

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ASENKRON MAKİNANIN HIZ KONTROLU İÇİN PID
KONTROLÖR TASARIMI**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Müh. Okan TEKMAN

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 9 Haziran 1997

Tezin Savunulduğu Tarih : 25 Haziran 1997

Tez Danışmanı : Doç. Dr. Salman KURTULAN

Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Atilla BİR

Prof. Dr. Tamer KUTMAN

HAZİRAN 1997

ÖNSÖZ

Bu tez çalışmasında bana sürekli destek veren, yardımlarını esirgemeyen ve değerli görüşleri ile yol gösteren hocam, Sayın Doç. Dr. Salman KURTULAN'a bilgilerinden yararlandığım ve yardımlarını gördüğüm Sayın Doç. Dr. Metin GÖKAŞAN'a, çalışma arkadaşlarım Araş. Gör. Murat AKIN ve Araş.Gör. Tankut ACARMAN'a, tüm öğrenim hayatım boyunca beni destekleyen aileme en içten saygı ve teşekkürlerimi sunarım.

Okan TEKMAN

Haziran 1997

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa No</u>
ÖNSÖZ	ii
SEMBOL LİSTESİ	v
ŞEKİL LİSTESİ	xi
ÖZET	xiv
SUMMARY	xv
BÖLÜM 1 GİRİŞ	1
BÖLÜM 2 ASENKRON MAKİNANIN GENEL MATEMATİKSEL MODELİNİN ELDE EDİLMESİ	5
2.1 Asenkron Makinanın Yapısı	5
2.2 Asenkron Makinanın Çalışma Prensipleri	6
2.3 Gerilim ve Akı -Akım Eşitlikleri	7
2.4 Gerilim ve Akı -Akım Eşitliklerinin Uzak Vektörlere Göre Yazılması	16
2.5 Uzak Vektör Eşitliklerinin Dönen Koordinat Sistemine Göre Transformasyonu	18
2.6 Rotor Büyüklüklerini Statora İndirgeme	20
2.7 Anlık Güç ve Elektromanyetik Moment İfadelerinin Çıkarılması	23
2.8 Mekanik Yana İlişkin Denklemlerin Elde Edilmesi	27
BÖLÜM 3 ASENKRON MAKİNANIN KONTROL ALGORİTMASI GELİŞTİRMEYE UYGUN MATEMATİKSEL MODELİNİN VE BLOK DİYAGRAMLARININ ELDE EDİLMESİ	30
3.1 Vektörel Eşitliklerin Birim Değere İndirgenmesi	30
3.2 Statorda Sabit (α , β , 0) Koordinatlara Göre Matematiksel Eşitlikler ve Blok Diyagramı	35
3.3 Rotorda Sabit (d, q, 0) Koordinatlara Göre Matematiksel Eşitlikler ve Blok Diyagramı	37
3.4 Senkron Hızla Dönen (x, y, 0) Koordinatlara Göre Matematiksel Eşitlikler ve Blok Diyagramı	41
3.4.1 Stator Akım Vektörüne Göre Düzenlenmiş Senkron Hızda Dönen Koordinatlara Göre Matematiksel Eşitlikler ve Blok Diyagramı	42
3.4.2 Rotor Akı Vektörüne Göre Düzenlenmiş Senkron Hızda Dönen Koordinatlara Göre Matematiksel Eşitlikler ve Blok Diyagramı	45

BÖLÜM 4 ASENKRON MAKİNA PARAMETRELERİNİN ÖLÇÜMÜ	48
4.1 Simetrik Üç Fazlı Asenkron Makinanın Bloke Edilmiş Rotor Testi	48
4.2 Üç Fazlı Asenkron Makinanın Yüksüz Testi	51
4.3 Elde Edilen Parametrelerin Asenkron Makinanın Üç Fazlı ve α , β Statorunda Sabit Duran Koordinatlardaki Modelinde Kullanımı	54
BÖLÜM 5 ASENKRON MAKİNANIN HIZ KONTROLÜNDE KULLANILAN PID KATSAYILARININ HESAPLANMASI	56
5.1 Gerilim Beslemeli Kare Dalga Eviriciler	56
5.2 Gerilim Kontrollü Frekans Çeviricileden Beslenen Asenkron Makinanın Komple Blok Diyagramının Elde Edilmesi	62
5.3 Hız Kontrol Çevriminde PID Katsayılarının Hesaplanması	70
BÖLÜM 6 SONUÇLAR VE ÖNERİLER	79
KAYNAKLAR	86
ÖZGEÇMİŞ	87

