

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

116 657

İNDÜKTANS VE DİRENÇ DEĞİŞİMLERİNİN DÖNER
ASENKRON MOTORLARIN VEKTÖR KONTROLÜ
ÜZERİNDEKİ ETKİLERİ

Mehmet POLAT

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ
F.Ü. MÜHENDİSLİK FAKÜLTESİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK ANABİLİM DALI

ELAZIĞ

2002

116657

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

İNDÜKTANS VE DİRENÇ DEĞİŞİMLERİNİN DÖNER
ASENKRON MOTORLARIN VEKTÖR KONTROLÜ
ÜZERİNDEKİ ETKİLERİ

Mehmet POLAT

YÜKSEK LİSANS TEZİ
F.Ü. MÜHENDİSLİK FAKÜLTESİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK ANABİLİM DALI

Bu Tez 09.08./2002 Tarihinde, Aşağıda Belirtilen Jüri Tarafından Oybirliği/
~~Oyçokluğu~~ ile Başarılı/ ~~Başarısız~~ Olarak Değerlendirilmiştir.

(İmza)

Danışman



Doç. Dr. Hasan KÜRÜM

(İmza)

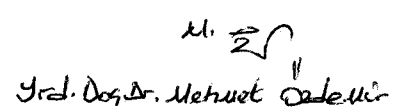
Üye



Doç. Dr. Harifi GÜLDEMİR

(İmza)

Üye



Yrd. Doç. Dr. Mehmet ÖZDEMİR

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Kurulu'nun/....../2002 tarih ve
.....sayılı kararıyla onaylanmıştır.

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

İNDÜKTANS VE DİRENÇ DEĞİŞİMLERİNİN DÖNER ASENKRON MOTORLARIN VEKTÖR KONTROLÜ ÜZERİNDEKİ ETKİLERİ

Mehmet POLAT

Fırat Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Anabilim Dalı

2002, Sayfa:167

Hızla gelişen teknolojiyle birlikte performans, hız ve kapasiteleri artan elektronik güç anahtarları ve mikroişlemciler sayesinde elektrik motorlarının sürülmesinde ve kontrolünde kullanılan evirgeç gibi sürücü düzeneklerinin gelişmesi sağlanmıştır. Bu gelişim asenkron motorlarda hız ve moment kontrol yöntemlerinin daha rahat bir şekilde uygulanmasına olanak sağlamıştır.

Asenkron motorlarda kullanılan klasik kontrol yöntemlerinde hız ve momentin kenetlenmeli bir yapıya sahip olduğu görülmektedir. Ancak bu sorunun vektör kontrol yöntemleriyle giderildiği kanıtlanmıştır. Bu kontrolör sayesinde hız ve moment birbirinden bağımsız olarak iki bileşen şeklinde kontrol edilebilir. Ancak hız ve moment kontrolünde, makine parametrelerinin doğru olarak belirlenmesi çok büyük önem kazanmaktadır. Asenkron makinenin parametrelerinin doğru olarak belirlenmesi ise çok zordur. Çalışma koşulunda parametreler; frekans, akım büyüklüğü ve sıcaklığa bağlı olarak değişimler gösterebilmektedirler.

Bu tezde, dolaylı rotor akısı yönlendirmesi ile üç fazlı asenkron motorun vektör kontrollü benzetimi yapılarak, parametre değişimlerinin bu alan yönlendirme yöntemine olan etkisi incelenmiştir.

Bu amaçla dolaylı alan yönlendirme yönteminde rotor denklemleri elde edilerek bilgisayar ortamında benzetimi yapılmıştır. Çalışmada iki farklı motor ve iki farklı evirgeç kullanılarak, benzetimlerden elde edilen sonuçlar birbirleriyle karşılaştırılıp yorumlanılmıştır. Ayrıca doğrudan alan yönlendirme yöntemlerinin de parametre değişimlerinden nasıl etkilendiği konusuna kısaca değinilmiştir. Son olarak parametre değişimlerinin düzeltilmesi için yapılmış olan öneriler sunulmuştur.



ABSTRACT

Master Thesis

EFFECTS of the VARIATIONS of INDUCTANCE and RESISTANCE of ROTATING INDUCTION MOTORS on VECTOR CONTROL

Mehmet POLAT

Firat University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Computer Engineering

2002, Page:167

Inverter circuits which are used to drive and control electric motors has been developed recently with the help of electronic power switches and microprocessors having better performance, speed and capacity with rapid developments in technology. These developments result in easier and better applications in control methods of speed and torque of induction motors.

In classical control methods used for induction motors, it is seen that speed and torque are coupled together. But it has been shown that, this problem is eliminated by vector control methods. By these methods, speed and torque can be controlled as two independent components. However, in control of speed and torque, it has great importance to determine the machine parameters correctly. It is very difficult to determine the parameters of an induction machine. The parameters can be changed by frequency, magnitude of current and temperature in working conditions.

In this thesis, vector control simulation of three phase induction motors has been made with the method of Indirect Rotor Flux Field Orientation, and the effects of change in parameters on this method has been investigated.

For this purpose, rotor field equations of Indirect Rotor Flux Field Orientation Method has been obtained and simulated on computer. Two different motors and inverters has been used and the results obtained from simulations has been compared and discussed. A brief explanation has been made on how the changes in parameters

affect the Direct Field Orientation Methods. Finally, the methods proposed for correction of parameter changes has been presented.



TEŞEKKÜR

Bu çalışma süresince yardımlarını esirgemeyen başta tez hocam Sayın Doç. Dr. Hasan KÜRÜM 'e, Öğr.Gör. Hüseyin ALTUN 'a, Doç. Dr. Sedat SUNTER 'e, Öğr. Gör. A. Hakan SELÇUK'a, Arş.Gör. Sencer ÜNAL'a, Arş. Gör. Tülay AKBEY 'e, Arş. Gör. Bedri ÖZER 'e, Arş. Gör. Mehmet KARAKÖSE 'ye, Arş. Gör. Hayrettin CAN 'a, Arş. Gör. Ayhan AKBAL 'a ve diğer hocalarım ve arkadaşlarıma en içten teşekkürlerimi sunarım.

Son olarak hayatları boyunca okumam için ellerinden gelen yardımları en iyi şekilde yapan ve bu noktaya gelmemde büyük yardımları olan anneme, babama ve kardeşlerime sevgilerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

ÖZET	III
ABSTRACT	V
TEŞEKKÜR	VII
İÇİNDEKİLER	VIII
ŞEKİLLER VE TABLOLAR LİSTESİ	XI
SİMGELER LİSTESİ	XVII
KISALTMALAR LİSTESİ	XXII
1.GİRİŞ	1
1.1.Genel Bakış.	1
1.2.Değişken Hızlı Asenkron Motor Sürücülerinin Sınıflandırılması.....	1
1.3. Tezin Amacı.....	5
1.4. Tezin Yapısı.....	5
2.ASENKRON MOTORLARIN MODERN KONTROL YÖNTEMLERİ	7
2.1. Motor Seçimi.....	7
2.2. Asenkron Motorların Statik Kontrol Yöntemleri.....	9
2.2.1. Gerilim Beslemeli İnverter İle Kontrol.....	9
a) Gerilim/Frekans Kontrolü.....	9
b) Moment ve Akı Kontrolü.....	11
2.2.2. Kayma Gücü Geri Beslemesi ile Yapılan Kontrol.....	13
2.2.3. Akım Kontrollü PWM Evirgeçli Sürücü İle Kontrol.....	15
2.3. Asenkron Motorların Dinamik Kontrol Yöntemleri.....	16
2.3.1. Asenkron Motorun Alan Yönlendirmesinde Kullanılabilen Sürücüler ve Özellikleri.....	19
2.3.1.1. Doğrudan Frekans Çeviriciler.....	19
2.3.1.2. Ara Devreli Frekans Çeviriciler.....	20
a) Akım Kaynaklı Evirgeç.....	20
b) Gerilim Kaynaklı Evirgeç.....	21

3. ASENKRON MOTORLARIN DİNAMİK MODELİ.....	23
3.1. Asenkron Motorun Modellenmesi.....	23
3.2. Eksen Dönüşümleri.....	31
3.2.1. Clarke Dönüşümü.....	31
3.2.2. Park Dönüşümü.....	33
3.3. Asenkron Motorun d-q Modeli.....	36
4. ASENKRON MOTORUN VEKTÖR KONTROL DENKLEMLERİNİN ÇIKARTILMASI.....	43
4.1. Giriş.....	43
4.2. Denklem Takımlarının Çıkartılması.....	43
4.3. Dolaylı Rotor Akı Yönlendirmesi.....	47
4.4. Rotor, Stator ve Hava Aralığı Akısı Alan Yönlendirmesinin Özellikleri.....	51
4.5. Akı Ölçme Yöntemleri.....	54
4.5.1. Dolaylı Alan Yönlendirme.....	54
4.5.2. Doğrudan Alan Yönlendirme.....	57
4.6. Manyetik Alan Zayıflatması.....	65
4.7. Akım Kontrolörleri.....	66
4.8. Hız Kontrolörü.....	67
4.9. Alan Kontrolörü.....	68
5. PARAMETRE HATLARI VE PARAMETRE DÜZELTİMİ.....	70
5.1. Giriş.....	70
5.2. Çalışan Makinede Parametre Değişimi.....	70
5.3. Çalışan Makinede Oluşan Parametre Hataları	73
5.3.1. $K_{11}(1/\sigma L_s)$ 'deki Hata.....	74
5.3.2. Stator Direncindeki Hata.....	76
5.3.3. Rotor Direnci ve Rotor Zaman Sabiti.....	76
5.4. Motor Parametrelerindeki Değişimlerin Alan Yönlendirme Üzerindeki Etkileri...78	
5.5. Asenkron Motor Parametrelerindeki Değişimlerinin Düzeltilmesi.....	79
5.5.1. Stator Direncinin Değerinin Değişmesi ve Çalışma Sırasında Düzeltilmesi.....	80

5.5.2. R_s Ölçme Yönteminin Stator Kaçak İndüktansının Düzeltilmesinde Kullanılması.....	84
5.5.3. Rotor Zaman Sabitinin Düzeltilmesine İlişkin Ortaya Atılan Yöntemler.....	84
6. BİLGİSAYAR BENZETİM SONUÇLARI VE DEĞERLENDİRMELERİ.....	86
6.1. Giriş.....	86
6.2. Benzetim Programlarının Genel Özellikleri.....	86
6.3. Benzetimde Kullanılan Denklem Takımları.....	87
6.4. Motor Parametreleri.....	88
6.5. Benzetim Programlarının Sonuçları.....	89
6.6. Sonuçlar ve Tartışma.....	147
KAYNAKLAR.....	149
EK-A: BİLGİSAYAR BENZETİMLERİ.....	151
EK-B: EVİRGEÇ BENZETİMLERİ.....	156
EB.1. Bang-Bang Kontrollü Evirgecin Bilgisayar Benzetimi.....	156
EB-2. Üç Seviyeli PWM.....	160
EK-C: KONTROLÖR PARAMETRELERİNİN BULUNMASI.....	163
EC.1. PID Kontrolör.....	163
EC.2. PI Parametrelerinin Hesabı.....	163
EK-D: KOORDİNAT DÖNÜŞÜMLERİ.....	166
ED.1. Üç Faz ve α - β Arası Dönüşümler.....	166
ED.2. α - β ve d-q Arası Dönüşümler.....	167
ED.3. Moment Denklemi Üzerindeki Etkiler.....	167

ŞEKİLLER VE ÇİZELGELER LİSTESİ

Şekil 1.1	: Çağdaş bir elektriksel sürücüye ilişkin blok yapı.....	1
Şekil 1.2	: Değişken hızlı asenkron motor sürücülerinin sınıflandırılması.....	2
Çizelge 2.1	: Aynı devir ve güçteki farklı motor tiplerinin özellikleri.....	7
Şekil 2.1	: Sabit gerilim/frekans kontrolü ile hız kontrolü.....	10
Şekil 2.2	: Moment ve akı kontrolü ile hız kontrolü.....	12
Şekil 2.3	: Statik kramer sürücü ile hız kontrolü.....	14
Şekil 2.4	: Bang-Bang akım kontrollü PWM evirgeç sürücü.....	16
Şekil 3.1	: İki kutuplu, üç fazlı asenkron makinanın eşdeğer gösterimi.....	24
Şekil 3.2.	: $\alpha - \beta$ ile abc büyüklükleri arasındaki ilişkiyi gösteren vektör diyagramı.....	32
Şekil 3.3	: Park dönüşümünün generatör durumundaki vektörel gösterimi.....	35
Şekil 3.4	: Park dönüşümünün motor durumundaki vektörel gösterimi.....	35
Şekil 3.5	: Park dönüşümünden farklı bir dönüşümün motor durumundaki vektörel gösterimi.....	36
Şekil 3.6	: Asenkron makinanın rotor ve stator eksenlerinin d-q eksen sistemine göre konumu.....	38
Şekil 3.7	: Sincap kafesli asenkron makinanın d-q eksen sistemindeki eşdeğer devresi.....	40
Şekil 3.8	: Duran eksen sisteminde (iki faz) eşdeğer devre.....	41
Şekil 3.9	: Asenkron makinenin sürekli durum tek faz eşdeğer devresi	42
Şekil 4.1	: Asenkron motorun alan yönlendirmesi için vektör diyagramı.....	44
Şekil 4.2	: Asenkron motorun alan yönlendirmesi için ayrıştırılmış modelin blok gösterimi.....	50
Şekil 4.3	: Asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü için ilkesel gösterimi.....	51
Şekil 4.4	: Stator ve hava aralığı akılarına yönlendirme yapılması durumuna ilişkin ilke gösterimi.....	52
Şekil 4.5	: Belirli bir stator akısı için moment/hız karakteristiği.....	54
Şekil 4.6	: d-q eksen sisteminde “akım modeliyle” Ψ'_{rd} ve w_k ’nın belirlenmesi.....	56
Şekil 4.7	: Hava aralığı akısının Hall duyargaları ile ölçülmesi.....	58

Şekil 4.8	: Stator akım ölçümleri ve motor hız bilgisini kullanan rotor akı modeli.....	61
Şekil 4.9	: Motor hızı ve stator akım-gerilim ölçümlerini kullanan akı modeli....	62
Şekil 4.10	: Stator akım-gerilim ölçümlerini kullanan rotor akısı modelinin gerçekleştirilmesine ilişkin blok gösterimi.....	64
Şekil 4.11	: Alan zayıflatması.....	66
Şekil 4.12	: Akım kontrol döngüsü.....	67
Şekil 4.13	: Hız kontrol döngüsü.....	68
Şekil 4.14	: Alan kontrol döngüsü.....	69
Çizelge 5.1	: K'nın x'e göre değişimi.....	71
Şekil 5.1	: Asenkron motorun alan yönlendirmesi için geliştirilen algoritmanın blok gösterimi.....	80
Şekil 5.2.	: Asenkron motorun stator direncinin düzeltilmesinde kullanılan eşdeğer devre.....	82
Şekil 6.1	: Asenkron motorun $T_y=5$ Nm'lik yük altında yol almasına ilişkin hızın,Isa faz akımı ve T_e momentinin benzetim programından elde edilen sonuçları...	90
Şekil 6.2	: Asenkron motorun $T_y=20$ Nm'lik yük altında yol almasına ilişkin hızın,Isa faz akımı ve T_e momentinin benzetim programından elde edilen sonuçları...	91
Şekil 6.3	: Referans ve rotor hızlarının zamana göre değişimleri (M1).....	92
Şekil 6.4	: Isq akımının ve T_e momentinin zamana göre değişimleri (M1).....	92
Şekil 6.5	: $I_{mrd}(\text{set})$ ve $I_{sd}(\text{set})$ akımlarının zamana göre değişimleri (M1).....	93
Şekil 6.6.	: λ_{rd} ve λ_{rq} akılarının zamana göre değişimleri (M1)....	93
Şekil 6.7	: I_{rq} ve I_{rd} akımlarının zamana göre değişimleri (M1).....	93
Şekil 6.8	: Isa akımının zamana göre değişimi (M1).....	93
Şekil 6.9	: Referans ve rotor hızlarının zamana göre değişimleri (M2).....	94
Şekil 6.10	: Isq akımının ve T_e momentinin zamana göre değişimleri (M2).....	94
Şekil 6.11	: $I_{mrd}(\text{set})$ ve $I_{sd}(\text{set})$ akımlarının zamana göre değişimleri (M2).....	94
Şekil 6.12.	: λ_{rd} ve λ_{rq} akılarının zamana göre değişimleri (M2)....	95
Şekil 6.13	: I_{rq} ve I_{rd} akımlarının zamana göre değişimleri (M2).....	95
Şekil 6.14	: Isa akımının zamana göre değişimi (M2).....	95
Şekil 6.15	: T_e momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri (M1) (2B).....	97

Şekil 6.16	: Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M1) (2B)..	98
Şekil 6.17	: Te momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri (M2) (2B).....	99
Şekil 6.18	: Te momentini ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (2B)...	100
Şekil 6.19	: Te momentinin , rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri (M2) (3B).....	101
Şekil 6.20	: Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (3B).	102
Şekil 6.21	: Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M1) (2B) (DH) (R+).....	103
Şekil 6.22	: Te momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri (M1) (2B) (NH) (R+).....	104
Şekil 6.23	: Te momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri (M1) (2B) (NH) (R-).....	105
Şekil 6.24	: Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M1) (2B) (DH) (R-).....	106
Şekil 6.25	: Te momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri (M1) (2B) (NH) (Lr+).....	107
Şekil 6.26	: Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M1) (2B) (DH) (Lr+).....	108
Şekil 6.27	: Te momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri (M1) (2B) (NH) (Lr-).....	109
Şekil 6.28	: Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M1) (2B) (DH) (Lr-).....	110
Şekil 6.29	: Te momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri (M2) (2B) (NH) (R+).....	111
Şekil 6.30	: Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (2B) (DH) (R+).....	112
Şekil 6.31	: Te momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri (M2) (2B) (NH) (R-).....	113
Şekil 6.32	: Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (2B) (DH) (R-).....	114

Şekil 6.33 : Te momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri (M2) (2B) (NH) (Lr+)	115
Şekil 6.34 : Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (2B) (DH) (Lr+)	116
Şekil 6.35 : Te momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri (M2) (2B) (NH) (Lr-)	117
Şekil 6.36 : Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (2B) (DH) (Lr-)	118
Şekil 6.37 : Te momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri (M2) (3B) (NH) (R+)	119
Şekil 6.38 : Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (3B) (DH) (R+)	120
Şekil 6.39 : Te momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri (M2) (3B) (NH) (R-)	121
Şekil 6.40 : Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (3B) (DH) (R-)	122
Şekil 6.41 : Te momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri (M2) (3B) (NH) (Lr+)	123
Şekil 6.42 : Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (3B) (DH) (Lr+)	124
Şekil 6.43 : Te momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri (M2) (3B) (NH) (Lr-)	125
Şekil 6.44 : Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (3B) (DH) (Lr-)	126
Şekil 6.45 : Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (3B) (NH) (Ls+)	127
Şekil 6.46 : Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (3B) (DH) (Ls+)	127
Şekil 6.47 : Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (3B) (NH) (Ls-)	128
Şekil 6.48 : Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (3B) (DH) (Ls-)	128

Şekil 6.49	: Nominal hızda rotor direncinin farklılaşması durumu için Te momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri (M1) (2B).....	130
Şekil 6.50	: Nominal hızın %13.4'ünde rotor direncinin farklılaşması durumu için Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M1) (2B).....	131
Şekil 6.51	: Nominal hızda stator direncinin farklılaşması durumu için Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M1) (2B).....	131
Şekil 6.52	: Nominal hızın %13.4'ünde stator direncinin farklılaşması durumu için Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M1) (2B).....	132
Şekil 6.53	: Nominal hızda rotor indüktansının farklılaşması durumu için Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M1) (2B).....	132
Şekil 6.54	: Nominal hızın %13.4'ünde rotor indüktansının farklılaşması durumu için Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M1) (2B).....	133
Şekil 6.55	: Nominal hızda stator indüktansının farklılaşması durumu için Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M1) (2B).....	133
Şekil 6.56	: Nominal hızın %13.4'ünde stator indüktansının farklılaşması durumu için Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M1) (2B).....	134
Şekil 6.57	: Nominal hızda rotor direncinin farklılaşması durumu için Te momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri (M2) (2B).....	135
Şekil 6.58	: Nominal hızın %20'sinde rotor direncinin farklılaşması durumu için Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (2B).....	136
Şekil 6.59	: Nominal hızda rotor indüktansının farklılaşması durumu için Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (2B).....	136
Şekil 6.60	: Nominal hızın %20'sinde rotor indüktansının farklılaşması durumu için Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (2B).....	137
Şekil 6.61	: Nominal hızda stator indüktansının farklılaşması durumu için Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (2B).....	137
Şekil 6.62	: Nominal hızın %20'sinde stator indüktansının farklılaşması durumu için Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (2B).....	138
Şekil 6.63	: Nominal hızda rotor direncinin farklılaşması durumu için Te momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri (M2) (3B).....	139
Şekil 6.64	: Nominal hızın %20'sinde rotor direncinin farklılaşması durumu için Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (3B).....	140

Şekil 6.65	: Nominal hızda rotor indüktansının farklılaşması durumu için Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (3B).....	140
Şekil 6.66	: Nominal hızın %20'sinde rotor indüktansının farklılaşması durumu için Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (3B).....	141
Şekil 6.67	: Nominal hızda stator indüktansının farklılaşması durumu için Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (3B).....	141
Şekil 6.68	: Nominal hızın %20 stator indüktansının farklılaşması durumu için Te momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri (M2) (3B).....	142
Şekil EA.1	: Asenkron motorun d-q eksen modelinin bilgisayar benzetimi.....	151
Şekil EA.2	: Asenkron motorun dolaylı rotor akısı alan yönlendirmesi ile vektör kontrolünün bang-bang tipi evirgeç ile bilgisayar benzetimi.....	152
Şekil EA.3	: Asenkron motorun dolaylı rotor akısı alan yönlendirmesi ile vektör kontrolünün 3 seviyeli PWM tipi evirgeç ile bilgisayar benzetimi.....	153
Şekil EB.1	: Bang-bang kontrollu evirgecin bilgisayar benzetimi.....	157
Şekil EB.2	: 50 Hz için bang-bang'ın sınanması.....	159
Şekil EB.3	: Üç seviyeli PWM işaretlerinin üretilmesinin genel çalışma yapısı....	160
Şekil EB.4	: Üç seviyeli PWM'in bilgisayar benzetimi.....	161
Şekil EB.5	: 50 Hz için 3 seviyeli PWM'in sınanması.....	162
Şekil EC.1	: Kontrol döngüsü.....	163
Şekil EC.2	: Kutup ve sıfırların kompleks düzlemde yerleşimi.....	164

SİMGELER LİSTESİ

A	: İletkenin kesitidir
A_r	: Rotor dönüşüm atrisi
A_s	: Stator dönüşüm matrisi
B	: Sürtünme katsayısı (N.m.s/rad)
B_p	: Hava aralığı akı yoğunluğunun tepe değeri
e	: Motor zıt elektromotor kuvveti
$[f_{123..N}]$	: N eksenli değişken matrisi
$[f_{\alpha\beta 0}]$	: İki faz ekseni değişken matrisi
$[f_{abc}]$	: Üç faz değişken matrisi
$[f_{xy}]$	: İki eksenli değişken matrisi
$[f_{dq0}]$	: d-q modeli faz değişken matrisi
F_p	: Rotor m.m.k.'sının tepe değeri
f	: Frekans
$ \hat{i}_r $	: Rotor akımının tepe 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 a fazı akımı
i_{rc}	: Rotor a fazı akım
i_{rd}	: Rotor akımı d bileşeni
i'_{rd}	: İndirgenmiş rotor akımı d bileşeni
i_{rq}	: Rotor akımı q bileşeni
i'_{rq}	: İndirgenmiş rotor akımı q bileşeni

XVIII

i_{r0}	: Rotor akımı 0 bileşeni
i_{sd}	: Stator akımının d bileşeni
i_{sq}	: Stator akımının q bileşeni
i_{s0}	: Stator akımının 0 bileşeni
$i_{s\alpha}$	: Stator akımının α bileşeni
$i_{s\beta}$	: Stator akımının β bileşeni
$i_{r\alpha}$	: Rotor akımının α bileşeni
$i'_{r\alpha}$	: İndirgenmiş rotor akımının α bileşeni
$i_{r\beta}$	: Rotor akımının β bileşeni
$i'_{r\beta}$	: İndirgenmiş rotor akımının β bileşeni
J	: Eylemsizlik katsayısı
l	: Makinenin aksenal uzunluğu
L_{ls}	: Her faz için stator sargısı kaçak indüktansı,
L_{lr}	: Her faz için rotor sargısı kaçak indüktansı,
L_{ss}	: Stator sargısının self indüktansı,
L_{rr}	: Rotor sargısının self indüktansı,
L_{sm}	: Stator sargıları arasındaki ortak indüktans,
L_{rm}	: Rotor sargıları arasındaki ortak indüktans,
L_{sr}, L_{rs}	: Stator ile rotor sargıları arasındaki ortak indüktans.
L_S	: Stator indüktansı
L_R	: Rotor indüktansı
N	: Eksen sayısı
p	: Türev operatörü
P	: Kutup sayısı
r	: Makine yarıçapı
R	: Alternatif akım direnci
R_0	: Doğru akım direnci
R_{sa}	: Stator a fazı direnci

R_{sb}	: Stator b fazı direnci
R_{sc}	: Stator c fazı direnci
R_{ra}	: Rotor a fazı direnci
R_{rb}	: Rotor a fazı direnci
R_{rc}	: Rotor a fazı direnci
R_s	: Stator direnci
R_r	: Rotor direnci
R'_r	: İndirgenmiş rotor direnci
s	: Kayma
$[T_{\alpha\beta 0}]$	: İki fazdan üç faza dönüşüm matrisi
$[T_{dq0}(\theta_d)]$	: d-q modelinden üç faza dönüşüm matrisi (d, q'dan 90° ileride)
$[T(\theta)]$	: Konuma bağlı dönüşüm matrisi
$[T_{qd0}(\theta_q)]$	: d-q modelinden üç faza dönüşüm matrisi (q, d'den 90° ileride)
T_e	: Motor tarafından üretilen moment
T_y	: Yük momenti
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
U_{rc}	: Rotor c fazı gerilimi
U_{sd}	: Stator gerilimi d- bileşeni
U_{sq}	: Stator gerilimi q- bileşeni
U_{s0}	: Stator gerilimi 0- bileşeni
U_{rd}	: Rotor gerilimi d- bileşeni
U_{rq}	: Rotor gerilimi q- bileşeni
U_{r0}	: Rotor gerilimi 0- bileşeni

ω	: Açısal frekans
ω_s	: Senkron açısal frekans
ω_k	: Kayma açısal frekansı
ω_r	: Rotor açısal frekansı
$x(t)$	: Durum değişkenleri
$y(t)$	: Çıkış değişkenleri
$ \hat{\Psi}_m $	: Kutup başına hava aralığı akısının tepe değeri
ψ_{sa}	: Stator a fazını halkalayan akı
ψ_{sb}	: Stator b fazını halkalayan akı
ψ_{sc}	: Stator c fazını halkalayan akı
ψ_{ra}	: Rotor a fazını halkalayan akı
ψ_{rb}	: Rotor b fazını halkalayan akı
ψ_{rc}	: Rotor c fazını halkalayan akı
ψ_{mq}	: Hava aralığı akısı q bileşeni
ψ_{md}	: Hava aralığı akısı d bileşeni
ψ	: Hava aralığı akısı
ψ_{rd}	: Rotor akısı d bileşeni
ψ_{rq}	: Rotor akısı q bileşeni
ψ_{sd}	: Stator akısının d bileşeni
ψ_{sq}	: Stator akısının q bileşeni
ψ_{rd}	: Rotor akısının d bileşeni
ψ'_{rd}	: İndirgenmiş rotor akısının d bileşeni
ψ_{rq}	: Rotor akısının q bileşeni
ψ'_{rq}	: İndirgenmiş rotor akısının q bileşeni
$\psi_{s\alpha}$	: Stator akısının α bileşeni
$\psi_{s\beta}$	: Stator akısının β bileşeni
$\psi_{r\alpha}$	: Rotor akısının α bileşeni

$\psi'_{r\alpha}$	: İndirgenmiş rotor akısının α bileşeni
$\psi_{r\beta}$	: Rotor akısının β bileşeni
$\psi'_{r\beta}$	: İndirgenmiş rotor akısının β bileşeni
$\psi_{m\alpha}$	: Hava aralığı akısının α bileşeni
$\psi_{m\beta}$	: Hava aralığı akısının β bileşeni
δ	: N eksenli sargılar arasında ardarda iki eksen arasındaki açı
θ	: Eksenler arasındaki açı
$\alpha - \beta$	: İki faz eksen
γ	: Moment açısı
τ_r	: Rotor zaman sabiti
θ_e	: Sabit eksen takımı ile dönen eksen takımı arasındaki konum açısı
ρ	: Öz iletkenlik
σ	: Kaçak faktörü

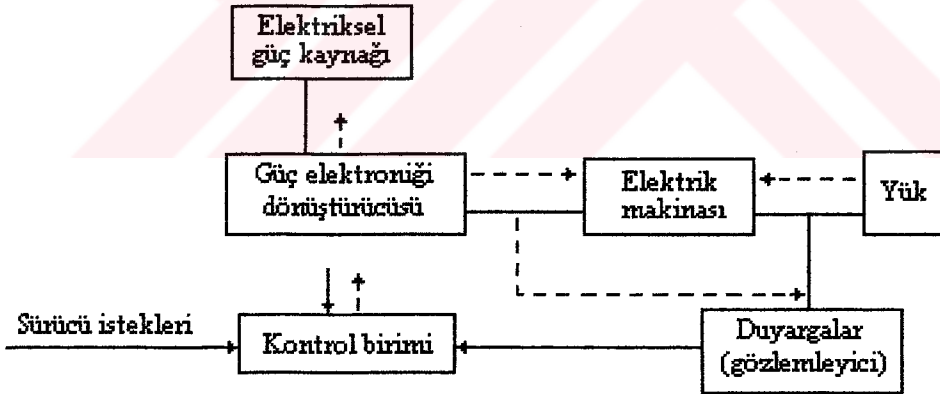
KISALTMALAR

e.m.k.	: Elektromotor Kuvvet
m.m.k.	: Manyetomotor Kuvvet
M1	: Motor 1
M2	: Motor 2
2B	: İkinci Benzetim
3B	: Üçüncü Benzetim
NH	: Nominal hız
DH	: Düşük Hız
R+	: Rotor direnci %20 artırılmış
R-	: Rotor direnci %20 azaltılmış
Lr+	: Rotor indüktansı %10 artırılmış
Lr-	: Rotor indüktansı %10 azaltılmış
Ls+	: Stator indüktansı %10 artırılmış
Ls-	: Stator indüktansı %10 azaltılmış

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 ve analog kontrol ediciler 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 göz önünde 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.



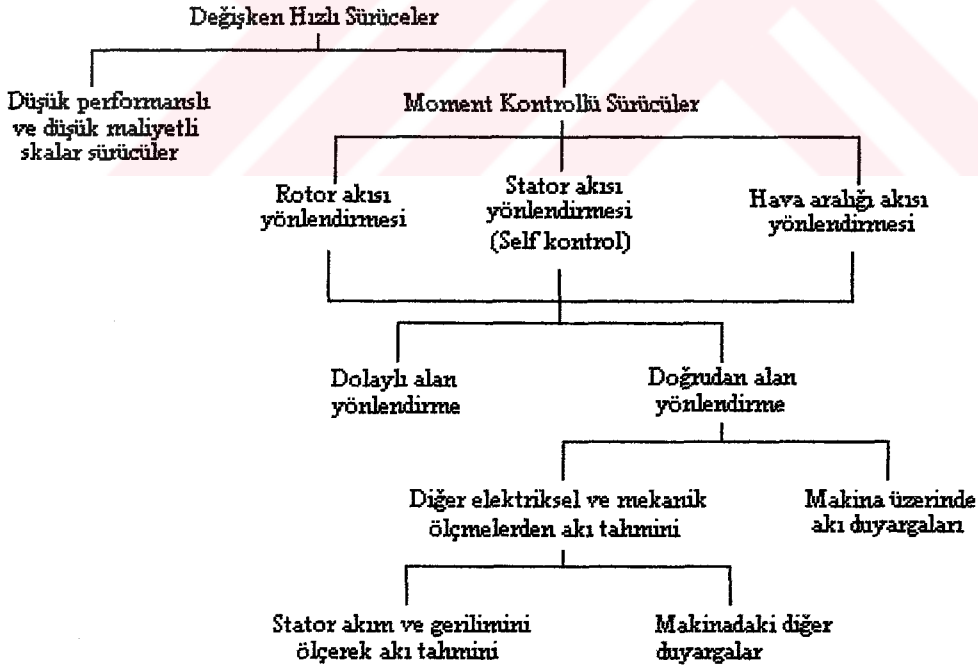
Şekil 1.1. Çağdaş bir elektriksel sürücüye ilişkin blok yapı

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 değiştirdiğinde gerçek kayma değeri aşılmış olacağından kararsızlıklar oluşur. Ayrıca parametre değişimleri yöntemin sonuçlarını olumsuz etkiler. Bu yöntemin geliştirilmesi için kayma kontrolü kullanılmaktadır. V/f_s yöntemi çok düşük hızların dışında, hızın yavaş değiştiği uygulamalar için elverişli olmasına rağmen konum kontrollü sürücülerde kullanılamazlar (Akın,E., 1994).



Şekil 1.2. Değişken hızlı asenkron motor sürücülerinin sınıflandırılması

Daha geliştirilmiş bir skalar kontrol yöntemi olan I_s/f_k ile moment ve akım her işletme koşulunda sınırlanabilir ve kontrol edilebilir. Ancak bu yönteminde cevap hızı düşüktür.

Jonsson tarafından geliştirilen bir başka yöntemde ise motorun durma durumu da dahil bütün hızlarda çok iyi bir dinamik cevabı olacak şekilde kontrol edilebildiği gösterilmiştir. 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 (Akın,E., 1994).

Skalar kontrol yöntemlerinin kullanılması ile elde edilen değişken hızlı asenkron motorlu sürücü sistemlerinin 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 momentleri 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 makinelere uygulanabilen bu yöntem Şekil 1.2 deki sınıflandırmadan da görüleceği üzere doğrudan ve dolaylı alan yönlendirme olarak iki değişik şekilde gerçekleştirilebilmektedir.

Dolaylı alan yönlendirmeli kontrol (akı ileri besleme 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 geri besleme kontrolü), ilk olarak Blasckhe (1972) tarafından uygulanmıştır. Doğrudan alan yönlendirme uygulanırken, yönlendirme akısı Hall etkili duyargalar, sezici bobinler, stator gerilimini üçüncü harmoniği veya tapped (kademeli) stator sargıları yada stator akım-gerilim ve hız ölçümleri kullanan gözlemleyiciler üzerinden elde edilen akı bilgisi geri beslenir 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. 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, karalılık ve ayrıştırmanın doğrudan oluşması nedeniyle daha az hesaplama süresi tükenmesinden dolayı mükemmel özelliklere sahiptir. Böylece doğru akım motorlu sürücülerde performans açısından tam bir alternatif çıkmaktadır.

Büyük güçlü makinelerde uygulanan stator akı yönlendirmesi, akı seviyesi ve momentli doğrudan kontrol etmek için bir histerezis band üzerinden sliding mode kontrol ile yapıldığı zaman Doğrudan Self Kontrol (DSC) olarak adlandırılır (Akın,E., 1994).

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.

1.3. Tezin Amacı

Bilindiği gibi hız ve moment kontrolünde, makine parametrelerinin doğru olarak belirlenmesi çok büyük önem kazanmaktadır. Asenkron makinenin parametrelerinin doğru olarak belirlenmesi ise çok zordur. Çalışma koşulunda parametreler; frekansa, akım büyüklüğüne ve sıcaklığa bağlı olarak değişimler göstermektedirler.

Bu tezde, alan yönlendirme yöntemlerinin parametre değişimlerine olan bağımlılıkları incelenip, hız ve moment kontrolü üzerindeki etkileri araştırılacaktır. Bu amaçla, üç fazlı asenkron makinenin dolaylı rotor akısı alan yönlendirmesi ile vektör kontrolünün benzetimi yapılmış olup, bu yöntemin özellikle rotor parametrelerine olan bağımlılıkları incelenilmiş ve ayrıca bu benzetimde iki ayrı motor (1.1 kW ve 7.36 kW) ve iki ayrı evirgeç (Bang-Bang ve Üç Seviyeli PWM) denenmiştir. Son olarak motor parametrelerinin çalışma sırasında düzeltimi ile ilgili bir kaç yöntem sunulmuştur.

1.4. Tezin Yapısı

Bu çalışmada, vektör kontrol yöntemlerinin motor parametrelerine olan bağımlılıkları anlatılmaktadır. Gerekli olan araştırmalar yapıldıktan sonra, altı bölüm halinde hazırlanan çalışmanın birinci bölümü, çalışmanın temel amacının anlatıldığı giriş bölümüdür.

İkinci bölümde, neden asenkron motor ve neden vektör kontrol sorularının cevaplarının verilmesi için, motorlar birbirleriyle karşılaştırılmış ve asenkron motorların modern kontrol yöntemleri ele alınmıştır.

Üçüncü bölümde, asenkron motorun dinamik modelinin çıkartılması ayrıntılı bir şekilde anlatılmıştır.

Dördüncü bölümde, neden rotor akısı alan yönlendirmesi sorusunun cevabını verebilmek için asenkron motorun vektör kontrol denklemleri çıkartılıp, vektör kontrol yöntemleri birbirleriyle karşılaştırılmıştır.

Beşinci bölümde, parametre hataları ve parametre düzeltimi hakkında bilgiler verilmiştir.

Sonuç bölümü olan altıncı bölümde, benzetim sonuçları verilip tartışılmış ve ileriki çalışmalar için öneriler sunulmuştur.



2. ASENKRON MOTORLARIN MODERN KONTROL YÖNTEMLERİ

2.1. Motor Seçimi

Bir elektrikli tahrik sisteminin seçiminde en önemli özellik, uygun motor ve sürücünün belirlenmesidir. Özellikle motor ve sürücünün uyumlu çalışması önemlidir. Motor ve sürücü, kendinden istenen görevi en iyi şekilde gerçekleştirmeli, maliyeti olabildiğince düşük tutulmalı, uzun ömürlü ve sağlam olmalıdır.

Aşağıda motor seçimi ile ilgili karşılaştırmalı genel bilgiler verilecektir.

	Asenkron Motor	Doğru Akım Motoru	Senkron Motor
Güç (kW)	7,5	8,3	7,5
Devir (dev/dak)	2900	3200	3000
Motor Tipi	DFV 132 M2	FVN 160 M	DFY112ML
Koruma Şekli	IP 54	IP 44	IP 65
Soğutma	kendinden	kendinden	yüzeyden
Toplam Ağırlık(kg)	66	105	38,6
Rotor Ağırlığı (kg)	17	29	8,2
Jmot(10^{-4} kgm ²)	280	496	87,4
Anma Momenti (Nm)	24,7	24,7	24
Max İvme (1/s ²)	1588	797	8238
Bakım	Az	teferruatlı	az
Tamir	Kolay	orta	zor
Ağır Yükte Çalışma	İyi	çok iyi	kötü
Maliyeti	Ucuz	pahalı	orta

Çizelge 2.1. Aynı devir ve güçteki farklı motor tiplerinin özellikleri

Çizelge 2.1’de yaklaşık aynı güç ve aynı devir sayısındaki farklı motor tiplerinin bazı özellikleri karşılaştırılmalı olarak verilmiştir. Çizelge 2.1 incelendiğinde her motor tipinin birbirine göre avantajları ve dezavantajları olduğu görülmektedir. Bu nedenle motor seçimi yapılırken yüke, çevre koşullarına, maliyete ve işin hassasiyetine göre optimum çözümü bulmak gerekmektedir.

Çizelge 2.1’de motorların ağırlıkları kıyaslandığında senkron motorun diğer motorlara göre hafif olduğu gözlenmektedir. Bu durum senkron motorun veriminin çok yüksek ve rotorunun çok hafif olmasından kaynaklanmaktadır. Özellikle motorunda

sistemle beraber hareket etmesi gereken uygulamalarda, motorun hafif olması çok önemlidir.

Sonuç olarak motorların güç ağırlıkları:

- asenkron motor 8.8 kg/kW
- doğru akım motoru 12.7 kg/kW
- senkron motor 5.2 kg/kW

gibidir. Ayrıca motorların ataletleri karşılaştırıldığında, senkron motor ile doğru akım motoru arasındaki fark özellikle göze çarpmaktadır. Motor ataletinin küçük olmasının avantajı; motorun çok daha dinamik olmasıdır. Ancak ağır yüklerde ataletin küçük olması motor için dezavantajdır.

Tüm özellikler karşılaştırıldığında senkron motorun hafif olması ve ataletinin küçük olmasından dolayı küçük yük, kısa yol, kısa durup kalkma ve yüksek hassasiyet isteyen uygulamalarda en elverişli motor tipidir. Fakat ataletin küçük olmasından dolayı büyük kütlelerde, orta ve ağır yük uygulamalarına elverişli değildir. Aynı zamanda diğer motor tipleri ile karşılaştırıldığında (özellikle asenkron motor ile) tamiri daha zordur. Maliyet bakımından ise asenkron makineye göre pahalıdır.

Doğru akım motorları ise hız devir aralığı en uygun olan motordur. Ayrıca ataleti büyük olduğundan, büyük kütlelerde ve ağır yük uygulamalarında elverişlidir. Fakat bu motorlar aynı güçteki diğer motor tipleri ile karşılaştırıldığında Çizelge 2.1'den de görüleceği üzere en ağır ve hacmi en büyük olan motorlardır. Maliyeti asenkron makineye göre pahalıdır. Fırça ve kollektörlerinden dolayı bakımı zordur. Patlayıcı madde olan yerlerde çalıştırılmaları tehlikelidir.

Asenkron makine, diğer makine çeşitlerine göre daha ucuz olması sebebiyle motor seçiminde bir adım öndedir. Özellikle sincap kafesli asenkron makineler bu üstünlüklerinin yanı sıra bakım gerektirmeme ve çevresel koşullardan (nem, toz, vb.) daha az etkilenme gibi özelliklere sahiptirler. Tamirleri diğer iki motor türüne göre daha kolaydır. Bu tip motorlar alan zayıflatmalı çalışma durumunda verimli olarak ulaşabildiği yüksek hızlardan dolayı da diğer motorlarla baş edebilecek durumdadırlar.

Asenkron makinenin dezavantajlarından biri; diğer iki motor tipine göre verimli olarak ulaşabildiği hızın düşük olmasıdır. Bu dezavantaj birinci bölümde de bahsedildiği gibi alan zayıflatmalı çalışma durumu ile yok edilmektedir. Asenkron makinenin bir dezavantajı ise hız ve moment kontrolünün kötü olmasıdır. Kullanılan

skalar yöntemlerin performansı, doğru akım motorlu sürücülerdeki gibi iyi sonuç vermemektedir. Asenkron makinenin moment ve hız kontrolünü daha iyi yapabilmek için uygulanan vektör kontrol yöntemi sayesinde asenkron makinenin bu dezavantajı da ortadan kaldırılabilir.

2.2. Asenkron Motorların Statik Kontrol Yöntemleri

Asenkron makinelerin modern kontrol sistemleri iki temel kısımda incelenebilir. Bunlardan ilki asenkron makinenin sürekli durumda hız-moment öz eğrilerinin stator ve rotor akım, gerilim ve frekanslarına göre değişimlerinden faydalanan sayısal kontrol yöntemleridir. İkinci olarak, asenkron makinenin hava aralığı akısının rotor dönme hızı ve kayma frekansını kullanarak, asenkron makineleri dc makineleri gibi iki akım bileşeni ile kontrol eden vektör kontrol metotlarıdır.

Yarı iletken teknolojisindeki gelişmeler frekans dönüştürücü olarak evirgeçlerin büyük güçlü sürücü düzeneklerde kullanılmasını mümkün kılmıştır. Statik dönüştürücü olarak tanımlanan evirgeçler tristörlerin yanı sıra GTO ve MOSFET'ler kullanılarak gerçekleştirilmektedirler. Bu tür sistemler devinimli dönüştürücü aletlere göre daha ekonomik ve kullanışlıdır. Ayrıca elektronik ve otomatik kumanda sistemlerinin ikisinde kolayca kullanılmasına imkan sağlar.

2.2.1. Gerilim Beslemeli İnverter İle Kontrol

a) Gerilim / Frekans Kontrolü

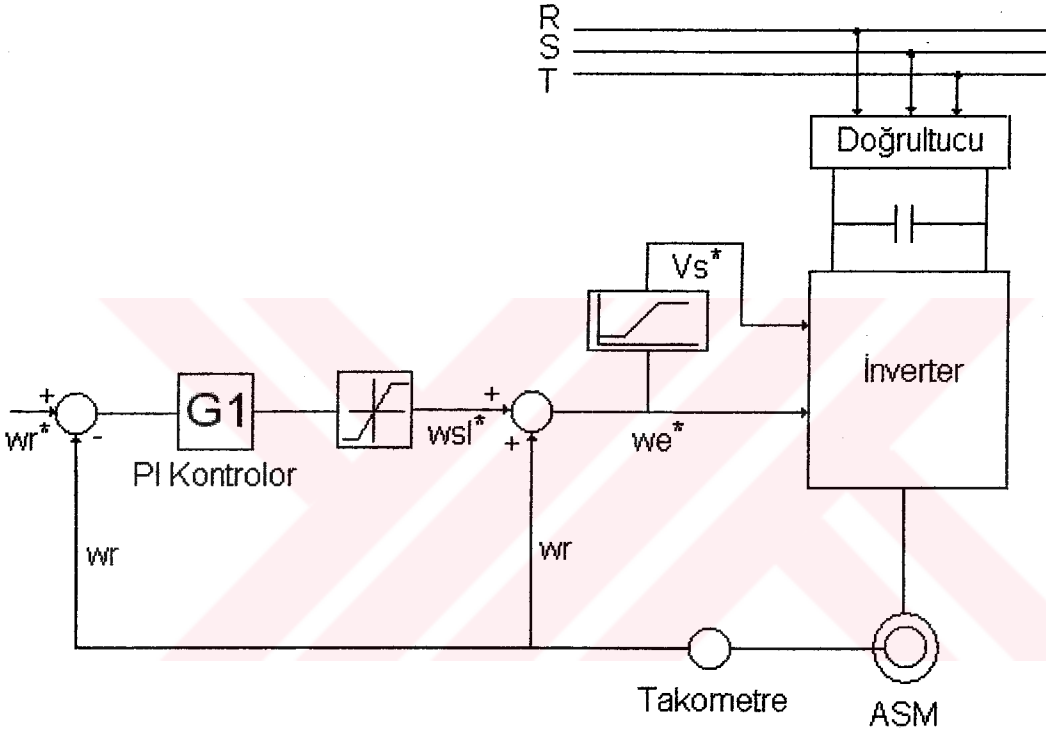
Gerilim/frekans oranı makinenin akısını belirler. Eğer bu oran anma değerleri dikkate alınarak sabit tutulursa makinenin moment duyarlılığı en iyi değerde olur. Sabit akı'da moment dc motorunda olduğu gibi stator akımı ile orantılı olacaktır.

Düşük hız bölgesinde, Gerilim/frekans oranı hava aralığı akısı ile orantılı olmaz. Düşük hızda düşen gerilim stator sargılarında yutulur. Momentin oluşması için gerekli akı değeri Gerilim/frekans oranı büyütülerek veya minimum gerilim değeri ile stator gerilimi toplanarak elde edilir.

Anma hızı üzerinde, Gerilim/frekans oranı, evirgeci besleyen doğrultucu geriliminin doymaya gitmesinden dolayı sabit tutulamaz. Anma hızın üzerinde sabit

kalacak gerilim değeri ile bu noktadan sonra sabit devrilme momenti bölgesinden çıkılıp, sabit güç bölgesine girilmiş olur.

Gerilim beslemeli evirgeçlerde sabit Gerilim/frekans kontrol ilkesi açık çevrimli olarak gerçekleştirilebilir. Stator frekansını rotor hızı ve referans hız belirler. Gerilimin değeri stator frekansı ile akıyı belirleyen oranın çarpılması ile bulunur.



Şekil 2.1. Sabit Gerilim/Frekans Kontrolü ile Hız Kontrolü

Gerilim/Frekans kontrolün üstünlükleri:

- Açık çevrimli veya kapalı çevrimli olarak gerçekleştirilebilmesi.
- Makinenin kaçak reaktansı ve toplam endüktansının büyük olduğu durumlarda iyi sonuç vermesi buna ilaveten evirgeç elemanlarının iletim ve tıkama durumlarının kolayca belirlenip, gerçekleşmesi (kaçak reaktanslar gerilimdeki harmonikleri süzer ve akımın sinüs biçimine yaklaşmasına yardım eder).

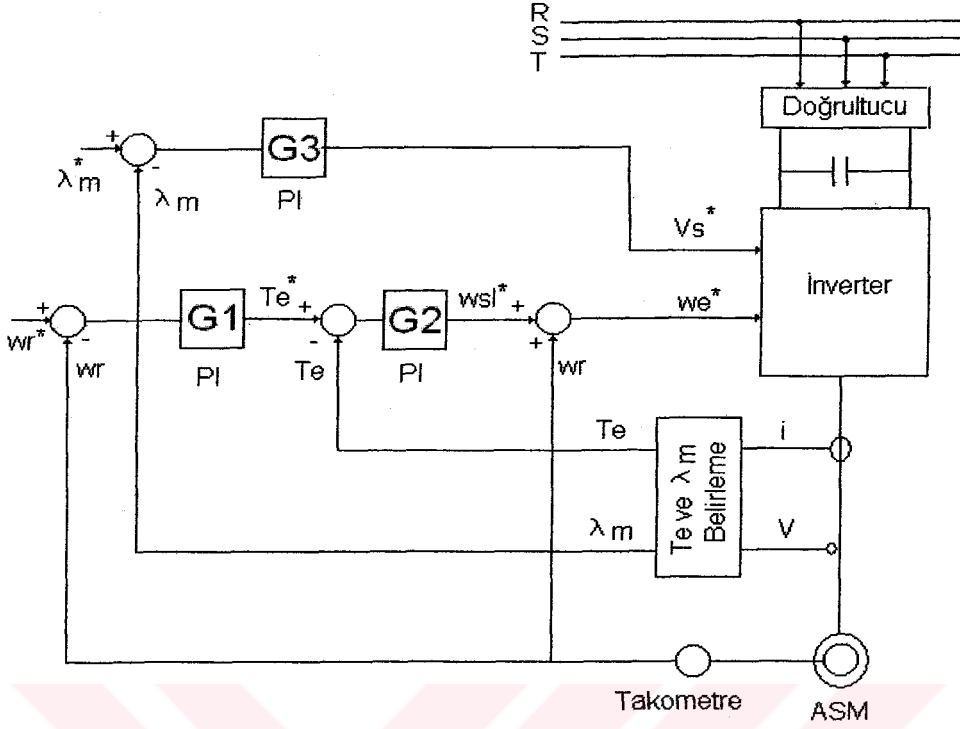
- Stator gerilim ve frekansının kolayca belirlenmesi (Her tür makine için kolayca uygulanıp sadece makine anma değerlerine gereksinim duyulması.).
- Sincap kafes veya bilezikli asenkron makinelerin ikisinde de kullanılabilir.

Gerilim/Frekans kontrolün sakıncaları:

- Hava aralığı akısı hakkında kesin bilgi vermezler, akı başıboş kalır.
- Sürücü düzeneğin verimi düşüktür. Hesaplamalar stator giriş büyüklüklerinden yapıldığından doyma ve harmonikler yeterince düzeltilemez. Dolayısıyla optimal kontrol için yeterince iyi değildir.
- Gerilim beslemeli evirgeç kullanıldığı ve PWM yapıldığı bu sistemde, hız-moment karakteristiğinin pozitif momentli iki çeyreğinde çalışabilir. Diğer çeyrekte çalışabilmesi için ek düzeneklere ihtiyaç vardır.
- Anma hızının üzerinde PWM çalışma modu kare dalga çalışma moduna döner.

b) Moment ve Akı Kontrolü:

Yukarıda anlatılan Gerilim/frekans kontroldaki akının serbest kalması problemi momentin ve akının kontrolü ile çözülebilir. Bu sistem stator gerilim ve akım değerlerinden hava aralığı akısının ve o anki momentin yaklaşık belirlenmesi ilkesine dayanır. Belirlenen akı ve moment değerleri sırasıyla gerilim ve frekans çevrimlerine geribesleme olarak ilave edilir. Hava aralığı akısı ile referans akının karşılaştırılması sonucu elde edilen hata işaretinin integrali stator gerilimini belirler. Bir takometre ile ölçülen rotor hızı ile referans hız karşılaştırılarak elde edilecek hata işaretinin integrali gerekli moment işaretini verir. Bu referans moment işareti ile stator akım ve gerilimlerinden belirlenen moment işaretinin karşılaştırılması ile stator frekansının türevi bulunmuş olur. Alınacak bir integral ile belirlenen stator frekansı evirgeci kumanda eder (Şekil 2.2).



Şekil 2.2. Moment ve Akı Kontrolü ile Hız Kontrolü

Akı ve moment kontrolunda makine parametrelerinin sıcaklıkla değişimi sonucu istenilen duyarlılığa ulaşılamaz. Moment ve akı değerleri stator gerilim ve akımların anlık değerlerinden dolayı bu değişkenlerdeki çok fazla olan ani sıçramalardan etkilenerek çok farklı değerlerle sonuçlanacak ani değişimlere sahip olurlar. Bunu önlemek için örnek alınan stator değişkenlerinin birkaç filtreden geçirilerek işleme alınması gerekir.

