

46532

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ**

**SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MAKİNESİN ROTOR ALAN
YÖNLENDİRMELİ KONTROLÜ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik Müh. Saffet ALTAY

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 13 Ocak 1995

Tezin Savunulduğu Tarih : 2 Şubat 1995

Tez Danışmanı : Prof. Dr. M. Emin TACER

Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Nurdan GÜZELBEYOĞLU

: Prof. Dr. Faik MERGEN

ŞUBAT 1995

ÖNSÖZ

Yüksek lisans tez çalışmasında değerli katkılarından dolayı Sayın Hocam Prof. Dr. M. Emin Tacer' e ve çalışma arkadaşlarıma saygılarımı sunarım.

Bakırköy, Ocak 1995

Saffet ALTAY



İÇİNDEKİLER

KULLANILAN SEMBOLLER.....	VI
ŞEKİL LİSTESİ.....	IX
ÖZET.....	XII
SUMMARY.....	XIII
BÖLÜM 1 GİRİŞ.....	1
BÖLÜM 2 SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MAKİNEİNİN UZAY FAZÖRLERİ İLE TEMEL DENKLEMLERİ.....	11
2.1. Sinüs Biçimli Fonksiyonların Uzay Fazör Tanımı.....	14
2.2. Stator Döner Alan Uzay Fazörü.....	15
2.3. Stator Akım Uzay Fazörü.....	13
2.4. Rotor Döner Alan Uzay Fazörü.....	17
2.5. Rotor Akım Uzay Fazörü.....	17
2.6. Miknatıslama Akım Uzay Fazörü.....	18
2.7. Stator Halkalanma Akı Uzay Fazörü.....	19
2.8. Rotor Halkalanma Akı Uzay Fazörü.....	20
2.9. Stator Gerilim Uzay Fazörü.....	21
2.10. Rotor Gerilim Uzay Fazörü.....	22
2.11. Uzay Fazörleri Kullanılarak Ani Moment İfadesi.....	23
2.12. Sincap Kafesli Asenkron Makinenin Dinamik Modeli.....	23
BÖLÜM 3 SİMETRİK ASENKRON MAKİNE MODELİNİN ÇEŞİTLİ EKSEN TAKIMLARINDA İNCELENMESİ.....	25
3.1. Asenkron Makine Denklemlerinin w Hızında Döner (d-q) Eksen Takımında Elde Edilmesi.....	26
3.2. Statora Yerleştirilen Sabit Stator Eksen Takımı (sD-sQ).....	29
3.2.1. Statora Yerleştirilmiş Sabit Stator Eksen Takımında (sD-sQ) Rotor Büyüklüklerinin Tanımı.....	29
3.3. Rotora Yerleştirilen ve Rotor Hızında Döner Eksen Takımı ($r\alpha$ - $r\beta$)....	29
3.3.1. Rotora Yerleştirilen ve Rotor Hızında Döner Eksen Takımında ($r\alpha$ - $r\beta$) Stator Büyüklüklerinin Tanımı.....	30
3.4. Stator Akım Uzay Fazörünün (sD-sQ) Eksen Takımında İfadesi.....	30
3.5. Stator Gerilim Uzay Fazörünün (sD-sQ) Eksen Takımında İfadesi.....	31

3.6. Sabit Stator Eksen Takımından Statora İndirgenmiş (sd-sq) Eksen Takımına Dönüşüm.....	31
3.7. Rotor Akım Uzay Fazörünün Rotor Hızında Dönen ($r\alpha-r\beta$) Eksen Takımında İfadesi.....	32
3.8. Rotor Gerilim Uzay Fazörünün Rotor Hızında Dönen ($r\alpha-r\beta$) Eksen Takımında İfadesi.....	34
3.9. Rotor Hızında Dönen ($r\alpha-r\beta$) Eksen Takımından Statora İndirgenmiş (rd-rq) Eksen Takımına Dönüşüm.....	34
3.10. Stator Halkalanma Akı Uzay Fazörünün (sD-sQ) ve (sd-sq) Eksen Takımlarında İfadesi.....	35
3.11. Rotor Halkalanma Akı Uzay Fazörünün ($r\alpha-r\beta$) ve (sD-sQ) Eksen Takımlarında İfadesi.....	36
3.12. Statora Yerleştirilmiş Sabit Eksen Takımlarında Stator ve Rotor Gerilim Uzay Fazör Denklemleri.....	37
3.13. Stator Büyüklükleri Uzay Fazörlerin W_g Hızında Dönen (x-y) Eksen Takımlarında İfadeleri.....	38
3.14. Rotor Büyüklükleri Uzay Fazörlerin W_g Hızında Dönen (x-y) Eksen Takımlarında İfadeleri.....	39
3.15. Senkron Hızda Dönen Eksen Takımı.....	41

BÖLÜM 4 ROTOR ALAN YÖNLENDİRMENİN SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MAKİNEYE UYGULANMASI.....	63
4.1. Serbest Uyarmalı D.A. Makinesi ile Kurulan Benzerlik.....	63
4.2. Rotor Alan Yönlendirmenin Gerçekleştirilece i Eksen Takımının Belirlenmesi.....	65
4.2.1. Rotor Halkalanma Akı Uzay Fazörü Üzerine Yerleştirilen (x-y) Eksen Takımında Stator ve Rotor Büyüklüklerinin İfadesi.....	65
4.2.2. Rotor Halkalanma Akı Uzay Fazörünün Belirlenmesi.....	67
4.2.3. Rotor Mıknatıslama Akım Uzay Fazörü.....	68
4.3. Gerilim Ara Devreli Evirici ile Kontrol Edilen Asenkron Makinenin Rotor Alan Yönlendirmeli Denetimi.....	69
4.3.1. Rotor Alan Yönlendirmeli Asenkron Makinenin Rotor Gerilim Denklemleri.....	70
4.3.2. Rotor Alan Yönlendirmeli Asenkron Makinenin Akı Modeli.....	72
4.3.3. Rotor Alan Yönlendirmeli Asenkron Makinenin Ayırıklaştırma Devresi.....	74
4.4. Asenkron Makinenin Sürekli Çalışma Eşde er Devresinin Uzay Fazörleri Gösterimi Ve Moment İfadesinin Bu Eşde er Devre ile Elde Edilmesi.....	76

BÖLÜM 5 GERİLİM ARA DEVRELİ EVİRİCİ İLE BESLENEN ASENKRON MAKİNEİN DURUM UZAY MODELİ.....	80
5.1. Sincap Kafesli Asenkron Makine, Doğrultucu Ve Eviriciden Oluşan Sistemin İncelenmesi.....	81
5.2. Rotor Alan Yönlendirme Yönteminin Gerçeklenmesi.....	82
5.3. Sincap Kafesli Asenkron Makinenin Modellenmesi.....	85
5.4. Gerilim Ara Devreli Eviricinin Modellenmesi.....	87
5.5. Akım Ara Devreli Evirici Kullanılması Durumunda Avantajlar.....	90
5.6. Evirici Ölü Zamanının Modellenmesi.....	92
BÖLÜM 6 MAGNETİK DOYMA ETKİSİ VE ASENKRON MAKİNE PARAMETRELERİNİN İZLENMESİ.....	105
6.1. Stator Gerilim Denklemleri.....	106
6.2. Rotor Gerilim Denklemleri.....	109
6.3. Rotor Hızının ve Rotor Konumunun İzlenmesi.....	110
6.3.1. D.A. Takogeneratörü.....	111
6.3.2. Encoderlerin Uygulamaları.....	111
6.3.3. Resolverlerin Uygulamaları.....	111
6.3.4. Rotor Konumunun Belirlenmesi ile Rotor Hızının Hesaplanması.....	112
6.4. Faz Arası veya Faz-Nötr Gerilimlerini Kullanarak Stator Gerilim Uzay Fazörünün Belirlenmesi.....	113
6.5. Üç Faz Stator Akımlarını İzleyerek Stator Akım Uzay Fazörünün Belirlenmesi.....	115
6.6 Sabit Stator Eksen Takımında Elde Edilen Stator Akım ve Gerilim Uzay Fazör Bileşenleri ile Stator Halkalanma Akı Uzay Fazörünün Elde Edilmesi.....	116
6.7. Sabit Stator Eksen Takımında Elde Edilen Stator Akım ve Gerilim Uzay Fazör Bileşenleri ile Kayma Frekansının Belirlenmesi.....	118
6.8. Rotor Zaman Sabitinin İzlenmesi.....	120
SONUÇLAR.....	122
KAYNAKLAR.....	126
EK A.....	128
EK B.....	133
EK C.....	137
ÖZGEÇMİŞ.....	140

KULLANILAN SEMBOLLER

$\bar{I}_s$	üç faz stator akımları uzay fazörü
i_{sA}, i_{sB}, i_{sC}	üç faz stator akımının a, b, c fazları bileşenleri
i_{sD}, i_{sQ}	sabit stator eksen takımında stator akımları
i_{sd}, i_{sq}	dönen rotor eksen takımında stator akımları
i_{sx}, i_{sy}	rotor akısı hızında dönen eksen takımında stator akımları
$\bar{I}_r$	üç faz rotor akımları uzay fazörü
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	üç faz rotor akımının a, b, c fazları bileşenleri
$i_{r\alpha}, i_{r\beta}$	dönen rotor eksen takımında rotor akımları
i_{rd}, i_{rq}	sabit stator eksen takımında rotor akımları
i_{rx}, i_{ry}	rotor akısı hızında dönen eksen takımında rotor akımları
$\bar{I}_{sg}$	w_g hızında dönen eksen takımında stator akım uzay fazörü
$\bar{I}_{rg}$	w_g hızında dönen eksen takımında rotor akım uzay fazörü
$\bar{I}_{mr}$	rotor mıknatıslama akım uzay fazörü
$\bar{I}_{r\psi r}$	rotor akısı hızında dönen eksen takımında rotor akım uzay fazörü
$\bar{I}_{s\psi r}$	rotor akısı hızında dönen eksen takımında stator akım uzay fazörü
$\bar{I}'_s$	dönen rotor eksen takımında stator akım uzay fazörü
$\bar{I}'_r$	sabit stator eksen takımında rotor akım uzay fazörü
u_{sA}, u_{sB}, u_{sC}	stator faz gerilimleri
u_{ra}, u_{rb}, u_{rc}	rotor faz gerilimleri
$\bar{u}_s$	sabit stator eksen takımında stator gerilim uzay fazörü
u_{sD}, u_{sQ}	sabit stator eksen takımında stator gerilimleri
u_{sd}, u_{sq}	dönen rotor eksen takımında stator gerilimleri
$\bar{u}_r$	dönen rotor eksen takımında rotor gerilim uzay fazörü
$u_{r\alpha}, u_{r\beta}$	dönen rotor eksen takımında rotor gerilimleri
u_{rd}, u_{rq}	sabit stator eksen takımında rotor gerilimleri
$\bar{u}'_s$	dönen rotor eksen takımında stator gerilim uzay fazörü
$\bar{u}'_r$	sabit stator eksen takımında rotor gerilim uzay fazörü
$\bar{u}_{s\psi r}$	rotor akısı hızında dönen eksen takımında stator gerilim uzay fazörü
u_{sx}, u_{sy}	rotor akısı hızında dönen eksen takımında stator gerilimleri
$\bar{u}_{sg}$	w_g hızında dönen eksen takımında stator gerilim

$\Psi_{SA}, \Psi_{SB}, \Psi_{SC}$	uzay fazörü
$\Psi_{ra}, \Psi_{rb}, \Psi_{rc}$	stator fazlarına ait ani halkalanma akı ifadeleri
$\bar{\Psi}_S$	rotor fazlarına ait ani halkalanma akı ifadeleri
$\bar{\Psi}'_S$	sabit stator eksen takımında stator halkalanma akı
Ψ_r	uzay fazörü
$\bar{\Psi}'_r$	dönen rotor eksen takımında stator halkalanma akı
Ψ_{SD}, Ψ_{SQ}	uzay fazörü
Ψ_{sd}, Ψ_{sq}	dönen rotor eksen takımında stator halkalanma akıları
$\bar{\Psi}_{r\psi r}$	sabit stator eksen takımında rotor halkalanma akı
Ψ_{rx}, Ψ_{ry}	uzay fazörü
$\Psi_{r\alpha}, \Psi_{r\beta}$	sabit stator eksen takımında stator halkalanma akıları
$\bar{\Psi}_{rg}$	dönen rotor eksen takımında stator halkalanma akıları
θ_r	rotor akısı hızında dönen eksen takımında rotor halkalanma akı
ρ_r	rotor akısı hızında dönen eksen takımında rotor halkalanma akıları
σ	rotor akısı hızında dönen eksen takımında rotor halkalanma akıları
σ_r	rotor akısı hızında dönen eksen takımında rotor halkalanma akıları
w_{mr}	w_g hızında dönen eksen takımında rotor halkalanma akı
w_k	uzay fazörü
t_e	rotor açısı
t_j	rotor halkalanma akı uzay fazörünün açısı
L	bileşke kaçak sabiti
L_m	rotor kaçak sabiti
L_s, L_{sk}	rotor halkalanma akı uzay fazörünün açısal hızı
L_r, L_{rk}	kayma frekansı
L'_s	asenkron makinede endüklenen moment
L'_r	yük momentı
P	dinamik endüktans
$p=d/dt$	mıknatıslama endüktansı
R_s, R_r	stator endüktansı ve stator kaçak endüktansı
	rotor endüktansı ve rotor kaçak endüktansı
	stator geçici endüktansı
	rotor geçici endüktansı
	çift kutup sayısı
	türev operatörü
	stator ve rotor faz dirençleri

T	eviricinin gecikme zamanı
T_s, T_r	stator ve rotor zaman sabitleri
T'_s, T'_r	stator ve rotor geçici zaman sabitleri
u_{dx}, u_{dy}	aynıklaştırma gerilimleri

Şekil Listesi

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 1.1. Temel bileşen ile beşinci harmoniğin uzay fazör dalga şekli	4
Şekil 2.1. Üç faz simetrik asenkron makinenin kesit görünüşü	12
Şekil 2.2. Akım akım uzay fazör dalga şekli	14
Şekil 2.3. Stator akım uzay fazörünün gösterimi	16
Şekil 3.1. W hızında dönen eksen takımı	27
Şekil 3.2. Stator akım uzay fazörünün dönüşümü	30
Şekil 3.3. Rotor akım uzay fazörünün görüntüsü	33
Şekil 3.4. Sabit stator eksen takımında stator ve rotor gerilim denklemleri	37
Şekil 3.5. (x-y) eksen takımında stator büyüklükleri	39
Şekil 3.6. Senkron hızda dönen eksen takımında rotor hızı	43
Şekil 3.7. Senkron hızda dönen eksen takımında moment	44
Şekil 3.8. Senkron hızda dönen eksen takımında i_{sx} akımı	45
Şekil 3.9. Senkron hızda dönen eksen takımında i_{sy} akımı	46
Şekil 3.10. Senkron hızda dönen eksen takımında ψ_{rx} akısı	47
Şekil 3.11. Senkron hızda dönen eksen takımında ψ_{ry} akısı	48
Şekil 3.12. Senkron hızda dönen eksen takımında rotor hızı (yükli iken)	49
Şekil 3.13. Senkron hızda dönen eksen takımında moment (yükli iken)	50
Şekil 3.14. Senkron hızda dönen eksen takımında i_{sx} akımı (yükli iken)	51
Şekil 3.15. Senkron hızda dönen eksen takımında i_{sy} akımı (yükli iken)	52
Şekil 3.16. Senkron hızda dönen eksen takımında ψ_{rx} akısı (yükli iken)	53
Şekil 3.17. Senkron hızda dönen eksen takımında ψ_{ry} akısı (yükli iken)	54
Şekil 3.18. Asenkron makinenin stator gerilimleri	55
Şekil 3.19. Asenkron makinenin stator akımları	56
Şekil 3.20. Sabit stator eksen takımında u_{sD} gerilimi	57
Şekil 3.21. Sabit stator eksen takımında u_{sQ} gerilimi	58
Şekil 3.22. Sabit stator eksen takımında i_{sD} akımı	59

Şekil 3.23.	Sabit stator eksen takımında i_{sQ} akımı	60
Şekil 3.24.	Sabit stator eksen takımında eksen takımında ψ_{sD} akısı	61
Şekil 3.25.	Sabit stator eksen takımında eksen takımında ψ_{sQ} akısı	62
Şekil 4.1.	(x-y) eksen takımında rotor halkalanma akı uzay fazörü	66
Şekil 4.2.	Eviricinin anahtarlama işaretlerinin elde edilmesi	70
Şekil 4.3.	Akı modeli	73
Şekil 4.4.	Ayrıklaştırma devresi	76
Şekil 4.5.	Asenkron makinenin sürekli çalışma eşdeğer devresi	79
Şekil 5.1.	Rotor alan yönlendirmenin uygulandığı devresi	82
Şekil 5.2.	Gerilim ara devreli eviricinin çıkış gerilimleri	88
Şekil 5.3.	Rotor alan yönlendirmenin blok diagramlarla şematik gösterimi	91
Şekil 5.4.	Evirici ve asenkron makinenin ayrıklaştırma devresi	94
Şekil 5.5.	Sabit stator eksen takımında i_{sD} akımı (t=0.4 de yüklü iken)	96
Şekil 5.6.	Sabit stator eksen takımında i_{sQ} akımı (t=0.4 de yüklü iken)	97
Şekil 5.7.	Sabit stator eksen takımında moment (t=0.4 de yüklü iken)	98
Şekil 5.8.	(x-y) eksen takımında akı üretim akımı	99
Şekil 5.9.	(x-y) eksen takımında moment üretim akımı	100
Şekil 5.10.	Rotor alan yönlendirme ile elde edilen moment	101
Şekil 5.11.	(x-y) eksen takımında rotor akısının y-ekseni bileşenli	102
Şekil 5.12.	Rotor direncinin sıcaklıkla değişimi	103
Şekil 5.13.	Stator frekansının değişimi	104
Şekil 6.1.	Dinamik ve mıknatıslama endüktansı	108
Şekil 6.2.	Resolverin şematik görünüşü	112
Şekil 6.3.	Yıldız bağlı asenkron makinenin faz arası ve faz nötr gerilimleri	114
Şekil 6.4.	Stator gerilim uzay fazörünün bileşenlerini izleyen devre	115
Şekil 6.5.	Stator akım uzay fazörünün bileşenlerini izleyen devre	116
Şekil 6.6.	Stator halkalanma akı uzay fazörünün elde edilmesi	117
Şekil 6.7.	ψ_{sD} akısının elde edilmesi	117

Şekil 6.8.	Kayma frekansını hesaplayan devre	119
Şekil 6.9.	Stator akımları ile rotor zaman sabitinin belirlenmesi	121



ÖZET

Son yıllarda gelişen yarıiletken, mikroelektronik, mikroişlemci ve kontrol teknolojisindeki gelişmeler sonucunda, küçük güçteki asenkron makineler de, konum ve hız kontrolü amaçlanan uygulamalarda kullanılmaya başlanmıştır. Böylece, kontrol açısından bakıldığında ideal bir davranış gösteren d.a. makinelerine benzer bir hız ve moment denetimi asenkron motorlar için de söz konusu olmuştur.

Asenkron makinelerin sincap kafesli veya bilezikli olmasına göre geliştirilen en uygun kontrol yöntemi rotor alan yönlendirme yöntemidir. Bu yöntem ile, stator frekansı devamlı olarak rotor halkalanma akısının frekansına ayarlanarak istenen biçimde denetim ile asenkron makinenin karasız durumlara girmesi önlenmiştir. Yöntemin yetersiz kaldığı durum ise, her ne kadar üzerinde çalışmalar yoğun bir şekilde devam ediyorsa da sıcaklık ve doyma ile değişen makine parametrelerinin fiziksel davranışlarının matematiksel modele uyarlanması zorluklar ile karşılaşılmasıdır. Yöntem bir çok hesaplama gerekmektedir ve hızlı çalışan bir mikroişlemciye ya da DSP ye gerek duyulmaktadır.

Tez çalışmasında, yukarıda belirtilen hususlar göz önüne alınarak sincap kafesli asenkron makinenin rotor alan yönlendirmeli denetiminin sayısal benzetişimi gerçekleştirilmiştir.

SUMMARY

ROTOR FIELD-ORIENTATION CONTROL OF A SQUIRREL-CAGE INDUCTION MACHINE

The main goal of this study is to simulate rotor field-orientation for a squirrel-cage induction machine. Field-orientation control technique is to control an ac machine to obtain the performance characteristics similar to a dc machine, providing good efficiency and excellent dynamic performance. In rotor field-orientation, it is essential to have decoupled and independently torque and flux of the induction machine. The field-orientation requires knowledge of the instantaneous position and magnitude of the rotor flux to achieve decoupling.

In the case of induction machines rotor flux-oriented control is usually employed. With rotor flux-oriented control there are two main implementations to obtain the modulus and space angle of the rotor flux-linkage space phasor. When direct rotor flux-oriented control is used, these quantities are directly measured or they are calculated from a flux model. However, indirect rotor flux-oriented control, the modulus and space angle of the rotor flux-linkage space phasor are obtained by utilizing the monitored stator currents and the rotor speed. In indirect field-orientation control of an induction motor drive system, the position of the rotor flux is calculated rather than measured. Since the calculated position and magnitude of the rotor flux are based on knowledge of the rotor time constant, the accurate information of the rotor time constant is an essential requirement [1,2,3].

In this study the rotor resistance, which varies with temperature, is considered as the most important parameter to effect the performance of the drive system.

In high performance electromechanical system requiring four-quadrant operation with a fast torque response and good performance about zero speed the separately excited dc machine has long been used. This is due to their excellent operational properties and control characteristics; the only essential disadvantage is the mechanical commutator which restricts the power and speed of the machine, increases inertia and axial length and requires periodical maintenance. By using ac machines, fed by variable frequency static power converters, the commutator is eliminated, however at considerable cost and complexity. This is one of the reasons why rotor field-orientation controlled induction machines are only now becoming an economical alternative to dc drives [4].

In 1887 Nikola Tesla (1856-1943) built the first induction machine in America, in which a 'two-phase' alternating current and some fixed electromagnets, instead of a permanent magnet, were used to generate a rotating field [5].

In the late of the 19th century, induction machine is the most widely used electrical drive motor and its invention has given a strong impetus towards the

transition from dc to ac in the field of generation, transmission and distribution of electrical energy. Its main advantage is the elimination of all sliding electrical contacts, resulting in an exceedingly simple and rugged construction. Induction machines are made in a variety of designs with ratings of a few watts to several megawatts.

Unfortunately the speed of supply-fed induction motors cannot be continuously varied without additional equipment or without incurring large power losses. Even though the problems of efficiently controlling the speed of induction motors have been investigated for decades, all solutions realizable until a few ago were too complex and costly. It is only due to the progress of semiconductor technology in recent years that static frequency converters can now be built at acceptable price so that the induction machine also has a future in variable speed drives [4,5].

The theory of the induction motor for dynamic conditions is somewhat involved because of the rotating fields, the spatial relationships of which depend on speed and load; it will only be treated here in simplified form. On the other hand, the equivalent circuit usually derived for steady state operation with sinusoidal voltages proves to be inadequate when dealing with transients or when the motor is supplied from a static converter. The steady state condition will be treated as a special case of the more general solution.

The mathematical model to be used is tailored to the needs of controlled drives. Traditionally, induction machines have been used in open-loop constant speed applications where the steady state characteristics are of principal importance. In closed-loop adjustable speed drive applications, a consideration of static as well as dynamic behavior is important. A closed-loop system has the advantages that the output tracks the commanded input, the system response is less sensitive to parameter variation effect, and unwanted noise and disturbance effects are attenuated. However, the disadvantages include stability problems and the complex design criteria needed to make the system stable, the loss of system gain, and the requirement for precision feedback signals [3,4,5].

The induction motor drive system is basically a multivariable system, and therefore in principle the state variable control theory should be applicable. The dynamic model of the induction motor is nonlinear because of the speed of rotor in the voltage equations of the stator and rotor. In addition, the parameters of the machine may vary with saturation, temperature and skin effect, adding further nonlinearity to the system. The system is also discrete time because of the sampling nature the converters. If a microcomputer or other digital circuits are used in the control system, then additional sampling characteristics must be added. The discrete time effect of the converters and controllers can, of course, be neglected if the machine response is sluggish, which is normally the case. Once, the control structure and the parameter of the controllers are determined on the simulation, the prototype system is designed and laboratory tested with further iteration of the controller parameters. On the other hand, the implementation of the vector controlled induction machine rotor time constant using a powerful DSP has been used. The cost of DSP becomes more and more attractive for common applications, the usage of direct control will penetrate low power equipments in the near future. In this way, research investigations will be concentrated in the

integration of control algorithms for induction machine drives with technology simplification. [6].

A simple and popular open-loop volts/hertz speed control method for an induction motor system consists of a phase-controlled rectifier with three-phase ac supply, LC filter, and voltage-fed or current-fed inverter. This is a scalar control which relates to the magnitude control of a variable only, and the command and feedback signals are dc quantities which are proportional to the respective variables. This is in contrast to vector control, where both magnitude and phase of a vector variable are controlled, and this is described in the thesis.

With open-loop voltage control, the ac line voltage fluctuation and impedance drop will cause fluctuation of the air gap flux. This fluctuation can be prevented by providing closed-loop voltage control of the rectifier. If the machine speed does not fall below 10%, the stator drop compensation can be ignored. This control scheme has disadvantage, which torque sensitivity with slip or stator current will vary. If the correct volts/hertz ratio is not maintained, the flux may be weak or may saturate. The stator circuit parameters may also vary due to temperature and saturation, causing drift in the air gap flux. As a result, the machine's maximum torque capability will decrease and transient response will deteriorate.

The machine terminal voltages and currents can be sensed and torque and flux can be estimated by partial observer. A simple method of flux measurement is the mounting of Hall effect sensors in the machine air gap. A problem here is that the Hall sensor outputs drift with temperature which is difficult to compensate. Alternatively, flux coils may be mounted in the air gap and the correspondingly induced voltages may be integrated to get the flux information. The mounting of external devices, such as Hall sensors or flux coils, in the air gap is not favored by machine designers[7].

In the scalar control of voltage-fed or current-fed inverter drives, the voltage or current and frequency are basic control variables of the induction motor. In a voltage-fed drive, for example, both the torque and air gap flux are functions of voltage and frequency. This coupling effect is responsible for the sluggish response of the induction motor. If the torque is increased by incrementing the frequency (i.e. the slip), the flux tends to decrease. Unlike synchronous motors, rotor flux is not fixed relative to the rotor position and rotor time constant depends on temperature and saturation of the rotor material. Because of this rotor time constant, rotor acts as a lowpass filter. The delay of the rotor time constant causes the rotor flux to lag behind than the stator field. The difference in rotational speed is referred to as slip. Slip is measured as an angular velocity expressed as a frequency and typically around 3 Hz. This is important in understanding the limitations of the ac induction motor without vector control [7].

There are essentially two general methods of vector control. One, called the direct method, was developed by F. Blaschke, and the other, known as the indirect method, was developed by K. Hasse [4,7]. One of the prime task in vector control is to decouple the torque and flux based currents from modulus of stator current and keep them in quadrature to one another at all times in reference frame that is related to the rotor coordinates. That requires sensing the three phase stator currents. The advantages of vector control include;

- * constant and smooth torque from zero and all over the complete range of motor speed,
- * constant horsepower available above base speed,
- * increased velocity precision even under varying load conditions,
- * high motor efficiency due to magnetization current control related to rpm,
- * fast transient response due to decoupling control,
- * the conventional stability problem of induction motor, that is by crossing the breakdown torque point, does not in vector control,
- * available four-quadrant operation [7].

Therefore, the vector controlled induction motor drives can be used for high performance applications, servo drives, coilers, hoists, machine tool spindle drives, where traditionally, dc machines have been used. But, there are also disadvantages vector controlled drives;

- * complex control algorithm which limits band width,
- * high rotor losses can present cooling problems at low speeds.

Four internal quantities plus the rotor position of a rotating electrical machine suffice in order to describe its dynamic behaviour. Starting from this fact, first the space-phasor concept is introduced as an excellent analytical tool, the expressions of the main phasors are given (special attention is paid to the analysis and the physical interpretation of the voltage space phasor) and thereafter the formulation of the theory is carried out. It is then shown that all the transient states of a converter-fed symmetrical machine can be represented by a very simple space-phasor diagram, analogous to the one used for describing its steady state through time phasors. The diagram and the corresponding dynamic equations are deduced in a direct and immediate way, which is very useful for studies of electronically powered ac machines [8].

Kovacs described the space phasor as a complex representation of fundamental space wave (the space means a quantity in the air gap which takes place between stator and rotor, such a current density, magnetic flu etc.) and presented voltage equations of the induction machine using space phasors. Kovacs investigated the relations space phasors and their d-q components during a long period of time also [9].

The other investigator J. Stepina had been contributed the space phasor method enormously. Stepina has been noted physical meaning of quantities of space phasors and their definitions in the perspective of space harmonics. He analysed that method mathematically, according to the theory of electrical machines [10].

The steady state values of the main quantities often vary sinusoidally in time. These values can be determined by means of the cartesian projection of an

oriented segment in the complex plane (time phasor). The study of electrical machines requires the knowledge of certain quantities which are spatially distributed. Space phasors are very suitable to this task. By definition a space phasor is an oriented segment in the complex plane that characterizes at very moment the spatial distribution of an internal machine quantity, provided this distribution is sinusoidal. An internal quantity is a physical quantity which shows at any instant a set of values that can be expressed by a mathematical function, the independent variable of which is a space coordinate. The phasor always points to the positive maximum of the wave and its modulus is equal to the wave's amplitude. Both the wave amplitude and speed may vary in an arbitrary manner. Usually the internal quantity is not bipolar or not sinusoidal.

As a result, every multipolar wave is characterized by a unique phasor. The space-phasor concept is introduced starting from a physical reality, not from a mathematical formula. The basic idea underlying its definition is the following; on the analogy of the time phasors, for the space phasors we must first define the physical quantity and only after that we assign a space phasor to it and determine its mathematical expression [8,9,10].

When ac motor are controlled by means of electronic converters, the air gap flux should be maintained constant below the base speed in order to obtain high torque throughout the speed range. Thus, the iron saturation is practically constant and can be accounted for in calculations increasing the actual air gap. So, if the iron losses are negligible, we are very close to the hypothesis of an ideal magnetic circuits. On the other hand, due to the control unit, there are no overcurrents, and the slip is always kept very small, even during the transient conditions. Therefore, the space harmonics have little influence on the machine behaviour and suffices to consider the fundamental space waves. Likewise, as there are no significant variations in the slip and flux levels, the machine parameters are constant during the transients, provided the temperature influence can be neglected (this influence, however, and saturation changes in the field weakening region are to be considered when designing very high performance servo drives). For general studies of rotating electrical machines space phasors show the following main advantages;

- * they all have a clear physical meaning, as they characterize a well defined internal quantity (current sheet, average conductor voltage, radial induction yoke flux, etc.),

- * they can be applied easily to symmetrical machines with or without field harmonics,

- * in steady state, space and time phasor diagrams overlap each other,

- * the instantaneous torque expression is very simple which is a vectorial product of two phasors,

- * the space phasors allow a total decoupling of the transient currents system,

- * the dynamic equations of the machine are obtained in a direct and immediate way, whichever the phase number,

* the electric equations system obtained is reduced already to its most simple form and no phase transformation or reduction matrices are required,

* the yoke flux, which unlike the leakage fluxes is held practically constant in most electronic control applications, is represented by a specific phasor which can be taken in many cases as very useful starting points for analyzing control problems,

* the space phasors allow the graphic representation of any transient state by a simple phasorial diagram [8,9,10].

If an a.c. machine is supplied by a converter, time harmonics can be present in the voltage, current, and flux linkage waveforms. These are undesirable, since they contribute to extra losses, unwanted torque pulsation and so on. It is possible to obtain information content of these waveforms directly from their space phasor loci.

A space phasor locus of a particular quantity (in both the steady-state and the transient state) can be obtained by plotting on the two axes of a reference frame the real and imaginary components of the space phasor quantity under consideration. The tip of the space phasor at any time instant will be circle on the complex reference frame. But, there are time harmonics in the quantity, the locus of the space phasor will deviate from the circle.

Until recently the cost of the introduction of the variable speed induction motor has been prohibitive and the complexity of control has made its development difficult. However, the rapid developments in the field of power electronics, whereby better and more powerful semiconductor devices are available and where the power devices and circuits are packaged into modular form, and the existence of powerful and inexpensive microprocessors, which allow the complex control functions of the ac drive to be performed by utilizing software instead of expensive hardware, mean that ac drives employing induction machines can be considered as economical alternatives to adjustable speed dc drives. Some of the other functional advantages of the application of microprocessors or digital techniques are;

* cost reduction in control electronics,

* improved reliability, due to the reduction of the number of components,

* standard universal hardware is required and the only changes are to the software, which is very flexible and can be easily modified,

* very high accuracy, excellent repeatability, linearity, and stability with different setting ranges,

* centralized operator communications, monitoring, and diagnostics (diagnostics programs monitor the operation of the system),

* calculating quite complex, high speed arithmetic operations and capability of decision making [3,11].

The stator and rotor voltages equations and torque equation which describe the performance of induction machine can be applied space phasor theory and it is possible to implement vector control by means of space phasors. First of all, the coefficients of the differential equations which are functions of the rotor speed must be done constant.

For this reason, in the late of 1920s, R. H. Park introduced the variables of stator to a frame of reference fixed in the rotor.

In the late 1930s, H. C. Stanley showed that the time-varying inductances in the voltage equations of a induction machine could be eliminated by transforming the variables associated with the rotor windings to variables associated with fictitious stationary winding. In this case the rotor variables are transformed to a frame of reference fixed in the stator.

G. Kron introduced the time-varying inductances of a symmetrical induction machine by transforming both the stator variables and the rotor variables to a reference frame rotating in synchronism with the rotating magnetic field.

D. S. Brereton employed the time-varying inductances of a symmetrical induction machine by transforming the stator variables to a reference frame fixed in the rotor. This is essentially Park's transformation applied to induction machines.

Park, Stanley, Kron, and Brereton developed changes of variables suited for a particular application. Consequently, each transformation was derived and treated separately in literature until it was noted in 1965 that all known real transformations used in induction machine analysis are contained in one general transformation which eliminates all time-varying inductances by referring the stator and rotor variables to a frame of reference which may rotate at any angular velocity or remain stationary. All known real transformations may then be obtained by simply assigning the appropriate speed of rotation to this arbitrary reference frame. A special reference frame fixed to the rotor flux-linkage space phasor is used to implement vector controlled induction machine [12].

The space phasor theory, the reference frame theory and rotor flux-linkage oriented method have been mentioned so far. In this thesis, the digital simulation of the drive system had been applied on INTEL 80X86 computer. Although digital simulation is common because of the easy availability of digital computers, an analog computer can also be used for simulation. Since the machine-converter system is basically analog in nature, an analog simulation is easy and convenient and provides easy access to the analog variables. In a hybrid computer, which consists of analog and digital computers, the system can be appropriately partitioned for analog and digital simulation. Normally, the converter and the machine are simulated on an analog computer, but the control can be simulated on either an analog or a digital computer. A microcomputer-based control system, which is discrete time in nature and where complex computation and decision-making processes are involved, is simulated in the digital computer. The parity simulation technique has also been used. In this method, analog and digital simulation principles are combined to simulate individual components of the drive system to maintain their topological parity (i.e., a machine simulation looks like a machine at the terminal except that the voltages and currents are

appropriately scaled). Such a simulation with modular building blocks can be done quickly by an engineer. Real-time parity simulation of the power components can be driven by breadboard control hardware which subsequently can be used as a prototype.

In particular, computer results are given the following modes of operation;

- * balanced conditions (neglecting zero-sequence component),
- * uniform air gap,
- * linear magnetic circuits (neglecting the effects of magnetic saturation of the main flux paths, hysteresis and eddy-current losses, dielectric losses in the electric field),
- * identical stator windings, distributed so as to produce a sinusoidal rotating field in space with the phases and arranged so that only one rotating field is established by balanced stator currents,
- * rotor coils or bars arranged so that, for any fixed time, the rotor rotating field can be considered to be a space sinusoidal having the same number of poles as the stator rotating field,
- * the number of effective turns of stator windings and the number of effective turns of rotor windings are equal,
- * neglecting inverter dead time (switching losses) and no delay due to signal processing, and the effect of space harmonics.
- * neglecting skin and end-effects [13,14].

If field oriented control principles are applied on the saturated model of induction machine, new equations must be obtained, which differ significantly from the well-known model valid when the main flux saturation is absent or neglected. Rotor flux oriented control of voltage-fed saturated induction machine will be studied in the sixth part of the study. New decoupling circuits which are needed under saturated conditions are presented [3,15,16].

Condition monitoring of electrical machines and drive system is a very important factor in achieving efficient and profitable operation of a large variety of industrial processes. Recent trends and advances in electronics have stimulated the development of new types of a real-time monitoring devices. In the past, condition monitoring has been performed using special sensors, some of which are very expensive, yield signal which contain additional unwanted components, are problematic to fit, require the machine to be specially prepared in advance, and whose malfunction can lead to the collapse of the entire system [17].

This study presents the transient and steady state operating conditions of rotor flux field orientation controlled induction machine with space phasors, which are given mathematically, their physical meanings and relations, by using a computer programme in C language. The aim of this thesis will be to find the

correct ratio between computation and sensor elimination without disturbing the dynamic performance of the ac drives

In this thesis, first chapter gives a introduction by taking into account the above consideration.

In the second chapter contains a step by step the physical and mathematical development of a space-phasor theory. The theory developed covers the operation of a smooth-air-gap machines under linear magnetic condition.

In the third chapter, reference frame theory is developed and the voltage equations of stator and rotor are formulated in a general reference frame.

In the fourth and fifth chapter, the expression for the electromagnetic torque of induction machine which contains a flux producing current component and a torque-producing current is developed similar to the expression for the electromagnetic torque of a separately excited d.c. machine. Rotor field-orientation control of a induction machine is discussed in detail.

In the sixth chapter, the effects of a saturation of the main flux paths are discussed in detail by considering the equations which are required rotor field orientation and also the monitoring of various machine parameters is discussed in great detail.

Seventh chapter contains results of this study.

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Tez çalışmasında, son yıllarda hızlı yanıt istenen hız ve konum denetimi uygulamalarında, doğru akım makinelerine alternatif olarak geliştirilen vektör kontrollü (rotor alan yönlendirmeli) asenkron makinelerin çalışma ilkeleri incelenecek. Ayrıca, vektör kontrollü asenkron makinenin performansını etkileyen nedenler belirlenip, performansı iyileştirme yöntemleri belirlenecektir. Sonuç olarak, rotor alan yönlendirme yönteminin uygulanabilirliği, sorunları ve gelecekte neler yapılabileceği anlatılacaktır.

Günümüzde mikroelektronik ve bunun sonucunda bilgisayarların; dijital kontrolörlerin gelişmesi ile, dijital kontrol sistemlerinin kullanılması çok yaygınlaşmış ve hemen hemen analog kontrol sistemleri yerini almıştır. Böylece kontrol sistemlerinin ve özellikle bunların kumanda organı olan kontrolörlerinin daha kapsamlı tasarımı gerçekleştirilebilmiş ve bu sistemlerin daha güvenilir ucuz olması sağlanmıştır. Ayrıca teorik araştırmalar sonucu yeni kontrol kural ve stratejileri elde edilmiş ve bunlar dijital kontrol sistemleri ile uygulamaya konulabilmiştir.

Rotor alan yönlendirme ilk defa Blaschke tarafından uygulanmış ve Leonhard, Bose başta olmak üzere Kanada, Almanya, İtalya, Japonya, İngiltere ve Amerika'dan çeşitli araştırmacılar bu yöntemin gelişmesine katkıda bulunmuşlardır. Yöntem bir çok karmaşık hesaplama işleminin, makine büyüklüklerinin algılanması ve geri besleme olarak kontrol devresine verilmesini kapsamaktadır [1,2,3].

Doğru akım makineleri, denetim bakımından en ideal makinelerdir ve iç yapılarında bakır kollektör ile karbon veya metal fırçalar bulunmaktadır. Kollektör, motorun gücünü ve hızını sınırlar, motorun eylemsizliğini ve eksenel uzunluğunu artırır. Özellikle yüksek hızlarda ark oluşma olasılığı fazladır ve yanıcı, patlayıcı gazların bulunduğu ortamlarda bu motorları kullanmak tehlikelidir. Kollektörler

periyodik bakım gerektirirler. Bu nedenle d.a. makinelerinin kullanımı devamlı bir şekilde azalmaktadır [4].

Nikola Tesla 1887 yılında ilk asenkron motoru Amerika' da üretti. Tesla'nın motoru iki fazlı bir motordur. Döner alanı üretmek için sürekli mıknatıs yerine sabit elektromıknatıslar kullanılmıştır. Kısa sürede üç fazlı motorların endüstride çok daha uygun oldukları anlaşıldı [5].

Fırçasız doğru akım ve adım motorları ise özel uygulamalar için kullanılır. Fırçasız d.a. motoru kahve öğütücüleri vb. gibi yüksek hız ve yüksek kalkış momenti isteyen uygulamalarda hız kontrolü yapmak için kullanılır. Bir floppy disk sürücüsünde birer adet fırçasız d.a. motoru ve adım motoru kullanılmaktadır. Disk, fırçasız d.a. motoru ile döndürülmekte iken bilgiler adım motoru yoluyla kontrol edilen manyetik kafa ile okunmakta veya yazılmaktadır. Böylece, konum kontrolü gereken uygulamalarda adım motoru kullanılmaktadır. Asenkron makinenin rotor alan yönlendirme yöntemi ile yapılan hız ve moment denetimi sonucu performansı yükselmektedir. Yüksek performans gerektiren konum kontrolü uygulamalarında küçük güçlü, vektör kontrollü asenkron makineler kullanılabilir [4,6].

Elektrik enerjisinin üretiminde hemen hemen yalnız senkron generatörler kullanıldığı halde, mekanik dönüştürmede büyük çoğunlukla asenkron motorlar kullanılır. Asenkron motorların elektrik motorları arasındaki payı % 90 olarak kabul edilmektedir. Sanayide ve diğer bir çok alanda çoğunlukla kullanılan sincap kafesli tip yapımında avantajları olan, verimi yüksek, bakım gereksinimi en az ve en yaygın elektrik motorudur. Sincap kafesli asenkron motorun sakıncası kalkış momentinin nispeten küçük, kalkış akımının büyük olmasıdır. Bu sakıncayı gidermek için rotor çeşitli şekillerde yapılır. Sincap kafesli asenkron motor sabit hız gerektiren düşük güçlü uygulamalarda yaygın olarak kullanılır. Ancak, yarıiletken teknolojisindeki gelişmeler sonucu asenkron makineleri, rotor alan yönlendirme yöntemi ile değişken hız gereken uygulamalarda da kullanmak mümkün olmuştur.

Açık çevrim sabit hız uygulamalarında asenkron makinelerin sürekli çalışma büyüklükleri önemli iken, kapalı çevrim hızın ayarlanabildiği uygulamalarda asenkron makinenin dinamik davranışı önemlidir. Asenkron makinenin doğrusal olmayan dinamik yapısı karmaşık kontrol düzenleri gerektirmektedir. Doğru akım motorlarının sahip olduğu moment özdeşleri kontrol açısından diğer elektrik motorlarına göre bir üstünlük oluşturmuştur. Öyleki, bu üstünlük doğru akım

motorlarının endüstride yaygın olarak kullanılmasına yol açmıştır ve kısaca tercih nedenlerini aşağıdaki gibi sıralamak mümkündür ;

- * anma hızlarının altında ve üstünde olmak üzere geniş bir hız bandında kontrol olanaklarının bulunması

- * sabit yada değişken moment koşullarında çalışma olanaklarının bulunması

- * hızlı bir şekilde hızlandırılma, yavaşlatılma, frenleme ve ters yönde döndürebilme olanağının bulunması

- * kapalı çevrim kontrolü kullanarak duyarlı bir hız yada konumda çalışabilme olanağının bulunması

- * motor çalışma durumundan generatör çalışma durumuna geçebilme olanağının bulunması

- * yukarıda sayılan özelliklerin a.a. motorlarına göre daha kolay ve ucuz olması [7].

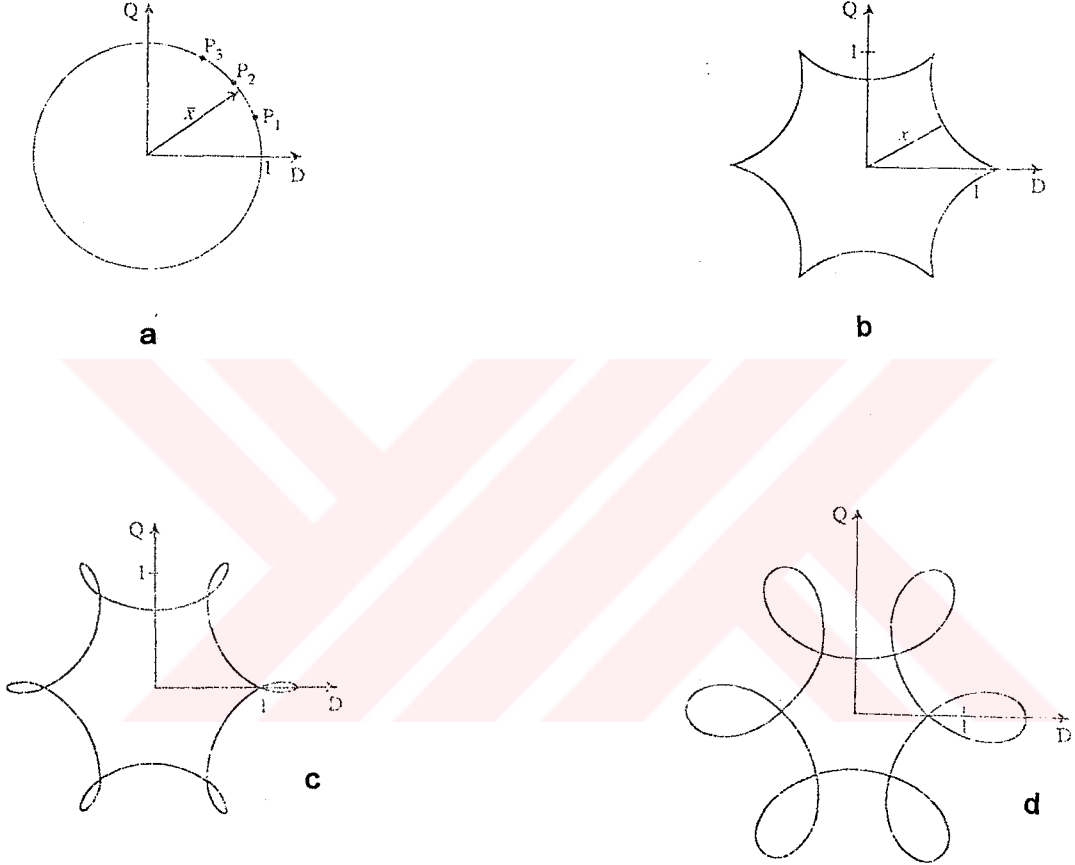
Tarihsel gelişimine ve uygulama alanlarına bakıldığında kontrol açısından tüm elektrik motorları içinde en uygun makine serbest uyarmalı doğru akım makinesidir. Rotor alan yönlendirmeli asenkron makinenin hız ve moment denetimi d.a. makinesine benzer şekilde yapılır. Yukarıda verilen özellikler vektör kontrollü asenkron makine için de geçerlidir.

Asenkron makinelerin rotor alan yönlendirme ile kontrol edilmeye başlanmasından sonra yeni bir kavram olan uzay fazör kavramı ortaya atılmıştır.

Uzay fazörleri ilk defa Kovacs tarafından tanımlanmış, daha sonra Stepina'nın özgün katkılarıyla tüm elektrik makinelerinde kullanılabilecek genel geçerli bir matematiksel yapıya kavuşmuştur [8].

Doğrultucu ve evirici grubundan beslenen bir asenkron makinenin gerilim, akım ve halkalanma akı dalga şekillerindeki harmonikler fazladan kayıplara, moment salınımlarına sebep olmaktadır. Uzay fazörleri ile yapılan bir incelemede sürekli çalışma durumunda harmoniklerin etkisi ihmal edilebilmektedir. Sürekli ve

geçici çalışma durumunda bir büyüklüğün uzay fazörü reel (D) ve imajiner (Q) eksenlerden olacak bir eksen takımında çizilebilir. Şekilde bir makine büyüklüğüne karşı gelen uzay fazörün ($\bar{x}$) temel bileşenini ile beşinci harmoniğin temel bileşene olan oranının artan değerleri (1/5, 1/3, 1/2) için uzay fazörünün aldığı şekiller gösterilmiştir. Uzay fazörün temel bileşeninin yer eğrisi daire iken beşinci harmonik incelendiğinde yer eğrisi değişmektedir.



Şekil 1.1. a) temel bileşen b) 1/5 c) 1/3 d) 1/2.

Stepina, makine büyüklüklerinin ve tanım denklemlerinin fiziksel anlamları üzerinde durmuştur. Makine iç büyüklükleri (stator ve rotor akıları, akımları vb.) her iç büyüklüğe bir uzay fazörü tanımlayarak dinamik bağıntıları kurmak mümkündür. Uzay fazör kavramı matematiksel bağıntılardan değil fiziksel gerçeklerden ortaya çıkmıştır. Elektrik makinelerinin uzay fazörleri ile incelenmesi hem matematiksel tanımlamaları, hem de bunların çözümünü son derece kolaylaştırır. Zamanla sinüs biçimli değişen bir büyüklük bir uzay fazörle gösterilebilir [9],[10].

Bu bağlamda, tezde, konunun daha iyi anlaşılması bakımından, öncelikle sinüs biçimli olan veya olmayan zaman fonksiyonlarının uzay fazör tanımlamaları yapılmış ve fiziksel anlamları da dikkate alınarak ayrıntılı biçimde incelenmiştir. Sonuç olarak, bir asenkron makinenin geçici ve sürekli hal çalışma durumları uzay fazörleri ile gösterilebilir.

Asenkron makinenin dinamik davranışı, rotor hızı ile birlikte dört adet iç büyüklükle belirlenir. Bu çalışmada, rotor alan yönlendirmeli asenkron makinenin denklemleri uzay fazörleri ile tanımlanmıştır. İç büyüklükler fiziksel büyüklükler olup, matematiksel fonksiyonlarla her andaki değerleri, uzay kordinatlarındaki değişkenlerinden farklı olarak bellidir. Bir uzay fazörü temsil ettiği uzay dalgasının en büyük pozitif değerini, büyüklüğü ise dalganın genliğini gösterir. Uzay fazörleri fiziksel gerçeklerden çıkarılmıştır. Elektrik makinelerinin uzay fazörler ile yapılan incelemeleri aşağıdaki avantajları sağlar;

- * akım, akı ve ortalama iletken gerilimi gibi iç büyüklükler uzay fazörleri ile ifade edilir,

- * tüm uzay fazörler fiziksel gerçeklerden çıkarılmıştır ve matematiksel bağıntılarla ifade edilirler,

- * simetrik veya simetrik olmayan makinelerinin incelemesi faz sayılarına bağlı olmadan uzay harmoniklerini de dahil ederek yapılabilir,

- * ani değer büyüklüklerle moment ifadesi iki uzay fazörünün vektörel çarpımı ile çok daha basit ifade edilir,

- * uzay fazörleri ile asenkron makinenin karşılıklı etkileşimli denklemleri birbirlerinden bağımsız hale getirilir,

- * sürekli çalışma durumunda uzay fazör ve zaman fazör diyagramları aynıdır,

- * uzay fazörleri ile denklem sayısı azalır,

- * asenkron makinenin geçici çalışma durumundaki diyagramları uzay fazörleri ile gösterilebilir [8,9,10].

Tez içinde, üç fazlı, sincap kafesli, rotor alan yönlendirmeli asenkron makinenin sayısal benzetimi, zamanın fonksiyonu olan ani değer işletme büyüklüklerinin uzay fazör tanımları kullanılarak, C bilgisayar programlama dili kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

Asenkron makinelerin analizinde kullanılan eksen takımları teorisi de zaman içinde değişim göstererek rotor alan yönlendirmenin üzerinde kurulduğu yeni bir eksen takımı elde edilmiştir.

İlk olarak R. H. Park, 1920' li yılların sonuna doğru elektrik makinelerinin analizinde yeni bir yaklaşım getirdi. Bu yaklaşımda, bir senkron makinenin stator sargıları büyüklükleri (gerilimler, akımlar, akılar) rotor ile birlikte dönen hayali sargılarda tanımlandı. Diğer bir deyişle, stator büyüklükleri, rotora yerleştirilen bir eksen takımında tanımlandı. Park dönüşümü olarak bilinen bu dönüşüm ile, gerilim denklemlerinde bulunan ve rotor hızının fonksiyonu olan endüktanslar zamanla değişmeyen katsayılar haline getirilir. Gerilim denklemleri diferansiyel denklemlerdir ve durma durumu hariç makinenin dinamik davranışı bu denklemlerle belirlenir. Gerilim denklemleri karmaşık denklemlerdir ve karmaşıklığı azaltmak için değişken değiştirme yöntemi kullanılır.

