

33510

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

STATOR AKISI ÜZERİNDEN ASENKRON MOTORUN ROTOR AKISI
ALAN YÖNLENDİRMESİ İÇİN BİR YÖNTEM

Erhan AKIN

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

1994
ELAZIĞ

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

STATOR AKISI ÜZERİNDEN ASENKRON MOTORUN ROTOR AKISI
ALAN YÖNLENDİRMESİ İÇİN BİR YÖNTEM

Erhan AKIN

DOKTORA TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ
ANABİLİM DALI

Bu Tez, Tarihinde, Aşağıda Belirtilen Jüri Tarafından

Oybirliği / Oyçokluğu ile Başarılı / Başarısız

Olarak Değerlendirilmiştir.

(İmza)

(İmza)

(İmza)

Danışman

Prof.Dr.H.Bülent Ertan

ÖZET

Doktora Tezi

STATOR AKILARI ÜZERİNDEN ASENKRON MOTORUN ROTOR AKISI ALAN
YÖNLENDİRMESİ İÇİN BİR YÖNTEM

Erhan AKIN

Fırat Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği

Anabilim Dalı

1994 , Sayfa : 178

Asenkron motor kontrolü için skalar kontrol yöntemleri düşük maliyetli olmalarına rağmen, iyi kontrol karakteristikleri vermezler ve evirgeç-motor ikilisinin performansını sınırlarlar. Ancak alan yönlendirmeli kontrol ile bu sınırlamalar ortadan kalkar. Bu yöntem ile motorun geçici durum performansı diğer kontrol yöntemlerine göre çok üstün hale gelir, örneğin çıkış momenti gecikme veya dalgalanma olmaksızın referansını izleyecek şekilde kontrol edilebilir. Alan yönlendirme yönteminin en olumsuz yanı motor üzerinde hız veya akı ölçücü duyargalar gerektirmesidir.

Bu tezde, motor üzerindeki duyarga kullanmayan, hesaplanması karmaşık ve uzun olan rotor direncine (veya zaman sabitine) bağımlılık göstermeyen bir yöntem geliştirilmesi hedeflenmiştir. Bu amaçla ayrıntılı bir literatür araştırması yapılmıştır. Bu bilgi birikimine dayanarak, stator akım ve gerilim ölçümlerinden hesaplanmış stator akısını

IV

kontrol değişkeni olarak kullanan bir yöntem geliştirilmiştir.

Geliştirilen yöntemin bir matematiksel modeli kurulmuştur. Burada sincap kafesli asenkron motorun d-q eksen sistemindeki modeli kullanılmıştır. Bu modele dayanan bir benzetim programı hazırlanmıştır.

Stator akı hesaplamaları ve dolayısıyla yöntemin performansı, çalışma sırasında sıcaklık ve diğer etkiler ile stator direncinde oluşan değişimlerden etkilenmektedir. Bu olumsuz etkilerden kurtulmak için kontrol sistemini kesintiye uğratmadan çalışan yeni bir stator direnç düzeltme yöntemi geliştirilmiştir. Stator direnç düzeltme yönteminin moment üzerindeki olumlu etkileri gerçekci bir bilgisayar benzetimi ile gösterilmiştir.

Geliştirilen alan yönlendirme algoritması evirgeç çıkış gerilimini üretmek için bang-bang kontrol yöntemini kullanmaktadır. Bang-bang kontrolun evirgeç çıkışında kabuledilebilir bir dalga şeklini, uygun bir anahtarlama hızında sağlayabilmesi için evirgeç performansına etki eden minimum anahtarlama zamanı, ortalama anahtarlama frekansı ve toplam harmonik distorsiyon faktörleri değişik histerezis bantlarında incelenmiş ve sonuçlar sunulmuştur.

Ayrıca bu çalışmada sistemin işletilmesi sırasında motor hızının iyi bir hassasiyet ile hesaplanabileceği gösterilmiştir.

Yöntemin uygulanması sırasında TMS320E14 DSP işlemcisi kullanılmıştır. Uygulama sırasındaki stator akı hesaplamasında ortaya çıkan açık integrasyon problemi yeni bir yazılım yöntemiyle çözümlenmiştir. Tez sonuçlarının değerlendirilmesi amacıyla kontrol sisteminin birimleri ayrı ayrı sılandıktan sonra, tüm sisteme ait teorik sonuçlar ile kurulan deneysel modelden elde edilen sonuçlar karşılaştırılmıştır.

ANAHTAR KELİMELEER: Asenkron motor, doğrudan vektör kontrol, rotor akısı alan yönlendirmesi, moment kontrolu, bang-bang kontrol, stator direnç dzeltimi, aık integrasyon, hız hesaplaması

ABSTRACT

Ph.D.Thesis

**A NEW METHOD FOR ROTOR FLUX FIELD ORIENTATION OF INDUCTION
MOTOR VIA STATOR FLUXES**

Erhan AKIN

Firat University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical and Electronics Engineering

1994, page: 178

Although scalar control methods for induction motor control is low-cost, they have poor control characteristics and restrict inverter-motor performance. On the other hand, these restrictions disappear when field orientation is used. In this approach, motor transient performance becomes superior to other control methods, for example, output torque can be controlled to follow its reference with minimum delay and without fluctuations. In general, a disadvantage of field orientation method is the necessity of speed or flux sensors on the motor.

The purpose of this thesis has been to develop a method which can achieve vector control without such sensors and also to eliminate the need for estimation of rotor resistance (or time constant) which require complex and lengthy calculations. For this purpose an

VI

extensive literature research has been done. This investigation has led to the development of a new approach for rotor flux orientation via stator flux with satisfied the requirements.

A mathematical model of the system has been developed. d-q model for squirrel cage induction motor has been used. A simulation program based on this model has been prepared. So, a method using stator flux as control variables is brought up measuring stator currents and voltages.

The stator flux calculations and hence the performance of the method is affected by stator resistance variations due to the temperature changes during operations and due to other effects. To avoid these negative affects, a new method has been developed to update stator resistance values without interrupting the control system. When the stator resistance correction algorithm is used, the controllability of torque is shown to improved with true computer simulations.

The developed field orientation algorithm generates bang-bang control signals to control the inverter. For obtaining an acceptable output waveform at reasonable switching rate, minimum switching time, average switching frequency and total harmonic distortion factors affecting inverter performance is investigated for various hysteresis bands. The findings are presented in this thesis.

It is also shown in this work that the speed of the motor can be calculated during operation with good accuracy.

TMS320E14 DSP processor is used for implementation of the method. Open integration problem involved during stator flux calculations is solved with a new software algorithm. To discuss the results from the study, the units of the control system are tested separately and then measurements of the system performance are compared with the results from the simulation program.

KEY WORDS : Induction motor, direct vector control, rotor flux field orientation, torque control, bang-bang control, stator resistance correction, open integration, speed calculation.

VII

TEŞEKKÜR

Bu çalışmanın ortaya çıkmasında yönetici ve yönlendirici olarak her zaman desteklerini sağlayan tez yöneticim Sayın Prof.Dr.H.Bülent Ertan'a ve Sayın Doç.Dr.M.Yıldırım Üçtuğ'a teşekkür ederim.

Çalışma süresince yayın ve malzeme katkılarından dolayı Prof.Dr.Şevki Hoşagası'na ve Almanca çevirileri ile destek olan hocam Koral Güngördü 'ye ve ayrıca büyük anlayış ve desteklerini gördüğüm Bölümümüz Elemanlarına da teşekkür ederim.

Son olarak, oldukça sabırlı bir şekilde çalışmalarına destek olan eşime ve aileme de teşekkür ederim.

VIII

İÇİNDEKİLER

ÖZET	III
ABSTRACT	V
TEŞEKKÜR	VII
İÇİNDEKİLER	VIII
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	XII
ÇİZELGELER LİSTESİ.....	IXX
SİMGELER LİSTESİ.....	DXX
1.GİRİŞ.....	1
1.1. Genel.....	1
1.2.Değişken Hızlı Asenkron Motor Sürücülerin Sınıflandırılması.....	2
1.3.Tezin Amacı.....	6
1.4.Tezin Yapısı.....	7
2. ASENKRON MOTORUN ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLUNA GENEL BİR BAKIŞ	8
2.1. Giriş.....	8

IX

2.2. Asenkron Motorun Modellenmesi.....	9
2.3. Alan Yönlendirme Yöntemi İçin Moment ve Akının Kenetlenmesiz İfadelerinin Elde Edilmesi.....	20
2.4. Rotor, Stator ve Hava Aralığı Akısı Alan Yönlendirmesinin Özellikleri.....	25
2.5. Akı Ölçme Yöntemleri.....	28
2.5.1. Dolaylı alan yönlendirme.....	29
2.5.2. Doğrudan alan yönlendirme.....	30
2.6. Motor Parametrelerindeki Değişimlerin Alan Yönlendirme Üzerine Etkileri.....	43
2.7. Asenkron Motorun Alan Yönlendirmesinde Kullanılabilen Sürücüler ve Özellikleri	45
2.7.1. Doğrudan frekans çeviriciler.....	45
2.7.2. Ara devreli frekans çeviriciler.....	46
2.8. Kontrol Değişkenlerinin Seçilmesi ve Bazı Uygulama Algoritmaları.....	49
2.9. Özet.....	57

3. ROTOR AKISI ALAN YÖNLENDİRMESİNDE STATOR AKILARININ KULLANILMASI	59
3.1. Giriş	59
3.2. Stator Akılarının Rotor Akısı Alan Yönlendirmesinde Kullanıldığı Model..	60
3.3. Bang-Bang Kontrollü Gerilim Kaynağı Evirgecinin İncelenmesi.....	66
3.3.1. Bang-bang kontrol ediciler için anahtarlama diyagramı.....	69
3.4. Asenkron Motor Parametrelerindeki Değişimlerin Etkileri ve Düzeltilmesi..	73
3.4.1. Stator direnci değerinin değişmesi ve çalışma sırasında düzeltilmesi.....	73
3.4.2. R_s düzeltme yönteminin stator kaçak L_{ls} indüktansının düzeltilmesinde kullanılması	78
3.5. Hız Geribeslemesi İçin Hız Bilgisinin Hesaplanması.....	78

3.6. Özet.....	80
4. BİLGİSAYAR BENZETİMİ SONUÇLARI.....	82
4.1. Giriş.....	82
4.2. Benzetim Programının Genel Özellikleri ve Akış Diyagramı.....	82
4.3. Asenkron Motorun Alan Yönlendirmeli Kontroluna İlişkin Benzetim Sonuçları.....	87
4.4 Kontrol Sisteminin Motor Parametreleri Duyarlılığının İncelenmesi.....	87
4.5.Stator Direncinin Asenkron Motorun Çalışması Sırasında Düzeltilmesine İlişkin Benzetim Sonuçları.....	94
4.6. Bang-Bang Kontrollu Evirgecin Bilgisayar Benzetimi.....	98
4.6.1 Harmonik Analizi.....	102
4.6.2 Minimum anahtarlama zamanı ve ortalama anahtarlama frekansının belirlenmesi.....	104
4.6.3. Evirgeç benzetiminden elde edilen sonuçların değerlendirilmesi.....	107
4.7. Mikroişlemci Hesaplama Süresinin Etkisi.....	108
4.8. Hız Kestirimi İçin Benzetim Sonuçları.....	109
4.9. Özet.....	111
5. ASENKRON MOTORUN ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLUNUN DSP KULLANILARAK GERÇEKLEŞTİRİLMESİ VE DENEYSEL SONUÇLAR.....	112
5.1.Giriş.....	112
5.2.Gerçekleştirme sırasında kullanılan donanım.....	113
5.2.1.Evirgeç.....	114
5.2.2. Akım ölçme.....	115
5.2.3. Gerilim Ölçme.....	116
5.3.Kontrol Yazılımının Geliştirilmesi.....	117

XI

5.3.1. Bang-bang kontrolün sınanması.....	120
5.3.2.Akı integrasyonu.....	125
5.3.2.1. Geliştirilen integratör.....	129
5.3.3.Alan yönlendirmeli kontrolün sınanması.....	133
5.4. Özet.....	139
6. SONUÇLAR VE SONRAKİ ÇALIŞMALAR İÇİN ÖNERİLER.....	141
6.1.Sonuçlar.....	141
6.2.Sonraki Çalışmalar İçin Öneriler.....	144
KAYNAKLAR.....	145
Ek - 1 ASENKRON MAKİNANIN BİRİME İNDİRGENMİŞ MODELİ	160
Ek - 2 ASENKRON MOTOR VE EVİRGEÇ PARAMETRELERİ.....	164
Ek - 3 MİKROİŞLEMCİLERİN KARŞILAŞTIRILMASI VE dSPACE DS1101 GELİŞTİRME ORTAMI.....	166
Ek-4 ALAN YÖNLENDİRME İÇİN MOTOR PARAMETRELERİNİN BELİRLENMESİ	
EK-4.1.Giriş.....	170
EK-4.2.Normal Çalışma Öncesi Makina Parametrelerinin Belirlenmesi.....	171
EK-4.2.1. Stator direncinin belirlenmesi.....	171
EK-4.2.2.Stator geçici indüktansının (σL_s) belirlenmesi.....	172
EK-4.2.3 Diğer parametreler.....	176
EK-4.2.4 Rotor akısı değerinin belirlenmesi.....	178

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1	: Çağdaş bir elektriksel sürücüye ilişkin blok yapı.....1
Şekil 1.2	: Değişken hızlı asenkron motor sürücülerin sınıflandırılması.....2
Şekil 2.1	: İki kutuplu , üç fazlı asenkron makinanın eşdeğer gösterimi.....11
Şekil 2.2	: Asenkron makinanın rotor ve stator eksenlerinin d-q eksen sistemine göre konumu14
Şekil 2.3	: Sincap kafesli asenkron makinanın d-q eksen sistemindeki eşdeğer devresi.....16
Şekil 2.4	: Duran eksen sisteminde (iki faz) eşdeğer devre.....18
Şekil 2.5	: Asenkron makinanın sürekli durum tek faz eşdeğer devresi.....19
Şekil 2.6	: Asenkron motorun alan yönlendirmesi için vektör diyagramı.....21
Şekil 2.7	: Asenkron motorun alan yönlendirmesi için ayrıştırılmış modelinin blok gösterimi.....23
Şekil 2.8	: Asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü için ilkesel gösterimi 24
Şekil 2.9	: Stator ve hava aralığı akılarına ve yönlendirme yapılması durumuna ilişkin ilkesel gösterimi.....26
Şekil 2.10	: Belirli bir stator akısı için moment-hız karakteristiği.....28
Şekil 2.11	: d-q eksen sisteminde "akım modeliyle" Ψ_{rd} ve w_k 'nın belirlenmesi 30
Şekil 2.12	: Hava aralığı akısının Hall duyargaları ile ölçülmesi.....32
Şekil 2.13	: Stator akım ölçümleri ve motor hız bilgisini kullanan rotor akı modeli35
Şekil 2.14	: Motor hızı ve stator akım gerilim ölçmelerini kullanan akı modeli..37
Şekil 2.15	: Stator akım-gerilim ölçmelerini kullanan rotor akısı modelinin gerçekleştirilmesine ilişkin blok gösterim.....39

XIII

Şekil 2.16	: Stator geriliminin üçüncü harmoniğinden hava aralığı akısının belirlenmesi.....	42
Şekil 2.17	: Schumacher tarafından önerilen alan yönlendirmeli asenkron motor kontrol algoritması.....	51
Şekil 2.18	: Rotor akısı eksen sistemindeki model üzerinden hesaplanmış akımlar ile alan yönlendirmeli asenkron motor kontrolü.....	52
Şekil 2.19	: Akım referanslarının elde edilmesinde kullanılan model.....	53
Şekil 2.20	: Doğrudan alan yönlendirmeli asenkron motor kontrolünde stator akımlarının kontrol değişkeni olarak kullanılması.....	53
Şekil 2.21	: Rotor akısı eksen sisteminde, stator gerilimleri üzerinden asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü.....	55
Şekil 2.22	: Tuttas tarafından geliştirilen rotor akısı alan yönlendirme algoritması.....	57
Şekil 3.1	: Asenkron motorun stator akısı ile rotor akısı yönlendirmesine ilişkin vektör diyagramı.....	61
Şekil 3.2	: Asenkron motorun alan yönlendirmesi için geliştirilen algoritmanın blok gösterimi.....	66
Şekil 3.3	: Gerilim kaynağı evirgeci.....	67
Şekil 3.4	: Bang - bang kontrollu evirgeç için ilke gösterimi.....	68
Şekil 3.5	: Asenkron motorun Thevenin eşdeğeri.....	68
Şekil 3.6	: Kompleks düzlemde akı vektörleri.....	70
Şekil 3.7	: A fazı için anahtarlama çizgileri.....	70
Şekil 3.8	: Kompleks düzlemde yerleştirilmiş üç bağımsız kontrol edici için anahtarlama diyagramı.....	71
Şekil 3.9	: Maksimum faz akısı hatasının olduğu yörünge.....	72
Şekil 3.10	: İki sınır periyodu için akı yörüngeleri (Düz çizgi zıt e.m.k'nın sıfır olması durumunu ve kesikli çizgi e.m.k'nın varolması durumunu	

	göstermektedir.).....	72
Şekil 3.11	: Asenkron motorun stator direncinin düzeltilmesinde kullanılan eşdeğer devresi.....	75
Şekil 3.12	: Hız bilgisinin elde edilmesine ilişkin blok gösterim.....	79
Şekil 3.13	: Geliştirilen algoritmanın hız kontrollu olarak düzenlenmiş yapısı.....	80
Şekil 4.1	: Bilgisayar benzetimi için akış diyagramı.....	85
Şekil 4.2	: Asenkron motorun boşa yol almasına ilişkin I_{sa} faz akımı ve hızın benzetim programından elde edilen sonuçları.....	86
Şekil 4.3	: Asenkron motorun boşa yol almasına ilişkin I_{sa} faz akımı hızın gerçek sistemden elde edilen sonuçları.....	86
Şekil 4.4	: $\psi_{sd}^* = 0.9875$ Wb ve $\psi_{sq}^* = 1.74$ Wb için asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrol durumunda moment-zaman ve hız-zaman değişimleri.....	88
Şekil 4.5	: $\psi_{sd}^* = 0.9875$ Wb ve $\psi_{sq}^* = 1.74$ Wb için asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrol durumunda rotor akısı önceden oluşturulduğunda moment-zaman ve hız-zaman değişimleri.....	88
Şekil 4.6	: Stator direncinin % 10 fazla olarak hesaba katıldığı duruma ilişkin moment ve hız değişimleri.....	90
Şekil 4.7	: Stator direncinin % 10 az olarak hesaba katıldığı duruma ilişkin moment ve hız değişimleri.....	90
Şekil 4.8	: Sürekli durumda nominal hızın %10 için stator direncinin farklılaşması ile moment ve hız değişimleri.....	91
Şekil 4.9	: Sürekli durumda nominal hızın %20 için stator direncinin farklılaşması ile moment ve hız değişimleri.....	91
Şekil 4.10	: Sürekli durumda nominal hızın %50 için stator direncinin farklılaşması ile moment ve hız değişimleri.....	92
Şekil 4.11	: σL_s 'nin %20 daha fazla alınması durumunda moment ve hız zaman	

	değişimi.....	93
Şekil 4.12	: σ_{L_s} 'nin %20 daha az alınması durumunda moment ve hız- zaman değişimi.....	93
Şekil 4.13	: Stator direncinin %10 fazla olması durumunda direnç düzeltme algoritmasının çalışmasının etkilerine ilişkin moment ve hız değişimleri.....	95
Şekil 4.14	: Stator direncinin %10 az olması durumunda direnç düzeltme algoritmasının çalışmasının etkilerine ilişkin moment ve hız değişimleri.....	95
Şekil 4.15	: Sürekli durumda nominal hızın %10 için stator direncinin farklı olması durumunda direnç düzeltme algoritmasının etkilerine ilişkin moment ve hız değişimleri.....	96
Şekil 4.16	: Sürekli durumda nominal hızın %20 için stator direncinin farklı olması durumunda direnç düzeltme algoritmasının etkilerine ilişkin moment ve hız değişimleri.....	96
Şekil 4.17	: Sürekli durumda nominal hızın %50 için stator direncinin farklı olması durumunda direnç düzeltme algoritmasının etkilerine ilişkin moment ve hız değişimleri.....	97
Şekil 4.18	: İki farklı asenkron motor için direnç düzeltme algoritması ile elde edilen sonuçlar.....	97
Şekil 4.19	: Analog bang-bang kontrolün gerçekleştirilmesinde lock-out devresinin kullanılması.....	99
Şekil 4.20	: Nominal hızda asenkron motorun stator akısı referans ve gerçek değeri ile stator akım ve gerilim değişimleri.....	101
Şekil 4.21	: Asenkron motorun yüklü durumda değişik histerezis bantları için 8, 30, 60Hz 'lik besleme frekanslarındaki % Toplam Harmonik Distorsiyon.....	103

Şekil 4.22	:30 Hz'lik besleme frekansında değişik histerezis bantlarında boşta ve yüklü çalışma için % Toplam Harmonik Distorsiyon.....	103
Şekil 4.23	: 60Hz 'lik besleme frekansında değişik histerezis bantlarında boşta ve yüklü çalışma için % Toplam Harmonik Distorsiyon.....	104
Şekil 4.24	: Yüklü durumda 8,30,60 Hz için Ortalama Anahtarlama Frekansı..	105
Şekil 4.25	: Yüklü durumda 8,30,60 Hz için Minimum Anahtarlama Zamanı....	106
Şekil 4.26	: Mikroişlemci hesaplama süresi ile motorun ürettiği ortalama momentin değişimi.....	109
Şekil 4.27	:Hız kestirim algoritmasının sınanması durumunda iki değişik hız için sonuç.....	110
Şekil 5.1	:Deney setinin yapısı.....	113
Şekil 5.2	: DSP 'den gelen işaretlerin transistör sürme devresi için hazırlanmasında kullanılan TTL devre.....	114
Şekil 5.3	: LEM akım ölçücü.....	115
Şekil 5.4	: Gerilim ölçümünde kullanılan devre.....	116
Şekil 5.5	: Karekök hesaplaması ve hata.....	118
Şekil 5.6	: Kontrol sisteminin akış diyagramı.....	119
Şekil 5.7	: Bang-bang kontrol için Nmac1x'den elde edilen sinüzoidal işaret....	120
Şekil 5.8	: Bang-bang kontrol için akış diyagramı.....	121
Şekil 5.9	: 5 Hz için motor üzerinden ölçülen akım dalga şekli ve harmonik spektrumu.....	122
Şekil 5.10	: 5 Hz için benzetim programından alınan akım dalga şekli ve harmonik spektrumu.....	122
Şekil 5.11	: 10 Hz için motor üzerinden ölçülen akım dalga şekli ve harmonik spektrumu.....	123
Şekil 5.12	: 10Hz için benzetim programından alınan akım dalga şekli ve harmonik spektrumu.....	123

XVII

Şekil 5.13	: 50 Hz için motor üzerinden ölçülen akım dalga şekli ve harmonik spektrumu.....	124
Şekil 5.14	: 50Hz için benzetim programundan alınan akım dalga şekli ve harmonik spektrumu.....	124
Şekil 5.15	: Xu ve Novotny tarafından önerilen integratörün yapısı.....	127
Şekil 5.16	: Sıfır nokta kontrollü integratörün blok gösterimi.....	128
Şekil 5.17	: Schmitt Tetiklemeli analog integratörün blok gösterimi.....	128
Şekil 5.18	: Geliştirilen integratör	129
Şekil 5.19	: Sinüzoidal besleme durumunda stator akısının hesaplanması için sonuç.....	131
Şekil 5.20	: PWM'lu evirgeç üzerinden hesaplanmış stator akısı.....	132
Şekil 5.21	: $\psi_{sd}^*=0.987$ Wb ve $\psi_{sq}^*=0.4$ Wb'lik referanslar için motor üzerinden ölçülen a)Hızın değişimi b) I_{sa} akımının değişimi.....	135
Şekil 5.22	: $\psi_{sd}^*=0.987$ Wb ve $\psi_{sq}^*=0.4$ Wb'lik referanslar için benzetim programundan hesaplanan a) Hızın değişimi b) I_{sa} akımının değişimi.....	135
Şekil 5.23	: $\psi_{sd}^*=0.987$ Wb ve $\psi_{sq}^*=0.8$ Wb'lik referanslar için motor üzerinden ölçülen a)Hızın değişimi b) I_{sa} akımının değişimi.....	136
Şekil 5.24	: $\psi_{sd}^*=0.987$ Wb ve $\psi_{sq}^*=0.8$ Wb'lik referanslar için benzetim programundan hesaplanan a)Hızın değişimi b) I_{sa} akımının değişimi.....	136
Şekil 5.25	: Sürekli durumda iki değişik moment referansı için stator akı , akım ve gerilimin değişimleri.....	137
Şekil 5.26	: Moment referansının ters çevrilmesi durumunda hızın değişimi.....	138
Şekil Ek 3.1	: DS1101 kartının blok diyagramı.....	167
Şekil Ek 4.1	: Test işlemi sırasında kullanılacak eşdeğer devre.....	171
Şekil Ek 4.2	: $U_{s\alpha}$ ve $I_{s\alpha}$ 'nin değişimi.....	174

XVIII

Şekil Ek 4.3	: Rotor zaman sabiti $(L_m/L_r)^2 R_r$ 'nin belirlenmesi için uygulanan işaretler.....	175
Şekil Ek 4.4	: Motorun sürekli durum çalışması için fazör diyagramı.....	178



ÇİZELGELER LİSTESİ

Çizelge 2.1	: Alan yönlendirmeli asenkron motorun temel kontrol özellikleri.....	50
Çizelge 4.1	: 100Hz için Histerezis banda karşı minimum anahtarlama zamanı, OAF ve %THD değerleri.....	106
Çizelge 5.1	: Bang-bang kontrol için ölçülmüş ve hesaplanmış akımların temel bileşenleri.....	125



SİMGELER

A_r	Rotor dönüşüm matrisi
A_s	Stator dönüşüm matrisi
B_p	Hava aralığı akısı yoğunluğu tepe değeri
d	Sınır periyoddaki yol
e	Motor zıt elektromotor kuvveti
F_p	Rotor magnetomotor kuvveti tepe değeri
f_s	Stator besleme frekansı
f_k	Rotor akımlarının frekansı
H_B	Histerezis bant
H_H	Eylemsizlik katsayısının birime indirgenmiş değeri
i_{sa}	Stator a fazı akımı
i_{sb}	Stator b fazı akımı
i_{sc}	Stator c fazı akımı
i_{ra}	Rotor a fazı akımı
i_{rb}	Rotor b fazı akımı
i_{rc}	Rotor c fazı akımı
I_m	Mıknatıslanma akımı
i_{rd}	Rotor akımının d- bileşeni
$i_{r'd}$	İndirgenmiş rotor akımı d- bileşeni
i_{rq}	Rotor akımının q- bileşeni
$i_{r'q}$	İndirgenmiş rotor akımı q- bileşeni
i_{ro}	Rotor akımı sıfır bileşeni
$i_{r\alpha}$	Rotor akımının α - bileşeni

XXI

$i_r\beta$	Rotor akımının β - bileşeni
$i_r\alpha$	İndirgenmiş rotor akımının α - bileşeni
$i_r'\beta$	İndirgenmiş rotor akımının β - bileşeni
i_{sd}	Stator akımının d- bileşeni
i_{sq}	Stator akımının q- bileşeni
i_{s0}	Stator akımının sıfır bileşeni
i_{sa}	Stator akımının a- bileşeni
i_{sb}	Stator akımının b- bileşeni
J	Eylemsizlik katsayısı
K_r	Rotor sargısı sarım faktörü
K_s	Stator sargısı sarım faktörü
l	Motorun eksenel uzunluğu
L_r	Rotor bir faz özendükleme
L_s	Stator bir faz özindüktansı
L_m	Ortak indüktans
L_{sr}	Stator ve rotor fazları arasındaki ortak indüktans
L_r	Rotor öz indüktansı
L'_r	İndirgenmiş rotor indüktans
L_{1r}	Rotor kaçak indüktansı
L'_{1r}	İndirgenmiş rotor kaçak indüktansı
L_s	Stator özindüktansı
L_{1s}	Stator kaçak indüktansı
L_{sm}	Stator fazları arasındaki ortak indüktansı
L_{rm}	Rotor fazları arasındaki ortak indüktansı
L_{sT}	Stator özindüktansı temel değeri
N_a	Bir periyoddaki anahtarlama sayısı
N_n	Nominal rotor hızı

XXII

N_r	Rotor sargısı sarım sayısı
N_s	Stator sargısı sarım sayısı
p	d/dt türev operatörü
P	Kutup sayısı
P_T	Gücün temel değeri
r	Motor yarıçapı
R_r	Rotor bir faz direnci
R'_r	İndirgenmiş rotor bir faz direnci
R_s	Stator bir faz direnci
S_N	Nominal motor gücü
T	Temel periyod
T_1	Bir tranzistörün kapalı durumdan açık duruma geçmesi için geçen zaman
T_2	Bir tranzistörün açık durumdan kapalı duruma geçmesi için geçen zaman
T_e	Motor tarafından üretilen moment
T_y	Yük momenti
τ_r	Rotor devresi zaman sabiti
T_T	Moment temel değeri
τ_s	Stator devresi zaman sabiti
T_{ij}	Eylemsizlik momenti
$\bar{U}$	İndirgeme katsayısı
U_{sa}	Stator a fazı gerilimi
U_{sb}	Stator b fazı gerilimi
U_{sc}	Stator c fazı gerilimi
U_{ra}	Rotor a fazı gerilimi
U_{rb}	Rotor b fazı gerilimi

XXIII

U_{rc}	Rotor c fazı gerilimi
U_{sd}	Stator gerilimi d- bileşeni
U_{sq}	Stator geriliminin q- bileşeni
U_{rd}	Rotor geriliminin d- bileşeni
U_{rq}	Rotor geriliminin q- bileşeni
U_{sa}	Stator geriliminin a- bileşeni
U_{sb}	Stator geriliminin b- bileşeni
U_{da}	Doğru akım ara gerilimi
U_N	Stator geriliminin nominal etkin değeri
U_T	Gerilimin temel değeri
X_m	Ortak reaktans
X_r	Rotor özreaktansı
X_{lr}	Rotor kaçak reaktansı
X'_r	İndirgenmiş rotor özreaktansı
X_{lr}	İndirgenmiş rotor kaçak reaktansı
X_s	Stator özreaktansı
X_{ls}	Stator kaçak reaktansı
ω_r	Rotor açısal frekansı
ω_s	Senkron açısal frekansı
ω_k	Kayma açısal frekansı
ω_T	Açısal hız temel değeri
Z_T	Empedans temel değeri
θ_s	Sabit (a-b) eksen takımı ile dönen (d-q) eksen takımı arasındaki konum açısı
Ψ_{ma}	a- fazı hava aralığı akısı
Ψ_{mb}	b- fazı hava aralığı akısı
Ψ_{mc}	c- fazı hava aralığı akısı

$\Psi_{m\alpha}$	Hava aralığı akısı α -bileşeni
$\Psi_{m\beta}$	Hava aralığı akısı β - bileşeni
Ψ_{ST}	Stator akısı temel değeri
Ψ_{sa}	Stator a fazı akısı
Ψ_{sb}	Stator b fazı akısı
Ψ_{sc}	Stator c fazı akısı
$\Psi_{s\alpha}$	Stator akısı α bileşeni
$\Psi_{s\beta}$	Stator akısı β bileşeni
Ψ_{sd}	Stator akısı d- bileşeni
Ψ_{sq}	Stator akısı q- bileşeni
Ψ_{ra}	Rotor a fazı akısı
Ψ_{rb}	Rotor b fazı akısı
Ψ_{rc}	Rotor c fazı akısı
$\Psi_{r\alpha}$	Rotor akısı α - bileşeni
$\Psi_{r\beta}$	Rotor akısı β - bileşeni
Ψ_{rd}	Rotor akısı d- bileşeni
Ψ_{rq}	Rotor akısı q- bileşeni
σ	Kaçak faktörü
σL_s	Stator geçici durum indüktansı

Kısaltmalar

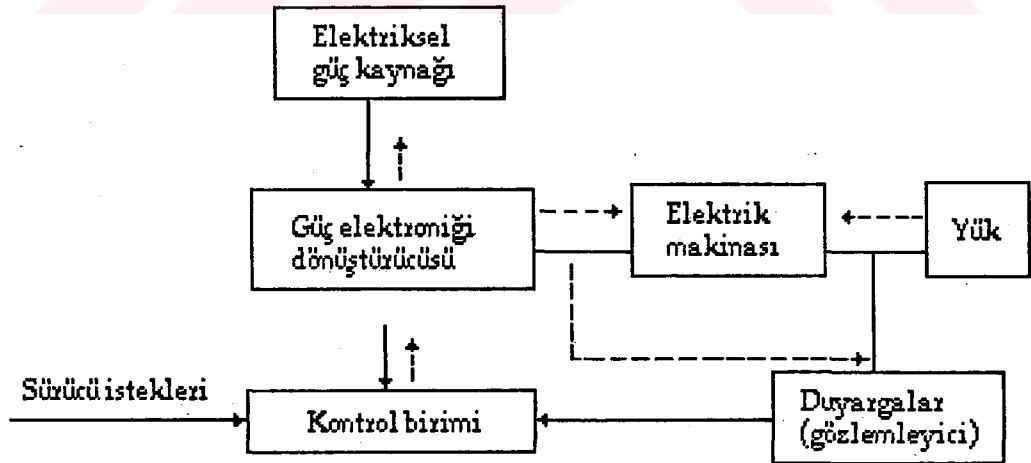
AKE	Akım kaynağı Evirgeci
ADC	Analog Sayısal Çevirici
DAC	Sayısal Analog Çevirici
DDC	Doğrudan Sayısal Kontrol
DGM(PWM)	Darbe Genişlik Modülasyonu

DSC	Doğrudan Self Kontrol
DSP	Sayısal İşaret İşleyici
GKE	Gerilim Kaynağı Evirgeci
MAF	Maksimum Anahtarlama Frekansı
MRAC	Model Referans Adaptif Kontrol
OAF	Ortalama Anahtarlama Frekansı
PRBS	Pseudo-Random-binary -sequence
SKAM	Sincap Kafesli Asenkron Motor
T	Takodinamo
THD	Toplam Harmonik Distorsiyon
TVC	Moment Vektör Kontrolü

1. GİRİŞ

1.1. Genel Bakış

Değişken hızlı sürücü düzenekler modern endüstri için vazgeçilmez birimlerdir. Çağdaş elektriksel sürücü sistemler, doğru akım motorları, asenkron motorlar, senkron motorlar, güç elektroniği dönüştürücüleri, sayısal veya analog kontrolediciler ile duyargalardan (veya gözlemleyici) oluşmaktadır (Şekil 1.1). Bu sürücü sistemlerde enerji akışı çift yönlü olabilmektedir. Sürücü düzenekleri oluşturan birimlerin seçiminde yük tarafından belirlenen koşullar gözönünde tutulmalıdır. Yaklaşık on yıl öncesine kadar değişken hızlı sürücü düzeneklerde doğru akım motorlarının egemenliği vardı. Günümüzde bu durum değişmeye başlamıştır. Bu değişimde asenkron motorlar çok önemli bir rol oynamaktadırlar.



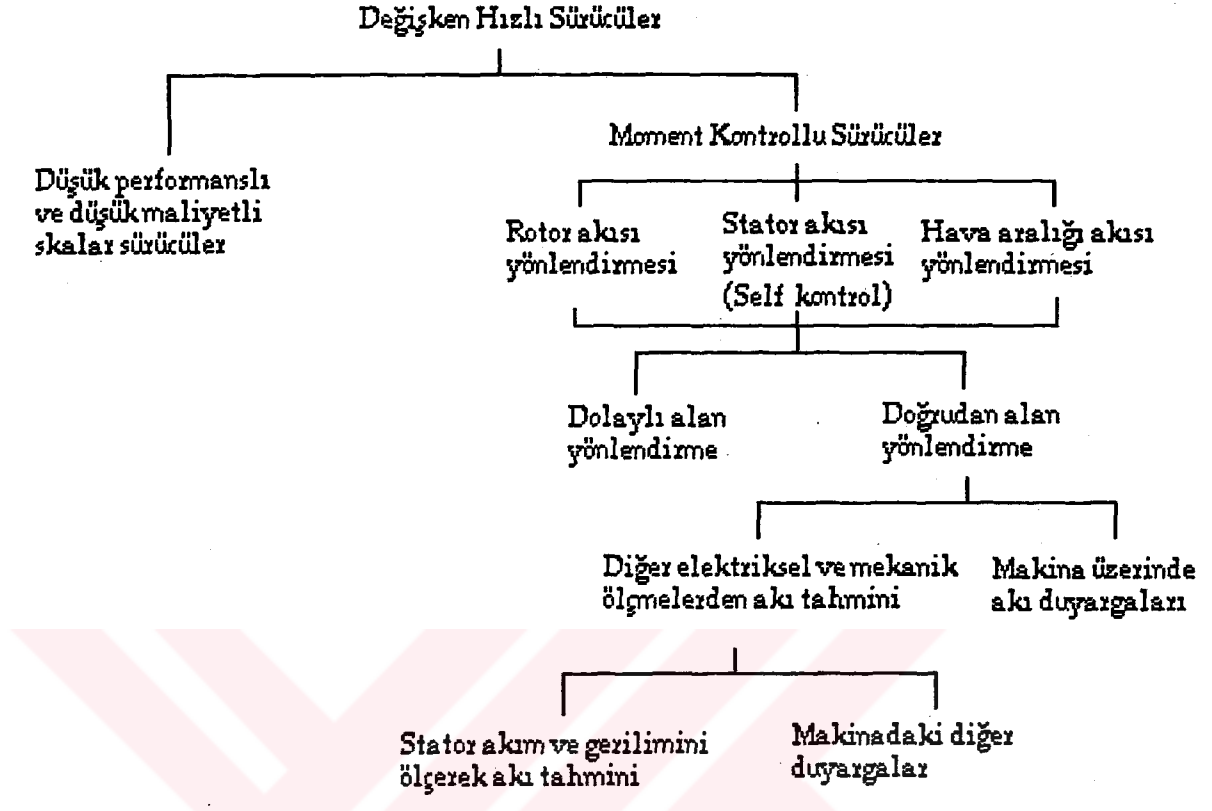
Şekil 1.1 . Çağdaş bir elektriksel sürücüye ilişkin blok yapı

Sincap kafesli asenkron motorlar ucuz olma, bakım gerektirmeme ve çevresel koşullardan etkilenmeme gibi özellikleri ile doğru akım motorlarına üstünlük sağlarken, alan zayıflatmalı çalışma durumunda verimli olarak ulaşabildiği yüksek hızlardan dolayı da sürekli mıknatıslı senkron motorlara üstünlük sağlamaktadırlar. Böylece asenkron motorlar endüstride en çok kullanılan motorlardır. Ancak bu motorların hız veya moment kontrolü; doğrusal olmayan ve karmaşık yapılarından dolayı, doğru akım motorlarına göre daha güçtür. Doğru akım motorlarının momenti, bağımsız olarak kontrol edilebilen iki ortogonal bileşenden oluşmaktadır. Bu bileşenler endüvi akımı ve uyarma akısıdır. Böylece kenetlemesiz bir yapı oluşmaktadır. Asenkron motorlarda bu kenetlemesiz yapı doğrudan görülemez.

1. 2. Değişken Hızlı Asenkron Motor Sürücülerin Sınıflandırılması

Asenkron motorların değişken hızlı sürücü sistemlerde kullanılması önce skalar kontrol yöntemleri aracılığı ile olmuştur. Daha sonraları vektörel kontrol yöntemleri gelişen güç elektroniği elemanları ve mikroişlemciler ile uygulanmaya başlanmıştır. Günümüzde mevcut değişken hızlı asenkron motor kontrol yöntemleri Şekil 1.2. 'deki gibi sınıflandırılabilir.

Değişken hızlı V/f_s kontrollü asenkron motor sürücü sistemlerde hava aralığı akısı V/f_s oranıyla doğrusal olarak ayarlanarak ucuz ve kolay gerçekleştirilebilen bir yapı elde edilebilir. Bu yöntemde moment stator akımı ile ilişkilidir. Ancak stator akımı aynı zamanda akı seviyesini de kontrol ettiği için kenetlemeli bir moment kontrolü söz konusudur. Dolayısıyla, moment değiştirilmek istendiği zaman akı seviyesi değişeceği için, moment cevap süresi akı değişim hızına bağlı olarak yavaş olacaktır. Ayrıca bu skalar kontrol yöntemi uygulandığı zaman, frekans referansı basamak şeklinde değiştirildiğinde gerçek kayma değeri aşmış olacağından kararsızlıklar oluşur. Ayrıca parametre değişimleri



Şekil 1. 2. Değişken hızlı asenkron motor sürücülerin sınıflandırılması.

yöntemin sonuçlarını olumsuz etkiler . Bu yöntemin geliştirilmesi için kayma kontrolü kullanılmaktadır (Bose ,1987). V/f_s yöntemi çok düşük hızların dışında, hızın yavaş değiştiği uygulamalar için elverişli olmasına rağmen konum kontrollü sürücülerde kullanılamazlar (Heinemann, 1988).

Daha geliştirilmiş bir skalar kontrol yöntemi olan I_s/f_k ile moment ve akım her işletme koşulunda sınırlanabilir ve kontrol edilebilir. Ancak bu yöntemin de cevap hızı düşüktür (Heinemann, 1988).

Jönsson tarafından geliştirilen bir başka yöntemde ise motorun durma durumu da dahil bütün hızlarda çok iyi bir dinamik cevabı olacak şekilde kontrol edilebildiği rapor edilmektedir (Heinemann, 1988). Bu yöntem sürekli durumda V/f_s kontrollü sistem ile aynı sonucu vermektedir. Akım kontrolü olmayan bu yöntemde eksen dönüşümleri kullanılmaktadır. Bu nedenle konum kontrollü sürücülere uygulanabilir. Yöntem akı modeli

ve doğrusal olmayan fonksiyonlar içermediği için ekonomik bir çözüm sunmaktadır. Yöntemin ana eksikliği akım sınırlaması gerektirmesi ve moment üretim kapasitesindeki sınırlamadır. Ayrıca evirgeç üzerinde bir aşırı akım koruması gerektirmektedir.

Skalar kontrol yöntemlerinin kullanılması ile elde edilen değişken hızlı asenkron motorlu sürücü sistemlerin performansı doğru akım motorlu sürücülerden elde edilen performansa ulaşamamaktadır. Böylece ortaya çıkan boşluğun doldurulması için moment bileşenlerinin ayrıştırılmış olduğu bir kontrol yöntemi gereksinimi ortaya çıkmaktadır.

İlk olarak Hasse (1969) ve Blasckhe (1972) tarafından ortaya atılan alan yönlendirme yöntemi ile asenkron motorların momenti birbirinden bağımsız akı ve moment bileşenleri üzerinden kontrol edilebilmektedir. Vektör kontrol veya transvektör kontrol isimlerinin de kullanıldığı bu yöntem 1980'lerin başına kadar, uygulanmasındaki teknolojik zorluklar nedeniyle çok az dikkat çekmiştir. Ancak sayısal işaret işleme tekniklerindeki gelişmeler ve yarıiletken anahtarlama elemanlarının performanslarındaki artışlar ile alan yönlendirmeli asenkron motor kontrolü üzerindeki çalışmalar yoğunlaşmıştır.

Temel olarak bütün döner alanlı makinalara uygulanabilen bu yöntem Şekil 1.2 'deki sınıflandırmadan da görüleceği üzere doğrudan ve dolaylı alan yönlendirmeli olarak iki değişik şekilde gerçekleştirilebilmektedir.

Dolaylı alan yönlendirmeli kontrol (akı ileribesleme kontrolü), ilk olarak Hasse (1969) tarafından uygulanmıştır. Bu uygulama tarzında yönlendirme bilgisi stator akımları ve hızını gözetleyerek elde edilir. Dolaylı alan yönlendirme hesaplamalarında kayma bilgisi stator akımları üzerinden elde edilir.

Doğrudan alan yönlendirmeli kontrol (akı geribesleme kontrolü), ilk olarak Blasckhe (1972) tarafından uygulanmıştır. Doğrudan alan yönlendirme uygulanırken, yönlendirme akısı Hall etkili duyargalar, sezici bobinler, stator geriliminin üçüncü harmoniği veya tapped (kademeli) stator sargıları ya da stator akım-gerilim ve hız ölçümleri kullanan gözlemleyiciler üzerinden elde edilen akı bilgisi geribeslenir ve ayrıştırmanın temelini oluşturan dönüşümler gerçekleştirilir (Vas, 1990).

Dolaylı ve doğrudan alan yönlendirmeli kontrol için, kontrol değişkeni stator akımı, gerilimi veya akısı olabilir. Genel olarak doğrudan alan yönlendirme, dolaylı alan yönlendirmeye göre daha fazla hesaplama zamanı istemektedir.

Yönlendirme akısı olarak asenkron motorlar için tanımlı stator akısı, hava aralığı akısı veya rotor akısı kullanılabilir. Stator ve hava aralığı akısının ölçülmesi rotor akısına göre daha kolaydır. Stator ve hava aralığı akısı yönlendirmesi durumunda kararlılık sorunları oluşmaktadır (Bayer ve Blasckhe , 1978). Ayrıca tam ayrıştırma yapabilmek için daha fazla gerçek zamanlı hesaplama süresine gerek duyulmaktadır. Rotor akısı alan yönlendirmesi ise akı ölçülmesindeki güçlüklerle rağmen moment cevap süresi, kararlılık ve ayrıştırmanın doğrudan oluşması nedeniyle daha az hesaplama süresi tüketmesinden dolayı mükemmel özelliklere sahiptir. Böylece doğru akım motorlu sürücülere performans açısından tam bir alternatif çıkmaktadır.

Büyük güçlü makinalarda uygulanan stator akı yönlendirmesi, akı seviyesi ve momentini doğrudan kontrol etmek için bir histerezis band üzerinden sliding mode kontrol ile yapıldığı zaman Doğrudan Self Kontrol (DSC) olarak adlandırılır (Depenbrock 1985).

Alan yönlendirmeli asenkron motor kontrolünün gerçekleştirilmesi sırasında kullanılan algoritmalara bağımlı problemler oluşmaktadır. Bazı uygulama yöntemleri standart dışı asenkron motor kullanılmasını gerektirirken (üzerinde akı ölçücü bulunan motorlar), bir kısmında ise besleme amacıyla kullanılan evirgeçlerde ek maliyetler ortaya çıkmaktadır. Ayrıca güvenilir ve iyi bir performans sağlayan bir yönlendirmenin gerçekleştirilmesi için yüksek işlem kapasiteli ve hızlı mikroişlemci yapıları gerekmektedir.

Doğrudan veya dolaylı alan yönlendirme yöntemlerinin uygulanması sırasında sıcaklık, doyum ve çalışma frekansına bağımlı olarak oluşan ve yönlendirme akısına göre farklılaşan parametrelerin değişimleri, performansı olumsuz etkilemektedir. Özellikle sincap kafesli asenkron motorlardaki rotor parametresi bağımlılığı, ölçülmesindeki zorluklardan dolayı önem kazanmaktadır. Alan yönlendirme yöntemindeki parametre

değişimlerine olan bağımlılık, bu parametrelerin çalışma sırasında ölçülüp düzeltilmesi ile aşılmaktadır. Literatürde motor parametrelerinin düzeltilmesine ilişkin pek çok yöntem rapor edilmiştir (Vas, 1990).

1.3. Tezin Amacı

Bu tezde, asenkron motorun moment kontrolü hedeflenmiştir. Bilindiği gibi moment kontrollü sistemlere kolaylıkla hız kontrolü eklenebilir. Ancak değişken hızlı sürücülerin bir kısmında kumanda büyüklüğü momenttir. Özellikle taşıt uygulamalarında moment doğrudan kontrol edilir. Yani moment hız hatasının bir sonucu olmayıp doğrudan referans olarak girilir. Ayrıca bazı yüksek performans uygulamalarında asenkron motor üzerinde hız ölçücü istenmeyebilir. Bu tür isteklerin karşılanması sırasında hem standart motor kullanan hem de ek evirgeç maliyetlerinden kaçınan algoritmalar geliştirilmelidir. Yukarıdaki incelemelerden anlaşılabileceği üzere moment kontrolü için en uygun yöntem alan yönlendirmedir.

Bu tezde aşağıdaki istekleri karşılayan bir sürücü geliştirilmiştir:

- 1) Moment doğru akım motorlarında olduğu gibi kenetlemesiz olarak, hızlı bir şekilde kontrol edilebilmelidir.
- 2) Hız ölçücü kullanılmamalıdır ve mümkün olan en az duyarga ile maliyet azaltılmalıdır.
- 3) Rotor parametrelerindeki değişimlerden etkilenmemelidir.
- 4) Gerçek zamanlı hesaplama süresi tüketimi en az değerde tutulmalıdır.
- 5) Etkin olan parametreler , çalışma sırasında ölçülüp düzeltilmelidir.
- 6) Başlangıç durumunda en az motor parametresi bilgisine ihtiyaç olmalıdır.

1.4. Tezin Yapısı

Yukarıda temel özellikleri ortaya konulan sürücünün geliştirilmesi için ilk olarak, önceki araştırmalar ve sonuçları incelenmiştir. Bu inceleme sonuçlarından teknolojik yönelişler ve istekler gözönünde bulundurularak yukarıda sıralanan sürücü özellikleri elde edilmiştir. Daha sonra bilgisayar benzetimi yardımıyla, moment kontrolunda stator akım ve gerilim ölçmelerini kullanan bir rotor akısı alan yönlendirmeli asenkron motor kontrol algoritması geliştirilmiştir. Kullanılan algoritmada motor parametreleri olarak sadece stator direnci ve stator geçici indüktansı bilgisine gerek duyulmaktadır. Çalışma sırasında sıcaklık ile değeri değişen stator direncinin düzeltilmesi gerekmektedir. Geliştirilen yöntemin gerçekleştirilmesi sırasında, akı hesaplaması için gerekli olan "açık integrasyon" sayısal veya analog olarak çözümlenmelidir. Tezin bütünü içerisinde stator direncini çalışma koşullarında ölçüp düzelten ve "açık integrasyon" problemine çözüm getiren yeni teknikler geliştirilmiştir. Evirgeç bang-bang kontrollu olarak çalıştırılmış ve gerçek zamanlı hesaplamalar TMS320 E14 sayısal işaret işlemcisi kullanılarak doğrudan sayısal kontrollu (DDC) olarak uygulanmıştır.

Böylece tezin yapısı aşağıdaki gibi oluşturulmuştur: İkinci Bölümde asenkron motorun kontrole yönelik modeli ortaya konulmuş ve bu model üzerinden alan yönlendirme yönteminin uygulamaları incelenmiştir. Sonraki bölümde geliştirilen uygulama algoritması tanıtılmış ve yöntemin üstünlükleri ile sorunları birlikte tartışılmıştır. Bu bölümde stator direnci farklılaşmasını ölçüp düzelten bir yöntem sunulmuştur. Dördüncü Bölümde bilgisayar benzetimi sonuçları kontrol sisteminin değişik özelliklerini ortaya koyacak şekilde verilmiştir. Daha sonra uygulama düzeneğinin yapısı ve deney sonuçları sunulmaktadır. Uygulama sırasında geliştirilen integral algoritması bu bölümde tanıtılmaktadır. Bütün olarak elde edilen sonuçların değerlendirilmesi ve sonraki çalışmalara ilişkin öneriler Sonuç Bölümünde irdelenmektedir.

2. ASENKRON MOTORUN ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLUNA GENEL BİR BAKIŞ

2.1. Giriş

Bu bölümde, giriş bölümünde tanımlanan sürücü isteklerini karşılayacak bir sürücü sisteminin tasarlanabilmesi için gerekli alt yapı oluşturulacaktır. Önce sincap kafesli asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolünün incelenebilmesi için bir motor modeli çıkartılacaktır. Geliştirilecek kontrol sistemine ilişkin analizler bilgisayar benzetimi ile yapılacağından bu amaca uygun bir motor modelinin kullanılması gerekmektedir. Modelleme aşamasında bu durum gözönünde bulundurulacaktır. Alan yönlendirme yöntemi incelenirken Şekil 1.2 'deki sınıflandırma esas alınacaktır. Buna göre önce alan yönlendirmenin ilkeleri ortaya konulduktan sonra rotor akısı, stator akısı ve hava aralığı akısı alan yönlendirmeleri genel özellikleri ile karşılaştırmalı olarak incelenecektir. İzleyen alt bölümlerde ise, dolaylı ve doğrudan alan yönlendirme yöntemleri gerçekleştirilmeleri sırasındaki problemler açısından kısaca ele alındıktan sonra, bu bağlamda, akı bilgisinin elde edilmesine ilişkin yöntemler üzerinde durulacaktır. Alan yönlendirmede motor parametrelerinin performans üzerine olan etkileri tartışıldıktan sonra, güç elektroniği dönüştürücüleri vektör kontrol açısından uygunluklarının incelenmesi için genel özellikleri ile ele alınacaktır. Vektör kontrol için kontrol değişkeni seçimi ve bu seçimin gerçekleştirme sırasındaki etkileri literatürdeki çeşitli uygulama algoritmalarının önemli olanları üzerinden incelenmiştir. Böylece giriş bölümünde genel özellikleri verilen alan yönlendirmeli sürücü sisteminin gerçekleştirilebilmesi için gerekli literatür araştırması tamamlanmış olacaktır. Bölümün sonunda elde edilen sonuçlar özetlenecektir.

2.2. Asenkron Motorun Modellenmesi

Asenkron makinaları temsil etmek ve davranışlarını incelemek amacıyla değişik modelleme teknikleri vardır. Bunlar faz değişkeni modeli, uzay fazörü (kompleks değişken) ve dönen eksen sistemindeki d-q modelidir. Bunlardan uzay fazörü ve d-q modelleri birbirine eşdeğerdir ve en çok kullanılan yöntemlerdir. Burada, sincap kafesli asenkron motorun davranışının hem sürekli durum ve hem de geçici durumda, besleme gerilimi dalga şeklinden bağımsız olarak, uygun bir matematiksel model üzerinden incelenmesi amaçlanmıştır.

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 bilgisayar zamanına gerek duymaktadır. Denklem sistemindeki zamanla değişen katsayılar, makinanın modellenmesinin, uzay fazörü veya d-q eksen sisteminde yapılması durumunda zamanla değişmez hale gelirler. Bir asenkron makinanın modellenmesi sırasında, modelin kullanılma amacı önem kazanmaktadır. Eğer model motorun kontrol edilmesi amacıyla yönelik ise, o zaman genel fiziksel analizde gözönünde bulundurulan bazı olaylar, varsayımlar ile gözardı edilebilir.

Burada, asenkron makinanın simetrik bir yapıya sahip olması durumunda matematiksel model bazı varsayımlar ile çıkartılacaktır. Bu varsayımlar aşağıdaki gibidir.

a) Asenkron makina düzgün bir hava aralığına sahiptir. Dış ve oluk etkileri gözönünde bulundurulmayacaktır.

b) Dengeli stator akımları tarafından üretilen magnetomotor kuvvet dalgası sinüzoidaldir.

c) Manyetik devre doğrusal kabul edildiğinden doyma oluşmamaktadır.

d) Stator ve rotor sargılarının direnç ve indüktansları sıcaklık ve frekans etkisi ile değişmediği varsayılmaktadır.

e) Histerezis ve Fuko kayıpları ihmal edilmektedir

f) Rotor sincap kafesli yapıdadır.

Ayrıca model başlangıçta 2 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 sargıyla göstermek mümkündür. Şekil 2.1'de bir asenkron makina iki kutuplu ve üç fazlı olarak gösterilmiştir. Stator sargılarının sarım sayısı N_s , stator dirençleri R_s , kaçak indüktanslar L_{1s} ve özindüktanslar L_s bütün fazlar için eşittir. Benzer şekilde eşdeğer rotor sargıları aynı etkin sarım sayısı N_r , rotor dirençleri R_r , kaçak indüktansları L_{1r} ve özindüktanslar L_r de eşittir.

Şekil 2.1'de gösterilen asenkron makina için stator devresi gerilimleri s indisli değişkenler statora ilişkin büyüklükleri temsil edecek şekilde yazılırsa $p = d/dt$ olmak üzere,

$$U_{sa} = i_{sa} R_s + p \Psi_{sa} \quad (2.1)$$

$$U_{sb} = i_{sb} R_s + p \Psi_{sb} \quad (2.2)$$

$$U_{sc} = i_{sc} R_s + p \Psi_{sc} \quad (2.3)$$

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

$$U_{ra} = i_{ra} R_r + p \Psi_{ra} \quad (2.4)$$

$$U_{rb} = i_{rb} R_r + p \Psi_{rb} \quad (2.5)$$

$$U_{rc} = i_{rc} R_r + p \Psi_{rc} \quad (2.6)$$

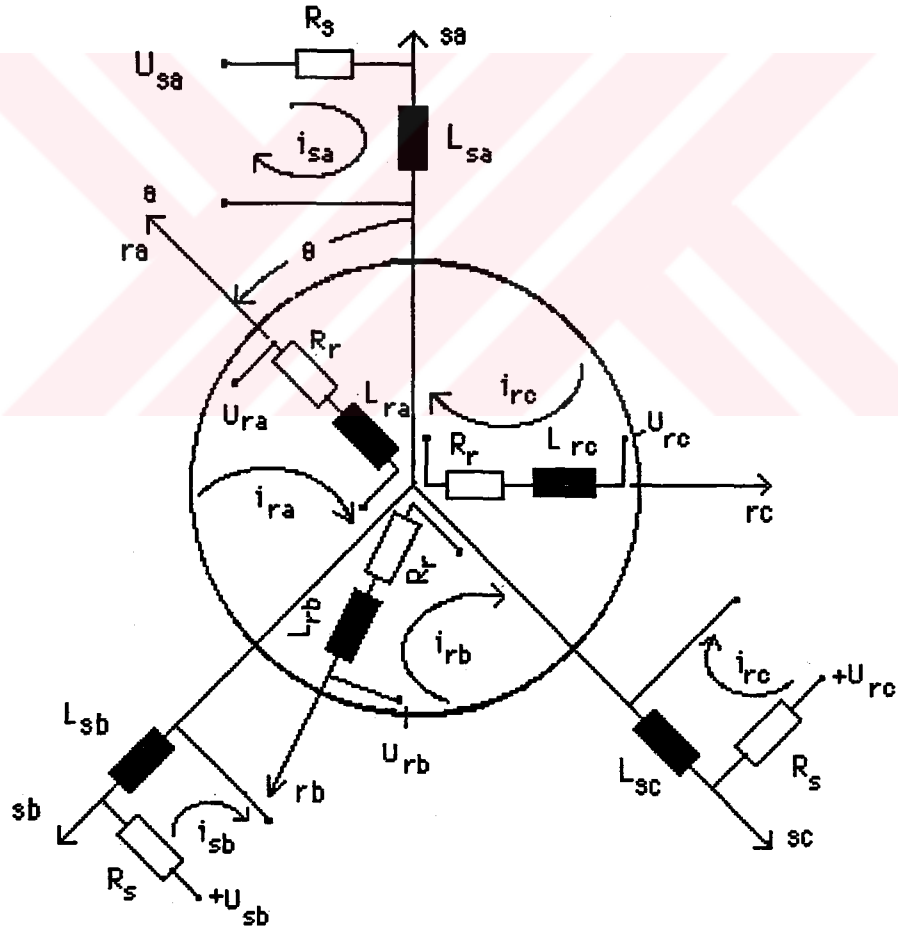
yazılabilir. Burada a fazına ilişkin halkalama akısı tanımlanırsa,

$$\psi_{s,sa} + \psi_{sa,b} + \psi_{sa,c} = L_{sa} i_{sa} - L_{sm} i_{sb} - L_{sm} i_{sc} = (L_{sa} + L_{sm}) i_{sa} = L_s i_{sa} \quad (2.7)$$

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.