Akı ve Moment kontrol Gerilim/frekans kontrolun getirdiği akının başıboş kalması durumu önleniği gibi optimal kayma belirlenmesini sağlar. Doyma durumu kontrol edilebileceğinden makine parametreleri sadece sıcaklıkla değişecektir. Ancak bu sistemin gerçekleşebilmesi için makinenin anma değerlerinin bilinmesi yetmeyip, sargıların ortak ve kaçak indüktanslarının ölçülmesi gerekir. Gerilim/frekans kontrole göre daha düşük hızlarda çalışabilir. Anma hızın üzerinde VSI kare dalga üreteceğinden ve de akı düşeceğinden kontrol etkisiz kalır.

2.2.2. Kayma Gücü Geri Beslemesi ile Yapılan Kontrol (SPR: Slip Power Recovery)

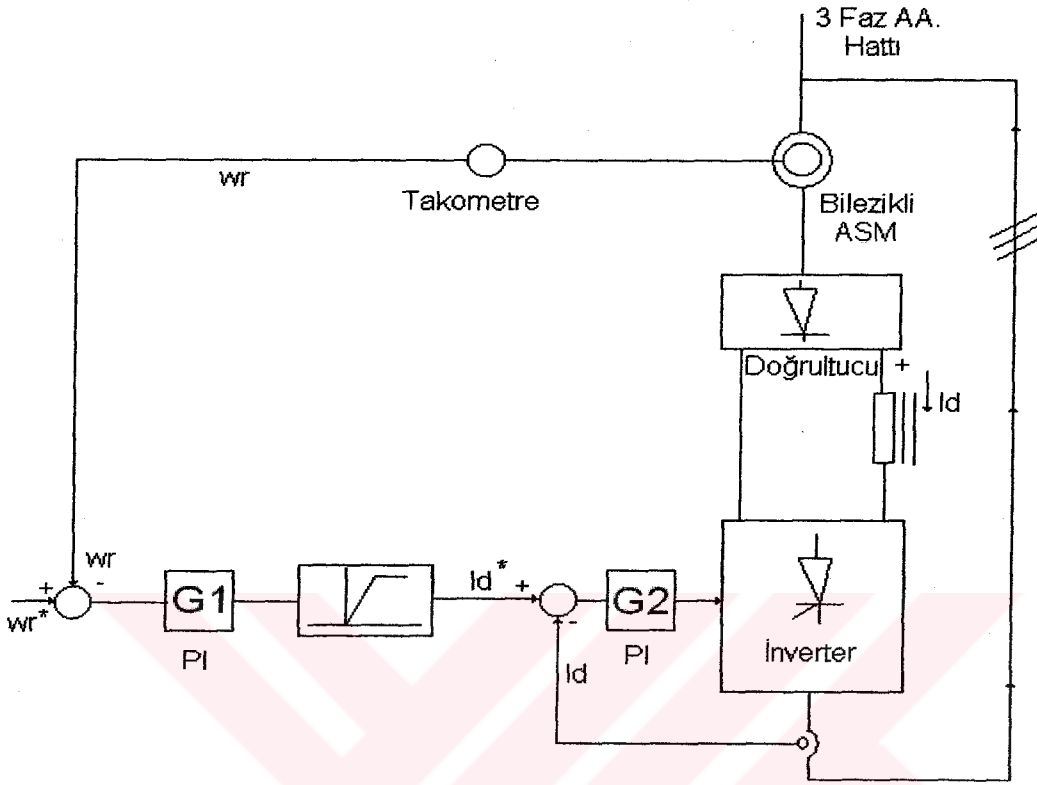
Kayma gücü geri beslemesi ile yapılan kontrol (SPR)'nin temel olarak bilinen iki şekli vardır. Bunlar *Kramer* ve *Scherbius* metodlarıdır. SPR'nin bu metodları statik sürücü elemanları ile kontrol edildiğinde *Statik Kramer* veya *Statik Scherbius* metodları adlarını alırlar. Bu tip sürücülerin çalışma karakteristikleri serbest uyarımlı dc motorların karakteristiklerine benzer olup kontrol şekli faz kontrollü dc sürücü sisteme benzemektedir.

Hava aralığı akısı sabit olduğunda, moment doğrultulmuş rotor akımı I_d ile orantılıdır. I_d bir geri besleme çevrimi ile kontrol edilmektedir. Evirgecin çıkışındaki 60 Hz'lik alternatif akım I_d ile orantılı olduğundan akım trafosu ile 60 Hz'lik akım örneklenebilir. Sistemin kontrolü basit ancak, en büyük dezavantajı sadece bir çeyrekte kontrol edilebilir olmasıdır. Aynı zamanda sistem senkron hızın üzerinde bir hızda çalışmaz. Eğer hattan rotora evirgeç üzerinden dc verilecek olursa makine senkron motor olarak çalışır. Statik Kramer sürücüsünde evirgeçten verilecek dc değeri doğrultucu ile ters kutuplu olacağından doğrultucu üzerinden kısa devre olacak ve rotor sargılarından geçmeyecektir. Böylece senkron motor çalışma durumu SPR'de ancak statik Scherbius sürücü için mümkün olacaktır .

Büyük güçlü sistemlerdeki pompa, vinç, kompresör, gibi nominal hızın $\frac{1}{2}$ 'si ile nominal hız ayarına ihtiyaç gösteren sürücü düzeneklerde kullanılan SPR kontrolün üstünlükleri ve sakıncaları aşağıda belirtilmiştir.

SPR kontrolün üstünlükleri

- Yükleme kapasitesi bakımından, asenkron makinenin bilinen çıkış gücünden daha büyük güçlere çıkabilir.
- Kesin güç faktörü düzeltilmesini gerçekleştirebilir.
- Sadece kayma gücü ele alındığında, rotor tarafında düşük gerilimlerle çalışılacağından kontrol elemanları için kullanılacak elemanların seçiminde düşük gerilimlerde çalışan elemanların kullanılmasına imkan sağlar,
- Rotor tarafından yapılacak her türlü optimizasyon tekniğinin uygulanmasına imkan sağlar (Optimal kayma, optimal güç faktörü gibi) (Kaya, İ., 1990).



Şekil 2.3. Statik Kramer Sürücü ile Hız Kontrolü

SPR kontrolün dezavantajları:

- Nominal hızın altında ve nominal hıza yakın bölge dışında kullanılamaz,
- Moment-Hız karakteristiğinin sadece bir çeyreğinde çalışabilirler,
- Rotoru bilezikli motorlar dışında kullanılamaz,
- SPR kontrolde dikkat rotor devresi üzerindedir; fakat stator devresi giriş büyüklükleri de sistemin davranışı üzerinde etkili olduğundan, gerilim veya akım beslemeli evirgeçli sürücü düzeneklerinden daha karmaşık bir çalışma sistemine sahiptir,
- SPR kontrolde d-q modeli kullanışlı değildir. Sistemdeki aktarım “overlap” olaylarını gözlemek ve olan durumları belirlemek evirgeç ateşleme işareti için gereklidir. Diyotların devrede oldukları durumları , evirgeç elemanlarının iletim ve tıkama anlarındaki akım durumları mutlaka belirlenmelidir. Bu ise

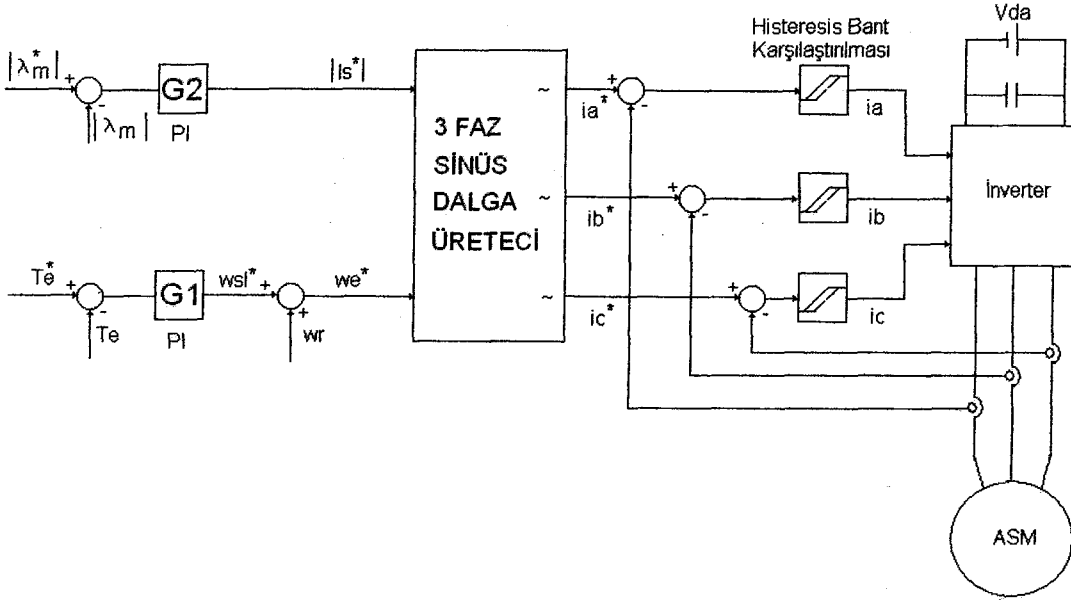
ancak a-b-c eksen sisteminde olur. Bilindiği gibi a-b-c eksen sisteminde rotor dönme açısı θ_r ve rotor hızı w_r 'ye bağlı olarak elde edilen a-b-c eksen sistemindeki empedans matrisi 6*6 boyutundadır. Her küçük zaman adımında yapılacak sayısal iterasyon için bu matrisi çözmek zordur,

- Enerji rotor devresinden stator devresine aktarılırken işlem anlaşılabilir olmasına rağmen ara işlemi pek çok karmaşıklık içerir (Örneğin, rotorun açık devre olması durumunda gerilim kaynağı gibi davranır. Aşırı derecede büyük olan komutasyon empedansı ile motorun stator, rotor ve mıknatıslanma reaktansı “overlap”’a neden olur (Kaya, İ., 1990).

2.2.3. Akım Kontrollü PWM Evirgeç Sürücü İle Kontrol

Akı kontrol döngüsü ile evirgeç geriliminin kontrolü yerine stator akımı kontrol edilebilir. Akım kontrol özelliği GTO ve tristör’lü evirgeçler için önemlidir; çünkü geçici akım artışı komutasyonun kaybolmasına neden olur. Bu transistörler için ise akımın geçici artması durumunda düşük olan transistör geçici akım sınır değerinin aşılmaması için önemlidir. Akım kontrol çevrimi işareti kayma işaretinden bir fonksiyon üreticine doğru hava aralığı akısını dolaylı olarak kontrol etmek için üretilir. Bu kontrol akı geri besleme işaretini ortadan kaldırır. Bir *bang-bang* akım kontrolü kullanılarak gerçekleştirilen akım kontrollü PWM evirgeç Şekil 2.4’de gösterilmiştir.

Sürücü sistem elektrikli taşıt gibi uygulamalarda kullanılabilir. Böyle bir sistemde hız kontrol yerine moment kontrol gereklidir ve enerji regenerasyon esnasında kaynağa geri verilir. Akı kontrol çevrimi stator akım işaretinin bileşenini üretir ve frekans işareti moment kontrol döngüsü ile üretilir. Stator akım işareti ve frekans işareti ile bir üç fazlı sinüs üretici tarafından üç faz için gerekli referans akım işaretleri üretilir. O an makine tarafından çekilen faz akımları algılanır, histeresis bant aralığında karşılaştırma işleminden sonra tetikleme işareti olarak dış kilitleme devresine gönderilir (Kaya, İ., 1990).



Şekil 2.4. Bang-Bang Akım Kontrollü PWM Evirgeç Sürücü

Akım Kontrollü PWM İnverter Sürücünün Üstünlükleri:

- Komutasyon devreleri basit ve tristörlü statik devreler rahatlıkla kullanılabilir. Büyük güçlü sistemler için uygundur.
- Anlık arızalar evirgecin devre dışı kalmasına neden olmaz, sadece momentin anlık kaybı söz konusudur.
- Yüksek esneklikte yapılabilir.

Akım Kontrollü PWM İnverter Sürücünün Sakıncaları:

- Birden fazla sistemlerin kontrolü için akım beslemeli PWM evirgeçlerin kullanılması uygun değildir.
- Sistemin modellenmesi ve gerçekleştirilmesi kolay ancak meydana gelebilecek olayların benzetimi zordur.

2.2 Asenkron Motorların Dinamik Kontrol Yöntemleri

Gerilim, akım ve frekans asenkron makinenin temel kontrol değişkenleridir. Bir gerilim beslemeli sürücü sistem göz önüne alındığında moment ve hava aralığı akısının

her ikisi de gerilim ve frekansa bağlıdır. Bu bağlaşma etkisi asenkron motorun hız cevabının yavaş olmasına neden olur. Örneğin frekansın artması ile moment artıyorsa, o zaman akı azalmaya başlar. Bu azalan akı ek bir kontrol çevrimi ile tekrar eski değerine çıkartılmalıdır. Bu arada akının geçici düşüşü kaymaya bağlı olarak moment duyarlılığını azlatır ve hız cevap süresini uzatır (Kaya, İ., 1990)..

Yukarıdaki sınırlamaların üstesinden gelebilecek, hızlı cevap verebilen iki tür sürücü düzenek geliştirilmiştir. Bunlar:

- Vektör Kontrol (Alan uyumlu kontrol),
- Açı kontrolü,

dur. Her üç sistemde referans frekansındaki değişimde üretilen momenti anlık olarak kontrol eder. Bunun için moment açısı, kayma açısı ve kayma frekansını belirlenen bir değerde tutmak için giriş büyüklükleri hesaplanır ve giriş terminaline zorunlu bir komut gönderilir. Bu büyüklükler giriş terminalinde makine büyüklüklerine dönüştürülerek makine kontrol edilir .

Yukarıda anlatılan kontrol yöntemlerinden Açı Kontrol yöntemi R. KRİSHNAN (ve arkadaşları (R. KRİSHNAN,1983)) tarafından en basit yoldan, açık çevrimli olarak değişen frekansın anlık değerlerinin belirlenmesi olarak tanımlanmıştır.

Açı kontrol metodu konusunda diğer bir çalışma M. AKAMATSU tarafından yapılmıştır. M. AKAMATSU hızlı cevap verebilen sürücü sistemleri iki sınıfa ayırmıştır. Bunlar vektör kontrolü ve açı kontrolüdür. Dinamik karakteristik bakımından en iyi karakteristiği de vektör kontrolde ulaştığını ancak uygulanabilirlik bakımından akı vektörünün yön ve şiddetinin belirlenmesindeki güçlüklerden dolayı bu metodu tercih etmemiştir. Akı sensörleri ile yapılacak vektör kontrolün sıfır hız civarı dışında yüksek verimlilikte gerçekleştirilebileceğini önermiştir. M. AKAMATSU açı kontrolünü, açısal kayma hızının ve akım vektörünün koordinat kontrolünü açısal ilişkilere dayanarak yapılması şeklinde tanımlamıştır.

R. KRİSHNAN ve M. AKAMATSU açı kontrol metodunda aşağıdaki ilkelerde birleşmişlerdir.

- Açı kontrolü açık çevrimli olarak kolayca gerçekleştirilebilir.
- Yüksek Moment/akım oranı elde edilir.
- Sıfır hız civarında çalışabilir.

- Sistem manyetik doyma ve sıcaklıktaki değişimlerden etkilenen makine parametrelerindeki değişimlerden etkilenerek doğruluktan sapar.

Vektör kontrol metodu dinamik davranış karakteristiği bakımından en iyi sürücü sistemdir. Moment-Hız karakteristiği serbest uyarımlı dc motorun karakteristiğine benzemektedir. Bu tür sürücü düzeneği ilk kez K.HASSE tarafından 1969 yılında dolaylı vektör kontrolü gerçekleştirilmiştir. Bundan üç yıl sonra F. BLACHKE tarafından direkt vektör kontrolü geliştirilmiş ve yayınlanmıştır.

Vektör kontrol metodunun seçilmesi için aşağıdaki belirleyici ilkeler göz önüne alınır.

- Hız kontrol çok iyi, yüksek güç ve verim gereken sürücü düzeneklerde kullanılabilir.
- Hızlı cevap verebilen sürücü düzenekler içinde dc makinesinin dinamik karakteristiğine en yakın çalışma gösteren sürücü sistemdir. Üretilen moment tek bir akım bileşenine bağlıdır.
- Hız-Moment çalışma düzleminde dört çeyrekte çalışabilir. Hız geçişleri düzgündür ve gerektiğinde makinenin kalkış ve durma anlarında ivme kontrol edilebilir.
- Devrilme momenti tanım olarak sözkonusu değildir. Makinenin maksimum değerleri aşılmadığı sürece moment üretimi her hızda maksimum seviyede tutulabilir.
- Doyma bölgesindeki moment üretimindeki doğrusal olmayan değişmeyi en iyi karşılayan ve akıdaki azalmayı moment akımı ile karşılayan bir sistemdir. Bu diğer sürücülerden daha iyi moment cevabına sahip olduğunu gösterir.
- Konum kontrolüne imkan sağlar, servo sistemlerde rahatça kullanılabilir.

Yukarıda anlatılan özelliklerinden dolayı vektör kontrol metodu vinç, asansör, elektrikli taşıt, fan, pompa, presleme, hızlı konum kontrollü bilgisayar uygulamaları ve benzeri pek çok sistemlerde kullanılabilir. Sistemin optimizasyonu ile verim yükseltildiğinde kullanımı daha cazip bir hale gelecektir (Vas, 1990).

2.3.1. 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 çeviriciler (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.

2.3.1.1. 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 edilmektedir. Bu durumda aşağıdaki özellikleri sağlayan bir sistem oluşturmak mümkün olabilmektedir (Vas, 1990).

- Çabuk moment cevabı elde edilmesi
- Hızlanma ve yavaşlama zamanının en aza 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 yüksek olması
- Momentteki küçük genlikli salınımlara izin verilmesi

Hat aktarımlı köprü dönüştürücülerin uygulanmasının 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 edildiği göstermiştir (Akın, E., 1994).

2.3.1.2 Ara devreli frekans çeviriciler

Bu tür frekans çeviriciler doğrultulmuş gerilimin anahtarlanarak motora uygulanması temeline dayanır. 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 isimlendirirler.

a) Akım kaynaklı evirgeç (AKE)

Akım kaynaklı evirgeç, doğrudan frekans çevirilerin kullanıldığı güç aralığı ile gerilim kaynaklı evirgecinin üst güç sınırı arasındaki güçlerde kullanılır. Doğrultucu çıkışındaki akım, büyük bir bobinden akıtılarak düzeltilir. Daha sonra makine tarafındaki evirgeç beslenir. Bazı durumlarda, faz kontrollü doğrultucu yerine doğrultucu çıkışındaki gerilim kısılması yöntemi kullanılabilir. Bundan başka, akım kaynaklı evirgeçleri asenkron makinenin stator sargılarını beslediği zaman, geçici durum koşulları altında dc hat akımı motorun zıt e.m.k ile etkilenir ve dc hat akımı kontrol döngüsündeki PI akımkontrol edici cevabını bozabilir. Ancak problem motorun zıt e.m.k'ni dengeleyen bir fonksiyon üreticinin kullanılması ile aşılabılır (Vas, 1990).

Asenkron motor akım kaynaklı evirgeç 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 kaynaklı evirgecin kontrol bölgesi dardır ve boşta çalışmaya izin vermez. Aynı zamanda birden fazla motorun tahrik edilmesine uygun değildir. Düşük frekanslı çalışmada alan yönlendirmeli asenkron motorun akım kaynaklı evirgeç ile beslenmesi Jordan v.d. (1984) tarafından incelenmiştir. Kazmierkowski ve Köpcke (1985), akım kaynaklı evirgeç ile beslenen asenkron motorlarda alan yönlendirmenin uygulanmasını 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 (Akın, E., 1994).

b) Gerilim kaynaklı evirgeç (GKE)

Düşük güç seviyelerinden 100 kW'a kadar olan güçler için hem harmonik distorsiyonun akım kaynaklı evirgece göre daha iyi olması ve kontrolünün basitliği hem de aynı zamanda çok sayıdaki motorların beslenmesine uygun yapılarından dolayı üstünlükleri vardır. Bu evirgeçlerin girişinde kontrollu veya kontrolsüz doğrultucu bulunabilir. Alternatif akım şebekesi tarafından kontrollu doğrultucu olduğu zaman düzgün bir doğru gerilim elde edebilmek amacıyla ara devre kondansatörünün büyük değeri olması gerekir. Büyük değeri 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 kaynaklı evirgeçleri belirli bir güce kadar transistörlü ya da diğer hızlı anahtarlama elemanları ile yapılır ve bu durumda 15 kHz gibi yüksek anahtarlama hızlarına ulaşılabilir. Gücün artması ile 100 Hz – 1 kHz anahtarlama frekanslı tristörlü evirgeç kullanılır. Anahtarlama frekansının azalması durumunda akımlar istenilen şekilde kontrol edilemeyeceğinden, büyük genlikli zaman harmonikleri ortaya çıkmaktadır.

Gerilim kaynaklı evirgeci vektör kontrollu asenkron motor ile kullanıldığında, bilinen bütün modülasyon teknikleri uygulanabilir. Ancak akım kontrollu gerilim kaynağı evirgeci vektör kontrollu asenkron motor sürücülerinde tercih edilmektedir. Bunun nedeni, akım referanslarının gecikmesiz olarak motor akımlarını kendisini

izlemeye zorlamasıdır. Bu tür kontrol ediciler; histerezis kontrol ediciler, rampa karşılaştırıcılar ve kestirimli kontroledicili olabilirler.

Histerezis kontrol edicilerde 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 kontrolediciye girilir. Bang-bang kontrol olarak isimlendirilen bu yöntem, alan yönlendirmeli motor kontrolüne büyük bir uygunluk göstermektedir.

Rampa karşılaştırıcılı kontrol edicilerde akım hatası üçgen modülasyon işareti ile karşılaştırılır ve sonuç histerezis kontrolediciye uygulanır. Anahtarlama frekansı üçgen dalga frekansı ile ilişkilidir. Bu yöntemde faz akımlarında genlik ve faz hatası oluşabilmektedir. Bu hataların önlenmesi için kontroledici kazancını arttırmak 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.

3. ASENKRON MOTORUN DİNAMİK MODELİ

3.1. Asenkron Motorun Modellenmesi

Asenkron makineleri 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 davranışlarının hem sürekli durum ve hem de geçici durumda, besleme gerilimi dalga şeklinden bağımsız olarak, uygun bir matematiksel model üzerinden incelenmesi amaçlanmıştır.

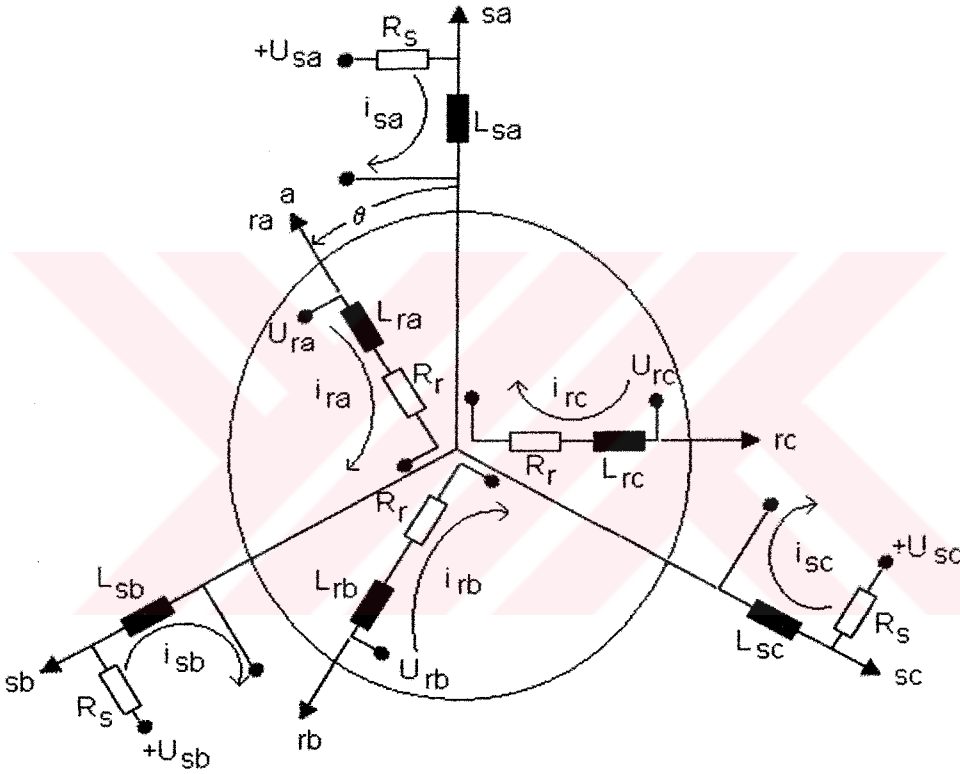
Asenkron makine karmaşık bir yapıya sahiptir. Genel olarak üç fazlı bir asenkron makinenin faz değişkeni modeli yazıldığında, elde edilen denklem sisteminin doğrusal olmayan ve katsayıları zamanla değişen bir yapıda olduğu görülmektedir. Bu denklem sisteminin sayısal integrasyon teknikleri ile çözümü, göreceli olarak uzun bilgisayar zamanına gerek duymaktadır. Denklem sistemindeki zamanla değişen katsayılar, makinenin modellenmesinin, uzay fazörü veya d-q eksen sisteminde yapılması durumunda zamanla değişmez hale gelirler. Bir asenkron makinenin modellenmesi sırasında, modelin kullanılma amacı önem kazanmaktadır. Eğer model motorun kontrol edilmesi amacıyla yönelik ise, o zaman genel fiziksel analizde gözönünde bulundurulmuş bazı olaylar, varsayımlar ile gözardı edilebilir.

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

- Asenkron makine düzgün hava aralığına sahiptir. Dış ve oluk etkileri gözönünde bulundurulmayacaktır.
- Dengeli stator akımları tarafından üretilen magnetomotor kuvvet dalgası sinüzoidaldir.
- Manyetik devre doğrusal kabul edildiğinden doyma oluşmamaktadır.
- Stator ve rotor sargılarının direnç ve indüktansları sıcaklık ve frekans etkisi ile değişmediği varsayılmaktadır.
- Histerezis ve fuko kayıpları ihmal edilmektedir.

f. Rotor sincap kafesli yapıdadır.

Ayrıca model başlangıçta 2 kutuplu makine için çıkartılacaktır. Daha sonra farklı kutup sayısındaki makinelere uygulanabilir. Bir stator sargısı uzayda sinüzoidal m.m.k dalgası üretecek şekilde yerleştirildiğinde, onu bir tek eşdeğer sargıyla göstermek mümkündür. Şekil 3.1’de bir asenkron makine iki kutuplu ve üç fazlı olarak gösterilmiştir.



Şekil 3.1. İki kutuplu, üç fazlı asenkron makinenin eşdeğer gösterimi

Stator gerilim denklemlerini yazarak başlarsak;

$$U_{sa} = R_{sa} i_{sa} + \frac{d\psi_{sa}}{dt} \quad (3.1)$$

$$U_{sb} = R_{sb} i_{sb} + \frac{d\psi_{sb}}{dt} \quad (3.2)$$

$$U_{sc} = R_{sc}i_{sc} + \frac{d\psi_{sc}}{dt} \quad (3.3)$$

R_{sa}, R_{sb}, R_{sc} sırasıyla stator sargısının a,b,c faz dirençleridir.

Rotor gerilim denklemleri;

$$U_{ra} = R_{ra}i_{ra} + \frac{d\psi_{ra}}{dt} \quad (3.4)$$

$$U_{rb} = R_{rb}i_{rb} + \frac{d\psi_{rb}}{dt} \quad (3.5)$$

$$U_{rc} = R_{rc}i_{rc} + \frac{d\psi_{rc}}{dt} \quad (3.6)$$

R_{ra}, R_{rb}, R_{rc} sırasıyla rotor sargısının a,b,c faz dirençleridir.

Sistemi simetrik kabul ettiğimizden dolayı stator ve rotor dirençleri kendi aralarında birbirlerine eşittir.

Stator tarafının akı denklemleri

$\psi = LI$ olduğundan

a fazını halkalayan akı denklemini çıkartacak olursak;

$$\begin{aligned} \psi_{sa} = & L_{s,aa}i_{sa} - L_{s,ab}i_{sb} - L_{s,ac}i_{sc} \\ & + M_{sa,ra}\cos(\theta)i_{ra} + M_{sa,rb}\cos(\theta + 2\pi/3)i_{rb} + M_{sa,rc}\cos(\theta - 2\pi/3)i_{rc} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Stator a,b,c faz sargıları eksenlerinin aralarında 120° 'lik açı yaptıklarından ve bu açıda 90° 'den büyük olduğundan, bu faz sargıları arasındaki karşit endüktans (-) dir.Ancak bu işareti karşit endüktansların önüne yada bunların içinde saklı tutmak mümkündür.

b fazı için;

$$\begin{aligned}\psi_{sb} = & -L_{s,ba}i_{sa} + L_{s,bb}i_{sb} - L_{s,bc}i_{sc} \\ & + M_{sb,ra} \cos(\theta - 2\pi/3)i_{ra} + M_{sb,rb} \cos(\theta)i_{rb} + M_{sb,rc} \cos(\theta + 2\pi/3)i_{rc}\end{aligned}\quad (3.8)$$

c fazı için;

$$\begin{aligned}\psi_{sc} = & -L_{s,ca}i_{sa} - L_{s,cb}i_{sb} + L_{s,cc}i_{sc} \\ & + M_{sc,ra} \cos(\theta + 2\pi/3)i_{ra} + M_{sc,rb} \cos(\theta - 2\pi/3)i_{rb} + M_{sc,rc} \cos(\theta)i_{rc}\end{aligned}\quad (3.9)$$

Buna benzer olarak rotor a,b,c fazlarını halkalayan akı denklemlerini yazacak olursak;

a fazı;

$$\begin{aligned}\psi_{ra} = & L_{r,aa}i_{ra} - L_{r,ab}i_{rb} - L_{r,ac}i_{rc} \\ & + M_{ra,sa} \cos(\theta)i_{sa} + M_{ra,sb} \cos(\theta - 2\pi/3)i_{sb} + M_{ra,sc} \cos(\theta + 2\pi/3)i_{sc}\end{aligned}\quad (3.10)$$

b fazı;

$$\begin{aligned}\psi_{rb} = & -L_{r,ba}i_{ra} + L_{r,bb}i_{rb} - L_{r,bc}i_{rc} \\ & + M_{rb,sa} \cos(\theta + 2\pi/3)i_{sa} + M_{rb,sb} \cos(\theta)i_{sb} + M_{rb,sc} \cos(\theta - 2\pi/3)i_{sc}\end{aligned}\quad (3.11)$$

c fazı;

$$\begin{aligned}\psi_{rc} = & -L_{r,ca}i_{ra} - L_{r,cb}i_{rb} + L_{r,cc}i_{rc} \\ & + M_{rc,sa} \cos(\theta - 2\pi/3)i_{sa} + M_{rc,sb} \cos(\theta + 2\pi/3)i_{sb} + M_{rc,sc} \cos(\theta)i_{sc}\end{aligned}\quad (3.12.)$$

Motorun yıldız bağlı olduğunu kabul edelim, o zaman;

$$\begin{aligned}i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} &= 0 \\ i_{sa} &= -(i_{sb} + i_{sc})\end{aligned}\quad (3.13)$$

$$L_{sm} = L_{s,ab} = L_{s,ac} = L_{s,ba} = L_{s,bc} = L_{s,ca} = L_{s,cb} \quad (3.14)$$

$$L_{rm} = L_{r,ab} = L_{r,ac} = L_{r,ba} = L_{r,bc} = L_{r,ca} = L_{r,cb} \quad (3.15)$$

$$L_s = L_{s,aa} = L_{s,bb} = L_{s,cc} \quad (3.16)$$

$$L_r = L_{r,aa} = L_{r,bb} = L_{r,cc} \quad (3.17)$$

$$L_{sr} = M_{sa,rb} = M_{sa,rc} = M_{sb,ra} = M_{sb,rc} = M_{sc,ra} = M_{sc,rb} = M_{sa,ra} = M_{sb,rb} = M_{sc,rc} \quad (3.18)$$

$$L_{rs} = M_{ra,sb} = M_{ra,sc} = M_{rb,sa} = M_{rb,sc} = M_{rc,sa} = M_{rc,sb} = M_{ra,sa} = M_{rb,sb} = M_{rc,sc} \quad (3.19)$$

ve;

$$L_s = L_{ls} + L_{ss} \quad (3.20)$$

$$L_r = L_{lr} + L_{rr} \quad (3.21)$$

dir. Burada;

L_{ls} ; Her faz için stator sargısı kaçak indüktansı,

L_{lr} ; Her faz için rotor sargısı kaçak indüktansı,

L_{ss} ; Stator sargısının self indüktansı,

L_{rr} ; Rotor sargısının self indüktansı,

L_{sm} ; Stator sargıları arasındaki ortak indüktans,

L_{rm} ; Rotor sargıları arasındaki ortak indüktans,

L_{sr}, L_{rs} ; Stator ile rotor sargıları arasındaki ortak indüktans.

O zaman her bir fazın toplam indüktansı;

$$L_S = L_s + L_{sm} = L_{ls} + L_{ss} + L_{sm} \quad (3.22)$$

Bu kısaltmalara göre akı değerleri yeniden yazılacak olunursa;

$$\psi_{sa} = L_s i_{sa} - L_{sm} \underbrace{(i_{sb} + i_{sc})}_{-i_{sa}} + L_{sr} (\cos(\theta) i_{ra} + \cos(\theta + 2\pi/3) i_{rb} + \cos(\theta - 2\pi/3) i_{rc}) \quad (3.23)$$

$$\psi_{sa} = L_s i_{sa} + L_{sm} i_{sa} + L_{sr} (\cos(\theta) i_{ra} + \cos(\theta + 2\pi/3) i_{rb} + \cos(\theta - 2\pi/3) i_{rc}) \quad (3.24)$$

$$\psi_{sa} = i_{sa} \underbrace{(L_s + L_{sm})}_{L_S} + L_{sr} (\cos(\theta) i_{ra} + \cos(\theta + 2\pi/3) i_{rb} + \cos(\theta - 2\pi/3) i_{rc}) \quad (3.25)$$

$$\psi_{sa} = L_S i_{sa} + L_{sr} (\cos(\theta) i_{ra} + \cos(\theta + 2\pi/3) i_{rb} + \cos(\theta - 2\pi/3) i_{rc}) \quad (3.26)$$

$$\psi_{sb} = L_S i_{sb} + L_{sr} (\cos(\theta - 2\pi/3) i_{ra} + \cos(\theta) i_{rb} + \cos(\theta + 2\pi/3) i_{rc}) \quad (3.27)$$

$$\psi_{sc} = L_S i_{sc} + L_{sr} (\cos(\theta + 2\pi/3) i_{ra} + \cos(\theta - 2\pi/3) i_{rb} + \cos(\theta) i_{rc}) \quad (3.28)$$

Rotor toplam akılarını da statora benzer olarak;

$$L_R = L_r + L_{rm} = L_{lr} + L_{rr} + L_{rm} \quad (3.29)$$

$$i_{ra} + i_{rb} + i_{rc} = 0$$

$$i_{ra} = -(i_{rb} + i_{rc}) \quad (3.30)$$

$$\psi_{ra} = L_r i_{ra} - L_{rm} \underbrace{(i_{rb} + i_{rc})}_{-i_{ra}} + L_{rs} (\cos(\theta) i_{sa} + \cos(\theta - 2\pi/3) i_{sb} + \cos(\theta + 2\pi/3) i_{sc}) \quad (3.31)$$

$$\psi_{ra} = L_r i_{ra} + L_{rm} i_{ra} + L_{rs} (\cos(\theta) i_{sa} + \cos(\theta - 2\pi/3) i_{sb} + \cos(\theta + 2\pi/3) i_{sc}) \quad (3.32)$$

$$\psi_{ra} = i_{ra} \underbrace{(L_r + L_{rm})}_{L_R} + L_{rs} (\cos(\theta) i_{sa} + \cos(\theta - 2\pi/3) i_{sb} + \cos(\theta + 2\pi/3) i_{sc}) \quad (3.33)$$

$$\psi_{ra} = L_R i_{ra} + L_{rs} (\cos(\theta) i_{sa} + \cos(\theta - 2\pi/3) i_{sb} + \cos(\theta + 2\pi/3) i_{sc}) \quad (3.34)$$

$$\psi_{rb} = L_R i_{rb} + L_{rs} (\cos(\theta + 2\pi/3) i_{sa} + \cos(\theta) i_{sb} + \cos(\theta - 2\pi/3) i_{sc}) \quad (3.35)$$

$$\psi_{rc} = L_R i_{rc} + L_{rs} (\cos(\theta - 2\pi/3) i_{sa} + \cos(\theta + 2\pi/3) i_{sb} + \cos(\theta) i_{sc}) \quad (3.36)$$

$$\text{Burada } L_{sr} = L_{rs} \text{ dir.} \quad (3.37)$$

Buradan indüktans matrisini yazacak olursak;

$$[L_S] = \begin{bmatrix} L_S & 0 & 0 \\ 0 & L_S & 0 \\ 0 & 0 & L_S \end{bmatrix} \quad [L_R] = \begin{bmatrix} L_R & 0 & 0 \\ 0 & L_R & 0 \\ 0 & 0 & L_R \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

$$[L_{sr}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_S] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^t & [L_R] \end{bmatrix} \quad (3.40)$$

Stator ve rotora ait halkalama akılarını yazacak olursak;

$$[\psi_s] = \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} \quad [\psi_r] = \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} \quad [i_s] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

olmak üzere,

$$\begin{bmatrix} \psi_s \\ \psi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_S] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^t & [L_R] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

elde edilir. Akı denklemlerinden indüktans matrisindeki katsayıların $\theta = \theta_r$ 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 ta bilinen bu model ile, zamanla değişen katsayılardan kurtulmak mümkündür.

Gerilim denklemini tekrar yazacak olursak;

Öncelikle direnç matrislerini yazalım

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (3.43)$$

$$\begin{bmatrix} U_s \\ U_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_s] & [0] \\ [0] & [R_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} [L_S] & [L_{sr}] \\ [L_{sr}]^t & [L_R] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ i_r \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

elde edilir. Şimdi de moment denklemini elde edelim,

$$T_e = \frac{P}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} \quad (3.45)$$

Burada, P asenkron makinenin kutup sayısıdır. İndüktans matrisinin θ 'ya göre türevini alırsak;

$$\left[\frac{dL_s}{d\theta} \right] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \left[\frac{dL_R}{d\theta} \right] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.46)$$

$$\left[\frac{dL_{sr}}{d\theta} \right] = -L_{sr} \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \sin(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

sonuç olarak,

$$\left[\frac{dL}{d\theta} \right] = \begin{bmatrix} \left[\frac{dL_s}{d\theta} \right] & \left[\frac{dL_{sr}}{d\theta} \right] \\ \left[\frac{dL_{sr}}{d\theta} \right]^T & \left[\frac{dL_R}{d\theta} \right] \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

elde edilir.

Bu elde edilen matrisler aşağıdaki şekilde moment denkleminde yerlerine konulup gerekli işlemler yapılırsa;

$$T_e = \frac{P}{2} \begin{bmatrix} i_{sa} & i_{sb} & i_{sc} & i_{ra} & i_{rb} & i_{rc} \end{bmatrix} \frac{d}{d\theta} \begin{bmatrix} L \\ i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

sonuç olarak,

$$T_e(t) = -PL_{sr} \begin{pmatrix} i_{sa}i_{ra} \sin(\theta) + i_{sa}i_{rb} \sin(\theta + 2\pi/3) + i_{sa}i_{rc} \sin(\theta - 2\pi/3) \\ + i_{sb}i_{ra} \sin(\theta - 2\pi/3) + i_{sb}i_{rb} \sin(\theta) + i_{sb}i_{rc} \sin(\theta + 2\pi/3) \\ + i_{sc}i_{ra} \sin(\theta + 2\pi/3) + i_{sc}i_{rb} \sin(\theta - 2\pi/3) + i_{sc}i_{rc} \sin(\theta) \end{pmatrix} \quad (3.50)$$

3.2. Eksen Dönüşümleri

Güç sistemleri ile çalışırken; tüm değişkenleri ortak bir referans çatıya indirmek , iç içe değişkenleri birbirinden ayırmak veya zamana bağlı katsayıların olduğu zor denklemlerin çözümünü kolaylaştırmak için matematiksel dönüşümler kullanılmaktadır. En fazla kullanılan dönüşümlerden biri çok fazlı sistemi ortogonal iki faz (iki eksen) haline getiren dönüşümdür (Özer, A.B.,2000). N fazı iki faza dönüştürülmek istenirse denklem (3.51) ve (3.52) kullanılır;

$$[f_{xy}] = [T(\theta)][f_{123..N}] \quad (3.51)$$

Burada;

$$[T(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{N}} \begin{bmatrix} \cos \frac{P}{2}\theta & \cos\left(\frac{P}{2}\theta - \delta\right) & \dots \cos\left(\frac{P}{2}\theta - (N-1)\delta\right) \\ \sin \frac{P}{2}\theta & \sin\left(\frac{P}{2}\theta - \delta\right) & \dots \sin\left(\frac{P}{2}\theta - (N-1)\delta\right) \end{bmatrix} \quad (3.52)$$

δ : N fazlı sargılar arasında düzgün olarak dağılmış bitişik eksenler arasındaki açıdır.

$\sqrt{2/N}$ katsayısı ise dönüşümde gücün değişmemesini sağlar.

3.2.1. Clarke dönüşümü:

Clarke dönüşümünde durgun iki faz değişkenleri α ve β indisleri ile gösterilir. Şekil 3.2’de görüldüğü gibi α eksenini a fazı ile çakıştırılmıştır. β eksenini ise α

ekseninden $\pi/2$ kadar geridir. Bu yüzden dönüştürme iki yönlüdür. Sıfır sıralı bileşen olarak bilinen üçüncü değişken eklenirse:

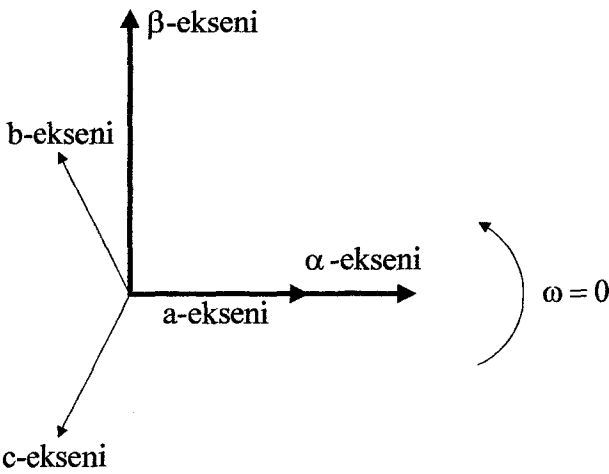
$$[f_{\alpha\beta 0}] = [T_{\alpha\beta 0}][f_{abc}] \quad (3.53)$$

elde edilir.

Burada dönüştürme matrisi $[T_{\alpha\beta 0}]$ ve bu matrisin tersi aşağıda denklem (3.54) ve (3.55)'deki gibidir:

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

$$[T_{\alpha\beta 0}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\sqrt{\frac{3}{2}} & 1 \end{bmatrix} \quad (3.55)$$



Şekil 3.2. $\alpha - \beta$ ile abc büyüklükleri arasındaki ilişkiyi gösteren vektör diyagramı

3.2.2. Park Dönüşümü:

Park dönüşümü, asenkron makine analizinde, üç fazdan iki faza dönüşümü sağlamak için kullanılan en yaygın yöntemdir. Dönüşüm denklem (3.56)'da verildiği gibidir. Burada dq0 dönüşüm matrisi ve matrisin tersi denklem (3.57) ve (3.58)'deki gibidir.

$$[f_{dq0}] = [T_{dq0}(\theta_d)][f_{abc}] \quad (3.56)$$

$$[T_{dq0}(\theta_d)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \cos\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_d & -\sin\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

$$[T_{dq0}(\theta_d)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_d & -\sin \theta_d & 1 \\ \cos\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.58)$$

Park dönüşümü kullanarak alan sargısının manyetik eksenini ile pozitif d eksenini üst üste çakıştırılarak asenkron makinenin stator büyüklükleri, dq referans çatıdaki rotor büyüklüklerine indirgenmiştir. Pozitif q eksenini orijinal park dönüşümünde pozitif d ekseninden $\pi/2$ kadar ileridedir. Fakat bazı varsayımlarda q eksenini, d ekseninden $\pi/2$ kadar geridedir. Bu şekilde tanımlama yapılırsa q eksenini giriş geriliminin negatifi olan indüklenen gerilim ile çakışır. q ekseninin, d ekseninden geride olduğu dönüşümde, dönüşüm matrisleri denklem (3.59)'da verilmiştir.

$$[T_{dq0}(\theta_d)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \cos\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta_d & \sin\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.59)$$

Diğer bir kullanımda ise q eksen, d ekseninden ileride ise ve dönüşüm açısı olarak q eksen ile a eksen arasındaki açıyı gösteren θ_q kullanılırsa denklem (3.60) elde edilir. Dönüşüm matrisi ve matrisin tersi denklem (3.61) ve (3.62)'de gösterildiği gibidir.

$$[f_{qd0}] = [T_{qd0}(\theta_q)][f_{abc}] \quad (3.60)$$

$$[T_{qd0}(\theta_q)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_q & \cos\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta_q & \sin\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.61)$$

$$[T_{qd0}(\theta_q)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_q & \sin \theta_q & 1 \\ \cos\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.62)$$

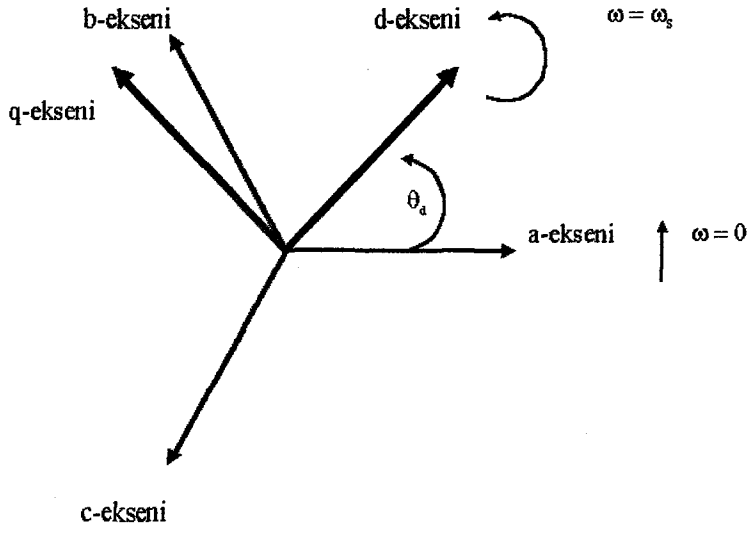
Orijinal park dönüşümünde θ_q ve θ_d arasındaki ilişki denklem (3.63)'de verilmiştir.

$$\theta_q = \theta_d + \frac{\pi}{2} \quad (3.63)$$

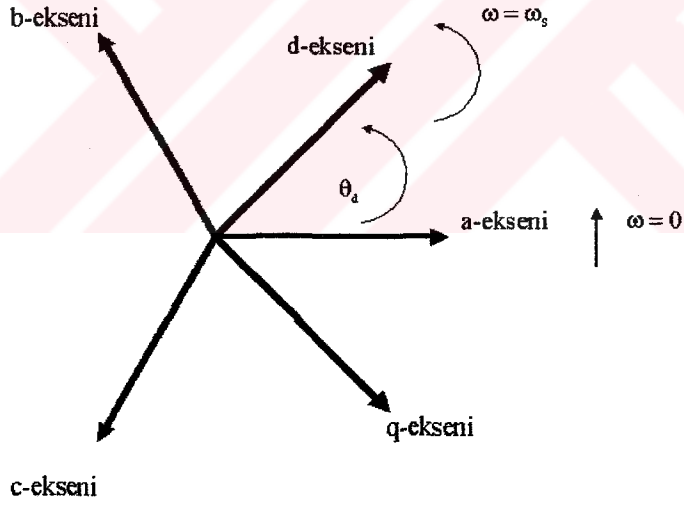
$$\cos\left(\theta_d + \frac{\pi}{2}\right) = -\sin \theta_d \quad (3.64)$$

$$\sin\left(\theta_d + \frac{\pi}{2}\right) = \cos \theta_d \quad (3.65)$$

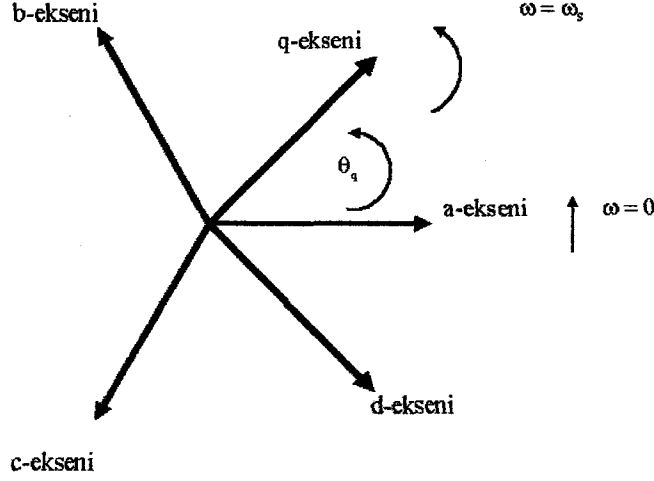
Denklem (3.63), $[T_{qd0}(\theta_q)]$ de yerine konursa ve denklem (3.64) ve (3.65)'de verilen trigonometrik dönüşümleri kullanırsak: $[T_{qd0}(\theta_q)]$ ve $[T_{qd0}(\theta_d)]$ 'ın d ve q değişkenlerinin yerleşim sırası hariç bu iki dönüşümün hemen hemen aynı olduğu görülür.



Şekil 3.3. Park dönüştürümünün generatör durumundaki vektörel gösterimi



Şekil 3.4. Park dönüştürümünün motor durumundaki vektörel gösterimi



Şekil 3.5. Park dönüşümünden farklı bir dönüşümün motor durumundaki vektörel gösterimi

3.3. Asenkron Motorun d-q Modeli

Zamanla değişen katsayılarından 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 $\theta_s = \omega_s t$ alınarak yazılırsa (3.66) denklemi elde edilir. Burada i_{s0} sıfır bileşeni simetrik ve dengeli makine için sıfır alınır.

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - 2\pi/3) & \cos(\theta_s + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - 2\pi/3) & -\sin(\theta_s + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}}_{A_s} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

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

$$[A_s]^{-1} = [A_s]^T \quad (3.67)$$

Rotor için ise park dönüşümleri statora benzer şekilde w_k rotor akımlarının açısal frekansı ile ve $\theta_k = w_k t$ olmak üzere akımlar için dönüşüm matrisi (3.68) denklemindeki gibi olur.

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} = \underbrace{\frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_k) & \cos(\theta_k - 2\pi/3) & \cos(\theta_k + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta_k) & -\sin(\theta_k - 2\pi/3) & -\sin(\theta_k + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}}_{A_r} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

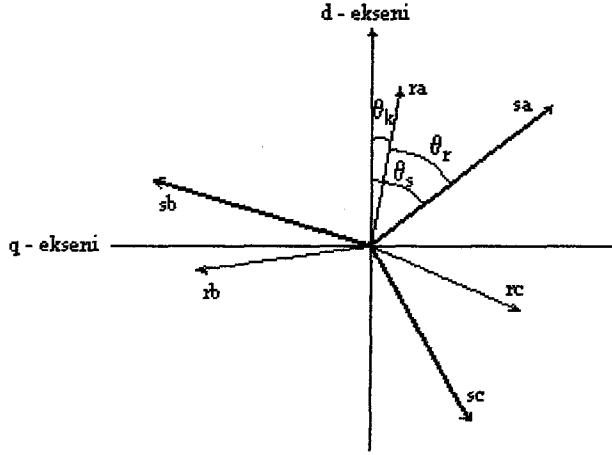
Rotor için yazılan $[A_r]$ matrisi de ortogonaldır. Burada akımlar için yazılan eşitlikler gerilimler ve akılar için de geçerlidir. Stator ve rotor için yazılmış olan alt matrisler ile bölmelenmiş (3.44) denklemi stator ve rotor için ayrı ayrı yazılıp, stator denklemini soldan $[A_s]$ ve rotor denklemini de $[A_r]$ ile çarpılırsa (3.69) ve (3.70) denklemleri elde edilir.

$$\begin{aligned} [A_s][U_s] &= [A_s][R_s][A_s]^{-1}[i_s]_{d,q,0} + [A_s]p\{[L_s][A_s]^{-1}[i_s]_{d,q,0}\} + \\ &\quad [A_s]p\{[L_{sr}][A_r]^{-1}[i_r]_{d,q,0}\} \end{aligned} \quad (3.69)$$

$$\begin{aligned} [A_r][U_r] &= [A_r][R_r][A_r]^{-1}[i_r]_{d,q,0} + [A_r]p\{[L_r][A_r]^{-1}[i_r]_{d,q,0}\} + \\ &\quad [A_r]p\{[L_{sr}][A_s]^{-1}[i_s]\} \end{aligned} \quad (3.70)$$

Bu matrisel işlemler yapıldığı zaman sonuç denklem (3.69) ifadesi için (3.71)'deki gibidir.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ U_{s0} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} + \\ &\quad \frac{3}{2} L_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} + w_s L_s \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{s0} \end{bmatrix} + w_s \frac{3}{2} L_{sr} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{r0} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.71)$$



Şekil 3.6. Asenkron makinanın rotor ve stator eksenlerinin d-q eksen sistemine göre konumu

Rotora ilişkin (3.70) denklemi (3.72)'deki gibi yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} U_{rd} \\ U_{rq} \\ U_{r0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_R & 0 & 0 \\ 0 & R_R & 0 \\ 0 & 0 & R_R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \\
 \frac{3}{2} L_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} p \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + w_k L_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + w_k \frac{3}{2} L_{sr} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} \quad (3.72)$$

(3.71) ve (3.72) denklemlerindeki indüktans matrisleri zamanla değişmeyen katsayılardan oluşmaktadır. d-q eksen sistemindeki halkalama akıları için aşağıdaki tanımlamalar yapılmalıdır.

$$\psi_{sd} = L_S i_{sd} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{rd} \quad (3.73)$$

$$\psi_{sq} = L_S i_{sq} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{rq} \quad (3.74)$$

$$\psi_{rd} = L_R i_{rd} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{sd} \quad (3.75)$$

$$\psi_{rq} = L_R i_{rq} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{sq} \quad (3.76)$$

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

$$U_{sd} = R_S i_{sd} - w_s \psi_{sq} + p \psi_{sd} \quad (3.77)$$

$$U_{sq} = R_S i_{sq} + w_s \psi_{sd} + p \psi_{sq} \quad (3.78)$$

$$0 = R_r i'_{rd} - w_k \psi'_{rq} + p \psi'_{rd} \quad (3.79)$$

$$0 = R_r i'_{rq} + w_k \psi'_{rd} + p \psi'_{rq} \quad (3.80)$$

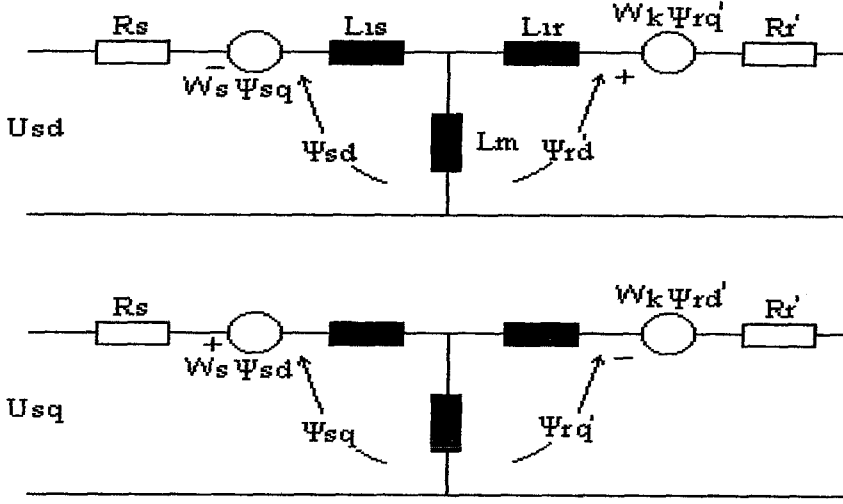
Bu denklemlerdeki rotora ilişkin büyükler statora indirgenmiş durumdadır ve asenkron makine sincap kafesli olduğu için rotor gerilimleri sıfıra eşitlenmiştir. Böylece asenkron makinenin d-q modeli ortaya çıkmıştır. Bu modele ilişkin eşdeğer devre gösterimi Şekil 3.7'deki gibidir.

