncindeki bağıl hata (%) |
|---|---|---|
| 3 | 0.435 | 1.71 |
| 50 | 0.262 | 2.78 |
| 2250 | 0.087 | 3.04 |

**Tablo.3.1.** Stator sargılarından darbeli akımlar akıtarak, Stator direncinin ölçümünde bağıl hatalar.

## 3.3. Stator Geçici İndüktansının Ölçümü

### 3.3.1. Yöntem

Stator geçici indüktansı, frekans ve akım değerine büyük ölçüde bağlıdır. Genel olarak, geçici indüktans değeri olarak belirli bir frekanstaki ve akımdaki değer ölçülerek kullanılır. Diğer bir taraftan çeşitli ölçüm sonuçları bir tabloda saklanarak kullanılabileceği gibi gerçek zamanlı bir tahmin yöntemi de kullanılabilir.[1]

Bu bölümde, stator geçici indüktansı, stator sargılarına kısa süreli, büyük darbe gerilimleri uygulayarak akımın değişiminden ölçülecektir.

Stator geçici indüktansının belirlenmesi sırasında makinanın iki fazlı duran modeli kullanılır. Bu test makina duruyorken gerilim kaynağı inverteri tarafından kısa gerilim darbeleri uygulanması ile yapılır. Şekil.3.1'deki devreden gerilim eşitliğini yazacak olursak;

$$U_s = R_s i_s + \sigma L_s \frac{di_s}{dt} + (1-\sigma) L_s \frac{di_{mr}}{dt} \qquad 3\text{-}9$$

$$\frac{di_{mr}}{dt} = \frac{i_s - i_{mr}}{\tau_p} \qquad 3\text{-}10$$

(3-10) denklemi, (3-9) da yerine yazıldığı zaman, stator gerilim denklemi;

$$U_s = \left( R_s + \frac{L_m}{L_r} \right) i_s + \sigma L_s \frac{di_s}{dt} - \frac{(1-\sigma) L_s i_{mr}}{T_r} \qquad 3\text{-}11$$

$$(1-\sigma) L_r \dot{I}_{mr} = \Psi_r \qquad 3\text{-}12$$

$$U_s = \left( R_s + \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r' \right) i_s + \sigma L_s \frac{di_s}{dt} - \frac{\Psi_r'}{T_r} \qquad 3\text{-}13$$

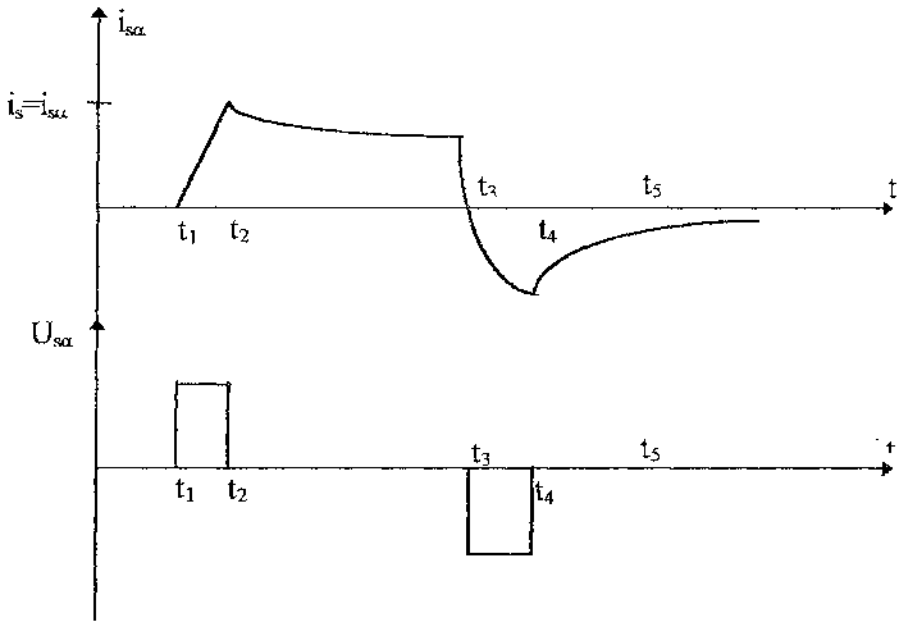
(3-12) denkleminden görülüyor ki eğer duran eksen sisteminde verilen $\alpha$-ekseni stator akımı sıfır ise, ($I_{s\alpha}=0$) duran eksen sisteminde verilen rotor akısı halkalama uzay fazörünün $\alpha$-ekseni bileşeni de sıfırdır. Bu durumda,

$$\sigma L_s = \frac{U_{s\alpha}}{\frac{di_{s\alpha}}{dt}} \qquad 3\text{-}14$$

burada $U_{s\alpha}$, duran eksen sistemindeki stator gerilimi bileşenidir. Bu denklem yardımı ile stator geçici indüktansının değeri hesaplanır. Bu amaçla inverter çıkışından seçilen uçlara gerilim uygulanır. Şekil-3-5-de oluşacak akım cevabı ve uygulanan gerilim gösterilmiştir.

Giriş geriliminde darbe süresi genel olarak rotor devresi zaman sabitinden kısa seçilir. $I_{s\alpha}$, stator akımının başlangıç yükselişi stator geçici indüktansı tarafından belirlenir.[1],[12]

$$\sigma L_s = \frac{2}{3} U_{da} \frac{t_4 - t_3}{i_{s\beta}(t_3) - i_{s\alpha}(t_4)} \qquad 3\text{-}15$$




**Şekil.3.18.** Stator kaçak indüktansının ölçümünde kullanılacak testlerde olması gereken $U_{s\alpha}$ ve $I_{s\alpha}$' nın değişimi.

### 3.3.2. Stator Geçici İndüktansının Ölçümünde Kullanılacak Matlab Programının Akış Diyagramı ve Hesaplama Mntığı

#### 3.3.2.1 Hesaplama

1-Örnekleme Periyodunu gir,
2-Motor parametrelerini gir,

3-Çözüm süresini saniye olarak gir,

4-Data sayısını k=t/T den hesapla,

5-a,b,c faz gerilimleri, Va,Vb,Vc olmak üzere stator duran eksen sistemindeki α-fazı gerilimini $V_{s\alpha} = (sqrt(2)/3)*\left(V_a - \frac{1}{2}V_b - \frac{1}{2}V_c\right)$ 'den hesapla,

6-Vsα gerilimini önce düz sonra ters yönde olmak üzere kısa sürelerle alarak modele gönder,

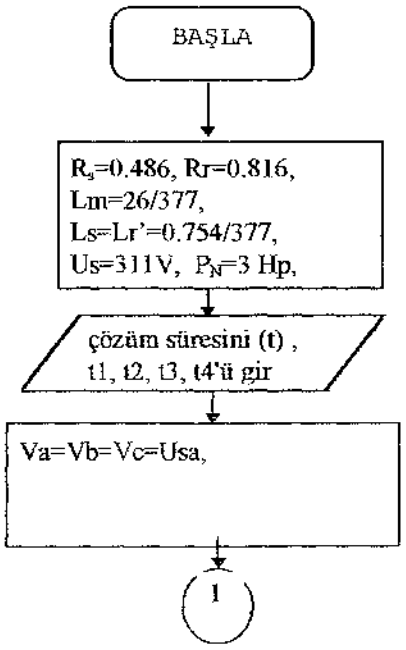
7-Doyumu önlemek amacıyla stator alfa fazı akımının nominal akımın 1/3'ünden daha az olmasını kontrol altına al,

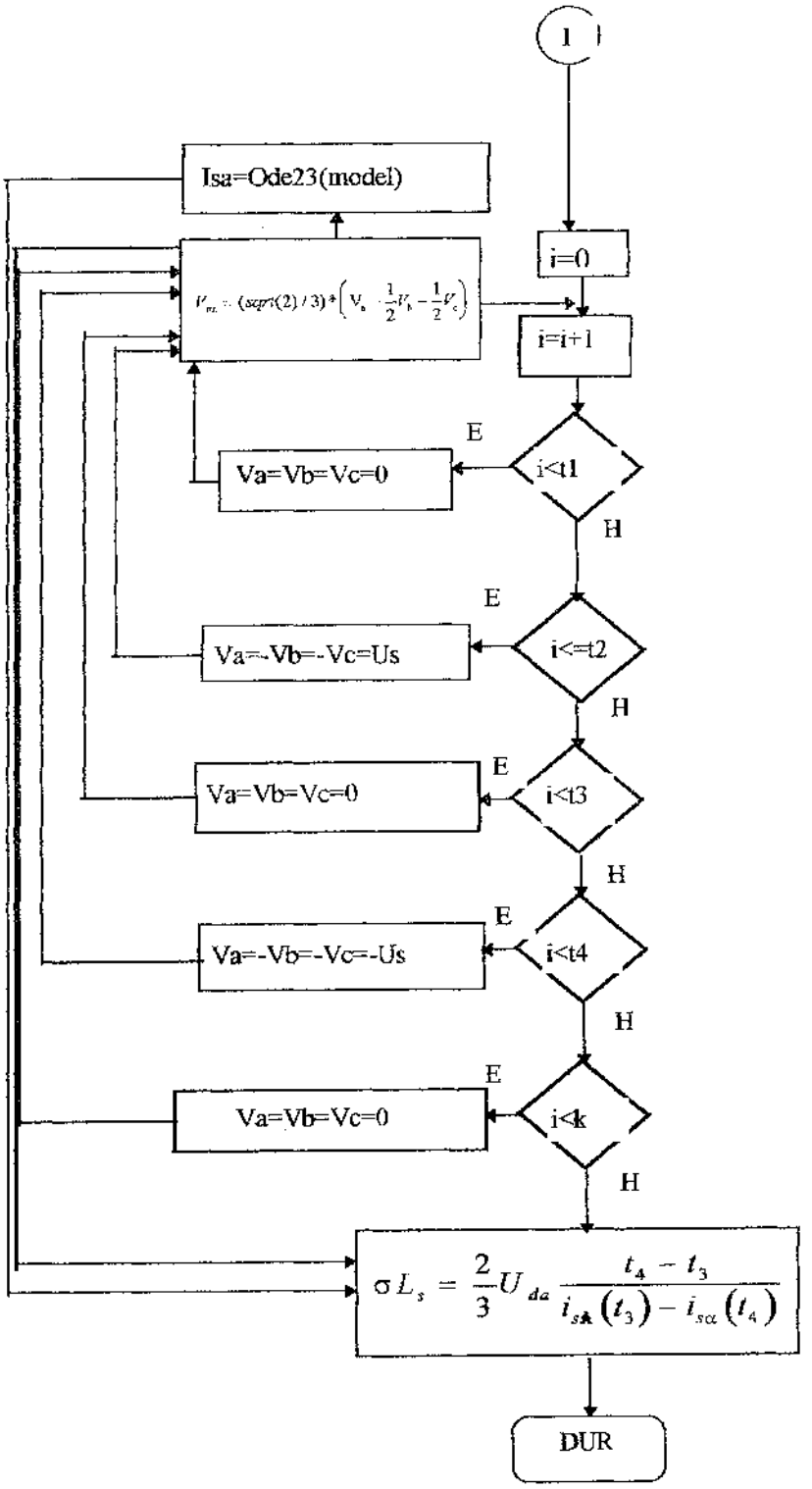
8-Ode45 Runge Kutta fonksiyonunu kullanarak motor modelini çözdür ve stator ile rotorun akım ve akılarını hesapla,

9-Kaçak indüktansını $\sigma L_s = \frac{2}{3}U_{dc}\frac{t_4 - t_3}{i_{sA}(t_3) - i_{s\alpha}(t_4)}$ 'den hesapla,

10- Programı sonlandır.

### 3.3.2.2 Akış Diyagramı



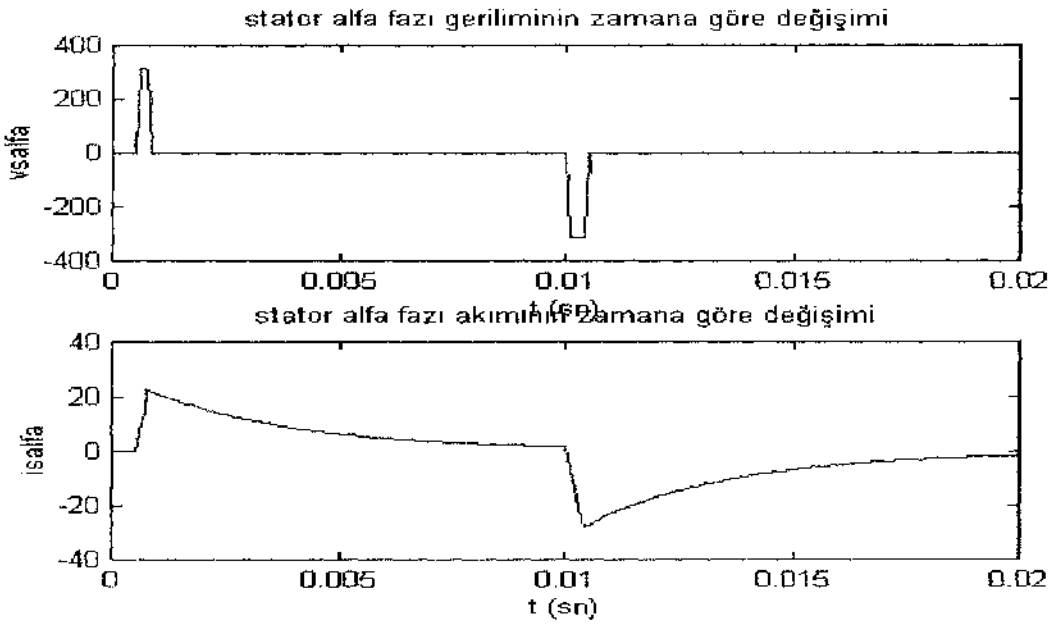

1
Isa=Ode23(model)
i=0
i=i+1
E
Va=Vb=Vc=0
i<t1
H
E
Va=-Vb=-Vc=Us
i<=t2
H
E
Va=Vb=Vc=0
i<t3
H
E
Va=-Vb=-Vc=-Us
i<t4
H
E
Va=Vb=Vc=0
i<k
H
$\sigma L_s = \frac{2}{3} U_{da} \frac{t_4 - t_3}{i_{s\alpha}(t_3) - i_{s\alpha}(t_4)}$
DUR

### 3.3.3. Simülasyon ve Sonuçlar

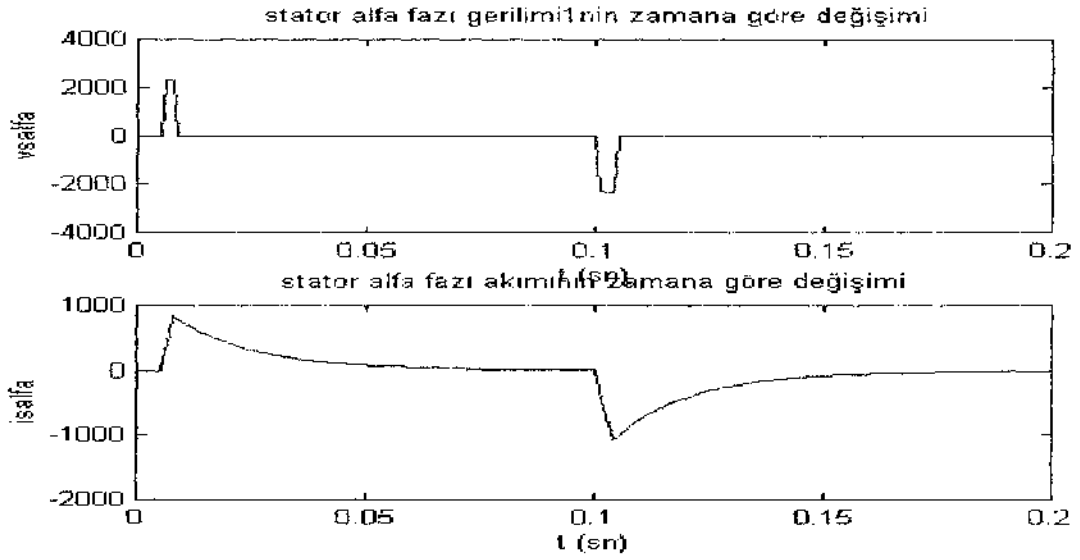
Stator geçici indüktansının ölçümünde, 3 Hp, 50 Hp ve 2250 Hp'lik motorlar için bigisayar simülasyonu sonucu, alınan sonuçlar, tablo.3.2'de, stator alfa fazı akım ve gerilimlerinin zamana göre değişimleri ise şekil.3.19, şekil.3.20 ve şekil.3.21'de verilmiştir.

| Motor Gücü (Hp) | Stator geçici indüktansı (H) | Stator geçici indüktansındaki bağıl hata (%) |
|---|---|---|
| 3 | 0.0020 | 2.39 |
| 50 | 0.0008 | 1.84 |
| 2250 | 0.0006 | 1.71 |

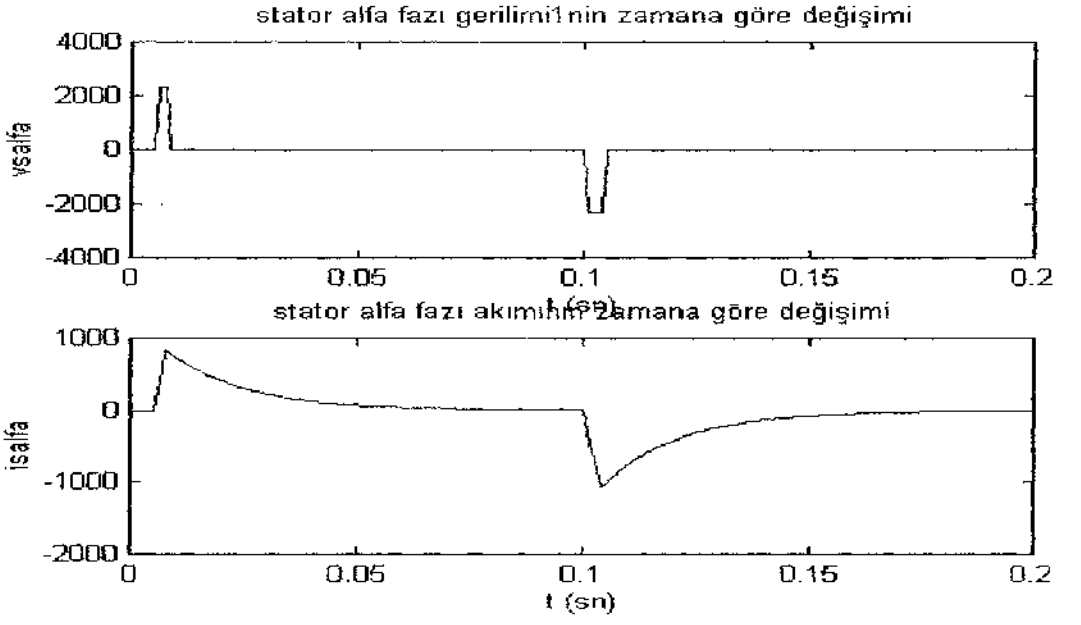
**Tablo.3.2.** Ölçülen stator kaçak indüktansları ve bağıl hataları




**Şekil.3.19.** 3 Hp'lık motorun stator geçici indüktansının belirlenmesinde stator α-fazı akım ve gerilimlerinin zamana göre değişimleri.




**Şekil.3.20.** 50 Hp'lik motorun stator geçici indüktansının belirlenmesinde stator α-fazı akım ve gerilimlerinin zamana göre değişimleri.




**Şekil.3.21.** 2250 Hp'lik motorun stator geçici indüktansının belirlenmesinde stator α-fazı akım ve gerilimlerinin zamana göre değişimleri.