Şekil 2.1 İki kutuplu, üç fazlı asenkron makinanın eşdeğer gösterimi.

Stator ve rotora ait halkalama akıları yazılacak olursa,

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

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

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

olmak üzere,

$$\begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^t & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

elde edilir. Akı denklemlerinden indüktans matrisindeki katsayıların θ_r rotor açısına bağımlı olarak "zamanla değişen" katsayılar oldukları görülmektedir. Asenkron motorun modelini elde ederken bu zamanla değişen katsayılardan kurtulmak amacıyla modelin rastgele bir hızda dönen bir eksen sisteminde yazılması yoluna gidilir. d-q model olarak da bilinen bu model ile, zamanla değişen katsayılardan kurtulmak mümkündür. Asenkron makinaya ilişkin (2.1)-(2.6) denklemleri matris formunda yazıldığında (2.10) denklemi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} U_s \\ U_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^t & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

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 $\theta_s = \omega_s \cdot t$ alınarak yazılırsa (2.11) denklemi elde edilir. Burada i_{s0} sıfır bileşeni simetrik ve dengeli makina için sıfır alınur.

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_s & \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta_s & -\sin\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_s + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Burada $[A_s]$ dönüşüm matrisinin tersi, matris ortogonalite özelliğine sahip olduğundan inversine eşittir.

$$[A_s]^{-1} = [A_s]^t \quad (2.12)$$

Rotor için ise Park dönüşümleri statora benzer şekilde ω_k rotor akımlarının açılal frekansı ile ve $\theta_k = \omega_k \cdot t$ olmak üzere akımlar için dönüşüm matrisi (2.13) denklemindeki gibi olur.

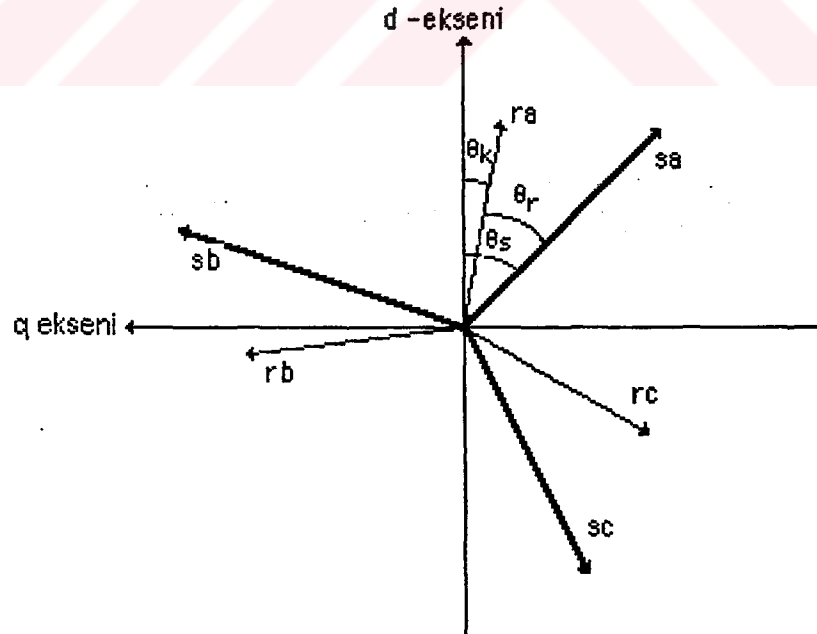
$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta_k & \cos\left(\theta_k - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_k + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\theta_k & -\sin\left(\theta_k - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_k + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Rotor için yazılan $[A_r]$ matrisi de ortogonaldır. Burada akımlar için yazılan eşitlikler gerilimler ve akılar için de geçerlidir. Stator ve rotor için yazılmış olan alt matrisler ile bölmelenmiş (2.10) denklemi stator ve rotor için ayrı ayrı yazılıp, stator denklemini soldan $[A_s]$ ve rotor denklemi de $[A_r]$ ile çarpılırsa (2.14) ve (2.15) denklemleri elde edilir.

$$\begin{aligned}
[A_s][U_s] &= [A_s][R_s][A_s]^{-1}[i_s]_{d,q,0} + [A_s]P \left\{ [L_s][A_s]^{-1}[i_s]_{d,q,0} \right\} + [A_s]P \left\{ [L_{sr}][A_r]^{-1}[i_r]_{d,q,0} \right\} \\
[A_r][U_r] &= [A_r][R_r][A_r]^{-1}[i_r]_{d,q,0} + [A_r]P \left\{ [L_r][A_r]^{-1}[i_r]_{d,q,0} \right\} + [A_r]P \left\{ [L_{sr}][A_s]^{-1}[i_s]_{d,q,0} \right\} \quad (2.15)
\end{aligned}$$

Bu matrisel işlemler yapıldığı zaman sonuç denklem (2.14) ifadesi için (2.16) 'daki gibidir.

$$\begin{aligned}
\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ U_{s0} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} P \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} + \\
&\quad \frac{3}{2}L_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} P \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} + w_s L_s \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} + w_s \frac{3}{2}L_{sr} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} \quad (2.16)
\end{aligned}$$



Şekil 2.2 Asenkron makinanın rotor ve stator eksenlerinin d-q eksen sistemine göre konumu.

Rotora ilişkin (2.15) denklemi (2.17) 'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} U_{rd} \\ U_{rq} \\ U_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & L_r \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} + \frac{3}{2} L_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} + w_k L_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} + w_k \frac{3}{2} L_{sr} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

(2.16) ve (2.17) denklemlerindeki indüktans matrisleri zamanla değişmeyen katsayılardan oluşmaktadır. d-q eksen sistemindeki halkalama akıları için aşağıdaki tanımlamalar yapılmalıdır.

$$\begin{aligned} \psi_{sd} &= L_s i_{sd} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{rd} \\ \psi_{sq} &= L_s i_{sq} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{rq} \\ \psi_{rd} &= L_r i_{rd} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{sd} \\ \psi_{rq} &= L_r i_{rq} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{sq} \end{aligned} \quad (2.18)$$

Bu tanımlamalardan sonra asenkron motorun simetrik olduğunu ve dengeli beslendiğini kabul ederek sıfır bileşeni elimine edilir. Bu durumda gerilim denklemleri (2.19) 'daki gibi olacaktır.

$$\begin{aligned} U_{sd} &= R_s i_{sd} - w_s \psi_{sq} + p \psi_{sd} \\ U_{sq} &= R_s i_{sq} + w_s \psi_{sd} + p \psi_{sq} \\ 0 &= R_r i_{rd} - w_k \psi_{rq} + p \psi_{rd} \\ 0 &= R_r i_{rq} + w_k \psi_{rd} + p \psi_{rq} \end{aligned} \quad (2.19)$$

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. Bu modele ilişkin eşdeğer devre gösterimi Şekil 2.3'deki gibidir.

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 (Fitzgerald v.d. 1983) . Buna göre

$$T_e = \Pi \left(\frac{P}{2} \right) l r B_p F_p \sin \delta \quad (2.20)$$

yazılır. Burada,

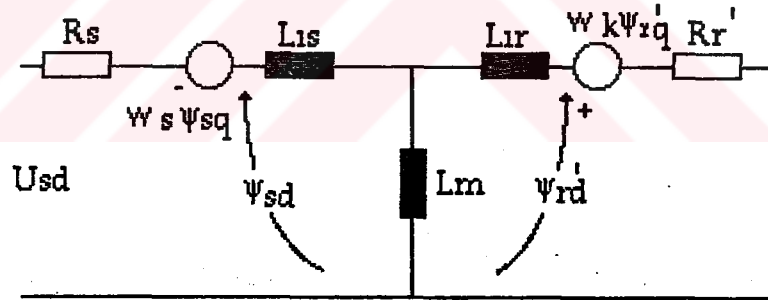
l - Makinanın eksenel uzunluğu

r - Makina yarıçapı

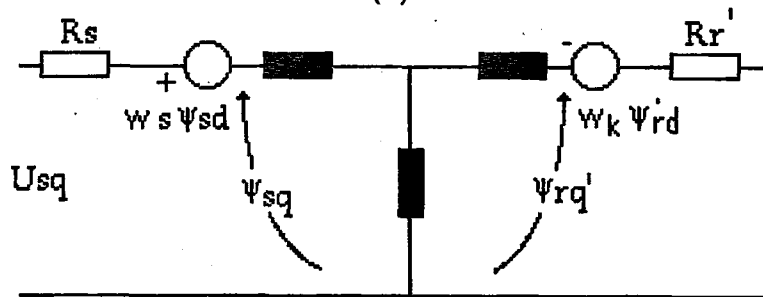
B_p - Hava aralığı akı yoğunluğunun tepe değeri

F_p - Rotor m.m.k 'nin tepe değeridir.

δ - moment açısı ($\theta_r + 90$)



(a)



(b)

Şekil 2.3. Sincap kafesli asenkron makinanın d-q eksen sistemindeki eşdeğer devresi.

Kutup başına hava aralığı akısının tepe değeri $|\hat{\psi}_m|$, rotor akımının tepe değeri $|\hat{i}_r|$ olarak alınırsa denklem (2.21) 'deki ilişki yazılabilir.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) |\hat{\psi}_m| |\hat{i}_r| \sin \delta \quad (2.21)$$

(2.21) denklemindeki büyüklükler d-q bileşenleri cinsinden yazılırsa (2.22) ifadesi elde edilir.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\psi_{md} \dot{i}_{rq} - \psi_{mq} \dot{i}_{rd}) \quad (2.22)$$

Akılar ve akımlar arasındaki (2.18) ilişkileri kullanılarak moment ifadesi stator ve rotor akımının d-q bileşenleri cinsinden yazılabilir. $L_m = (3/2) L_{sr}$ olmak üzere,

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) L_m (\dot{i}_{sq} \dot{i}_{rd} - \dot{i}_{sd} \dot{i}_{rq}) \quad (2.23)$$

Mekanik tarafa ilişkin olarak, sürtünme kayıplarının ihmalı ile (2.24) denklemi yazılabilir.

$$T_e - T_y = \frac{2}{P} J \frac{dw_r}{dt} \quad (2.24)$$

Burada

J – Motorun ve yükün toplam eylemsizlik katsayısıdır.

T_y – Yük momentidir.

(2.19) - (2.24)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 açısız besleme frekansı (w_s) sıfır yapıldığı zaman duran eksen sistemine geçilir. Bu şekilde $\alpha - \beta$ notasyonundaki model Stanley modeli olarak bilinir.

$$U_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + s \psi_{s\alpha}$$

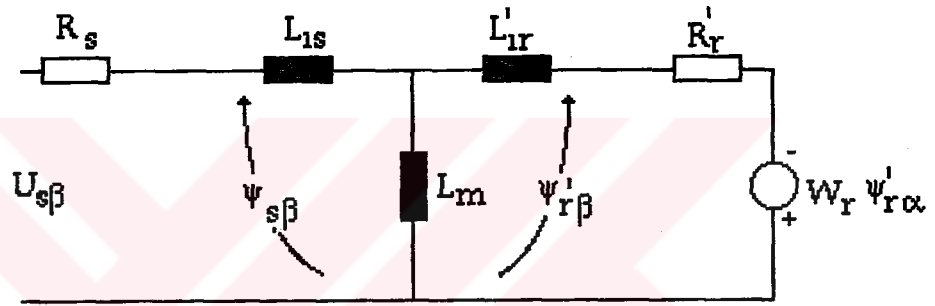
$$U_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + s \psi_{s\beta}$$

(2.25)

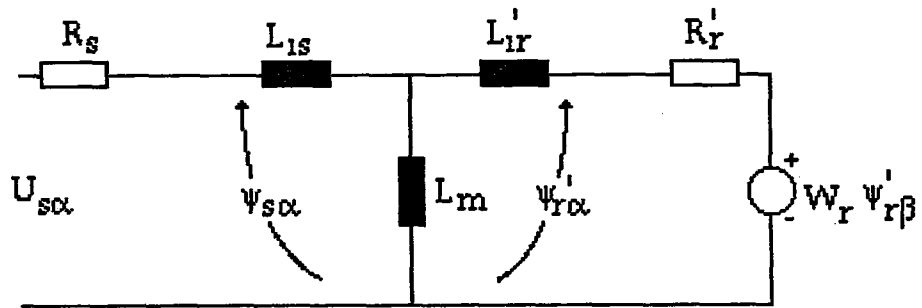
$$0 = R_r i_{r\alpha} + w_r \psi'_{r\beta} + s \psi'_{r\alpha}$$

$$0 = R_r i_{r\beta} - w_r \psi'_{r\alpha} + s \psi'_{r\beta}$$

2 faz modeli olarak da bilinen $\alpha - \beta$ modelinin eşdeğer devre olarak gösterilişi Şekil 2.4'deki gibidir.



(a)



(b)

Şekil 2.4 Duran eksen sisteminde (iki faz) eşdeğer devre

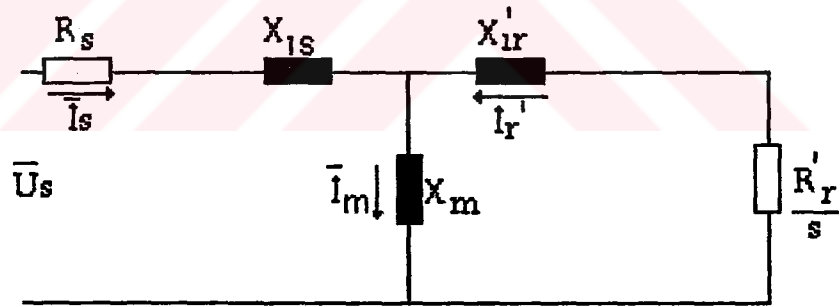
İki faz modelinin yanısıra yararlı olan bir başka model de sürekli durum eşdeğer devresidir. İki faz modelinden üç fazlı büyüklüklere geçmek için faz dönüşümleri kullanılır. Aşağıdaki tanımlar yapılsa, Şekil 2.5'deki sürekli durum tek faz eşdeğer devresi elde edilir.

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad X_s = \omega_s L_s \quad X_m = \omega_s L_m \quad (2.26)$$

$$L_r' = L_{lr} + L_m \quad X_r' = \omega_s L_r'$$

$$\bar{I}_m = \bar{I}_s + \bar{I}_r \text{ olmak üzere,}$$

$$\begin{aligned} \bar{U}_s &= R_s \bar{I}_s + j(X_{ls} \bar{I}_s + X_m \bar{I}_m) \\ 0 &= \frac{R_r'}{s} \bar{I}_r' + j(X_{lr}' \bar{I}_r' + X_m \bar{I}_m) \end{aligned} \quad (2.27)$$



Şekil 2.5 Asenkron makinanın sürekli durum tek faz eşdeğer devresi

2.3. Alan Yönlendirme Yöntemi İçin Moment ve Akının Kenetlenmesiz İfadelerinin Elde Edilmesi

Dinamik davranış açısından doğru akım motorları üstün özelliklere sahiptirler. Bu durum asenkron makinada doğrudan elde edilemez. Çünkü asenkron motorların dinamik cevapları, momenti oluşturan akım ve akı arasında kenetleme olduğundan yavaştır.

Asenkron motorların alan yönlendirmeli kontrolü, momentin birbirinden bağımsız denetlenebilen bileşenlerden oluşturulması temeline dayanır. Burada hedeflenen yapı doğru akım motorlarındaki moment kontrol özelliklerinin elde edilmesidir. Serbest uyarmalı doğru akım motorlarında moment, uyarma gerilimi ile kontrol edilen hava aralığı akısı ve endüvi gerilimi ile kontrol edilen endüvi akımının çarpımlarından oluşmaktadır.

$$T_e = K_e \cdot \psi \cdot I_e \quad (2.28)$$

Bu moment ifadesinde hava aralığı akısı, uyarma devresinin büyük zaman sabitinden dolayı yavaş değişmektedir. Uyarma akımının sabit olması durumunda doğru akım motorunda moment, endüvi akımı üzerinden kontrol edilir. Asenkron makinada moment kontrolü için ulaşılmak istenen özellik böylece ortaya çıkmaktadır. Bu aşamada asenkron motorun d-q eksen sistemindeki modelinde elde edilen moment tekrar yazıldığında, bu moment ifadesinin (2.28) 'deki moment ifadesinden farkı ortaya çıkmaktadır.

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{3}{2} L_m \left(i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq} \right) \quad (2.29)$$

Stator akımının değiştirilmesi sonrasında hem i_{sq} hem de i_{sd} değişecektir. Ayrıca rotor akımları da bu değişimden etkilenecektir.

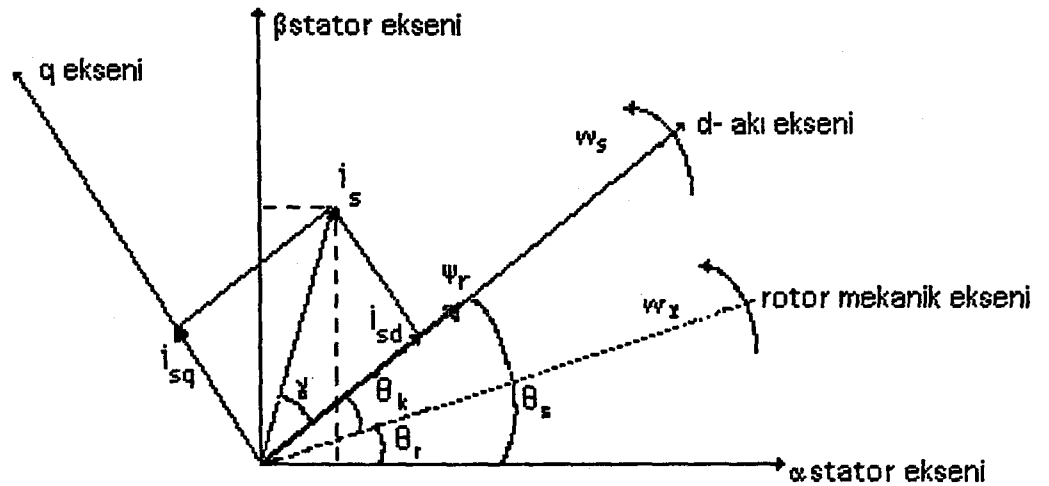
Burada, aşağıdaki ilişkiler yazılabilir.

$$\begin{aligned} i_{rd} &= \frac{\dot{\Psi}_{rd}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \\ i_{rq} &= \frac{\dot{\Psi}_{rq}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \end{aligned} \quad (2.30)$$

Böylece (2.29) denkleminde (2.30) ifadeleri yerine yazılırsa (2.31) denklemini elde edilir.

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} (\dot{\Psi}_{rd} i_{sq} - \dot{\Psi}_{rq} i_{sd}) \quad (2.31)$$

Asenkron motora ilişkin vektörel büyüklükler α - β (iki faz) ve d-q eksen sisteminde Şekil 2.7' deki gibi gösterilir. Vektör diyagramından görüldüğü gibi, d-q eksen sisteminin d-ekseni rotor akısı ile çakıştırılırsa, bu durumda $\Psi_{rq}=0$ olur. Bu çakıştırmanın sağlanabilmesi için rotor akı vektörünün konumu bilinmek zorundadır. Daha sonra d-q eksen sistemi rotor akısı çakışık şekilde döndürülür.



Şekil 2.6 Asenkron motorun alan yönlendirmesi için vektör diyagramı.

Bu çakıştırma koşulu sağlandığı zaman moment ifadesi denklem 2.32'deki gibi olur.

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} \dot{\Psi}_{rd} i_{sq} \quad (2.32)$$

$$p \Psi_{rq} = 0 \text{ ve } \Psi_{rq} = 0 \quad (2.33)$$

(2.33) denklemindeki koşullar (2.19) denklemlerinde yerine yazılırsa, stator akımının d-bileşeni ile rotor akısının d-bileşeni arasında birinci dereceden gecikmeye sahip bir ilişki olduğu görülür.

$$p \dot{\Psi}_{rd} + \frac{1}{\tau_r} \dot{\Psi}_{rd} = L_m \frac{1}{L_r \tau_r} i_{sd} \quad (2.34)$$

Şekil 2.7'de gösterilen bu ilişkiden yararlanarak, i_{sd} ile rotor akısının sabit tutulduğu durum için moment ifadesi stator akımları cinsinden yazılabilir.

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} \quad (2.35)$$

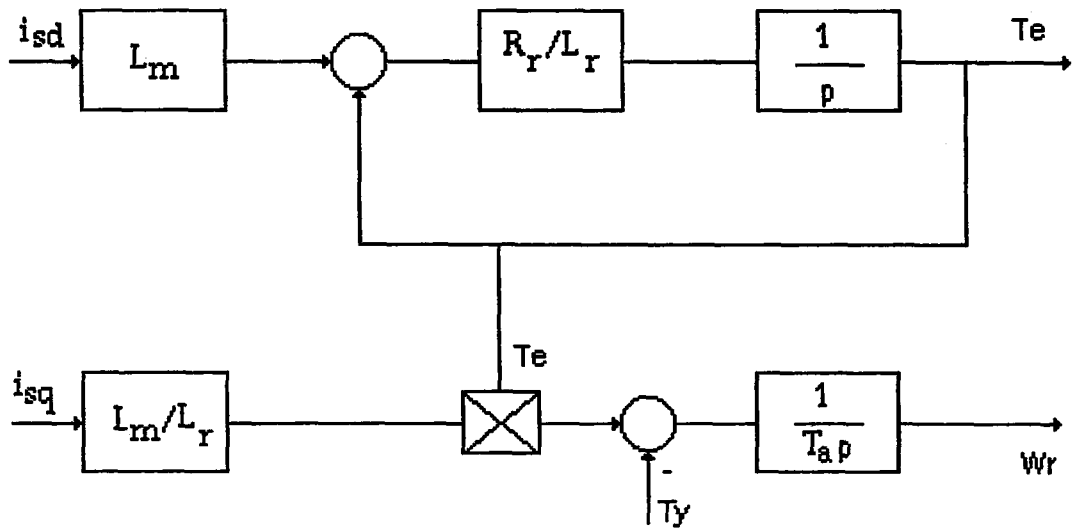
Asenkron motora ilişkin parametreleri sabit kabul ettiğimiz durumda motorun üreteceği moment, stator akımı bileşenleri ile kontrol edilebilir. Ancak tüm bu işlemlerin geçerliliği, rotor akısının konumunun tam olarak belirlenmesine bağlıdır. Bu bilginin elde edilip kullanılması durumuna göre alan yönlendirme yöntemi doğrudan alan yönlendirme ve dolaylı alan yönlendirme olarak isimlendirilir. Aşağıdaki paragraflarda ayrıntılı olarak tartışılacak olan rotor akısı konum bilgisinin (θ_s) belirlenmesi ile alan yönlendirme için gerekli koşullar sağlanmış olmaktadır. Bu aşamada motor momentini oluşturan i_{sq} ve i_{sd} bileşenlerine ilişkin referans değerleri belirlenir. Bu değerler önce (2.35) yardımıyla 2 faz

(α - β) büyüklüklerine, daha sonra da (2.36) matrisi aracılığı ile 3 faz büyüklüklerine dönüştürülür.

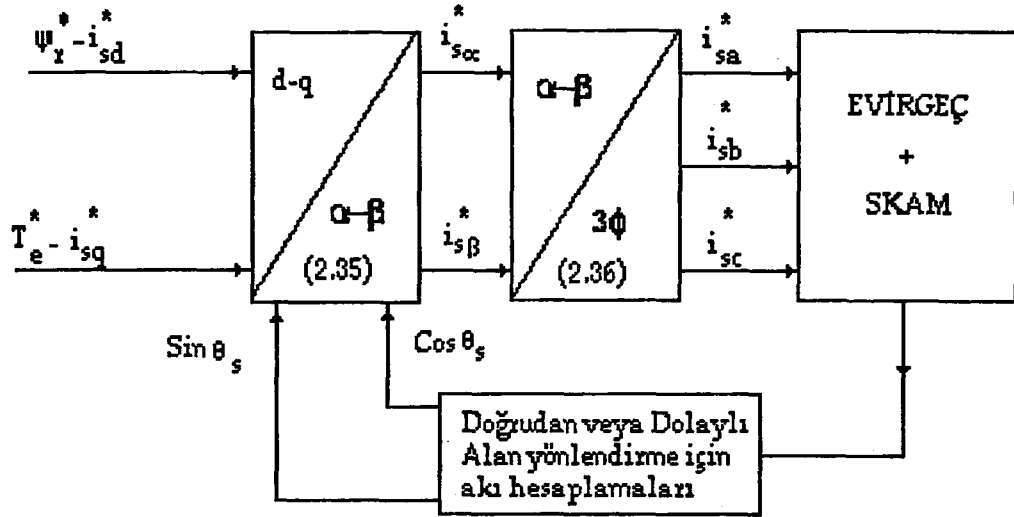
$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_s & -\sin\theta_s \\ \sin\theta_s & \cos\theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Bu dönüşümler aynı temele sahip olduklarından akı ve gerilimler için de yapılabilir. Ayrıca ölçülen üç faz büyüklüklerinden yararlanarak ters dönüşümler aracılığı ile d-q ve α - β bileşenleri bulunabilmektedir. Alan yönlendirmeli asenkron motor kontrolüne ilişkin ilkesel gösterim Şekil 2.8'deki gibi olacaktır.



Şekil 2.7 Asenkron motorun alan yönlendirmesi için ayrıştırılmış modelinin blok gösterimi.



Şekil 2.8 Asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü için ilkesel gösterimi

Rotor akısı ile yönlendirilmiş asenkron makinaryı tanımlayan denklemler aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned}
 U_{sd} &= R_s i_{sd} - \omega_s \Psi_{sq} + p \Psi_{sd} \\
 U_{sq} &= R_s i_{sq} + \omega_s \Psi_{sd} + p \Psi_{sq} \\
 0 &= R_r \dot{i}_{rd} + p \Psi_{rd} \\
 0 &= R_r \dot{i}_{rd} + \omega_k \Psi_{rd}
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

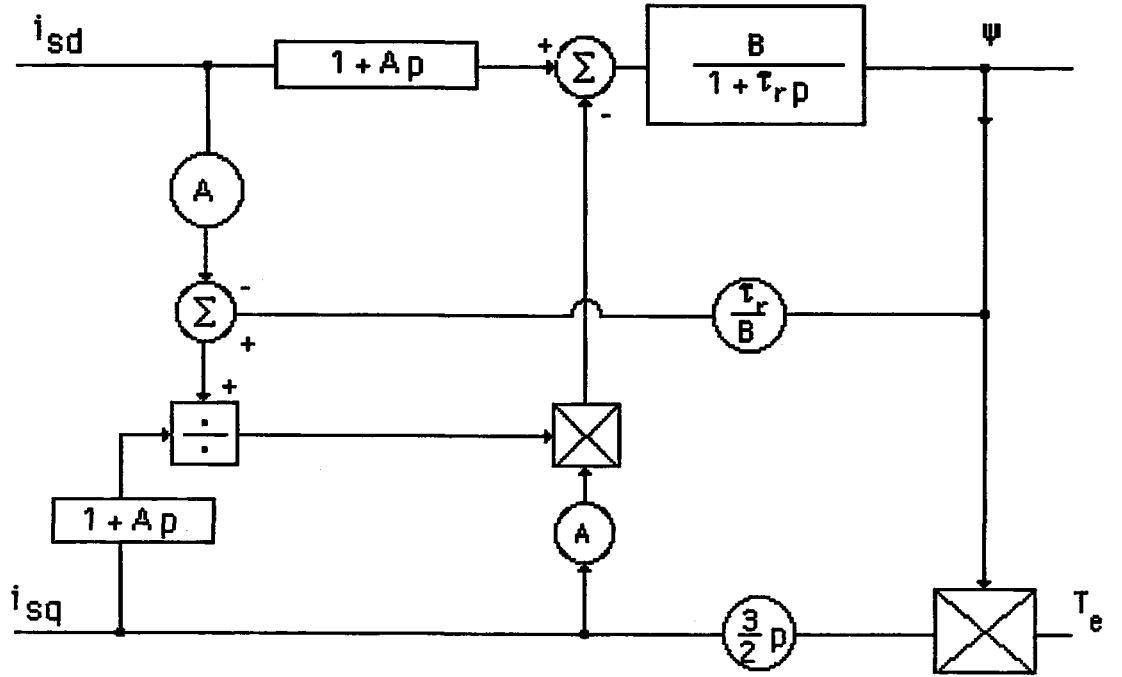
Halkalama akısı tanım denklemleri ise (2.38) 'de verilmiştir.

$$\begin{aligned}
 \Psi_{sd} &= L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\
 \Psi_{sq} &= L_s i_{sq} + L_m \dot{i}_{rq} \\
 \Psi_{rd} &= L_r' i_{rd} + L_m i_{sd} \\
 0 &= L_r' i_{rq} + L_m i_{sq}
 \end{aligned} \tag{2.38}$$

2.4. Rotor, Stator ve Hava Aralığı Akısı Alan Yönlendirmesinin Özellikleri

Alan yönlendirme kavramı, asenkron makina için tanımlanabilen stator akısı, hava aralığı (mıknatıslama) akısı ve rotor akısı için geçerlidir. Rotor akısı için verilen alan yönlendirme ilkesi, diğer akılar için de uygulanabilir. Hangi akı için yönlendirme yapılacak ise, d-q eksen sisteminin bir bileşeni bu akı ile karşılaştırılarak o akı ile eşzamanlı olarak döndürülür. Eğer alan yönlendirmesi stator akısı veya hava aralığı akısına yapılacak olursa, o zaman rotor akısı için Şekil 2.7 'de verilen ayrıştırma modeli Şekil 2.9 'daki gibi olur (Ho ve Sen, 1988). Şekildeki A ve B katsayıları stator akısı yönlendirmesi ve hava aralığı akısı yönlendirmesi için ayrı ayrı değerlere sahiptirler. Şekil 2.9'daki yapı ile Şekil 2.7'deki model karşılaştırıldığında rotor akısı yönlendirmesindeki ayrıştırmanın çok daha basit olduğu hemen görülmektedir. Stator ve hava aralığı akısı yönlendirmesi durumunda ayrıştırmanın sağlanabilmesi için ek hesaplamalar gerekmektedir.

Stator akısı veya hava aralığı akısı yönlendirmesinin gerçekleştirilmesi sırasında moment ve akı referansları verildikten sonra (2.10) denklemi ile verilen model, ters yönde çözülerek i_{sq} ve i_{sd} referansları hesaplanabilir. Bu işlemin yapıldığı birim kenetleme çözücü (ayrıştırma hesapları) birimi olarak adlandırılır. Stator veya hava aralığı akı yönlendirmesinin uygulanması sırasında seçilen kontrol değişkenine de bağlı olarak kenetleme çözücü hesaplamalarının mikroişlemci tarafından yapılması gerekir. Bu durumda hem bu hesaplamaların çalışma koşullarına bağlı olarak değişen parametreler ile gerçekleştirilmesi hem de zaman tüketmesi bu yöntemler için dezavantaj oluşturmaktadır.



Şekil 2.9 Stator ve hava aralığı akılarına yönlendirme yapılması durumuna ilişkin ilke gösterimi. (Hava aralığı akısı için ($A = L_r / R_r$, $B = L_m$)) ve (Stator akısı için ($a = \sigma \tau_r$, $B = L_s$))

Stator akısı, hava aralığı veya rotor akısı alan yönlendirmesi, yönlendirme yapılan akının ölçülmesi veya dolaylı olarak hesaplanması ile gerçekleştirilebilir. Her üç yönlendirme durumunda da, doğrudan veya dolaylı alan yönlendirme yöntemleri uygulanabilir. Hava aralığı akısı ve stator akısının ölçülmesi veya hesaplanması rotor akısına göre daha kolaydır. Rotor akısının hesaplanması sırasında rotora ilişkin parametreler de kullanılacağı için parametre bağımlılığı oluşmaktadır. Alan yönlendirme sırasında akı ölçme veya belirleme yöntemleri bir sonraki alt bölümde tartışılacaktır.

Diğer taraftan stator ve hava aralığı akısı yönlendirmesi durumunda kararlılık sorunları oluşmaktadır. (Bayer ve Blaschke, 1978). Her üç akı yönlendirmesi için sürekli durum momentleri yazılıp, sabit akı koşulunda incelendiği zaman rotor akısı yönlendirmesinde devrilme momentinin oluşmadığı buna karşılık diğer iki akı için devrilme momentinin varolduğu görülür (Vas, 1990; Boldea ve Nasar, 1992). Stator ve hava aralığı

akısı yönlendirmesinde ($\partial T_e / \partial w_k = 0$) yazılarak, maksimum devrilme momentleri aşağıdaki gibi elde edilir.

a) Stator akısı yönlendirmesinde maksimum devrilme momenti ve maksimum kayma denklemi (2.39) ' daki gibidir.

$$\begin{aligned} T_{emax} &= \pm \left(\frac{3}{2} \right) P \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \frac{|\Psi_s|^2}{\sigma L_r} \\ w_{kmax} &= \pm \frac{1}{\sigma \tau_r} \end{aligned} \quad (2.39)$$

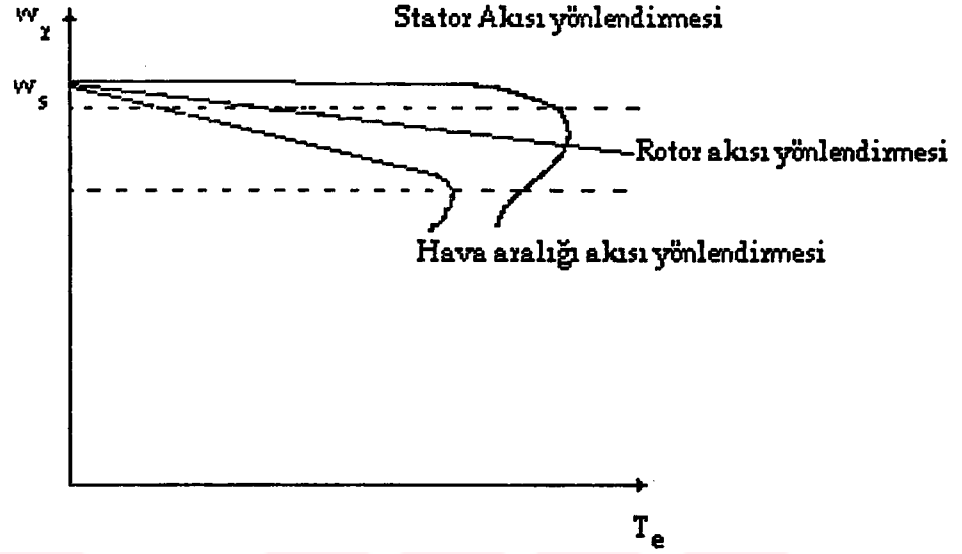
b) Hava aralığı akısı yönlendirmesinde maksimum devrilme momenti ve maksimum kayma denklem (2.40) 'da verilmiştir (Vas, 1990) .

$$\begin{aligned} T_{emax} &= \pm \left(\frac{3}{2} \right) P \frac{|\Psi_m|^2}{L_r} \\ w_{kmax} &= \pm \frac{1}{\sigma \tau_r} \end{aligned} \quad (2.40)$$

(2.39) ve (2.40) denklemlerindeki kayma ifadeleri akılara bağımlı değildir. Ancak devrilme momentleri akıların kareleri ile orantılıdır. Bu durumda akı seviyesindeki değişimler, devrilme momentini karesel olarak etkilemektedir. Stator ve hava aralığı akısı yönlendirmesinde maksimum kayma ifadesindeki motor parametrelerinin yanlış kullanılması durumunda yani motorun açılma kayma frekansı w_{kmax} 'dan daha yüksek olduğu zaman statik kararsızlıklar oluşmaktadır (Ho ve Sen ,1988 ; Vas 1990).

Şekil 2.10'da stator akısının belirli bir değeri için stator akısı, hava aralığı akısı ve rotor akısı yönlendirmesi durumuna ilişkin moment-hız karakteristikleri verilmiştir (Boldea ve Nasar , 1992).

Şekil 2.10 incelendiği zaman hava aralığı akısı yönlendirmesi durumunda elde edilen maksimum devrilme momentinin, stator akısı yönlendirmesi için üretilen maksimum



Şekil 2.10 Belirli bir stator akısı için moment/hız karakteristiği

devrilme momentinden %20 daha az olduğu görülmektedir. Ayrıca rotor akısı yönlendirmesi durumunda momentin doğrusal değiştiği ve devrilme momentine sahip olmadığı da görülmektedir. Bu durum kontrol uygulamaları için önemli bir üstünlüktür. Alan zayıflatmalı modda çalışıldığı zaman en iyi sonucu stator akısı yönlendirmesi vermektedir. (Boldea ve Nasar, 1992).

2.5. Akı Ölçme Yöntemleri

Alan yönlendirme yönteminin, yönlendirme akısının konumu ve genişliğine ilişkin bilginin kullanılması temeline dayandığı önceki alt bölümde gösterilmişti. Bu bölümde önce dolaylı alan yönlendirme ve daha sonra doğrudan alan yönlendirme durumunda, akı bilgisinin nasıl elde edildiği genel özellikleriyle incelenecektir. Bu incelemelerde, stator ve hava aralığı akısı belirleme yöntemleri de ele alınmakla birlikte, temel olarak rotor akısının belirlenmesi üzerinde durulacaktır.

2.5.1. Dolaylı alan yönlendirme

Akı ileri beslemeli alan yönlendirme olarak da isimlendirilen bu yöntemde, rotor akısının konumunu belirlemek için, mekanik hız veya konum açısı ölçüsü ile kayma hesaplamasından yararlanılır. Buradaki kayma hesabında (2.37) ve (2.38) denklemleri kullanılarak w_k kayma frekansı stator akımları cinsinden yazılabilir (Hasse , 1969) .

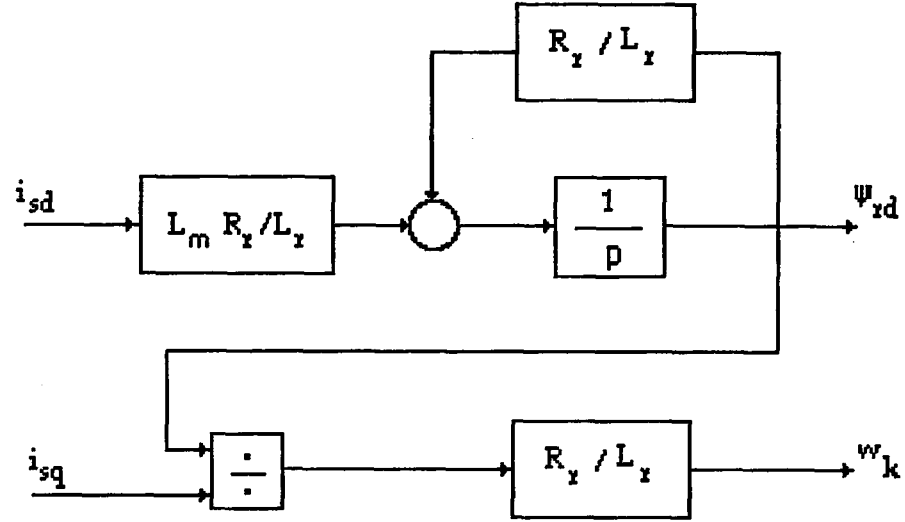
$p \psi_{rq} = 0$ ve $\psi_{rq} = 0$ koşullarından hareketle,

$$\begin{aligned} w_k \dot{\psi}_{rd} &= L_m \frac{R_r}{L_r} i_{sq} \\ w_k &= \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \end{aligned} \quad (2.42)$$

elde edilir. Bu kayma ifadesi, ölçülen mekanik hız ile birlikte sürekli durumdaki rotor akısı konumunu hesaplamak için kullanılır.

$$w_s = w_r + w_k \quad (2.43)$$

Denklem (2.42) 'de sürekli durum için yazılan model, "akım modeli" olarak bilinmektedir. Bu model, geçici durumu da kapsayacak şekilde ifade edilebilir. Şekil 2.11 'deki akım modelinde geçici durum dikkate alınmıştır.



Şekil 2.11 d-q eksen sisteminde "akım modeliyle" ψ'_{rd} ve w_k 'nin belirlenmesi

Akım modeli aracılığı ile rotor akısı bilgisi elde edilirken, genellikle stator akımının d-q bileşenlerinin referans değerleri kullanılır (Vogt, 1985). Bu durumda, akım ve gerilim ölçmelerine gerek kalmaz. (2.42) denklemi ile verilen hesaplamalar basit olmasına rağmen, geçici durumda hataların oluşumuna yol açar. Daha iyi bir çözüm için Şekil 2.11'deki model kullanılmalıdır.

Rotorun açısal hızı ise çoğunlukla bir artımsal optik konum kodlayıcı ile belirlenir. Yöntem temel olarak çok yüksek doğruluklu bir hız geribeslemesine gereksinim duyar. Chertov, (1989) bu nedenle, dönüş başına 25000 darbe ya da yukarısı tercih edildiğini rapor etmektedir. Bu şekilde bir hız bilgisi ile rotor akı konumunun her "t" anı için belirlenmesi mümkün olabilir.

Kayma hesaplaması i_{sq} ve i_{sd} akımlarının ölçülmüş değerlerinden bulunabilir. Bu amaç ile üç faz akımlarının ölçülüp geri dönüşümler ile i_{sq} ve i_{sd} 'nin belirlenmesi gerekir (Schumacher 1985). Zagelin, (1985) ortaya çıkan ek dönüşüm hesaplamalarından kurtulmak için kayma değerini ψ'_{rd} rotor akısının değişmez olduğu varsayımından hareket ile hız kontrol döngüsündeki kontrol edici çıkışı olarak kullanmıştır.

2.5.2. Doğrudan alan yönlendirme:

Akı geribeslemeli alan yönlendirme olarak da bilinen bu yöntem, 1972 yılında yayınlanan özgün makale ile Blaschke tarafından tanıtılmıştır . Doğrudan alan yönlendirmeyi, makina üzerinden akı ölçülmesi veya elektriksel ve mekanik ölçme büyüklüklerini kullanarak akı tahmini şeklinde iki ayrı grupta incelemek mümkündür.

a. Makina üzerindeki akı duyargaları

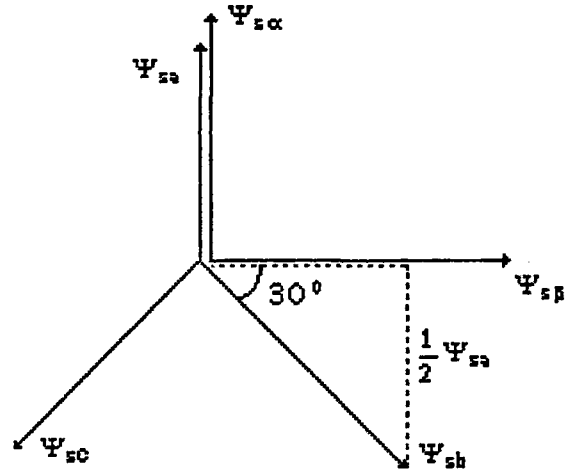
Asenkron motorun hava aralığı akısının doğrudan ölçülmesi için birçok yöntem önerilmiştir. Bu ölçücüler magneto-galvanik (Hall etkisi) ve magneto-rezistif temelli olarak, stator üzerine elektriksel 120° 'lik açı yapacak şekilde yerleştirilirler (Blaschke, 1972). Ayrıca stator oluklarına yerleştirilmiş akı bobinlerinden de yararlanılabilir (Plunkett, 1977).

Hall elemanlarının yerleştirilmesindeki mekanik zorluklar, ölçme sırasında rotor oluklarının oluşturacağı harmonikleri süzmedeki güçlükler ve bunların yansıma makinanın standart üretim motoru olma özelliğini yitiriyor olması önemli dezavantajlarıdır. Bu teknik kolay ve çalışma frekansından bağımsızdır. Yöntemin uygulanması sırasında Hall duyargalarının sahip olması gereken özellikler aşağıdaki gibidir (Dietrich ve Konhauser, 1986).

1°) Geniş bir sıcaklık aralığında (- 20°C, +180° C), küçük bir ısı katsayısı ile doğrusal olarak çalışabilmelidir.

2°) Mekanik olarak ince yapılı olmalıdır.

3°)En düşük akı seviyesinden başlayarak, doğrusal bir şekilde akı bilgisini verebilmelidir.



Şekil 2.12 Hava aralığı akısının Hall duyargaları ile ölçülmesi

Hall duyargaları stator üzerine 120° ' lik elektriksel açı ile yapıştırılıp, akı işaretleri elde edildiği zaman, bu işaretler kontrolde kullanılmak üzere $\alpha - \beta$ bileşenlerine dönüştürülürler.

Burada ölçülmüş olan üç faz hava aralığı akısı ($\Psi_{ma}, \Psi_{mb}, \Psi_{mc}$) iki faz ($\alpha - \beta$) bileşenlerine dönüştürülür.

$$\Psi_{m\alpha} = \Psi_{ma}$$

$$\Psi_{m\beta} = \frac{2}{\sqrt{3}} \left(\frac{1}{2} \Psi_{ma} + \Psi_{mb} \right) \quad (2.44)$$

Buradan rotor akısına ilişkin büyüklüklere geçilebilir. $\alpha - \beta$ büyüklüklerinin aralarında 90 faz farkı vardır.

$$\Psi_{m\beta} = L_m (i_{s\beta} + i_{r\beta}) \quad (2.45)$$

Burada denklem (2.18) kullanılarak $i_{s\beta}$ yok edilirse,

$$\psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{m\beta} - i_s \beta) \quad (2.46)$$

yazılabilir. Benzer şekilde α - bileşeni için (2.47) denklemini elde edilir.

$$\psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} (\psi_{m\alpha} - i_s \alpha) \quad (2.47)$$

Görüldüğü gibi rotor akı bilgisi hava aralığı akısından elde edilirken ek olarak akım ölçmelerini gerektirmektedir. Dönüşüm açısı ise denklem (2.49)'daki gibi bulunur.

$$|\psi_r| = \sqrt{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2} \quad (2.48)$$

$$\sin\theta_s = \frac{\psi_{r\beta}}{|\psi_r|} \quad \cos\theta_s = \frac{\psi_{r\alpha}}{|\psi_r|} \quad (2.49)$$

Rotor akısı bilgisinin elde edilmesi sırasında Yamamura (1988), sincap kafesin ucundaki bileziğin yanına Hall etkili duyargalar yerleştirerek rotor akımını sezmeye çalışmıştır. Bu yöntem ile değişik hız ve yük momentlerinde güvenilir sonuçlar elde edilebilir. Bu yöntemin sınırlaması ise standart olmayan motor kullanmasıdır.

Statora bobinler ekleyerek, indüklenen gerilimlerden rotor akısını hesaplamak için de stator akım ölçümlerine ihtiyaç duyulur (Plunkett, 1977; Gabriel v.d. , 1980). Bu yöntemin geliştirilmesi için Chang ve Lipo (1986) doyma ve oluk etkilerini en aza indirmek için oluk kombinasyonları kullanan bir optimal akı bobini tasarımı gerçekleştirmiştir. Bobin eklemek suretiyle akı ölçme yöntemleri makina parametrelerine bağımlı değildir. Ancak indüklenen gerilimden akının hesaplanması için "açık integrasyon" probleminin çözümü gerekmektedir. Bu durumda uygulanan çözümler için, yöntemin doğru çalışmasının alt sınırı Gabriel (1980) tarafından 0.5 Hz olarak verilmiştir.

Akı bobinlerinin stator oluklarına yerleştirilmesi Hall duyargalarından daha kolay uygulanabilir bir yöntem olmasına rağmen, her iki yöntemin de motor yapısına ekler getirmesi en önemli dezavantajlardır.

b. Elektriksel ve Mekanik büyüklükler aracılığı ile akı tahmin yöntemleri

Alan yönlendirmeli kontrol için standart asenkron motor kullanılması yöntemin uygulanması sırasında önemli avantajlar sağlamaktadır. Doğrudan akı ölçme yöntemlerindeki sorunlar ve standart motor kullanma isteğinin karşılanması için akı tahmin modellerinden yararlanılır. Bu durumda modelin yapısına bağlı olarak motorun mekanik hızı stator akımı ve/veya stator gerilimlerinin ölçülmesi gerekir. Sincap kafesli asenkron motorun rotoruna ilişkin elektriksel büyüklüklerin doğrudan ölçülememesi modellerin karmaşıklaşmasına yol açmaktadır.

Asenkron motorun rotor akısına ilişkin genlik ve konum bilgisi, ya stator iki faz modeli ya da d-q modeli üzerinden sağlanabilir. Geçici durumu içeren ve sonraki paragraflarda tanımlanacak olan akı tahmin yöntemlerinin üstünlükleri aşağıdaki gibi sıralanabilir:

-Akı işaretleri, Hall etkili duyargaların uygulanmasının aksine, yerel ölçümler temeline dayanmaz ve oluk harmoniklerinden etkilenmez.

-Ek duyargalar olmaksızın standart motor kullanılabilir.

-Uygun akı modellerinin kullanılması ile akının sıfır hıza kadar sezilmesi mümkündür.

Buna karşılık model üzerinden akı tahmininin eksiklikleri ise şunlardır.

-Modele yanlış başlangıç koşulları girilmiş olabilir.

-Doğru olmayan veya çalışma sırasında değişen makina parametreleri sonucu olumsuz etkiler.

-Sistemi uyaran ve ölçülemeyen girişlerin etkileri istenmeyen sapmalar doğurur. Bu girişlerin kaynağı olarak ölçme hataları, mikroişlemci hesaplama hataları ve gürültü olarak gösterilebilir.

Böylece, genel özellikleri ortaya konan model üzerinden akı tahmininde, ölçülen büyüklüklere göre değişik konfigürasyonlar mevcuttur. En yaygın kullanılan akı tahmin modelleri aşağıda incelenmiştir:

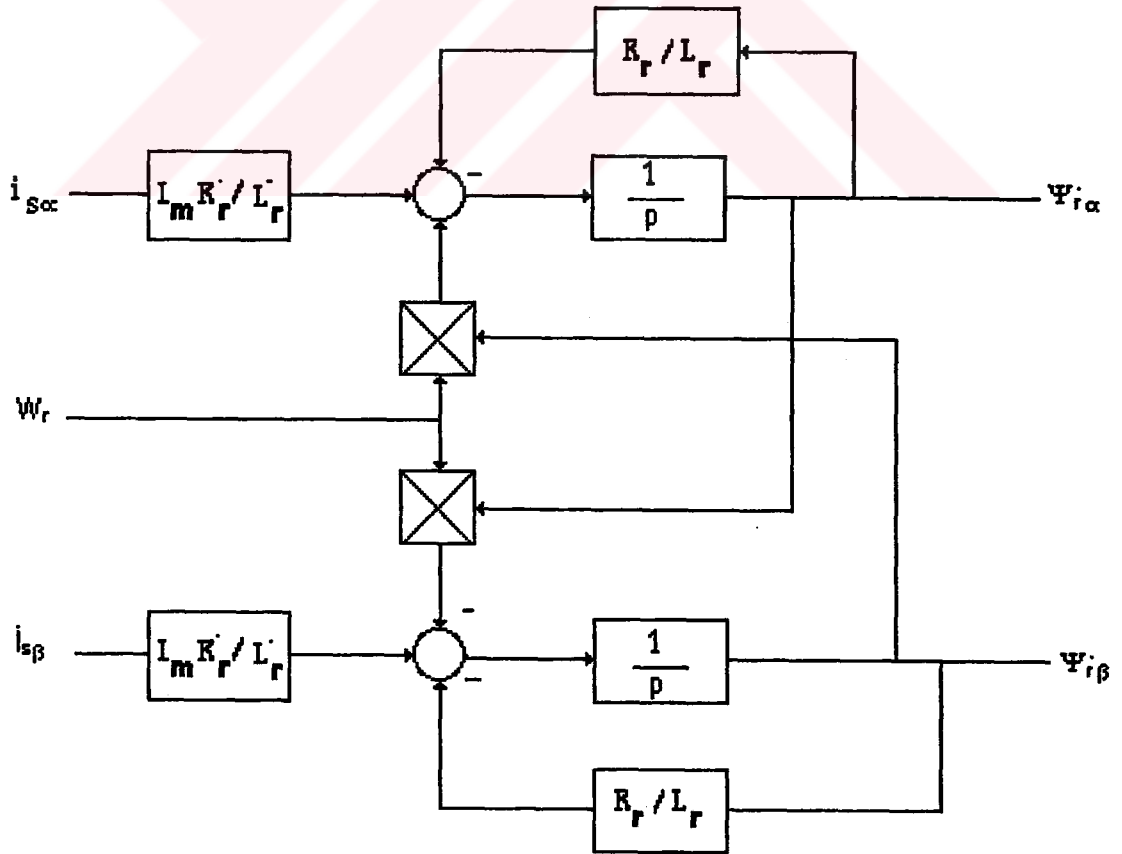
1°) Stator akımlarını ve rotor hızını ölçerek oluşturulan akı modeli:

Stator üç faz akımları (veya iki faz) ve rotor hızı ölçüldüğü zaman (2.25) denklemlerinin tanımladığı dinamik akı modeli ile rotor akısı tahmin edilebilir. Bu amaçla, ölçülen stator akımları önce duran eksen sistemindeki iki faza ($\alpha - \beta$) dönüştürülür. Bu dönüşüm için (2.36) ile tanımlanan dönüşüm matrisinin tersi kullanılabilir (Leonhard, 1985).

$$p\psi_{r\alpha} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\alpha} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\alpha} - w_r \psi_{r\beta}$$

$$p\psi_{r\beta} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{r\beta} + w_r \psi_{r\alpha}$$

(2.50)



Şekil 2.13 Stator akım ölçümleri ve motor hız bilgisini kullanan rotor akı modeli

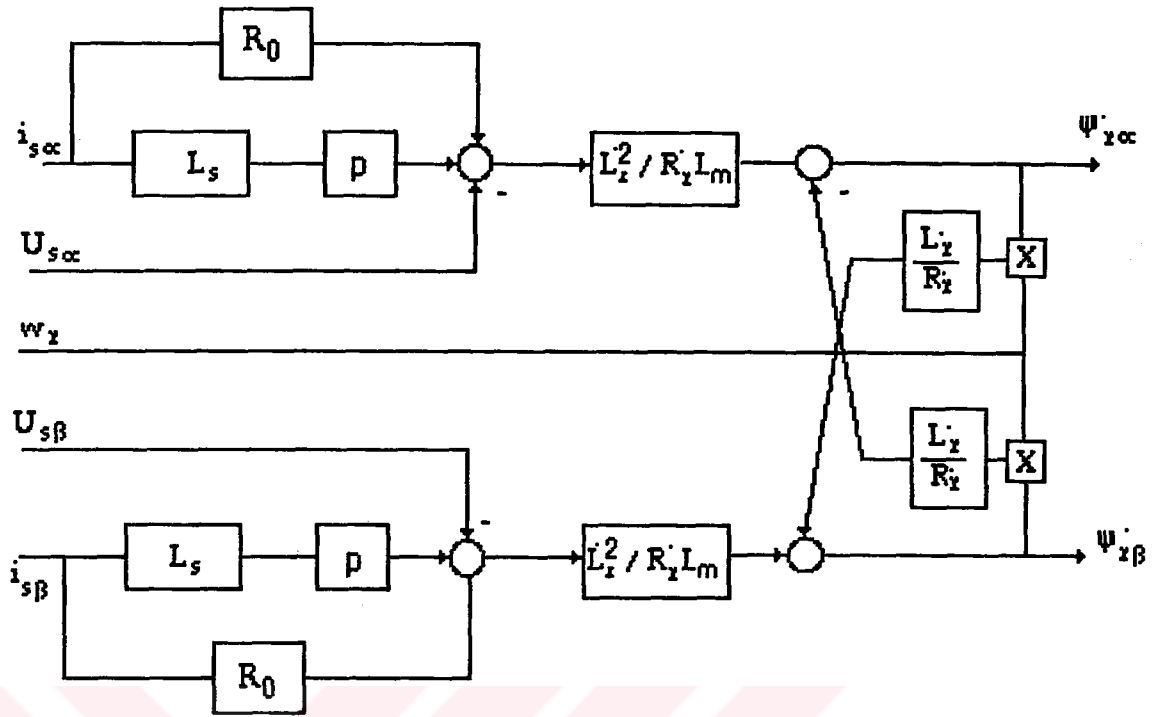
Bu yöntem, bütün hız aralığında çalışma üstünlüğüne sahiptir. Bu akı modelinde, akı bilgisinin doğruluğu rotor devresi zaman sabitine bağlıdır. Sıcaklık ile değişen rotor direnci hatalara yol açmaktadır (Vas, 1990). Bu yöntem ile makina dururken dahi akı hesaplaması yapılabilir.

2°) Stator akım ve gerilim ölçmeleri ile rotor hızı ölçmelerini kullanan akı modeli:

(2.50) denklemi oluşturulan akı modelindeki etkilenmeleri azaltmak için stator iki faz modelinden yararlanarak yeni bir akı modeli ((2.25) denklemi) elde edilmiştir (Zagelin 1984). Bu model, motor hızının yanısıra stator akım ve gerilimlerinin de ölçülmesini gerektirmektedir.

$$\begin{aligned}\dot{\Psi}_{r\alpha} &= -\frac{L_r}{R_r} \omega_r \Psi_{r\beta} + \frac{L_r}{R_r L_m} \left[-U_{s\alpha} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{s\alpha} + \sigma L_s p i_{s\alpha} \right] \\ \dot{\Psi}_{r\beta} &= \frac{L_r}{R_r} \omega_r \Psi_{r\alpha} + \frac{L_r}{R_r L_m} \left[-U_{s\beta} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{s\beta} + \sigma L_s p i_{s\beta} \right]\end{aligned}\quad (2.51)$$

Burada $\sigma = (1 - L_m^2 / L_s L_r)$ dir. Ölçülen üç faza ilişkin akım ve gerilim büyüklükleri, duran iki faza ($\alpha - \beta$) dönüştürüldüğü zaman (2.51) denklemi ile ifade edilen modelin gerçekleştirilmesi Şekil 2.14 'de gösterilmektedir. (2.51) 'deki model ile (2.50) modeli karşılaştırıldıklarında, (2.51) modelinin "açık integrasyon" içermediği ve hız ölçümündeki hataya karşı daha duyarsız olduğu görülür. Açık integrasyon problemi ve çözümleri Bölüm 5' te ayrıntılı olarak inceleneceğinden burada değinilmeyecektir. Ancak Şekil 2.14 'den de görüldüğü gibi, bu modelde rotor devresi parametrelerinin yanısıra stator devresinin parametreleri de etkili olabilmektedir (Vas 1990). Her iki model hesaplama zamanı açısından karşılaştırıldığında (2.51) modelinin daha çok zaman tüketeceği görülmektedir.