Asenkron makinenin modellenmesinin tamamlanması için momente ilişkin denklemlerin de yazılması gerekir. Asenkron makinede moment, hava aralığı akısı ve rotor m.m.k'nin bir sonucudur. Buna göre,

$$T_e = \Pi \left(\frac{P}{2} \right) l r B_p F_p \sin \delta \quad (3.81)$$

yazılır. Burada,

- l- Makinanın aksenal uzunluğu
- r- Makine yarıçapı
- B_p- Hava aralığı akı yoğunluğunun tepe değeri
- F_p- Rotor m.m.k'nin tepe değeridir.
- δ - moment açısı (θ_r + 90)



Şekil 3.7. Sincap kafesli asenkron makinenin d-q eksen sistemindeki eşdeğer devresi.

Kutup başına hava aralığı akısının tepe değeri $\left| \hat{\psi}_m \right|$, rotor akımının tepe değeri $\left| \hat{i}_r \right|$ olarak alınırsa denklem (3.82)'deki ilişki yazılabilir.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left| \hat{\psi}_m \right| \left| \hat{i}_r \right| \sin \delta \quad (3.82)$$

(3.82) denklemindeki büyüklükler d-q bileşenleri cinsinden yazılırsa (3.83) ifadesi elde edilir.

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2} \right) (\psi_{md} i'_{rq} - \psi_{mq} i'_{rd}) \quad (3.83)$$

Akılar ve akımlar arasındaki (3.77-80) ilişkileri kullanılarak moment ifadesi stator ve rotor akımının d-q bileşenleri cinsinden yazılabilir. $L_m = (3/2)L_{sr}$ olmak üzere,

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \left(\frac{P}{2} \right) L_m (i_{sq} i'_{rd} - i_{sd} i'_{rq}) \quad (3.84)$$

Mekanik tarafa ilişkin olarak sürtünme kayıplarının ihmalı ile (3.85) denklemi yazılabilir.

$$T_e - T_y = \frac{2}{P} J \frac{dw_r}{dt} \quad (3.85)$$

Burada,

J- Motorun ve yükün toplam eylemsizlik katsayısıdır.

T_y - Yük momentidir.

(3.77)-(3.85) denklemleri ile elde edilen sincap kafesli asenkron motorun d-q modeli beşinci dereceden doğrusal olmayan bir modeldir. Bu model hem geçici durum hem de sürekli durum çalışmalarının incelenmesine aracılık etmektedir. d-q modeli için senkron açısal besleme frekansı (w_s) sıfır yapıldığı zaman duran eksen sistemine geçilir. Bu şekilde $\alpha - \beta$ notasyonundaki model Stanley modeli olarak bilinir.

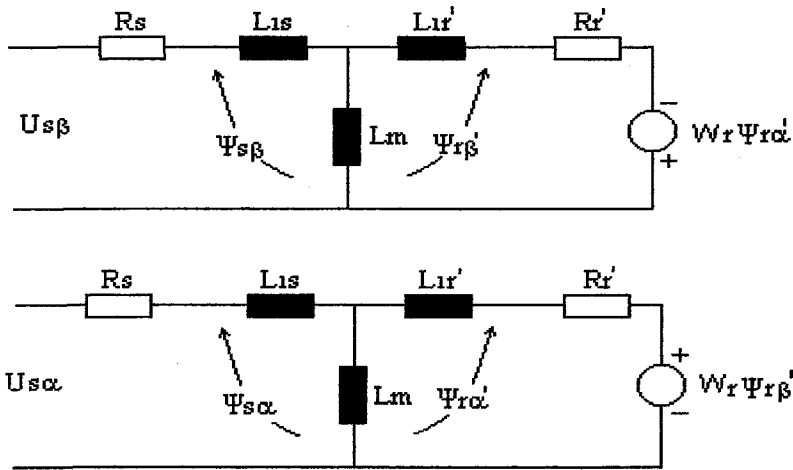
$$U_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + p \psi_{s\alpha} \quad (3.86)$$

$$U_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + p \psi_{s\beta} \quad (3.87)$$

$$0 = R_r i'_{r\alpha} + w_r \psi'_{r\beta} + p \psi'_{r\alpha} \quad (3.88)$$

$$0 = R_r i'_{r\beta} - w_r \psi'_{r\alpha} + p \psi'_{r\beta} \quad (3.89)$$

İki faz modeli olarak da bilinen $\alpha - \beta$ modelinin eşdeğer devre olarak gösterilişi Şekil 3.8'deki gibidir.



Şekil 3.8. Duran eksen sisteminde (iki faz) eşdeğer devre

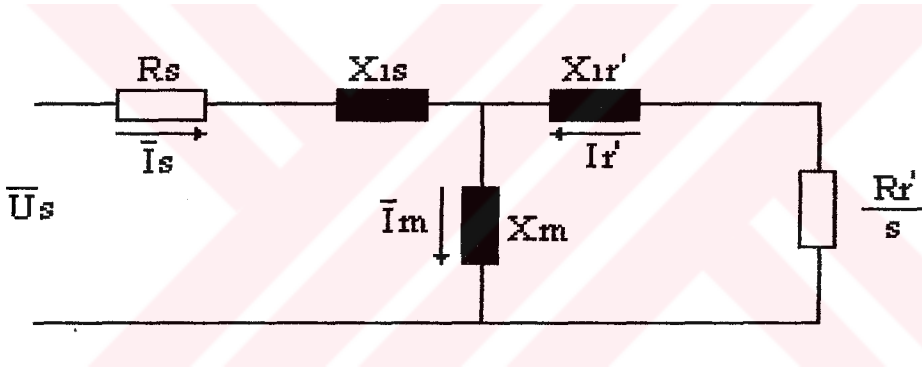
İki faz modelinin yanısıra yararlı olan bir başka model de sürekli durum eşdeğer devresidir. İki faz modelinden üç fazlı büyüklüklere geçmek için faz dönüşümleri kullanılır. Bu dönüşümler EK-D'de verilmiştir. Aşağıdaki tanımlamalar yapılırsa, Şekil 3.9'daki sürekli durum eşdeğer devresi elde edilir.

$$\begin{aligned} L_S &= L_{ls} + L_m & X_S &= \omega_s L_S & X_m &= \omega_s L_m \\ L_R &= L_{lr} + L_m & X_r' &= \omega_s L_R' \end{aligned} \quad (3.90)$$

$$\bar{I}_m = \bar{I}_s + \bar{I}_r \quad \text{olmak üzere,} \quad (3.91)$$

$$\bar{U}_s = R_S \bar{I}_s + J(X_{ls} \bar{I}_s + X_m \bar{I}_m) \quad (3.92)$$

$$0 = \frac{R_R'}{s} \bar{I}_r + J(X_{lr} \bar{I}_r + X_m \bar{I}_m) \quad (3.93)$$



Şekil 3.9. Asenkron makinenin sürekli durum tek faz eşdeğer devresi

4. ASENKRON MOTORUN VEKTÖR KONTROL DENKLEMLERİNİN ÇIKARTILMASI

4.1. Giriş

Dinamik davranış açısından doğru akım motorları üstün özelliklere sahiptirler. Bu durum asenkron makinede doğrudan elde edilmez. 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.

$$T_e = K_e \cdot \psi \cdot I_e \quad (4.1)$$

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 makinede moment kontrolü için ulaşılmak istenen özellik böylece ortaya çıkmıştır.

4.2. Denklem Takımlarının Çıkartılması

Asenkron motorun $\alpha - \beta$ daki motor dinamik denklemlerini tekrar yazarak başlarsak;

$$V_{s(\alpha,\beta)} = R_s i_{s(\alpha,\beta)} + L_s p i_{s(\alpha,\beta)} + L_m p (i_{r(\alpha,\beta)} e^{j\theta_r}) \quad (4.2)$$

$$0 = R_r i_{r(\alpha,\beta)} + L_r p i_{r(\alpha,\beta)} + L_m p (i_{s(\alpha,\beta)} e^{-j\theta_r}) \quad (4.3)$$

Bunun için denklemlerimizi senkron çatıda ifade edecek olursak;

$$V_{s(d,q)} = V_{s(\alpha,\beta)} e^{-j\theta_e} \quad (4.7)$$

$$i_{s(d,q)} = i_{s(\alpha,\beta)} e^{-j\theta_e} \quad (4.8)$$

$$\psi_{s(d,q)} = \psi_{s(\alpha,\beta)} e^{-j\theta_e} \quad (4.9)$$

$$i_{r(d,q)} = i_{r(\alpha,\beta)} e^{-j(\theta_e - \theta_r)} \quad (4.10)$$

$$\psi_{r(d,q)} = \psi_{r(\alpha,\beta)} e^{-j(\theta_e - \theta_r)} \quad (4.11)$$

$$\psi_{s(\alpha,\beta)} = L_s i_{s(\alpha,\beta)} + L_m i_{r(\alpha,\beta)} e^{j\theta_r} \quad (4.12)$$

$$\psi_{r(\alpha,\beta)} = L_r i_{r(\alpha,\beta)} + L_m i_{s(\alpha,\beta)} e^{-j\theta_r} \quad (4.13)$$

Yukarıdaki dönüşüm denklemleri kullanarak, öncelikle stator dinamik denklemlerini dönüştürelim (Denklem 4.2).

Bunun için öncelikle denklem 4.13'ü dönüştürelim, denklemin her iki tarafını $e^{-j(\theta_e - \theta_r)}$ ile çarpıp gerekli işlemleri yaparsak,

$$\psi_{r(d,q)} = L_r i_{r(d,q)} + L_m i_{s(d,q)} \quad \text{elde edilir.} \quad (4.14)$$

Buradan da i_r akımını çekersek,

$$i_{r(d,q)} = \frac{\psi_{r(d,q)}}{L_r} - \frac{L_m}{L_r} i_{s(d,q)} \quad \text{denklemini elde ederiz.} \quad (4.15)$$

Rotor akım denklemini elde ettikten sonra, denklem 4.2'nin her iki tarafını $e^{-j\theta_e}$ ile çarpıp gerekli işlemleri yaparsak sonuç olarak stator dinamik denklemleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$V_{s(d,q)} = R_s i_{s(d,q)} + \sigma L_s (j\omega_e + p) i_{s(d,q)} + \frac{L_m}{L_r} (j\omega_e + p) \psi_{r(d,q)} \quad (4.16)$$

$$\sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_s L_r} \quad (4.17)$$

Aynı şekilde rotor dinamik denklemlerini dönüştürmek için, Denklem 4.3'ün her iki tarafını $e^{-j(\theta_e - \theta_r)}$ ile çarpıp gerekli işlemleri ve kısaltmaları yaparsak sonuç rotor dinamik denklemleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$0 = -\frac{L_m}{L_r} R_R i_{s(d,q)} + \frac{R_R}{L_r} \psi_{r(d,q)} + (j\omega_k + p) \psi_{r(d,q)} \quad (4.18)$$

$$\omega_k = \omega_e - \omega_r \quad (4.19)$$

Stator ve rotor dinamiklerini dönüştürdükten sonra benzer bir mantıkla moment denkleminizi dönüştürelim (Denklem 4.4).

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \frac{P}{2} L_m I_{mag} \left\{ i_{s(\alpha,\beta)} e^{j\theta_e} \left(i_{r(\alpha,\beta)} e^{j(\theta_e - \theta_r)} e^{j\theta_r} \right)^* \right\} \quad (4.20)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \frac{P}{2} L_m I_{mag} \left\{ i_{s(\alpha,\beta)} e^{j\theta_e} \left(i_{r(d,q)} e^{j\theta_r} \right)^* \right\} \quad (4.21)$$

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \frac{P}{2} L_m I_{mag} \left\{ i_{s(d,q)} i_{r(d,q)}^* \right\} \quad (4.22)$$

Denklem 4.15'i denklem 4.22'de yerine yazacak olursak,

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \frac{P}{2} L_m I_{mag} \left\{ i_{s(d,q)} \left(\frac{\psi_{r(d,q)}^*}{L_r} - \frac{i_{s(d,q)}^* L_m}{L_r} \right) \right\} \quad (4.23)$$

Gerekli işlemler yapılırsa sonuç olarak;

$$T_e = \left(\frac{3}{2} \right) \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} I_{mag} \left\{ i_{s(d,q)} \psi_{r(d,q)}^* \right\} \quad (4.24)$$

$$i_{s(d,q)} = i_{sd} + j i_{sq} \quad \psi_{r(d,q)}^* = \psi_{rd} - j \psi_{rq} \quad (4.25)$$

Denklem 4.25'i denklem 4.24'te yerlerine koyarsak,

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{L_m}{L_r} \underbrace{(i_{sq}\psi_{rd} - i_{sd}\psi_{rq})}_{\text{Reel kısı yok}} \quad (4.26)$$

Şimdiye kadar rotor başlangıç konumu tanımlanmamıştı. Rotor çatısı senkron çatının reel eksenineyle karşılaştırılırsa $\psi_{rq} = 0$ olur. Bu durumda,

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) \frac{L_m}{L_r} (i_{sq}\psi_{rd}) \quad \text{olur.} \quad (4.27)$$

Bu son moment denklemi dc motordaki moment denkleminde benzerdir. ψ_{rd} sabit kalacak olursa moment i_{sq} akımıyla değişecektir.

$\psi_{rq} = 0$ olduğu gözönünde tutularak, Denklem 4.18 reel ve imajiner kısımlarına ayrıştırılarak yazılırsa,

$$0 = -\frac{L_m}{L_r} R_R i_{sd} + \frac{R_R}{L_r} \psi_{rd} + p\psi_{rd} \quad (4.28)$$

$$0 = -\frac{L_m}{L_r} R_R i_{sq} + w_k \psi_{rd} \quad (4.29)$$

denklemleri türer. Bu son iki denklem vektör kontrolünün temel denklemleridir. Denklem 4.28'e göre manyetik alanı sabit tutmak için i_{sd} akımı kullanılabilir. Denklem 4.29'da ise momenti istenilen seviyeye ayarlamak için i_{sq} akımı kullanılabilir. Değişkenlerin senkron çatıya dönüşümünün yapılması, stator akımlarıyla akı ve momenti birbirinden bağımsız olarak kontrol etmemizi sağlamaktadır.

4.3. Dolaylı Rotor Akı Yönlendirmesi

Denklem 4.16'da $\psi_{rq} = 0$ yapıp imajiner ve reel kısımlarına ayrıştırılırsa,

$$U_{sd} = R_S i_{sd} + \sigma L_s p i_{sd} - w_e \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} p \psi_{rd} \quad (4.30)$$

$$U_{sq} = R_S i_{sq} + w_e \sigma L_s i_{sd} + \sigma L_s p i_{sq} + w_e \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \quad (4.31)$$

denklemleri elde edilir.

Denklem 4.28'den ψ_{rd} akısını çekersek;

$$\psi_{rd} = \frac{L_m i_{sd}}{1 + \tau_r p} \quad (4.32)$$

$$\tau_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (4.33)$$

ve denklem 4.29'dan da w_k 'yi çekecek olursak,

$$w_k = \frac{L_m}{\tau_r \psi_{rd}} i_{sq} \quad (4.34)$$

$$\psi_{rd} = L_m i_{mrd} \quad (4.35)$$

Denklem 4.35'i, denklem 4.32 ve 4.34'te yerlerine koyarsak,

$$L_m i_{mrd} = \frac{L_m i_{sd}}{1 + \tau_r p} \quad (4.36)$$

$$i_{mrd} = \frac{i_{sd}}{1 + \tau_r p} \quad (4.37)$$

ve,

$$w_k = \frac{L_m}{\tau_r L_m i_{mrd}} i_{sq} \quad (4.38)$$

$$w_k = \frac{i_{sq}}{\tau_r i_{mrd}} \quad (4.39)$$

denklemleri elde edilir. Dolaylı rotor akısı yönlendirmede i_{mrd} 'yi denklem 4.37'den hesaplanırsa denklem 4.39'dan da kayma tahmin edilebilir. Ancak tahmin edilen kayma sadece $\psi_{rq} = 0$ olursa geçerlidir. Bu durumda senkron frekans,

$$w_e = w_r + w_k \quad (4.40)$$

denklemini de geçerlidir. Eğer evirgeç aracılığıyla motorun frekansı w_e olmaya zorlanırsa, bu durumda tahmin edilen w_k kayma frekansı da motorunkiyle aynı olur ve kontrolördeki i_{mrd} ve i_{sq} akımları da motordaki i_{mrd} ve i_{sq} akımlarına eşdeğer olur.

i_{sd} ve i_{sq} referans değerlerini (i_{sd}^* ve i_{sq}^*) takip ettikleri müddetçe i_{sd}^* ve i_{sq}^* değerleri denklem 4.37 ve 4.39'da kullanılabilir. Bunlar yerine motordan ölçülen akımlarda kullanılabilir, ancak bu ölçüm akımları bazı gürültülerde taşıyabilir.

Rotor mıknatıslanma akımı motordaki rotor akısını temsil etmektedir. Rotor akısı her zaman sabit tutulması gerektiği içinde i_{mrd}^* akımı da sabit tutulmalıdır. Bu durumda denklem 4.37'ye göre de i_{sd}^* 'nin de sabit tutulması gerekir.

Denklem 4.35 'e göre stator gerilim denklemlerini düzenleyecek olursak (Denklem 4.30-4.31),

$$U_{sd} = R_S i_{sd} + \sigma L_s p i_{sd} - w_e \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m^2}{L_r} p i_{mrd} \quad (4.41)$$

$$U_{sq} = R_S i_{sq} + w_e \sigma L_s i_{sd} + \sigma L_s p i_{sq} + w_e \frac{L_m^2}{L_r} i_{mrd} \quad (4.42)$$

Akım kontrolörlerinin yapısını basitleştirmek için, denklemler aşağıdaki yapıda yazılabilir.

$$U_{sd} = R_S i_{sd} + \sigma L_s p i_{sd} \quad (4.43)$$

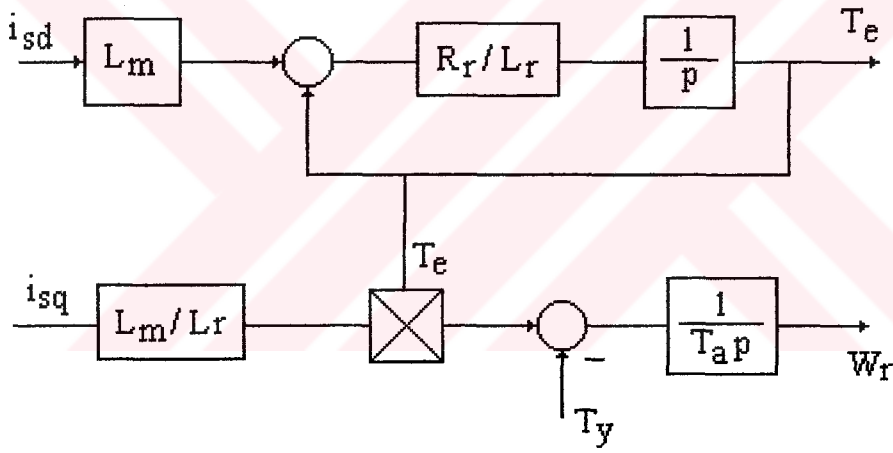
$$U_{sq} = R_S i_{sq} + \sigma L_s p i_{sq} \quad (4.44)$$

4.43 ve 4.44 denklemlerine göre akım kontrolörlerinden elde edilen U_{sd} ve U_{sq} değerlerine aşağıdaki düzeltme terimleri de eklenmelidir.

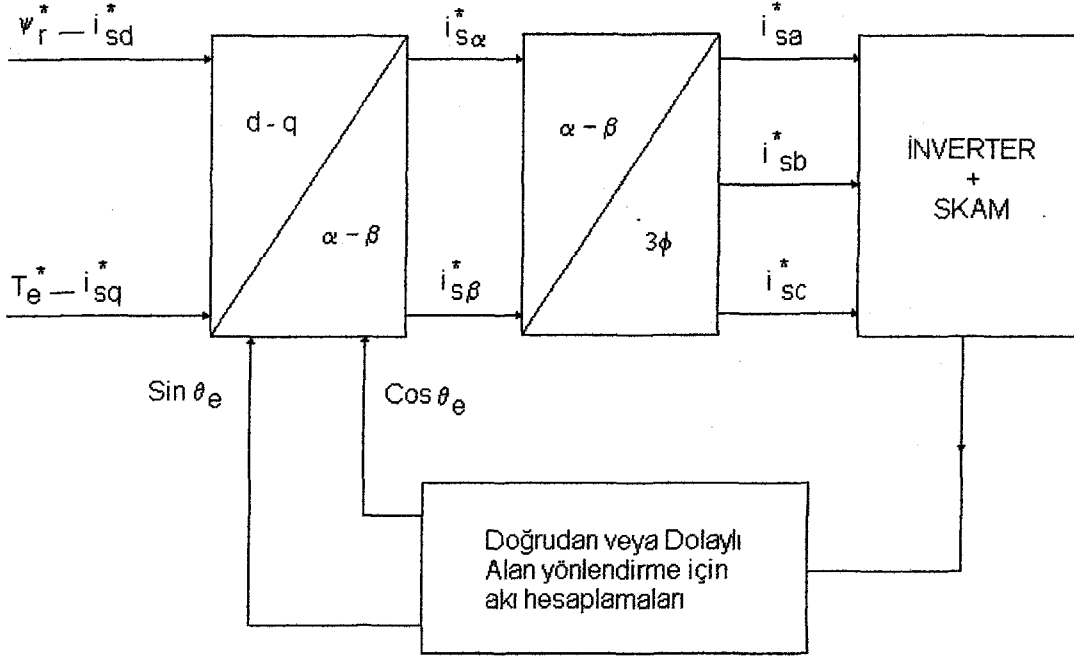
$$U_{sddüz} = -w_e \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m^2}{L_r} p i_{mrd} \quad (4.45)$$

$$U_{sqdüz} = w_e \sigma L_s i_{sd} + w_e \frac{L_m^2}{L_r} i_{mrd} \quad (4.46)$$

Alan yönlendirmeli asenkron motor kontrolüne ilişkin ilkesel gösterim Şekil 4.3'deki gibidir.



Şekil 4.2. Asenkron motorun alan yönlendirmesi için ayrıştırılmış modelin blok gösterimi



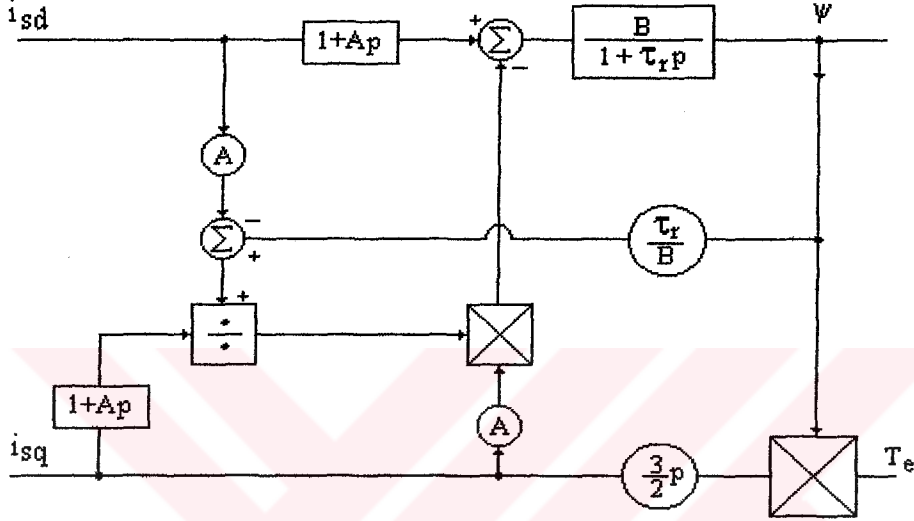
Şekil 4.3. Asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü için ilkesel gösterimi

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

Alan yönlendirme kavramı, asenkron makine için tanımlanabilen stator akısı, hava aralığı (mıknatıslanma) akısı ve rotor akısı için geçerlidir. Rotor akısı için verilen alan yönlendirme ilkesi, diğer akılar içinde uygulanabilir. Hangi akı için yönlendirme yapılacak ise, $d-q$ eksen sisteminin bir bileşeni bu akı ile çakıştırılarak o akı ile eşzamanlı olarak döndürülür. Eğer alan yönlendirmesi stator akısı veya hava aralığı akısına yapılacak olursa, o zaman rotor akısı için Şekil 4.2 de verilen ayrıştırma modeli Şekil 4.4'deki gibi olur. Şekildeki A ve B katsayıları stator akısı yönlendirmesi ve hava aralığı akısı yönlendirmesi için ayrı ayrı değerlere sahiptirler. Şekil 4.4'deki yapı ile Şekil 4.2'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 (Akın, E., 1990).

Stator akısı ve hava aralığı akısı yönlendirmesinin gerçekleştirilmesi sırasında moment ve akı referansları verildikten sonra (3.44) 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 4.4. Stator ve hava aralığı akılarına yönlendirme yapılması durumuna ilişkin ilke gösterimi.
(Hava aralığı akısı için ($A = L_{11}/R_r$, $B = L_m$)) 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. 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 var olduğu

görüldür (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 (4.47)'deki gibidir.

$$T_{e \max} = \pm \left(\frac{3}{2} \right) P \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \frac{|\Psi_s|^2}{\sigma L_r}$$

$$w_{k \max} = \pm \frac{1}{\sigma \tau_r} \quad (4.47)$$

- b) Hava aralığı akısı yönlendirmesindeki maksimum devrilme momenti ve maksimum kayma denklem (4.48)'de verilmiştir (Vas, 1990).

$$T_{e \max} = \pm \left(\frac{3}{2} \right) P \frac{|\Psi_m|^2}{L_{lr}}$$

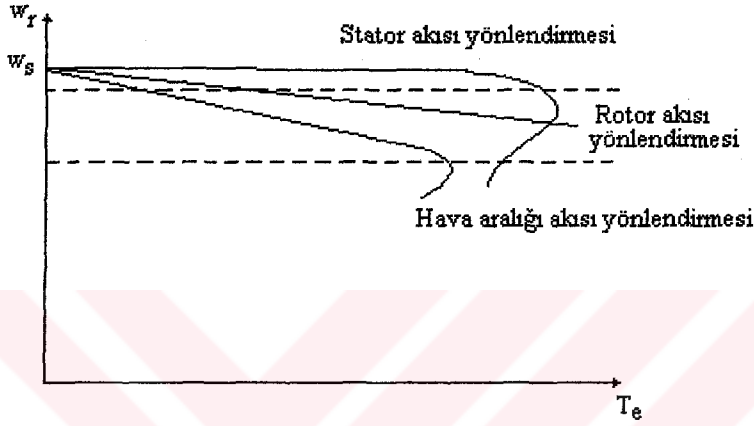
$$w_{k \max} = \pm \frac{1}{\sigma \tau_{lr}} \quad (4.48)$$

(4.47) ve (4.48) 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 $w_{k \max}$ 'dan daha yüksek olduğu zaman statik kararsızlıklar oluşmaktadır (Vas 1990).

Şekil 4.5'de 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 4.5 incelendiği zaman hava aralığı akısı yönlendirmesi durumunda elde edilen maksimum devrilme momentinin, stator akısı yönlendirmesi için üretilen

maksimum 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 çalıştığı zaman en iyi sonucu stator akısı yönlendirmesi vermektedir (Boldea ve Nasar, 1992).



Şekil 4.5. Belirli bir stator akısı için moment/hız karakteristiği

4.5. Akı Ölçme Yöntemleri

Alan yönlendirme yönteminin, yönlendirme akısının konumu ve genişliğine ilişkin bilginin kullanılması temeline dayandığı belirtilmişti. 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.

4.5.1. 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 (4.49) ve (4.50) denklemleri kullanılarak w_k kayma frekansı stator akımları cinsinden yazılabilir .

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

$$\begin{aligned} U_{sd} &= R_s i_{sd} - w_s \Psi_{sq} + p \Psi_{sd} \\ U_{sq} &= R_s i_{sq} + w_s \Psi_{sd} + p \Psi_{sq} \end{aligned} \quad (4.49)$$

$$0 = R_r i'_{rd} + p \Psi'_{rd}$$

$$0 = R_r i'_{rq} + w_k \Psi'_{rd}$$

$$\Psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd}$$

$$\Psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (4.50)$$

$$\Psi'_{rd} = L_r i'_{rd} + L_m i_{sd}$$

$$0 = L_r i'_{rd} + L_m i_{sd}$$

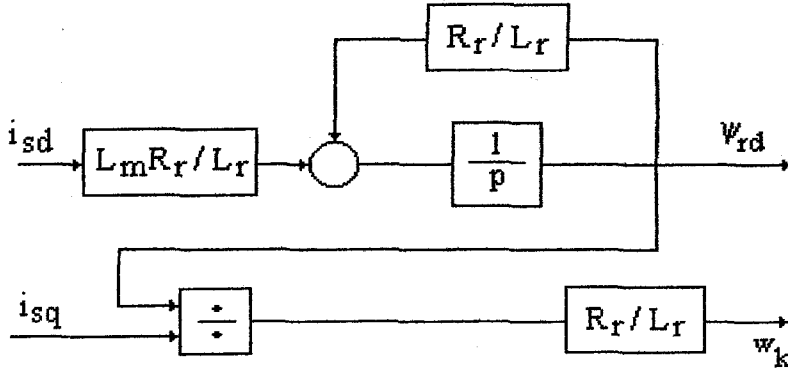
$$w_k \Psi'_{rd} = L_m \frac{R_r}{L_r} i_{sq}$$

$$w_k = \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \quad (4.51)$$

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

$$w_s = w_r + w_k \quad (4.52)$$

Denklem (4.51)'de sürekli durum için yazılan model, “akım modeli” olarak bilinmektedir. Bu model, geçici durumu da kapsayacak şekilde ifade edilebilir. Şekil 4.6'daki akım modelinde geçici durum dikkate alınmıştır.



Şekil 4.6. d-q eksen sisteminde “akım modeliyle” Ψ'_{rd} ve w_k ’nın belirlenmesi

Akım modeli aracılığı ile rotor akısı bilgisi elde edilirken, genellikle stator akımının d-q bileşenlerinin referans değerleri kullanılır. Bu durumda, akım ve gerilim ölçmelerine gerek kalmaz. (4.51) denklemi ile verilen hesaplamalar basit olmasına rağmen, geçici durumda hataların oluşumuna yol açar. Daha iyi bir çözüm için Şekil 4.6’daki model kullanılmalıdır.

Rotorun açısal hızı ise çoğunlukla bir artımsal optik 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. Zagelin, (1985) ortaya çıkan ek dönüşüm hesaplamalarından kurtulmak için kayma değerini Ψ'_{rd} rotor akısının değişmez olduğu varsayımlardan hareket ile hız kontrol döngüsündeki kontrol edici çıkışı olarak kullanılmıştır (Akın, E., 1994).

4.5.2. Doğrudan alan yönlendirme

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

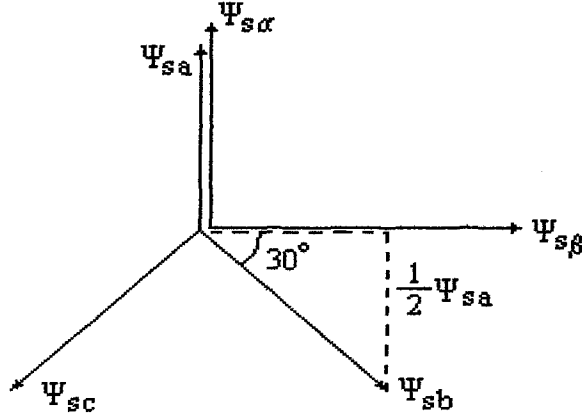
a) Makine üzerindeki akı duyargaları

Asenkron motorun hava aralığı akısının doğrudan ölçülmesi için bir çok yöntem önerilmiştir. Bu ölçücüler magneto-galvanik (Hall etkisi) ve magneto-rezistif temelli olarak, stator üzerine elektriksel 120^0 'lik açı yapacak şekilde yerleştirilirler. Ayrıca stator oluklarına yerleştirilmiş akı bobinlerinden de yararlanılabilir.

Hall elemanlarının yerleştirilmesindeki mekanik zorluklar, ölçme sırasında rotor oluklarının oluşturacağı harmonikleri süzmedeki güçlükler ve bunların yanısıra makinenin 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.

- 1-) Geniş bir sıcaklık aralığında (-20^0C , $+180^0\text{C}$), 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.

Hall duyargaları stator üzerine 120^0 'lik elektriksel açı ile yapıştırılıp, akı işaretleri elde edildiği zaman, bu işaretler kontrolde kullanılmak üzere α - β bileşenlerine dönüştürülürler.



Şekil 4.7. Hava aralığı akısının Hall duyargaları ile ölçülmesi

Burada ölçülmüş olan üç faz hava aralığı aksı ($\Psi_{ma}, \Psi_{mb}, \Psi_{mc}$) iki faz (α - β) bileşenlerine dönüştürülür.

$$\begin{aligned}\Psi_{m\alpha} &= \Psi_{ma} \\ \Psi_{m\beta} &= \frac{2}{\sqrt{3}} \left(\frac{1}{2} \Psi_{ma} + \Psi_{mb} \right)\end{aligned}\quad (4.53)$$

Buradan rotor akısına ilişkin büyüklüklere geçilebilir. α - β büyüklüklerinin aralarında 90° faz farkı vardır.

$$\Psi_{m\beta} = L_m (i_{s\beta} + i_{r\beta}) \quad (4.54)$$

Burada (3.73) ve (3.76) arasındaki denklemler kullanılarak $i_{s\beta}$ yok edilirse,

$$\Psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{m\phi} - i_{s\beta}) \quad (4.55)$$

yazılabilir. Benzer şekilde α - bileşeni (4.57) denklemi elde edilir.

$$\Psi_{ra} = \frac{L_r}{L_m} (\Psi_{ma} - i_{sa}) \quad (4.56)$$

Görüldüğü gibi rotor akı bilgisi hava aralığı aksından elde edilirken ek olarak akım ölçmelerini gerektirmektedir. Dönüşüm açısı ise denklem (4.58)'deki gibi bulunur.

$$|\Psi_r| = \sqrt{\Psi_{ra}^2 + \Psi_{rb}^2} \quad (4.57)$$

$$\sin \theta_e = \frac{\Psi_{rb}}{|\Psi_r|} \quad \cos \theta_e = \frac{\Psi_{ra}}{|\Psi_r|} \quad (4.58)$$

Rotor akısı bilginin 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 kullanılmasıdır.

Statora bobinler ekleyerek, indüklenen gerilimlerden rotor akısını hesaplamak için de stator akım ölçümlerine ihtiyaç duyulur. 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 makine 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 (Akın, E., 1990)..

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

b) Elektriksel ve Mekanik büyüklükler aracılığı ile açı 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 yada 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, temel 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:

- Modelde yanlış başlangıç koşulları girilmiş olabilir.
- Doğru olmayan ve çalışma sırasında değişen makine 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.

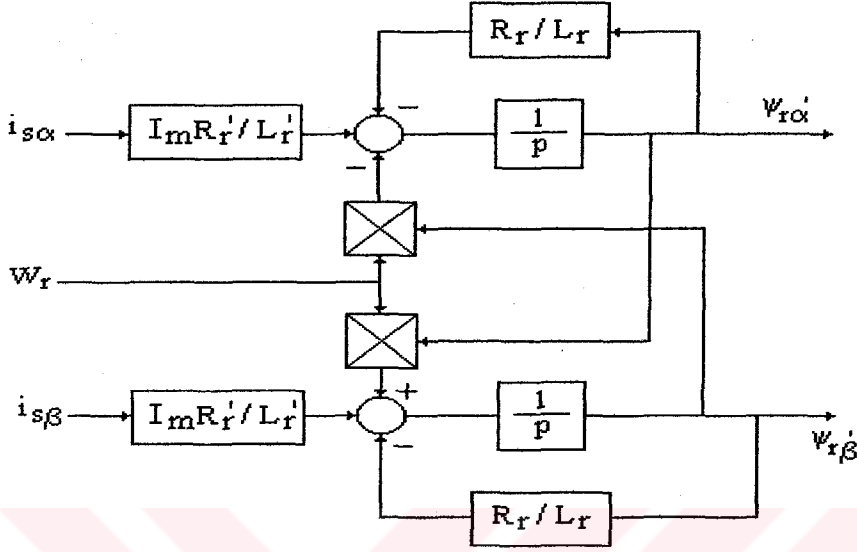
Böylece, genel özellikleri ortaya konan model üzerinden akı tahmininde, ölçülen büyüklüklere göre değişik konfigürasyonlar mevcuttur. En yaygın kullanılan akı tahmin modelleri aşağıda incelenmiştir:

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

Stator üç faz akımları (veya iki faz) ve rotor hızı ölçüldüğü zaman ((3.86,...,3.89) denklemleri) denklemlerinin tanımladığı dinamik akı modeli ile rotor akısı tahmin edilebilir. Bu amaçla, ölçülen stator akımları önce duran eksen sistemindeki iki faza (α - β) dönüştürülür.

$$p\Psi_{ra} = \frac{L_m R_r}{L_r} \dot{i}_{sa} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{ra} - w_r w_{r\beta}$$

$$p\Psi_{r\beta} = \frac{L_m R_r}{L_r} i_{s\beta} - \frac{R_r}{L_r} \Psi_{r\beta} + w_r w_{ra} \quad (4.59)$$



Şekil 4.8. 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 makine dururken dahi akı hesaplaması yapılabilir.

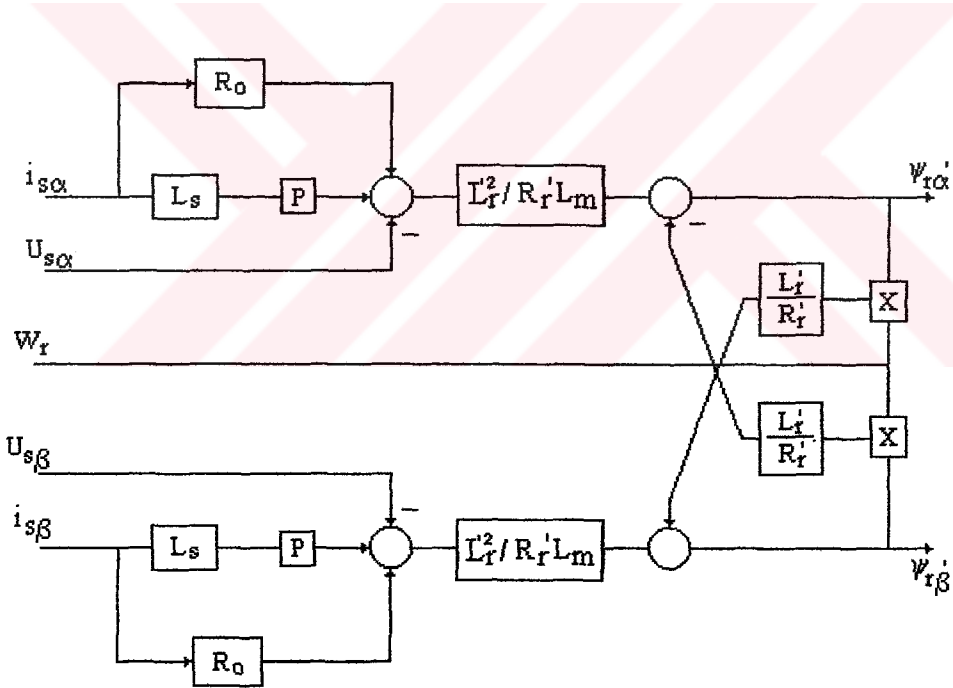
2-) Stator akım ve gerilim ölçmeleri ile rotor hızı ölçmelerini kullanan akı modeli

(4.59) denklemiyle oluşturulan akı modelindeki etkilenmeleri azaltmak için stator iki faz modelinden yararlanarak yeni bir akı modeli ((3.86,...,3.89) denklemleri) elde edilmiştir. Bu model, motor hızının yanısıra stator akım ve gerilimlerinin de ölçülmesini gerektirmektedir.

$$\Psi'_{ra} = -\frac{L_r}{R_r} w_r w_{r\beta} + \frac{L_r}{R_r L_m} \left[-U_{sa} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sa} + \sigma L_s p i_{sa} \right]$$

$$\Psi_{r\beta} = -\frac{L_r}{R_r} w_r w_{ra} + \frac{L_r}{R_r L_m} \left[-U_{s\beta} + \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) i_{s\beta} + \sigma L_s p i_{s\beta} \right] \quad (4.60)$$

Burada $\sigma = (1 - L_m^2 / L_s L_r)$ dir. Ölçülen üç faza ilişkin akım ve gerilim büyüklükleri, duran iki faza (α - β) dönüştürüldüğü zaman (4.60) denklemi ile ifade edilen modelin gerçekleştirilmesi Şekil 4.9'da gösterilmektedir. (4.60)'daki model ile (4.59) modeli karşılaştırıldıklarında, (4.60) modelinin "açık integrasyon" içermediği ve hız ölçümündeki hataya karşı daha duyarsız olduğu görülür. Şekil 4.9'dan da görüldüğü gibi, bu modelde rotor devresi parametrelerinin yanısıra stator devresinin parametreleri de etkili olabilmektedir (Vas 1990). Her iki model hesaplama zamanı açısından karşılaştırıldığında (4.60) modelinin daha çok zaman tüketeceği görülmektedir.



Şekil 4.9. Motor hızı ve stator akım-gerilim ölçümlerini kullanan akı modeli

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. Bunun için (3.86,...,3.89) denklemlerinden yararlanarak

$$U_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + p \Psi_{s\alpha} \quad (4.61)$$

ve (4.61) ifadesinde

$$\Psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \quad (4.62)$$

yerine yazılarak

$$U_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s p i_{s\alpha} + L_m p i_{r\alpha} \quad (4.63)$$

$$i_{r\alpha} = \frac{\Psi_r - L_m i_{s\alpha}}{L_r} \quad (4.64)$$

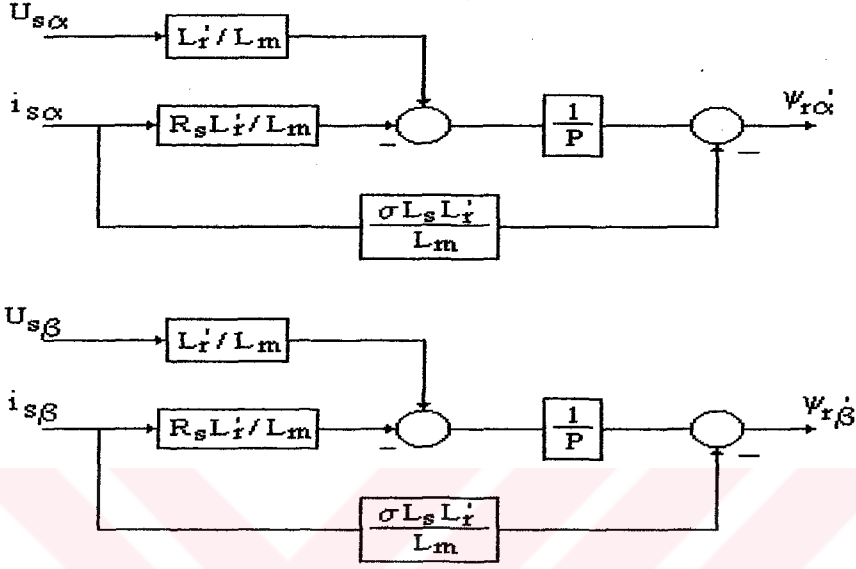
koşulu ile rotor akısı α bileşeni belirlenir. Benzer işlemlerin β bileşeni ile yapılması ile (4.65) 'daki model elde edilir. Bu model "gerilim modeli" olarak da bilinmektedir.

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

$$p \Psi_{r\beta} = \frac{L_m}{L_r} (U_{s\beta} - R_s i_{s\beta} + \sigma L_s p i_{s\beta}) \quad (4.65)$$

Gerilim modelinin gerçekleştirilmesine ilişkin şema Şekil 4.10'da verilmiştir. Şekil 4.10'daki algoritma üzerinden hesaplanan rotor akısı (α - β) bileşenleri yardımıyla dönüşüm açısı denklem 4.66'dan hesaplanabilir.

$$\theta_s = \arctg \frac{\Psi_{r\beta}}{\Psi_{r\alpha}} \quad (4.66)$$



Şekil 4.10. Stator akım-gerilim ölçümelerini kullanan rotor akısı modelinin gerçekleştirilmesine ilişkin blok gösterimi

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. 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).

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 (Akın, E., 1990).

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

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

$$\theta_s = \arctg(e_{ra} / e_{r\beta}) \quad (4.67)$$

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.

4.6. Manyetik Alan Zayıflatması

Bütün asenkron motorlarda kaçınılmaz olarak meydana gelen ve hızla artan bir elektromotor kuvveti oluşur. Bu e.m.k., yüksek hızlarda stator geriliminin büyük bir kısmını oluşturur. Bunun için bu e.m.k'nın, sürücü sistemde kullanılan evirgeç tarafından sınırlandırılması gerekir. Yüksek hızlar için denklem (4.42) aşağıdaki şekilde sadeleştirilebilir (Altun, H.,2001)

$$V_{sq} \approx w_e \frac{L_m^2}{L_r} I_{mrd} \approx w_r \frac{L_m^2}{L_r} I_{mrd} \quad (4.68)$$

Belirlenen hızın üzerinde motorun hızı veya w_e artacak olursa, manyetik alanın zayıflatılması gerekir. Stator gerilimi, maksimum seviyesine ulaştıktan sonra motor performansının iyi olması için, sabit tutulması gerekir.

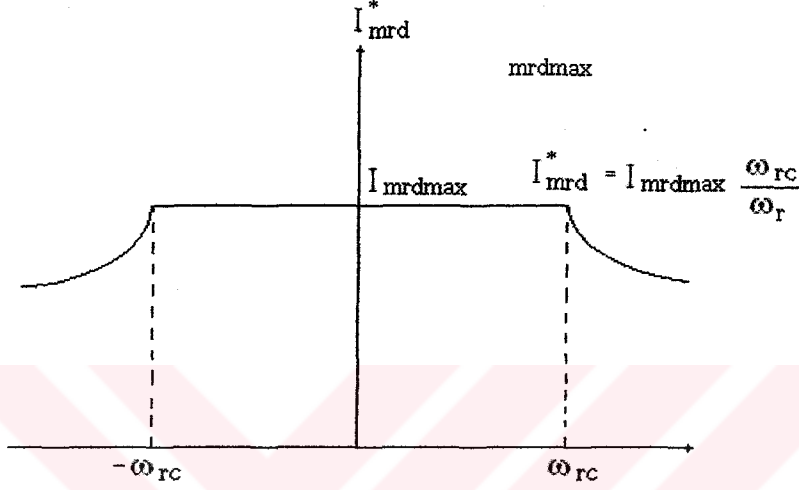
$$V_{sq} = w_{rc} I_{mrd \max} = w_r I_{mrd} = \text{sabit} \quad (4.69)$$

Burada $I_{mrd \max}$ alan zayıflatması olmadan meydana gelecek mıknatıslanma akımıdır. w_{rc} ise rotor köşe frekansıdır. Şekil 4.11'de bu ilişki gösterilmektedir.

Böylece, stator mıknatıslanma akımının gerçek referans değeri denklem 4.69'dan aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$I_{mrd}^* = \frac{w_{rc}}{w_r} I_{mrd \max} \quad (4.70)$$

Bu durumda, alan zayıflatması yapılabilmesi için bir alan kontrolörü gerekir. Denklem 4.36 ve 4.39'a göre bir PI kontrolörü, I_{sd} 'nin referans değerini üretmek üzere I_{mrd}^* ve I_{mrd} akımlarını karşılaştırması gerekir.



Şekil 4.11. Alan zayıflatması

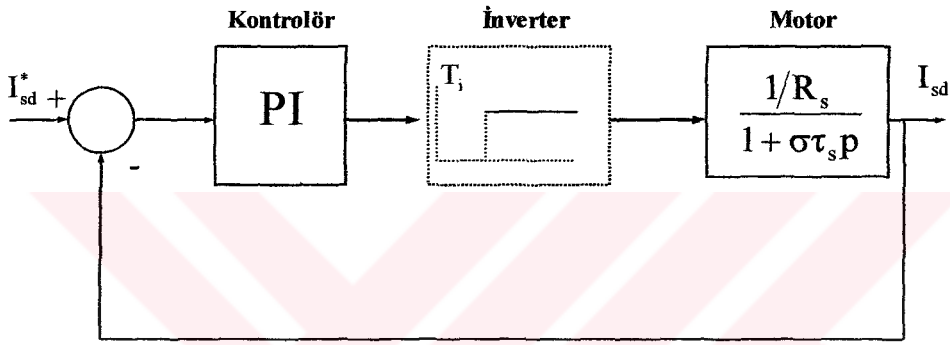
4.7. Akım Kontrolörleri

Akım kontrolörleri, I_{sd} ve I_{sq} akımlarını referans değerleriyle karşılaştırarak stator gerilimlerinin referans değerlerini üretirler. Bu nedenle, denklem 4.43 ve 4.44 dikkate alınması gerekir. Bu denklemler kullanılarak aşağıdaki denklemi yazabiliriz.

$$\frac{I_{sd}}{V_{sd}} = \frac{I_{sq}}{V_{sq}} = \frac{1/R_s}{1 + \sigma\tau_s p} \quad \text{ve} \quad \tau_s = \frac{L_s}{R_s} \quad (4.71)$$

Denklem 4.45 ve 4.46'daki gerilim düzeltme terimlerinin kullanılmasıyla, akım kontrolörlerinin tasarımı için kullanılan yukarıdaki ifade de meydana gelen hatalar kompanze edilmektedir. Hem I_{sd} hem de I_{sq} akımları aynı yapıda bir devre ile

karşılaştıkları için, bunlar için belirlenecek kontrolör parametrelerinin de aynı olması gerekir. Bu nedenle, Şekil 4.12’de I_{sd} kontrolü için verilen geribeslemeli kontrol devresi I_{sq} içinde geçerlidir. Burada, evirgecin gecikme zamanı akımların gördüğü devrenin zaman sabitinden çok küçük olduğu düşünülecek olursa, kontrol parametreleri sadece $w_0 = 1/\sigma\tau_s$ doğal frekansı dikkate alınarak belirlenebilir (Altun,H.,2001).



Şekil 4.12. Akım kontrol döngüsü

4.8. Hız Kontrolörü

Hız kontrolörü, w_r ve w_r^* frekanslarını karşılaştırarak I_{sq} akımının referans değerini üretir. Bunun sonucu akım kontrolörü I_{sq} akımını, hız kontrolörü tarafından üretilen referans değerine ayarlar. Denklem 4.27 gereği, alan sabit tutulduğu sürece üretilen moment I_{sq} akımıyla doğru orantılıdır. Yük momenti sadece sürtünme momenti olarak düşünülecek olursa ve Denklem 4.72’deki hareket denkleminde motorun ürettiği moment şu şekilde ifade edilebilir.

$$\frac{2}{P} J_m p w_r = T_m - T_y \quad (4.72)$$

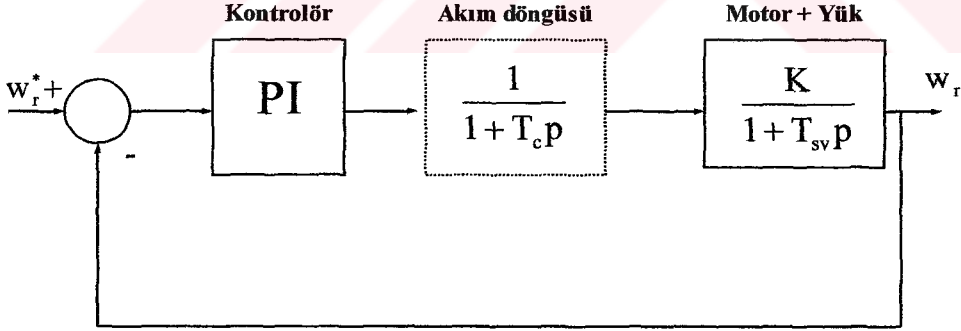
$$T_y = \frac{2}{P} B_m w_r \quad (4.73)$$

$$T_e = \frac{2}{P} (B_m + J_m p) w_r \quad (4.74)$$

Denklem 4.27 ve 4.74'ün birbirine eşitlenmesiyle, w_r hızıyla ilgili şu ifade ortaya çıkar.

$$\frac{w_r}{I_{sq}} = \frac{K}{1 + T_{sv} p}; \quad T_{sv} = \frac{J_m}{B_m}; \quad K = \frac{3}{2} \left(\frac{P}{2} \right)^2 \frac{L_m^2}{L_r B_m} I_{mrd} \quad (4.75)$$

Akım kontrol döngüsünün frekansı, $1/T_{sv}$ frekansından çok yüksek olduğu düşünülecek olursa, hız kontrolörü parametreleri sadece $1/T_{sv}$ frekansı dikkate alınarak belirlenebilir. Hız kontrol döngüsü Şekil 4.13'da verilmektedir. Burada gösterilen T_c , akım kontrol döngüsünün zaman sabitidir.