Pek çok durumda elektrik makinelerinin rotorları elektriksel veya manyetik olarak simetrisizdirler. Bu durumda rotor sargısının manyetik iletkenliği ve elektriksel empedansı birbirine dik duran iki eksen yönünde birbirlerinden farklıdır. Bu tür simetrisizliklerde söz konusu büyüklükleri rotora bağlı eksen takımında yazmak ve uzay fazörleri ile d, q bileşenlerine ayırmak çözümü kolaylaştıracaktır. D eksen reel, q eksen ise imajiner eksen olarak seçilir.

H. C. Stanley ise, 1930'lu yılların sonuna doğru değişken değiştirme yöntemini asenkron makineye uyguladı. Stanley, zamanla değişen ve rotor hızının fonksiyonu olan endüktansları, rotor büyüklüklerini statora yerleştirilen eksen takımında tanımlayarak sabit katsayılar haline getirdi.

Daha sonra G. Kron, simetrik bir asenkron makinenin stator ve rotor büyüklüklerini stator döner alanı ile senkron biçimde dönen bir eksen takımında tanımladı. Böylece değişken değiştirme yöntemi ile endüktansların, senkronize dönen eksen takımı olarak isimlendirilen eksen takımında da, sabit katsayılar haline getirilebileceği gösterildi.

D. S. Brereton, Park dönüşümünü simetrik asenkron makineye uyguladı.

Sonuç olarak, 1965' e kadar kullanılan yukarıdaki dönüşümlerin herbiri diğerlerinden farklıdır. Fakat, bu tarihten sonra, zamanla değişen katsayıları sabit katsayılar haline getirmek için tek bir eksen takımı kullanılmaya başlandı. Bu eksen takımı herhangi bir açısal hızda dönebilir veya sabit kalabilir. Böylece, bilinen tüm dönüşümler tek bir dönüşüm haline getirildi. Park dönüşümü senkron makineler için uygundur. Asenkron makineler için ise hızı sonradan belirlenen eksen takımı daha uygundur. Bilinen tüm eksen takımları, hızı sonradan belirlenen eksen takımına uygun hızlar atanarak elde edilebilir.[8,11,12].

Tezde, kafesli asenkron makine büyüklüklerinin bu eksen takımlarında ne biçimde göründükleri ve rotor alan yönlendirmeli kontrolde bu eksen takımlarının nasıl kullanıldıkları anlatılmıştır. Üç fazlı asenkron makinede stator ve rotor manyetik akıları hava aralığında birlikte halkalanır ve aralarında göreceli bir hareket vardır. Bu hareketin, diferansiyel gerilim denklemlerinin çözümünde yaratacağı fiziksel ve matematik güçlükleri gidermek için, stator ve rotor uzay fazörleri aynı eksen takımında tanımlanması gerekir. İncelenen yöntemle göre, statorda sabit stator eksen takımı, rotorda rotor hızı ile dönen rotor eksen takımı, Park dönüşümü ile elde edilen (d-q) eksen takımı, gerçek ekseni rotor halkalanma akısı uzay fazörü üzerinde olan ve rotor alan yönlendirmenin uygulandığı (x-y) eksen takımı kullanılmaktadır. Yöntemin gerçekleşmesinde, yukarıda verilen sabit stator eksen takımı ve (x-y) eksen takımı kullanılmaktadır [3,12].

Güç elektroniği, mikroişlemci teknolojisindeki ve kontrol teorisindeki son gelişmeler ile vektör kontrollü asenkron makinede moment kontrolü akım ile yapılmaktadır. Başlangıçta, skaler kontrol olarak adlandırılan ve sadece akım genliğinin kontrol yöntemi kullanılmıştır. Ancak bu yöntemle yapılan denetim işleminde doğru akım makinesinin davranışına yaklaşılamamıştır. Bu nedenle akımın hem genliği ve hem de açısının kontrolünü içeren ve rotor alan yöndendirme olarak adlandırılan yöntem geliştirilmiştir. Doğru akım makinelerinde uyarma alanı ve rotor akımının çalışma uyumu fırça ve kollektör düzeni ile sabitleştirilirken, alternatif akım makinelerinde bunların uyumu bir dış kontrol ile sağlanır. Bu tür bir kontrol olmadığında makinede söz konusu olan değişik alanlar arasındaki uzay açısı yük ile değişecektir. Yarı iletken teknolojisindeki gelişmeler sonucu ortaya çıkan hızlı anahtarlama frekansına sahip eviriciler, verimin yüksekliği ve özellikle asenkron makinelerin ucuzluğu vektör kontrollü çok makineli sistemlerin d.a. makineli sistemlerle aynı düzeye gelmelerine neden olmuştur.

Vektör kontrol bilezikli veya sincap kafesli asenkron makinelere uygulanabilir. Sincap kafesli asenkron makine tek veya çift kafesli olabilir ve rotor çok sayıda iletken çubuktan yapılmıştır. Rotorun faz sayısı çubuk sayısına eşittir. Rotorda gerilim endüklendiği zaman rotor akımı çubuklardan geçer. Bilezikli asenkron motorda ise stator faz sayısı kadar rotora sargı koymak zorunluluğu vardır. Bilezikli asenkron motor kafesliye göre daha pahalıdır. Bilezikli motorun rotor devresine direnç bağlayarak kalkış momenti, istenirse, devrilme momentine eşit yapılabilir ve kalkış akımı ise azaltılır. Rotor alan yönlendirme yönteminin sincap kafesli asenkron makineye uygulanması ile rotor gerilimleri sıfır alınır.[4,7,13].

Bir asenkron makinenin dinamik modeli altıncı dereceden durum uzayı modeli ile ifade edilebilir. Stator gerilimleri ve stator frekansı giriş büyüklükleri olarak alınırsa, rotor konumu, moment, stator veya rotor akıları, mıknatıslama akısı, stator veya rotor akımları, mıknatıslama akımı veya bu büyüklüklerin çeşitli kombinasyonları çıkış büyüklükleri olarak alınabilir. Asenkron makine büyüklüklerini ayrı ayrı kontrol etmek mümkün değildir. Gerilim ve frekans temel kontrol değişkenleri olup moment ve akı bu iki değişkenin fonksiyonlarıdır. Bu kublaj etkisi asenkron makinenin yanıtının yavaşlamasına neden olmaktadır. Asenkron makineyi bir serbest uyarmalı d.a. makinesine kontrol açısından benzetmek rotor alan yönlendirme ile mümkündür. Bu yöntemde, stator akımının akıyı oluşturan tepkin bileşeni ile momenti oluşturan etkin bileşeni birbirlerinden ayrı ayrı kontrol edilir. İlke olarak, rotor alanını temsil edecek büyüklük, stator akımının bir bileşeni doğrultusunda yönlendirilmesi nedeniyle rotor alan yönlendirmeli kontrol olarak isimlendirilmektedir Sayısal benzetim içinde yapılan kabuller aşağıda verilmiştir;

*asenكرون makinenin dengeli üç faz gerilimlerle beslendiği ve sıfır bileşen akım ve gerilimlerin olmadığı,

*düzgün hava aralığı,

*histeresiz ve girdap akımı kayıpları, dielektrik kayıpları ve doymanın ihmal,

*stator ve rotor sargılarının hava aralığında sinüzoidal döner alanlar oluşturduğu

*stator ve rotor sargılarının eşit sayıda oldukları,

*evirici anahtarlama kayıplarının ve uzay harmoniklerin olmadığı,

*deri ve uç etkilerinin olmadığı [1,2,3,14].

Yöntemin makine performansını etkileyen başlıca sorunları özellikle düşük hızlarda akı ölçümlerinin yeterince hassas olmaması ve sinyallerin harmonik gürültüleri içermesi, kontrol sisteminin makine parametrelerine bağlı olması, rotor büyüklüklerinin sıcaklıkta değişmesi, doyma etkisi ve sistemin ölü zamanıdır. Asenkron makinenin doymaya girmesi ile motor parametreleri sabit olmaktan çıkar, makine büyüklüklerinin devamlı değişmesi göz önüne alınmaması durumunda rotor alan yönlendirme özelliğini kaybetmektedir. Bu durumda asenkron makinenin ayrıklaştırma devresi ve akı modeli değişmektedir ve makine denklemlerine ek terimler eklenmektedir.

Tezde, rotor direncinin sıcaklıkla değişiminin kontrol üzerindeki bozucu etkisini en aza indirmek amacıyla bir fonksiyon türetilmiştir. Bu fonksiyon ile her örnekleme zamanında rotor direncinin yeni değeri hesaplanarak kontrol devresinde kullanılır. Akı ölçümü sonucu meydana gelen sorunları yok etmek için akı ölçümü yerine akının kontrol bölümü içinde hesaplanması uygulanmıştır. Rotor alan yönlendirmeli asenkron makinede rotor halkalanma akısının rotor mıknatıslama akımı ile mıknatıslama endüktansına bağlı olarak doğrusal değiştiği kabul edilir. Gerçekte ise makinenin mıknatıslama endüktansı doğrusal değildir. Özellikle, alan zayıflama bölgesinde, mıknatıslama endüktansı nominal koşullardaki değerinden oldukça farklı olabilir. Bu sorun doğrusal olmayan mıknatıslama eğrisinin kullanılması ile giderilebilir ve daha doğru bir moment yanıtı tüm çalışma koşullarında elde edilir. Asenkron makinenin doyma bölgesine girmemesi için rotor halkalanma akısını oluşturan akımın (rotor mıknatıslama akımının) azaltılması gerekmektedir [15,16].

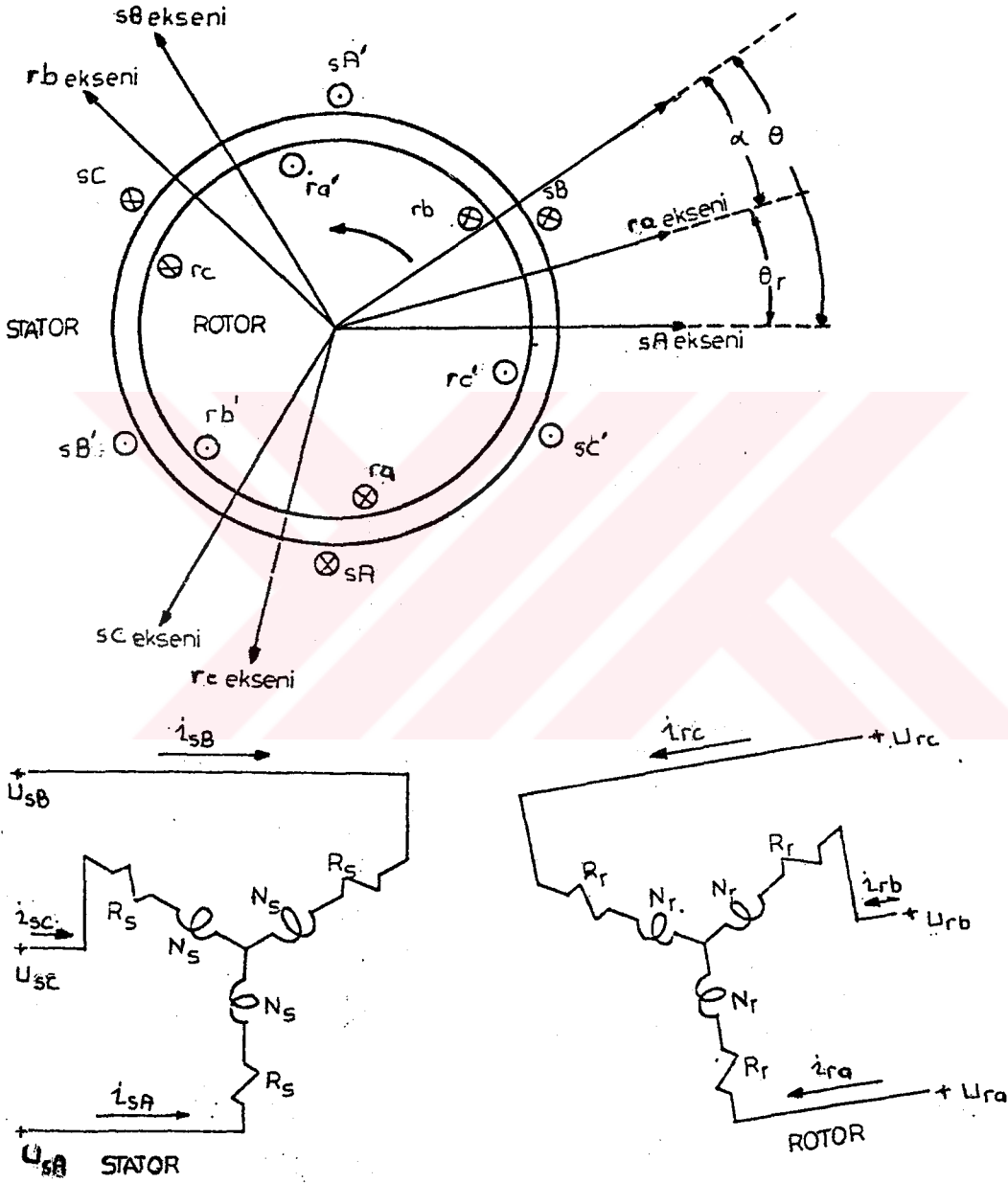
Üç fazlı asenkron makinede stator ve rotor manyetik akıları hava aralığında birlikte halkalanır ve aralarında göreceli bir hareket vardır. Bu hareketin, diferansiyel gerilim denklemlerinin çözümünde yaratacağı fiziksel ve matematik güçlükleri gidermek için, stator ve rotor uzay fazörleri aynı eksen takımında tanımlanması gerekir. İncelenen yöntemle göre, statorda sabit stator eksen takımı, rotorda rotor hızı ile dönen rotor eksen takımı, Park dönüşümü ile elde edilen (d-q)

eksen takımı, reel eksen rotor halkalanma akısı uzay fazörü ile çakışık olan ve rotor alan yönlendirmenin uygulandığı (x-y) eksen takımı kullanılmaktadır.

Rotor halkalanma akısını sensörlerle ölçmek çok daha doğru sonuç vermektedir. Bunun nedeni, yöntemin değişen motor parametrelerine duyarsız olmasıdır. Fakat, yöntem uygulanması bakımından zorluklar getirmektedir. Akı ölçümünün harmoniklerden, sensörlerin ısı ve titreşimlerden etkilenmesi ile doğru bir ölçüm yapılamamaktadır. Rotor halkalanma akısının hesap yöntemi ile bulunması yöntemi ise değişen motor parametrelerinden etkilenmektedir ve bir matematiksel modele ihtiyaç duyulmaktadır [17].

Rotor alan yönlendirmeli asenkron makineler yakın bir gelecekte çelik haddehaneleri, kağıt endüstrisi, duyarlı tezgah kontrolü gibi, hızlı ve kararlı yanıt gerektiren uygulamalarda doğru akım makinelerinin yerini alacağı açıktır. Bu değişime olanak sağlayacak yöntem tüm ayrıntıları ile incelenmiştir. Yöntemde kullanılan uzay fazörleri ikinci bölümde incelenmiştir. Bu bölümde, makinenin her bir büyüklüğünün bir uzay fazörü ile tanımlanabildiği fiziksel gerçeklerden yola çıkarak gösterilmiştir. Rotor alan yönlendirme yönteminin uygulanmasında eksen takımları teorisinden faydalanılmıştır ve yöntemin uygulandığı, rotor halkalanma akısı uzay fazörü hızında dönen eksen takımı üçüncü bölümde anlatılmıştır. Bu bölümde gerekli eksen takımları anlatılmış ve eksen takımları arasındaki dönüşümler verilmiştir. Dördüncü bölümde, rotor alan yönlendirmenin gerçekleşmesi için gerekli akı modeli, ayırıklaştırma devresi anlatılmıştır. Bu bölümde, rotor halkalanma akı uzay fazörü hızında dönen eksen takımında stator denklemleri elde edilmiş ve denklemlerin birbirlerine olan bağımlılığı giderilmiştir. Beşinci bölümde, sincap kafesli asenkron makinenin rotor alan yönlendirme yöntemi ile sayısal benzetimi yapılmıştır. Benzetim iki kısımdan oluşmaktadır. Birinci kısımda sincap kafesli asenkron makine büyüklükleri sabit stator eksen takımında elde edilmiştir. Bu kısım için gerekli benzetim C programlama dilinde yapılmıştır, diferansiyel denklemlerin çözümü Runge-Kutte yöntemi ile yapılmıştır. İkinci kısım kontrol bölümünden oluşmaktadır ve kontrol bölümüne üç faz stator akımları ve rotor hızı geri besleme büyüklükleri olarak verilmektedir. Stator frekansı ise devamlı olarak istenilen değere göre hesaplanmaktadır. Bu kısımda da benzetim için C programlama dili kullanılmış, diferansiyel denklemlerin çözümü de Runge-Kutte yöntemi ile yapılmıştır. Altıncı bölümde, makine performansını etkileyen nedenler incelenmiş ve gerekli uyarılar verilmiştir. Rotor alan yönlendirme yönteminin sabit stator eksen takımında da kurulabileceği gösterilmiştir. Yedinci bölümde ise elde edilen sonuçlar verilmiştir.

Eksen takımında stator sA sargısının mağnetik eksenini ile rotor ra sargısının mağnetik eksenini arasındaki açı θ_r ve pozitif dönme yönü gösterilmiştir.



Şekil 2.1. Üç faz simetrik asenkron makinenin kesit görünüşü.

Genel olarak sinüs biçimli akım, gerilim gibi büyüklüklerin trigonometrik fonsiyonlarının karmaşık büyüklükler kullanarak üstel fonsiyonlarla gösteriminde (2.1) de verilen Euler denklemlerinden faydalanılır.

$$\cos x = \frac{1}{2}(e^{jx} + e^{-jx}) \quad (2.1)$$

Euler açılımı (2.2) de verilen herhangi bir ani akım ifadesine uygulanırsa (2.8) sonuç denklemi elde edilir. (2.2), (2.3), (2.4), (2.5), (2.6), (2.7) ve (2.8) denklemleri ile yapılan matematiksel incelemede i akımın ani değerini, I_M tepe değerini, I efektif değerini gösterir, ω açısal frekanstır ve $\bar{I}$ ise, i akımının uzay fazörüdür, $\bar{I}^*$ ise akım uzay fazörünün eşleniği, $e^{j\omega t}$ ve $e^{-j\omega t}$ ise birbirlerine ters yönde açısal dönme hareketlerini tanımlar.

$$i = I_M \cdot \cos(\omega t + \phi) = \sqrt{2} \cdot I \cdot \cos(\omega t + \phi) \quad (2.2)$$

$$i = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot I [e^{j(\omega t + \phi)} + e^{-j(\omega t + \phi)}] \quad (2.3)$$

$$i = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot [I e^{j\phi} e^{j\omega t} + I e^{-j\phi} e^{-j\omega t}] \quad (2.4)$$

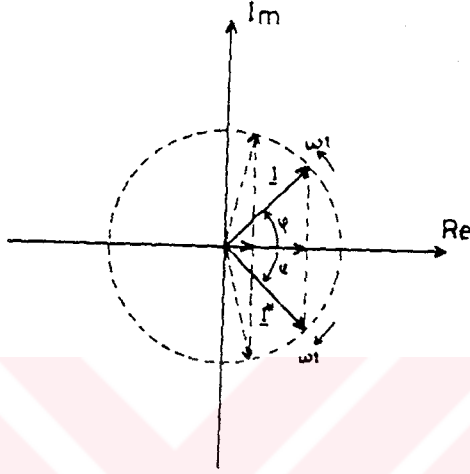
$$i = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot [\bar{I} e^{j\omega t} - \bar{I}^* e^{-j\omega t}] \quad (2.5)$$

$$\bar{I} = I e^{j\phi} = I \cos \phi + j I \sin \phi \quad (2.6)$$

$$i = I_M \cos(\omega t + \phi) = \text{Re}[\sqrt{2} \cdot I e^{j\phi} e^{j\omega t}] \quad (2.7)$$

$$i = \text{Re}[\sqrt{2} \cdot \bar{I} e^{j\omega t}] \quad (2.8)$$

Sonuç olarak, akımın ani değeri, ωt hızı ile dönen akım uzay fazörü ile, $-\omega t$ hızı ile dönen akım uzay fazörünün eşleniğinin vektörel toplamalarının yarısına eşittir. Ani akım vektörü daima gerçek eksen üzerindedir. Bu sonuç şekil 2.2 de çizimsel olarak açıklanmıştır.



Şekil 2.2. Denklem (2.2), (2.3), (2.4), (2.5), (2.6), (2.7) ve (2.9) a göre akım uzay fazörü diagramı.

2.2. Stator Döner Alan Uzay Fazörü

Şekil 2.1 de simetrik, iki kutuplu, üç faz asenkron makinenin kesit görünüşü şematik olarak verilmiştir. Demir kayıpları, uç ve oluk etkileri ihmal edilmiştir. Demir kısımların geçirgenliği sonsuz ve hava aralığı akı yoğunluğu da radyal biçimde olduğu kabul edilmiştir.

Stator faz sargılarının eşit sayıda efektif sarım sayısına, $N_{se} = N_s k_{ws}$, sahip oldukları kabul edilmiştir. N_s ve k_{ws} bir stator sargısının sarım sayısını ve sargı faktörünü temsil etmektedir. Bileşke stator döner alan, $f_s(\theta, t)$, (2.9) ve (2.10) da verilmiştir. Stator döner alan uzay fazörü ise, $\vec{f}_s(t)$, her bir stator faz sargısına ait döner alan uzay fazörlerinin toplamı olarak (2.11) de tanımlanmıştır.

$$f_s(\theta, t) = N_{se} [i_{sA}(t) \cos \theta + i_{sB}(t) \cos(\theta - 120^\circ) + i_{sC}(t) \cos(\theta - 240^\circ)] \quad (2.9)$$

$$f_s(\theta, t) = \frac{3}{2} N_{se} \operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{3} [i_{sA}(t) + a i_{sB}(t) + a^2 i_{sC}(t)] e^{-j\theta} \right\} \quad (2.10)$$

$$\bar{f}_s(t) = \bar{f}_{sA}(t) + \bar{f}_{sB}(t) + \bar{f}_{sC}(t) \quad (2.11)$$

Döner alanın sinüzoidal kabul edilmesinin önemli bir sonucu, herbir faza ait döner alan uzay fazörlerinin toplanabilmesidir ve (2.11) ile ifade edilmiştir. Döner alanlar ölçülebilen, fiziksel olarak gerçek büyüklüklerdir. Döner alan uzay fazörleri yalnızca matematiksel soyutlamalara uygundur ve osiloskoplarda, monitörlerde gözlenebilirler.

2.3. Stator Akım Uzay Fazörü

Nötr noktası yalıtılmış stator sargılarından (2.12) ile verilen üç faz akımların geçtiği kabul edilmiştir. Üç faz akımların toplamı her t anı için sıfırdır ve (2.13) sıfır sistem bileşenini ifade etmektedir. Denklemden görülen $1/\sqrt{3}$ katsayısı gücün değişmezliği ilkesine dayanılarak seçilmiştir.

$$i_{sA}(t) = I_M \cos(\omega_1 t - \varphi_s)$$

$$i_{sB}(t) = I_M \cos(\omega_1 t - \varphi_s - 120^\circ) \quad (2.12)$$

$$i_{sC}(t) = I_M \cos(\omega_1 t - \varphi_s - 240^\circ)$$

$$i_{s0}(t) = \frac{1}{\sqrt{3}} [i_{sA}(t) + i_{sB}(t) + i_{sC}(t)] = 0 \quad (2.13)$$

Üç faz stator akımlarının stator akım uzay fazörü, statora yerleştirilen sabit karmaşık eksen takımında şekil 2.3 deki gibi gösterilir. Her bir faza ait uzay fazörleri, $\bar{i}_{sA} = i_{sA}(t)$, $\bar{i}_{sB} = a i_{sB}(t)$, $\bar{i}_{sC} = a^2 i_{sC}(t)$ şeklinde ifade edilir. Stator akım uzay fazörü de herbir faza ait uzay fazörlerin toplamıdır ve $a = e^{j120^\circ}$, $a^2 = e^{j240^\circ}$ olmak üzere karmaşık sayılardır.

değiştirdiği gibi stator akım uzay fazörünün modülü ve faz açısında zamanla değişmektedir. Fiziksel anlamda stator akım uzay fazörü, (2.9) ve (2.10) a göre stator akımları ile üretilen sinüzoidal stator döner alanının ani büyüklüğünü ve tepe değerinin uzaysal yerdeğişimini belirler. Sonuç olarak (2.11) ile verilen stator döner alan ifadesi, stator akım uzay fazör cinsinden (2.16) daki gibi verilir.

$$\bar{f}_s(t) = N_{se} \bar{i}_s(t) \quad (2.16)$$

Sinüzoidal akım ve gerilimlerin sürekli hal için yapılan analizlerinde karmaşık sayılar teorisinden yararlanılır. Uzay fazörlerinin analizi için de benzer analiz yapılmaktadır. Bu nedenle, zamanla değişen vektörel büyüklükler için çizilen diagramlar uzay fazörleri için de geçerlidir. Simetrik olmayan bir sistemde ise stator akım uzay fazör yer eğrisi, bir elipsi veya düz bir doğruyu gösterir, geçici halde ise şekli rastgele değişebilir.

2.4. Rotor Döner Alan Uzay Fazörü

Şekil 2.1 e göre rotor sargıları da sinüzoidal rotor döner alanını oluşturacak şekilde yerleştirilmiştir. Rotor döner alanı, $f_r(\theta, t)$, rotora simetrik yerleştirilen üç faz rotor sargılarından akan rotor akımları ile üretilir, (2.17) ve (2.18) de verilmiştir. Rotor sargıları eş sayıda efektif sarım sayısına, $N_{re} = N_r k_{wr}$, sahiptir. N_r ve k_{wr} , bir rotor sargısının sarım sayısını ve sargı katsayısını temsil etmektedir.

$$f_r(\theta, t) = N_{re} [i_{ra}(t) \cos \alpha + i_{rb}(t) \cos(\alpha - 120^\circ) + i_{rc}(t) \cos(\alpha - 240^\circ)] \quad (2.17)$$

$$f_r(\theta, t) = \frac{3}{2} N_{re} \operatorname{Re} \left\{ \frac{2}{3} [i_{ra}(t) + a i_{rb}(t) + a^2 i_{rc}(t)] e^{-j\alpha} \right\} \quad (2.18)$$

2.5. Rotor Akım Uzay Fazörü

Rotor akım uzay fazörü, rotora yerleştirilen ve $w_r = d\theta_r / dt$ hızıyla dönen eksen takımında stator akım uzay fazörüne benzer şekilde tanımlanır.

$$\bar{i}_r = \frac{2}{3} [i_{ra}(t) + a i_{rb}(t) + a^2 i_{rc}(t)] \quad (2.19)$$

Rotor akım uzay fazörü, simetrik yerleştirilmiş rotor sargıları tarafından oluşturulan sinüzoidal rotor döner alanının ani büyüklüğünü ve tepe değerinin açısal yerdeğişimini belirler.

2.6. Mıknatıslama Akım Uzay Fazörü

Stator ve rotor akımlarının karşılıklı etkilerinden dolayı bileşke döner alan, $f(\theta, \theta_r, t)$, (2.20) de verildiği gibi stator ve rotor döner alanlarının toplamıdır. Bileşke döner alan ifadesi (2.21) ve (2.22) de verilmiştir. (2.22) ifadesinde $\bar{i}_r'$ ifadesi rotor akım uzay fazörünün sabit stator eksen takımındaki gösterimidir.

$$f(\theta, \theta_r, t) = f_s(\theta, t) + f_r(\theta, \theta_r, t) \quad (2.20)$$

$$f(\theta, \theta_r, t) = \frac{3}{2} N_{se} \left[\text{Re}(\bar{i}_s e^{-j\theta}) + \frac{N_{re}}{N_{se}} \text{Re}(\bar{i}_r' e^{-j\theta}) \right] \quad (2.21)$$

$$f(\theta, \theta_r, t) = \frac{3}{2} N_{se} \text{Re} \left[\left(\bar{i}_s + \frac{N_{re}}{N_{se}} \bar{i}_r' \right) e^{-j\theta} \right] \quad (2.22)$$

Mıknatıslama akım uzay fazörü (2.23) de verilmiştir. Mıknatıslama akım uzay fazörü stator akım uzay fazörüyle statorda tanımlı rotor akım uzay fazörünün toplamıdır.

$$\bar{i}_m = \bar{i}_s + \frac{N_{re}}{N_{se}} \bar{i}_r' \quad (2.23)$$

Rotor ve stator efektif sarım sayıları oranı, rotor öz endüktansının (L_r) mıknatıslama endüktansına (L_m) oranı olacak şekilde seçilirse, (2.23) de mıknatıslama akım uzay fazörü yerine yine statorda tanımlı rotor mıknatıslama akım uzay fazörü, $\bar{i}_{mr}$ elde edilir. Rotor mıknatıslama akım uzay fazörü ifadesi (2.24) de verilmiştir. Rotor mıknatıslama akım uzay fazörü vektör kontrollü asenkron makinelerde çok kullanılan temel bir büyüklüktür. Rotor alan yönlendirmeli asenkron makinenin rotor akısını oluşturan büyüklüğüdür.

$$\bar{i}_{mr} = \bar{i}_s + \frac{L_r}{L_m} \bar{i}_r' \quad (2.24)$$

2.7. Stator Halkalanma Akı Uzak Fazörü

Stator akı uzak fazörü, stator sA, sB ve sC faz sargılarının ani halkalanma akı ifadeleri ile statorda (2.25) de verilmiştir. Stator faz sargılarının ani ifadeleri ise (2.26) deki gibidir. L_s^* bir stator sargısının öz endüktansı, M_s^* stator sargıları arasındaki karşılıklı endüktans ve M_{sr}^* ise stator ve rotor sargıları arasındaki karşılıklı endüktansın en büyük değeridir.

$$\bar{\Psi}_s = \frac{2}{3} (\bar{\Psi}_{sA} + a\bar{\Psi}_{sB} + a^2\bar{\Psi}_{sC}) \quad (2.25)$$

$$\begin{aligned} \bar{\Psi}_{sA} &= L_s^* i_{sA} + M_s^* i_{sB} + M_s^* i_{sC} + M_{sr}^* \cos \theta_r i_{ra} \\ &\quad + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 120^\circ) i_{rb} + M_{sr}^* (\cos \theta_r + 240^\circ) i_{rc} \\ \bar{\Psi}_{sB} &= L_s^* i_{sB} + M_s^* i_{sA} + M_s^* i_{sC} + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 240^\circ) i_{ra} \\ &\quad + M_{sr}^* \cos \theta_r i_{rb} + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 120^\circ) i_{rc} \\ \bar{\Psi}_{sC} &= L_s^* i_{sC} + M_s^* i_{sB} + M_s^* i_{sA} + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 120^\circ) i_{ra} \\ &\quad + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 240^\circ) i_{rb} + M_{sr}^* \cos \theta_r i_{rc} \end{aligned} \quad (2.26)$$

Stator fazlarına ait (2.26) denklemleri (2.25) içine yerleştirerek stator akı uzak fazörü elde edilir. Stator akı uzak fazörü (2.27) da verildiği gibi iki terimden meydana gelmektedir. Birinci terim, verilen stator akımları ile üretilen stator öz akı uzak fazörü. İkinci terim ise statora indirgenmiş rotor akımları ile üretilen stator mıknatıslama akı uzak fazörüdür.

$$\bar{\Psi}_s = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r' = L_s \bar{i}_s + L_m \bar{i}_r e^{j\theta_r} \quad (2.27)$$

Üç faz stator endüktansı ve bileşke üç faz mıknatıslama endüktansı ifadeleri (2.28), (2.29) ve (2.30) da verilmiştir. Bir faza ait stator endüktansı, stator kaçak endüktansı (L_{sk}) ve stator mıknatıslama endüktansının (L_{sm}) toplamı olarak ifade edilebilir. (2.9) ve (2.17) de verilen stator ve rotor efektif sarım sayıları ile stator mıknatıslama endüktansı, stator ve rotor karşılıklı endüktansı (M_{sr}^*) arasında $L_{sm} = (N_{se} / N_{re}) M_{sr}^*$ eşitliği vardır.

$$L_s = L_s^* - M_s^* = L_{sk} + \frac{3}{2}L_{sm} \quad (2.28)$$

$$M_s^* = L_{sm} \cos 120^\circ = -\frac{1}{2}L_{sm} \quad (2.29)$$

$$L_m = \left(\frac{3}{2}\right)M_{sr}^* \quad (2.30)$$

Stator halkalanma akı uzay fazörü hava aralığındaki sinüzoidal akı stator dağılımının tepe değerinin büyüklüğünü ve açısını tanımlar. (2.27) genel geçerli bir denklemdir. Makinenin doğrusal olmayan çalışma koşullarında da geçerlidir. Bu durumda toplam üç faz stator endüktansı, L_s , ve üç faz mıknatıslama endüktansı, L_m , sabit değildir ve makinenin akımlarına bağlı olarak değişirler. Altıncı bölümde doyma ile değişen rotor alan yönlendirmeli asenkron makine parametrelerinin değişimleri anlatılmıştır.

2.8. Rotor Halkalanma Akı Uzay Fazörü

Rotor akı uzay fazörü, w_r hızı ile dönen rotorda üç faz rotor sargılarının ani halkalanma akı ifadeleri ile (2.31) deki gibidir.

$$\overline{\Psi}_r = \frac{2}{3} [\psi_{ra}(t) + a\psi_{rb}(t) + a^2\psi_{rc}(t)] \quad (2.31)$$

Rotor faz sargılarının (2.32) ile verilen ani halkalanma akı ifadelerini (2.31) içinde kullanarak (2.33) ile verilen rotor eksen takımında tanımlı rotor akı uzay fazörü elde edilir.

$$\begin{aligned} \psi_{ra} &= L_r^* i_{ra} + M_r^* i_{rb} + M_r^* i_{rc} + M_{sr}^* \cos \theta_r i_{sA} \\ &\quad + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 240^\circ) i_{sB} + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 120^\circ) i_{sC} \\ \psi_{rb} &= L_r^* i_{rb} + M_r^* i_{ra} + M_r^* i_{rc} + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 120^\circ) i_{sA} \\ &\quad + M_{sr}^* \cos \theta_r i_{sB} + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 240^\circ) i_{sC} \end{aligned} \quad (2.32)$$

$$\begin{aligned} \psi_{rc} &= L_r^* i_{rc} + M_r^* i_{ra} + M_r^* i_{rb} + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 240^\circ) i_{sA} \\ &\quad + M_{sr}^* \cos(\theta_r + 120^\circ) i_{sB} + M_{sr}^* \cos \theta_r i_{sC} \end{aligned}$$

$$\overline{\Psi}_r = L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s = L_r \bar{i}_r + L_m \bar{i}_s e^{-j\theta_r} \quad (2.33)$$

Rotor halkalanma akı uzay fazörü de iki terimden meydana gelmektedir. Birinci terim, rotor akımları ile üretilen rotor öz akı uzay fazörü. İkinci terim ise $\vec{I}_s$ ile rotora indirgenmiş stator akımları ile üretilen rotor mıknatıslama akı uzay fazörüdür. Rotor halkalanma akı uzay fazör ifadesi tüm çalışma durumlarında genel geçerlidir. Denklemlerde L_r^* bir rotor sargısının öz endüktansını, M_r^* rotor sargıları arasındaki karşılıklı endüktansı, L_r toplam üç faz rotor endüktansını göstermektedir ve (2.33) de verilmiştir. Doğrusal olmayan koşullar altında üç faz rotor endüktansı da sabit değildir.

Rotor mıknatıslama endüktansı (L_{rm}) ile stator ve rotor karşılıklı endüktans arasında $L_{rm} = (N_{re} / N_{se}) M_{sr}^*$ eşitliği vardır. Bir faza ait rotor endüktansı da rotor kaçak endüktansı (L_{rk}) ve rotor mıknatıslama endüktansının toplamı olarak yazılır.

$$L_r = L_r^* - M_r^* = L_{rk} + \frac{3}{2} L_{rm} \quad (2.34)$$

$$M_r^* = L_{rm} \cos(120^\circ) = -\frac{1}{2} L_{rm} \quad (2.35)$$

Stator ve rotor efektif sarım sayıları eşit olduğundan stator ve rotor mıknatıslama endüktansları, karşılıklı endüktansa eşit olur ve (2.30) denkleminde verilen üç faz mıknatıslama endüktansı kullanılır.

2.9 Stator Gerilim Uzay Fazörü

Asenkron makinenin stator sargılarının (2.36) ile verilen dengeli gerilimlerle simetrik biçimde beslendiği kabul edilmektedir.

$$u_{sA}(t) = U_M \cos w_1 t$$

$$u_{sB}(t) = U_M \cos(w_1 t - 120^\circ) \quad (2.36)$$

$$u_{sC}(t) = U_M \cos(w_1 t - 240^\circ)$$

Üç faz stator gerilimleri ile stator gerilim uzay fazörü statorda (2.37) ile ifade edilir.

$$\bar{u}_s = U_M e^{j\omega_1 t} \quad (2.37)$$

Şeki 2.1 de verilen sinüzoidal dağılımlı stator sargılarının ani gerilim ifadeleri (2.25) de verilen ani stator halkalanma akı eşitlikleri ile (2.38) de ifade edilmiştir. Stator gerilim denklemleri asenkron makinenin tüm çalışma durumlarında geçerlidir.

$$\begin{aligned} u_{sA}(t) &= R_s i_{sA}(t) + \frac{d\psi_{sA}(t)}{dt} \\ u_{sB}(t) &= R_s i_{sB}(t) + \frac{d\psi_{sB}(t)}{dt} \\ u_{sC}(t) &= R_s i_{sC}(t) + \frac{d\psi_{sC}(t)}{dt} \end{aligned} \quad (2.38)$$

Stator gerilim denklemleri statorda ifade edilmiştir. Yapısal simetriden dolayı her bir fazın stator sargı direnci (R_s) aynıdır. Stator gerilim denklemleri, stator büyüklükleri dışında, uzay fazörleriyle de ifade edilirler. Bu bağlamda, yukarıda verilen denklemlerden birincisi $2/3$ ile, ikincisi $2/3 \cdot a$ ile ve üçüncüsü de $2/3 \cdot a^2$ ile çarpılarak, taraf tarafa toplanırsa (2.39) de verilen stator gerilim uzay fazörü elde edilir.

$$\bar{u}_s = \frac{2}{3} [u_{sA}(t) + a u_{sB}(t) + a^2 u_{sC}(t)] \quad (2.39)$$

(2.39) denklemi üç fazlı asenkron makinenin stator büyüklüklerinin çok basit bir ifadesidir. Stator faz sargılarının akımlarındaki, gerilimlerindeki ve halkalanma akımlarındaki değişimlerini her t anı için tanımlar. Uzay fazörleri kullanıldığında, gerilim denklemlerinin genel yapısı korunarak, denklem sayısı üçten bire iner.

2.10. Rotor Gerilim Uzay Fazörü

Ani rotor işletme gerilimleri dönen rotora göre ifade edilir. Rotor büyüklükleri de rotor hızında döndüğünden, rotor göre sabit büyüklükler olurlar. Rotor gerilim uzay fazörü ise, matematiksel olarak stator gerilim uzay fazörüne benzer biçimde tanımlanabilir. Bu anlamda rotor üç faz ani gerilim ifadeleri ve rotor gerilim uzay fazörü (2.40) ve (2.41) de verilmiştir.

$$\begin{aligned}
 u_{ra}(t) &= R_r i_{ra}(t) + \frac{d\psi_{ra}(t)}{dt} \\
 u_{rb}(t) &= R_r i_{rb}(t) + \frac{d\psi_{rb}(t)}{dt} \\
 u_{rc}(t) &= R_r i_{rc}(t) + \frac{d\psi_{rc}(t)}{dt}
 \end{aligned} \tag{2.40}$$

$$\bar{u}_r = \frac{2}{3} [u_{ra}(t) + a u_{rb}(t) + a^2 u_{rc}(t)] \tag{2.41}$$

2.11. Uzak Fazörleri Kullanılarak Ani Moment İfadesi

Simetrik üç fazlı asenkron makinede endüklenen ani moment ifadesi, genel olarak, statorda tanımlı stator akı uzak fazörü ile statorda indirgenmiş rotor akım uzak fazörünün vektörel çarpımı olarak statorda (2.42) de ifade edilir.

$$t_o = c \bar{\psi}_s \times \bar{i}_r' \tag{2.42}$$

Ani moment ifadesinde c üçüncü bölümde belirlenecek bir katsayıdır. (2.42) ifadesini rotora indirgenmiş stator akı uzak fazörü, $\bar{\psi}_s'$, ve rotor akım uzak fazörü, $\bar{i}_r'$, ile rotorda da ifade etmek mümkündür.

Sonuç olarak, stator veya rotor için, ani moment ifadesini, değişik uzak fazörleri ile göstermek mümkündür. Fakat, her t anı için hesaplanan moment, stator veya rotor büyüklükleri hep aynıdır. Nedeni ise, halkallanma akı ve akım değişimlerinin sinüzoidal oldukları ve harmoniklerin ihmal edilmesidir.

2.12. Sincap Kafesli Asenkron Makinenin Dinamik Modeli

Sincap kafesli asenkron makinenin (2.40) ile verilen rotor gerilimleri sıfırdır. Rotor gerilimleri ile (2.38) de verilen stator gerilimlerinin toplu halde (2.43) de gösterilmiştir. Empedans matrisi (Z) otuzaltı terimlidir ve p (d/dt) türev operatörü içermektedir. Sonuç olarak, katsayılar zamanla değişmektedir ve çözümleri zordur. Empedans matrisinde $\theta = \theta_r, \theta_1 = \theta_r + 120^\circ, \theta_2 = \theta_r - 120^\circ$ olarak gösterilmiştir.

$$\begin{bmatrix} u_{sA} \\ u_{sB} \\ u_{sC} \\ u_{ra} \\ u_{rb} \\ u_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s^* & pM_s^* & pM_s^* & pM_{sr}^* \cos \theta & pM_{sr}^* \cos \theta_1 & pM_{sr}^* \cos \theta_2 \\ pM_s^* & R_s + pL_s^* & pM_s^* & pM_{sr}^* \cos \theta_2 & pM_{sr}^* \cos \theta & pM_{sr}^* \cos \theta_1 \\ pM_s^* & pM_s^* & R_s + pL_s^* & pM_{sr}^* \cos \theta_1 & pM_{sr}^* \cos \theta_2 & pM_{sr}^* \cos \theta \\ pM_{sr}^* \cos \theta & pM_{sr}^* \cos \theta_2 & pM_{sr}^* \cos \theta_1 & R_r + pL_r^* & pM_r^* & pM_r^* \\ pM_{sr}^* \cos \theta_1 & pM_{sr}^* \cos \theta & pM_{sr}^* \cos \theta_2 & pM_r^* & R_r + pL_r^* & pM_r^* \\ pM_{sr}^* \cos \theta_2 & pM_{sr}^* \cos \theta_1 & pM_{sr}^* \cos \theta & pM_r^* & pM_r^* & R_r + pL_r^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sA} \\ i_{sB} \\ i_{sC} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

Sincap kafesli asenkron makinenin dinamik modeli, elektriksel yana ait (2.43) denklemleri ve mekaniksel yana ait (2.44) denklemi ile verilir. Mekaniksel yana ait denklemde (2.42) ile verilen moment, yük moment (t_l), eylemsizlik moment (J), söndürüm sabiti (D) bulunmaktadır. Empedans matrisi incelenirse, otuzaltı terimden oluşmaktadır ve stator sargıları ile rotor sargılarının kendi aralarında ki etkileşim terimleri görülmektedir. Sincap kafesli asenkron makinenin dinamik modelini elde etmek bu denklemlerin çözümü ile çok zordur. Denklemlerden etkileşim katsayıları daha doğrusu rotor açısının bulunduğu terimler ortadan kaldırılmalıdır.

$$t_e - t_l = J \frac{dw_r}{dt} + Dw_r \quad (2.44)$$

BÖLÜM 3

SİMETRİK ASENKRON MAKİNE MODELİNİN ÇEŞİTLİ EKSEN TAKIMLARINDA İNCELENMESİ

Tasarım ve analizde ilk aşama, incelenen fiziksel sistemin tüm özelliklerini içeren, sistem cevaplarını aslına tamamen uygun olarak veren bir matematiksel modelin oluşturulmasıdır. Böyle bir matematiksel modelin kurulması her sistem için mümkün değildir, bazı sistem parametreleri modele yansıtılamaz. Bu durumda matematiksel model, sistem parametrelerini etkilemeyecek ve analiz amaçlarını saptırmayacak varsayımlar ve ihmaller üzerine kurulur.

Makine parametrelerinin gösterildiği eksen takımları, kendi aralarında trigonometrik dönüşümlerin mevcut olduğu bir çeşit değişken değişiminden başka bir şey değildir ve uzay fazörlerinden farklı olarak, fiziksel anlamları yoktur. Üçüncü bölüm içinde, simetrik asenkron makinenin matematiksel modeli çeşitli eksen takımlarında kurulmuştur. Matematiksel modeller kurulurken uzay fazörlerinden yararlanılmıştır, böylece, işlemlerde büyük kolaylık sağlanmıştır. Uzay fazörleri ile yapılan incelemede genelleştirilmiş makine modelinde mevcut olan karmaşık matris dönüşümleri bulunmamaktadır.

Yapılan çalışmada asenkron makinenin gerilimleri, akımları ve akıları, seçilen eksen takımında açısal açısal hızının fonksiyonu olurlar. Örnek olarak, senkron makineler hariç, sistem büyüklükleri, senkron hızda dönen eksen takımında ifade edilirse, büyük güçteki ve çok sayıdaki makineden meydana gelen sistemin, geçici ve dinamik kararlılık incelemesi yapılabilir ve makine büyüklükleri bu eksen takımında doğru gerilim ve doğru akım olarak görünür. Ani elektriksel güç ve moment dalga şekilleri eksen takımlarından bağımsızdır ve değişmezler. Rotor alan yönlendirmeli asenkron makinenin sayısal benzetimini kurabilmek için statora yerleştirilen sabit stator eksen takımına ve rotor halkalanma akı uzay fazörü hızında dönen eksen takımına ihtiyaç vardır. Bunun yanında senkron hızda dönen eksen takımı, rotor hızında dönen eksen takımı da kullanılabilir. Makine

büyükliklerinin bu eksen takımlarında sadece sayısal değerleri değişmektedir ve sonuç ise değişmemektedir. Rotor halkalanma akı uzay fazörü hızında dönen eksen takımı hariç, tüm eksen takımlarında geçici olay vardır.

Sonuç olarak, herhangi bir açısal hızı için elde edilen makine büyüklükleri uygun dönüşümlerle başka bir hızda dönen eksen takımına taşınabilir, burada gerekli uygulamalar yapıldıktan sonra ters dönüşüm ile kolayca gerçek simetrik makine modeline geçilir.

Bu bölümde, ikinci bölümde (2.43) ile verilen asenkron makinenin stator ve rotor gerilim denklemleri sabit katsayılı denklemler haline dönüştürülecek ve çeşitli eksen takımlarında ifade edilecektir. Ayrıca, rotor alan yönlendirmenin uygulandığı eksen takımı açıklanacak ve denklemler bu eksen takımında elde edilecektir. Eksen takımının hızı dördüncü bölümde belirlenecek ve (x-y) eksen takımı olarak isimlendirilecektir.

3.1. Asenkron Makine Denklemlerinin W Hızında Dönen (d-q) Eksen Takımında Elde Edilmesi

Asenkron makinenin stator ve rotor sargıları hareketli olduğundan ortak endüktans katsayıları rotor konumuna bağlıdır. İkinci bölümde enerji dönüşümü yapan elektromekanik bir sistem olarak tanımlanan asenkron makinenin, matematik modelinin değişken katsayılı ve doğrusal olmayan birinci dereceden diferansiyel denklemlerden oluştuğu belirlendi. Matematik modelin değişken katsayılarının ortadan kaldırılması ile makine, matematiksel modeli sabit katsayılı bir sistem indirgenebilir. Dönüşümün ana ilkesi, stator ve rotor fazları arasındaki bağıl hareketi ortadan kaldırmak veya stator ve rotor gerilim denklemlerini aynı eksen takımına taşımaktır. Bu amaçla, asenkron makinenin stator ve rotor parametreleri birbirine dik iki eksen üzerinde (d-q) ifade edilir. Kısaca Park dönüşümü olarak ifade edilir. Genel olarak, statoru ve rotoru çok fazlı asenkron makine, birbirlerine dik iki sargı statorda ve iki sargı da rotorda olacak şekilde incelenebilir.

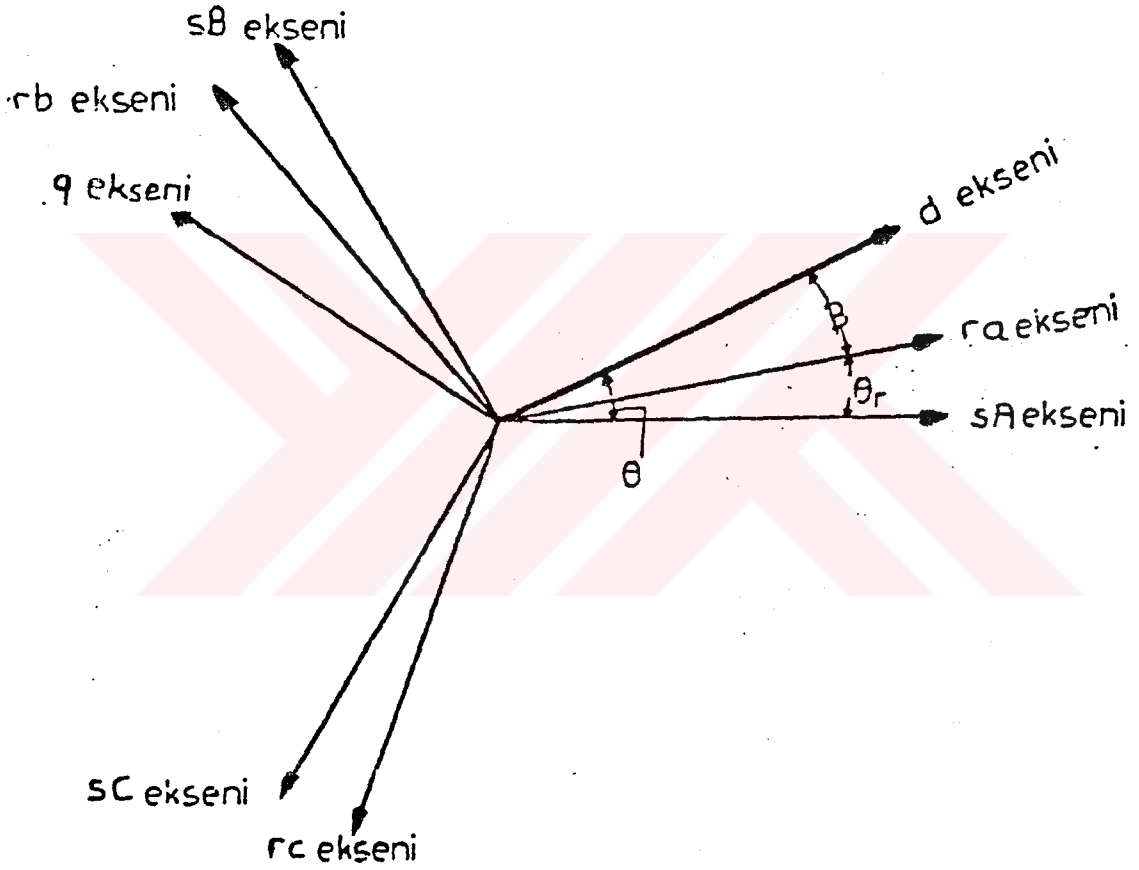
Şekil 3.1' de görüldüğü gibi stator sA fazı ile (d-q) eksen takımının d ekseni arasındaki açı θ olmak üzere aşağıdaki denklemler yazılabilir.

$$\theta = \beta + \theta_r \quad (3.1)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{d\beta}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \quad (3.2)$$

$$w = \frac{d\beta}{dt} + w_r \quad (3.3)$$

$$\frac{d\beta}{dt} = w - w_r = w_\beta \quad (3.4)$$



Şekil 3.1. Belirli bir w açısal hızında dönen (d-q) eksen takımı ile üç faz stator ve rotor eksenleri arasındaki geometrik ilişki.