## 3.4. Rotor Zaman Sabitinin Belirlenmesi

### 3.4.1. Yöntem

Rotor zaman sabitinin belirlenmesi için rotor sargılarından şekil.3.2'deki gibi bir akım geçecek şekilde gerilim uygulanır ve bu gerilimin değişimi kaydedilir. Şekil.4.1'deki eşdeğer devreye ilişkin denklemler dikkate alınırsa,

$$U_s = \left( R_s + \left( \frac{L_m}{L_r} \right) R_r \right) i_s + sL_s \frac{di_s}{dt} - \frac{\Psi_r}{\tau_r} \qquad 3\text{-}16$$

$$\Psi_r(\Delta t_1) = \tau_r \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r i_{s\alpha}(\Delta t_1) \; den \quad \Psi_r(\Delta t_2) = \tau_r \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r i_{s\alpha}(\Delta t_2) \; yekadar$$

eksponansiyel olarak değişir ve eksponansiyel değişimin zaman sabiti rotor zaman sabitine eşittir.

$$U_{s\alpha} = \left( R_s + \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \frac{d\Psi_r}{dt} - \left( \frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r i_{s\alpha} \qquad 3\text{-}17$$

$$U_{s\alpha} = R_s i_s + \sigma L_s \frac{di_s}{dt} - \frac{d\Psi_r}{dt} \qquad 3\text{-}18$$

$$\frac{d\Psi_r}{dt} = U_{s\alpha} + R_s i_s \qquad 3\text{-}19$$

$\Psi_r'$ deki değişim $i_s$ sabit olduğu için $U_{s\alpha}$ daki değişimin aynısıdır.[1],[9]

$$U_{s\alpha}(\Delta t_1) = \frac{d\Psi_r'}{dt} = R_r'\left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 i_s - \frac{\Psi_r}{\tau_r} \qquad 3\text{-}20$$

$$U_{s\alpha}(\Delta t_2) = \frac{d\Psi_r'}{dt} = R_r'\left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 i_s - \frac{\Psi_r}{\tau_r} \qquad 3\text{-}21$$

Denklem (3-9)'a göre stator gerilimi, rotor akısının değişimini de içerdiğinden rotor zaman sabiti $\Delta t_2$ aralığında stator gerilimi değişiminden elde edilebilir. [24]

Pratikte sonucun doğru olması için stator geriliminin çıkışının uygun olarak kaydedilmesi gerekir. Bu amaçla stator gerilimi filtrelendikten sonra örneklenen değere bir eksponansiyel fonksiyon karşılık getirmelidir. Şekil.3.2' deki $\Delta t_3$ bölgesinde akım değerinin yüksek olması dolayısı ile rotor akısının çabuk doyacağı dikkate alınırsa bu bölgede rotor zaman sabitinin hesaplanmaya çalışılması doğru sonucu vermez. Şekil.3.2'deki üçüncü aralıkta denklem (3-15) , (3-8) denkleminde kullanılarak $(Lm/Lr')^2Rr$, $Us\alpha(0)$' ın başlangıç değeri yardımı ile hesaplanabilir.

$$U_{s\alpha}(\Delta t_3) = R_s i_{s\alpha}(\Delta t_3) + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r\left[i_{s\alpha}(\Delta t_3) - i_{s\alpha}(\Delta t_2)\right] \qquad 3\text{-}22$$

$$\frac{d\Psi_r'}{dt} = \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r i_s - \frac{\Psi_r}{\tau_r} \qquad 3\text{-}23$$

### 3.4.2. - Rotor Zaman Sabitinin Ölçümü için Matlab Programı Akış Diyagramı ve Hesaplama Mantığı

#### 3.4.2.1. Hesaplama

Motor parametreleri simülasyonla ölçüldüğünde, stator ve rotor akıları hesaplanabileceğinden, rotor zaman sabiti, direkt rotor akısının değişiminden ölçülebilir.

Direkt rotor akısından rotor zaman sabitinin ölçümü için akış diyagramı aşağıdaki gibidir.

1-Örnekleme Periyodunu gir,

2-Motor parametrelerini gir,

3- $I_N = \frac{P_N}{sqrt(3) * U_N * \cos\phi}$ den nominal akımı hesapla,

4-İnverter kontrolünü sağlamak amacı ile, $\Delta t_1$ ve $Dt_2$ aralığında $I_{ref} = \frac{I_N}{6}$ , $\Delta t_3$ aralığında $I_{ref} = \frac{I_N}{3}$ olacak şekilde referans akımını oluştur,

5-Çözüm süresini saniye olarak gir,

6-Data sayısını k=t/T den hesapla,

7-a,b,c faz gerilimleri, Va,Vb,Vc olmak üzere stator duran eksen sistemindeki α-fazı gerilimini $V_{s\alpha} = (sqrt(2)/3) * \left( V_a - \frac{1}{2} V_b - \frac{1}{2} V_c \right)$ 'den hesapla,

8-Hesaplanan α-fazı gerilimini her data için modele gönder,

9-Ode45 Runge Kutta fonksiyonunu kullanarak motor modelini çözdür ve stator ile rotorun akım ve akılarını hesapla,

10-Hesaplanan a-fazı akımı ile referans akımını karşılaştırarak, duruma göre inverter anahtarlarının konumunu ayarla,

11- $\Delta t_1$, $\Delta t_2$, $\Delta t_3$ aralıkları için gerilimin ortalama değeri $V_{s\alpha 0} = \frac{1}{T}\int_0^T V_{s\alpha} dt$ 'ni ve akımın ortalama değeri $i_{s\alpha 0} = \frac{1}{T}\int_0^T i_{s\alpha} dt$ 'ni yamuk kuralı ile hesapla,

12- Akıdaki exponansiyel değişimden yararlanarak, $\Psi_r = e^{-\frac{t}{\tau}}$ 'dan rotor zaman sabitini hesapla,

13- Programı sonlandır.

Ancak, pratik ölçüm yapılırken akının ölçümü hiç de kolay değildir. Parametreler, ölçümü kolay olan gerilim ve akım bilgilerinden yararlanılarak ölçülmelidir.

Pratik ölçümlerde sonuç verecek, gerilim değişiminden yararlanarak rotor zaman sabitinin ölçümü için Matlab M-File simülasyon programı akış diyagramı ise,

1-Örnekleme Periyodunu gir,

2-Motor parametrelerini gir,

3-$I_N = \frac{P_N}{sqrt(3) * U_N * \cos\phi}$ den nominal akımı hesapla,

4-İnverter kontrolünü sağlamak amacı ile, $\Delta t_1$ ve $Dt_2$ aralığında $I_{ref} = \frac{I_N}{6}$ , $\Delta t_3$ aralığında $I_{ref} = \frac{I_N}{3}$ olacak şekilde referans akımını oluştur,

5-Çözüm süresini saniye olarak gir,

6-Data sayısını k=t/T den hesapla,

7-a,b,c faz gerilimleri, Va,Vb,Vc olmak üzere stator duran eksen sistemindeki α-fazı gerilimini $V_{s\alpha} = (sqrt(2)/3)*\left(V_a - \frac{1}{2}V_b - \frac{1}{2}V_c\right)$ 'den hesapla,

8-Hesaplanan α-fazı gerilimini her data için modele gönder,

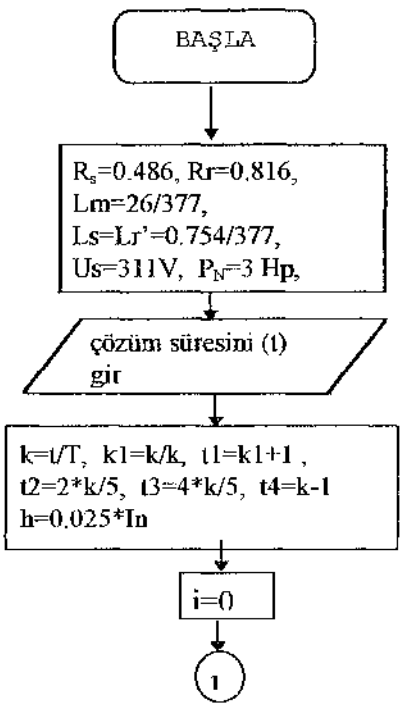
9-Ode45 Runge Kutta fonksiyonunu kullanarak motor modelini çözdür ve stator ile rotorun akım ve akılarını hesapla,

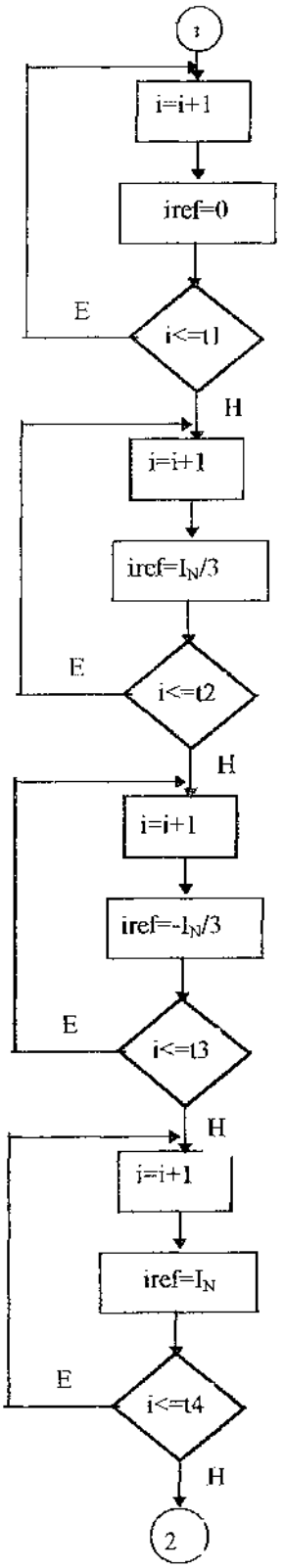
10-Hesaplanan α-fazı akımı ile referans akımını karşılaştırarak, duruma göre inverter anahtarlarının konumunu ayarla,

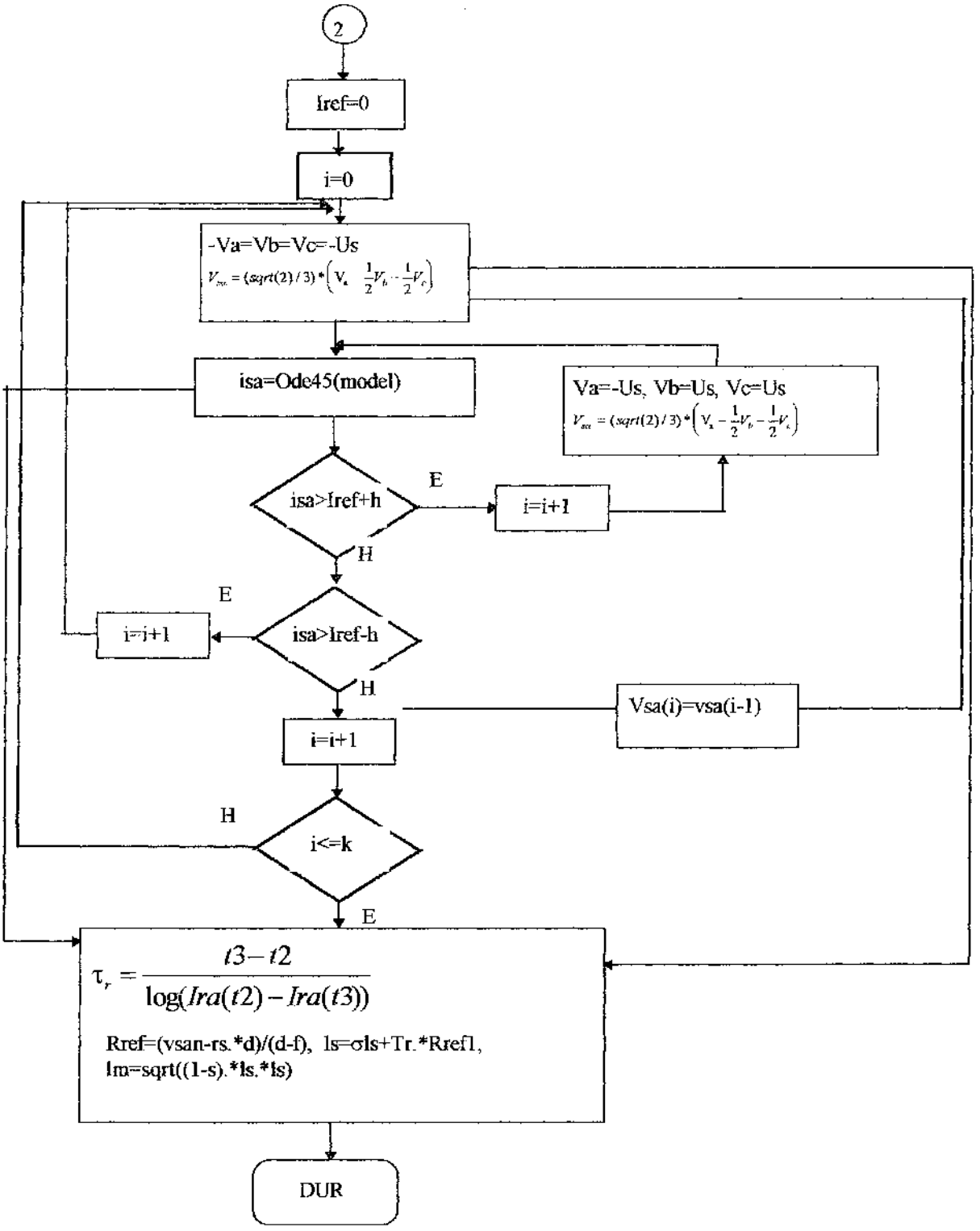
11- $V_{s\alpha}$ inverter çıkış gerlimini bir filtreden geçirerek (akım sabit olduğundan), Gerilimin Δt1'den Δt2'ye olan exponansiyel değişimden rotor zaman sabitini hesapla,

13- Programı sonlandır.

### 3.4.2.2. Akış Diyagramı




1
i=i+1
iref=0
E
i<=t1
H
i=i+1
iref=I_N/3
E
i<=t2
H
i=i+1
iref=-I_N/3
E
i<=t3
H
i=i+1
iref=I_N
E
i<=t4
H
2

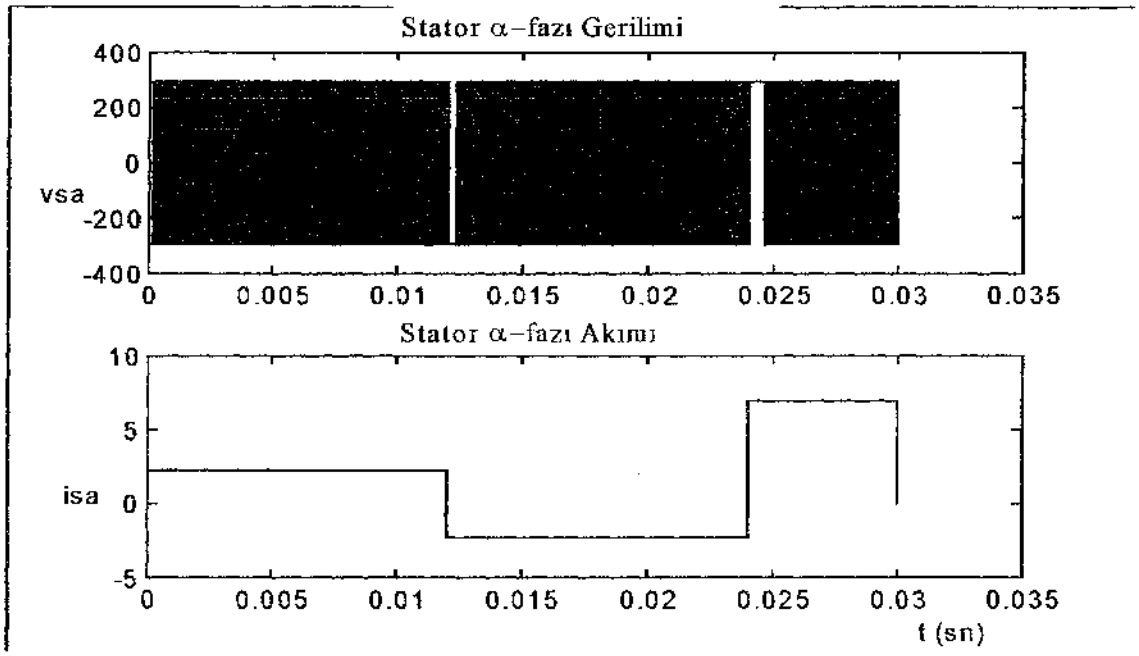

2
Iref=0
i=0
-Va=Vb=Vc=-Us
$V_{sa} = (sqrt(2)/3) * \left( V_a - \frac{1}{2} V_b - \frac{1}{2} V_c \right)$
isa=Ode45(model)
Va=-Us, Vb=Us, Vc=Us
$V_{sa} = (sqrt(2)/3) * \left( V_a - \frac{1}{2} V_b - \frac{1}{2} V_c \right)$
isa>Iref+h
E
i=i+1
H
E
i=i+1
isa>Iref-h
H
Vsa(i)=vsa(i-1)
i=i+1
H
i<=k
E
$\tau_r = \frac{t3 - t2}{\log(Ira(t2) - Ira(t3))}$
Rref=(vsan-rs.*d)/(d-f), ls=σls+Tr.*Rref1,
lm=sqrt((1-s).*ls.*ls)
DUR

### 3.4.3. Simülasyon Ve Sonuçlar

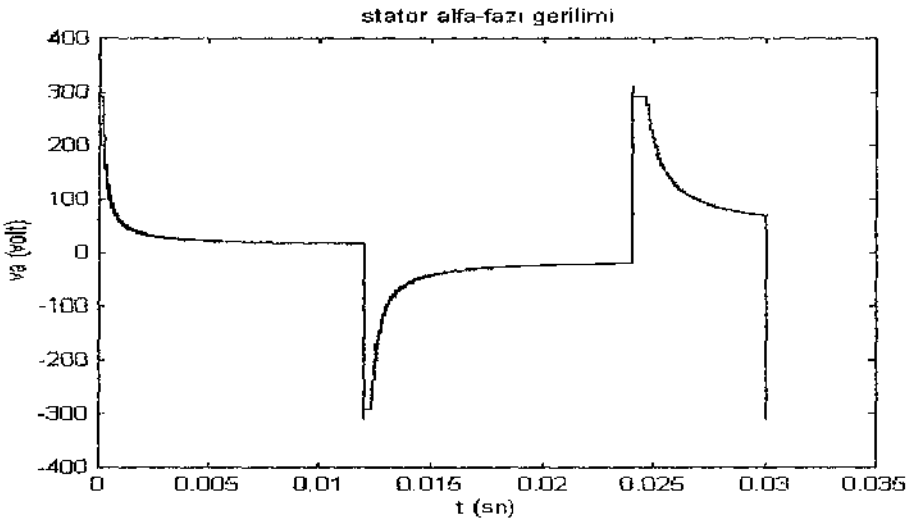
Şekil.3.22'de akımın $\Delta t1$'den $\Delta t2$'ye olan değişimi 3 Hp'lik motorun rotor zaman sabitini, Şekil.3.27'de akımın $\Delta t1$'den $\Delta t2$'ye olan değişimi 50 Hp'lik motorun rotor zaman sabitini ve şekil.3.32'deki akımın $\Delta t1$'den $\Delta t2$'ye olan değişimi de 2250 Hp'lik motorun rotor zaman sabitini verir. Bu üç motora ilişkin rotor zaman sabitleri ve bağıl hataları tablo.3.3'de, statora indirgenmiş rotor direnci ve statora indirgenmiş rotor direncindeki bağıl hatalar tablo.3.4'de verilmiştir. Şekil.3.23, şekil.3.28 ve şekil.3.33'de stator gerilimlerinin $\alpha$-fazı bileşenlerinin filtrelenmiş değişimleri çizdirilmiştir. Her üç motor için stator $\alpha$-fazı akımının sıfırdan $\Delta t1$ değişmesinde, inverter çıkış geriliminin değişimi, şekil.3.24, şekil.3.29, şekil.3.34'de, $\Delta t1$'den $\Delta t2$'ye değişmesinde, inverter çıkış geriliminin değişimi, şekil.3.25, şekil.3.30, şekil.3.35'te ve $\Delta t2$'den $\Delta t3$'e değişmesinde, inverter çıkış geriliminin değişimi, şekil.3.26, şekil.3.31, şekil.3.36'da çizdirilmiştir.

| Motor Gücü (Hp) | Rotor zaman sabiti (sn) | Rotor zaman sabitindeki bağıl hata (%) |
|---|---|---|
| 3 | 0.00259 | 7.70 |
| 50 | 0.02540 | 3.15 |
| 2250 | 0.21000 | 1.00 |

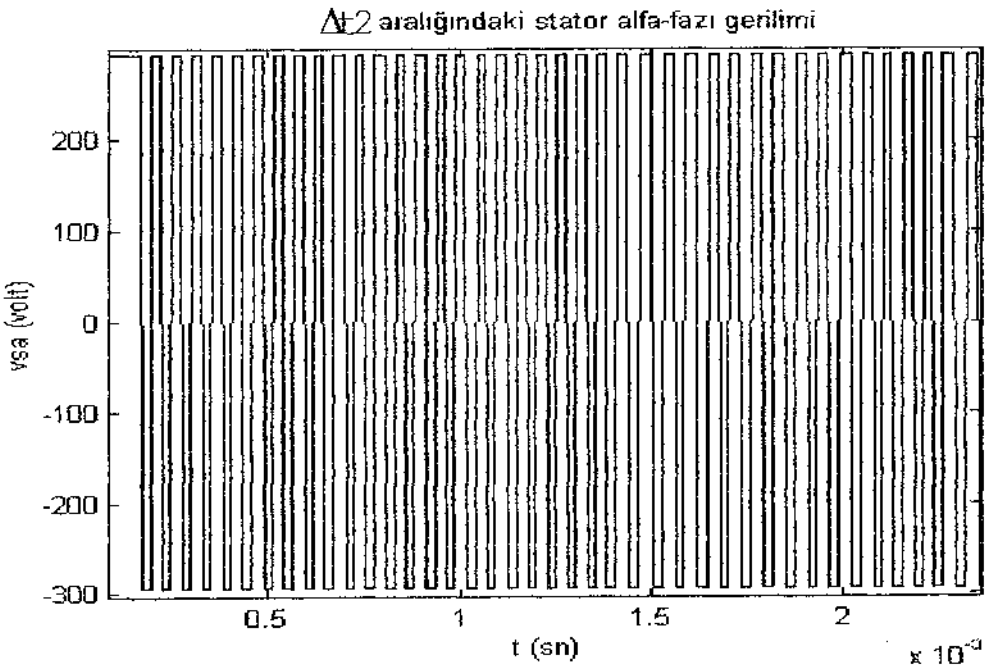
**Tablo.3.3.** Simülasyon sonucuna göre rotor zaman sabitleri ve bağıl hataları



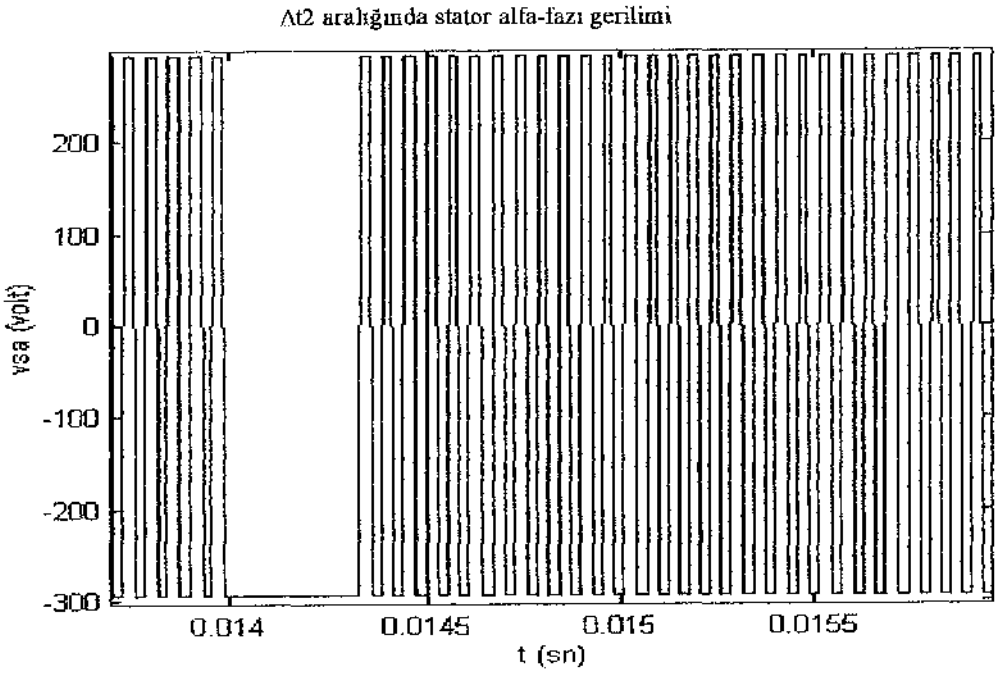

**Şekil.3.22.** 3 Hp'lık motorun rotor zaman sabiti, statora indirgenmiş rotor direnci, stator ve rotor indüktansları, ortak indüktans ve kaçak faktörünün belirlenmesi için duran eksen sisteminde α-fazı akım ve gerilim değişimleri.