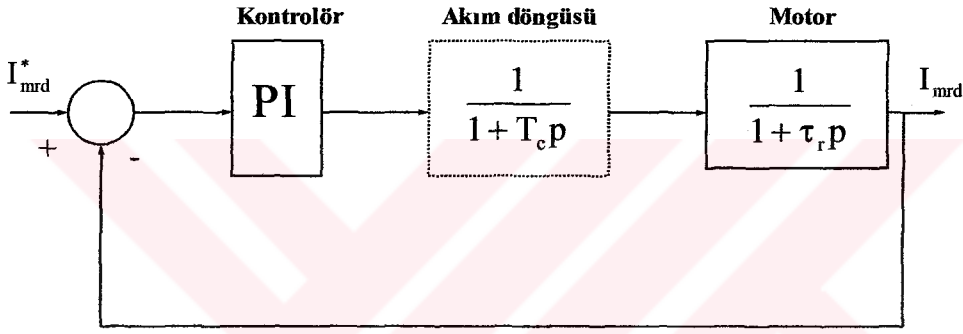
Şekil 4.13. Hız kontrol döngüsü

4.9. Alan Kontrolörü

Bilindiği gibi I_{sd} akımı referans değerini I_{sq} akımı gibi T_c zaman sabitiyle takip etmektedir. Denklem 4.36 ve 4.39'a göre I_{mrd} ile I_{sd} arasında şöyle bir transfer bağıntısı vardır.

$$\frac{I_{mrd}}{I_{sd}} = \frac{1}{1 + \tau_r p} \quad (4.76)$$

τ_r 'nin T_c 'den çok büyük olduğu düşünülecek olursa sistemin doğal frekansı yaklaşık olarak $1/\tau_r$ kadar olur ve buna göre alan kontrolörü parametreleri belirlenebilir.



Şekil 4.14. Alan kontrol döngüsü

5. PARAMETRE HATALARI VE PARAMETRE DÜZELTİMİ

5.1. Giriş

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

5.2. Çalışan Makinede Parametre Değişimleri

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

Bir iletkenin dc direnci;

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (5.1)$$

ile hesap edilir. Burada ;

- R , doğru akım direnci
- ρ , öz iletkenlik
- A , iletkenin kesitidir.

İletkenin ısınınca direnci değişir. Bu değişim aşağıdaki formülle ifade edilir.

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{T + t_1}{T + t_2} \quad (5.2)$$

Burada T bir sabittir. R_1 , t_1 sıcaklığındaki iletken direnci, R_2 , t_2 sıcaklığındaki iletken direncidir. AA'da bir iletkenin direncini etkileyen başlıca faktör deri olayıdır. Bu deri olayı etkisi nedeni ile akım kesit üzerinde düzgün dağılmaz. Sonuç itibariyle direnç hesabı bakımından kesit küçülüp direnç büyümüş olur. Genellikle direnç hesaplanırken Skin effect (deri olayı) tesiri ihmal edilemez, dikkate alınması gerekir. Bu hususta çeşitli formüller vardır. Pratik bakımdan iyi netice veren ARNOLD formülü aşağıdaki gibidir (Civelek, İ., 1997).

- R_0 , doğru akım dreci

- R , alternatif akım dreci olmak üzere,

$$X = \sqrt{\frac{4w}{R_0 10^3}} \quad (5.3)$$

$X=0-3$ için.

$$R = R_0 \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{X^4}{48}}}{2} \quad (5.4)$$

$X>3$ için,

$$R = R_0 \left(0.26 + \frac{X}{2\sqrt{2}} \right) \quad (5.5)$$

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

-Stator ve rotor kaçak indüktansı (L_{ls} ve L_{lr}), kaçak yolların yerel magnetik doyumundan dolayı çokça akım büyüklüğüne bağlıdır. Artan frekans ve akım genliği ile indüktans değeri azalır. Kaçak indüktans değerleri rotorun kapalı veya açık oluklu olmasına göre çok farklı bir değişim gösterebilmektedir (Akın, E., 1994).

Bir iletkenin indüktansının değeri ;

$$L' = L_1 + K' L_2 \quad (5.6)$$

ifadesi ile değişir. Burada K' tablo 5.1'den x'e bağlı olarak belirlenebilir. x'in değeri

$$x = 2\pi a \sqrt{\frac{f\mu}{\rho}} \quad (5.7)$$

formülü ile hesaplanır. Burada a iletkenin cm cinsinden yarıçapı, f frekans, μ iletkenin magnetik geçirgenliği (burada sabit kabul edilecek), ρ öz dirençtir. Buradan;

$$x = 0.063598 \sqrt{\frac{f\mu}{R}} \quad (5.8)$$

yazılabilir. R, oda sıcaklığındaki her mil için dc direnci. Böylece iletkenin birim uzunluktaki toplam efektif indüktansı,

$$L' = 2 \ln \frac{d}{a} + K' \frac{\mu}{2} \quad (5.9)$$

burada L' , iletkenin özindüktansı, a iletkenin yarıçapı, d iletken sarımları arasındaki mesafedir.

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

x	K'	x	K'	x	K'	x	K'
0.0	1.00000	2.9	0.86012	6.6	0.42389	17.0	0.16614
0.1	1.00000	3.0	0.84517	6.8	0.41171	18.0	0.15694
0.2	1.00000	3.1	0.82975	7.0	0.40021	19.0	0.14870
0.3	0.99998	3.2	0.81397	7.2	0.38933	20.0	0.14128
0.4	0.99993	3.3	0.79794	7.4	0.37902	21.0	0.13456
0.5	0.99984	3.4	0.78175	7.6	0.36923	22.0	0.12846
0.6	0.99966	3.5	0.76550	7.8	0.35992	23.0	0.12288
0.7	0.99937	3.6	0.74929	8.0	0.35107	24.0	0.11777
0.8	0.99894	3.7	0.73320	8.2	0.34263	25.0	0.11307
0.9	0.99830	3.8	0.71729	8.4	0.33460	26.0	0.10872
1.0	0.99741	3.9	0.70165	8.6	0.32692	28.0	0.10096
1.1	0.99621	4.0	0.68632	8.8	0.31958	30.0	0.09424
1.2	0.99465	4.1	0.67135	9.0	0.31257	32.0	0.08835
1.3	0.99266	4.2	0.65677	9.2	0.30585	34.0	0.08316
1.4	0.99017	4.3	0.64262	9.4	0.29941	36.0	0.07854
1.5	0.98711	4.4	0.62890	9.6	0.29324	38.0	0.07441
1.6	0.98342	4.5	0.61563	9.8	0.28731	40.0	0.07069
1.7	0.97904	4.6	0.60281	10.0	0.28162	42.0	0.06733
1.8	0.97390	4.7	0.59044	10.5	0.26832	44.0	0.06427
1.9	0.96795	4.8	0.57852	11.0	0.25622	46.0	0.06148
2.0	0.96113	4.9	0.56703	11.5	0.24516	48.0	0.05892
2.1	0.95343	5.0	0.55597	12.0	0.23505	50.0	0.05656
2.2	0.93527	5.2	0.51566	12.5	0.22567	60.0	0.04713
2.3	0.93527	5.4	0.51566	13.0	0.21703	70.0	0.04040
2.4	0.92482	5.6	0.49764	13.5	0.20903	80.0	0.03535

Çizelge 5.1. K'nın x'e göre değişimi (Civelek, İ., 1997)

5.3. Çalışan Makinede Oluşan Parametre Hataları

Kontrol sistemi yapılırken yöntemin başarısı asenkron motor parametrelerinin doğru bir şekilde bilinmesine büyük ölçüde bağlıdır. Bu bağımlılık hem başlangıç ölçümlerinde 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 hesaplarının yapılacağı birime girilmesi ile başlamaktır. 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 üretmeyeceğinden bloke rotor

deneyi sonuçları bir faz ölçümlerinden elde edilebilir. Bu parametrelerin yardımıyla denetleyici parametrelerinin belirlenmesi de mümkündür.

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

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

$$\begin{bmatrix} e'_{ra} \\ e'_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{sa} \\ U_{s\beta} \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} - \sigma L_s \left(\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \right) \quad (5.10)$$

Stator frekansının düşmesi ile birlikte stator ve rotor gerilimleri de düşerler ve sıcaklık ve frekansa bağlı stator direncinin hesap sonucuna etkisi gittikçe artar.

$$e'_r = \frac{d\psi'_r}{dt} \quad (5.11)$$

indüklenen rotor gerilimin x-bileşeni

$$e'_{rx} = -\omega_s \psi'_{ry} \quad (5.12)$$

5.3.1. $K_{11}(1/\sigma L_s)$ 'deki hata

K_{11} (5.6) denkleminde hesaplanmıştı. Bu faktörün hata incelemesi yapılabilmesi için 5.10 denkleme x-y koordinat sistemine dönüştürülmelidir.

$$\begin{bmatrix} e'_{rx} \\ e'_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_{sx} \\ U_{sy} \end{bmatrix} - R_s \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} - \omega_s \sigma L_s \left(\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sy} \\ i_{sx} \end{bmatrix} \right) \quad (5.13)$$

Ayarlanan $(\sigma L_{s \text{ ölçme}})$ değeri gerçek σL_s değerinden farklı olursa bu durumda stasyonier çalışmada

$$\begin{bmatrix} \Delta e'_{rx} \\ \Delta e'_{ry} \end{bmatrix} = -w_s \Delta L \begin{bmatrix} -i_{sy} \\ i_{sx} \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

$$\Delta L = \sigma L_{s \text{ ölçülen}} - \sigma L_s \quad (5.15)$$

denklemini yardımı ile verilmiş olan bir ölçme hatası ortaya çıkar. Dağılma indüktivitesinin hatalı olarak işleme sokulması her şeyden önce dönüşüm açısının kurgusu için önemli olan y-bileşeni üzerinde etkili olur.

Dağılma indüktivitesinin frekansa bağlı olması dolayısı ile denetim bağlantısı indüklenen rotor gerilimini x-y koordinat sisteminde 5.13 denklemi ile ifade edilen bir hata ile bulunur. Bu nedenle indüklenen rotor geriliminin y-bileşeninin denetleyici içinde,

$$e'_{ry} = e'_{ry \text{ ölçülen}} + w_s \Delta L i_{sx}^* \quad (5.16)$$

denklemine göre düzeltilmesi yapılır.

Doğal olarak bu önlem dağılma indüktivitesinin komplike frekans bağımlılığı etkisini tümü ile gidermez. Çok seri akım değişimleri sırasında ve sabit iç dönme momentli quasistasyonier çalışmada transformasyon açısını teşkil eden kontrolör yinede doğru giriş büyüklüğü içerir.

Bu amaç için ΔL düzeltme değerinin de bilinmesi gerekir. Yukarıdaki denkleme göre düzeltme yapılmaması x-y koordinat sisteminin yönlendirilmesinde bir hata doğurur. Rotor geriliminin gerçek değeri ve değeri arasındaki hata açısı 5.14 denkleminde belirtilen y bileşeninin kaymasından kaynaklanır.

$$\Delta \gamma_s = \arctan \frac{\Delta e'_{ry \text{ ölçülen}}}{e'_{rx}} = -w_s \Delta L \frac{i_{sx}}{e'_{rx}} \quad (5.17)$$

5.3.2. Stator direncindeki hata

Makinenin stator direnci işletmede %50 kadar yükselebilir. İlgili parametreye indüklenen rotor geriliminin teşkiline ilişkin olarak denetim bağlantısında yer verilmediği takdirde 5.2.1. bölümünde K_{11} ilişkisinde uygulanılmış aynı yönteme göre hesaplanılabilen bir ölçme hatası ortaya çıkar.

$$\begin{bmatrix} e'_{rx} \text{ ölçülen} \\ e'_{ry} \text{ ölçülen} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e'_{rx} \text{ gerçek} \\ e'_{ry} \text{ gerçek} \end{bmatrix} - \Delta R_s \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

$$\Delta R_s = R_{s \text{ ölçülen}} - R_s \quad (5.19)$$

Stator direncinin hatalı adaptasyonu bu durumda herşeyden önce rotor geriliminin x bileşeni üstünde etkili olur. Bu nominal devir sayısında takriben %2.5'luk bir hatanın kaynağı olur. Stator direncinin adaptasyonu için 5.18 denklem sisteminin birinci satırı quasistasyonier (sabit iç moment) durumdaki çok küçük stator frekanslarında maksimum döndürme momenti teşkil eden akım bileşenlerinde değerlendirilir.

5.3.3. Rotor direnci ve rotor zaman sabiti

Kontrolör fonksiyon birliği içerisinde transformasyon açısının teşkili için aktif olur olmaz, denetleyiciye sürekli rotor frekansının doğru değeri verilir. Akı ve döndürme momenti teşkil eden akım bileşeni büyüklükleri de bilindiklerinden rotor frekansının ön ayarı içerisindeki rotor direnci büyük döndürme momenti durumunda direkt bulunur. Tespit ivmelendirme ve frenleme fazlarında gerçekleştirilir. Tanımlanan bu yönteme göre denetleyici maksimum iç döndürme momentli quasistasyonier çalışma durumlarında R'_{rR} faktörünü yeniden belirler. Bu değer in işletmeye alma sırasında elde edilen büyüklüğü kıyasla değişmesi için bir ölçüdür. Bu oluşum rotor direncinin adaptasyonu için düzeltme faktörü olarak ya da işaret işleminin rotor zaman sabitesine bağlı ayar değeri olarak kullanılır. Denetim devresindeki stator direnci indüklenen rotor geriliminin belirlenmesine ilişkin olarak ayarlandığı takdirde makinedeki gerçek akı hesaplanan değere uymayacağından bir ölçme hatası doğar. Bu hata (5-12) ve (5-18) denklemleri yardımı ile,

$$f_{Rr} = -\frac{\Delta R_s J_{sx}}{w_s \Psi_{ry}^*} \quad (5-22)$$

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

Makinenin kısa devre zaman sabitesi stator ve rotor dirençlerine bağlıdır. Böylece motorun sıcaklığı ile değişecektir. (4-3) denklemine göre,

$$U_{sx} = \frac{1}{K_{11}} \frac{di_{sx}}{dt} + \frac{w_s}{K_{11} \tau_0} i_{sx} - \frac{w_s}{K_{11} \tau_0} i_{sy} - w_m \Psi_{ry}^* \quad (5-23)$$

denklemini elde edilir. Çok küçük devir sayıları ve büyük momentlerde yukarıdaki denklemden quasistasyonier durumda yeteri doğrulukta kısa devre zaman sabitesi bulunur,

$$\frac{1}{\tau_0} = K_{11} \left(U_{sx} + \frac{w_s}{K_{11}} i_{sx}^* + w_m \Psi_{ry}^* \right) / i_{sy} \quad (5-24)$$

Stator zaman sabitesi için aşağıdaki hata bağıntısı yazılabilir.

$$\Delta \left(\frac{1}{\tau_0} \right) = f_{Rr} \frac{R_r' K_{11}}{1 + w_r^2 \tau_r^2} (1 - w_m w_r \tau_r^2) \quad (5-25)$$

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

$$\frac{\Delta \left(\frac{1}{\tau_0} \right)}{\left(\frac{1}{\tau_0} \right)} \approx f_{Rr} \frac{R_r'}{R_s + R_r'} \left\{ \frac{i_{sy}}{i_s} \right\}^2 \quad (5-26)$$

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

5.4.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 yolların yerel magnetik doyumundan dolayı çokça 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 kontrollü evirgeç bağlı asenkron motora bir başlangıç ölçme testi uygulayarak parametre ölçümelerini gerçekleştirilmektedir. Self Commissioning olarak adlandırılan bu yol ile makina parametrelerinin ölçülmesinden sonra, kontrol edici parametreleri belirlenmektedir. Bu algoritmalar motorun çalışması sırasında değişen parametrelerin yeni değerlerini ölçerek, kontrol edici parametrelerini düzeltme özelliğine de sahiptirler.

Dolaylı vektör kontrol için denklem (4.51)'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.

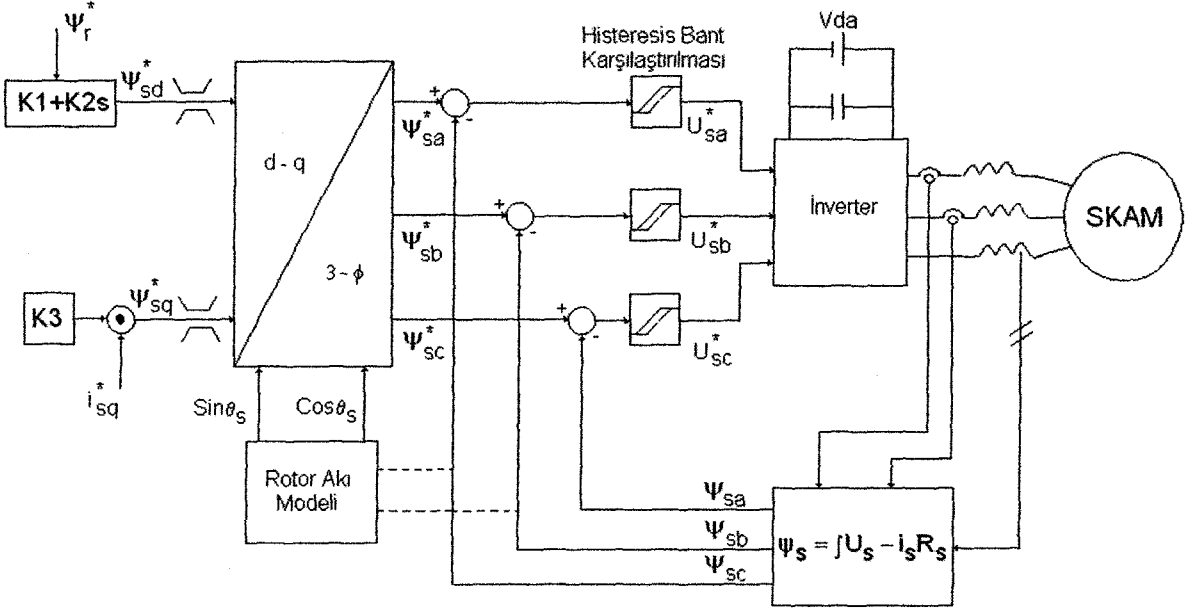
Doğrudan alan yönlendirme yöntemleri kullanılan akı modeline bağlı olarak değişik parametrelere bağımlılık göstermektedirler. Bu yöntemde akı hesaplamaları parametrelere bağımlı olduğu için parametre bağımlılığı etkisini daha çok gösterir.

5.5. Asenkron Motor Parametrelerindeki Değişimlerin Etkileri ve Düzeltilmesi

Rotor akısının model üzerinden hesaplandığı bütün yöntemler parametre değişimlerinden olumsuz etkilenirler. Şekil 5.1'deki doğrudan alan yönlendirme algoritması da rotor akısını belirlemek için (5.27) 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.

$$\psi_r' = \frac{L_r'}{L_m} (\psi_s - \sigma L_s i_s) \quad (5.27)$$

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



Şekil 5.1. Asenkron motorun alan yönlendirmesi için geliştirilen algoritmanın blok gösterimi

5.5.1. Stator direncinin değerinin değişmesi ve çalışma sırasında düzeltilmesi

Stator direncinin değeri sıcaklıkla yavaş olarak değişmektedir. Bu değişim, örneğin B sınıfı izolasyonlu motorlarda 80 K'lık sıcaklık yükselmesinde %34 mertebesinde dir. Stator ya da rotor akı bilgisinin akım-gerilim ölçmelerini kullanan model üzerinden hesaplanması durumunda, bu değişimin etkisi yüksek hızlarda (% 10 ω_r 'nin üstü) ve büyük güçlü motorlarda (64 kW'ın yukarısı) azalmaktadır (Vas, 1990). Soğuk olarak ölçülen dc direncinin değeri ya motorun sıcaklığını ölçerek yada stator akımları ve gerilimleri üzerindeki ölçümler yardımıyla düzeltilebilir. Motor sıcaklığı makineye bir sıcaklık duyargası eklenerek elde edilebilir. Ancak motorun yapısına eklenen böyle bir eleman genel olarak tercih edilmez.

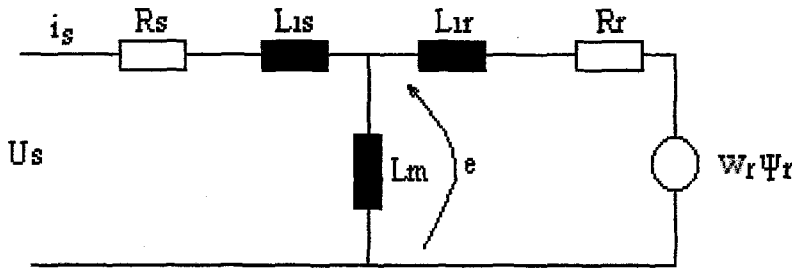
Stator direncinin düzeltilmesi için stator akımının referans ve gerçek değerleri arasındaki farktan yararlanılabilir. Ancak bu durumda rotor direnci değişiminden kaynaklanan ek hatanın düzeltilmesi gerekir. Diğer bir yol olarak makinenin doyumda çalışması koşulunda geçerli olan, hava aralığı akısı bilgisinin 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.

Literatürde, asenkron makinenin stator ve rotoruna ilişkin termik modellerini, gerçek zamanda yapılan hesaplamalarda kullanarak, tasarım parametreleri yardımıyla direnç değişimlerinin düzeltilmesi çalışmaları yapılmıştır (Akın, E., 1994).

Stator direncinin düzeltilmesi için başka bir yöntemde, akım yükselmesinden yararlanarak stator direnç değerini hesaplanması. Bu yöntemde, çalışılan sabit akı seviyesi için, kaçak indüktans (L_{1s}) değerinin değişmediği ve önceden bilindiği kabullü yapılmıştır. İncelenen yöntemin rotora ilişkin parametrelere bağımlı olmaması, yaklaşımların sonucunda minimum hesaplama süresine sahip olması ve doğruluğu, üstün yanlarıdır. Ayrıca hesaplamalar sırasında ek ölçüm gerektirmez (Akın, E., 1994).

Yöntem temel olarak, stator faz geriliminin anahtarlama anından başlayarak, üç ardışıl akım ölçümü alınmasına dayanmaktadır. Geliştirilen algoritmanın kaynağında asenkron motor eşdeğer devresinin Şekil 5.2'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.'in 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 5.2.'deki eşdeğer devre için aşağıdaki diferansiyel denklemler yazılabilir.



Şekil 5.2. Asenkron motorun stator direncinin düzeltilmesinde kullanılan eşdeğer devre

$$\begin{aligned}
 U_s - e - R_s i_s - L_{ls} \frac{di_s}{dt} &= 0 & t_0 \leq t \leq t_1 \\
 U_s - e - R_s i_s - L_{ls} \frac{di_s}{dt} &= 0 & t_1 \leq t \leq t_2
 \end{aligned} \tag{5.28}$$

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).

$$\begin{aligned}
 U_s \Delta t - \left(\frac{e_1 + e_0}{2} \right) \Delta t - R_s \left(\frac{i_0 + i_1}{2} \right) \Delta t - L_{ls} \Delta i_s &= 0 & t_0 \leq t \leq t_1 \\
 U_s \Delta t - \left(\frac{e_2 + e_1}{2} \right) \Delta t - R_s \left(\frac{i_2 + i_1}{2} \right) \Delta t - L_{ls} \Delta i_s &= 0 & t_1 \leq t \leq t_2
 \end{aligned} \tag{5.29}$$

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

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

$$\begin{aligned}
 \hat{i}_1 &= \frac{i_1 + i_0}{2} & t_0 \leq t \leq t_1 \\
 \hat{i}_2 &= \frac{i_2 + i_1}{2} & t_1 \leq t \leq t_2
 \end{aligned} \tag{5.30}$$

olur. Böylece (5.29) denklemini düzenlenirse (5.31) denklemini yazılabilir.

$$U_s - \left(\frac{e_1 + e_0}{2} \right) - R_s \hat{i}_1 - L_{ls} \frac{\Delta i_s}{\Delta t_1} = 0 \quad t_0 \leq t \leq t_1 \tag{5.31a}$$

$$U_s - \left(\frac{e_2 + e_1}{2} \right) - R_s \hat{i}_2 - L_{ls} \frac{\Delta i_s}{\Delta t_1} = 0 \quad t_1 \leq t \leq t_2 \quad (5.31b)$$

(5.31) denklemlerinden R_s çekilecek olursa,

$$R_s = \frac{L_{ls} \left[(\Delta i_1 \Delta t_2 - \Delta i_2 \Delta t_1) + \left(\frac{e_2 - e_0}{2} \right) \Delta t_1 \Delta t_2 \right]}{\Delta t_1 \Delta t_2 (\hat{i}_1 - \hat{i}_2)} \quad (5.32)$$

elde edilir. Burada ortaya çıkan $(e_2 - e_1)/2$ terimi, e zıt e.m.k'indeki akımın ardışıl ölçümleri sonucunda oluşur ve küçük bir değişimi yansıtmasına rağmen, direnç hesaplamasını olumsuz etkilemektedir. Bu değişim e geriliminin ideal kaynak olmayıp, indüktif karşıt gerilim olmasının sonucudur. $\Delta e/2$ ile gösterilen bu terimim mutlaka hesaba katılması gerekmektedir. Δe hesaplanırken ek ölçme ve ek parametre kullanılmaktan kaçınılmalıdır. Bu amaçla, (5.28) denklemi aşağıdaki aralıklar için yeniden yazılırsa,

$$U_s - e - R_s i_0 - L_{ls} \frac{\Delta i_1}{\Delta t_1} = 0 \quad t_0 \leq t \leq t_1 \quad (5.33)$$

$$U_s - (e + \Delta e) - R_s i_0 - L_{ls} \frac{\Delta i_{20}}{\Delta t_{20}} = 0 \quad \left\{ \begin{array}{l} t_0 \leq t \leq t_1 \\ \Delta e = e_2 - e_0 \end{array} \right\} \quad (5.34)$$

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

(5.33) ve (5.34) denklemlerinden Δe için (5.35)'deki ifade yazılabilir.

$$\Delta e = L_{ls} \left(\frac{\Delta i_{20}}{\Delta t_{20}} - \frac{\Delta i_1}{\Delta t_1} \right) \quad (5.35)$$

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 30µs'dir (Akın, E., 1994).

5.5.2. R_s ölçme yönteminin stator kaçak indüktansının düzeltilmesinde kullanılması

Bütün kontrol sistemleri geribesleme yollarında en az parametre bağımlılığı ister. (5.27) 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.

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

$$L_{ls} = \frac{R_s \Delta t_1 \Delta t_2 \left(\hat{i}_1 - \hat{i}_2 \right) - \Delta e \Delta t_1 \Delta t_2}{\Delta i_1 \Delta t_2 - \Delta i_2 \Delta t_1} \quad (5.36)$$

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

5.5.3. Rotor zaman sabitinin düzeltilmesine ilişkin ortaya atılan yöntemler

Rotor zaman sabitini etkileyen baskın parametre olarak rotor direncinin özdeşlemesi için kullanılan en yaygın yöntem; rotor direnci kullanılmaksızın bulunmuş rotor akısı ile, rotor direnci kullanarak elde edilen rotor akısını karşılaştırmaktır. Bir

başka yöntem rotor akısının yerine rotor tarafından statorda endüklenen e.m.k'ı karşılaştırmaktır. 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 özdeşleşme 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 enjekte edilir. Bu yöntem de sürekli durum boştaki çalışmada etkin değildir.

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 geliştirilmiştir. De Doncker (1986) ise, rotordaki sıcaklık değişimleri ile rotor direncindeki farklılaşmaları motor modelini kullanarak düzeltmiştir (Akın, E., 1994).

6. BİLGİSAYAR BENZETİM SONUÇLARI VE DEĞERLENDİRMELERİ

6.1. Giriş

Elektrik makinelerinin gerek analiz ve gerekse de kontrol amaçlı incelenmesinde en önemli aşamalardan biride bilgisayar benzetimidir. Bilgisayar benzetiminde amaç elektrik makinesinin 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 (Akın, E.,1994)

Burada, Bölüm 3 ve Bölüm 4'te elde edilen matematiksel model kullanılarak üç ayrı benzetim programlarının sonuçları iki ayrı motor için tartışılacaktır. İlk olarak alan yönlendirmesiz benzetim programının sonuçları (Birinci benzetim programı) iki ayrı motor için ayrı ayrı incelenmiştir. Daha sonra ikinci ve üçüncü benzetim programlarının sonuçları parametre değişimsiz ve parametre değişimli olarak, ikinci benzetim iki farklı motor için, üçüncü benzetim ise yüksek güçlü motor için incelenmiştir.

6.2. Benzetim Programlarının Genel Özellikleri

Bu çalışmada, Bölüm 3'te tanıtılan asenkron motorun dinamik modeli ve Bölüm 4'te tanıtılan kontrol yapısının araştırılması için üç farklı benzetim programı yapılmıştır. Bu programlar için MATLAB 5.3 'ün SIMULINK TOOLBOX'ından yararlanılmıştır. Benzetimler EK-A'da verilmiştir.

Birinci benzetim programının özellikleri; benzetimde sadece eksen dönüşümleri ve sincap kafesli asenkron makinenin d-q modeli ele alınıp, iki farklı motor kontrolsuz olarak incelenmiştir.

İkinci benzetim programının özellikleri; benzetimde üç fazlı asenkron makinenin dolaylı rotor akısı yönlendirmesi ile vektör kontrolü bang-bang tipi evirgeç ile gerçekleştirilmiştir ve benzetimde sadece alan ve hız kontrolü gerçekleştirilip, benzetim parametre değişimsiz ve parametre değişimli olarak iki farklı motor için incelenmiştir.

Üçüncü benzetim programının özellikleri; benzetimde üç fazlı asenkron makinenin dolaylı rotor akısı yönlendirmesi ile vektör kontrolü bu sefer üç seviyeli PWM tipi evirgeç ile gerçekleştirilmiştir ve benzetimde alan, hız ve akım kontrolü gerçekleştirilip, benzetim parametre değişimsiz ve parametre değişimli olarak sadece yüksek güçlü motor için incelenmiştir.

6.3. Benzetimde kullanılan denklem takımları;

Ek-D'deki eksen dönüşüm matrislerine göre aşağıdaki denklemler kullanılmıştır.

$$\begin{aligned}
 \psi_{sd} &= L_S i_{sd} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{rd} \\
 \psi_{sq} &= L_S i_{sq} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{rq} \\
 \psi_{rd} &= L_R i_{rd} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{sd} \\
 \psi_{rq} &= L_S i_{rq} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{sq} \\
 U_{sd} &= R_S i_{sd} - w_s \psi_{sq} + p \psi_{sd} \\
 U_{sq} &= R_S i_{sq} + w_s \psi_{sd} + p \psi_{sq} \\
 0 &= R_r i'_{rd} - w_k \psi'_{rq} + p \psi'_{rd} \\
 0 &= R_r i'_{rq} + w_k \psi'_{rd} + p \psi'_{rq} \\
 T_e &= 3 \left(\frac{P}{2} \right) L_m (i_{sq} i'_{rd} - i_{sd} i'_{rq}) \\
 T_e - T_y &= \frac{2}{P} J \frac{dw_r}{dt}
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

$$\begin{aligned}
 i_{mrd} &= \frac{i_{sd}}{1 + \tau_r p} \\
 w_k &= \frac{i_{sq}}{\tau_r i_{mrd}}
 \end{aligned} \tag{6.2}$$

$$U_{sddüz} = -w_e \sigma L_s i_{sq} + \frac{L_m^2}{L_r} p i_{mrd}$$

$$U_{sqdüz} = w_e \sigma L_s i_{sd} + w_e \frac{L_m^2}{L_r} i_{mrd} \quad (6.3)$$

Burada denklem takımı 6.1 birinci benzetimde, denklem takımı 6.1 ve 6.2 ikinci benzetimde, denklem takımı 6.1-6.2 ve 6.3 üçüncü benzetimde kullanılmıştır ve ayrıca her üç benzetimde de Ek-D'de verilen eksen dönüşümleri kullanılmıştır.

6.4. Motor Parametreleri

Motor 1;

U_N	380 V
I_N	2.7 A
P_N	1.1 kW
n_N	1480 d/d
T_N	7.62 Nm
F	50 Hz
P	4
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 (J)	0.0085 Kg m ² (Akın, E., 1994)

Motor 2;

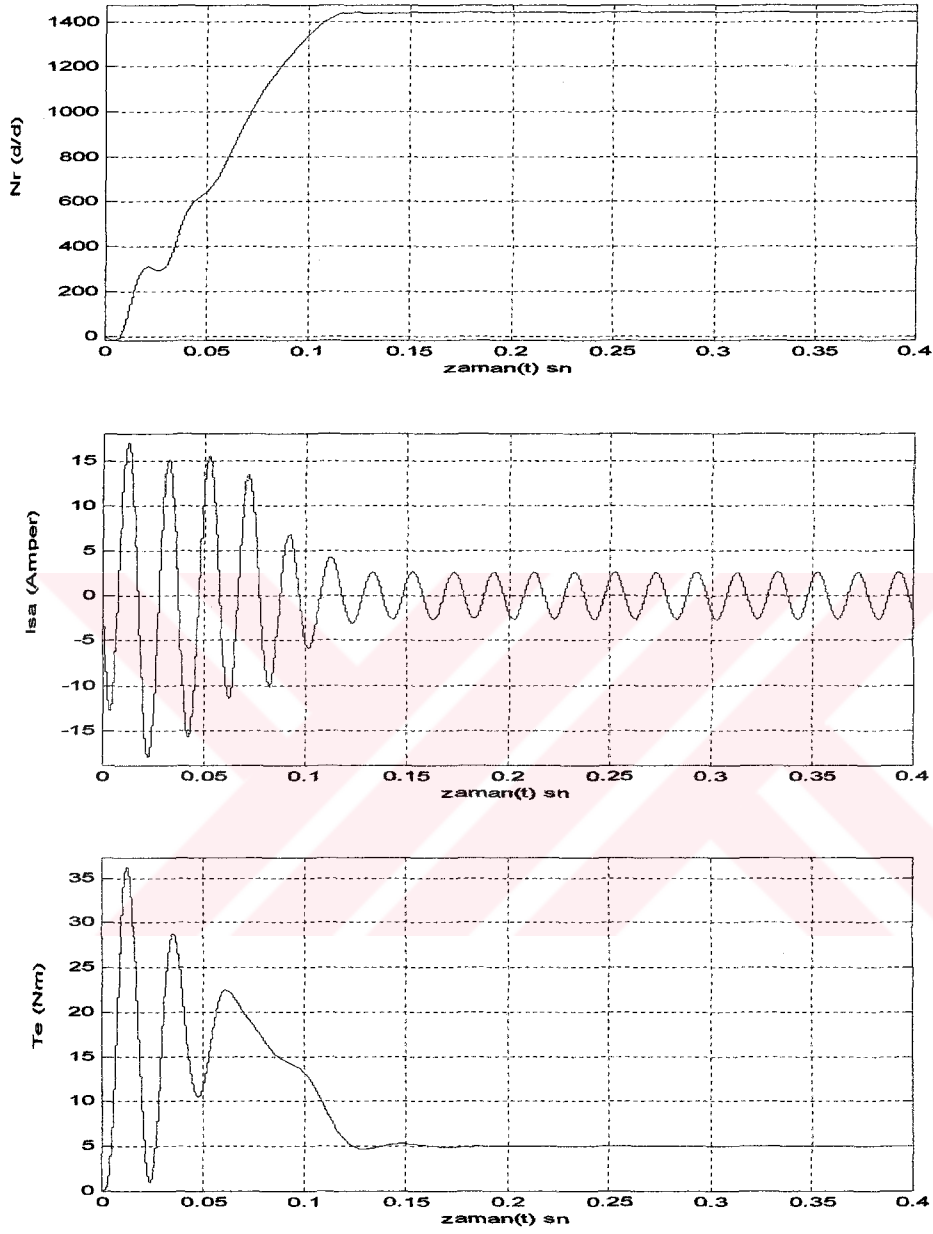
U_N	230 V
I_N	26.2 A
P_N	7.36 kW

n_N	1750 d/d
T_N	40.2 Nm
F	60 Hz
P	4
Stator direnci	0.242 Ohm
Rotor direnci (indirgenmiş)	0.144 Ohm
Stator kaçak indüktansı	1.686 mH
Rotor kaçak indüktansı (indirgenmiş)	1.124 mH
Ortak indüktans	33.888 mH
Eylemsizlik katsayısı (J)	0.88 Kg m ² (Jie, Z., 1989)

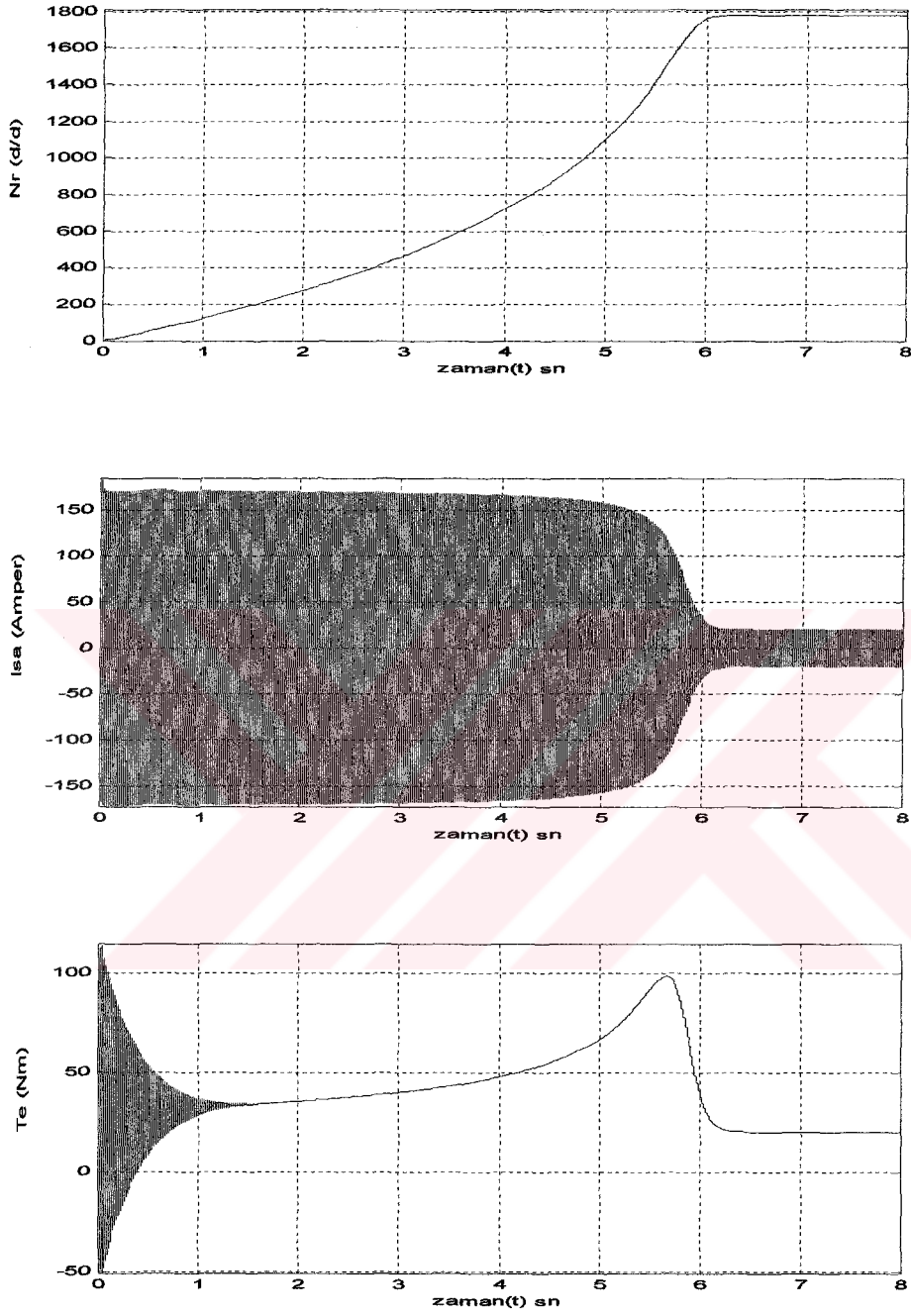
6.5. Benzetim Programlarının Sonuçları

6.5.1. Birinci benzetim programının sonuçları

Bu bölümdeki asıl amaç, asenkron motorların d-q modelini test etmek ve kontrolsüz durumdaki performanslarını incelemek. Bu performans sonuçlarına göre de alt bölümlerdeki kontrollü sistemdeki set değerlerini ayarlayabiliriz (Örneğin, değişken referans hızların zamana göre verilmesi gibi). Sonuçlar sadece yüklü durumlar için verilmiştir.

Motor 1:

Şekil 6.1. Asenkron motorun $T_y=5$ Nm'lik yük altında yol almasına ilişkin hızın, I_a faz akımı ve T_e momentinin benzetim programından elde edilen sonuçları

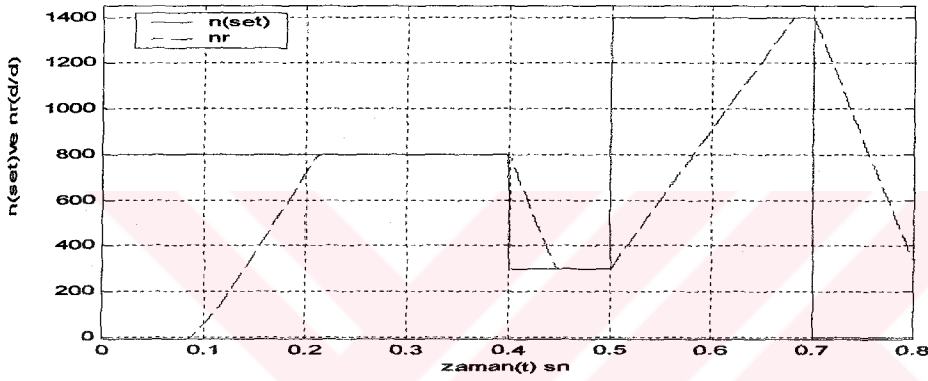
Motor 2:

Şekil 6.2. Asenkron motorun $T_y=20$ Nm'lik yük altında yol almasına ilişkin hızın, I_a faz akımı ve T_e momentinin benzetim programından elde edilen sonuçları

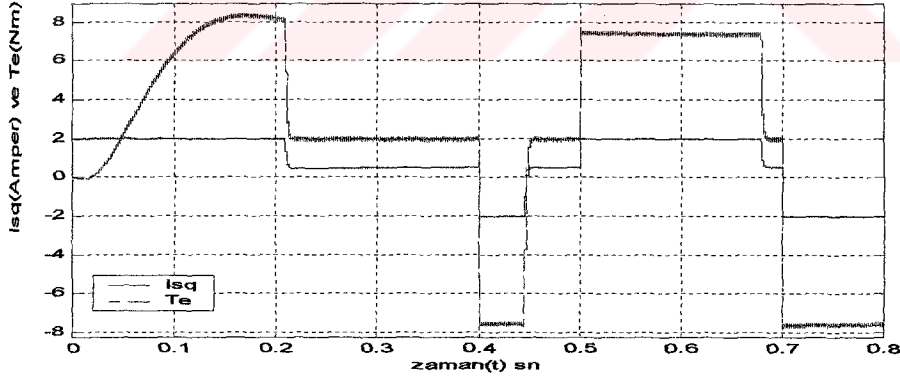
6.5.2. İkinci ve üçüncü benzetim programlarının sonuçları

Motor 1:

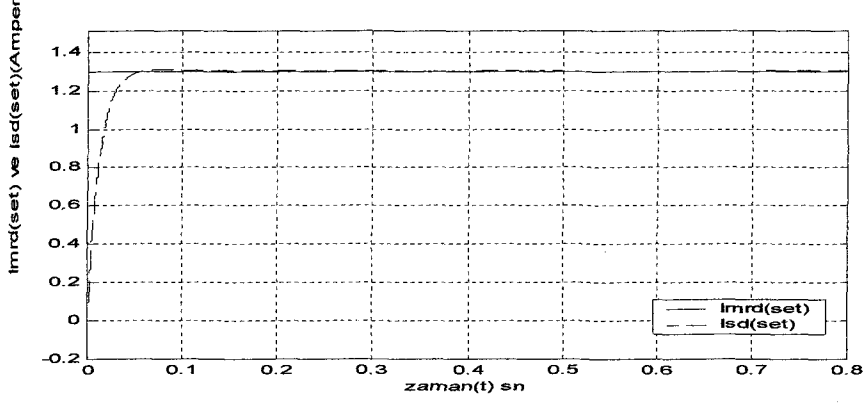
Aşağıdaki sonuçlar; dolaylı rotor akısı yönlendirmesi ile vektör kontrollü asenkron motorun yük momentinin 2 Nm alınması durumu için alınan benzetim sonuçlarıdır. Burada $I_{mr}(set)=1.3A$ ve $I_{sq}=2A$ 'lık referans değerleriyle (7.8Nm 'lik moment referansı) motor momenti oluşturularak rotor dönderilmiştir.



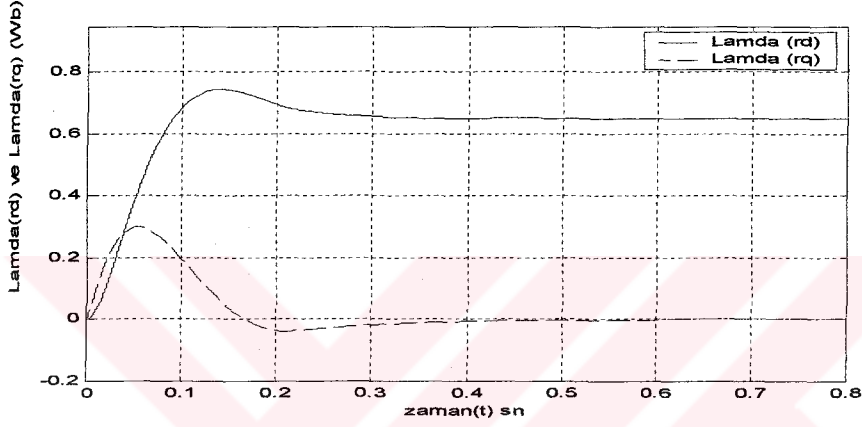
Şekil 6.3. Referans ve rotor hızlarının zamana göre değişimleri



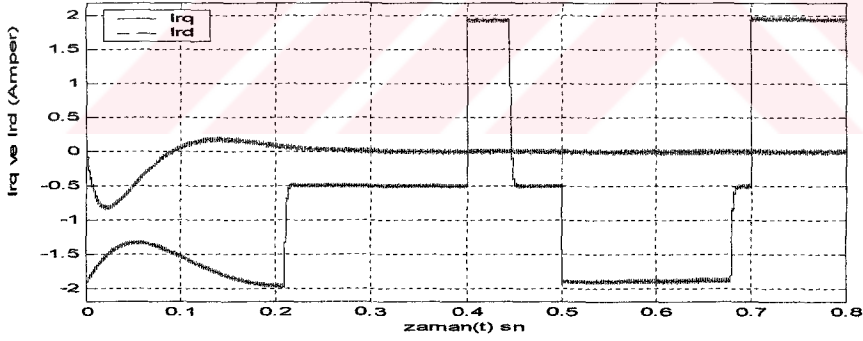
Şekil 6.4. Isq akımının ve Te momentinin zamana göre değişimleri



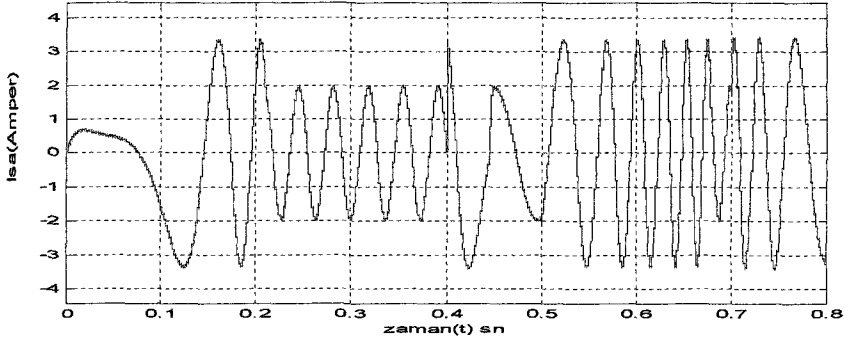
Şekil 6.5. Imrd(set) ve Isd(set) akımlarının zamana göre değişimleri



Şekil 6.6. Lamda(rd) ve Lamda(rq) akımlarının zamana göre değişimleri



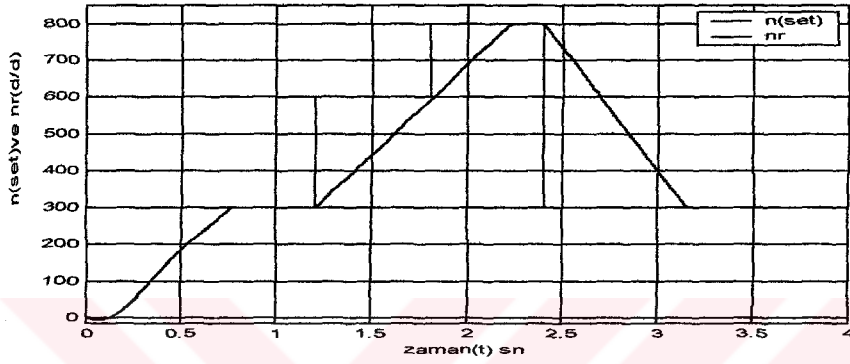
Şekil 6.7. Irq ve Ird akımlarının zamana göre değişimleri



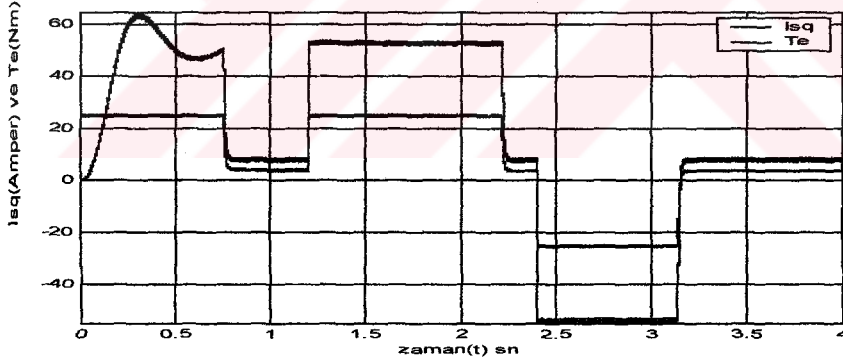
Şekil 6.8. Isa akımının zamana göre değişimi

Motor 2:

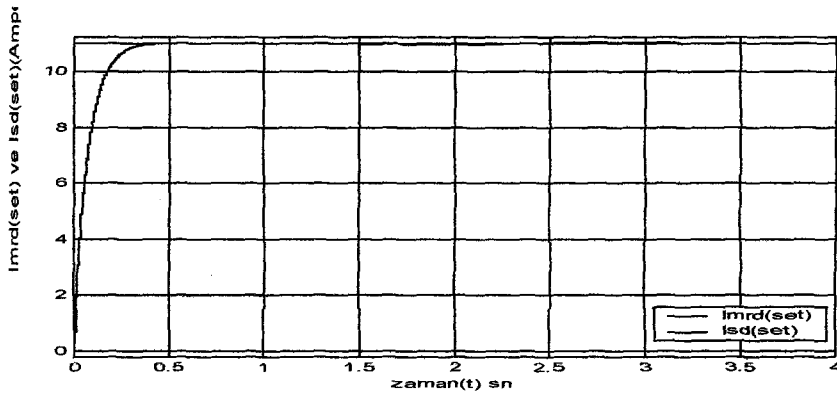
Aşağıdaki sonuçlar; dolaylı rotor akısı yönlendirmesi ile vektör kontrollü asenkron motorun yük momentinin 8 Nm alınması durumu için alınan benzetim sonuçlarıdır. Burada $I_{mrd(set)}=11A$ ve $I_{sq}=25A$ 'lik referans değerleriyle (56Nm 'lik moment referansı) motor momenti oluşturularak rotor dönderilmiştir.