Üç faz stator ve rotor büyüklükleri (3.5) ve (3.6) dönüşümleri ile (d-q) eksen takımında ifade edilir.

$$f_{sdq} = M_s f_{sABC} \quad (3.5)$$

$$f_{rdq} = M_r f_{rabc} \quad (3.6)$$

(3.5) ve (3.6) da görülen f_{sdq} ve f_{rdq} fonksiyonları gerilimleri, akımları veya halkalanma akılarını temsil eder. Dönüşüm matrisleri (3.7) ve (3.8) ile, (d-q) eksen takımında ifade edilen gerilim denklemleri (3.9), (3.10), (3.11) ve (3.12) de gösterilmiştir.

$$M_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 120^\circ) & -\sin(\theta + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$M_r = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \beta & \cos(\beta - 120^\circ) & \cos(\beta + 120^\circ) \\ -\sin \beta & -\sin(\beta - 120^\circ) & -\sin(\beta + 120^\circ) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - w \psi_{sq} \quad (3.9)$$

$$u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + w \psi_{sd} \quad (3.10)$$

$$u_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - w_\beta \psi_{rq} \quad (3.11)$$

$$u_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + w_\beta \psi_{rd} \quad (3.12)$$

Şekil 3.1'e göre stator sA eksenine göre w açısal hızı ile dönen (d-q) eksen takımının d eksen rotor ra eksenine göre $w_\beta = d\beta / dt$ açısal hızında dönmektedir. Gerilim denklemlerinde görülen stator ve rotor halkalanma akı ifadeleri (3.13), (3.14), (3.15) ve (3.16) da verilmiştir.

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (3.13)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (3.14)$$

$$\psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \quad (3.15)$$

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \quad (3.16)$$

3.2. Statora Yerleştirilen Sabit Stator Eksen Takımı (sD-sQ)

Şekil 3.1 de w hızında dönen (d-q) eksen takımının d eksenini ile stator sA fazı arasındaki açı, $\theta=0$ ise statora yerleştirilmiş sabit stator eksen takımı elde edilir. Böylece (3.7) da $\theta=0$ koyarak (3.18) deki dönüşüm matrisi elde edilir. Asenkron makinenin üç faz stator büyüklükleri (3.17) dönüşümü ile sabit stator eksen takımında ifade edilir. Böylece üç faz stator büyüklükleri (3.17) ile iki eksen büyüklüklerine indirgenir. Sıfır sistem olmadığı için gösterilmemiştir.

$$f_{sDQ} = K_s f_{sABC} \quad (3.17)$$

$$K_s = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

(3.17) de ifade edilen f_{sDQ} fonksiyonu, sabit stator eksen takımında akımları, gerilimleri veya halkalanma akılarını temsil eder. (3.18) dönüşümü, üç faz stator sargıları yerine, her bir sargısı $\sqrt{3}/\sqrt{2}$ kat daha fazla sarım sayısına sahip iki faz eşdeğeri anlamına gelmektedir. Nominal faz akımı ve nominal faz gerilimi $\sqrt{3}/\sqrt{2}$ oranında artmaktadır. Faz başına güç 3/2 oranında artmıştır, fakat faz sayısı 2/3 oranında değişmekle birlikte toplam güç değişmemektedir. İki faz eşdeğerinin faz başına dirençleri de değişmemektedir, $\sqrt{2/3}$ katsayısı gücün değişmezliği ilkesine göre seçilmiştir. Asenkron makinenin stator ve rotor üç faz büyüklükleri yerine bölüm ikide açıklanan uzay fazörleri ile yapılacak inceleme kolaylık sağlayacaktır. Sabit stator eksen takımında stator ve rotor büyüklükleri uzay fazörleri ifade edilecek olursa, bu büyüklükler diğer eksen takımlarında da ifade edilmiş olur.

3.2.1. Statora Yerleştirilmiş Sabit Stator Eksen Takımında (sD-sQ) Rotor Büyüklüklerinin Tanımı

(3.8) de $\beta = -\theta_r$ koyarak üç faz rotor büyüklükleri sabit stator eksen takımında ifade edilir. (3.6) da yeni dönüşüm matrisi ile rotor büyüklükleri indirgenir.

3.3. Rotora Yerleştirilen Ve Rotor Hızında Dönen Eksen Takımı ($r\alpha - r\beta$)

Asenkron makinenin üç faz rotor büyüklükleri rotordan gözleendiğinde sabit görünürler. Şekil 3.1 de w hızında dönen (d-q) eksen takımının d eksenini ile rotor ra fazı arasındaki açı, $\beta = 0$ yapılırsa rotora yerleştirilmiş rotor hızında dönen eksen

Stator akım uzay fazörünün sd eksenini ile yaptığı açı α_s ve stator akım uzay fazörünün (sd-sq) eksenindeki ifadesi $\bar{i}_s$ ile ifade edilmektedir.

Sabit stator eksen takımının reel eksenini sD, imajiner eksenini sQ olmak üzere stator akım uzay fazörü iki bileşene ayrılır. Bu bileşenler üç fazlı makine için hayali büyüklükler, İki fazlı makineler için ise gerçek büyüklüklerdir, dönüştürülmüş akımlar değildir ve stator faz sargılarından geçerler. Bileşenler, (3.17) deki dönüşüm ile bulunur ve (3.20), (3.21), (3.22) de ifade edilmiştir.

$$\bar{i}_s = i_{sD}(t) + j i_{sQ}(t) = |\bar{i}_s| e^{j\alpha_s} \quad (3.20)$$

$$i_{sD}(t) = \frac{2}{3} \left[i_{sA}(t) - \frac{1}{2} i_{sB}(t) - \frac{1}{2} i_{sC}(t) \right] \quad (3.21)$$

$$i_{sQ}(t) = \frac{2}{3} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} (i_{sB}(t) - i_{sC}(t)) \right] \quad (3.22)$$

3.5. Stator Gerilim Uzay Fazörünün (sD-sQ) Eksen Takımında İfadesi

Stator akım uzay fazörü için yapılan açıklamalar stator gerilim uzay fazörü için de geçerlidir. Stator gerilim uzay fazörü, sabit stator eksen takımında gerçek bileşeni (u_{sD}) ve sanal bileşeni (u_{sQ}) olmak üzere iki bileşene ayrılır, (3.23), (3.24), (3.25) de ifade edilmiştir.

$$\bar{u}_s = u_{sD} + j u_{sQ} \quad (3.23)$$

$$u_{sD} = \frac{2}{3} \left[u_{sA}(t) - \frac{1}{2} u_{sB}(t) - \frac{1}{2} u_{sC}(t) \right] \quad (3.24)$$

$$u_{sQ} = \frac{2}{3} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} (u_{sB}(t) - u_{sC}(t)) \right] \quad (3.25)$$

3.6. Sabit Stator Eksen Takımından Statora İndirgenmiş (sd-sq) Eksen Takımına Dönüşüm

Sabit stator eksen takımında ifade edilen stator büyüklükleri uzay fazörleri, rotor hızında dönen (sd-sq) eksen takımında (3.26) dönüşümüyle ifade edilir. (3.27) de dönüşüm matrisi verilmiştir.

$$\mathbf{f}_{sdq} = \mathbf{M}_s^* \mathbf{f}_{sDQ} \quad (3.26)$$

$$\mathbf{M}_s^* = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Sabit stator eksen takımında tanımlı stator akım uzay fazörü, rotor hızıyla dönen (sd-sq) eksen takımında (3.28) ile ifade edilir.

$$\bar{\mathbf{i}}_s' = |\bar{\mathbf{i}}_s| e^{j\alpha_s'} = i_{sd} + j i_{sq} \quad (3.28)$$

Sekil 3.2' ye göre $\alpha_s' = \alpha_s - \theta_r$, ve (3.20) eşitliği (3.28) içinde kullanılırsa, (3.29), (3.30) ve (3.31) elde edilir.

$$\bar{\mathbf{i}}_s' = |\bar{\mathbf{i}}_s| e^{j(\alpha_s - \theta_r)} = |\bar{\mathbf{i}}_s| e^{j\alpha_s} e^{-j\theta_r} \quad (3.29)$$

$$\bar{\mathbf{i}}_s' = \bar{\mathbf{i}}_s e^{-j\theta_r} \quad (3.30)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Stator akım uzay fazörü için yapılan dönüşümler stator gerilim uzay fazörü için de geçerlidir. Stator gerilim uzay fazörü, (sd-sq) eksen takımında, (3.32) ve (3.33) deki gibi ifade edilir.

$$\bar{\mathbf{u}}_s' = \bar{\mathbf{u}}_s e^{-j\theta_r} = u_{sd} + j u_{sq} \quad (3.32)$$

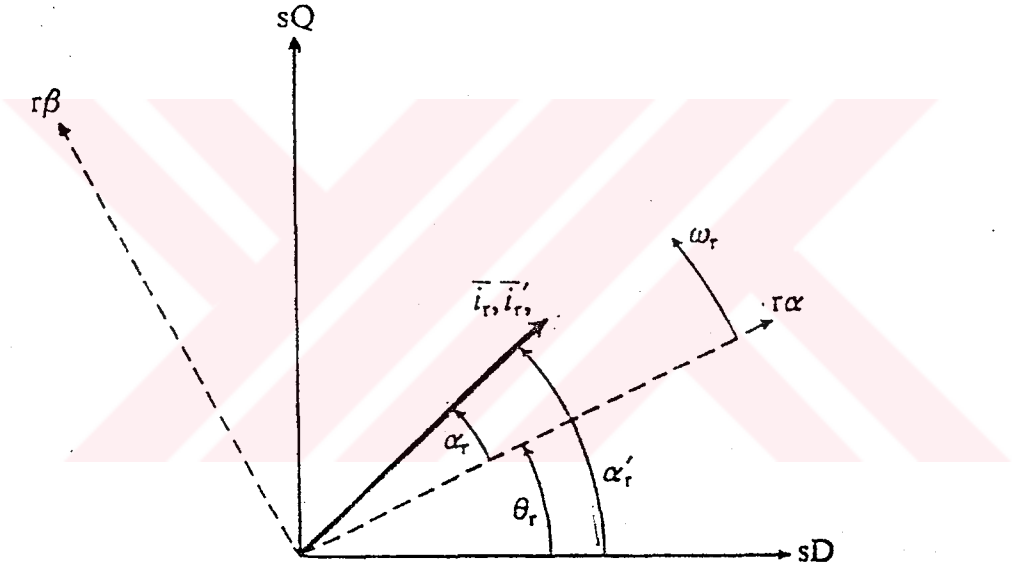
$$\begin{bmatrix} u_{sd} \\ u_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sD} \\ u_{sQ} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

3.7. Rotor Akım Uzay Fazörünün Rotor Hızında Dönen ($r\alpha - r\beta$) Eksen Takımında İfadesi

Şekil 3.3' de rotora yerleştirilen ve $w_r = d\theta_r / dt$ hızında dönen rotor eksen takımı ($r\alpha - r\beta$), sabit stator eksen takımı ve rotor akım uzay fazörü gösterilmiştir.

Rotor akım uzay fazörü açısı α_r dir ve rotor $r\alpha$ eksenine ile rotor akım uzay fazörü arasındaki açıdır. Rotor akım uzay fazörü ve diğer rotor büyüklükleri uzay fazörleri rotor hızında döndüklerinden, rotordan bakıldığında sabit görünmektedirler. Rotor akım uzay fazörünün sD eksenine ile yaptığı açı α_r' dır. Rotor akım uzay fazörü, rotor ekseninde boyuna ve enine bileşenler olmak üzere iki bileşene ayrılarak ifade edilir. Rotor büyüklükleri dönen rotora göre sabit olduklarından rotor akım uzay fazörü bileşenleri, üç faz rotor akımlarına (3.19) dönüşümünü uygulayarak bulunur.

Sonuç olarak, rotor büyüklükleri uzay fazörleri kendi dönen eksen takımında tanımlandığı gibi sabit statora da indirgenir.



Şekil 3.3 Rotor akım uzay fazörünün görüntüsü

Rotor akım uzay fazörünün bileşenleri (3.34), (3.35) ve (3.36) de ifade edilmiştir.

$$\bar{i}_r = |\bar{i}_r| e^{j\alpha_r} = i_{r\alpha} + j i_{r\beta} \quad (3.34)$$

$$i_{r\alpha} = \frac{2}{3} \left[i_{ra}(t) - \frac{1}{2} i_{rb}(t) - \frac{1}{2} i_{rc}(t) \right] \quad (3.35)$$

$$i_{r\beta} = \frac{2}{3} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} (i_{rb}(t) - i_{rc}(t)) \right] \quad (3.36)$$

Dönüştürülmüş $r\alpha$ ve $r\beta$ eksenleri rotor akımları üç faz rotor akımları için hayali büyüklüklerdir. Rotorun iki fazlı olması durumunda ise dönüştürülmüş akımlar gerçek rotor akımlarıdır ve rotor çubuklarından veya sargılarından akarlar.

3.8. Rotor Gerilim Uzak Fazörünün Rotor Hızında Dönen ($r\alpha - r\beta$) Eksen Takımında İfadesi

Rotor akım uzak fazörü için yapılan açıklamalar rotor gerilim uzak fazörü için de geçerlidir. Rotor gerilim uzak fazörü de iki bileşene ayrılır ve bileşenler (3.19) deki dönüşüm ile bulunur ve (3.37), (3.38), (3.39) de ifade edilmiştir.

$$\bar{u}_r = u_{r\alpha} + ju_{r\beta} \quad (3.37)$$

$$u_{r\alpha} = \frac{2}{3} \left[u_{ra}(t) - \frac{1}{2}u_{rb}(t) - \frac{1}{2}u_{rc}(t) \right] \quad (3.38)$$

$$u_{r\beta} = \frac{2}{3} \left[\frac{\sqrt{3}}{2}(u_{rb}(t) - u_{rc}(t)) \right] \quad (3.39)$$

3.9. Rotor Hızında Dönen ($r\alpha - r\beta$) Eksen Takımından Statora İndirgenmiş ($rd-rq$) Eksen Takımına Dönüşüm

Sabit stator eksen takımında ifade edilen stator büyüklükleri uzak fazörleri ($sd-sq$) eksen takımında (3.26) ve (3.27) ile tanımlandığı gibi rotor eksen takımında ifade edilen rotor büyüklükleri uzak fazörleri (3.40) ve (3.41) ile sabit stator ($sD-sQ$) eksen takımında ifade edilir, ve bu eksen takımında rd ve rq olarak görünürler.

$$\bar{f}_{rdq} = N_r^* \bar{f}_{r\alpha\beta} \quad (3.40)$$

$$N_r^* = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & -\sin\theta_r \\ \sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \quad (3.41)$$

Rotor akım uzak fazörü, ($rd-rq$) eksen takımında takımında (3.42), (3.43), (3.44) ve (3.45) ifadeleri ile gösterilir.

$$\bar{i}_r = |\bar{i}_r| e^{j\omega_r t} = i_{rd} + ji_{rq} \quad (3.42)$$

$$\bar{i}_r' = |\bar{i}_r| e^{j(\alpha_r + \theta_r)} = |\bar{i}_r| e^{j\alpha_r} e^{j\theta_r} \quad (3.43)$$

$$\bar{i}_r' = \bar{i}_r e^{j\theta_r} \quad (3.44)$$

$$\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

Rotor gerilim uzay fazörünü sabit stator eksen takımında ifade etmek için (3.42), (3.43), (3.44) ve (3.45) de yapılan işlemler uygulanır.

$$\bar{u}_r' = \bar{u}_r e^{j\theta_r} = u_{rd} + j u_{rq} \quad (3.46)$$

$$\begin{bmatrix} u_{rd} \\ u_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r \\ \sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

3.10. Stator Halkalanma Akı Uzay Fazörünün (sD-sQ) ve (sd-sq) Eksen Takımlarında İfadesi

Stator üç faza ait halkalanma akı ani ifadelerinin stator halkalanma akı uzay fazörü (2.27) ile ifade edilir. Sabit stator eksen takımında, stator halkalanma akı uzay fazörü sD ve sQ eksen bileşenlerine ayrılır, ve üç faz halkalanma akıları gibi ani ifadelerdir, (3.48) ve (3.49) de ifade edilmiştir.

$$\bar{\Psi}_s = \Psi_{sD} + j \Psi_{sQ} \quad (3.48)$$

$$\Psi_{sD} = L_s i_{sD} + L_m i_{rd} \quad (3.49)$$

$$\Psi_{sQ} = L_s i_{sQ} + L_m i_{rq}$$

Stator halkalanma akı uzay fazörü sD ve sQ bileşenleri (sd-sq) eksen takımında (3.50) ve (3.51) ile ifade edilir.

$$\bar{\Psi}_s' = \bar{\Psi}_s e^{-j\theta_r} = \Psi_{sd} + j \Psi_{sq} \quad (3.50)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{sd} \\ \Psi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{sD} \\ \Psi_{sQ} \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

(sd-sq) ekseninde ifade edilen stator halkalanma akı uzay fazörünün ve bileşenlerinin rotor eksen takımındaki ifadeleri (3.52) ve (3.53) deki gibidir.

$$\bar{\Psi}'_s = L_s \bar{i}'_s + L_m \bar{i}'_r \quad (3.52)$$

$$\Psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{r\alpha} \quad (3.53)$$

$$\Psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{r\beta}$$

3.11. Rotor Halkalanma Akı Uzay Fazörünün ($r\alpha - r\beta$) ve (sD-sQ) Eksen Takımlarında İfadesi

Rotor hızında dönen ($r\alpha - r\beta$) eksen takımında rotor halkalanma akı uzay fazörü, iki bileşene ayrılır.

$$\bar{\Psi}_r = \Psi_{r\alpha} + j\Psi_{r\beta} \quad (3.54)$$

$$\Psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{sd} \quad (3.55)$$

$$\Psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{sq}$$

Rotor halkalanma akı uzay fazörünün statorda ifadesi ($rd-rq$) eksen takımında, (3.56) ve (3.57) ile ifade edilir.

$$\bar{\Psi}'_r = \bar{\Psi}_r e^{j\theta_r} = \Psi_{rd} + j\Psi_{rq} \quad (3.56)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{rd} \\ \Psi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_r & \sin\theta_r \\ -\sin\theta_r & \cos\theta_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{r\alpha} \\ \Psi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (3.57)$$

Sabit stator eksen takımında rotor halkalanma akı bileşenleri (3.58) ve (3.59) ile ifade edilir.

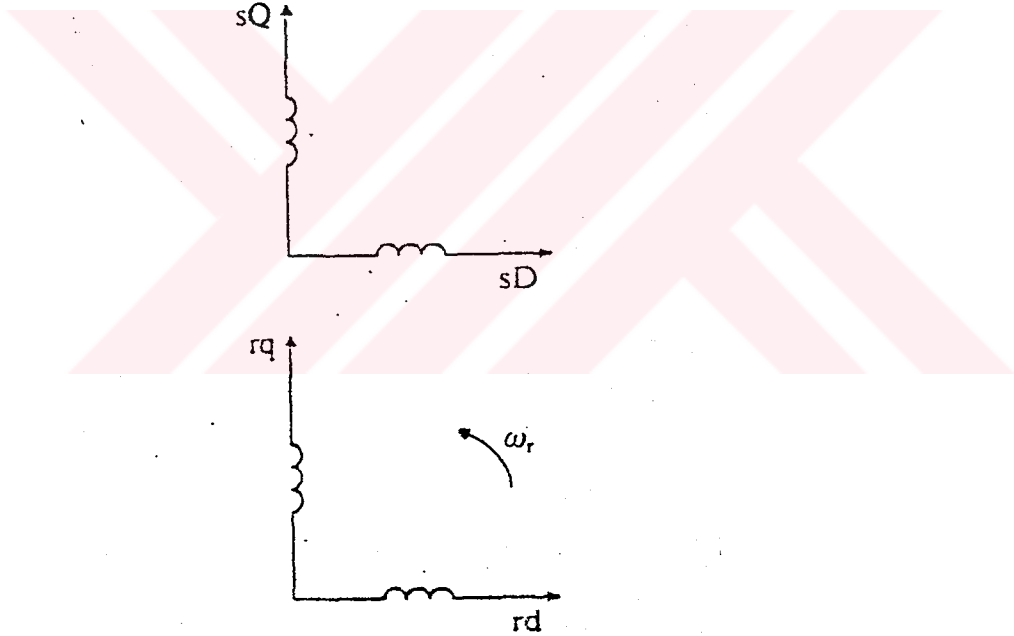
$$\bar{\Psi}'_r = L_r \bar{i}'_r + L_m \bar{i}'_s \quad (3.58)$$

$$\Psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sD} \quad (3.59)$$

$$\Psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sQ}$$

3.12. Statora Yerleştirilmiş Sabit Eksen Takımlarında Stator Ve Rotor Gerilim Uzay Fazör Denklemleri

Asenkron makinenin stator gerilim uzay fazörü (3.60) ile gösterilir. (2.27) deki stator halkalanma akı uzay fazör ifadesi (3.60) içine yerleştirilerek (3.61) elde edilir. Rotor gerilim uzay fazörü (sd-sq) eksen takımında (3.62) ile ifade edilir. (3.58) de statorda ifade edilen rotor halkalanma akı uzay fazörü ifadesi (3.62) içine yerleştirilerek (3.63) elde edilir. Stator ve rotor gerilim uzay fazörlerin toplu ifadeleri (3.64) ve (3.65) ile gösterilir. Şekil 3.4' de asenkron makinenin statora yerleştirilen sabit eksen takımı gösterilmiştir. (2.43) toplu denklemleri ile verilen stator ve rotor gerilim denklemlerindeki rotor açısı yeni eksen takımında görülmemektedir.



Şekil 3.4. Stator ve rotor gerilim denklemlerinin sabit eksen takımında gösterilmesi.

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (3.60)$$

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d(L_s \bar{i}_s)}{dt} + \frac{d(L_m \bar{i}_r')}{dt} \quad (3.61)$$

$$\bar{u}_r' = R_r \bar{i}_r' + \frac{d\bar{\psi}_r'}{dt} - j\omega_r \bar{\psi}_r' \quad (3.62)$$

$$\bar{u}_r' = R_r \bar{i}_r' + \frac{d(L_r \bar{i}_r')}{dt} + \frac{d(L_m \bar{i}_s)}{dt} - j\omega_r (L_r \bar{i}_r' + L_m \bar{i}_s) \quad (3.63)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{u}_s \\ \bar{u}_r' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r' \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_s & L_m \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r' \end{bmatrix} - j\omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ L_m & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_s \\ \bar{i}_r' \end{bmatrix} \quad (3.64)$$

$$\begin{bmatrix} u_{sD} \\ u_{sQ} \\ u_{rd} \\ u_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & \omega_r L_m & R_r + pL_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & pL_m & -\omega_r L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sD} \\ i_{sQ} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

Sonuç olarak sincap kafesli asenkron makinenin birinci dereceden diferansiyel denklemleri zamanla değişmeyen katsayılı denklemler haline gelmiştir. Sincap kafesli asenkron makinenin rotor alan yönlendirmeli denetiminin sayısal benzetimini kurmak için makinenin üç faz stator akımları ve rotor hız bilgilerinin geri besleme olarak bilinmesi gerekmektedir. (3.65) ile verilen denklemlerin çözümü ile bu bilgiler elde edilmektedir.

Rotor hızı sabit olduğu zaman, (3.65) denklemleri sabit katsayılı denklemler haline gelir ve çözümleri kolaylaşır. Asenkron makinenin mekanik yanına ait hareket denklemi (2.44) de verilmiştir, ve makinede üretilen moment, şekil 4.1 de verilen eksen takımında (3.66) ile ifade edilir.

$$t_e = \frac{3}{2} PL_m (i_{sQ} i_{rd} - i_{sD} i_{rq}) \quad (3.66)$$

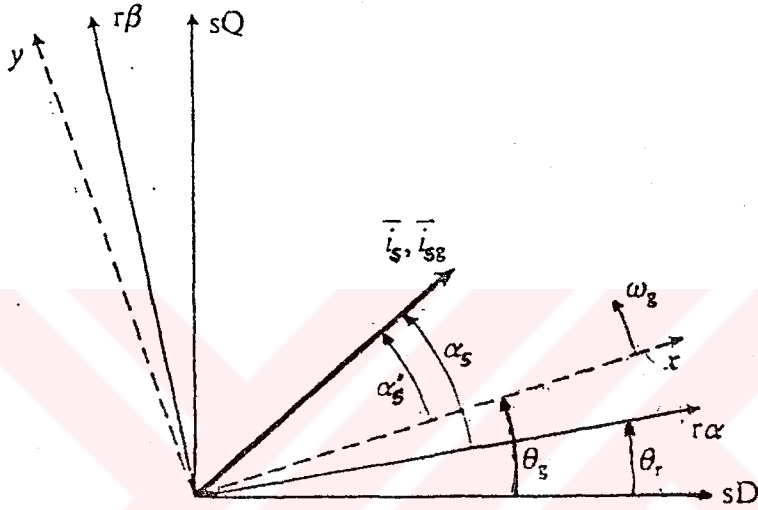
3.13. Stator Büyüklükleri Uzak Fazörlerin ω_g Hızında Dönen (x-y) Eksen Takımında İfadeleri

Şekil 3.5' de ω_g açısal hızıyla dönen (x-y) eksen takımı ile sabit stator eksen takımı gösterilmiştir. ω_g hızı değişik şekillerde seçilebilir, ve stator büyüklükleri uzak fazörleri ω_g açısal hızıyla dönen (x-y) eksen takımında (3.67), (3.68) ve (3.69) ile ifade edilir.

$$\bar{i}_{sg} = |\bar{i}_s| e^{j\alpha_s} = |\bar{i}_s| e^{j(\alpha_s - \theta_g)} = \bar{i}_s e^{-j\theta_g} = i_{sx} + j i_{sy} \quad (3.67)$$

$$\bar{u}_{sg} = \bar{u}_s e^{-j\theta_g} = u_{sx} + ju_{sy} \quad (3.68)$$

$$\bar{\psi}_{sg} = \bar{\psi}_s e^{-j\theta_g} = \psi_{sx} + j\psi_{sy} \quad (3.69)$$



Şekil 3.5. (x-y) eksen takımında stator büyüklüklerinin ifadesi.

3.14. Rotor Büyüklükleri Uzak Fazörlerin W_g Hızında Dönen (x-y) Eksen Takımında İfadeleri

Şekil 3.6' da rotor hızıyla dönen rotor eksen takımı, w_g hızıyla dönen (x-y) eksen takımı ve sabit stator eksen takımı gösterilmiştir. Böylece rotor büyüklükleri uzak fazörleri (x-y) eksen takımında ifade etmek için, rotor uzak fazörlerinin, (x-y) eksen takımının boyuna eksenleriyle yaptığı açığı kullanmak gerekir.

$$\bar{i}_{rg} = |\bar{i}_r| e^{j\alpha_r} = |\bar{i}_r| e^{j\alpha_r} e^{-j(\theta_g - \theta_r)} = \bar{i}_r e^{-j(\theta_g - \theta_r)} = i_{rx} + ji_{ry} \quad (3.70)$$

$$\bar{u}_{rg} = \bar{u}_r e^{-j(\theta_g - \theta_r)} = u_{rx} + ju_{ry} \quad (3.71)$$

$$\bar{\psi}_{rg} = \bar{\psi}_r e^{-j(\theta_g - \theta_r)} = \psi_{rx} + j\psi_{ry} \quad (3.72)$$

Stator ve rotor gerilim uzay fazör gerilim denklemleri (3.73) ve (3.74) ile ifade edilir. (3.75) ve (3.76) ile verilen stator ve rotor halkalanma akı uzay fazör denklemleri (3.73) ve (3.74) içine yerleştirilerek (x-y) eksen takımındaki stator ve rotor gerilim uzay fazör denklemlerinin (3.77) ve (3.78) elde edilir. Stator ve rotor gerilim ifadelerinin (x-y) eksen takımındaki ifadeleri (3.79) ile verilir.

$$\bar{u}_{sg} = R_s \bar{i}_{sg} + \frac{d\bar{\psi}_{sg}}{dt} + jw_g \bar{\psi}_{sg} \quad (3.73)$$

$$\bar{u}_{rg} = R_r \bar{i}_{rg} + \frac{d\bar{\psi}_{rg}}{dt} + j(w_g - w_r) \bar{\psi}_{rg} \quad (3.74)$$

$$\bar{\psi}_{sg} = L_s \bar{i}_{sg} + L_m \bar{i}_{rg} \quad (3.75)$$

$$\bar{\psi}_{rg} = L_r \bar{i}_{rg} + L_m \bar{i}_{sg} \quad (3.76)$$

$$\bar{u}_{sg} = R_s \bar{i}_{sg} + \frac{d}{dt}(L_s \bar{i}_{sg}) + \frac{d}{dt}(L_m \bar{i}_{rg}) + jw_g (L_s \bar{i}_{sg} + L_m \bar{i}_{rg}) \quad (3.77)$$

$$\bar{u}_{rg} = R_r \bar{i}_{rg} + \frac{d}{dt}(L_r \bar{i}_{rg}) + \frac{d}{dt}(L_m \bar{i}_{sg}) + j(w_g - w_r)(L_r \bar{i}_{rg} + L_m \bar{i}_{sg}) \quad (3.78)$$

$$\begin{bmatrix} u_{sx} \\ u_{sy} \\ u_{rx} \\ u_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -w_g L_s & pL_m & -w_g L_m \\ w_g L_s & R_s + pL_s & w_g L_m & pL_m \\ pL_m & -(w_g - w_r)L_m & R_r + pL_r & -(w_g - w_r)L_r \\ (w_g - w_r)L_m & pL_m & (w_g - w_r)L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} \quad (3.79)$$

W_g hızında dönen eksen takımında sincap kafesli asenkron makinenin mekinik yanına ilişkin moment denklemi (3.80) ve (3.81) ile ifade edilir.

$$t_e = -\frac{3}{2} p L_m \bar{i}_{sg} \times \bar{i}_{rg} \quad (3.80)$$

$$t_e = -\frac{3}{2} p L_m (i_{sx} i_{ry} - i_{sy} i_{rx}) \quad (3.81)$$

3.15. Senkron Hızda Dönen Eksen Takımı

W_g hızında dönen (x-y) eksen takımının hızı şebeke frekansı ile aynı açısal hızda yapılırsa ($w_g = w_1$) senkron hızda dönen eksen takımı elde edilir. Senkron hızda dönen eksen takımında makine büyüklükleri doğru akım ve gerilim büyüklüklerinde görünürler. (3.79) ile verilen stator ve rotor gerilimleri senkron hızda dönen eksen takımında (3.82) ile ifade edilirler. Asenkron makinenin mekanik yanına ilişkin hareket denklemi (3.83) ile verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} u_{sx} \\ u_{sy} \\ u_{rx} \\ u_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -w_1 L_s & pL_m & -w_1 L_m \\ w_1 L_s & R_s + pL_s & w_1 L_m & pL_m \\ pL_m & -sw_1 L_m & R_r + pL_r & -sw_1 L_r \\ sw_1 L_m & pL_m & sw_1 L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} \quad (3.82)$$

$$t_e - t_l = \left(\frac{2}{P} \right) J \frac{dW_r}{dt} \quad (3.83)$$

$$\frac{w_r}{w_1} = (t_e - t_l) / \left(\frac{2}{P} \right) J \frac{dw_r}{dt} \quad (3.84)$$

$$H = \left(\frac{1}{2} \right) \left(\frac{2}{P} \right) J w_1 / t_{temel}$$

Aşağıda makine parametreleri birim değer olarak verilen sincap kafesli asenkron makinenin MATLAB-simulink paket programı ile yapılan incelemesinde makine büyüklüklerinin senkron hızda dönen eksen takımındaki görünüşleri şekil 3.6 da $n = f(t)$, şekil 3.7de $t_e = f(t)$, şekil 3.8 de $i_{sx} = f(t)$, şekil 3.9 da $i_{sy} = f(t)$, şekil 3.10 da $\psi_{rx} = f(t)$ ve şekil 3.11 de ise $\psi_{ry} = f(t)$ ile verilmiştir. Asenkron makine boşta çalışmaktadır ve P çift kutup sayısıdır. Rotor büyüklükleri de statora indirgenmiştir.

Boşta çalışmada asenkron makineye etkiyen sürtünme kuvvetleri ve yük momenti bulunmadığından, asenkron makinenin sürekli çalışma koşulları altında şekil 3.8 de görüldüğü gibi sadece mıknatıslama akımı çekmesi beklenmektedir. Yük momentinin eklenmesi ile stator halkalanma akılarının şekli değişmez fakat rotor halkalanma akılarının şekli değişir. böylece bu yöntem ile hava aralığının sabit kalması istenen uygulamalarda hız ve moment denetimi yapılırken rotor halkalanma akılarının değişimi önlenemez.

$$R_s = 0.0453$$

$$R_r = 0.0222$$

$$H = 1$$

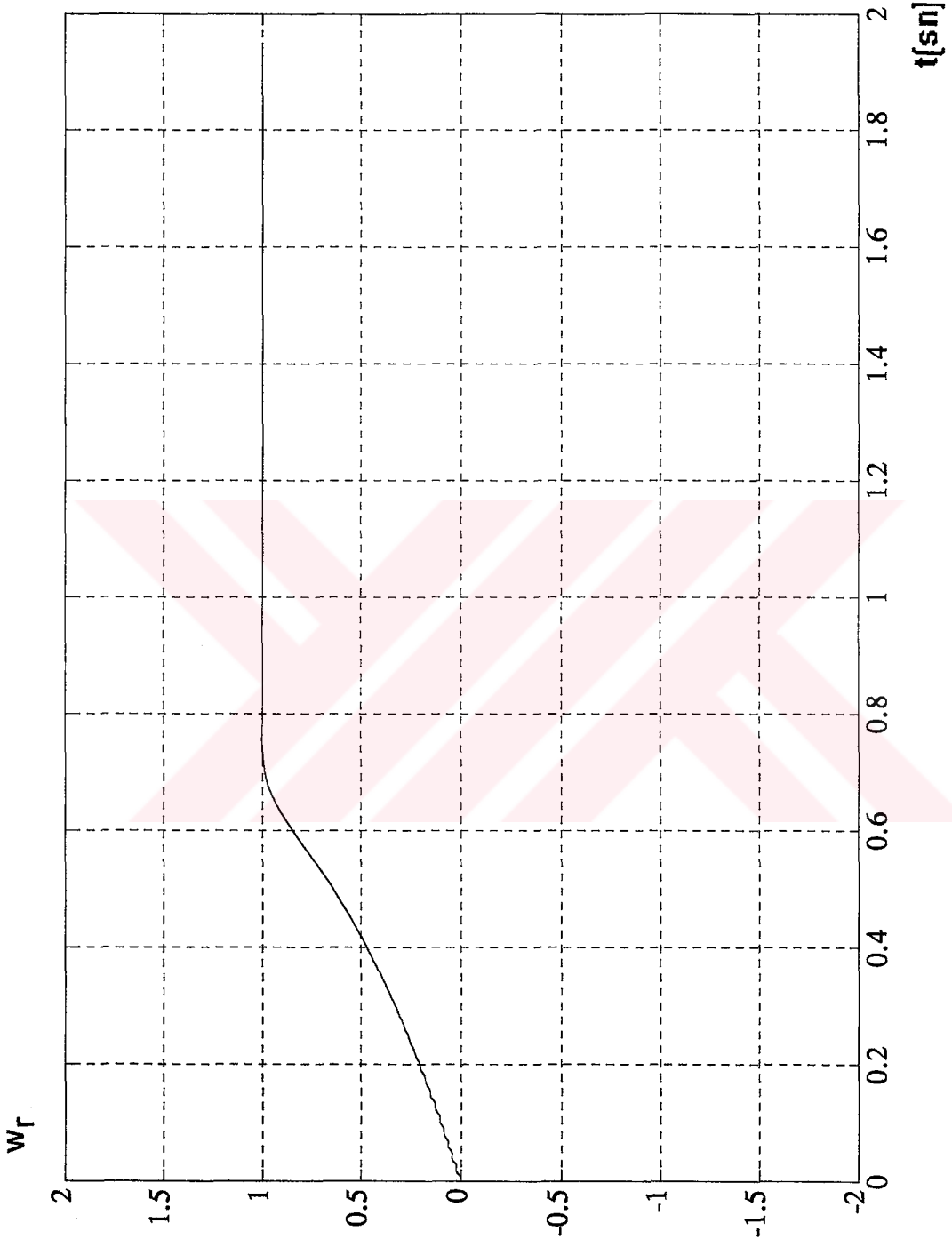
$$L_s = 2.1195$$

$$L_r = 2.0742$$

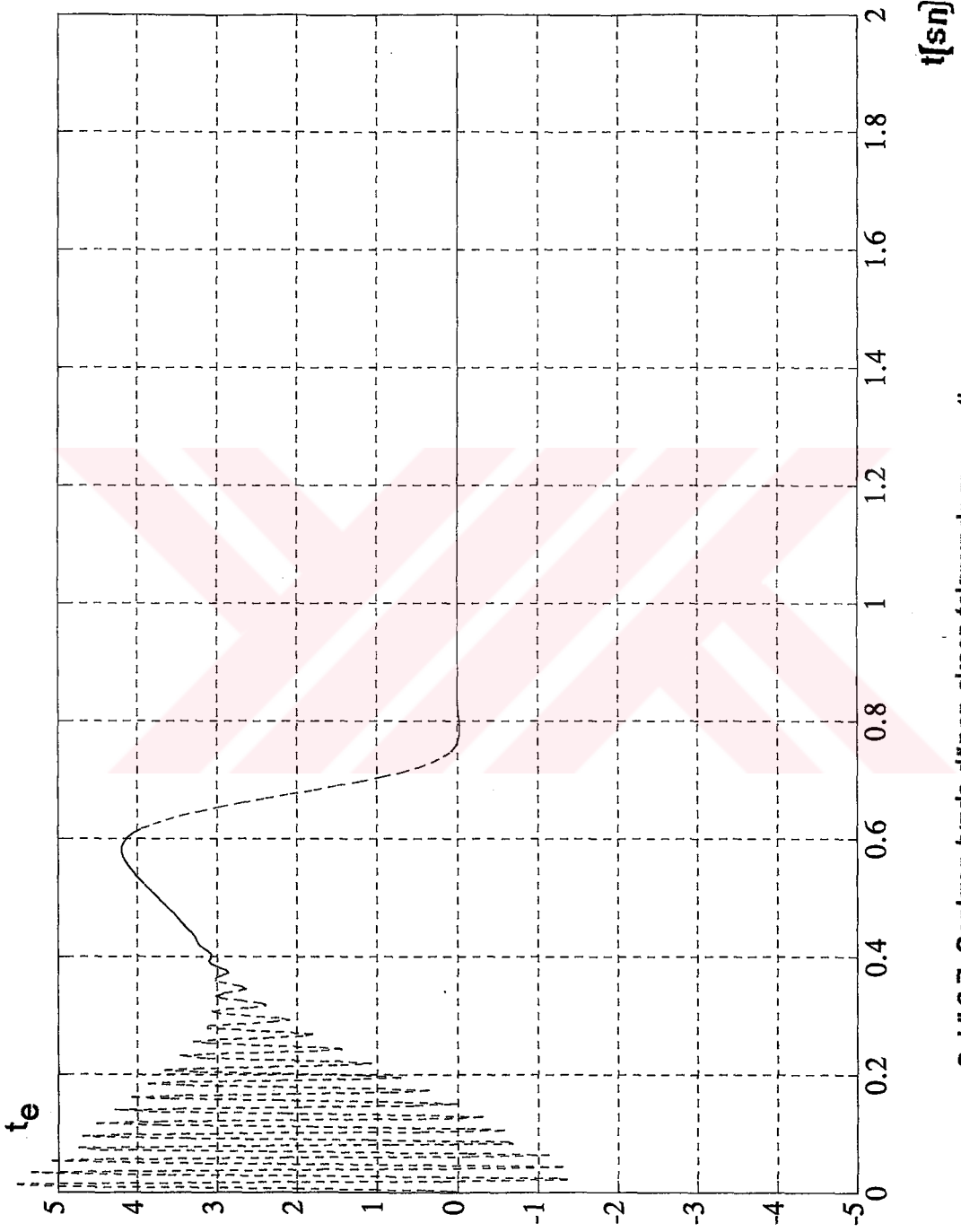
$$L_m = 2.042$$

Eğrilerin incelenmesi sonucunda asenkron makinenin 0.6 saniyede senkron hıza ulaştığı görülmektedir. Bunun nedeni sürtünme kayıplarının da ihmal edilmesindendir. Asenkron makineye 1 pu lik yük momenti bağlandığında elde edilen eğriler şekil 3.12 da $n = f(t)$, şekil 3.13de $t_e = f(t)$, şekil 3.14 de $i_{sx} = f(t)$, şekil 3.15 da $i_{sy} = f(t)$, şekil 3.16 da $\psi_{rx} = f(t)$ ve şekil 3.17 de ise $\psi_{ry} = f(t)$ ile verilmiştir. Yük bağlandığında asenkron makinenin senkron hıza ulaşamadığı fakat senkron hıza çok yakın bir hızda döndüğü izlenmiştir. Bu hıza ulaşması boşta çalışmadakinden daha uzun sürmüştür.

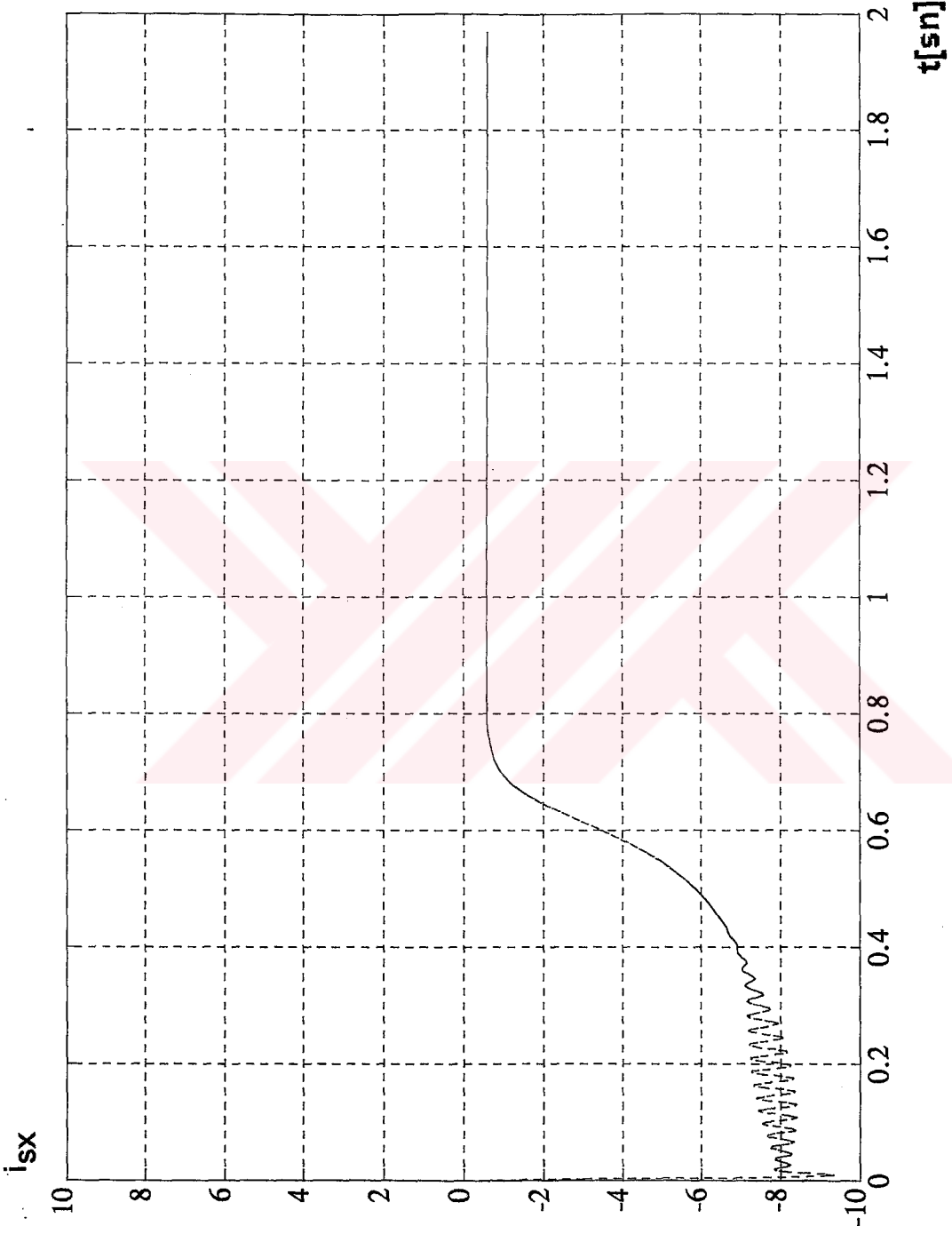
Asenkron makinenin üç faz stator gerilim akımları şekil 3.18 ve şekil 3.19 da verilmiştir. Ek A da verilen ve C dilinde yazılan bilgisayar programı ile sabit stator eksen takımında stator gerilimleri, akımları ve halkalanma akıları elde edilmiştir. Şekil 3.20 de $u_{sD} = f(t)$, şekil 3.21 de $u_{sQ} = f(t)$, şekil 3.22 de $i_{sD} = f(t)$, şekil 3.23 de $i_{sQ} = f(t)$, şekil 3.24 de $\psi_{sD} = f(t)$ ve şekil 3.25 ile $\psi_{sQ} = f(t)$ eğrileri verilmiştir.



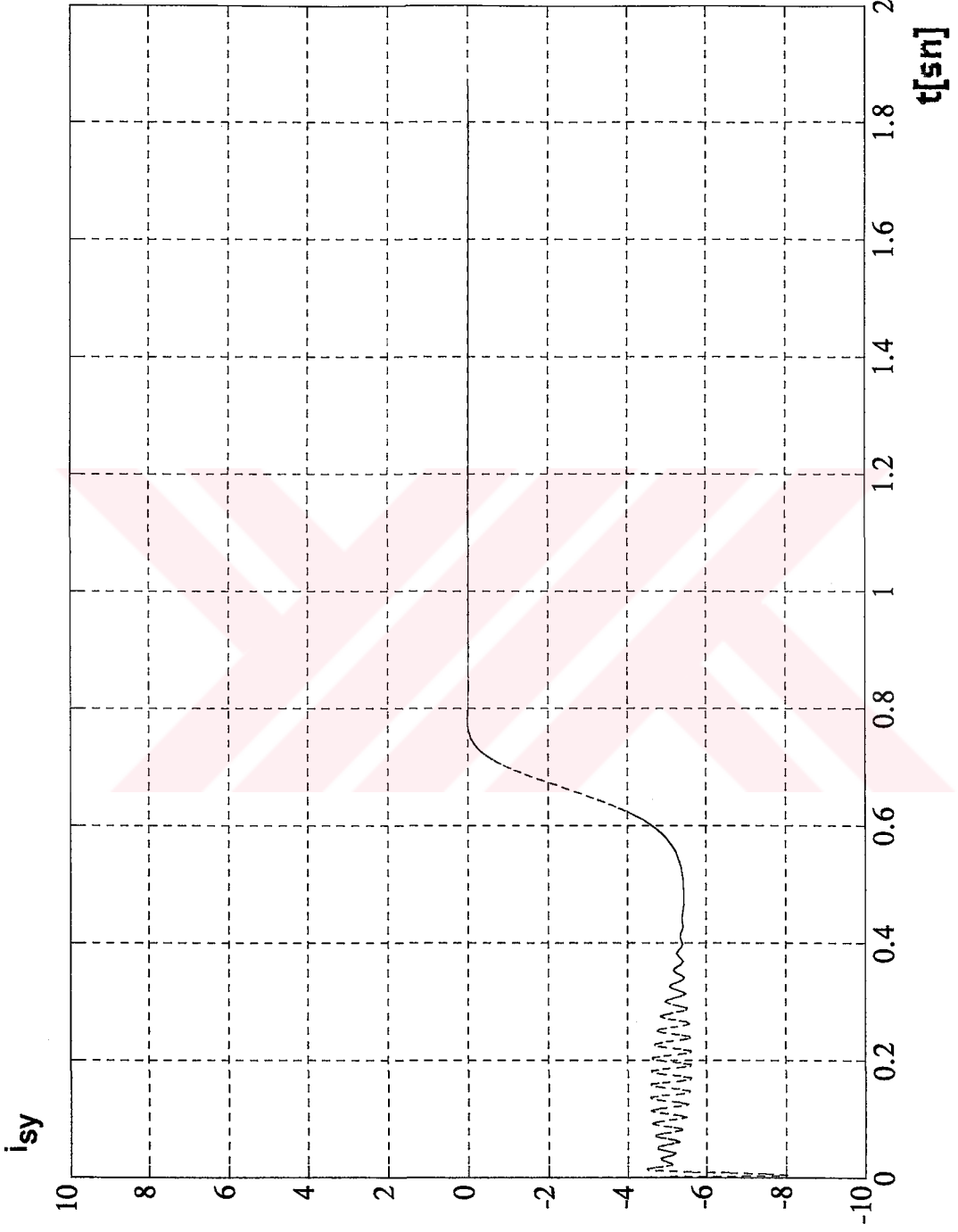
Şekil 3.6. Senkron hızda dönen eksen takımında rotor hızının zamana göre değişimi (boşta çalışmada).



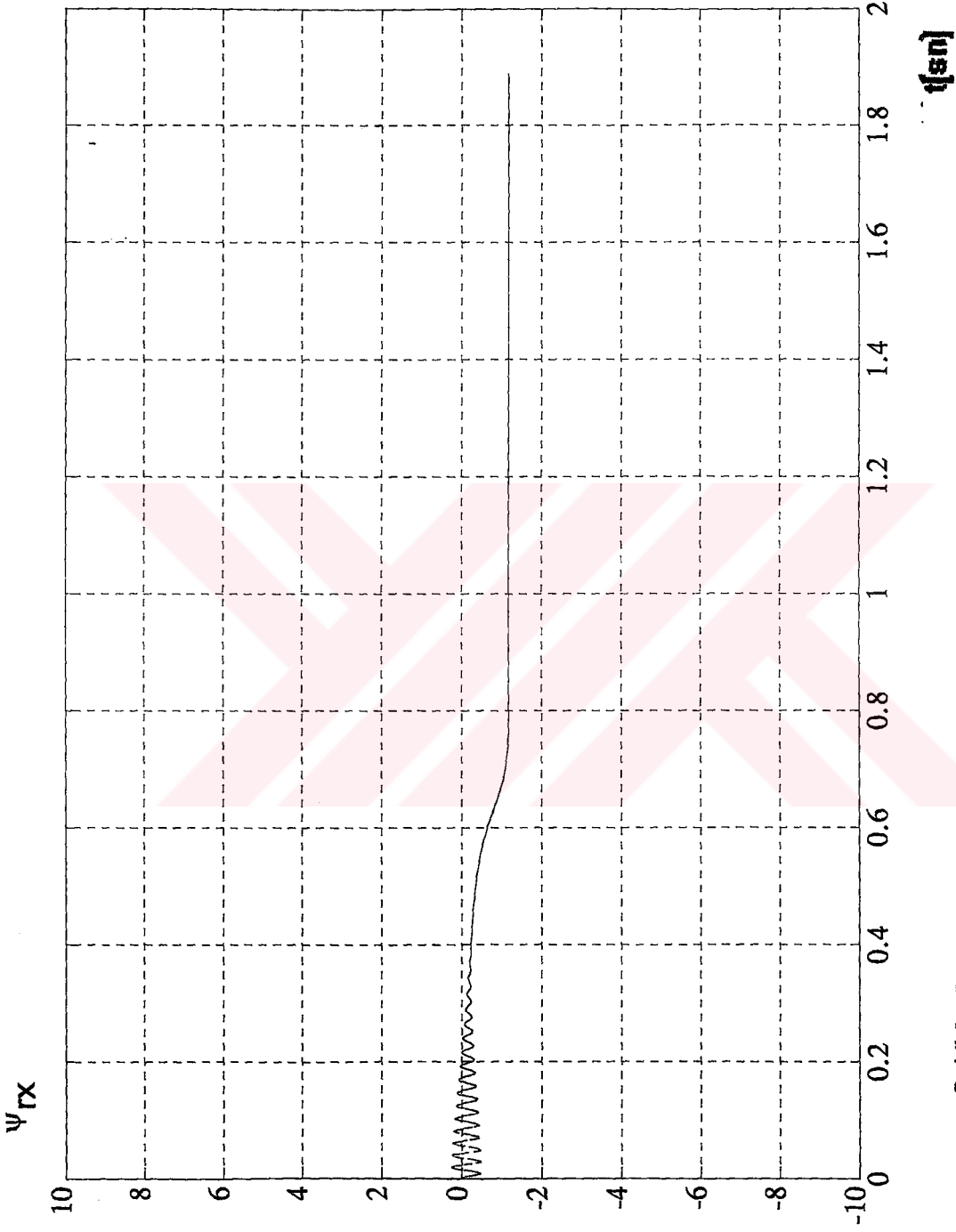
Şekil 3.7. Senkron hızda dönen eksen takımında momentin zamana göre değişimi (boşta çalışmada).