Şekil 2.14 Motor hızı ve stator akım-gerilim ölçmelerini kullanan akı modeli

Burada $R_0 = \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right)$ dır.

3°) Stator akım ve gerilim ölçmelerini kullanan akı modeli:

Sincap kafesli asenkron motorun akı bilgisi (stator, hava aralığı veya rotor akısı) motor hızını ölçmeksizin, stator akım-gerilim ölçmeleri ile belirlenebilir (Gabriel v.d., 1980). Bunun için (2.25) denkleminde yararlanarak

$$U_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + p \psi_{s\alpha} \quad (2.52)$$

ve (2.52) ifadesinde

$$\psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \quad (2.53)$$

yerine yazılarak

$$U_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s p i_{s\alpha} + L_m p i_{r\alpha} \quad (2.54)$$

ve

$$i_{r\alpha} = \frac{\dot{\psi}_r - L_m i_{s\alpha}}{L_r} \quad (2.55)$$

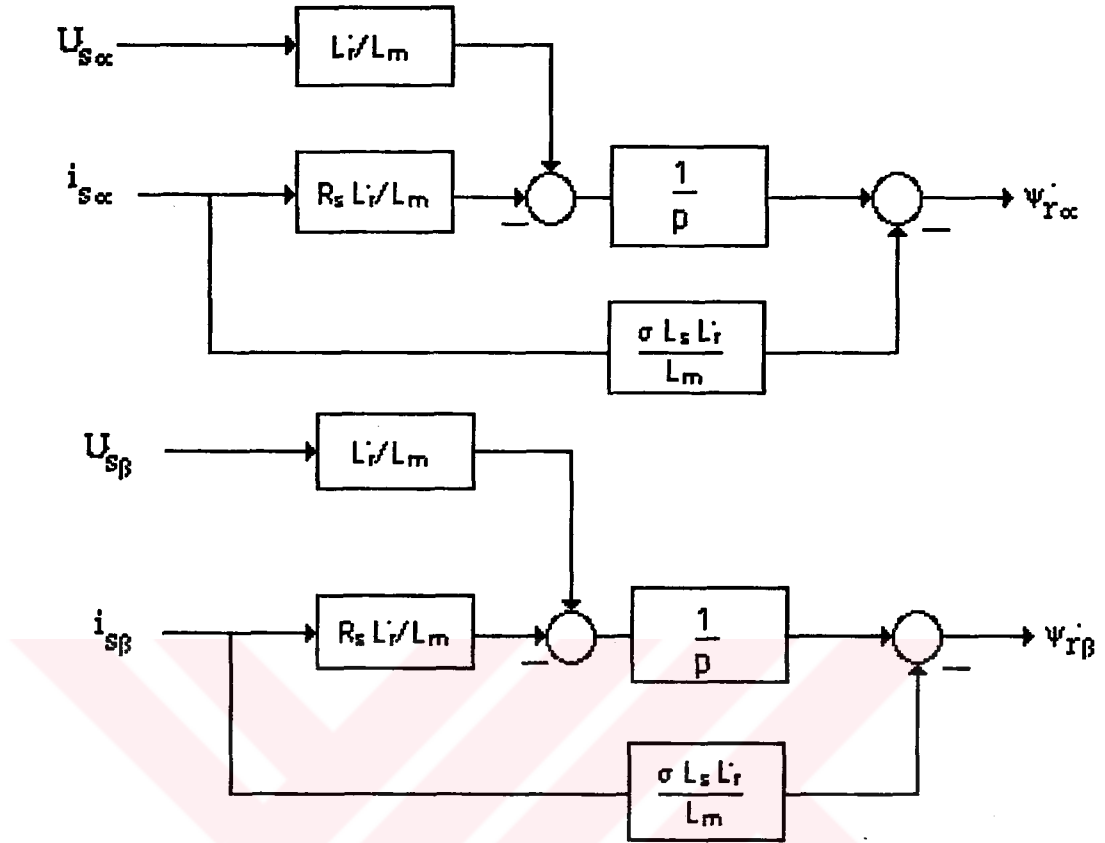
koşulu ile rotor akısı α bileşeni belirlenebilir. Benzer işlemlerin β -bileşeni için de yapılması ile (2.56) 'daki model elde edilir. Bu model " gerilim modeli " olarak da bilinmektedir.

$$\begin{aligned} p \dot{\psi}_{r\alpha} &= \frac{L_m}{L_r} (U_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} + \sigma L_s p i_{s\alpha}) \\ p \dot{\psi}_{r\beta} &= \frac{L_m}{L_r} (U_{s\beta} - R_s i_{s\beta} + \sigma L_s p i_{s\beta}) \end{aligned} \quad (2.56)$$

Gerilim modelinin gerçekleştirilmesine ilişkin şema Şekil 2.15 'da verilmiştir. Şekil 2.15 'daki algoritma üzerinden hesaplanan rotor akısı ($\alpha - \beta$) bileşenleri yardımıyla dönüşüm açısı denklem 2.57 'den hesaplanabilir.

$$\theta_s = \arctg \frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}} \quad (2.57)$$

Bu model incelendiği zaman, hesaplamalar sırasında bir "açık integrasyon" çözümü gerektiği görülecektir. Ayrıca hesaplamaların doğruluğu, özellikle düşük hızlarda stator direncinin doğruluğuna bağlıdır. Yapılan çalışmalarda, "açık integrasyondaki" teknik sorunlardan dolayı çalışma aralığı olarak 3 Hz 'in üzerindeki hızlar gösterilmektedir (Gabriel v.d.,1980). Bu model, hız ölçücü kullanmadığı ve basit bir yapıya sahip olduğu için çok tercih edilmektedir. Alan zayıflatmalı yüksek hızlı çalışmalarda stator direnci de etkisini yitirdiğinden rakipsizdir (Xu, 1990).



Şekil 2.15 Stator akım-gerilim ölçmelerini kullanan rotor akısı modelinin gerçekleştirilmesine ilişkin blok gösterim.

Yine stator akım ve gerilim ölçmelerini kullanan bir başka yöntemde Jötten ve Madder (1982) tarafından, sürekli durumda rotor akısının, rotor e.m.k'nin 90° önünde olması gerçeğinden hareket ederek rotor e.m.k'i yardımıyla dönüşüm açısı elde edilmeye çalışılmıştır.

$$e_{r\alpha} = \frac{L_m}{L_r} (U_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha} + \sigma L_s p i_{s\alpha})$$

$$e_{r\beta} = \frac{L_m}{L_r} (U_{s\beta} - R_s i_{s\beta} + \sigma L_s p i_{s\beta})$$

$$\theta_s = \arctg(e_{r\alpha}/e_{r\beta})$$

(2.58)

Bu durumda rotor e.m.k.'i integral işlemi olmaksızın belirlenebilmektedir. Buradaki temel sorun giriş büyüklüklerindeki ripple'lardan kaynaklanır. Bu yöntem düşük hızlardaki, küçük rotor e.m.k.'inden dolayı iyi sonuç vermemektedir.

4°) Diğer yöntemler:

Yukarıda sıralanan modellere, stator gerilimlerini ve motor hızını kullanan akı modeli de eklenebilir (Zagelin, 1984). Bu yöntem rotor akı eksen sisteminde uygulanabileceği gibi stator iki faz modeli üzerinden de kullanılabilir. Model hem rotor hem de stator parametrelerini ve açık integral kullanmaktadır. Burada model denklemleri fazla yer tutacağı için yer verilmeyecektir. Model üzerinden akı tahmini sırasında ortaya çıkan parametre bağımlılığını azaltmak için son yıllarda üzerinde çalışılan adaptif ve optimal kontrol yöntemleri kullanılmaktadır. Bu tekniklerin en yaygın kullanılanı model referans adaptif kontrol (MRAC) 'dir. MRAC ile, model üzerinden elde edilen sonuçlar, gerçek motor üzerinden ölçülen sonuçlarla karşılaştırılmakta ve hata kontrol edilmektedir. Ancak bu yöntemlerin, çok daha fazla hesaplama gerektiği için, gerçekleştirme güçlükleri vardır (Göktaşan, 1989). Rowan v.d. (1989) MRAC'ın daha basit gerçekleştirilmesini sağlamış diğer gerçekleştirme yöntemleri ile karşılaştırmıştır. Bu teknikleri kullanarak, parametre etkilerinin azaltılması amaçlanırken yine de ortaya bazı parametre bağımlılıkları çıkmaktadır (Krishan, 1990).

Model üzerinden akı hesaplaması sırasında ortaya çıkan hata etkilerinin en az indirilmesi için bazı çalışmalarda düşük hızlarda bir model kullanılmakta, yüksek hızlarda ise ikinci modele geçilmektedir (Nagati v.d., 1984; Ferraris v.d., 1984; Baader v.d., 1992).

Akı bilgisinin elde edilmesinde kullanılan diğer bir yol ise gözlemleyici üzerinden tahmindir. Doğrusal olmayan gözlemleyici kavramındaki kısıtlamalar sebebiyle, doğrusallaştırılmış model üzerinden gözlemleyiciler gerçekleştirilmektedir (Zagelin, 1984; Sanders v.d., 1988; Bellini v.d., 1988). Bir parametre düzeltme birimi ile beraber kullanıldığı

zaman gözlemleyici daha iyi yakınsamaktadır. Kazmierkowski ve Nielsen (1989) kuramsal bir indirgenmiş dereceli gözlemleyici geliştirmişlerdir.

Asenkron motor doyunda çalışırken gerilimin üçüncü harmoniği, hava aralığı akısına ilişkin bilgiyi içermektedir. Moriera ve Lipo (1990), hava aralığı akısı bilgisini elde etmek için evirgeç çıkışındaki faz geriliminin üçüncü harmoniğini kullanmışlardır. Bu yöntem kısaca şöyledir.

Motorun doyunda olduğu koşulda rotorun üçüncü harmonik akımlarının etkisini ihmal ederek, hava aralığı akı yoğunluğu için temel ve üçüncü harmonik bileşenleri dikkate alalım. B_d üç faz akı yoğunluğu bileşenlerinin vektörel toplamı olarak aşağıdaki gibidir.

$$B_d = B_{sa} + B_{sb} + B_{sc}$$

$$= \frac{3}{2} \mu_0 K_e N_{sl} I_s \cos(\theta - \theta_s) - \frac{3}{2} \mu_0 K_m N_{sl} I_s \left[\cos(\theta - \theta_s) + \cos(3\theta - 3\theta_s) \right] \quad (2.59)$$

(2.59) denklemi hava aralığı akısının dönen iki dalganın bir sonucu olduğunu gösterir. Burada temel bileşen senkron frekans w_s de ve üçüncü harmonik bileşen de senkron frekansın üç katı bir hızda döner. Stator a fazını halkalayan akı, örneğin hava aralığı akı yoğunluğunun stator a fazı sargı fonksiyonu $N_{as}(\theta)$ ile çarpımının integralinden elde edilir.

$$\psi_{sa} = \frac{3}{2} \mu_0 l \left(K_e N_{sl}^2 I_s \cos(\theta_s) - \frac{1}{2} K_m N_{sl}^2 I_s \cos(\theta_s) - \frac{1}{2} K_m N_{sl} N_{s3} I_s \cos(3\theta_s) \right) \quad (2.60)$$

Ayrıca faz gerilimi aşağıdaki gibidir.

$$U_{sa} = \frac{3}{2} \mu_0 l \left(-w_s K_e N_{sl}^2 I_s \sin(\theta_s) + \frac{1}{2} w_s K_m N_{sl}^2 I_s \sin(\theta_s) + \frac{3}{2} w_s K_m N_{sl} N_{s3} I_s \sin(3\theta_s) \right) \quad (2.61)$$

Burada kullanılan simgeler aşağıdaki gibidir.

K_e - Hava aralığı uzunluğu ile ilgili sabit

K_m - Doyum seviyesi ile ilgili sabit

r - Hava aralığının ortalama yarıçapı

N_{s1} - Sargı fonksiyonunun temel bileşeni için sarım faktörü

N_{s3} - Sargı fonksiyonunun üçüncü harmonik bileşeni için sarım faktörü

I_s - Stator akımının genliği

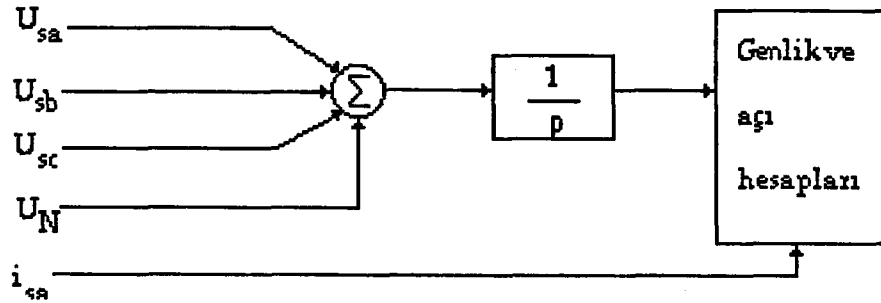
ω_s - Senkron hız

θ_s - Elektriksel açı

θ - Hava aralığı çevresinin açısal konumu

Yukarıdaki denklem stator geriliminin üçüncü harmonik bileşeninin temel akı bileşeni ile belirli bir faz ilişkisine sahip olduğunu göstermektedir. Parametre bağımlılığı açısından diğer yöntemlere göre daha güvenilir olan bu teknik ile yapılan hava aralığı akısı yönlendirmesi, üçüncü harmonik vektör kontrol olarak da isimlendirilmektedir.

Williams ve Green (1991) yaptıkları çalışmada, stator geriliminin üçüncü harmoniğinden stator akısını hesaplamışlardır. Önceki bölümlerde elde edilen ilişkiler yardımıyla hava aralığı akısından rotor ve stator akısı hesaplanabilir. Bu ölçme yönteminin olumsuz yanı, motorun doyumda çalıştırılmasını gerektirmesidir. Stator geriliminin üçüncü harmoniğinden hava aralığı akısının belirlenmesi Şekil 2.16 'daki gibi yapılabilir.



Şekil 2.16 Stator geriliminin üçüncü harmoniğinden hava aralığı akısının belirlenmesi

2.6 Motor Parametrelerindeki Değişimlerin Alan Yönlendirme Üzerindeki Etkileri

Dolaylı ve doğrudan vektör kontrolün uygulanması sırasında değerleri çalışma koşullarına bağımlı olarak değişen motor parametreleri kullanılır. Asenkron motor parametrelerinin çalışma sırasında değişmesi alan yönlendirmeli kontrol sisteminin performansını bozar. Bu parametre etkileri kullanılan algoritmaya bağımlıdır. Genel olarak kontrol sisteminde parametre sapması olduğu zaman moment üzerinde dalgalanma ve referans değerini izleyememe sorunları doğar. Asenkron motor parametrelerinin değişim nedenleri aşağıdaki gibidir.

- Rotor direnci(R_r), rotor çubuklarındaki deri olayından dolayı frekansa bağımlıdır. Direnç değeri kayma frekansı ile artar. Ayrıca rotor direncinin değeri sıcaklık ile değişir.
- Stator Direnci(R_s), değeri sıcaklık ve deri olayından dolayı frekans ile değişir.
- Stator ve rotor kaçak indüktansı (L_{ls} ve L_{lr}), kaçak yollarının yerel magnetik doyumundan dolayı çokca akım büyüklüğüne bağımlıdır. Artan frekans ve akım genliği ile indüktans değeri azalır.
- Ortak indüktans (L_m), ana akı yolunun doyumundan dolayı hava aralığı akısına bağımlıdır. Artan akı ile indüktans değeri azalır.

Günümüzde geliştirilen vektör kontrol algoritmaları sayesinde, vektör kontrollu evirgeç bağlandığı asenkron motora bir başlangıç ölçme testi uygulayarak parametre ölçümelerini gerçekleştirmektedir. Self Commissioning olarak adlandırılan bu yol ile makina parametrelerinin ölçülmesinden sonra, kontroledici parametreleri belirlenmektedir (Schierling, 1987). Bu algoritmalar motorun çalışması sırasında değişen parametrelerin yeni değerlerini ölçerek, kontroledici parametrelerini düzeltme özelliğine de sahiptirler. Başlangıç testi ile parametre belirleme yöntemleri Ek-4 'deki gibidir.

Dolaylı vektör kontrol için denklem (2.42)'deki kayma hesaplamasında ortaya çıkan rotor direnci ve kaçak indüktansı parametrelerine bağımlılık kaçınılmazdır. Rotor direncinin değeri sıcaklık ve deri olayı sonucunda değiştiği zaman kayma hatalı hesaplanmakta ve

dolayısıyla rotor akısının konumu doğru belirlenmemiş olmaktadır. Bu durumda rotor direnci veya rotor devresi elektriksel zaman sabitinin çalışma sırasında düzeltilmesi yoluna gidilmektedir.

Rotor zaman sabitini etkileyen baskın parametre olarak rotor direncinin özdeşleşmesi için kullanılan en yaygın yöntem; rotor direnci kullanmaksızın bulunmuş rotor akısı ile, rotor direnci kullanarak elde edilen rotor akısını karşılaştırmaktır (Okuyama, 1983). Bir başka yöntem rotor akısının yerine rotor tarafından statorda indüklenen e.m.k'i karşılaştırmaktır (Nabae v.d., 1980). Bununla beraber bir asenkron motor sürekli durumda yüklü olmadığı zaman, rotor akımının genliği çok düşük olduğundan bu yöntemler R_r rotor direncini özdeşleyemez. Çünkü eşitlenmiş olan büyüklükler, rotor akısındaki gibi R_r 'ye bağımlı değildir. Bunların dışında özdeşleme algoritmalarının çoğunda kararlılık karakteristikleri araştırılmamıştır. Rotor direncindeki sapmaların belirlenmesinde pseudo-random-binary-sequence (PRBS) işaretleri de kullanılabilir. PRBS işaretinin üretimi hız hatası ile ilişkilidir. Bu yöntemde, PRBS işareti akı eksenine dik eksen üzerindeki durum değişkenlerini etkiler ve stator akımının i_{sd} bileşeni ile injekte edilir. Bu yöntem de sürekli durum boştaki çalışmada etkin değildir (Gabriel v.d .,1980).

Louis J. Garces (1980) reaktif güçten hareketle bir rotor zaman sabiti özdeşleme algoritması önermiş ve bunu analog olarak gerçekleştirmiştir. Yöntem, hesaplanan ve ölçülen reaktif güç arasındaki hata terimi temeline dayanmaktadır. Lorenz (1986) çalışmasında, rotor zaman sabitinden kaynaklanan hatanın, kare dalga şeklindeki moment referansına karşılık hız değişimi şeklindeki bozulma üzerindeki etkisini incelemiş ve düzeltme için bir algoritma geliştirmiştir. De Doncker (1986) ise, rotordaki sıcaklık değişimleri ile rotor direncindeki farklılaşmaları motor modelini kullanarak düzeltmiştir.

Doğrudan alan yönlendirme yöntemleri kullanılan akı modeline bağlı olarak değişik parametrelere bağımlılık göstermektedirler. Bu yöntemde akı hesaplamaları parametrelere bağımlı olduğu için parametre bağımlılığı etkisini daha çok gösterir.

Stator direnç değerinin düzeltilmesi ile ilgili açıklamalar Bölüm 3'de yapıldığından burada değinilmeyecektir. Ayrıca bu çalışma sabit akı seviyesi için yapıldığından L_m 'deki değişimler incelenmeyecektir.

2.7. Asenkron Motorun Alan Yönlendirmesinde Kullanılabilen Sürücüler ve Özellikleri:

Asenkron motorların alan yönlendirmeli kontrolü, uygun sürücü düzenek ile beslendiği zaman istenilen performansı sağlayabilir. Böylece motor gücüne ve çalışılacak hız aralığına bağlı olarak evirgeç türü ve evirgeç kontrol yönteminin belirlenmesi gerekmektedir. Bunun için ya doğrudan frekans çeviricilerin (Cycloconverter) veya ara devreli frekans çeviricilerin (Voltage or Current Source Inverters) seçilmesi uygun olabilir. Aşağıdaki alt bölümlerde büyük güçlerden başlayarak, alan yönlendirmeli asenkron motorlarda kullanılabilen güç elektroniği dönüştürücüleri incelenmektedir.

2.7.1. Doğrudan frekans çeviriciler

Bu tür sürücüler büyük güçlü ve yüksek hızlı uygulamalar için çok kullanışlıdır. Örneğin haddehanelerde asenkron motorların beslenmesi için doğrudan frekans çeviriciler tercih edilmektedirler. Bu durumda aşağıdaki özellikleri sağlayan bir sistem oluşturmak mümkün olabilmektedir (Vas, 1990):

- Çabuk moment cevabı elde edilebilmesi
- Hızlanma ve yavaşlama zamanının en az indirilmesi
- Başlatma ve durdurmalı çalışmada istenilen sıklığa izin verilmesi
- Yüksek hızlarda çalışabilme (alan zayıflatma) özelliğine sahip olması
- Sıfır hızdan maksimum hıza kadar aşırı yüklenme kapasitesi yüksek olması
- Sıfır hızda sabit moment üretimi mümkün olması

-Momentdeki küçük genlikli salınımlara izin verilmesi

Hat aktarımlı köprü dönüştürücülerin uygulamasının bir sonucu olarak, giriş geriliminin frekansının 50 Hz olması durumunda, doğrudan frekans çeviricinin çıkış frekansı 0-25 Hz arasında değişir. Bu çıkış frekansı, motorun çalışma hız aralığını sınırlamaktadır. Doğrudan frekans çeviricili sürücünün girişindeki yüksek reaktif güç bileşeni de dezavantajdır. Ancak, asimetrik gerilim kontrolü gibi yöntemler ile bu eksiklik giderilebilir.

Doğrudan frekans çevirici kullanarak asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü gerçekleştirildiği zaman yukarıdaki özelliklerin elde edildiğini Nabae v.d. (1980) göstermiştir.

2.7.2. Ara devreli frekans çeviriciler

Bu tür frekans çeviriciler doğrultulmuş gerilimin anahtarlanarak motora uygulanması temeline dayanırlar. Doğrultucu ve bu doğru gerilimi alternatif akıma dönüştüren birim arasında, doğru gerilimin veya akımın değişim miktarını en aza indirmek için genel olarak iki tür ara devre kullanılmaktadır. Gerilim değişimini en azda tutmak için ara devreye bir paralel kondansatör eklenmekte, akım için de, seri bir bobinden yararlanılmaktadır. Ara devreli frekans çeviriciler bu yapılarına göre isimlendirilirler.

(a) Akım kaynağı evirgeci (AKE)

Akım kaynağı evirgeci, doğrudan frekans çeviricilerin kullanıldığı güç aralığı ile gerilim kaynağı evirgecinin üst güç sınırı arasındaki güçler için kullanılır. Doğrultucu çıkışındaki akım, büyük bir bobinden akıtılarak düzeltilir. Daha sonra makina tarafındaki evirgece beslenir. Bazı durumlarda, faz kontrollü doğrultucu yerine doğrultucu çıkışındaki gerilimin kıyılması yöntemi kullanılabilir. Bundan başka, akım kaynağı evirgeçleri asenkron makinanın stator sargılarını beslediği zaman, geçici durum koşulları altında DA hat akımı motorun zıt e.m.k ile etkilenir ve DA hat akımı kontrol döngüsündeki PI akım

kontroledici cevabını bozabilir. Ancak bu problem motorun zıt e.m.k'ni dengeleyen bir fonksiyon üreticinin kullanılması ile aşılabılır (Vas; 1990; Bose, 1990).

Asenkron motor akım kaynağı evirgeci ile beslendiği zaman düşük hızlarda, istenmeyen moment dalgalanmaları oluşabilir. Bu moment dalgalanmaları evirgeç tarafından üretilen ve sinüzoidal olmayan stator akımlarından kaynaklanmaktadır. Dalgalanmalar çalışma frekansında altı kez oluşur ve çok düşük frekanslarda, dalgalanmaların frekansı rotorun düzgün olarak dönmesi yerine basamaklı hareketi ile azaltılır. Bu süreksiz dönme hareketi sürekli konum kontrolü isteyen servo sürücüler için olumsuzdur. Moment dalgalanmasının etkisini aşmak için harmonik yoketmeli darbe genişlik modülasyonu uygulanabilir.

Akım kaynağı evirgecinin kontrol bölgesi dardır ve boşta çalışmaya izin vermez (Bose, 1986). Aynı zamanda birden fazla motorun tahrik edilmesine uygun değildir (Ito v.d., 1980). Düşük frekanslı çalışmada alan yönlendirmeli asenkron motorun akım kaynağı evirgeci ile beslenmesi Jordan v. d. (1984) tarafından incelenmiştir. Kazmierkowski ve Köpcke (1985), akım kaynağı evirgeci ile beslenen asenkron motorlarda alan yönlendirmenin uygulamasını kolaylaştıran bir yöntem geliştirmişlerdir. Zhang (1988) çalışmasında, akımların eksen dönüşümlerindeki hesaplamaları basitleştiren bir algoritma geliştirmiştir. Bu algoritmada, faz akımları ara devre akımının ölçülmesi ile hesaplanmaktadır.

(b) Gerilim kaynağı evirgeci (GKE)

Düşük güç seviyelerinden 100 kW 'a kadar olan güçler için hem harmonik distorsiyonun akım kaynağı evirgecine göre daha iyi olması ve kontrolünün basitliği hem de aynı zamanda çok sayıda motorların beslenmesine uygun yapısından dolayı üstünlükleri vardır. Bu evirgeçlerin girişinde kontrollü veya kontrolsüz doğrultucu bulunabilir. Alternatif akım şebekesi tarafında kontrollü doğrultucu olduğu zaman düzgün bir doğru gerilim elde edebilmek amacıyla ara devre kondansatörünün büyük değerli olması gerekir. Büyük değerli kondansatör, kontrol sırasında gecikmelere yol açar. Yaklaşık 1 kW'a kadar olan motorlarda doğrultulmuş tek faz şebeke gerilimi, daha büyük güçlü motorlarda üç fazlı doğrultucular kullanılmaktadır. Gerilim kaynağı evirgeçleri belirli bir güce kadar

transistörlü ya da diğer hızlı anahtarlama elemanları ile yapılır ve bu durumda 15 kHz gibi yüksek anahtarlama frekanslarına ulaşılabilir. Gücün artması ile 100 Hz-1 kHz anahtarlama frekanslı tristörlü evirgeçler kullanılır. Anahtarlama frekansının azalması durumunda akımlar istenilen şekilde kontrol edilemeyeceğinden, büyük genlikli zaman harmonikleri ortaya çıkmaktadır (Bose, 1986; Gökaşan, 1989; Vas, 1980).

Gerilim kaynağı evirgeci vektör kontrollü asenkron motor ile kullanıldığında, bilinen bütün modülasyon teknikleri uygulanabilir (Bose, 1986). Ancak akım kontrollü gerilim kaynağı evirgeci vektör kontrollü asenkron motor sürücülerinde tercih edilmektedir. Bunun nedeni, akım referanslarının gecikmesiz olarak motor akımlarını kendisini izlemeye zorlamasıdır. Bu tür kontrolciler; histerezis kontrolciler, rampa karşılaştırıcılar ve kestirimli kontrolcili olabilirler.

Histerezis kontrolcilerde amaç, stator akımlarının kendi referanslarını bir histerezis bant genişliği ile izlemeye zorlamaktır. Burada üç fazlı akım referansları, ölçülmüş stator akımları ile karşılaştırılır. Bu karşılaştırma sonucunda elde edilen hata histerezis kontrolcisiye girilir. Bang-bang kontrol olarak da isimlendirilen bu yöntem, alan yönlendirmeli motor kontrolüne büyük bir uygunluk göstermektedir (Tripathi ve Sen, 1982; Brod v.d., 1985).

Rampa karşılaştırıcılı kontrolcilerde akım hatası üçgen modülasyon işareti ile karşılaştırılır ve sonuç histerezis kontrolcisiye uygulanır. Anahtarlama frekansı üçgen dalga frekansı ile ilişkilidir. Bu yöntemde faz akımlarında genlik ve faz hatası oluşabilmektedir. Bu hataların önlenmesi için kontrolcisi kazancını artırmak ve dengeleyici devre eklemek mümkündür. (Boldea ve Nasar, 1992).

Kestirimli akım kontrol edicilerde, akımın referans değerini izleyebilmesi için evirgeç tarafından uygulanacak gerilim, hesaplama yoluyla belirlenebilir. Bu yöntemde akım hatası hesaplandıktan sonra motor modeli kullanılarak evirgeç anahtarlarının yeni konumu belirlenir. Yapılması gereken hesaplamaların çokluğu nedeniyle, bu yöntemin uygulanması için ayrı bir sayısal işaret işlemcinin kullanılması gerekir (Boldea ve Nasar, 1992).

Histerezis akım kontrol edicili yapıya sahip evirgeç ile asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü, moment cevabı açısından diğer yöntemlere üstünlük göstermektedir. Bu tezde çabuk moment kontrolü amaçlandığı için bu teknik uygun görülmüştür. Bölüm 3'de ve daha sonra bilgisayar benzetimi sonuçlarının sunulduğu Bölüm 4'de, çalışma ilkesi ve bazı sonuçlar ayrıntılı olarak incelenecektir.

2.8. Kontrol Değişkenin Seçilmesi ve Bazı Uygulama Algoritmaları

Yönlendirmenin hangi akıya yapılacağına karar verildikten sonra, istenen çıkış özelliklerini sağlamak amacıyla kontrol değişkeni belirlenmelidir. Kontrol değişkeni olarak stator akımı, akısı veya gerilimi seçilebilir (Tuttas, 1989). Kontrol değişkenlerinin seçiminde; kullanılacak evirgeç türü, mekanik yükün özellikleri, mikroişlemci hesaplama zamanı ve akı bilgisi ölçme yöntemleri etkin olmaktadır. Çizelge 2.1 'de değişik alan yönlendirme yöntemlerinde kontrol değişkenleri, uygunlukları açısından sunulmuştur (Boldea ve Nasar, 1992).

Çizelge 2.1 'den stator akısı, hava aralığı akısı ve rotor akısı alan yönlendirmesi kontrolünde; stator akımı, stator akısı ve geriliminin kontrol değişkeni olarak kullanıldığı görülmektedir. Bu çizelge, aynı zamanda uygulama algoritmalarının zengin çeşitliliğini de göstermektedir. Dolayısıyla algoritmaların karşılaştırmalı olarak incelenmesi zorlaşmaktadır. Sadece rotor akısı alan yönlendirmesi ele alındığı zaman bile, aynı sorunla karşılaşmaktadır. Ancak kontrol değişkenin seçimi ve uygulama algoritmasının oluşturulması, vektör kontrollü asenkron motor performansının belirlenmesi için önemlidir. Aşağıdaki paragraflarda stator akımının, stator geriliminin ve stator akısının kontrol değişkeni olarak kullanıldığı rotor akısı alan yönlendirmesi algoritmalarının bir bölümü tanıtılmıştır. Bu tanıtım sırasında referans değerlerinin gösteriminde " * " üssü kullanılmıştır.

Çizelge 2.1. Alan yönlendirmeli asenkron motorun temel kontrol özellikleri

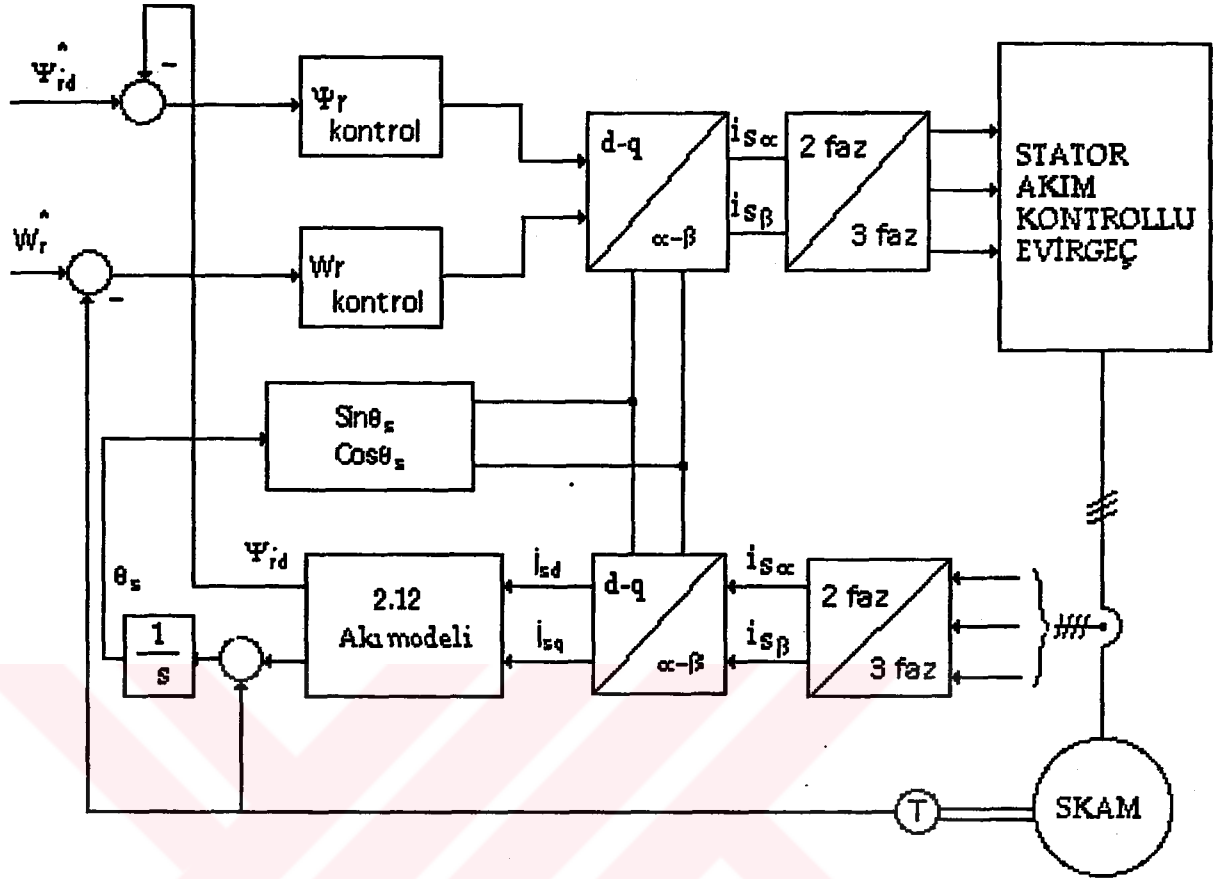
Yöntem Kontrol Değişkeni	Rotor Akısı Yönlendirmesi	Stator Akısı Yönlendirmesi	Hava Aralığı Akısı Yönlendirmesi
Stator Akım Kontrolü	⊗	X	⊗
Stator Gerilim Kontrolü	X	⊗	X
Stator Akı Kontrolü	X	⊗	X
Stator Akım ve Gerilim Kontrolü	⊗	X	X
Doğrudan Yönlendirme	X	⊗	⊗
Dolaylı Yönlendirme	⊗	X	X

⊗ Çok Uygun

X Mümkün

Rotor akısı alan yönlendirmesi için en uygun kontrol değişkeni, (2.35) denkleminde görüleceği gibi stator akımıdır. Schumacher (1985) tarafından, önerilen algoritma Şekil 2.18'de gösterilmiştir. Bu algoritmada dolaylı alan yönlendirme kullanılmıştır. Kayma hesaplaması Şekil 2.12 'de verilen model üzerinden yapılmaktadır.

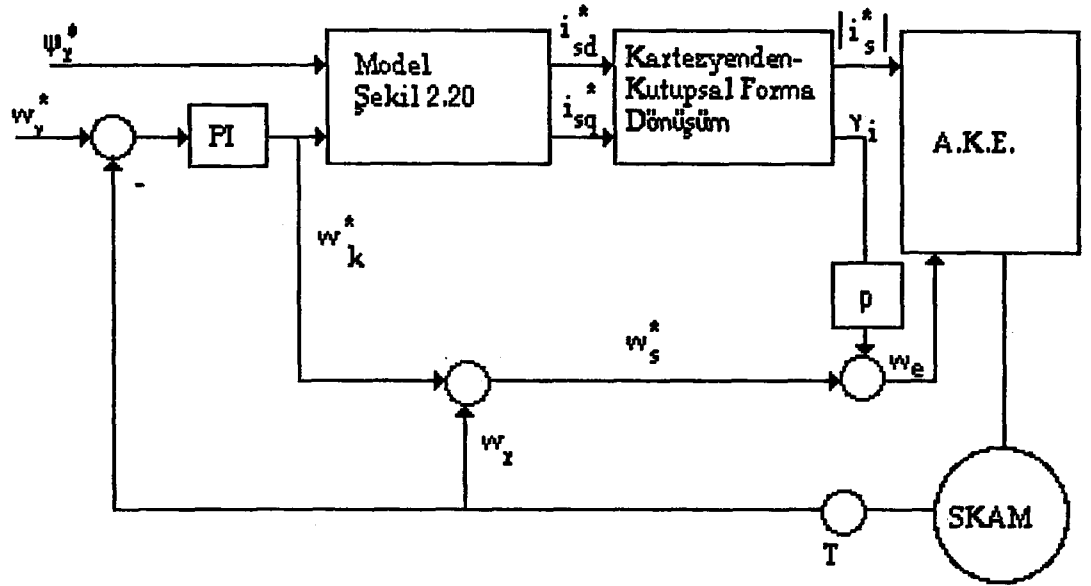
Bu algoritma, dönüşüm hesaplamaları bakımından fazla zaman tüketmektedir. Ayrıca rotor zaman sabiti değişimlerinden etkilenmektedir. Dönüşüm hesaplamalarını azaltmak için kayma hesaplamasında d-q eksen sistemindeki akım referansları kullanılabilir (Vogt, 1985).



Şekil 2.17 Schumacher tarafından önerilen alan yönlendirmeli asenkron motor kontrol algoritması

Akım ölçmeksizin stator akımının kontrol değişkeni olarak kullanıldığı duruma örnek bir algoritma ise Şekil 2.18'de verilmiştir.

Bu algorithmada akım referansları rotor akısı eksen sisteminden elde edilmektedir. Dönüşüm bloğu, kartezyen koordinatlardan kutupsal koordinatlara dönüşüm işlemini göstermektedir. Akım referanslarının elde edilmesinde kullanılan model Şekil 2.19'daki gibidir.

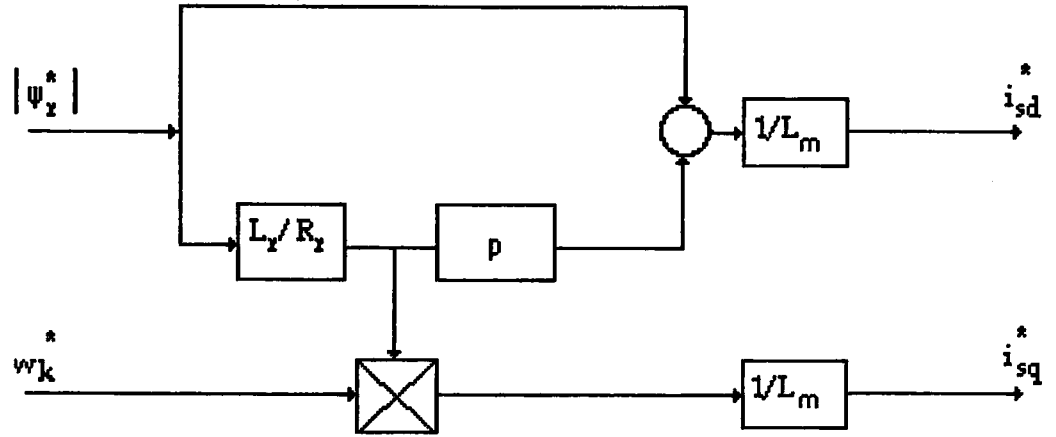


Şekil 2.18 Rotor akısı eksen sistemindeki model üzerinden hesaplanmış akımlar ile alan yönlendirmeli asenkron motor kontrolü.

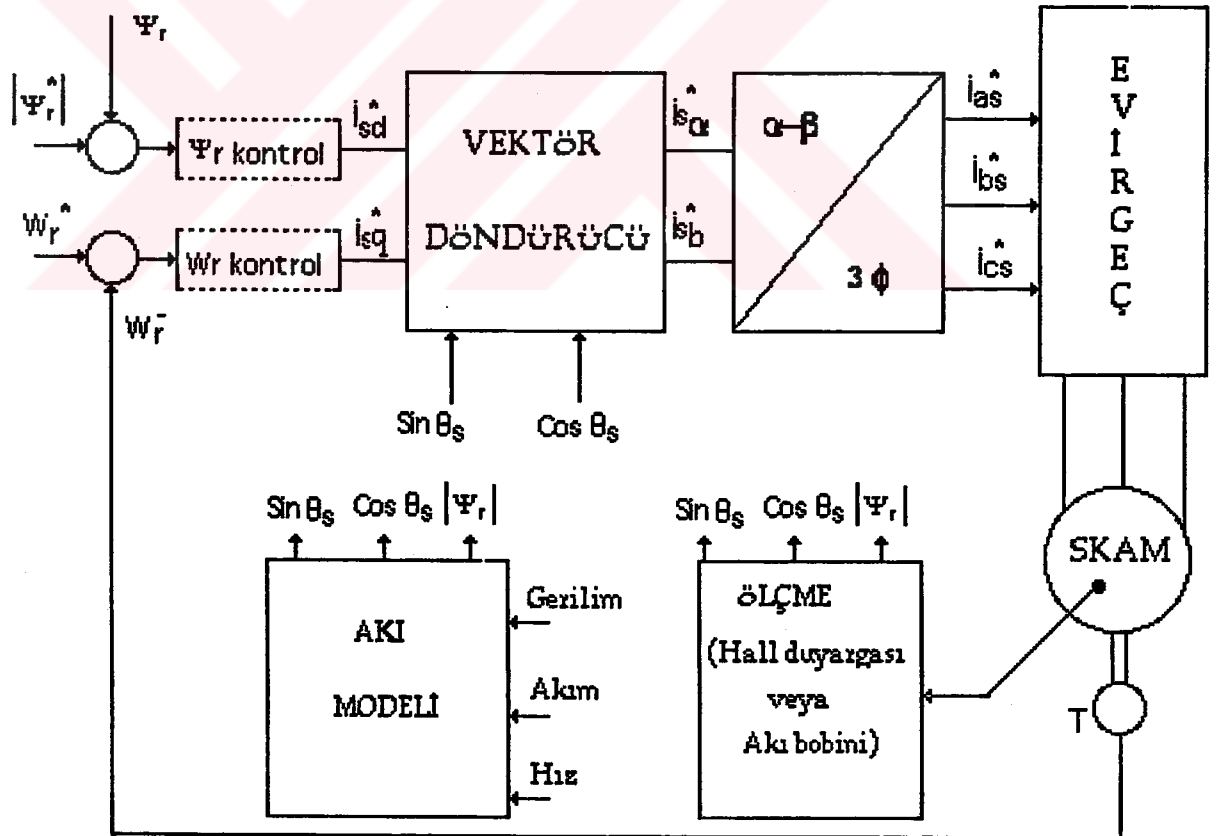
Alan yönlendirmeli kontrol için sürekli durumda Şekil 2.6'da gösterilen stator akım vektörü ve rotor akı vektörü aynı açısal hızda hareket ederler. Fakat geçici durumda rotor akı vektörü ve stator akım vektörünün hızları farklılaşır. Akım ve akı vektörleri arasındaki açı γ_i olmak üzere alan yönlendirme için evirgece girilecek frekans referansı hesaplanırken (2.62) ifadesinden hesaplanır.

$$w_e^* = w_k^* + w_r + s \gamma_i \quad (2.62)$$

Akım kaynağı evirgeci için geliştirilen bu algorithmada, akım ölçümü yapılmadığı ve dönüşüm hesaplamalarının daha az olduğu görülmektedir. Ancak bu yöntem içinde rotor zaman sabitine bağımlılık mevcuttur. Yukarıda açıklanan her iki algoritma da dolaylı alan yönlendirme içindir. Doğrudan alan yönlendirmede genel bir algoritma Şekil 2.20'deki gibi verilebilir.



Şekil 2.19 Akım referanslarının elde edilmesinde kullanılan model



Şekil 2.20 Doğrudan alan yönlendirmeli asenkron motor kontrolünde stator akımlarının kontrol değişkeni olarak kullanılması

Şekil 2.20'deki kontrol algoritmasında hız kontrol edici çıkışı stator akımının moment bileşeni için referans değerini üretmektedir. Rotor akısı kontrol edici ise, akı modelinden veya akı ölçücülerden elde edilen akı genliğini kontrol ederek, stator akımının rotor akısına kumanda eden bileşenine referans değer üretir. Rotor akısı konum bilgisi yardımıyla d-q eksenindeki referans değerlerden üç faz akım referanslarını üretir.

Alan yönlendirmeli kontrol için, eğer rotor akısı sabit tutularak moment, stator akımının q- bileşeni ile ayarlanırsa, o zaman moment cevabı çok yaklaşık olarak I_{sq} değişimini izleyecektir. Ancak bu durum, akım kontrolünün çabukluğu ile ilişkilidir.

Rotor akısı alan yönlendirmesi, stator geriliminin kontrol değişkeni olduğu durumda klasik DGM'li evirgeç kontrolü ile gerçekleştirilebilir. Stator gerilimi moment kontrolunda doğrudan görülmediği için kontrol sırasında ek hesaplamalar ortaya çıkmaktadır. Akım kontrollü sürücüler yüksek hızlarda, sınırlı ara devre geriliminden dolayı akımın genliğinde ve fazında hatalara yol açmaktadırlar. Böylece moment, referansı izleyememektedir. Sonuç olarak gerilim kontrollü algoritmalar, yüksek hızlar için daha elverişlidir. (Boldea ve Nasar, 1992). Harashima (1986), gerilim kontrollü alan yönlendirme algoritmalarının rotor zaman sabitine daha az duyarlı olduğunu göstermiştir. Harashima bu çalışmada, asenkron motorun gerilim kontrollü olarak beslenmesi için eşdeğer devre üzerinden parametre duyarlılığını araştırmıştır.

Şekil 2.21 'de rotor akısı ile çakışık eksen sistemindeki modeller yardımıyla stator akımı ölçülmesi amaçlanmış ve gerilim kontrolü kullanılarak alan yönlendirme gerçekleştirilmiştir. Şekil 2.20 ve Şekil 2.21 'de kontrol edici olarak PI kontrol ediciler kullanılabilir. Gerilim referanslarının rotor akısı ve moment referanslarından elde edilmesi gerekmektedir. Buna göre (2.19) denklemindeki stator gerilim ifadesinde rotora ilişkin akım ve akı ifadeleri yok edilirse

$$U_{sd} = R_s i_{sd} - \omega_s L_s i_{sq} + \omega_s \frac{L_m^2}{L_r} i_{sq} + p L_s i_{sd} \quad (2.63)$$

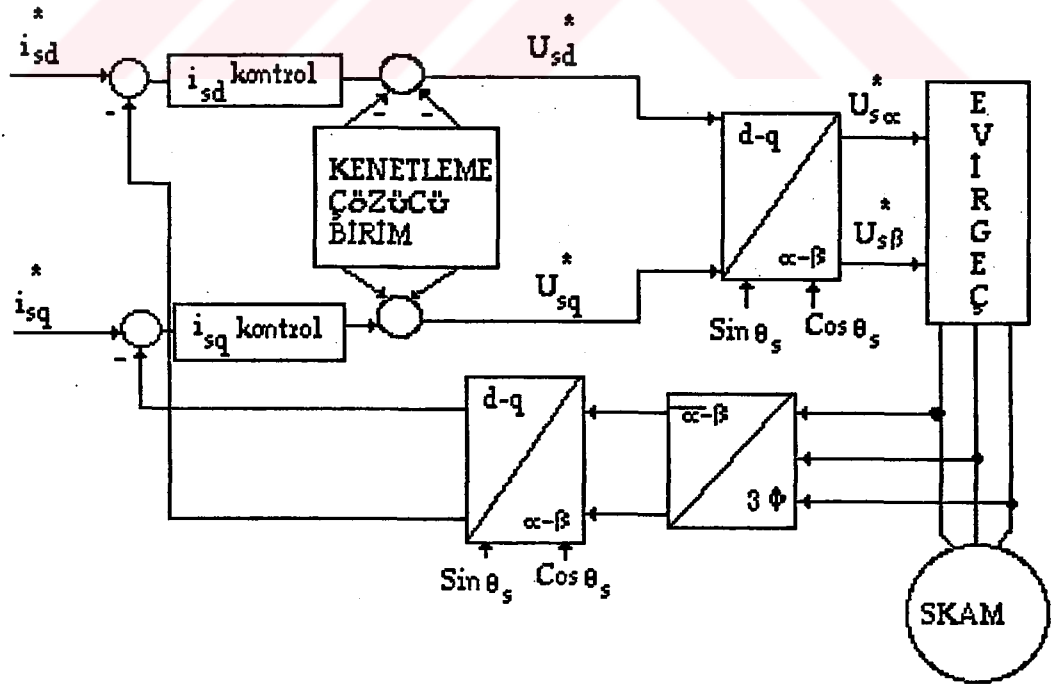
bulunur. Benzer işlemler q- bileşeni için de yapılarak gerekli düzenlemelerden sonra

$$i_{sd} + \frac{L_s}{R_s} p i_{sd} = \frac{1}{R_s} \left[U_{sd} + w_s L_s i_{sq} + w_s \frac{L_m^2}{L_r} i_{sq} \right]$$

$$i_{sq} + p i_{sq} \left(-\frac{L_m^2}{L_r} + L_m \right) = \frac{1}{R_s} [U_{sq} - w_s L_s i_{sd}] \quad (2.64)$$

elde edilir. (2.64) denklemlerinde ortaya çıkan hesaplamalar kenetleme çözücü olarak isimlendirilmektedir. Şekil 2.22'de gösterilen algoritma, stator geriliminin kontrol değişkeni olarak kullanılmasına ilişkin bir doğrudan alan yönlendirmeli asenkron motor kontrolüne aittir. Literatürde alternatif birçok algoritma bulmak mümkündür (Boldea ve Nasar,1992).

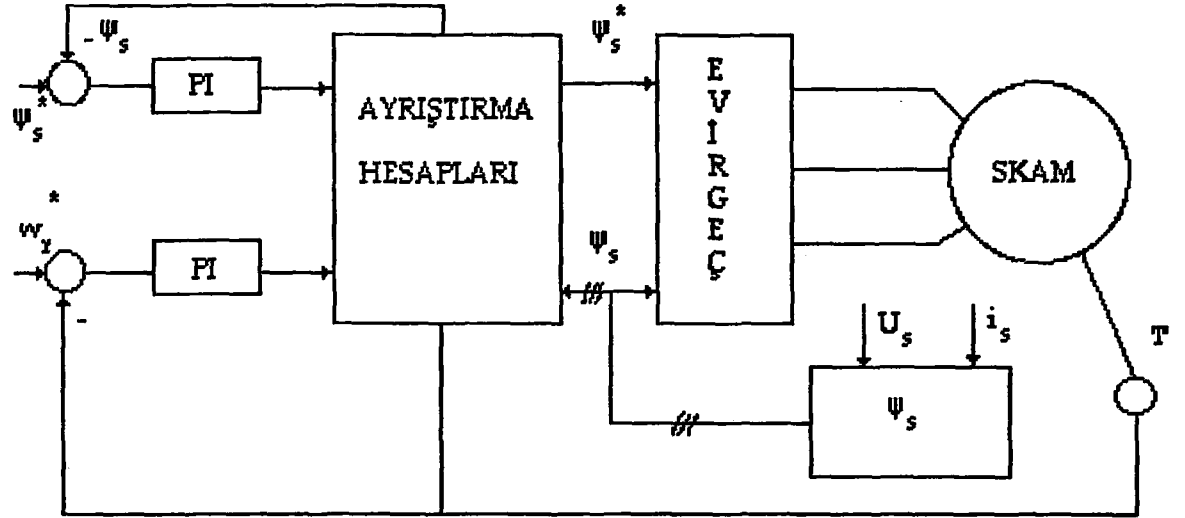
Bu algoritma, stator akımı kontrollü algoritmalar ile karşılaştırıldığında, kenetleme çözücü hesaplamalarının eklendiği görülmektedir. Ayrıca moment cevabı açısından akım kontrollü olan algoritmaların düşük hızlarda kesin bir üstünlüğü vardır.



Şekil 2.21 Rotor akısı eksen sisteminde, stator gerilimleri üzerinden asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü.

Kontrol değişkeni olarak stator akımları ve gerilimlerinin dışında stator akılarının kullanılması da mümkündür. Asenkron motor kontrolünde stator akılarının kontrol değişkeni olarak tercih edildiği çalışmalar gittikçe artmaktadır. Takahashi ve Noguchi (1985), hızlı moment cevabı elde etmek için stator akısı ve momentini kontrol etmişlerdir. Bu çalışmadan elde edilen moment cevap süresi, rotor alan yönlendirmesine göre daha iyidir. Yine stator akılarını kullanan bir kontrol yöntemi de asenkron motorun stator akısı yönlendirmesini amaçlayarak Depenbrock (1985) tarafından geliştirilmiştir. Doğrudan self kontrol olarak adlandırılan bu yöntem daha çok büyük güçlü ve yüksek hızlı uygulamalar için elverişlidir. Her iki yöntem birbirlerine çok yakın özellikleri göstermektedirler. Bu yöntemler zaman içinde geliştirilmiş ve moment vektör kontrolü (TVC) olarak adlandırılmıştır (Boldea ve Nasar, 1992).

Stator akılarının kontrol değişkeni olarak kullanıldığı yöntemler genel olarak, stator akılarını, stator akım ve gerilimi ölçmelerinden, denklem (2.56) 'daki modeli kullanarak hesaplamaktadırlar. Rotor akısı alan yönlendirmesinde stator akılarının kontrol değişkeni olarak kullanılması oldukça yenidir. İlk olarak Angquist (1986), alan zayıflatmalı çalışmada stator akılarını kullanmıştır. Böylece çok düşük anahtarlama frekanslarında yüksek performans elde edildiği kaydedilmektedir. Bu çalışmada evirgeç kare dalga modülasyonlu olarak çalıştırılmıştır. Tuttas (1990), dolaylı alan yönlendirmeli kontrol için stator akılarına bang-bang kontrol uygulamıştır. Tuttas tarafından geliştirilen bu yöntem, rotor devresi zaman sabiti değişimlerinden daha az etkilenmektedir. Bilgisayar benzetimi üzerinden tanıtılan yönteme ilişkin uygulama çalışmalarının sonuçları yayınlanmamıştır. Angquist ve Tuttas çalışmalarında hız ölçücü kullanmış ve gerilim kaynağı evirgeci ile çalışmışlardır. Stator akılarına ait referans değerleri bir kenetleme çözümü ile elde eden Tuttas'ın algoritması Şekil 2.22'de verilmiştir. Xu (1990) çalışmasında, stator akısı yönlendirmesi ile rotor akısı yönlendirmesini karşılaştırılmalı olarak incelemiştir. Bu çalışmada stator akısı ve rotor akısının belirlenmesi için akım-gerilim ölçmeleri kullanılmıştır. Bu durumda stator akısı yönlendirmesi sadece stator direncinden



Şekil 2.22 Tuttas tarafından geliştirilen rotor akısı alan yönlendirme algoritması

etkilenirken, rotor akısı yönlendirmesi ise ek olarak σL_s geçici durum indüktansından etkilenmektedir.

Stator akısının kontrol değişkeni olarak kullanıldığı algoritmalar, stator akısı hesaplaması sırasında stator direnci değişiminden etkilenirler.

2.9 Özet

Bu bölümde alan yönlendirme yöntemi genel olarak incelenmiştir. Literatür ışığında yapılan bu inceleme sonucunda Giriş bölümünde belirtilen sürücü isteklerine ilişkin aşağıdaki saptamalar yapılmıştır.

1) Asenkron motorların moment kontrolü için alan yönlendirmeli kontrol ile doğru akım motorlarına benzer özellikler elde edilebilmektedir.

2) Rotor akısı alan yönlendirmesi, stator ve hava aralığı akısı alan yönlendirmesine göre üstünlüklere sahiptir.

3) Motor üzerinde hız ölçücü ve akı duyargası kullanmadan rotor akı bilgisi denklem (2.56)'daki gibi hesaplanabilir. Bu yöntem rotor zaman sabitine bağımlı değildir.

4) Bang-bang kontrollu gerilim kaynağı evirgeci vektör kontrol için uygulama kolaylığı ve performans artışı sağlamaktadır.

5) Kontrol değişkeni olarak stator gerilimi, akımı veya akısı kullanılabilir. Kontrol değişkeni seçimi algoritmaya bağımlı olmalıdır.

6) Geliştirilecek kontrol yapısının parametre bağımlılığı incelenmelidir.



3. ROTOR AKISI ALAN YÖNLENDİRMESİNDE STATOR AKILARININ KULLANILMASI

3.1. Giriş

Asenkron motorun moment kontrolü için en elverişli yöntem alan yönlendirmedir. Bir önceki bölümde alan yönlendirme yöntemi genel olarak incelenmiş ve yöntemin, dolaylı ve doğrudan alan yönlendirmeli olarak gerçekleştirilebileceği açıklanmıştır.

Dolaylı alan yönlendirme, gerçek motor parametreleri kullanıldığı zaman mükemmel sonuçlar vermektedir. Burada temel sorun, hız ölçümü için motor mili üzerinde bir duyarga gereksiniminin olması ve rotor devresi elektriksel zaman sabiti değişimlerinin kontrol edici performansına etkisidir. Dolaylı vektör kontroldaki motor parametrelerindeki sapmanın etkileri; büyük makinalarda, yüksek verimli makinalarda ve/veya yüksek hızlı (alan zayıflatma) çalışmalarda daha belirgindir (Xu ve Novotny, 1991).

Motor mili üzerindeki hız ölçücü duyargadan kaçınmanın ve rotor devresi zaman sabitinin etkisinden kurtulmanın bir yolu da stator akım ve gerilim ölçmelerini kullanan akı modeli üzerinden ilgili akıyı hesaplamaktır. Ancak bu yöntem stator direnci değişiminden etkilenmektedir. Aynı zamanda σL_s geçici durum indüktansı da etkilidir. Bu durumda ise, düşük hızlardaki büyük omik gerilim düşümü ve ölçülen akım-gerilim işaretlerinin integrasyonu ile ilgili sorunlar ortaya çıkmaktadır. Ancak sürücünün yüksek hızlı çalışmasının, düşük hızlı çalışmaya göre daha önemli olduğu uygulamalarda doğrudan alan yönlendirme, geçerli bir seçenektir.