SEMBOL LİSTESİ

I_A, I_B, I_C	: Stator faz akımlarının anlık değeri
I_a, I_b, I_c	: Rotor faz akımlarının anlık değeri
I_M	: Ana, mıknatıslama akımı
I_M	: Ana akım uzay vektörü
I_r	: Rotor akımı uzay vektörü
I_r'	: Statora indirgenmiş rotor akımı uzay vektörü
I_{sk}	: Stator kısadevre akımı
I_{Fe}	: Demir kayıplarını oluşturan akım
I_{s0}	: Boşta akım
I_{sN}	: Nominal stator akımı
I_{sN}	: Nominal stator akımı uzay vektörü
I_{sNmax}	: Nominal stator akımı tepe değeri
I_d	: Evirici giriş akımı d.a bileşeni
i_d	: Evirici giriş akımı anlık değeri
i_a	: Evirici çıkış akımı anlık değeri
I_m	: Evirici çıkış akımı tepe değeri
i_s	: Birime indirgenmiş stator akımı uzay vektörü
i_r'	: Birime indirgenmiş, statora indirgenmiş rotor akımı uzay vektörü
i_{sd}, i_{sq}	: Birime indirgenmiş stator akımının d, q bileşenleri
i_{rd}', i_{rq}'	: Birime indirgenmiş, statora indirgenmiş rotor akımının d, q bileşenleri

i_{sx}, i_{sy}	: Birime indirgenmiş stator akımının x, y bileşenleri
i'_{rx}, i'_{ry}	: Birime indirgenmiş, statora indirgenmiş rotor akımının x, y bileşenleri
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$	: Birime indirgenmiş stator akımının α , β bileşenleri
$i'_{r\alpha}, i'_{r\beta}$	: Birime indirgenmiş, statora indirgenmiş rotor akımının α , β bileşenleri
U_A, U_B, U_C	: Stator faz gerilimleri anlık değeri
U_a, U_b, U_c	: Rotor faz gerilimleri anlık değeri
U_s	: Stator gerilimi uzay vektörü
U_r	: Rotor gerilimi uzay vektörü
U'_r	: Statora indirgenmiş rotor gerilimi uzay vektörü
U_{sN}	: Nominal stator gerilimi uzay vektörü
U_{sN}	: Nominal stator gerilimi efektif değeri
U_{sNmax}	: Nominal stator gerilimi tepe değeri
U_{sk}	: Stator kısadevre gerilimi
U_M	: Manyetik kol gerilimi
U_{sh}	: Stator fazarası kısadevre gerilimi
u_{sd}, u_{sq}	: Birime indirgenmiş stator gerilimi d, q bileşenleri
u'_{rd}, u'_{rq}	: Birime indirgenmiş, statora indirgenmiş rotor gerilimi d, q bileşenleri
u_{sx}, u_{sy}	: Birime indirgenmiş stator gerilimi x, y bileşenleri
u'_{rx}, u'_{ry}	: Birime indirgenmiş, statora indirgenmiş rotor gerilimi x, y bileşenleri
$u_{s\alpha}, u_{s\beta}$	: Birime indirgenmiş stator gerilimi α , β bileşenleri
$u'_{r\alpha}, u'_{r\beta}$	: Birime indirgenmiş, statora indirgenmiş rotor gerilimi α , β bileşenleri

u_r	: Birime indirgenmiş rotor gerilimi uzay vektörü
u'_r	: Birime indirgenmiş, statora indirgenmiş rotor gerilimi uzay vektörü
u_s	: Stator gerilimi uzay vektörü
$R_s=R_A=R_B=R_C$	: Stator faz sargısı dirençleri
$R_r=R_a=R_b=R_c$	: Rotor faz sargısı dirençleri
R_e	: Efektif eşdeğer direnç
R_{eda}	: D.a eşdeğer direnç
R_{Fe}	: Demir kayıplarını temsil eden direnç
R'_r	: Statora indirgenmiş rotor faz sargısı direnci
Z_{sk}	: Kısadevre empedansı
r_r	: Birime indirgenmiş rotor sargısı direnci
r'_r	: Birime indirgenmiş, statora indirgenmiş rotor faz sargısı direnci
r_s	: Birime indirgenmiş stator direnci
X_M	: Ana reaktans
X_r	: Rotor sargısı self reaktansı
X_s	: Stator sargısı self reaktansı
X_{so}	: Stator sargısı kaçak reaktansı
X_{ro}	: Rotor sargısı kaçak reaktansı
X'_{ro}	: Statora indirgenmiş rotor sargısı kaçak reaktansı
x_M	: Birime indirgenmiş ana reaktans
x_s	: Birime indirgenmiş stator sargısı self reaktansı
x_r	: Birime indirgenmiş rotor sargısı self reaktansı