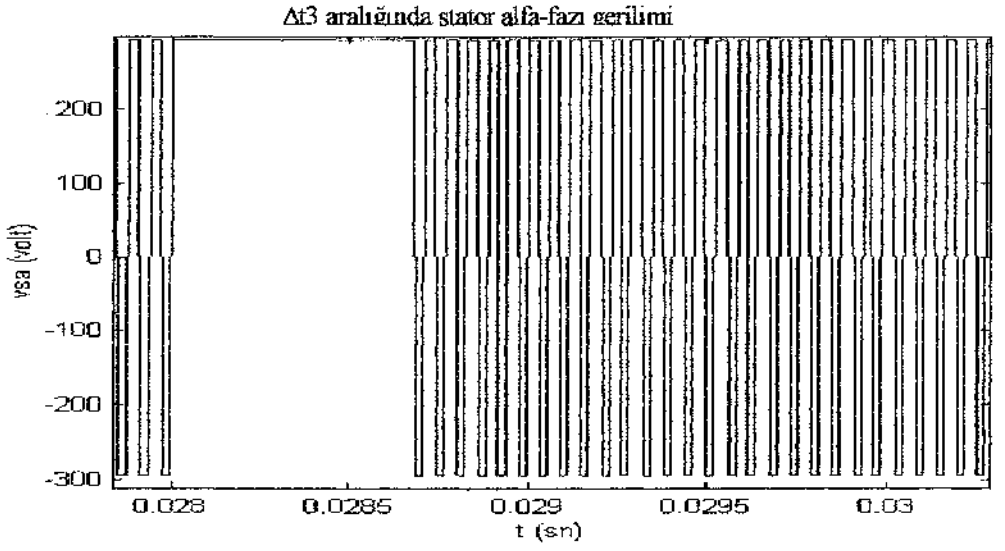

**Şekil.3.23.** 3 Hp'lik motorun filtrelenmiş stator α-fazı geriliminin zamana göre değişimi.



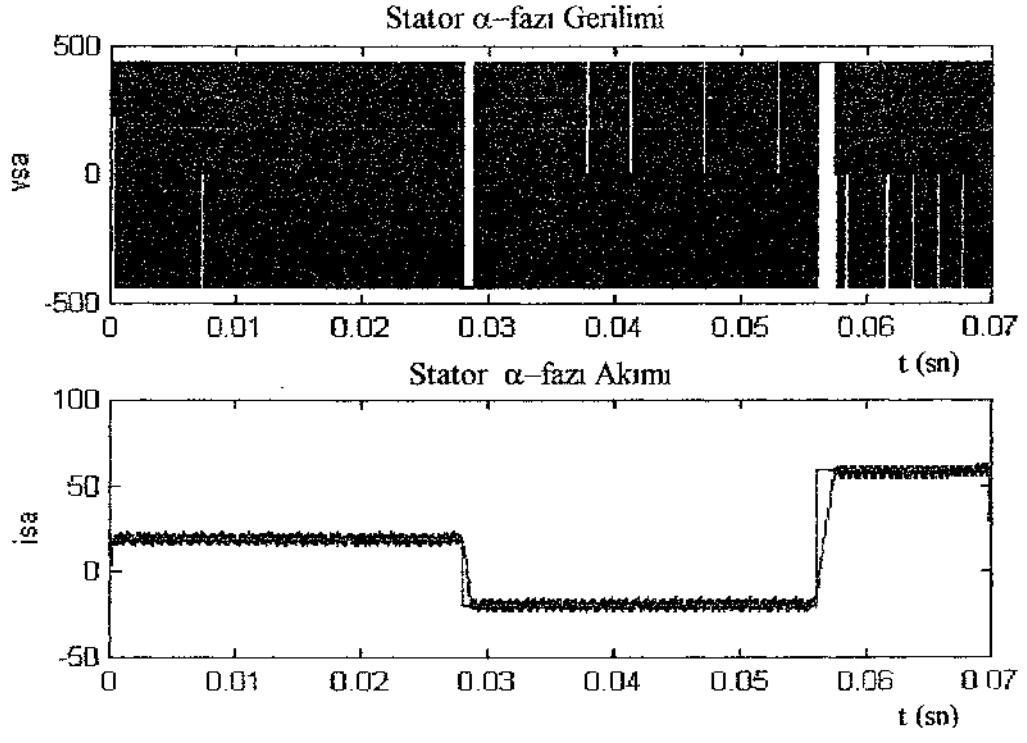

**Şekil.3.24.** 3 Hp motorun Δt1 aralığında stator α-fazı gerilimi.



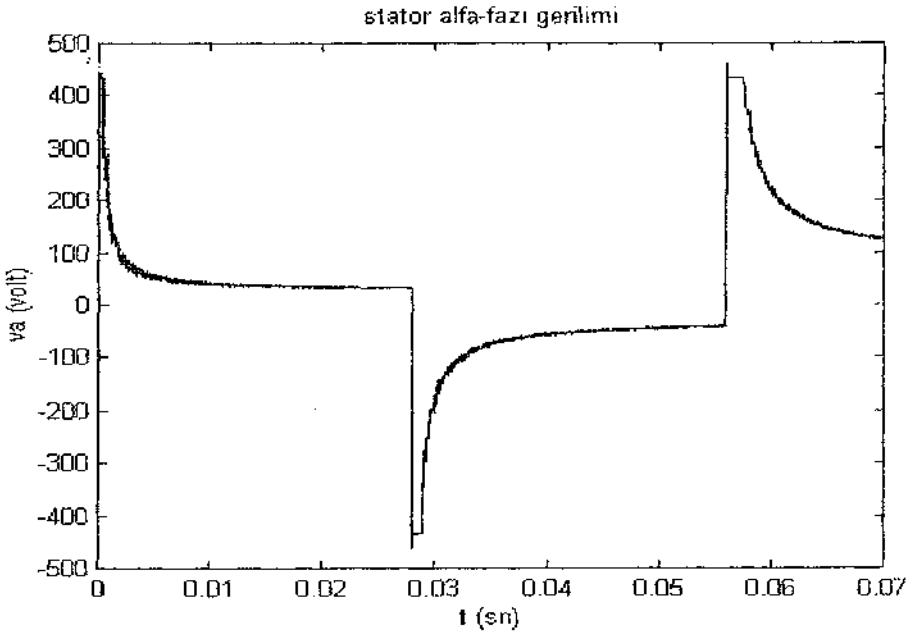

**Şekil.3.25.** 3 Hp motorun Δt2 aralığında stator α-fazı gerilimi.



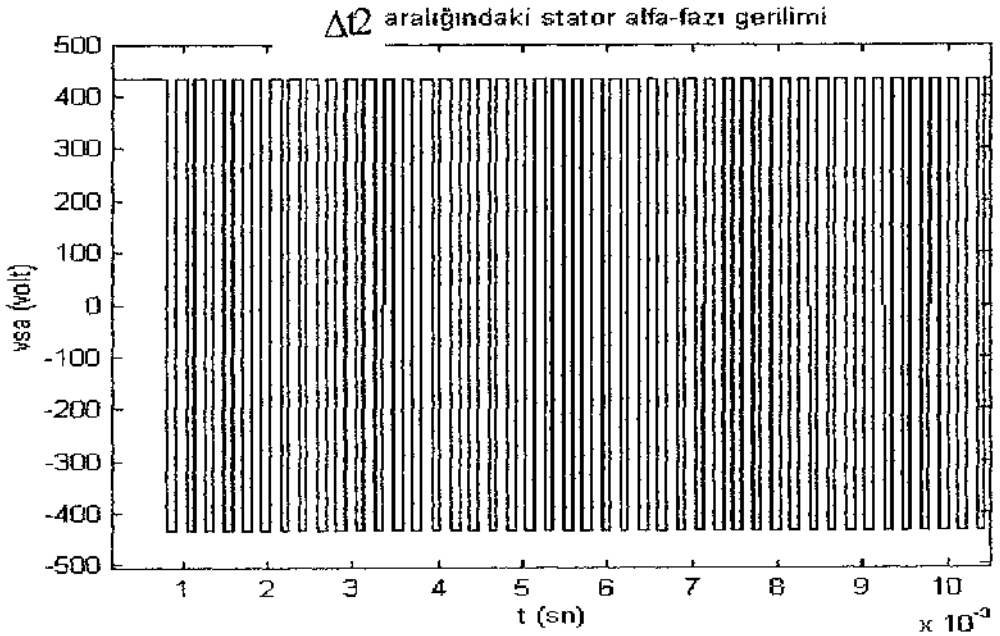

**Şekil.3.26** 3 Hp motorun Δt3 aralığında stator α-fazı gerilimi.



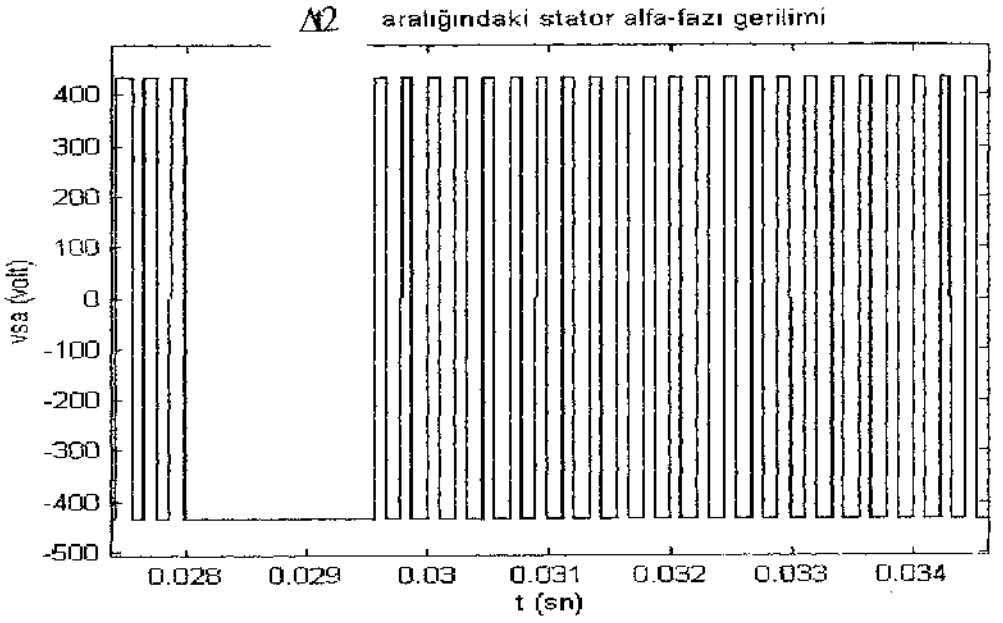

**Şekil.3.27.** 50 Hp'lik motorun rotor zaman sabiti, statora indirgenmiş rotor direnci, stator ve rotor indüktansları, ortak indüktans ve kaçak faktörünün belirlenmesi için duran eksen sisteminde α-fazı akım ve gerilim değişimleri.



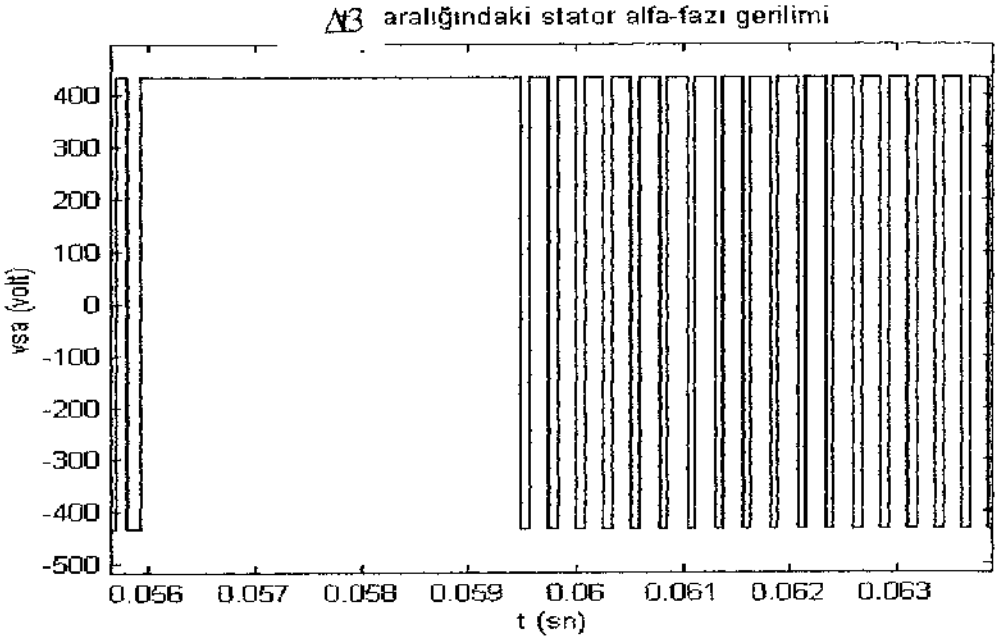

**Şekil.3.28.** 50 Hp'lik motorun filtrelenmiş stator α-fazı geriliminin zamana göre değişimi.



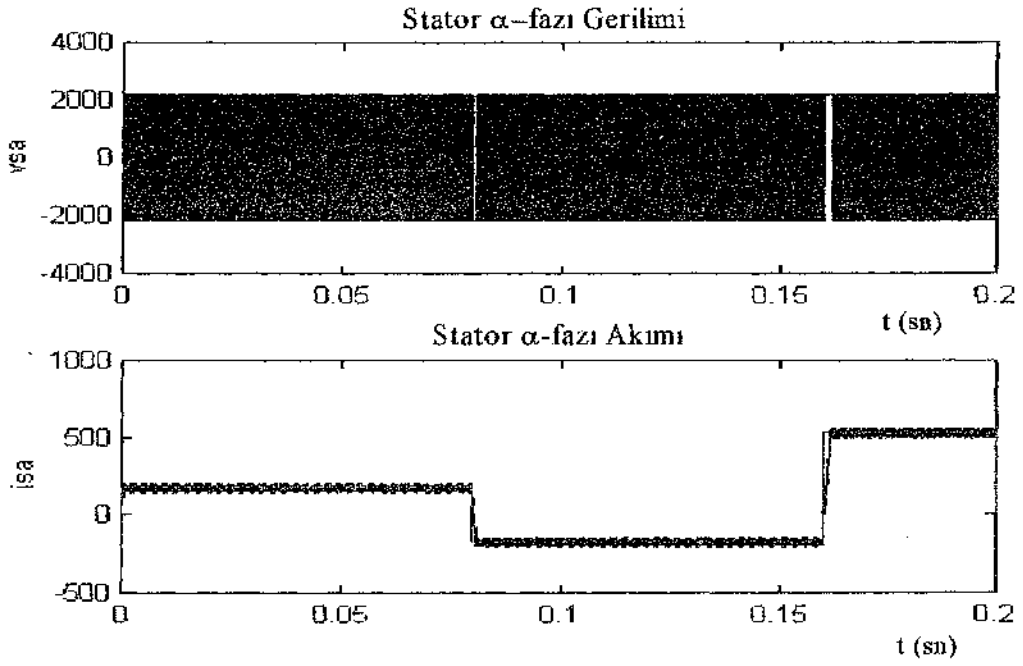

**Şekil.3.29.** 50 Hp motorun Δt1 aralığında stator α-fazı gerilimi.



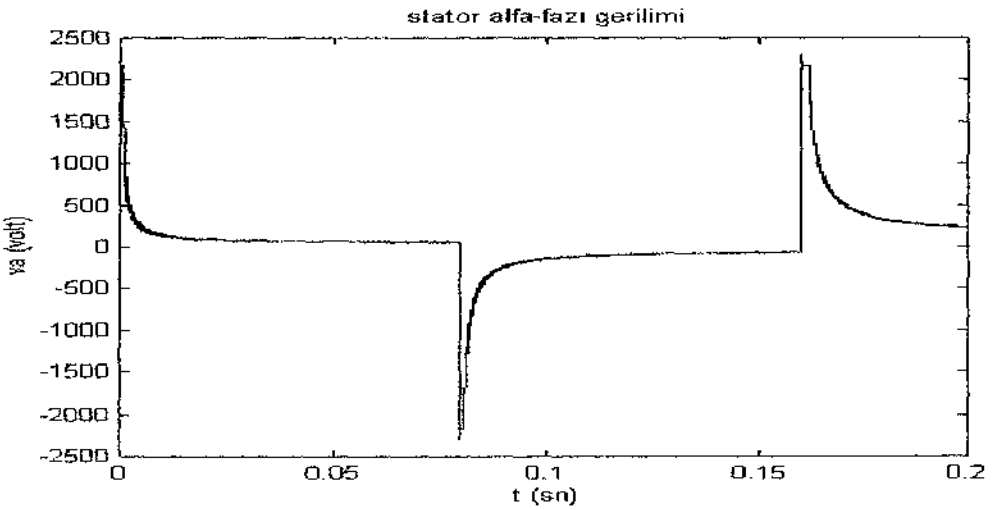

**Şekil.3.30.** 50 Hp motorun Δt2 aralığında stator α-fazı gerilimi.



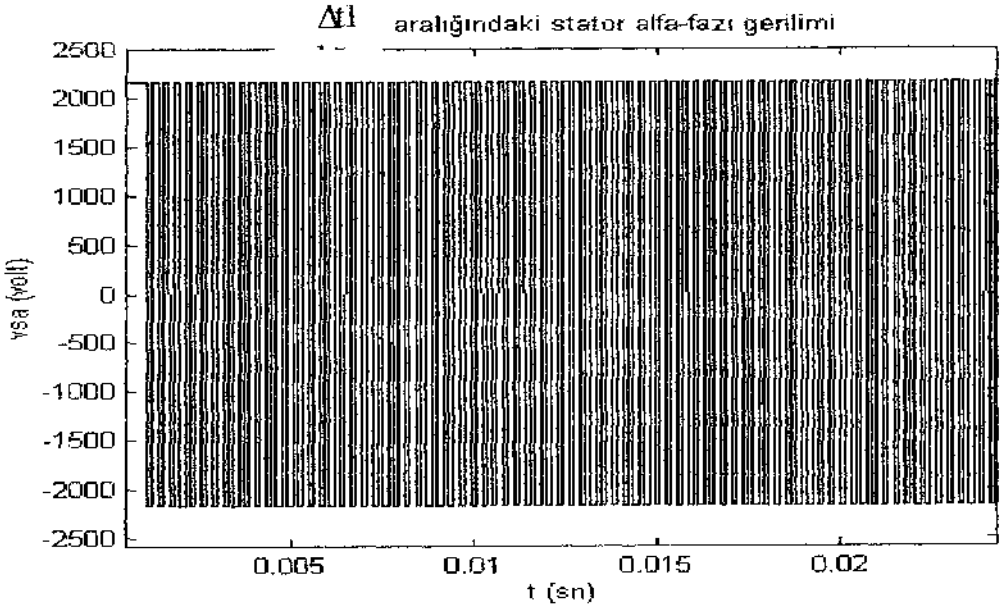

**Şekil.3.31.** 50 Hp motorun Δt2 aralığında stator α-fazı gerilimi.



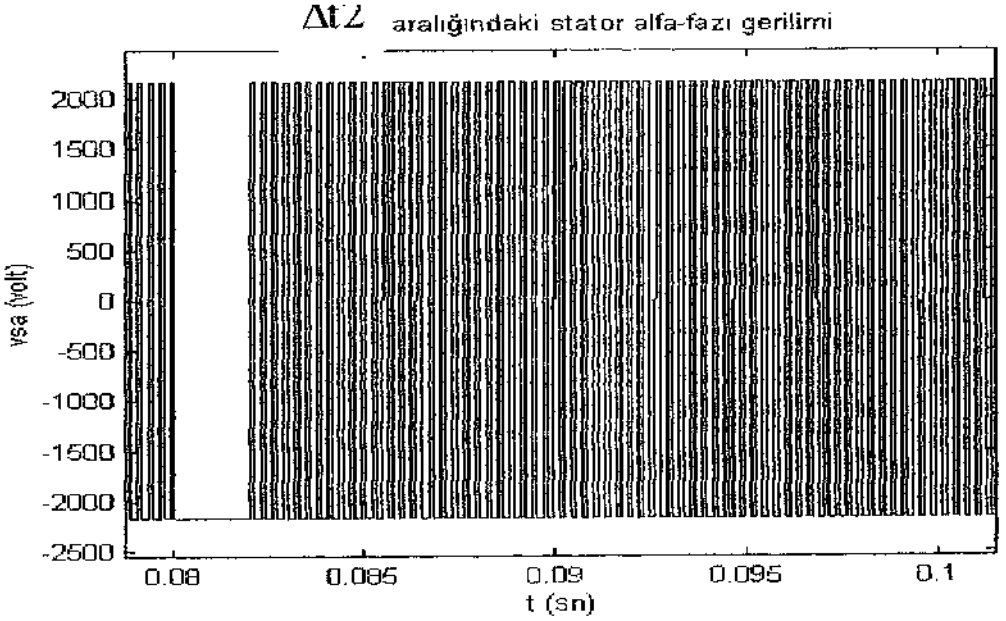

**Şekil.3.32.** 2250 Hp'lik motorun rotor zaman sabiti, statora indirgenmiş rotor direnci, stator ve rotor indüktansları, ortak indüktans ve kaçak faktörünün belirlenmesi için duran eksen sisteminde α-fazı akım ve gerilim değişimleri.