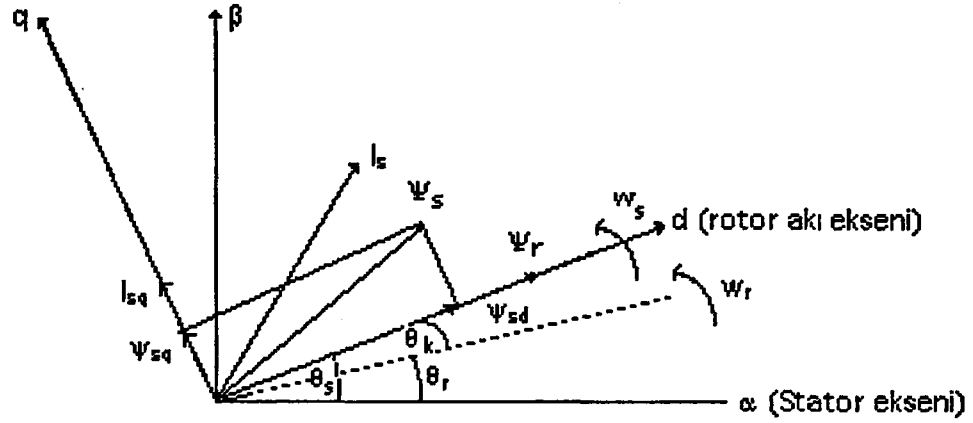
Bu çalışmada hız veya konum ölçücü kullanmayan bir doğrudan alan yönlendirmesi algoritmasının geliştirilmesi amaçlanmıştır. Önceki bölümde yapılan incelemede rotor akısı yönlendirmesinin stator ve hava aralığı akısı yönlendirmelerine göre üstünlükleri

belirtildi. Böylece bu tezde rotor akısı yönlendirmesi uygulanmasına karar verilmiştir. Bilindiği gibi genel olarak, dolaylı alan yönlendirme yöntemindeki gerçek zamanlı mikroişlemci hesaplama zamanı bu yöntem sadece kayma hesaplaması yaptığından dolayı, doğrudan alan yönlendirmeye göre çok daha azdır. Bu nedenle geliştirilecek doğrudan vektör kontrol algoritmasında, mikroişlemci için hesaplama zamanı tüketimi de en azda tutulmalıdır. Uygulamada sincap kafesli asenkron motor kullanılması hedeflendiğinden ve bu durumda rotora ilişkin akım-gerilim ölçümü yapılmadığından algoritmanın rotora ilişkin elektriksel parametrelere bağımlılığından kaçınılmalıdır. Motorun beslemesinde kullanılacak evirgeç kontrol stratejisi, performansı etkilemektedir. Bu amaçla vektör kontrol için en uygun yöntem olan Bang-bang kontrol kullanılacaktır. Bu durumda istenen moment cevabının çabukluğu ve maliyet ölçütleri dikkate alınarak, kontrol değişkeninin belirlenmesi gerekmektedir.

Bu hedeflerin ortaya konulmasından sonra, aşağıda ayrıntıları verilecek olan algoritma geliştirilmiştir. Yöntem, stator akılarının kontrol değişkeni olarak seçilmesi ile rotor akısı alan yönlendirmesini içermektedir.

3.2. Stator Akılarının Rotor Akısı Alan Yönlendirmesinde Kullanıldığı Model

Stator akılarının kontrol değişkeni olarak kullanılacağı, sincap kafesli asenkron motorun alan yönlendirmeli modelinin elde edilmesinde (2.18) ve (2.19) denklemlerinin ifade ettiği d-q modelden yararlanılır. Üstün özelliklerinden dolayı rotor akısının yönlendirmesi ile elde edilen stator akı vektörü, Şekil 3.1 'deki gibi d- bileşeni rotor akısı ile çakışacak şekilde kontrol edilir.



Şekil 3.1 Asenkron motorun stator akısı ile rotor akısı yönlendirmesine ilişkin vektör diyagramı

Şekil 3.1 'de tanımlanan çakışma koşulu ile, moment ifadesini elde etmek için (2.19) denkleminin rotora ilişkin d- bileşeninden yararlanılarak, stator akısı d- bileşeni

$$i_{rd} = -p \frac{\psi_{rd}}{R_r} \quad (3.1)$$

olarak yazıldığında halkalama akısı tanımlarından (denk.2.18)

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + \frac{L_m}{R_r} (-p \dot{\psi}_{rd}) \quad (3.2)$$

$$i_{sd} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} (L_r \dot{\psi}_{sd} - L_m \dot{\psi}_{rd}) \quad (3.3)$$

elde edilir. (3.2) ve (3.3) denklemleri düzenlenirse, denklem (3.4) 'deki gibi olur.

$$\psi_{sd} = \beta \dot{\psi}_{sd} - \beta \frac{L_m}{L_r} \dot{\psi}_{rd} - \frac{L_m}{R_r} p \dot{\psi}_{rd} \quad (3.4)$$

Burada , $\beta = \frac{L_s L_r}{L_s L_r - L_m^2}$ 'dir. (3.4) denklemi, stator akısının d- bileşeni ile rotor akısı

arasındaki ilişkiyi göstermektedir. Bu ilişki, düzenlenmiş olarak

$$\psi_{sd} = \frac{\dot{\psi}_{rd}}{(\beta - 1)} \left(\frac{L_m \beta}{\tau_r} + L_m \tau_r p \right) \quad (3.5)$$

şeklinde yazılabilir. Burada, $\tau_r = L_r / R_r$ rotor devresi elektriksel zaman sabitidir. ψ_{sq} akısı için de aynı işlemler yapılırsa,

$$i_{rd} = - \frac{w_k \dot{\psi}_{rd}}{R_r} \quad (3.6)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} - \frac{L_m}{R_r} w_k \dot{\psi}_{rd} \quad (3.7)$$

$$i_{sq} = \frac{1}{L_s L_r - L_m^2} (L_r \psi_{sq} - L_m \dot{\psi}_{rq}) \quad (3.8)$$

olur. Alan yönlendirme koşulu $\dot{\psi}_{rq} = 0$ olduğundan

$$\psi_{sq} = \frac{L_m}{(\beta - 1) R_r} w_k \dot{\psi}_{rd} \quad (3.9)$$

(3.5) ve (3.9) denklemleri, stator akısının d- ve q- bileşenlerinin kenetlemesiz olduğunu göstermektedir. (3.5) denklemi düzenlenerek

$$\dot{\psi}_{rd} = \frac{\psi_{sd} (\beta - 1)}{\left(\frac{L_m \beta}{\tau_r} + L_m \tau_r p \right)} \quad (3.10)$$

ve bu denklem, (3.9) 'da yerine konularak

$$\psi_{sq} = \frac{w_k \psi_{sq} \tau_r / \beta}{R_r \left(1 + \frac{\tau_r^2}{\beta} p \right)} \quad (3.11)$$

elde edilir. Bu denklemlerden (2.35) denklemi ile verilen moment bileşenleri yazılabilir.

Sonuç olarak

$$\psi_{sd} = \left(\frac{L_m \beta}{(\beta - 1) \tau_r} + \frac{L_m \tau_r}{(\beta - 1)} p \right) \dot{\psi}_r = (K_1 + K_2 p) \dot{\psi}_r \quad (3.12)$$

elde edilir . Burada $K_1 = L_m \beta / (\beta - 1) \cdot T_r$, $K_2 = L_m \cdot T_r / (\beta - 1)$ ve $K_3 = L_m^2 / (\beta - 1) \cdot L_r$ dir ve ,

$$\psi_{sq} = \frac{L_m^2}{(\beta - 1) L_r} i_{sq} = K_3 i_{sq} \quad (3.13)$$

ifadelerinden motor momentini denklem (3.14) 'deki gibi elde edilir.

$$T_e = k_3 \psi_r \psi_{qs} \quad (3.14)$$

(3.12) denklemi, stator akısının d- bileşeni ile rotor akısının birinci dereceden bir gecikmeyle kontrol edebileceğini göstermektedir. Alan yönlendirme uygulamalarında moment cevabının hızlandırılabilmesi için rotor akısının, önceden sabit bir değerde kontrol edildiği dikkate alınırsa, bu gecikmenin çalışma koşullarında etkisiz kalacağı görülür. (3.13) denklemindeki $\psi_{sq} - i_{sq}$ ilişkisi tanımlandıktan sonra motor momentinin, stator akısı q-bileşeni (ψ_{sq}) ile kontrol edilebileceği sonucu ortaya çıkar. Böylece sürekli durum için moment ifadesi, stator akıları cinsinden yazılabilir.

$$T_e = k_4 \psi_{sq} \psi_{sd} \quad (3.15)$$

Moment ifadesindeki stator akıları, asenkron motorun stator uçlarından akım ve gerilim ölçmeleri ile hesaplanabilir. Bu akım ve gerilim değerleri Bölüm 2'de (2.56) ve (2.57) denklemlerinde tanımlanmış akı modelinde kullanıldığı zaman, rotor akı bilgisi hesaplanırken, ara büyüklük olarak stator akıları elde edilmektedir. Burada stator akılarının hesaplanmasına temel olan denklem (3.16) 'daki gibidir.

$$\psi_s = \int (U_s - i_s R_s) dt \quad (3.16)$$

(3.16) Denklemi, akım-gerilim ölçmelerinin yanısıra stator direncinin değerine de ihtiyaç gösterir. Stator direncinin değeri sıcaklıkla değişmektedir. Stator akısının, özellikle düşük hızlarda hesaplanmasında stator direnci büyük önem kazanmaktadır. Bunun nedeni, düşük hızlarda omik gerilim düşümünün büyüklüğüdür. Stator akısının hesaplanmasındaki ikinci zorluk ise, ortaya çıkan "açık integrasyon" 'dur. İster analog teknikler isterse sayısal teknikler ile integrasyon işlemi gerçekleştirilsin, her iki durumda da sürüklenme (drift) ve ölçmelerdeki offsetlerden dolayı, özellikle düşük hızlarda problemler çıkmaktadır (Gabriel v. d.,1980; Vas,1990; Boldea ve Nasar,1992).

Düşük hızlardaki bu sorunlarla birlikte (3.16) denklemi üzerinden stator akısının hesaplanması, yüksek hızlarda diğer akı modellerine göre tartışmasız bir üstünlük sağlar. En önemli avantajı hız ölçücüye gerek duymaması ve yüksek hızlarda stator direnci değişimlerinden etkilenmemesidir. Ayrıca, yüksek hızlarda integrasyon sorunları daha kolay çözümlenmektedir. Böylece stator akılarının hesaplanmasında güvenilir bir yol ortaya çıkmaktadır. Bu yöntem stator akısı yönlendirmesinde de çoğunlukla olarak kullanılmaktadır (Xu ve Novotny, 1991).

Doğrudan alan yönlendirme yapabilmek için gereken rotor akı bilgisi, asenkron makina ile ilişkili indüktans parametreleri ve (3.16) denklemi yardımıyla hesaplanabilir.

$$\dot{\psi}_r = \frac{L_r}{L_m} (\dot{\psi}_s - \sigma L_s i_s) \quad (3.17)$$

Burada, $\sigma = (1 - L_m^2 / L_s L_r)$ dır.

Rotor akısının konumu belirlenirken stator geçici indüktansı (σL_s) önem kazanmaktadır. σL_s değerindeki hatalar motor momentinin ortalama değerinin değişmesine yol açmaktadır (Xu,1990).

Rotor akısı hesaplanırken statorun iki fazına ait akım ve gerilimlerden ölçme yapılır. Her bir faz için 3.16 modeli üzerinden stator akısı hesaplandıktan sonra, (3.17) 'yi kullanarak rotor akısının üç faz değerleri nden iki faza ilişkin olanlar belirlenir. Daha sonra, bu değerler yardımıyla (3.18) dönüşüm matrisi üzerinden $\alpha - \beta$ bileşenleri hesaplanır.

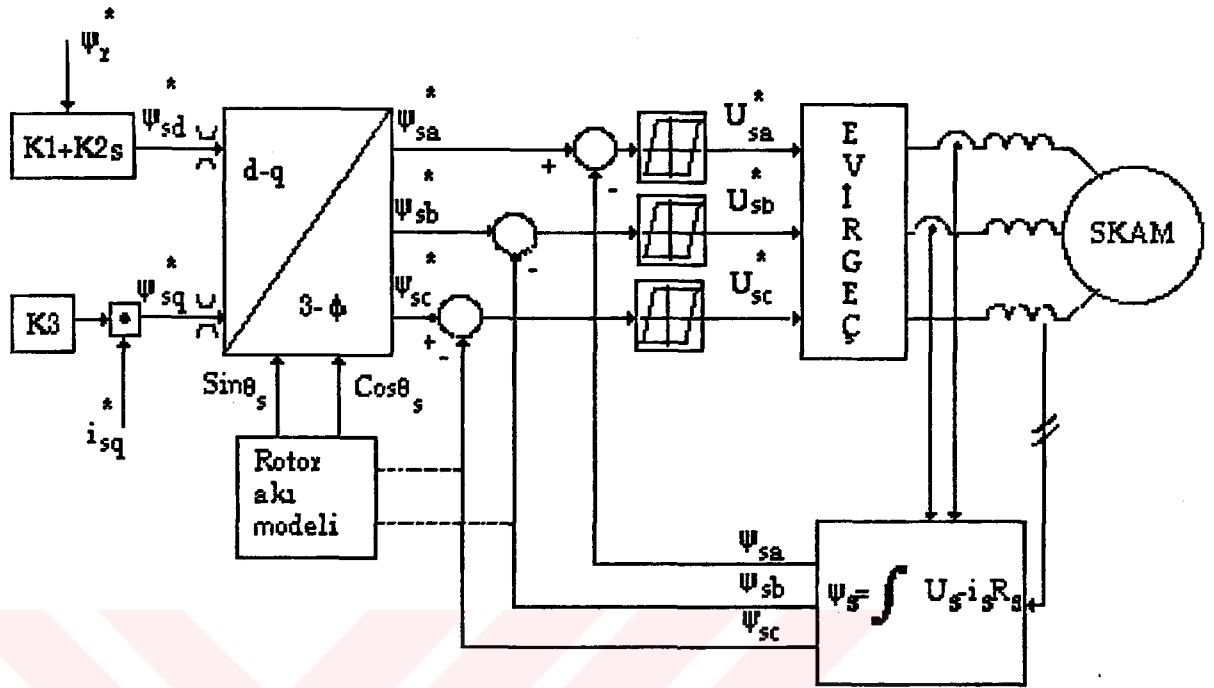
$$\begin{bmatrix} \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{\sqrt{1}}{3} & \frac{\sqrt{2}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Böylece, alan yönlendirmenin gerçekleştirilmesi için gerekli dönüşüm açısı θ_s

$$\begin{aligned} |\Psi_r| &= \sqrt{\Psi_{r\alpha}^2 + \Psi_{r\beta}^2} \\ \sin \theta_s &= \frac{\Psi_{r\beta}}{|\Psi_r|} \\ \cos \theta_s &= \frac{\Psi_{r\alpha}}{|\Psi_r|} \end{aligned} \quad (3.19)$$

denklemlerinden hesaplanır. Dönüşüm açısının belirlenmesinden sonra, istenilen moment kontrolünün sağlanabilmesi için, Ψ_{sd}^* ve Ψ_{sq}^* referans değerleri önce $\alpha - \beta$ daha sonra da üç faz referanslara dönüştürülür.

$$\begin{bmatrix} \Psi_{s\alpha} \\ \Psi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{sd} \\ \Psi_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$



Şekil 3.2 Asenkron motorun alan yönlendirmesi için geliştirilen algoritmanın blok gösterimi

$$\begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \end{bmatrix}$$

(3.21)

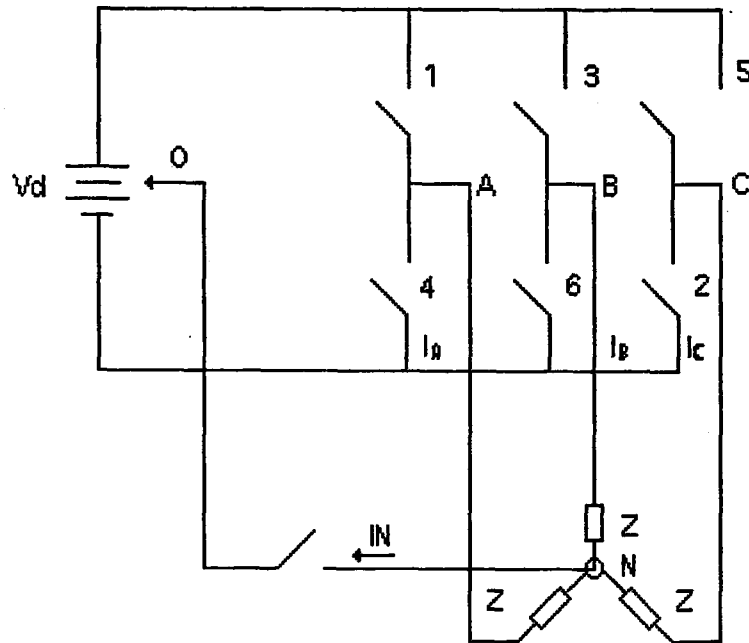
Stator akıları için üretilen üç fazlı referans işaretleri Şekil 3.2 'deki algorithmada gösterildiği gibi bang-bang kontrollu evirgece uygulanır.

3.3. Bang-bang Kontrollu Gerilim Kaynağı Evirgecinin İncelenmesi

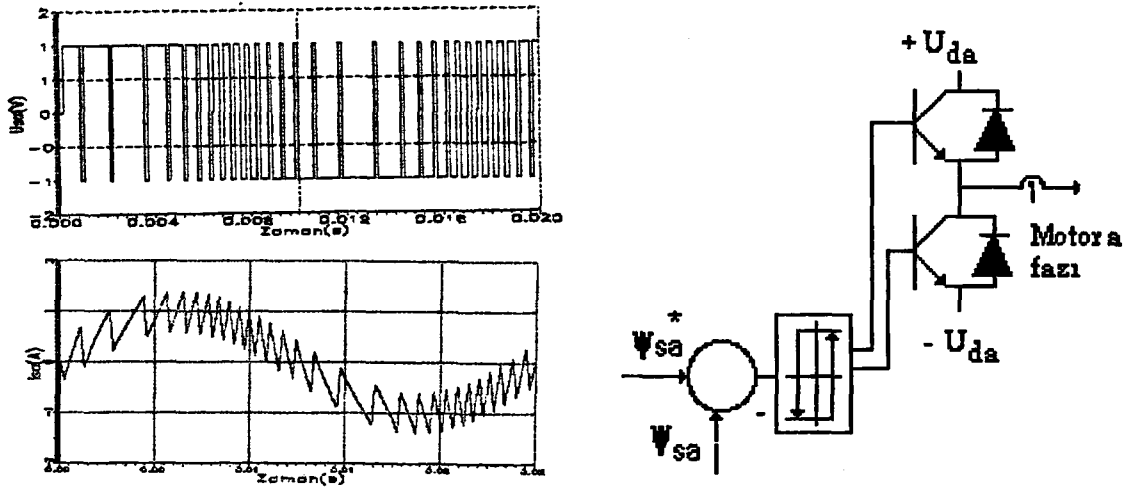
Gerilim kaynağı evirgeci, bang-bang kontrollu olarak çalıştırıldığı zaman genel olarak akım kontrolludur. Bu tip evirgeçlerin temel çalışma ilkesi sabit DA ara geriliminin

motor sargılarına düz ve ters yönlü uygulanarak, motor akımını belirli bir bant ile kendi referansını izlemeye zorlamaktır (Brod ve Novotny,1985). Herhangi bir anda motor sargılarına uygulanan gerilim $\pm U_{da}$ olduğundan, sözkonusu yöntem bang-bang kontrol olarak isimlendirilmektedir. Bu yöntem, bazı farklılıklar ile Delta modülasyonu ve histerezis akım kontrolü olarak da bilinmektedir. Bang-bang kontrolün uygulanması sırasında referans değer ve gerçek değer bir histerezis kontroledicide değerlendirildikten sonra, evirgecin karşılık gelen anahtarı açılır. Böylece referans değerlerin anlık olarak izlenebilmesi mümkün olur. Örneğin akım kontrolü yapıldığı zaman, evirgeç ideal akım kaynağına yakın bir çalışma karakteristiği gösterir. Bu nedenle küçük güçlü ve yüksek dinamik özellikler gerektiren uygulamalarda yaygın olarak kullanılırlar. Şekil 3.3 'de gerilim kaynağı evirgeci genel olarak gösterilmiştir.

Bang-bang kontrol stator akıları için de uygulanabilir. Bu durumda üç faz stator akı referansları verildikten sonra akım-gerilim ölçmelerinden hesaplanmış gerçek stator akıları ile karşılaştırılır. Elde edilen hata işareti, evirgecin hangi anahtarın açılıp kapanacağını belirler. Böylece stator akıları belirli bir bant ile oluşturulur.

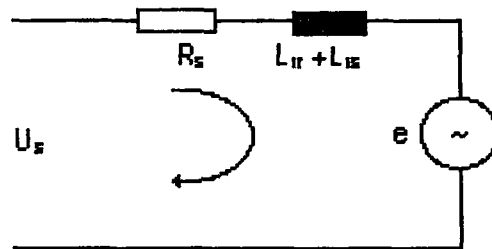


Şekil 3.3. Gerilim kaynağı evirgeci



Şekil 3.4. Bang-bang kontrollu evirgeç için ilke gösterimi

Bang-bang kontrollu evirgecin çalışması sırasında istenen faz akılarını sağlamak için yeterli gerilimlerin uygulanması gerekmektedir. Zıt e.m.k'nun düşük olması durumunda DA ara gerilimi fazla kritik değildir ama zıt e.m.k'nun artması durumunda (yüksek hızlarda) kontrol edicinin çıkışı, referansını izleyemez. Evirgeç performansını belirleyen unsurlardan biri de ortalama anahtarlama frekansıdır. Ortalama anahtarlama frekansını etkileyen faktörleri belirlemek amacıyla, bir fazın yüklü durumu için asenkron motorun Şekil 3.5'deki Thevenin eşdeğer devresi dikkate alınarak diferansiyel denklem yazılırsa,



Şekil 3.5 Asenkron motorun Thevenin eşdeğeri

$$U_s = R_s i_s + L \frac{di}{dt} + e \quad (3.22)$$

elde edilir. Burada ,

U_s - faz- nötr gerilimi

i_s - hat akımı

e - zıt e.m.k

L - toplam kaçak indüktanstır.

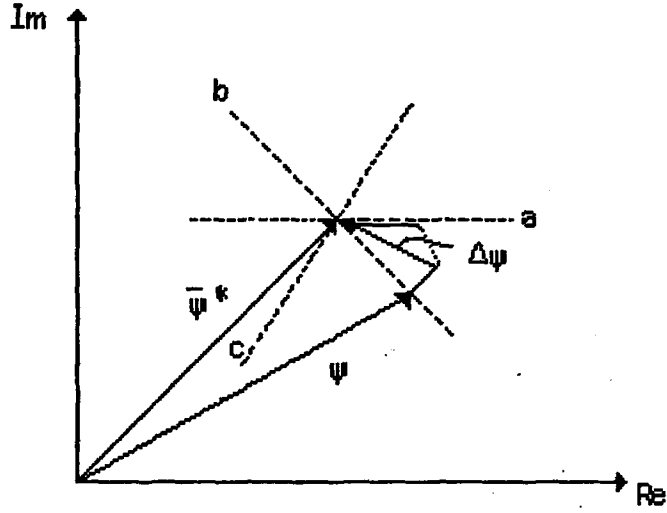
Eğer U_s ve e gerilimlerinin anahtarlama sırasında değişmediği kabul edilirse ve R_s direnci ihmal edilirse, Δt zaman aralığında faz akımı değişimi Δi olmak üzere,

$$\Delta t = L \Delta i / (u - e) \quad (3.23)$$

yazılabilir. Bu denklemden görüldüğü gibi evirgeç anahtarlama frekansı birçok faktörden etkilenir. Bunlar yükün toplam kaçak indüktansı, zıt e.m.k'i ve DA ara gerilimi ile akım dalgalanmasıdır. Bu yöntemde faz-nötr geriliminin temel bileşeni ve zıt e.m.k periyodik olarak değişir. Bu nedenle evirgeç ortamlama anahtarlama frekansı ve/veya akım dalgalanması da temel evirgeç periyoduna bağlı olarak değişecektir.

3.3.1. Bang-bang kontrolödiciler için anahtarlama diyagramı

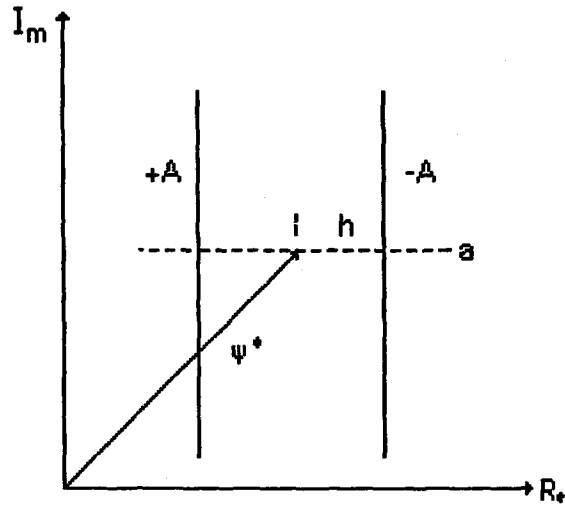
Anahtarlama diyagramı histerezis kontrolödicilerin bazı karakteristiklerinin açıklanması için kullanılabilir. Üç bağımsız kontrol ile bang-bang kontrolödicisi için anahtarlama diyagramının elde edilmesi Şekil 3.6 'daki gibidir. Bu diyagram, bir histerezis akı kontrolödicinin akı referansları ve gerçek akılar için evirgecin nasıl anahtarlandığını gösterir.



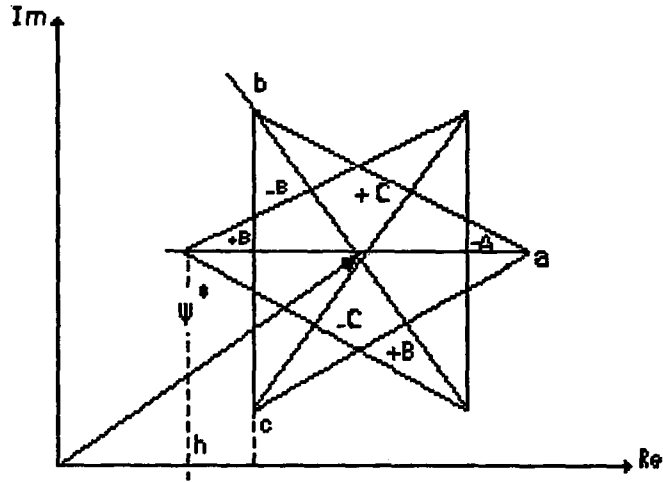
Şekil 3.6. Kompleks düzlemde akı vektörleri

Şekil 3.6 'da akı referans vektörü ve gerçek akı vektörü, üç faz koordinat grubunun A, B, C eksenleri boyunca akı hata vektörünü de içerecek şekilde kompleks düzlemde çizilmiştir.

Faz akılarının hataları $\Delta\psi_a$, $\Delta\psi_b$ ve $\Delta\psi_c$ A, B, C eksenlerinde $\Delta\psi$ 'nin yansımalarıdır. Histerezis kontrol edici; $\Delta\psi_a$ 'nın a eksenine dik çizilmiş olan iki anahtarlama çizgisinin birini aşarsa (Şekil 3.7), evirgeçin A kolunu anahtarlar.



Şekil 3.7 A fazı için anahtarlama çizgileri.

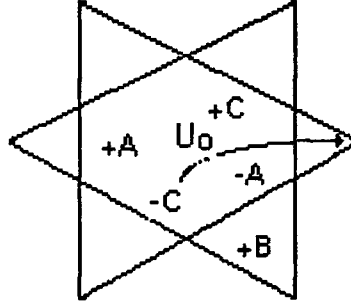


Şekil 3.8 Kompleks düzleme yerleştirilmiş üç bağımsız kontrol edici için anahtarlama diyagramı.

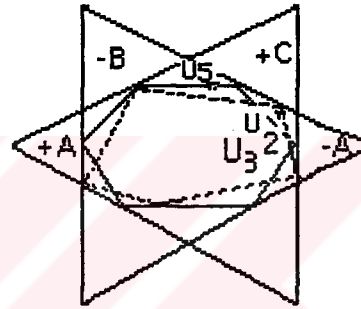
Anahtarlama çizgileri, akı referansına histerezis bant kadar eşit uzaklıkta yerleştirilir. B ve C fazları için de benzer anahtarlama diyagramları çizilir. Şekil 3.8 her bir faz için anahtarlama çizgilerinin biraraya toplandığı durumu göstermektedir.

Anahtarlama diyagramı; akı referans vektörünün ucunun kompleks düzlemde anahtarlama diyagramının merkezinde olmasından dolayı akı referansı ile değişir.

Şekil 3.10, faz akısındaki maksimum hatayla sonuçlanan akının yörüngesini gösterir. Bu yörünge başlangıç gerilim vektörünün (A +, B-, C-) olduğu zaman oluşur ve sıfır gerilim vektörü U_0 ile sonuçlanan anahtarlama çizgisine gitmesi için faz akı vektörünü zorlar. A fazındaki faz akı hatası yük direncinden, yükün zıt e.m.k 'ından ve akı referanslarının değişmesi durumunda anahtarlama diyagramının hareketliliğinden dolayı artacaktır. Gerilim vektörü diğer anahtarlama çizgisine geçene kadar değişmez. Eğer gerçek akı vektörü anahtarlama diyagramının köşelerinin dışına çıkarsa, maksimum akı hatası oluşur.



Şekil 3.9 Maksimum faz akısı hatasının olduğu yörünge.



Şekil 3.10. İki sınır periyodu için akı yörüngeleri. (Düz çizgi, yük olmadığı durumdaki e.m.k için ve kesikli çizgi ise zıt e.m.k'nın olmaması durumu içindir.)

Anahtarlama diyagramı aynı zamanda yük zet e.m.k sı küçükken oluşabilecek sınır periyodların nasıl gösterileceği konusunda da yardımcı olur. Şekil 3.10'da sınır periyod sırasında oluşabilecek akım yörüngesi gösterilmiştir. Başlangıç gerilim vektörü U_1 ($A+$, $B-$, $C-$) zıt e.m.k ve direnç sıfır kabul edildiğinden dolayı gerilim vektörüyle akı vektörünün aynı yolu izlemesi için akı vektörünü zorlar.

Akı vektörü $+C$ anahtarlama çizgisine ulaşır ve evirgeç gerilim vektörü U_2 ($A+$, $B-$, $C+$) 'yı üretir. Sonra akı vektörü $-A$ anahtarlama çizgisine ulaşır ve U_3 gerilim vektörü ($A-$, $B-$, $C+$) olur. Eğer düşük kaçak indüktans ve küçük histerezis bandı varsa, yüksek anahtarlama frekansı oluşur. Dikkat edilirse akı hata vektörünün genliği sınır periyod sonunda sıfıra gitmektedir. Şekil 3.10 ' deki kesikli çizgi, zıt e.m.k' nun sıfırdan farklı olduğu durumda akının yörüngesini gösterir.

Sınır periyodun frekansı bir tam evirgeç anahtarlama periyodunda gidilen uzaklıkla akı yörüngesi hızını bölerek bulunabilir. Eğer zıt e.m.k sıfır kabul edilirse, evirgeç anahtarlama frekansı

$$f_s = \frac{U_{da}}{9HBL} \quad (3.24)$$

olur. Burada $L=L_{1s}+L_{1r}$ ve HB, histerezis bantdır. En yüksek evirgeç anahtarlama frekansı zıt e.m.k sıfır olduğu zaman sınır periyodda oluşur. Bu nedenle evirgeç sıfır zıt e.m.k durumuna göre tasarlanmalıdır.

3.4. Asenkron Motor Parametrelerindeki Değişimlerin Etkileri ve Düzeltmesi

Rotor akısının model üzerinden hesaplandığı bütün yöntemler parametre değişimlerinden olumsuz etkilenirler. Şekil 3.2'deki doğrudan alan yönlendirme algoritması da rotor akısını belirlemek için (3.17) denklemindeki modeli kullanmaktadır. Bu modele dikkat edildiği zaman, stator akısının hesaplanması sırasında stator direncinin etkili olacağı görülür. Stator akısından rotor akısına geçişte ise, stator geçici indüktansının doğru belirlenmiş olması gerekmektedir. Bu parametreler kontrol sistemi devreye alınmadan önce testler ile saptanmalıdır. Bu test yöntemleri genel olarak Ek-4'de sunulmuştur. Bölüm 4 de bilgisayar benzetimi yardımıyla parametre etkilerine ve düzeltme algoritmasına ilişkin sonuçlar verilmiştir.

3.4.1. Stator direncinin değerinin değişmesi ve çalışma sırasında düzeltilmesi

Stator direncinin değeri sıcaklıkla yavaş olarak değişmektedir. Bu değişim, rneğin B sınıfı izolasyonlu motorlarda 80 K'lık sıcaklık yükselmesinde % 34 mertebesindedir. Stator ya da rotor akı bilgisinin akım-gerilim ölçmelerini kullanan model üzerinden hesaplanması durumunda, bu değişimin gözlenerek mutlaka düzeltilmesi gerekmektedir. Stator direncindeki bu değişimin etkisi yüksek hızlarda (% 10 W_r 'nin üstü) ve büyük güçlü motorlarda (64 kW'ın yuvarısı) azalmaktadır (Gabriel v.d, 1980; Leonhard, 1986; Vas, 1990; Williams ve Green, 1991; Depenbrock, 1985). Soğuk olarak llen DA direncinin değeri ya motorun sıcaklığını ölçerek ya da stator akımları ve gerilimleri üzerindeki ölçümler yardımıyla dzletilebilir. Motor sıcaklığı makinaya bir sıcaklık duyargası eklenerek elde edilebilir. Ancak motorun yapısına eklenen böyle bir eleman genel olarak tercih edilmez (Harashima v.d, 1986).

Stator direncinin düzeltilmesi için stator akımının referans ve gerçek değerleri arasındaki farktan yararlanılabilir (Harashima v.d, 1986). Ancak bu durumda rotor direnci değişiminden kaynaklanan ek hatanın düzeltilmesi gerekir. Diğer bir yol olarak makinanın doyumda çalışması koşulunda geçerli olan, hava aralığı akısı bilgisinin stator geriliminin üçüncü harmoniğinden hesaplanabilmesinden hareketle, stator direnci kullanılarak bulunmuş hava aralığı akısının üçüncü harmoniği ile, evirgeç çıkışından ölçülmüş stator geriliminin üçüncü harmoniği arasındaki faz ilişkisi kullanılabilir (Williams ve Green, 1991).

Literatürde, asenkron makinanın stator ve rotoruna ilişkin termik modellerini, gerçek zamanda yapılan hesaplamalarda kullanarak, tasarım parametreleri yardımıyla direnç değişimlerinin düzeltilmesi çalışmaları yapılmıştır (Doncker, 1986).

Bu tezde, stator direncinin düzeltilmesi için akım yükselmesinden yararlanarak, stator direnç değerini hesaplayan bir yöntem geliştirilmiştir. Bu yöntemde, çalışılan sabit akı seviyesi için, kaçak indüktans (L_{ls}) değerlerinin değişmediği ve önceden bilindiği kabulü

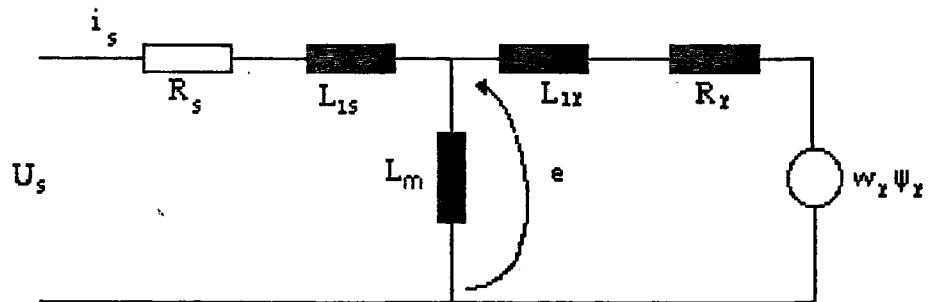
yapılmıştır. Geliştirilen yöntemin rotora ilişkin parametrelere bağımlı olmaması, yaklaşımların sonucunda minimum hesaplama süresine sahip olması ve doğruluğu, üstün yanlarıdır. Ayrıca hesaplamalar sırasında ek ölçüm gerektirmez.

Yöntem temel olarak, stator faz geriliminin anahtarlama anından başlayarak, üç ardışıl akım ölçümü alınmasına dayanmaktadır. Geliştirilen algoritmanın kaynağında asenkron motor eşdeğer devresinin Şekil 3.3' deki gibi görülmesi vardır. Bu eşdeğer devrede "e" ile gösterilen zıt e.m.k.' in değişiminin en az olduğu zaman aralığında, stator geriliminin anahtarlama anından itibaren akım yükselmesi stator zaman sabiti ile belirlenmektedir. "e" zıt e.m.k 'nin değişimi, rotor akısının sıfır geçişi civarında (Örneğin 50 Hz için 12° 'lik bir açı aralığında $660 \mu s$) en az olmaktadır. Bu noktadan hareket ile stator direncinin belirlenmesi mümkün olur. Şekil 3.3.'deki eşdeğer devre için aşağıdaki diferansiyel denklemler yazılabilir.

$$U_s - e - R_s i_s - L_{1s} \frac{di_s}{dt} = 0 \quad t_0 \leq t \leq t_1$$

$$U_s - e - R_s i_s - L_{1s} \frac{di_s}{dt} = 0 \quad t_1 \leq t \leq t_2$$

(3.25)



Şekil 3.11 Asenkron motorun stator direncinin düzeltilmesinde kullanılan eşdeğer devre.

değişmektedir. e zıt e.m.k 'i ise, U_s 'deki değişimlere karşı oluştuğu için benzer bir değişim göstermektedir. Ancak e gerilimi, ilgili aralıkta göreceli olarak çok az değişmesine rağmen, bu değişim omik gerilim düşümü yanında önem kazanmaktadır. (3.25) denkleminin çözümü için i_0, i_1, i_2 ardışıl ölçülmüş akım değerleri olmak üzere aşağıdaki fark denklemleri yazılabilir (e gerilimindeki indisler akımlar ile aynı anlı değerleri temsil etmektedir).

$$U_s \Delta t - \left(\frac{e_1 + e_0}{2} \right) \Delta t - R_s \left(\frac{i_0 + i_1}{2} \right) \Delta t - L_{1s} \Delta i_s = 0 \quad t_0 \leq t \leq t_1$$

$$U_s \Delta t - \left(\frac{e_2 + e_1}{2} \right) \Delta t - R_s \left(\frac{i_2 + i_1}{2} \right) \Delta t - L_{1s} \Delta i_s = 0 \quad t_1 \leq t \leq t_2 \quad (3.26)$$

Burada, $\frac{\Delta i}{\Delta t} \sim \frac{di}{dt}$, $\Delta i_1 = i_1 - i_0$, $\Delta i_2 = i_2 - i_1$, $\Delta t_1 = t_1 - t_0$, $\Delta t_2 = t_2 - t_1$ dir.

İki örnek arasındaki akım değeri olarak, bu iki akımın aritmetik ortalaması alınırsa,

$$\hat{i}_1 = \frac{i_1 + i_0}{2} \quad t_0 \leq t \leq t_1$$

$$\hat{i}_2 = \frac{i_2 + i_1}{2} \quad t_1 \leq t \leq t_2 \quad (3.27)$$

olur. Böylece (3.26) denklemi düzenlenirse (3.28) denklemi yazılabilir.

$$U_s - \left(\frac{e_1 + e_0}{2} \right) - R_s \hat{i}_1 - L_{1s} \frac{\Delta i_s}{\Delta t_1} = 0 \quad t_0 \leq t \leq t_2 \quad (3.28a)$$

$$U_s - \left(\frac{e_2 + e_1}{2} \right) - R_s \hat{i}_2 - L_{1s} \frac{\Delta i_s}{\Delta t_1} = 0 \quad t_1 \leq t \leq t_2 \quad (3.28 b)$$

(3.28) denklemlerinden R_s çekilecek olursa,

$$R_s = \frac{L_{1s} \left[(\Delta i_1 \Delta t_2 - \Delta i_2 \Delta t_1) + \left(\frac{e_2 - e_0}{2} \right) \Delta t_1 \Delta t_2 \right]}{\Delta t_1 \Delta t_2 (\hat{i}_1 - \hat{i}_2)} \quad (3.29)$$

elde edilir. Burada ortaya çıkan $(e_2 - e_0)/2$ terimi, e zıt e.m.k'indeki akımın ardışıl ölçümleri sonucunda oluşur ve küçük bir değişimi yansıtmaya rağmen, direnç hesaplamasını olumsuz etkilemektedir. Bu değişim e geriliminin ideal kaynak olmayıp, indüktif karşıt gerilim olmasının sonucudur. $\Delta e/2$ ile gösterilen bu terimin mutlaka hesaba katılması gerekmektedir. Δe hesaplanırken ek ölçme ve ek parametre kullanılmaktan kaçınılmalıdır. Bu amaçla, (3.24) denklemi aşağıdaki aralıklar için yeniden yazılırsa,

$$U_s - e - R_s i_0 - L_{1s} \frac{\Delta i_1}{\Delta t_1} = 0 \quad t_0 \leq t \leq t_1 \quad (3.30)$$

$$U_s - (e + \Delta e) - R_s i_0 - L_{1s} \frac{\Delta i_{20}}{\Delta t_{20}} = 0 \quad \left\{ \begin{array}{l} t_0 \leq t \leq t_1 \\ \Delta e = e_2 - e_0 \end{array} \right\} \quad (3.31)$$

$$\text{Burada, } \frac{\Delta i_{20}}{\Delta t_{20}} = \frac{i_2 - i_0}{t_2 - t_0} \text{ dır.}$$

(3.30) ve (3.31) denklemlerinden Δe için (3.32)'deki ifade yazılabilir.

$$\Delta e = L_{1s} \left(\frac{\Delta i_{20}}{\Delta t_{20}} - \frac{\Delta i_1}{\Delta t_1} \right) \quad (3.32)$$

Bu direnç düzeltme algoritması için uygulamada dikkat edilmesi gereken noktalardan biri, akım üzerindeki histerezis banda göre örnekleme zaman aralıklarının belirlenmesidir. Örnekleme zaman aralıklarının, akımın yükselmesi sırasında üç ardışıl ölçme yapabilecek şekilde seçilmesi gerekmektedir. Direnç düzeltimi için yöntemin gerçek zamanda gerek duyduğu hesaplama zamanı, TMS320E14 -DSP temelli mikrodenetleyici dikkate alındığında (8 çarpma, 9 çıkarma, 2 toplama ve 3 bölme ile) yaklaşık 30 μs 'dir.

3.4.2. R_s ölçme yönteminin stator kaçak indüktansının düzeltilmesinde kullanılması

Bütün kontrol sistemleri geribesleme yollarında en az parametre bağımlılığı ister. (3.17) denklemindeki rotor akısı hesaplamasında kullanılan σL_s parametresi, büyük ölçüde kaçak indüktans ile etkilenmektedir. Çalışma frekansına ve akım değerine bağlı olarak, kaçak indüktansın değeri değişebilmektedir.

Sincap kafesli asenkron motorlar yapılış teknolojisine bağlı olarak, kapalı oluklu veya açık oluklu olarak imal edilmektedirler. Özellikle kapalı oluklu olarak imal edilen asenkron motorlarda kaçak indüktans, akım değerine bağlı olarak büyük değişiklik göstermektedir (Xu, 1990). Genellikle Ek-4 'de verilen başlangıç ölçme yöntemiyle elde edilen değer, alan yönlendirme hesaplamaları için kullanılır. Ancak çok daha doğru sonuçların elde edilebilmesi için, değişik akım değerleri için ölçülen kaçak indüktans değerlerinin ortalamasının kullanılması tercih edilir.

Stator kaçak indüktansının motorun çalışması sırasında belirlenmesi için, eğer stator direnci biliniyorsa, yukarıda stator direncinin ölçülmesi için geliştirilmiş olan yöntemden yararlanılabilir. Buna göre

$$L_{1s} = \frac{R_s \Delta t_1 \Delta t_2 (\hat{i}_1 - \hat{i}_2) - \Delta e \Delta t_1 \Delta t_2}{\Delta i_1 \Delta t_2 - \Delta i_2 \Delta t_1} \quad (3.33)$$

yazılabilir. Bu yöntemin, ikinci bir kullanım yeri olarak da, başlangıçta L_{1s} kaçak indüktansının belirlenmesi gösterilebilir.

3.5 Hız Geribeslemesi İçin Hız Bilgisinin Hesaplanması

Endüstriyel uygulamaların büyük çoğunluğu hız kontrollü sistemlerdir. Bu tür sürücüler genel olarak hız ölçücü kullanırlar. Ancak bazı uygulamalarda hız ölçücü istenmez. Bu durumda hız kontrolü istenirse, hızın diğer elektriksel büyüklüklerden hesaplanması

gerekmektedir. Şekil 3.2 'de tanıtılan alan yönlendirme algoritması, hız kontrollu olarak kullanıldığı zaman, rotor hızını ek bir ölçme yapmaksızın hesaplamayı mümkün kılmaktadır. Bunun için rotor akısı konum bilgisi θ_s belirlendikten sonra, Şekil 3.12 'de blok gösterim olarak verilen hesaplamalar yardımıyla senkron hız hesaplanır.

$$W_{shesap} = p \cdot \sin\theta_s \cos\theta_s - p \cdot \cos\theta_s \cdot \sin\theta_s \quad (3.34)$$

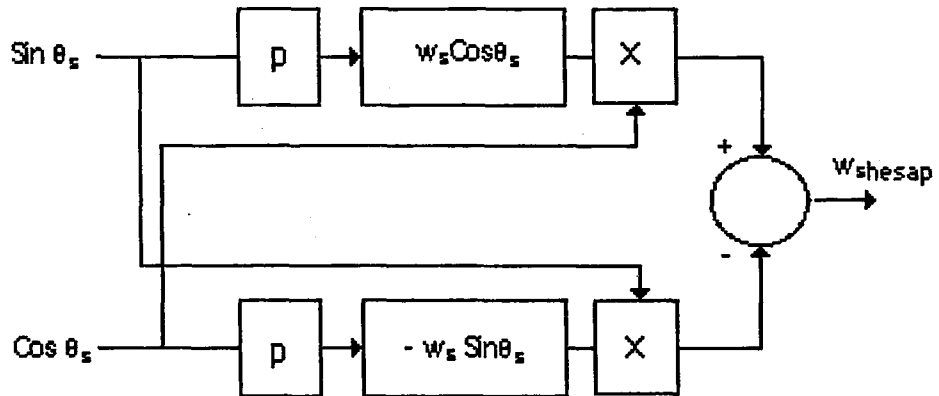
w_{shesap} ile hesaplanan senkron hız, kayma hızı ile ilişkilendirilerek rotor hızı bulunabilir. Böylece denklem (2.42) 'deki gibi kayma hızı hesaplandığı zaman,

$$w_k = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \quad (3.35)$$

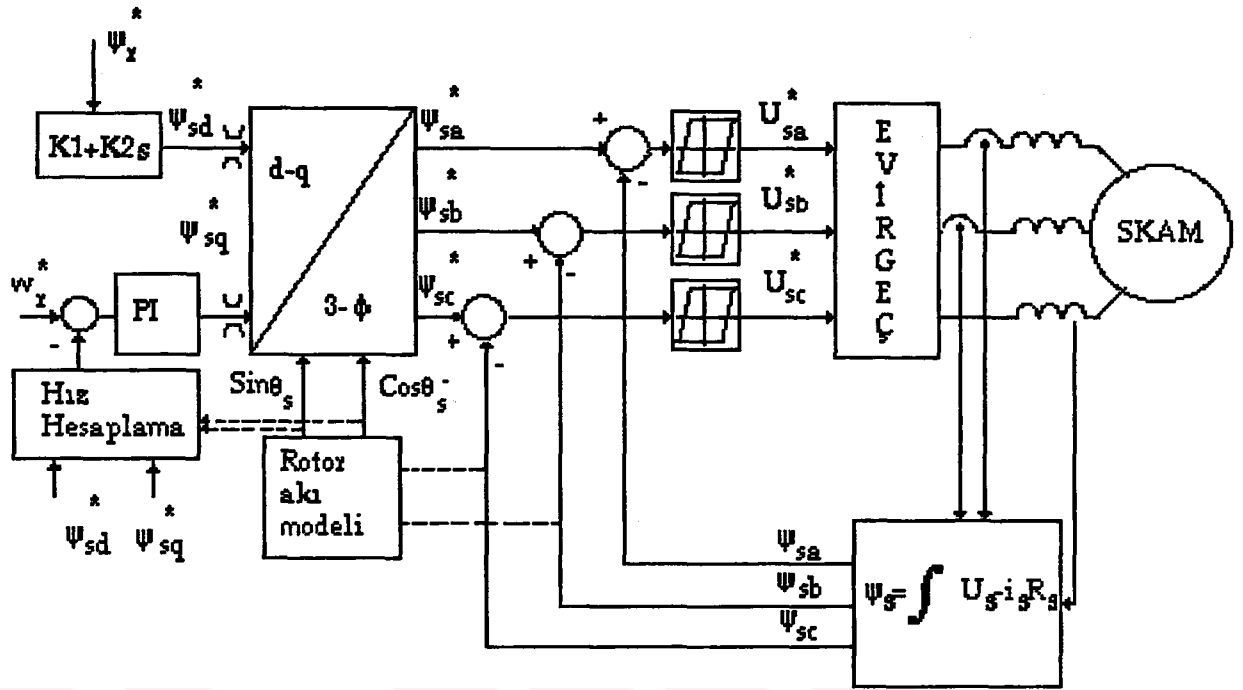
rotor hızı için,

$$w_{rh} = w_{shesap} - w_k \quad (3.36)$$

denklemini kullanılabilir. Burada kaymanın sürekli durum ifadesinden elde edilmesi bir hata kaynağıdır. Bu hata geçici durumda oluşur. Hız kontrol döngüsünün eklenmesi ile geliştirilen algoritma Şekil 3.13'deki gibi olacaktır.



Şekil 3.12 Hız bilgisinin elde edilmesine ilişkin blok gösterim.



Şekil 3.13 Geliştirilen algoritmanın hız kontrollu olarak düzenlenmiş yapısı

Bu yönetime alternatif olarak stator akım-gerilim ölçmeleri ve denklem (2.56) kullanılarak belirlenen stator akı bileşenlerinden hareketle denklem (3.36) 'daki hesaplama kullanılabilir (Xu ve Novotny,1991).

$$w_{shesap} = p \theta_s$$

$$= p (\arctg \psi_{s\beta} / \psi_{s\alpha})$$

$$= \frac{((U_{s\beta} R_s I_{s\beta}) \psi_{s\alpha} - (U_{s\alpha} R_s I_{s\alpha}) \psi_{s\beta})}{|\psi_s|^2}$$

(3.37)

3.6 Özet

Bu bölümde rotor akı yönlendirmesi için stator akım-gerilim ölçmelerini kullanan bir yöntem geliştirilmiştir. Kontrol değişkeni olarak stator akısı kullanılmaktadır. Kontrol sistemine ilişkin aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir.

1) Evirgeç kontrolü için bang-bang kontrol kullanılmıştır. Anahtarlama diyagramları üzerinden incelenen bang-bang kontrol için evirgeç performansına etki eden histerezis bandı ile anahtarlama frekansı arasındaki ilişki ortaya konulmuştur.

2) Rotor akısı ölçme yöntemi stator direnci değişimlerinden etkilenmektedir. Bu nedenle stator direnç değerini ölçüp düzelten bir algoritma geliştirilmiştir.

3) Hız ölçücü kullanmayan bu alan yönlendirme yöntemi için hız geribesleme bilgisinin hesaplanmasına ilişkin modeller tanıtılmıştır.

4.BİLGİSAYAR BENZETİMİ SONUÇLARI

4.1. Giriş

Elektrik makinalarının gerek analiz ve gerekse de kontrol amaçlı incelenmesinde en önemli aşamalardan biride bilgisayar benzetimidir. Bilgisayar benzetiminde amaç elektrik makinasının bazı yaklaşımlar altında elde edilen modeli ile dinamik davranışlarını araştırmaktır. Ancak , yapılan bu yaklaşımlar ile asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolunda olduğu gibi, evirgeç elemanlarının da modele girmesi durumunda, çok küçük iterasyon adımları kullanılması gerekebilir. Burada önemli olan, gerçek fiziksel sistem davranışlarının olabildiğince araştırılmasıdır.

Bu bölümde, Bölüm 2 'de elde edilen matematiksel model kullanılarak yazılan benzetim programı sonuçları tartışılacaktır. İlk olarak alan yönlendirmeli kontrol moment kontrolü açısından incelenmiştir. Daha sonra, yöntemin motor parametrelerine bağımlılığı ve bu durumun çözümü olmak üzere geliştirilen direnç düzeltme algoritmasının sonuçları sunulmuştur. İzleyen alt bölümde bang-bang kontrollu evirgeç performansının değerlendirilmesi için evirgeç çıkışı değişik koşullar altında incelenmiştir. Daha sonra mikroişlemci hesaplama gecikmeleri benzetim programına eklenmiş ve etkileri incelenmiştir. Son olarak, hız bilgisinin model üzerinden hesaplanmasına ilişkin sonuçlar verilmiştir.

4.2. Benzetim Programının Genel Özellikleri ve Akış Diyagramı

Bu çalışmada, Bölüm 3 'de tanıtılan kontrol yapısının araştırılması için bir bilgisayar benzetim programı yazılmıştır. Programlama dili olarak QBASIC 'den

yararlanılmıştır. Benzetim programı, önce sincap kafesli asenkron makinanın d-q eksen sistemindeki modeli için yazılmıştır (Bölüm 2 'de yapılan yaklaşımlar ile).

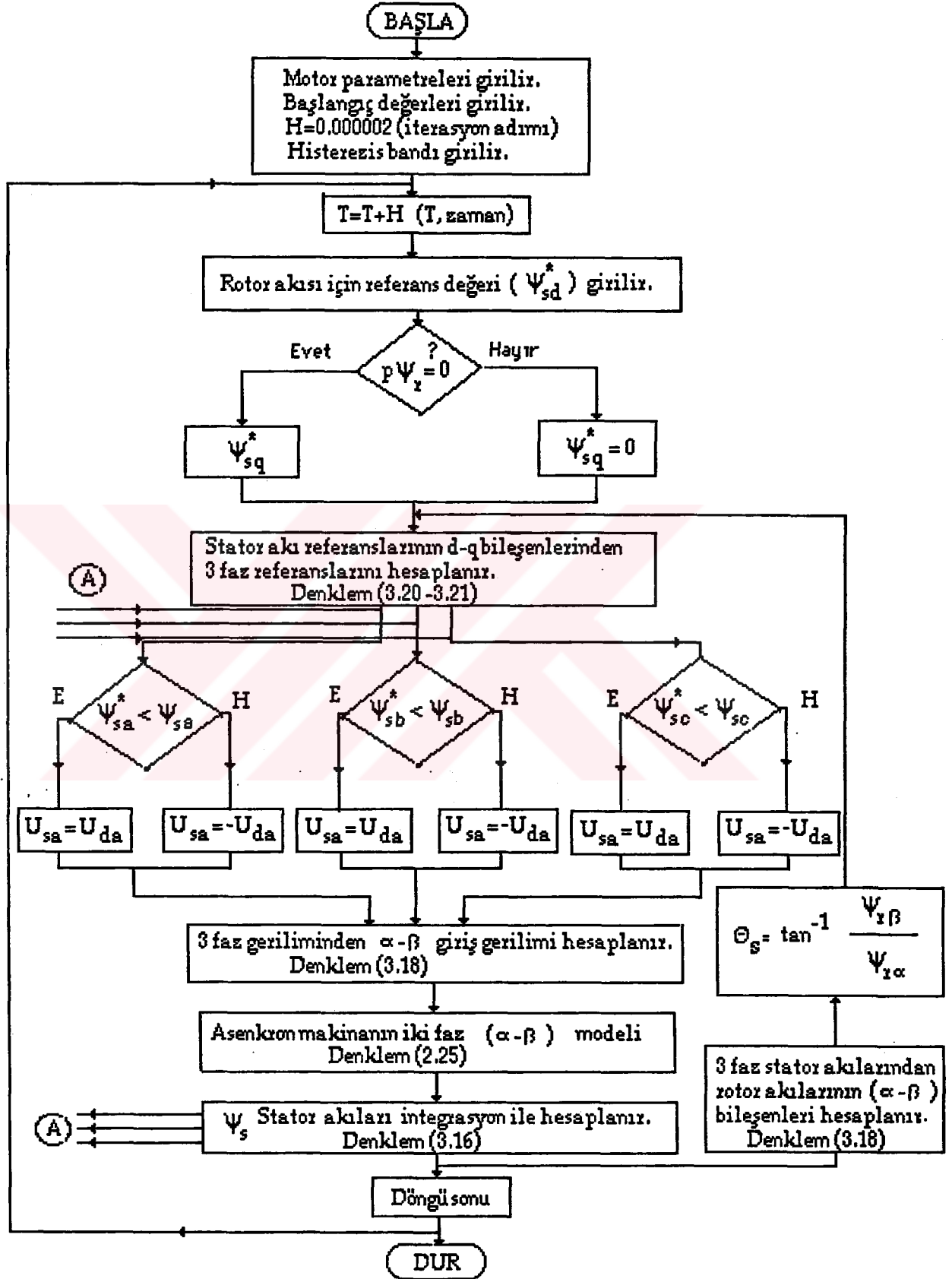
$$\begin{aligned}
 U_{sd} &= R_s i_{sd} - \omega_s \psi_{sq} + p \psi_{sd} \\
 U_{sq} &= R_s i_{sq} + \omega_s \psi_{sd} + p \psi_{sq} \\
 0 &= R_r i_{rd} - \omega_k \psi_{rq} + p \psi_{rd} \\
 0 &= R_r i_{rq} + \omega_k \psi_{rd} + p \psi_{rq} \\
 T_e &= \frac{p}{2} \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} \left(\dot{\psi}_{rd} i_{sq} - \dot{\psi}_{rq} i_{sd} \right) \\
 T_e - T_y &= \frac{2}{p} J \frac{d\omega_r}{dt}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Bu modeldeki diferansiyel denklemlerin sayısal çözümleri için 4-adımlı Runge-Kutta algoritması kullanılmıştır. Hem birime indirgenmiş ve hem de gerçek model için iki ayrı program yazılmıştır. Birime indirgenmiş model kullanılmasının nedeni elde edilen sonuçların başka motorlar içinde karşılaştırılabilir olmasının sağlanmasıdır. Birime indirgenmiş asenkron motor modeli Ek-1'de verilmiştir. Öncelikle yazılan benzetim programının güvenilirliği araştırılmıştır. Bu amaçla, asenkron motora boşa yolverilmiş ve hafızalı osiloskop aracılığı ile kaydedilen ölçme sonuçları çizdirilmiştir. i_{sa} faz akımı ve hızın ölçüldüğü bu deneyden sonra benzetim programı aynı koşullar için koşturulmuş ve sonuçlar çizdirilmiştir. Her iki sonuç karşılaştırıldığı zaman benzetim programının doğruluğu gözlenmiştir. Şekil 4.1 ve Şekil 4.2 sırasıyla ölçme ve benzetim sonuçlarını göstermektedir. Benzetim programında kullanılan motor parametreleri aşağıdaki gibidir.