x'_r	: Birime indirgenmiş, statora indirgenmiş rotor sargısı self reaktansı
L_A, L_B, L_C	: Stator faz sargısı self endüktansları
L_a, L_b, L_c	: Rotor faz sargısı self endüktansları
L_M	: Ana endüktans
L_{MA}	: Stator A fazı ana endüktansı
L_{Ma}	: Rotor a fazı ana endüktansı
L_r	: A.a motor rotor sargısı self endüktansı
L_r	: A.a motor rotor sargısı self endüktans matrisi
$L_{r\sigma}$	: Rotor sargısı kaçak endüktansı
L_s	: A.a motor stator sargısı self endüktansı
L_s	: A.a motor stator sargısı self endüktans matrisi
$L_{s\sigma}$	: Stator sargısı kaçak endüktansı
l_M	: Birime indirgenmiş ana endüktans
l_s	: Birime indirgenmiş stator sargısı self endüktansı
l_r	: Birime indirgenmiş rotor sargısı self endüktansı
l'_r	: Birime indirgenmiş, statora indirgenmiş rotor sargısı self endüktansı
$M_{AB} = M_{BA}$	: Stator A, B fazları karşılıklı endüktansı
$M_{Aa} = M_{aA}$	: Stator A fazı, rotor a fazı karşılıklı endüktansı
M_s	: Stator karşılıklı endüktans matrisi
M_r	: Rotor karşılıklı endüktans matrisi
T	: Elektromanyetik moment
T_d	: Dinamik moment
T_L	: Yük momenti

T_{LM}	: Motor miline indirgenmiş yük momenti
t	: Birim değere indirgenmiş elektromanyetik moment
t_L	: Birim değere indirgenmiş yük momenti
P	: Stator ve rotor sargılarına sağlanan toplam güç
P_{mag}	: Manyetik güç
P_e	: Elektromanyetik güç
P_g	: Motorun aktif giriş gücü
Ψ_A, Ψ_B, Ψ_C	: Stator sargılarının manyetik akıları
Ψ_a, Ψ_b, Ψ_c	: Rotor sargılarının manyetik akıları
Ψ_M	: Ana manyetik akı
Ψ_M	: Ana manyetik akı uzay vektörü
Ψ_s	: Stator sargısı akı uzay vektörü
Ψ_r	: Rotor sargısı akı uzay vektörü
Ψ_s	: Birim değere indirgenmiş stator sargısı akı uzay vektörü
Ψ'_r	: Birim değere indirgenmiş, statora indirgenmiş rotor akı uzay vektörü
Ψ_{sd}, Ψ_{sq}	: Birime indirgenmiş stator akısı d, q bileşenleri
Ψ'_{rd}, Ψ'_{rq}	: Birime indirgenmiş, statora indirgenmiş rotor akısı d, q bileşenleri
Ψ_{sx}, Ψ_{sy}	: Birime indirgenmiş stator akısı x, y bileşenleri
Ψ'_{rx}, Ψ'_{ry}	: Birime indirgenmiş, statora indirgenmiş rotor akısı x, y bileşenleri
$\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}$	: Birime indirgenmiş stator akısı α , β bileşenleri
$\Psi'_{r\alpha}, \Psi'_{r\beta}$	: Birime indirgenmiş, statora indirgenmiş rotor akısı α , β bileşenleri
ϕ_A	: Stator A fazının bir sarımında oluşan akı
Z_A, Z_B, Z_C	: Stator sargılarının sarım sayısı

Z_a, Z_b, Z_c	: Rotor sargılarının sarım sayısı
$A=[1 \ a \ a^2]$	: Transformasyon için birim matris
$a = e^{j2\pi/3}$	: Kompleks birim vektör
K	: Genel uzay vektör
w	: Asenkron motor reaktans matrisinin determinanı
F_{sN}	: Nominal stator gerilim frekansı
K_P	: Kontrolör kazanç katsayısı
K_I	: Kontrolör integral katsayısı
K_D	: Kontrolör türev katsayısı
K_s	: Sistem kazancı
Ω_s	: Açısal senkron hız
Ω_m	: Mekanik açısal rotor hızı
ω_s	: Birime indirgenmiş açısal senkron hız
ω_m	: Birime indirgenmiş açısal mekanik rotor hızı
ω_r	: Birime indirgenmiş kayma açısal frekansı