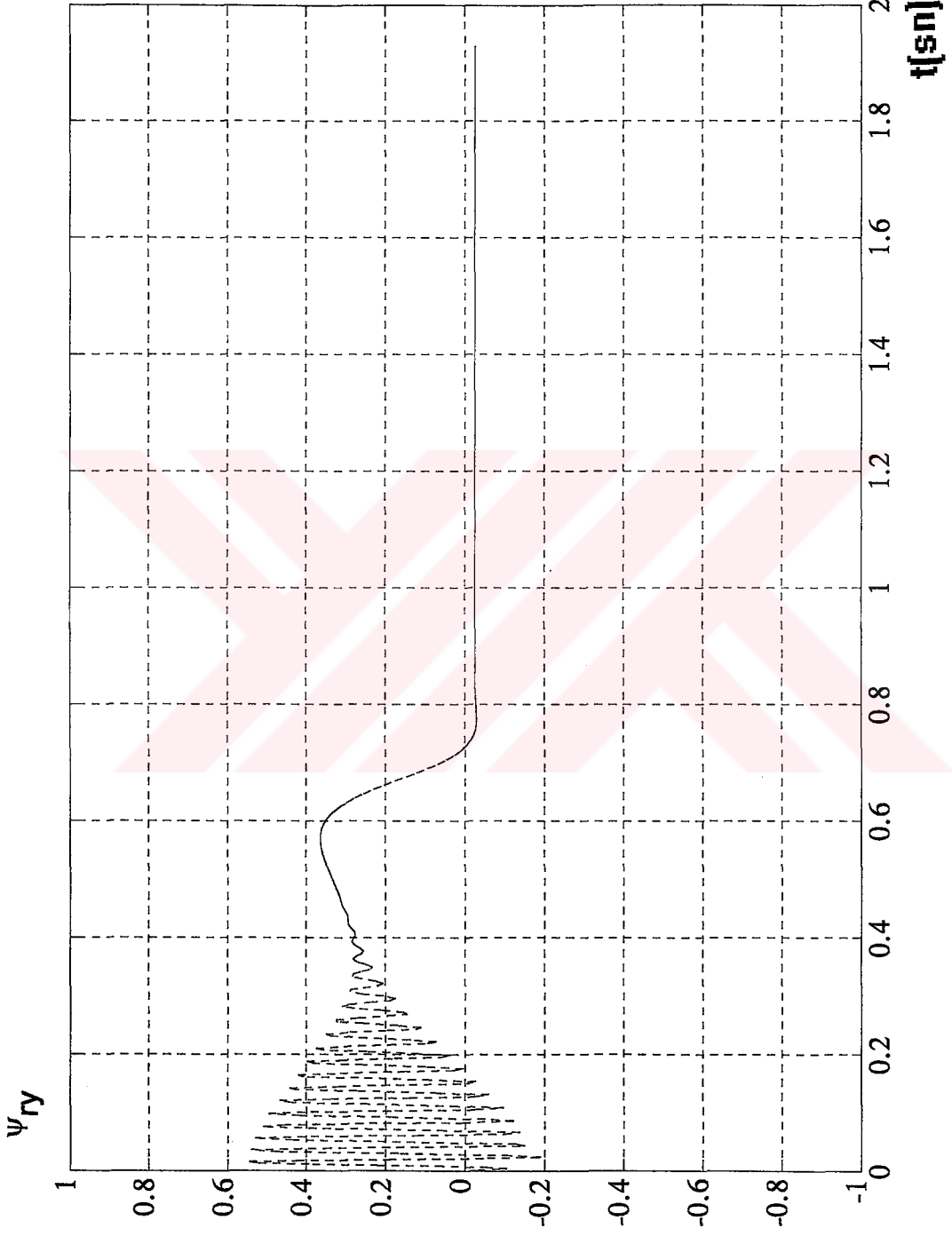
Şekil 3.8. Senkron hızda dönen eksen takımında i_{sx} akımının zamana göre değişimi (boşta çalışmada).



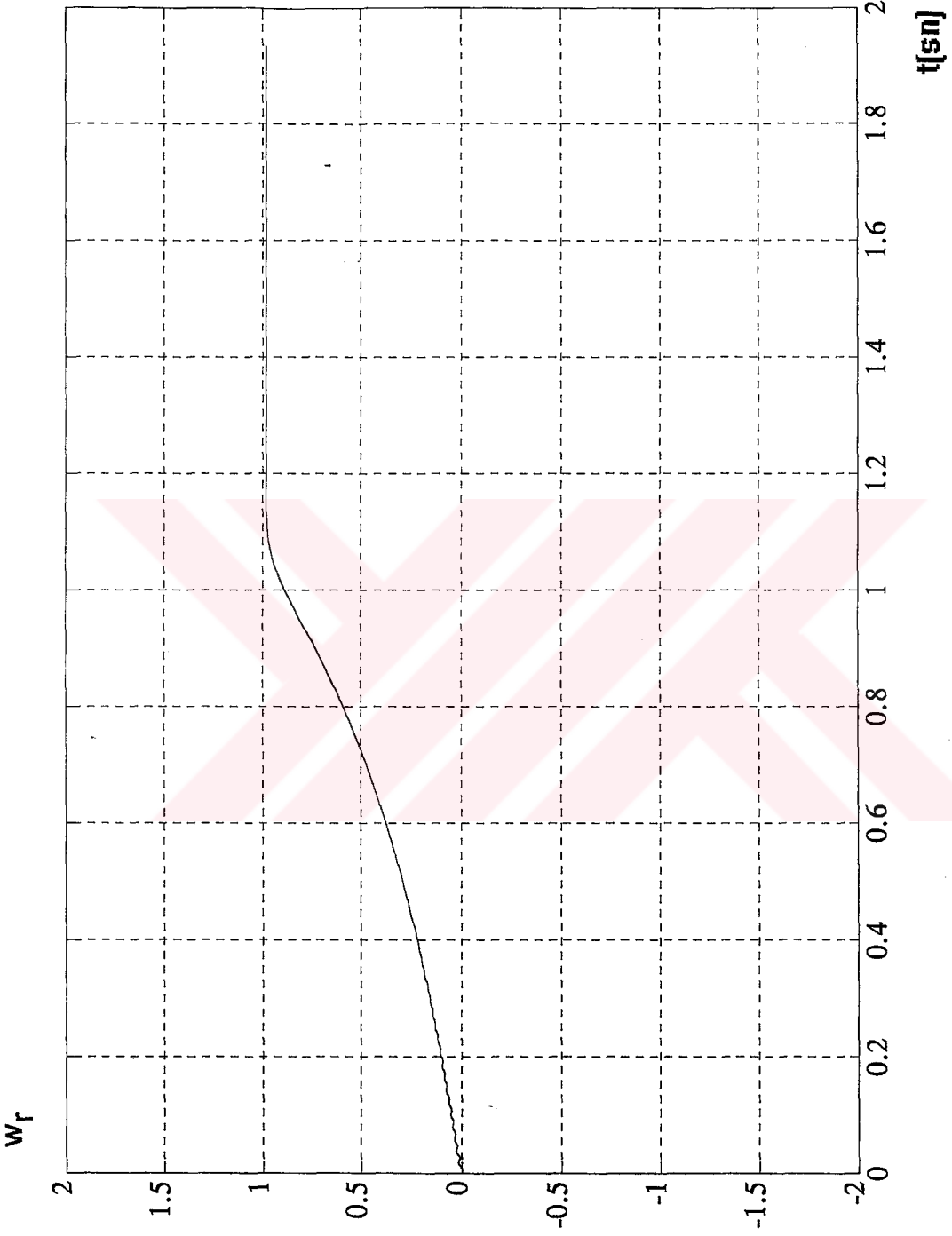
Şekil 3.9. Senkron hızda dönen eksen takımında I_{sy} akımının zamana göre değişimi (boşta çalışmada).



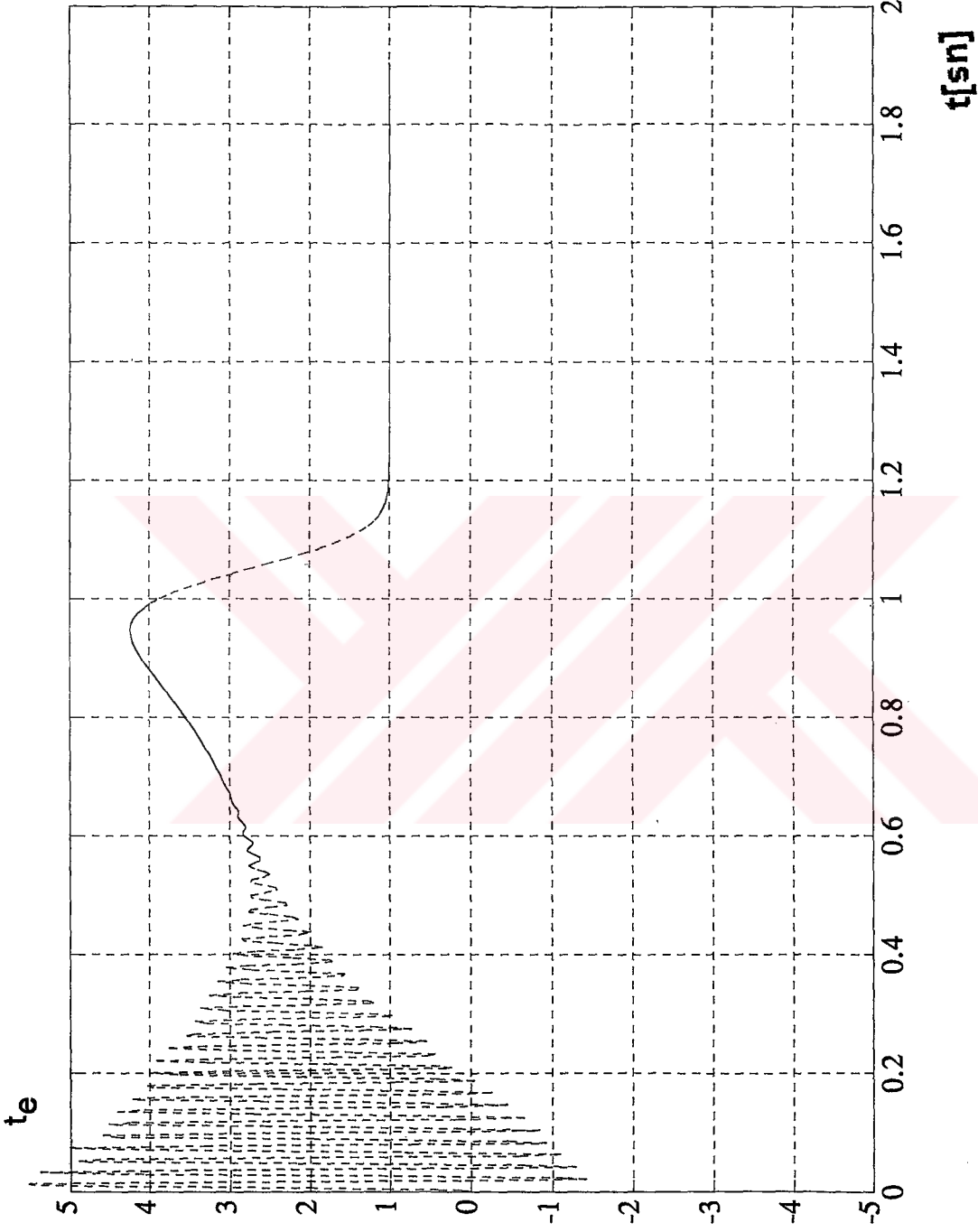
Şekil 3.10. Senkron hızda dönen eksen takımında Ψ_{rx} akısının zamana göre değişimi (boşta çalışmada).



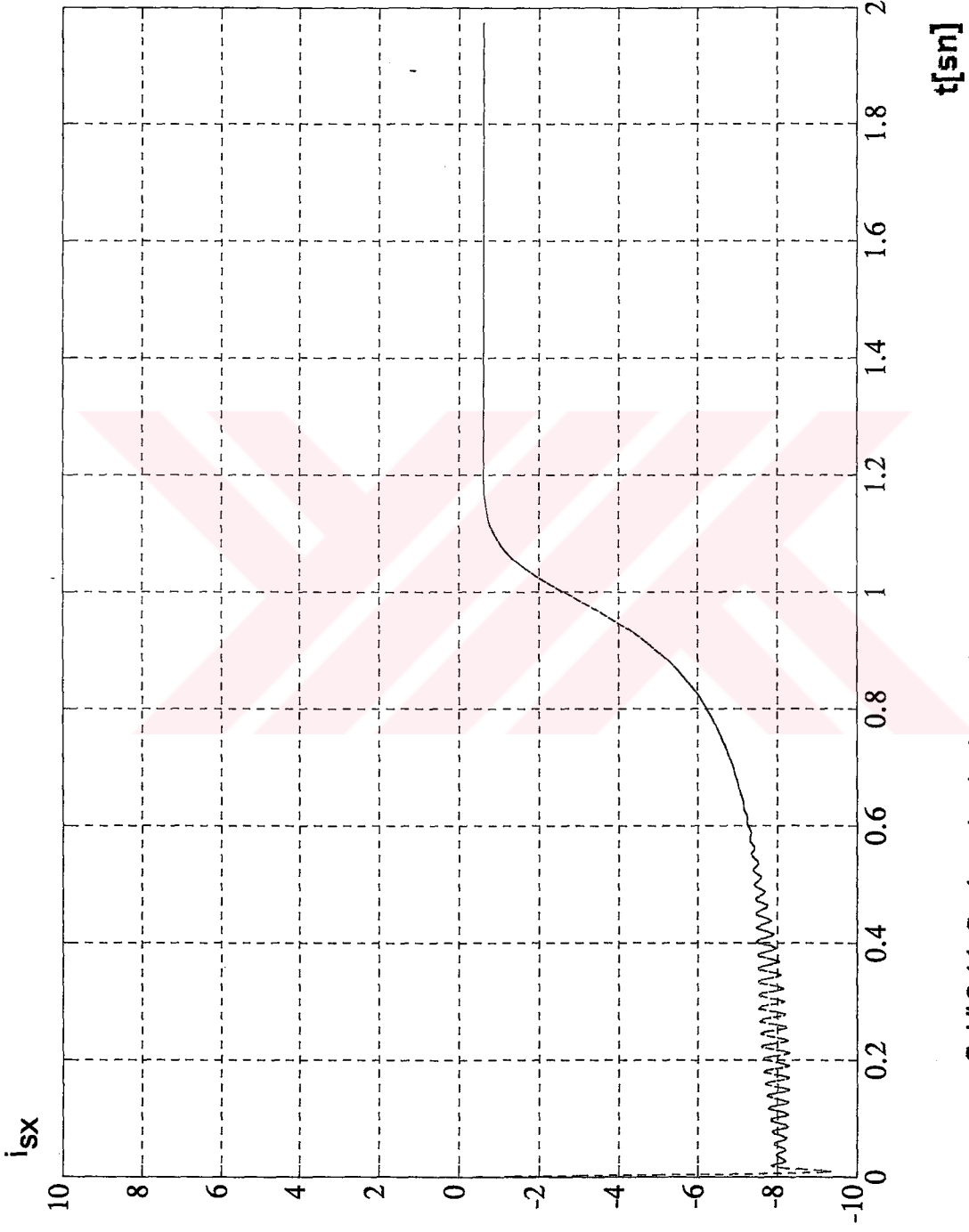
Şekil 3.11. Senkron hızda dönen eksen takımında Ψ_{ry} akısının zamana göre değişimi (boşta çalışmada).



Şekil 3.12. Senkron hızda dönen eksen takımında rotor hızının zamana göre değişimi (1 pu ilk yük bağlı iken).

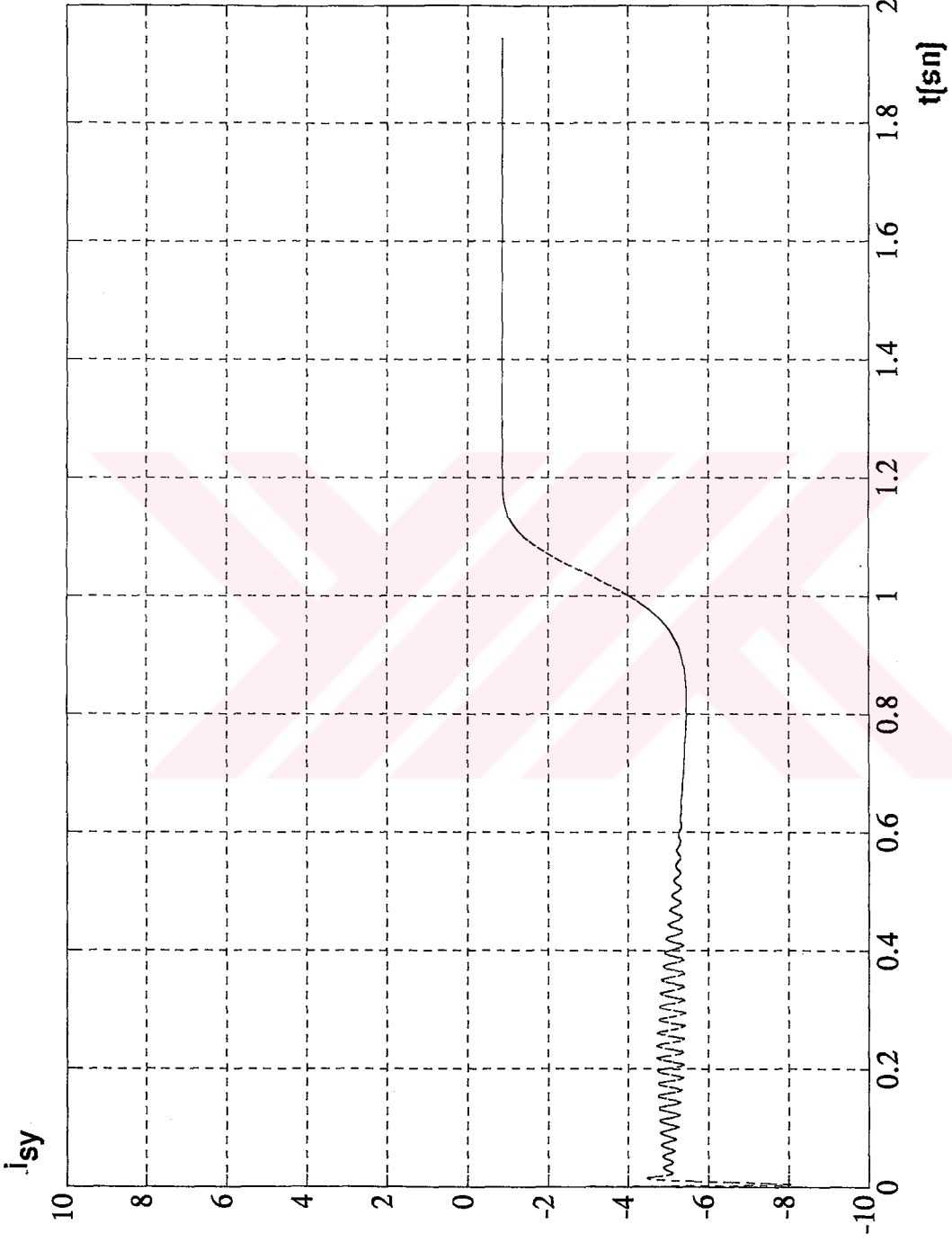


Şekil 3.13. Senkron hızda dönen eksen takımında momentin zamana göre değişimi (1 pu lık yük bağlı iken).

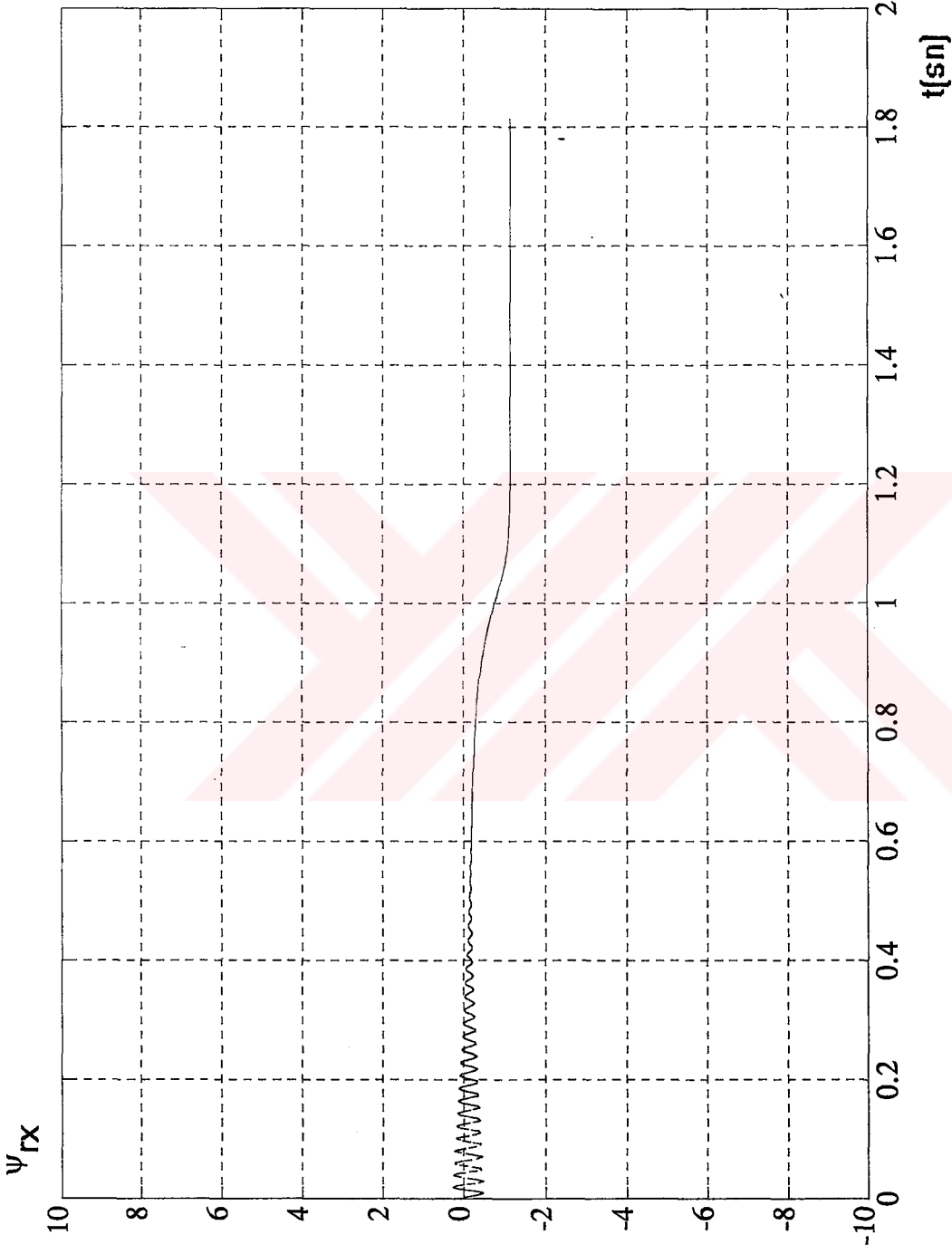


$t[sn]$

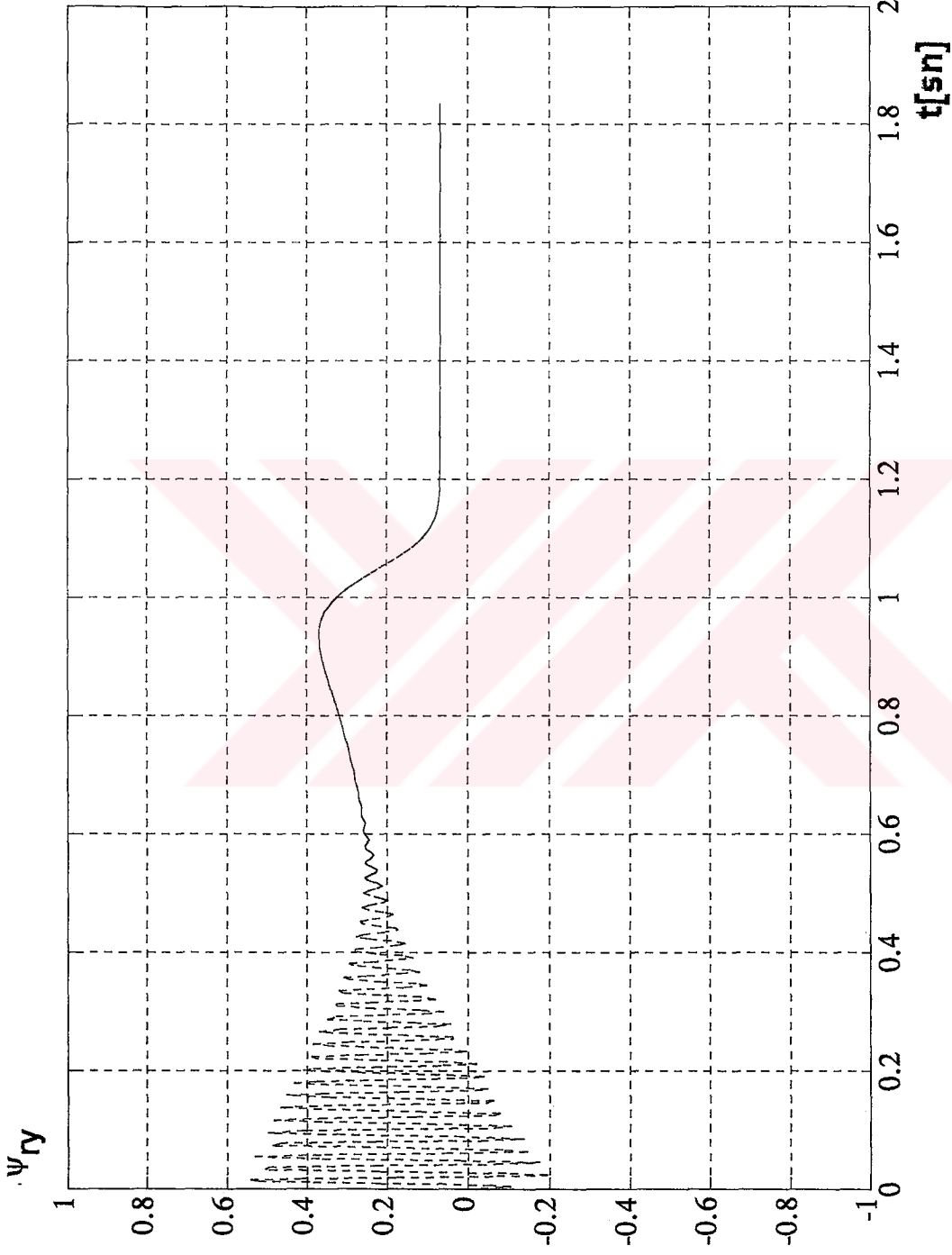
Şekil 3.14. Senkron hızda dönen eksen takımında i_{sx} akımının zamana göre değişimi (1 pu lık yük bağlı iken).



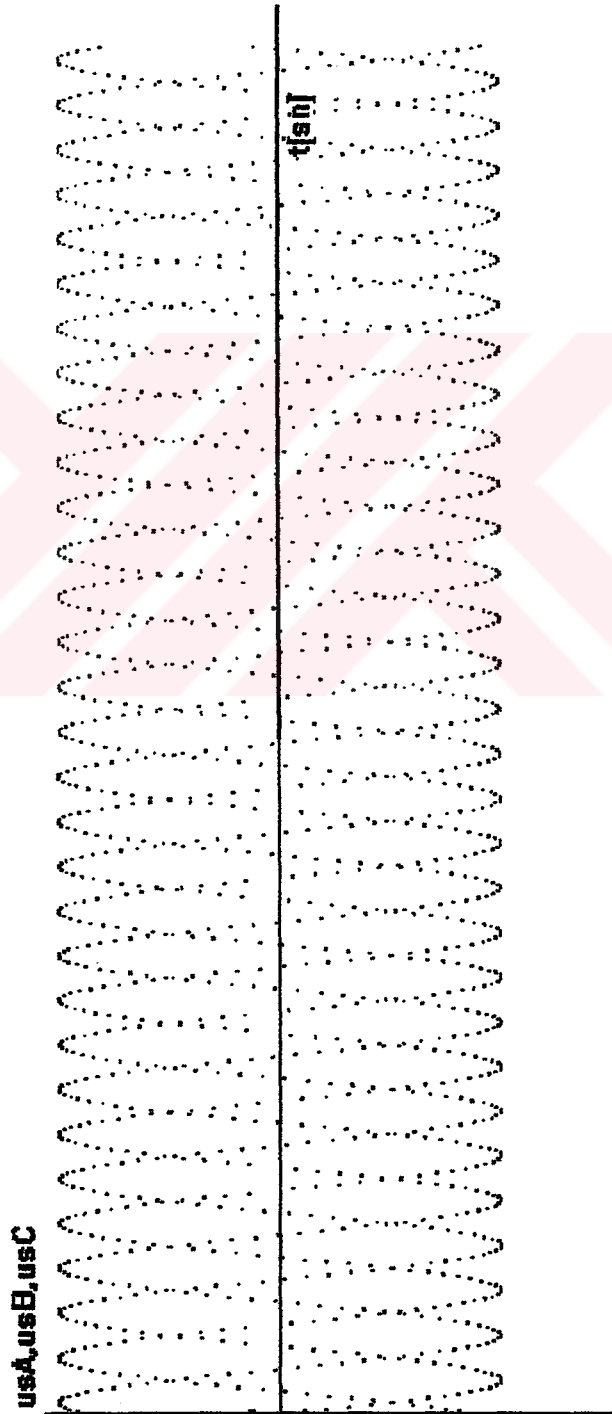
Şekil 3.15. Senkron hızda dönen eksen takımında i_{sy} akımının zamana göre değişimi (1 pu ilk yük bağlı iken).



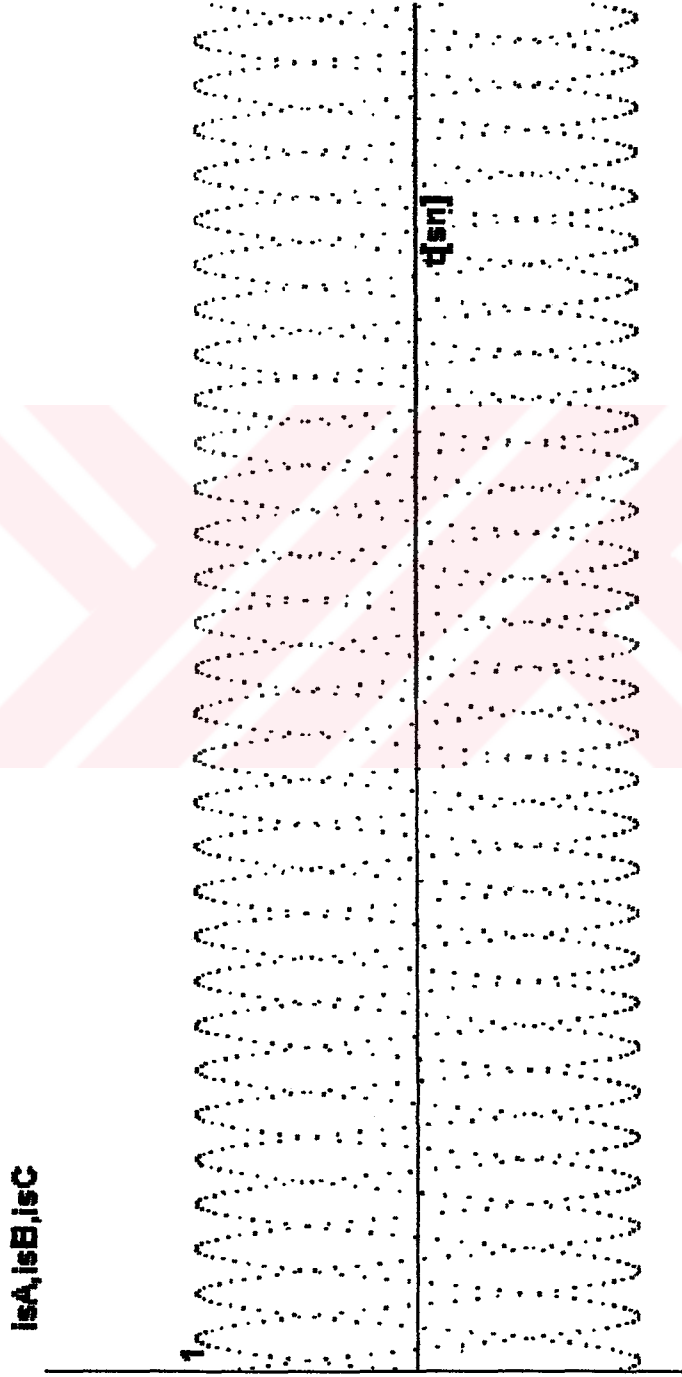
Şekil 3.16. Senkron hızda dönen eksen takımında Ψ_{rx} akısının zamana göre değişimi (1 pu lık yük bağlı iken).



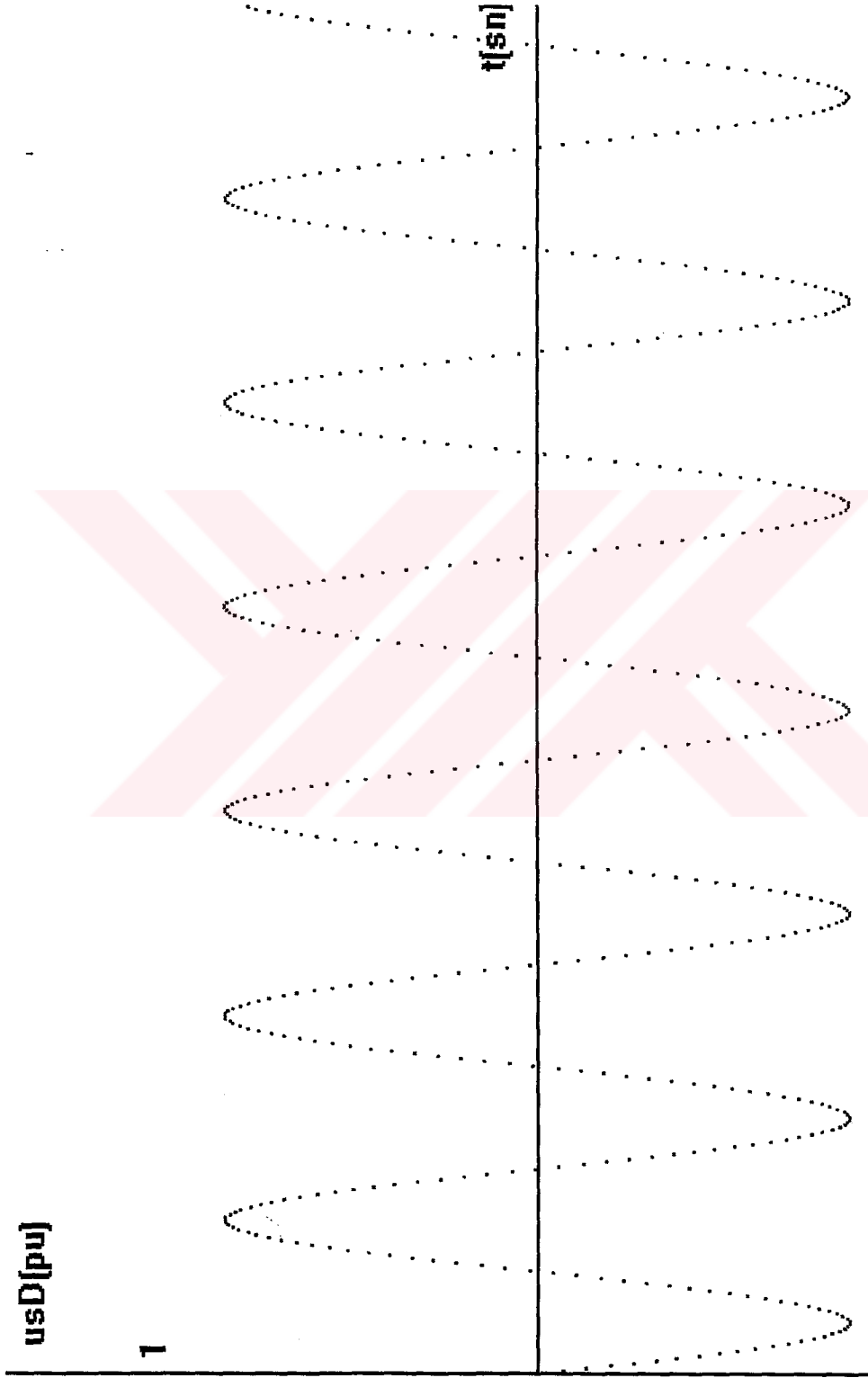
Şekil 3.17. Senkron hızda dönen eksen takımında Ψ_{ry} akısının zamana göre değişimi (1 pu ilk yük bağlı iken).



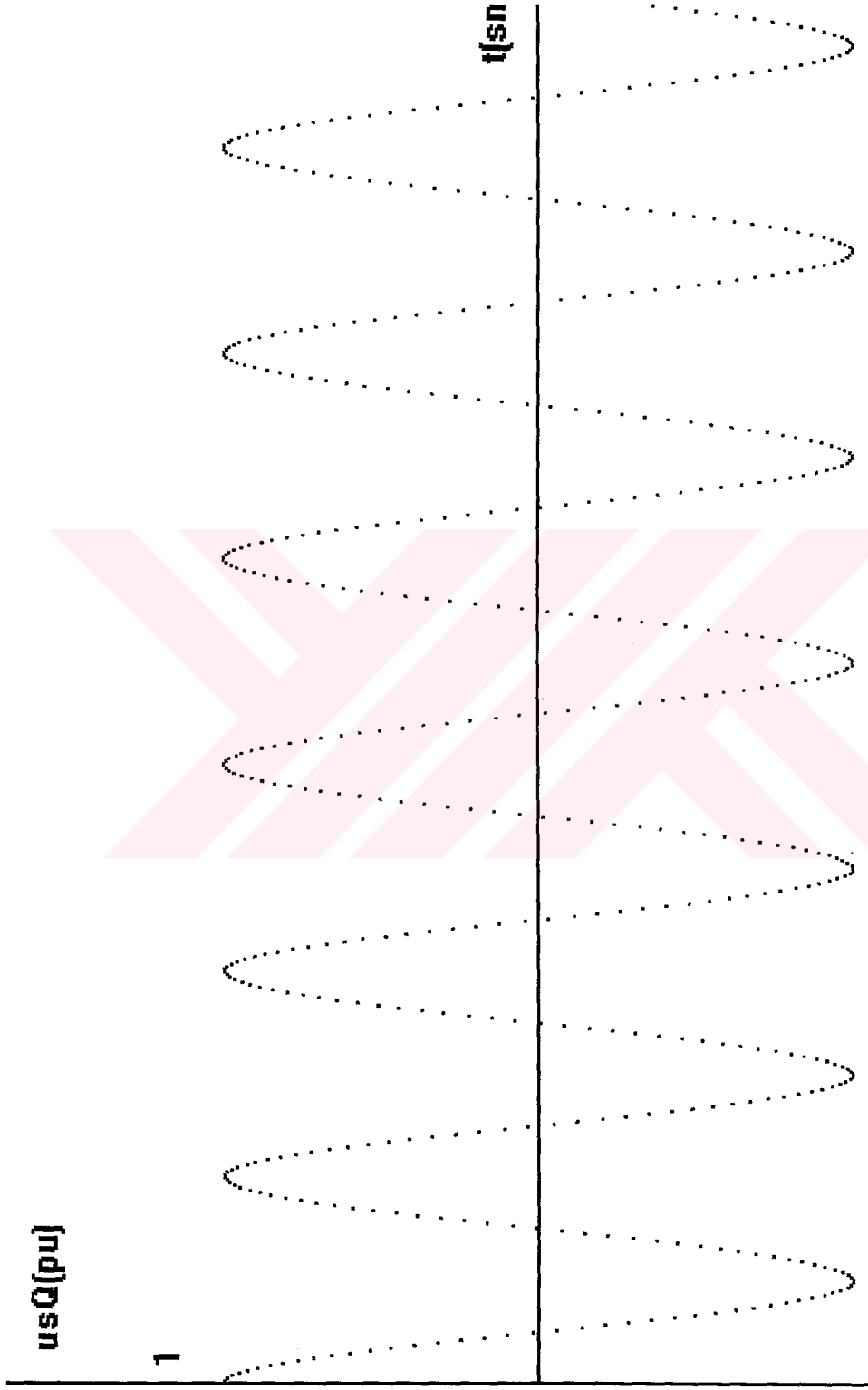
Şekil 3.18. Asenkron makinenin stator gerilimleri.



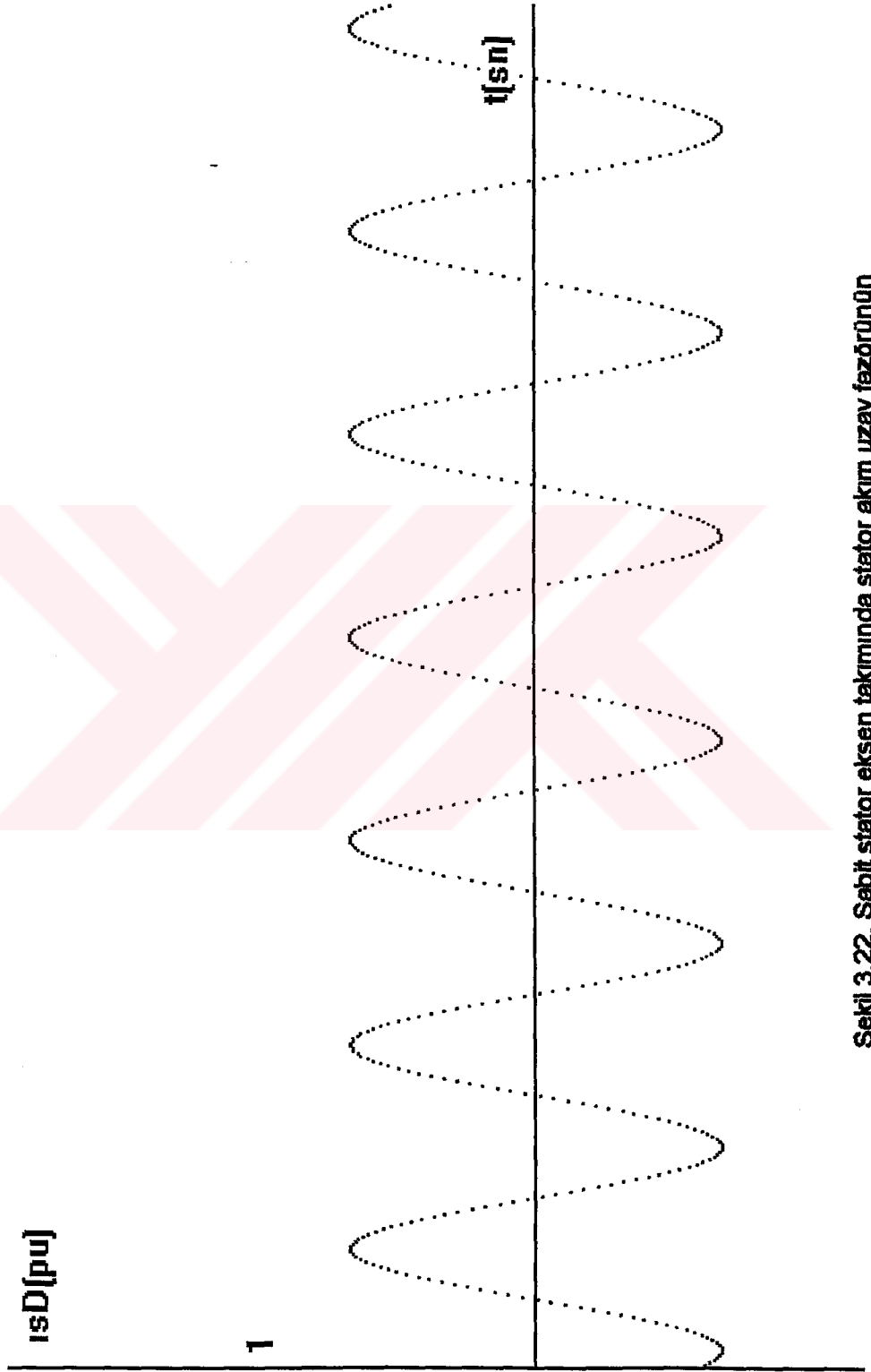
Şekil 3.19. Asenkron makinenin statör akımları.



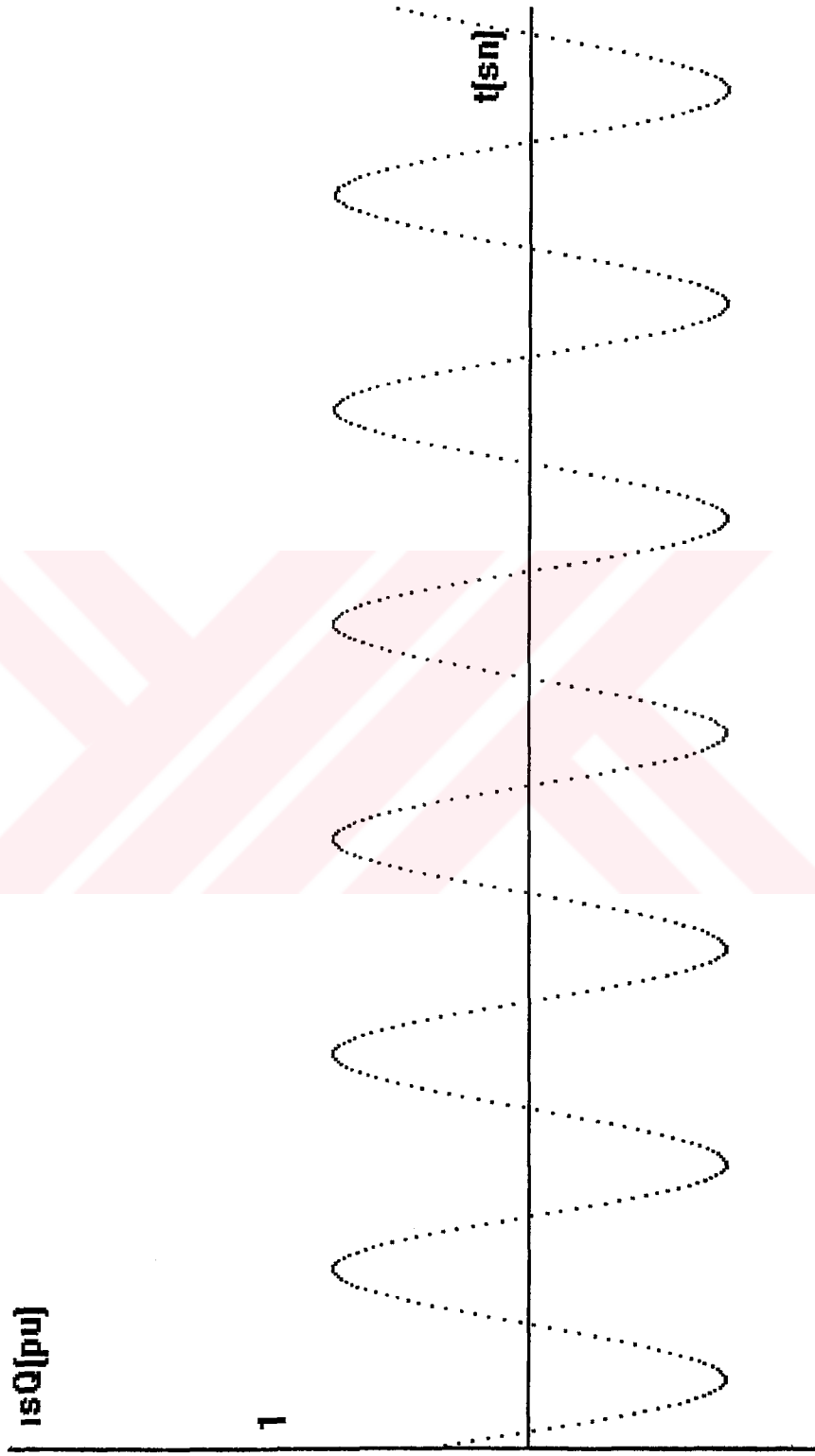
Şekil 3.20. Sabit stator eksen takımında stator gerilim uzay fazörünün sD eksenî bileşeni.



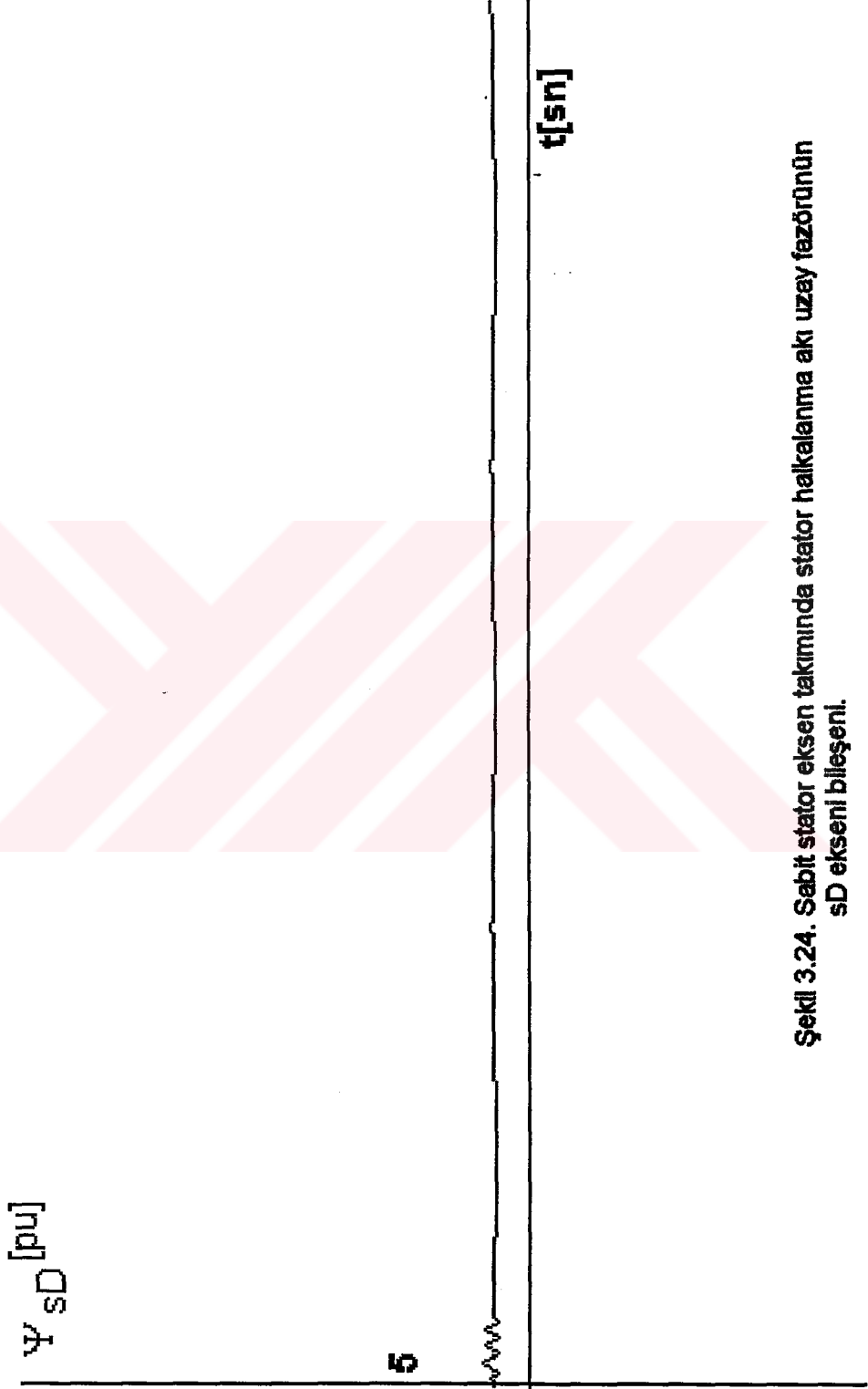
Şekil 3.21. Sabit stator eksen takımında stator gerilim uzay fazörünün sQ eksenli bileşeni.