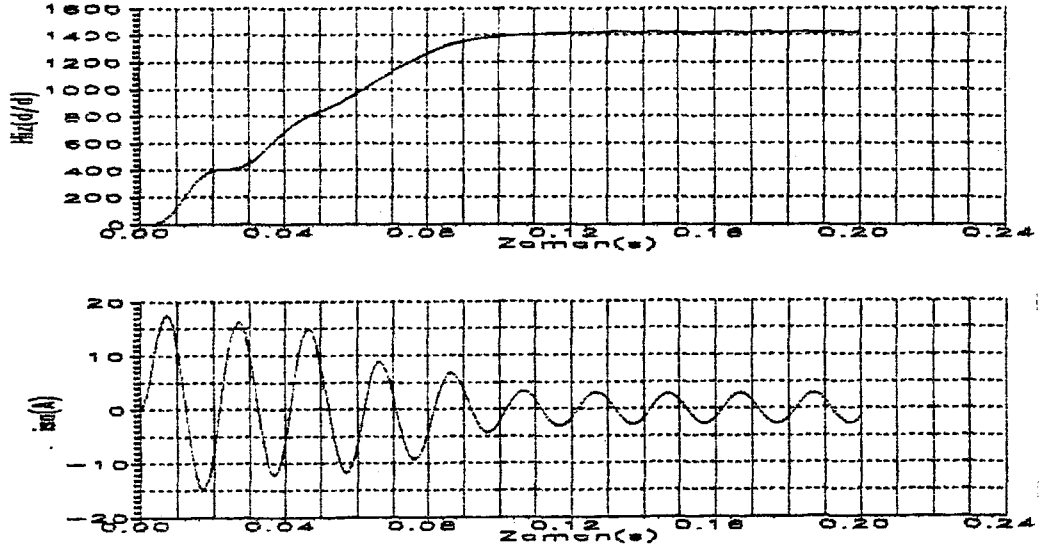
Motor Parametreleri :

U_N	380 V
I_N	2.7 A
P_N	1.1 kW
n_N	1380 d/d
M_N	7.62 Nm
Stator Direnci	7 Ohm
Rotor direnci(indirgenmiş)	6 Ohm
Stator kaçak indüktansı	0.02 H
Rotor kaçak indüktansı(indirgenmiş)	0.02 H
Ortak indüktans	0.5 H
Eylemsizlik Katsayısı	0.0085 Kg m ²

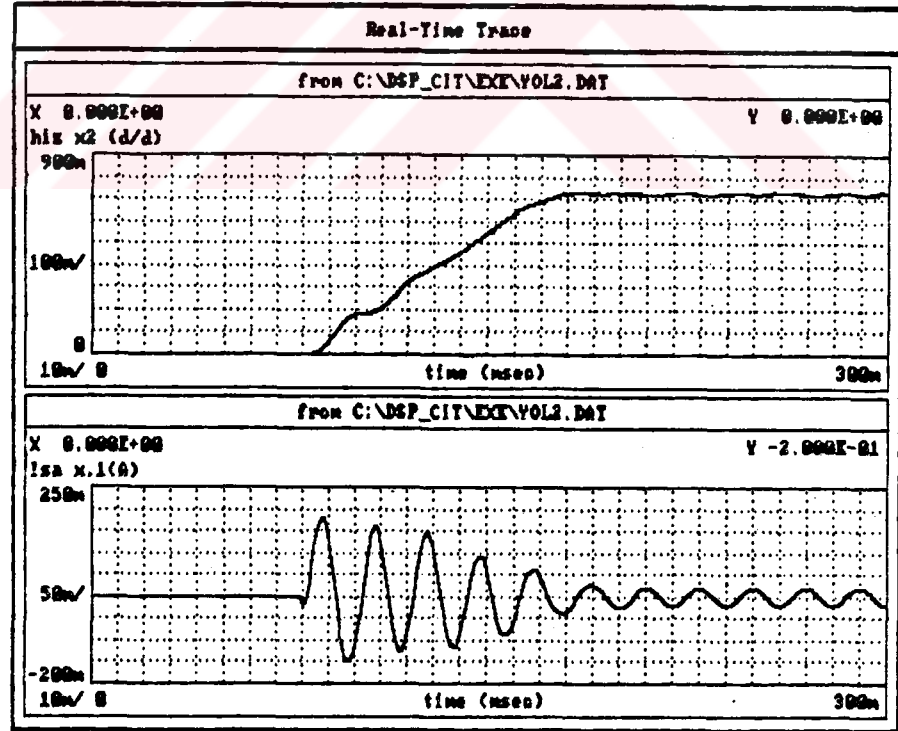
İkinci aşamada evirgecin modeli, anahtarlama elemanlarının ideal varsayılması ile programa eklenmiştir. Evirgeç anahtarlama elemanlarının eklenmesiyle ortaya çıkan benzetim programının tam sonuç verebilmesi için, integrasyon adımı olarak 2µs seçilmiştir. Daha sonra alan yönlendirmeli kontrol için gerekli hesaplama birimleri (açı ve dönüşüm hesaplamaları) eklenerek Şekil 4.1 'deki akış diyagramına göre benzetim programı yazılmıştır. Şekil 3.2 'deki algoritmaya ilişkin olarak hazırlanan bu akış diyagramından görüldüğü gibi burada bir hız kontrol döngüsü yoktur. Evirgecin bang-bang kontrolü için gerekli histerezis band ve diğer değerler tuş takımından girilebilmektedir. Stator akılarının geribesleme değerleri hesaplanırken gerekli integrasyon işleminde (denklem (3.16)) dikdörtgen (rectangular) kuralı uygulanmıştır. Daha sonra hem mikroişlemci seçimine temel oluşturması ve hem de performans üzerine etkilerinin incelenmesi için mikroişlemci hesaplama gecikmeleri dikkate alınmıştır. Son olarak hız geribesleme bilgisi gerçekçi bir algoritma ile hesaplanmıştır.



Şekil 4.1 Bilgisayar benzetimi için akış diyagramı



Şekil 4.2 Asenkron motorun boşta yol almasına ilişkin i_{sa} faz akımı ve hızın benzetim programından elde edilen sonuçları



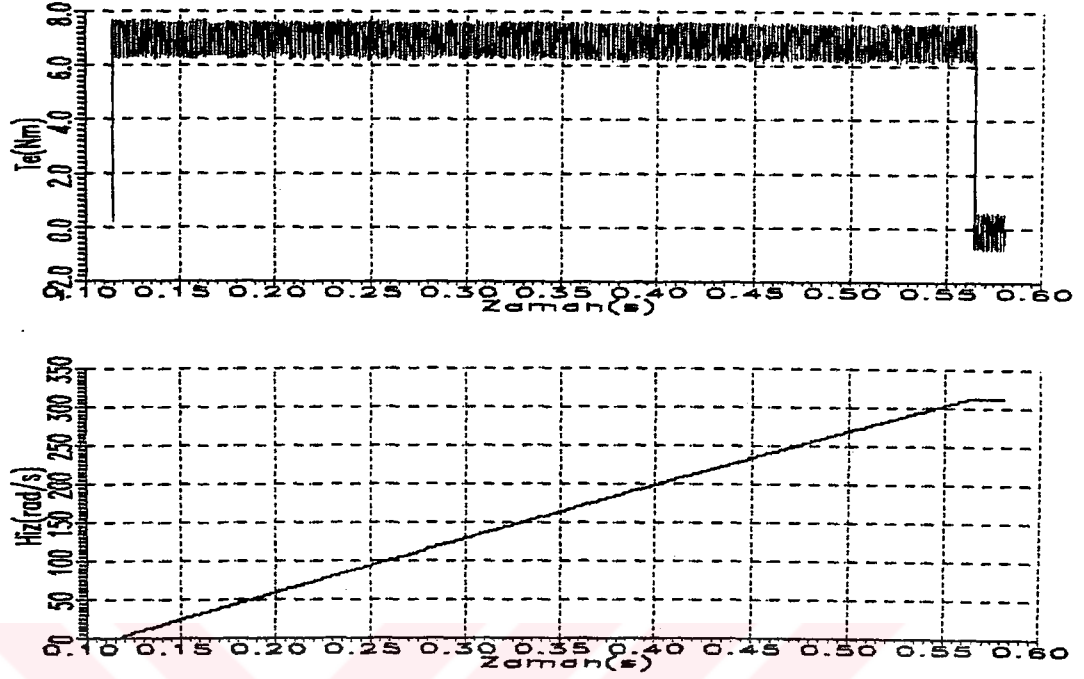
Şekil 4.3 Asenkron motorun boşta yol almasına ilişkin i_{sa} faz akımı ve hızın gerçek sistemden elde edilen sonuçları

4.3. Asenkron Motorun Alan Yönlendirmeli Kontroluna İlişkin Benzetim Sonuçları

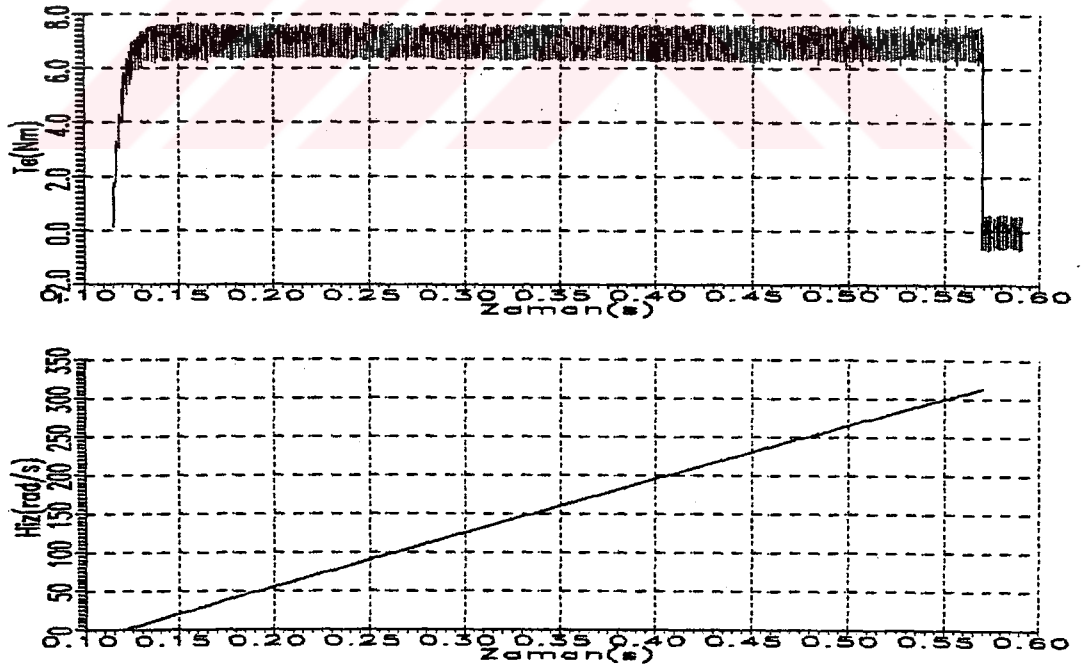
Benzetim programı, asenkron motor parametrelerinin değişmediği varsayımı ile çalıştırılırsa, alan yönlendirmeli asenkron motor kontrol uygulamasına ilişkin bazı sonuçların elde edilmesi mümkün hale gelir. Böylece ilk olarak asenkron motorun çıkış momentini inceleyebilmek için stator akılarının q- bileşenine ait referans değeri olarak $\psi_{sq}^* = 1.74 \text{ Wb}$ ve d- bileşenine ait $\psi_{sd}^* = 0.9875 \text{ Wb}$ olarak 7 Nm 'lik bir moment referansı için girilmiştir. Bu durumda alan yönlendirmeli asenkron motorun benzetim programından elde edilen moment- zaman ve hız-zaman değişimleri Şekil 4.4 'deki gibidir. Bu çıkışlar incelendiği zaman, momentin bir gecikme ile referansını izlediği gözlenir. Gecikmenin nedeni ise, rotor akısının kendi referansı ile ulaşması istenilen değere belirli bir gecikme ile ulaşabilmesidir. Alan yönlendirmeli kontrol durumunda rotor akısı ile moment ayrı ayrı kontrol edilebildiğinden dolayı moment cevabını hızlandırabilmek için rotor akısı önce oluşturulur. Daha sonra moment referansı girilir. Şekil 4.5 den görüldüğü gibi, moment kendi referansını anlık olarak (yaklaşık 1 ms'lik bir gecikme ile) izleyebilmektedir. Bu sonuç hızlı moment cevabının istendiği uygulamalarda rotor akısının sabit tutulması gerekliliğini ortaya koymaktadır.

4.4. Kontrol Sisteminin Motor Parametreleri Duyarlılığının İncelenmesi

Asenkron motorun parametreleri çalışma koşullarına bağlı olarak değişebilmektedir. Bu değişimleri kaynağı önceki bölümlerde belirtilmişti. Parametre değişimleri, izlenip düzeltilmemiş ise bu durumda alan yönlendirmeli kontrol performansı olumsuz etkilenmektedir. Asenkron motorun parametrelerinin değişmesi ile mikroişlemci belleğindeki parametre doğruluğunu kaybetmektedir. Böylece parametre değişiminin olumsuz etkileri hem geçici durumda ve hem de sürekli durumda oluşabilmektedir. Şekil 3.2 'deki algoritma için performans üzerinde etkili olabilecek parametreler stator direnci (R_s)



Şekil 4.4 $\psi_{sd}^* = 0.9875$ Wb ve $\psi_{sq}^* = 1.74$ Wb için asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrol durumunda moment-zaman ve hız-zaman değişimleri



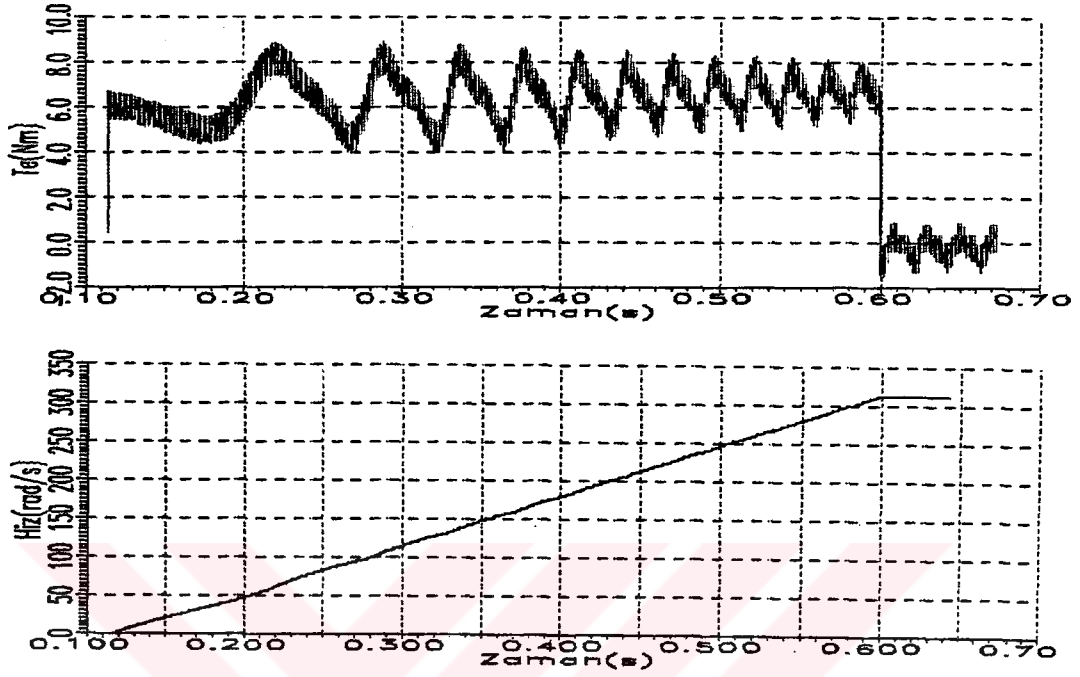
Şekil 4.5 $\psi_{sd}^* = 0.9875$ Wb ve $\psi_{sq}^* = 1.74$ Wb için asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrol durumunda rotor akısı önceden oluşturulduğunda moment-zaman ve hız-zaman değişimleri

ve stator geçici indüktansdır (σL_s). Bunların dışında kalan L_m ortak indüktans değeri sabit akı seviyesinde çalışılacağı için ve rotor direnci ise geribesleme hesaplamalarında görünmediği için dikkate alınmayacaktır. Bu parametrelerin moment kontrolü üzerindeki etkilerinin benzetim programı ile incelenmesi durumunda ilgili parametrelerin belirli bir oranda farklılaştığı varsayılacaktır. İlk olarak stator direnci değerinin gerçek değerinden %10 fazla olarak hesaplamalarda kullanıldığı durum incelenecektir. Bu durum olabilecek en kötü koşuldur. Çünkü stator direnci yavaş bir değişim gösterir. Asenkron motor hızlanırken, stator direnci değerinin %10 daha yüksek olarak alınması durumuna ilişkin moment ve hızın zamana karşı değişimleri önceki sonuçlardakinin aynı olan referanslar için Şekil 4.6 da gösterilmiştir. Bu sonuç incelendiği zaman kararsız bir yapı oluştuğu görülür.

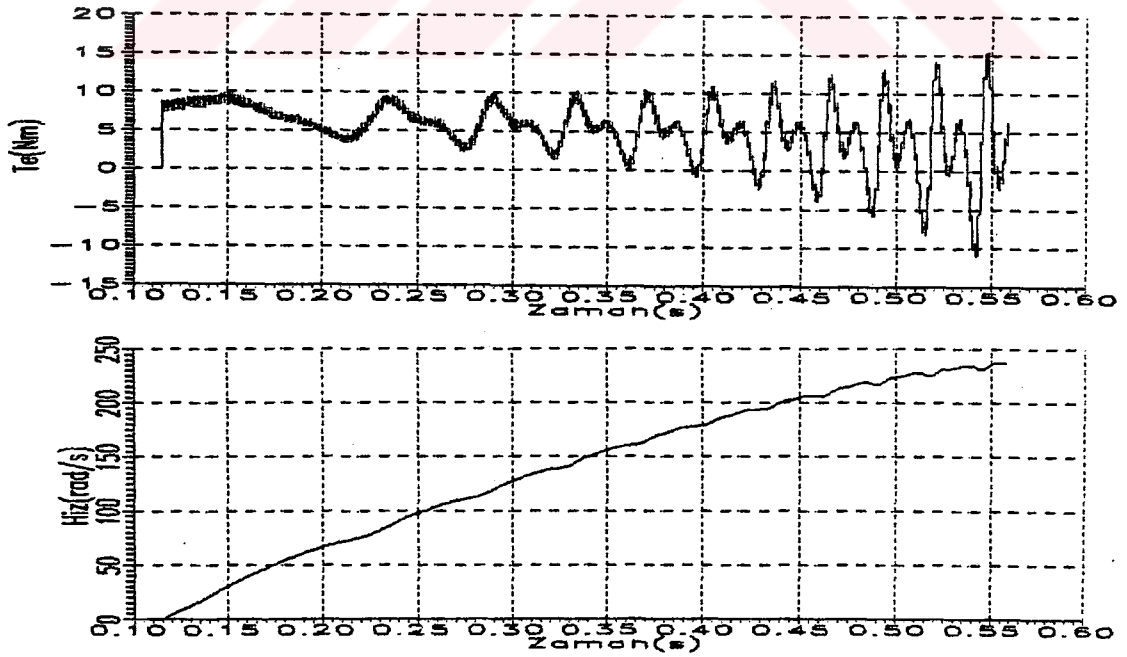
Eğer stator direncinin değeri integral hesaplamalarında %10 daha az olarak kullanılırsa, bu durumda moment yine salınım yapacaktır. Ancak Şekil 4.6 'daki değişimden farklı olarak bu salınımlar hızın artması ile birlikte Şekil 4.7 'de gösterildiği gibi azalmaktadır. Şekil 4.6 ve 4.7' de sunulan sonuçlardan stator direncinin değerinin geçici durumda oldukça önemli olduğu görülmektedir.

Sürekli durumda stator direncinin etkisini incelemek için asenkron motor 7 Nm 'lik sabit yük altında çalıştırılmıştır. Bu koşullarda stator direnci basamak şeklinde %10 farklılaştırılmıştır. Bu inceleme benzetim programı aracılığı ile değişik hızlar için yapılmıştır. Şekil 4.8, 4.9 ve 4.10 'da sunulan sonuçlar ile sırasıyla nominal hızın %10, %20 ve %20 'si için moment ve hız değişimleri gösterilmiştir. Bu şekillerden stator direnci farklılaştığı zaman ortalama momentin azaldığı ve dolayısıyla motor hızında da azalma olduğu gözlenir. Bu azalma miktarı yüksek hızlarda düşük hızlara göre daha azdır.

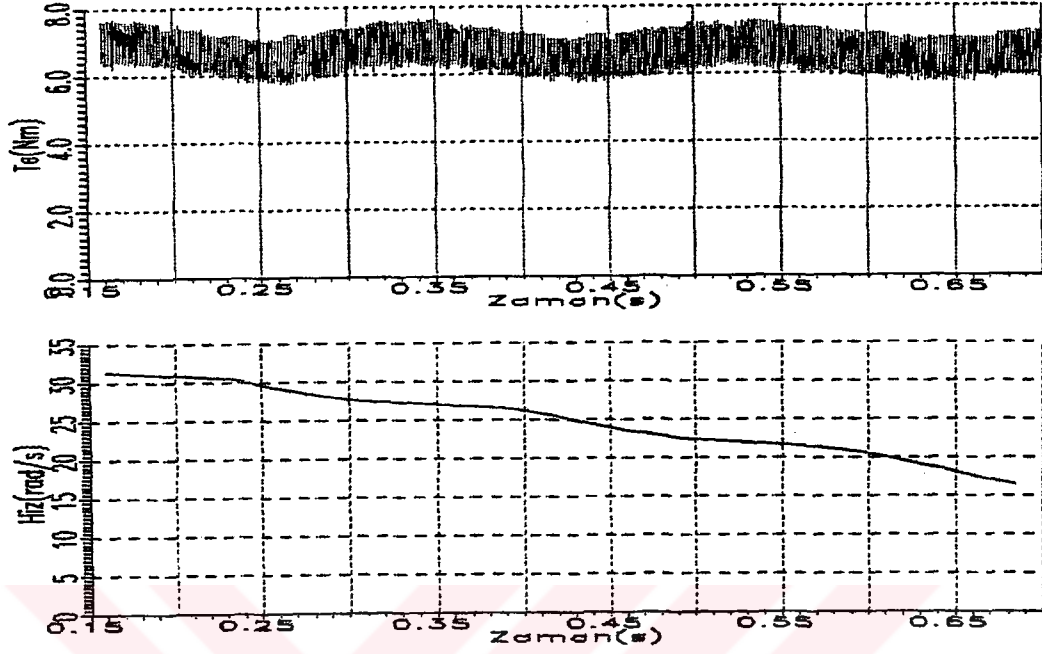
Hem geçici durum hem de sürekli durum için yapılan bu incelemelerden sonra stator direncinin düzeltilmesi zorunluluğu ortaya çıkmaktadır.



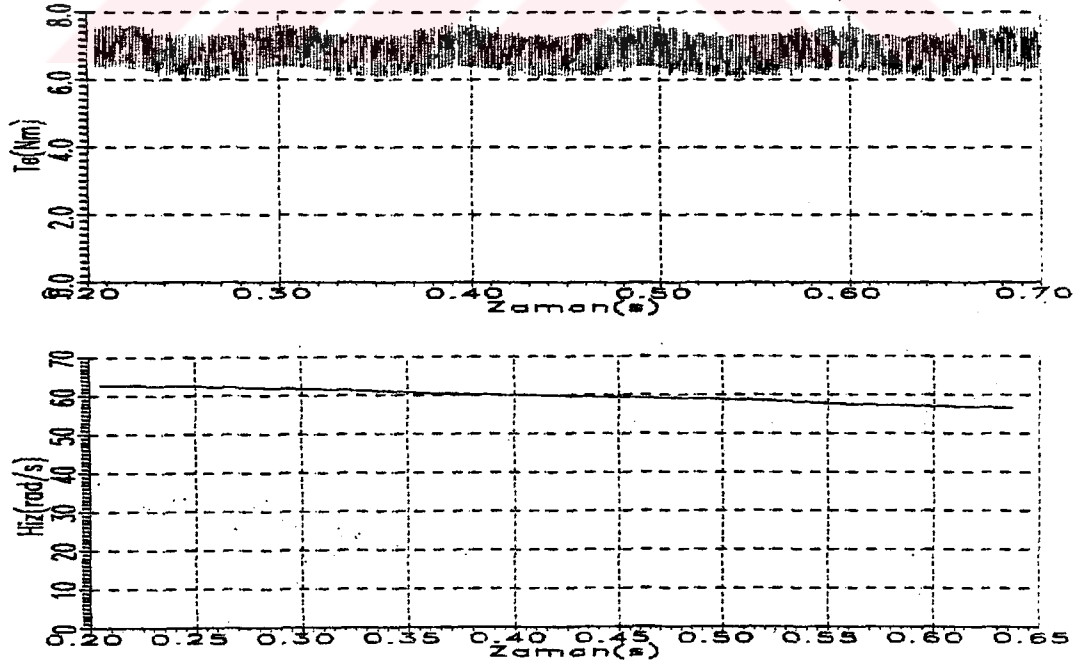
Şekil 4.6 Stator direncinin %10 fazla olarak hesaba katıldığı duruma ilişkin moment ve hız değişimleri.



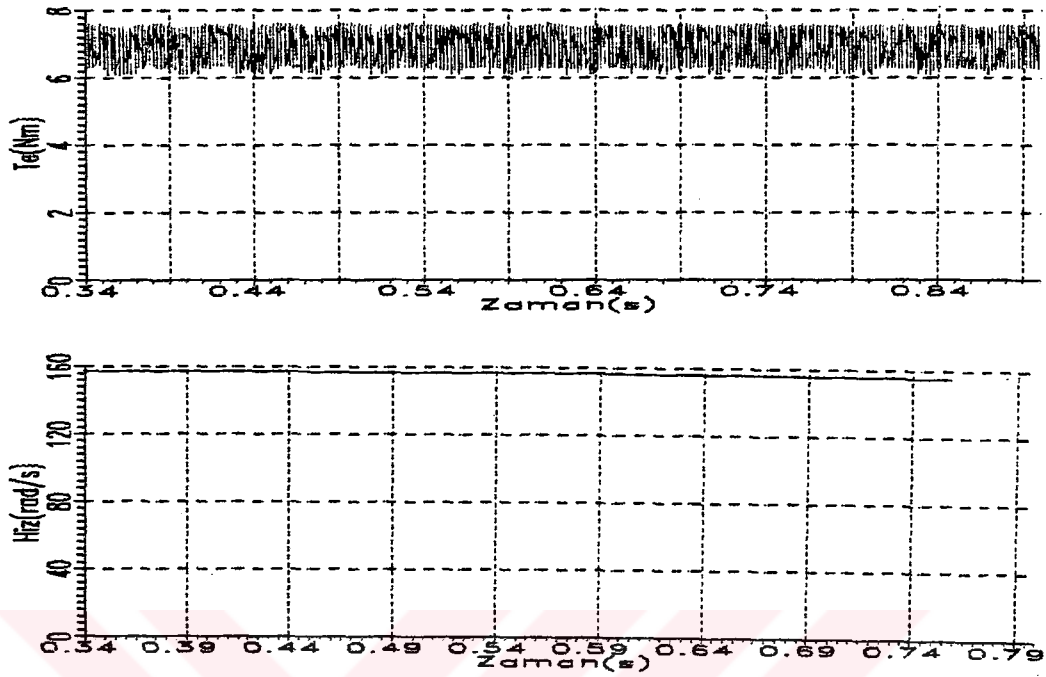
Şekil 4.7 Stator direncinin %10 az olarak hesaba katıldığı duruma ilişkin moment ve hız değişimleri.



Şekil 4.8. Sürekli durumda nominal hızın %10 için stator direncinin farklılaşması ile moment ve hız değişimleri

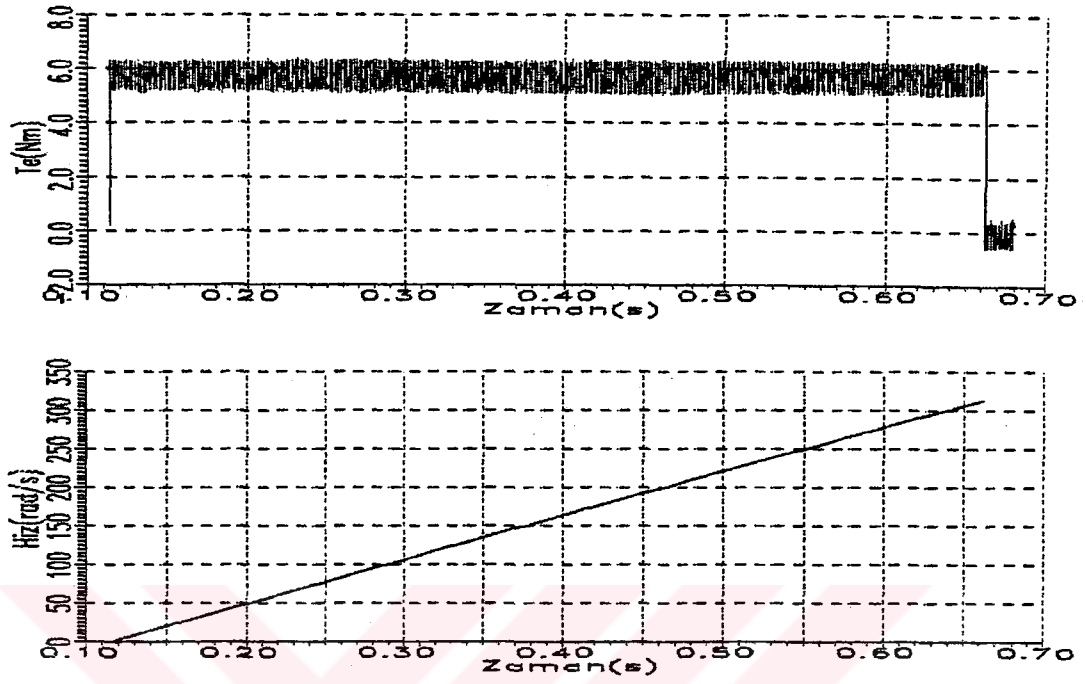


Şekil 4.9. Sürekli durumda nominal hızın %20 için stator direncinin farklılaşması ile moment ve hız değişimleri

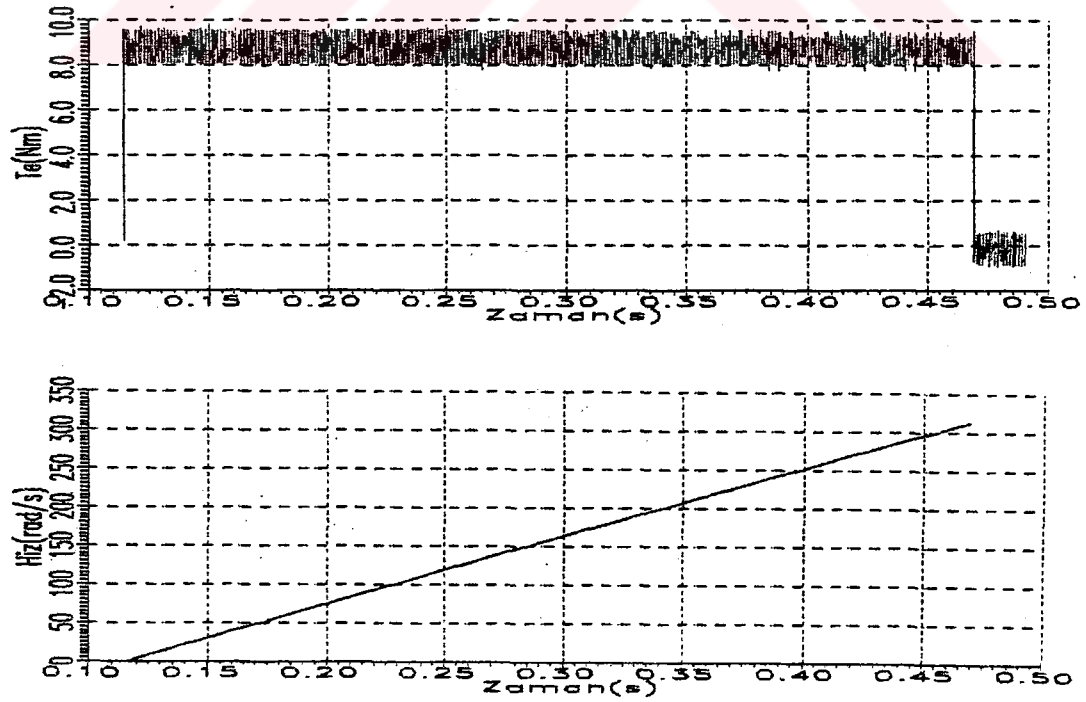


Şekil 4.10. Sürekli durumda nominal hızın %50 için stator direncinin farklılaşması ile moment ve hız değişimleri

Diğer önemli parametre olan σL_s 'nin hesaplamalarda gerçek değerinden farklı olarak kullanılması durumunda geçici durum moment değişimleri Şekil 4.11 ve 4.12'de sunulmuştur. Şekil 4.11'de σL_s 'nin %20 fazla alınması ve Şekil 4.12'de ise %20 daha az alınması durumunu ilişkin sonuçlar sunulmuştur. Moment değerlerinin incelenmesi ile σL_s 'nin %20 fazla alınması durumunda, çıkış momentinin parametrelerin doğru olduğu duruma göre (bakınız Şekil 4.5) %18.5 'luk bir artma gösterdiği görülür. Benzer şekilde σL_s 'nin %20 az alınması durumunda ise moment değeri %15.6 civarında azalmıştır. Bu iki sonucun değerlendirilmesi stator geçici indüktansı σL_s 'nin değerinin doğru girilmesinin önemini ortaya koymaktadır. Aksi takdirde moment referansını izleyemez. Bu parametrenin ölçümü için prosedür EK-4 de verilmiştir. Bu ölçme yöntemi yeterli doğrulukta parametrenin belirlenmesini sağlar.



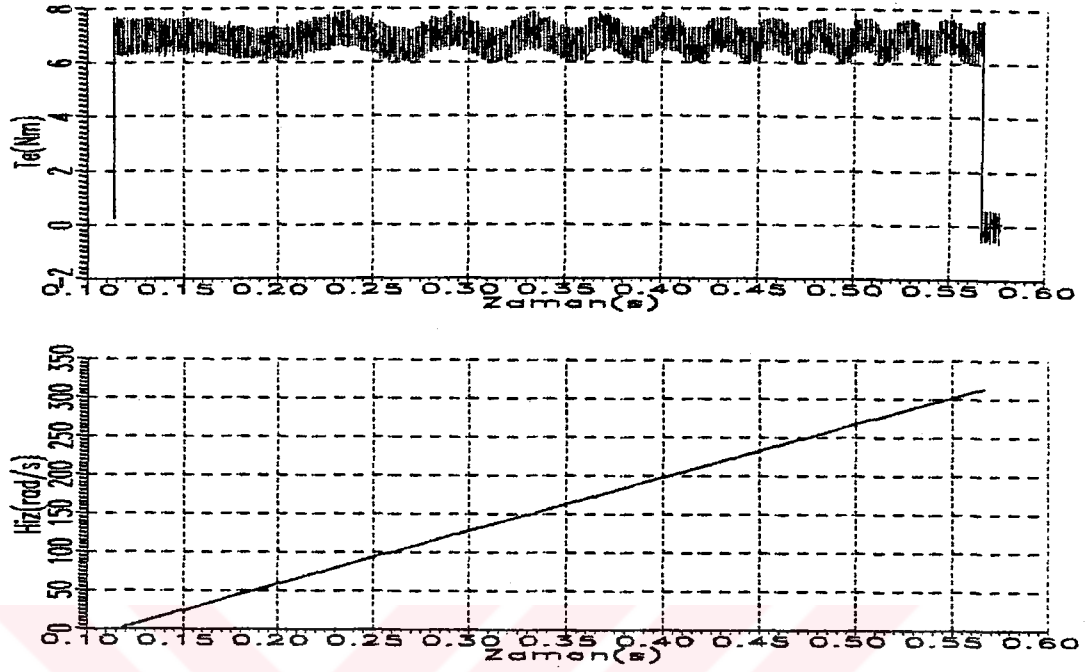
Şekil 4.11. σL_s 'nin %20 daha fazla alınması durumunda moment ve hız-zaman değişimi



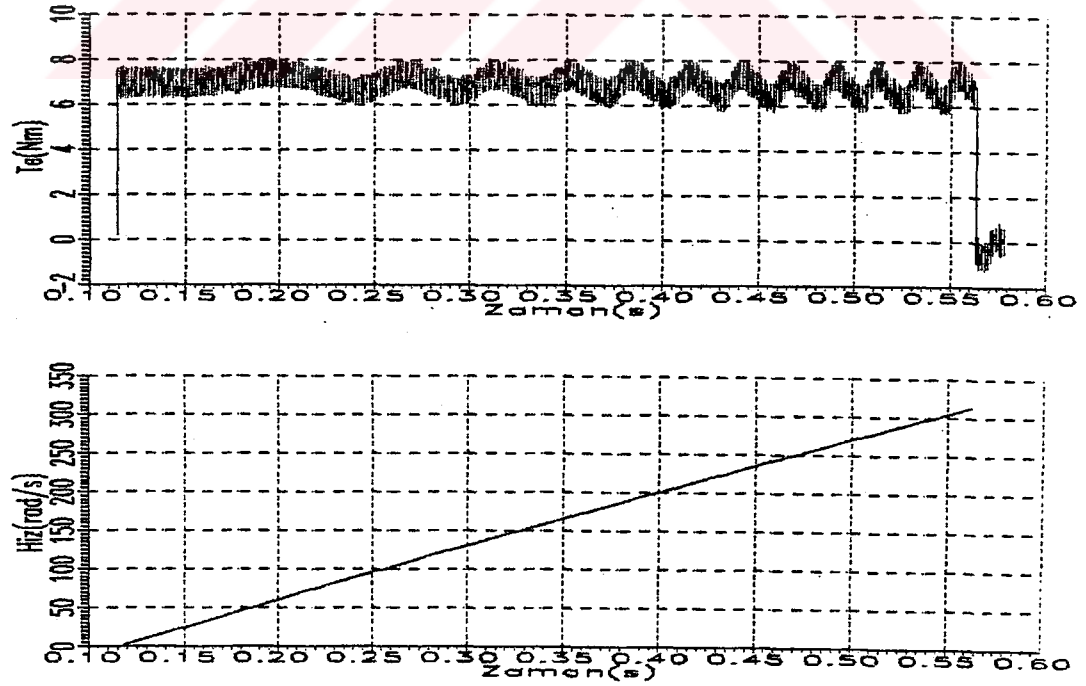
Şekil 4.12. σL_s 'nin %20 daha az alınması durumunda moment ve hız-zaman değişimi

4.5.Stator Direncinin Asenkron Motorun Çalışması Sırasında Düzeltilmesine İlişkin Benzetim Sonuçları

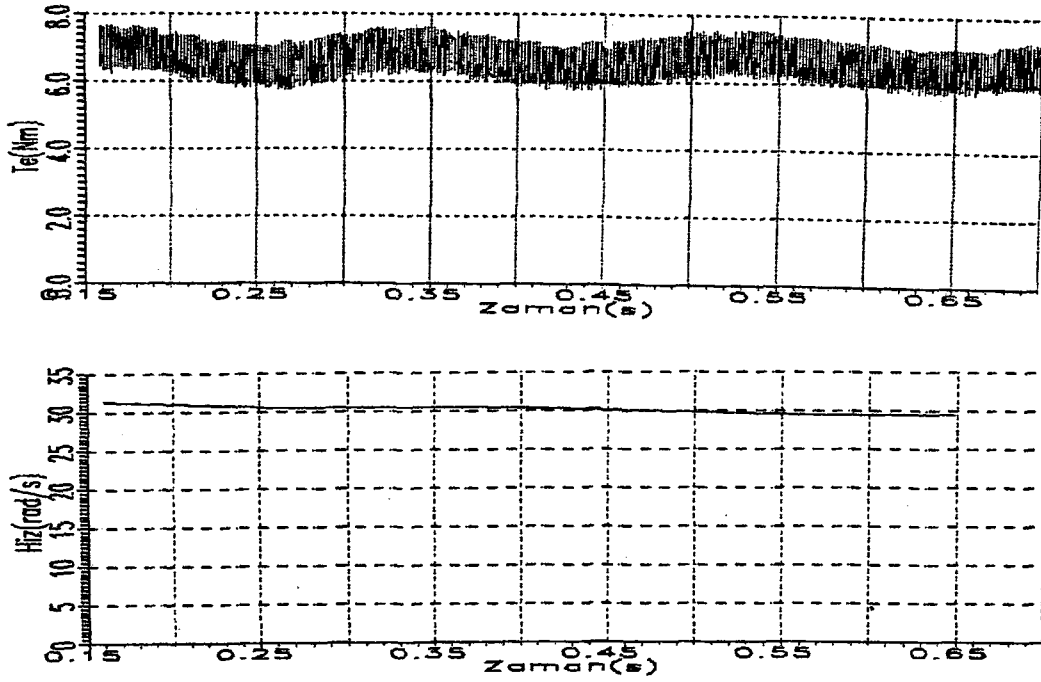
Rotor akısının hesaplanması sırasında stator direncinin tam ve doğru değerinin girilmesi, alan yönlendirmeli asenkron motordan beklenen performansın elde edilmesine yolaçmaktadır. Aksi durumlarda özellikle düşük hızlarda performans bozulması oluşmaktadır. Önceki alt bölümde verilen benzetim sonuçları incelendiği zaman, stator direncinin farklılaşması ile moment kontrolünün kaybolduğu ve bunun sonucunda örneğin sürekli durumda hızın azaldığı açıkça görülmektedir. Böylece gerek motorun ilk parametrelerinin yazılması ve gerekse de çalışması sırasındaki sıcaklık artışı sonucu ortaya çıkan gerçek değerden sapmaların düzeltilmesi gerekir. Bu amaçla Bölüm 3 'de tanıtılan yöntem kullanılabilir. Yöntemin uygulama sırasındaki etkilerinin incelenmesi amacıyla benzetim programına direnç ölçme birimi eklenmiştir. Bu birim oldukça gerçekçi olarak çalışmaktadır. Benzetim programına zıt e.m.k. 'in değişiminin en az olduğu bölgede gerilimin anahtarlanması sonrasında, anahtarlama anından başlayarak 10 'ar μ s 'lik aralıklar ile üç akım değerini kaydetmektedir. Daha sonra bu değerler üzerinden denk.(3.28) kullanılarak stator direnci hesaplanmaktadır. Bu algoritmanın benzetim programına eklenmesinden sonra, önceki bölümde verilen stator direncinin farklı olduğu koşullar için yeniden sonuçlar alınmıştır. Alınan sonuçlar önceki bölümdeki sıralama ile Şekil 4.13, 4.14, 4.15, 4.16, 4.17 'de gösterilmiştir.



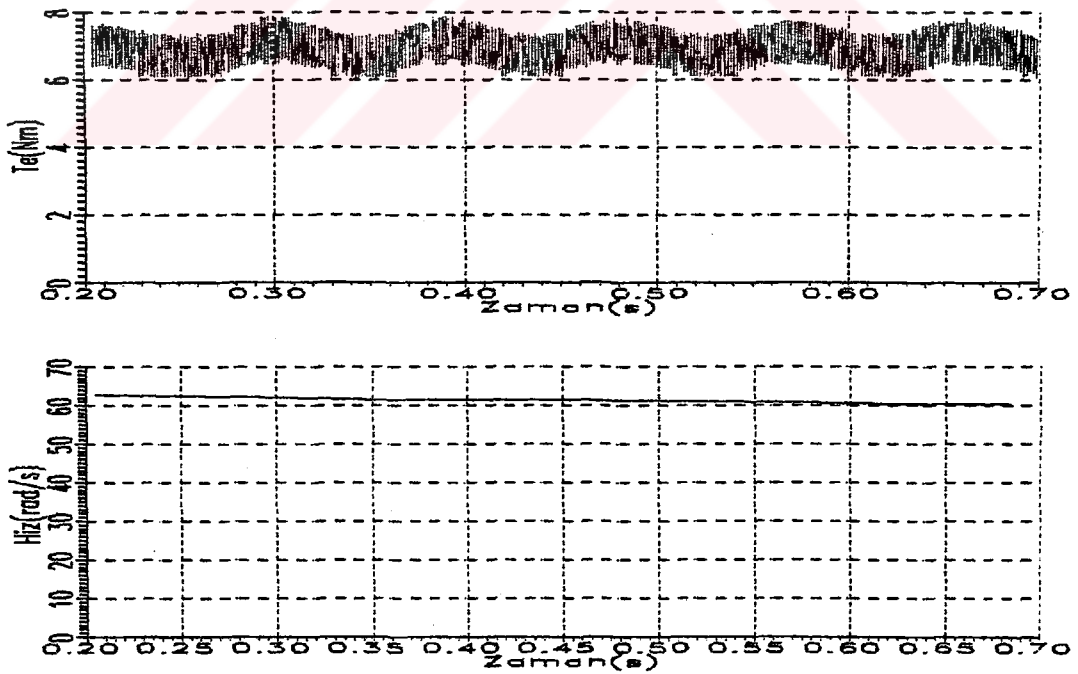
Şekil 4.13 Stator direncinin %10 fazla olması durumunda direnç düzeltme algoritmasının etkilerine ilişkin moment ve hız değişimleri.



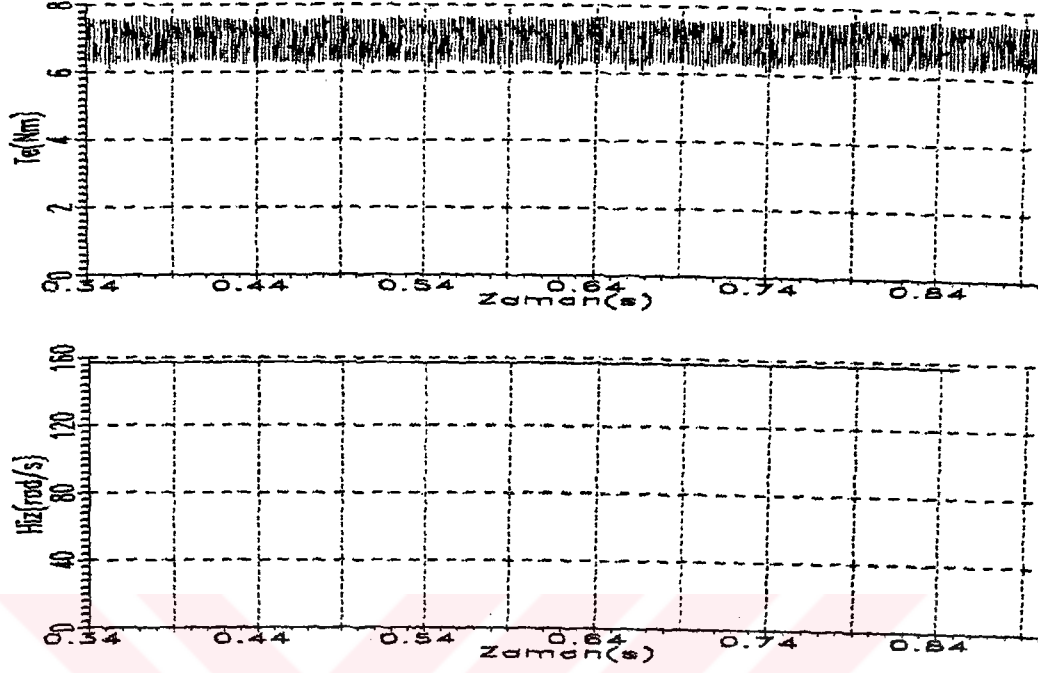
Şekil 4.14 Stator direncinin %10 az olması durumunda direnç düzeltme algoritmasının etkilerine ilişkin moment ve hız değişimleri.



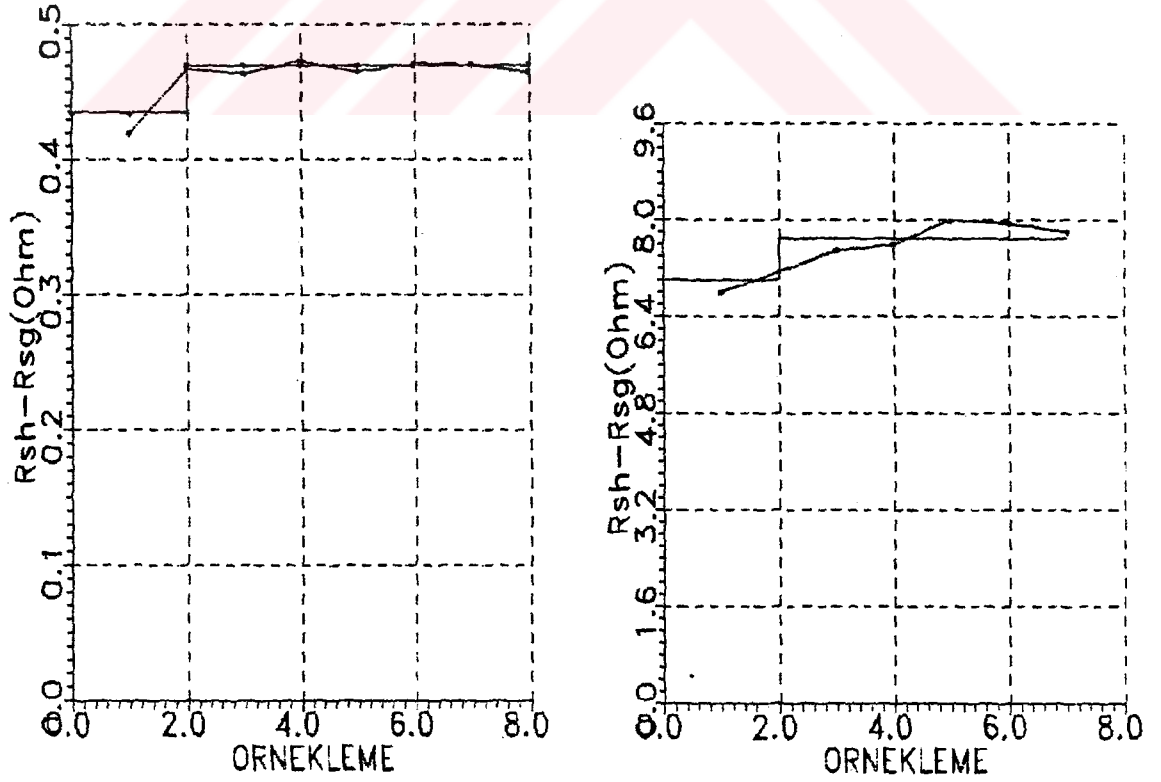
Şekil 4.15. Sürekli durumda nominal hızın %10 'si için stator direncinin farklı olması durumunda direnç düzeltme algoritmasının etkilerine ilişkin moment ve hız değişimleri



Şekil 4.16. Sürekli durumda nominal hızın %20'si için stator direncinin farklı olması durumunda direnç düzeltme algoritmasının etkilerine ilişkin moment ve hız değişimleri



Şekil 4.17. Sürekli durumda nominal hızın %50 'si için stator direncinin farklı olması durumunda direnç düzeltme algoritmasının etkilerine ilişkin moment ve hız değişimleri



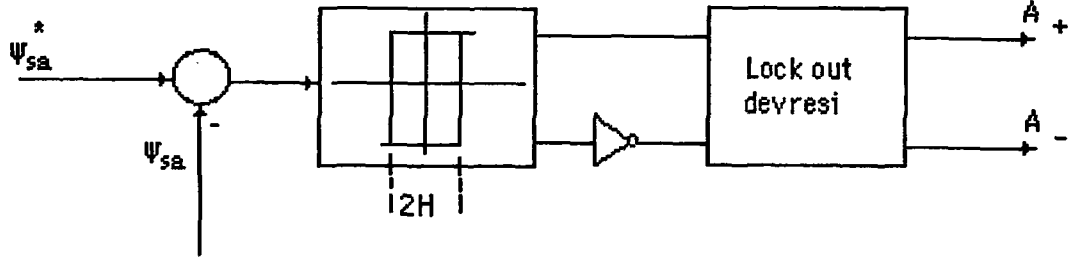
Şekil 4.18 İki farklı asenkron motor için direnç düzeltme algoritması ile elde edilen sonuçlar

Bu sonuçlardan görüldüğü gibi direnç düzeltme algoritmasının çalıştırılması ile moment üzerindeki salınımlar hızla azaltılmıştır. Bunun sonucunda nominal hızın %10 'u için direnç düzeltme algoritmasının olmadığı durumda hız %46 azalırken, direnç düzeltme algoritmasının eklendiği durumda aynı süre için %7 azalmaktadır. Hızdaki bu azalmalar momentin ortalama değerindeki düşmenin sonucudur. Aynı inceleme nominal hızın %20 'si için yapılırsa, düzeltme yokken %9, düzeltmenin olması durumunda ise %4 olduğu görülür. Nominal hızın yarısında ise direnç düzeltme sonucunda hiç hız düşmesi olmamaktadır. Düzeltme algoritması sonucunda moment üzerindeki ortalama değer sapmasının kaynakları olarak, direnç düzeltme yönteminin hatası ve integratörde oluşan kalıcı hata terimi gösterilebilir.

Direnç düzeltme algoritması, farklı motor parametreleri kullanılarak da çalıştırılmıştır. Elde edilen direnç değerleri, gerçek değerler ile birlikte Şekil 4.18 'da iki farklı motor için sunulmuştur.

4.6. Bang-Bang Kontrollü Evirgecin Bilgisayar Benzetimi

Üç bağımsız histerezis denetleyicili bir gerilim kaynağı evirgecinin ortalama anahtarlama frekansı ve toplam harmonik distorsiyonu açısından uygulanabilir sınırlarda tasarlanabilmesi için, ara devre gerilimin ve histerezis bandının etkilerinin araştırılması gereklidir. Ara devre geriliminin minimum değeri istenen akım, akı veya gerilim referansının çıkışta izlenebilmesi için uygun bir düzeyde olmalıdır. Genel olarak 1kW'ın altındaki motorlar için ara devre gerilimi, bir faz doğrultularak elde edilir. Diğer taraftan, özellikle çok sayıda motor kullanılan tesislerde, besleme sisteminin dengeli yüklenmesini sağlamak amacıyla 1kW'ın üzerindeki güçte olan sürücülerin üç faz girişli doğrultucu ile beslenmesi, pratik bir kolaylık olarak görülmektedir. Ara devre geriliminin küçük seçilmesi



Şekil 4.19. Analog bang-bang kontrolün gerçekleştirilmesinde lock-out devresinin kullanılması

durumunda özellikle yüksek hızlı çalışmalarda ve yüklü durumda, zıt e.m.k 'in artması nedeniyle evirgeç çıkışından istenilen sonuçlar elde edilemez. Bu durumda genlik ve faz hataları oluşur. Histerezis bandı ise evirgecin ortalama anahtarlama frekansı ile ters orantılıdır. Bang-bang kontrollu evirgeç tasarımında dikkate alınması gereken diğer büyüklük, minimum anahtarlama zamanıdır. Bu sürenin büyüklüğü, anahtarlama elemanlarının seçiminde önem kazanmaktadır. Analog kontrol durumunda bu süre Şekil 4 . 19 de gösterilen "lock-out" (iki anahtarın kısa devre olmasını önleyici devre) tarafından belirlenir. Sayısal kontrolde ise hesaplama döngü zamanı belirleyicidir.

Bu çalışmada kontrolsüz üç fazlı doğrultucu kullanılacağından, ara devre geriliminin değişmemesi nedeniyle, incelemeler histerezis bantın minimum anahtarlama zamanı, ortalama anahtarlama süresi ve yüzde toplam harmonik distorsiyonu üzerindeki etkilerine yoğunlaşmıştır. Histerezis bandın büyük seçilmesi durumunda akım dalga şeklinde ortaya çıkan bozulma sonucunda toplam harmonik distorsiyon artmaktadır. Bu nedenle histerezis bandının, özellikle düşük hızlardaki ortalama anahtarlama frekansının arttırıcı etkisi de dikkate alınarak, toplam harmonik distorsiyonu uygun seviyede tutacak şekilde seçilmesi gerekir.