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1	: Üç fazlı asenkron makina için bir model	8
Şekil 2.2	: Motor-iletim mekanizması-iş makinası tahrik sistemi	28
Şekil 3.1a	: Statorda sabit α , β koordinatları	38
Şekil 3.1b	: (3.19), (3.22)-(3.24) eşitliklerine karşı düşen bir asenkron makinanın α , β koordinatlarındaki blok diyagramı	38
Şekil 3.2a	: Rotorda sabit d, q koordinatları	40
Şekil 3.2b	: (3.19), (3.27)-(3.29) eşitliklerine karşı düşen bir asenkron makinanın d, q koordinatlarındaki blok diyagramı	40
Şekil 3.3a	: Stator akım vektörüne göre düzenlenmiş senkron hızla dönen x, y koordinat sistemi	44
Şekil 3.3b	: (3.36)-(3.38) eşitliklerine karşı düşen bir asenkron makinanın x, y koordinatlarındaki blok diyagramı	44
Şekil 3.4a	: Rotor akı vektörüne göre düzenlenmiş senkron hızla dönen x, y koordinat sistemi	47
Şekil 3.4b	: (3.46)-(3.47) eşitliklerine karşı düşen akım kontrollü, sincap kafesli asenkron motor blok diyagramı	47
Şekil 4.1	: Simetrik üç fazlı asenkron makinanın sürekli hal eşdeğer devresi	49
Şekil 4.2	: Efektif eşdeğer direncin stator gerilimi ferkansı ile değişimi	51
Şekil 4.3	: Yüksüz durumdaki kayıplar ve stator gerilimi ile giriş gücü ve stator akımının değişimi	52
Şekil 5.1	: Üç fazlı köprü evirici	57
Şekil 5.2	: Üç fazlı köprü eviricide gerilim dalgası sentezi	58
Şekil 5.3a	: Yükün ideal bir filtre olduğu varsayımı altında çıkış faz gerilim ve akım dalgası	61
Şekil 5.3b	: Giriş d.a akım dalgası	61

Şekil 5.4	: Stator uzay gerilim vektörü u_s , uzay akım vektörü i_s ve rotor akı uzay vektörü ψ_r ; α , β statorda sabit duran koordinatlar, x, y rotor akısının üzerinde olduğu senkron hızla dönen koordinatlar	62
Şekil 5.5	: $u_s - \omega_{su}$ 'nun alan koordinatlarına dönüşümü	65
Şekil 5.6	: Gerilim kontrollü frekans çeviriciden beslenen asenkron makinanın komple blok şeması	66
Şekil 5.7	: Polar-kartezyen dönüştürücü	67
Şekil 5.8	: Stator gerilim eşitlikleri	68
Şekil 5.9	: x, y alan koordinatlarında asenkron makina blok şeması	69
Şekil 5.10	: Kayma frekansı elde edilmesi	69
Şekil 5.11	: Asenkron makinanın birim basamak giriş hız cevabı	72
Şekil 5.12	: Bulunan ikinci mertebeden sistemin birim basamak giriş karşı cevabı	72
Şekil 5.13	: Lineer sistemin kapalı çevrim kontrol blok şeması	73
Şekil 5.14	: Bulunan ikinci mertebeli sistemin köklerinin sadece kazanç(K_p) kontrolöre göre değişimi	73
Şekil 5.15	: $K_p = 0.5$ için lineer sistem çıkışı	74
Şekil 5.16	: PI kontrolörle kontrol edilen lineer sistemin köklerinin yer eğrisi	75
Şekil 5.17	: Asenkron makina hız kontrol blok şeması	77
Şekil 5.18	: Hesaplanan PI katsayıları için asenkron motor hız çıkışı	78
Şekil 5.19	: Hesaplanan PI katsayıları için lineer model çıkışı	78
Şekil 6.1	: Motor yüksüzken referans=1 için hızın zamanla değişimi	79
Şekil 6.2	: Motor yüksüzken stator akımının x bileşeninin zamanla değişimi	80
Şekil 6.3	: Motor yüksüzken stator akımının y bileşeninin zamanla değişimi	80
Şekil 6.4	: Motor yüksüzken rotor akısının zamanla değişimi	81
Şekil 6.5	: Motor yüksüzken motorun endüklediği momentin zamanla değişimi	81

Şekil 6.6	: Motor beşinci saniyede temel yükü ile yüklenirken, hızın zamanla değişimi	82
Şekil 6.7	: Motor beşinci saniyede temel yükü ile yüklenirken, stator akımının x bileşeninin zamanla değişimi	82
Şekil 6.8	: Motor beşinci saniyede temel yükü ile yüklenirken, stator akımının y bileşeninin zamanla değişimi	83
Şekil 6.9	: Motor beşinci saniyede temel yükü ile yüklenirken, rotor akısının zamanla değişimi	83
Şekil 6.10	: Motor beşinci saniyede yüklenirken, motorun endüklediği momentin zamanla değişimi	84
Şekil 6.11	: Motorun 0.5 birimlik(üzerinde 5 Hz'lik ve 0.1 birim genlikli sintüs bozucu var) yük momenti ile yol alması	84

ÖZET

Bu tez çalışmasında, kısıadevre rotorlu asenkron makinanın hız kontrolünde kullanılan PID kontrolör parametrelerinin hesaplanması yöntemi işlenmiştir.