**Şekil.3.33.** 2250 Hp'lik motorun filtrelenmiş stator α-fazı geriliminin zamana göre değişimi.




**Şekil.3.34.** 2250 Hp motorun Δt1 aralığında stator α-fazı gerilimi.




**Şekil.3.35.** 2250 Hp motorun Δt2 aralığında stator α-fazı gerilimi..

| Motor Gücü (Hp) | Statora indirgenmiş rotor direnci (ohm) | Rotor direncindeki bağıl hata (%) |
|---|---|---|
| 3 | 0.816 | 6.71 |
| 50 | 0.228 | 3.36 |
| 2250 | 0.022 | 1.07 |

Tablo.3.4. Simülasyon sonucuna göre rotor direnci ve rotor direncindeki bağıl hatalar.

## 3-6- Mıknatıslanma İndüktansının Belirlenmesi

Rotor zaman sabiti $\tau_r$ ve statora indirgenmiş rotor direnci $(Lm/Lr)^2Rr'$ bilindiği için,

$$\frac{L_m^2}{L_r} = (1-\sigma)L_s = \tau_r\left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r' \qquad 3\text{-}25$$

$$L_s-\sigma L_s=\tau_r K \qquad 3\text{-}26$$

$$L_s=\tau_r K+\sigma L_s \qquad 3\text{-}27$$

$$\sigma=\sigma L_s / L_s \qquad 3\text{-}28$$

A sınıfı izolasyonlu motorlar için Ls=Lr;

$$L^2_m=(1-\sigma)L^2_s \qquad 3\text{-}29$$

3 Hp, 50 Hp ve 2250 Hp'lik motorlar için simülasyonla elde edilen mıknatıslanma indüktansındaki bağıl hata değerleri tablo-3-5-'deki gibi elde edilmiştir.

| Motor Gücü (Hp) | Mıknatıslanma indüktansı (H) | Mıknatıslanma indüktansındaki bağıl hata (%) |
|---|---|---|
| 3 | 0.0690 | 1.31 |
| 50 | 0.0355 | 2.82 |
| 2250 | 0.0345 | 0.67 |

**Tablo.3.5.** Simülasyon sonucuna göre mıknatıslanma İndüktansı ve Mıknatıslanma İndüktansındaki bağıl hatalar.

# 4. ÇALIŞAN MAKİNADA PARAMETRE DEĞİŞİMİ VE HATA DÜZELTİLMESİ

## 4.1. Giriş

Bu bölümde asenkron motor parametrelerinin, motor çalışırken, ısının elektron akışını etkilemesinden sıcaklıkla, deri olayından dolayı frekansla ve magnetik doyum nedeniyle akım büyüklüğü ile değişimleri üzerinde durulacaktır. Sıcaklık, frekans ve akım değişimlerinin parametre üzerindeki etkilerini göz önüne alındığı hata düzeltimi yapılacaktır.

## 4.2. Çalışan Makinada Parametre Değişimleri

Motor parametreleri çalışma koşullarına bağımlı olarak değişimler gösterir. Asenkron motor parametrelerinin çalışma sırasında değişmesi kontrol sisteminin performansını bozar. Genel olarak kontrol sisteminde parametre sapması olduğu zaman moment üzerinde dalgalanma ve referans değerini izleyememe sorunları doğar. Asenkron motor parametrelerinin değişimleri aşağıdaki gibidir.

-Rotor direnci(Rr), rotor çubuklarındaki deri olayından dolayı frekansa bağımlıdır. Direnç değeri kayma frekansı ile artar. Ayrıca rotor direncinin değeri sıcaklıkla değişir.

Bir iletkenin DA direnci ;

$$R = \rho \frac{l}{A} \qquad 4\text{-}1$$

ile hesap edilir. Burada ;

-R, doğru akım direnci

-ρ, öz iletkenlik

-A, iletkenin kesitidir.

İletken ısınınca direnci değişir. Bu değişim,

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{T + t_1}{T + t_2} \qquad 4\text{-}2$$

ile ifade edilir. Burada T bir sabittir. $R_1$, $t_1$ sıcaklığındaki iletken direnci, $R_2$, $t_2$ sıcaklığındaki iletken direncidir. AA da bir iletkenin direncini etkileyen başlıca faktör deri olayıdır. Deri olayı etkisi nedeni ile akım kesit üzerinde muntazam dağılamaz. Sonuç itibariyle direnç hesabı bakımından kesit küçülüp direnç büyümüş olur. Genellikle direnç hesaplanırken Skin effect (deri olayı) tesiri ihmal edilemez, dikkate alınması gerekir. Deri olayındaki direnç değişimini ifade eden ispatlanmış ifadeler olmamakla beraber, değişik ampirik ifadeler mevcuttur. Bu ampirik ifadelerden, pratik bakımdan iyi netice veren ARNOLD formülü aşağıdaki gibidir.[6]

-$R_0$, doğru akım direnci,

-R, alternatif akım direnci,

-w, açısal frekans,

-X, açısal frekans ve d.c. dirence göre değişen bir sabit olmak üzere,AA direnci R;

$$X = \sqrt{\frac{4w}{R_0 10^3}} \qquad 4\text{-}3$$

X=0-3 için ;

$$R = R_0 \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{X^4}{48}}}{2} \qquad 4\text{-}4$$

X> 3 için

$$R = R_0\left(0.26 + \frac{X}{2\sqrt{2}}\right) \qquad 4\text{-}5$$

denklemleri ile hesaplanabilir.

-Stator direnci(Rs), sıcaklık ve deri olayından dolayı frekansla değişir.

-Stator ve rotor kaçak indüktansı ($L_{1s}$ ve $L_{1r}$), kaçak yollarının yerel magnetik doyumundan dolayı çokça akım büyüklüğüne bağımlıdır. Artan frekans ve akım genliği ile indüktans değeri azalır. Kaçak indüktans değerleri rotorun kapalı veya açık oluklu olmasına göre çok farklı bir değişim gösterebilmektedirler.[1]

Bir iletkenin indüktansın değeri ;

$$L' = L_1 + K'L_2 \qquad 4\text{-}6$$

ifadesi ile değişir. Burada K' tablo 4-1 den x' e bağlı olarak belirlenir. x'in değeri

$$x = 2\pi a\sqrt{\frac{f\mu}{\rho}} \qquad 4\text{-}7$$

formülü ile hesaplanır. Burada a iletkenin cm cinsinden yarıçapı, f frekans, $\mu$ iletkenin magnetik geçirgenliği (burada sabit kabul edilecek), $\rho$ özdirençdir. buradan;

$$x = 0{,}063598\sqrt{\frac{f\mu}{R}} \qquad 4\text{-}8$$

yazılabilir. R, oda sıcaklığındaki her bir metre için D.A. direncidir. Böylece iletkenin birim uzunluktaki toplam efektif indüktansı için,

$$L' = 2\ln\frac{d}{a} + K'\frac{\mu}{2} \qquad 4\text{-}9$$

ifadesi yazılabilir. Burada L', iletkenin özindüktansı ; a, iletkenin yarıçapı; d, iletken sarımları arasındaki aralıktır.[6]

-Ortak indüktans ($L_m$), ana akı yolunun doyumundan dolayı hava aralığı akısına bağımlıdır. Artan akı ile indüktans değeri azalır.

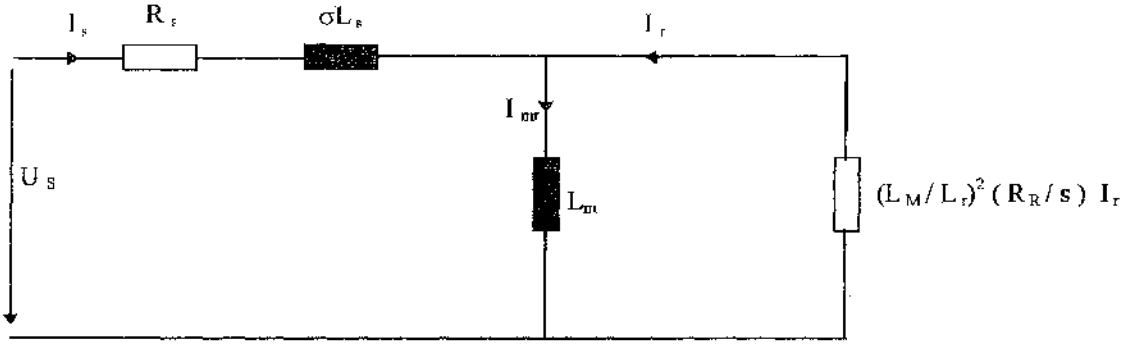
| x | K' | x | K' | x | K' | x | K' |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0.0 | 1.00000 | 2.9 | 0.86012 | 6.6 | 0.42389 | 17.0 | 0.16614 |
| 0.3 | 0.99998 | 3.2 | 0.81397 | 7.2 | 0.38933 | 20.0 | 0.14128 |
| 0.6 | 0.99966 | 3.5 | 0.76550 | 7.8 | 0.35992 | 23.0 | 0.12288 |
| 0.9 | 0.99830 | 3.8 | 0.71729 | 8.4 | 0.33460 | 26.0 | 0.10872 |
| 1.2 | 0.99465 | 4.1 | 0.67135 | 9.0 | 0.31257 | 32.0 | 0.08835 |
| 1.5 | 0.98711 | 4.4 | 0.62890 | 9.6 | 0.29324 | 38.0 | 0.07441 |
| 1.8 | 0.97390 | 4.7 | 0.59044 | 10.5 | 0.26832 | 44.0 | 0.06427 |
| 2.1 | 0.95343 | 5.0 | 0.55597 | 12.0 | 0.23505 | 50.0 | 0.05656 |
| 2.4 | 0.92482 | 5.6 | 0.49764 | 13.5 | 0.20903 | 80.0 | 0.03535 |

**Tablo.4.1.** K' nün X'e bağlı değerleri.

## 4.3. Çalışan Makinada Oluşan Parametre Değişimlerinin Doğurduğu Sonuçlar

Kontrol sistemi gerçekleştirilirken, yöntemin başarısı asenkron motor parametrelerinin doğru bir şekilde bilinmesine büyük ölçüde bağımlıdır. Bu bağımlılık hem başlangıç ölçümlerinde hem de çalışma sırasında kendisini göstermektedir. Motor parametrelerinin başlangıçtaki ölçümleri durumunda, evirgeç denetim yapısının göz önüne

alınarak uygun işaretlerin mikrodenetleyici tarafından üretilmesi gerekir. Bu durumda genel olarak izlenen yol motora uygun evirgeç seçiminden sonra motor etiket değerlerinin test hesaplamalarının yapılacağı birime gerilmesi ile başlamaktadır. Motora uygulanan testler bir mikrodenetleyici aracılığı ile yapılacağından klasik bloke rotor testi yerine motorun tek fazını kullanan testlerin yapılması gerekmektedir. Asenkron motorun bir fazından yapılan ölçmelerde, motor moment üretemeyeceğinden bloke rotor deneyi sonuçları bir faz ölçmelerinden elde edilebilir. Bu parametrelerin yardımıyla denetleyici parametrelerinin belirlenmesi de mümkündür. Asenkron motorun parametrelerinin belirlenmesinde kullanılacak eşdeğer devre Şekil.4.1.'deki gibi olacaktır.




**Şekil.4.1** Parametre ölçümünde kullanılacak olan asenkron motorun bir faz eşdeğer devresi.

Hem başlangıçta hem de çalışma sırasında elde edilen parametre değerleri gerçek değerlerden belirli oranlarda farklılık gösterebilir. Dikkat edilmesi gereken nokta bu farklılıkların algoritma üzerinde olumsuz etkilere yol açmasıdır. Bu hata kaynakları; ölçme hataları, hesaplama hataları ve yöntem hataları olarak sayılabilir. Bu hataların azaltılması için bazı iyileştirmeler de dikkate alınmalıdır.

İndüklenen rotor gerilimi statora bağlı koordinat sisteminde ölçülen stator geriliminden stator direnci ve toplam kaçak indüktanstaki gerilim düşümlerinin çıkarılması suretiyle hesaplanır.

$$\begin{bmatrix} e'_{r\alpha} \\ e'_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} - \sigma L_s \left( \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right) \qquad 4\text{-}10$$

Stator frekansının düşmesi ile birlikte stator ve rotor gerilimleri de düşerler ve sıcaklık ve frekansa bağlı stator direncinin hesap sonucuna etkisi gittikçe artar. [19] Rotor geriliminin ifadesi denklem (4-11)'deki gibidir.

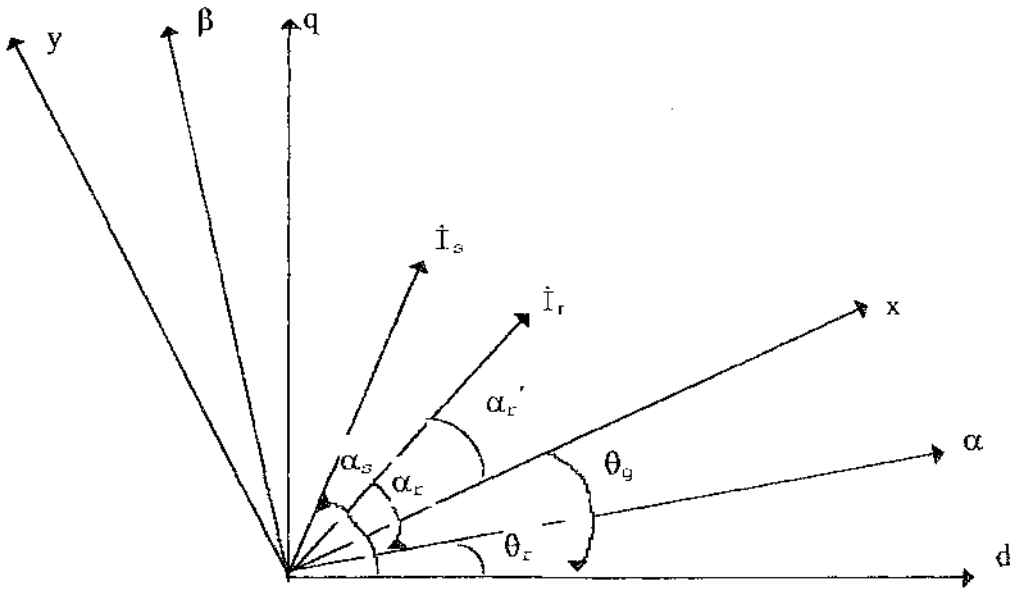
$$e'_r = d\Psi'_r/dt \qquad 4\text{-}11$$

indüklenen rotor geriliminin $\alpha$-bileşeni aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$e'_{r\alpha} = -w_s \Psi'_{r\beta} \qquad 4\text{-}12$$

### 4.3.1. Stator Kaçak İndüktansındaki Hata

Şekil.4.2'de üç ayrı çatı gösterilmiştir. Statora oturtulmuş 'stator referans çatısı (d/q)', rotora oturtulmuş 'rotor referans çatısı ($\alpha/\beta$)' ve keyfi seçilen 'genel referans çatı (x/y)' ile gösterilmektedir.




**Şekil.4.2.** İki faz sisteminde referans çatıları.

$\dot{i}_{sd}$, stator referans çatıda yazılmış stator akımının uzay fazörü olmak üzere, stator akımının rotor referans çatısında yazılmış değeri ($\dot{i}_{s\alpha}$), denklem (4-13) deki gibi ifade edilebilir.

$$\dot{i}_{s\alpha}=\dot{i}_{sd}e^{-j\theta_g} \qquad 4\text{-}13$$

Aynı şekilde stator akımının genel referans çatıdaki eşitliği ($\dot{i}_{sx}$), denklem (4-14) ifadesi ile verilebilir.

$$\dot{i}_{sx}=\dot{i}_{sd}e^{-j\theta_r} \qquad 4\text{-}14$$

Benzer eşitlikler yardımı ile rotor çatısında yazılmış olan (4-10) denklemi, (4-15) denklemi ile stator çatısında yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} e'_{rd} \\ e'_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} - \sigma L_s \left( \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \right) - w_s \sigma L_s \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \end{bmatrix} \qquad 4\text{-}15$$

Ayarlanan ($\sigma L_{s\ ölçme}$) değeri gerçek $\sigma L_s$ değerinden farklı olursa bu durumda,

$$\begin{bmatrix} \Delta e'_{rd} \\ \Delta e'_{rq} \end{bmatrix} = -w_s \Delta L \begin{bmatrix} -i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \qquad 4\text{-}16$$

$$\Delta L_s = \sigma L_{s\ ölçülen} - \sigma L_s \qquad 4\text{-}17$$

denklemi yardımı ile verilmiş olan bir ölçme hatası ortaya çıkar. Stator kaçak indüktansının hatalı olarak işleme sokulması her şeyden önce dönüşüm açısının teşkili için önemli olan d-bileşeni üzerinde etkili olur.

Stator kaçak indüktansının frekansa bağlı olması nedeni ile denetim bağlantısı indüklenen rotor gerilimini d/q koordinat sisteminde (4-15 ) denklemi ile ifade edilen bir hata ile bulunur. Bu nedenle indüklenen rotor geriliminin q-bileşeninin denetleyici içinde ,

$$e'_{rq} = e'_{rq\ ölçülen} + w_s \Delta L_s i'_{sd} \qquad 4\text{-}18$$

denklemine göre düzeltilmesi yapılır.

Doğal olarak bu önlem dağılma indüktivitesinin komplike frekans bağımlılığı etkisini tümü ile gidermez. Çok hızlı akım değişmeleri sırasında ve sabit iç dönme momentli (quasistasyoner) çalışmada transformasyon açısını

teşkil eden denetleyici genelde doğru giriş büyüklüğü içerir.