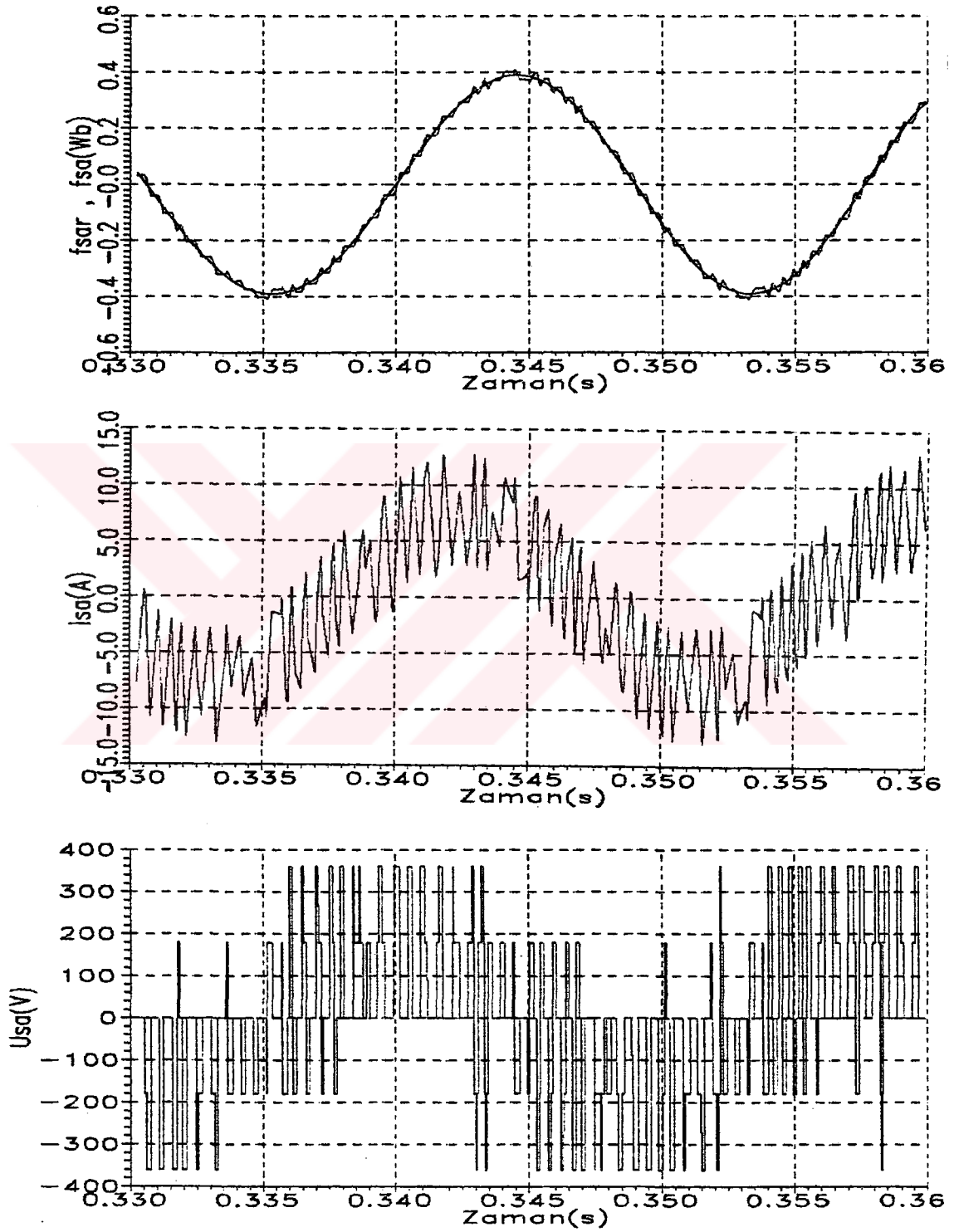
Evirgeç çıkışının incelenmesi için, benzetim programından alınan verileri kullanan QBASİC programları yazılmıştır. Harmonik analizi ve minimum anahtarlama zamanı hesaplamalarının doğruluğu için benzetim programı 2 μ s'lik adımlar ile çalıştırılmıştır. Ayrıca anahtarlama elemanları ideal anahtar olarak kabul edilmiştir. Ara devre gerilimi üç faz kontrolsüz doğrultucu çıkışındaki ortalama gerilim olarak seçilmiştir. Benzetim programında evirgeç girişindeki stator akı referans ve gerçek değerlerinin üç bağımsız histerezis denetleyiciye uygulanması ile aşağıdaki mantığa göre çalıştırılmıştır.

$$\psi_{sa}^* - h < \psi_{sa} \quad \text{ise üst transistörü aç}$$

$$\psi_{sa}^* + h > \psi_{sa} \quad \text{ise alt transistörü aç}$$

$$\psi_{sa}^* + h < \psi_{sa} > \psi_{sa}^* - h \quad \text{ise önceki durumu devam ettir.}$$

Analizlerde alınan veriler, benzetim programının birime indirgenmiş olarak çalıştırılması ile sağlanmıştır. Bu durumda motor değişik hızlarda ve yüklerde çalıştırılmıştır. Şekil 4.20 'de asenkron motorun nominal hızda çalıştırılmıştır. Bu durumda % 2.5 'luk bir histerezis bandı için stator akımı - gerilimi ve akı referansı ile gerçek değeri verilmiştir



Şekil 4.20 50 Hz için asenkron motorun stator akısı referans ve gerçek değeri ile stator akım ve gerilim değişimleri

4.6.1. Harmonik analizi

Asenkron motorun akım harmonikleri, moment harmonikleri üzerinde belirleyici rol oynarlar. Harmonik analizi yapılırken stator geriliminden yararlanılabilir. Bu durumda asenkron motorun akım harmonikleri bazı yaklaşımlar ile gerilim harmoniklerinden elde edilebilir. Bu amaçla, asenkron makina basit bir R-L devresi olarak göz önüne alınır. Akım harmoniklerinin yeterince yüksek frekansta olduğu varsayımı ile toplam harmonik distorsiyon (THD) aşağıdaki denklemlerden elde edilebilir.

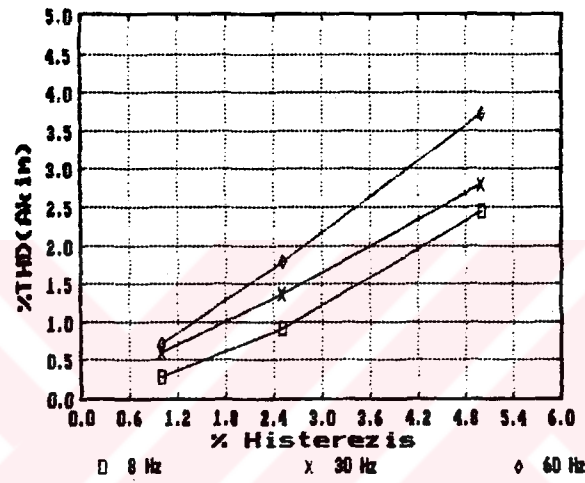
$$THD = \frac{\left(\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{U_n}{U_1} \right)^2 \right)^{\frac{1}{2}}}{U_1} \quad (4.2)$$

Motorun nötr bağlantısının olmaması ve simetrik bir yapıda olmasından dolayı toplam harmonik distorsiyonda üç ve üçün katı harmonikler akım akıtamaz. Evirgeç denetiminde kullanılan bang-bang kontrol algoritması asimetrik çıkış vermektedir. Harmonik analizi motora uygulanan faz-faz gerilimleri üzerinden yapılmıştır. Fourier serisinin katsayıları aşağıdaki ifadelerden hesaplanmıştır.

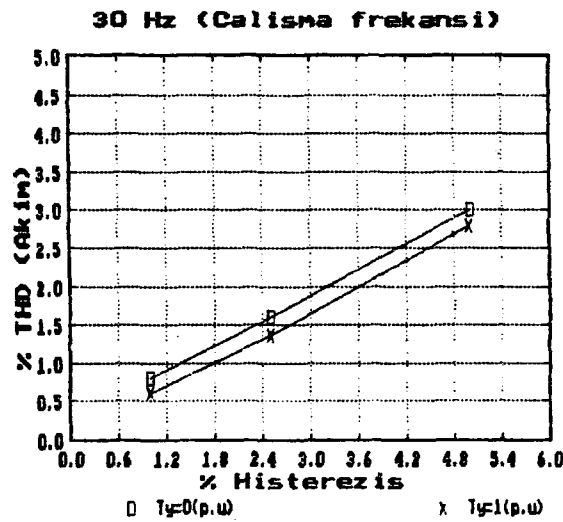
$$A_n = \frac{\left(\frac{1}{n\pi} \int_0^{2\pi} U_{sab} \sin wt \, dwt \right)}{n}$$

$$B_n = \frac{\left(\frac{1}{n\pi} \int_0^{2\pi} U_{sab} \cos wt \, dwt \right)}{n} \quad (4.3)$$

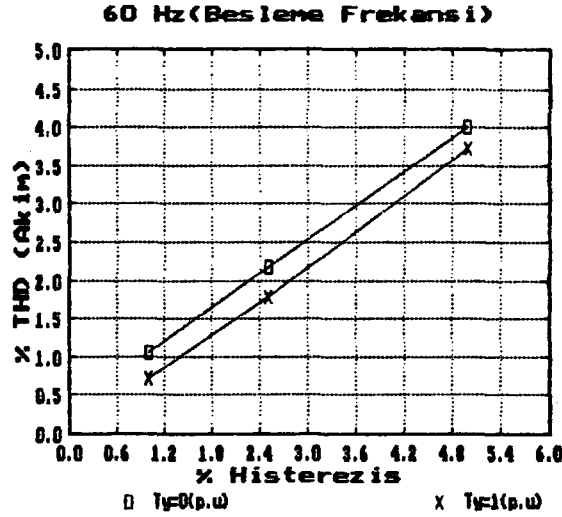
Harmonik analizi motorun boşta ve yükte çalışması sırasında, sürekli durum koşullarında yapılmıştır. Şekil 4.21 de 8, 30 ve 60 Hz için yüklü durumda %THD, değişik histerezis bantları için sunulmuştur. Bu sonuç, artan histerezis bandı ile %THD 'nun arttığını göstermektedir. Ayrıca, motorun besleme frekansı ile de % THD artmaktadır. Şekil 4.22'de ise 30 Hz için değişik histerezis bantlarında boşta ve yükte % THD gösterilmiştir. 60 Hz de ise elde edilen sonuçlar Şekil 4.23' de verilmiştir.



Şekil 4.21. Asenkron motorun yüklü durumda değişik histerezis bantları için 8, 30, 60 Hz'lik besleme frekanslarındaki % Toplam Harmonik Distorsiyonu



Şekil 4.22. 30 Hz 'lik besleme frekansında değişik histerezis bantlarında boşta ve yüklü çalışma için % Toplam harmonik Distorsiyon



Şekil 4.23. 60 Hz 'lık besleme frekansında değişik histerezis bantlarında boşta ve yüklü çalışma için % Toplam harmonik Distorsiyon

4.6.2. Minimum anahtarlama zamanı ve ortalama anahtarlama frekansının belirlenmesi

Harmonik analizinin yapıldığı koşullar için, evirgeç tasarımında önemli bir yeri olan transistörlerin minimum iletimde kalma zamanı ve ortalama anahtarlama frekansları hesaplanmıştır. Evirgeç çıkışındaki ortalama anahtarlama frekansı (OAF);

$$OAF = \frac{N_s}{T} \quad (4.4)$$

olarak yazılabilir. Burada,

T -temel periyod (Akımın temel bileşeninin periyodu)

Ns- bir periyoddaki anahtarlama sayısıdır.

İkinci önemli parametre olan evirgecin maksimum anahtarlama frekansı ise

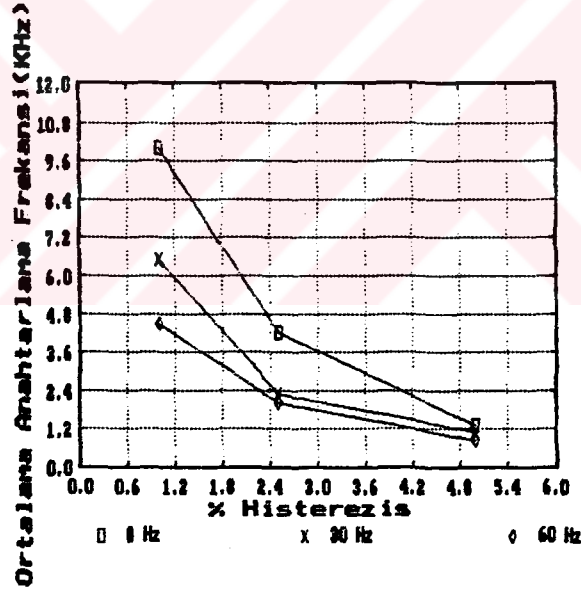
$$MAF = \frac{1}{T_1 + T_2} \quad (4.5)$$

ifadesinden elde edilir. Burada,

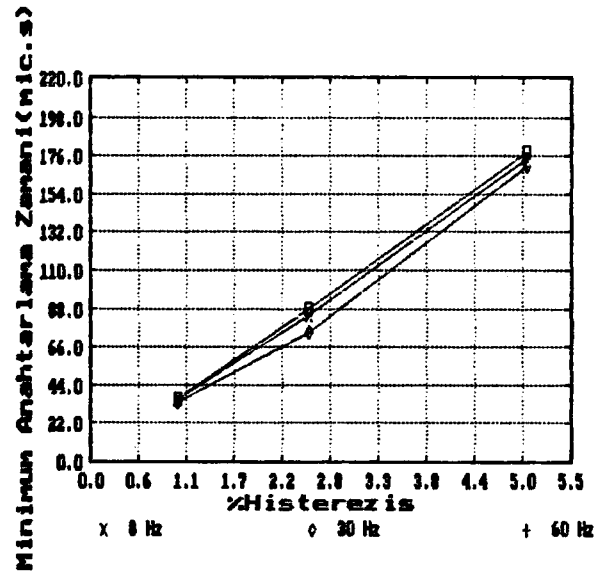
T1- Kapalı konumdan açık konuma geçiş için gerekli zaman

T2-Açık konumdan kapalı konuma geçiş için gerekli zamandır.

Eğer bir dışlayıcı devre veya sınırlı zaman adımı kullanılmaz ise MAF daha büyüktür. Ancak lock-out devresi veya sınırlı zaman adımının olması durumunda MAF bu parametreler ile belirlenir. Minimum anahtarlama zamanı ise karşılaştırmalı olarak en küçük darbe süresini belirtmektedir. Şekil 4.24 'de 8, 30 ve 60 Hz için yüklü durumda değişik histerezis bantları için OAF verilmiştir. Bu analizlerden OAF 'nin histerezis bandı ile ters orantılı olduğu görülür. Motorun besleme frekansı da OAF ile ters orantılıdır. Şekil 4.25 'de ise minimum anahtarlama zamanı μs olarak yine aynı koşullar için verilmiştir. Minimum anahtarlama zamanı histerezis bant ile doğru orantılı olarak kabul edilebilir.



Şekil 4.24 Yüklü durumda 8, 30, 60 Hz için Ortalama Anahtarlama Frekansı



Şekil 4.25 Yüklü durumda 8, 30, 60 Hz için Minimum Anahtarlama Zamanı

Bu sonuçlara ek olarak motorun 100 Hz lik bir frekans ile beslenmesi durumunda elde edilen sonuçlar Çizelge 4.1 de verilmiştir. Bu sonuçlardan % THD incelendiği zaman bu değerin 100 Hz lik çalışma durumu için arttığı görülür.

Çizelge 4.1. 100 Hz için Histerezis banda karşı, minimum anahtarlama zamanı, OAF ve %THD değerleri

% Histerezis bant	1	2.5	5
Minimum anahtar. zamanı (µs)	42	128	212
OAF (kHz)	4.5	1.9	0.9
% THD (yükte)	1.84	6	9.5

4.6.3.Evirgeç benzetiminden elde edilen sonuçların değerlendirilmesi

Bir evirgeçin performansının değerlendirme kriterleri çıkış gerilimindeki yüzde toplam harmonik distorsiyon ve maliyetdir. Yüzde toplam harmonik distorsiyon açısından bakıldığı zaman bu değerin %5'in altında olması pratik bir tercih olarak görünmektedir. Maliyet için ise kullanılan yarıiletken anahtarlama elemanlarının ucuzluğu ve kontrol sisteminin basitliği önplana çıkmaktadır. Yukarıda yapılan analizlerden aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir.

1) Evirgeçin % THD 'si aynı histerezis bant için akımın temel bileşenine bağlı olarak artmaktadır.

2) Motorun boşta çalışmasında zıt e.m.k. 'nın düşük olması nedeniyle daha yüksek anahtarlama frekansı oluşur ve bu durumda % THD yüklü duruma göre daha düşüktür.

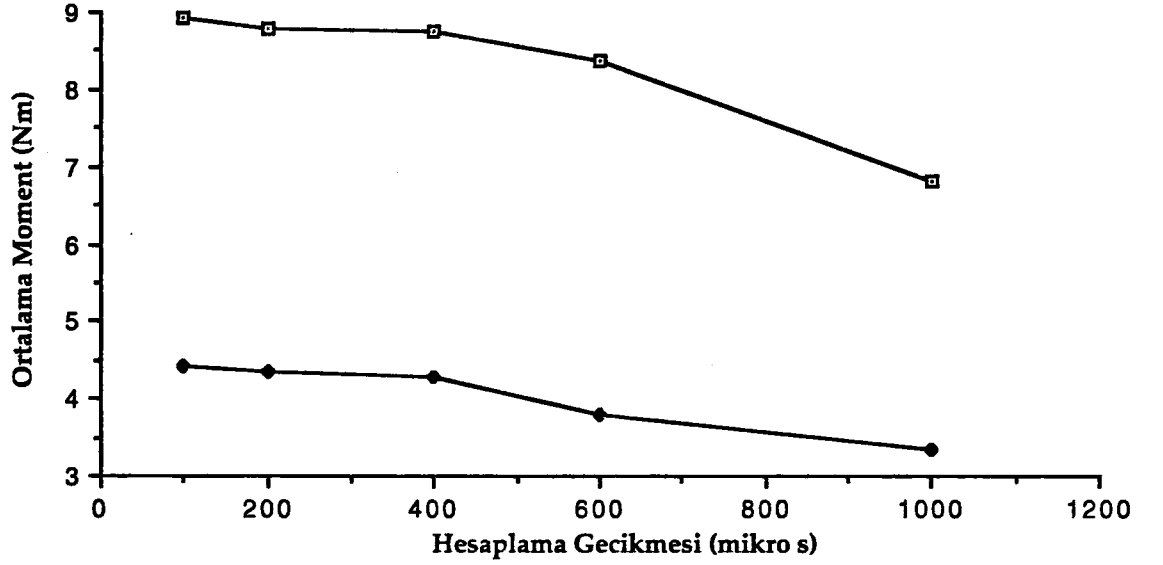
3) Kullanılan motor için minimum anahtarlama zamanı en kötü koşullarda 30 μ s 'dir.

4) Ortalama anahtarlama frekansı akımın temel bileşenin frekansı ile ters orantılı olarak azalmaktadır ve düşük hızlarda çok yükselmektedir.

Bu sonuçların incelenmesi ile ortalama anahtarlama frekansının ve yüzde THD 'nin istenen bir değerde tutulabilmesi için histerezis bandın değişken yapılması gerekliliği ortaya çıkmaktadır. Buradaki analiz lock-out zamanının olmaması durumu için yapılmıştır. Ancak pratikte sayısal gerçekleştirme sırasında 125 μ s civarında bir döngü süresi öngörülmüştür. Böylece ortalama anahtarlama frekansı ve minimum anahtarlama zamanı hesaplama döngü süresi ile sınırlanmaktadır. Aynı zamanda yüzde THD 'nin artması da kaçınılmazdır. Bu durumlar gözönünde bulundurulduğu zaman maliyeti en düşük olan bipolar tranzistörlü evirgecin kullanılabileceği görülmektedir.

4.7. Mikroişlemci Hesaplama Süresinin Etkisi

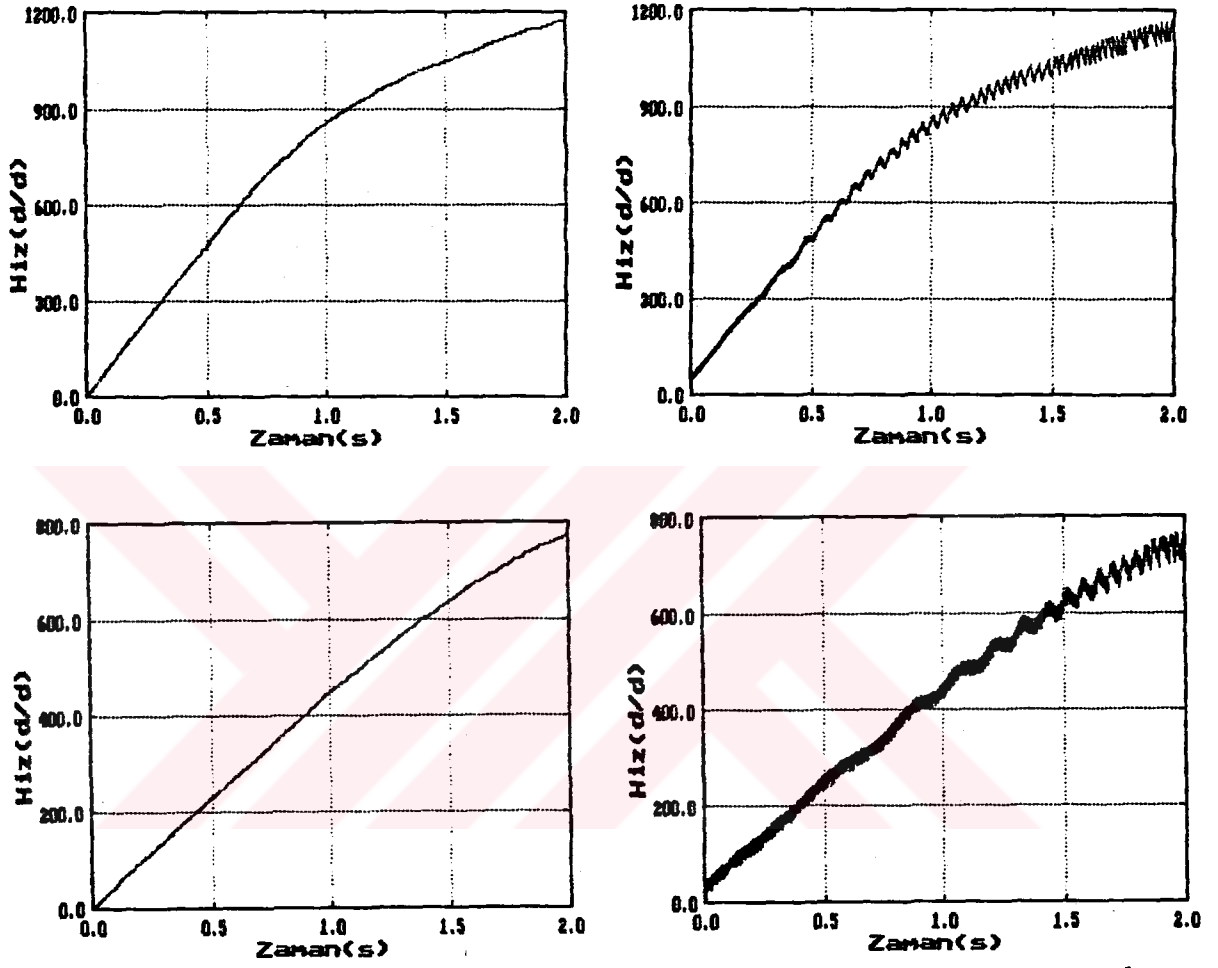
Alan yönlendirme yönteminin uygulanması sırasında gereken hesaplamalar için mikroişlemciler kullanılır. Mikroişlemciler için yazılan programların çalıştırılması ile gerekli hesaplamaların yapılıp dış ortama kontrol işaretlerinin çıkartılması için belirli bir zaman tüketilir. Bu tüketilen zaman mikroişlemcinin yapısal özellikleri ile yakından ilişkilidir. Bu noktada kontrol sisteminin istediği özellikleri karşılayan mikroişlemci seçimi problemi ortaya çıkar. Gerekli seçimin yapılabilmesi için benzetim programına mikroişlemci hesaplama gecikmeleri eklenmiştir. Buradaki amaç moment değişimi üzerinden mikroişlemci hesaplama süresinin etkisini görmek ve buna uygun performansta bir işlemci seçmektir. Bu amaçla benzetim programında motora 9 Nm'lik bir moment referansı uygulanarak motor yüksüz olarak çalıştırılmış ve yol alma süresi kaydedilmiştir. Bu işlem programa 100µs, 200µs, 400µs, 600µs ve 1ms'lik hesaplama gecikmeleri girilerek tekrarlanmıştır. Elde edilen sonuçlardan yol alma süresi üzerinden ortalama moment herbir gecikme durumu için hesaplanmıştır. Aynı işlem 4.5 Nm 'lik moment referansı için de tekrarlanarak sonuçlar Şekil 4.26 'da gösterilmiştir. Sonuç olarak Şekil 4.26 incelendiği zaman, hesaplama süresinin artması ile ortalama momentin azaldığı görülmektedir. Bu 1 ms 'lik hesaplama süresi için %25 'lik bir moment azalmasına yol açmaktadır. Böylece Şekil 4.26 'daki sonuçların değerlendirilmesi ile kullanılacak işlemcinin 400µs 'den (%3 lük bir moment azalmasına karşılık gelir) az bir hesaplama zamanı tüketmesi gerektiği ortaya çıkmaktadır.



Şekil 4.26. Mikroişlemci hesaplama süresi ile motorun ürettiği ortalama momentin değişimi

4.8. Hız Kestirim Algoritmasının Sınanması

Vektör kontrollü sürücüler, yaygın olarak hız kontrollü uygulamalarda kullanılmaktadır. Bu amaçla hız bilgisine gerek duyulur. Hız kontrolü için mekanik bir ölçücünün istenmediği uygulamalarda, hız kestirimi istenir. Bu amaçla model referans adaptif kontrol yöntemleri kullanılabileceği gibi Bölüm 3 'de tanımlanan algoritmadan yararlanılabilir. Denklem (3.33-3.35) ile tanımlanan bu algoritma türev işlemi içerdiğinden, hesaplamalar sırasında süzgeç kullanılmalıdır. Şekil 4.26 'da vektör kontrollü asenkron motor için hız kestirim algoritmasından elde edilen ve motor modelinin Rung-kutta ile çözümünden elde edilen rotor hızları karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Burada iki ayrı hız için sonuç verilmiştir. Sonuçların incelenmesinden hız kestirim algoritmasının sıfırdan farklı bir değerden başladığı görülür. Bunun nedeni kullanılan kayma denkleminin sürekli duruma ilişkin olmasıdır. Motor hızlandıkça ve sürekli duruma ulaştığında bu hata çok küçük bir değere azalmaktadır.



Şekil 4.27 Hız kestirim algoritmasının sınanması durumunda iki değişik hız için sonuçlar

4.9.Özet

Bu bölümde asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü için Bölüm 3 'de geliştirilen yöntemin bilgisayar üzerinden çeşitli yönlerden incelemesi yapılarak pratik uygulama için bazı kriterler elde edilmiştir. Bu sonuçlar aşağıdaki gibi özetlenebilir.

1) Alan yönlendirmeli kontrol yönteminin incelenmesi ile motor momentinin referansını 1 ms gibi kısa bir zamanda izleyebildiği görülmüştür. Bu amaçla rotor akısının önceden oluşturulması gereklidir.

2) Kontrol yönteminin motor parametrelerine olan bağımlılığı incelenmiştir. Burada özellikle stator direncinin değişmesi durumunda kararlılık problemleri olduğu gözlenmiştir. Bu durum düşük hızlarda daha belirgindir.

3) Önceki bölümde geliştirilen stator direnç düzeltme algoritması, pratikten daha kötü bir koşul olan direnç değerinin basamak şeklinde değişimi için sınanmış ve olumlu sonuçlar alınmıştır. Buna göre, algoritmanın devreye alınması ile kontrol sisteminin stator direncine bağlı olan kararlılık problemi ortadan kalkmaktadır.

4) Bang-bang kontrollu evirgece ilişkin sonuçların değerlendirilmesi ile uygulamada bipolar tranzistörlü bir evirgeç kullanılabileceği sonucuna varılmıştır.

5) Mikroişlemci hesaplama süresinin sistem performansı üzerindeki incelenmiş ve bu sürenin 400 μ s 'nin altında olması gerektiği sonucuna varılmıştır.

6)Hız kestirim algoritması denenmiş ve elde edilen sonuçlardan bu algoritma ile hız ölçücü kullanmadan hız kontrolü yapılabileceği görülmüştür.

5. ASENKRON MOTORUN ALAN YÖNLENDİRMELİ KONTROLUNUN DSP İLE GERÇEKLEŞTİRİLMESİ VE DENEYSEL SONUÇLAR

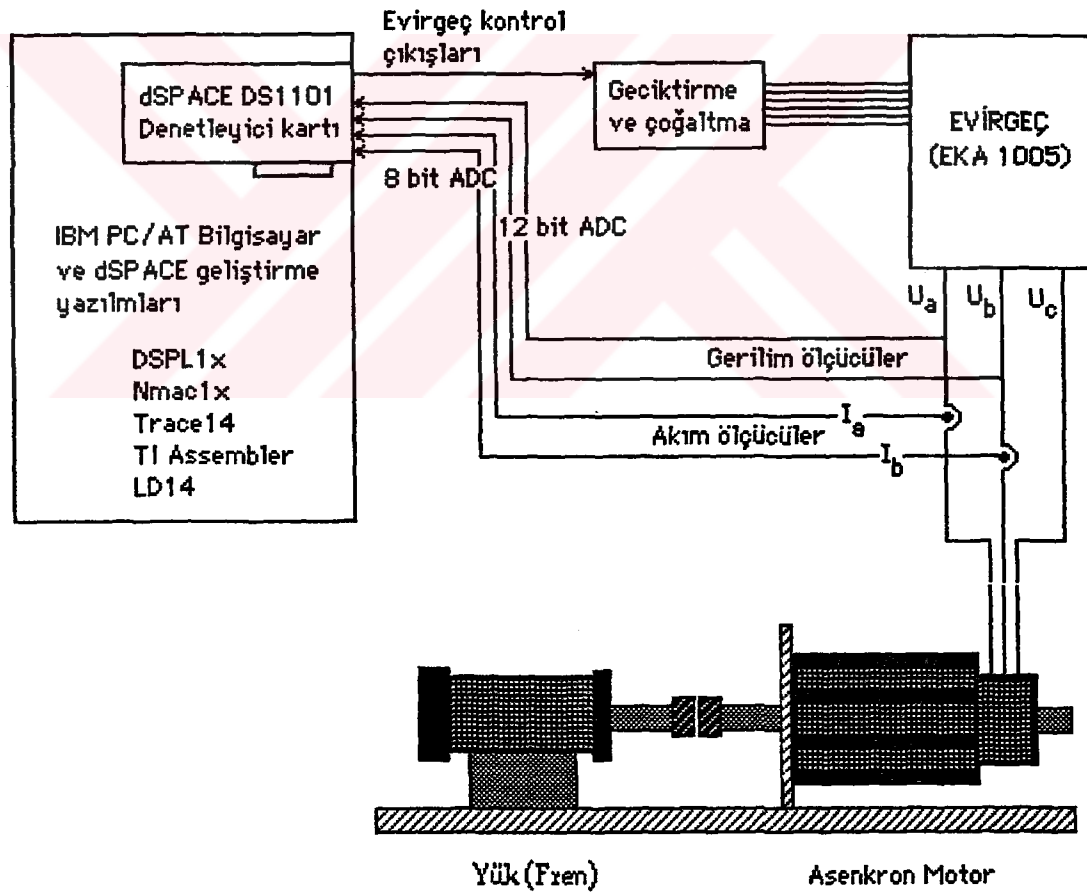
5.1. Giriş

Mikroişlemci veya mikrodenetleyicilerin işlem yapma hızlarının artması ile uygulanması kolaylaşan asenkron motor vektor kontrol yöntemleri, gerçekleştirilme aşamasında, algoritmaya bağlı olarak bazı durumlarda birkaç mikroişlemcinin paralel bağlanması, matematiksel işlemci kullanımı veya ek bir sayısal işaret işlemci kullanılmasını gerektirmekteydi. Günümüzde klasik mikroişlemcilerden farklı olarak Harvard ve Von-Neuman mimari özelliklerini yapısında bağdaştırdığı için sayısal işaret işleyici olarak adlandırılan (DSP) işlemciler tercih edilmektedir. Bu seçim, DSP 'lerin birim fiyatlarının gittikçe klasik mikroişlemcilere yaklaşması, dengi olan işlemcilere göre en az iki katı hızlı işlem yapabilmesi ve bu özelliğinden dolayı genellikle daha az bellek kullanımı gerektirmesi temellerine dayandırılmaktadır.

Bölüm 4 'deki incelemelerden kontrol sisteminin gerçekleştirilmesi için hesaplama süresi tüketimi 400 μ s'nin altında olan bir mikroişlemci seçiminin uygun olacağı söylenmişti. Bu durumda öncelikle yöntemin gerçekleştirilmesi sırasında gerekli minimum işlem sayısı çıkartılmış ve EK-3 'de verilen çeşitli mikroişlemcileri ve TMS320 E14 DSP işlemcisini karşılaştıran tabloda hareket ile TMS320 E14 DSP işlemcisi seçilmiştir. Gerçek zamanlı hesaplamaları yapmak üzere TMS320 E14 DSP içeren bir dSPACE DS1101 geliştirme kartı kullanılmıştır. Bu işlemcinin seçiminde program yazımı sırasında öngörülme- yen hesaplamaların da ortaya çıkabileceği ve örneğin hız hesaplaması gibi ek isteklerinde olabileceği düşünülmüştür.

Bu mikrodeneleyici program geliştirme sırasında bir IBM PC/AT (80387 ile), dSPACE DS1101 geliştirme kartı, DSPL1x derleyici, Nmac1x, Trace14, LD14 ve TI Assembler-Linker yazılımları kullanılmıştır.

Önceki bölümlerde sunulan bilgisayar benzetimi ile çeşitli çalışma koşulları incelenen rotor alan yönlendirmeli asenkron motor kontrol yönteminin gerçekleştirilmesi sırasında amaç kontrol sisteminin denenmesi olduğu için hazır bir bipolar transistörlü evirgeç (Ek -2) kullanılmıştır. Pratik gerçekleştirme sırasında daha önce bilgisayar benzetimi yapılan motor kullanılmıştır. Bu motora ilişkin parametreler Ek-2 de verilmiştir.



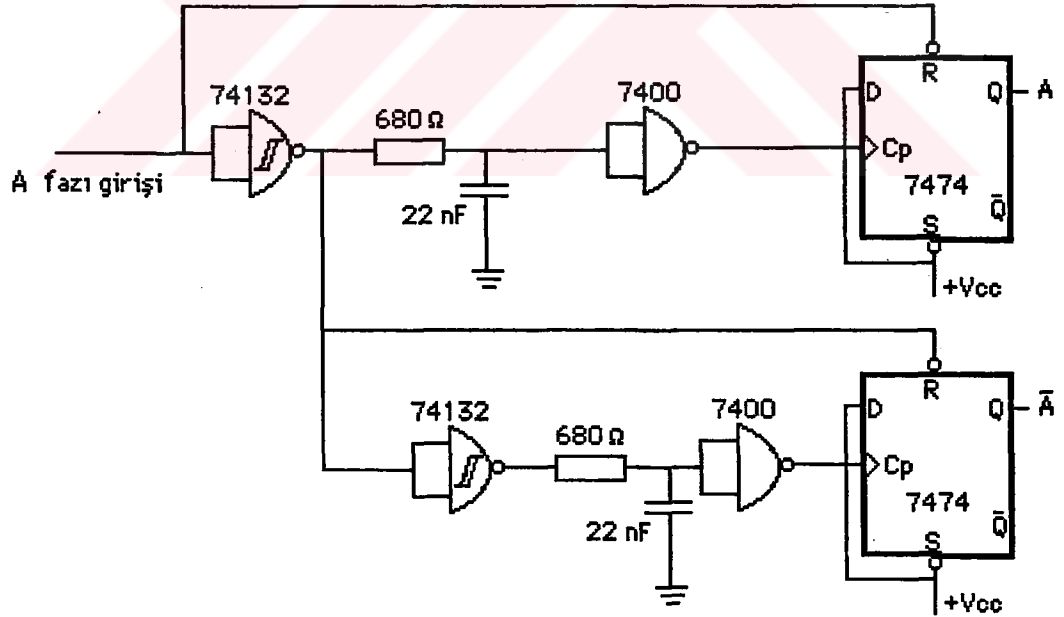
Şekil 5.1 Deney setinin yapısı

5.2. Gerçekleştirme Sırasında Kullanılan Donanım

Gerçekleştirme sırasında kullanılan birimler Şekil 5.1 'de blok olarak gösterilmiştir. Bu bloklara ilişkin ayrıntılar aşağıdaki alt bölümlerde verilmiştir.

5.2.1 . Evirgeç

Asenkron motoru beslemek amacıyla kullanılan EKA 1005 evirgeci üzerindeki PWM kontrol kartı iptal edilmiştir. Bu durumda DS1101 geliştirme kartı tarafından gönderilen üç adet evirgeç kontrol işareti, bir TTL devre yardımıyla alt ve üst transistörler için çoğaltılmış ve anahtarlama sırasında oluşabilecek kısa devreleri önlemek amacıyla 15 μ s geciktirilmiştir. Kullanılan devre Şekil 5.2 'de gösterildiği gibidir.



Şekil 5.2 DSP ' den gelen işaretlerin transistör sürme devresi için hazırlanmasında kullanılan TTL devre.

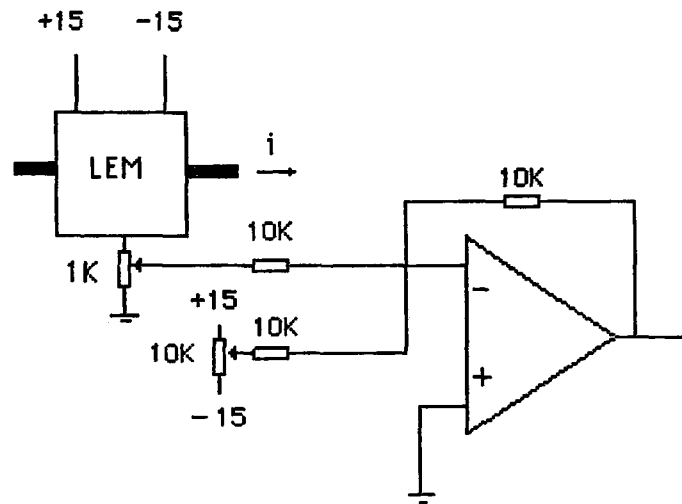
Böylece elde edilen işaretler TTL seviyesindedirler. Ancak EKA 1005 evirgecinde bulunan baz sürme devresi girişleri 0-12 V arasında olduğundan, ikinci bir OPAMP 'lı devre yardımıyla (LM 393 kullanılarak) uyum sağlanmıştır.

5.2 .2. Akım ölçümü

Evirgeç çıkışındaki akımların ölçülmesinde gerekli yalıtımın sağlanması ve doğru bir ölçme yapabilmek amacıyla Hall etkisi ilkesine göre çalışan LEM modül akım duyargaları iki faza bağlanmıştır. Bu duyargalardan alınan işaretler 8 bitlik yarı flaş (1 μ s) ADC'ler ile örneklenerek kullanılmaktadır.

5.2.3. Gerilim ölçümü

Motora uygulanan gerilime ilişkin bilginin elde edilmesine yönelik literatürde pekçok yöntem üzerinde çalışılmıştır. Gerilim bilgisi elde edilirken yalıtım transformatorü kullanılabileceği gibi transistörlerin baz sürme işaretlerinden de yararlanılabilir. Yalıtım transformatorü veya yükselticisi kullanılması maliyet açısından olumsuzluklar taşımaktadır.

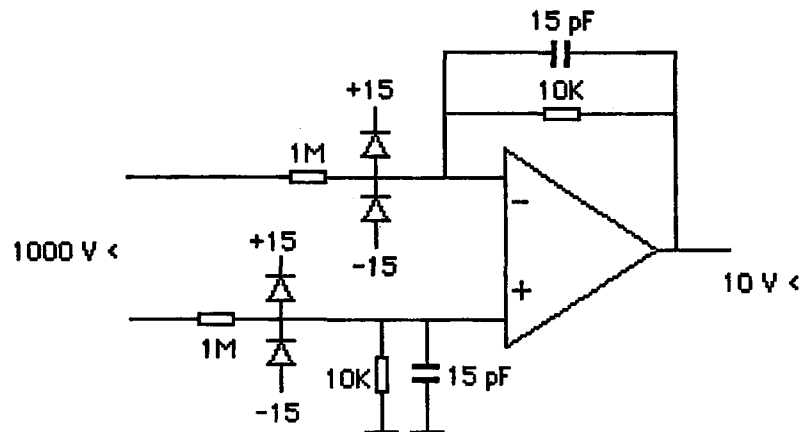


Şekil 5.3 LEM akım ölçücü

Gerçekleştirilen uygulamada işlemsel kuvvetlendirici kullanılarak, yüksek giriş dirençli bir gerilim bölücü oluşturulması yoluyla gerilim bilgisi elde edilmektedir. Şekil 5.3 'de gösterilen ölçme devresi örtüşme (aliasing) oluşmaması için basit bir süzgeç de içermektedir. Bu devreden iki adet kullanılarak iki faza ait gerilim bilgisi elde edilebilmektedir. Bu işaretler 12 bitlik ADC 'ler üzerinden DSP 'ye bağlanmış durumdadır. Gerilim ölçmek için ikinci bir yol olarak evirgeç ara devre geriliminin ölçülmesiyle tranzistör sürme işaretlerinden yararlanılabilir. Bu durumda üç faza ilişkin faz-nötr gerilimleri;

$$\begin{aligned} U_{sa} &= \frac{U_{da}}{3}(2SA-SB-SC) \\ U_{sb} &= \frac{U_{da}}{3}(SA-2SB-SC) \\ U_{sc} &= \frac{U_{da}}{3}(SA-SB-2SC) \end{aligned} \quad (5.1)$$

Burada SA, SB, SC iletim ve kesim durumlarını göstermek üzere 1 veya 0 değerini alabilirler. Bu yöntemin sakıncası evirgeç anahtarlarını ideal kabul etmesidir.



Şekil 5.4. Gerilim ölçümünde kullanılan devre.

5.3 . Kontrol Yazılımının Geliştirilmesi

Donanıma ilişkin seçimlerin yapılmasından sonra TMS 320 E14 DSP temelli mikrodenetleyici için yazılımın geliştirilmesi aşamasında Texas Instruments Assembler-Linker programları ve dSPACE firmasının DSPL1x, Nmac1x ve Trace14 yazılımları kullanılmıştır. Geliştirilen .obj kütüğünün yüklenmesi sırasında LD14 yükleyici programından yararlanılmıştır.

Kontrol amaçlı yazılımın geliştirilmesi sırasında önemli aşamaların başında ölçeklendirme gelmektedir. Ölçeklendirme işleminin amacı program içerisindeki sayılar ile işlem yaparken oluşabilecek taşmaları önlemektir. İyi yapılmamış ölçeklendirme sonucunda doymalar oluşabileceği gibi, çarpma sonuçlarının ifade edilememesi de karşılaşılabilecek sonuçlardır. 16 Bitlik bir işlemcide ölçülen ve hesaplanan (+/-) sayıları Q15 formatında ifade etmek mümkündür. Q15 formatının kullanılması ile işlem yapılan sayı aralığı +0.999 ile -1 arasında olmaktadır. Bu format taşmaları önler. Ancak ölçeklendirme yapılması zorunluluğunu getirir. Ölçeklendirme kavramı mikro işlemciler için program yazılması sırasında en önemli aşamalardan biridir. Bu nedenle akım ve gerilim ölçücülerin aktarma oranları da dikkate alınarak ölçeklendirme yapılmıştır.

Alan yönlendirmesi yapılırken kullanılan d-q eksen sistemindeki referanslardan 3 faz referansları elde etmek için gerekli dönüşümler sırasında kullanılan açı hesaplamaları ikinci öneme sahip aşamayı oluşturmaktadır. Açı hesaplaması sırasında ortaya çıkan karekök hesaplaması için önce,

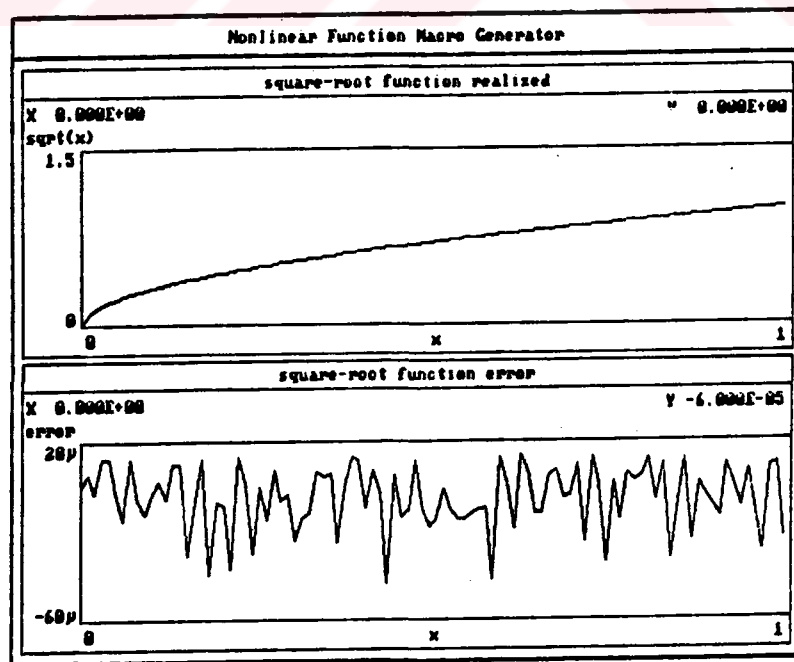
$$\sqrt{x} = \frac{1}{2} \left(\frac{x}{a_i} + a_i \right) = a_{i+1} \quad (5.2)$$

yöntemiyle iteratif olarak hesaplayan assembler programı yazılmıştır. Daha sonra dSPACE'ın Nmac1x (Nonlinear Function Generator) yazılımı ile yaklaşık aynı hesaplama süresini kullanan ve buna karşın daha az bir hata ile sonuç veren bir makro üretilmiştir. Bu

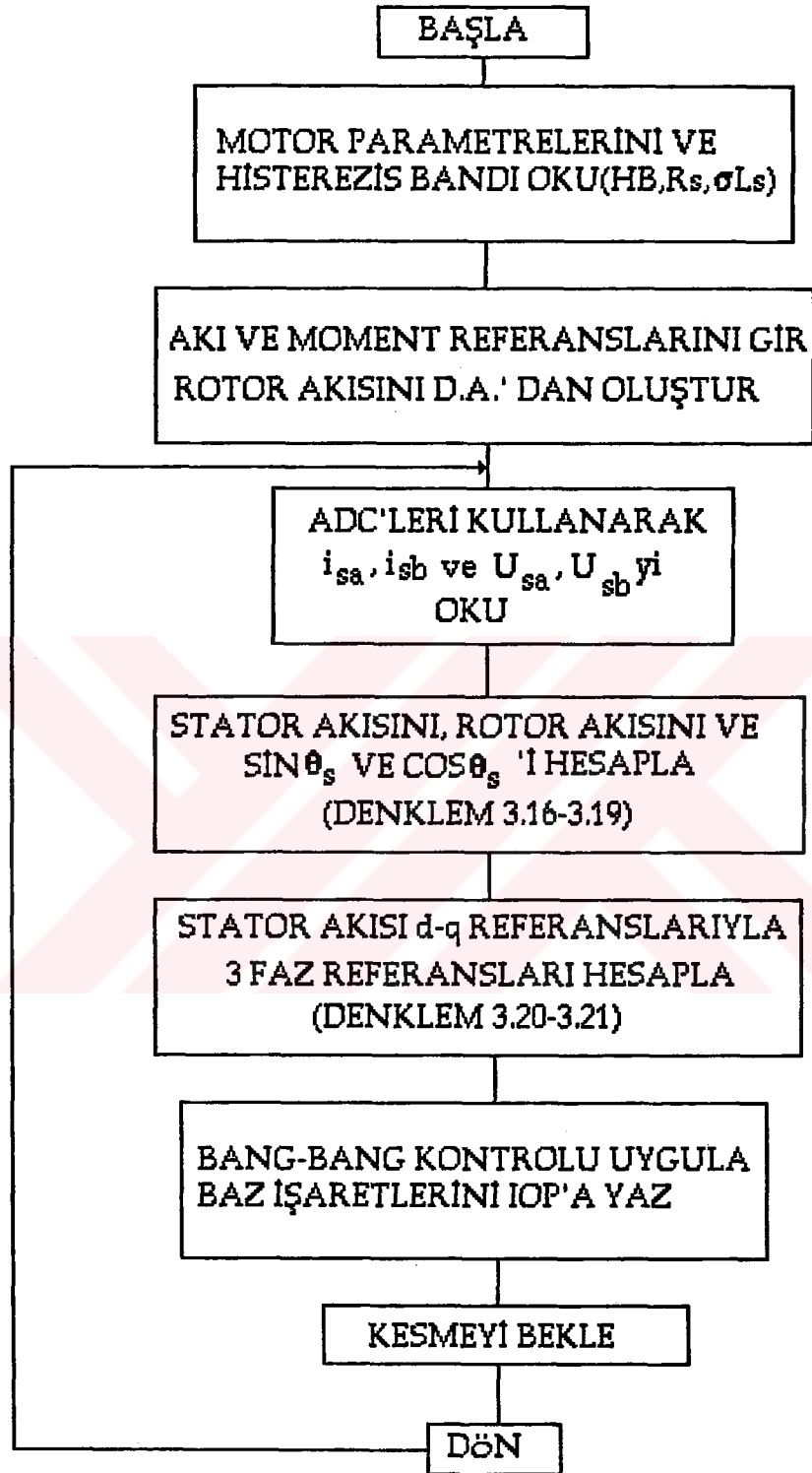
makroya ilişkin sonuçlar Şekil 5.5 de sunulmaktadır. Bu şekilde karekök işlemi ve dolayısı ile açılı hesaplaması 10^{-5} seviyesinde bir hata ile hesaplanabilir bir duruma getirilmiştir. Buradaki hata terimi ideal karekök fonksiyonu ile hesaplanan arasındaki farkı göstermektedir.

Program geliştirme sırasında kullanılan diğer bir yazılım ise Trace14 izleme yazılımıdır. Bu yazılım sayesinde DSP çalışırken işlenen değerlerin izlenebilmesi mümkün hale gelebilmektedir. Böylece Trace14, program geliştirilmesi sırasında hata ayıklanmasına yardımcı bir araç olarak kullanılabilir. Sunulan sonuçlar Trace14 kullanılarak alınmıştır.

Programın geliştirilmesi sırasında DSP' de çalışan program içerisindeki referans değerlerinin dışarıdan girilebilmesi ve parametrelerin değiştirilebilmesine imkan sağlayacak şekilde bilgisayar-DS1101 haberleşmesi için bir C programı yazılmıştır. Bu program DS1101 çalışmasını hiçbir şekilde etkilemeden çalıştırılabilmektedir. Asenkron motorun vektör kontrollü olarak çalışmasını sağlamak amacıyla geliştirilen assembler programına ait akış diagramı Şekil 5.6' daki gibidir.



Şekil 5.5. Karekök hesaplaması ve hata

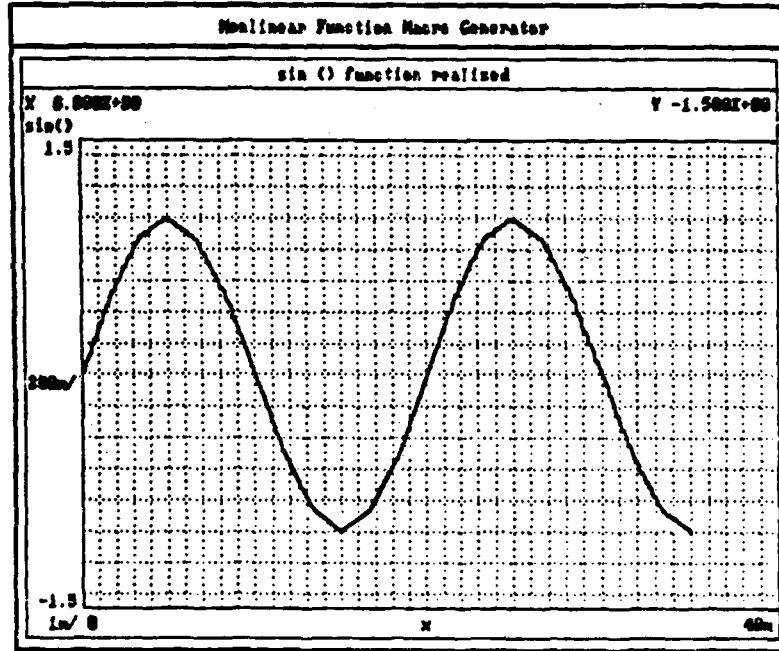


Şekil 5 .6.Akış diyagramı

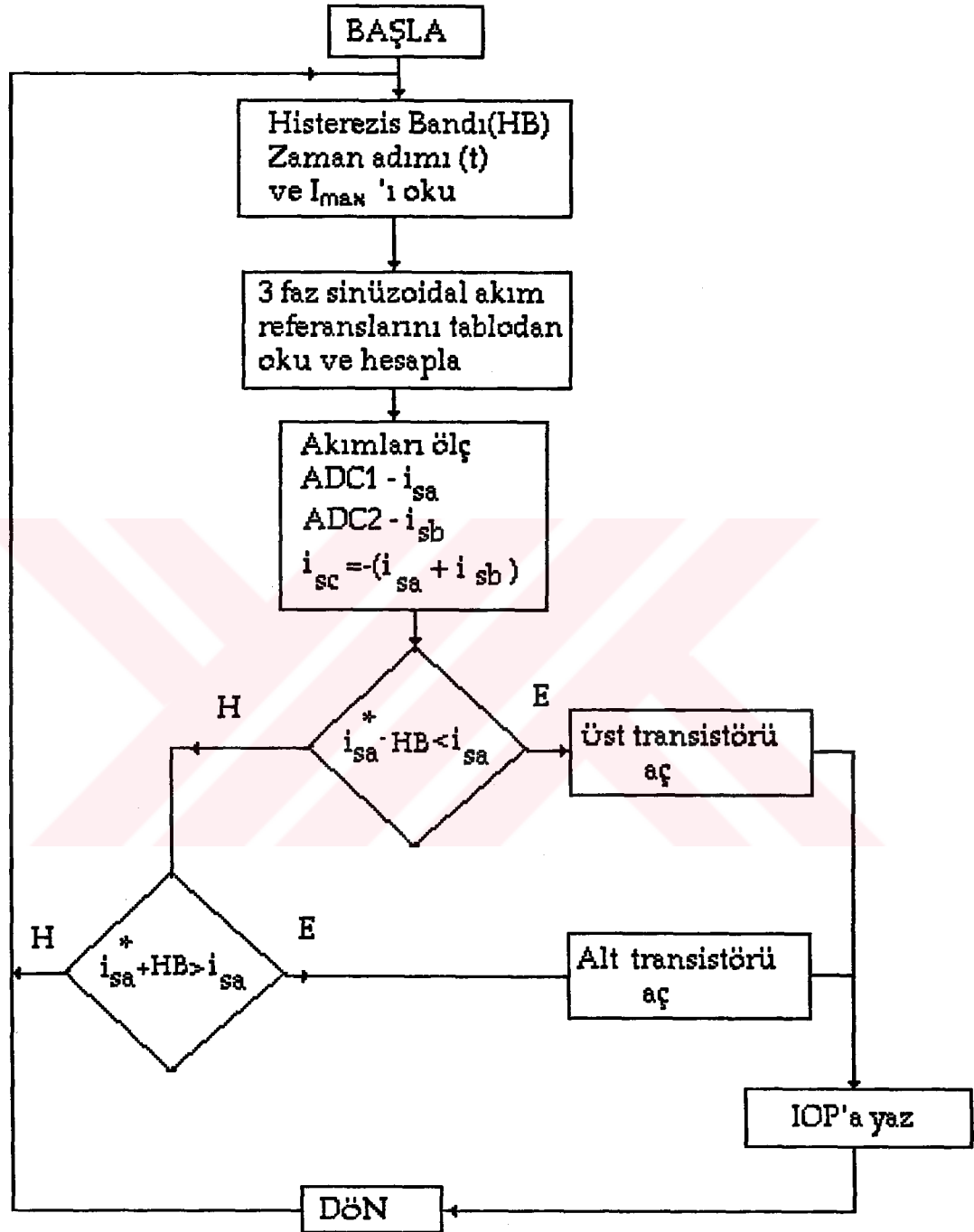
5.3.1. Bang-bang kontrolün sınanması

Evirgeç çıkışının kontrol edilmesi için kullanılan bang-bang kontrol algoritmasına ilişkin assembler kodu yazıldıktan sonra sayısal işaret işlemcide çalıştırılmıştır. Vektör kontrolden ayrı olarak, bang-bang kontrolün denenmesi için değişik frekanslarda üç fazlı sinüzoidal akım referansları Nmac1x programından Şekil 5.7 'deki gibi üretilmiştir. Daha sonra Sabit bir histerezis bant için üretilen gerçek zamanlı akım referanslarına bang-bang kontrol uygulanmıştır. Yazılan programın akış diagramı Şekil 5.8 'deki gibidir.

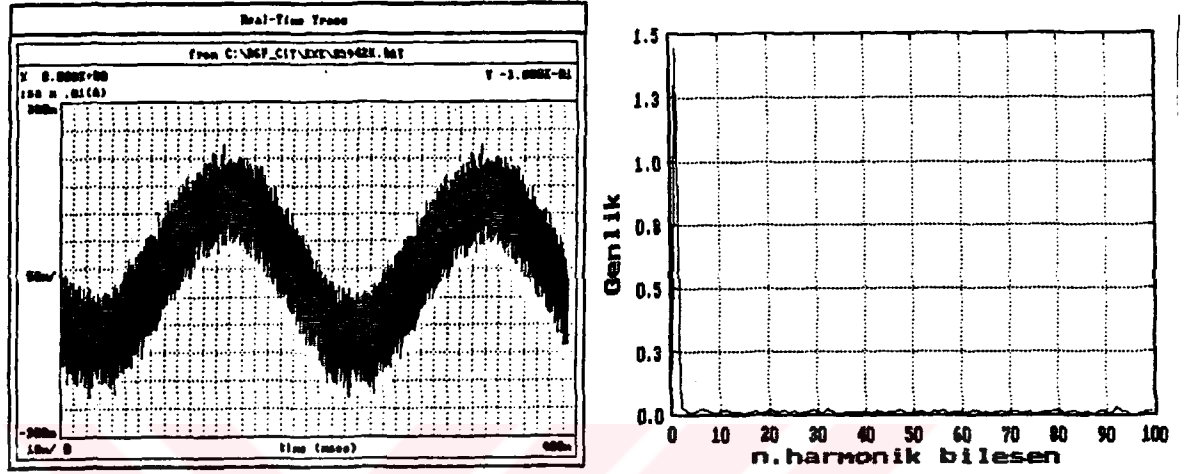
Bang-bang kontrol algoritması yaklaşık $35 \mu s$ 'lik zaman tüketmektedir. Bu zamana üç faz sinüzoidal referansların üretimi için geçen zaman da eklenirse, döngü adımı olarak $94 \mu s$ 'lik bir zaman ortaya çıkmaktadır. Şekil 5.9 'da 5 Hz için histerezis bant $HB = 0.2$ ve $I_{max} = 1.5$ A olması durumu için akım dalga şekilleri ve harmonik analizi sonuçları sunulmuştur. Şekil 5.10 'da ise aynı koşulların benzetim programına girilmesi durumuna ilişkin sonuçlar sunulmuştur. Akım dalga şekli üzerinden Matlab programından 10 Hz için gerçek ve benzetim sonuçları için elde edilen harmonik analizi sonuçları ise Şekil 5.11 ve 5.12 'deki gibidir. Şekil 5.13 ve 5.14 'de ise 50 Hz için sonuçlar verilmiştir.