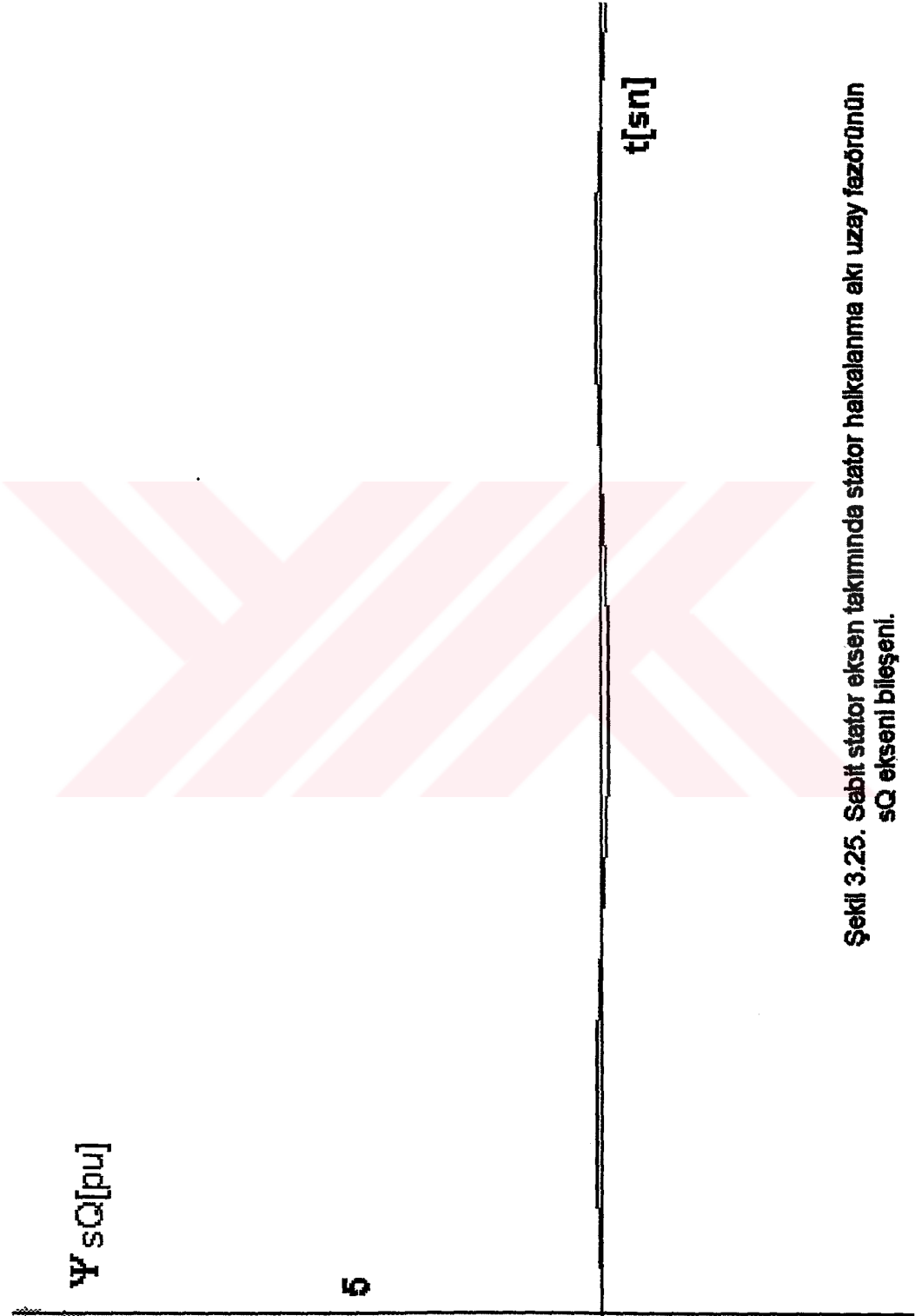
Şekil 3.22. Sabit stator eksen takımında stator akım uzay fazörünün sD eksenli bileşeni.



Şekil 3.23. Sabit stator eksen takımında stator akım uzay fazörünün sQ eksenli bileşeni.



Şekil 3.24. Sabit stator eksen takımında stator halkalarına akı uzay fazörünün sD eksenli bileşeni.



Şekil 3.25. Sabit stator eksen takımında stator halkalanma akı uzay fazörünün sQ eksenli bileşeni.

BÖLÜM 4

ROTOR ALAN YÖNLENDİRMENİN SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MAKİNEYE UYGULANMASI

Asenkron makinede endüklenen moment, statora uygulanan üç faz gerilimin büyüklüğünde ve frekansında olabilecek değişimlere oldukça duyarlıdır. Böylece, asenkron makinenin klasik kontrol yöntemi olan U/f oranının sabit tutulması durumunda da rotor halkalanma akısında, stator geriliminde yük koşullarındaki değişimler ve kablo ve motor sargılarındaki gerilim düşümleri nedeniyle özellikle geçici durumda salınımlar görülmektedir. Stator geriliminin frekansa oranı sabit tutularak yapılacak moment denetimi etkin bir sonuç vermemektedir [3,7].

Üçüncü bölümde gösterilen stator akım uzay fazörünün w_g hızında dönen (x-y) eksen takımındaki bileşenleri ayrı ayrı kontrol edilerek istenilen moment denetiminin yapılabileceği ve yukarıda belirtilen yetersizliğin giderebileceği dördüncü bölümde gösterilecektir. Bu bölüm içinde (x-y) eksen takımının hızı belirlenecek ve rotor halkalanma akı uzay fazörünün üzerine yerleştirilecektir [1].

4.1. Serbest Uyarmalı D.A. Makinesi İle Kurulan Benzerlik

Serbest uyarmalı d.a. makinesinde uyarma devresinin yüksek endüktansı nedeniyle uyarma akımının etkin bir şekilde denetlenebilmesi mümkün değildir. Bu nedenle, uyarma akımını sabit tutarak, düşük endüktanslı endüvi devresinden geçen akımın değiştirilmesi yolu ile yapılacak ani moment kontrolü daha uygundur. Böylece, motorun, endüvi devresi akımının denetlenebileceği bir akım kaynağı üzerinden beslenmesi gerekliliği ortaya çıkar. Pratikte bu tip çalışma, çok yüksek anahtarlama frekanslı d.a. kıyıcıları kullanarak, endüvi akımının belirli bir band aralığında tutulması ile gerçekleştirilir. İstenilen değerdeki akımı endüvi devresinden geçirebilmek için gerekli gerilim endüvi direnci, hareket gerilimi ve endüvi endüktansı üzerinde oluşacak endüksiyon geriliminin toplamıdır. Serbest

uyarmalı d.a. makinesinde etkin bir moment denetimi için aşadaki maddeler gerçekleştirilmelidir.

***Mağnetik akı, endüvi akımı hızdan bağımsız olarak sabit tutulmalıdır.**

***Endüvi döner alanı ve endüvi sargılarını kesen mağnetik akı vektörleri birbirlerine dik olmalıdır.**

***Endüvi akımının, hız ve uç geriliminden bağımsız olarak denetimi yapılmalıdır.**

Serbest uyarmalı d.a. makinesinde bu koşullar sağlanırsa mağnetik akıya dik konumdaki akım kullanarak çıkış momentini gecikmesiz olarak denetlenebilir. D.a. makinesinde bu koşullar iç düzenleri ile sağlanabilir. Asenkron makinede ise hava aralığındaki akının sabitliği ve rotor akımına dik oluşu ancak asenkron makinenin dışından belirli kontrol donanımlarının kullanılması ile mümkün olmaktadır. Kontrol elemanları içinde, 16 bitlik bir bilgisayar ve bu bilgisayar ile motor arasındaki iletimi gerçekleştiren analog-dijital (A/D), dijital-analog (D/A) dönüştürücüler, stator üç faz gerilimlerini veya akımlarını, rotor hızını ölçen algılayıcılar bulunmaktadır.

Üç fazlı asenkron makinede hava aralığı akısını oluşturan mıknatıslama akımı, d.a. makinesindeki uyarma akımına, rotor akımında endüvi akımına işlevsel olarak benzetilebilir. Asenkron makinede mıknatıslama akımı ve rotor akımı vektörleri birbirlerine dik olmayıp, aralarındaki açı yük momentindeki değişimlere göre değişmektedir. D.a. makinesinde mağnetik akıyı uyarma akımı, asenkron makinede ise hava aralığı akısını mıknatıslama akımı oluşturur. Rotor halkalanma akısı ile hava aralığı akısı, yük momentine ya da stator geriliminin büyüklük veya frekansındaki değişimlere bağlı olarak değişimler göstermektedir. Bunun nedeni rotor kaçak reaktansıdır. Asenkron makinenin rotor alan yönlendirmeli moment denetiminde, stator akım uzay fazörünün hava aralığı akısını oluşturan bileşeni yerine rotor akısına ilişkin bileşenin (i_{sx}) belirlenmesi ve momentini oluşturacak (i_{sy}) bileşenin de belirlenmesi gerekmektedir. Bu bileşenler, bilgisayar içinde yazılım yoluyla belirleneceği gibi asenkron makinenin stator fazlarına aktif ya da pasif elemanlar bağlayarak, gerekli düzenlerle analog anlamda belirlenir.

4.2. Rotor Alan Yönlendirmenin Gerçekleştirileceği Eksen Takımının Belirlenmesi

Rotor alan yönlendirmeli kontrol, rotor halkalanma akı uzay fazörü hızında dönen (x-y) eksen takımındaki stator akım uzay fazörü bileşenlerinin birbirlerinden bağımsız şekilde kontrol edilmesine dayanır. Bunun sonucunda, serbest uyarmalı d.a. makinesine benzer bir denetim yapılır. Geçici çalışma durumunda da ortogonallığın sağlanabilmesi için pratikte sabit kalmayan motor parametrelerin göz önünde bulundurulmaları gerekir [10].

Rotor alan yönlendirmenin uygulanması için, üçüncü bölümde verilen w_g hızında dönen (x-y) eksen takımının rotor halkalanma akı uzay fazörü ile senkronize olması gerekmektedir. Bunun sonucunda rotor halkalanma akı uzay fazörü, (x-y) eksen takımının x eksenine üzerine çakıştırılır. Böylece, stator akım uzay fazörünün i_{sx} bileşeni, rotor halkalanma akı uzay fazörü ile aynı eksen üzerindedir, i_{sy} bileşeni ise i_{sx} bileşenine dik olacak biçimde y eksenine üzerine yerleşir. Dolayısıyla, yük değişimlerinden bağımsız olarak rotor halkalanma akı uzay fazörü ile i_{sx} ve rotor döner alan uzay fazörü ile i_{sy} nin açısai konumları uzayda sabit tutulmuş olur. Bu şekilde kontrol edilen sincap kafesli asenkron makinenin rotor halkalanma akı uzay fazörü ile rotor döner alan uzay fazörünün uzaydaki konumları, bir d.a. makinesindeki mağnetik akı ile endüvi döner alanının konumları ile tamamen aynıdır. Rotor alan yönlendirmesinin gerçekleştirilmesi için rotor halkalanma akı uzay fazörünün her t anındaki konumunu ya da hızını belirlemek gerekir. (x-y) eksen takımının hızı, rotor halkalanma akı uzay fazörünün hızında (w_{mr}) seçilerek senkronizasyon sağlanır [5,9,13].

4.2.1. Rotor Halkalanma Akı Uzay Fazörü Üzerine Yerleştirilen (x-y) Eksen Takımında Stator Ve Rotor Büyüklüklerinin İfadesi

Şekil 4.1 de rotor halkalanma akı uzay fazörü hızında dönen (x-y) eksen takımı gösterilmiştir. Üçüncü bölümde w_g hızında dönen (x-y) eksen takımında elde edilen ani moment ifadesi $w_{mr} = dp_r / dt$ hızında dönen (x-y) eksen takımında, rotor halkalanma akı uzay fazörünün büyüklüğü ve stator akım uzay fazörünün i_{sy} bileşeni cinsinden elde edilecektir.

Rotor halkalanma akı uzay fazörü hızında dönen (x-y) eksen takımının x eksenine ile statora yerleştirilmiş sabit stator eksen takımının sD eksenine arasındaki

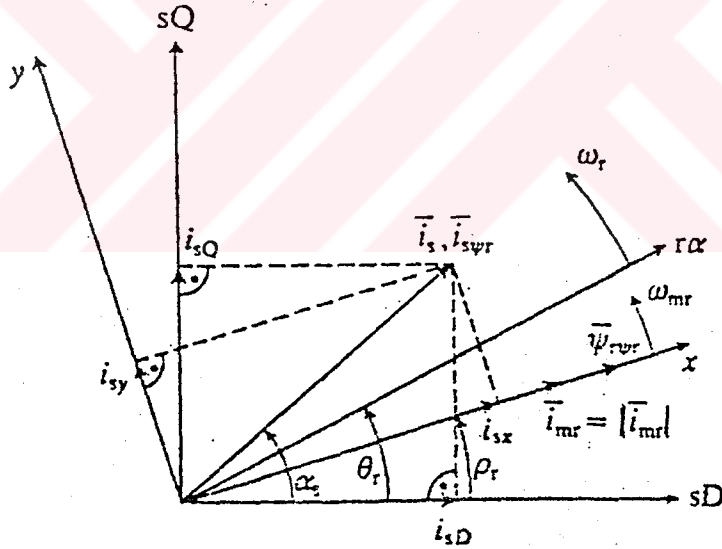
açı rotor halkalanma akı uzay fazörünün açısıdır ve ρ_r ile gösterilir. Rotor halkalanma akı uzay fazörü x ekseninde seçildiğinden y eksenindeki bileşeni (ψ_{ry}) sıfır olacaktır. (ψ_{ry}) nin sıfır olması rotor alan yönlendirmenin geçerli olabilmesi için gerekli şarttır. Şekil 4.1 de rotora yerleştirilmiş rotor hızında dönen rotor eksen takımı da gösterilmiştir. Rotor halkalanma akı uzay fazörünün bileşenleri (4.1) de, rotor eksen takımında ki ifadesi (4.2) ve (4.3) de, yöntemin gerçekleşmesi için gerekli şart (4.4) de verilmiştir [3,5].

$$\bar{\psi}_{r\psi r} = \psi_{rx} + j\psi_{ry} \quad (4.1)$$

$$\bar{\psi}_{r\psi r} = \bar{\psi}_r e^{-j(\rho_r - \theta_r)} = \bar{\psi}_r e^{j\theta_r} e^{-j\rho_r} = \bar{\psi}_r e^{-j\rho_r} \quad (4.2)$$

$$\bar{\psi}_r' = |\bar{\psi}_r| e^{j\rho_r} \quad (4.3)$$

$$\bar{\psi}_{r\psi r} = |\bar{\psi}_r| e^{j\rho_r} e^{-j\rho_r} = |\bar{\psi}_r| = \psi_{rx} \quad (4.4)$$



Şekil 4.1. Stator akım uzay fazörünün rotor halkalanma akı uzay fazörü hızında dönen (x-y) eksen takımında gösterimi.

Rotor halkalanma akı uzay fazör hızında dönen (x-y) eksen takımında stator akım uzay fazör (4.5) de, (4.6) da ise aynı eksen takımındaki bileşenleri ifade edilmiştir.

$$\bar{i}_{s\psi r} = i_{sx} + j i_{sy} = \bar{i}_s e^{-j\rho_r} \quad (4.5)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho_r & \sin \rho_r \\ -\sin \rho_r & \cos \rho_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{sd} \\ \bar{i}_{sq} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Rotor halkalanma akı fazör hızında dönen (x-y) eksen takımında rotor akım uzay fazörü ise, (4.7) de ifade edilmiştir. Aynı eksen takımında rotor akım uzay fazörünün bileşenleri (4.8) de gösterilmiştir.

$$\bar{i}_{tr} = i_{rx} + j i_{ry} = \bar{i}_r e^{-j\rho_r} \quad (4.7)$$

$$\begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \rho_r & \sin \rho_r \\ -\sin \rho_r & \cos \rho_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_{rd} \\ \bar{i}_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Rotor alan yönlendirmenin gerçekleştirildiği (x-y) eksen takımında rotor halkalanma akı uzay fazörü ifadesi (4.9) da ifade edilmiştir. (4.10) da ki şart ile rotor halkalanma akı uzay fazörünün x bileşeni ya da rotor halkalanma akısı (4.11) ile bulunur. Aynı eksen takımında moment (4.12) da verilmiştir [].

$$\bar{\psi}_{r\psi r} = L_r \bar{i}_{tr} + L_m \bar{i}_{s\psi r} \quad (4.9)$$

$$\psi_{ry} = 0 \quad (4.10)$$

$$\psi_{rx} = L_r i_{rx} + L_m i_{sx} \quad (4.11)$$

$$t_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \psi_{rx} i_{sy} \quad (4.12)$$

4.2.2. Rotor Halkalanma Akı Uzay Fazörünün Belirlenmesi

Rotor halkalanma akı uzay fazörünün konumunun belirlenmesinden sonra sabit stator eksen takımı ile rotor halkalanma akı uzay fazörü hızında dönen (x-y) takımı arasında dönüşümler yapılabilir. Uygulamada, asenkron makinenin rotor halkalanma akı uzay fazörünün konumunun her t anında doğru olarak belirlenmesi istenilen denetiminin yapılması açısından en önemli noktadır.

Rotor akı uzay fazörünün konumunu belirlemek için F.Blachke doğrudan ölçüm yöntemini [15], K.Hasse ise hesaplama yöntemini geliştirmiştir [16]. Ölçüm yönteminde bazı sorunlar vardır. Bunların en önemlileri makine sargılarının arasına algılayıcı elemanlar yerleştirilmesi (hall-effect algılayıcıları), elemanın algıladığı akının düşük gürültülü, işlenmeye uygun bir işaret olarak elde edilmesinde karşılaşılan güçlüklerdir ve bu algıyıcıların pahalı olmasıdır. Ancak düşük frekanslar dışında çok doğru, hassas ölçüm yapılır. Bu algılayıcıların çıkış gerilimlerinin ölçülmesi yolu ile elemanın üzerindeki akı yoğunluğu belirlenir. Ancak, söz konusu gerilimlerin yüksek harmonik bileşenler içermesi, gerilim seviyelerinin sıcaklığa bağlı değişim göstermesi ve mekanik sarsıntılara karşı hassas olmaları nedeni ile uygulamada bazı güçlüklerle karşılaşılır. Ancak, rotor halkalanma akısının ve stator gerilim yada akımlarının geri beslemesi ile elde edilecek ani moment, motor doyma koşullarına ve evirici çıkışındaki harmoniklere karşı doğru bir yanıt verir. Rotor halkalanma akı uzay fazörünün konumunun ve büyüklüğünün belirlenmesi için en uygun yöntem hesaplama yöntemidir. Hesaplama yönteminde rotor halkalanma akı uzay fazörü, kullanılan eviricinin gerilim veya akım aradevrelili olmasına göre stator gerilimleri veya akımları ile rotor hızı cinsinden hesaplanmaktadır. Eviriciden en büyük verim elde etmek için, düşük frekanslarda sinüzoidal dalga şekli verecek şekilde evirici, darbe genişlik modülasyonu ilkesine göre, daha yüksek devir sayılarında ise kare dalga çalışma şekline göre çalıştırılır [14,17].

4.2.3. Rotor Mıknatıslama Akım Uzay Fazörü

Rotor halkalanma akı uzay fazörünün konumuna göre rotor mıknatıslama akım uzay fazörü de x eksenini üzerinde olacaktır ve y eksenini bileşeni sıfırdır (4.13). (4.9) da verilen rotor halkalanma akı uzay fazör ifadesi rotor mıknatıslama akımı cinsinden (4.14) deki gibi ifade edilir.

$$\bar{i}_{mr} = i_{mrx} + j i_{mry} = i_{mrx} = |\bar{i}_{mr}| \quad (4.13)$$

$$\bar{\Psi}_{r\psi r} = L_m \bar{i}_{mr} \Rightarrow \bar{i}_{mr} = \frac{\bar{\Psi}_{r\psi r}}{L_m} = \bar{i}_{s\psi r} + \frac{L_r}{L_m} \bar{i}_{\psi r} \quad (4.14)$$

Rotor öz endüktansını, rotor kaçak endüktansı (L_{rk}) ve mıknatıslama endüktansının (L_m) toplamı olarak ifade edilirse rotor mıknatıslama akım uzay

fazörü rotor kaçak faktörü cinsinden (4.16) daki gibi gösterilir. Rotor kaçak faktörünün ifadesi (4.15) de verilmiştir.

$$\sigma_r = \frac{L_{rk}}{L_m} \quad (4.15)$$

$$\bar{i}_{mr} = \bar{i}_{s\psi r} + (1 + \sigma_r) \bar{i}_{r\psi r} \quad (4.16)$$

(4.12) de verilen moment ifadesi, rotor mıknatıslama akımı ve rotor kaçak faktörü ile (4.17) deki gibi ifade edilir. (4.17) de verilen moment ifadesi rotor alan yönlendirmenin temel denklemidir ve ağırlıklı olarak rotor büyüklüklerine bağlıdır. Etkin bir moment denetimi için rotor büyüklüklerinin sabit olması gerekmektedir. Fakat, uygulamada rotor direncinin ve mıknatıslama endüktansının sıcaklıkla ve doyma koşulları ile değişimi sonucunda etkin bir moment kontrolü yapılamamaktadır. Bu nedenle, bilgisayar içindeki yazılımda bu parametrelerin değişiminin de verilmesi gerekmektedir, aksi halde (4.10) ile verilen şart gerçekleşmemektedir.

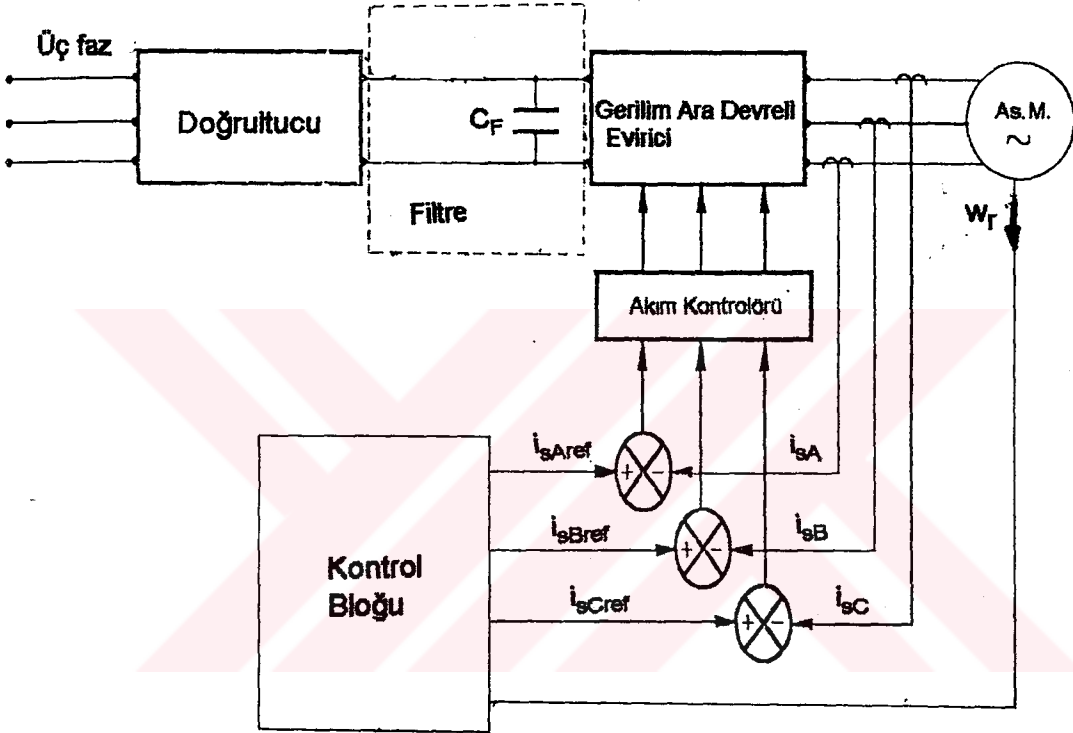
$$t_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m^2}{L_r} |\bar{i}_{mr}| i_{sy} = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{1 + \sigma_r} |\bar{i}_{mr}| i_{sy} \quad (4.17)$$

4.3. Gerilim Ara Devreli Evirici İle Kontrol Edilen Asenkron Makinenin Rotor Alan Yönlendirmeli Denetimi

Sincap kafesli asenkron makineyi besleyen evirici düşük frekanslarda anahtarlndığı (100 Hz-1 kHz) ve darbe genişlik modülasyonu ilkesine göre çalışmaktadır. Bu çeşit eviriciler 100 kW güce kadar özellikle konum denetimi istenen yerlerde kullanılır. Daha düşük güç seviyelerinde, yüksek anahtarlama frekanslı tranzistörler kullanılır. Daha yüksek güçlerde ise klasik tristörler ve kapıdan kesime götürülen tristörler kullanılır.

Düşük anahtarlama frekansından dolayı, stator akımlarının hızlı kapalı çevrimini başarmak mümkün değildir. Stator akımları yüksek genlikli harmonikler içerir. Bu nedende dolayı stator akımları yerine stator gerilimlerini kullanmak daha doğrudur. Ancak, asenkron makinenin akım ara devreli eviriciden beslenmesi durumunda denklemlerde ve motor sürüş devrelerinde büyük kolaylıklar olmaktadır. Düşük güç seviyelerinde, 15 kHz anahtarlama frekansında veya üzerinde, gerilim ara devreli tranzistorlu hızlı akım kontrolü yapılan bir evirici ile

beslenen asenkron makinede stator akımları yaklaşık olarak sinüzoidal kabul edilir ve her bir faza ait stator akımları ayrı ayrı akım kontrol çevrimleri ile kontrol edilir. Stator akımlarının kapalı çevrime alınması şekil 4.2 de gösterilmiştir.



Şekil 4.2. Stator akımlarının geri besleme ile eviricinin anahtarlama işaretlerinin elde edilmesi.

4.3.1. Rotor Alan Yönlendirmeli Asenkron Makinenin Rotor Gerilim Denklemleri

Rotor gerilim uzay fazöründen başlayarak, rotor halkalanma akı uzay fazörü hızında dönen eksen takımında rotor gerilim denklemleri yazılacaktır. Rotor gerilim uzay fazörü denkleminde, rotor akı uzay fazörü ifadesi yerleştirilerek ($\bar{\Psi}_{r\gamma r} = L_m |\bar{i}_{mr}|$) rotor alan yönlendirmenin temel denklemleri elde edilir. Tezde, rotor alan yönlendirmeli sincap kafesli asenkron makinenin sayısal benzetimi

incelendiğinden rotor gerilimleri sıfırdır. Rotor gerilim uzay fazörü rotor halkalanma akı uzay fazör hızında dönen eksen takımında (4.18) de verilmiştir. Rotor halkalanma akı uzay fazörü yerine (4.14) deki ifadesi yazılarak (4.19) elde edilir.

$$0 = R_r \bar{i}_{r\psi r} + \frac{d\bar{\psi}_{r\psi r}}{dt} + j(w_{mr} - w_r) \bar{\psi}_{r\psi r} \quad (4.18)$$

$$0 = R_r \bar{i}_{r\psi r} + L_m \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} + j(w_{mr} - w_r) L_m |\bar{i}_{mr}| \quad (4.19)$$

(4.19) daki denklemde R_r rotor direncidir ve (4.19) denklemi rotor direncine bölünürse diferansiyel denklem rotor zaman sabitini (T_r) içerir (4.20).

$$T_r \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} + |\bar{i}_{mr}| = \bar{i}_{s\psi r} - j(w_{mr} - w_r) T_r |\bar{i}_{mr}| \quad (4.20)$$

(4.20) daki stator akım uzay fazörü, x ve y bileşenlerine ayrılarak rotor alan yönlendirmeli asenkron makinenin (4.21) ve (4.22) de verilen akı modeli denklemleri elde edilir.

$$T_r \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} + |\bar{i}_{mr}| = i_{sx} \quad (4.21)$$

$$w_{mr} = w_r + \frac{i_{sy}}{T_r |\bar{i}_{mr}|} = w_r + w_k \quad (4.22)$$

(4.22) denkleminde görülen $i_{sy} / (T_r |\bar{i}_{mr}|)$ terimi kayma açısal frekansını (w_k) ifade eder. Rotor halkalanma akı uzay fazörünün açısal hızı, rotorun açısal hızı ile kayma frekansının toplamıdır. Rotor halkalanma akı uzay fazörünün açısal hızının integrali alınarak bulunur. Doğrusal çalışma bölgesinde $|\bar{i}_{mr}|$ sabit tutulursa (4.21) formülüne göre $|\bar{i}_{mr}| = i_{sx}$ olur ve ani moment, stator akımının y bileşeni (i_{sy}) ile doğru orantılı değişir. Bu bölgede, kayma açısal frekansı da i_{sy} ile doğru orantılıdır. Bundan dolayı rotor alan yönlendirmeli asenkron makinede devrilme momenti oluşmaz ve statik kararsızlık görülmez. Rotor halkalanma akı uzay fazörünün büyüklüğü, stator akımının boyuna bileşeninin kontrolü (i_{sx}) ile istenilen seviyede sabit tutulur. Rotor akı seviyesinin belirlenmesi asenkron motorun en verimli şekilde çalışması bakımından önemlidir. Rotor alan yönlendirmeli asenkron

makinede akı seviyesinin dar bir aralıktaki ayarı, makine boyutlarının küçülmesine sebep olur.

4.3.2. Alan Yönlendirmeli Asenkron Makinenin Akı Modeli

Rotor alan yönlendirmeli asenkron makinenin akı modeli şekil 4.3' de verilmiştir. Akı modeli (4.21) ve (4.22) denklemlerine dayanır. Akı modelinde, giriş büyüklükleri üç faz stator akımları (i_{sA}, i_{sB}, i_{sC}), rotor açısal hızı (w_r) ve rotor zaman sabitidir (T_r). Çıkış büyüklükleri ise, rotor halkalanma akı uzay fazörünün büyüklüğü ve açısıdır.

Akı modelinin ilk adımında, üç faz stator akımları sabit stator eksen takımındaki bileşenlerine (i_{sD}, i_{sQ}) dönüştürülür. Sıfır akım bileşeninin olmayışı nedeniyle sadece iki stator akımını izlemek yeterlidir. İkinci adımda, sabit stator eksen takımındaki akımlar, rotor halkalanma akı uzay fazörü hızında dönen (x-y) eksen takımındaki bileşenlerine (i_{sx}, i_{sy}) dönüştürülür. Akı modelinin (4.21) denklemi birinci dereceden gecikme elemanı gibi davranır ve çıkış büyüklüğü olarak rotor mıknatıslama akım uzay fazörü elde edilir. Doğrusal çalışma koşullarında mıknatıslama endüktansı (L_m) sabit olduğundan, rotor halkalanma akı uzay fazörü, rotor mıknatıslama akım uzay fazörü ile doğru orantılıdır ($\bar{\Psi}_{r\gamma r} = L_m \bar{i}_{mr}$). Rotor halkalanma akı uzay fazörünün açısal hızının (w_{mr}) integrali alınarak rotor halkalanma akı uzay fazörünün stator sabit eksen takımının sD eksenini ile olan konumu (ρ_r) elde edilir.

Akımın i_{sx} bileşeni, kazancı bir ve zaman sabiti (T_r) olan birinci dereceden gecikme elemanı gibi davranır ve rotor mıknatıslama akım uzay fazörünün büyüklüğü bulunur. Akı modelinin denklemleri rotor zaman sabitine kuvvetlice bağlıdır. Rotor zaman sabitinin doğru olmayan değeri x ve y eksenleri arasında istenmeyen etkileşimlere sebep olur ve istenmeyen kararsızlıklar sonucu rotor alan yönlendirme bozulur ve makinenin performansı etkilenir. Bu problem, adaptif parametre uyarlaması ile rotor zaman sabitinin doğru değerinin her t anı için elde edilmesi ile çözülür. Ancak, adaptif parametre uyarlaması yapılmaksızın daha doğru bir iyileştirme düşük güç seviyelerinde elde edilebilir. Adaptif kontrol adı verilen yöntem, sincap kafesli asenkron makinenin rotor direncini belirleyen bir algoritmadır. Tezde, sincap kafesli asenkron makinenin sıcaklıkla değişen rotor direnci bir fonksiyonla benzetimi yapılmış ve her örnekleme zamanı için rotor direnci hesaplanmıştır.

4.3.3. Alan Yönlendirmeli Asenkron Makinenin Ayırıklaştırma Devresi

Asenkron makinenin ayırıklaştırma devresi, stator gerilim uzay fazörünün rotor halkalanma akı uzay fazör hızında dönen eksen takımında ifade edilmesi ile oluşturulur. Stator gerilim uzay fazörü rotor halkalanma akı uzay fazör hızında dönen eksen takımındaki ifadesi (4.23) deki gibidir.

$$\bar{u}_{s\psi r} = R_s \bar{i}_{s\psi r} + L_s \frac{d\bar{i}_{s\psi r}}{dt} + L_m \frac{d\bar{i}_{r\psi r}}{dt} + j\omega_{mr} L_s \bar{i}_{s\psi r} + j\omega_{mr} L_m \bar{i}_{r\psi r} \quad (4.23)$$

(4.23) deki ifadede R_s stator direncidir. Rotor akım uzay fazör yerine (4.24) yazılarak (4.25) elde edilir.

$$\bar{i}_{r\psi r} = \frac{|\bar{i}_{mr}| - \bar{i}_{s\psi r}}{1 + \sigma_r} \quad (4.24)$$

$$T_s' \frac{d\bar{i}_{s\psi r}}{dt} + \bar{i}_{s\psi r} = \frac{\bar{u}_{s\psi r}}{R_s} - j\omega_{mr} T_s' \bar{i}_{s\psi r} - (T_s - T_s') \left| j\omega_{mr} |\bar{i}_{mr}| + \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} \right| \quad (4.25)$$

(4.25) de verilen eşitlikte T_s' stator geçici zaman sabiti, L_s' stator geçici endüktansı, T_s stator zaman sabiti olmak üzere $T_s' = L_s' / R_s$ ve $T_s = L_s / R_s$ dir. Stator geçici endüktansı ile toplam stator endüktansı arasında (4.26), (4.27) ve (4.28) eşitlikleri vardır ve σ ile ifade edilen bileşke kaçak faktörüdür.

$$L_s' = \sigma L_s \quad (4.26)$$

$$L_s' = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \quad (4.27)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (4.28)$$

Geçici ve sürekli zaman sabitlerini içeren (4.25) eşitliği, x ve y eksen bileşenlerine ayrılırsa (4.29) ve (4.30) eşitlikleri elde edilir. Bu eşitliklerle asenkron makine, zaman sabiti stator geçici zaman sabitine ve kazancı stator direncinin tersine eşit olan birinci dereceden gecikmeli eleman olarak davranır,

$$T_s' \frac{di_{sx}}{dt} + i_{sx} = \frac{u_{sx}}{R_s} + w_{mr} T_s' i_{sy} - (T_s - T_s') \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} \quad (4.29)$$

$$T_s' \frac{di_{sy}}{dt} + i_{sy} = \frac{u_{sy}}{R_s} - w_{mr} T_s' i_{sx} - (T_s - T_s') w_{mr} |\bar{i}_{mr}| \quad (4.30)$$

(4.29) ve (4.30) ile verilen x ve y eksenlerine ait eşitliklerde istenmeyen etkileşim terimleri bulunmaktadır. Bu terimler, x eksenindeki $w_{mr} L_s' i_{sy}$ ve y eksenindeki $-w_{mr} L_s' i_{sx} - (L_s - L_s') w_{mr} |\bar{i}_{mr}|$ dönmeden dolayı oluşan terimlerdir. Bu terimlerden dolayı, i_{sx} akımı u_{sy} gerilimini, i_{sy} akımı da u_{sx} gerilimini etkiler. Rotor alan yönlendirmenin amacına uygun olarak i_{sx} ve i_{sy} birbirlerinden ayırık kontrol edilme zorunluluğu vardır. Fakat, (4.29) ve (4.30) denklemlerine göre momentin ayırık kontrolü yapılamaz. Stator akımlarının ayırık kontrolünün yapılabilmesi için, stator gerilim denklemlerinin ayrıklaştırılması gerekir. Bu nedenle, (4.29) ve (4.30) ile ifade edilen ve dönmeden dolayı oluşan terimlerin (4.31) ve (4.32) ile ifade edilen x ve y eksen bileşenleri (4.33) ve (4.34) ile verilen akım kontrolörleri çıkışlarına eklenmeleri gerekmektedir. Akım kontrolörleri ile sırasıyla i_{sx} ve i_{sy} akımlarının kontrolü stator geçici zaman sabiti gecikme elemanı üzerinden yapılmaktadır.

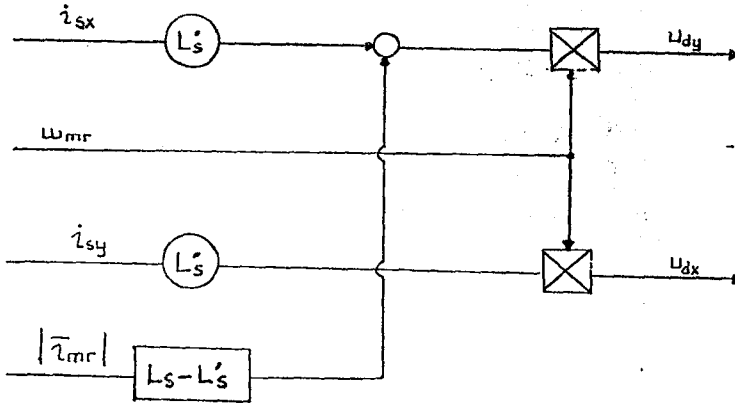
$$u_{dx} = -w_{mr} L_s' i_{sy} \quad (4.31)$$

$$u_{dy} = w_{mr} L_s' i_{sx} + (L_s - L_s') w_{mr} |\bar{i}_{mr}| \quad (4.32)$$

$$\hat{u}_{sx} = R_s i_{sx} + L_s' \frac{di_{sx}}{dt} \quad (4.33)$$

$$\hat{u}_{sy} = R_s i_{sy} + L_s' \frac{di_{sy}}{dt} \quad (4.34)$$

Sonuç olarak, $\hat{u}_{sx} + u_{dx}$ x eksen gerilim bileşeni ve $\hat{u}_{sy} + u_{dy}$ ise y eksen gerilim bileşenidir. Şekil 4.4 de ayrıklaştırma devresi gösterilmiştir. Devrenin giriş büyüklükleri i_{sx} , i_{sy} , $|\bar{i}_{mr}|$ ve w_{mr} çıkış büyüklükleri ise ayrıklaştırma için gerekli olan u_{dx} ve u_{dy} gerilim bileşenleridir. Bu gerilim bileşenleri incelenirse stator direncinin kullanılmadığı görülür.



Şekil 4.4. Asenkron makinenin ayırıklaştırma devresi.

Stator akım bileşenleri i_{sx} ve i_{sy} üç faz stator akımlarından, $|\bar{i}_{mr}|$ ve w_{mr} ise bölüm 4.3.2 de verilen akı modelinden elde edilir. Stator direncinin de kullanıldığı ayırıklaştırma devrelerine geçmek mümkündür. Rotor alan yönlendirmeli denetimin yapıldığı bir sistemde, eviriciden kaynaklanan ölü zaman, işaret işleme veya denklemlerdeki parametrelerden dolayı olabilecek gecikme zamanlarının olmadığı ve rotor akısının sabit olduğu ($|\bar{i}_{mr}| = \text{sabit}$) kabülleri ile uygulamada istenilen hız ve moment denetimi istenilen şekilde yapılmaktadır. Rotor alan yönlendirmeli asenkron makinede rotor parametrelerine olan büyük bağılılığa karşın stator parametrelerine daha az bağılılık sağlanmıştır.

4.4. Asenkron Makinenin Sürekli Çalışma Eşdeğer Devresinin Uzak Fazörleri İle Gösterimi Ve Moment İfadesinin Bu Eşdeğer Devre İle Elde Edilmesi

Sincap kafesli asenkron makinenin sürekli çalışma eşdeğer devresi, uzak fazörleri yardımıyla statorda ifade edilen büyüklükler ile elde edilecektir. Rotor gerilim uzak fazörü ifadesi sabit stator eksen takımında (4.35) de verilmiştir. Denklemden, $d/dt = jw_1$, rotor halkalanma akı uzak fazörü yerine (4.36) ve rotor mıknatıslama akım uzak fazörü yerine de (4.37) konularak (4.39) bulunur. (4.38) ifadesi (4.39) da kullanılmıştır.

$$0 = R_r \bar{i}_r' + \frac{d\bar{\psi}_r'}{dt} - j\omega_r \bar{\psi}_r' \quad (4.35)$$

$$\bar{\psi}_r' = L_m \bar{i}_{mr} \quad (4.36)$$

$$\bar{i}_{mr} = \bar{i}_s + \frac{L_r}{L_m} \bar{i}_r' = \bar{i}_s + \bar{i}_{ref}' \quad (4.37)$$

$$s = \frac{\omega_{mr} - \omega_r}{\omega_{mr}} \Rightarrow s\omega_{mr} = \omega_{mr} - \omega_r = \omega_k \quad (4.38)$$

$$\frac{R_r}{s} \frac{L_m^2}{L_r^2} \bar{i}_{ref}' + j\omega_{mr} \frac{L_m^2}{L_r} (\bar{i}_s + \bar{i}_{ref}') = 0 \quad (4.39)$$

Asenkron makinenin stator devresi, (4.40) ile verilen stator gerilim uzay fazörü denkleminde (4.37) ifadesini yerleştirerek elde edilir. Şekil 4.5 da sincap kafesli asenkron makinenin sürekli çalışma eşdeğer devresi verilmiştir.

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + L_s \frac{d\bar{i}_s}{dt} + L_m \frac{d\bar{i}_r'}{dt} \quad (4.40)$$

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + j\omega_{mr} L_s \bar{i}_s - j\omega_{mr} \frac{L_m^2}{L_r} \bar{i}_s + j\omega_{mr} \frac{L_m^2}{L_r} (\bar{i}_s + \bar{i}_{ref}') \quad (4.41)$$

$$\bar{u}_s = R_s \bar{i}_s + j\omega_{mr} L_s \bar{i}_s + j\omega_{mr} \frac{L_m^2}{L_r} (\bar{i}_s + \bar{i}_{ref}') \quad (4.42)$$

Eşdeğer devreyi akı ve moment üretim akımları ile yeniden ifade etmek mümkündür. Akı üretim akımı ($\bar{i}_{mr} = \bar{i}_{sx}$), $\omega_{mr} L_m^2 / L_r$ mıknatıslama reaktansından geçer. Moment üretim akımı ise ($\bar{i}_{sy}$), $(L_m^2 / L_r^2) R_r / s$ rotor direncinden geçer. Rotor direnci üzerindeki gerilim düşümü $(L_m / L_r) \bar{u}_r'$ olmak üzere $\bar{u}_r' = -j\omega_r \bar{\psi}_r'$ dir. Akı üretim akımı, A ve B noktaları arasındaki gerilim ($\bar{u}_{AB} = \bar{u}_{CD}$) düşümünün C ve D noktaları arasındaki gerilim düşümüne eşitlenmesi ile bulunur.

$$\bar{i}_{sx} j\omega_{mr} \frac{L_m^2}{L_r} = j\omega_{mr} \frac{L_m}{L_r} \bar{\psi}_r' \Rightarrow \bar{\psi}_r' = L_m \bar{i}_{sx} \quad (4.44)$$

Moment üretim akımı ise (4.45) ile verilen hava aralığı gücünün (P_{ag}) belirlenmesi ile bulunur. Hava aralığı gücü ile (4.46) ve (4.47) verildiği gibi moment belirlenir.

$$P_{ag} = \frac{3}{2} P \left| \overline{U}_{AB} \right| \left| \overline{I}_{sy} \right| \quad (4.45)$$

$$T_e = \frac{P_{ag}}{w_{mr}} \quad (4.46)$$

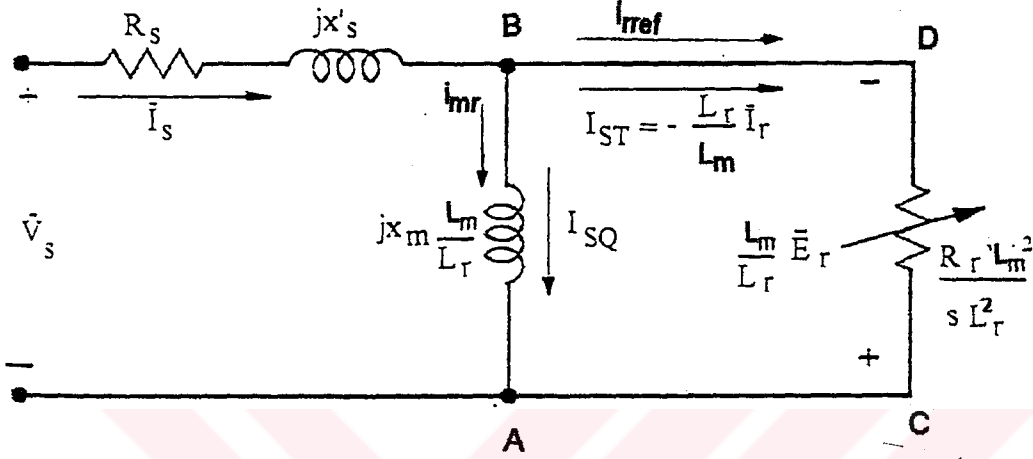
$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} \left| \overline{\Psi}_r' \right| \left| \overline{I}_{sy} \right| \quad (4.47)$$

Akı ve moment üretim akımlarının kullanıldığı eşdeğer devre geçici koşullar altında da geçerlidir. Durma halinde tüm dönmeden kaynaklanan terimler sıfırdır ve makine transformatöre benzer şekilde ifade edilir. Kayma frekansının (w_k) gerçek değerinden daha büyük veya daha küçük olmasına göre eşdeğer devrenin fiziksel açıdan iki önemi vardır,

Birincisinde, kayma frekansı gerçek değerinden büyüktür fakat, gerçek mıknatıslama akımı ve gerçek rotor akısı referans değerlerinden daha küçük olacaktır. Bu yüzden, stator akımı anahtarlardan önce mıknatıslama akımı ve rotor akısı çok küçüktür. Nedeni ise, bir endüktansdan akan akım ani olarak çevrilemez ve rotor akımı eşdeğer devrede B den D ye doğru rotor direncinden akacaktır. Bu durumda statordaki gerilim, stator direncindeki gerilim düşümü, stator geçici endüktansındaki gerilim ve mıknatıslama dalındaki (L_m^2 / L_r) endüktansı üzerindeki gerilimlerin toplamıdır. Geçici endüktans üzerindeki gerilim ihmal edilebilir, nedeni, bir kaçak endüktans gerilim düşümünü göstermesidir ve değeri diğer iki gerilime göre oldukça küçüktür. Mıknatıslama dalındaki gerilim rotor direnci üzerinden geçen akım ile hesaplanır, Durma konumunda $s=1$ olduğundan rotor direnci ($R_r L_m^2 / L_r^2$) değerindedir. Başlangıçta stator gerilimi sürekli hal değerinden büyük olacaktır ve bu değer azalacaktır. Rotor akımı ise, sıfır frekansta mıknatıslama dalından akmaktadır ve sürekli halde ise rotor akısı referans değerine eşit olacaktır.

İkincisinde ise, kayma frekansı gerçek değerinden daha küçüktür fakat, gerçek mıknatıslama akımı ve gerçek rotor akısı referans değerlerinden daha büyüktür. Rotor akımı da ilk duruma göre ters yönde akacaktır ve sonuçta, rotor

akısının referans değerine azalması ile rotor akımı sıfıra azalacaktır. Başlangıçta stator gerilimi sürekli çalışma değerinden daha küçüktür. Nedeni, (L_m^2 / L_r) endüktansı üzerindeki geçici gerilim düşümüdür ve stator direnci üzerindeki gerilim düşümü ile farklı işaretlidir.



Şekil 4.5. Rotor Alan Yönlendirmeli Asenkron Makinenin Sürekli Çalışma Eşdeğer Devresi.

BÖLÜM 5

GERİLİM ARA DEVRELİ EVİRİCİ İLE BESLENEN ASENKRON MAKİNEİN DURUM UZAY MODELİ

Çalışmanın bu aşamaya kadar olan bölümlerinde, rotor alan yönlendirmeli denetiminin başarılması için gerekli matematiksel denklemler üzerinde durulmuştur. Ancak, asenkron makine geri beslemeli kontrol düzeninin yalnızca bir elemanıdır. Böyle bir sistemde analiz ve tasarım için asenkron makinenin dinamik davranışının dikkate alınması zorunluluğu vardır [1,2,3,4,7,11,13,14,17].

Rotor alan yönlendirmeli kontrolü uygulamak için makinenin statora ait akım, gerilim ve rotora ait hız (ya da konum) bilgilerinin algılanması gerekmektedir. Seçilen kontrol şemasına göre akım ve hız, akım ve gerilim ya da sadece hız bilgisinin geri besleme bilgisi olarak sisteme geri verilmesi gerekmektedir. Hız bilgisi asenkron makinenin stator büyüklüklerinden bağımsızdır. Hız geri beslemesi bir d.a. takogeneratörü ile yapılır, d.a. takogeneratörünün çıkış gerilimi rotor hızı ile orantılıdır. Yüksüz çalışma durumunda, rotor hızının diferansiyeli asenkron makinenin momentı ile orantılıdır ve bu durumda sürtünme kayıpları ihmal edilmiştir. Ancak, d.a. takogeneratörünün çıkış gerilimi dalgalıdır ve filtre edilmesi gerekmektedir. Sonuç olarak, moment eylemsizlik momentı ile rotor hızının türevinin çarpımıdır ve hesaplanan moment eylemsizlik momentine de bağlıdır [3].

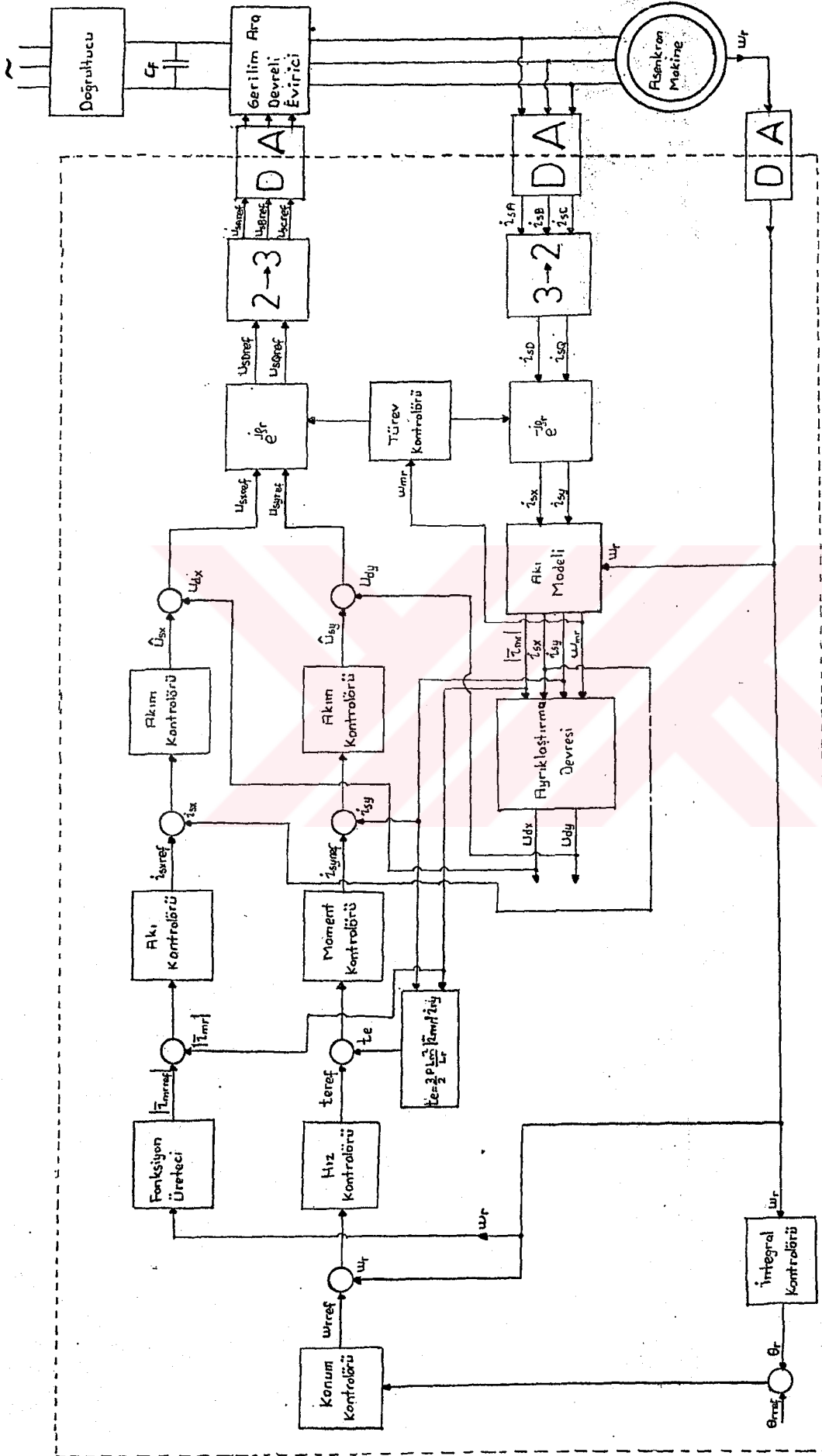
Sistem hız geri beslemesi yapılmasına uygun değilse, moment stator gerilimlerinin ve akımlarının izlenmesi ile de bulunur. Yöntem iki fazlı ve üç ya da faz sayısı daha çok olan makinelere uygulanır. Rotor alan yönlendirmeli kontrol ile güçlü bir kontrol yapılmasına rağmen performans (ya da verim) rotor direncinin sıcaklıkla değişimi, deri ve uç etkilerinden etkilenmektedir. Sürekli çalışma koşullarında rotor direncine bağımlılık artar ve rotor direncinden dolayı meydana gelen hatalar çok önemlidir. Bundan dolayı ek kayıplar ve momentte azalma meydana gelir [2,13].