Bu amaç için, ΔL düzeltme değerinin de doğaldır ki bilinmesi gerekir. Yukarıdaki denkleme göre düzeltme yapılmaması d/q koordinat sisteminin yönlendirilmesinde bir hata doğurur. Rotor geriliminin gerçek değeri ve ölçülen değeri arasındaki açı olan hata açısı (4-16) denkleminde belirtilen d-bileşeninin kaymasından kaynaklanır.

$$\Delta\gamma_s = \arctan\frac{\Delta e'_{rq_{ölçülen}}}{e'_{rq}} = -w_s \Delta L \frac{i_{sd}}{e'_{rq}} \qquad 4\text{-}18$$

### 4.3.2. Stator Direncindeki Hata

Makinanın stator direnci işletmede %50 kadar yükselebilir. İlgili parametreye indüklenen rotor geriliminin teşkiline ilişkin olarak denetim bağlantısında yer verilmediği takdirde 4.2.1 bölümünde geçici indüktans ilişkisinde uygulanılmış aynı yönteme göre hesaplanılabilen bir ölçme hatası ortaya çıkar.

$$\begin{bmatrix} e'_{rd_{ölçülen}} \\ e'_{rq_{ölçülen}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e'_{rd_{gerçek}} \\ e'_{rq_{gerçek}} \end{bmatrix} - \Delta R_s \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \qquad 4\text{-}20$$

$$\Delta R_s = R_{s\,ölçülen} - R_s \qquad 4\text{-}21$$

Stator direncinin hatalı adapsiyonu bu durumda her şeyden önce rotor geriliminin d- bileşeni üstünde etkili olur. Bu nominal devir sayısında takriben %2,5 bir hatanın kaynağı olur. Stator direncinin adapsiyonu için (4-20) denklem sisteminin birinci satırı, sabit iç moment (quasistasyoner) durumdaki çok küçük stator frekanslarında

maksimum döndürme momenti teşkil eden akımın, bileşenlerinden hesaplanır.[19]

$$\Delta r_s=(e'_{rd\ ger} - e'_{rd\ ölç})/i_{sd} \qquad 4\text{-}22$$

denklemi elde edilir.

Yavaş bir integral kontrol denetim bağlantısına sokulmuş direnç değerini bu fark yok oluncaya kadar değiştirir. Sonuç olarak $R_s$ direnci,

$$\Delta r_{s\ ölç}=(w_t.\Psi'_{rq}/-i_{sd}).f_{R2} \qquad 4\text{-}23$$

kadar hatalı işleme sokulmuş olur.

### 4.3.3. Rotor Direnci ve Rotor Zaman Sabiti

Mikrodenetleyici, dönme açısını belirleyebilmesi için, denetleyiciye rotor frekansının sürekli doğru değeri verilir. Akı ve döndürme momenti teşkil eden akım bileşeni büyüklükleri de bilindiklerinden rotor frekansının ön ayarı içerisindeki rotor direnci büyük döndürme momenti durumunda direkt bulunur. Tespit, ivmelendirme ve frenleme durumlarında gerçekleştirilir. Tanımlanan bu yönteme göre denetleyici maksimum iç döndürme momentli (quasistasyoner) çalışma durumlarında $R'_{rR}$ faktörünü yeniden belirler. Bu değerin işletmeye alma sırasında elde edilen büyüklüğü kıyasla değişmesi için bir ölçüdür. Bu oluşum rotor direncinin adapsiyonu için düzeltme faktörü olarak ya da işaret işlemenin rotor zaman sabitesine bağlı ayar değeri olarak kullanılır. Denetim devresindeki stator direnci indüklenen rotor geriliminin belirlenmesine ilişkin olarak ayarlanmadığı taktirde makinadaki gerçek akı hesaplanan

değere uymayacağından bir ölçme hatası doğar. Bu hata (4-12) ve (4-20) denklemleri yardımı ile ,

$$f_{Rr} = -\frac{\Delta R_s i_{sd}}{w_s \Psi_{sq}^*} \qquad 4\text{-}24$$

Adapsiyon ancak stator frekansı nominal değerinin %25' ini aşınca yapıldığından, etki küçük olur.[19]

Makinanın kısa devre zaman sabitesi stator ve rotor dirençlerine bağlıdır. Böylece motorun sıcaklığı ile değişecektir. Buna göre,

$$U_{sd} = \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \sigma L_s \frac{w_s}{\tau_0} i_{sd} - \sigma L_s w_s i_{sq} - w_m \Psi_{rq} \qquad 4\text{-}25$$

denklemi elde edilir. Çok küçük devir sayıları ve büyük momentlerde yukarıdaki denklemden, sabit iç moment durumda yeteri doğrulukta kısa devre zaman sabitesi bulunur,

$$\frac{1}{\tau_0} = \frac{1}{\sigma L_s}\left(U_{sd} + \sigma L_s w_s i_{sq}^* + w_m \Psi_{rq}^*\right) / i_{sq} \qquad 4\text{-}26$$

Stator zaman sabitesi için aşağıdaki hata bağıntısı yazılabilir.

$$\Delta\left(\frac{1}{\tau_0}\right) = f_{Rr} \frac{R_r K_{11}}{1 + w_r^2 \tau_r^2}\left(1 - w_m w_r \tau_r^2\right) \qquad 4\text{-}27$$

$w_m$=0 için gözle görülür bir yaklaşıklık yapılarak kısa devre zaman sabitesi için aşağıdaki bağıl hata ifadesi yazılabilir.

$$\frac{\Delta\left(\frac{1}{\tau_0}\right)}{\left(\frac{1}{\tau_0}\right)} \approx f_{Rr} \frac{R_r}{R_s + R_r} \left\{\frac{i_{sq}}{i_{sd}}\right\}^2 \qquad 4\text{-}28$$

Rotor frekansı ön ayar direncinin hatalı olmasının büyük stator akımlarında kısa devre zaman sabitesi için ölçme değerini çok az etkilediği görülmüştür. Tanımlanan saptama ancak devir sayısı, nominal devir sayısından %2 daha küçük ise yapılır. [19]

# 5. İNVERTERDE HATA TANISI

## 5.1. GİRİŞ

Bir inverterden beklenen temel özellik, üç fazlı sincap kafesli asenkron motorun, maksimum moment sabit kalacak şekilde hız kontrolü yapmasına imkan sağlamaktır. Akım dalga şeklinin sinüzoidal değişime yaklaştıran darbe genlik modülasyonu sayesinde, özellikle düşük hızlardan doğan salınım momentlerinden arındırılmış geniş bir hız kontrol aralığına imkan sağlamalıdır. Yumuşak kalkış, yumuşak duruş, motorun korunması, şebekenin korunması ve sistemin kendini koruması gibi temel özelliklere sahip olması gerekir. Maliyet, bakım ve uygulama esnekliği açısından sisteme üstün özellikler kazandırmak amacıyla, standart kartlar ve modüller kullanılmalıdır.[7]

İnverter kontrol üniteleri, ana kart, röle kartı ve sürücü kartı olmak üzere üç ana bölümden oluşmaktadır.

İnverter, aşırı gerilim, aşırı yük, aşırı sıcaklık, asimetrik yük gibi oluşabilecek hataları göstermelidir. İnverterde, ayarların bir kısmı yüke göre ayar yapılması amacıyla kullanıcıya bırakılır. Bu ayarların doğru yapılamaması ya da sistemin kendisinde oluşan herhangi bir hata, sistemin, şebekenin veya motorun hasar görmesinin önlenebilmesi için, arıza gözlenebilmelidir.

Arıza meydana geldiğinde, darbeler kesilerek hat kontaktörü açılır ve LED ile arızalar gösterilir. Arıza bilgisi ünite enerjisiz dahi olsa hafızada saklanır. 'Ready (hazır konum)' durumundaki arıza sinyalleri hafızada saklanmaz.[13,20]

## 5.2. İnverterde Meydana Gelebilecek Hatalar ve Sebepleri

Bu alt bölümde olası arızalar ve sebepleri üzerinde durulacaktır. Bu hataları, sistem arızası, d.c. hat gerilimi düşüklüğü, generatör çalışma, aşırı sıcaklık, güç kaynağı geriliminin düşüklüğü, motorun aşırı ısınması, aşırı akım, asimetrik yük ve MC sistem arızası şeklinde sıralayabiliriz. Bu arızaların sebepleri aşağıdaki alt bölümlerde anlatılmaktadır.

### 5.2.1. Sistem Arızası

Düşük gerilim gelmesi durumunda oluşan bu hata,

1-50 ms'den daha fazla süre ile sistem gerilim düşüklüğünün %10'u geçmesi,

2-Güç (sistem) sigortasının atması,

3-Güç kartı üzerindeki sistem sigortasının atması durumunda oluşur.

### 5.2.2. d.c. Hat Geriliminin Düşüklüğü

Bu hata aşağıdaki durumlarda oluşur.

1-Sistem düşük gerilimli,

2-Hat kontaktörü açık,

3-Harici hat kontaktörünün bağlantısı yanlış,

4-Uzun süreli bekleme; hat kondansatörünün iki dakikada bir açıp kapama yapabilmesi için d.c. hat kapasitesi doldurulmalı.

### 5.2.3. Generatör Çalışma

Motorda indüklenen zıt elektromotor kuvvetin sistem geriliminden büyük olması. Bu hata,

1-Motor generatör gibi çalışır,

2-Frenleme zamanı çok kısa,

3-Zıt elektromotor kuvvet, $U_N$+%10$U_N$'den daha fazla,

4-PW ünitelerinde; PW, kendi kapasitesinin üzerine çıkar veya PW elektronik parçalar hatalı olması durumlarında bu hata oluşur.

### 5.2.4. Güç Kaynağı Geriliminin Düşüklüğü

1-50 ms'den daha fazla süre ile sistem gerilim düşüklüğünün %10'geçmesi,

2-Güç (sistem) sigortasının atması,

3-Güç kartı üzerindeki sistem sigortasının atması,

Ribbon kablosunun yerinden çıkması durumlarında bu hata oluşur.

### 5.2.5. Aşırı Sıcaklık

1-Sistem döner alanının ters dönmesi,

2-Giriş ve çıkış hava akımının sekteye uğraması, hava fitrelerinin dolması,

3-Ortam sıcaklığının çok yüksek olması,

4-Fanın çalışmaması veya yetersiz olması,

5-Ünitenin fansız olması durumlarında bu hata oluşur.

### 5.2.6. Motorun Aşırı Isınması

Hatanın sebepleri aşağıdaki gibi sıralanabilir.

1-Motor aşırı yüklü veya devri çok yüksek,

2-Motor bağlantıları hatalı,

3-Gerilim yükselmesi veya IR kompanzasyonunun yüksek bir değere ayarlanması.

### 5.2.7. Aşırı Akım

1-Motor aşırı yüklü veya hatalı,

2-Motorda aşırı şok yüklerin olması,

3-P11'in uygun konumda olmaması,

4-Motor çalışma hızının, inverter çalışma hızından çok yüksek (şok yükler için inverter ayarının çok düşük) olması.

5-Durma koruma ayarının çok düşük olması,

6-Hızlanma ve frenleme zamanının çok düşük olması,

7-Karakteristik seçiminin yanlış olması,

8-İnverter çıkışında topraklama veya kısa devre arızası olması,

9-Motor sarımında hata (kırık tel) olması durumlarında bu arıza oluşur.

### 5.2.8. Asimetrik Yük Hatası

Çıkış faz akımları arasında %30'dan daha büyük fark olması ki bu durum, motorun arızalı ya da motorun bir faz bağlantısının kopması durumunda ortaya çıkar.

## 5.3. Hata Bilgilerinin Ölçümü

(5.2) bölümünde bahsi geçen hatalardan, aşırı gerilim, aşırı akım, motorun aşırı ısınması ve asimetrik yük hataları

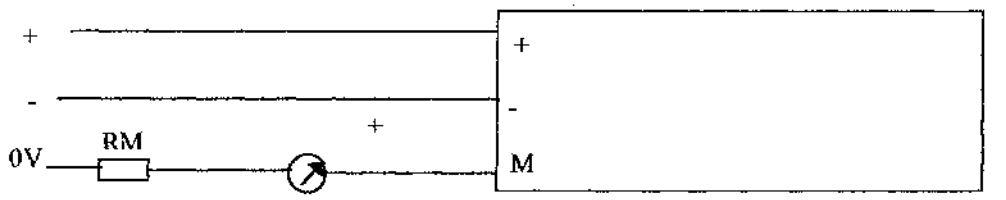
önemlerinden ve çok sık meydana gelebilecekleri nedeniyle hassas bir şekilde ölçülerek, sistemin korunması için önlem alınmasına imkan sağlanmalıdır.

### 5.3.1. Motor Isısının Ölçülmesi

Motorun aşırı yüklenmesi, hızının yüksek olması, soğutmanın yeterli olmaması ve gerilim yükselmelerinde oluşan motor sargılarındaki aşırı ısınmayı direk sargılardan ölçmek mümkün değildir. Motor sargılarının ısınması nedeni ile motor gövdesi de ısınacaktır. Gövdeden ölçülecek olan sıcaklık, motorun sargı sıcaklığı ile ilgili bilgi verir. Gövdedeki sıcaklık, sargı sıcaklığı kadar olmayacaktır. Motorun sargı izolasyonu gövde sıcaklığını etkilemektedir. Bu nedenle değişik motor (izolasyon) sınıfları için, gövde sıcaklığı ile sargı sıcaklığı arasında ilişki kurulabilir. Böylece motorun hem gövde ısısı, hem de sargı ısısı hakkında bilgi elde edilmiş olur.

### 5.3.2. Akım Ölçülmesi

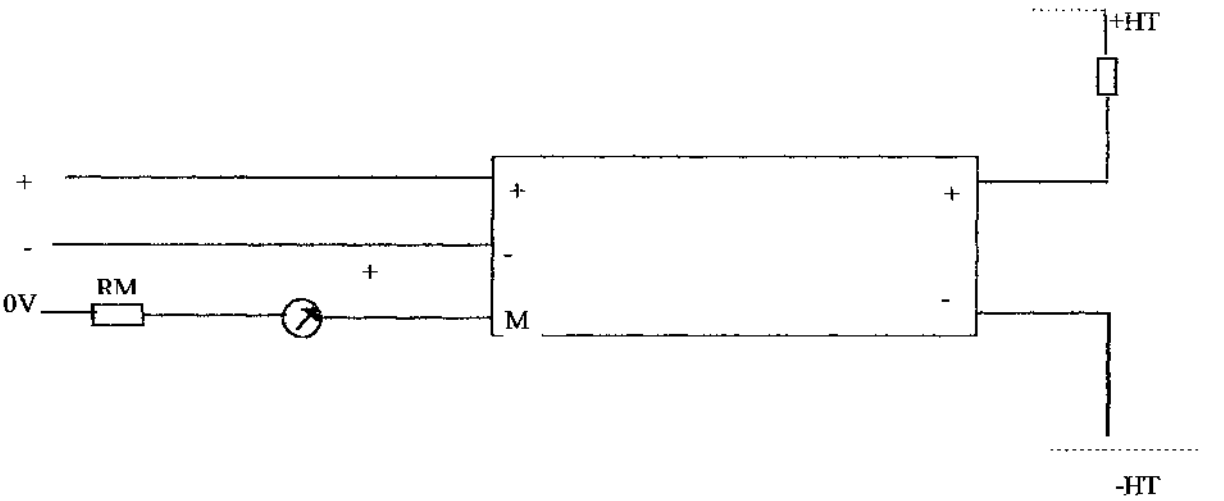
Motorun faz akımı akım modülü yardımı ile ölçülür. Şekil.5.1'de gösterilen akım modülünün, (-) girişi negatif besleme gerilimi ve (+) girişi pozitif besleme gerilimidir. Modül, birincil taraf yüksek güç ve ikincil taraf elektronik devreden meydana gelmektedir. M ile gösterilen giriş, akımı ölçülecek faza bağlanan giriş olup, akım bilgisi bu girişten alınmaktadır. Modül, akım girişini gerilime dönüştürmektedir. Benzer üç modül yardımı ile üç faza ilişkin akım bilgileri ölçülebilir.




**Şekil.5.1.** Akım modülü.

### 5.3.3. Gerilim Ölçülmesi

Gerilim, şekil.5.2'de gösterilen gerilim modülü yardımı ile ölçülmektedir. Gerilim modülü, akım modülünde olduğu gibi, yüksek güç (birincil) giriş ve elektronik (ikincil) girişten meydana gelmektedir. Yüksek güç tarafındaki +HT ve -HT giriş gerilimleri, sekonderdeki, '+' ve '-' girişler besleme girişleri, M ile gösterilen giriş ise ölçüm girişidir.




**Şekil.5.2.** Gerilim Modülü

## 5.4. Hata Göstergeleri

Arıza bilgisi geldiğinde, sistemi korumak amacı ile kullanıcının bu arızayı görmesi ve arızayı gidermesi gerekir. Arıza kısa süreli darbeler şeklinde olabileceğinden, hata bilgisi tutulmalıdır. Bu gerekçelerle arıza oluştuğunda darbeler kesilerek hat kontaktörü açılır ve LED ile arızalar gösterilir. Arıza bilgisi ünite enerjisiz dahi olsa hafızada saklanır. Aşağıda iki ayrı invertere ilişkin hata göstergeleri verilmiştir.

[7]'de verilen inverterde , aşırı sıcaklık, asimetrik yük, aşırı yük, aşırı gerilim, akım sınırlama ve dinamik frenleme ledleri ile meydana gelebilecek hatalar gösterilmektedir.

[20]'de verilen inverterde ise aşağıdaki hata göstergeleri mevcuttur.

F1: Sistem hatası.
F2: D.C. hat gerilimi düşük.
F3: D.C. hat gerilimi yüksek.
F4: Güç kaynağının gerilimi düşük.
F5: Aşırı sıcaklık.
F6: Motor aşırı ısınmış.
F7: PW arızalı.
F8: Aşırı akım.
F9: Harici arıza.
F10: Novram arızası (Uzun süreli hafıza arızası).
F11-14:Mikrokontrolör sistem arızası.
F15: LED gösterim arızası.

## 5.5. Hata Düzeltilmesi

Meydana gelen hataların düzeltilmesi için, hatayı oluşturan unsurların ortadan kaldırılması gerekir.

Motorda aşırı sıcaklık hatası oluştuğunda, bu hatanın giderilmesi için, motor devri ve yükü kontrol edilmeli, motor bağlantıları kontrol edilmeli, sistem döner alanı kontrol edilmeli (döner alan ters ise düzeltilmeli), fanlı ünitelerde fanın yeterli olup olmadığı kontrol edilmeli, varsa gerilim yükselmesi önlenmelidir.

Aşırı akım hatası oluştuğunda, motorun minimum hızdan maksimum hıza yükselme süresi uzatılmalı, ayarlanan nominal akım değeri düşürülmeli, yol verme süresi uzatılmalıdır. Bütün bunlarla aşırı akım hatası giderilemez ise daha güçlü motor ve inverter seçilmelidir.

Aşırı gerilim hatası oluştuğunda, frenleme zamanı artırılmalı, güç tranzistörlerinin sağlam oldukları kontrol edilmelidir.

Tek bir motoru besleyen inverterde asimetrik yük hatasının oluşması ancak fazlardan birinin kopması veya bağlantısının yapılmaması durumunda ortaya çıkacağından, bu hatanın düzeltilmesi, motor sargılarının sağlam olup olmadığı ve bağlantının yapılıp yapılmadığının kontrolü ile düzeltilir. [20]

# 6. SONUÇ

Vektör kontrol, stator akım ve gerilim bilgilerinden yararlanılarak yapılabileceği gibi, akım ve hız bilgilerinden yararlanılarak da yapılabilmektedir. Her iki yönteminde kendilerine göre avantajları ve dezavantajları vardır. Stator akım ve gerilim bilgilerinden yararlanılarak yapılan akı modeli, gerilim modeli olarak adlandırılır ve bu modelin başarısı, stator direnci ile stator geçici indüktansının modele doğru girilmesine oldukça bağlıdır. Özellikle düşük hızlarda stator direnci üzerindeki gerilim düşümü önemli olacağından, stator direncinin önemi daha da artmaktadır. Akım ve hız bilgilerinden yararlanılarak yapılan akı tahmini, akı modeli olarak adlandırılır ve bu modelin başarısı ise, rotor zaman sabitinin modele doğru girilmesine bağlıdır.

Başarılı bir vektör kontrol, makinanın elektriksel parametrelerinin doğru bilinmesine ve doğru parametrelerin modele girilmesine bağlıdır.

Bu çalışmada, vektör kontrole yönelik olmadığından klasik parametre ölçme yönteminden bahsedilmemiştir. Ancak, klasik yöntem ekler kısmında ek olarak verilmiş, bu yöntemle parametrelerin nasıl ölçüleceği anlatılmış ve stator direnci simülasyonla ölçülmüştür. Ayrıca, aynı bölümde bu yöntemin vektör kontrol için yararlı bir parametre ölçme yöntemi olmadığı izah edilmiştir.

Stator direncinin, stator sargılarından darbeli akımlar akıtacak şekilde uygun inverter çıkış gerilimleri uygulayarak ölçülmesinde, stator direncindeki bağıl hata, kısa sayılabilecek ölçüm süresinde ve küçük sayılabilecek anahtarlama frekansında %2'ler civarında olmasına karşılık, ölçüm süresinin ve anahtarlama frekansının artırılması ile

hatanın düştüğü görülmüştür. Geçici rejim son bulacak şekilde bir ölçüm süresi ya da %2.5 hata payı konulan bant genişliğini aşmayacak şekilde anahtarlama süresi frekansını çok büyük seçerek stator direncini oldukça hassas ölçmek mümkün olacaktır.