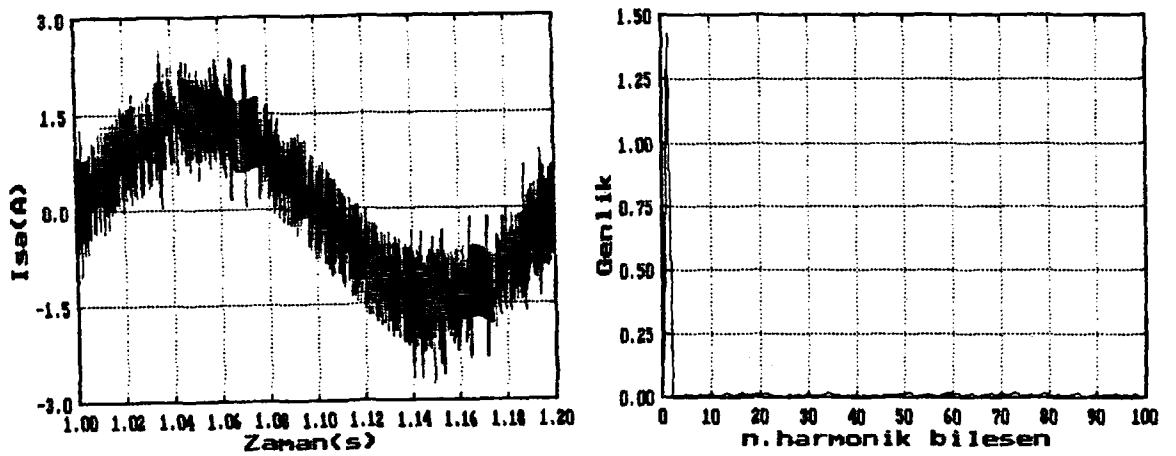
Şekil 5.7. Bang-bang kontrol için Nmac1x'den elde edilen sinüzoidal işaret



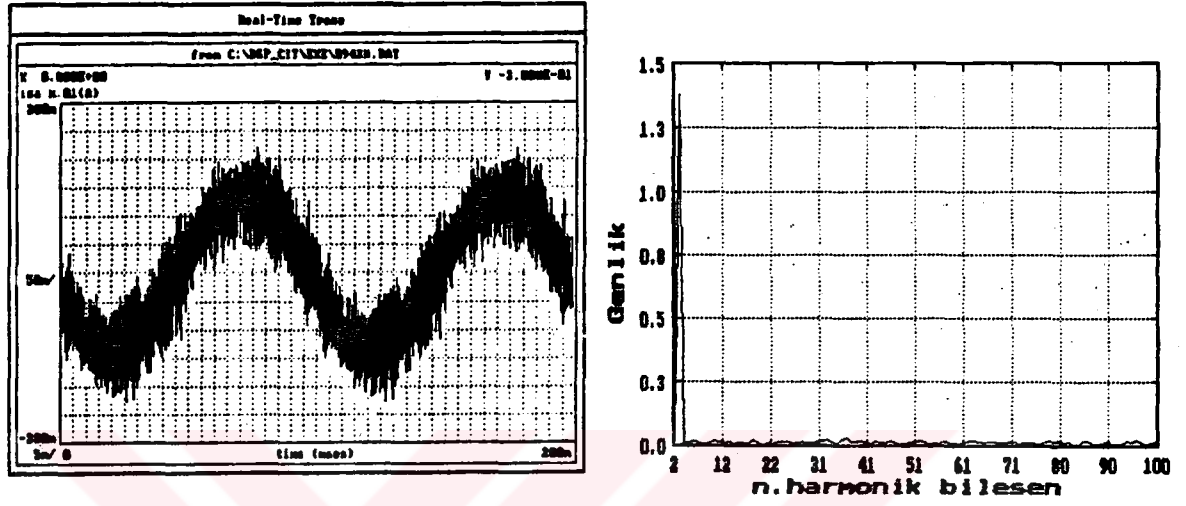
Şekil 5.8 Bang-bang kontrol için akış diyagramı



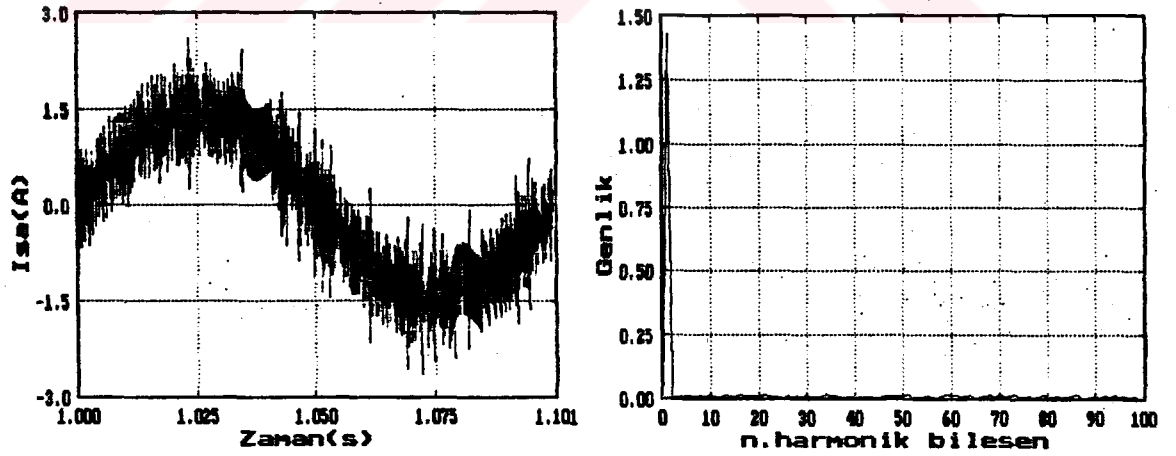
Şekil 5.9 5 Hz için motor üzerinden ölçülen akım dalga şekli ve harmonik spektrumu



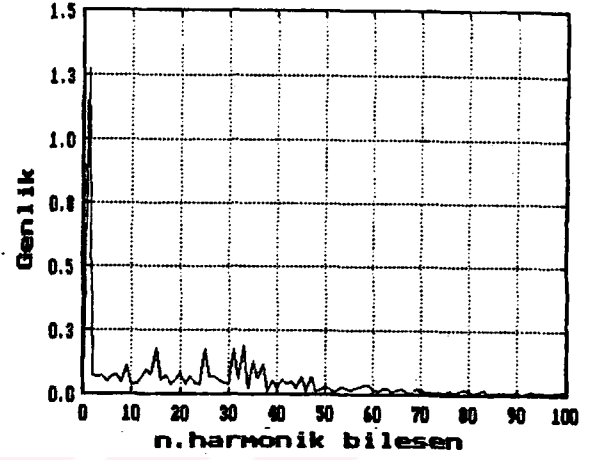
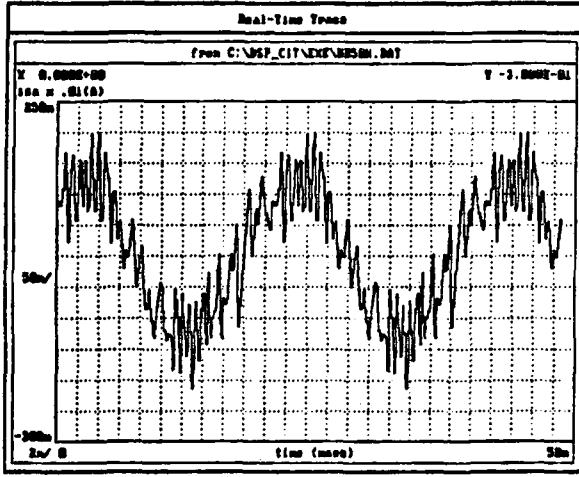
Şekil 5.10 5 Hz için benzetim programından alınan akım dalga şekli ve harmonik spektrumu



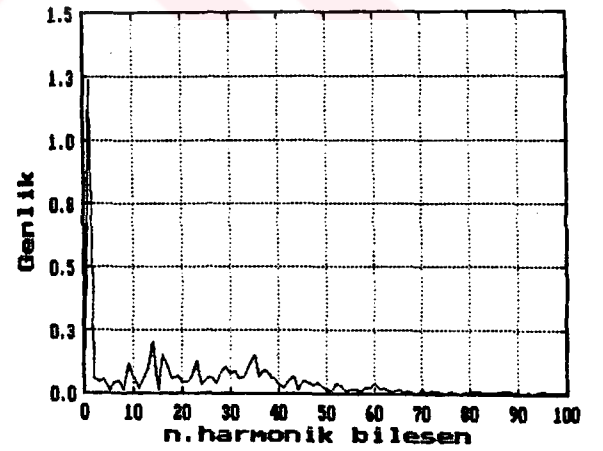
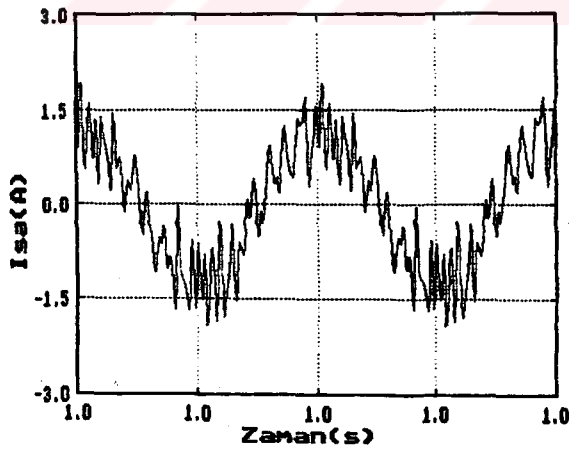
Şekil 5.11 10 Hz için motor üzerinden ölçülen akım dalga şekli ve harmonik spektrumu



Şekil 5.12 10Hz için benzetim programından alınan akım dalga şekli ve harmonik spektrumu



Şekil 5.13 50 Hz için motor üzerinden ölçülen akım dalga şekli ve harmonik spektrumu



Şekil 5.14 50Hz için benzetim programından alınan akım dalga şekli ve harmonik spektrumu

Aşağıdaki çizelgede ölçülen ve benzetim programından hesaplanan akımların temel bileşenlerinin genlikleri verilmiştir. Görüldüğü yüksek frekanslarda akımın genliği azalmıştır. Bang-bang kontrolün sınanması için yapılan bu incelemeler sonucunda benzetim sonuçları ve ölçüm sonuçlarının uyumlu oldukları gözlenmiştir.

Çizelge 5.1 Bang-bang kontrol için ölçülmüş ve hesaplanmış akımların temel bileşenleri

	5 Hz	10 Hz	50Hz
Ölçme(A)	1.43	1.376	1.239
Benzetim(A)	1.44	1.382	1.275

5.3.2. Akı İntegrasyonu

Mikroişlemcide stator akılarının integrasyon ile hesaplanması sırasında bazı problemler oluşmaktadır. Bu problemlerin kaynakları farklıdır. İntegrasyonun doğru bir şekilde uygulanabilmesi için ortaya çıkan sorunları ayrı ayrı ele alıp çözmek gereklidir. Ancak bu çözümler ile bir açık integrasyon olan akı integratörü saf bir integratör olma özelliğini yitirir. İntegrasyonun doğruluğuna etki eden hata kaynakları aşağıdaki gibi sıralanabilir:

- Akım ve gerilim ölçücülerindeki offsetler integratör çıkışında sürüklenmelere yol açar.
- Örtüşme (Aliasing) ve parametre hatalarının olumsuz etkileri integral sonucunun yanlış olmasına yol açar.
- Ölçme amacıyla kullanılacak ADC'lerin dönüştürme hızları ve bit sayıları önemlidir. Örneğin 8 bitlik ADC 'ler için oluşacak hata % 0.4 olmaktadır (Ahmed,1991).
- İntegrasyon adımı integrasyon sonucunu etkiler. Bu nedenle integrasyon adımının yeterince küçük olması istenmektedir.

- Sonlu kelime uzunluğu (Finite word lenght) integral işlemini etkilemektedir.

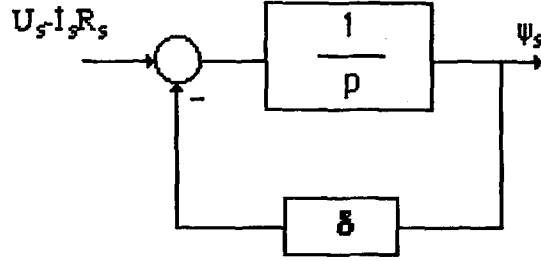
Gerilim modeli aracılığı ile rotor akısının hesaplanmasında düşük hızlarda problemler oluşmaktadır. Bu problemin kaynağı olarak şunlar gösterilebilir:

- R_s stator direncindeki farklılaşmalar düşük hızlarda büyük önem kazanmaktadır.
- Gerilim ölçülmesinde, düşük hızlarda darbelerin sürelerinin kısa olmasından dolayı ölçme hataları büyümektedir (Örtüşme olayı).
- Düşük hızlarda akının temel bileşeninin çok küçük olması da hatalara yol açmaktadır (Xu ve Novotny ,1990; Zagelin, 1986)

Bu şekilde integral işleminin sonucunu etkileyen hata kaynakları ortaya konulduktan sonra çözüm yöntemleri ele alınabilir

- Ölçücülerin offsetleri motorun çalıştırılmaya başlamasından önce, bu değerler defalarca okutturularak ortalaması alınmak suretiyle offset değerleri belirlenir ve daha sonraki ölçme değerlerinden çıkartılır.
- Sonlu kelime uzunluğundan kaynaklanan problemlerin çözümü için kayan noktalı işlem yapabilen işlemciler ve daha büyük kelime uzunluğu integrasyon işleminde avantaj sağlar. 16 bitlik bir işlemci için bazı işlemlerin 32 bit yapılması doğruluğu artırır.
- Örtüşme olayının önlenmesi için yürüyen ortalamlı süzgeç ve yüksek örnekleme oranı seçilmelidir. Bu bağlamda kullanılan motor parametrelerinin doğruluğu da çok önemlidir.
- Integrasyon adımının küçüklüğü mikrodenetleyicinin performansı ile yakından ilişkilidir. Yüksek hızlı mikroişlemci kullanılarak hesaplama döngü zamanı azaltılır. Ayrıca yürüyen ortalamlı süzgeç kullanılması ile yapay olarak integrasyon adımı küçültülebilir.

Yukarıda sayılan problemlerin çözümü için literatürde pekçok yöntem ele alınmıştır. Xu ve Novotny (1990), çalışmalarında 24 bitlik ve 100 ns komut işleme hızına sahip bir DSP kullanarak açık integrasyon probleminin teknik bir çözümü olmak üzere bir integratör yazılımı sunmuşlardır. Bu çalışmada kullanılan ve ideal olmayan integratör Şekil 5.15'deki gibi geliştirilmiştir.



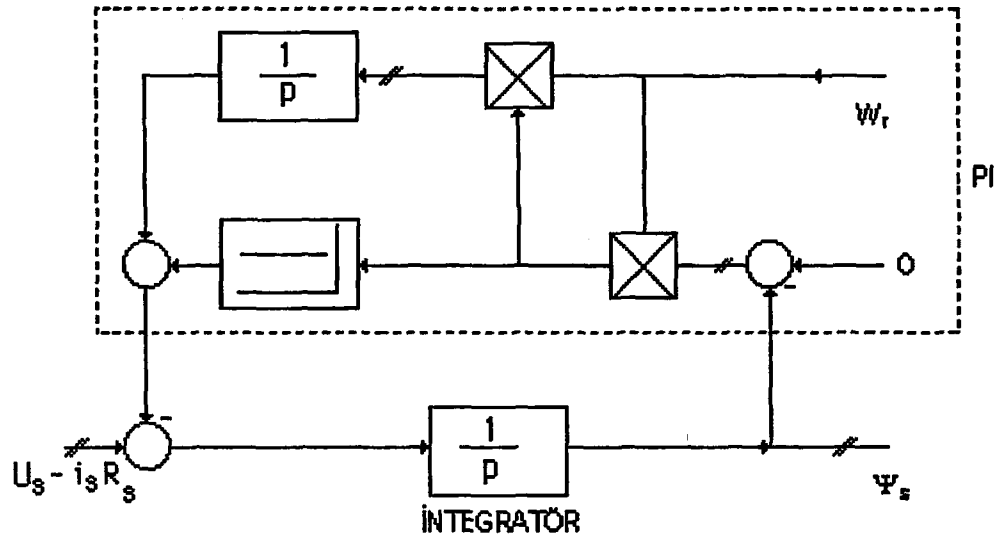
Şekil 5.15 Xu ve Novotny tarafından önerilen integratörün yapısı

Burada δ yeterince küçük bir kuvvetlendirme katsayısıdır. Böylece oluşan sistemin transfer fonksiyonu, $p = j\omega$ olmak üzere,

$$F(j\omega) = \frac{1}{j\omega + \delta} \quad (5.3)$$

şeklinde yazılmaktadır. Eğer ω , δ 'nin yanında yeterince büyükse ($\omega \gg \delta$) yani integratör yüksek frekanslarda çalışıyor ise bu durumda integratör doymaya girmemektedir. Ancak sıfır hız civarında ($\omega \leq \delta$) yani düşük frekanslarda δ çok küçük dahi olsa integral üzerinde etkili olacak ve bir offseste yol açacaktır. Bu durumda, doğru akım koşullarında integralin doğru sonuç vermesi mümkün değildir. Tezde bu yöntemin uygulaması yapılmış ve integratörün geribesleme katsayısına bağlı olarak ancak belirli bir minimum frekansın üzerinde istenen sonucu verdiği gözlenmiştir.

Bazı çalışmalarda ise integral işleminin analog olarak yapılmasının tercih edildiği görülmektedir. Ancak bu durumda da ortaya çıkan problemlere özel çözüm yöntemleri uygulanmaktadır. Klasik integratör kullanılan çalışmalarda doğru bir akı hesaplamasının yapılabilmesi için motorun belirli bir hızın üzerinde olması gerekliliği vardır. Analog integrasyondaki problemlerin üstesinden gelebilmek için bir PI sıfır nokta kontrol edici kullanmak mümkündür. Bu durumda PI denetleyicinin oransal kuvvetlendirme katsayısının hız ile ve integral katsayısının ise hızın karesine orantılı olarak değiştirilmesi gerekir (Dreiseitl, 1980). Prensip olarak Şekil 5.16'daki yapıya sahip olan bu integratörün sayısal yöntemler için de kullanılabilir.

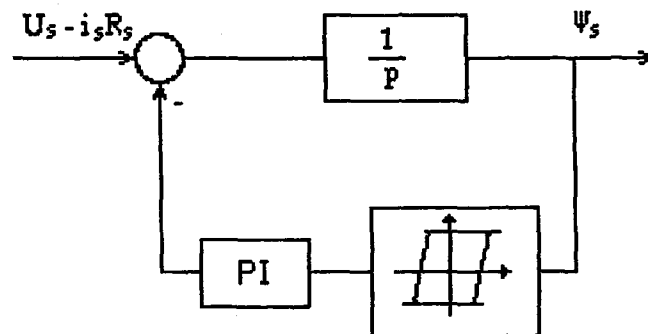


Şekil 5.16 Sıfır nokta kontrollü integratörün blok gösterimi

Şekil 5.15'deki integratörün transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir.

$$F(j\omega) = \frac{j\omega}{j\omega^2 + \omega_r K_a j\omega + \omega_r^2} \quad (5.4)$$

Bir başka çalışma da ise integratörün gerçekleştirilmesinde integratöre geri beslemeli olarak Schmitt tetiklemeli bir PI denetleyicinin bağlanması uygun bulunmuştur (Depenbrock, 1985). Ancak bu çalışmada da belirtildiği gibi yöntem belirli hızların altında iyi sonuç verememektedir. Anılan bu devre Workbench devre analiz programı ile analog olarak modellenerek sonuçları incelenmiştir.



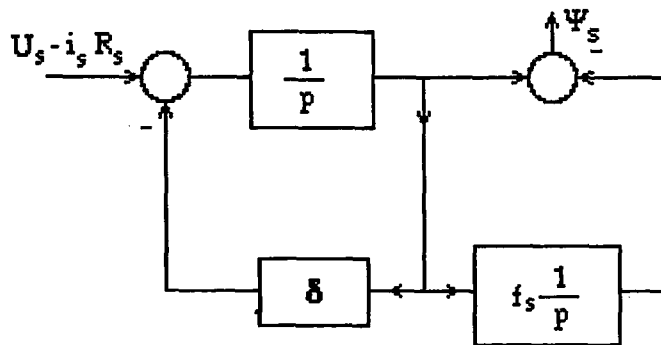
Şekil 5.17 Schmitt Tetiklemeli analog integratörün blok gösterimi

Sayısal açık integrasyon konusundaki bir diğer çalışmada, (Bausch ve Zeng ,1991) değişik evirgeç kontrol stratejileri için akı integralini akım ve gerilimlerin gerçek ölçümlerinin kaydedici (recorder) üzerinden kaydedilmesi durumunda, bir Fortran programı ile yamuk kuralını kullanarak gerçekleştirmişlerdir. Daha sonra, bu çalışmada akı integrasyonu büyük kaçak indüktanslı bir motor üzerinden TMS 320C30 DSP kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Kullanılan bu DSP işlemcisi E14 işlemcinin yaklaşık üç katı bir performansa sahiptir ve kayan noktalı aritmetik ile çalışmaktadır (Bausch and Zeng, 1992). Ancak bu çalışmada alınan önlemlerden söz edilmemektedir.

5.3.2.1. Geliştirilen integratör

İntegrasyona ilişkin bu incelemelerden sonra, sürekli durumda akının ortalamasının sıfır olması gerektiğinden hareketle yeni bir sayısal integratör geliştirilmiştir. Yalın integrasyonda varolan belirli bir zaman sonra sürüklenmeden dolayı doymaya gitme olayı integratöre çıkışın küçük bir katsayı ile geribeslenmesi yoluyla giderilmiştir. Ancak bu durumda integratör giriş frekansı ile değişen bir ortalama değere sahip olmaya devam etmektedir. Bu ortalama değerın hesaplanması ile integratör çıkışının doğru değerine çekileceği düşüncesi ile Şekil 5.18 'deki integratör gerçekleştirilmiştir. Bu integratöre ilişkin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir. Burada $T_s=1/f_s$ dir.

$$F(j\omega) = \frac{T_s j\omega - 1}{T_s j\omega(j\omega + \delta)} \quad (5.5)$$



Şekil 5. 18 Geliştirilen integratör.

İntegral sonucunun düzeltilmesinde kullanılan ortalama değerin hesaplanması sırasında, periyod değeri akımın sıfır geçişlerinden elde edilmektedir. Yazılım, akımın doğasında varolan bantdan kaynaklanan tekrarlı sıfır geçişlerinin doğuracağı hatayı uyumlu (adaptif) olarak en aza indirmektedir. Yani akımın sıfır geçişlerinden sadece biri alınmaktadır. Böylece sistemin senkron besleme frekansı ve dolayısı ile hızı hakkında bilgi sahibi olunabilmektedir.

$$\Psi_{\text{orf}} = \frac{1}{T_s} \int \Psi \quad (5.6)$$

Bunların yanısıra integral hesaplamalarının doğruluğunu artırmak için bazı işlemler 32 bit uzunlukta yapılmaktadır.

Akı üzerinden ortalama değer hesaplanırken oluşan ikinci bir güçlük de akı değerlerinin son derece küçük sayılar ile ifade edilmesinden kaynaklanmaktadır. Bu sayıların ikinci bir kez zaman adımı ile çarpılması ile Q15 formatında ifade edilemeyen sayılara geçilmiş olur. Bu durum ikinci bir örnekleme ve iç ölçekleme önlemlerinin alınması ile giderilmiştir. Böylece ortalama değer hesabında daha büyük bir zaman adımı kullanılır.

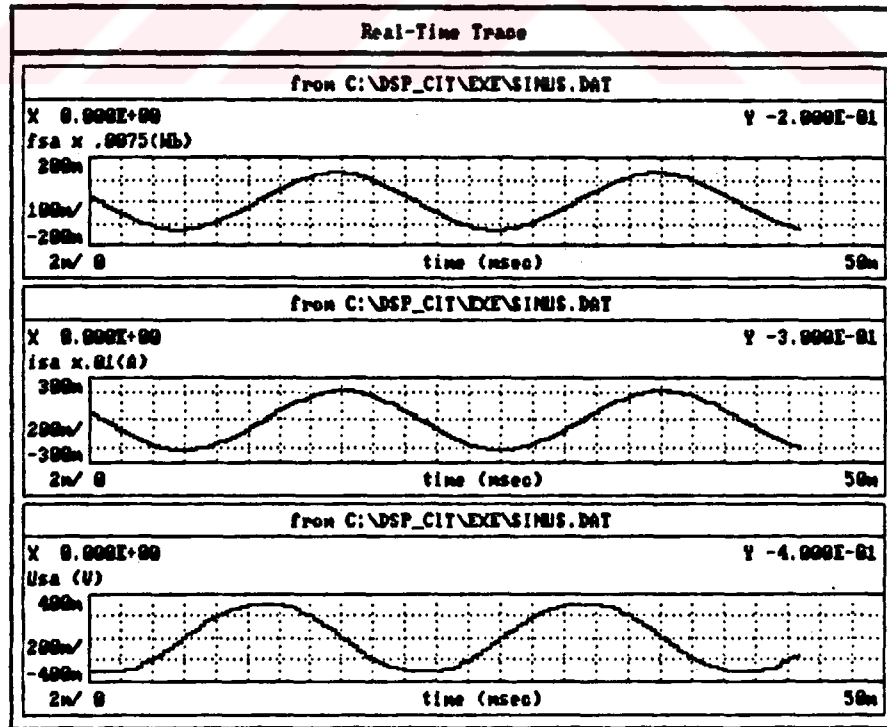
İntegral işleminin daha iyi sonuç verebilmesini sağlamak için hem yüksek frekansların süzülmesi ve hem de integrasyon adımını küçültebilmek için akım ve gerilim örneklerinin 248 µs 'lik hesaplama döngüsü içerisinde 8 kez alınması yoluna gidilmiştir. Daha sonra bu değerler yürüyen ortalama süzgeç (moving average filtre) yöntemi ile hesaplanarak kullanılmaktadır. Buna göre akım ve gerilim değerleri,

$$U_a = \frac{1}{8} \sum_{i=1}^8 U_{ai} \quad (5.7)$$

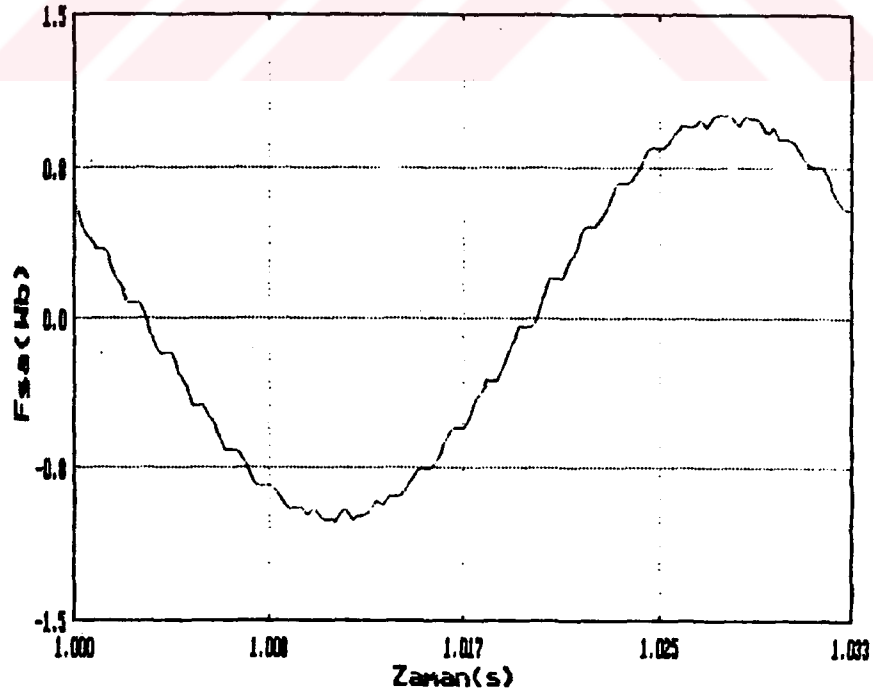
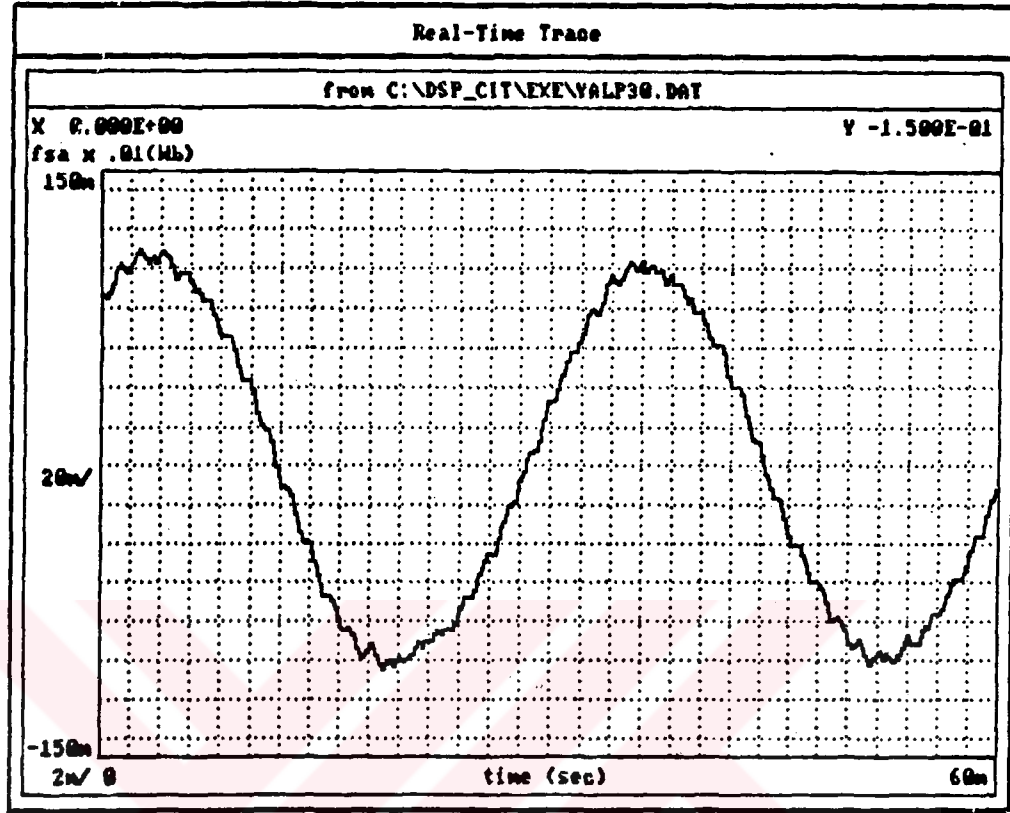
$$I_a = \frac{1}{8} \sum_{i=1}^8 I_{ai}$$

şeklinde hesaplanmaktadır. Böylece akım - gerilim hesaplamalarından kaynaklanabilecek hatalar azaltılmaktadır. Ancak bu şekilde yazılmış olan programın döngü süresinin uzun olması bang-bang kontrollü evirgeç çıkışının bozulmasına yolaçmaktadır. Döngü içerisinde tek örnekleme kullanılması durumunda ise, döngü zamanı $125 \mu s$ 'ye azalmaktadır. Bu yöntemde yürüyen ortalama süzgecin katkısı ortadan kalkmakla beraber, bang-bang kontrol performansının artması ile daha iyi sonuçlar elde edilebilmektedir.

Stator akı hesaplaması için yazılan integrasyon programının denenmesi için bilinen bazı işaretlerin integralinin alınması yoluna gidilmiştir. Bu amaçla önce asenkron motor 50 Hz 'lik bir sinüzoidal gerilimle beslenmiş ve gerçek zamanda stator akısı hesaplanmıştır. Şekil 5.19'de bu sonuç gösterilmektedir. Daha sonra çeyrek periyodunda 7 açılı bulunan bir PWM üreticinin 30Hz 'de çalıştırılması sonucunda stator akısı, akım-gerilim ölçmeleri aracılığı ile hesaplanmıştır. Hesaplanan akı değerinin doğruluğunun gösterilebilmesi için motorun benzetim programından yararlanılmıştır. Bu duruma ilişkin sonuçlar Şekil 5.20 'de sunulmuştur.



Şekil 5.19 Sinüzoidal besleme için stator akısının hesaplanması için sonuç



Şekil 5.20 PWM'lu evirgeç üzerinden hesaplanmış stator akısı

a) Gerçek motor üzerinden hesaplanan stator akısı b) Benzetim programı sonucu

5.3.3. Alan yönlendirmeli kontrolün sınanması

Rotor akı bilgisinin hesaplanması ve bang-bang kontrol için yazılımın denenmesi adımlarının sonrasında asenkron motor için alan yönlendirme programı bir bütün olarak denenmiştir. Şekil 5.6 'da akış diyagramı verilmiş olan yazılımın döngü süresi yürüyen ortalama süzgeç kullanılması durumunda 248 μ s ve doğrudan ölçme değerlerinin kullanılması için 124 μ s 'dir. Yöntemin denenmesi sırasında motor belirli bir sıcaklık değerine ulaşınca kadar çalıştırılmış ve uygulama sonuçları bu koşullar altında alınmıştır.

Asenkron motorun mekanik büyüklüklerinin ölçülmesi için motor miline özel olarak imal ettirilen bir disk takılmıştır. Böylece oluşan sistemin eylemsizlik katsayısı bilindiği için hızlanma süresinden giderek motor tarafından üretilen momenti belirlemek mümkün olabilmektedir. Ayrıca bu koşullar için sürtünme katsayısı ölçme sonucu belirlenmiştir. Buna göre aşağıda verilen deney sonuçları anlatılan düzeneğe ilişkindir. Bu düzeneğin bilgisayar benzetiminde kullanılan modeli denklem (5.8) 'deki gibidir.

$$T_e - T_y = J \frac{dw_r}{dt} + B w_r \quad (5.8)$$

Burada $j=0.0085$ (Kg m²) ve $B=(0.018$ Nm s/rad) 'dır. Oluşturulan deney düzeneği ayrıca fren yüküne bağlanarak yük altındaki davranışı incelenmiştir. Deney düzeneğinden sonuçlar alınırken hem geçici durum hemde sürekli durum için motor önce belirli bir sıcaklığa ulaşınca kadar belirlenmiş ve bu sıcaklıktaki stator direnç değeri hesaplamalarda kullanılmıştır. Deney sonuçlarının alındığı durumda stator direncinin ölçülen değeri 8 Ohm 'dur.

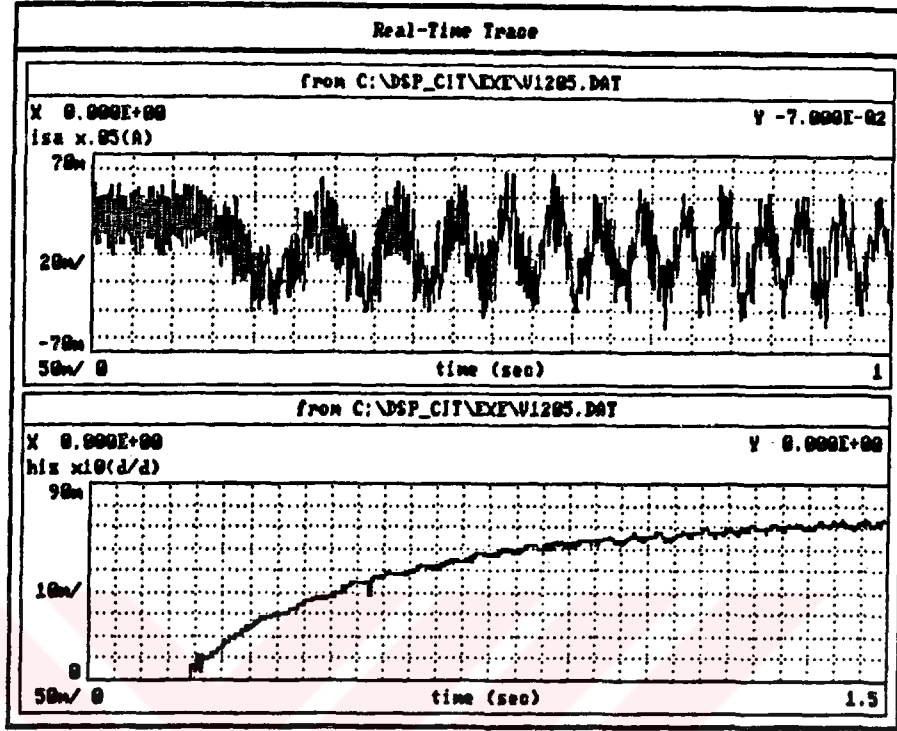
Alan yönlendirme için rotor akısı referansı $\psi_{sd}^*=0.987$ Wb girilerek bang-bang kontrollu evirgeç yardımıyla doğru akımdan oluşturulur. Rotor akısının sürekli duruma ulaşması için 0.2 s yeterlidir. Sistemin çalışmaya başlaması için evirgeç anahtarları bir

başlangıç konumunda tutulur ve sonra ölçülen değerlere bang-bang kontrol uygulanır. Daha sonra $\psi_{sq}^* = 0.4$ Wb 'lik referans ile (1.6 Nm 'lik moment referansı) motor momenti oluşturularak, motor döndürülür. Bu duruma ilişkin motorun hızlanması ve akımın değişimi hafızalı osiloskop üzerinden kaydedilmiştir. Daha sonra bu veriler Trace14 yazılımı ile bilgisayar ortamına aktarılmıştır.

Şekil 5.21 'de verilen bu referanslar için hız ve stator akımının değişimlerine ilişkin ölçme sonuçları gösterilmiştir. Aynı referanslar için benzetim programı yine 124 μ s 'lik hesaplama döngüsü içerisinde çalıştırılarak sonuçlar alınmıştır. Böylece elde edilen sonuçlar Şekil 5.22 'de verilmiştir. Daha sonra moment referansı iki kat arttırılmıştır. Bu duruma ilişkin ölçme ve benzetim sonuçları Şekil 5.23 ve 5.24 'deki gibidir.

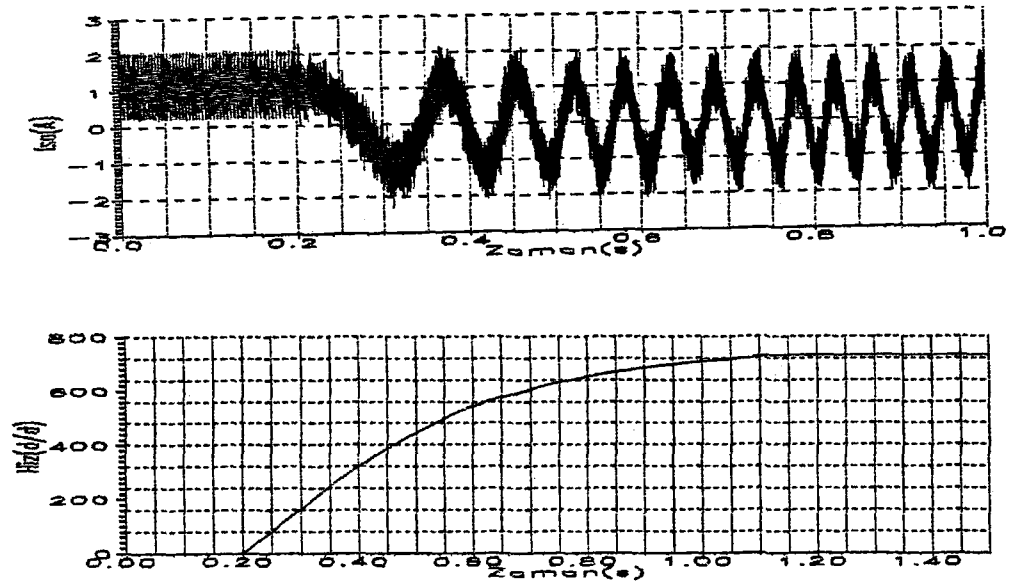
Bu sonuçların incelenmesi gerçek sistemden alınan sonuçlar ile bilgisayar benzetiminin uyumlu olduğu gözlenmektedir. Akımlar üzerindeki farklar, benzetim programında kullanılan parametrelerdeki hatalardan kaynaklanmaktadır. Hız değişimleri karşılaştırıldığı zaman sürekli durum hızlarının küçük bir fark ile tuttuğu görülmektedir.

Sürekli durum çalışma sırasında iki değişik moment için kaydedilen stator akısı, akımı ve geriliminin değişimleri Şekil 5.25 'de gösterilmektedir. Bu şekillerden birisi 1650 (d/d) 'lık bir hızda verildiğinden faz geriliminin anahtarlamasının azaldığı görülmektedir. Bu da yüksek hızlarda büyük zıt e.m.k. için sabit ara devre geriliminin yetersiz kalmasından kaynaklanmaktadır.



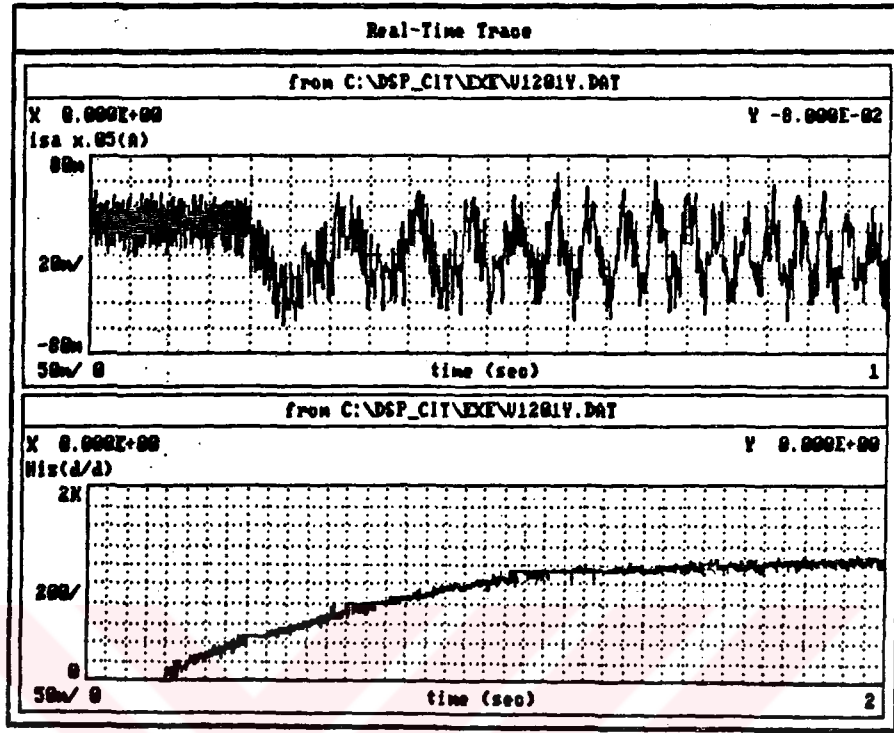
Şekil 5.21 $\psi_{sd}^* = 0.987$ Wb ve $\psi_{sq}^* = 0.4$ Wb'lik referanslar için motor üzerinden ölçülen

a) Hızın değişimi b) i_{sa} akımının değişimi



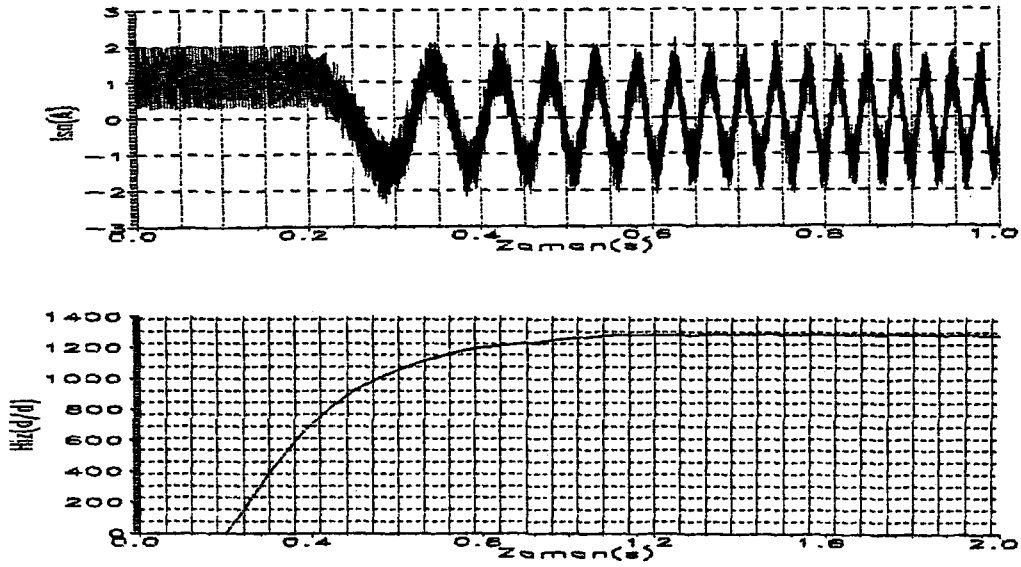
Şekil 5.22 $\psi_{sd}^* = 0.987$ Wb ve $\psi_{sq}^* = 0.4$ Wb'lik referanslar için benzetim programından

hesaplanan a) Hızın değişimi b) i_{sa} akımının değişimi



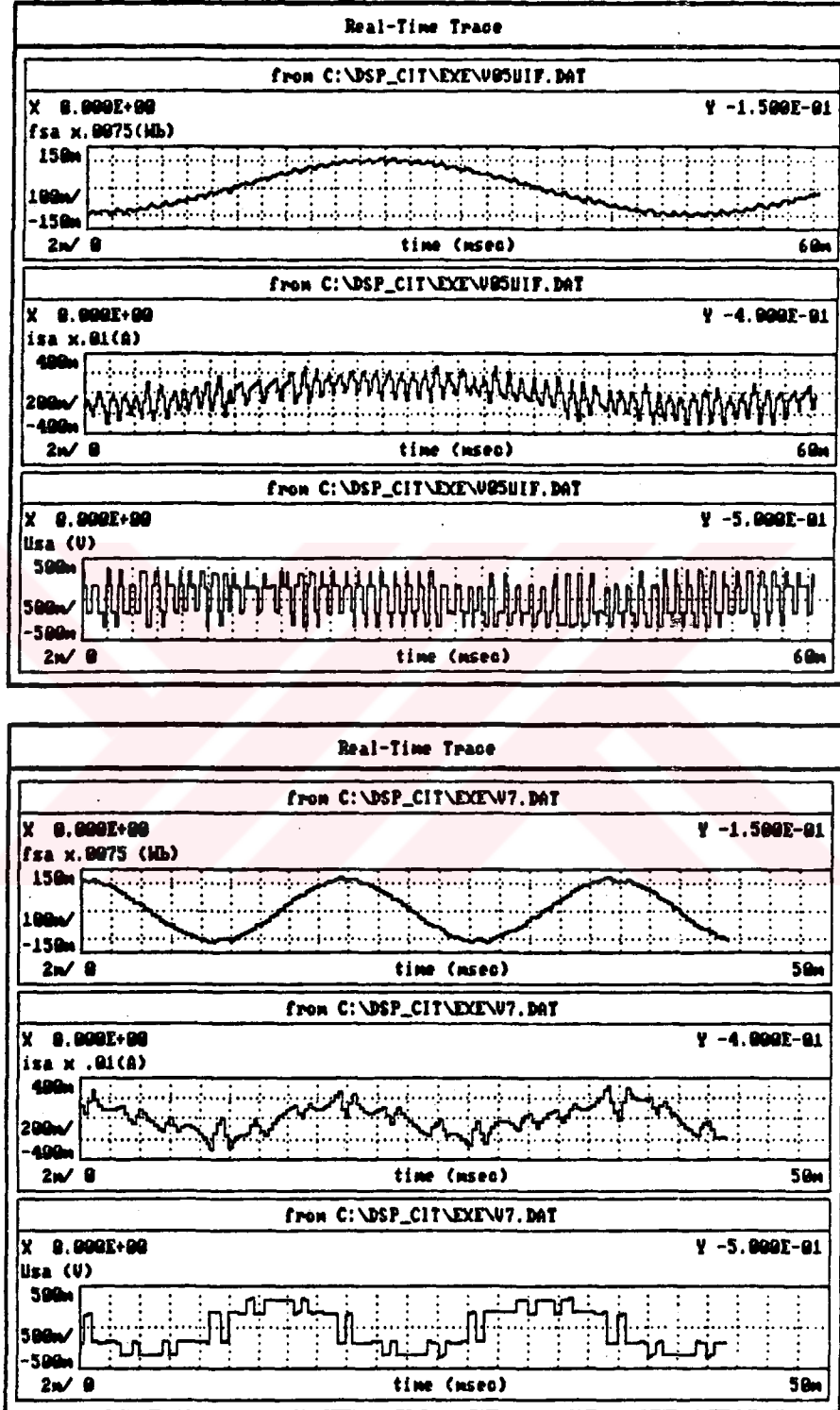
Şekil 5.23 $\psi_{sd}^* = 0.987$ Wb ve $\psi_{sq}^* = 0.8$ Wb'lik referanslar için motor üzerinden ölçülen

a) Hızın değişimi b) i_{sa} akımının değişimi

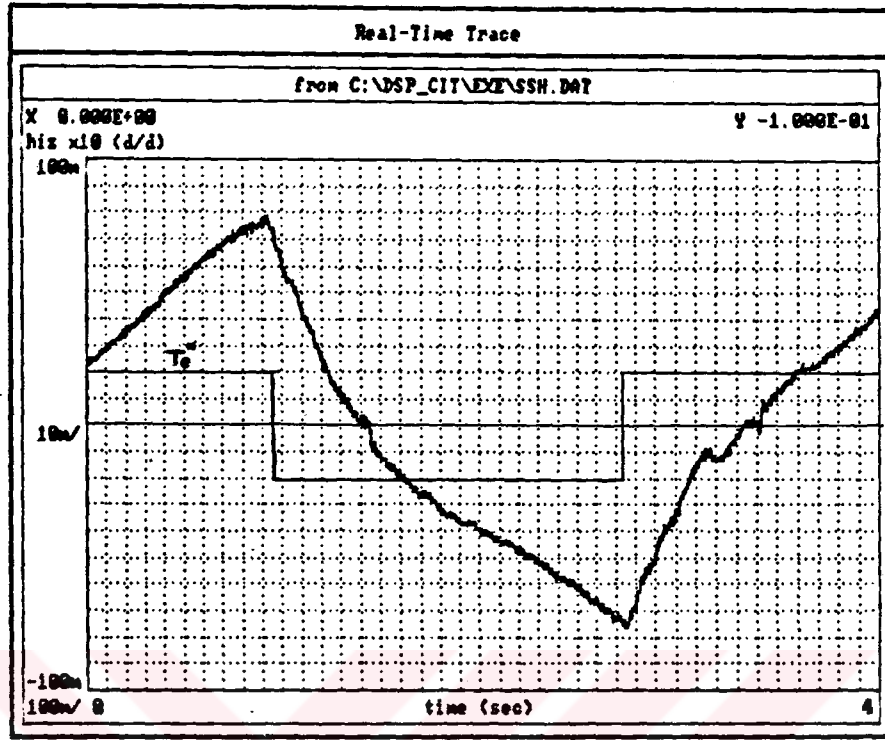


Şekil 5.23 $\psi_{sd}^* = 0.987$ Wb ve $\psi_{sq}^* = 0.8$ Wb'lik referanslar için benzetim programından

hesaplanan a) Hızın değişimi b) i_{sa} akımının değişimi



Şekil 5.25 Sürekli durumda iki değişik moment referansı için stator akı, akım ve gerilimin değişimleri



Şekil 5.26 Moment referansının ters çevrilmesi durumunda hızın değişimi

Şekil 5.26 'da momentin ters çevrilmesi durumunda hızın değişimi gösterilmiştir. Bu durumda sadece ψ_{sq} referansı ters çevrilmiştir. Elde edilen değişim alan yönlendirme yönteminde motorun iki bölge çalışması için sadece moment referansının değiştirilmesinin yeterli olduğunu göstermektedir.

Alan yönlendirme yönteminin bütün olarak sınanması durumunda geliştirilen algoritmanın düşük hızlarda (nominal hızın %10'unun altında) kararlı çalışmadığı gözlenmiştir. Bu durumun rotor akısı bilgisinin hesaplanması sırasında ölçme, stator direnci bağımlılığı gibi nedenleri daha önce sıralanmıştı. Elde edilen bu sonuç literatür ile uyumludur. Buna göre aynı rotor akı ölçme yöntemini kullanan Gabriel ve Leonhard (1980), bu yöntemin kullanılması ile akı ölçümünün laboratuvar koşullarında 3 Hz 'in altında kesinlikle çalışmadığını rapor etmişlerdir. Bir başka çalışmada ise motor duruyorken akı ölçümünün mümkün olmadığı gösterilmiştir (Vas,1990). Daha sonraki bir çalışmada,

yöntemin çalışma sınırı olarak nominal hızın %10 'nundan yüksek hızlar olduğu belirtilmektedir (Baader, 1992).

Düşük hızlarda oluşan akı hesaplama problemlerinin getirdiği moment salınımlarının önüne geçmek için çözüm yolları uygulama yöntemine göre değişiklikler göstermektedir. Evirgeç kontrolü için gerilim ve frekans referans işaretleri üreten yöntemlerde açık döngü V/f_s kontrolü ile düşük hız bölgesi geçilebilirken bazı uygulamalarda açık integrasyon kullanmayan ikinci bir rotor akısı tahmin modelinden (rotor parametreleri ve hız ölçücü kullanarak) yararlanılabilmektedir (Xu 1990, Baader 1985). Bu durumlarda gerilim modeli devreye gireceği zaman senkronizasyon problemi ortaya çıkar.

5.4. Özet

Bu bölümde asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü için oluşturulan deney düzeneği tanıtılmıştır. Önce sistemi oluşturan donanım birimleri ele alınmış, daha sonra sayısal işlemci yazılımı sınanmıştır. Elde edilen sonuçlar kısaca aşağıdaki gibidir.

1) Deney setinin oluşturulması sırasında standart asenkron motor, bipolar tranzistörlü evirgeç ve TMS320E14 sayısal işaret işlemcisi kullanılmıştır.

2) TMS320E14 için DS1101 geliştirme ortamı kullanılarak hazırlanan yazılım en kısa süreyi kullanacak şekildedir. Yazılım sayesinde tüm sistem sayısal kontrollu hale gelmiştir.

3) Bang-bang kontrol yöntemi için yazılımın ve donanımın sınanması yapılmıştır. Buradan elde edilen sonuçlar ile benzetim sonuçları karşılaştırılmış ve bang-bang kontrol algoritmasının beklenen sonuçları verdiği gözlenmiştir.

4) Rotor akı bilgisinin hesaplanması sırasında gerekli işlemler sırasında stator akılarının hesabında kullanılan integral işleminde sorunlar olduğu gözlenmiştir. Bu sorunların çözümü için literetür ışığında özgün bir integral algoritması geliştirilmiştir.

5) Kontrol sistemi bütün olarak değişik koşullarda denenmiştir.Yapılan ölçümlerden yöntemin nominal hızın %10 'nun üzerindeki hızlarda beklenen sonuçları verdiği gözlenmiştir.



6. SONUÇLAR VE SONRAKİ ÇALIŞMALAR İÇİN ÖNERİLER

6.1. Sonuçlar

Bu tez çalışması asenkron motorların alan yönlendirmesi konusunda teorik ve uygulamalı araştırmaları içermektedir. Araştırma sonucunda aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir.

Asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü için; motor üzerinde hız ve akı duyargası kullanmayan, rotor devresi zaman sabitindeki değişimlerden etkilenmeyen ve ek evirgeç maliyetleri gerektirmeyen bir yöntem geliştirilmiştir. Böylece standart motorlara alan yönlendirme kontrolünün uygulanması kolaylaştırılmıştır.

Yöntemin pratik gerçekleştirilmesinden önce, asenkron motorun d-q modeli kullanılarak bilgisayar benzetimi üzerinden değişik koşullar altında incelemesi yapılmıştır. Benzetim programının geçerliliği ve hassasiyeti motor üzerinde yapılan ölçümler ile kanıtlanmıştır. Moment kontrolü incelendiği zaman, motor parametrelerinin sabit olması durumu için tam bir ayrıştırmanın olduğu görülmüştür. Ancak stator direnci sıcaklık ile değiştiği için model üzerinden bu değişimin etkileri incelenmiş ve moment kontrolünün özellikle düşük hızlarda kaybolduğu gözlenmiştir. Bu durumda stator direncinin değerinin motor çalışması sırasında düzeltilmesi gerektiği sonucuna varılmıştır. Stator direncinin düzeltilmesi için zıt e.m.k 'nın değişiminin en az olduğu aralıkta üç ardışıl akım ölçümü sonunda direnç değerini hesaplayan bir algoritma geliştirilmiştir. Bu algoritma benzetim programına eklenerek stator direnci değişimi etkileri hem sürekli durum ve hem de geçici durum koşulları için incelenmiş ve tatmin edici sonuçlar elde edilmiştir. Ayrıca rotor akısının hesaplanması sırasında diğer önemli parametre olarak görünen σL_s geçici durum

indüktansının değerinin hatalı kullanılmasının etkileri incelenmiştir. σL_s değerindeki hata, moment ortalamasının değişmesine yolaçmaktadır.

Evirgeç kontrolü için alan yönlendirme yöntemine yapısal uygunluk gösteren bang-bang kontrol kullanılmıştır. Bu yöntem ile motorun stator akıları kendi referanslarını belirli bir bant ile izlemeye zorlanmaktadır. Bang-bang kontrollu evirgecin gerçekleştirilmesi sırasında önemli olan ortalama anahtarlama frekansı, minimum anahtarlama zamanı ve toplam harmonik distorsiyon gibi faktörler değişik histerezis ve çalışma koşullarında incelenmiştir. Elde edilen sonuçlardan bang-bang kontrolün bipolar transistörlü evirgeç ile çalıştırılabileceği görülmüştür. Bu yöntem, uygulanmasının kolay olmasının karşın sayısal gerçekleştirme sırasında hesaplama döngü süresinden ve sabit ara devre geriliminden kaynaklanan sınırlamalara sahiptir.

Geliştirilen alan yönlendirme yöntemi ile mikodenetleyici hesaplamaları başka benzeri yöntemlere göre azaltılmıştır. Burada stator akı kontrolünün üç faz üzerinden yapılması, d-q eksen sistemindeki moment ve akı kontrolü için gereken hesaplamalardan kaçınmayı sağlamıştır. Bu bağlamda, mikrodnetleyicinin hesaplama için kullandığı zaman benzetim programına girilerek moment üzerindeki etkileri incelenmiştir. Stator direnç düzeltme algoritmasının tüketeceği zaman da dikkate alınarak, bu sonuçların değerlendirilmesinden mikrodnetleyici olarak TMS320E14 DSP seçilmiştir. Geliştirilen alan yönlendirme algoritması ile mikrodnetleyici hesaplamaları azaltılmıştır.

Rotor akısına ilişkin bilginin elde edilmesinde yararlanılan stator akım-gerilim ölçümünü kullanan modelin doğru hesaplanması, moment kontrollu sistemin dinamik davranışını etkilemektedir. Buradaki en önemli problem, stator akılarının hesaplanması sırasında ortaya çıkan açık integrasyondur. Tezde, açık integrasyon çözümünde yardımcı olan bir algoritma geliştirilmiştir. Bu algoritma integral sonucunda oluşan sürüklenme ve ortalama değerleri ölçüp yoketmektedir.

Bu çalışmada, asenkron motor olarak ülkemizde üretilen standart motor ve evirgeç olarak da yine ülkemizde üretilen bipolar tranzistörlü evirgeç kullanılmıştır. Uygulama

programının geliştirilmesi sırasında dSPACE DS1101 geliştirme sisteminden yararlanılmıştır. Yazılan assembler programı hesaplama süresini en kısa tutacak şekildedir. Kontrol yazılımı ile algoritma doğrudan sayısal kontrollu olarak uygulanmıştır. Böylece değişik motorlara kolayca uyum sağlayabilecek bir yapı oluşmuştur.