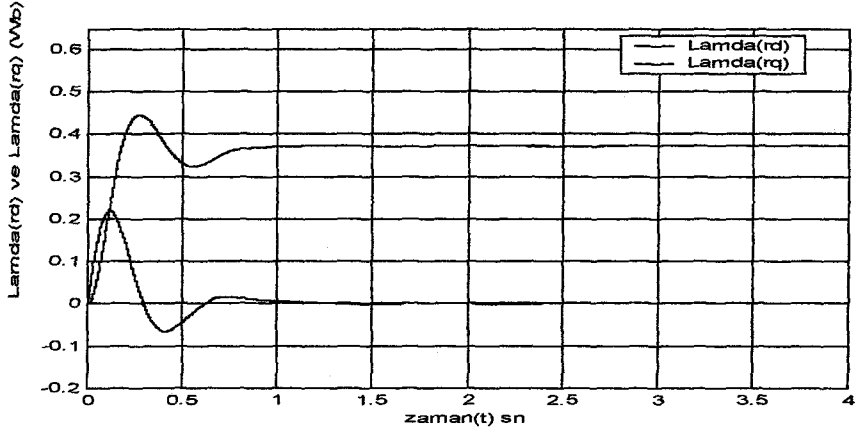
Şekil 6.9. Referans ve rotor hızlarının zamana göre değişimleri



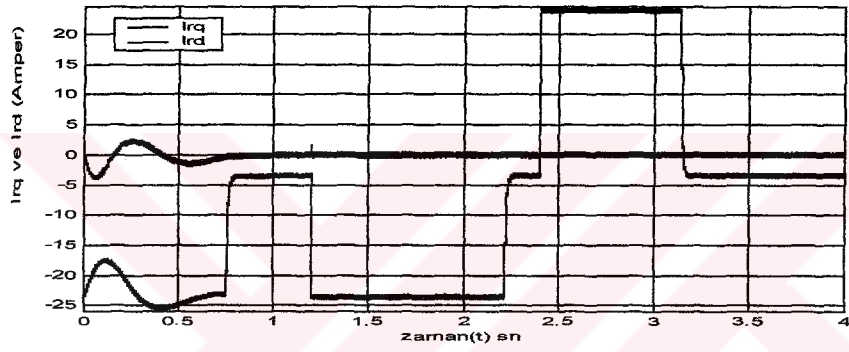
Şekil 6.10. Isq akımının ve Te momentinin zamana göre değişimleri



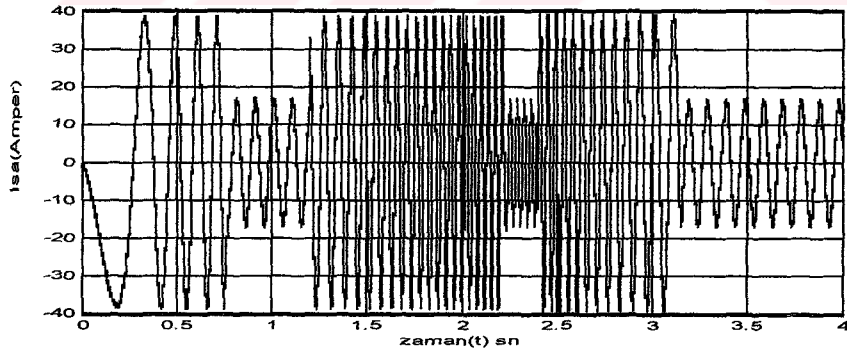
Şekil 6.11. Imrd(set) ve Isd(set) akımlarının zamana göre değişimleri



Şekil 6.12. λ_{rd} ve λ_{rq} akılarının zamana göre değişimleri



Şekil 6.13. i_{rq} ve i_{rd} akımlarının zamana göre değişimleri



Şekil 6.14. i_{sa} akımının zamana göre değişimleri

Değerlendirme:

Şekil 6.3 ve 6.9'dan da görüldüğü gibi her iki motorunda verilen referans hız değerlerini iyi bir şekilde takip etmeye çalıştığı görülmektedir. İkinci motorun ataleti büyük olduğu için referans değerleri daha geç bir sürede yakaladığı gözlenmiştir buda doğal bir sonuçtur. Ancak dikkat edilmesi gereken nokta birinci referans hız ile ikinci referans hız arasındaki sürenin iyi seçilmesidir. Aksi halde Şekil 6.9'da görüldüğü gibi referans hızları zamanında yakalayamama gibi sorunlar ortaya çıkabilir.

Bölüm 4'te momenti, Isq akımıyla kontrol edebileceğimizi söylemiştik. Şekil 6.4 ve 6.10'da momentin Isq akımını iyi bir şekilde takip ettiği görülmektedir. Başlangıçtaki eğimin sebebini anlayabilmek için, birinci motor için Şekil 6.5-6 ve ikinci motor için ise Şekil 6.11-12 şekillerini incelersek, geçici rejim durumundaki salınımlar gözönünde bulundurulursa momentin başlangıçta dalgalanma göstermesi normaldir.

Bu alan yönlendirme yönteminin doğruluğunun $\psi_{rq} = 0$ olması durumuna bağlı olduğunu dördüncü bölümde söylemişti. Şekil 6.6 ve 6.12'ye bakacak olursak, ψ_{rq} 'nin birkaç salınım yaptıktan sonra sıfıra gittiği gözlenmektedir. Buda yapmış olduğumuz benzetim programının geçerliliğini göstermektedir.

6.5.2.1. Parametre değişimlerinin etkilerinin incelenmesi

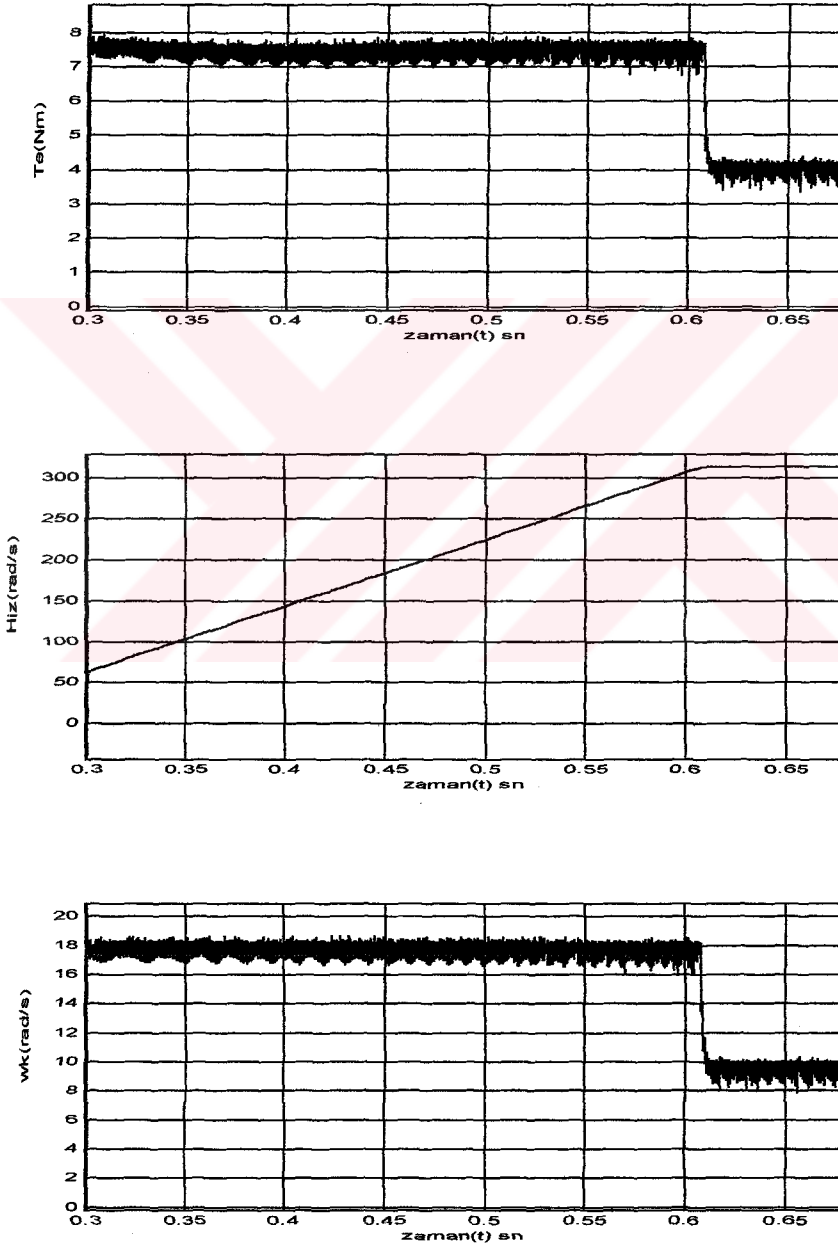
Bu bölümün ilk kısmında , alan yönlendirmesindeki baskın olan parametrelerin başlangıçtaki ölçme veya hesaplama hataları sonucunda kontrolöre yanlış aktarılması ile oluşabilecek hatalar gözlenmiştir. Asenkron motorun ,dolaylı rotor akısı yönlendirmesi ile vektör kontrollü yapıldığından, alan yönlendirme kontrolündeki baskın olan parametreler rotor direnci ve indüktansıdır. İkinci kısımda ise kontrolör parametrelerinin hesabında kullanılan motor parametreleri sabit alınarak motorun çalışma koşullarındaki parametre değişimlerinin motor performansını nasıl etkilediği incelenmiştir.

Aşağıdaki bölümde, her bir motor için sonuçlar parametre değişimsiz olarak bir defa verilip daha sonra parametre değişimli olarak çalıştırılan benzetim programının sonuçları karşılaştırılmıştır.

Motor 1:

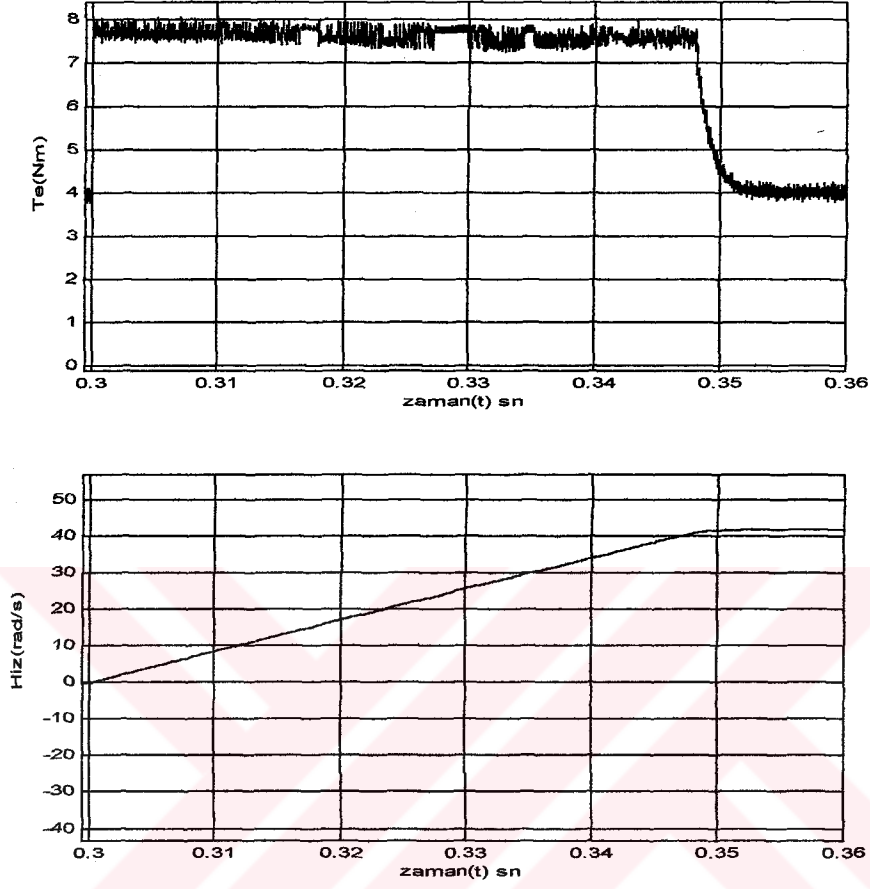
Parametre değişimsiz ve yük momentinin 4 Nm olduğu durum için, ikinci benzetim programından alınan sonuçlar;

Nominal hızda çalışma durumu;



şekil 6.15. T_e momentini, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri

Nominal hızın %13.4'de çalışma durumu;

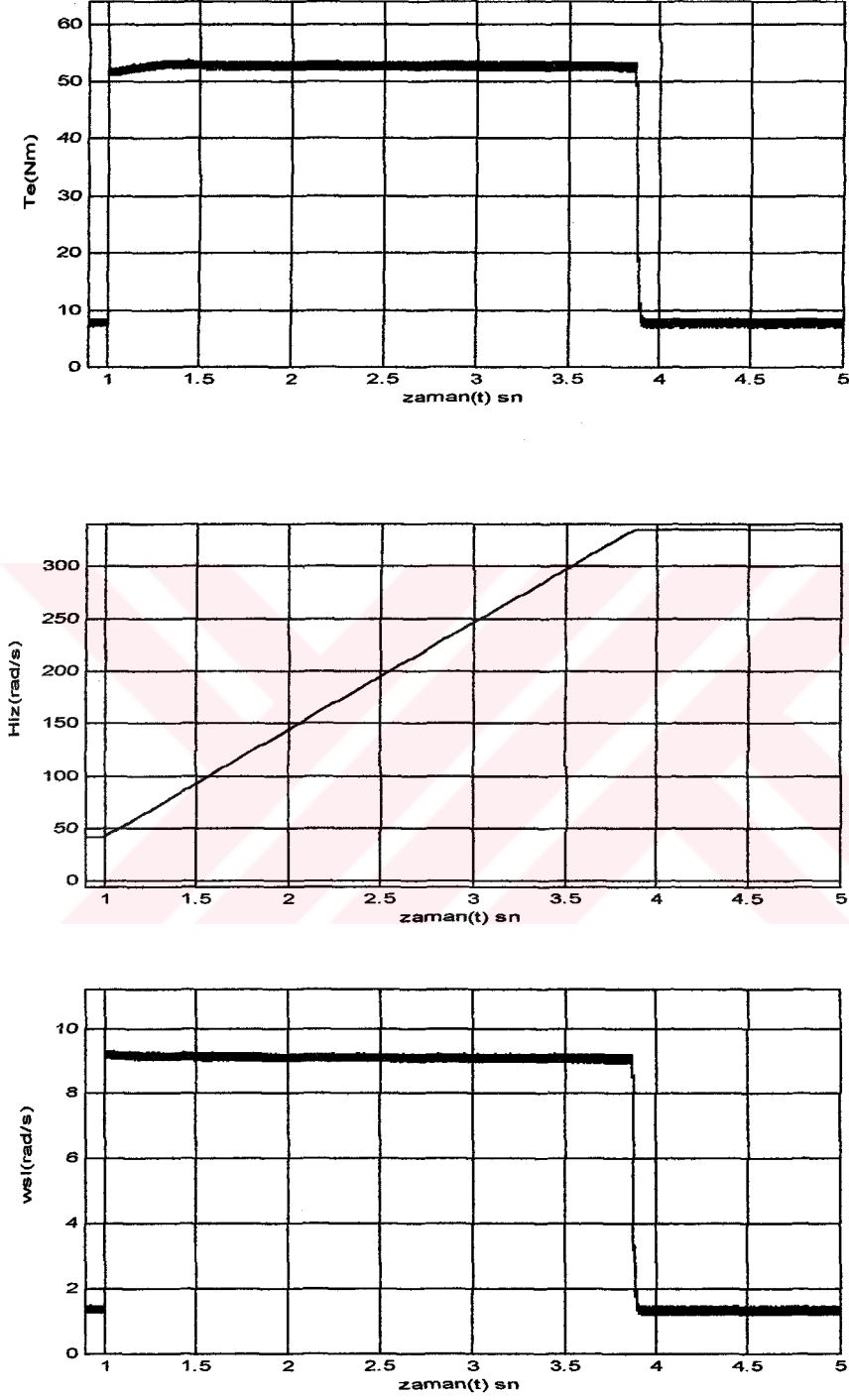


Şekil 6.16. T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

Motor 2:

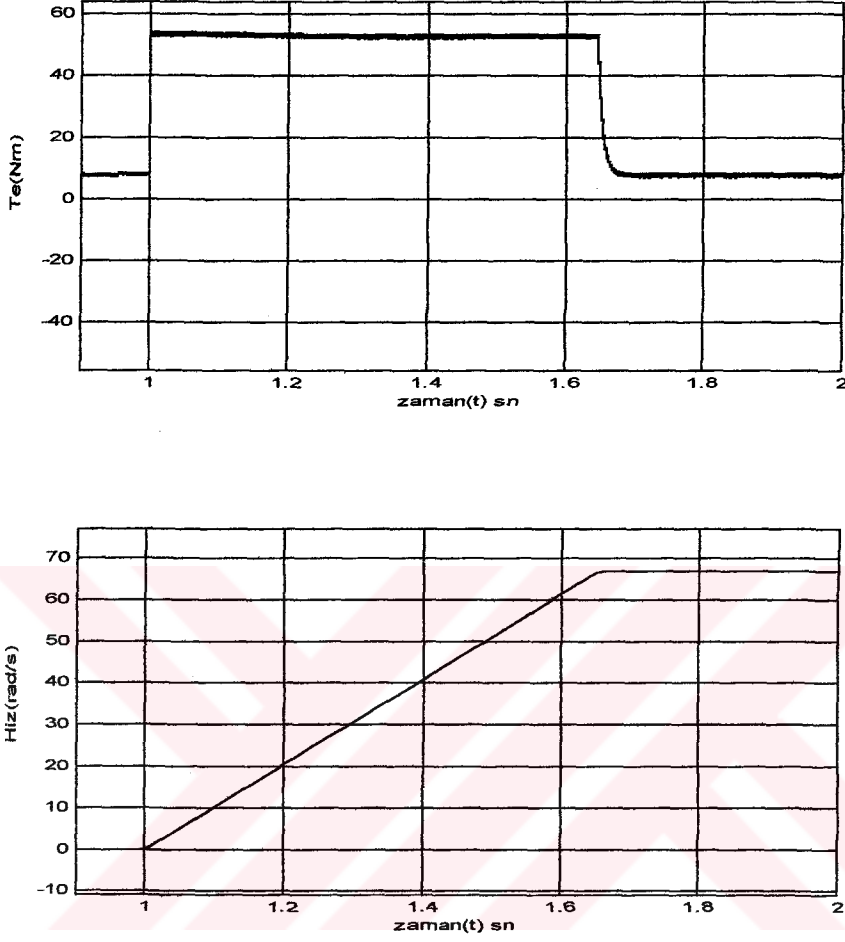
Parametre değişimsiz ve yük momentinin 8 Nm olduğu durum için, ikinci benzetim programından alınan sonuçlar;

Nominal hızda çalışma durumu;



Şekil 6.17. T_e momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri

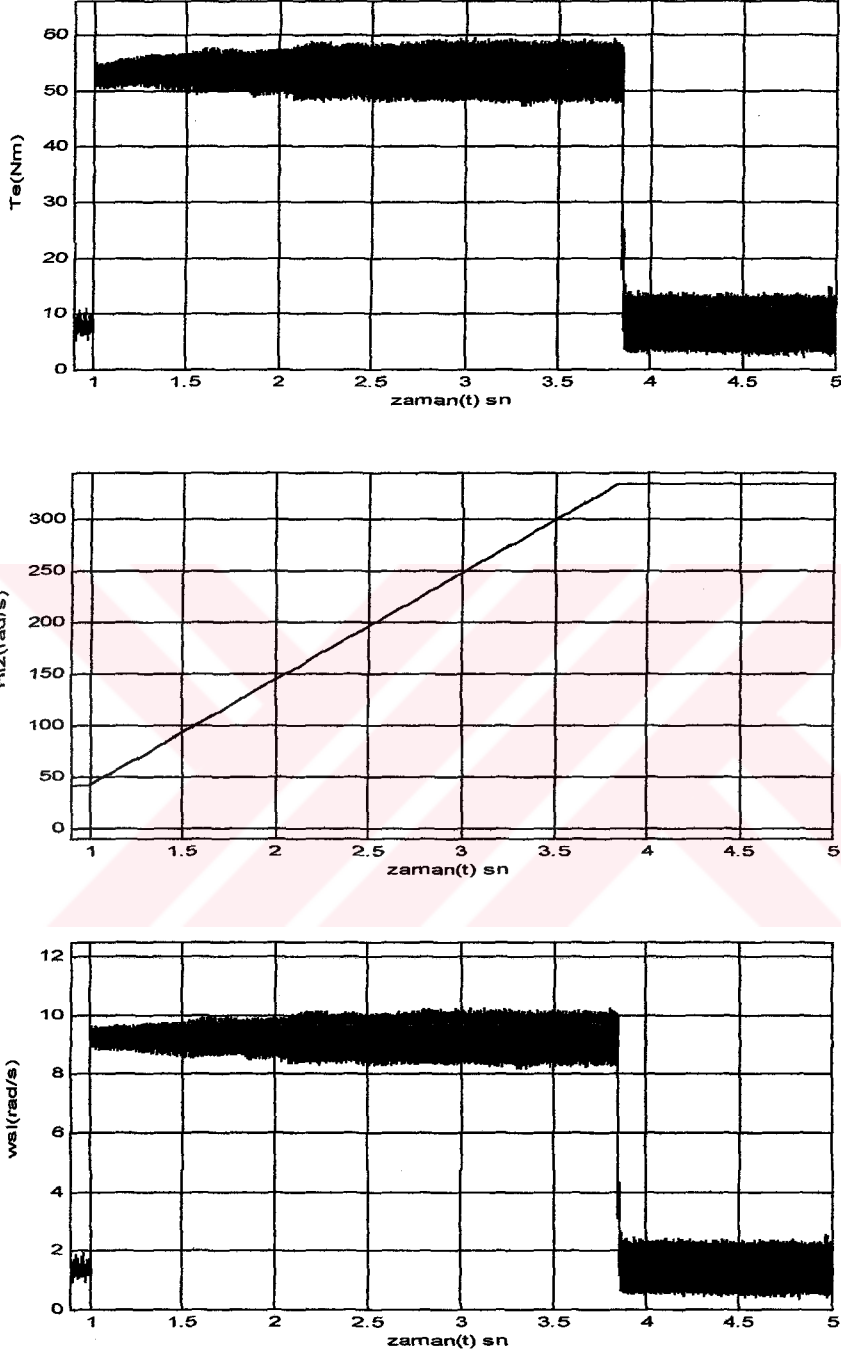
Nominal hızın %20'sinde çalışma durumu;



Şekil 6.18. T_e momentini ve rotor hızının zamana göre değişimleri

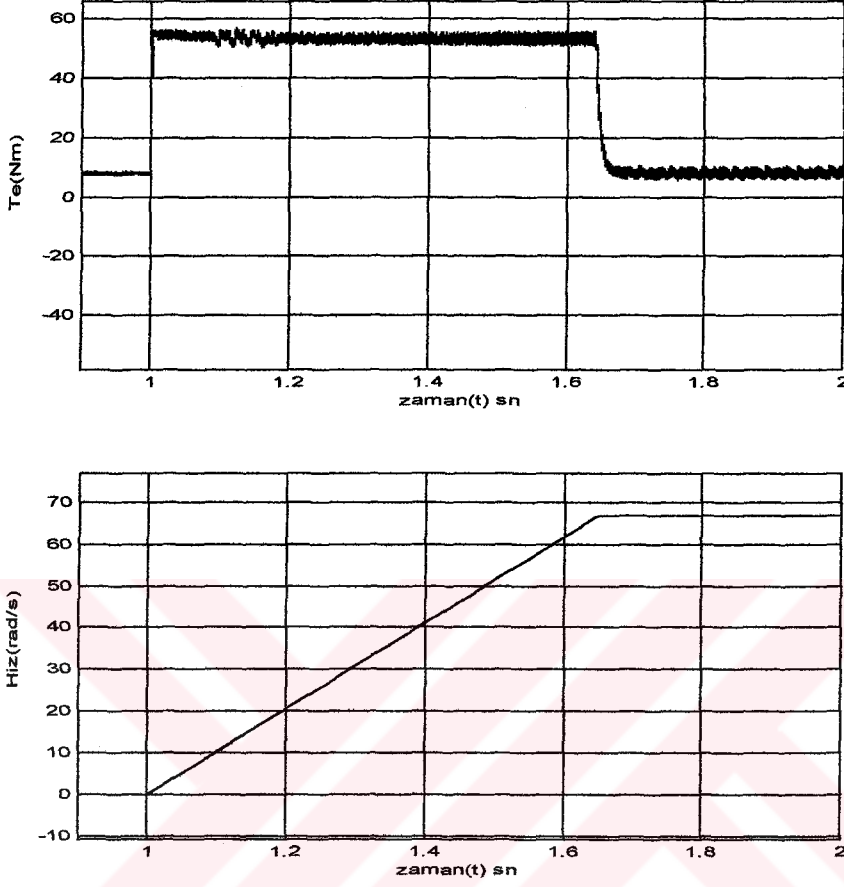
Aynı koşullar altındaki motor 2 için üçüncü benzetim programının sonuçları,

Nominal hızda çalışma durumu;



Şekil 6.19. T_e momentinin , rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri

Nominal hızın %20'sinde çalışma durumu;



Şekil 6.20. T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

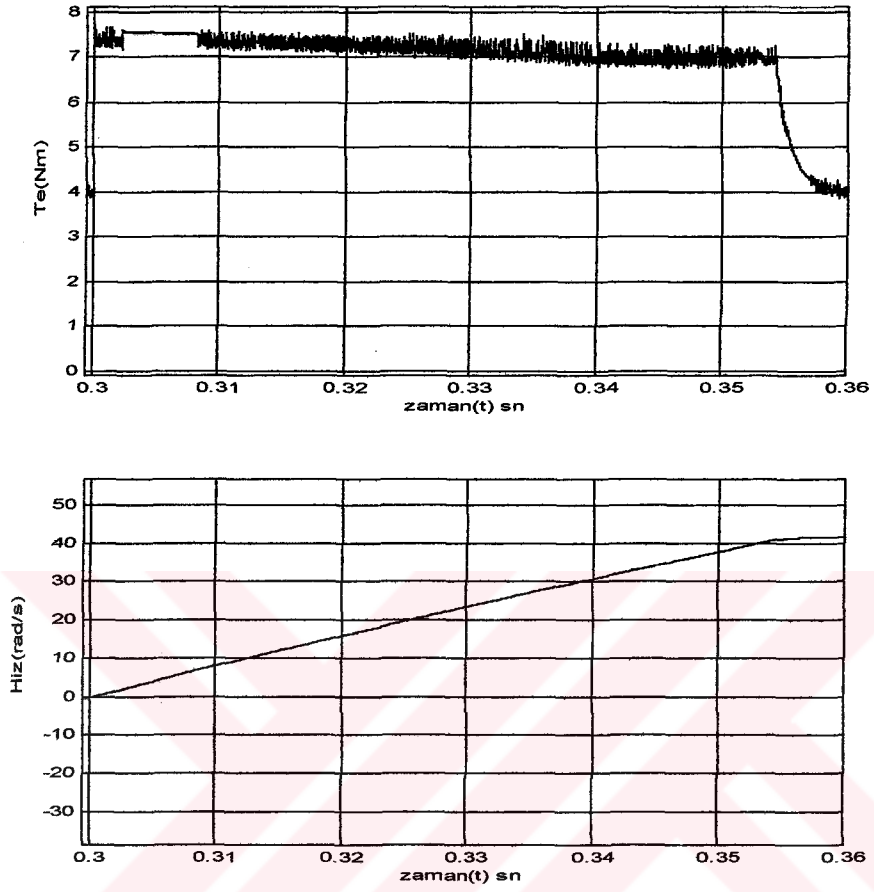
a) Alan yönlendirmesindeki motor parametrelerin hatalı girilmesi

Motor 1:

R_r direncinin değişiminin incelenmesi

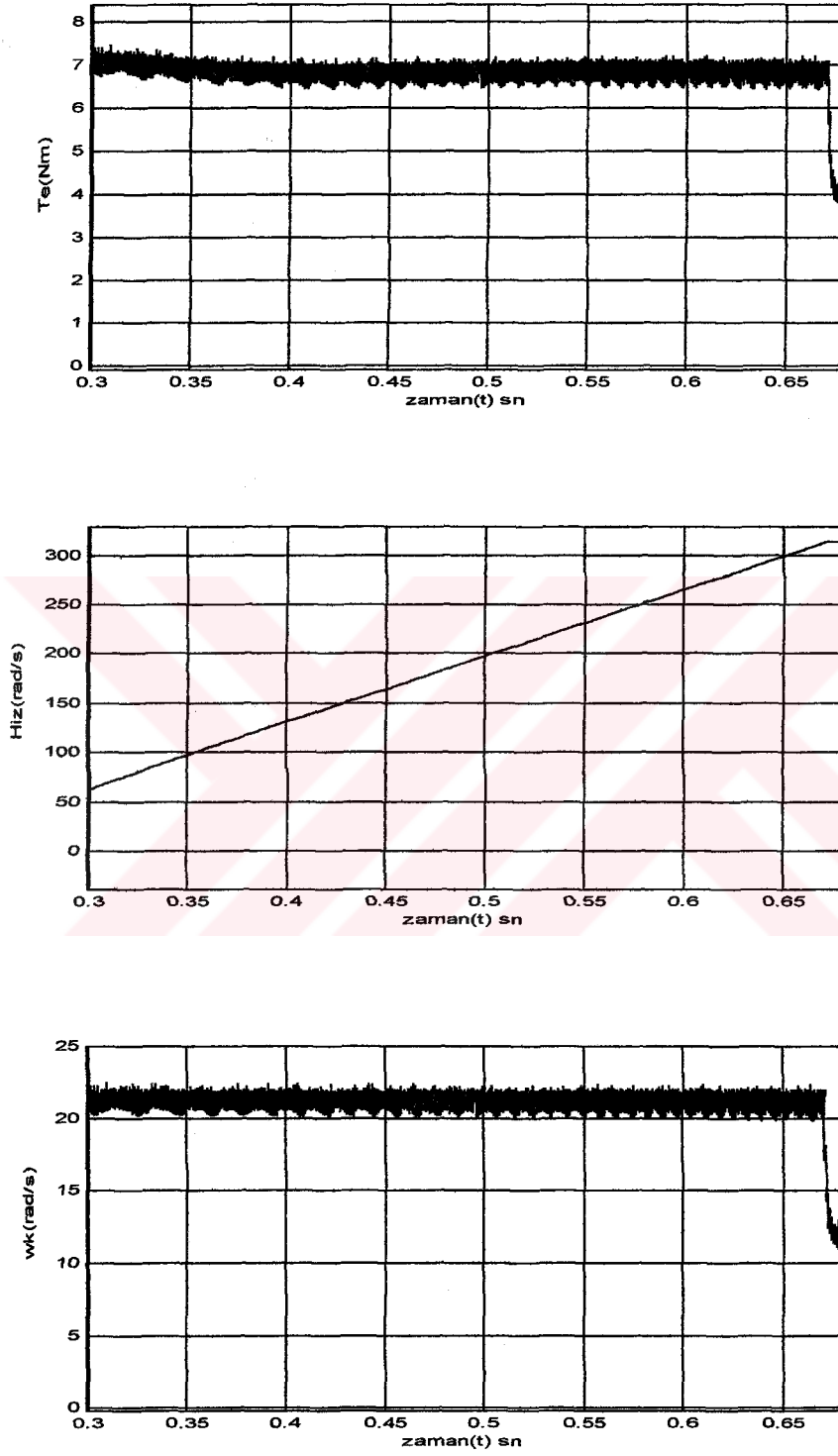
Aşağıdaki grafikler rotor direncinin hesaba %20 fazla katılması durumu için çıkartılmış benzetim sonuçlarıdır.

Nominal hızın %13.4'de çalışma durumu;



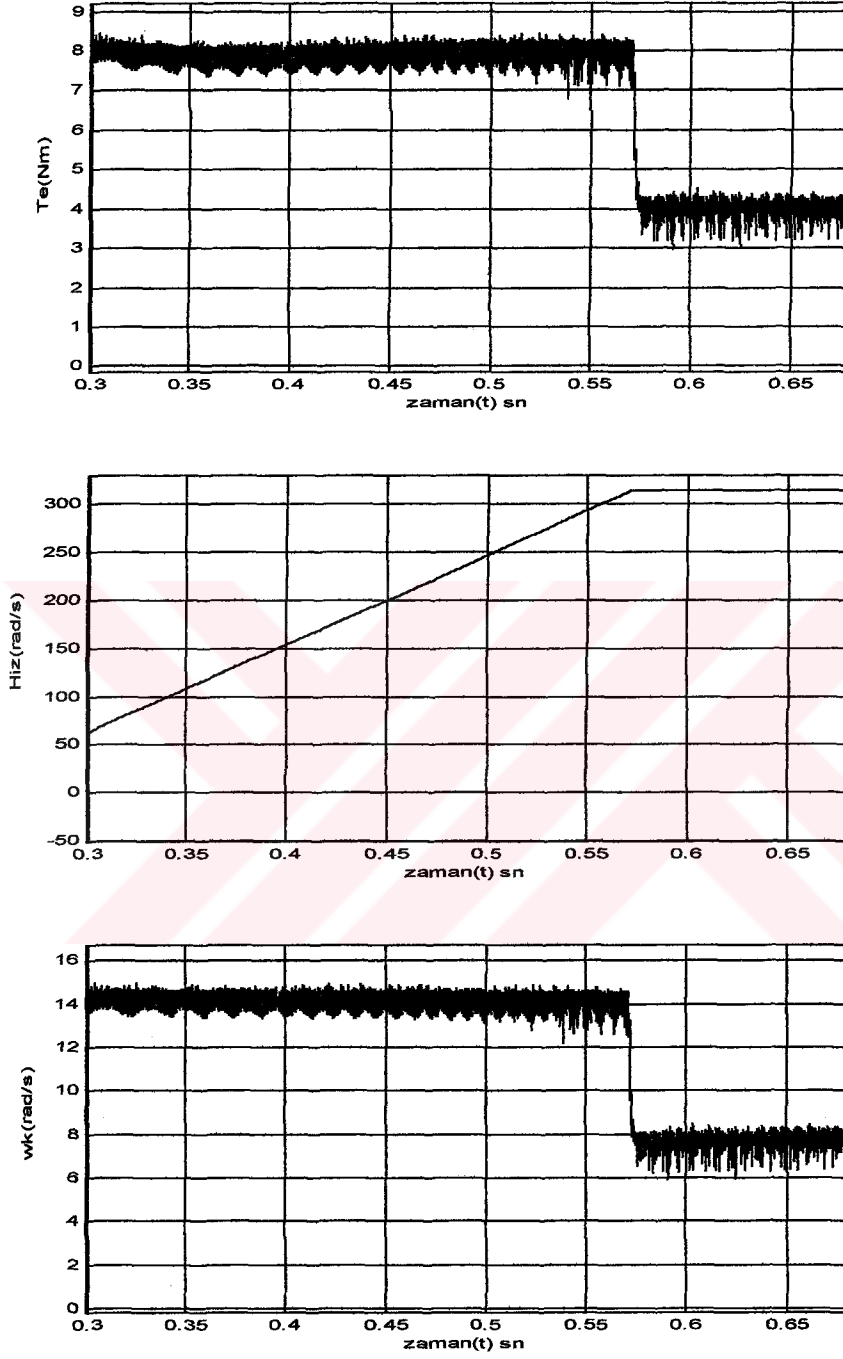
Şekil 6.21. T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

Nominal hızda çalışma durumu;



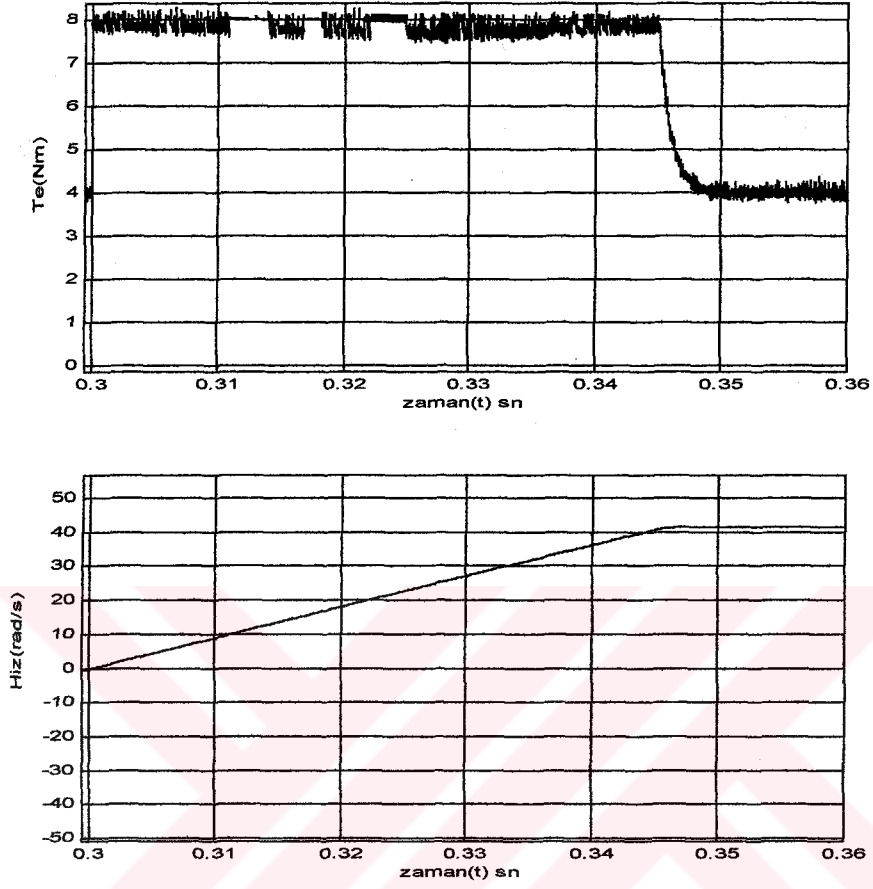
Şekil 6.22. T_e momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri

Rotor direncinin hesaba %20 az katılması ve nominal hızda çalışma durumu,



Şekil 6.23. T_e momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri

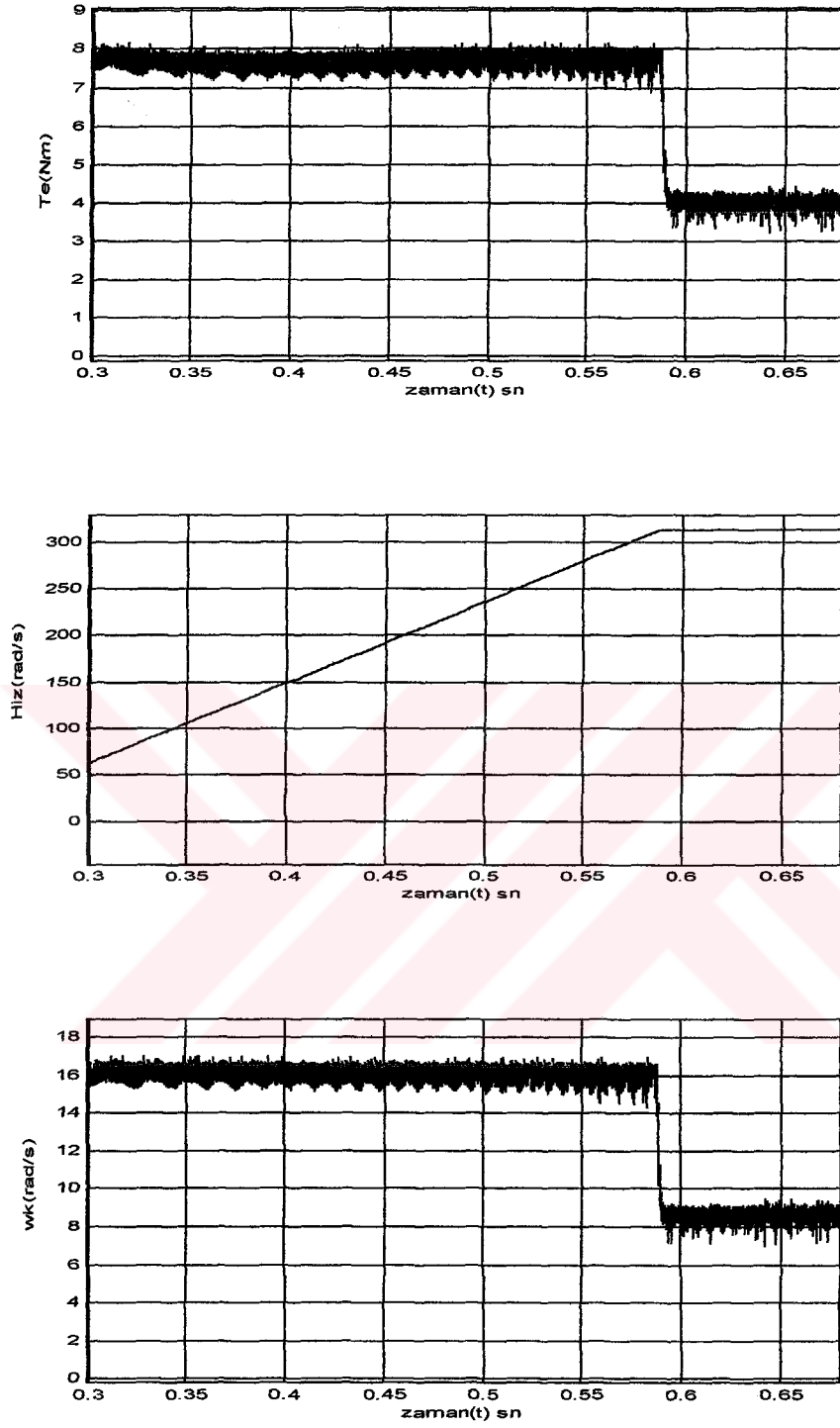
Nominal hızın %13.4'de çalışma durumu;



Şekil 6.24. T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

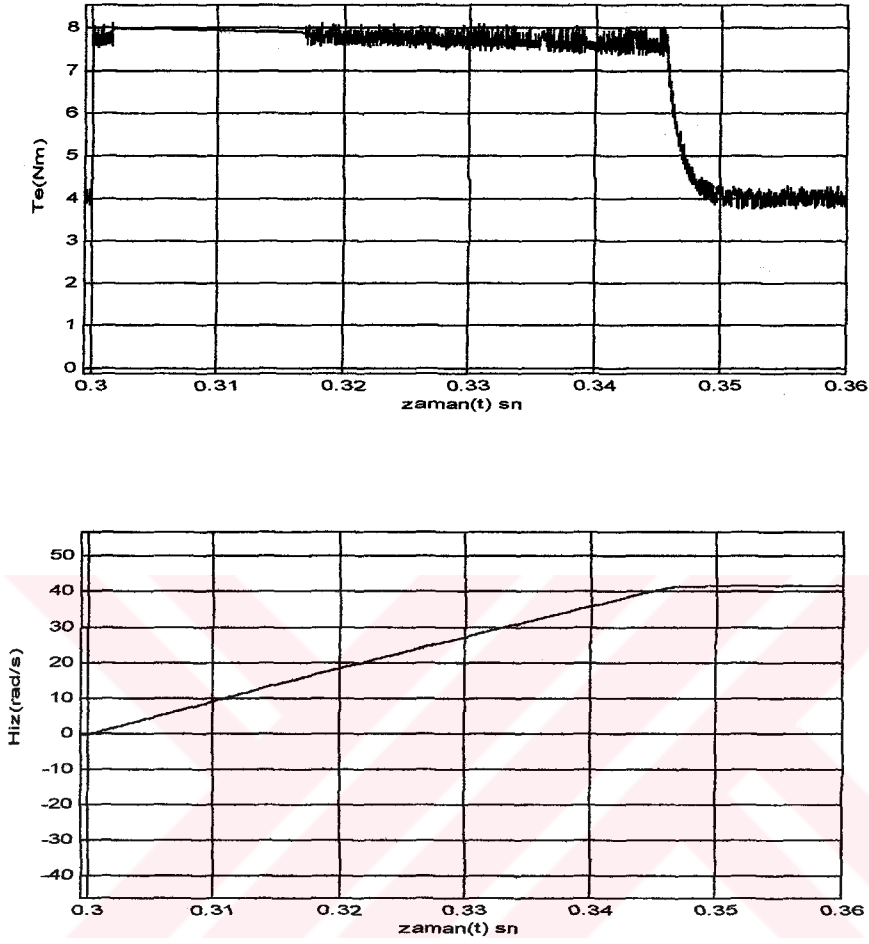
L_r indüktansının değişiminin incelenmesi

Aşağıdaki grafikler rotor indüktansının hesaba %10 fazla katılması ve nominal hızda çalışma durumu için çıkartılmış benzetim sonuçlarıdır.



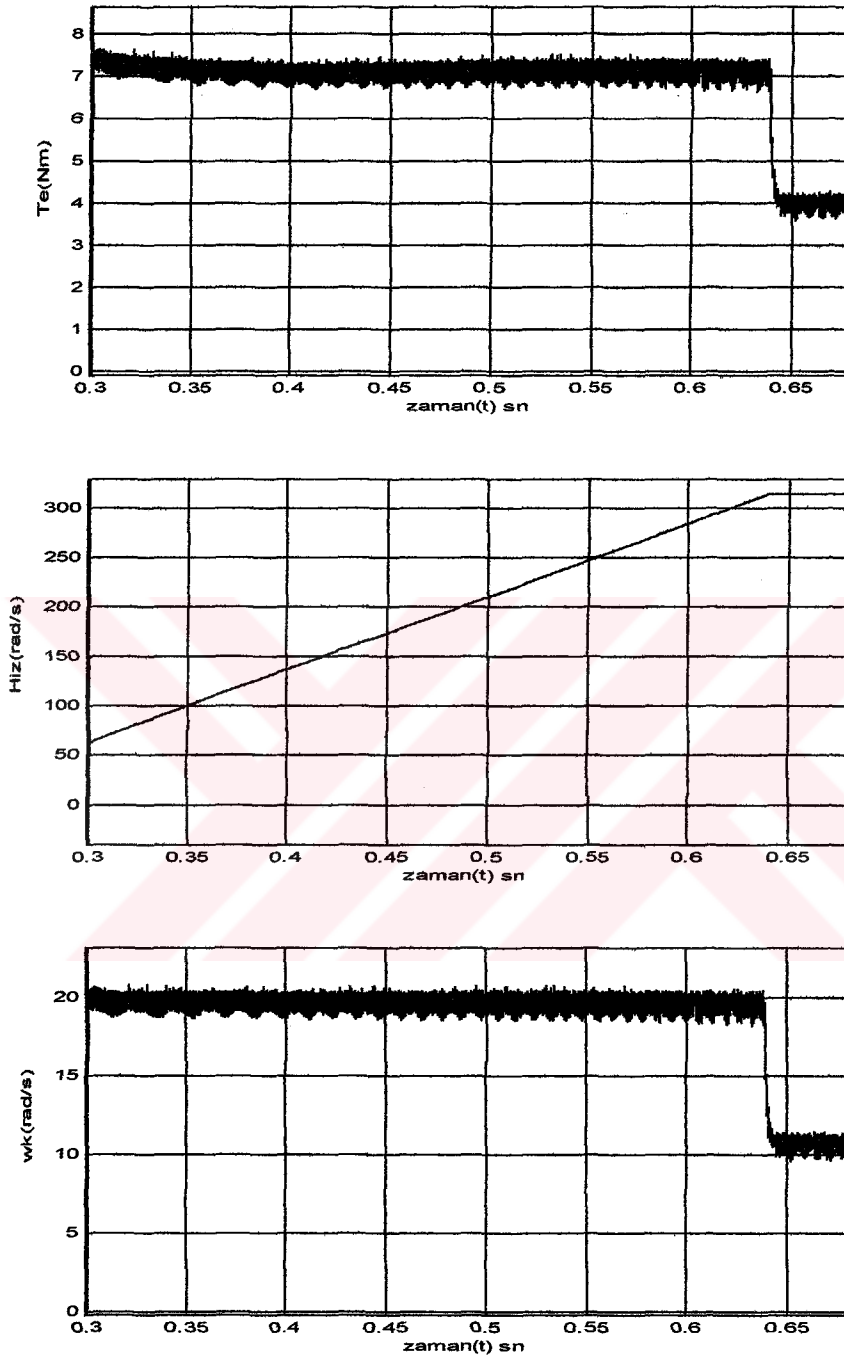
Şekil 6.25. T_e momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri

Nominal hızın %13.4'de çalışma durumu;



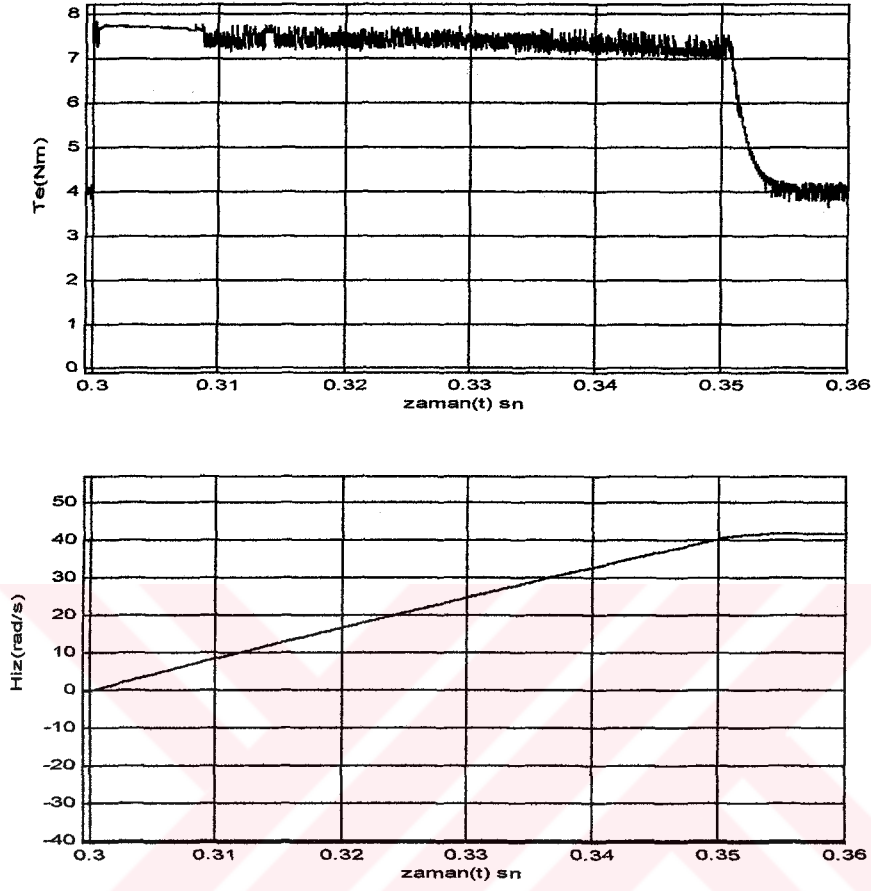
Şekil 6.26. T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

Rotor indüktansının hesaba %10 az katılması ve nominal hızda çalışma durumu;



Şekil 6.27. T_e momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri

Nominal hızın %13.4'de çalışma durumu;



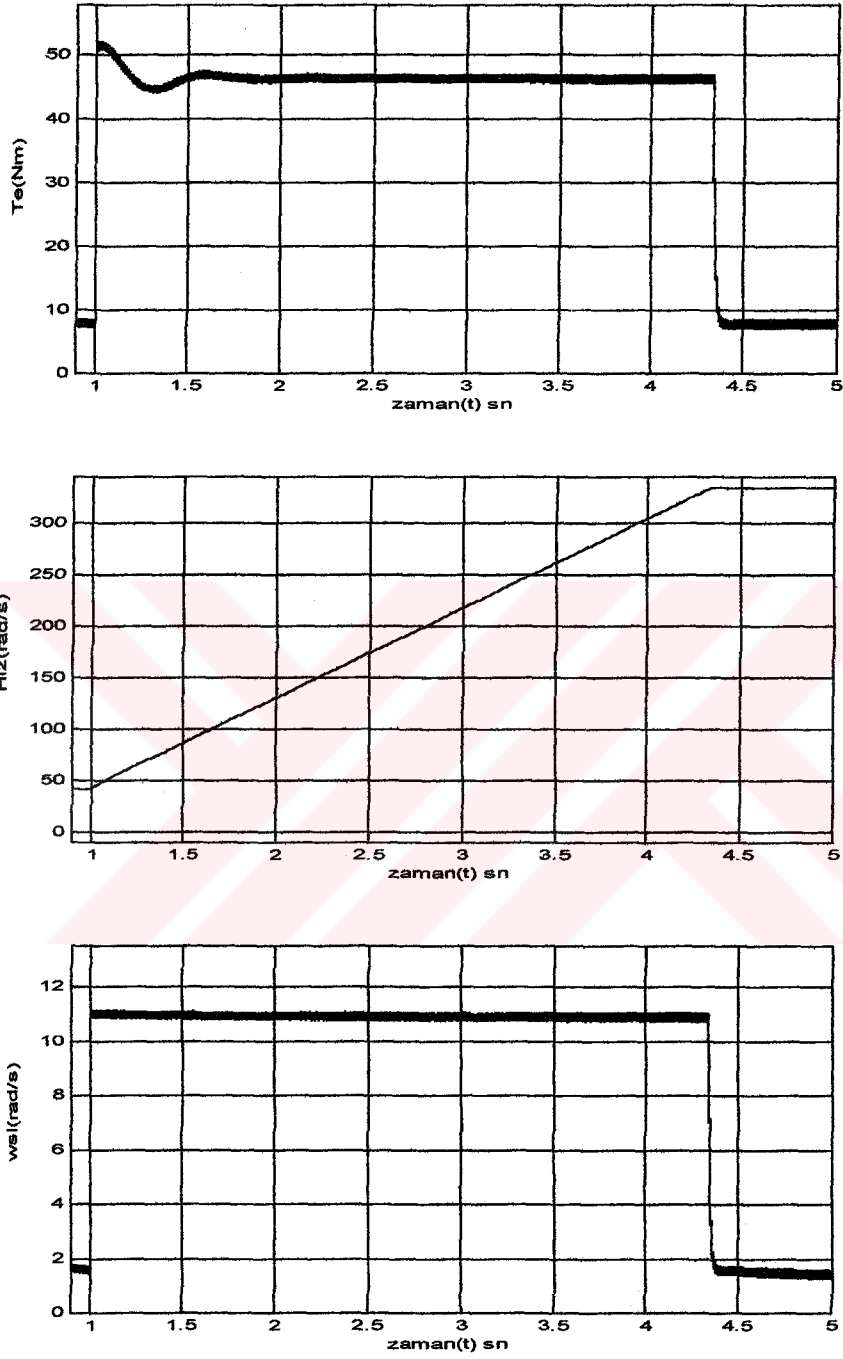
Şekil 6.28. T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

Motor 2'nin ikinci benzetimi

R_r direncinin değişiminin incelenmesi

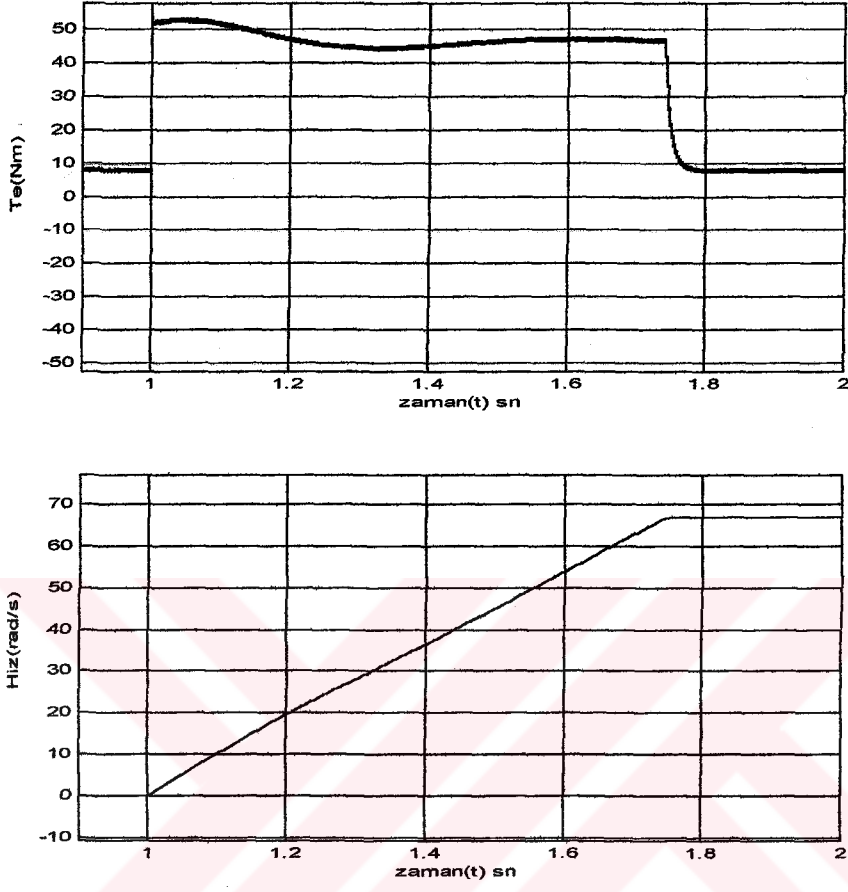
Aşağıdaki grafikler rotor direncinin hesaba %20 fazla katılması durumu için çıkartılmış benzetim sonuçlarıdır.