Bunun için, asenkron makinanın genel matematiksel modeli elde edilmiş ve kontrole uygun modelleri verilmiştir. PID katsayılarını hesaplamak için, rotor akı vektörüne göre düzenlenmiş, senkron hızla dönen koordinatlara göre elde edilmiş matematiksel eşitliklerden yararlanarak, makinanın gerilim kontrollu frekans çeviriciden U_s / f_s oranı sabit olarak beslendiği varsayılarak, Matlab Simulink ortamında tüm sistemin modeli kurulmuştur. Bu modele, sistem tanıma yöntemlerinden biri olan, basamak giriş cevabı yöntemi uygulanmış ve bu modele karşı düşen ikinci mertebeden lineer sistem bulunmuştur. Bu lineer sistem için istenilen kriterlere (aşım ve yerleşme zamanı) göre PID katsayıları köklerin yer eğrisi yardımıyla analitik olarak hesaplanmıştır.

Hesaplanan bu katsayılar, asenkron motor hız kontrol çevriminde kullanılmış ve simulasyon sonuçları gösterilmiştir.

Ayrıca Matlab Simulink ortamında kurulan bu model için gerekli makina parametreleri ölçüm yöntemi, pratik uygulamalar için verilmiştir.

SUMMARY

THE DESIGN OF PID CONTROLLER FOR AN INDUCTION MACHINE SPEED CONTROL

The induction machines also known as the asynchronous machines, are commonly preferred in industry. Both the squirrel-cage type which has short-circuited rotor and the slip-ring(wound rotor) type of induction machines are used in electrical drives. In recent years, especially the squirrel-cage induction machines take first place in industrial applications.

In the past, dc machines were preferred in variable speed drives since their flux and torque can be controlled easily by the field and armature currents. However, dc machines have a lot of disadvantages because of their collector and brushes. They need periodic maintenance and can not be used in working conditions having explosives or corrosion. Also a dc machine has limited commutator capability. Because of these disadvantages, induction machines have taken place of dc machines. Especially the squirrel - cage induction machines have excellent features such as;

- Cheaper and lighter compare with another type of machine.
- Have simple and rugged structure
- Robustness, reliability and maximum speed
- High efficiency and low maintenance cost
- Suitable for using in difficult working conditions
- Several speed options
- Standardized design

In spite of these excellent features, its application was limited by the complexity of its control which arises because of the variable - frequency supply, ac signals processing and the complex dynamics of the machine. The recent developments in power electronics have solved the variable - frequency supply problem by adequate frequency converters. On the other hand, the implementation of microprocessors in the digital control circuits has introduced a wide scope of possibilities to overcome the signal processing.

In this work, the system which consists of an induction machine in field coordinates and its variable frequency drive, is controlled by the digital PID controller in speed control loop. The optimum values of digital PID controller parameters were found by system identification method both analytically and geometrically. For this purpose, the structure and basic principles of the induction machine is firstly explained. Then, the mathematical model of the machine is obtained on abc phase axis. Since the model has high nonlinearities, space vector theory is applied to make the analysis possible and easier.

A three - phase symmetric system represented in a natural coordinate system by phase quantities, such as voltages, currents or flux linkages, can be replaced by one resultant space vector of, respectively, voltage, current or flux linkage. If $k_A(t)$, $k_B(t)$ and $k_C(t)$ denote arbitrary phase quantities in a system of natural coordinates (A, B, C) satisfying the condition,

$$k_A(t) + k_B(t) + k_C(t) = 0$$

then a space vector is defined as,

$$\hat{k} = \frac{2}{3} [1k_A(t) + ak_B(t) + a^2k_C(t)]$$

Thus defined, a space vector is a complex quantity, the factor $2/3$ in the last equation just above is the normalization factor (generally $2/m_s$, where m_s is the number of phases of a multiphase system). The choice of the normalization factor is entirely arbitrary, depending solely on notational convenience. In the theory of electrical motors, the factor $\sqrt{2/3}$ is used so as to ensure the power invariance of a three phase system with the two phase system equivalent to it. Such normalization is convenient in the matrix description of equations, as it satisfies the condition of orthogonality of transformation matrices.

In the chapter second of this study, by using the space vector theory, we obtained the complete set of the induction motor equilibrium equation as follows,

$$U_{sK} = I_{sK} R_s + \frac{d\Psi_{sK}}{dt} + j\Omega_K \Psi_{sK}$$

$$U'_{rK} = R'_r I'_{rK} + \frac{d\Psi'_{rK}}{dt} + j(\Omega_K - p\Omega_m) \Psi'_{rK}$$

$$\Psi_{sK} = L_s I_{sK} + L_M I'_{rK}$$

$$\Psi'_{rK} = L'_r I'_{rK} + L_M I_{sK}$$

$$\frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{1}{J} \left[-p \left(\frac{m_s}{2} \right) L_M \text{Im}(I_s^* I'_r) - T_L \right]$$

When interpreting and applying the above equations, the following circumstances should be kept in mind.