Rotor alan yönlendirmenin doğru bir şekilde gerçekleşmesi için dördüncü bölümde anlatılan akı ve ayırıklaştırma modellerinin aynen uygulanması gerekmektedir. Bu modeller de 3 kHz civarında bir sıklıkta hesaplama yapılır ve bu hesaplama süresinin düşürülmesi sistemin kararlılığı ile yanıt süresini azaltmaktadır.

5.1. Sincap Kafesli Asenkron Makine, Doğrultucu Ve Eviriciden Oluşan Sistemin İncelenmesi

Asenkron makine çok giriş ve çıkışa sahip, doğrusal olmayan ve zamanla değişen katsayılarla sahip diferansiyel denklemlere dayanan durum uzayı kavramına dayanır. Modern kontrol teoresinde, sistem analizi hızlı mikroişlemciler ile tamamiyle dijital ortamda yapılır. Referans eksen takımı ve uzay fazörleri teorilerini kullanarak, sistemin her durumdaki özelliklerini yansıtan matematiksel modeller kurulup, yeni sistem tasarımları yapılır. Yeni tasarımlar arasında asenkron makinenin bir d.a. makinesi gibi kontrol edilebilmesi bulunmaktadır. Bunun için rotor halkalanma akı uzay fazörünün her t anındaki değişimini bilmek gerekmektedir. Rotor alan yönlendirmeli sistemde önce makinenin benzetimi yapılarak, gerekli üç faz stator akımları ve rotor hızı geri besleme büyüklükleri olarak A/D dönüştürücüler ile dijital ortama, başka bir deyişle, rotor halkalanma akı uzay fazörünün açısının ve büyüklüğünün belirlendiği ortama verilir. Bu yöntemle ilişkin devre şeması şekil 5.1 de verilmiştir.

Şekil 5.1 deki düzende alternatif gerilim iki farklı düzenle doğrultulabilir. Birincisinde doğru gerilim, bir faz kontrollu doğrultucu ile bir filtre devresinden, ikincisinde ise bir diod köprü doğrultucu, bir kıyıcı ile bir filtre devrelerinden elde edilir. Faz kontrollu doğrultucunun alternatif gerilim tarafındaki harmonikler fazladır ve azalan gerilim ile güç faktörü bozulur. İkinci yöntemde ise iki defa doğrultma işlemi vardır ve güç katsayısı yükselir. Doğru gerilim bir akü grubu üzerinden elde ediliyorsa, yine bir kıyıcı evirici giriş gerilimini kontrol etmek için kullanılır. Kıyıcı düzenler yerine darbe genişlik modülasyonu yapan bir evirici kullanmak daha iyi sonuç vermektedir. Rotor alan yönlendirmeli asenkron makinede evirici bakımından bir değişiklik yoktur. Akım veya gerilim ara devreli eviricinin tüm özellikleri aynen görülür. Tiristör kullanılan zorlamalı komutasyonlu eviricide azalan doğru gerilim ile komutasyon olayı zorlaşır. Zorlamalı komutasyonun kullanılması ise sisteme ek kayıpların eklenmesine ve evirici içindeki ölü zamanın artmasına sebep olmaktadır.



Şekil 5.1. Gerilim ara devreli evirici ile beslenen asenkron makinenin rotor alan yönlendirmenin gerçekleştirildiği devre.

5.2. Rotor Alan Yönlendirme Yönteminin Gerçeklenmesi

Sekil 5.1 de rotor alan yönlendirmenin gerçekleştirildiği düzen gösterilmiştir. Düzende rotor konumunun, rotor hızının, elektromagnetik momentin ve rotor akısının kapalı çevrim kontrolü bulunmaktadır. Buna ek olarak dördüncü bölümde verilen akı modeli ve ayrıklaştırma devresi de bulunmaktadır. Düzende gösterilen sincap kafesli asenkron makine, kare dalga gerilim veren gerilim ara devreli evirici ile beslenmektedir.

Yöntemde ilk olarak üç faz stator akımları algılanır. Bu akımlar bir analog/dijital dönüştürücü ile noktalı çizgi ile belirlenen bloğun (ya da mikroişlemci ortamı) içinde önce stator sabit stator eksen takımındaki değerleri elde edilir. Daha sonra sabit stator eksen takımındaki değerler ($e^{-j\theta_r}$) dönüşümü ile rotor halkalanma akı uzay fazör hızında dönen (x-y) eksen takımındaki stator akım uzay fazörünün boyuna ve enine eksen bileşenleri elde edilir. Bulunan i_{sx} ve i_{sy} değerleri akı modelinin giriş büyüklükleridir. Dördüncü bölümde (4.3.1.) ile anlatılan (4.21) ve (4.22) eşitlikleri şekil 5.1 de blok içinde gösterilen akı modelinde kullanılır. Akı modelinde, rotor akı uzay fazörünün hızı (ω_{mr}) ve rotor mıknatıslama akım uzay fazör büyüklüğü ($|\bar{i}_{mr}|$) belirlenir. Yine dördüncü bölümde (4.3.3.) ile verilen ayrıklaştırma modeli şekil 5.1 de blok içinde gösterilmiştir. Ayrıklaştırma devresinde ise akı modelinde belirlenen büyüklükler kullanılarak ayrıklaştırmayı sağlayan büyüklükler (u_{dx} ve u_{dy}) belirlenir.

Rotor alan yönlendirmeli kontrolde ise iç içe bulunan kapalı çevrim döngüler ile akımlar veya gerilimler motor parametrelerinden bağımsız olarak kontrol edilir. İçteki döngüler dıştaki döngülere göre hızlı çalışırlar. Döngülerde konum, hız, akı, akım, moment kontrolörleri bulunur ve kontrolörlerin çıkışlarında aynı büyüklüklerin referans değerleri elde edilir.

Rotor alan yönlendirmeli kontrol, sabit moment (ya da sabit akı) ve sabit güç (ya da akı zayıflama) bölgelerinde uygulanır. Sabit akı bölgesinde i_{sx} akımı (ya da rotor halkalanma akısı) sabit tutulur. Bu bölgede moment i_{sy} akımı ile doğru orantılı değişir. Akı zayıflama bölgesinde ise evirici en büyük gerilimdedir ve motorun, doyma koşullarına girmemesi için rotor mıknatıslama akımı azaltılır.

Kontrolörlerin tasarımı ise her iki çalışma bölgesine göre yapılabilir. Orantı kontrolöründe (P) giriş işareti orantı kazancı ile çarpılarak çıkışı girişe orantılı bir işaret elde edilir. Orantı kazancının artırılması geçici hal yanıtını ve sistemin

sönümünü hızlandırır, fakat aşırı artırılması kararsızlığa neden olabilir. İntegral kontrolör (I) ise giriş işaretinin zamana göre integrali alınarak sürekli çalışma koşullarında başlangıç hatasını yok eder. Ani yük değişimi nedeniyle olacak bozulmaları integral kontrolörün kazancı artırılarak düzeltilir, fakat kazancın aşırı artırılması yine kararsızlıklara yol açabilir. İntegral kontrolör, yük nedeniyle olabilecek istenmeyen dönme durumunu önler. Bu olay kontrolör içindeki kapasite elemanı ile başlar. Düşük hızlarda bu elemanın reaktansı yüksektir ve sıfır ve düşük hızlardaki etkisi yüksek hızlardakinden fazladır. Orantı ve integral kontrolörler birlikte kullanılarak (PI) avantajları birleştirilir. Akı kontrolörü PI kontrolördür ve çıkışı i_{sx} akımının referans değeridir (i_{sxref}). Moment kontrolörü PI kontrolördür ve çıkışı i_{sy} akımının referans değeridir (i_{syref}). Hız kontrolörü de PI kontrolördür ve çıkışı elektromagnetik momentin referans değeridir (t_{eref}). Konum kontrolörü, sadece P kontrolördür ve çıkışı rotor hızının referans değeridir (w_{ref}).

Fonksiyon üretici ile ise akı zayıflama bölgesini oluşturularak, rotor mıknatıslama akım uzay fazör büyüklüğünün referans değeri elde edilir ($|i_{mrref}|$) ve bu değer rotor hızına bağlı olup rotor mıknatıslama akımının azaltılması ile rotor hızının artması sağlanır. Fonksiyon üretinin tasarımı doyma koşulları göz önüne alınarak da yapılır. Rotor mıknatıslama akım uzay fazör büyüklüğünün referans değeri rotor mıknatıslama akım uzay fazör büyüklüğü ile karşılaştırılarak belli bir hata elde edilir ve bu hata akı kontrolörünün girişi olur.

Sırasıyla akı ve moment kontrolörlerinin çıkışları, i_{sx} ve i_{sy} akımlarına karşılık gelen büyüklükler ile karşılaştırılarak elde edilen hatalar akım kontrolörlerinin girişlerini oluştururlar. Akım kontrolörlerinin çıkışları ($\hat{u}_{sx}$ ve $\hat{u}_{sy}$) ayrıklaştırma modelinden gelen büyüklüklerle toplanarak ($\hat{u}_{sx} + u_{dx}$ ve $\hat{u}_{sy} + u_{dy}$) rotor akı uzay fazörü hızında dönen (x-y) eksen takımında stator gerilim uzay fazörünün boyuna ve enine bileşenleri referans değerleri (u_{sxref} , u_{syref}) elde edilir ve istenen kontrol düzeni kurulmuş olur. Son olarak, elde edilen referans büyüklükler $e^{j\theta_r}$ dönüşümü ile sabit stator eksen takımındaki büyüklüklere dönüştürülür. Son basamak olarak sabit stator eksen takımındaki değerler üç faz referans işaretleri olarak elde edilir. Bu referans işaretleri ile evirici, darbe genişlik modülasyonu prensibinde çalışacak şekilde anahtarlanır.

Asenkron makinenin doğrultucu ve evirici ile yapılan hız ayarında, sistem de karmaşık kararsızlık problemleri görülebilir. Bu problemler asenkron makinenin doğrusal olmayan çok değişkenli yapısından kaynaklanmaktadır. Kararsızlıkta

kaynak empedansı ve doğrultucu ve evirici düzeninin ayrık-zaman çalışma durumları da etkili olabilir.

Şekil 5.1 de ki düzende, doğrultucudaki diodlar akımı tek yönde geçirdiklerinden düzenin dört bölgesi çalışmayı mümkün kılması için ek düzenlere gerek vardır. Birbirlerine ters bağlı doğrultucu ve evirici grupları ile doğru gerilim enerjisini alternatif gerilim şebekesine iletmek mümkündür. Bu durumda rotor alan yönlendirmeli kontrol ile sıfır devir sayısından en büyük devir sayısına kadar nominal moment elde edilebilir. Durma halinde stator sargılarından akım geçmeye devam eder ve mıknatıslama akımı sağlanır. Yüksek dinamik performansa ek olarak, aşırı yüklenmeye veya hız fereransındaki ani bir değişmeye karşı klasik asenkron makinede görülen devrilme momenti etkisi görülmez. Bu durumda hız kontrolörü, doymaya girer ve nominal moment referansı elde edilir.

Sonuç olarak, şekil 5.1 de noktalı çizilen bloğun tümü 16 bit' lik bir mikroişlemci ile modellenebilir. Stator akımları ve rotor hızı (ya da konumu) analog olarak algılanır, 8 kanallı 10 bit analog/dijital (A/D) dönüştürücü ile dijital olarak mikroişlemci ortamına verilerek burada matematiksel işlemler gerçekleştirilir ve son olarak yine 8 kanallı 10 bit bir dijital/analog (D/A) dönüştürücü ile eviriciye giden üç faz işaretleri analog olarak elde edilir.

5.3. Sincap Kafesli Asenkron Makinenin Modellenmesi

Modern kontrol teorisinde, içinde n adet durum değişkeni bulunduran bir sistem n-boyutlu bir durum uzayına sahiptir. Rotor alan yönlendirmeli asenkron makinenin zaman içinde sürekli bir dinamik sistem olarak durum uzayı modeli (5.1) de verilmiştir.

$$\dot{X} = AX + BU \quad (5.1)$$

$$Y = CX + DU$$

(5.1) de X durum değişkenleri vektörünü, U kaynak vektörünü, Y çıkış vektörünü simgelemektedir. Ayrıca, A sistem matrisini, B giriş matrisini, C çıkış matrisini, D ileri yol matrisini göstermektedir. (5.1) de birinci dereceden diferansiyel denklemler ile skaler cebrik denklemlerin biraraya getirilmiş halidir. (2.65) ve (3.44) denklemlerine göre asenkron makine, beş adet durum değişkenine sahip beş

boyutlu durum uzayı modeli ile ifade edilir ve durum değişkenleri vektörü ile kaynak vektörü (5.2) de verilmiştir. Tüm büyüklükler birim büyüklükler cinsinden yazılmıştır.

$$X^T = [i_{sD}^* \ i_{sQ}^* \ i_{rd}^* \ i_{rq}^* \ w_r^*]$$

$$U^T = [u_{sD}^* \ u_{sQ}^* \ u_{rd}^* \ u_{rq}^* \ t_i^*]$$
(5.2)

(5.2) de ifade edilen durum değişkenleri ve kaynak fonksiyonları birim büyüklükler cinsinden ifade edilmiştir. Sincap kafesli asenkron makinenin rotor gerilimleri sıfırdır ve makinenin yüksüz çalıştığı ve sürtünme kayıplarının ihmal edildiği ($Dw_r = 0$) kabul edilmektedir. Şekil 5.1 de verilen düzende noktalı çizgi içine alınan kontrol bölümü tümü ile birim değerler ile C programlama dili kullanılarak yapılmıştır. (5.1) ile verilen beş boyutlu durum uzayının çözümü ile asenkron makinenin benzetimi de C programlama dili kullanılarak yapılmıştır. Rotor alan yönlendirmeli asenkron makinenin benzetimi için aşağıda verilen birim değerler kullanılmıştır.

$$\begin{aligned} &7.5 \text{ kW} \quad 50 \text{ Hz} \quad 380 \text{ V} \\ &P = 1 \\ &R_s^* = 0.0453 \text{ pu} \quad R_r^* = 0.0222 \text{ pu} \\ &L_s^* = 0.0775 \text{ pu} \quad L_r^* = 0.0322 \text{ pu} \quad L_m^* = 2.042 \text{ pu} \end{aligned}$$

Sonuç olarak, asenkron makinenin kaynak vektöründe rotor gerilimleri ve yük momenti sıfır alınarak, $U^T = [1.225 \cdot \sin wt \ -1.225 \cdot \cos wt \ 0 \ 0 \ 0]$, ve asenkron makinenin yukarıda verilen parametreleri kullanılarak (5.3) ve (5.4) denklemleri elde edilir.

$$p \begin{bmatrix} i_{sD}^* \\ i_{sQ}^* \\ i_{rd}^* \\ i_{rq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -130.32 & 18.41 \cdot w_r & 62.873 & 18.7 \cdot w_r \\ -18.41 \cdot w_r & -130.32 & -18.7 \cdot w_r & 62.873 \\ 128.3 & -19.11 \cdot w_r & -65.26 & -19.41 \cdot w_r \\ 19.11 \cdot w_r & 128.3 & 19.41 \cdot w_r & -65.26 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sD}^* \\ i_{sQ}^* \\ i_{rd}^* \\ i_{rq}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{sD}^* \\ u_{sQ}^* \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$
(5.3)

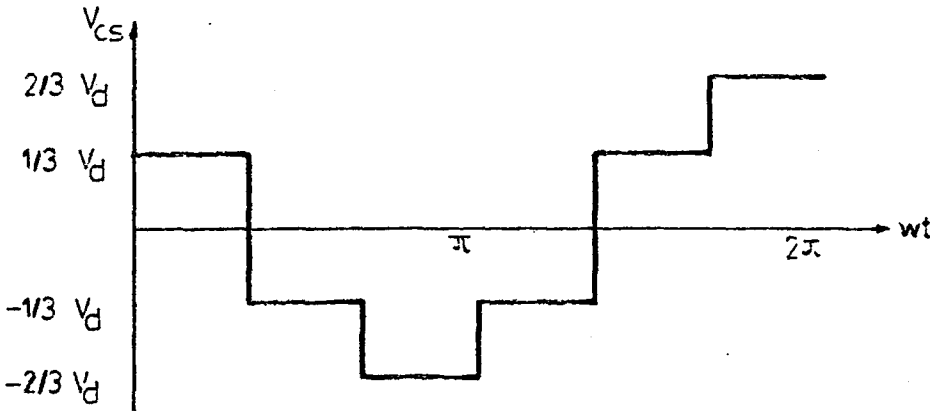
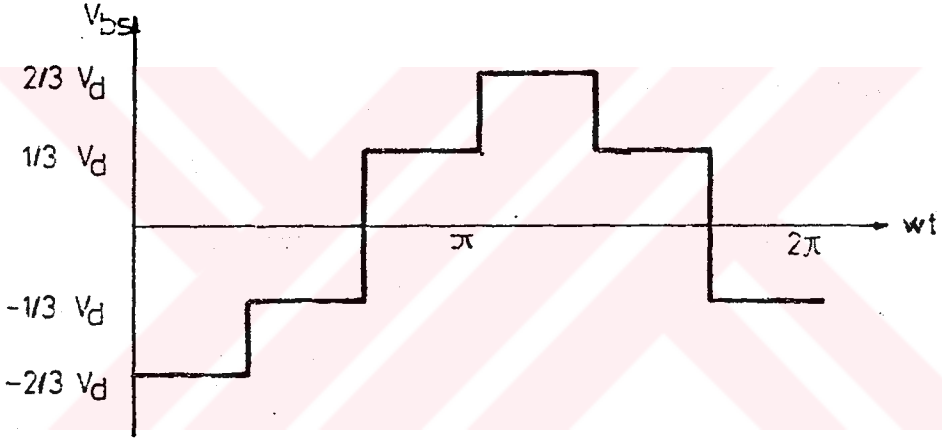
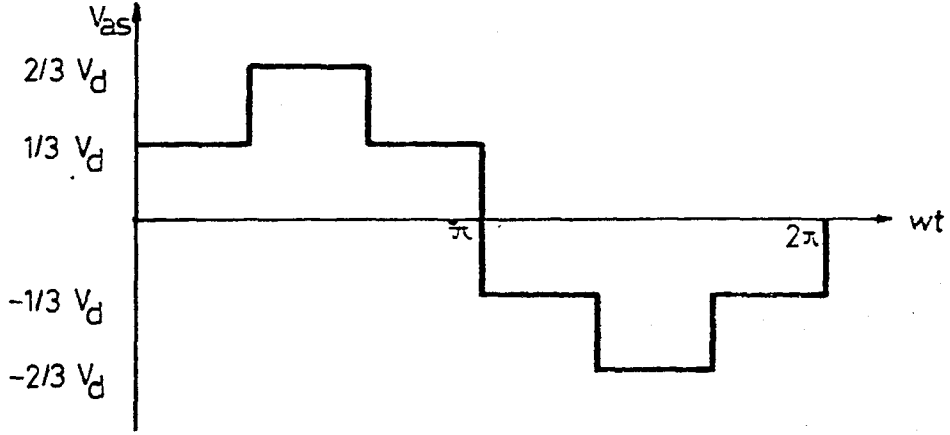
$$pw_r^* = -320.76 \cdot i_{sD}^* \cdot i_{rq}^* + 320.76 \cdot i_{sQ}^* \cdot i_{rd}^* \quad (5.4)$$

5.4. Gerilim Ara Devreli Eviricinin Modellenmesi

Gerilim ara devreli eviricilerde yarı iletken elemanlar, doğru gerilim kaynağından dolayı daima geçirme yönünde kutuplandırılır. Bu nedenle tiristör kullanıldığında zorlamalı komutasyon devreleri gereklidir. Güç trasiztörleri, IGBT, GTO veya MOSFET gibi elemanlar kullanıldığında doğal komutasyon ile kapı devrelerini sürmek mümkündür. Evirici içindeki yarıiletken elemanlar enerji depolamamaktadırlar. Asenkron makinenin gücüne göre uygun yarıiletken elemanlar seçilir.

Evirici çıkış gerilimi dalga şekli, yük koşullarından bağımsız olarak devre yapısı ve anahtarlama frekansı tarafından belirlenir. Bu dalga şekilleri çeşitli harmonikler içerir. Akım dalga şekli ise yükün filtre etkisinden dolayı bir dereceye kadar düzgün kabul edilebilir. Doğrultucudan gelen ve tam olarak filtre edilemeyen dalgalanma bileşenlerinden dolayı eviricinin giriş gerilimi ve akımı ideal doğru gerilim değerlerinden sapmaktadır. Asenkron motorun stator döner alanını oluşturan reaktif akım evirici yoluyla elde edilmektedir. Evirici girişindeki dalgalanma akımının en kötü değeri ile filtre görevi gören kondansatörün değeri hesaplanabilir. Eviricinin girişindeki ve çıkışındaki harmonikleri incelemek oldukça karmaşıktır ve bilgisayarla kapsamlı bir benzetim gerekmektedir.

Bu bölümde, asenkron makinenin bir kare dalga evirici üzerinden beslenmesi durumunda durum uzayı modeli elde edilecektir. Eviricinin çıkışındaki gerilim saf sinüzoidal olmayıp çeşitli harmonik bileşenler içerecektir. Asenkron makinenin stator uçlarındaki gerilimler şekil 5.2 de gösterilmiştir. Durum uzayı modelini çıkarmak için bu gerilimlerin (sD-sQ) eksen takımında elde edilmeleri gerekmektedir. Şekil 5.2 deki gerilimlere uygulanan fourier analizi sonucu onbirinci ve daha yüksek harmonikli terimlerin derece ile orantılı şekilde küçüldüğü görülmüştür. Bunun sonucunda elde edilen üç faz stator gerilimleri (5.5) de verilmiştir.



Şekil 5.2. Gerilim ara devreli eviricinin çıkış gerilimleri.

$$u_{sA}^* \cong \sin \omega t + 0.2 \cdot \sin 5\omega t + 0.1429 \cdot \sin 7\omega t$$

$$u_{sB}^* \cong \sin(\omega t - 120^\circ) + 0.2 \cdot \sin(5\omega t - 120^\circ) + 0.1429 \cdot \sin(7\omega t - 120^\circ)$$

$$u_{sB}^* \cong \sin(\omega t + 120^\circ) + 0.2 \cdot \sin(5\omega t + 120^\circ) + 0.1429 \cdot \sin(7\omega t + 120^\circ)$$

(5.5)

(5.1) ile verilen durum uzayı modelini kurabilmek için, (5.5) gerilim ifadelerinin sabit stator eksen takımında gösterilmeleri ve U kaynak vektörünün elde edilmesi gerekmektedir. (3.17) dönüşüm bağıntısının kullanılması ile sabit stator eksen takımındaki gerilimler (5.6) da elde edilmiştir.

$$u_{sD}^* = 1.225 \cdot \sin \omega t + 0.245 \cdot \sin 5\omega t + 0.175 \cdot \sin 7\omega t$$

(5.6)

$$u_{sQ}^* = -1.225 \cdot \cos \omega t + 0.245 \cdot \cos 5\omega t - 0.175 \cdot \cos 7\omega t$$

(5.6) denklemlerinde $1.225 \sin \omega t$ ve $-1.225 \cos \omega t$ için durum uzayı modeli (5.3) ve (5.4) de bulunmuştur. Beşinci harmonik bileşenine ait kaynak vektörü $U^T = [0.245 \cdot \sin 5\omega t \ 0.245 \cdot \cos 5\omega t \ 0 \ 0 \ 0]$ olmaktadır. Beşinci harmonik için stator ve rotora ait yeni endüktanslar aşağıda verilmiştir.

$$L_s^* = 0.3875 \text{ pu} \quad L_r^* = 0.161 \text{ pu} \quad L_m^* = 10.21 \text{ pu}$$

Yukarıda verilen parametreler ile beşinciği harmoniğe ait durum uzayı modeli (5.7) ve (5.8) de verilmiştir.

$$p \begin{bmatrix} i_{sD}^* \\ i_{sQ}^* \\ i_{rd}^* \\ i_{rq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -18.6 & 18.3 \cdot w_r & 8.96 & 18.6 \cdot w_r \\ -18.3 \cdot w_r & -18.6 & -18.6 \cdot w_r & 8.96 \\ 18.3 & -19 \cdot w_r & -9.3 & -19.3 \cdot w_r \\ 19 \cdot w_r & 18.3 & 19.3 \cdot w_r & -9.3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sD}^* \\ i_{sQ}^* \\ i_{rd}^* \\ i_{rq}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{sD}^* \\ u_{sQ}^* \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

$$pw_r^* = -321 \cdot i_{sD}^* \cdot i_{rq}^* + 321 \cdot i_{sQ}^* \cdot i_{rd}^* \quad (5.8)$$

(5.6) denklemlerinde $0.175 \sin 7\omega t$ ve $-0.175 \cos 7\omega t$ için durum uzayı modeli için kaynak vektörü $U^T = [0.175 \cdot \sin 7\omega t \quad -0.175 \cdot \cos 7\omega t \quad 0 \quad 0 \quad 0]$ olmaktadır. Yedinci harmonik için stator ve rotora ait yeni endüktanslar aşağıda verilmiştir.

$$L_s^* = 0.5425 \text{ pu} \quad L_r^* = 0.2254 \text{ pu} \quad L_m^* = 14.294 \text{ pu}$$

Yukarıda verilen parametreler ile yedinci harmoniğe ait durum uzayı modeli (5.9) ve (5.10) da verilmiştir.

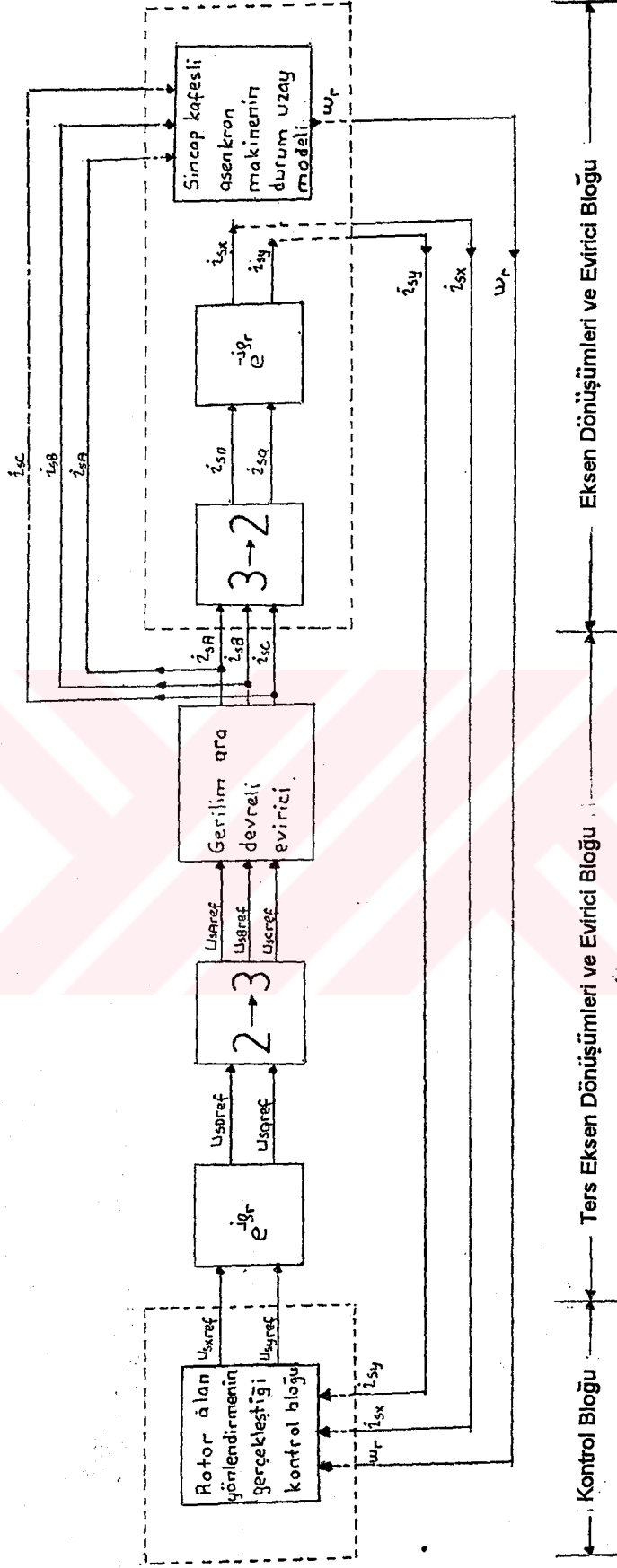
$$p \begin{bmatrix} i_{sD}^* \\ i_{sQ}^* \\ i_{rd}^* \\ i_{rq}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -18.6 & 18.3 \cdot w_r & 8.96 & 18.6 \cdot w_r \\ -18.3 \cdot w_r & -18.6 & -18.6 \cdot w_r & 8.96 \\ 18.3 & -19 \cdot w_r & -9.3 & -19.3 \cdot w_r \\ 19 \cdot w_r & 18.3 & 19.3 \cdot w_r & -9.3 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sD}^* \\ i_{sQ}^* \\ i_{rd}^* \\ i_{rq}^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_{sD}^* \\ u_{sQ}^* \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

$$pw_r^* = -321 \cdot i_{sD}^* \cdot i_{rq}^* + 321 \cdot i_{sQ}^* \cdot i_{rd}^* \quad (5.10)$$

Kaynak vektörünün temel, beşinci ve yedinci harmonik bileşenleri için oluşturulan durum uzayı diferansiyel denklemleri, toplamsallık teoremi gereği bir araya getirilip C programlama dili ile Runge-Kutte yöntemi kullanılarak çözümü elde edilmiştir. Bunun sonucunda sincap kafesli asenkron makinenin davranışı elde edilmiş ve şekil 5.3 de görülen rotor alan yönlendirmenin gerçekleştiği blok için geri besleme büyüklükleri elde edilmiştir. Durum uzayı modelleri, daha önce vurgulandığı gibi, sabit stator eksen takımında kurulmuştur.

5.5. Akım Ara Devreli Evirici Kullanılması Durumundaki Avantajlar

Akım ara devreli eviriciler hat komutasyon ilkesine göre çalışırlar. Gerilim ara devreli eviricinin tersine evirici girişinde bir doğru akım kaynağı vardır. Değişken gerilim kaynağını değişken akım kaynağına çevirmek için seri endüktans bağlanır ve gerilim akım kontrol döngüsünün içinde kontrol edilir. Akım ara devreli eviricilerin kullanıldığı tahrikler yük ile çok etkileşimlidirler. Asenkron motorların düşük kaçak endüktansları ile uyumludurlar ve bu eviricinin komutasyon işlemini etkiler. Eğer kaçak endüktans yüksekse akım transfer aralığı kötüdür. Gerilim ara devreli eviricide ise motorun büyük kaçak endüktansı ile evirici çıkışındaki harmonikler süzülür.



Şekil 5.3. Rotor alan yönlendirmeli asenkron makinenin bloklarla şematik olarak gösterilişi.

Akım ara devreli eviricide yük bağımlı komutasyon işlemi yavaştır. Diğer taraftan, akım ara devreli eviriciler ek düzenler gerektirmeden dört bölgeli çalışma özelliğine sahiptirler ve karmaşık olmayan kontrol ile güvenilir bir çalışma sağlarlar. Yükte olabilecek anlık kısa devreler ve tiristörlerin ateşlenmemesi durumları problem yaratmaz. Uzun kesim zamanından dolayı daha ucuz olan tristörler kullanılabilir. Akım ara devreli evirici bir periyodik süre içinde ters gerilime dayanmak zorundadır ve bu yüzden transistör kullanılmaz. GTO' ların ters gerilime dayanan tipleri kullanılır.

Akım ara devreli evirici gerilim ara devreli eviriciye göre daha yavaş dinamik performansına sahiptir. Yüksek frekanslarda ve hafif yüklerde kararsızlık olabilir ve düşük frekanslarda darbeli moment ile harmonikler görülür. Başarılı bir çalışma için eviriciye minimum bir yük bağlı kalmalıdır. Bu durumda kesintisiz güç kaynağı devamlı bağlı kalabilir. 150 kW-1mW arası kullanılırlar ve bu güç seviyelerinde transistörler kullanılamaz.

5.6. Evirici Ölü Zamanının Modellenmesi

Bir evirici ve asenkron makineden oluşan bir sistemin tasarımında yarı iletken elemanların ısısal zaman sabiti göz önüne alınması gereken bir büyüklüktür. Isısal zaman sabiti makineninkinden çok daha kısadır. Bu yüzden, evirici tasarımı hemen hemen elde edilecek en büyük güce göre yapılır, bu yüzden asenkron makinenin maliyetinden çok daha büyüktür. Kapalı çevrim döngülerin bulunduğu rotor alan yönlendirmeli asenkron makinenin yüksek performansı, sistemin ölü zamanından (T) dolayı azalmaktadır. Sistemin ölü zamanı eviriciden ve anaog bilgilerin dijital olarak işlendiği bilgisayar ortamından meydana gelmektedir. Ölü zaman sistemin kararlılık durumunu etkiler.

Sistemin ölü zamanının kontrol devresi ile asenkron makine arasında yoğunlaştığı göz önüne alınabilir. Böylece, sistemin ölü zamanı birinci dereceden gecikme elemanı olarak tanımlanır.

Stator gerilim uzay fazörü ve referans değeri sabit stator eksen takımında (5.11) de ifade edilerek asenkron makinenin stator devresini modeller.

$$\frac{d\bar{u}_s}{dt} + \bar{u}_s = \bar{u}_{sref} \quad (5.11)$$

(5.11) denklemi rotor halkalanma akı uzay fazör hızında dönen (x-y) eksen takımında ifade edilirse, sistemin gecikme zamanı da (5.12) de modellenmiş olur.

$$T \frac{d\bar{u}_{syr}}{dt} + jw_{mr} T \bar{u}_{syr} + \bar{u}_{syr} = \bar{u}_{syrref} \quad (5.12)$$

(5.12) denkleminde x ve y eksen bileşenlerini ayırarak (5.13) denklemleri elde edilir. Denklemlerden görüldüğü gibi, boyuna eksen bileşeninde $w_{mr}Tu_{sy}$ ve enine bileşende $-w_{mr}Tu_{sx}$ istenmeyen terimler bulunmaktadır. Gecikme zamanı sıfır ise, bu karşılıklı etkileşim terimleri sıfır olmaktadır. Eğer asenkron makine alan zayıflama bölgesinde ise, istenmeyen terimlerin büyüklükleri artmaktadır. Sabit moment bölgesinde gecikme zamanı ihmal edilebilir.

$$T \frac{du_{sx}}{dt} + u_{sx} = w_{mr} Tu_{sy} + u_{sxref} \quad (5.13)$$

$$T \frac{du_{sy}}{dt} + u_{sy} = -w_{mr} Tu_{sx} + u_{syref}$$

(5.13) denklemleri ile verilen asenkron makine ve eviriciden oluşan sistemin ayrıklaştırma devresi şekil 5.4 de şematik olarak verilmiştir. Bu yöntem ile asenkron makine ve evirici bir bütün olarak incelenir. Rotor mıknatıslama akımı uzay fazörü büyüklüğü sabit tutulmaktadır. Dördüncü bölümde 4.3.3. ile verilen ayrıklaştırma modeli ile elde edilen (4.29) ve (4.30) denklemleri ve (5.13) denklemlerini göz önüne alarak x ve y ekseninde (5.14) ile verilen stator gerilim referans değerleri elde edilir.

$$\begin{aligned}
 u_{sxref} &= [R_s + (L'_s + TR_s)p + TL'_s p^2] i_{sx} - w_{mr} (L'_s + TR_s \\
 &\quad + 2TL'_s p) i_{sy} - w_{mr}^2 [TL'_s i_{sx} + T(L_s - L'_s) |\bar{i}_{mr}|] - TL'_s i_{sy} (pw_{mr}) \\
 u_{syref} &= [R_s + (L'_s + TR_s)p + TL'_s p^2] i_{sy} + w_{mr} (L'_s + TR_s \\
 &\quad + 2TL'_s p) i_{sx} + w_{mr}^2 TL'_s i_{sy} + [TL'_s i_{sx} + T(L_s - L'_s) |\bar{i}_{mr}|] (pw_{mr})
 \end{aligned}$$

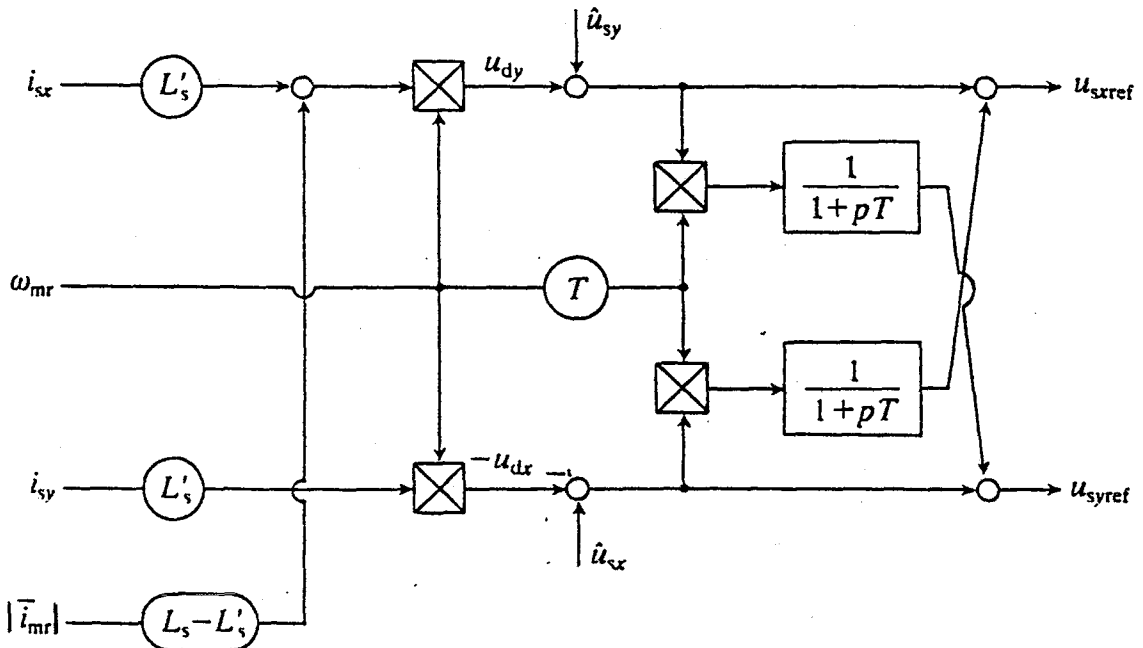
(5.14)

Şekil 5.4 de (5.14) denklemlerini kullanarak asenkron makine ve eviriciden oluşan sistemin şematik devresi verilmiştir. Sistemin ölü zamanı ihmal edilirse, klasik ayırıklaştırma devresinin denklemleri elde edilir. Sistemin ölü zamanını göz önüne alarak kurulan vektör kontrollü asenkron makinenin performansı yükselecektir.

$$\bar{u}_{sxref} = \hat{u}_{sx} + u_{dx}$$

(5.15)

$$\bar{u}_{syref} = \hat{u}_{sy} + u_{dy}$$



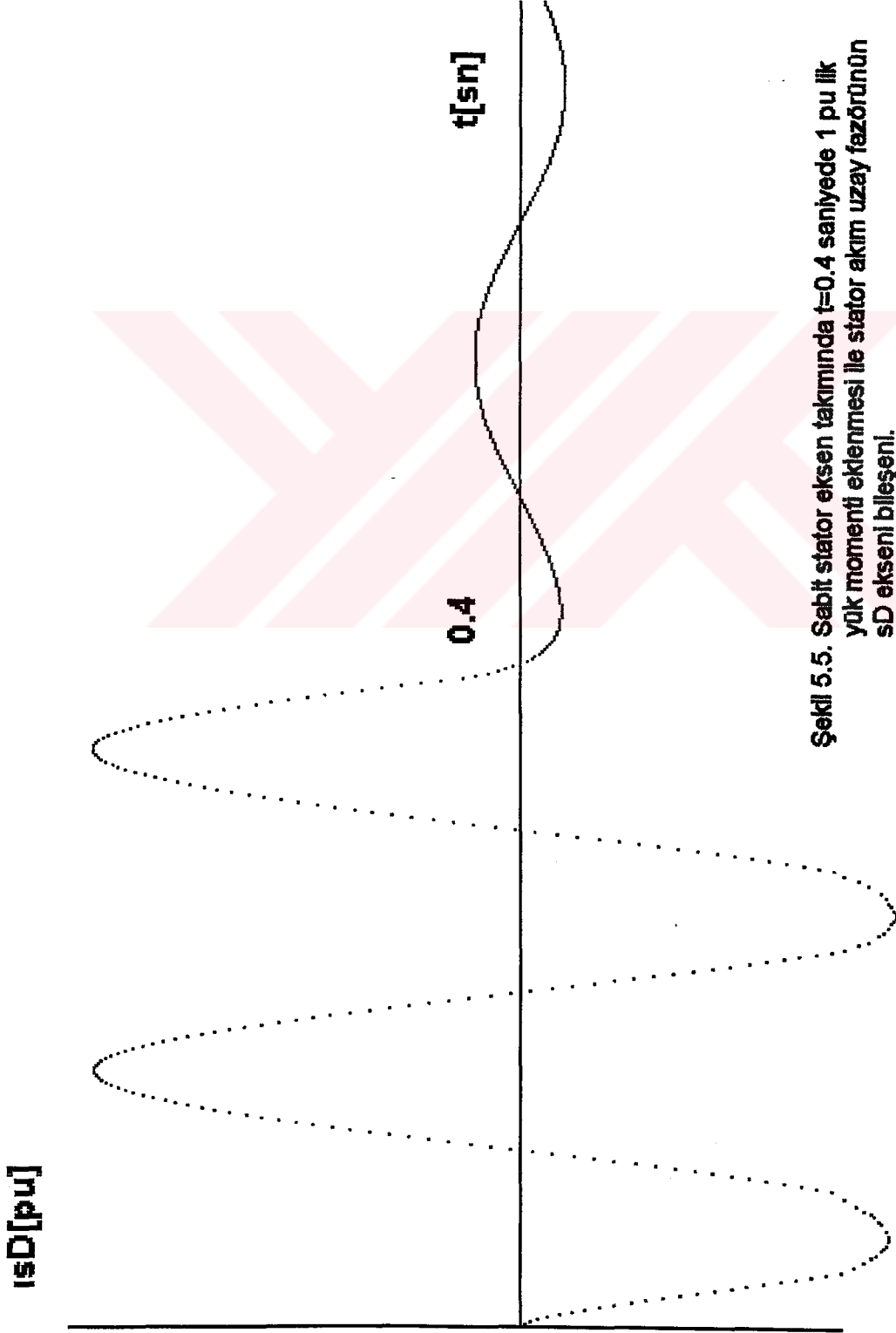
şekil 5.4. Evirici ve asenkron makinenin ayırıklaştırma devresi.

Ek B de verilen C dilinde yazılmış bilgisayar programında sincap kafesi asenkron makineye boşta yol verilmiş ve yük momenti 0.4 üncü saniyede 1 pu e çıkarılmıştır. Bunun sonucunda sabit stator eksen takımında stator akım uzay fazörünün sD ve sQ eksen bileşenleri değişmiştir. Şekil 5.5 de $i_{sD} = f(t)$ ve şekil 5.6 da ise $i_{sQ} = f(t)$ eğrileri verilmiştir. Asenkron makineye yük bağlanması ile sabit stator eksen takımında moment şekil 5.7 deki gibi elde edilmiştir. Asenkron makine, $t=0.4$ saniyede yük bağlanması ile moment endüklemeğe başlamıştır.

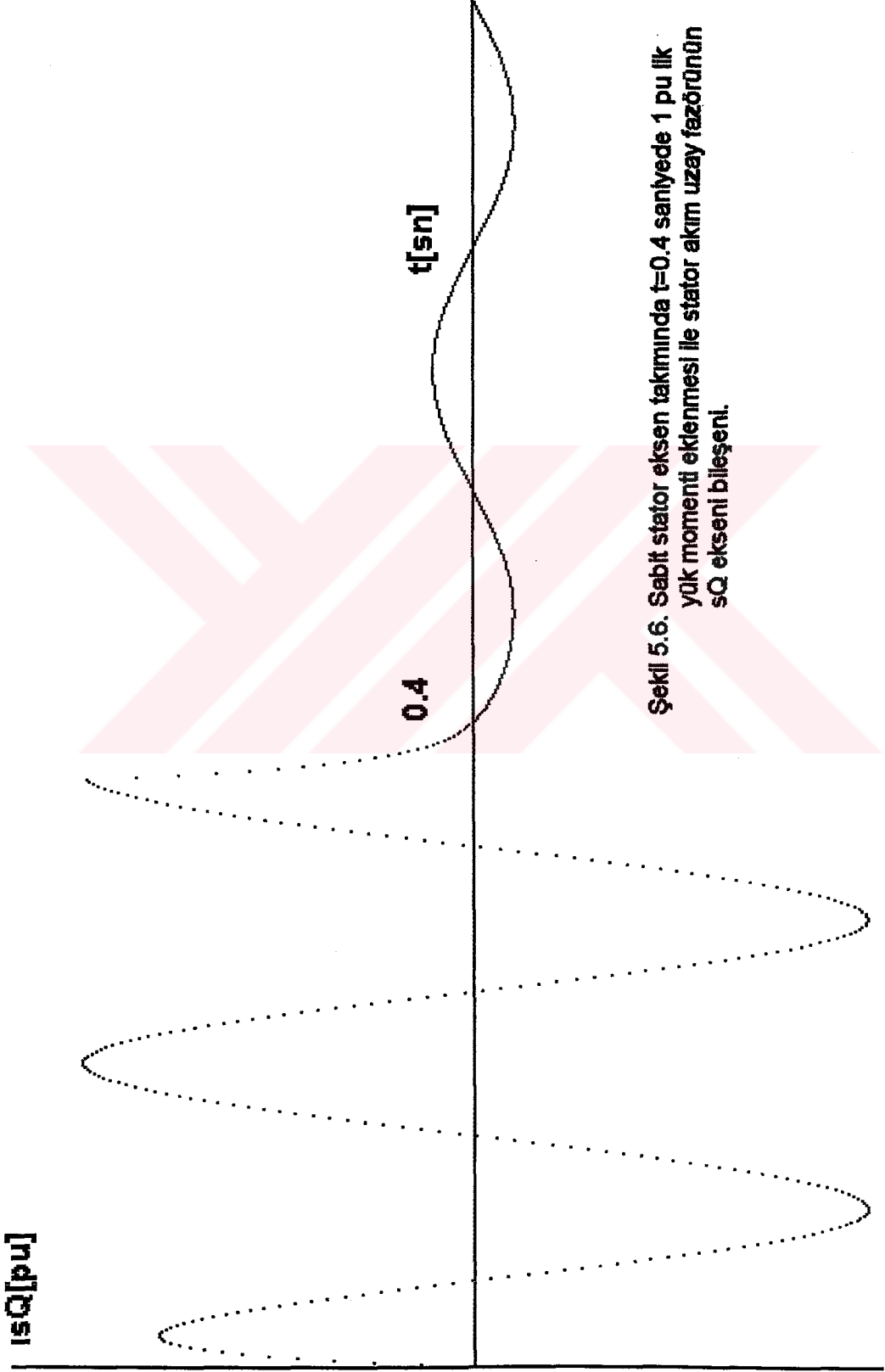
Rotor alan yönlendirmenin asenkron makineye uygulanması için sabit stator eksen takımında elde edilen büyüklüklerin rotor halkalanma akı uzay fazörü hızında dönen eksen takımında edilmeleri gerekmektedir. Bu amaçla Ek C de verilen bilgisayar programında stator akım uzay fazörünün akı ve moment üretim akımları elde edilmiştir. Asenkron makineye yüklü halde yol verilmesi ile endüklenen moment serbest uyarmalı d.a. makinesine benzer bir şekil almıştır. Rotor alan yönlendirmenin uygulandığı eksen takımında geçici olay yoktur. Böylece asenkron makinenin klasik moment eğrisi değişmiştir.

Asenkron makinenin doyma koşullarına girmediği kabulü ile rotor mıknatıslama akımı ile stator akım uzay fazörünün akı üretim akımı aynı şekle sahip olacaktır. Rotor halkalanma akısı da, akı üretim akımı ile mıknatıslama endüktansının çarpımı olduğundan benzer bir şekle sahiptir. Rotor halkalanma akı uzay fazörü hızındaki eksen takımında şekil 5.8 de $i_{mr} = f(t)$, şekil 5.9 da $i_{sy} = f(t)$ ve şekil 5.10 da $t_e = f(t)$, şekil 5.11 de ise $\psi_{ry} = f(t)$ eğrileri verilmiştir. Rotor halkalanma akısının y-ekseni bileşeni yaklaşık sıfır elde edilmiştir.

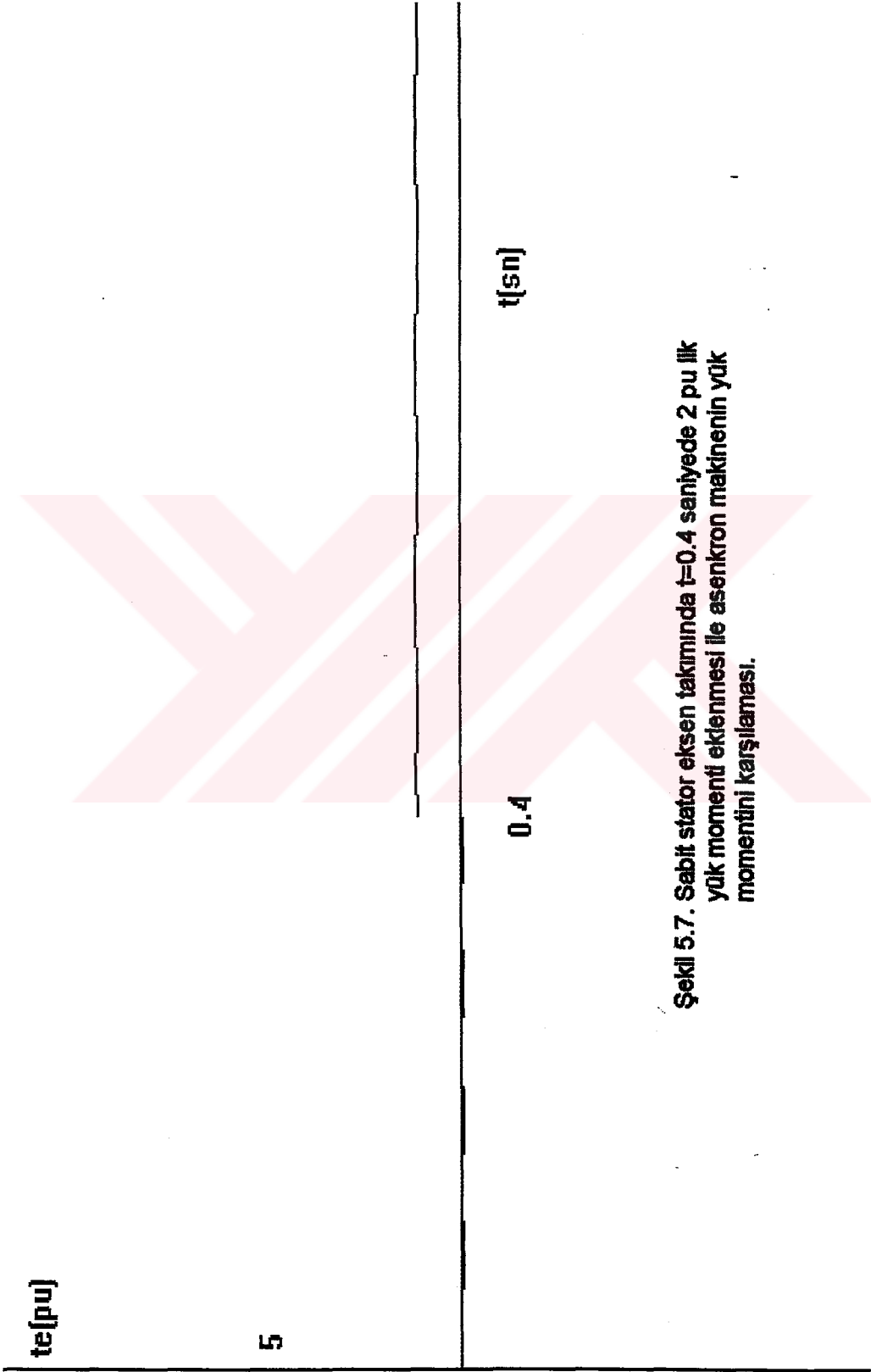
Yöntemin doğru gerçekleştirilmesi amacı ile rotor direncinin sıcaklıkla değişimini veren bir fonksiyon kullanılmıştır. Şekil 5.12 de rotor direncinin değişimini veren $R_r = f(t)$ eğrisi verilmiştir. Şekil 5.13 de ise rotor halkalanma akı uzay fazörünün hızı ya da stator frekansı $w_{mr} = f(t)$ eğrisi ile verilmiştir.