Nominal hızda çalışma durumu;



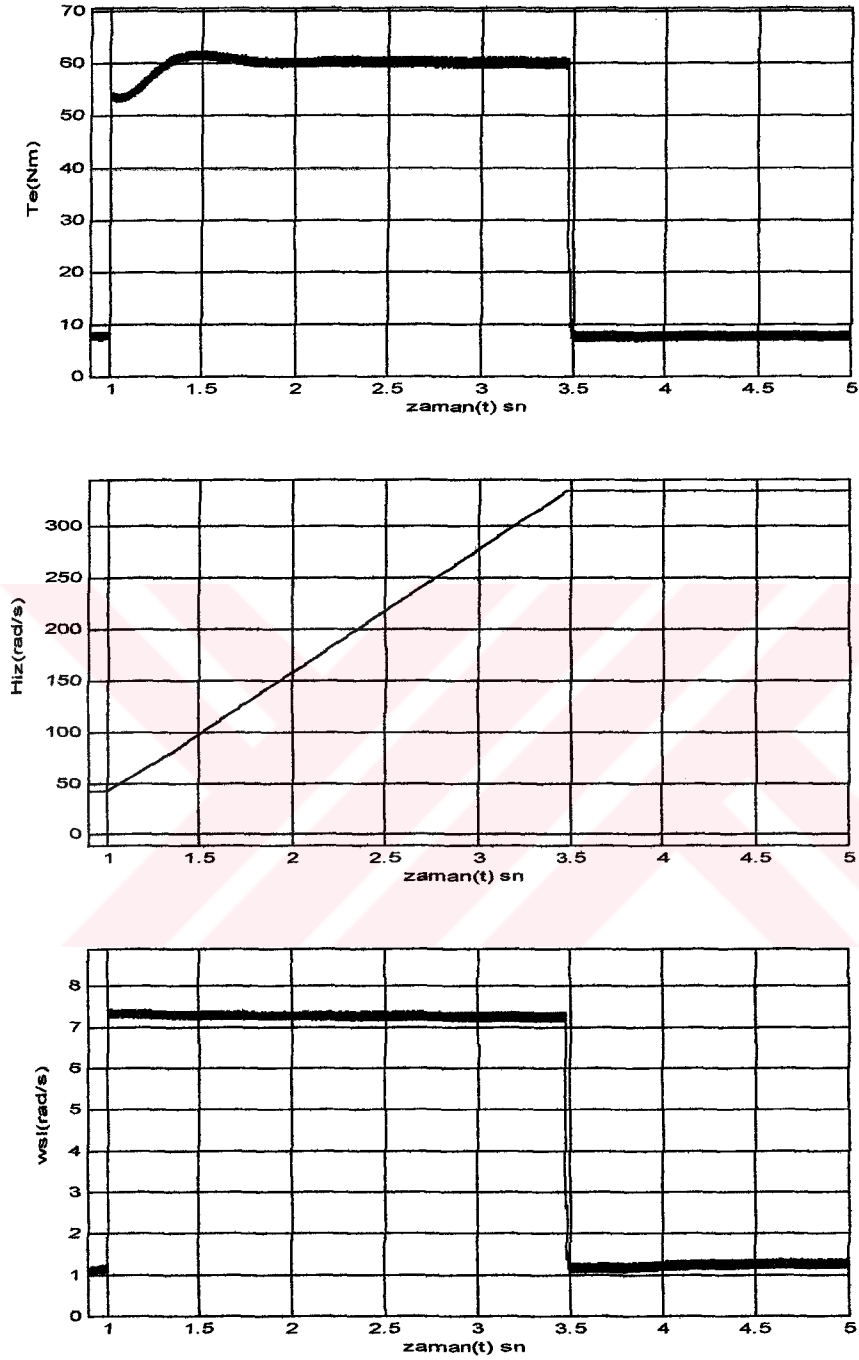
Şekil 6.29. T_e momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri

Nominal hızın %20'sinde çalışma durumu;



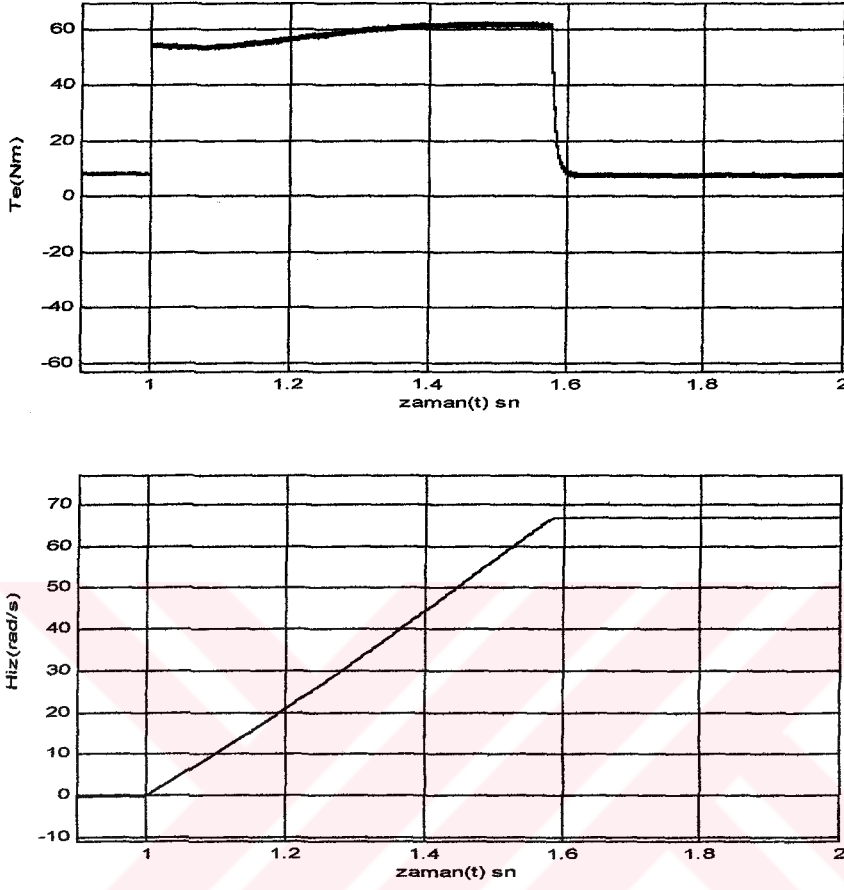
Şekil 6.30. T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

Rotor direncinin hesaba %20 az katılması ve nominal hızda çalışma durumu



Şekil 6.31. T_e momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri

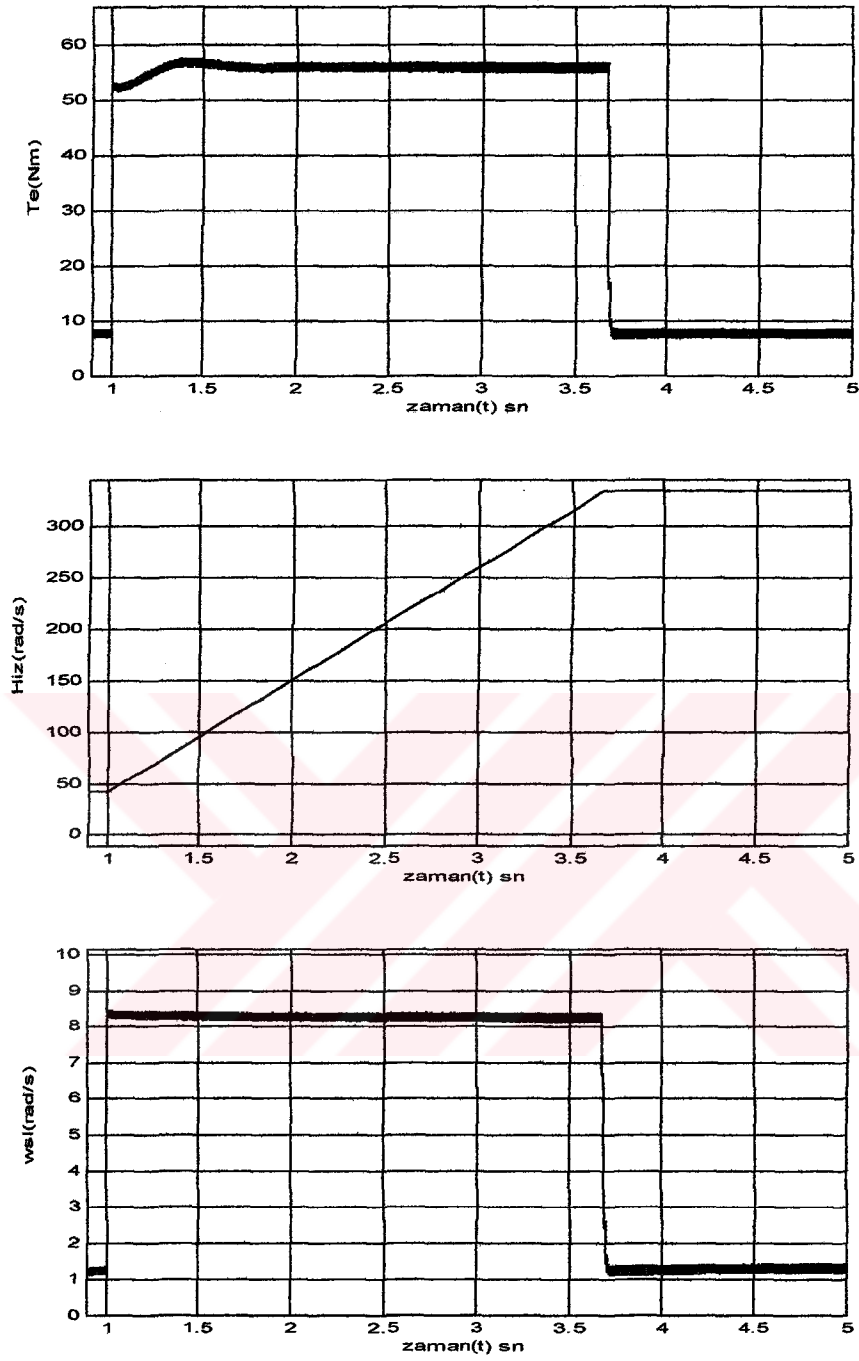
Nominal hızın %20'sinde çalışma durumu;



Şekil 6.32. T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

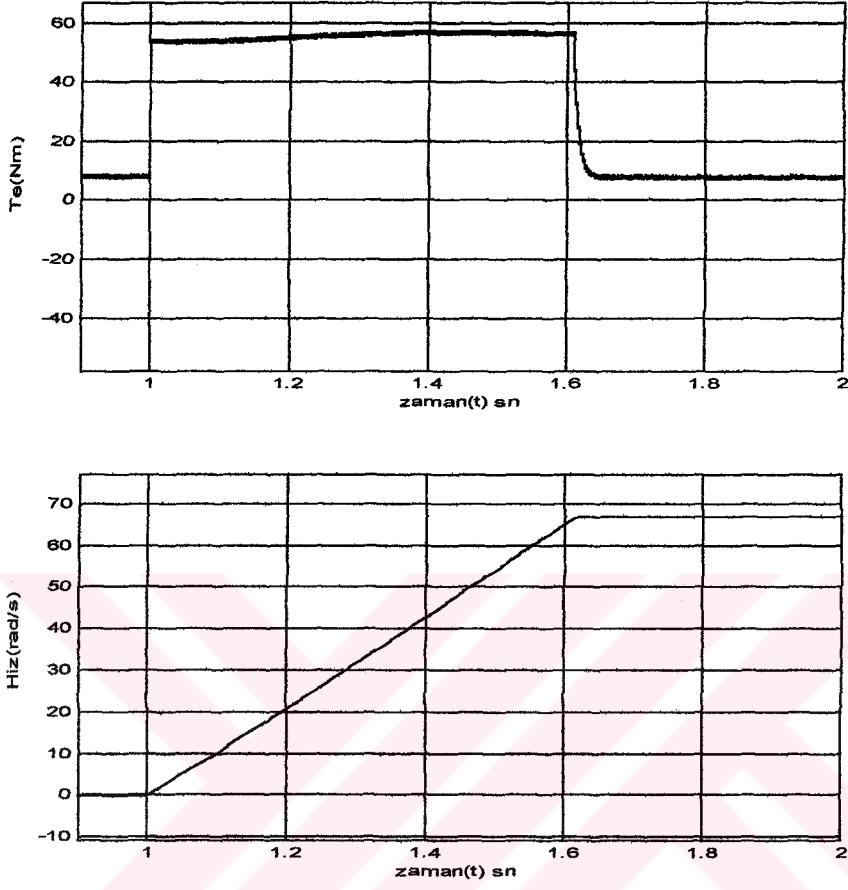
L_r indüktansının değişiminin incelenmesi

Aşağıdaki grafikler rotor indüktansının hesaba %10 fazla katılması ve nominal hızda çalışma durumu için çıkartılmış benzetim sonuçlarıdır.



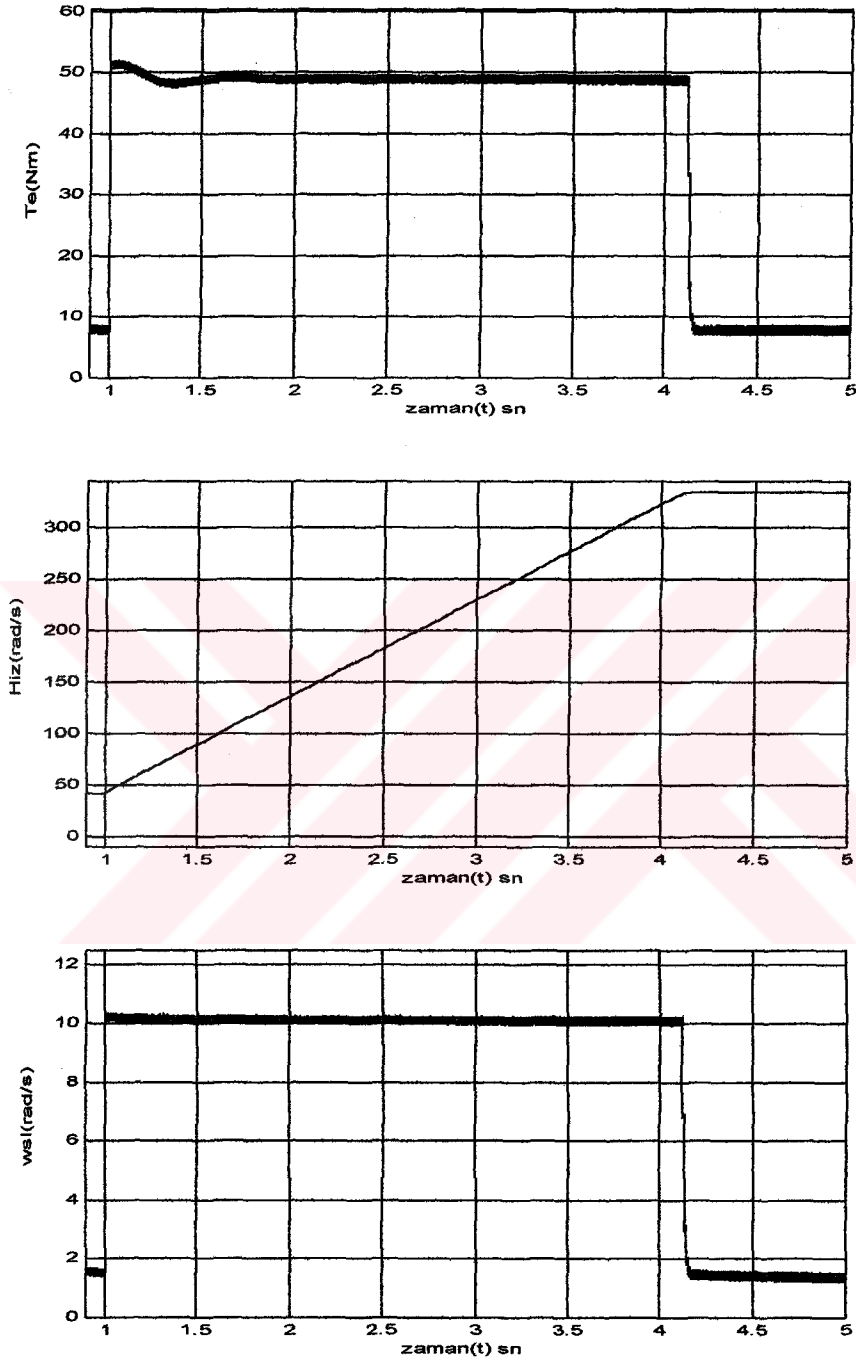
Şekil 6.33. T_e momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri

Nominal hızın %20'sinde çalışma durumu;



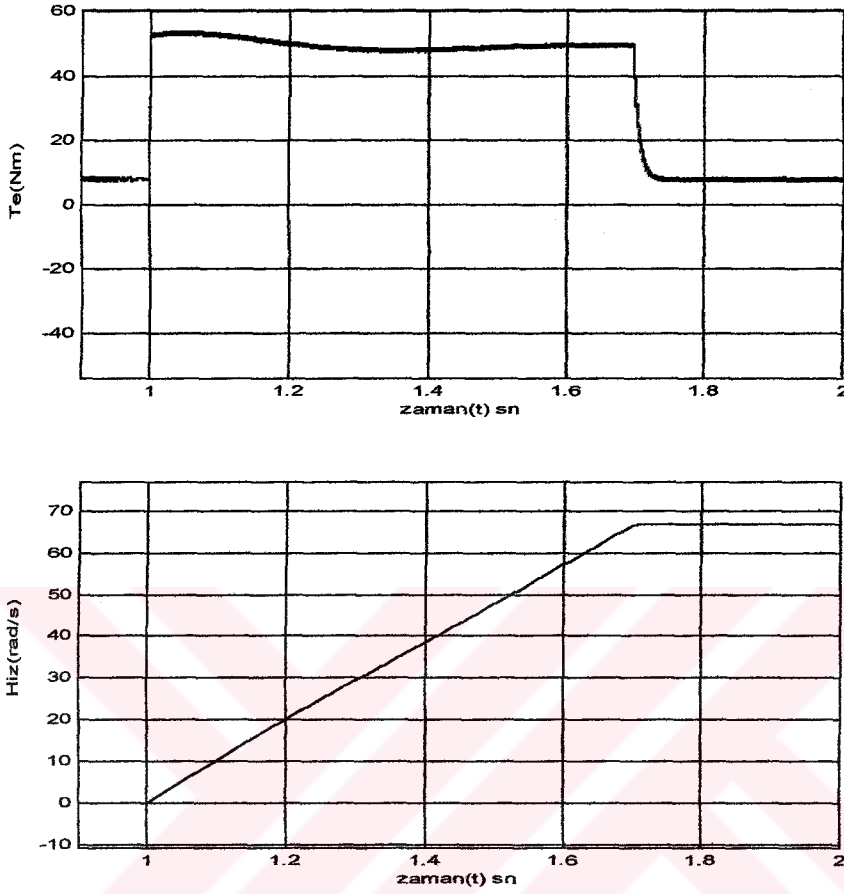
Şekil 6.34. T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

Rotor indüktansının hesaba %10 az katılması ve nominal hızda çalışma durumu;



Şekil 6.35. T_e momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri

Nominal hızın %20'sinde çalışma durumu;



Şekil 6.36. T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

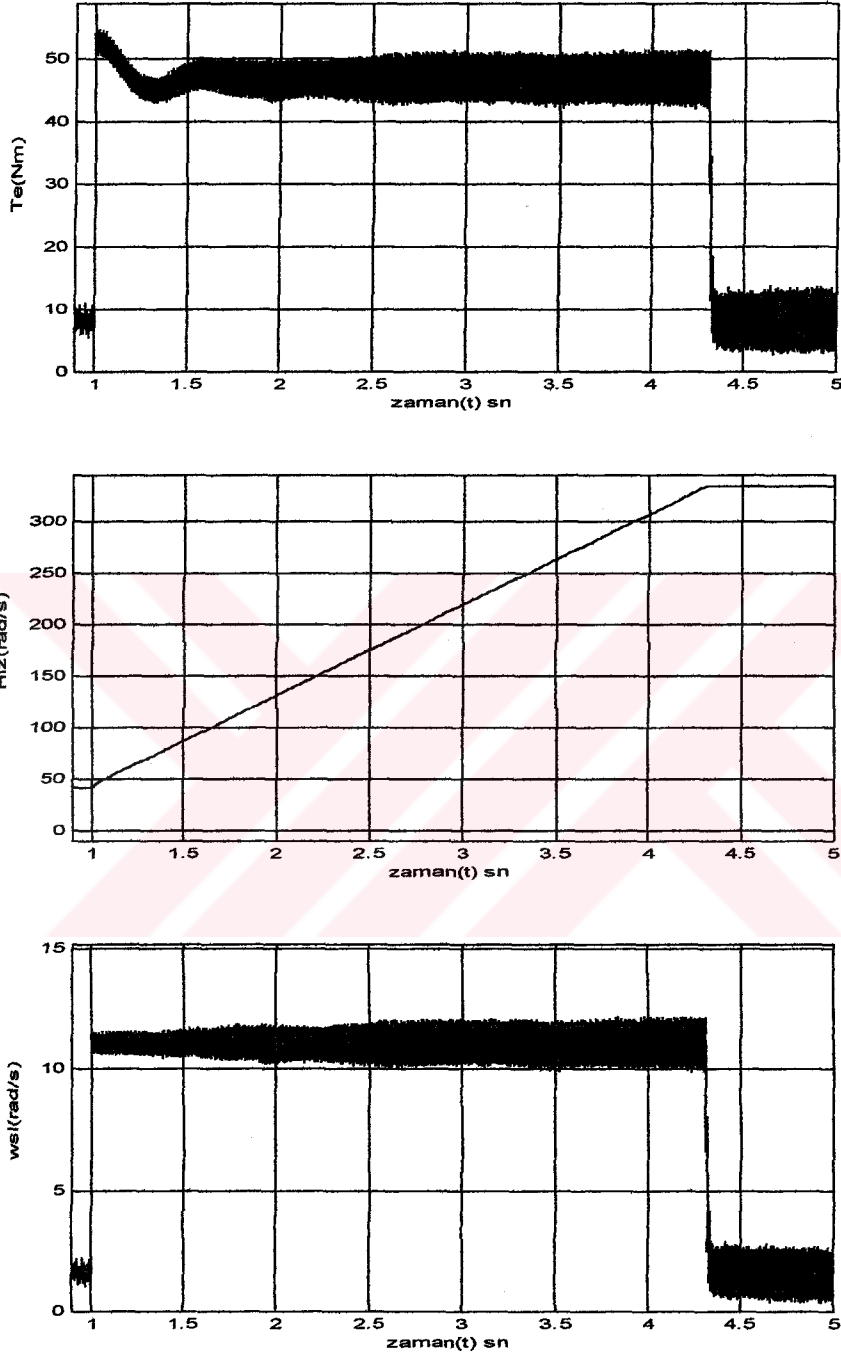
Motor 2'nin üçüncü benzetimi

Bu benzetim programında düzeltme denklemlerinde L_s parametresi bulunduğu için , bu benzetimde onun etkisi de incelenmiştir.

R_r direncinin değişiminin incelenmesi

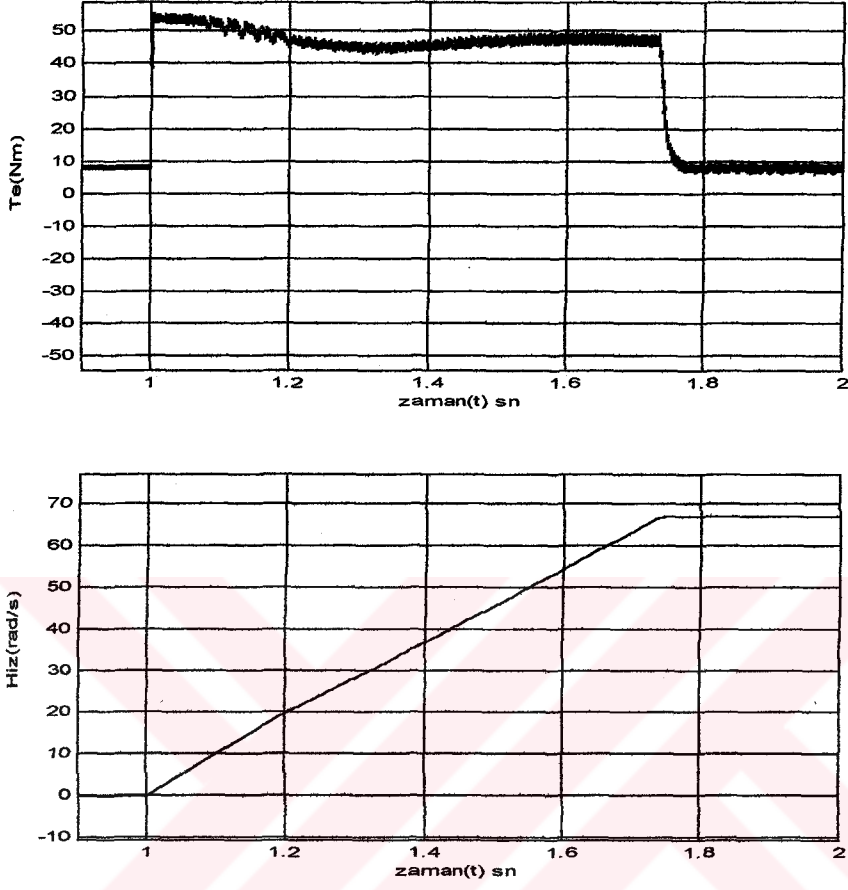
Aşağıdaki grafikler rotor direncinin hesaba %20 fazla katılması durumu için çıkartılmış benzetim sonuçlarıdır.

Nominal hızda çalışma durumu;



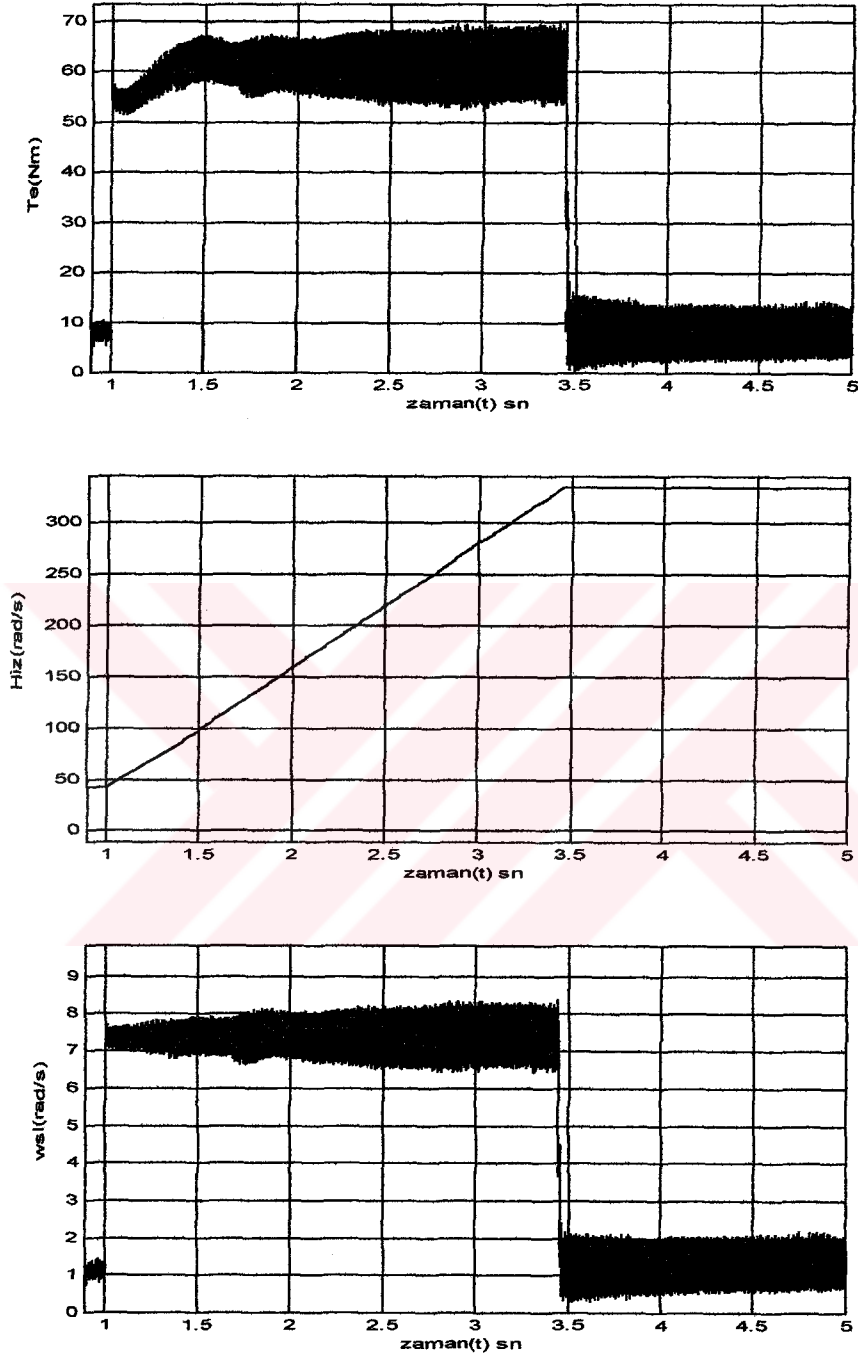
Şekil 6.37. T_e momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri

Nominal hızın %20'sinde çalışma durumu;



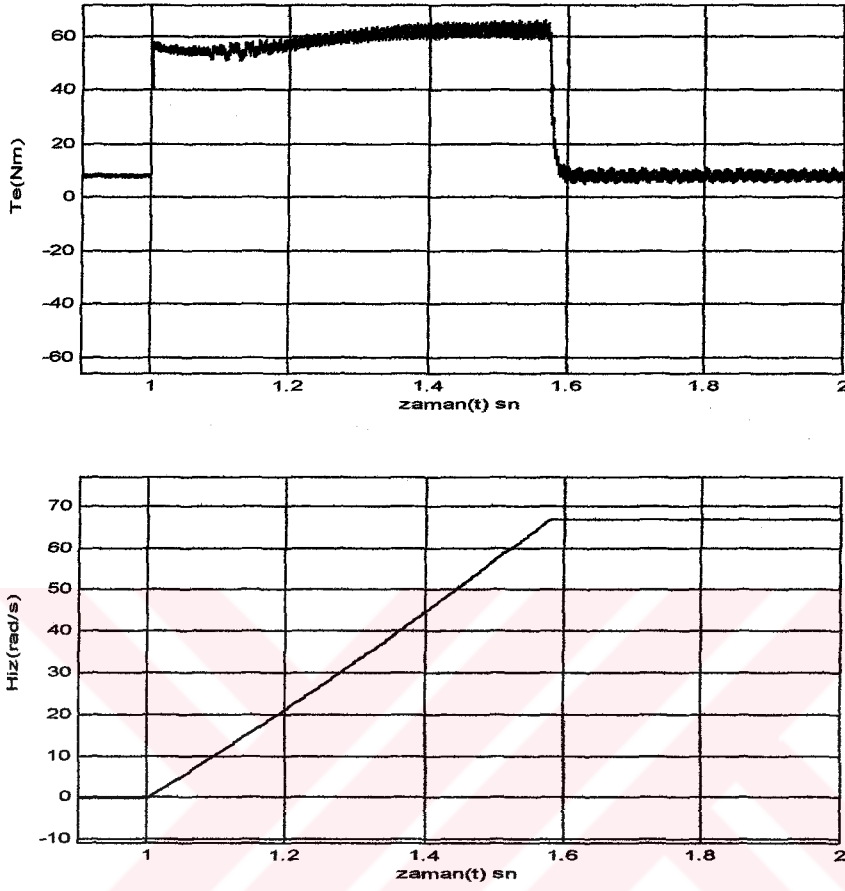
Şekil 6.38. T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

Rotor direncinin hesaba %20 az katılması ve nominal hızda çalışma durumu;



Şekil 6.39. T_e momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri

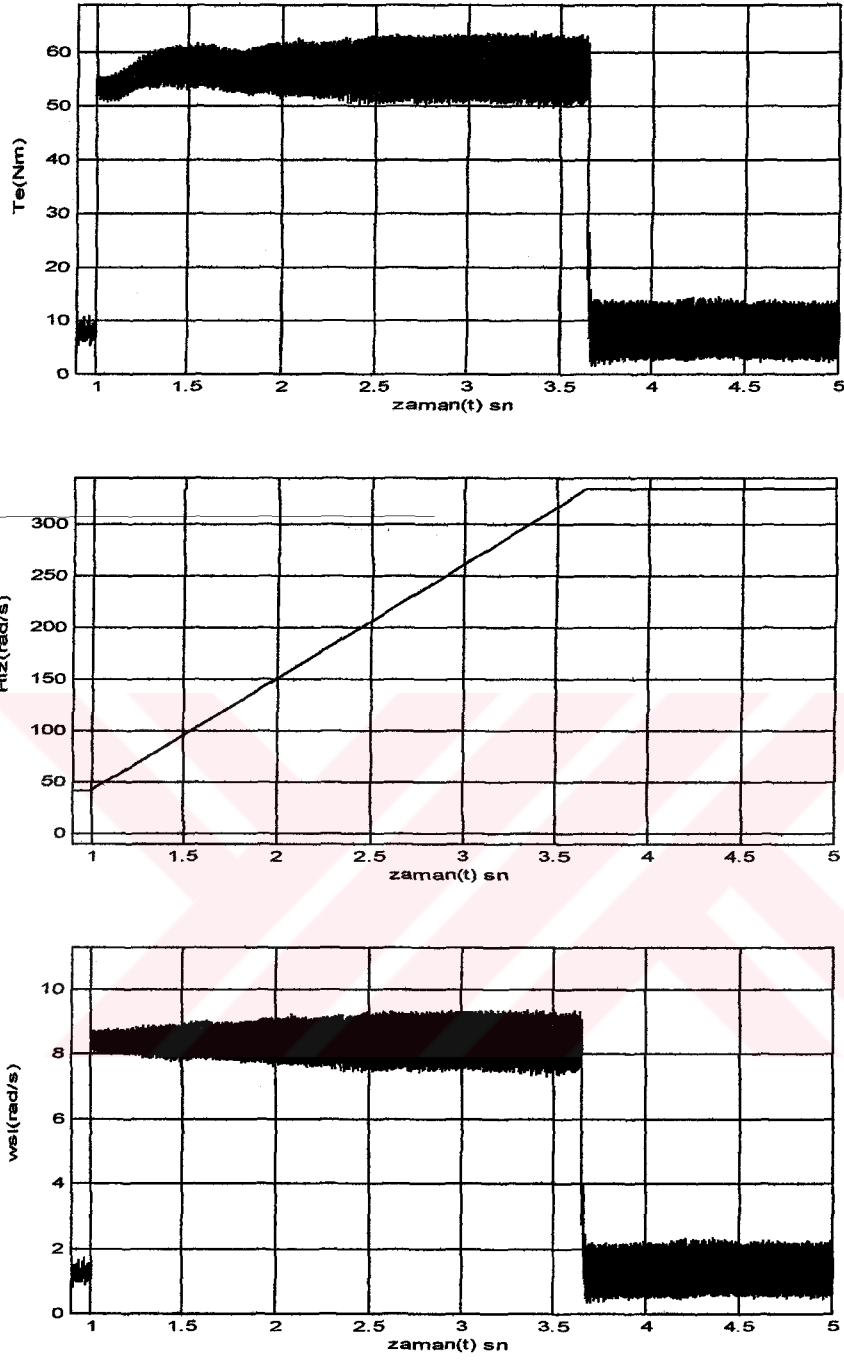
Nominal hızın %20'sinde çalışma durumu;



Şekil 6.40. T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

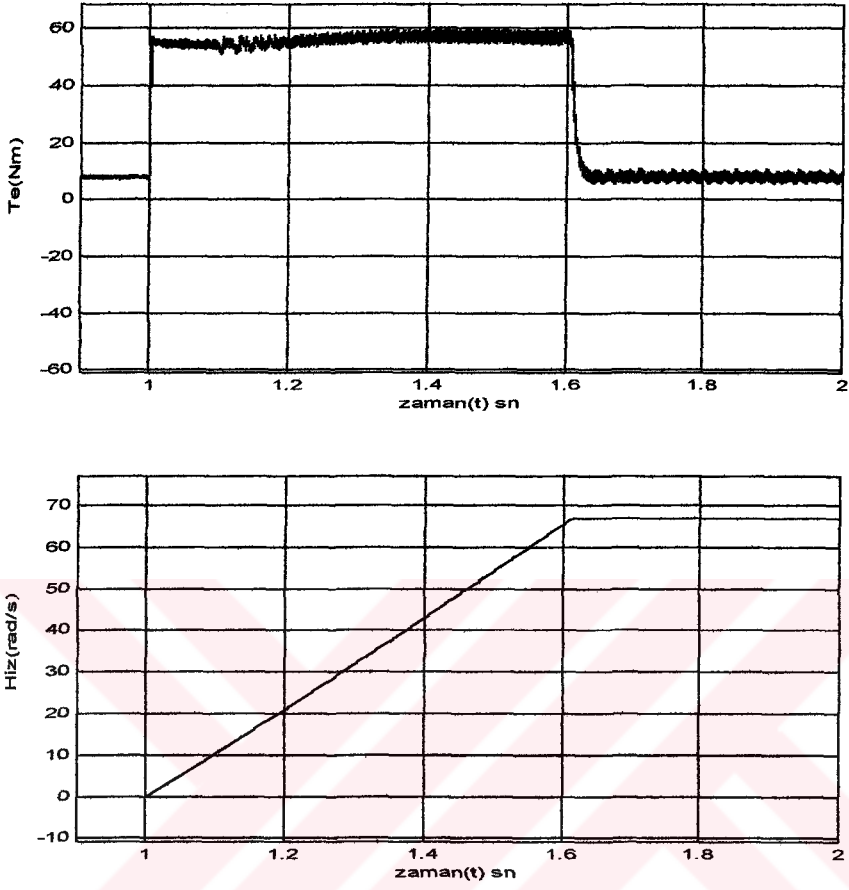
L_r indüktansının değişiminin incelenmesi

Aşağıdaki grafikler rotor indüktansının hesaba %10 fazla katılması ve nominal hızda çalışma durumu için çıkartılmış benzetim sonuçlarıdır.



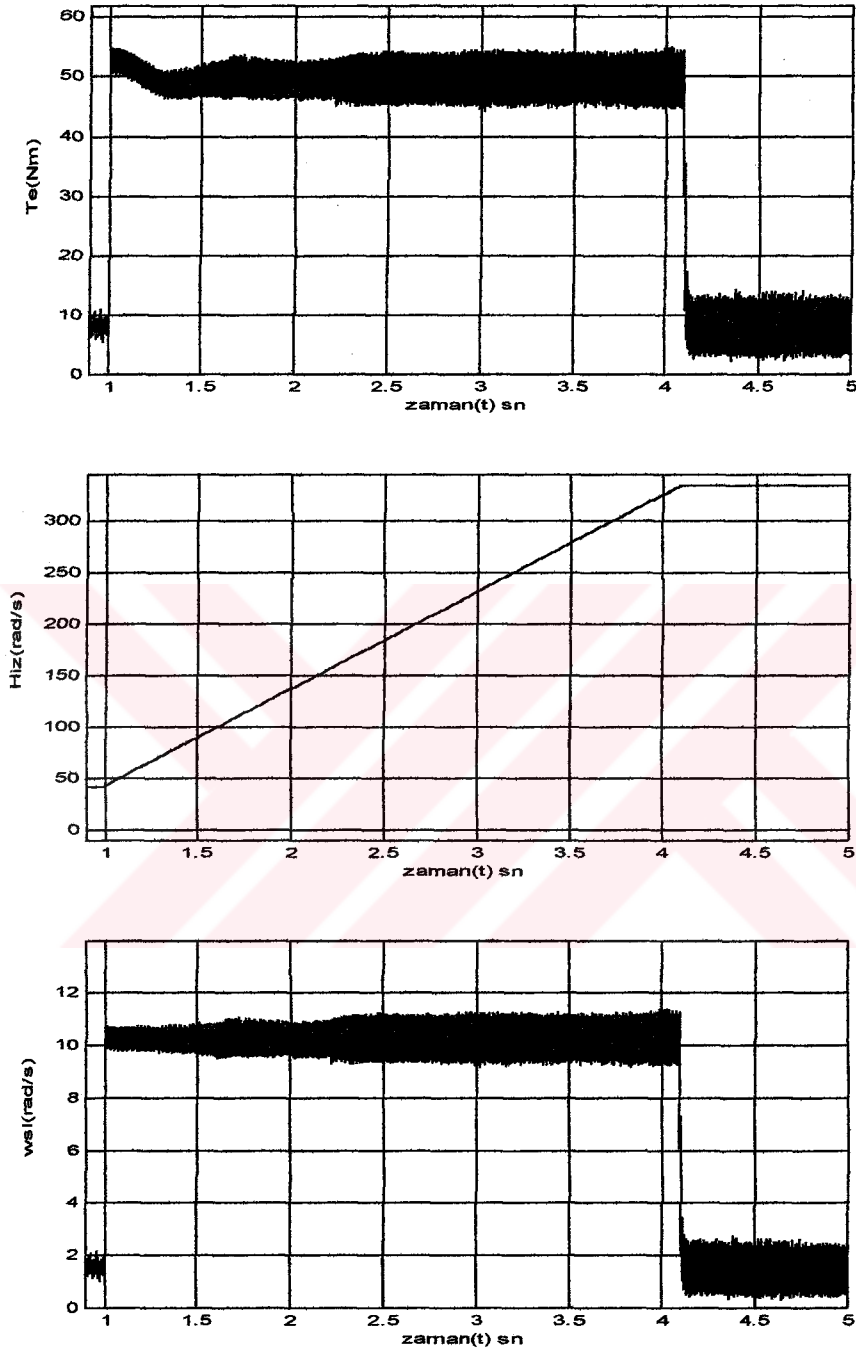
Şekil 6.41. T_e momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri

Nominal hızın %20'sinde çalışma durumu;



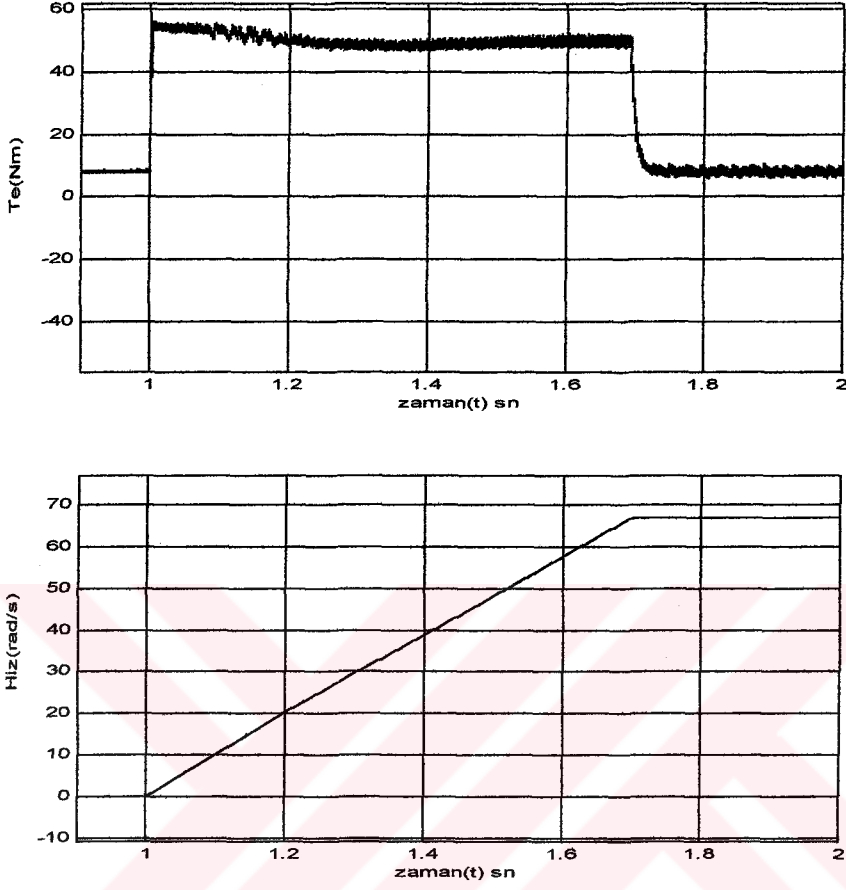
Şekil 6.42. T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

Rotor indüktansının hesaba %10 az katılması ve nominal hızda çalışma durumu;



Şekil 6.43. T_e momentinin, rotor hızının ve kayma hızının zamana göre değişimleri

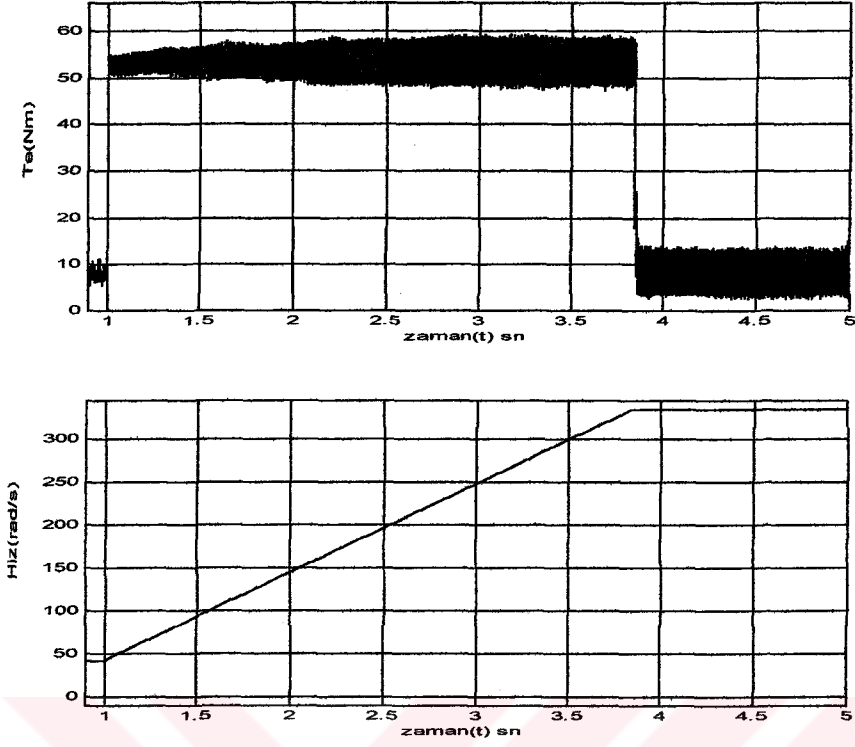
Nominal hızın %20'sinde çalışma durumu;



Şekil 6.44. T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

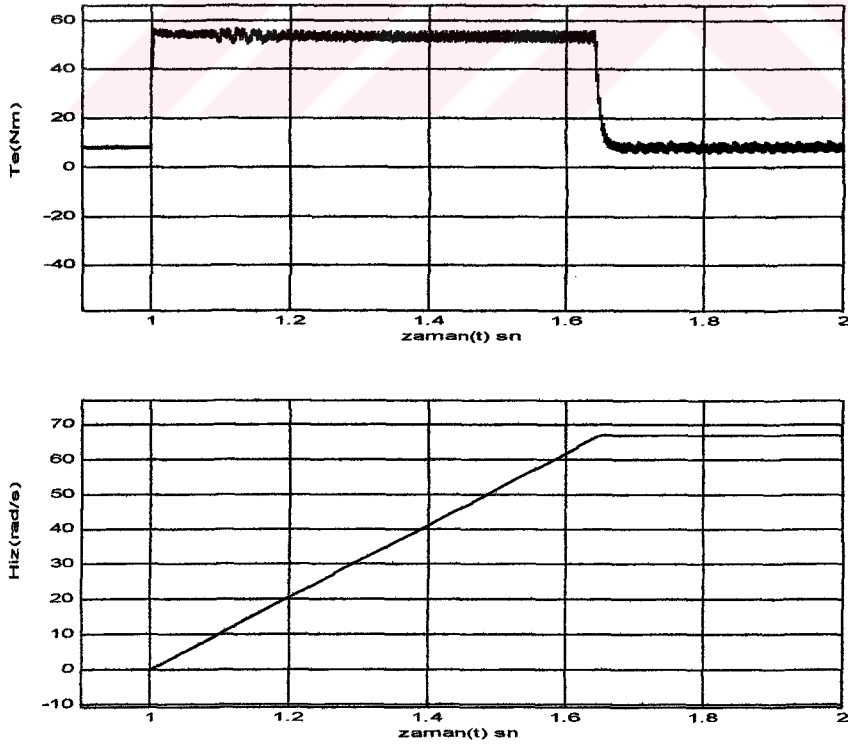
L_s indüktansının değişiminin incelenmesi

Aşağıdaki grafikler stator indüktansının hesaba %10 fazla katılması ve nominal hızda çalışma durumu için çıkartılmış benzetim sonuçlarıdır.