- They describe a made-up machine model with stator winding rotating with angular speed Ω_K , rotor quantities having been referred to the stator circuit.
- Therefore, both the stator and rotor quantities appearing in equations are complex space vectors represented in the common reference frame rotating with angular speed Ω_K ; the way they are related to the natural components of a real three-phase machine can be represented by

$$I_{sK} = \frac{2}{3} [1I_A(t) + aI_B(t) + a^2I_C(t)] e^{-j\Omega_K t}$$

$$I'_{rK} = \frac{2}{3} [1I'_a(t) + aI'_b(t) + a^2I'_c(t)] e^{-j(\Omega_K - p\Omega_m)t}$$

Analogous formulae hold for voltages U_{sK} , U'_{rK} and for the flux linkages Ψ_{sK} , Ψ'_{rK} .

- It is only because of the transformation of the equations to a common reference frame that the motor induction parameter can be regarded as constant and independent of rotor position.
- The motion equation is a real equation, the electromagnetic torque formula appearing in it being independent of the choice of coordinate system.
- The set of equations presented above describes an electrical motor in any arbitrary non-stationary state under conditions of non-sinusoidal voltage supply, although no account is taken of zero components.
- Owing to the use of complex space vectors, and assuming that symmetric sine waves are involved, it is possible to employ the symbolic method in going over to the steady state, and thus to obtain a convenient bridge to the classical theory of ac motors.

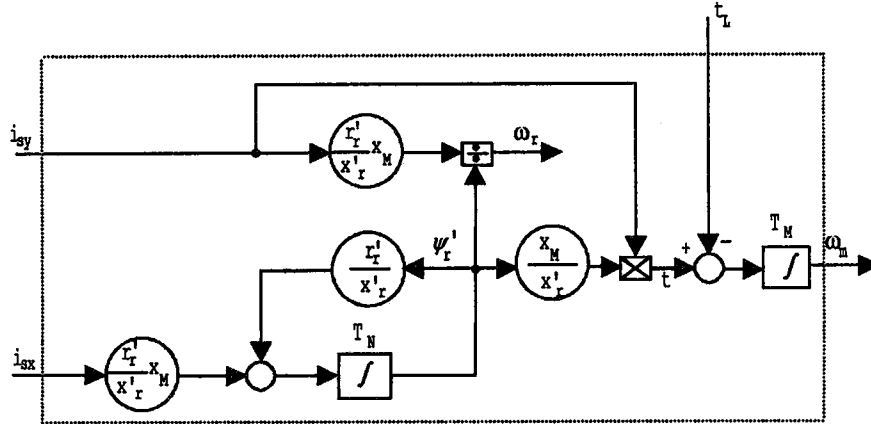
In the chapter third, the induction machine mathematical equations and block diagrams which are appropriate to develop any control algorithms were given by using per unit system. According to per unit system, we obtained the complete set of induction machine equations in system of synchronous coordinates x , y rotating concurrently with rotor flux linkage vector ψ_r as follows,

$$0 = -\frac{r_r x_M}{x_r} i_{sx} + \frac{r_r}{x_r} \psi'_r + T_N \frac{d\psi'_r}{dt}$$