Kısa süreli nominal gerilimlerin inverter tarafından makinaya uygulanması sonucu, akımın değişiminden yaralanılarak stator geçici indüktansının ölçülmesinde oldukça iyi neticeler elde edilmiştir. Geçici indüktansın ölçümünde uygulanacak darbelerin süresi, kesinlikle stator zaman sabitinden daha küçük olmalıdır. Ayrıca, pozitif yönde uygulanacak darbenin süresi, negatif yönde uygulanacak darbenin süresinden daha kısa; pozitif tarafta ki akımın tepe değeri, negatif tarafta ki akımın tepe değerinden mutlak değer olarak daha büyük olmalıdır. Stator akımı, negatif darbe uygulandığında mutlaka negatif değere düşmelidir.

Vektör kontrolde önem arzeden bir üçüncü parametre ise rotor zaman sabitidir. Rotor zaman sabitinin, motorun aktif ve reaktif kayıplardan yararlanılarak belirlenebilmektedir[22]. Bu çalışmada, rotor zaman sabitinin belirlenmesi için sunulan test, sabit akımlar meydana getirecek akım değişimlerinden yararlanmaktır. Rotor zaman sabitinin belirlenmesi için uygulanan test, stator direnci ölçümünde uygulanan testin benzeridir. Üçüncü bölümde, stator akımı sabit pozitif değerden, sabit negatif değere düşmesi için geçen süreden yararlanılarak rotor zaman sabitinin belirlenmesi anlatılmıştır.

Diğer parametreler, stator ve rotor indüktansları, mıknatıslanma indüktansı ve kaçak faktörü, rotor zaman sabitinin ölçümünde uygulanan test yardımı ile belirlenmiştir.

Rotor zaman sabiti, mıknatıslanma indüktansı, stator ve rotor indüktansları ile kaçak faktörü belirlenirken, akımın pozitiften negatife düşme süresi rotor zaman sabitinden daha küçük olmalıdır.

Sonuç olarak, duran eksen sistemindeki $\alpha$-fazından darbe gerilimleri uygulayarak asenkron motorun elektriksel parametrelerinin ölçümü, stator direnci hariç, süre açısından iyi sonuçlar vermektedir. Stator direncinin bu yöntemle ölçümünde, kısa ölçüm sürelerinde hata yüksek olmaktadır. Stator direnci ölçümünde süre uzatıldığında, hata sıfıra doğru yaklaşmaktadır. Üçüncü bölümde anlatılan yöntem, inverterli uygulamalar için, ek.1. bölümde anlatılan yöntemle kıyaslanamayacak kadar avntajlıdır.

Bütün bu ölçümler, makina durgunken yapıldığından ve çalışan makinada elktriksel parametrelerin, sıcaklık ve frekansla değişmeleri nedeni ile, makina çalışırken meydana gelecek hataların düzeltilmesi gerekir. Dördüncü bölümde, motor parametrelerinin sıcaklık ve frekansla değişmesinin yanında parametre düzeltimi için bir yöntem anlatılmıştır.

Anlatılan parametre ölçme yöntemi, inverterle beslenen asenkron motorlara uygulandığından, oluşabilecek önemli inverter hatalarının bilinmesi gereklidir. Beşinci bölümde, inverterde meydana gelebilecek önemli hatalardan bahsedilmiştir.

**KAYNAKLAR**

1. Akın, E.;(1994) **Stator Akısı Üzerinden Asenkron Motorun Rotor Akısı Alan Yönlendirmesi İçin Bir Yöntem.** F.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü.

2. Ansuj, S; Shokooh, F; Schinzinger, R. (1989) **Parameter Estimation for Induction Machines Based on Sensitivity Analysis.** IEEE Transactions On Endustry Aplications, Vol.25.

3. Ashwin, M. ; Khambadkone and Joachim Holtz. (1991) **Vector-Controlled Induction Motor Drive with a Self-Comissionning Scheme.** Seor Member, IEEE.

4. Coussat, T. ; Robam, X. ;Hapiot, J-C. ; Faucher, j.; Tientcheo, M. ; (1994) **Self-Commisioning for PWM Voltage Source Inverter-Fed Induction Motor At Standstill. IEEE,** Fransa.

5. Chow, M. ; Mangum, P. ; Sui Oi Yee. (1991) **A Neural Network Approach to Real-Time Condition Monitoring of Induction Motors.** IEEE Transactions On Endustry Aplications, Vol.38.

6. Çakır,H. ;(1989) **Enerji İletimi.** Yıldız Üniversitesi Mühendislik Fakültesi.

7. Ekamat A-100 (1988). **Değişken frekanslı Asenkron Motor Hız kontrol Üniteleri.** Devreye alma ve İşletme klavuzu.

8. Güzelbeyoğlu, N. (1992) **Elektrik Makinaları -I-II-,** İTÜ Elektrik-elektronik Fakültesi

9. Holtz, J. ; Thimm, T. ; (1991) **Identication of Machine Parameters in a Vector-Controlled Induction Motor Drive.** IEEE Transactions On Endustry Aplications, Vol.27.

10. Ozan, N. (1997) **Alan Yönlendirmeli Asenkron Motorun Düşük Hızlarda Performansının Artırılması.** F.Ü. FenBilimleri Enstitüsü.

11. Kerkman, J.R.; Rowan, M.T. (1996) **A Frequency-Based Determination Of Transient İnductance and Rotor Resistance for Field Comnissioning Purpose.** IEEE Transactions On Endustry Aplications, Vol.32.

12. Kubota, H; Matsuse, K. (1994) **Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adaptation.** IEEE Transactions On Endustry Aplications, Vol.30.

13. Leroy Somer. **Digital Frequency Inverter For Induction Motor.**

14. Moon, S.; Keyhani, A. (1994) **Estimation of Induction Machine Parameters from Standstill Time-Domain Data.** IEEE Transactions On Endustry Aplications, Vol.30.

15. Pana, T. ; Hori, Y. (1994) **A Matlab Toolbox for Field-Oriented Induction Motor System Desing.** Japan-U.S.A. Symposium on Filexible Automation. Kobe, Japan.

16. Sarıoğlu, K. (1992) **Digital Kontrol Sistemleri**, İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi

17. Sarıoğlu, K. (1977) **Elektrik Makinalarının Temelleri Cilt:III.** İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi.

18. Schierling, H. (1987) **Selbsinstellendes und selbstanpassendes Andriebsregelsystem für die Asynchronmuschine mit Pulswechselrichter.** Doctoral dissertation. Darmstadter.

19. Seung K.S. (1989) **A Novel Technique of Rotor Resistance Estimation Considering Variation of Mutual Inductance.** IEEE Transactions On Endustry Aplications, Vol.25.

20. Siemens (1988). **Transistorized Voltage-Source DC-Link Converters**, Series 6'SE11...

21. Stephan, J.; Bodson, M. (1994) **Real-Time Estimation of the Parameters and Fluxes of Induction Motos.** IEEE Transactions On Endustry Aplications, Vol.30.

22. Tungpilormut, K.; Peng, F.; Fukao, T.(1994) **Robust Vector Control of Induction Motor without Using Stator and Rotor Circuit Time Constants.** IEEE Transactions On Endustry Aplications, Vol.30.

23. Vukosavic, S.N.; Stojic, M.(1993) **On-Line Tuning of the Rotor Time Constant for Vector Contrlled Induction Motor in Position Control Applications.** IEEE Transactions On Endustry Aplications, Vol.40.

24. Vas, P.(1993) **Parameter Estimation Condition Monitoring and Diagnosis of Electirical Machine.** Clarendon Press-Oxford.

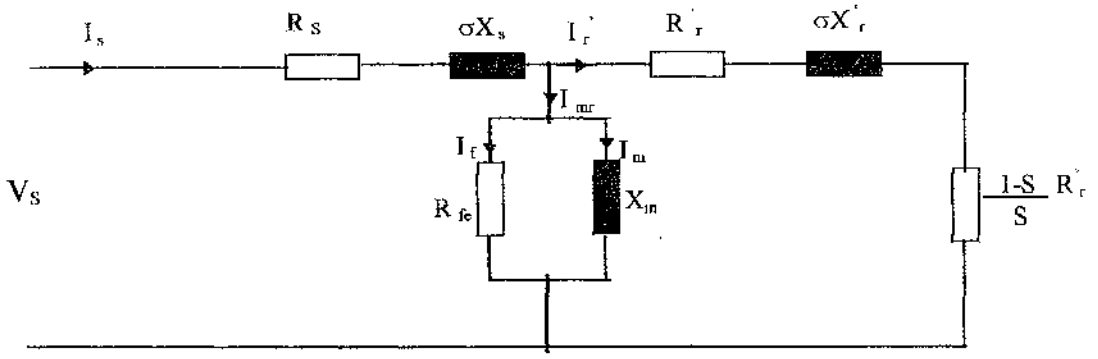
25. Von Zuben, F.J. ; Netto, M.L.A. ; Bim, E. ; Sezajner,J. (1994) **Adaptive Vector Control of a Three-Phase Induction Motor Using Neural Networks.** The authors are with the Scholl of Electrical Engineering State University of Campinas (UNICAMP), C.P.6101, Brazil.

26. Yüksel, İ. (1996) **MATLAB İle Mühendislik Sistemlerinin Analizi ve Çözümü.** Uludağ Üniversitesi, Bursa.

## EK.1. KLASİK YÖNTEMLE ASENKRON MOTOR PARAMETRELERİNİN ÖLÇÜMÜ VE İNVERTERLE BESLENEN ASENKRON MOTORA UYGULANAMAYIŞININ NEDENİ

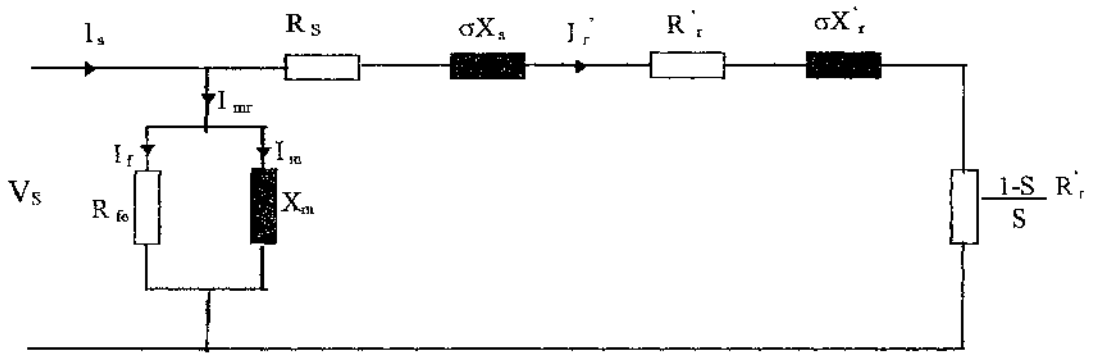
### EK.1.1. Giriş

Bu yöntemde, eşdeğer devre parametrelerinin, üç ayrı deney (Stator direncinin voltmetre-ampermetre yardımı ile ölçümü, Kısa devre deneyi, Boşta çalışma deneyi) yardımı ile ölçülmesi anlatılacaktır. Bu yöntem için üç fazlı makinanın bir faz yaklaşık eşdeğer devresi kullanılacaktır. Şekil-3-2- de bu yöntem için kullanılacak eşdeğer devre verilmiştir.




**Şekil.ek.1.** Asenkron motorun bir faz tam eşdeğer devresi.

Asenkron motorun bir faz tam eşdeğer devresi şekil.2.1'de verilmiştir. Hesaplamalarda kolaylık sağlaması amacı ile, bu devrede demir kayıpları (ki fuko ve histerezis) nı temsil eden $R_{fe}$ ve $X_m$ 'den oluşan şönt kolun empedansı, statorun joule kayıplarını temsil eden $R_s$ ve $X_s$ empedansı yanında çok büyük olduğundan şönt kol eşdeğer devrenin en başına alınması ile şekil.ek.2'deki yaklaşık eşdeğer devre elde edilir.




**Şekil.ek.2.** Üç Fazlı Asenkron Makinanın Bir Faz Yaklaşık Eşdeğer Devresi

## EK.1.2. Stator Direncinin Ölçümü

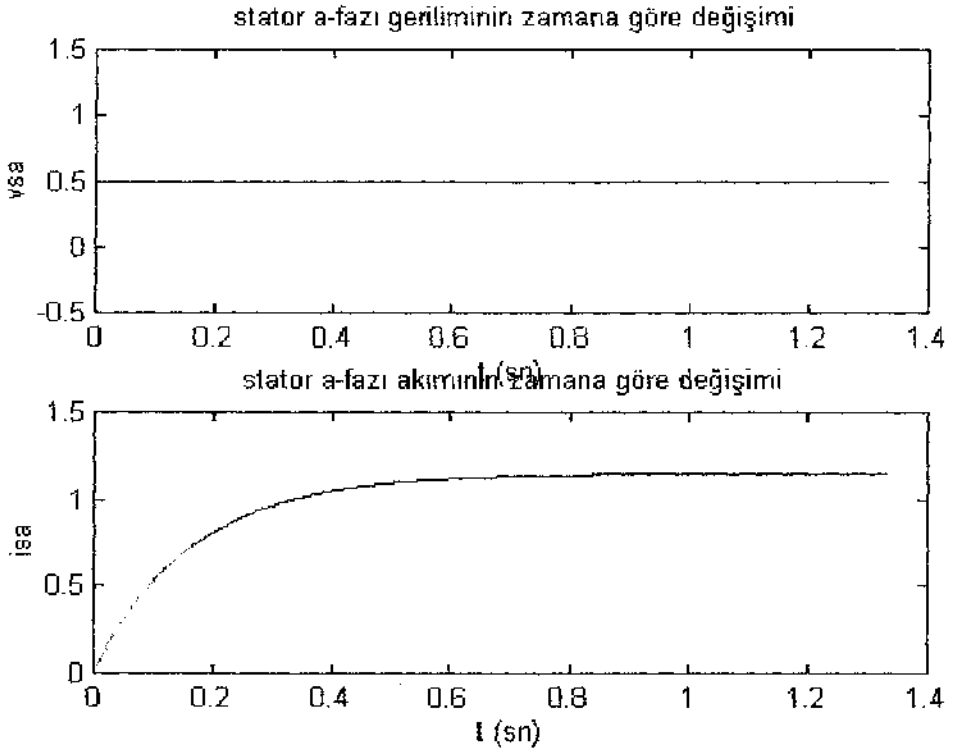
Stator direncinin ölçümü basit olarak statora uygulanan d.a geriliminin sürekli durumda stator sargısından akıtacağı akıma oranıdır. Çünkü, dönmeyen motorun elektriksel eşdeğer devresi bir R-L devresi olup sürekli rejimde indüktans kısa devre özelliği gösterdiğinden, devre sabit bir gerilim kaynağı ve ona seri bir stator direncinden ibaretmiş gibi düşünülebilir. Böylece stator direnci,

$$R_S = \frac{V_S}{i_S} \qquad \text{ek-1}$$

ifadesi ile hesaplanabilir.

Stator direncinin bu yolla ölçülmesi, sürekli rejimin sağlanması durumunda oldukça doğru sonuç vermekte, ancak, sürekli duruma erişmek için beş stator zaman sabiti süre beklemek gerektiğinden, cevap süresi uzun olmaktadır.

Şekil.ek.2. de 3 Hp'lık motorun a-fazından 0,5 V'luk sabit gerilim uygulandığında akımın değişimi çizilmiştir. Aynı motorun b ve c fazları için de aynı değişimler elde edilmiştir. 2250 hp'lik motor için ise fazlara uygulanacak gerilim 30 V'lar civarında olmalıdır. Motorun inverter ile sürüldüğü düşünülürse, bu şekildeki sabit d.c. gerilimlerinin uygulanamayacağı açıkça söylenebilir. Stator direnci, her üç faz için ayrı ayrı hesaplanarak ortalaması alınmıştır.

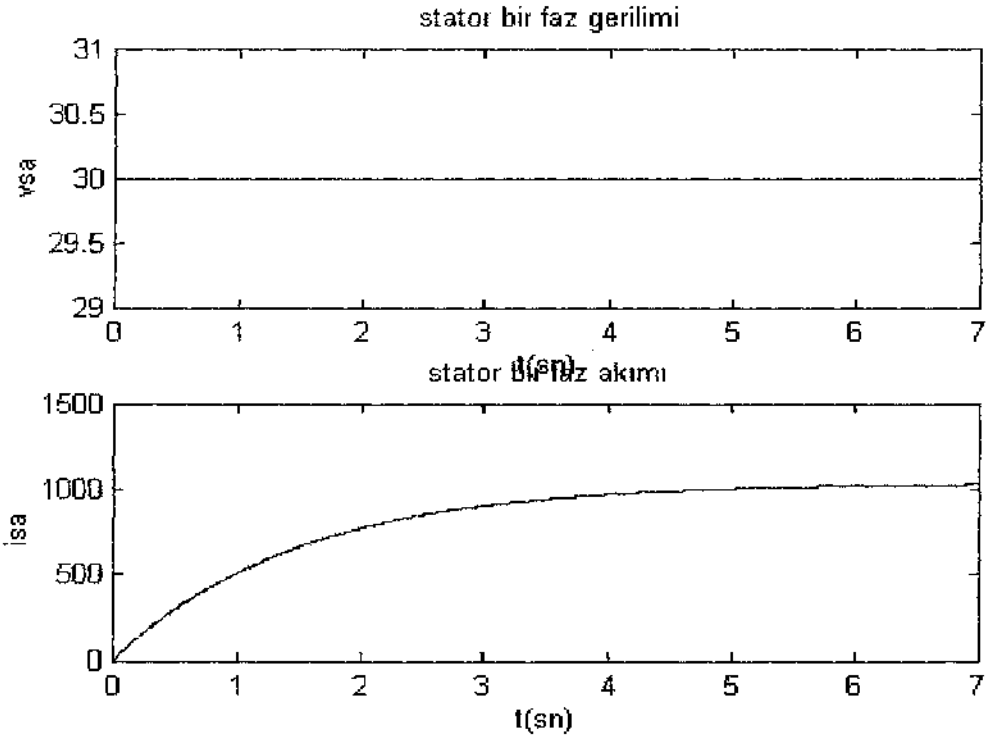



**Şekil.ek.3.** 3 Hp'lık motorun stator direnci ölçümü için a-fazına ait akım ve gerilim değişimleri.

Bu yöntemle iki değişik motor için benzetim aşağıdaki sonuçlar alınmıştır.

| Motor Gücü | Stator Direncindeki Bağıl Hata | Ölçüm süresi |
|---|---|---|
| 3 Hp | %0.2 | 1 sn |
| 2250 Hp | %0.68 | 7 sn |

**Tablo.ek.1.** Stator direncinin klasik yöntemle ölçülmesi ile alınan bağıl hatalar ve ölçüm süreleri.




**Şekil.ek.4.** 2250 Hp'lik motorun stator direnci ölçümü için a-fazına ait akım ve gerilim değişimleri.

Görüldüğü gibi, bu yöntemle stator direncinin ölçülmesinde, bağıl hatalar %1'den daha küçük olmasına rağmen,

en az beş zaman sabiti çözüm süresi istemektedir. Daha kısa çözüm süreleri için daha büyük bağıl hatalar meydana gelmektedir. Bu yöntemle doğru ölçüm yapılabilmesi için, gerilim uygulandıktan beş stator zaman sabiti sonra ölçüm yapılmalıdır. Yani hatanın ve sürenin minimuma inmesi için stator zaman sabitinin çok iyi bilinmesi ya da kestirilmesi gerekmektedir. Böylece yöntemin ikinci bir sakıncası ortaya çıkmaktadır.

### EK.1.3. Stator Geçici İndüktansının Ölçümü

Bu deneyde makina rotoru tutulur (S=1) ve stator sargılarından nominal akımın geçmesini sağlayacak azaltılmış bir gerilim uygulanır. Giriş gücü, giriş gerilimi ve giriş akımı faz başı değerlere dönüştürülür ve kaydedilir. $P_k, V_k, I_k$ Bu deney de demir kayıplarının ihmal edilebildiği varsayılır ve şekil-2-2-de gösterilen devrenin şönt kolu yok varsayılabilir. Böylece ;

$$X_e = \sigma X_s + \sigma X_r' = \frac{\sqrt{V_k^2 i_k^2 - P_k^2}}{i_k^2} \qquad \text{ek-2}$$

ifadesinden stator kaçak reaktansı ile statora indirgenmiş rotor kaçak reaktansının toplamı hesaplanır. Stator kaçak reaktansı ve statora indirgenmiş rotor kaçak reaktansını ayrı ayrı hesap etmek mümkün değildir. Ancak asenkron makina izolasyon sınıflılarından bu iki parametre arasında oranlar verilir. Bunlar ;

| Motor Sınıfı | σXs | σXr' |
|---|---|---|
| A Sınıfı | 0.5 | 0.5 |
| B Sınıfı | 0.4 | 0.6 |
| C Sınıfı | 0.3 | 0.7 |
| D Sınıfı | 0.5 | 0.5 |

**Tablo.ek.2.** Asenkron motor izolasyon sınıfları.

-A Sınıfı Motorlar; Normal başlama momenti ve normal başlama akımına sahip asenkron motorlar.