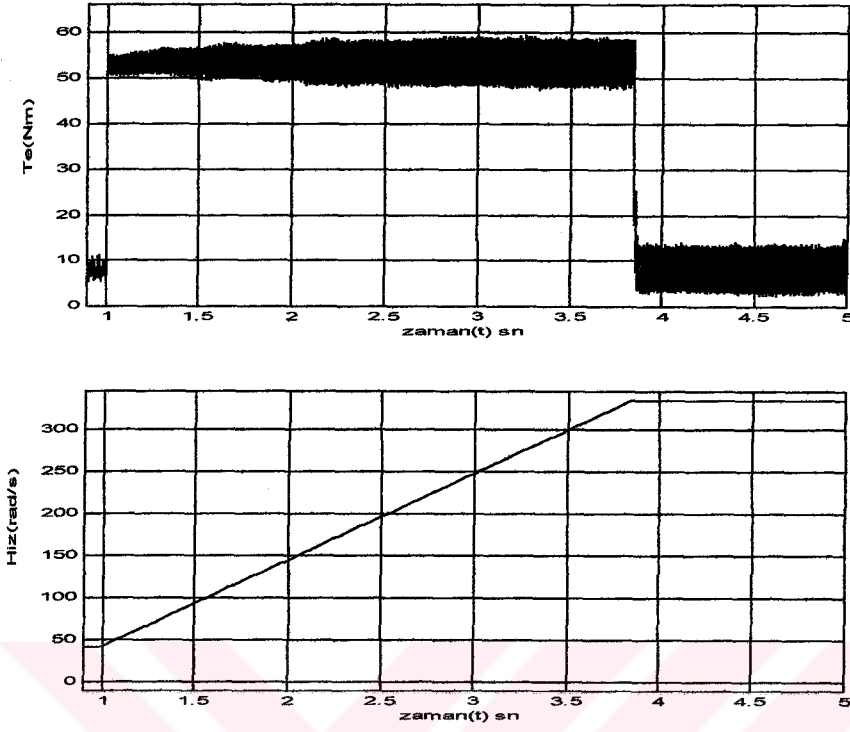
Şekil 6.45. T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

Nominal hızın %20'sinde çalışma durumu;



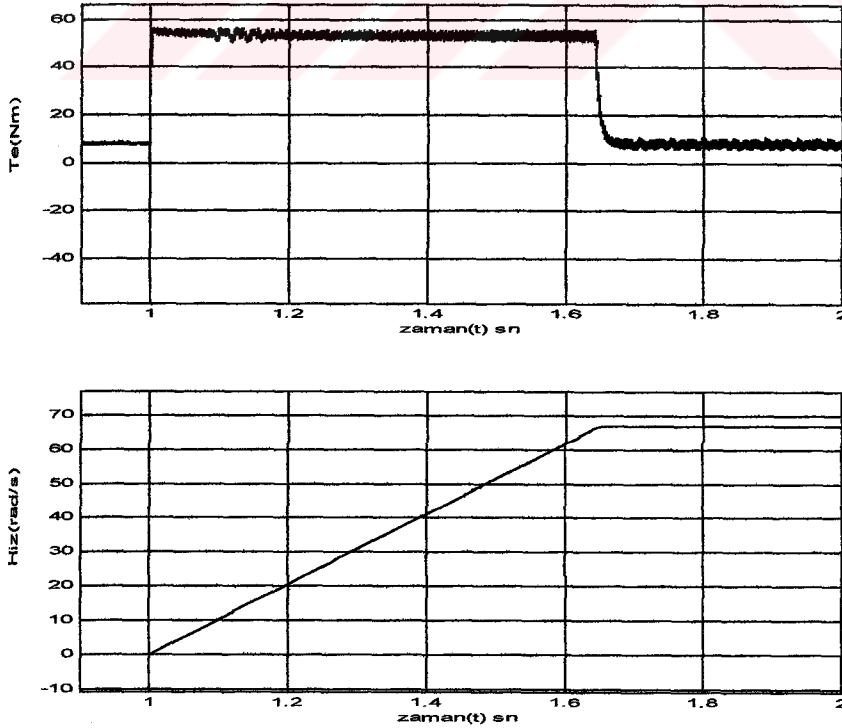
Şekil 6.46. T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

Stator indüktansının hesaba %10 az katılması ve nominal hızda çalışma durumu;



Şekil 6.47. T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

Nominal hızın %20'sinde çalışma durumu;

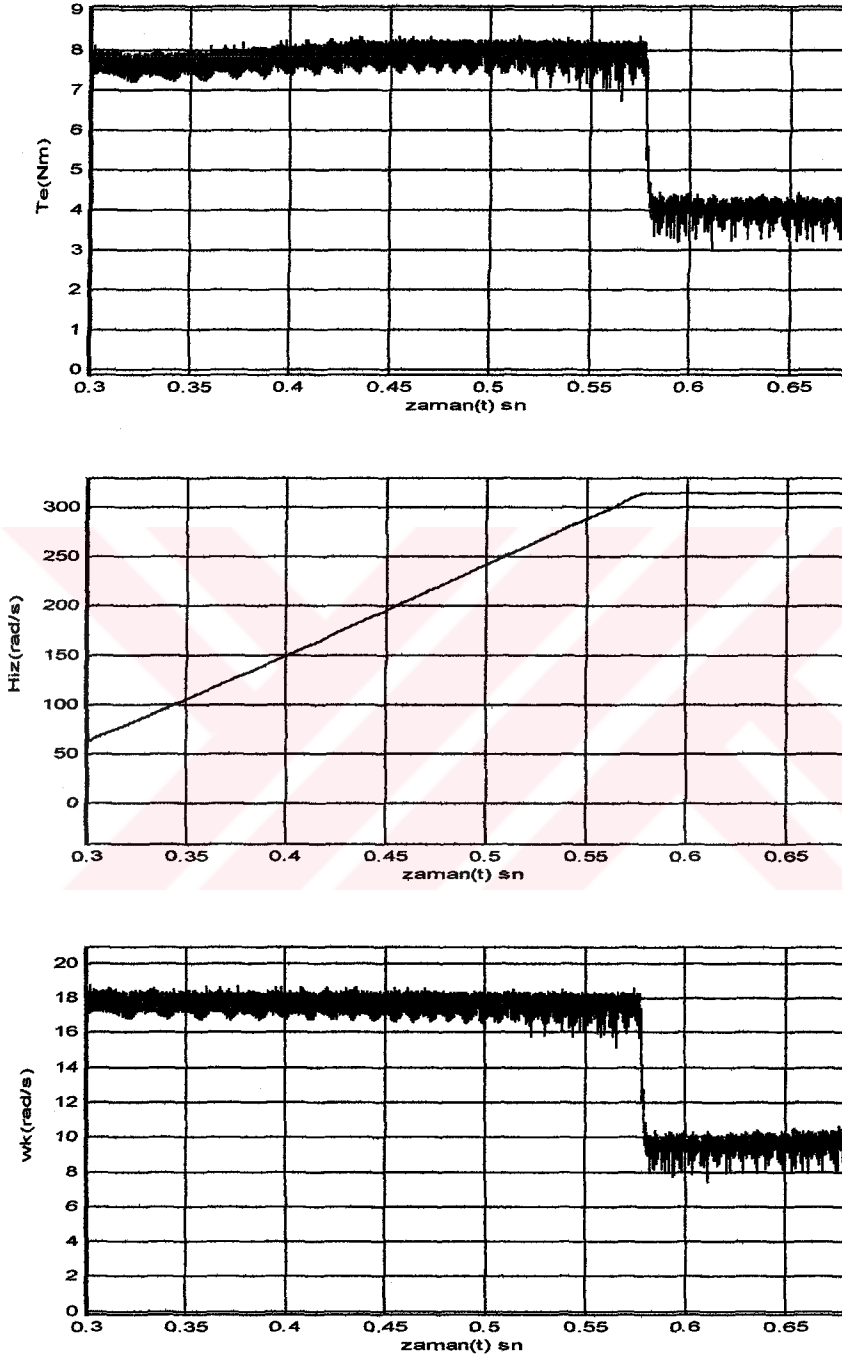


Şekil 6.48. T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

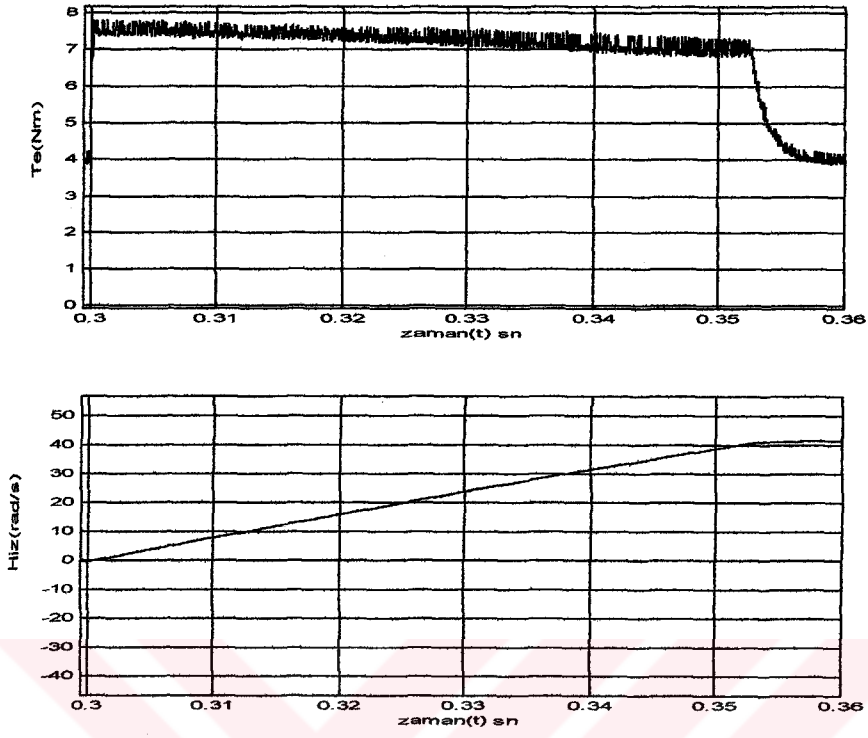
b) Motor parametrelerin çalışma koşullarına bağlı olarak değişmesi durumunun alan yönlendirmesine etkisinin incelenmesi

Motor parametreleri klasik yöntemlerle ölçüldüğü zaman , genellikle bu ölçümler belirli bir frekansta (Örneğin şebeke frekansı) ve belirli koşullar altında gerçekleştirilir. Ancak kontrolör bir evirgeç vasıtasıyla motoru şebeke frekansının altında veya üstünde çalıştırabilir, yada motor tam yükte, yarı yükte veya herhangi bir yükte de çalıştırılabilir. İşte bu tür durumlarda frekans, motorun çekmiş olduğu akım ve motor sıcaklığı değiştiği için doğal olarak ta parametrelerde bu tür değişiklere de bir önceki bölümde de anlatıldığı gibi bağlı olduğu için değişecektir. Bu kısımda bu tür değişiklerin etkisi ele alınmıştır.

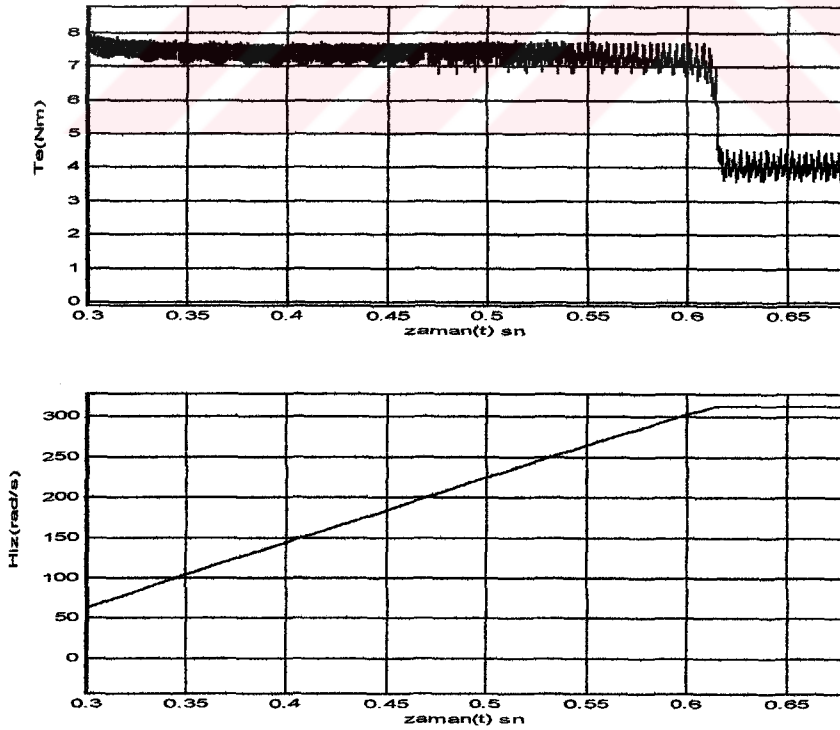
Aşağıdaki grafiklerde her iki hız durumunda değişimlerin sadece bir durumu (parametrenin azalması veya artması) incelenmiştir çünkü diğer değişim bir önceki değişimin tersi bir durum yaratacağı önceki grafiklerden de görülmüştür. Dirençler için, nominal hızdaki durumlarda motor dirençlerinin %20 civarında artması ve nominal hızın %13.4 veya %20'sinde de motor dirençlerinin %20 azalması durumundaki motorun performansındaki değişiklikler gözlenmiştir. İndüktanslar için, nominal hızdaki durumlarda motor indüktanslarının %5 civarında azalması ve nominal hızın %13.4 veya %20'sinde de motor indüktanslarının %10 artması durumundaki motorun performansındaki değişiklikler gözlenmiştir.

Motor 1:

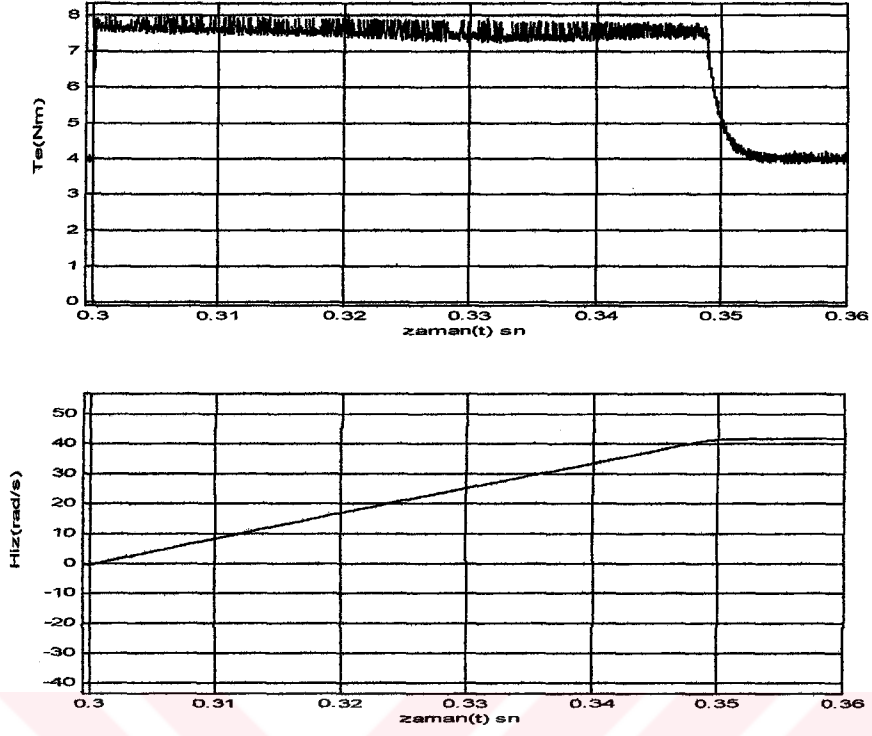
Şekil 6.49. Nominal hızda rotor direncinin farklılaşması durumu için T_e momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri



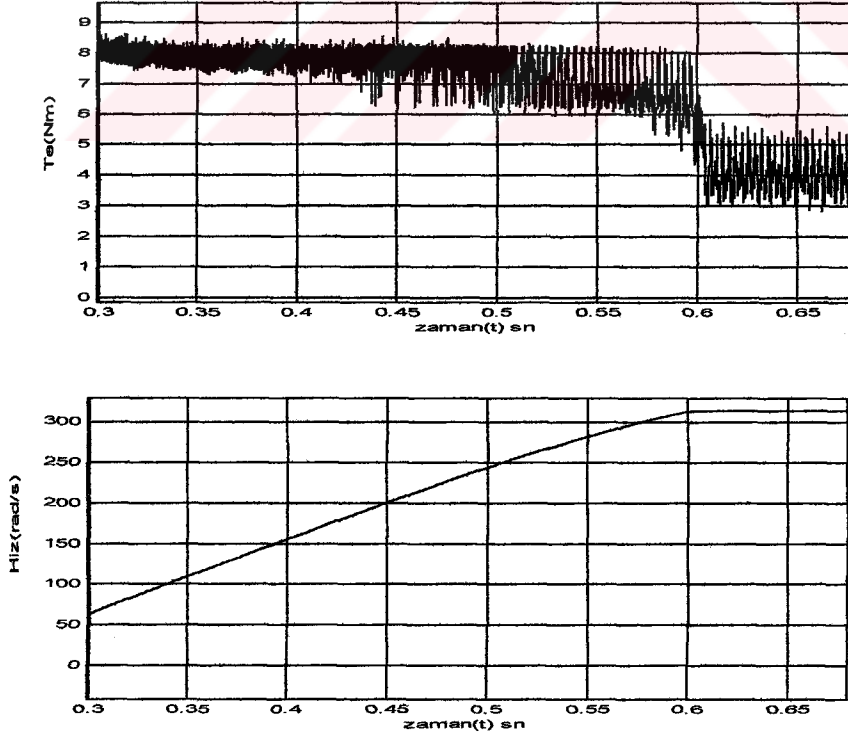
Şekil 6.50. Nominal hızın %13.4'ünde rotor direncinin farklılaşması durumu için T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri



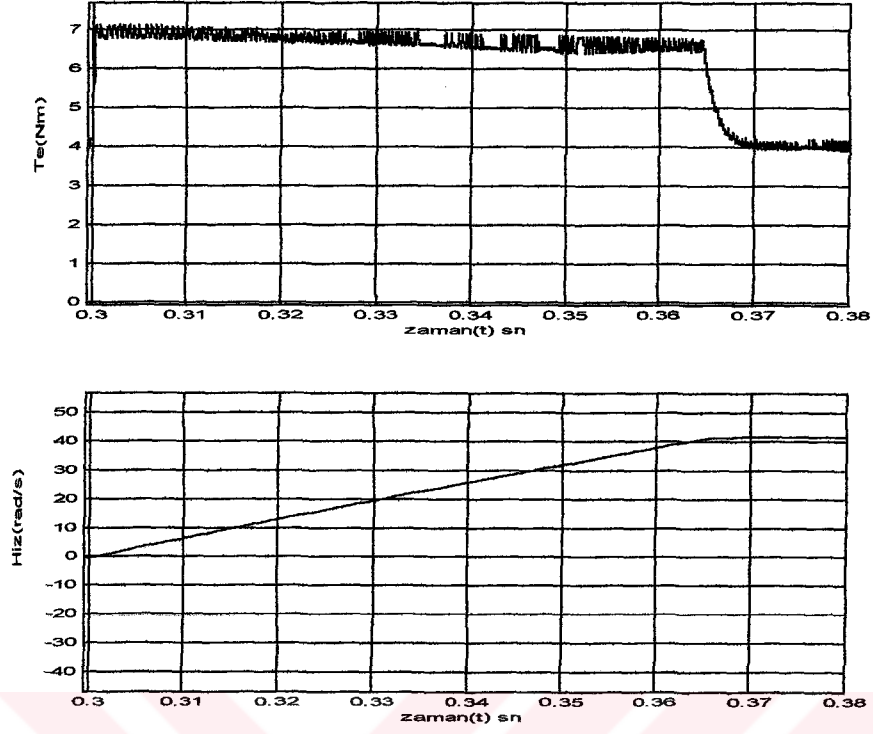
Şekil 6.51. Nominal hızda stator direncinin farklılaşması durumu için T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri



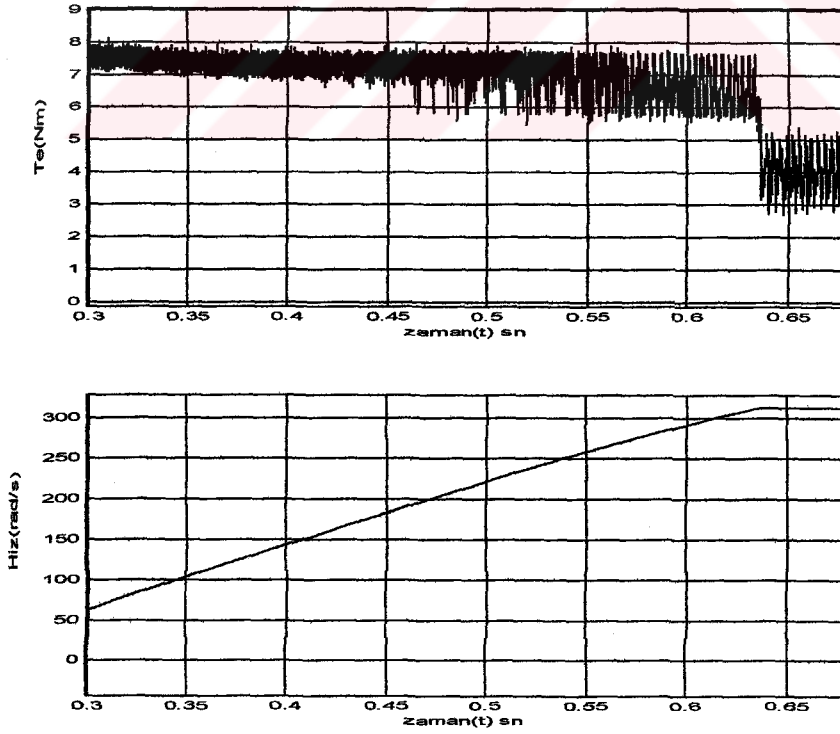
Şekil 6.52. Nominal hızın %13.4'ünde stator direncinin farklılaşması durumu için T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri



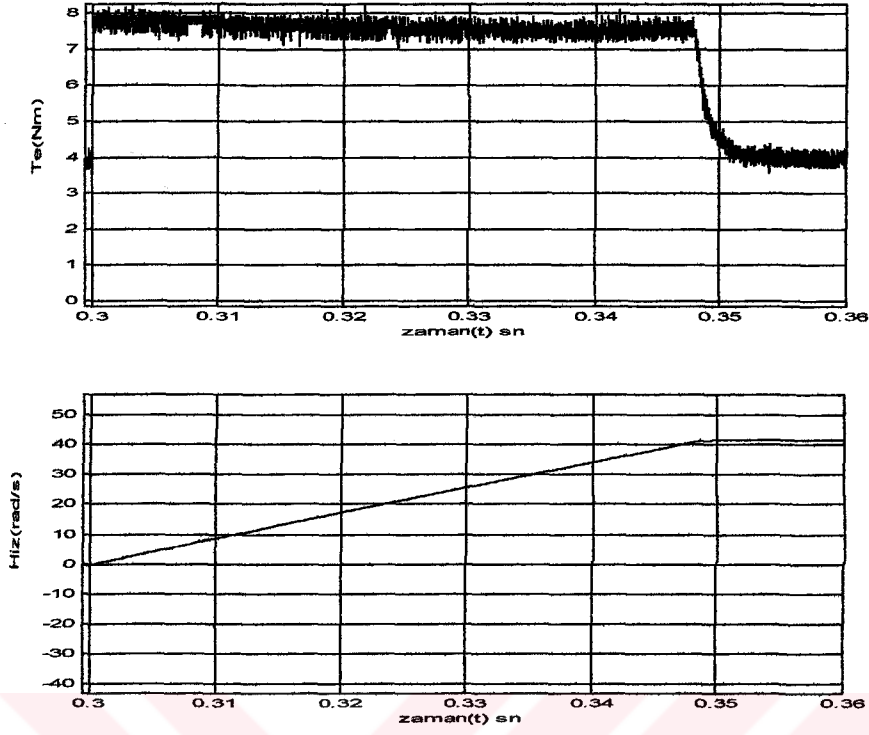
Şekil 6.53. Nominal hızda rotor indüktansının farklılaşması durumu için T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri



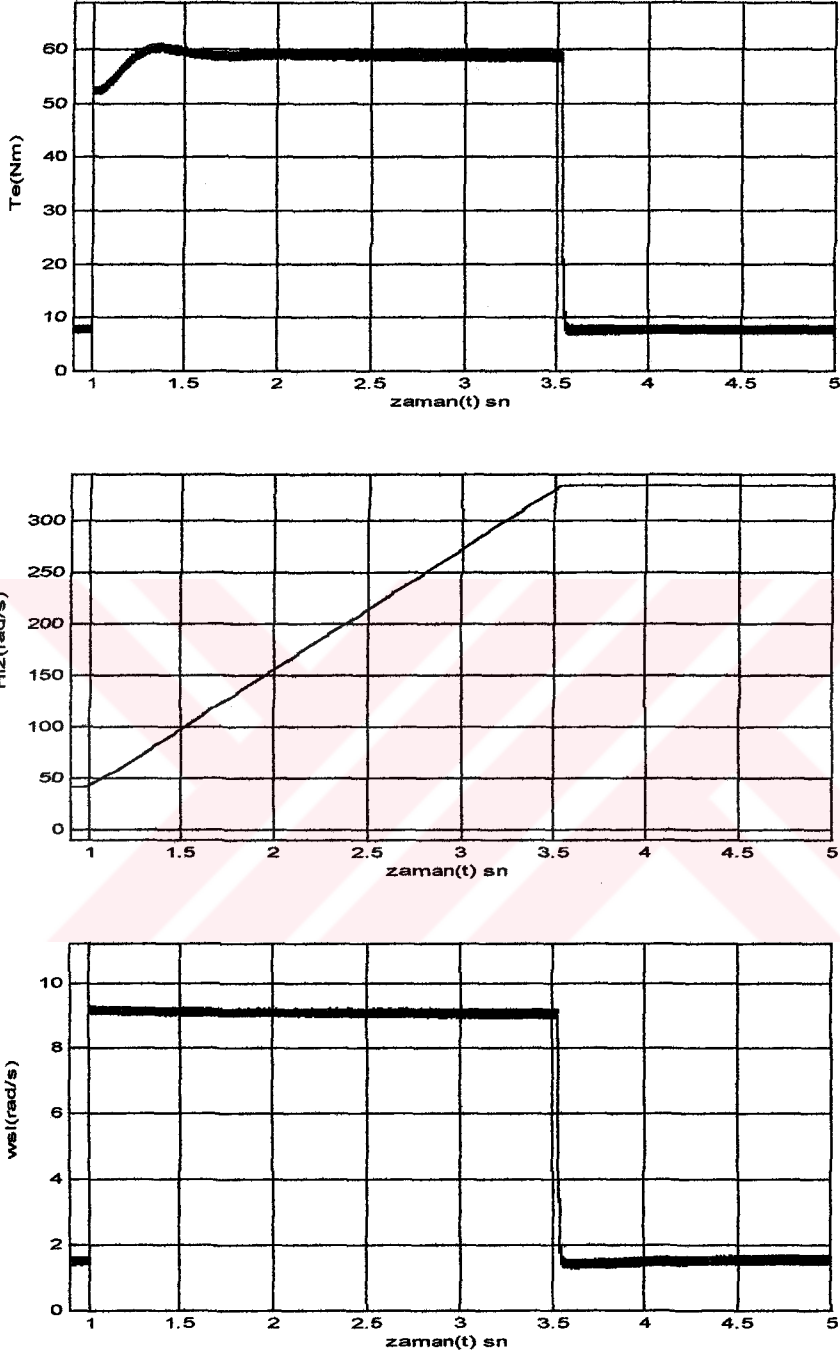
Şekil 6.54. Nominal hızın %13.4'ünde rotor indüktansının farklılaşması durumu için T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri



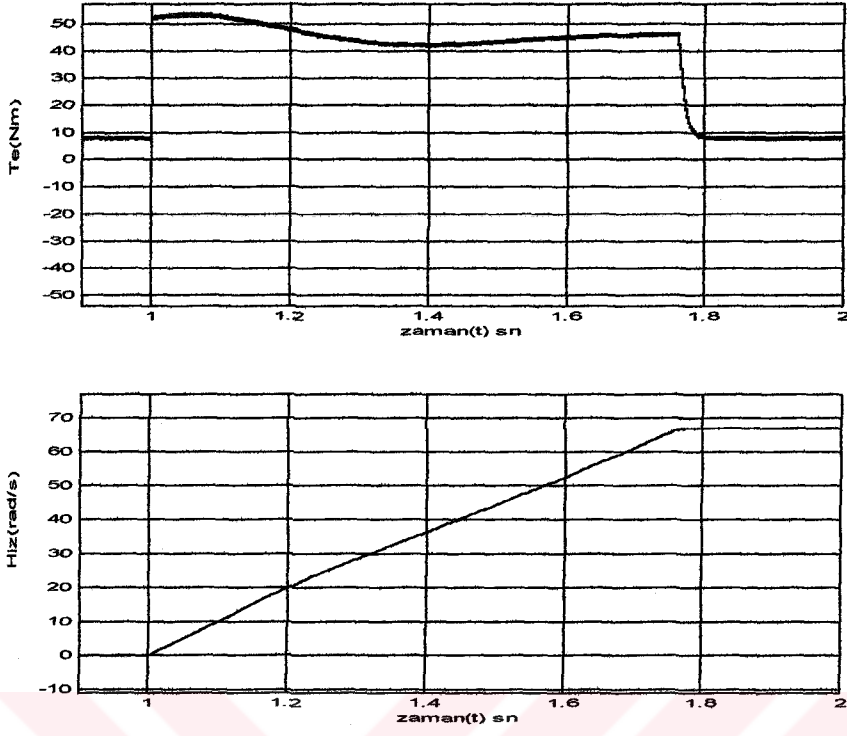
Şekil 6.55. Nominal hızda stator indüktansının farklılaşması durumu için T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri



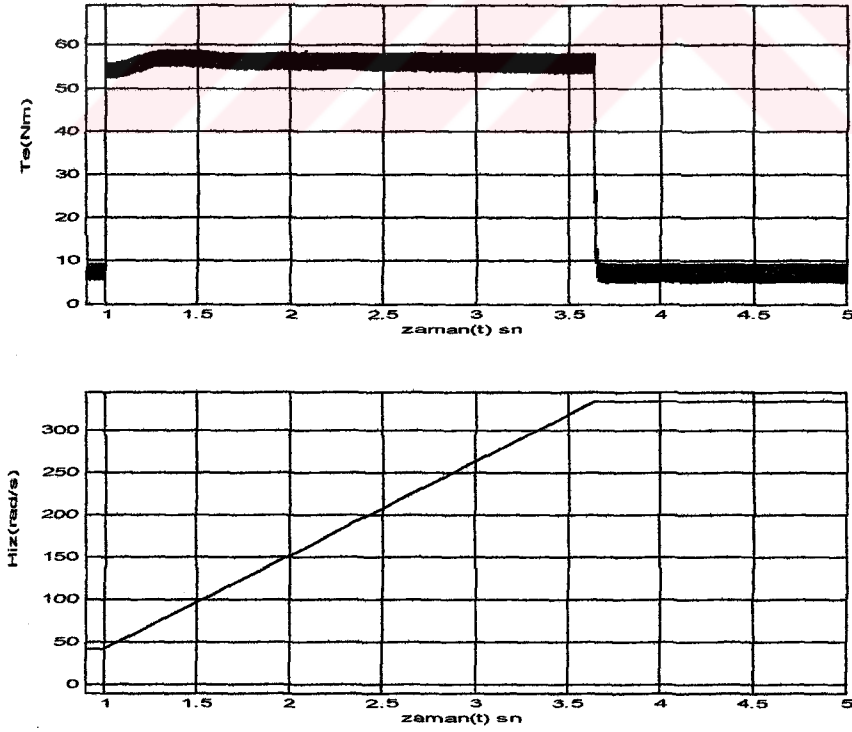
Şekil 6.56. Nominal hızın %13.4'ünde stator indüktansının farklılaşması durumu için T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

Motor 2:

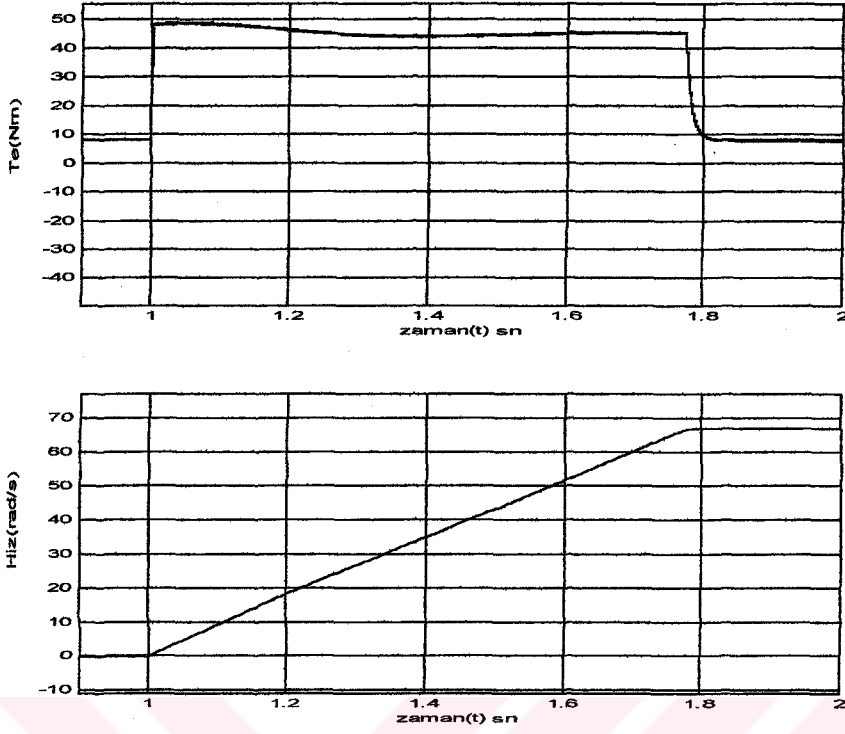
Şekil 6.57. Nominal hızda rotor direncinin farklılaşması durumu için T_e momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri



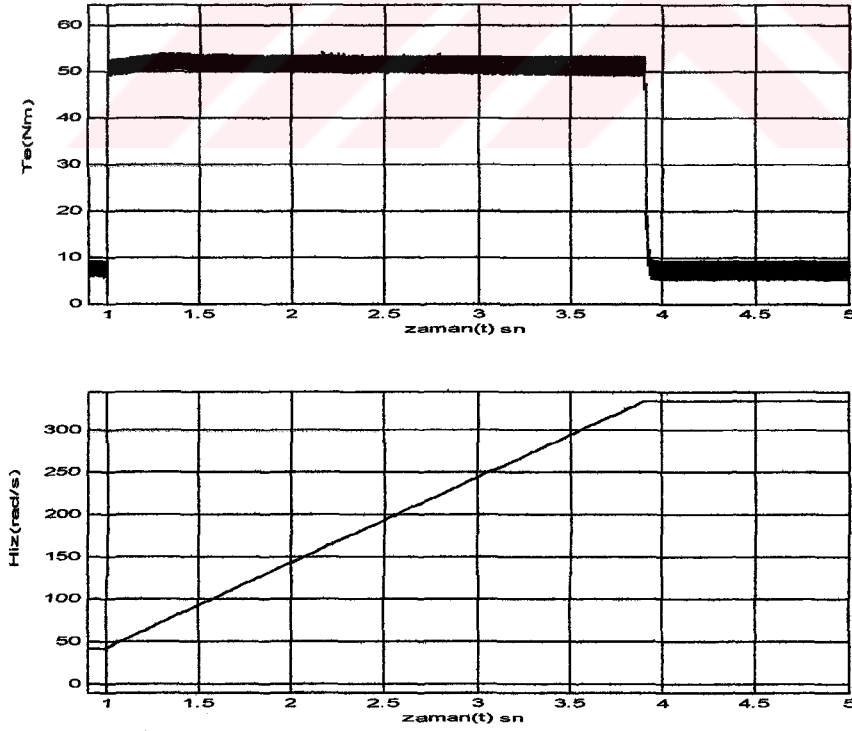
Şekil 6.58. Nominal hızın %20'sinde rotor direncinin farklılaşması durumu için T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri



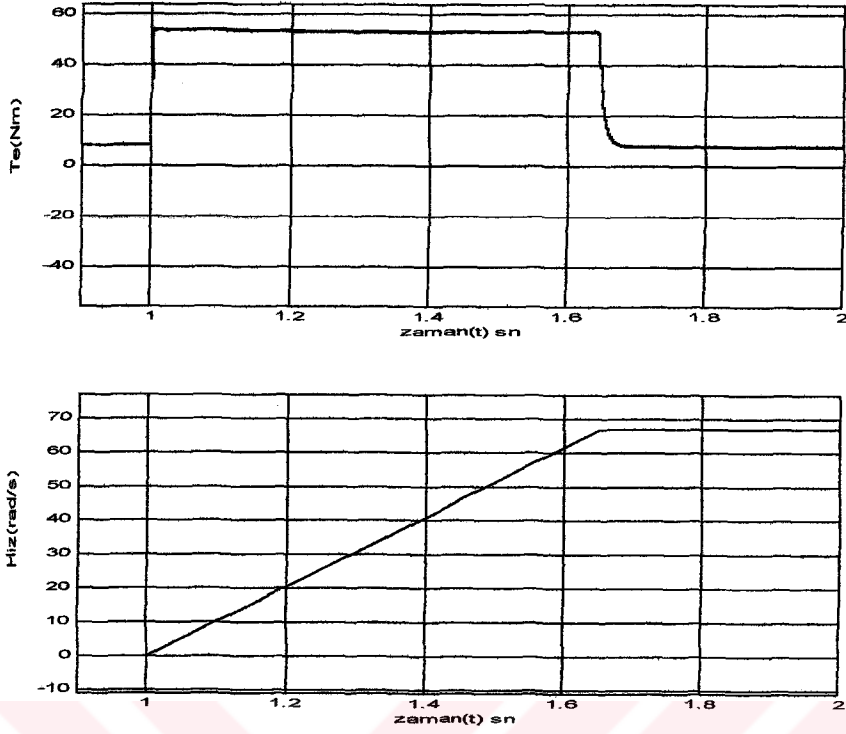
Şekil 6.59. Nominal hızda rotor indüktansının farklılaşması durumu için T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri



Şekil 6.60. Nominal hızın %20'sinde rotor indüktansının farklılaşması durumu için T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

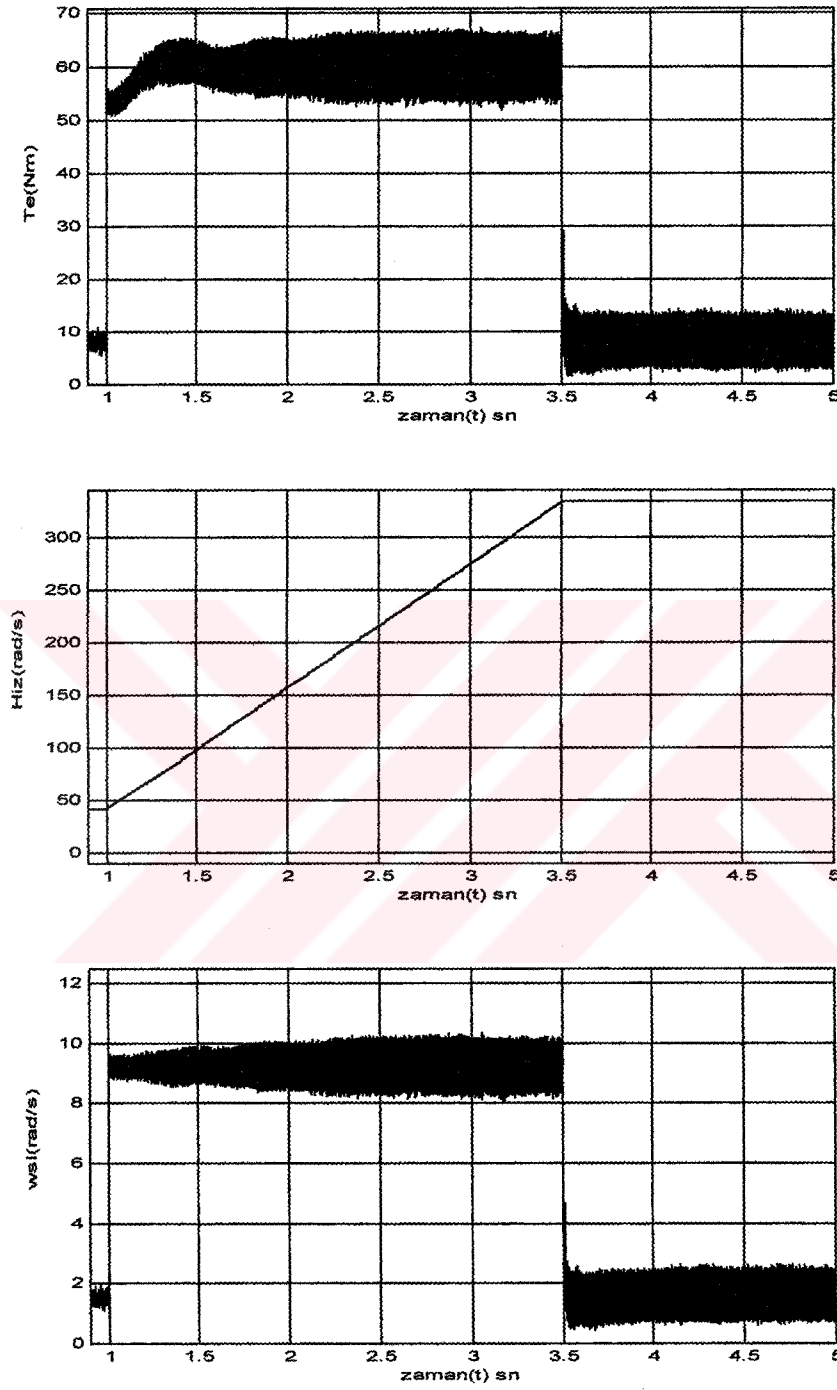


Şekil 6.61. Nominal hızda stator indüktansının farklılaşması durumu için T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

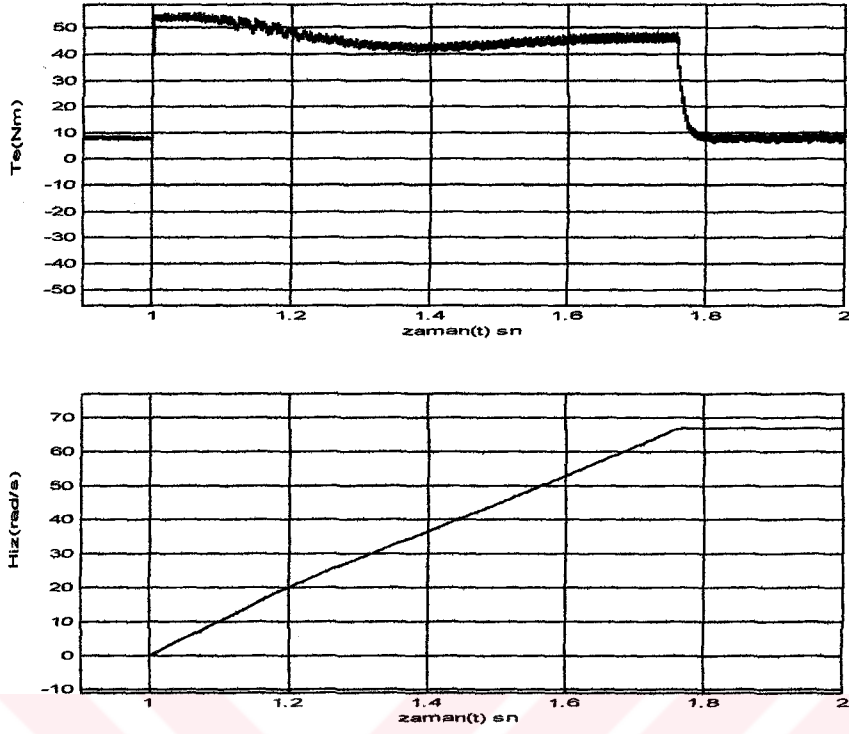


Şekil 6.62. Nominal hızın %20'sinde stator indüktansının farklılaşması durumu için T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

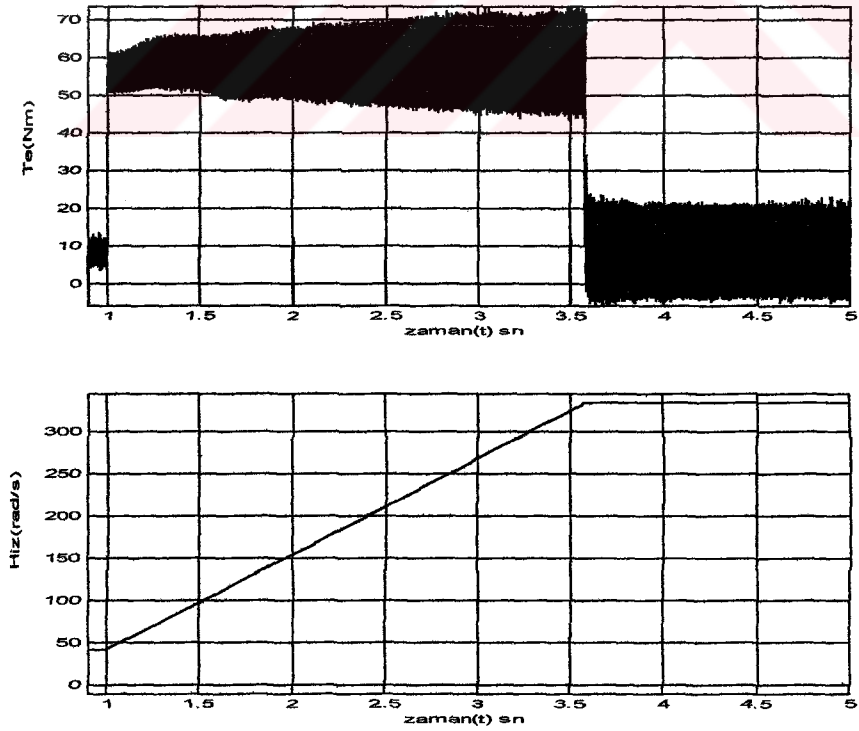
Motor 2'nin üçüncü benzetim programı



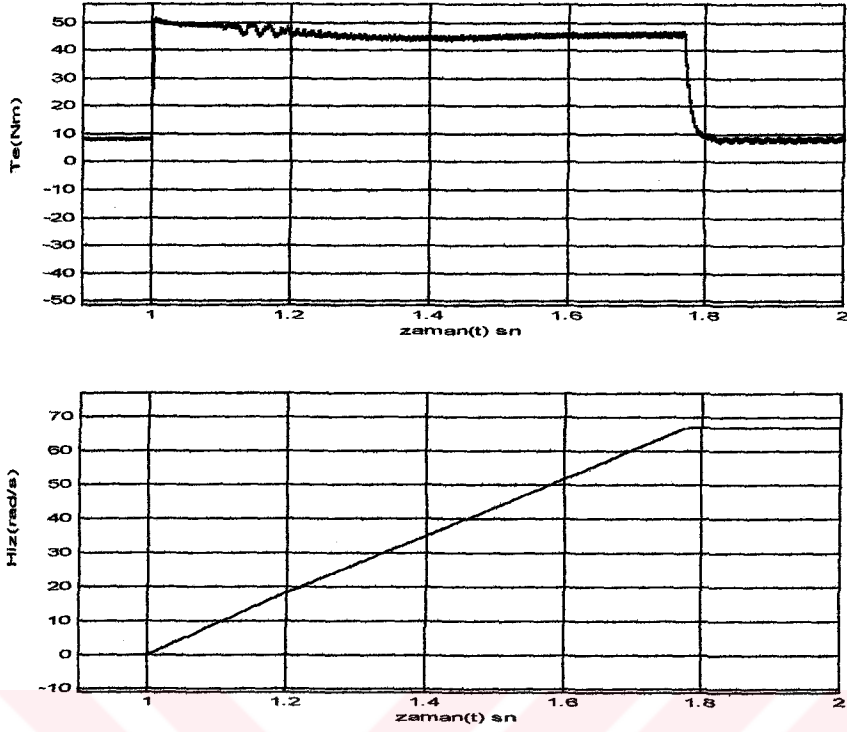
Şekil 6.63. Nominal hızda rotor direncinin farklılaşması durumu için T_e momentinin, rotor ve kayma hızlarının zamana göre değişimleri



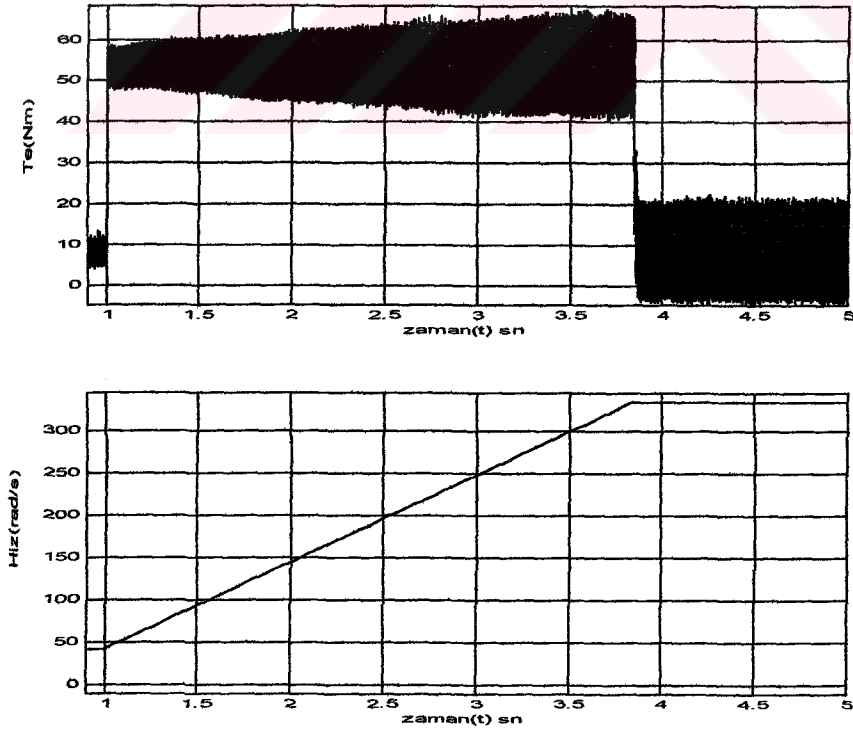
Şekil 6.64. Nominal hızın %20'sinde rotor direncinin farklılaşması durumu için T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri



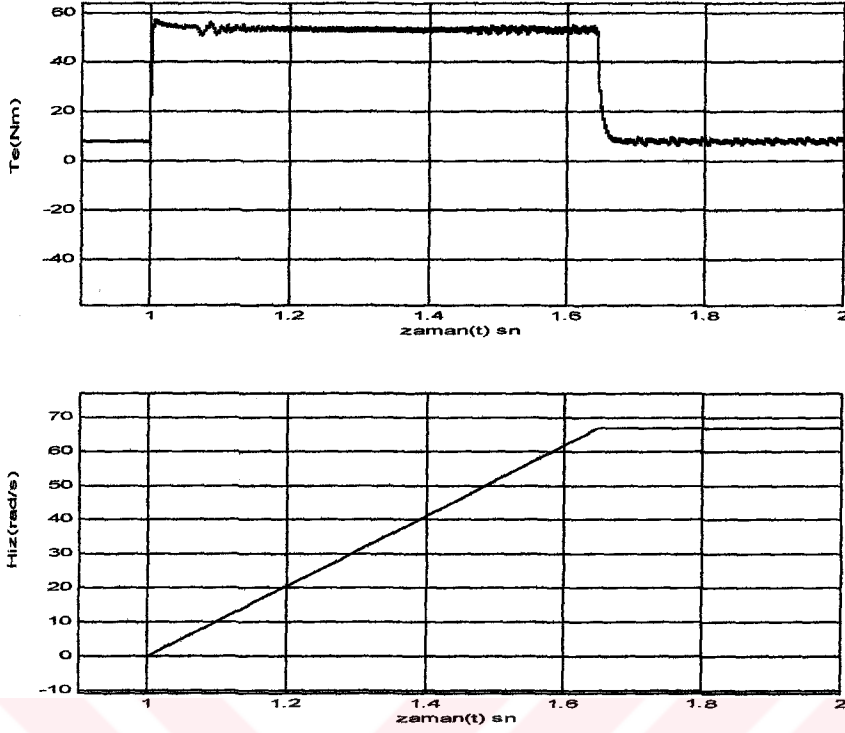
Şekil 6.65. Nominal hızda rotor indüktansının farklılaşması durumu için T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri



Şekil 6.66. Nominal hızın %20'sinde rotor indüktansının farklılaşması durumu için T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri



Şekil 6.67. Nominal hızda stator indüktansının farklılaşması durumu için T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri



Şekil 6.68. Nominal hızın %20 stator indüktansının farklılaşması durumu için T_e momentinin ve rotor hızının zamana göre değişimleri

Değerlendirme:

Rotor Direnci

Rotor direncinin değişiminin bu alan yönlendirme yöntemine etkisinin fazla olduğu gözlenmiştir.

Motor 1:

Şekil 6.21-24 incelenip, Şekil 6.15-16 ile karşılaştıracak olursak, rotor direncinin %20 fazla hesaba konulması durumunda hem yüksek hızda hemde düşük hızda momentin referans momenti takip edemediğini ve referans momentin altında bir değerde (yaklaşık olarak %6-8 arası) olduğu görülür. Aynı zamanda düşük hızlarda momentte bir eğimin ve de bazı noktalarda da anahtarların saturasyon bölgesinde çalıştığı gözlenmiştir. Rotor direncinin hesaba %20 az konulmasında ise yine aynı

olayların meydana geldiğini ancak bu sefer referans momentten daha yüksek bir momentin oluştuğu gözlenmiştir.

Kontrol parametrelerini sabit bırakıp motor parametrelerinin değiştiğini varsaydığımız sonuçlara bakalım; Şekil 6.49-50 incelenip Şekil 6.15-16 ile karşılaştıracak olursak, bir önceki sonuçların tersi meydana gelmiştir (rotor direnci arttırıldığı zaman moment artmış, azaltıldığı zamanda azalmış). Bu beklenen bir durumdur, çünkü her iki durumda da kayma ve rotor zaman sabiti yanlış hesaplanmıştır, örneğin birinci durumda kontrolördeki direnç %20 fazla girildiği zaman kontrolör kayma değerini gerçek kayma değerinden %20 fazla hesaplarken diğer durumda ise kontrolördeki kayma değeri hep sabit olduğu halde asıl kayma değeri bu sefer kontrolöre göre %20 artmıştır yani kontrolördeki kayma değeri gerçek kayma değerinden %20 azalmıştır. Son olarak bu durumda anahtarın saturasyona gitme durumu ortaya çıkmamıştır.

Motor 2:

İkinci benzetim programı sonuçları

Burada göze çarpan ilk nokta, dalgalanmaların net bir şekilde görülmesi, anahtarlama sorunun olmaması ve referans momentten sapma miktarının daha yüksek olmasıdır. Şekil 6.29-32 incelenip Şekil 6.17-18 ile karşılaştıracak olursak, yüksek hızlarda moment grafiğinde başlangıçta bir dalgalanma, düşük hızlarda ise geniş bir dalgalanma olduğu ve moment yaklaşık olarak %10-14 arasındaki bir farkla referans momentten ayrıldığı gözlenmiştir.

Kontrol parametrelerini sabit bırakıp motor parametrelerinin değiştiğini varsaydığımız sonuçlara bakalım; Şekil 6.57-58 incelenip Şekil 6.17-18 ile karşılaştıracak olursak, özellikle düşük hızda dalgalanmanın genliğinin daha fazla olduğu ve referans momentten sapma miktarının yükselmesi önemli bir ayrıntıdır.

Üçüncü benzetim programı sonuçları

Şekil 6.37-40 incelenip Şekil 6.19-20 ile karşılaştıracak olursak, yüksek hızdaki başlangıçtaki dalgalanmanın ve düşük hızdaki geniş dalgalanmanın bu benzetimde görüldüğü ancak referans momentten sapma miktarlarının bir önceki benzetime göre biraz daha az olduğu ancak nominal hızda moment üzerindeki yüksek frekanslı salınımların genliğinin daha yüksek olduğu görülmektedir.