$$0 = -\frac{r_r x_M}{x_r} i_{sy} + \omega_r \psi'_r$$

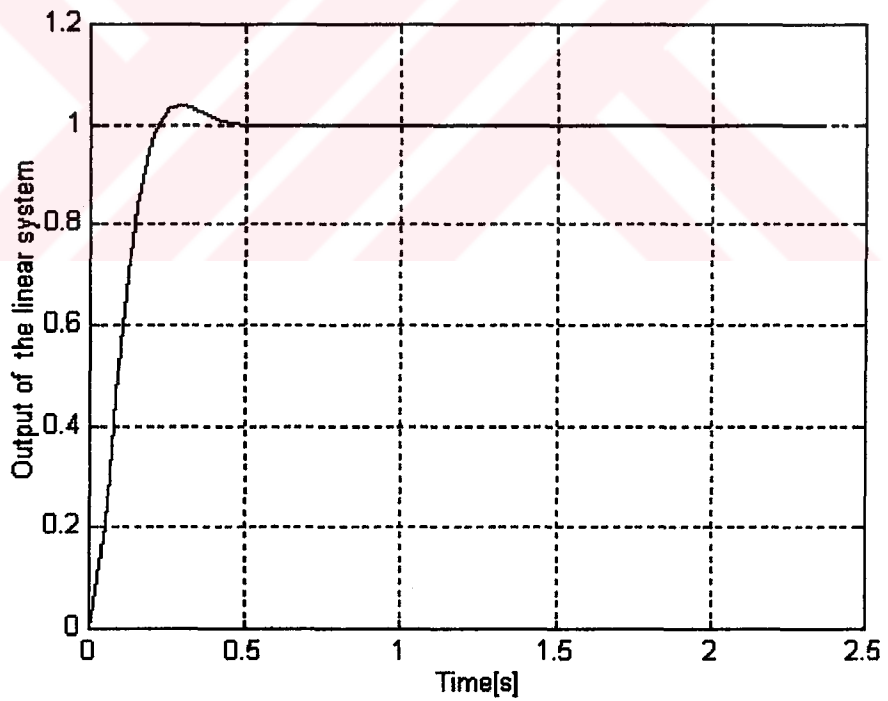
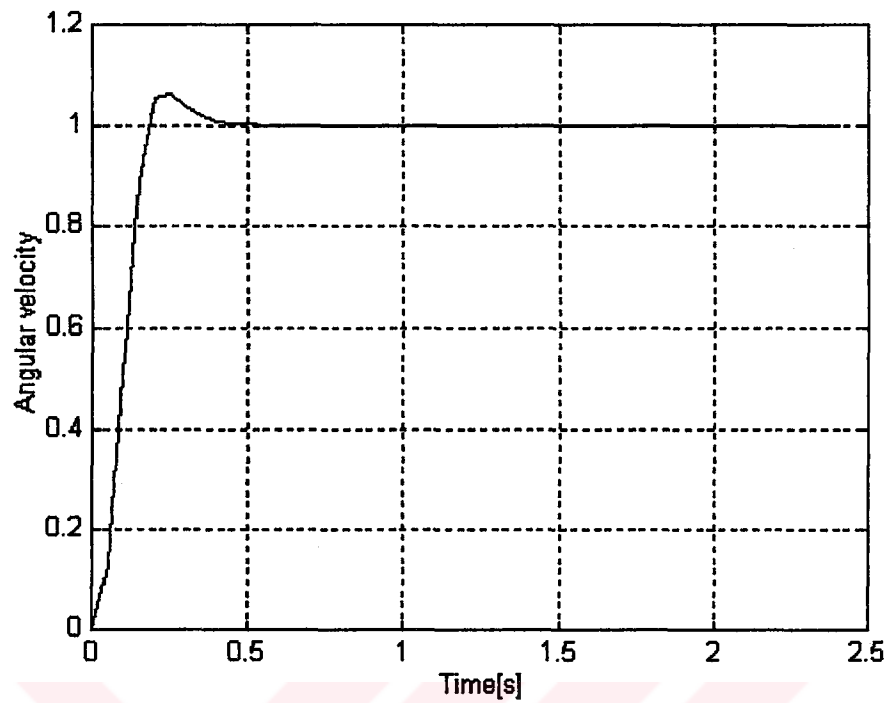
$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{T_M} \left[\left(\frac{x_M}{x_r} \right) \psi'_r i_{sy} - t_L \right]$$

The block diagram of the induction machine which is adequate for Matlab simulink program is obtained from the equations above. This block diagram given below.



In the fourth chapter, we have given the knowledge how to obtain parameters which are used in simulation circuit. Here, two tests were described which are suitable to obtain the electrical parameters of symmetrical three-phase induction machines. These are the locked rotor test and the no-load test. By the application of these tests, it is possible to determine the parameters which are present in the steady-state equivalent circuit of an induction machine. In this chapter, at the same time it was shown how the parameters of an induction machine obtained by the application of the locked rotor test and the no-load test could be used in the matrix models of an induction machine. For this purpose the three-phase model described by equations (2.26)-(2.27) was explicitly given here, but in a modified form in which all the rotor parameters were referred to the stator. For convenience, the quadrature-phase model of an induction machine with quasi-stationary rotor windings was also given.

In the fifth chapter, we have presented theoretical knowledge about voltage fed square-wave inverters, obtained full block diagram of voltage-controlled frequency converter-fed induction motor which is appropriate to make system identification. The input quantities in a voltage-controlled frequency converter are the voltage amplitude u_s and its frequency f_{su} (angular frequency ω_{su}). Such a converter may be presented as a dynamic unit. The supply voltage frequency f_{su} may be varied almost instantly, while in the amplitude control track u_s there appears the equivalent time constant T_{su} , which describes the dynamic properties of the closed voltage control loop. In this chapter, at the same time, we identified this system, which is full block diagram of voltage controlled frequency converter-fed induction motor, for the given motor parameters by applying step input to system input (u_s / f_{su} ratio is constant). The system has two time constants, electrical time constant and mechanical time constant. Therefore, the system model has taken to be a second order system. So, output of the system was compared with the output of a linear system being a second order system by using Matlab simulink program and system gain, electrical time constant and mechanical time constant were found. And we calculated PID parameters by considering the linear system for %4.3 overshoot, 0.26s settling time. The parameters found were applied the simulation circuit given figure 5.17 and figure 5.13. The results of the applications are respectively given below.