-B Sınıfı Motorlar; Normal başlama momenti, düşük başlama akımına sahip asenkron motorlar.

-C Sınıfı Motorlar; Yüksek başlama momenti, düşük başlama akımına sahip asenkron motorlar.

-D Sınıfı Motorlar; Yüksek kaymalı motorlardır.

Ölçülen stator geçici reaktansı, uygulanan kısa devre geriliminin açısal hızına bölümü, stator geçici indüktansını ve statora indirgenmiş geçici rotor reaktansının uygulanan gerilimin açısal hızına bölümü ise statora indirgenmiş geçici rotor indüktansını verir.

## EK.1.4. Statora indirgenmiş Rotor Direncinin Ölçümü

Bu deneyde makina rotoru tutulur (S=1) ve stator sargılarından nominal akımın geçmesini sağlayacak azaltılmış bir gerilim uygulanır. Giriş gücü, giriş gerilimi ve giriş akımı faz başı değerlere dönüştürülür ve kaydedilir. $P_k, V_k, I_k$ Bu deney de demir kayıplarının ihmal edilebildiği varsayılır ve şekilde gösterilen devrenin şönt kolu yok varsayılabilir. Böylece ;

$$R_e = R_s + a^2 R_r = R_s + R'_r = \frac{P_k}{i_k^2} \qquad \text{ek-3}$$

buradan ;

$$R'_r = \frac{P_k}{i_k^2} - R_s \qquad \text{ek-4}$$

**EK.1.5. Klasik Yöntemle Mıknatıslanma İndüktansının Ölçümü**

Bu deneyde makina yüksüz çalıştırılır. Giriş gücü ve giriş akımı nominal gerilimin %25'i ile %125'i aralığında değişik gerilim değerleri için kaydedilir. Böylece elde edilen sonuçlar çizilir.

Gerilim azalırken akı da orantılı olarak azalır. Güç eğrisi yaklaşık olarak paraboliktir. Nominal gerilimin yaklaşık olarak %20'sinde mıknatıslanma akımı ve demir kayıpları karşılanır. Güç eğrisinin sıfır gerilime doğru azalarak OM mekanik kayıpları ölçülebilir. Nominal gerilimde, faz başına giriş gücü, gerilimi ve giriş akımı $P_s, V_s, I_s$ ölçülerek demir direnci $R_f$, mıknatıslanma reaktansı $X_m$ hesaplanır.

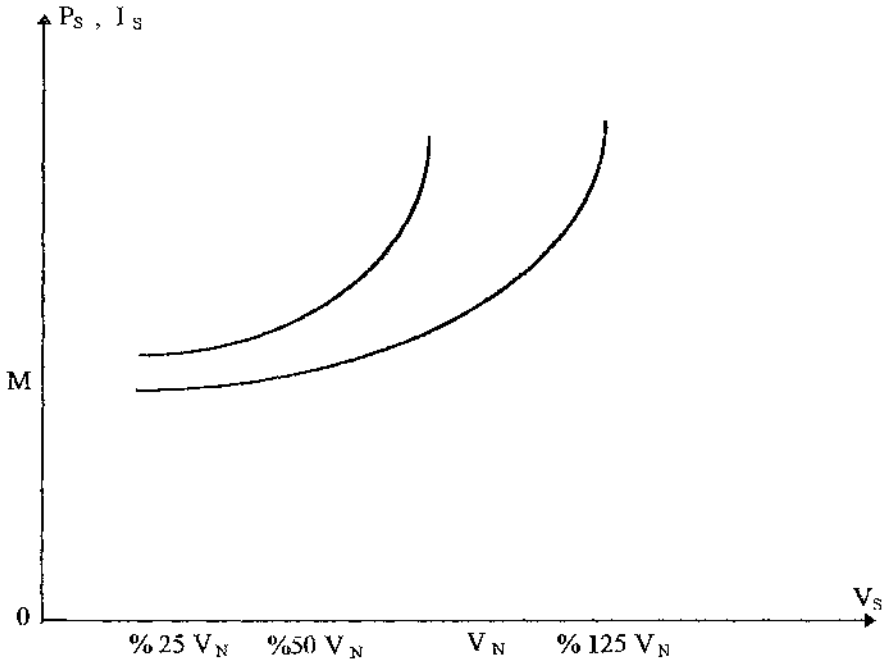
Makina yüksüz çalıştırıldığı zaman teorik olarak makina hızı senkron hıza eşit olmaktadır ($n=n_s$). Bu durumda kayma;

$$s = \frac{n_s - n}{n_s} = 0 \qquad \text{ek-5}$$

olur. Eşdeğer devrenin sağ tarafındaki yükü temsil eden $\frac{1-s}{s}R_r'$ direnci sonsuz olacağından açık devre özelliği gösterir. Bu durumda harcanan gücün tamamı şönt kol üzerinde harcanır. Yani boşta çalışmadaki bütün kayıplar demir kayıplarıdır . Böylece mıknatıslanma reaktansı ;

$$X_m = \frac{V_s^2}{\sqrt{V_s^2 i_s^2 - P_1^2}} \qquad \text{ek-6}$$

ifadesi ile hesaplanır. Mıknatıslanma indüktansı, mıknatıslanma reaktansın, boşta çalışma açısal hızına bölümü ile bulunur.




**Şekil.ek.5.** Boşta çalışmada giriş akımının ve giriş gücünün giriş gerilimine göre değişimi .

## EK.2. ASENKRON MOTOR PARAMETRELERİNİN RLS METODU İLE ÖLÇÜMÜ

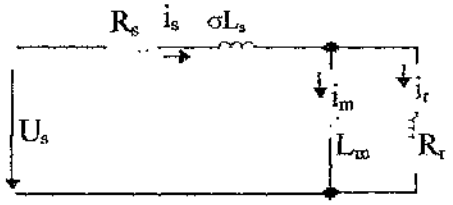
### EK.2.1. GİRİŞ

Bu bölümde asenkron motor hız sürücüleri için kendinden kalibrasyonlu algoritmaların gerçekleştirilmesi amaçlanmıştır. Kendinden kalibrasyon motor durgun haldeyken elektriksel parametrelerin özdeşleşmesidir. Fiziksel olayın matematiksel gösterimi bir sistemin genel davranışını tahmin etmek için sık sık kullanılır. Bu gösterim, gösterimin doğruluğu ve uygulamalarını izleyen bir çok biçimde olabilir. Bu gösterimlerden biri yaygın olarak kullanılan Laplas domenindeki transfer fonksiyonudur.

Elektriksel noktadan bakıldığında asenkron motor bilgisi, fiziksel kavramların dikkate alındığı (stator kaçakları ve rotor kaçakları ) genel bir transfer fonksiyonu kurmaya imkan verir. Global transfer fonksiyonu uygulaması düşünülürse (komple katsayılarla) basitleştirilmiş bir transfer fonksiyonu elde edilir. Bu transfer fonksiyonunda demir kayıpları ihmal edilmiş ve bütün kaçak akılar statora indirgenmiştir.

Bu transfer fonksiyonu yaygın olarak asenkron motorun vektör kontrolünde kullanılır. Bu statora indirgenen tek faz eşdeğer devresine karşılık gelir. Bu özdeşleşme amacı için ilginç olan, yalnızca dört bilinmeyen parametre içermesi özelliğine sahiptir. Durgun halde iken makina için model mükemmel olarak ayrıştırılmıştır ve transfer fonksiyonunun katsayıları gerçektir.[4]

Stator akımının stator gerilimine göre değişimini laplas domeninde veren ($I_s/V_s$) bu transfer fonksiyonu;




**Şekil.ek.2.1.** Üç fazlı Asenkron Motorun Bir Faz Eşdeğer devresi

$$Y_{(p)} = \frac{1}{R_s} \frac{\left(1+\frac{L_m}{R_r}p\right)}{1+\left(\frac{\sigma L_s}{R_s}L_m\left(\frac{1}{R_s}+\frac{1}{R_r}\right)\right)p+\frac{\sigma L_s L_m}{R_s R_r}p^2} \qquad \text{Ek.2.1}$$

Bu transfer fonksiyonu, $\sigma L_s \ll L_m$ için

$$\frac{\sigma L_s}{R_s}+L_m\left(\frac{1}{R_s}+\frac{1}{R_r}\right) \approx L_m\left(\frac{1}{R_s}+\frac{1}{R_r}\right) \qquad \text{Ek.2.2}$$

$$\tau_2+\tau_1 \approx L_m\left(\frac{1}{R_s}+\frac{1}{R_r}\right) \approx \tau_2 \qquad \text{Ek.2.3}$$

eşitlikleri göz önünde bulundurularak ve ;

$$K=\frac{1}{R_s} \qquad \text{kazanç,} \qquad \text{Ek.2.4}$$

$$\tau_1=\frac{L_m}{R_r} \qquad \text{sıfır,} \qquad \text{Ek.2.5}$$

$$\tau_2=L_m\left(\frac{1}{R_s}+\frac{1}{R_r}\right) \qquad \text{yavaş kutup,} \qquad \text{Ek.2.6}$$

$$\tau_3 = \frac{\sigma L_s}{R_s R_r}$$ hızlı kutup Ek.2.7

olmak üzere (Ek.2.3) denklemi ile verilen transfer fonksiyonu (Ek.2.8) denklemi ile ifade edilebilir.

$$Y_{(p)} = K\frac{(1+\tau_1 p)}{(1+\tau_2 p)(1+\tau_3 p)}$$ Ek.2.8

Özdeşleştirmeye girmeden önce, asenkron motorun belli bir aralığı için karakteristik frekans değerlerini incelemek gerekir. Bir gurup ölçme, düşünülen modelin kutup ve sıfırlarına karşılık gelen karakteristik frekans değerlerinin tablosunu kurmaya imkan verir. Tablo.Ek.2.1' de dört değişik makina için sıfır ve kutup frekansları verilmiştir.

| Fs(Hz) | Fz(Hz) | Ff(Hz) | |
|---|---|---|---|
| 1,1 kW | 5 | 7,5 | 33 |
| 2,2 kW | 5 | 7 | 33 |
| 5,5 kW | 3 | 4 | 16 |
| 7,5 kW | 2 | 3 | 15 |

**Tablo.Ek.2.1.** Düşük Güçlü Makinalar İçin Karakteristik frekans

Bu transfer fonksiyonunun bode diyagramı incelendiğinde, sıfıra yakın frekans değerinde bir bir yavaş kutbun olduğu ve sıfırdan daha uzak bir frekans değerinde bir hızlı kutbun olduğu görülmektedir. Burada ;

-Yavaş kutup, temel olarak mıknatıslanma indüktansına bağlanmıştır.

-Hızlı kutup, statora indirgenmiş tüm kaçak indüktansın bir sonucudur.

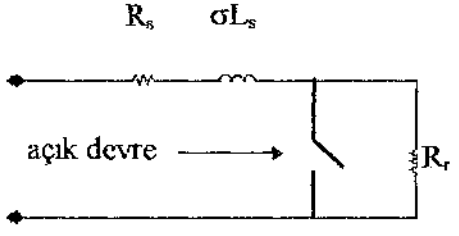
Bir transfer fonksiyonunun parametre tanımlamalarını belirlemek için bir kaç durum sıklıkla oluşabilir.

Aşağıdaki mantık dizini kullanıldığında bunlar iki gurupla derecelendirilir. ya makina tüm parametrelerini daha önceden tanımlanan ve belirlenen ara değişkenlerden çıkarmaya imkan veren genel bir metod kullanılır, ya da çözünme metodlarının ayrıştırılması ile her parametre için kısmi çözümlerin araştırılmasını kapsayan basit bir metod kullanılır.Bu ikinci tip çözüm metodu genel olarak hesaplama süresinin azalmasını sağlar.

Her bir tanımlanan parametrenin kısmi sınırlarını içeren özel çözümlerini belirlemeye imkan veren ikii metod kullanılmıştır.

### Ek.2.2. Zaman Cevabı Metodu

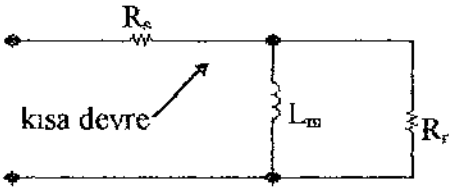
D.A. gerilim enjeksiyonu ile özdeşleştirilmelerin yapılması için makinayı durgun halde tutmak bir avantajdır. Gerçekte stator direncinin özdeşleştirilmesi sürekli durumda ohm kanununun basit bir kullanımıdır.




**Şekil.Ek.2.4.** Geçici Cevabın Başlaması İçin Eşdeğer Devre

Bir basamak geriliminin sonucu olan stator akımının hızlı yükselme zamanı temel olarak rotor direnci, stator direnci ve indüktansın seri bağlantısına uygundur. Akım cevabının eğimden sonraki formu aynı elemanların paralel bağlantısı ile elde edilir. İlk milisaniyelerde sadece hızlı zaman sabitinin aktif olduğu düşünülebilir. Buna uygun eşdeğer devre şekil.Ek2.4. ile tanımlanabilir.

Eğimden sonra kaçak akılar ihmal edilebilir hale gelirken mıknatıslanma indüktansının etkisi daha önemli hale gelir.Motor sonra şekil.Ek.2.5'deki gibi eşdeğer devre ile modellenebilir.




**Şekil.Ek.2.5.** Geçici Cevabın Sonu İçin eşdeğer Devre

Kulanılan hesaplama gücü düşünüldüğünde sistemin hızlı zaman sabitinin iyiözdeşleştirilmesi için yeterli sayıda ölçmeleri saklamak zor olur. Gerçekte istenilen doğruluğu elde etmek için makina-inverter sürücüsünün bilgisayarla kullanılan örnekleme peryodu görünürde çok uzundur.Bu yüzden hızlı kutup başka bir metodla özdeşleştirilir.

### Ek.2.3. Frekans Cevabı Metodu

Bir transfer fonksiyonunun zaman sabitinin tanımlanması frekans cevabı çalışması ile gerçekleştirilebilir. Bode çizimi ile grafiksel olarak tekrarlı bir metod (en az kareler=RLS) la analiz edilebilir.

Şekil.Ek.2.4 için transfer fonksiyonu yazılacak olursa,

$$G_{(p)} = K' \frac{1}{1+\tau' p} \qquad \text{Ek.2.9}$$

birinci dereceden bir denklem elde edilir. Burada,

$$K' = \frac{1}{R_s + R_r} \qquad \text{Ek.2.10}$$

$$\tau' = \tau_2 = \frac{\sigma L_s}{R_{s+} R_r} \qquad \text{Ek.2.11}$$

dir.

Bütün bu basitleştirmeler gerçekleştirildiğinde K' ve t' değişkenlerinin RLS metodu ile bulunmasında kullanılır. Bu metod modelin çıkışı (hesaplanan akım) ile makinanın çıkışı (gerçek akım) arasındaki hatanın karesini minumuma indirmeyi kapsar. Modelin uyartımı, beslemenin yükselmesidir. Ve ayarnabilen parametreler modelin zaman sabitinin kazancıdır.

Tekrarlı tip metodunda transfer fonksiyonunun ayrıştırılması gerekir. Bunun için sıfırıncı dereceden tutucu z-dönüşümü doğrudan tekrarlı denklemi verecek şekilde basitleştirilir.

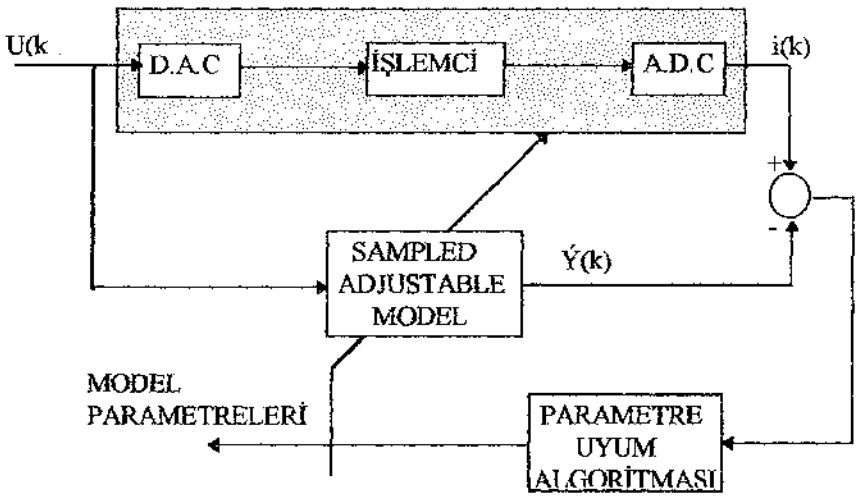
$$I_s(k) = \theta_1 . I_s(k-1) + \theta_2 . I_s(k-1) \qquad \text{Ek.2.13}$$

burada ;

$$\theta_1 = e^{-\frac{T_{örn}}{\tau}} \qquad \text{Ek.2.14}$$

$$\theta_2 = K'.(1-\theta_1) \qquad \text{Ek.2.15}$$

dir. Bu elemanlarda aşağıdaki algoritmaları kullanarak K'' ve T'' iki değişkeni saptamak için RLS metodunun uygulanması kolaylaşır.




**Şekil.Ek2.6.** RLS Metodunun Prensip Şeması

$$I_s(k) = \phi^T(k-1).\theta(k) \qquad \text{Ek.2.16}$$

burada;

$$\phi^T(k-1)=[I_s(k-1) \quad V_s(k-1)] \qquad \text{Ek.2.17}$$

$$\theta(k)=\begin{bmatrix} \theta_1(k)=e^{-\frac{Torn}{\tau}} \\ \theta_2(k)=K\cdot(1-\theta_1(k)) \end{bmatrix} \qquad \text{Ek.2.18}$$

şekil.Ek.2.6. yardımı ile ,

$$\hat{\theta}(k)=\hat{\theta}(k-1)+P(k)\phi(k-1)\left[I_s(k)-\phi^T(k-1)\hat{\theta}(\kappa-1)\right] \qquad \text{Ek.2.19}$$

ile,

$$P(k)=P(k-1)-\frac{P(k-1)\phi(\kappa-1)\phi^T(k-1)P(k-1)}{1+\phi^T(k-1)P(k-1)\phi(k-1)} \qquad \text{Ek.2.20}$$

ifadeleri yazılabilir.Bu metodun özelliği ilk adımların önemini artıracak şekilde, iterasyon sayısı arttıkça değeri azalan bir P(k) kazanç matrisinin dahil edilmesidir. Oluşturulan algoritmada $\theta_1$, $\theta_2$ değerlerinin hesaplanması P(k0) düzeltme matrisinin değerlerinin başlangıç kazancına ve $\theta_1(k0)$, $\theta_2(k0)$ parametrelerinin başlangıç değerlerine bağlıdır.