Kontrol parametrelerini sabit bırakıp motor parametrelerinin değiştiğini varsaydığımız sonuçlara bakalım; Şekil 6.63-64 incelenip Şekil 6.19-20 ile karşılaştıracak olursak, yine burada da düşük hızda dalgalanmanın genliğinin daha fazla olduğu ve referans momentten sapma miktarının arttığı gözlenmiştir.

Stator Direnci

Alan yönlendirmeyi rotor akısı üzerinden yaptığımızdan ve rotor akısını da rotor denklemlerinden hesapladığımızdan dolayı stator direncinin bu alan yönlendirmesine bir etkisi olamamaktadır. Ancak stator akısı yönlendirseydi yada stator akısı üzerinden rotor akısı yönlendirseydi o zaman stator direncinin değişiminin moment üzerinde büyük bir etkisi olacaktır (Şekil 6.51-52).

Rotor İndüktansı

Rotor indüktansının değişiminin bu alan yönlendirme yöntemine etkisinin fazla olduğu gözlenmiştir.

Motor 1:

Şekil 6.25-28 incelenip, Şekil 6.15-16 ile karşılaştıracak olursak, rotor indüktansının %10 fazla hesaba konulması durumunda hem yüksek hızda hemde düşük hızda momentin referans momenti takip edemediğini ve referans momentin üstünde bir değerde (yaklaşık olarak %3-5 arası) olduğu görülür. Aynı zamanda düşük hızlarda momentte bir eğimin (bu eğim rotor direncindeki kadar değil) ve de bazı noktalarda da

anahtarların saturasyon bölgesinde çalıştığı gözlenmiştir. Rotor indüktansının hesaba %10 az konulmasında ise yine aynı olayların meydana geldiğini ancak bu sefer referans momentten daha düşük bir momentin oluştuğu gözlenmiştir.

Kontrol parametrelerini sabit bırakıp motor parametrelerinin değiştiğini varsaydığımız sonuçlara bakalım; Şekil 6.53-54 incelenip Şekil 6.15-16 ile karşılaştıracak olursak, göze ilk çarpan nokta momentin bu durumdan daha çok etkilendiğidir (özellikle yüksek hızda). Referansı takip edememe konusunda ise bir önceki sonuçların tersi meydana gelmiştir (rotor indüktansı arttırıldığı zaman moment azalmış, azaltıldığı zamanda artmıştır). Bu durumun nasıl oluştuğunu rotor direnci konusunda değinmiştik. Nominal hızda benzetim rotor indüktansının en fazla %5 azalmasına izin vermiştir bunun üzerindeki azalmalarda taşma hatası vermektedir. Son olarak ta referans momentten sapma miktarı bir öncekine göre daha fazla ve düşük hızda moment üzerinde hafif bir dalgalanma gözlenmiştir.

Sonuçlara momentin referans momentin altında ve üstünde takip etmesi yönünden bakılacak olunursa rotor direncinin tamamıyla tersidir. Ancak rotor indüktansın moment üzerinde bazı durumlarda daha fazla etki yaptığı gözlenmiştir.

Motor 2:

İkinci benzetim programı sonuçları

Burada göze çarpan ilk nokta, yine rotor direncinin değişiminde de olduğu gibi dalgalanmaların net bir şekilde görülmesi, anahtarlama sorunun olmaması ve referans momentten sapma miktarının daha yüksek olmasıdır. Şekil 6.33-36 incelenip Şekil 6.17-18 ile karşılaştıracak olursak, yüksek hızlarda moment grafiğinde başlangıçta bir dalgalanma, düşük hızlarda ise geniş bir dalgalanma olduğu ve moment yaklaşık olarak %4-9 arasındaki bir farkla referans momentten ayrıldığı gözlenmiştir.

Kontrol parametrelerini sabit bırakıp motor parametrelerinin değiştiğini varsaydığımız sonuçlara bakalım; Şekil 6.59-60 incelenip Şekil 6.17-18 ile karşılaştıracak olursak, özellikle düşük hızda referans momentten sapma miktarının yükselmesi (yaklaşık %15) önemli bir ayrıntıdır.

Üçüncü benzetim programı sonuçları

Şekil 6.41-44 incelenip Şekil 6.19-20 ile karşılaştıracak olursak, yüksek hızdaki başlangıçtaki dalgalanmanın ve düşük hızdaki geniş dalgalanmanın bu benzetimde görüldüğü ancak referans momentten sapma miktarlarının bir önceki benzetime göre biraz daha az olduğu ancak nominal hızda moment üzerindeki yüksek frekanslı salınımların genliğinin daha yüksek olduğu görülmektedir.

Kontrol parametrelerini sabit bırakıp motor parametrelerinin değiştiğini varsaydığımız sonuçlara bakalım; Şekil 6.65-66 incelenip Şekil 6.19-20 ile karşılaştıracak olursak, bir önceki duruma göre en belirgin nokta nominal hızda moment üzerindeki yüksek frekanslı salınımların genliğinin çok yüksek olduğu ve referans momentten sapma miktarının arttığı gözlenmesi (yaklaşık %16-19).

Stator İndüktansı

Motor 1:

İkinci benzetimde alan yönlendirme denklemlerinde düzeltme terimleri bulunmadığı için direkt motordaki parametrelerinin değişimi incelenmiştir.

Kontrol parametrelerini sabit bırakıp motor parametrelerinin değiştiğini varsaydığımız sonuçlara bakalım; Şekil 6.55-56 incelenip Şekil 6.15-16 ile karşılaştıracak olursak, momentin sonlara doğru hafif bir bozulmasından başka fazla bir etkisinin olmadığı gözlenmiştir. Çok fazla etkilenmemesinin sebebi ise stator indüktansının alan kontrol ve PI parametrelerinin hesaplanmasında kullanılmamasıdır.

Motor 2:

İkinci benzetim programı sonuçları

Kontrol parametrelerini sabit bırakıp motor parametrelerinin değiştiğini varsaydığımız sonuçlara bakalım; Şekil 6.61-62 incelenip Şekil 6.17-18 ile karşılaştıracak olursak, burada da fazla bir değişim gözlenmemiştir.

Üçüncü benzetim programı sonuçları

Şekil 6.45-48 incelenip Şekil 6.17-18 ile karşılaştıracak olursak, fazla bir değişim gözlenememiştir. Aslında akım kontrolörleri bu benzetim programında olduğu için bir tepki bekliyorduk ancak bu değişim fazla bir tepki oluşturmadi.

Ancak, kontrol parametrelerini sabit bırakıp motor parametrelerinin değiştiğini varsaydığımız zaman ise, moment cevabının bozulduğu gözlenmiştir. Şekil 6.67-68 incelenip Şekil 6.17-18 ile karşılaştıracak olursak, yüksek hızda moment üzerindeki yüksek frekanslı salınımların genliklerinin arttığını ve referansı takip edemediğini, düşük hızda ise anlık bir pikin olduğunu gözlemliyoruz.

Mıknatıslanma İndüktansı

Beşinci bölümde de bahsettiğimiz gibi, mıknatıslanma indüktansı (L_m), ana akı yolunun doyumundan dolayı hava aralığı akısına bağlıdır. Biz burada hava aralığı akısını sabit tuttuğumuz için mıknatıslanma indüktansının değişmeyeceği göz önünde bulundurulmuştur.

6.6. Sonuçlar ve Tartışma

Değerlendirmeleri toparlayacak olursak, dolaylı olarak rotor akısı alan yönlendirme yönteminin rotor parametrelerine bağımlılığı ortaya çıkmaktadır. Rotor parametrelerinin değişimine göre momentte, referans momenti takip edememe ve dalgalanma gibi sorunların ortaya çıktığı gözlenmiştir. Bu durum biraz güçlü asenkron motorlarda daha net bir şekilde görülmektedir. Özellikle düşük hız uygulamalarında momentin daha çok etkilendiği ortaya çıkmıştır.

Stator parametrelerinden stator direncinin bu alan yönlendirme yöntemine etkisinin olmadığı ancak stator indüktansının düzeltme terimlerinin kullanıldığı benzetimde etkili olabileceği saptanmıştır.

Momentteki değişimlerin hız üzerindeki etkisine gelince; momentin referans momente göre artması veya azalması referans hızları daha erken veya daha geç yakalamamıza neden olmaktadır. Buda hız kontrolörü için istenen bir durum değildir.

Ayrıca momentteki dalgalanmalar hızın daha değişik bir eğimle (kavisli) referans hıza varmasına neden olmaktadır.

Evirgeçleri karşılaştıracak olursak , çalıştığımız bu güç arlığında bang-bang tipi evirgeç direkt stator akımlarını referans aldığı için daha iyi bir sonuç verdiği ortaya çıkmaktadır.

Sonuç olarak, alan yönlendirme yöntemlerinin parametrelere olan bağımlılıkları teorik olarak gösterilmiştir.

Bundan sonraki çalışmalarda hedef, ilk olarak Bölüm 5'te ortaya atılan rotor parametrelerinin düzeltilmesi yöntemlerinden birini benzetimde gerçekleştirip bir önceki duruma göre karşılaştırdıktan sonra uygun bir mikroişlemci ile bu yöntemin pratiğini gerçekleştirmek.



KAYNAKLAR

- Akın, E., (1994). **Stator Akısı Üzerinden Asenkron Motorun Rotor Akısı Alan Yönlendirmesi için Bir Yöntem**. Elektrik-Elektronik Anabilim Dalı Doktora Tezi, . F.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- Altun, H., (2001). **Lineer Asenkron Motorun Vektör Kontrolü**. Elektrik-Elektronik Anabilim Dalı Doktora Tezi, . F.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- Boldea, I., Nasar, S., A., (1992). **Vector Control of AC Drives**. CRC press.
- Civelek, İ., (1997). **Asenkron Motorun Elektriksel Parametrelerinin Otomatik Olarak Ölçümü ve İnverterde Hata Tanısı**. Elektrik-Elektronik Anabilim Dalı Yüksek Lisans Tezi, . F.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.
- Güzelbeyoğlu, N., (1992). **Elektrik Makinaları –I-II-**, İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi.
- Kaya, İ., (1990). **Vektör kontrollü Asenkron Motor Sürücü Düzeneklerinin Analizi ve Optimizasyonu**. Elektrik-Elektronik Anabilim Dalı Yüksek Lisans Tezi,. Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Trabzon.
- Kuo, C. B., (1999). **Otomatik Kontrol Sistemleri**. Literatür Yayıncılık.
- Novonty, D. W., Lipo, T., A., (1996). **Vector Control And Dynamics of AC Drives**. Oxford Univ. Press
- Ong, Chee-Mun, (1998). **Dynamic Sumilation of Electric Machinery**. Prentice-Hall, Inc.
- Rashid, M.H, (1998). **Power Electronics**. Prentice-Hall, Inc.

Sarioğlu, K, (1992). **Elektrik Makinalarının Temelleri Cilt: III.** İTÜ Elektrik-Elektronik Fakültesi.

Şenol, İ., Dönmeztürk, K.N., (2000). **Sincap Kafesli Asenkron Motorun Kayan Kipli Vektör kontrol Simulasyonu.** Elektrik-Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği 8. Ulusal Kongresi. Sayfa 117-120.

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

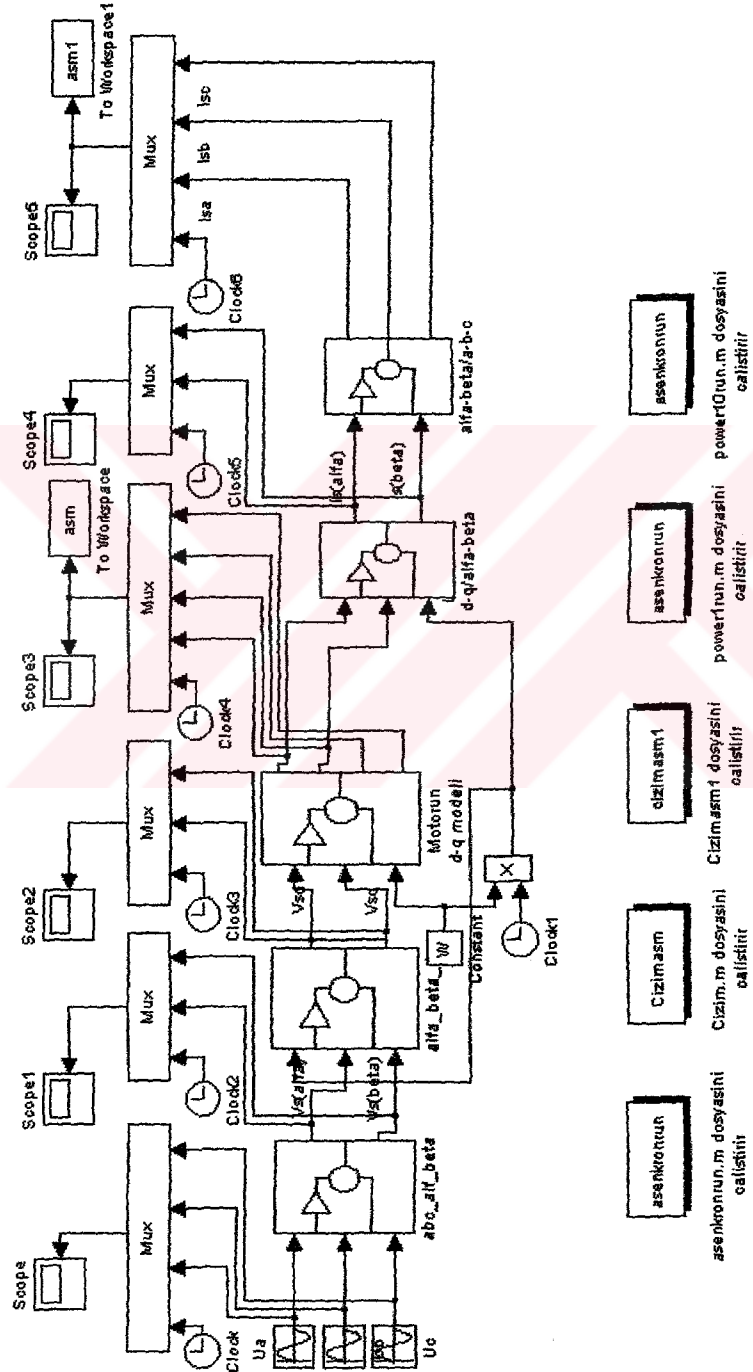
Yüksel, İ., (2000), MATLAB. Uludağ Üniversitesi Mühendislik-Mimarlık Fakültesi.

Zhang, J., Barton T. H., (1989). **Microprocessor-Based Primary Current Control for a Cage Induction Motor Drive.** IEEE Trans. on Power Electronic, Vol. 44, No. 4 January.



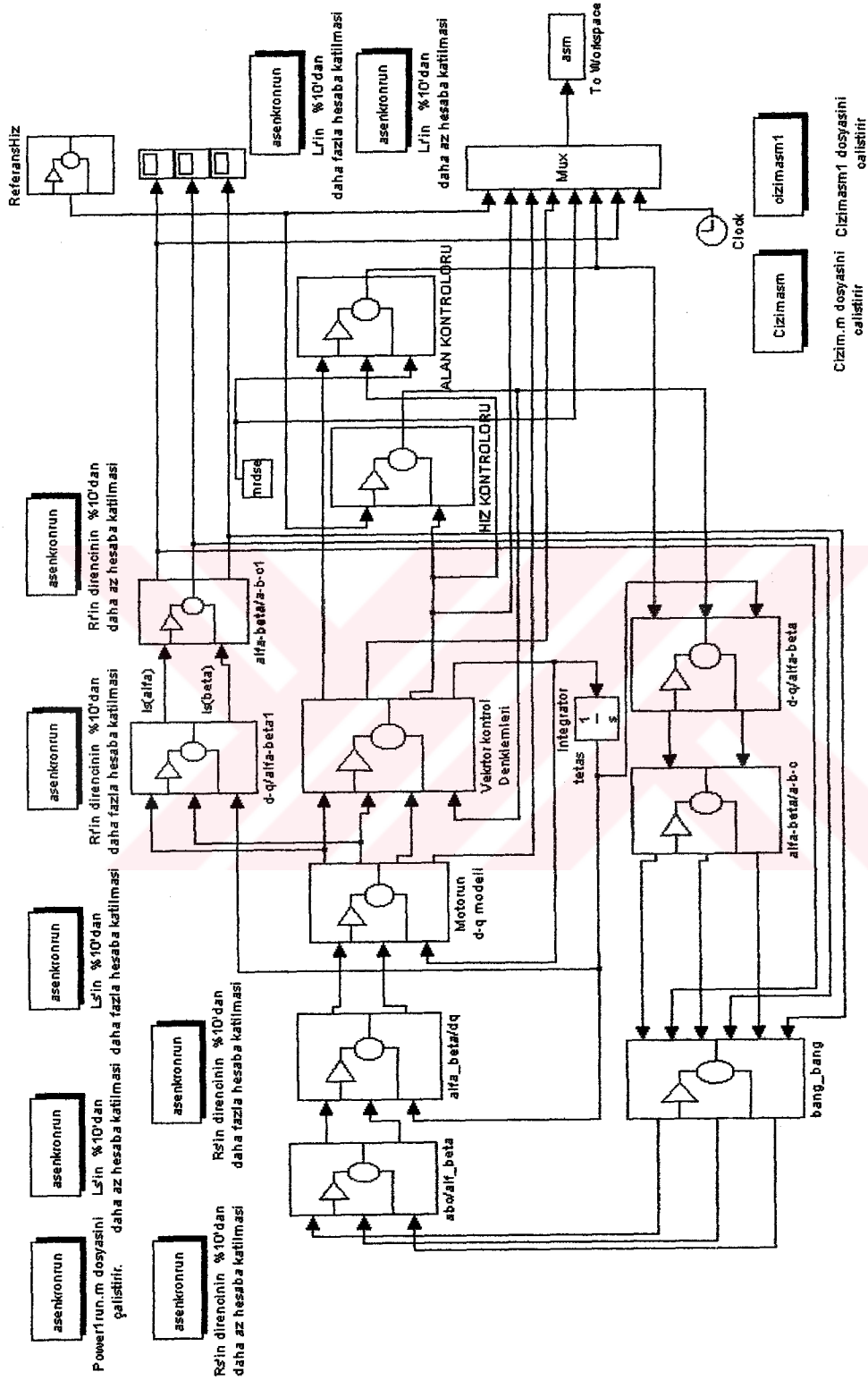
EK-A : BİLGİSAYAR BENZETİMLERİ

BİRİNCİ BENZETİM PROGRAMI



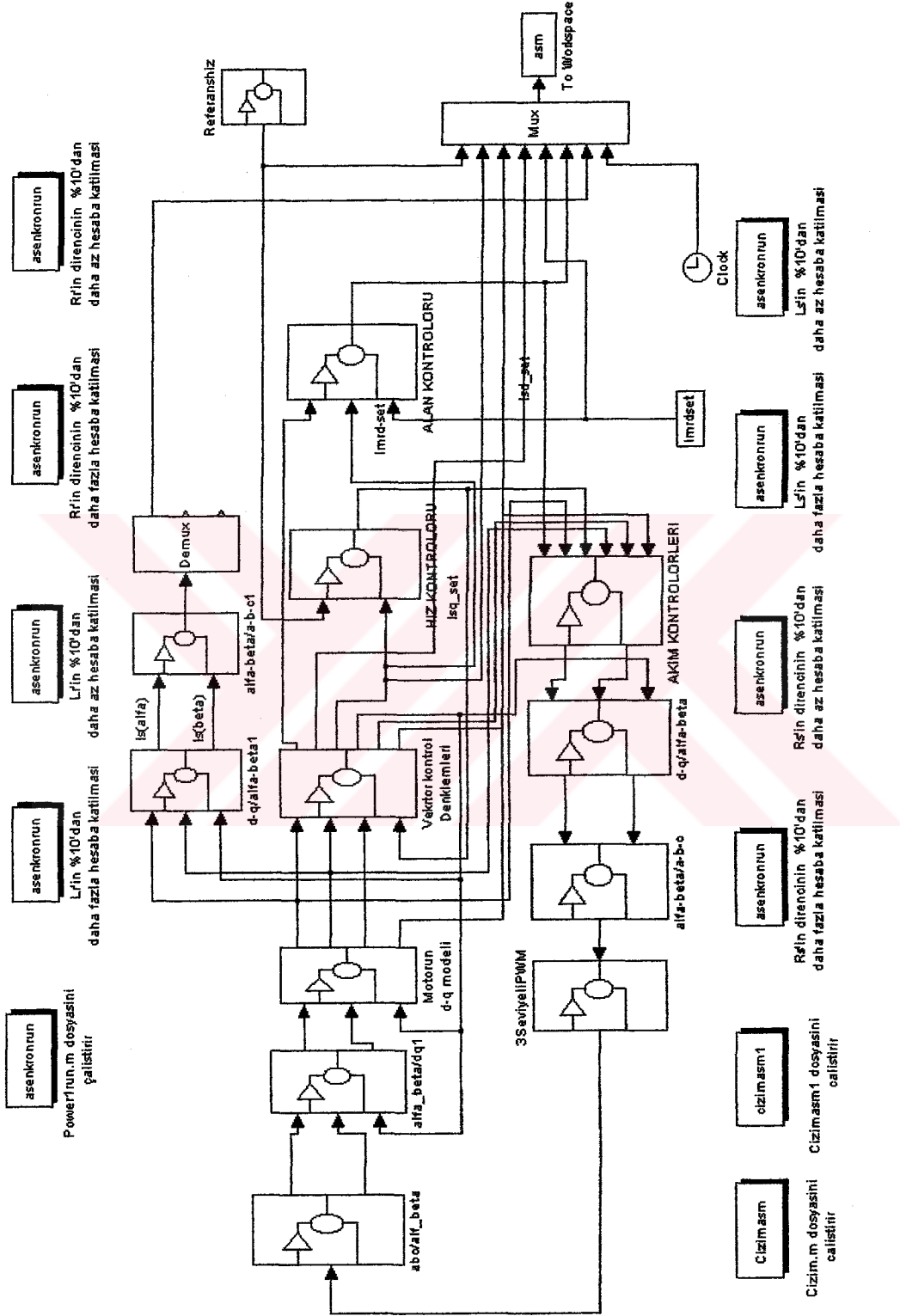
Şekil EA.1. Asenkron motorun d-q eksen modelinin bilgisayar benzetimi

İKİNCİ BENZETİM PROGRAMI



Şekil EA.2. Asenkron motorun dolaylı rotor akısı alan yönlendirmesi ile vektör kontrolünün bang-bang tipi evirgeç ile bilgisayar benzetimi

ÜÇÜNCÜ BENZETİM PROGRAMI



Şekil EA.3. Asenkron motorun dolaylı rotor akısı alan yönlendirmesi ile vektör kontrolünün 3 seviyeli PWM tipi evirgeç ile bilgisayar benzetimi

Benzetim programlarından grafiklerin düzenli bir şekilde elde edilebilmesi için yapılmış olan m-file dosyaları aşağıda verilmiştir.

Cizimasm.m

%3-fazli asenkron motorun benzetim sonuçlarının grafiksel çiziminin
%yaptirilmesi için yazilmistir.

a=0.9

b=2

```
figure
plot(asm(:,8),asm(:,1),'k')
hold on
plot(asm(:,8),asm(:,2),'k--')
xlabel('zaman(t) sn')
ylabel('n(set) ve nr(d/d)')
grid on
axis([a b min(asm(:,2))-10 max(asm(:,2))+50])
```

```
figure
plot(asm(:,8),asm(:,2),'k')
xlabel('zaman(t) sn')
ylabel('Hiz(rad/s)')
grid on
axis([a b min(asm(:,2))-10 max(asm(:,2))+10])
```

```
figure
plot(asm(:,8),asm(:,7),'k')
xlabel('zaman(t) sn')
ylabel('Isa(Amper)')
grid on
axis([a b min(asm(:,7))-1 max(asm(:,7))+1])
```

```
figure
plot(asm(:,8),asm(:,3),'k')
xlabel('zaman(t) sn')
ylabel('Te(Nm)')
grid on
axis([a b min(asm(:,3)) max(asm(:,3))])
```

```
figure
plot(asm(:,8),asm(:,4),'k')
xlabel('zaman(t) sn')
ylabel('wsl(rad/s)')
grid on
axis([a b min(asm(:,4)) max(asm(:,4))])
```

```
figure
plot(asm(:,8),asm(:,5),'k')
hold on
plot(asm(:,8),asm(:,6),'k--')
xlabel('zaman(t) sn')
ylabel('Imrd(set) ve Isd(set)(Amper)')
grid on
axis([a b min(asm(:,6))-0.2 max(asm(:,6))+0.2])
```

Cizimasm1.m

%3-fazli asenkron motorun benzetim sonuçlarının grafiksel çiziminin
%yaptirilmesi için yazilmistir.

```
a=0
b=4
```

```
figure
plot(asm1(:,1),asm1(:,2),'k')
hold on
plot(asm1(:,1),asm1(:,3),'k--')
xlabel('zaman(t) sn')
ylabel('Isq(Amper) ve Te(Nm)')
grid on
axis([a b min(asm1(:,3))-0.5 max(asm1(:,3))+0.5])
```

```
figure
plot(asm1(:,1),asm1(:,2),'k')
xlabel('zaman(t) sn')
ylabel('Isq(Amper)')
grid on
axis([a b min(asm1(:,2))-0.5 max(asm1(:,2))+0.5])
```

```
figure
plot(asm1(:,1),asm1(:,4),'k')
xlabel('zaman(t) sn')
ylabel('Isd(Amper)')
grid on
axis([a b min(asm1(:,4))-0.5 max(asm1(:,4))+0.5])
```

```
figure
plot(asm1(:,1),asm1(:,5),'k')
hold on
plot(asm1(:,1),asm1(:,6),'k--')
xlabel('zaman(t) sn')
ylabel('Lamda(rd) ve Lamda(rq) (Wb)')
grid on
axis([a b min(asm1(:,5))-0.2 max(asm1(:,5))+0.2])
```

```
figure
plot(asm1(:,1),asm1(:,7),'k')
hold on
plot(asm1(:,1),asm1(:,8),'k--')
xlabel('zaman(t) sn')
ylabel('Irk ve Ird (Amper)')
grid on
axis([a b min(asm1(:,7))-0.2 max(asm1(:,7))+0.2])
```

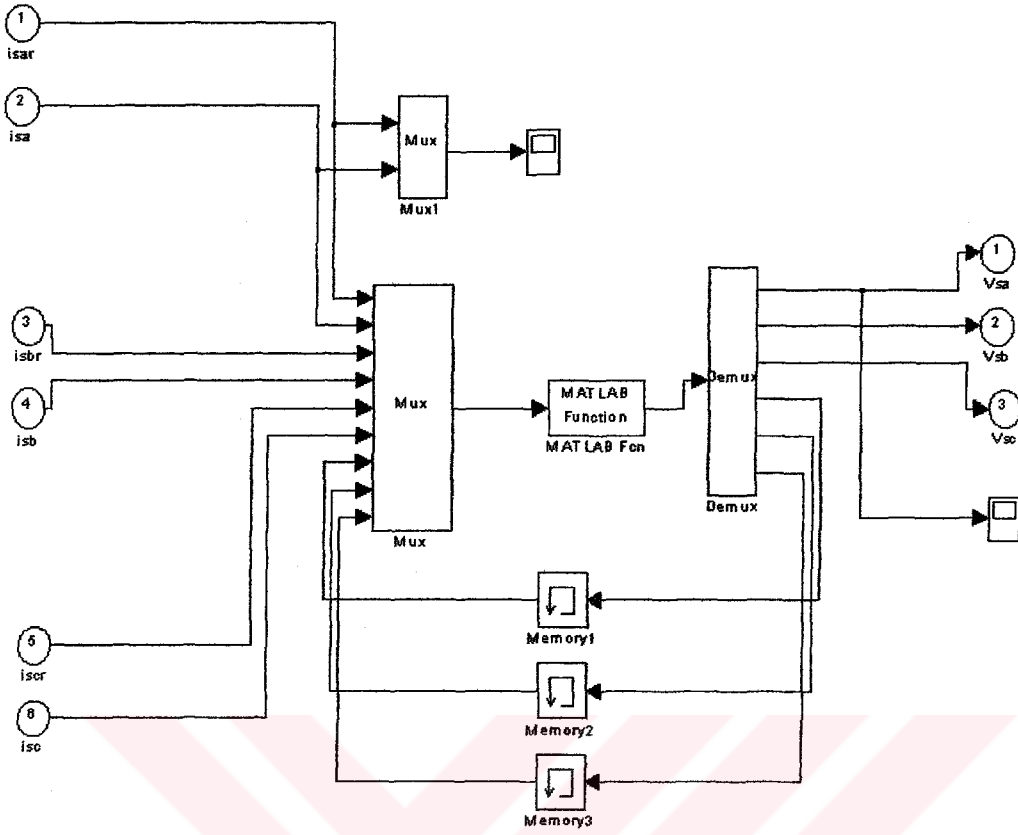
EK-B: EVİRGEÇ BENZETİMLERİ

EB.1. 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'tın üzerindeki güçte olan sürücülerin üç fazlı girişli doğrultucu ile beslenmesi, pratik bir kolaylık olarak görünmektedir. Ara devre geriliminin küçük seçilmesi durumu özellikle yüksek hızlı çalışmalarda ve yüklü durumda, zıt e.m.k 'in artması nedeniyle evirgeç çıkışından istenen sonuçlar elde edilemez. Bu durumda genlik ve faz hataları oluşur. Histerezis bandı ise evirgecin ortalama anahtarlama frekansı ile ters orantılıdır. Bang-bang kontrollü evirgeç tasarımında dikkate alınması gereken diğer büyüklük, minimum anahtarlama zamanıdır. Bu sürenin büyüklüğü, anahtarlama elemanlarının seçiminde önem kazanmaktadır (Akın,E.,1994).

Benzetim programında evirgeç girişindeki stator akım referans ve gerçek değerlerinin üç bağımsız histerezis denetleyiciye uygulanması ile aşağıdaki mantığa göre çalıştırılmıştır.

$$\begin{array}{ll}
 I_{sa}^* - h < I_{sa} & \text{ise üst transistörü aç} \\
 I_{sa}^* + h > I_{sa} & \text{ise alt transistörü aç} \\
 I_{sa}^* + h < I_{sa} > I_{sa}^* - h & \text{ise önceki durumunu devam ettir.}
 \end{array}$$



Şekil EB.1. Bang-bang kontrollu evirgecin bilgisayar benzetimi

Akımın referans ve gerçek değerlerini karşılaştırıp gerekli çıkış gerilimini veren m-function programı aşağıdaki gibidir.

m-function programı

```
function vg=histeresiss(isal)
```

```
isaa=isal(2);
isar=isal(1);
isb=isal(4);
isbr=isal(3);
isc=isal(6);
iscr=isal(5);
a=isal(7);
b=isal(8);
c=isal(9);
ha=(isaa*25)/1000;
hb=(isb*25)/1000;
hc=(isc*25)/1000;
v=538;
```

```
if isaa>isar+ha
```

```

    a=0;
elseif isaa<isar-ha
    a=1;
else
    a=a;
end

```

```

if isb>isbr+hb
    b=0;
elseif isb<isbr-hb
    b=1;
else
    b=b;
end

```

```

if isc>iscr+hc
    c=0;
elseif isc<iscr-hc
    c=1;
else
    c=c;
end

```

```

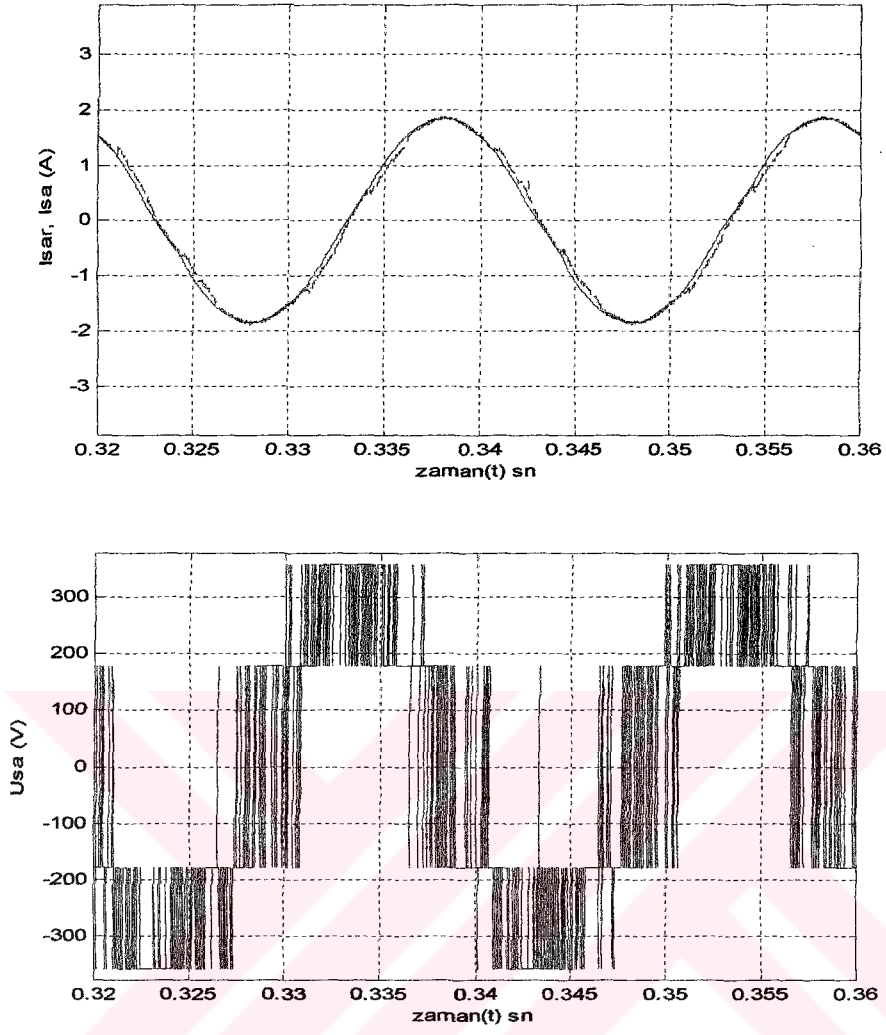
vag=((2/3)*a-(1/3)*b-(1/3)*c)*v;
vbg=((2/3)*b-(1/3)*a-(1/3)*c)*v;
vcg=((2/3)*c-(1/3)*b-(1/3)*a)*v;

```

```

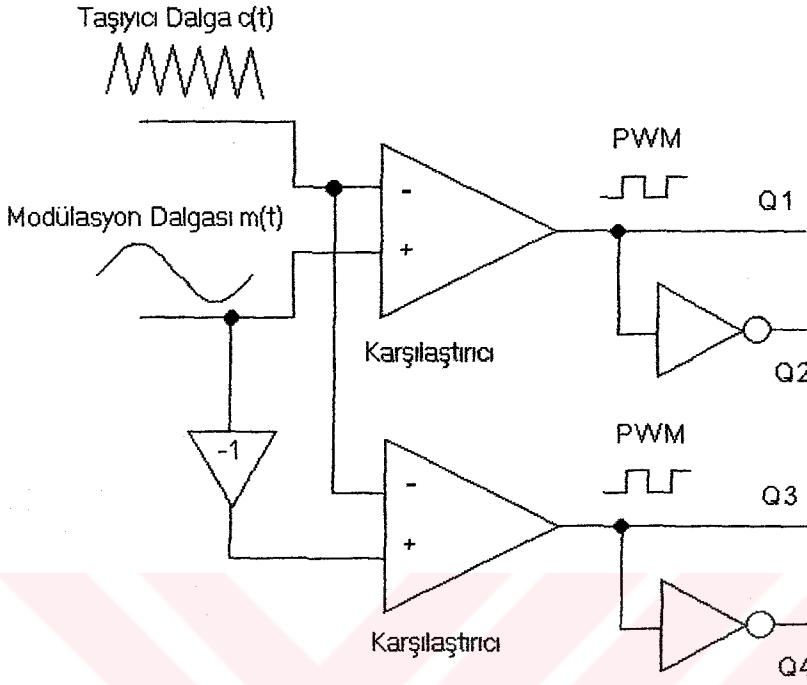
vg=[vag vbg vcg a b c];

```



Şekil EB.2. 50 Hz için bang-bang'in sınanması

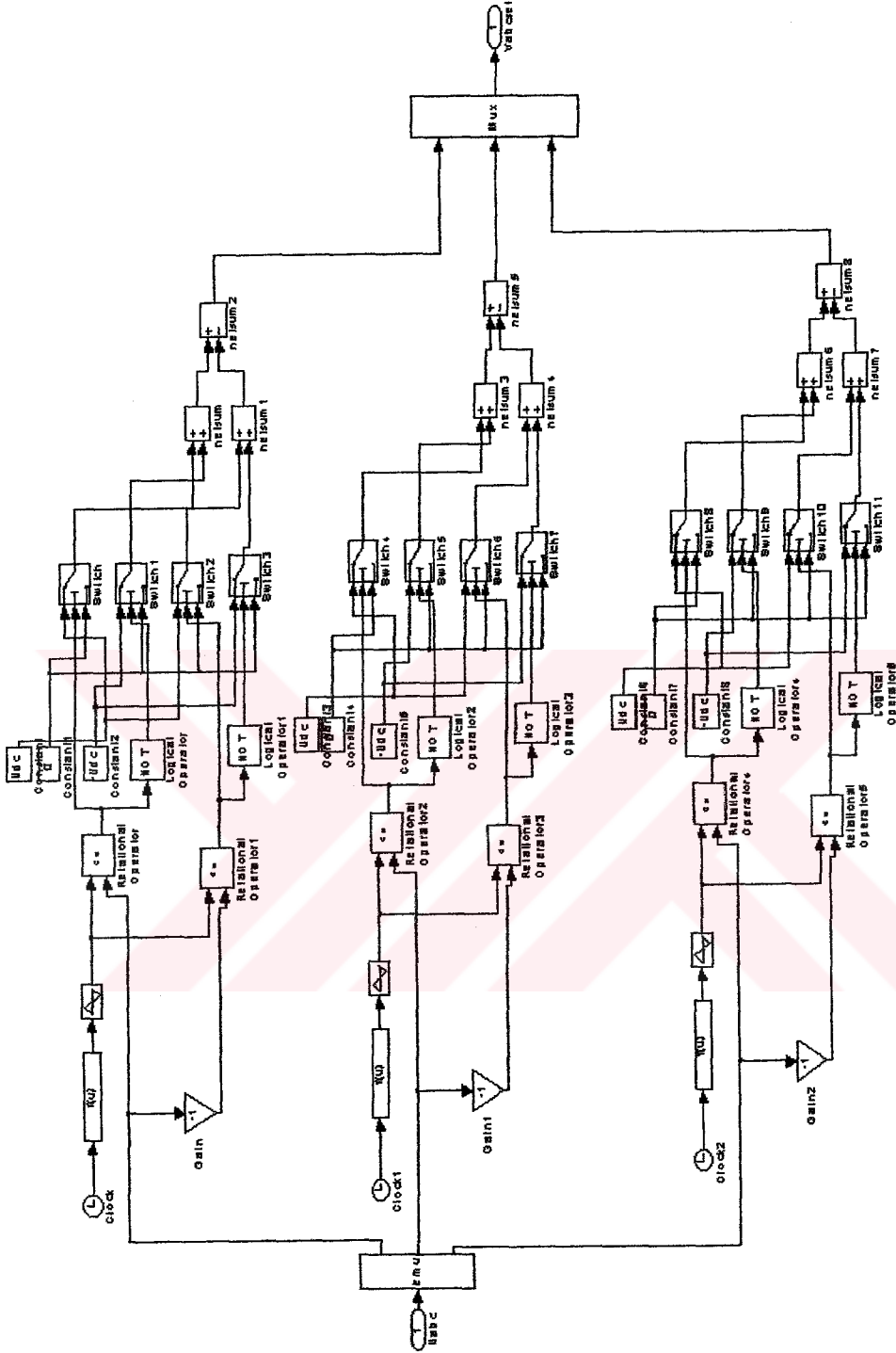
EB-2. Üç Seviyeli PWM



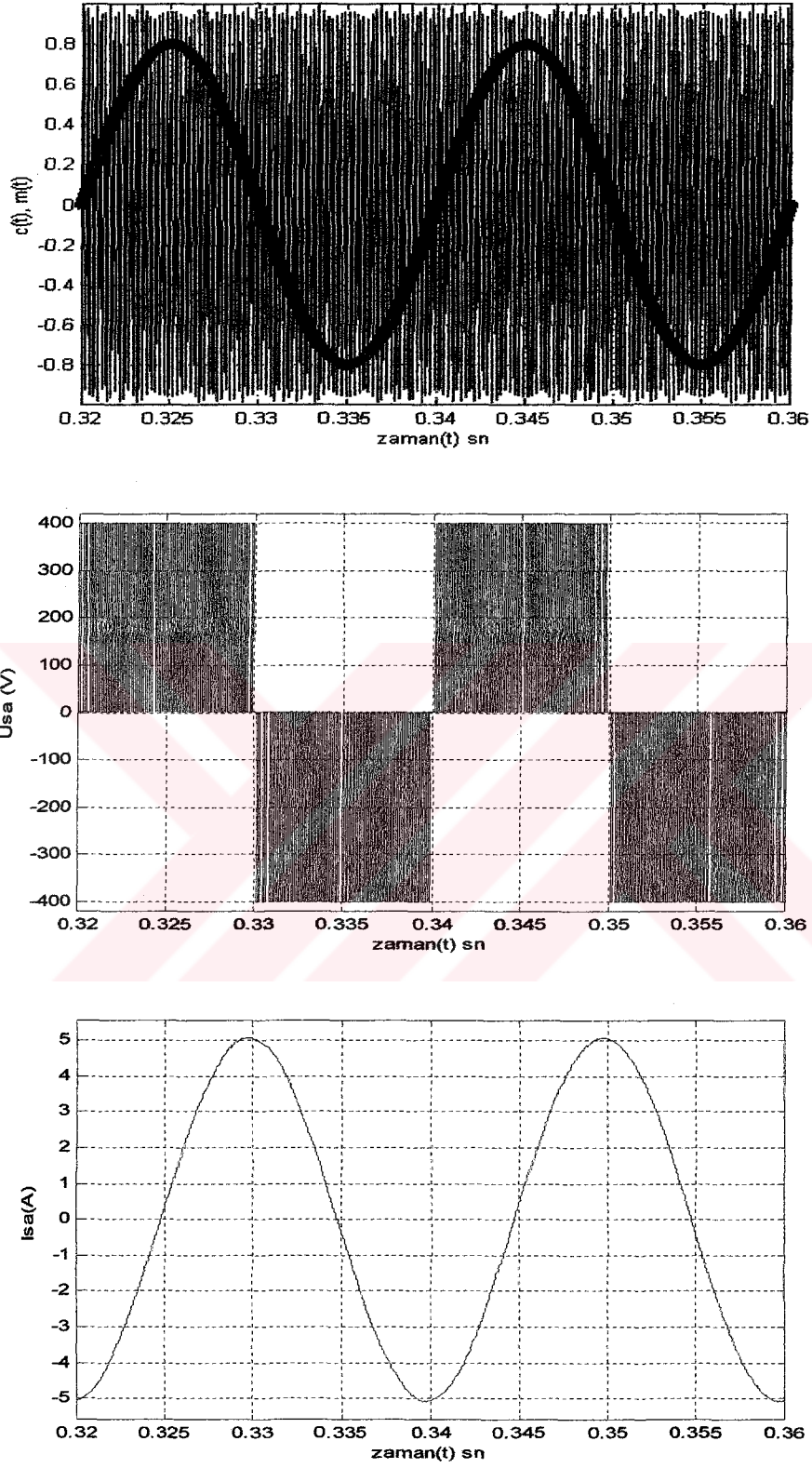
Şekil EB.3. Üç seviyeli PWM işaretlerinin üretilmesinin genel çalışma yapısı

Bu yöntemde PWM işaretlerini elde edebilmek için modülasyon dalgasının kendisini ve 180° faz farkı olan diğer işaret karşılaştırıcılar vasıtasıyla taşıyıcı dalga ile karşılaştırılır. Karşılaştırma sonucunda elde edilen işaret Şekil ED.3 'te görüldüğü gibi birinci anahtara uygulanır tersi ise ikinci anahtara uygulanır. Diğer karşılaştırıcı içinde aynı durum söz konusudur.

Çıkış gerilimi $+E, 0$ ve $-E$ seviyesindedir. Bu yöntemde dikkat edilmesi gereken noktalardan biri modülasyon dalgasının genliğinin taşıyıcı dalga genliğinden büyük olmamasıdır aksi halde evirgeç kare dalga moduna geçer.



Şekil EB.4. Üç seviyeli PWM'in bilgisayar benzetimi



Şekil EB.5. 50 Hz için 3 seviyeli PWM'in sınanması

EK-C : KONTROLÖR PARAMETRELERİNİN BULUNMASI

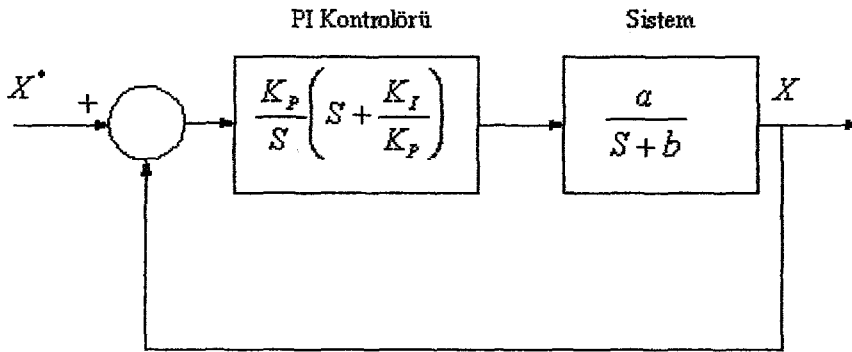
Bu bölümde PID kontrolörler hakkında kısa bir bilgi verilip direkt PI parametrelerinin hesaplama yöntemine girilmiştir.

EC.1. PID Kontrolör

Endüstriyel uygulamalarda kullanılan kontrol tekniklerinden %90'dan fazlası PID'dir. Birçok farklı formlarda olurlar ve PID kontrolörler özel amaçlı kontrol sistemlerinin tüm çeşitlerinin içine konulabilir. Bu kontrolörün parametrelerinin seçimi, deneysel veya özel durumlar için analitik olarak hesaplanmış ayarlanmıştır ve şimdiye kadar birçok teknik veya metot bu iş için geliştirilmiştir.

EC.2. PI Parametrelerinin Hesabı

PI kontrolörü parametrelerinin bulunmasında, aşağıda verilen sistem göz önünde bulundurulacak olursa, K_P oransal ve K_I integral parametre değerlerinin bulunması için ilgili ifadeler üretilebilir (Altun, H., 2001).



Şekil EC.1. Kontrol döngüsü

Şekildeki kontrol döngüsünün transfer ifadesi;

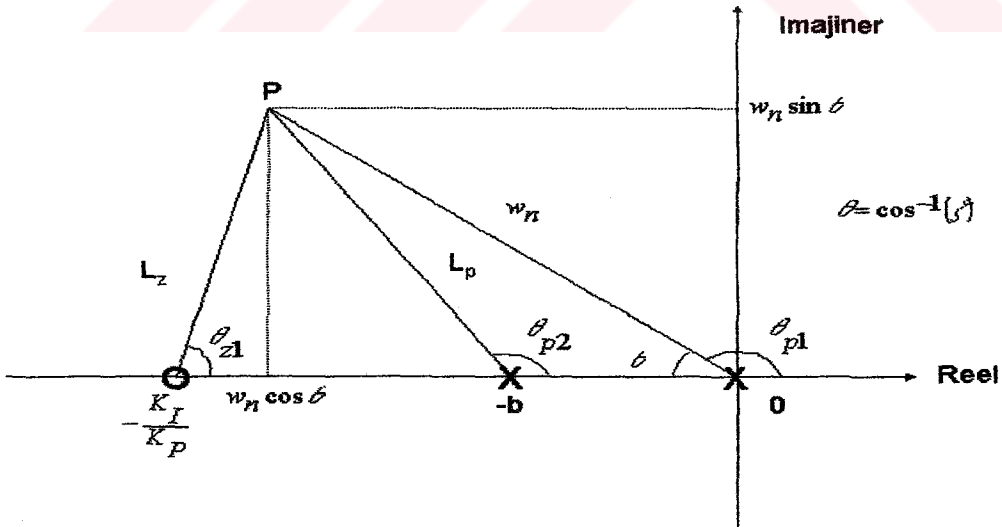
$$\frac{X}{X^*} = \frac{1}{Z} \frac{w_n^2 (S + Z)}{S^2 + 2\xi w_n S + w_n^2} \quad (\text{EC.1})$$

şeklindedir. Burada w_n doğal frekansı, ξ sönüm faktörü ve Z sıfırının ifadeleri aşağıdaki gibidir.

$$w_n^2 = aK_I ; \quad \xi = \frac{b + aK_P}{2w_n} ; \quad Z = \frac{K_I}{K_P} \quad (\text{EC.2})$$

Oluşan sistemin kutup ve sıfırlarının kompleks düzlemdeki yerleşim biçimi şekildeki gibi ise, ve doğal frekans ile sönüm faktörü bilinen değerler olmak üzere, K_I ve K_P parametreleri kolaylıkla hesaplanabilmektedir.

$$\theta_{p1} = 180^\circ - \theta ; \quad \theta_{p2} = 180^\circ - \tan^{-1} \left(\frac{w_n \sin \theta}{w_n \cos \theta - b} \right) ; \quad \theta_{z1} = \theta_{p1} + \theta_{p2} - 180^\circ \quad (\text{EC.3})$$



Şekil EC.2. Kutup ve sıfırların kompleks düzlemde yerleşimi

Kutup ve sıfırların açılarını Denklem EC.4'ten bulduktan sonra, aşağıda verilen ifadeyle K_I/K_P oranı bulunabilir.

$$\tan \theta_{z1} = \frac{w_n \sin \theta}{\frac{K_I}{K_P} - w_n \cos \theta} \quad (\text{EC.4})$$

L_P ve L_Z uzunlukları ise, şu şekilde bulunur.

$$L_P = \frac{w_n \sin \theta}{\sin \theta_{p2}} ; L_Z = \frac{L_P \sin(180^\circ - \theta_{p2})}{\sin \theta_{z1}} \quad (\text{EC.5})$$

Bulunan bu uzunluklar yardımıyla sistemin K kazancı ve buradan da K_P tespit edilir.

$$K = aK_P = \frac{L_P w_n}{L_Z} \Rightarrow K_P = \frac{L_P w_n}{aL_Z} \quad (\text{EC.6})$$

K_P bulunduktan sonra, Denklem EC.4'te yerine konularak K_I bulunabilir.

EK-D: KOORDİNAT DÖNÜŞÜMLERİ

ED.1. Üç Faz ve α - β Arası Dönüşümler

Stator gerilimini α - β terimleri cinsinden aşağıdaki şekilde ifade etmek mümkündür.

$$v(t) = v_\alpha + jv_\beta = \frac{\sqrt{2}}{3} (v_a(t) + v_b(t)e^{j2\pi/3} + v_c(t)e^{j4\pi/3}) \quad (\text{ED.1})$$

$$V = \sqrt{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \quad (\text{ED.2})$$

Üç faz giriş değerleri zaman üzerinden herhangi bir andaki toplamı sıfırdır.

$$v_a(t) + v_b(t) + v_c(t) = 0 \quad (\text{ED.3})$$

α eksenini, üç faz çatısının a eksenineyle karşılaştırılacak olursa, dönüşüm aşağıda verilen denklemlerle ifade edilir.

$$v_\alpha = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{3}{2} v_a = \frac{1}{\sqrt{2}} v_a \quad (\text{ED.4})$$

$$v_\beta = \frac{\sqrt{2}}{3} \frac{\sqrt{3}}{2} (v_b - v_c) = \frac{1}{\sqrt{6}} (v_b - v_c)$$

α - β 'dan 3 faz değerlerine dönüşüm için aşağıdaki denklemler kullanılır.

$$\begin{aligned} v_a &= \sqrt{2} v_\alpha \\ v_b &= -\frac{1}{\sqrt{2}} v_\alpha + \sqrt{\frac{3}{2}} v_\beta \\ v_c &= -\frac{1}{\sqrt{2}} v_\alpha - \sqrt{\frac{3}{2}} v_\beta \end{aligned} \quad (\text{ED.5})$$

ED.2. α - β ve d-q Arası Dönüşümler

Vektör kontrolünde α - β durağan eksenden senkron hızla dönen d-q eksenine ve d-q ekseninden α - β eksenine yapılan dönüşümler çok önemlidir. Zamanın bir fonksiyonu olan θ_e açısını sıfırdan farklı olduğunu varsayarak ve d-q eksenini α - β ekseninden bu açı kadar ileride olduğunu kabul ederek, iki eksen arasındaki ilişkiler aşağıdaki gibidir.

$$v_d = v_\alpha \cos(\theta_e) + v_\beta \sin(\theta_e) \quad (ED.6)$$

$$v_q = -v_\alpha \sin(\theta_e) + v_\beta \cos(\theta_e)$$

$$v_\alpha = v_d \cos(\theta_e) - v_q \sin(\theta_e) \quad (ED.7)$$

$$v_\beta = v_d \sin(\theta_e) + v_q \cos(\theta_e)$$

ED.3. Moment Denklemi Üzerindeki Etkiler

Bu çalışmada seçilen, üç faz ve iki faz arasındaki dönüşümler iki faz değerleri ile rms değeri arasında (Denklem ED-2) çok iyi ilişki meydana getirmektedir. Ancak, güç muhafazası yapmamaktadır; iki faz akımı ile gerilimin çarpımı, ilgili üç faz değerlerinin sadece üçte birini vermektedir. Bu nedenle, bu faktör moment denkleminde kompanze edilmesi gerekir. Ayrıca toplam momenti bulmak için denklemin P/2 toplam çift kutup sayısı ile çarpılması gerekir. Bunlar yapıldıktan sonra moment denklemi aşağıdaki gibidir.

$$T_e = 3 \left(\frac{P}{2} \right) L_m (i_{sq} i'_{rd} - i_{sd} i'_{rq}) \quad (ED.8)$$