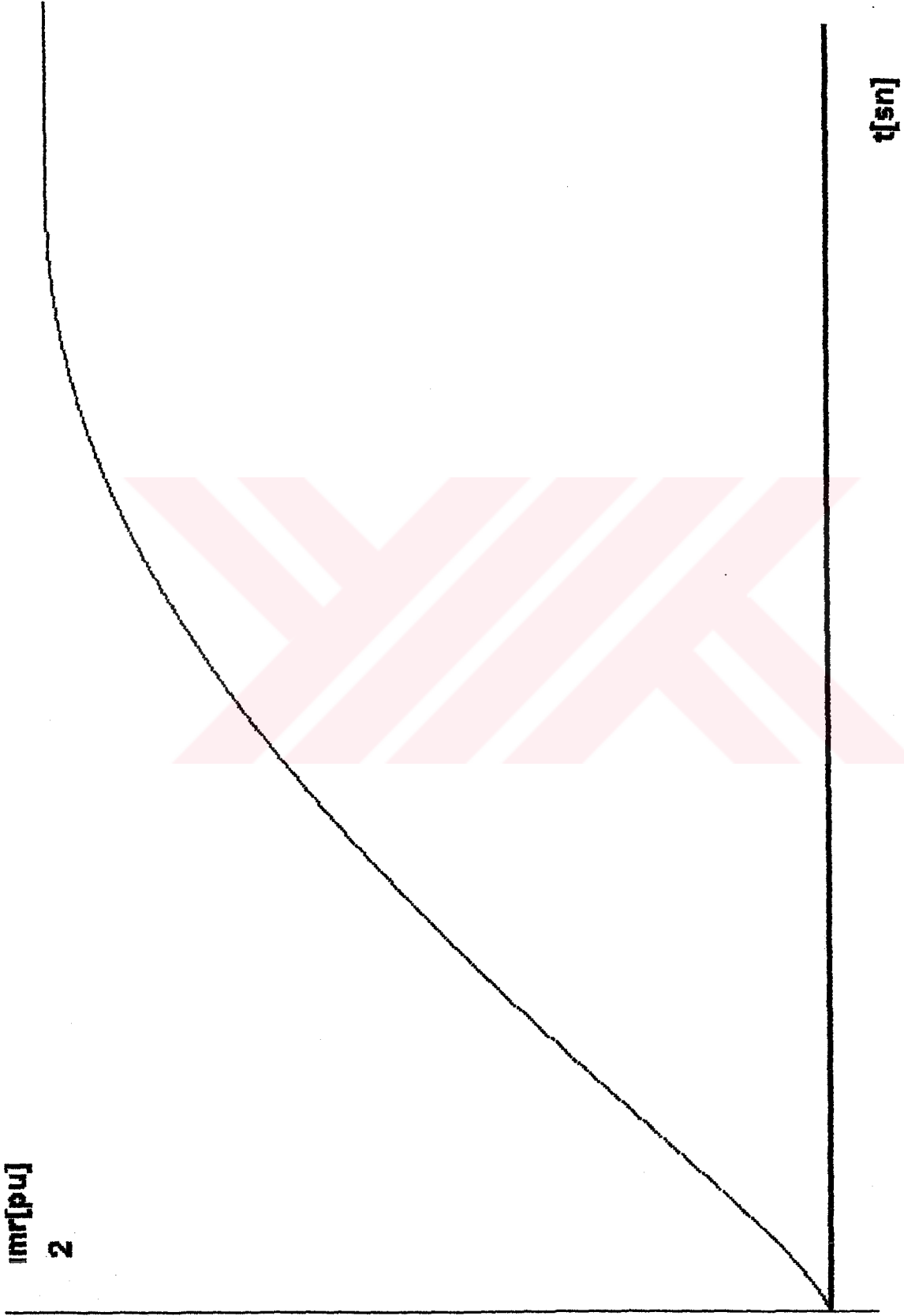
Şekil 5.5. Sabit stator eksen takımında $t=0.4$ saniyede 1 pu ilk yük momentli eklenmesi ile stator akım uzay fazörünün sD eksenli bileşeni.



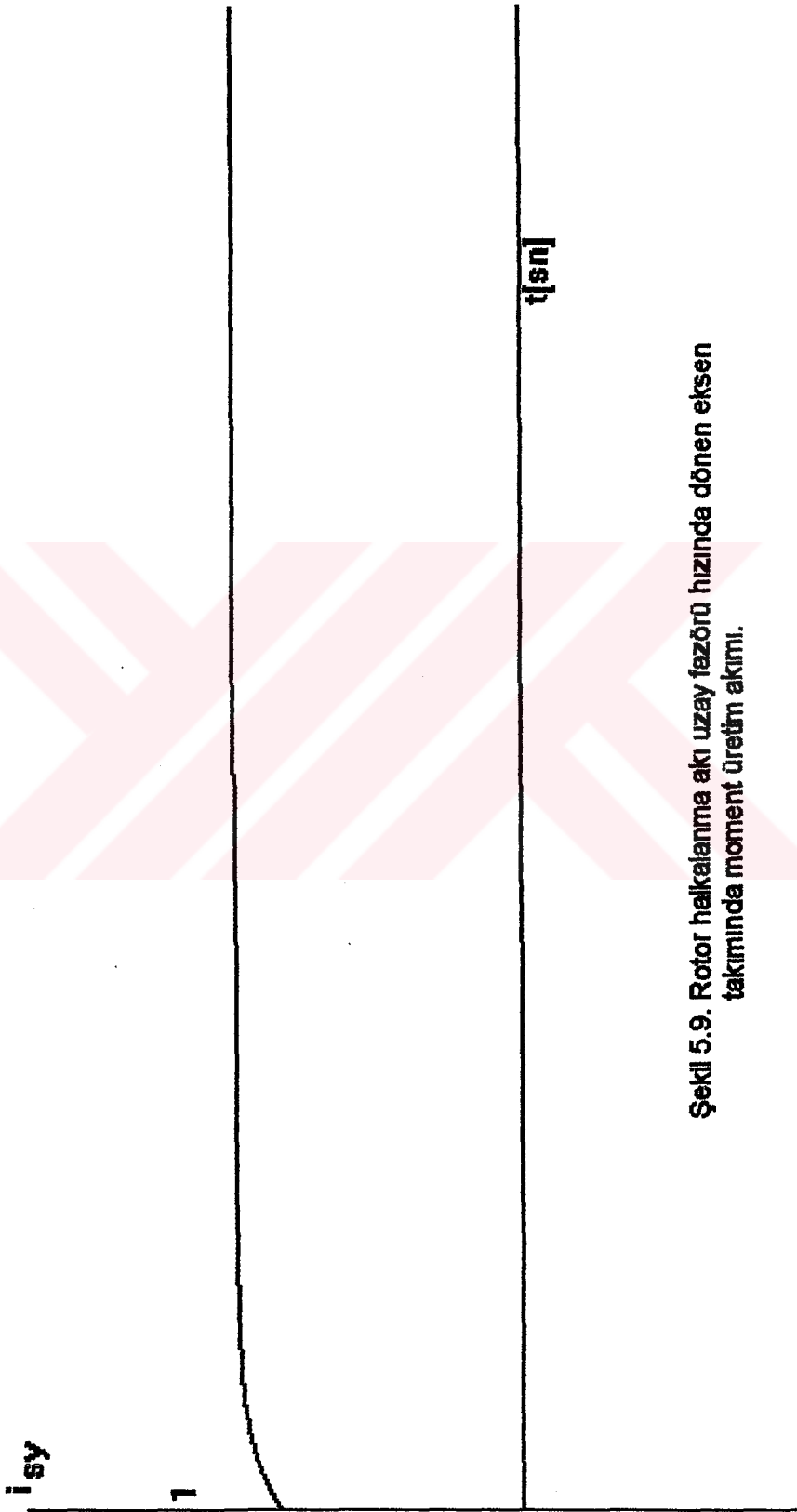
Şekil 5.6. Sabit stator eksen takımında $t=0.4$ saniyede 1 pu ilk yük momentü eklenmesi ile stator akım uzay fazörünün sQ eksenî bileşeni.



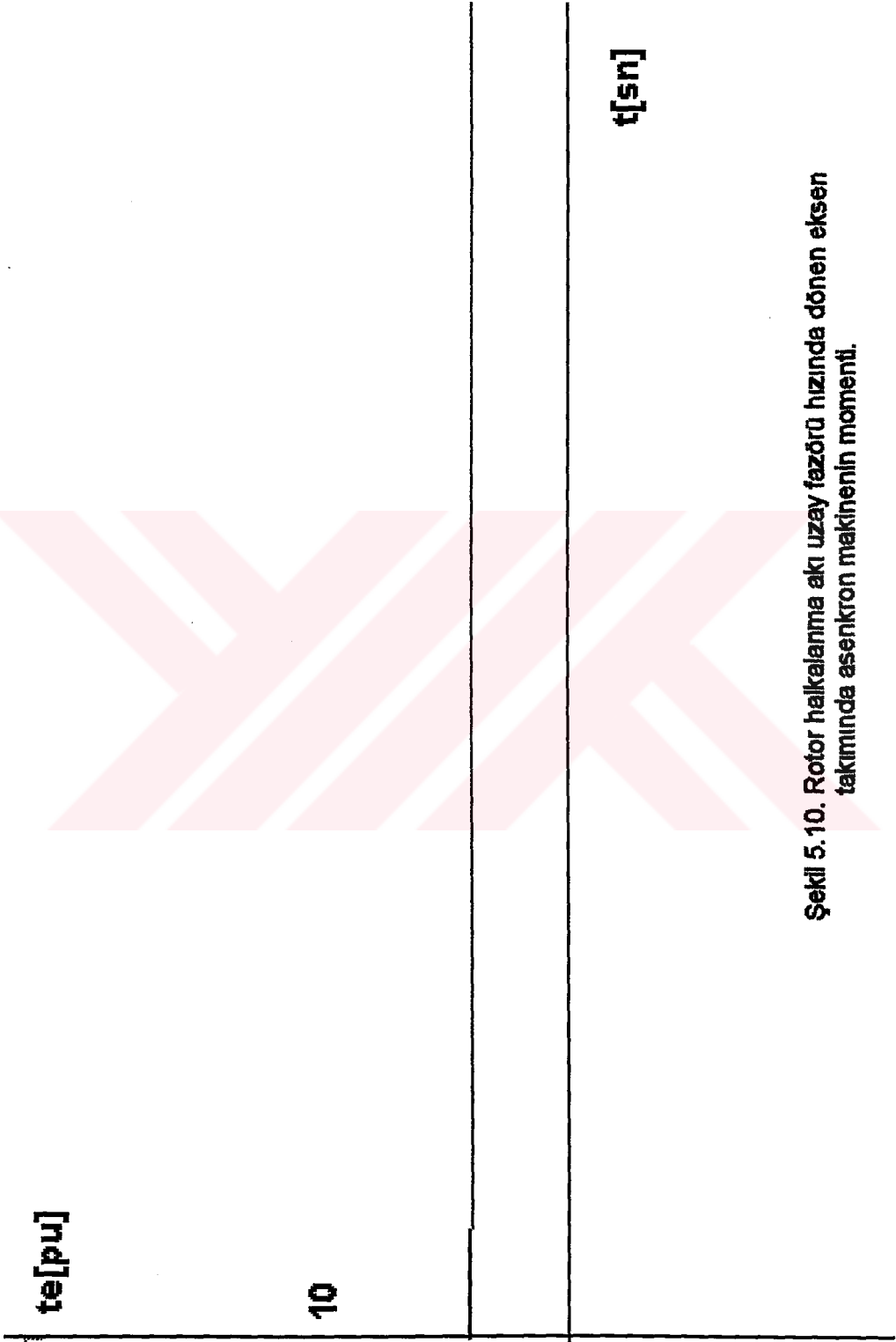
Şekl 5.7. Sabit stator eksen takımında $t=0.4$ saniyede 2 pu ilk yük momentü eklenmesi ile asenkron makinenin yük momentini karşılaması.



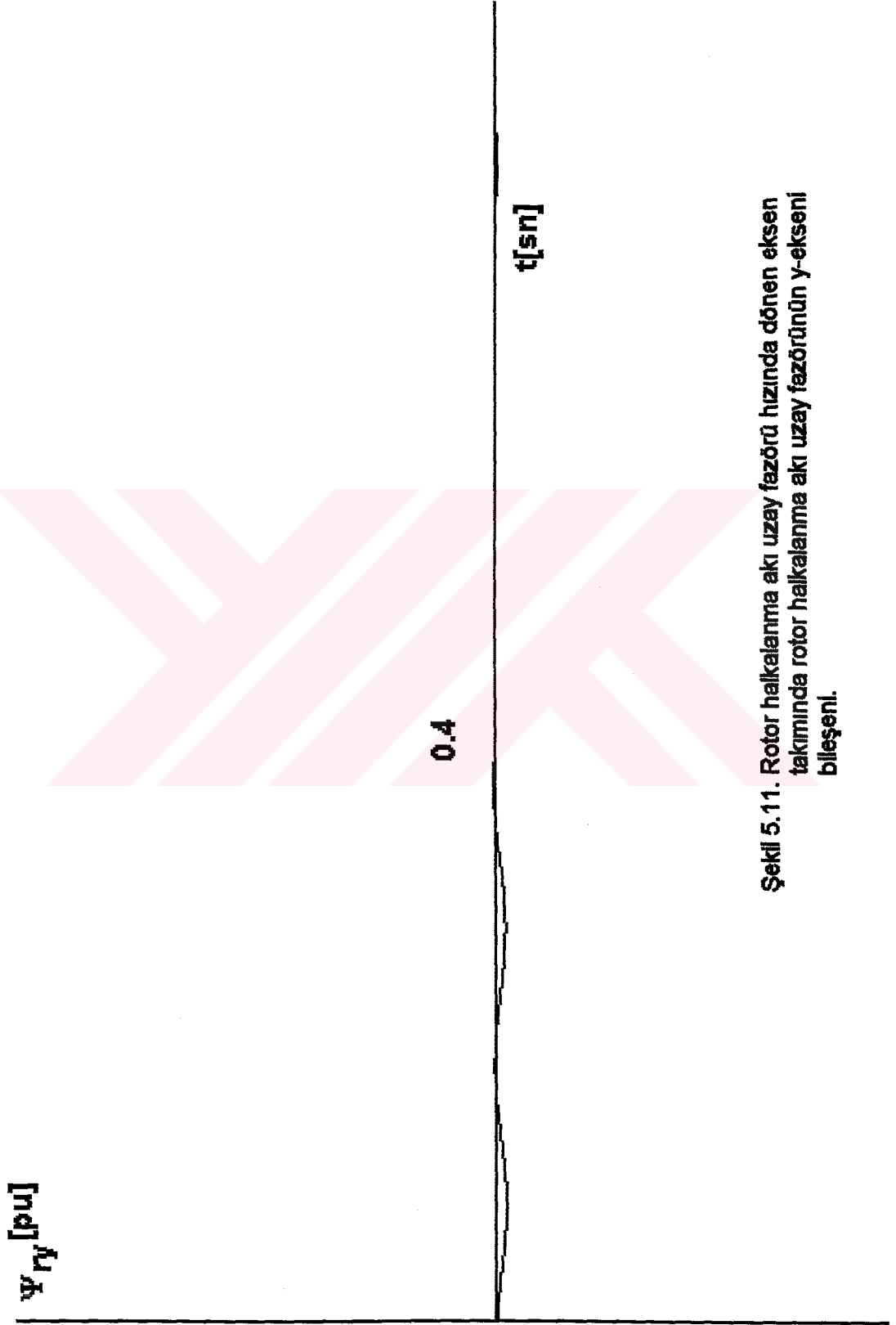
Şekil 5.8. Rotor halkaları akı uzay fazörü hızında dönen eksen takımında rotor manyetislenme akımı (akı üretim akımı).



Şekil 5.9. Rotor halkalarıma akı uzay fazörü hızında dönen eksen takımında moment üretim akımı.



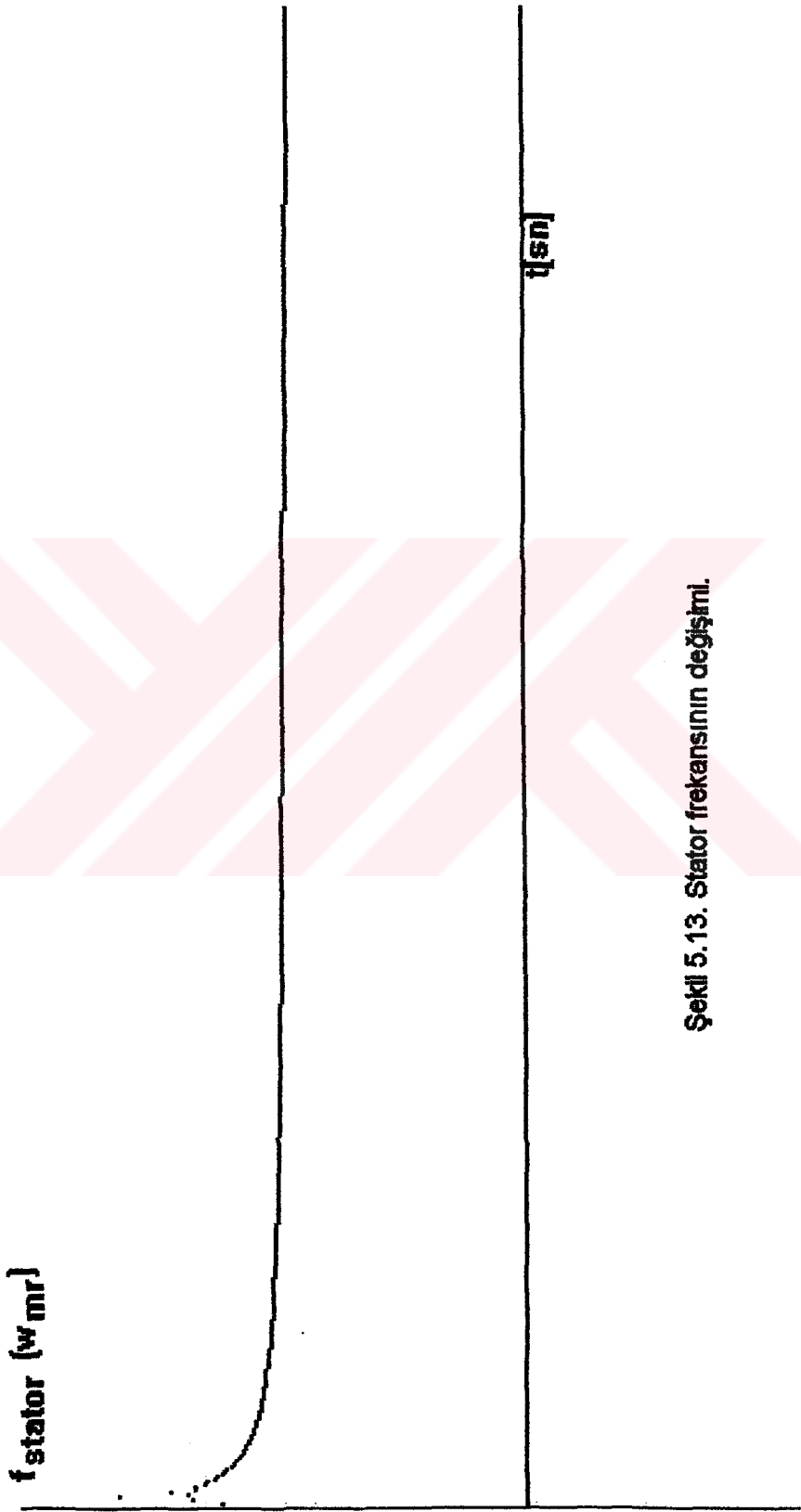
Şekil 5.10. Rotor halkalanma akı uzay fazörü hızında dönen eksen
takımında asenkron makinenin momenti.



Şekil 5.11. Rotor halkalanma akı uzay fazörü hızında dönen eksen takımında rotor halkalanma akı uzay fazörünün y-ekseni bileşeni.



Şekil 5.12. Sıcaklığın fonksiyonu olan rotor direncinin iyileştirilmesi.



Şekil 5.13. Stator frekansının değişimi.

BÖLÜM 6

MAĞNETİK DOYMA ETKİSİ VE ASENKRON MAKİNE PARAMETRELERİNİN İZLENMESİ

Altıncı bölümde asenkron makinenin rotor alan yönlendirmeli kontrolü için gerekli doyma etkileri incelenecektir. Ayrıca bu bölümde, asenkron makinenin stator gerilim ve akım uzay fazörleri pasif elemanlarla gerçekleştirilecek devreler ile elde edilmeleri açıklanacaktır. Rotor alan yönlendirmenin gerçekleştirilmesi için rotor halkalanma akı uzay fazörünün hızının ve açısının bilinmesi gerekmektedir. Böylece, yöntem sabit stator eksen takımında (sD-sQ) veya rotor halkalanma akı uzay fazör hızında dönen eksen takımında (x-y) gerçekleştirilebilir. Stator büyüklüklerinin izlenmesi ile sabit stator eksen takımında elde edilen akım ve gerilim uzay fazörleri kullanılarak kayma frekansı ve rotor halkalanma akı uzay fazörünün hızı sabit stator eksen takımında bulunacaktır [14,15,17].

Asenkron makinenin rotor mıknatıslama eğrisi doyma bölgesine girerse, her bir stator geriliminde üçüncü harmonik üretilir. Üçüncü harmonikler biri diğerine göre aynı fazda olup üç faz stator gerilimlerinin toplamında mevcuttur. Her bir stator faz geriliminin üçüncü harmoniğinin büyüklüğü temel bileşeninkinden daha küçüktür fakat, oluktaki harmonik gerilimi de küçüktür ve böylece üçüncü harmonik bileşen, nominal gerilimde bile ihmal edilememektedir [16,17].

Rotor alan yönlendirmenin uygulanabilmesi için asenkron makine parametrelerinin bilinmesi gerekmektedir. Bu parametreler stator ve rotor dirençleri, rotor zaman sabiti, stator geçici endüktansı ve rotor kaçak endüktansından meydana gelen rotor kaçak zaman sabitidir. Bölüm üç ve bölüm dörtte verilen denklemler doğrusal çalışma şartları için geçerlidir. Doyma sonucunda stator ve rotor gerilim denklemlerine yeni terimlerin eklenmektedir. Mıknatıslama endüktansı, stator ve rotor öz endüktansları doğrusal olmayan çalışma koşulları altında, makinenin akımlarına bağlı olarak bölüm üç ve bölüm dörtteki değerlerinden farklı olacaktır. Bunun sonucunda stator ve rotor zaman sabitleri de değişmektedir.

Asenkron makinenin performansı da geçici ve sürekli çalışma koşullarında azalmaktadır.

Bu koşullar altında, gerekli ayrıklaştırma modelini kurulması için doğrusal olmayan çalışma koşullarının da modele katılması gerekmektedir. Elektromagnetik moment için yeni terimler eklenmez. Bölüm üç ve bölüm dörtte verilen moment ile aynıdır, ancak, parametreleri değişmektedir. Mıknatıslama endüktansı, rotor mıknatıslama akım uzay fazörünün fonksiyonu şeklinde elde edilecektir. Bu bölümde, kaçak akı doyma etkisi ihmal edilecek, bölüm ikide yapılan kabüller ise aynen geçerli olacaktır.

6.1. Stator Gerilim Denklemleri

Yeni stator ve rotor gerilim denklemleri, rotor halkalanma akı uzay fazör hızında dönen (x-y) eksen takımında elde edilecektir. Bölüm üçte w_g hızında dönen eksen takımında (3.77) ile verilen stator gerilim uzay fazör denklemi (x-y) eksen takımındaki ifadesi (6.1) de verilmiştir.

$$\bar{u}_{syr} = R_s \bar{i}_{syr} + \frac{d(L_s \bar{i}_{syr})}{dt} + \frac{d(L_m \bar{i}_{ryr})}{dt} + jw_{mr} (L_s \bar{i}_{syr} + L_m \bar{i}_{ryr}) \quad (6.1)$$

Bir stator sargısının ve rotor sargısının kaçak endüktansları sabit kabul edilmiştir. Fakat, mıknatıslama endüktansı ise doyma ile değişmektedir. Bunun sonucunda bir stator sargısının öz endüktansı da değişir. Mıknatıslama endüktansı rotor mıknatıslama akımı uzay fazörünün ($L_m = L_m(|\bar{i}_{mr}|)$) doğrusal olmayan fonksiyonudur ve rotor mıknatıslama akımı da zamanla değişmektedir. Mıknatıslama endüktansı $L_m = \bar{\Psi}_r' / \bar{i}_{mr} = |\bar{\Psi}_r| / |\bar{i}_{mr}|$ şeklinde ifade edilir. (6.1) denkleminde rotor akımının ifadesini yerleştirerek (6.2) elde edilir.

$$\bar{u}_{syr} = R_s \bar{i}_{syr} + \frac{d(L_s' \bar{i}_{syr})}{dt} + \frac{d(L_m^2 |\bar{i}_{mr}| / L_r)}{dt} + jw_{mr} \left(L_s' \bar{i}_{syr} + \frac{L_m^2 |\bar{i}_{mr}|}{L_r} \right) \quad (6.2)$$

L_s' , stator geçici endüktansıdır ve ifadesi (4.27) ile verilmiştir. (6.2) denkleminin ikinci ve üçüncü terimleri (6.3) deki gibi ifade edilir.

$$\frac{d(L'_s \bar{i}_{svr})}{dt} = \frac{d[(L_s - L_m^2 / L_r) \bar{i}_{svr}]}{dt}$$

$$\frac{d(L'_s \bar{i}_{svr})}{dt} = L'_s \frac{d\bar{i}_{svr}}{dt} + \bar{i}_{svr} \left(\frac{L_{rk}}{L_r} \right) \frac{dL_m}{dt}$$

(6.3)

$$\frac{d(L_m^2 |\bar{i}_{mr}| / L_r)}{dt} = \frac{d \left[\frac{L_m^2 |\bar{i}_{mr}|}{L_{rk} + L_m} \right]}{dt}$$

$$\frac{d(L_m^2 |\bar{i}_{mr}| / L_r)}{dt} = \frac{L_m^2}{L_r} \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} + |\bar{i}_{mr}| \left(\frac{dL_m}{dt} \right) \left(1 - \frac{L_{rk}}{L_r^2} \right)$$

(6.3) denklemlerinde görülen dL_m / dt terimi (6.4) de ifade edilmiştir.

$$\frac{dL_m}{dt} = \frac{dL_m}{d|\bar{i}_{mr}|} \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} = \frac{L - L_m}{|\bar{i}_{mr}|} \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt}$$

(6.4)

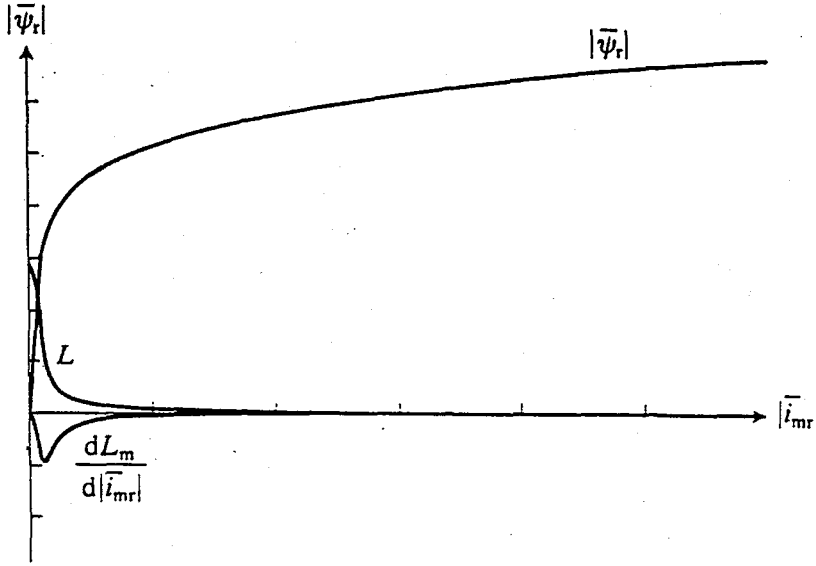
$$L = \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} = \frac{d|\bar{\psi}_r|}{d|\bar{i}_{mr}|}$$

L dinamik endüktans, L_m ise statik endüktansdır. L_m (6.5) deki gibi ifade edilir.

$$L_m = \frac{|\bar{\psi}_r|}{|\bar{i}_{mr}|} \quad (6.5)$$

Doğrusal çalışma koşullarında L_m sabittir, $L = L_m, dL_m / dt = 0$ alınmaktadır. (6.3) ve (6.4) denklemlerini (6.2) içine yerleştirerek elde edilen denklem taraf tarafa stator direnci ile bölünürse (6.6) elde edilir. Son terim doyuma sonucu eklenen terimdir.

Şekil 6.1 de L nin değişimi ve $dL_m / d|\bar{i}_{mr}|$ nin değişimi gösterilmiştir.



Şekil 6.1. Dinamik endüktansın ve mıknatıslama endüktansının türevinin değişimi.

$$T_s' \frac{d\bar{i}_{syr}}{dt} + \bar{i}_{syr} = \frac{\bar{u}_{syr}}{R_s} - j\omega_{mr} \left[T_s' \bar{i}_{syr} + \frac{L_m^2}{L_r R_s |\bar{i}_{mr}|} \right] \quad (6.6)$$

$$- \left\{ \frac{L - L_m}{R_s} \left[1 - \frac{L_{rk}^2}{L_r^2 (1 - \bar{i}_{syr} / |\bar{i}_{mr}|)} \right] + \frac{L_m^2}{L_r R_s} \right\} \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt}$$

Değişen doymanın etkisi T_s' içindedir ve (4.27) ile bulunmaktadır.

$$T_s - T_s' = \frac{L_s - L_s'}{R_s} = \frac{L_m^2}{L_r R_s} \quad (6.7)$$

(6.6) denklemini (x-y) eksen takımında x ve y eksen bileşenlerine ayırarak doyma sonucu elde edilen (6.8), (6.9) ve (6.10) denklemleri elde edilir. Doyma etkisi göz önüne alındığında yeni terimlerinde kontrol işlemine eklenmesi gerekmektedir.

$$T_s' \frac{di_{sx}}{dt} + i_{sx} = \frac{u_{sx}}{R_s} + w_{mr} T_s' i_{sy} - (T_s - T_s') \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} + \Delta i_{sx} \quad (6.8)$$

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

$$\Delta i_{sx} = \left\{ (L_m - L) \left[\frac{1 - (L_{rk}^2 / L_r^2)(1 - i_{sx} / |\bar{i}_{mr}|)}{R_s} \right] \right\} \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} \quad (6.9)$$

$$\Delta i_{sy} = \frac{(L_m - L)(L_{rk}^2 i_{sy})}{L_r^2 R_s |\bar{i}_{mr}|} \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} \quad (6.10)$$

(6.8) denklemlerine göre asenkron makine, zaman sabiti makinenin stator geçici zaman sabiti ve kazancı stator direncinin tersi olacak şekilde birinci dereceden zaman gecikme elemanı gibi davranır. Ancak, değişen doyma etkisi ile stator geçici zaman sabiti gerçek değerine eşit değildir ve mıknatıslama endüktansına bağlıdır. Bölüm dörtte (4.29) ve (4.30) denklemlerinde olduğu gibi x ve y eksen bileşenleri arasında istenmeyen etkileşimler bulunmaktadır.

Rotor kaçak endüktansı sıfır ise $\Delta i_{sy} = 0$ ve $\Delta i_{sx} = [(L_m - L) / R_s] d|\bar{i}_{mr}| / dt$ olacak şekilde x ekseninde doymadan dolayı gelen terim sıfır olur. Bu durumda, rotor halkalanma akı uzay fazörünün sadece x eksen bileşeni mevcuttur. X ekseninde dönmeyen dolayı oluşan toplam gerilim $|\bar{\psi}_r|$ in değişim hızına eşit olmalıdır ve bu değişim $d|\bar{\psi}_r| / dt = (d|\bar{\psi}_r| / d|\bar{i}_{mr}|) \cdot d|\bar{i}_{mr}| / dt = L d|\bar{i}_{mr}| / dt$ şeklindedir. Doğrusal çalışma da ise $d|\bar{\psi}_r| / dt = L_m d|\bar{i}_{mr}| / dt$ ve $|\bar{\psi}_r| = L_m |\bar{i}_{mr}|$ dir.

6.2. Rotor Gerilim Denklemleri

Sincap kafesli asenkron makinenin rotor akımlarını izlemek mümkün değildir. Sistemin modelini kurarken sadece rotor gerilim denklemlerini kullanmak yeterlidir. Rotor gerilim denklemleri de doyma değiştikçe değişmektedir. Rotor gerilim uzay fazörü ifadesi mıknatıslama endüktansı ve rotor mıknatıslama akımı cinsinden (6.11) ifade edilmiştir. Bir rotor sargısının öz endüktansı da doyma değiştikçe değişmektedir.

$$0 = R_r L_m \frac{|\bar{i}_{mr}| - \bar{i}_{syr}}{L_r} + \frac{d(L_m |\bar{i}_{mr}|)}{dt} + j(w_{mr} - w_r) L_m |\bar{i}_{mr}| \quad (6.11)$$

Mıknatıslama endüktansı değiştiğine göre (6.11) denkleminde ikinci terim mıknatıslama endüktansının doğrusal olmayan fonksiyonudur ve açık ifadesi (6.12) de verilmiştir. Bu ifadeyi (6.11) içine yerleştirerek (6.13) elde edilir. Rotor zaman sabiti, $T_r = L_r / R_r = (L_{rk} + L_m) / R_r$, doyma nedeniyle sabit değildir. Rotor kaçak endüktansı ise sabit kabul edilmiştir. Doğrusal çalışma koşullarında $L = L_m$ olmaktadır ve dördüncü bölümdeki (4.20) elde edilmektedir.

$$\frac{d(L_m |\bar{i}_{mr}|)}{dt} = L \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} \quad (6.12)$$

$$T_r \left(\frac{L}{L_m} \right) \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} + |\bar{i}_{mr}| = \bar{i}_{s\psi r} - j(w_{mr} - w_r) T_r |\bar{i}_{mr}| \quad (6.13)$$

(6.13) de $T_r^* = T_r (L / L_m) = (L_{rk} + L_m)(L / L_m) R_r = T_{rk} L / L_m + L / R_r$ ile rotor zaman sabiti, farklı iki rotor zaman sabitinin toplamı olarak ifade edilebilir. Birinci rotor zaman sabitinde, rotor kaçak zaman sabiti (T_{rk}) bulunmaktadır. (6.13) ifadesi boyuna ve enine bileşenlerine ayrılarak rotor alan yönlendirmenin kurulması için gerekli denklemler elde edilir. Bu denklemler dördüncü bölümdeki (4.21) ve (4.22) denklemlerine benzetilmektedir.

$$T_r^* \frac{d|\bar{i}_{mr}|}{dt} + |\bar{i}_{mr}| = i_{sx} \quad (6.14)$$

$$w_{mr} = w_r + \frac{i_{sy}}{T_r |\bar{i}_{mr}|}$$

T_r ve T_r^* mıknatıslama endüktansına bağlı olarak doyma ile değişen parametrelerdir. (6.14) denklemleri ile doyma koşullarındaki asenkron makinenin akı modelini elde etmek mümkündür.

6.3. Rotor Hızının Ve Rotor Konumunun İzlenmesi

Rotor hızının ani değeri bir d.a. takogeneratörü ile belirlenebilir. Rotor hızı takogeneratör kullanmaksızın, bir yüksek çözünürlüğe sahip bir encoder ile rotor konumu belirlenip, rotor hızı ($w_r = d\theta_r / dt$) işlemi ile elde edilebilir. Benzer şekilde, bir resolver da rotor hızının belirlenmesinde kullanılır. Resolver, özellikle yüksek hız

gerekmeyen uygulamalarda kullanılır. Rotor pozisyonu, bir optikal encoder veya elektromağnetik resolver kullanılarak ölçülür.

6.3.1. D.a. Takogeneratörü

D.a. takogeneratörü bir serbest uyarmalı doğru akım makinesidir. Serbest uyarmalı d.a. makinesi generatör olarak çalıştığı zaman, eğer uyarma akımı sabit ise, endüvi gerilimi rotor hızı ile doğru orantılıdır. Endüvi reaksiyonu, fırçalardaki gerilim düşümü ihmalleri ile endüvi gerilimi (6.15) deki gibi ifade edilir [17].

$$u_a = c\phi w / (1 + R_a / R) \quad (6.15)$$

(6.15) de c bir sabiti, ϕ uyarma sargısı tarafından üretilen boşta akıyı, R_a endüvi direncini, R d.a. takogeneratörünün bağlı olduğu yükün direncini göstermektedir. Uyarma akısı ve yük direnci sabit ise endüvi gerilimi rotor hızı ile orantılıdır. Ancak sıcaklığın etkisi ile R_a değişmektedir. Yük direnci büyük olduğu zaman R_a/R değişim oranı küçük olmaktadır. D.a. takogeneratörünün kollektör kısımlarından meydana gelecek etkileşimler hız işaretini etkilemektedir. Böylece, hız işaretini bir alçak geçiren filtre üzerinden süzölmek zorunluluğu doğar.

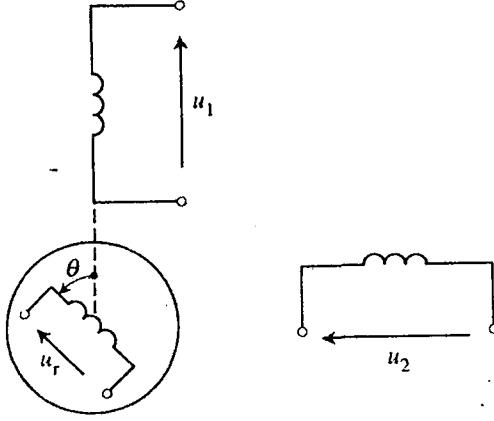
6.3.2. Encoderlerin Uygulamaları

Optical encoderler rotor konumunu belirlemek amacı ile en çok kullanılan geri besleme elemanlarıdır. Bir encoder, bir foto transistör aygıt ile ışık dalgalarını algılayan bir ışık detektörü arasında dönen düşük eylemsizlik momentli, opak ve transparent kısımları olan bir diskten meydana gelir. Diskin üzerinde radyal doğrultuda çizgiler vardır ve dönme ile frekansı hızla orantılı darbe katarları üretilir. Encoderlerin avantajı darbe katarı frekansının sıcaklıkla etkilenmemesidir. Encoderler, artımsal ve mutlak encoderler olmak üzere iki gruba ayrılırlar. Mutlak encoderlerin çıkışı, rotor konumunu ayırık zamanda dijital olarak gösterir. Mutlak encoderler oldukça pahalıdır ve konum bilgisinin çok doğru şekilde bilinmesi istenen konum kontrollü servo uygulamalarda kullanılır. Artımsal encoderlerin çıkışı, sinüs dalgaları veya kare dalga şeklinde olabilir.

6.3.3. Resolverlerin Uygulamaları

Resolverler, güçlü yapıları ve yüksek çalışma sıcaklıklarında hassas şekilde çalışabilmeleri ile encoderlere göre kullanımları artmaktadır. Resolverler,

rotor açısını hassas olarak belirlerler. İki stator sargısına sahiptirler ve hava aralığı düzgün silindir şeklindedir. Şekil 6.2 de bir resolver sargıları gösterilmiştir.



Şekil 6.2. Bir resolverin şematik görünüşü.

Rotor sargısı bir $u_r(t) = U_m \sin(w_1 t)$ şeklinde bir referans sinüs gerilimi ile beslenir ve iki stator sargısında (6.16) ile verilen gerilimler endüklenir.

$$u_1(t) = c U_m \cos \theta \sin(w_1 t) = U_1 \sin(w_1 t) \quad (6.16)$$

$$u_2(t) = c U_m \sin \theta \sin(w_1 t) = U_2 \sin(w_1 t)$$

c stator ve rotor sarım sayıları oranına bağlı bir sabit, olmak üzere endüklenen gerilimler rotor açısına bağlıdır. Bir çok uygulamalarda resolverin çıkış işaretleri olan (6.16) gerilimleri resolver/dijital çeviricinin giriş işaretleridir. Rotor konumu (6.17) de verilen işlemle iki gerilim işaretinin bölünmesi ile elde edilir.

$$\frac{u_2(t)}{u_1(t)} = \tan \theta \quad (6.17)$$

Uygulamada resolverler doğrusal olmayan durumlarda ideal olmayan işaretler üretebilir. Bu durumlar, statorun simetrik olmaması, dengesiz besleme durumu ve uzay harmonikleridir.

6.3.4. Rotor Konumunun Belirlenmesi İle Rotor Hızının Hesaplanması

Rotor konumunun belirlenmesi ile rotor hızı (6.18) de verilen algoritma ile hesaplanabilir.

$$w_r = \frac{[\theta_r(k) - \theta_r(k-1)]}{T_s} \quad (6.18)$$

(6.18) de $\theta_r(k)$. ve $\theta_r(k-1)$, k . ve $(k-1)$. ci örnekleme zamanlarına ilişkin rotor konumları, T_s ise örnekleme zamanıdır. Bu yöntemde, momentte olacak ani referans değişimleri ile makine hızlanacak ve doğru olmayan hesaplamalar yapılabilecektir. Rotor hızının doğru şekilde hesaplanması konumu belirleyecek geri besleme elemanına ve örnekleme zamanına bağlıdır.

6.4. Faz Arası Veya Faz Nötr Gerilimlerini Kullanarak Stator Gerilim Uzak Fazörünün Belirlenmesi

Stator gerilimlerin izlenmesi ile stator gerilim uzak fazörünün bileşenleri belirlenebilir. Bunun sonucunda mikroişlemci içine yerleştirilen ve stator gerilim uzak fazörünün eksen dönüşümleri ile sabit stator eksen takımında elde eden yazılımdan yararlanılması gereksizdir. Bunun sonucunda işlemler hızlandırılmış olur.

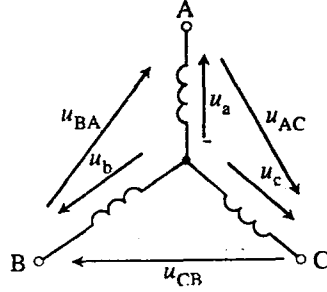
Asenkron makine yıldız bağlı olup faz arası ve faz nötr gerilimleri şekil 6.3 de gösterilmiştir. Dengeli üç faz stator gerilimleri ile sadece iki stator faz gerilimini izlemek yeterlidir. Bunun sonucunda (3.24) ve (3.25) ile verilen sabit stator eksen takımındaki gerilimler (6.19) ve (6.20) şeklinde yazılır.

$$u_{sD} = \frac{2}{3} \left[u_{sA} - \frac{1}{2} (u_{sB} + u_{sC}) \right] = \frac{2}{3} \left[u_{sA} + \frac{1}{2} u_{sA} \right] \quad (6.19)$$

$$u_{sD} = \frac{3}{2} u_{sA}$$

$$u_{sQ} = \frac{\sqrt{2}}{2} [-u_{sA} - u_{sC} - u_{sC}] \quad (6.20)$$

$$u_{sQ} = \frac{\sqrt{2}}{2} [-u_{sA} - 2u_{sC}]$$



Şekil 6.3. Yıldız bağlı asenkron makinenin faz arası ve faz nötr gerilimleri.

Uygulamada faz arası gerilimlerinin izlenmesi tercih edilmektedir. Böylece, sistemde üçüncü dereceden harmonikler bulunmamaktadır ve bir çok uygulamada yıldız noktasına giriş mümkün olmadığından bu yöntem tercih edilmektedir. Faz arası gerilimler (6.21) de, sabit stator eksen takımındaki stator gerilimi uzay fazörünün bileşenleri de faz arası gerilimler cinsinden (6.22) de verilmiştir.

$$u_{CB}(t) = u_b(t) - u_c(t)$$

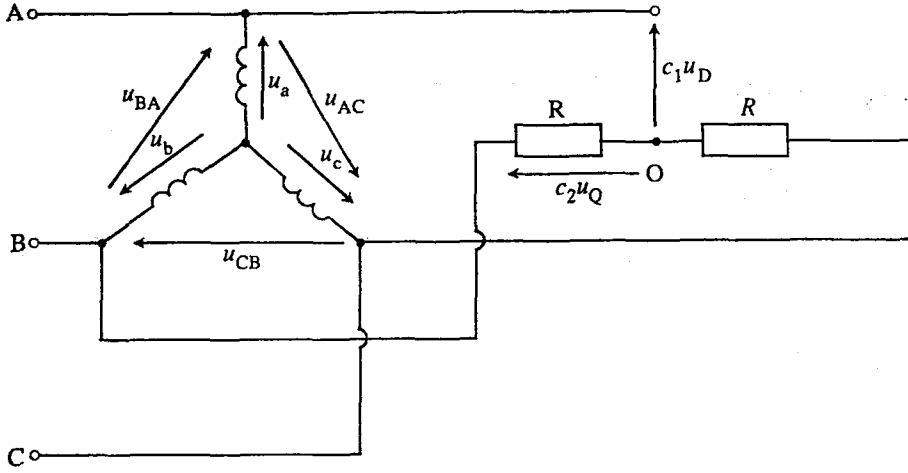
$$u_{AC}(t) = u_c(t) - u_a(t) \quad (6.21)$$

$$u_{BA}(t) = u_a(t) - u_b(t)$$

$$u_{sD} = \frac{1}{3}(u_{BA} - u_{AC}) \quad (6.22)$$

$$u_{sQ} = \frac{1}{\sqrt{3}}u_{CB}$$

(6.22) ye göre sadece iki faz arası gerilimi izlemek yeterlidir. Şekil 6.4 deki devre ile pasif elemanlar kullanarak stator gerilim uzay fazörünün bileşenleri belirlenir. OA arasındaki gerilim ve OB arasındaki gerilim (6.23) de verilmiştir.



Şekil 6.4. Stator gerilim uzay fazörünün bileşenlerini izleyen devre.

$$U_{OA} = c_1 U_{sD}$$

$$U_{OB} = c_2 U_{sQ}$$

(6.23)

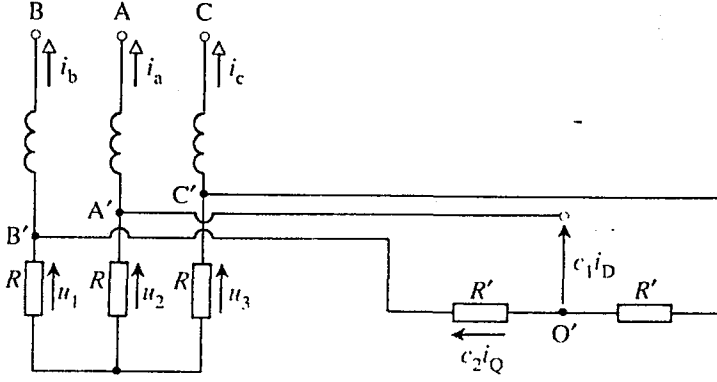
$c_1=3/2$ ve $c_2=\sqrt{3}/2$ olmak üzere sabitlerdir ve O noktası bir kuvvetlendiricinin veya bir osiloskopun toprak noktası olabilir. OB ve OA arasındaki direnç eşittir. Devrede OA arasındaki bağlantının doğru yapılması zorunluluğu vardır, aksi halde istenmeyen etkileşimler olacak ve U_{OB} gerilimi, U_{OA} gerilim bileşenini içerecektir.

6.5. Üç Faz Stator Akımlarını İzleyerek Stator Akım Uzay Fazör Bileşenlerin Belirlenmesi

Stator sargılarının yıldız bağlı olduğu ve yıldız noktasına girişin mümkün olmadığı kabulü ile şekil 6.5 deki devre ile sabit stator eksen takımında stator akım uzay fazörünün bileşenleri elde edilir.

Devrede yıldız bağlı şönt dirençler bulunmaktadır. Şönt dirençler üzerindeki gerilim düşümleri u_1, u_2, u_3 olmak üzere bu gerilimler üzerinden geçen i_{sA}, i_{sB}, i_{sC} akımları ile orantılıdır. Uygulamada 100 mV, 50 A lik şönt dirençler kullanılarak gerilim düşümleri her bir şönt direnç için 100 mV olmaktadır. Bir şönt dirençin değeri ise 0.002 ohm olmaktadır. Şönt dirençler üzerindeki gerilim düşümleri stator gerilim uzay fazörünü oluşturmaktadır.

$u_{o'A'}(t) = c_1 i_{sD}(t)$ ve $u_{o'B'}(t) = c_2 i_{sQ}(t)$ olmak üzere stator akım uzay fazörünün bileşenleri belirlenir. $c_1 = 3R/2$ ve $c_2 = \sqrt{3}R/2$ ise sabit katsayılarıdır.

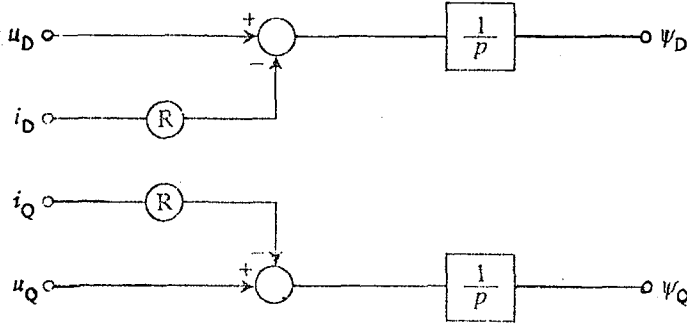


Şekil 6.5. Stator akım uzay fazörünün bileşenlerini belirleyen devre.

Küçük değerli şönt dirençlerin kullanılması, stator gerilim düşümünün önemli olduğu düşük frekanslarda (düşük hızlarda) devrenin doğru şekilde çalışır olmasındandır. Bu durumda gerilim düşümü küçüktür ve uygulamada bir kuvvetlendirici üzerinden istenilen değere yükseltilebilir.

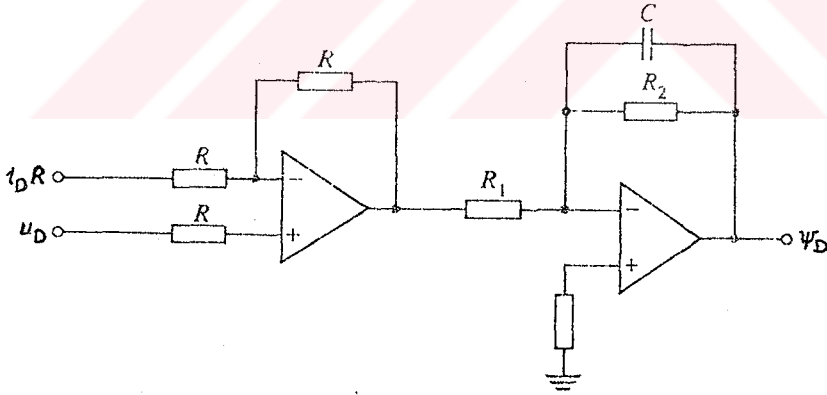
6.6. Sabit Stator Eksen Takımında Elde Edilen Stator Akım Ve Gerilim Uzay Fazör Bileşenleri İle Stator Halkalanma Akı Uzay Fazörünün Elde Edilmesi

$\bar{u} = R\bar{i} + d\bar{\psi} / dt$ denkleminde göre sabit stator eksen takımında stator akım ve gerilim uzay fazörlerinin belirlenmesi 6.5. ve 6.6 başlıkları altında anlatılmıştır. Şekil 6.6 ya göre kurulacak bir yazılım sonucu sabit stator eksen takımında stator halkalanma akı uzay fazörü elde edilir. Düşük frekanslarda, integral işlemi yapılmadan önce stator gerilim düşümünün karşılanması gerekmektedir. Stator direnci sıcaklıkla değişmektedir ve büyük makinelerde ek olarak deri etkisi de ihmal edilememektedir. Kontrol işleminde, stator direncinin değeri gerçek değerinden küçük ise kontrol bloğu yük momentini istenilen değerinden küçük bir değere sınırlandıracaktır. Stator direncinin değeri gerçek değerinden daha büyük ise doğru olmayan elektromagnetik momente ek olarak kontrol bloğu kararsız çalışacaktır.



Şekil 6.6. Sabit stator eksen takımında stator halkalanma akı uzay fazörü bileşenlerinin elde edilmesi.

Şekil 6.7 deki devre ise iki adet işlemsel kuvvetlendirici kullanarak stator halkalanma akı uzay fazörünün sD eksen bileşeni elde edilir. Benzer bir devre ile sQ eksen bileşeni elde edilir. Devre elemanlarının değerleri ise $R=100\text{ k}\Omega$, $R_1=3.3\text{ M}\Omega$, $R_2=33\text{ M}\Omega$ ve $C=0.001\text{ }\mu\text{F}$ dir.