Yaklaşma hızı, $\lambda$ unutma faktörü kullanılarak kazançlar arttırılabilir. Unutma faktörü kazanç düşümünün azaltma faktörü rolü oynar.Unutma faktörü genel olarak 0-1 arasında

bir sabittir. 1'e daha yakın olan bu faktör 1'den başlayarak ayarlanabilir. Ve istenilen yaklaşım hızına ulaşana kadar derece derece azaltılır.

$$P(k) = \frac{1}{\lambda}\left[P(k-1) - \frac{P(k-1)\phi(k-1)\phi^T(k-1)P(k-1)}{\lambda + \phi^T(k-1)P(k-1)\phi(k-1)}\right] \qquad \text{Ek.2.21}$$

Birirnci dereceden basitleştirilmiş transfer fonksiyonuun karakteristikleri $\theta_1$ , $\theta_2$ değişkenlerinden elde edilir.

$$\tau = \frac{T_{om}}{\log\left(\hat{\theta}_1\right)} \qquad \text{Ek.2.22}$$

$$K = \frac{\hat{\theta}_2}{1-\hat{\theta}_1} \qquad \text{Ek.2.23}$$

Böylece zaman cevabı ve frekans cevabı metodları indüksiyon makinanın tüm parametrelerini verir. Stator direnci,

$$R_s = \frac{V_{s\infty}}{i_{s\infty}} \qquad \text{Ek.2.24}$$

rotor direnci,

$$R_r = \frac{1}{K'} - R_s \qquad \text{Ek.2.25}$$

toplam kaçak indüktans,

$$\sigma L_s = \tau_\beta (R_s + R_r) \qquad \text{Ek.2.26}$$

ve ortak indüktans,

$$L_m = \frac{\tau_2}{\left(\frac{1}{R_s} + \frac{1}{R_r}\right)} \qquad \text{Ek.2.27}$$

Aşağıdaki tabloda iki ayrı makina için zaman cevabı ve frekans cevabı metodları ile simüle edilerk herbir parametrenin bağıl hatası çıkarılmıştır.

| Makinanın gücü | Rs | Rr | sLs | Lm |
|---|---|---|---|---|
| 2,2 kW | 0% | 0,6% | 0% | 5,5% |
| 7,5 kW | 0% | 0% | 0% | 6,3 |

**Tablo.Ek.2.2.** Similasyon Sonucu Meydana gelen Bağıl Hatalar

Bu iki yöntem için deney sonucunda parametrelerdeki bağıl hatalar iseaşağıda tablo.Ek.2.3'de verilmiştir.

| Makinanın gücü | Rs | Rr | sLs | Lm |
|---|---|---|---|---|
| 2,2 kW | 1,5% | 7% | 1% | 15% |
| 7,5 kW | 0,9% | 4% | 0,5% | 11% |

**Tablo.Ek.2.3.** Deney Sonucu Meydana Gelen Bağıl Hatalar.

## EK.3. SİMÜLASYON PROGRAMLARI VE MOTOR MODELLERİ

### Ek.3.1. 3 Hp motorun Modeli

```
function aki=model11(t,a)
aki=zeros(5,1);  f=0;
  j=0.089;   w=0;  vqs=0;   p=4;   TL=0;
FP2=fopen('c:\matlab\i.dat','r');
    vds=fscanf(FP2,'%f',[1,1]);
fclose(FP2);
Rs=0.435;   Rr=0.816;  Lm=26.13/377;  Lr=(26.13+0.754)/377;
Ls=Lr;
d=Ls*Lr-Lm*Lm;
aki(1)=vqs -  w*a(2)  -   Rs*Lr*a(1)/d  +  Rs*Lm*a(3)/d; %Fsq
aki(2)=vds +  w*a(1)  -   Rs*Lr*a(2)/d  +  Rs*Lm*a(4)/d; %fsd
aki(3)=-(w-a(5))*a(4) -   Rr*Ls*a(3)/d  +  Rr*Lm*a(1)/d; %frq
aki(4)= (w-a(5))*a(3)  -  Rr*Ls*a(4)/d  +  Rr*Lm*a(2)/d; %frd
aki(5)=(( ( 3*Lm*( a(1)*a(4)-a(3)*a(2) )/d) - 0)/j)*p/2;
```

### Ek.3.2. 50 Hp Motorun Modeli

```
function aki=model50(t,a)
aki=zeros(5,1);
f=0; j=1.662;   w=0;  vqs=0;   p=4;   TL=0;
FP2=fopen('c:\matlab\i.dat','r');
   vds=fscanf(FP2,'%f',[1,1]);
fclose(FP2);
Rs=0.087;   Rr=0.228;  Lm=13.08/377;  Lr=(13.08+0.302)/377;
Ls=Lr;   d=Ls*Lr-Lm*Lm;
aki(1)=vqs -  w*a(2)  -   Rs*Lr*a(1)/d  +  Rs*Lm*a(3)/d; %Fsq
aki(2)=vds +  w*a(1)  -   Rs*Lr*a(2)/d  +  Rs*Lm*a(4)/d; %fsd
aki(3)=-(w-a(5))*a(4) -   Rr*Ls*a(3)/d  +  Rr*Lm*a(1)/d; %frq
```

```
aki(4)= (w-a(5))*a(3)  -  Rr*Ls*a(4)/d  +  Rr*Lm*a(2)/d; %frd
aki(5)=(( ( 3*Lm*( a(1)*a(4)-a(3)*a(2) )/d) - 0)/j)*p/2;
```

**Ek.3.3. 2250 Hp Motorun Modeli**

```
function aki=model250(t,a)
aki=zeros(5,1);  f=0;
  j=63.87;   w=0;  vqs=0;   p=4;   TL=0;
FP2=fopen('c:\matlab\i.dat','r');
   vds=fscanf(FP2,'%f',[1,1]);
fclose(FP2);
Rs=0.029;   Rr=0.022;  Lm=13.04/377;  Lr=(13.04+0.226)/377;
Ls=Lr;  d=Ls*Lr-Lm*Lm;
aki(1)=vqs -  w*a(2)  -   Rs*Lr*a(1)/d  +  Rs*Lm*a(3)/d; %Fsq
aki(2)=vds +  w*a(1)  -   Rs*Lr*a(2)/d  +  Rs*Lm*a(4)/d; %fsd
aki(3)=-(w-a(5))*a(4) -   Rr*Ls*a(3)/d  +  Rr*Lm*a(1)/d; %frq
aki(4)= (w-a(5))*a(3)  -  Rr*Ls*a(4)/d  +  Rr*Lm*a(2)/d; %frd
aki(5)=(( ( 3*Lm*( a(1)*a(4)-a(3)*a(2) )/d) - 0)/j)*p/2;
```

**Ek.3.4. 3 Hp Motorun Stator Direncinin Ölçümünde Uygulanan Simülasyon Programı**

```
clear
input('çözüm süresini giriniz (saniye olarak) :         ')
t=ans;
Pn=3;
vsan=311;
In=(Pn.*15.*1000)/(sqrt(3)*vsan*0.8);
h=0.025*In;
ao=zeros(5,1);
T=1/150000;
k=t/T;
```

```
k1=k/k;
t1=k1+1;
t2=2*k/5;
t3=4*k/5;
t4=k-1;
Rs=0.435;
Rr=0.816;
Lm=26.13/377;          %       xm;
Lr=Lm+(0.754/377);              %       xrr;
Ls=Lm+(0.754/377);         %       xss;
d=Ls*Lr-Lm*Lm;
sls=Ls-Lm;
akilar=zeros(k,5);
tson=0;
for i=k1:t5,
    iref(i)=0;
end
for i=t5:t6,
    iref(i)=In/3;
end
for i=t6:t7,
    iref(i)=-In/3;
end
for i=t7:t8,
    iref(i)=In;
end
for i=t8:k,
    iref(i)=0;
end
for i=(k1+1):k,
    tol=0.0000001;
    tbas=tson;
```

```
        tson=i*T;
            va(k1)=0;
            vb(k1)=0;
            vc(k1)=0;
            isa(k1)=0;
            vsa(k1)=0;
            if isa(i-1)<(iref(i)-h)
               va(i)=vsan;
               vb(i)=-vsan;
               vc(i)=-vsan;
            elseif isa(i-1)>(iref(i)+h)
               va(i)=-vsan;
               vb(i)=vsan;
               vc(i)=vsan;
            else
               va(i)=va(i-1);
               vb(i)=vb(i-1);
               vc(i)=vc(i-1);
            end
          vsa(i)=(sqrt(2)/3).*(va(i)-(1/2).*vb(i)-(1/2).*vc(i));
            FP1=fopen('c:\matlab\i.dat','w');
                fprintf(FP1,'%f\n',vsa(i));
            fclose(FP1);
            [t,a]=ode45('model11',tbas,tson,ao,tol,1);
          [n,m]=size(a);
akilar(i,:)=a(n,:);

wr(i)=a(n,5);
Fsa(i)=a(n,2);
Fsb(i)=a(n,1);
Fra(i)=a(n,4);
Frb(i)=a(n,3);
```

```
vsb(i)=0;
isb(i)=(Lr*a(n,1)-Lm*a(n,3))/d;
isa(i)=(Lr*a(n,2)-Lm*a(n,4))/d;
Te(i)=  3*Lm*( a(n,1)*a(n,4) - a(n,3)*a(n,2) )/d;

ao=a(n,:);
 end
end
for i=1:k,
 t(i)=i*T;
end

for i=1:k,
 t(i)=i*T;
end
for i=2:t6,
va(2-1)=vsan;
va(i)=((i-2)*va(i-1)+vsa(i))/(i-2+1);
end
for i=t6:t7,
va(t6-1)=-vsan;
va(i)=((i-t6)*va(i-1)+vsa(i))/(i-t6+1);
end
for i=t7:t8,
va(t7-1)=vsan;
va(i)=((i-t7)*va(i-1)+vsa(i))/(i-t7+1);
end

a1=0;
b1=0;
c1=0;
d1=0;
```

```
e1=0;
f1=0;
 for i=(t5+1):(t6-1),
   a1=a1+vsa(i);
 end
 for i=(t7+1):(t8-1),
   b1=b1+vsa(i);
 end
 for i=(t5+1):(t6-1),
   c1=c1+iref(i);
 end
 for i=(t7+1):(t8-1),
   d1=d1+iref(i);
 end
 for i=(t6+1):(t7-1),
   f1=f1+iref(i);
 end
 for i=(t6+1):(t7-1),
   e1=e1+vsa(i);
 end

a=a1/(t6-t5-1);   %Δt1 aralığındaki gerilimin ortalama değeri
b=b1/(t8-t7-1);   %Δt3 aralığındaki gerilimin ortalama değeri
c=c1/(t6-t5-1);   %Δt1 aralığındaki akımın ortalama değeri
d=d1/(t8-t7-1);   %Δt3 aralığındaki akımın ortalama değeri
e=e1/(t7-t6-1);   %Δt2 aralığındaki gerilimin ortalama değeri
f=f1/(t7-t6-1);   %Δt2 aralığındaki akımın ortalama değeri

whitebg
figure(1)
subplot(2,1,1);
```

```
plot(t,vsa,'g')
xlabel('t(sn)')
ylabel('vsa')
subplot(2,1,2);
title('stator α-fazı gerilimi')
plot(t,isa,'r',t,iref,'b')
xlabel('t(sn)')
ylabel('isa')
title('stator α-fazı akımı')
pause

figure(2)
plot(t,va,'b')
xlabel('t (sn)')
ylabel('vsa (volt)')
title('filtrelenmiş stator α-fazı gerilimi')
pause

figure(3)
plot(t,vsa,'b')
xlabel('t (sn)')
ylabel('vsa (volt)')
title('Delta t1  aralığındaki stator α-fazı gerilimi')
pause
rs=(b-a)/(d-c)
end
```

**Ek.3.5. 3 Hp Motorun Stator Geçici İndüktansının Belirlenmesinde Uygulanan Simülasyon Programı**

```
clear
```

```
input('çözüm Süresini giriniz    :          ')
k=ans;
input('t1 degerını gırınız:                    ')
t1=ans;
input('z1 degerını gırınız:                    ')
z1=ans;
input('t2 degerını gırınız:                    ')
t2=ans;
input('z2 degerını gırınız:                    ')
z2=ans;
vsan1=311;
ao=zeros(5,1);
Rs=0.435;
Rr=0.816;
Lm=0.0693103;
Lr=Lm+0.002;
Ls=Lm+0.002;
T=1/1000000;
d=Ls*Lr-Lm*Lm;
akilar=zeros(k,5);
tson=0;
for i=1:k,
   tol=0.0000001;
    tbas=tson;
     tson=i*T;
if i<=t1
    vsa(i)=0;
         FP1=fopen('c:\matlab\i.dat','w');
             fprintf(FP1,'%f\n',vsa(i));
         fclose(FP1);
         [t,a]=ode45('model11',tbas,tson,ao,tol,1);
       [n,m]=size(a);
```

```
akilar(i,:)=a(n,:);

wr(i)=a(n,5);
Fsa(i)=a(n,2);
Fsb(i)=a(n,1);
Fra(i)=a(n,4);
Frb(i)=a(n,3);
vsb(i)=0;
isb(i)=(Lr*a(n,1)-Lm*a(n,3))/d;
isa(i)=(Lr*a(n,2)-Lm*a(n,4))/d;
Te(i)=  3*Lm*( a(n,1)*a(n,4) - a(n,3)*a(n,2) )/d;

ao=a(n,:);
    elseif i<=z1
           vsa(i)=vsan1;
         FP1=fopen('c:\matlab\i.dat','w');
             fprintf(FP1,'%f\n',vsa(i));
         fclose(FP1);
         [t,a]=ode45('model11',tbas,tson,ao,tol,1);
       [n,m]=size(a);
akilar(i,:)=a(n,:);

wr(i)=a(n,5);
Fsa(i)=a(n,2);
Fsb(i)=a(n,1);
Fra(i)=a(n,4);
Frb(i)=a(n,3);
vsb(i)=0;
isb(i)=(Lr*a(n,1)-Lm*a(n,3))/d;
isa(i)=(Lr*a(n,2)-Lm*a(n,4))/d;
Te(i)=  3*Lm*( a(n,1)*a(n,4) - a(n,3)*a(n,2) )/d;
```

```
ao=a(n,:);
      elseif i<=t2
          vsa(i)=0;
         FP1=fopen('c:\matlab\i.dat','w');
             fprintf(FP1,'%f\n',vsa(i));
         fclose(FP1);
            [t,a]=ode45('model11',tbas,tson,ao,tol,1);
       [n,m]=size(a);
akilar(i,:)=a(n,:);

wr(i)=a(n,5);
Fsa(i)=a(n,2);
Fsb(i)=a(n,1);
Fra(i)=a(n,4);
Frb(i)=a(n,3);
vsb(i)=0;
isb(i)=(Lr*a(n,1)-Lm*a(n,3))/d;
isa(i)=(Lr*a(n,2)-Lm*a(n,4))/d;
Te(i)=  3*Lm*( a(n,1)*a(n,4) - a(n,3)*a(n,2) )/d;

ao=a(n,:);

      elseif i<=z2
             vsa(i)=-vsan1;
         FP1=fopen('c:\matlab\i.dat','w');
             fprintf(FP1,'%f\n',vsa(i));
         fclose(FP1);
            [t,a]=ode45('model11',tbas,tson,ao,tol,1);
       [n,m]=size(a);
akilar(i,:)=a(n,:);

wr(i)=a(n,5);
```

```
Fsa(i)=a(n,2);
Fsb(i)=a(n,1);
Fra(i)=a(n,4);
Frb(i)=a(n,3);
vsb(i)=0;
isb(i)=(Lr*a(n,1)-Lm*a(n,3))/d;
isa(i)=(Lr*a(n,2)-Lm*a(n,4))/d;
Te(i)=  3*Lm*( a(n,1)*a(n,4) - a(n,3)*a(n,2) )/d;

ao=a(n,:);
      else
              vsa(i)=0;
         FP1=fopen('c:\matlab\i.dat','w');
             fprintf(FP1,'%f\n',vsa(i));
         fclose(FP1);
         [t,a]=ode45('model11',tbas,tson,ao,tol,1);
       [n,m]=size(a);
akilar(i,:)=a(n,:);

wr(i)=a(n,5);
Fsa(i)=a(n,2);
Fsb(i)=a(n,1);
Fra(i)=a(n,4);
Frb(i)=a(n,3);
vsb(i)=0;
isb(i)=(Lr*a(n,1)-Lm*a(n,3))/d;
isa(i)=(Lr*a(n,2)-Lm*a(n,4))/d;
Te(i)=  3*Lm*( a(n,1)*a(n,4) - a(n,3)*a(n,2) )/d;

ao=a(n,:);
end
end
```

```
for i=1:k,
 t(i)=i*T;
end
whitebg
subplot(4,1,1);
plot(t,wr)
ylabel('wr')
subplot(4,1,2);
plot(t,isb)
ylabel('isb')
subplot(4,1,3);
plot(t,isa)
ylabel('isa')
subplot(4,1,4);
plot(t,Te)
ylabel('Te')
pause
subplot(4,1,1);
plot(t,Fsa)
ylabel('Fsa')
subplot(4,1,2);
plot(t,Fsb)
ylabel('Fsb')

subplot(4,1,3);
plot(t,Fra)
ylabel('Fra')
subplot(4,1,4);
plot(t,Frb)
ylabel('Frb')
pause
```

```
subplot(2,1,1);
plot(t,vsa)
ylabel('vsalfa')
xlabel('t (sn)')
title('stator alfa fazı geriliminin zamana göre değişimi')
subplot(2,1,2);
plot(t,isa)
ylabel('isalfa')
xlabel('t (sn)')
title('stator alfa fazı akımının zamana göre değişimi')
pause
ls=(T.*vsan1.*(z2-t2))/(isa(t2)-isa(z2))
end
```

**Ek.3.5. 3 Hp Motorun Diğer Parametrelerinin Belirlenmesinde Uygulanan Simülasyon Programı**

```
clear
input('çözüm süresini giriniz (saniye olarak) :          ')
t=ans;
Pn=3.*736;
vsan=311;
In=(Pn.*1000)/(sqrt(3)*vsan*0.8);
h=0.025*In;
ao=zeros(5,1);
T=1/1500000;
k=t/T;
k1=k/k;
t1=k1+1;
t2=2*k/5;
t3=4*k/5;
```

```
t4=k-1;
Rs=0.435;
Rr=0.816;
Lm=26.13/377;          %       xm;
Lr=Lm+(0.754/377);              %       xrr;
Ls=Lm+(0.754/377);         %       xss;
d=Ls*Lr-Lm*Lm;
sls=Ls-Lm;
akilar=zeros(k,5);
tson=0;
for i=k1:t5,
    iref(i)=0;
end
for i=t5:t6,
    iref(i)=In/3;
end
for i=t6:t7,
    iref(i)=-In/3;
end
for i=t7:t8,
    iref(i)=In;
end
for i=t8:k,
    iref(i)=0;
end
for i=(k1+1):k,
    tol=0.0000001;
    tbas=tson;
     tson=i*T;
         va(k1)=0;
         vb(k1)=0;
         vc(k1)=0;
```

```
            isa(k1)=0;
            vsa(k1)=0;
            if isa(i-1)<(iref(i)-h)
               va(i)=vsan;
               vb(i)=-vsan;
               vc(i)=-vsan;
            elseif isa(i-1)>(iref(i)+h)
               va(i)=-vsan;
               vb(i)=vsan;
               vc(i)=vsan;
            else
               va(i)=va(i-1);
               vb(i)=vb(i-1);
               vc(i)=vc(i-1);
            end
          vsa(i)=(sqrt(2)/3).*(va(i)-(1/2).*vb(i)-(1/2).*vc(i));
            FP1=fopen('c:\matlab\i.dat','w');
                fprintf(FP1,'%f\n',vsa(i));
            fclose(FP1);
            [t,a]=ode45('model11',tbas,tson,ao,tol,1);
          [n,m]=size(a);
akilar(i,:)=a(n,:);

wr(i)=a(n,5);
Fsa(i)=a(n,2);
Fsb(i)=a(n,1);
Fra(i)=a(n,4);
Frb(i)=a(n,3);
vsb(i)=0;
isb(i)=(Lr*a(n,1)-Lm*a(n,3))/d;
isa(i)=(Lr*a(n,2)-Lm*a(n,4))/d;
Te(i)=  3*Lm*( a(n,1)*a(n,4) - a(n,3)*a(n,2) )/d;
```

```
ao=a(n,:);
 end
end

for i=1:k,
 t(i)=i*T;
end

for i=1:k,
 t(i)=i*T;
end
for i=2:t6,
va(2-1)=vsan;
va(i)=((i-2)*va(i-1)+vsa(i))/(i-2+1);
end
for i=t6:t7,
va(t6-1)=-vsan;
va(i)=((i-t6)*va(i-1)+vsa(i))/(i-t6+1);
end
for i=t7:t8,
va(t7-1)=vsan;
va(i)=((i-t7)*va(i-1)+vsa(i))/(i-t7+1);
end
a1=0;
b1=0;
c1=0;
d1=0;
e1=0;
f1=0;
 for i=(t5+1):(t6-1),
   a1=a1+vsa(i);
```

```
 end
 for i=(t7+1):(t8-1),
   b1=b1+vsa(i);
 end
 for i=(t5+1):(t6-1),
   c1=c1+iref(i);
 end
 for i=(t7+1):(t8-1),
   d1=d1+iref(i);
 end
 for i=(t6+1):(t7-1),
   f1=f1+iref(i);
 end
 for i=(t6+1):(t7-1),
   e1=e1+vsa(i);
 end
a=a1/(t6-t5-1);   %Δt1 aralığındaki gerilimin ortalama değeri
b=b1/(t8-t7-1);   %Δt3 aralığındaki gerilimin ortalama değeri
c=c1/(t6-t5-1);   %Δt1 aralığındaki akımın ortalama değeri
d=d1/(t8-t7-1);   %Δt3 aralığındaki akımın ortalama değeri
e=e1/(t7-t6-1);   %Δt2 aralığındaki gerilimin ortalama değeri
f=f1/(t7-t6-1);   %Δt2 aralığındaki akımın ortalama değeri
whitebg
figure(1)
subplot(2,1,1);
plot(t,vsa,'g')
xlabel('t(sn)')
ylabel('vsa')
subplot(2,1,2);
title('stator α-fazı gerilimi')
plot(t,isa,'r',t,iref,'b')
```

```
xlabel('t(sn)')
ylabel('isa')
title('stator α-fazı akımı')
pause
figure(2)
plot(t,va,'b')
xlabel('t (sn)')
ylabel('vsa (volt)')
title('filtrelenmiş stator α-fazı gerilimi')
Tr=((t7-t6).*T)/log(Fra(t6)/Fra(t7))
pause

figure(3)
plot(t,vsa,'b')
xlabel('t (sn)')
ylabel('vsa (volt)')
title('Delta t1  aralığındaki stator α-fazı gerilimi')
pause
Rref=(vsan-rs.*d)/(d-f)
pause
lmkarelr=Tr.*Rref                    %Lm²/Lr
pause
ls=σls+Tr*Rref                      %Stator İndüktansı
pause
s=σls/ls
pause
lm=sqrt((1-s).*ls.*ls)               %ortak indüktans
pause
rr=(lm*lm*Rref)/ls                   %rotor direnci
end
```