Uygulama setinden elde edilen sonuçla, aynı koşullar için çalıştırılan bilgisayar benzetim sonuçları ile karşılaştırılmıştır ve sonuçların uyumlu olduğu gözlenmiştir. Deneysel sonuçlardan geliştirilen algoritmanın nominal hızın %10'nun altında istenilen performansı sağlayamadığı gözlenmiştir. Bu durum rotor akı bilgisi hesaplama yönteminden kaynaklanmaktadır ve literatürdeki sonuçlar ile uyumludur.

Özetle bu çalışmada yapılan araştırmalar bilim ve teknolojiye aşağıdaki katkıları yapmaktadır.

1) Alan yönlendirmeli asenkron motor kontrolü için hesaplanması zor olan rotor parametrelerine bağımlı olmayan, mikroişlemci üzerinde hesaplama süresi başka benzeri yöntemlere göre daha kısa olan bir ayrıştırma modeli ortaya konmuştur.

2) Bu yöntem hız ve akı ölçücülerine de gereksinme duymamaktadır. Bu bakımdan motor üzerinde herhangi bir değişikliğe gerek duyulmadan uygulanabilmesi önemli bir üstünlüktür.

3) Uygulamada ölçümüne ihtiyaç duyulan stator direncinin ölçülebilmesi için çok hızlı bir yöntem ortaya konulmuş ve güvenilir bir benzetim programı aracılığıyla en kötü koşullarda bile sistem performansının düzeltilebildiği görülmüştür.

4) Geliştirilen yöntem için en önemli bir problem olarak ortaya çıkan açık integrasyon problemine bir çözüm geliştirilmiş ve yöntemin çalıştığı benzetim sonuçları ile karşılaştırılarak kanıtlanmıştır.

5) Önerilen model gerçekleştirilmiş ve laboratuvarında denenmiştir. Sistem performansının benzetim sonuçlarıyla çok iyi bir uyum gösterdiği, özetle geliştirilen yöntemin uygulanabilir olduğu kanıtlanmıştır.

6.2. Sonraki Çalışmalar için Öneriler

Bu tezde en önemli sorun olarak görünen düşük hızlardaki kararsız çalışmaya ilişkin olarak, stator direnç düzeltme algoritmasının kullanılması ile sonuçların düzeleceği öngörülmektedir. Bu durum tezdeki bilgisayar benzetiminden elde edilen sonuçların bir yorumudur. Ayrıca düşük hızlardaki ölçme hatalarının azaltılması da düşük hız çalışma probleminin çözümüne yardımcı olacaktır.

Düşük hızlardaki integatörün daha iyi sonuç verebilmesi için yukarıdakilere ek olarak, hızlı ve kayan noktalı işlem yapan bir işlemci kullanılması yararlı olabilir.

Stator direnç düzeltilmesi için geliştirilen algoritma, stator direnç değişim etkisinin kritik olmadığı durumlarda stator kaçak indüktansının ölçülmesinde kullanılabilir.

Mikrodenetleyici işlem süresinin en önemli etkisi bang-bang kontrol üzerinde olmaktadır. Minimum anahtarlama süresinin ve dolayısıyla minimum histerezis bant uygulamasının sınırlandırılmasına yol açan döngü süresinin azaltılması için daha hızlı ve yüksek performanslı bir DSP işlemcisi kullanılabilir. Kullanılan bang-bang kontrol yönteminin performansını arttırmak için akım genliği ve frekansına bağlı olarak belirlenmiş bir histerezis bant kullanılması da yararlı olacaktır.

Geliştirilen sistemin performansının artırılması amacıyla akı ve moment için geribeslemeli kontrol uygulanabilir. Bu durum geribesleme için ek hesaplama yükü doğuracaktır. Ancak getireceği katkılar araştırmaya değer görülmektedir.

Günümüz sürücü sistemlerinin kendi testlerini kendilerinin yapabilmesi bir istek olarak ortaya çıkmaktadır. Bu amaçla mikroişlemci tarafından uygulanabilecek sürücü yapısına uygun bir test yöntemine ihtiyaç vardır. Bu yordamın programlanması ile kontrollü sürücü kendi parametrelerini hesaplayarak kendisini hizmete alabilir.

Geliştirilen sistemin endüstriyel uygulamasının sağlanabilmesi için yukarıda önerilen araştırmaların yanında daha ucuz bir mikroişlemci kullanılması da dikkate alınmalıdır.

KAYNAKLAR

AHMED I., (1991). Digital Control Applications with the TMS320 Family. Texas Instruments

**AKAMATSU M., IKEDA, K., TAMEI H., YANO S., (1982). High Performance IM Drive by
Coordinate Control Using a Controlled Current Inverter. IEEE Trans. Ind. Appl. Vol IA
no 19 382-392**

**AKIN, E., ERTAN, H. B., ÜÇTUĞ, Y., (1991). Akım ve Gerilim Ölçümüyle Asenkron Motorda
Alan Yönlendirme: Model ve Pratik Sorunlar. Elektrik Mühendisliği 4. Ulusal
Kongresi, İzmir**

**AKIN, E., ERTAN, H. B., ÜÇTUĞ, Y., (1991). Asenkron Motorların Denetiminde Akım ve
Gerilim Ölçümüyle Alan Yönlendirme İçin Bir Yöntem. BİLKON'91, ANKARA**

**AKIN, E., ERTAN, H. B., ÜÇTUĞ, Y., (1991). An Indirect Method for Field Oriented Control
of Induction Motor. MCED'91 Marseille, FRANSA.**

**AKIN, E., ERTAN, H. B., ÜÇTUĞ, M.Y., (1992). Vector Control of Induction Motor Through
Rotor Flux Orientation with Stator Flux Components as Reference. ICEM'92,
Manchester.853-857**

**ANQGUIST. L. (1986). Stator Flux Control of Asynchronous Motor in the Field Weakening
Region. I C E M. Lausanne.**

BAADER, U., DEPENBROCK. M., (1992). Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine: A basis for Speed Control without Speed Measurement. IEEE Trans. on. Ind. Appl. Vol 28, 581 - 588.

BARTON, T. H., (1987). Variable Frequency Variable Speed A.C Drives. Electric Machines and Power systems. No: 12. 143 - 163

BAUSCH, H., HONTHEIM, H.(1985). Transient Performance of Induction Machines With Field Oriented Control. Second International Conference on Electrical Machines, Design and Applications, IEE .Londra,199-203

BAUSCH, H., ZENG. (1991), Flux Reconstruction of Induction Machines Based on Line Currents and Terminal Voltages. Teknik Rapor. Almany.

BAYER, K.H., BLASCHKE, F., (1977). Stability Problems With the Control of Induction Machines Using the Method of Field Orientation. IFAC Symposiyum on Control in Power Electronics And Drives. 483-492

BELLINI, A, FIGALLI, G., ULIVI, GJ ., (1986). A Microcomputer Based Optimal Control System to Reduce the Effects of Parameter Variations and Speed Measurement Errors in Induction Motor Drives. IEEE trans. Ind. Appl. Vol IA 22. 42 - 49.

BELLINI, A., FIGALLI. G., ULIVI, G., (1988). Analysis and Design of a Microcomputer Based Observer for an Induction Machine. Automatica. Vol. 24. No : 4

BLASCHKE, F., (1972). The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvektor Closed Loop Control System for Rotating Field Machines . Siemens Rev.

BOSE, B. K., (1986). **Power Electronics and AC Drives**. Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall.

BOSE. B. K., (1981). **Adjustable Speed AC Drive Systems**, IEEE press.

BOSE. K. B., (1987). **Microcomputer Control of Power Electronics and Drives**. IEEE press.

BOSHI, C., SHUZU, D., PINGPING, Z., JINFEN, H. (1984). A Microprocessor- Based Vector Controlled PWM Inverter - Fed Induction Motor Drive with Novel Approach to the Transducers of Speed, Current and Voltage. **ICEM**

BRAHIM. B. L., KAWAMURA. A. (1992). A Fully Digitized Field Oriented Controlled Induction Motor Drive Using Only Current Sensors. **IEEE Ind. Elec.** Vol. 39. 241 - 249.

BROD .D. M., NOVOTNY D.W. (1985) . Current Control of VSI-PWM Inverters. **IEEE Trans. on Ind. Appl.** Vol IA No:3 ,562 - 570

BROSCH, F. PETER.,(1992). **Moderne Stromrichterantriebe**. Vogel

CHANG, C. K., LIPO. T. A. (1986). A new Approach to Flux and Torque - Sensing in Induction Machines. **IEEE trans. Ind. Appl.** Vol IA 22,731 - 737.

CHASSAING, R., HORNING , D.W., (1990). **Digital Singal Processing with the TMS 32C25**. Wiley - Interscience Publication.

CHERTOV, LEONID., (1989). Microprocessor Implementation of Vector Control System for AC Induction motor. M. S. thesis. California State University. Fullerton

- DEPENBROCK, M., (1985). Direkte Selbstregelung (DSR) für Hochdynamische Drehfeldantriebe mit Stromrichterschaltung. *etz - Archiv* Bd 7. 211 - 218
- DIETRICH, D, KONHAUSER, W. (1986). *Microcomputerergestellte Asynchronmaschinen*. Roldenburg, Verlag Munchen.
- DONCKER, D.E. R. vd., (1986). Thermal Models of Inverter fed Asynchronous Machines Suited for Adaptive Temperature Compensation of Field Oriented Controllers. *IEEE-IAS Annual Meeting. Denver.* 132 - 139
- DOTY, Y., (1990). *Servomotor and Motion Control Using Digital Signal Processors*. Prentice Hall.
- DREISEITL, W., AND ANDERE. 1980. Schaltungsanordnung zur Bildung eines Elektrischen Spannungssignals, das einer Flußkomponente in einer Drehfeldmaschine Proportional ist. *patentschrift Nr DE 2833593. C2*
- dSPACE (1990). *DS1101 User's Guide*.
- DURU, TARIK., (1989). *Asenkron Makinaların Vektör kontrolü ile Denetimi. Yüksek Lisans Tezi, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü. İstanbul*
- ERDMAN, L., WILLIAM., HOFT, G. R., (1990). Induction Machine Field Orientation Along Airgap and Stator Flux. *IEEE Trans. on. Energy Conversion . Vol.5. No: 1*

FELLER, P., (1983). Speed Control of an Induction Motor by State Variables Feedback with Decoupling. IFAC Control in power Electronic and Electrical Drives. Lausanne, Switzerland.

FERRARIS, P., vd. (1986). About the Vector Control of Induction Motors for Special Applications Without Speed Sensor. International Conference on the Evolution and Modern aspects of Induction Machines. 444-450

FIGALLI, G., TOMASI, L., ULIVI, G., CAVA LA, M., (1983). Comparison Among Various Approaches for the Optimal Feedback Control of Induction Motor Drives. IFAC Control in Power Electronic and Electrical Drives. Lausanne. Switzerland

FITZGERALD, A. E. vd. (1983). Electrical Machinery Mc Graw Hill Company

FLOTTER, W., RIPPERGER, H., (1972). Field Oriented Closed Loop Control of an Induction Machine with the New Transvector Control System. Siemens Rev. Vol 39, No: 6, 248 - 252

FLÜGEL, W., WENINGER, R., Switzerland, (1983). Control of Inverter-Fed Asynchronous Motors via Decoupling Networks. IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne

GABRIEL, R. (1982). Feldorientierte Regelung einer Asynchronmaschine mit einem Mikrorechner Diss. TU. Braunschweig

GABRIEL, R., LEONHARD, W., ve NORDBY, C.J., (1980). Field Oriented Control of a Standard AC Motor Using Microprocessor. IEEE Trans. Ind. Appl. 182 - 192

- GARCES, J, L. (1980). Parameter Adaption for the Speed- Controlled Static AC Drive with a Squirrel - Cage Induction Motor. IEEE Trans on Ind. Appl. Vol16, No:2
- GÖKAŞAN, METİN., (1989). Sincap Kafesli Asenkron Makinalarda Modern Kontrol Yöntemlerinin Uygulanması. Doktora Tezi. İ. T. Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü
- HAJDU, E., JARDAN. R. K. (1986). Voltage Source Inverter Drive with Direct Torque Control. Second International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, IEE 80 - 83
- HARASHIMA, F., v. d. (1986). Control Robustness Against Motor Parameter variations in Induction Motor Drive. Proc. Int. Conf. on. Evolution and modern aspects of Induction Machines. Torino
- HARASHIMA, F., KONDO, S., OHNISHI, K., KAJITA, M. (1985). Multimicroprocessor-Based Control system for Quick Response Induction Motor Drive. IEEE Trans. on. ind. Appl. Vol. IA 21. No: 4 602 -609.
- HARMS, K. ve LEONHARD, W. (1989). Parameter Adaptive Control of Induction Motor Based on Steady State Machine Model. Technische Universitat Braunschweig. Almanya
- HASSE, K., (1969). Zur Dynamik drehzahl geregelter Antriebe mit Stromrichter gespeisten Asynchronkurzschlußmotoren. Dissertation T. H. Darmstadt

- HEINEMANN. G., (1989). Comparison of Several Control Schemes for AC Induction Motors Under Steady State and Dynamic Conditions. **EPE**
- HILLENBRAND, F., (1983). A Method for Determining the Speed and Rotor Flux of the Asynchronous Machine by Measuring the Terminal Quantities Only. **IFAC control in Power Electronics and Electrical Drives. Switzerland Lausanne**
- HO, Y.E., SEN, P.C., (1988). Decoupling Control of Induction Motor Drives. **IEEE Trans. Ind. Elec. Vol IE 35 No : 2**
- HOLTZ, J. ve, STADKFELD. S. (1983). Field- Oriented Control by Forced Motor Currents in a Voltage Fed Inverter Drive. **IFAC Control in Power Electronic and Electrical Drives. Lausanne, Switzerland**
- HUNG, K. T. ve LORENZ R.D (1990). A Rotor Flux Error Based Adaptive Tunning Approach for Feedforward Oriented Induction Machine Drives **IEEE/ IAS AMCR, 598 - 594**
- IRISA. T., TAKATA, S. v.d. (1983). On Reliability of Induction Machine for high Performance Based on Parameter Characteristics. **IEEE, IAS Annual Meeting Record. 547 - 554**
- ITO, T., YAMAGUCHI, T., VEDA, R., MOCHIZUKI. T AND TAKADA. S. (1983). Analysis of Field Orientation Control of Current Source Inverter Drive Induction Motor System.
- JARDAN, R. K., HORVATH, M. (1984). Low Frequency Operation of Current-Fed Induction Motors. **International Conference on Electrical Machines .Lausanne**

JÖTTEN, R., SCHIERLING, H. (1983). Control of the Induction Machine in the Field Weakening Range. **IFAC Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne**

JÖTTEN, R., MADÖR, G: (1982). Control Methods for Good Dynamic Performance Induction Motor Drives Based on Current and Voltage as Measured Quantities. **IEEE. Int. Semicond. Conf.**

KAZMIERKOWSKI, M P . NILSEN. R. (1989). Reduced - Order Observer with Parameter Adaption for Fast Rotor Flux Estimation in Induction Machines. **IEEE proceedings Vol. 136 Pk. D No: 1**

KAZMIERKOWSKI, M. P., KÖPCKE, H. J. (1989). Current Source Inverter-fed Induction Motor Drive System Controlled Without a Speed Sensor. **European Power Electronic Conference. Aachen.**

KAZMIERKOWSKI, M., KOPKE, H, (1985). A Simple Control System for Current Source Inverter Fed Induction Motor Drives. **IEEE Trans. Ind. Appl. Vol IA, 610-616**

KAZMIERKOWSKI, M., SULKOWSKI. W. , (1991). Vector Control Scheme for Transistor PWM Inverter-Fed Induction Motor Driver **IEEE. Trans on. Ind. Elec. Vol. 38 No: 1**

KELEMEN. A. IMECS., M. (1992). **Vector Control of AC Drives.** Omikk Publisher. Budapest.

KHAMBADKONE, A. ve HOLTZ., J.(1991). Vector- Controlled Induction Motor Drive with a Self-Commissioning Scheme. **IEEE Ind.Elec. Vol. 38. 322-327.**

KHATER, F. M. H., LORENZ. D.R., NOVOTNY. D.W., TANG, K., (1987) . Selection of Flux Level in Field Oriented Induction Machine Controllers with Consideration of Magnetic Saturation Effects. **IEEE trans Ind. Apl. Vol IA 23 . 276-281**

KIRSCHEN, D.S. , NOVOTNY, D.W. ,LIPO, T.A (1985) On-Line Efficiency Optimization of a Variable Frequency Induction Motor Drive. **IEEE Trans. Ind. Appl. Vol IA 21, 610-616**

KIRSCHEN, S. D., NOVOTNY. D. W., LIPO. T.A., (1987).Optimal Efficiency Control of an Induction Motor Drive. **IEEE Trans. Energy. Conv. Vol EC.2 . 70-75**

KOYAMA, M., YANO, M., KAMIYAMA. I., YANO, S., (1986). Microprocessor - Based Vector Control System for Induction Motor Drives with Rotor Time Constant Identification Function. **IEEE Trans. Ind. Apl . Vol IA 22. 453-59**

KRAUSE C. P., (1968). Method of Multiple Reference frames Applied to the Analysis of Symmetrical Induction Machinery. **IEEE trans. on. Ind. Appl. Vol. PAS. 87 No: 1**

KRAUSE C. P., (1987). **Analysis of Electric Machinery. McGraw- Hill . Singapore**

KRAUSE. C. P., AND THOMAS. C. H. (1965). Simulation of Symmetrical Induction Machinery. **IEEE. trans. on. power Appar. and Syst. Vol. Pas 84. No: 11**

KRISHNAN, R, DORAN, F. C. (1987). Study of Parameter Sensitivity in High- Performance Inverter - Fed Induction Motor Drive Systems. **IEEE Trans. on. Ind. Appl. Vol. IA 23**

KRISHNAN, R, DORAN, F. C. (1987). A Method of Sensing Line Voltages for Parameter Adoption of Inverter - Fed Induction Motor Servo Drives. **IEEE Trans. on. Ind. Appl.** Vol. IA 23 No. 4

KUBO. K., WATANABE. M., OHMAE. T., KAMIYAMA. K., (1985). A Fully Digitalized Speed Regulator Using Multimicroprocessor System for Induction Motor Drives. **IEEE Trans. Ind. Appl.** Vol IA 21, 1001 - 1008.

LEHMANN. R., (1990). **AC- Servo Antriebstechnik .Elektronik.**

LEONHARD, W. (1985). **Control of Electrical Drives** Springer Verlag. Berlin

LEONHARD. W., (1986) . Microcomputer Control of High Dynamic Performance AC Drives. **Automatica** Vol. 22 No : 1

LESSMEIER, R., LEONHARD, W., (1984). Microprocessor- Controlled Induction Motor Servo Drive for High Dynamic Performance - **International Conference on Electrical Machines** Lausanne.

LIPO, A. T., ve CORNELL, P. E. (1977). Modelling and Desing of Controlled Current Induction Motor Drive Systems. **IEEE Trans. on. Ind. Appl.** Vol. IA. 3 No: 4

LIPO, A. T., vd. (1989). **Field Orientation and High Performance Motion Control.** WEMPEC.

LIPO, A. T., NOVOTNY, W. D., (1990). **Electromechanical Systems.** WEMPEC.

LORENZ, D. R., (1986). Tuning of Field Oriented Induction Motor Controllers for High Performance Applications. IEEE Trans Ind. Appl. Vol. IA 22, No: 2, 293 - 297.

LORENZ, D. R, LAWSON, B. D. (1987). Performance of Feedforward Current Regulators for Field Oriented Induction Machine Controllers. IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 23 No: 4

MATSUO, T, LIPO. T.A. , (1985). A Rotor Parameter Identification Scheme for Controlled Induction Motor Drives. IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA 21, 624 - 632

MOREIRA, J. C., LIPO T. A., (1990). Direct Field Orientation Control Using the Third Harmonic Component of Stator Voltage. ICEM.

NABAE, A., vd. (1980). An Approach to Flux Control of Induction Motors Operated with Variable Frequency Power Supply. IEEE Ind. Appl. Vol, IA - 18, 342 - 349.

NAGATI, A., VILLATA., F., LAUSANNE (1984). A. C. Servo System for Position Control
ICEM

NORDIN, K. B, NOVOTNY, D.W., ZINGER D.S (1985). The Influence of Motor Parameter Deviations in Feedforward Field Orientation Drive System. IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA - 21, 1009 - 1015.

OHTANI. T., TAKADA. N., TANAKA. K., (1992). Vector Control of Induction Motor Without Shaft Encoder. IEEE Ind. Appl. Vol. 28. 157 - 164.

OHTANI, T., (1986). A New Method of Torque Control Free from Motor Parameter Variation in Induction Motor Drives IEEE / IAS AMCR , 203 - 209

ORLOWSKA, KOWALSKA, TERASA., (1988). Dynamical Properties of Fast State Observer for Current-Fed Induction Motor, **Electric Machines and Power Systems.**

PLUNKETT, A. B. (1977). Direct Flux and Torque Regulation in a PWM Inverter Induction Motor Drive. **IEEE trans. Ind. Appl. Vol IA 13 .133-146.**

PRORUMO, F., LIPO T.A., NOVOTNY, D.W. (1988). A Direct Oriented Controller for Induction Machines Using Tapped Stator Windings. **PESC .Japan**

RAHMAN, M. A. vd. (1987). Performance Analysis of Delta Modulated PWM Inverters. **IEEE Trans. on. Ind. Appl. Vol PEZ. No : 3.**

RUOHONEN, I., (1986), A Vector - Controlled Cage Induction Motor Drive for Demanding Industrial Application. **Second Int. Conf. on Power Electronics and Variable Speed Drives. IEE 24 - 26 191 - 193.**

SANDERS, S. R., VERGHESE. C, G. (1988). Observers for Flux Estimation in Induction Machines. **IEEE Trans. Ind. Elec. Vol IE 35 85 - 94**

SATHIKUMAR, S., VITHAYATHIL. J, (1984). Digital Simulation of Field Oriented Control of Induction Motors. **IEEE Trans. Ind. Elec. Vol IE 85 - 94. 141-8**

SCHIERLING., H.(1987). Selbstinstellendes und Selbstanpassendes Antriebsregelsystem für die Asynchronmaschine mit Pulswechselrichter. **Doctoral dissertation. Darmstadter.**

SCHUMACHER, W. (1985). Mikrorechner-geregelter asynchron-stellenantrieb.
Dissertation, Brunswick Technical Universitat

TAKAHASHI I ve NOGUCHI, T., (1985) A New Quick Response and High Efficiency Control
Strategy of an Induction Motor. IEEE / IAS AMRC 496 - 502.

TMS320 Family Simulator User's Guide (1988). TI

TMS320 FIXED- point DSP. Assembly Language Tools User's Guide (1988),TI

TMS320C14 / TMS 320E14 User's Guide (1989), TI

TRIPATHI, A., SEN. P. C. (1992). Comparative Analysis of Fixed and Sinusoidal Band
Hysteresis Current Controllers for Voltage Source Inverters. IEEE Trans. on. Ind. Appl.
Vol. 39. 63 - 73.

TSUJI, M., YAMADA, E. (1984). Stability analysis of a current source Inverter-fed Induction
motor under vector control. ICEM.

TUTTAS, C., (1988). Feldorientierte Reglerstrukturen der Asynchronmaschine **etz Archiv** .
Bd 10, 331 - 335

TUTTAS, C., (1989) . Field Oriented Control Asynchronous Machines by System Inversion.
EPE Aachen . 295 - 300

TUTTAS, C., (1990). Feldorientierte Regelung der Asenkron Maschine mit Eingepragten
Stator Flussen. **Etz - Archiv** 129 - 134

VAS, P., (1990). **Vector Control of AC Machines**. Oxford Univ. Press.

VEDA, R., SONODA. T., vd. (1985). Investigations of Induction Motor Characteristics by Means of Vector Control. IEEE-IAS Annual meeting record. 578 - 585.

VOGT, G., (1985). **Digitale Regelung von Asynchronmotoren für Numerisch Gesteuerte Fertigungseinrichtungen**. Springer- Verlag. Berlin .

WANG, C., NOVOTNY. D. W., LIPO T. A. (1988). An automated rotor time constant Measurement system for indirect field- oriented drives. IEEE trans. Ind. Appl. Vol IA 24. 151 - 159

WILLIAMS, B. W., GREEN, T. C. (1991). Steady State Control of Induction Motor by Estimation of the stator flux magnitude. IEE Proceedings B., Vol 138-2.

Xu , X., Doncker R.D., Novotny, D.W. (1988) . A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive. PESC'88 Record 870 - 876

Xu , X., Doncker R.D., Novotny , D.W. (1991). Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatile DSP based system. IEEE trans. Ind. Appl. Vol IA 27. 694-70

XU, X., (1990), Stator Flux Orientation a Robust Control Technique for Induction Machines. Doktora Tezi. Wisconsin University. USA.

YAMAMURA. S., (1988). Secondary Current Feedback Control of Induction Motor Torque.
International conference on Electric Drives .Romanya.

ZAGELIN, W. (1984). Speed Regulation of Asynchronous Motors Using an Observer with
Reduced Parameter Sensitivity. Doktroas Tezi. Universitat Earlangen. Nurnberg.

ZHANG, J., GRANT. T., BARTON, T.H., (1988). New approach to field orientation control of
a CSI induction motor drive. IEEE Proceedings , Vol. 135. 1 - 7.



EK -1 ASENKRON MAKINANIN BİRİME İNDİRGENMİŞ MODELİ

Makina parametrelerini ve değişkenlerini birime-indirgenmiş (per-unut) olarak kullanmak daha uygundur. Bu amaçla temel güç ve temel gerilim seçilir ve tüm parametreler ile değişkenler bu temel büyüklükleri kullanarak normalize edilirler. Makinaya bağımsız olarak bakıldığı zaman temel güç Volt-Amper olarak makinanın nominal Hp biriminde seçilir (yani Hp'nin 746 katı olarak). Diğer yandan, eğer makina bir güç sisteminin parçası ise tüm sistemin birime indirgenmiş değerleri sadece bir gücü temel olarak Volt-Amper olarak seçilir. Vektör kontrol durumunda önceden belirtilen makinanın nominal gücü baz güç olarak alınacaktır(Krause,1987)

Anlık değerler ile ilgilenildiği zaman d,q,o değişkenleri için nominal gerilimin maksimum değeri temel değer olarak seçilir. Oysa bunun dışında nominal faz geriliminin etkin değeri a,b,c değişkenleri için temel gerilim seçilir. Yani U_T (a,b,c) olduğu zaman değişkenleri için temel gerilim olarak etkin gerilim seçilir. Temel güç

$$P_T = 3 U_T(a,b,c) \cdot I_T(a,b,c) \quad (EK-1.1)$$

veya

$$P_T = \left(\frac{3}{2}\right) U_T(d,q,o) \cdot I_T(d,q,o) \quad (EK-1.2)$$

Temel gerilim ve güç seçildiğinden dolayı temel akım ya (EK-1.1) veya (EK-1.2) denklemleriyle hesaplanabilir. Bundan sonra temel empedans için

$$Z_T = \frac{U_T(a,b,c)}{I_T(a,b,c)} = \frac{3U_T^2(a,b,c)}{P_T} \quad (EK-1.3)$$

veya

$$Z_T = \frac{U_T(d,q,o)}{I_T(d,q,o)}$$

$$= \left(\frac{3}{2}\right) \frac{U_T^2(d, q, o)}{P_T}$$

denklemlerinden bulunabilir.

W_T temel açısal frekans olmak üzere güç, akım ve gerilimin baz değerleri kullanılarak çeşitli stator büyüklüklerine ait temel büyüklükler aşağıdaki gibi türetilir.

$$L_{ST} = Z_{ST} / W_T \quad (\text{EK-1.5})$$

$$X_{ST} = L_{ST} / W_T \quad (\text{EK-1.6})$$

$$\Psi_{ST} = L_{ST} / I_{ST} = U_{ST} / W_T \quad (\text{EK-1.7})$$

Rotora ilişkin denklemler ise rotor büyüklükleri statora indirgendikten sonra benzer şekilde elde edilir.

Asenkron makinanın birime indirgenmiş elektriksel uç denklemi yukarıda elde edilen temel değerler kullanılarak

$$\Psi_{sd} \Psi_{ST} = (\bar{L}_S L_{ST}) \bar{I}_{sd} \cdot I_{ST} + (\bar{L}_m \cdot L_s) \bar{I}_{rd} \cdot I_{ST} \quad (\text{EK-1.8})$$

$$\bar{\Psi}_{sd} \frac{U_{ST}}{W_T} = \bar{L}_S \bar{I}_{sd} - \frac{U_{ST}}{W_T} + \bar{L}_m \bar{I}_{rd} \frac{\bar{U}_{ST}}{W_T}$$

Gerekli sadeleştirme yapıldığında

$$\bar{\Psi}_{sd} = \bar{L}_S \bar{I}_{sd} + \bar{L}_m \bar{I}_{rd} \quad (\text{EK-1.9})$$

olarak bulunur. Moment denklemi birime indirgeme işlemi yapıldığı zaman değişir. Bu amaç ile moment aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T_T = \frac{P_T}{(2/P) W_T} \quad (\text{EK-1.10})$$

Eğer P_T makinanın nominal çıkış gücü ise, o zaman temel moment T_T makinanın nominal momenti olmayacaktır. Asenkron makinada nominal çıkış-gücü senkron hızın çok altında oluşur. Bundan dolayı da T_T nominal hızın senkron hıza oranı kadar nominal momentden

daha küçük olacaktır.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \left(\frac{1}{w_T}\right) (\Psi_{rq} \cdot I_{rd} - \Psi_{rd} \cdot I_{rq}) \quad (\text{EK-1.11})$$

(EK-1.11) ile yazılan moment denklemi (EK-1.10) denklemi ile bölünürse ve P_T değeri yerine yazılırsa $(3/2) (P/2) (1/w_T)$ çarpanı yok edilir ve birime indirgenmiş büyüklükler, eğer elektriksel büyüklükler Volt, Amper ve Watt cinsinden iseler o zaman rotorun eylemsizliği mks birim sisteminde elde edilir. Birime indirgenmiş sistem kullanılırsa eylemsizlik saniye cinsinden çıkar. P kutuplu makina için eylemsizlik momenti T_{ij}

$$T_{ij} = j \left(\frac{2}{p}\right) p w_r \quad (\text{EK-1.13})$$

ile gösterilebilir. Burada w_r rotorun elektriksel açısal hızdır ve J rotorun eylemsizliğidir. Ve kg-m^2 biriminde olup ilgilenilen mekanik yüke bağlıdır. Birime indirgenmiş denklemi elde etmek için temel moment ile bu ifadeyi bölmek gerekir ve rotor hızı temel hıza normalize edilir. Böylece,

$$T_{ij} = \frac{j (2/P) w_T}{T_T} p \frac{w_r}{w_T} \quad (\text{EK-1.14})$$

tanımından giderek saniye cinsinden eylemsizlik momenti

$$\begin{aligned} H &= \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{2}{p}\right) j \frac{w_T}{T_T} \\ &= \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{2}{p}\right)^2 j \frac{w_T^2}{p_T} \end{aligned} \quad (\text{EK-1.15})$$

EK-1.15 'deki gibi yazılır. Buradan birime indirgenmiş hareket denklemi için

$$T_e = 2 H_P \frac{w_r}{w_T} + T_y \quad (\text{EK-1.16})$$

elde edilir. Bu durumda birime indirgenmiş asenkron makina denklemleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$p \Psi_{sq} = w_T \left(U_{sq} - (w_s/w_T) \Psi_{sd} - (R_s x_r/D) \cdot \Psi_{sq} + (R_s x_m/D) \Psi_{rq} \right)$$

$$p \Psi_{sd} = w_T \left(U_{sd} + (w_s/w_T) \Psi_{sq} - (R_s x_r/D) \cdot \Psi_{sd} + (R_s x_m/D) \Psi_{rd} \right)$$

$$p \Psi_{rq} = w_T \left(0 - ((w_s - w_r)/w_T) \Psi_{rd} - (R_r x_s/D) \cdot \Psi_{rq} + (R_r x_m/D) \Psi_{sq} \right)$$

$$p \Psi_{rq} = w_T \left(0 + ((w_s - w_r)/w_T) \Psi_{rd} - (R_r x_s/D) \cdot \Psi_{rq} + (R_r x_m/D) \Psi_{sq} \right)$$

$$T_e = (x_m/D) (\Psi_{sq} \Psi_{rd} - \Psi_{sd} \Psi_{rq})$$

$$P w_r = w_T (T_e - T_y) / (2 \times H)$$

(EK-1.17)

EK -2 ASENKRON MOTOR VE EVİRGEÇ PARAMETRELERİ**Motor Parametreleri :**

U_N	380 V
I_N	2.7 A
P_N	1.1 kW
n_N	1380 d/d
M_N	7.62 Nm
Stator Direnci	7 Ohm
Rotor direnci(indirgenmiş)	6 Ohm
Stator kaçak indüktansı	0.02 H
Rotor kaçak indüktansı	0.02 H
Ortak indüktans	0.5 H

Evirgeç özellikleri

Giriş Gerilimi (3 faz)	380 +/- %10
Giriş Frekansı	47.....63 Hz
Giriş Güç Faktörü	0.9 (indüktif)
Verim (Anma Yüğü ve 50 Hz)	%96
Çıkış Gerilimi (3 Faz)	0.....Giriş Gerilimi
Çıkış Frekansı	2.550 Hz

Evirgeç üzerindeki güç transistorleri QCA50AA100 çift darlington modüldür. Bu elemana ilişkin anahtarlama zamanları aşağıdaki gibidir :

Üretici firma: Sansha Electric

t_{on} açma zamanı $V_{cc}=600V$ $I_c=50A$ $2,5\mu s$

$I_{b1}=I_{b2}=1A$

t_s yükselme zamanı $15\mu s$

t_f Düşme zamanı $3\mu s$

EK-2 MİKROİŞEMCİLERİN KARŞILAŞTIRILMASI VE dSPACE DS1101 GELİŞTİRME ORTAMI

Aşağıdaki bölümde önce TMS320E14 'ün diğer işlemciler ile bir karşılaştırması verilecek daha sonra DS1101 kartı tanıtılacaktır.

Gerçek Zamanlı Kontrol İçin μC ve μP 'lerin Karşılaştırılması

		<u>Çarpma (μs)</u>	<u>Bölme (μs)</u>	<u>μC</u>	<u>μP</u>
İntel	8096 KB	6.25	6.25	+	
İntel	8086	6.25	6.25		+
İntel	80196 KA	2.33	4	+	
İntel	80196 KC	% 200 daha hızlı 8096 ya göre		+	
İntel	80286	8086 'dan 6 kat daha hızlı			-
TMS320 E14		0.32	13.4(32bit/16bit) +		

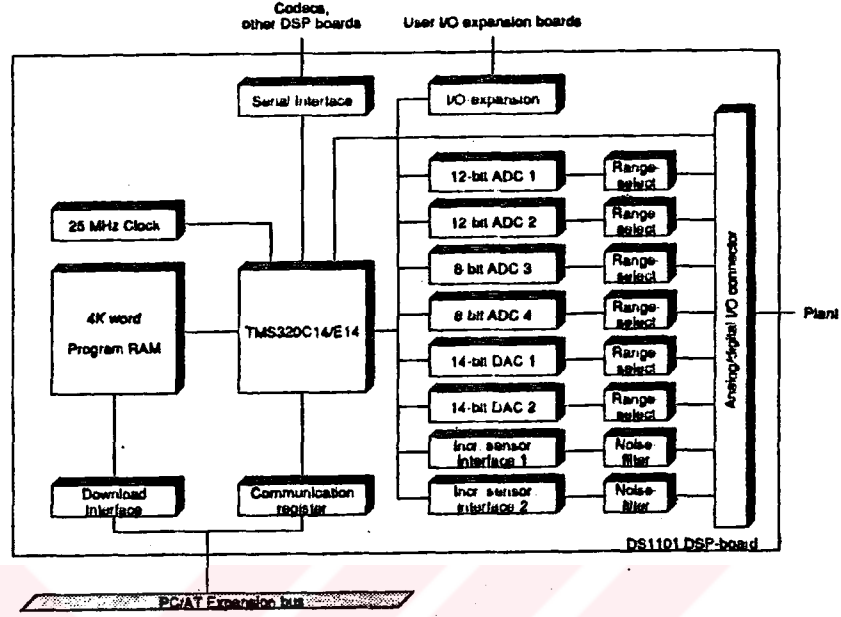
PID Algoritmasının Gerçekleştirilmesi Açısından Karşılaştırma

Motorola	68000	25.4 μs
İntel	8096	26.1 μs
TMS320E14		2.03 μs

Alan Yönlendirmeli Kontrol 'daki Bazı İşlemlerin TMS320E14 için süreleri

İntegral(1/p)	1.6 μs
Türev(p+ τ)	1.4 μs
Karekök	33 μs
d-q/3 faz dön.	13.4 μs

DS1101 kartı Texas Instruments TMS 320E14 Sayısal işaret işleyici çerçevesinde geliştirilmiştir. Kart maksimum 25 MHz saat frekansında çalışacak olan DSP' ye izin verecek şekilde yeterince hızlı program belleği içerir. Geniş bir alanda sayısal işaret işleme



Şekil EK-3.1. DS1101 kartının blok diyagramı

uygulamalarına destek olabilmesi için kart üzerinde birçok arabağlaşım devresi eklenmiştir.

Şekil EK-3.1 DS1101 kartının blok diyagramını göstermektedir.

TMS 320E14' nun I / 0 yeteneği DSP program belleğine (bellek - haritalı I / 0) tüm kart üzerindeki çevresel birimleri haritalayarak genişletilmiştir. Bu, DSP' nin kullanıcı I / 0 genişletmeleri için I / 0 serbest uzayını sağlayarak TBLR ve TBLW ile kart üzerindeki çevresel birimlere kolayca ulaşmayı izin verir.

Özellikleri

İşlemci 25 MHz saatli ve 160 ns cycle zamanı, 32 bit aritmetik birim 16 x 16 bit donanım çarpıcı ve 16 - bit barrel kaydırıcılı TMS320E14 / DSP

Bellek 4K x 16 bit program RAM, 4K x 16 bit yonga üzerinde EPROM

Kart üzerinde Bit seçimli 16 - pin I / 0 port

I/O	Programlanabilir protokollar ile seri port Capture girişleri ve Compare çıkışları ile olay yönetici watchdog ve baud rate zamanlayıcılı dört zamanlayıcı Altı yüksek doğruluklu PWM çıkışı 2 μs örnekleme / tutma ile iki 8 bit 12 bit ADC İzleme / tutma ile iki 8 bit 1 μs ADC İki adet 14 bit DAC İki 16 bit artımsal duyarga arabağlaşım devresi 16 bit çift yönlü bilgisayar - DSP haberleşme portu
Kart dışındaki kullanıcı genişletme konnektöründen ulaşılabilen I/O kanalı	16 bit I/O uzayının I/O kanalı
ADC - Girişleri	$\pm 5V, \pm 10V$ 12 bit ADC' ler için giriş aralığı $\pm 2,5, \pm 10V$ 8 bit ADC' ler için giriş aralığı ± 2 LSB offset hatası $\pm \%1$ kazanç hatası
DAC Çıkışları	$\pm 5V, \pm 10V$ çıkış aralığı $\pm 5V$ offset hatası $\pm \%1$ kazanç hatası 2,5 Ms tipik oturma zamanı
Enkoder Girişi	3 MHz maksimum sayma frekansı
Kesmeler	13 yonga iç kesme

DSP' ye iki bilgisayar kesmesi

Genel amaçlı kullanıcı kesmesi

Host Bilgisayar 80286 veya 80386 temeli IBM PC / AT veya Uyumlu

Bilgisayar arabaglaşımı 64 K host I / O uzayında yerleştirilmiş 4 16 bit I / O portu

Güç Kaynağı 2,0 A maksimum (5V) , 200 mA maksimum ($\pm 12V$)

DSPL1x , Sayısal İşaret İşleyici dili derleyicisidir. Bu derleyici assembler programlamanın zorluklarının aşılması için yararlıdır. Derleyici kolay programlamanın yanısıra optimum assembler kodu üretir. DSPL1x ile birlikte birçok assembler makrosu da kullanıma hazırdır. Eğer doğrudan doğruya assembler programlama yolu seçilir ise o zaman bu makrolardan yararlanılır. Üretilen Assembler kodu makina koduna dönüştürüldükten sonra TMS320-10 işlemcisini simüle eden Simülatör yazılımı ile hata ayıklaması yapılabilir.

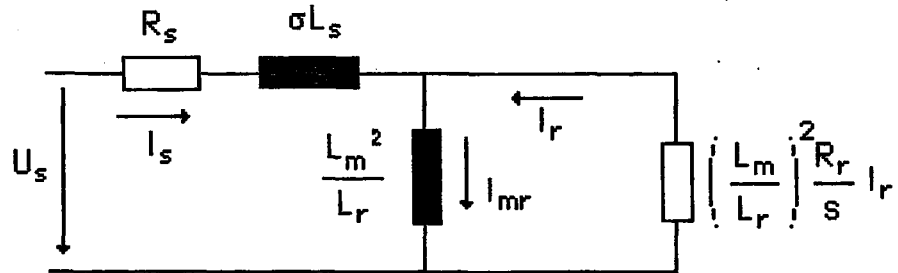
Trace14 , yazılımı ise DSP çalışırken program içerisindeki değişkenlerin (ADC 'lerden okunan datalar dahil) izlenmesinde kullanılır. Bu yazılımın grafik özellikleri ile değişkenlerin gerçek zamandaki değişimleri gözlenebilir. Böylece geliştirme sırasında gerçek sistemdeki hatalar kolaylıkla tespit edilebilir, sonuçlar alınabilir. Trace14 'ün üretim programıyla beraber çalışabilmesi için yazılmış makrosunun programın assembler koduna eklenmesi gerekir. Trace14 çalışırken DSP 'nin çalışması kesilmez. Sistemin akım ve gerilim değişimleri ise uygun değerlere indirgenerek ADC 'ler üzerinden mikrodenetleyiciye girilmiştir. Trace14 programı vasıtasıyla bu değişkenler gerçek zamanda gözlenebilmiştir.

Nmac1x, Doğrusal olmayan fonksiyonların hesaplanabilmesi için makro üreten bir yazılımdır. Bu yazılım oluşturulan tablodan fonksiyonların hesaplanabilmesi için assembler kodunu üretir. Bu üretim sırasında interpolasyon veya hata minimizasyonu yöntemleri kullanılabilir.

EK-4. ALAN YÖNLENDİRME İÇİN MOTOR PARAMETRELERİNİN BELİRLENMESİ

EK-4.1. Giriş

Asenkron motorda rotor akısına yönlendirme yapılırken yönetimin başarısı parametrelerinin doğru bir şekilde bilinmesine büyük ölçüde bağlıdır. Bu bağımlılık hem başlangıç ölçmelerinde hem de çalışma sırasında kendisini göstermektedir. Motor parametrelerinin başlangıçtaki ölçümleri durumunda evirgeç denetim yapısının gözönüne 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 aşağıdaki gibi olacaktır.



Şekil EK-4.1 Test işlemi sırasında kullanılacak eşdeğer devre

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.

Önceki bölümlerde sunulan algoritma için parametre ölçümünde referans olarak stator akılarının kullanıldığı ve bu akıların bir histerezis denetleyici evirgeç üzerinden motora sağlandığı gözönünde bulundurularak yöntemler sunulmuştur. Motor yıldız bağlanmış ve nötr bağlantısı kullanılmamıştır.

EK-4 .2. Normal Çalışma Öncesi Makina Parametrelerinin Belirlenmesi

Aşağıdaki alt bölümlerde kontrolediciye hiçbir parametre girdisi yokken uygulanan testler sunulmaktadır.

EK-4.2.1. Stator Direncinin Belirlenmesi

Stator akısının hesaplanmasını kullanan yöntemler, stator direnci değerine bağımlılık gösterirler. Özellikle küçük güçlü motorlar ve düşük hız gerektiren uygulamalarda bu bağımlılık etkisi artmaktadır. Stator direnci genel olarak DA ölçümlerinden elde edilmektedir (A.A. da ölçme yapılması durumunda eşdeğer devredeki diğer parametrelerin bilinmesi gerekir). Stator direnci eşdeğer devrede çoğunlukla ilk belirlenen parametredir.

Stator direnci makina duruyorken makina fazlarından birisine DA gerilimi uygulanması ve bu durumda sargıdan akan akımın ortalama değerinin ölçülmesiyle

hesaplanmaktadır. Uygulanan gerilim değerinin makinanın nominal akımının tepe değerinin üçte birini geçmeyecek şekilde seçilmesi gerekmektedir. Bu değer magnetik doyumun ölçülen makina parametreleri üzerinde etkisinin olmamasını sağlamak için makinanın mıknatıslama akımından daha küçük seçilir (Vas, 1990; Schierling, 1987). Mıknatıslama akımının değeri ölçüm öncesinde bilinmediğinden uygulanacak doğru akımın değeri, doyum koşullarının, nominal akımın tepe değerinin üçte birine eşit olduğu zaman elde edildiği varsayılarak seçilir. Akımın genliği bu değerden düşük seviyede olabilir. Bu ölçme işlemi birkaç milisaniye içinde gerçekleştirilir. Ölçme sırasında gerilim ve akımın ortalama değerleri hesaplanır ve

$$R_s = \frac{U_s}{I_s} \quad (\text{EK-4.1})$$

denklemden stator direnci değeri elde edilir. Anlatılan test her üç faz için ayrı ayrı tekrarlanır. Stator direnci ölçülen bu üç faz dirençlerin ortalama değeri olarak kullanılır.

EK-4.2.2. Stator geçici indüktansının (σL_s) belirlenmesi

Rotor akısı alan yönlendirmesi makina akım ve gerilim ölçümlerini kullanan bir rotor konum bilgisi ile gerçekleştirilirken, frekansa ve akım değerine büyük bağımlılık gösteren kaçak indüktans değeri tarafından etkilenir. Genel olarak, kaçak indüktans değeri olarak belirli bir frekanstaki ve akımdaki değer ölçülerek kullanılır. Ancak bu, rotor akısı yönlendirmesinde olumsuz etkilere sahiptir. Diğer bir taraftan çeşitli ölçüm sonuçları bir tabloda saklanarak kullanılabileceği gibi gerçek zamanlı bir tahmin yöntemi de kullanılabilir.

Stator geçici indüktansının belirlenmesi sırasında makinanın iki fazlı duran modeli kullanılır. Bu test makina duruyorken gerilim kaynağı evirgeci tarafından kısa gerilim darbeleri uygulanması ile yapılır. Şekil EK-4.1 ' deki devreden gerilim eşitliğini yazacak olursak,

$$U_s = R_s \dot{I}_s + \sigma L_s \frac{d\dot{I}_s}{dt} + (1 - \sigma) L_s \frac{d\dot{I}_{mr}}{dt} \quad (\text{EK-4.2})$$

$$\frac{dI_{mr}}{dt} = \frac{\dot{I}_s - I_{mr}}{\tau_r} \quad (\text{EK-4.3})$$

Denk. EK-4.3, EK-4.2'de yerine konulduğu zaman, stator gerilim denklemi

$$U_s = \left(R_s + \frac{L_m}{L_r} \right) \dot{I}_s + \sigma L_s \frac{d\dot{I}_s}{dt} - \frac{(1 - \sigma) L_s \dot{I}_{mr}}{T_r} \quad (\text{EK-4.4})$$

$$(1 - \sigma) L_r \dot{I}_{mr} = \dot{\Psi}_r \quad (\text{EK-4.5})$$

$$U_s = \left(R_s + \frac{L_m}{L_r} R_r \right) \dot{I}_s + \sigma L_s \frac{d\dot{I}_s}{dt} - \frac{\dot{\Psi}_r}{T_r} \quad (\text{EK-4.6})$$

Denklem EK-4.6 'den görülür ki eğer duran eksen sisteminde verilen α -ekseni stator akımı sıfır ise, ($I_{s\alpha} = 0$) duran eksen sisteminde verilen rotor akısı haklama uzay fazörünün α -ekseni bileşeni de sıfırdır. Bu durumda

$$\sigma L_s = U_{s\alpha} / (di_{s\alpha}/dt) \quad (\text{EK-4.7})$$

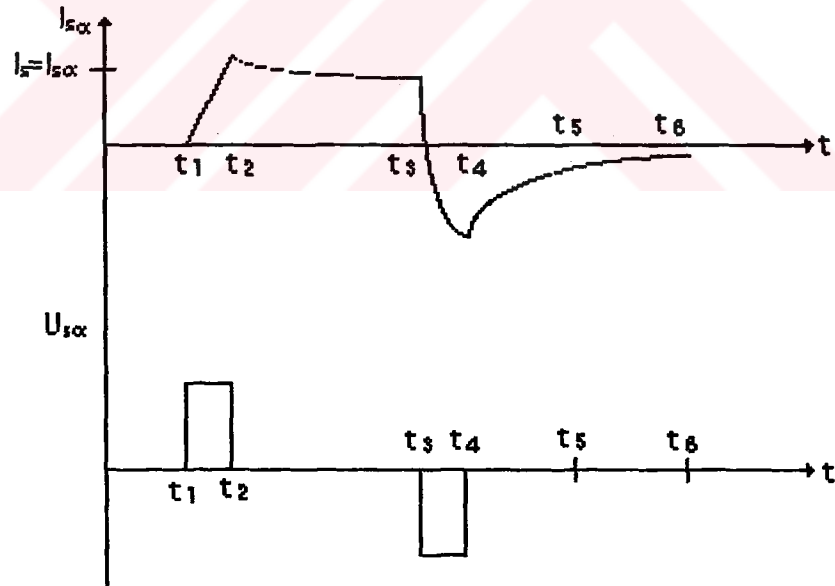
Burada $U_{s\alpha}$, duran eksen sistemindeki stator gerilimi bileşenidir. Bu denklem yardımıyla stator geçici indüktansının değeri hesaplanır. Bu amaç ile evirgeç çıkışından seçilen uçlara

gerilim uygulanır. Şekil EK-4.2 'de oluşacak akım cevabı ve uygulanan gerilim gösterilmiştir.

Terminal geriliminde darbe süresi genel olarak rotor devresi zaman sabitinden kısa seçilir. $\dot{I}_{s\alpha}$, stator akımının başlangıç yükselişi stator geçici indüktansı tarafından belirlenir.

$$\sigma L_s = \frac{2}{3} U_{da} \frac{t_4 - t_3}{\dot{I}_{s\alpha}(t_3) - \dot{I}_{s\alpha}(t_4)} \quad (\text{EK-4.8})$$

Stator direncinde olduğu gibi, burada da aynı test prosedürü diğer fazlara da uygulanarak bulunan σL_s değerlerinin ortalaması alınarak kullanılır.



Şekil EK-4.2 $U_{s\alpha}$ ve $\dot{I}_{s\alpha}$ 'nın değişimi

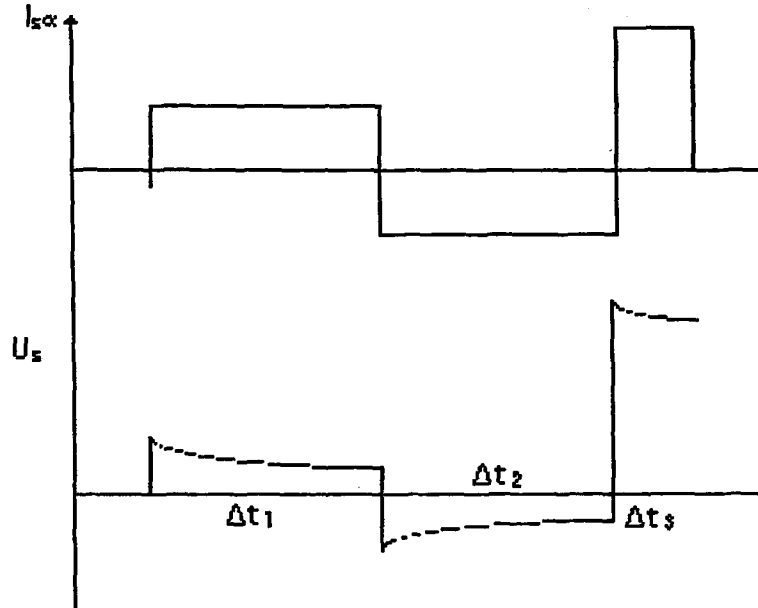
EK-4.2.3 Diğer parametreler

Rotor zamanı sabiti ve diğer parametrelerin belirlenmesi amacıyla asenkron makinanın sargılarından Şekil EK-4. 3 'deki gibi bir akım geçecek şekilde gerilim uygulanır ve bu gerilimin değişimi kaydedilir. Şekil EK-4.1 'deki eşdeğer devreye ilişkin yazılan denklemler dikkate alınursa,

$$U_s = \left(R_s + \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \right) i_s + \sigma L_s \frac{di_s}{dt} - \frac{\psi_r}{\tau_r} \quad (\text{EK-4.9})$$

$$\psi_r(\Delta t_1) = \tau_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r i_{s0}(\Delta t_1) \text{ 'den } \psi_r(\Delta t_2) = \tau_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r i_{s0}(\Delta t_2) \text{ ye kadar}$$

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



Şekil EK-4.3 Rotor zaman sabiti ve $(L_m/L_r)^2 R_r$ 'nin belirlenmesi için uygulanan işaretler

$$U_{s\alpha} = (R_s + (\frac{L_m}{L_r})^2 R_r) I_s + \sigma L_s \frac{di_s}{dt} - \frac{d\Psi_r}{dt} - (\frac{L_m}{L_r})^2 R_r I_s \quad (\text{EK-4.10})$$

$$U_{s\alpha} = R_s I_s + \sigma L_s \frac{di_s}{dt} - \frac{d\Psi_r}{dt} \quad I_s = s b t \quad (\text{EK-4.11})$$

$$\frac{d\Psi_r}{dt} = U_{s\alpha} + R_s I_s \quad (\Psi_r \text{deki de\u0131işim } I_s \text{ sabit olduğundan } U_{s\alpha} \text{deki de\u0131işimin aynısıdır})$$

$$U_{s\alpha}(\Delta t_1) = \frac{d\Psi_r}{dt} = R_r (\frac{L_m}{L_r})^2 I_s - \frac{\Psi_r}{\tau_r} \quad (\text{EK-4.12})$$

$$U_{s\alpha}(\Delta t_2) = \frac{d\Psi_r}{dt} = R_r (\frac{L_m}{L_r})^2 I_s - \frac{\Psi_r}{\tau_r} \quad (\text{EK-4.13})$$

Denklem EK-4.9.'a göre stator gerilimi rotor akısının de\u0131işimini de içerdüğinden rotor zaman sabiti Δt_2 aralığında stator gerilimin de\u0131işiminden elde edilebilir (Vas, 1990).

Pratikte sonucun doğru olması için stator geriliminin çıkışının uygun olarak kaydedilmesi gerekir. Bu amaçla stator gerilimi filtrelendikten sonra örneklenen değerlere bir ekspononsiyel fonksiyon karşılık getirmelidir. Şekil EK-4.3 'deki Δt_3 bölgesinde akım değerinin yüksek olması dolayısıyla rotor akısının çabuk doyacağı dikkate alınır bu bölgede rotor zaman sabitinin hesaplanmaya çalışılması doğru sonucu vermez. Şekil EK-4.3 'deki üçüncü aralıkta denklem (EK-4.15), (EK-4.9)denkleminde kullanılarak $(L_m/L_r)^2 R_r$, $U_{s\alpha 0}$ 'ın başlangıç değeri yardımıyla hesaplanabilir.

$$U_{s\alpha 0}(\Delta t_3) = R_s I_{s\alpha}(\Delta t_3) + \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r \left[I_{s\alpha}(\Delta t_3) - I_{s\alpha}(\Delta t_2) \right] \quad (\text{EK-4.14})$$

$$\frac{d\Psi_r}{dt} = \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r I_s - \frac{\Psi_r}{\tau_r} \quad (\text{EK-4.15})$$

Böylece $(L_m/L_r)^2 R_r$ değeri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r = U_{s\alpha}(\Delta t_3) - R_s I_{s\alpha}(\Delta t_3) \quad (\text{EK-4.16})$$

Burada Δt süreleri milisaniye civarındadır τ_r ve $\left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 R_r$ bilindiğinden dolayı

$$\frac{L_m^2}{L_r} = (1-\sigma) L_s = \tau_r \frac{L_m^2}{L_r} R_r \quad (\text{EK-4.17})$$

$$L_s - \sigma L_s = \tau_r K \quad (\text{EK4.18})$$

$$L_s = \tau_r K + \sigma L_s \quad (\text{EK-4.19})$$

$$\sigma = \frac{\sigma L_s}{L_s} \quad (\text{EK-4.20})$$

$L_s = L_r$ (A sınıfı izolasyonlu motorlar için)

$$L_m^2 = (1-\sigma) L_s^2 \quad (\text{EK-4.21})$$

$$L_m = \sqrt{(1-\sigma) L_s^2} \quad (\text{EK-4.22})$$

bulunur.

EK-4.2.4. Rotor Akısı Değerinin Belirlenmesi:

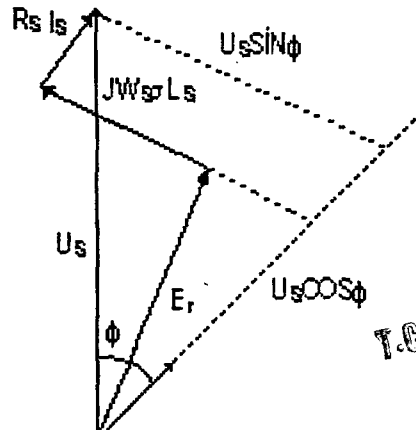
Vektör kontrol için en önemli büyüklüklerden birisi rotor akısının nominal değeridir. Bu büyüklük tam anlamıyla verimliliği ve demir kayıplarını belirler ve bundan dolayı mümkün olduğu kadar tam bilinme zorunluluğu vardır. Şekil EK-4.4 'de motorun sürekli durumda çalışması için stator gerilimi, akımı ve indüklenen rotor gerilimi fazör olarak çizilmiştir.

Şekil EK-4.4 'deki sürekli durum işletmesinde fazör diyagramında gösterilen geometrik bağıntılara dayanılarak nominal çalışma noktası için akı değeri

$$\dot{E}_{2m}^2 = (U_{1n} \cos \Phi_n - R_s I_{sn})^2 + (U_{1n} \sin \Phi_n - \omega_s \sigma L_s I_{sn})^2 \quad (\text{EK-4.23})$$

$$\Psi_{mn} = \frac{\sqrt{2} E_{2m}}{\omega_s} \quad (\text{EK-4.24})$$

şeklinde yazılabilir. Bu durumda hesaplanan akı değeri stator direnci ve stator geçici indüktans'ındaki değişimler ile etkilenebilecektir. Daha doğru bir akı değeri için stator direncinin 1.33 ile çarpılmış değerinin kullanılması uygundur (Schierling, 1987).



T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMENTASYON MERKEZİ

Şekil EK-4.4 Motorun sürekli durum çalışması için fazör diyagramı