Şekil 6.7. Stator halkalanma akı uzay fazörü sD bileşeninin elde edilmesi.

Sincap kafesli asenkron makinenin kontrolü stator, rotor ve mıknatıslama halkalanma akı uzay fazörlerinden bir tanesi üzerine oturtulur. İstenilen kontrol şartlarına erişmek için bu fazörlerden birinin deeri do ru bir şekilde belirlenmek zorunlulu u vardır. Gerekli tüm işlemler dijital olarak gerçeklenmek üzere, stator akım ve gerilimlerin dijital degerleri kullanılarak yapılır. Bu amaçla analog işaretler bir ADC-908 monolitik CMOS A/D kullanarak dijital ortama verilir. A/D dönüştürücü,

8 bitlik ardışıl işlemler yapan, kontrol lojiji bir çok mikroişlemci ile sorunsuz çalışabilen, yüksek hızlı, minimum sıcaklık bağımlılığına sahip, çok düşük bir güç harcayarak çok uzun zaman içinde mükemmel doğrulukta çalışabilen bir yarı iletken aygıttır.

6.7. Sabit Stator Eksen Takımında Elde Edilen Stator Akım Ve Gerilim Uzak Fazör Bileşenleri İle Kayma Frekansının Belirlenmesi

Sincap kafesli asenkron makinenin üç faz rotor akımları doğrudan izlenememektedir. Rotor devresine ait denklemler doğrudan izlenebilen büyüklükler cinsinden yazılmak zorunluluğu vardır. Böylece denklemlerden rotor akımları yok edilerek, rotor halkalanma akı uzak fazörü kullanılır. Bu durumda, rotor akı uzak fazörünün (3.58) ile verilen sabit stator eksen takımında ifade edilmesi gerekmektedir. Rotor akım uzak fazörü, $\bar{i}_r' = (\bar{\psi}_r' - L_m \bar{i}_s) / L_r$ şeklinde ifade edilir. Sabit stator eksen takımında stator akım ve gerilim uzak fazör bileşenlerinin nasıl elde edileceği (6.4) ve (6.5) başlıkları altında verilmişti. Bu durumda bulunması gereken büyüklükler $\bar{\psi}_r'$ ve w_r kalmaktadır. Sabit stator eksen takımında ifade edilen stator ve rotor gerilim uzak fazör denklemleri mıknatıslama endüktansı, rotor halkalanma akı uzak fazörü, rotor zaman sabiti ve stator geçici endüktansı cinsinden (6.24) ve (6.25) ile ifade edilir.

$$p\bar{\psi}_r' = (L_m / T_r) \bar{i}_s + \bar{\psi}_r' (jw_r - 1 / T_r) \quad (6.24)$$

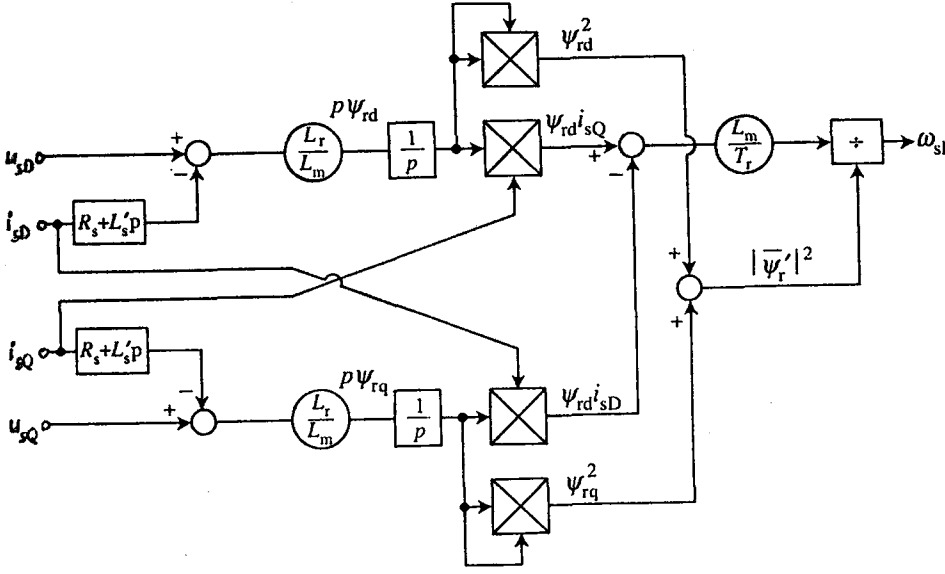
$$p\bar{\psi}_r' = (L_r / L_m) [\bar{u}_s - (R_s + L_s p) \bar{i}_s] \quad (6.25)$$

Asenkron makinenin parametreleri bilindiği takdirde, rotor halkalanma akı uzak fazörünün açısı ve büyüklüğü hesaplanabilir ve (6.24) den rotor hızı da belirlenir. Bunun sonucunda kayma frekansı da $w_k = d\rho_r / dt - w_r = w_{mr} - w_r$ ile belirlenir. (6.24) ve (6.25) ile yeni kayma frekansı (6.26) ile elde edilir.

$$w_k = (L_m / T_r) \bar{\psi}_r' \times \bar{i}_s / |\bar{\psi}_r'|^2 \quad (6.26)$$

$$w_k = (L_m / T_r) (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) / (\psi_{rd}^2 + \psi_{rq}^2)$$

Şekil 6.8 kayma frekansının elde edilmesini şematik olarak göstermektedir. Giriş büyüklükleri, stator akım ve gerilim uzak fazör bileşenleridir, çıkış büyüklüğü ise kayma frekansıdır.



Şekil 6.8. Kayma frekansını hesaplayıcı devrenin şematik görünüşü.

Sabit stator eksen takımında ifade edilen rotor halkalanma akı uzay fazör bileşenleri cinsinden rotor halkalanma akısının açısı ve hızı ise 6.27 de ifade edilmiştir.

$$\rho_r = \tan^{-1}(\psi_{rq} / \psi_{rd}) \quad (6.27)$$

$$w_{mr} = d\rho_r / dt = (\psi_{rd} p\psi_{rq} - \psi_{rq} p\psi_{rd}) / (\psi_{rd}^2 + \psi_{rq}^2)$$

(6.24) eşitliğinde reel ve imajiner kısımları(6.27) ifadesi içinde kullanarak (6.28) elde edilir.

$$w_{mr} = \frac{\psi_{rd} \left(\frac{L_m}{T_r} i_{sQ} - \frac{\psi_{rq}}{T_r} + w_r \psi_{rd} \right) - \psi_{rq} \left(\frac{L_m}{T_r} i_{sD} - \frac{\psi_{rd}}{T_r} - w_r \psi_{rq} \right)}{\psi_{rd}^2 + \psi_{rq}^2} \quad (6.28)$$

$$w_{mr} = w_r + \frac{L_m}{T_r} \frac{\psi_{rd} i_{sQ} - \psi_{rq} i_{sD}}{\psi_{rd}^2 + \psi_{rq}^2} = w_r + w_k$$

Kayma frekansı, rotor halkalanma akı uzay fazörü ve rotor direnci cinsinden moment ifadesi (6.29) ile verilir.

$$t_e = \frac{3P}{2R_r} |\bar{\psi}_r'|^2 w_k \quad (6.29)$$

6.8. Rotor Zaman Sabitinin İzlenmesi

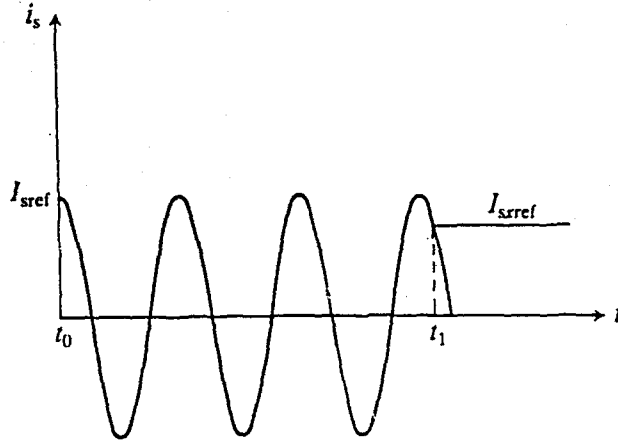
Asenkron makineyi boşa ve rotoru kilitleyerek elde edilen çalışma koşullarında rotor zaman sabiti hesaplanır. Ancak, rotoru mekaniksel olarak kilitlemek yerine statoru iki fazdan faz arası gerilimle besleme yoluyla rotor zaman sabiti otomatik olarak hesaplanabilir.

Asenkron makinenin akım ara devreli darbe genişlik modülasyonu ilkesi ile çalışan evirici tarafından beslendiği kabul edilmiştir. Şekil 6.9 da asenkron makine $i_s(t) = I_{sref} \cos w_1 t$ akımı ile beslenmektedir ve üçüncü stator akımı sıfır olarak kontrol edilmektedir. Tek faz besleme sonucu rotor dönmeyecektir ve geçici hali sürekli çalışma koşulu izleyecektir. Sürekli halde, yaklaşık t_1 anında (rotor zaman sabitinden oldukça büyük bir anda) stator akımı doğru akım değerine ulaşmaktadır ($i_s(t \geq t_1) = I_{sxref}$). Bu zaman değerinde stator akımı rotor akı üretim akımının referans (mıknatıslama akımına) eşit olmaktadır. Mıknatıslama akımının değeride asenkron makinenin rotor akısına bağlı olarak boşa deneyden elde edilir.

Rotor hızı sıfır olduğundan dolayı eviricinin açısal frekansı (stator frekansı) kayma frekansına (rotor frekansına) eşittir. Alternatif akımdan doğru akım değerine geçildiğinde, kayma frekansının referans değeri gerçek değerine eşit olmadığı zaman geçici stator gerilimi yükselecektir. Bu geçici gerilim rotor zaman sabitinin doğru değerinin elde edilme işlemine kullanılır. Geçici gerilim en küçük değerini alana kadar (veya $w_k = w_1$ olana kadar) eviricinin frekansı ayarlanmaktadır. Bunun sonucunda rotor zaman sabiti (6.30) ile hesaplanır.

$$T_r = \frac{1}{w_r} \frac{I_{syref}}{I_{sxref}} = \frac{1}{w_1} \frac{(I_{sref}^2 - I_{sxref}^2)^{1/2}}{I_{sxref}} \quad (6.30)$$

$I_{syref} \cdot I_{sref} = (I_{sref}^2 - I_{sxref}^2)^{1/2}$ ifadeleri momet üretim akımının referans değeri ile alternatif stator akımının genliğidir. Rotor zaman sabitinin hesaplanması için I_{sxref} ve I_{syref} akımlarının bilinmesi gerekmektedir. Asenkron makineden yüksek performans elde etmek için akı üretim akımını sabit ve rotor zaman sabitinin daha doğru hesaplanması için de I_{syref} / I_{sxref} oranı büyük tutulur. Ancak, I_{syref} / I_{sxref} oranının büyük tutulması ile makinenin dirençlerindeki kayıplar artar.



Şekil 6.9. Stator akımları ile rotor zaman sabitinin belirlenmesi.

SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında, üç fazlı sincap kafesli bir asenkron makinenin serbest uyarmalı bir d.a. makinesi ile aynı dinamik davranışı verebileceği incelenmiştir. Bu amaçla, asenkron makinenin rotor alan yönlendirmeli denetiminin sayısal benzetimi gerçekleştirilmiştir. Bu amaçla d.a. makinesinin uyarma ve endüvi akımlarına karşılık olarak, asenkron makinenin stator akım uzay fazörünün akı ve moment üretim akımları kullanılmıştır. Yapılan incelemede, d.a. makinesinin uyarma ve endüvi akım dağılımlarının uzayda sabit ve ayrık kontrol edilebilir gerçeğinden yola çıkılarak, asenkron makinenin birbirleri ile kuvvetlice etkileşimli stator ve rotor gerilim denklemlerinin ayrıklaştırılması, rotor açısına bağlı katsayıların sabit hale getirilmesi gerçekleştirilmiştir.

Zamanla sinüzoidal olarak değişen hava aralığı döner alanı, akı yoğunluğu ile stator ve rotor akımları gibi büyüklükler uzay fazörleri ile ifade edilebilir. Bu amaçla, tez çalışmasında asenkron makinenin geçici ve sürekli çalışma koşullarına ait denklemler uzay fazörleri ile yazılmıştır. Genelleştirilmiş makine teorisine göre asenkron makinenin çalışması, bir bütün olarak dışarıdan gözlenir ve makineye çeşitli matematiksel dönüşümlerin uygulandığı elektriksel şebeke veya bir kutu olarak bakılır. Uzay fazör teorisi ile, makinenin iç büyüklüklerinin fiziksel olarak tanımlamaları yapılmış ve her bir iç büyüklüğe bir uzay fazörü karşılık getirilmiştir. Sonuç olarak, makine iç büyüklükleri ile dış büyüklükleri arasındaki ilişkilerde verilmiştir.

Yöntemin gerçekleşmesi amacı ile asenkron makinenin yeni durum uzayı modeli ve yöntem ile ilgili denklemler çıkarılmıştır. Daha sonra bu denklemler statora yerleştirilmiş sabit stator eksen takımı ve rotor halkalanma akı uzay fazörü hızında dönen eksen takımında yazılmışlardır. Benzetimde, senkron açısal hız ile dönen eksen takımının kullanılması halinde akımların zamana göre değişimlerinin sinüzoidal olmadığı görülmüştür. Moment akı üretim akımları bu eksen takımında doğru akım değerleri olarak karşımıza çıkmaktadır. Bu özellik, senkron hızda dönen eksen takımının üstün yanını oluşturmaktadır ancak makine besleme geriliminin dönen eksen takımına taşınmasında bazı zorluklarla karşılaşılması bu eksen takımının sakıncalı yanıdır.

Stator ve rotor sargıları arasındaki bağıl hız nedeni ile rotor büyüklüklerinin statora indirgenmiş değerleri kullanılmıştır. Ayrıca, tez çalışmasında birim büyüklüklerinin sağladığı kolaylıktan faydalanmak amacı ile tüm büyüklükler birim değerlerine çevrilmiştir.

Yöntemin rotor alan yönlendirme olarak isimlendirilmesi rotor halkalanma akısının kullanılmasındandır. Bu amaçla, rotor halkalanma akısı hızında dönen bir eksen takımına ihtiyaç vardır. Rotor halkalanma akı uzay fazörü eksen takımının reel eksen üzerine yerleştirilerek yalnızca reel eksen akısının sıfırdan farklı imajiner eksen akısının sıfır olması sağlanmıştır. Sonuç olarak, makinenin stator ve rotor gerilim denklemleri rotor halkalanma akı uzay fazörü hızında dönen eksen takımında elde edilmiştir. Bu denklemlerin sayısal çözümleri ise Runge-Kutte yöntemi ile gerçekleştirilmiştir. Rotor halkalanma akı uzay fazör hızındaki eksen takımının diğer eksen takımlarından üstün yönü bu eksen takımında geçici olayın son derece küçük olmasıdır. Böylece istenilen kontrol şartları gerçekleştirilmiştir. Ek A, Ek B ve Ek C de verilen C dilinde yazılan bilgisayar programlarında diferansiyel denklemlerin çözümü 0.05 ms sıklıkta gerçekleştirilmiştir. Yüksek frekansta gerçekleştirilen çözümlerin çok daha doğru sonuç verdiği görülmüştür. Fakat hesaplama sayısı arttığından dolayı, bilgisayarın hafızası her hesaplamada doldurulduğundan yüksek hızda çalışan DSP tabanlı mikroişlemcilerin kullanılması gerçeği ortaya çıkmıştır. Bunun nedeni, yöntemin eksen takımları arasında sürekli hesaplamalar yapılması ve rotor halkalanma akı uzay fazörünün hızının her örnekleme zamanında hesaplanarak sürekli eksen takımının reel eksen üzerinde olması sağlanmasındandır. Yöntemin geçerliliği, ancak, rotor halkalanma akı uzay fazörünün reel eksen üzerinde olduğu sürece korunmaktadır. Örnekleme zamanını yükseltmek daha doğru sonuç vermektedir.

Yöntemin gerçekleşmesinde ilk adımda stator büyüklükleri sabit stator eksen takımında yazılır (asenron makinenin stator büyüklüklerini boşta çalışmada sabit stator eksen takımında elde eden program Ek A da verilmiştir). Bu amaçla, üç faz stator akımları elemanları sabit katsayılardan oluşan dönüşüm matrisi ile çarpılarak sabit stator eksen takımında dönüştürülmüştür. Daha sonra, sabit stator eksen takımındaki büyüklükler rotor halkalanma akı uzay fazör hızında dönen eksen takımında elde edilmiştir. İki faz büyüklüğe indirgenen akımlar ile asenron makinenin rotor mıknatıslama akımı, moment üretim akımı, momenti hesaplanmış ve ayrıklaştırma gerilimleri de elde edilerek rotor halkalanma akı uzay fazör hızındaki eksen takımındaki yeni değerleri elde edilmiştir. Bir sonraki adımda ise üç faz büyüklükleri elde edilmiş ve eviricinin ateşleme açıları bulunmuştur.

Bilgisayar programında evirici zaman sabiti 0.5 ms olan birinci dereceden gecikme elemanı olarak benzetimi yapılmıştır. Stator gerilim denklemleri doyma olmasa bile birbirlerine bağımlıdır. Yöntemin geçerliliğini koruması için bu denklemlerin ayrıklaştırılması gerekmektedir. Sonuçta, asenkron makinenin mıknatıslama eğrisinin nominal çalışma noktasında nominal moment verecek şekilde çalışması sağlanmıştır. Böylece, asenkron makine sıfırdan tüm çalışma sahasında sabit, düzgün, çok hızlı geçici yanıtla moment vermesi sağlanmıştır. Asenkron makinenin klasik kararsızlık yaratan devrilme momenti bu yöntem ile oluşmamaktadır. Bunun nedeni, stator frekansının sürekli hesaplanarak rotor halkalanma akı uzay fazörü ile aynı yapılmasıdır. Ek B bilgisayar programında, başlangıçta boşta çalışan asenkron makineye 0.4 üncü saniyede değeri 1 pu olan yük bağlanması ile akımların değişimi ve asenkron makinenin yük bağlanması ile nominal moment vermeye başlaması sabit stator eksen takımında elde edilmiştir. Buradan şu sonuç çıkarılmaktadır, rotor alan yönlendirme sabit stator eksen takımında da gerçekleştirilebilir.

Rotor alan yönlendirme makine parametrelerine bağımlıdır. Rotor büyüklüklerine bağımlılık stator parametrelerinkinden çok daha önemlidir. Bunun nedeni, rotor alan yönlendirmeli asenkron makinenin sürekli çalışma moment yanıtının önemli olması ve bu moment yanıtının rotor zaman sabitine, başka bir deyişle, rotor direncine ya da rotor kayma frekansına bağımlı olmasındandır. Rotor direnci sıcaklığın, doymanın ve frekansın fonksiyonu olup sabit kalmamaktadır. Gerçekte, diğer parametreler de sabit kalmamaktadır, fakat, değişen rotor direncinin etkisi sürekli çalışmada rotor halkalanma akı uzay fazörünün artık reel eksen üzerinde olmamasına neden olmaktadır. Literatür, Rotor zaman sabitinin belirleyecek ve tüm sistem performansını iyileştirecek bilgisayar algoritmaları bakımından zengindir, fakat deneysel uygulamalar ise azdır. Yazılacak algoritmalar stator direnci ve stator kaçak endüktansı gibi makine parametrelerine bağımlı olmamalıdır. Böylece, klasik asenkron makinenin rotor zaman sabitini belirlemek amacı ile yapılan boşta ve rotorun tutulması deneyleri geçerliliğini kaybetmektedir. Stator, rotor bakır kayıplarını ve kaçak endüktansları belirleyecek kolay bir algoritma yoktur. Yöntemin gerçekleşmesinde rotor direncinin değişimi bir fonksiyonla hesaplanmıştır, buna ait bilgisayar programı Ek C de verilmiştir. Bu programda makine 1 pu ile yüklü iken yol verilmiş ve moment değişimi istenilen şekilde gerçekleştirilmiştir. Asenkron makinenin çok hızlı bir biçimde nominal moment ile hızlanması veya yavaşlaması rotor kaçak endüktansına bağlıdır. Asenkron makinenin sürekli çalışma modelinde stator direncinin etkisi ihmal edilmiştir.

Rotor direncine müdahale edilmediğinde rotor direnci azaldığı zaman rotor hızının, momentin ve rotor mıknatıslama akımının çok azaldığı görülmektedir. Rotor direnci, bu çalışmada yapıldığı gibi, yükseltirse rotor hızının ve momentin tüm çalışma sahasında istenilen değerde sabit kaldığı, rotor mıknatıslama akımının da yükseldiği görülmektedir. Stator ve rotor endüktansları üzerinde bir fonksiyon üretilmemiştir, fakat, stator geçici endüktansı yerine yaklaşık olarak stator kaçak endüktansı kullanılmıştır. Bu yaklaşıklık yüksek hızlı uygulamalarda çok daha doğru sonuç vermektedir.

İleri endüstriyel uygulamalarda kullanılmak amacı ile bu yazılımlar hızlı çalışan DSP ile kullanılarak asenkron makine kontrol düzenekleri çok daha kompakt hale getirilmelidir. Bu yöntem ile asenkron makine değişken hız gereken uygulamalarda d.a. makinelerinin yerine kullanılabilir. Sonuç olarak, d.a. makinelerinin çok sayıdaki dezavantajlarından kurtulunmuş ve asenkron makinelerin avantajlarından yararlanılmıştır. Bu amaçla, asenkron makine doğrultucu ve eviriciden oluşan düzenle beslenmektedir. Eviricinin akım veya gerilim ara devreli olması bakımından bir fark yoktur ve yöntemin uygulanması ile eviricilerin avantajları korunmuştur. Asenkron makinenin akı ve momentteki dalgalanmalarını azaltmak için güç anahtarlarının anahtarlama frekansının yükseltilmesi gerekmektedir. Bu durumda sistemin yanıt süresinin azaltılması için yüksek hızda arabirim devreleri ve hafıza elemanları kullanmak gerekmektedir. Gelecekteki çalışmalar asenkron makinenin dinamik performansını etkilemeden sensörlerin kaldırılması şeklinde olacaktır.

KAYNAKLAR

- [1] VAS P., LI J., "Simulation of Vector-Controlled Induction Motor Drives", Intelligent Motion, Proceedings, pp. 250-261, June, 1993.
- [2] LEONHARD W., GABRIEL R., NORDBY J.C., "Field-Oriented Control of a Standart AC Motor Using Microprocessors", IEEE Transaction on Industry Applications, Vol IA-16, pp. 186-192, 1980.
- [3] VAS P., "Vector Control of AC MACHines", Oxford University Press, Oxford, 1990.
- [4] LEONHARD W., "Control of Electrical Drives", Springer-Verlag, Berlin, Heidberg, 1985.
- [5] KENJO T., "Electric Motors and Their Controls", Oxford University Press, Oxford, 1991.
- [6] CAPOLINO G.A., NOMAN A., "A DSP-Based Rotor Time Constant Monitoring of a Vector-Controlled Induction Motor Drive", Proceedings of SEE Power Electronics for the Future, pp. 518-522, 1992.
- [7] BOSE B.K., "Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, New Jersey, 1886.
- [8] İMERYÜZ M., "Asenkron Makinede Geçici Olayları İnceleme Yöntemleri ve Uygulamaları", İ.T.Ü. Yüksek Lisans Tezi, 1994.
- [9] KOVACS K.P., "Transient Phenomena in Electrical Machines", Elsevier, Amsterdam, 1984.
- [10] STEPINA J., "Fundamental Equations of the Space Vector Analysis of Electrical Machines", Acta Technica Csav, No.2, pp. 184-198, 1968.
- [11] VAS P., ALAKÜLA M., "Field-Oriented Control of Saturated Induction Machines", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 5, pp. 218-224, March, 1990.
- [12] KRAUSE P.C., WASYNCZUK O., "Electromechanical Motion Devices", McGraw-Hill Book Company, 1989.

- [13] KRAUSE P.C., THOMAS C.H., "Simulation of Symmetrical Induction Machinery", IEEE Transactions on Power Apparatus and systems, Vol. Pas-84, No. 11, pp. 1038-1053, 1965.
- [14] TEZDUYAR L., "Asenkron Makinenin Sayisal Benzetimi", I.T.Ü. Yüksek Lisans Tezi, 1989.
- [15] SHAO K., ZHONG C., NING Y., "Saturation Effects in Three-Phase Induction Motors", Huazhong University of Science & Technology Press, 1994.
- [16] LEVI E., VUCKOVIC V., "Field-Oriented Control of Induction Machines In the Presence of Magnetic Saturation", Electric Machines and Power Systems, pp. 133-147, 1989.
- [17] VAS P., "Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis of Electrical Machines", Oxford University Press, Oxford, 1993.

EK -A-

```
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <math.h>
#include <graphics.h>

float fe(float isd,float isq,float ird,float irq,float wr,float t);
float fe1(float isd1,float isq1,float ird1,float irq1,float wr1,float t);
float fe2(float isd2,float isq2,float ird2,float irq2,float wr2,float t);
float ff(float isd,float isq,float ird,float irq,float wr,float t);
float ff1(float isd1,float isq1,float ird1,float irq1,float wr1,float t);
float ff2(float isd2,float isq2,float ird2,float irq2,float wr2,float t);
float fg(float isd,float isq,float ird,float irq,float wr,float t);
float fg1(float isd1,float isq1,float ird1,float irq1,float wr1,float t);
float fg2(float isd2,float isq2,float ird2,float irq2,float wr2,float t);
float fh(float isd,float isq,float ird,float irq,float wr,float t);
float fh1(float isd1,float isq1,float ird1,float irq1,float wr1,float t);
float fh2(float isd2,float isq2,float ird2,float irq2,float wr2,float t);
float fk(float isd,float isq,float ird,float irq);
float fk1(float isd1,float isq1,float ird1,float irq1);
float fk2(float isd2,float isq2,float ird2,float irq2);
void grafikmod(void);
void hesap(void);

main()
{
    grafikmod();
    hesap();
    return 0;
}

void hesap()
{
    float isd[1000],isq[1000],ird[1000],irq[1000],wr[1000],
    sd1[1000],isq1[1000],ird1[1000],irq1[1000],wr1[1000],
    sd2[1000],isq2[1000],ird2[1000],irq2[1000],
    wr2[1000],t[1000],adim,tson;
    int nokta_y,nokta_x,nokta_z,xson,yson,i;
    float n;
    char c;
    printf ("t sonu giriniz...");
    fflush(stdin);
    scanf("%f",&tson);
    printf ("n'yi giriniz...");
    fflush(stdin);
    scanf("%f",&n);
    adim = tson/n;
    tson=getmaxx();
    tson=getmaxy();
    line(0,yson/2,xson,yson/2);
    line(0,0,0,yson);
    /* ilk degerler
    sq[0] = 0;
    sq1[0] = 0;
    sq2[0] = 0;
    sd[0] = 0;
    sd1[0] = 0;
    sd2[0] = 0;
```

```

irq[0] = 0;
irq1[0] = 0;
irq2[0] = 0;
ird[0] = 0;
wr[0] = 0;
ird1[0] = 0;
wr1[0] = 0;
ird2[0] = 0;
wr2[0] = 0;
t[0] = 0;
i = 1;

do {

isd[i] = isd[i-1] + 0.5* adim * fe(isd[i-1], isq[i-1], ird[i-1], irq[i-1],
wr[i-1], t[i-1]);
isd1[i] = isd1[i-1] + 0.5* adim * fe1(isd1[i-1], isq1[i-1], ird1[i-1],
irq1[i-1], wr1[i-1], t[i-1]);
isd2[i] = isd2[i-1] + 0.5* adim * fe2(isd2[i-1], isq2[i-1], ird2[i-1],
irq2[i-1], wr2[i-1], t[i-1]);
isq[i] = isq[i-1] + 0.5*adim * ff(isd[i-1], isq[i-1], ird[i-1],
irq[i-1], wr[i-1], t[i-1]);
isq1[i] = isq1[i-1] + 0.5*adim * ff1(isd1[i-1], isq1[i-1], ird1[i-1],
irq1[i-1], wr1[i-1], t[i-1]);
isq2[i] = isq2[i-1] + 0.5*adim * ff2(isd2[i-1], isq2[i-1], ird2[i-1],
irq2[i-1], wr2[i-1], t[i-1]);
ird[i] = ird[i-1] + 0.5*adim * fg(isd[i-1], isq[i-1], ird[i-1],
irq[i-1], wr[i-1], t[i-1]);
ird1[i] = ird1[i-1] + 0.5*adim * fg1(isd1[i-1], isq1[i-1], ird1[i-1],
irq1[i-1], wr1[i-1], t[i-1]);
ird2[i] = ird2[i-1] + 0.5*adim * fg2(isd2[i-1], isq2[i-1], ird2[i-1],
irq2[i-1], wr2[i-1], t[i-1]);

irq[i] = irq[i-1] + 0.5*adim * fh(isd[i-1], isq[i-1], ird[i-1],
irq[i-1], wr[i-1], t[i-1]);
irq1[i] = irq1[i-1] + 0.5*adim * fh1(isd1[i-1], isq1[i-1], ird1[i-1],
irq1[i-1], wr1[i-1], t[i-1]);
irq2[i] = irq2[i-1] + 0.5*adim * fh2(isd2[i-1], isq2[i-1], ird2[i-1],
irq2[i-1], wr2[i-1], t[i-1]);
wr[i] = wr[i-1] + 0.5*adim * fk(isd[i-1], isq[i-1], ird[i-1],
irq[i-1]);
wr1[i] = wr1[i-1] + 0.5*adim * fk1(isd1[i-1], isq1[i-1], ird1[i-1],
irq1[i-1]);
wr2[i] = wr2[i-1] + 0.5*adim * fk2(isd2[i-1], isq2[i-1], ird2[i-1],
irq2[i-1]);

t[i] = t[i-1] + (adim/2.0);

isd[i] = adim * fe(isd[i], isq[i], ird[i], irq[i], wr[i], t[i]);
isd1[i] = adim * fe1(isd1[i], isq1[i], ird1[i], irq1[i], wr1[i], t[i]);
isd2[i] = adim * fe2(isd2[i], isq2[i], ird2[i], irq2[i], wr2[i], t[i]);

isq[i] = adim * ff(isd[i], isq[i], ird[i], irq[i], wr[i], t[i]);
isq1[i] = adim * ff1(isd1[i], isq1[i], ird1[i], irq1[i], wr1[i], t[i]);
isq2[i] = adim * ff2(isd2[i], isq2[i], ird2[i], irq2[i], wr2[i], t[i]);

ird[i] = adim * fg(isd[i], isq[i], ird[i], irq[i], wr[i], t[i]);
ird1[i] = adim * fg1(isd1[i], isq1[i], ird1[i], irq1[i], wr1[i], t[i]);
ird2[i] = adim * fg2(isd2[i], isq2[i], ird2[i], irq2[i], wr2[i], t[i]);

```

```

rq[i] = adim * fh(isd[i],isq[i],ird[i],irq[i],wr[i],t[i]);
rq1[i] = adim * fh1(isd1[i],isq1[i],ird1[i],irq1[i],wr1[i],t[i]);
rq2[i] = adim * fh2(isd2[i],isq2[i],ird2[i],irq2[i],wr2[i],t[i]);

r[i] = adim * fk(isd[i],isq[i],ird[i],irq[i]);
r1[i] = adim * fk1(isd1[i],isq1[i],ird1[i],irq1[i]);
r2[i] = adim * fk2(isd2[i],isq2[i],ird2[i],irq2[i]);

sd[i] = isd[i-1] + isd[i];
sq[i] = isq[i-1] + isq[i];
rd[i] = ird[i-1] + ird[i];
rq[i] = irq[i-1] + irq[i];
wr[i] = wr[i-1] + wr[i];

sd1[i] = isd1[i-1] + isd1[i];
sq1[i] = isq1[i-1] + isq1[i];
rd1[i] = ird1[i-1] + ird1[i];
rq1[i] = irq1[i-1] + irq1[i];
wr1[i] = wr1[i-1] + wr1[i];

sd2[i] = isd2[i-1] + isd2[i];
sq2[i] = isq2[i-1] + isq2[i];
rd2[i] = ird2[i-1] + ird2[i];
rq2[i] = irq2[i-1] + irq2[i];
wr2[i] = wr2[i-1] + wr2[i];

nokta_x = isd[i]*10000000+240; /*buyukluklerin
nokta_y = isd1[i]*10000000+240; konuldugu
nokta_z = isd2[i]*10000000+240; kisim*/

outpixel(i,nokta_x,1);
outpixel(i,nokta_y,1);
outpixel(i,nokta_z,1);
i = i + 1;

t[i] = t[i] + (adim/2.0);

while (i < n);

}

void grafikmod(void)
{
    int gdriver = DETECT, gmode, errorcode;
    int i, x, y, color, maxx, maxy, maxcolor, seed;

    initgraph(&gdriver, &gmode, "");
    errorcode = graphresult();
    if (errorcode != grOk)
    {
        printf("Graphics error: %s\n", grapherrormsg(errorcode));
        printf("Press any key to halt:");
        getch();
        exit(1);
    }
    setcolor(1);
    setbkcolor(15);
}

```

```

float fe(float isd, float isq, float ird, float irq, float wr, float t)
{
    float deger;
    deger = -130.32*isd + 18.41*wr*isq + 62.873*ird + 18.7*wr*irq
    + 3523.35*sin(314.159*t*3.14159/180);
    return deger;
}

float fe1(float isd1, float isq1, float ird1, float irq1, float wr1, float t)
{
    float deger;
    deger = -26.3*isd1 + 18.6*wr1*isq1 + 12.7*ird1 + 18.8*wr1*irq1 +
    142*sin(5*314.159*t*3.14159/180);
    return deger;
}

float fe2(float isd2, float isq2, float ird2, float irq2, float wr2, float t)
{
    float deger;
    deger = -18.6*isd2 + 18.3*wr2*isq2 + 8.96*ird2 + 18.6*wr2*irq2 +
    71.75*sin(7*314.159*t*3.14159/180);
    return deger;
}

float ff(float isd, float isq, float ird, float irq, float wr, float t)
{
    float deger;
    deger = -18.41*wr*isd - 130.32*isq - 18.7*wr*ird + 62.873*irq -
    3523.35*cos(314.159*t*3.14159/180);
    return deger;
}

float ff1(float isd1, float isq1, float ird1, float irq1, float wr1, float t)
{
    float deger;
    deger = -5.16*wr1*isd1 - 26.3*isq1 - 5.27*wr1*ird1 + 3.5*irq1 +
    142*cos(5*314.159*t*3.14159/180);
    return deger;
}

float ff2(float isd2, float isq2, float ird2, float irq2, float wr2, float t)
{
    float deger;
    deger = -18.3*wr2*isd2 - 18.6*isq2 - 18.6*wr2*ird2 + 8.96*irq2
    71.75*cos(7*314.159*t*3.14159/180);
    return deger;
}

float fg(float isd, float isq, float ird, float irq, float wr, float t)
{
    float deger;
    deger = 128.30*isd - 19.11*wr*isq - 65.260*ird - 19.41*wr*irq -
    3468.60*sin(314.159*t*3.14159/180);
    return deger;
}

float fg1(float isd1, float isq1, float ird1, float irq1, float wr1, float t)
{
    float deger;
    deger = 25.9*isd1 - 19.3*wr1*isq1 - 13.2*ird1 - 19.6*wr1*irq1 -
    140*sin(5*314.159*t*3.14159/180);
    return deger;
}

```

```

float fg2(float isd2, float isq2, float ird2, float irq2, float wr2, float
{
    float deger;
    deger = 18.30*isd2 - 19*wr2*isq2 - 9.3*ird2 - 19.3*wr2*irq2 -
    70.64*sin(7*314.159*t*3.14159/180);
    return deger;
}

float fh(float isd, float isq, float ird, float irq, float wr, float t)
{
    float deger;
    deger = 19.11*wr*isd + 128.3*isq + 19.410*ird*wr - 65.26*irq +
    3468.60*cos(314.159*t*3.14159/180);
    return deger;
}

float fh1(float isd1, float isq1, float ird1, float irq1, float wr1, float
{
    float deger;
    deger = 19.3*wr1*isd1 + 25.9*isq1 + 19.6*ird1*wr1 - 13.2*irq1 -
    140*cos(5*314.159*t*3.14159/180);
    return deger;
}

float fh2(float isd2, float isq2, float ird2, float irq2, float wr2, float
{
    float deger;
    deger = 19*wr2*isd2 + 18.3*isq2 + 19.3*ird2*wr2 - 9.3*irq2 +
    70.64*cos(7*314.159*t*3.14159/180);
    return deger;
}

float fk(float isd, float isq, float ird, float irq)
{
    float deger;
    deger = (-320.76*irq*isd + 320.76*isq*ird) ;
    return deger;
}

float fk1(float isd1, float isq1, float ird1, float irq1)
{
    float deger;
    deger = (-1603.8*irq1*isd1 + 1603.8*isq1*ird1) ;
    return deger;
}

float fk2(float isd2, float isq2, float ird2, float irq2)
{
    float deger;
    deger = (-2245.3*irq2*isd2 + 2245.3*isq2*ird2) ;
    return deger;
}

```

```
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <math.h>
#include <stdlib.h>
#include <graphics.h>

float fe(float isd,float isq,float ird,float irq,float wr,float t);
float ff(float isd,float isq,float ird,float irq,float wr,float t);
float fg(float isd,float isq,float ird,float irq,float wr,float t);
float fh(float isd,float isq,float ird,float irq,float wr,float t);
float fk(float isd,float isq,float ird,float irq);
float fel(float isd,float isq,float ird,float irq,float wr,float t);
float ff1(float isd,float isq,float ird,float irq,float wr,float t);
float fg1(float isd,float isq,float ird,float irq,float wr,float t);
float fh1(float isd,float isq,float ird,float irq,float wr,float t);
float fk1(float isd,float isq,float ird,float irq);
void grafikmod(void);
void hesap(void);

main()
{
    grafikmod();
    hesap();
    return 0;
}

void hesap()
{
    float te[1000],isd[1000],isq[1000],ird[1000],irq[1000],
    wr[1000],t[1000],adim,tson;
    int xson,yson,i,nokta_y;
    float n;

    printf ("t sonu giriniz...");
    fflush(stdin);
    scanf("%f",&tson);

    printf ("n'yi giriniz...");
    fflush(stdin);
    scanf("%f",&n);

    adim = tson/n;
    xson=getmaxx();
    yson=getmaxy();
    line(0,yson/2,xson,yson/2);
    line(0,0,0,yson);

    /* ilk degerler*/
    isq[0] = 0;
    isd[0] = 0;
    irq[0] = 0;
    ird[0] = 0;
    wr[0] = 0;
    t[0] = 0;
    i = 1;
```

```
do {
```

```
isd[i] = isd[i-1] + 0.5*adim * fe(isd[i-1],isq[i-1],ird[i-1],
irq[i-1],wr[i-1],t[i-1]);
isq[i] = isq[i-1] + 0.5*adim * ff(isd[i-1],isq[i-1],ird[i-1],
irq[i-1],wr[i-1],t[i-1]);
ird[i] = ird[i-1] + 0.5*adim * fg(isd[i-1],isq[i-1],ird[i-1],
irq[i-1],wr[i-1],t[i-1]);
irq[i] = irq[i-1] + 0.5*adim * fh(isd[i-1],isq[i-1],ird[i-1],
irq[i-1],wr[i-1],t[i-1]);
wr[i] = wr[i-1] + 0.5*adim * fk(isd[i-1],isq[i-1],ird[i-1],
irq[i-1]);
```

```
t[i] = t[i-1] + (adim/2.0);
```

```
isd[i] = isd[i-1] + adim*fe(isd[i],isq[i],ird[i],irq[i],wr[i],t[i]);
isq[i] = isq[i-1] + adim*ff(isd[i],isq[i],ird[i],irq[i],wr[i],t[i]);
ird[i] = ird[i-1] + adim*fg(isd[i],isq[i],ird[i],irq[i],wr[i],t[i]);
irq[i] = irq[i-1] + adim*fh(isd[i],isq[i],ird[i],irq[i],wr[i],t[i]);
wr[i] = wr[i-1] + adim*fk(isd[i],isq[i],ird[i],irq[i]);
```

```
te[i]=2.042*(isq[i]*ird[i]-isd[i]*irq[i];
```

```
nokta_y=te[i]*100000+240;
putpixel(i,nokta_y,1);
i = i + 1;
t[i] = t[i-1] + (adim/2.0);
while (t[i] < 0.4);
```

```
do
```

```
{
```

```
isd[i] = isd[i-1] + 0.5*adim * fe1(isd[i-1],isq[i-1],ird[i-1],
irq[i-1],wr[i-1],t[i-1]);
isq[i] = isq[i-1] + 0.5*adim * ff1(isd[i-1],isq[i-1],ird[i-1],
irq[i-1],wr[i-1],t[i-1]);
ird[i] = ird[i-1] + 0.5*adim * fg1(isd[i-1],isq[i-1],ird[i-1],
irq[i-1],wr[i-1],t[i-1]);
irq[i] = irq[i-1] + 0.5*adim * fh1(isd[i-1],isq[i-1],ird[i-1],
irq[i-1],wr[i-1],t[i-1]);
wr[i] = wr[i-1] + 0.5*adim * fk1(isd[i-1],isq[i-1],ird[i-1],
irq[i-1]);
```

```
t[i] = t[i-1] + (adim/2.0);
```

```
isd[i] = isd[i-1] + adim*fe1(isd[i],isq[i],ird[i],irq[i],
wr[i],t[i]);
isq[i] = isq[i-1] + adim*ff1(isd[i],isq[i],ird[i],irq[i],
wr[i],t[i]);
ird[i] = ird[i-1] + adim*fg1(isd[i],isq[i],ird[i],irq[i],
wr[i],t[i]);
irq[i] = irq[i-1] + adim*fh1(isd[i],isq[i],ird[i],irq[i],
wr[i],t[i]);
wr[i] = wr[i-1] + adim*fk1(isd[i],isq[i],ird[i],irq[i]);
```

```
te[i]=2.042*(isq[i]*ird[i]-isd[i]*irq[i];
```

```
nokta_y=Rr[i]*100000+240;
putpixel(i,nokta_y,1);
i = i + 1;
t[i] = t[i-1] + (adim/2.0);
```

```

} while (t[i] >= 0.1);
} while (i < n);

}

void grafikmod(void)
{
    int gdriver=DETECT, gmode, errorcode;
    int i,x,y,color,maxx,maxy,maxcolor,seed;

    initgraph(&gdriver, &gmode, "");
    errorcode= graphresult();
    if (errorcode != grOk)
    {
        printf("Graphics error: %s\n", grapherrormsg(errorcode));
        printf("Press any key to halt:");
        getch();
        exit(1);
    }
    setcolor(1);
    setbkcolor(15);
}

float fe(float isd, float isq, float ird, float irq, float wr, float t)
{
    float deger;
    deger = -130.32*isd + 18.41*wr*isq + 62.873*ird + 18.7*wr*irq +
    3523.35*sin(314.159*t*3.14159/180);
    return deger;
}

float ff(float isd, float isq, float ird, float irq, float wr, float t)
{
    float deger;
    deger = -18.41*wr*isd - 130.32*isq - 18.7*wr*ird + 62.873*irq -
    3523.35*cos(314.159*t*3.14159/180);
    return deger;
}

float fg(float isd, float isq, float ird, float irq, float wr, float t)
{
    float deger;
    deger = 128.30*isd - 19.11*wr*isq - 65.260*ird - 19.41*wr*irq -
    3468.60*sin(314.159*t*3.14159/180);
    return deger;
}

float fh(float isd, float isq, float ird, float irq, float wr, float t)
{
    float deger;
    deger = 19.11*wr*isd + 128.3*isq + 19.410*ird*wr - 65.26*irq +
    3468.60*cos(314.159*t*3.14159/180);
    return deger;
}

```

```

float fk(float isd, float isq, float ird, float irq)
{
    float deger;
    deger = 320.76*(-irq*isd + isq*ird);
    return deger;
}

float fe1(float isd, float isq, float ird, float irq, float wr, float t)
{
    float deger;
    deger = -130.32*isd + 18.41*wr*isq + 62.873*ird + 18.7*wr*irq +
    3523.35*sin(314.159*t*3.14159/180);
    return deger;
}

float ff1(float isd, float isq, float ird, float irq, float wr, float t)
{
    float deger;
    deger = -18.41*wr*isd - 130.32*isq - 18.7*wr*ird + 62.873*irq -
    3523.35*cos(314.159*t*3.14159/180);
    return deger;
}

float fg1(float isd, float isq, float ird, float irq, float wr, float t)
{
    float deger;
    deger = 128.30*isd - 19.11*wr*isq - 65.260*ird - 19.41*wr*irq -
    3468.60*sin(314.159*t*3.14159/180);
    return deger;
}

float fh1(float isd, float isq, float ird, float irq, float wr, float t)
{
    float deger;
    deger = 19.11*wr*isd + 128.3*isq + 19.410*ird*wr - 65.26*irq +
    3468.60*cos(314.159*t*3.14159/180);
    return deger;
}

float fk1(float isd, float isq, float ird, float irq)
{
    float deger;
    deger = ((157.01*2.042*(-irq*isd + isq*ird))-(157.01*1));
    return deger;
}

```

EK -C-

```
#include <stdio.h>
#include <conio.h>
#include <math.h>
#include <stdlib.h>
#include <graphics.h>

float fe(float isd,float isq,float ird,float irq,float wr,float t);
float ff(float isd,float isq,float ird,float irq,float wr,float t);
float fg(float isd,float isq,float ird,float irq,float wr,float t);
float fh(float isd,float isq,float ird,float irq,float wr,float t);
float fk(float isd,float isq,float ird,float irq);
float ftr(float t);
void grafikmod(void);
void hesap(void);

main()
{
    grafikmod();
    hesap();
    return 0;
}

void hesap()
{
    float Rr[1000],te[1000],isx[1000],isy[1000],wmr[1000],ror[1000],
    isd[1000],isq[1000],ird[1000],irq[1000],wr[1000],t[1000],adim,tson;
    int xson,yson,i,nokta_y;
    float n;

    printf ("t sonu giriniz...");
    fflush(stdin);
    scanf("%f",&tson);

    printf ("n'yi giriniz...");
    fflush(stdin);
    scanf("%f",&n);

    adim = tson/n;
    xson=getmaxx();
    yson=getmaxy();
    line(0,yson/2,xson,yson/2);
    line(0,0,0,yson);
    // ilk degerler
    isq[0] = 0;
    isd[0] = 0;
    irq[0] = 0;
    ird[0] = 0;
    wr[0] = 0;
    t[0] = 0;
    wmr[0] = 0;
    ror[0] = 0;
    i = 1;
```

```

do
{
isd[i] = isd[i-1] + 0.5*adim * fe1(isd[i-1], isq[i-1], ird[i-1],
irq[i-1], wr[i-1], t[i-1]);
isq[i] = isq[i-1] + 0.5*adim * ff1(isd[i-1], isq[i-1], ird[i-1],
irq[i-1], wr[i-1], t[i-1]);
ird[i] = ird[i-1] + 0.5*adim * fg1(isd[i-1], isq[i-1], ird[i-1],
irq[i-1], wr[i-1], t[i-1]);
irq[i] = irq[i-1] + 0.5*adim * fh1(isd[i-1], isq[i-1], ird[i-1],
irq[i-1], wr[i-1], t[i-1]);
wr[i] = wr[i-1] + 0.5*adim * fk1(isd[i-1], isq[i-1], ird[i-1],
irq[i-1]);

t[i] = t[i-1] + (adim/2.0);

isd[i] = isd[i-1] + adim*fe1(isd[i], isq[i], ird[i], irq[i], wr[i], t[i]);
isq[i] = isq[i-1] + adim*ff1(isd[i], isq[i], ird[i], irq[i], wr[i], t[i]);
ird[i] = ird[i-1] + adim*fg1(isd[i], isq[i], ird[i], irq[i], wr[i], t[i]);
irq[i] = irq[i-1] + adim*fh1(isd[i], isq[i], ird[i], irq[i], wr[i], t[i]);
wr[i] = wr[i-1] + adim*fk1(isd[i], isq[i], ird[i], irq[i]);

isx[i]=(isd[i]*cos(wmr[i-1]*t[i]*3.14159/180))+
(isq[i]*sin(wmr[i-1]*t[i]*3.14159/180));

isy[i]=(isd[i]*-1*sin(wmr[i-1]*t[i]*3.14159/180))+
(isq[i]*cos(wmr[i-1]*t[i]*3.14159/180));

wk[i]=isy[i]/(ftr(t[i])*isx[i]);

wmr[i]=wr[i-1]+wk[i];

ror[i]=ror[i-1]+0.5*adim*(wmr[i-1]+wmr[i]);

iry[i]=-0.9844*isy[i];

irx[i]=-91.98*isx[i];

isA[i]= cos((wmr[i]*t[i]*3.14159/180)-(3.14159/6));
isB[i]= cos((wmr[i]*t[i]*3.14159/180)-(3.14159/6)-(2*3.14159/3));
isC[i]= cos((wmr[i]*t[i]*3.14159/180)-(3.14159/6)-(4*3.14159/3));

usA[i]= sin(wmr[i]*t[i]*3.14159/180);
usB[i]= sin((wmr[i]*t[i]*3.14159/180)-(2*3.14159/3));
usC[i]= sin((wmr[i]*t[i]*3.14159/180)-(4*3.14159/3));

Rr[i]=0.075 / (2-exp(-0.1*(t[i]-0.1)));

te[i]=2.042*isx[i]*isy[i];

nokta_y=Rr[i]*10000+240;

putpixel(i,nokta_y,1);

i = i + 1;

t[i] = t[i-1] + (adim/2.0);

} while (i<n);

}

```

```
void grafikmod(void)
```

```
{
```

```
int gdriver=DETECT, gmode, errorcode;
int i,x,y,color,maxx,maxy,maxcolor,seed;
```

```
initgraph(&gdriver, &gmode,"");
```

```
errorcode= graphresult();
```

```
if (errorcode != grOk)
```

```
{
```

```
printf("Graphics error: %s\n", grapherrormsg(errorcode));
```

```
printf("Press any key to halt:");
```

```
getch();
```

```
exit(1);
```

```
}
```

```
setcolor(1);
```

```
setbkcolor(15);
```

```
}
```

```
float fe(float isd,float isq,float ird,float irq,float wr,float t)
```

```
{
```

```
float deger;
```

```
deger = -130.32*isd + 18.41*wr*isq + 62.873*ird + 18.7*wr*irq +
```

```
3523.35*sin(314.159*t*3.14159/180);
```

```
return deger;
```

```
}
```

```
float ff(float isd,float isq,float ird,float irq,float wr,float t)
```

```
{
```

```
float deger;
```

```
deger = -18.41*wr*isd - 130.32*isq - 18.7*wr*ird + 62.873*irq -
```

```
3523.35*cos(314.159*t*3.14159/180);
```

```
return deger;
```

```
}
```

```
float fg(float isd,float isq,float ird,float irq,float wr,float t)
```

```
{
```

```
float deger;
```

```
deger = 128.30*isd - 19.11*wr*isq - 65.260*ird - 19.41*wr*irq -
```

```
3468.60*sin(314.159*t*3.14159/180);
```

```
return deger;
```

```
}
```

```
float fh(float isd,float isq,float ird,float irq,float wr,float t)
```

```
{
```

```
float deger;
```

```
deger = 19.11*wr*isd + 128.3*isq + 19.410*ird*wr - 65.26*irq +
```

```
3468.60*cos(314.159*t*3.14159/180);
```

```
return deger;
```

```
}
```

```
float fk(float isd,float isq,float ird,float irq)
```

```
{
```

```
float deger;
```

```
deger = ((157.01*2.042*(-irq*isd + isq*ird))-(157.01*1));
```

```
return deger;
```

```
}
```

```
float ftr(float t)
```

```
{
```

```
float deger;
```

```
deger = 0.075 / (2-exp(-0.1*(t-0.1)));
```

```
return deger;
```

```
}
```

ÖZGEÇMİŞ

Saffet Altay, 1967 yılında İstanbul'da doğdu. İlk öğrenimini Oruzgazi İlkokulu, orta öğrenimini Oruçgazi Ortaokulu ve Pertevniyal Lisesi'nde tamamladı. 1985 yılında İ.T.Ü. Elektrik Mühendisliği Bölümü'ne girdi. 1990 yılında Elektrik Mühendisi ünvanını aldı. Aynı yıl içinde EKAŞ A.Ş.'ye teknik eleman olarak girdi. 1991 yılında İ.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Programı'na girdi. 1994 yılında Elektrik Makinaları Kürsüsü'ne Araştırma Görevlisi olarak girdi.

Elektrik mühendisi Saffet Altay İngilizce bilmektedir.

T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKUZAYRASTON MERKEZİ