In chapter sixth, when the PI parameters calculated were used, the behaviour of the induction machine with different load characteristics was shown and at the end, the suggestions were presented.

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Asenkron makinalar, günümüz endüstrisinde tercih edilen ve tahrik sistemlerinde gerek kısa devre rotorlu olarak gerekse bilezikli, sargılı rotorlu olarak geniş kullanım yeri bulan makinalardır.

Geçmişte değişken hız gerektiren uygulamalarda uyarma ve endüvi akımları sayesinde akı ve momentin kolayca kontrol edilebildiği d.a makinaları tercih edilmiştir. Ancak d.a makinaları, komütasyon ve fırça düzeneklerinin bulunmasından dolayı büyük dezavantaja sahiptir. Bu düzeneklerin periyodik bakıma ihtiyaç göstermeleri, patlayıcı yada korozyona maruz ortamlarda kullanılmamaları, yüksek hız, yüksek gerilimli çalışma koşulları altında sınırlı komütasyon kapasitesine sahip olmaları d.a makinalarının kullanım alanının azalması için yeterli sebepleri oluşturur. Bu problemler, d.a makinaların yapacağı işleri yapan ancak bu sakıncaları bulunmayan asenkron makinalara yönelinerek aşılr. Çünkü özellikle rotoru kısa devreli asenkron makinalar aynı güçteki diğer elektrik makinalara göre daha ucuz ve hafiftir, basit yapıda, yüksek verimde çalışır, çok az arıza yapar, komütasyon ve fırça düzeneklerinin bulunmaması nedeni ile daha az bakım gerektirir ve d.a makinaların kullanılmadığı patlayıcı, korozyona maruz ortamlarda çalıştırılabilirler. Bütün bunlara ek olarak d.a makinalara oranla daha küçük boyutlu olan asenkron makinalar, yüksek çıkış güçleri için daha hafif, daha küçük döner kütleye sahiptir.

Ancak, asenkron makina, basit mekanik yapısına karşılık, oldukça karmaşık bir matematiksel yapıya sahiptir. Matematiksel olarak ortaya çıkan sistem, lineer olmayan (nonlinear) bir yapıdadır. Bu nedenle asenkron makinanın hız ve konum kontrolü, oldukça karmaşık kontrol düzenekleri gerektirir.

Asenkron makinanın stator gerilimini anma değerinde sabit tutup, frekansını değiştirdiğimizde, frekansın anma değerinin altına inmesi halinde, döner alan ve rotor

hızı azalacak((2.1),(2.3)), buna karşılık stator akımı artacaktır. Frekansın anma değeri nin üstüne çıkması halinde ise, sabit stator gerilimi altında, stator akımı azalacaktır. Bunun nedeni, statora ve rotora ilişkin özendüktif reaktansların ve kaçak reaktansların, stator gerilimi frekansına bağlı olarak değişmeleridir. Bu nedenle sadece stator geriliminin frekansının değişimi ile asenkron makinanın hızını kontrol etmek, tercih edilmeyen bir yöntemdir.

Sabit stator gerilimi ve frekansı altında, asenkron motorun hız kontrolünün bir diğer şekli de, çift kutup sayısının(p) değiştirilmesidir. Ancak bu işlem için yapılan hız denetimi kademeli olup, sadece iki farklı hız değerine ulaşılmasını sağlar. Kademe değişimlerinde akım sıçramaları oluşur. Bu nedenle pek kullanışlı bir yöntem değildir.

Asenkron makinanın bir faza indirgenmiş eşdeğer devresinden giderek, endüklenen moment ifadesi,

$$T = 3 \frac{1}{\frac{2\pi n_s}{60}} \frac{R'_r}{s} \frac{U_{s(rms)}^2}{\left(R_s + \frac{R'_r}{s}\right)^2 + (X_{s\sigma} + X'_{r\sigma})^2} \quad (1.1)$$

bağıntısı ile verilir. Statora uygulanan gerilimin frekansı sabit tutulduğunda, T, endüklenen moment, stator geriliminin efektif(~genlik) değerinin karesi ile orantılı değişmektedir. Bu yöntemle hız kontrol aralığı $n_d < n < n_s$ ' dir. Burada n_d devrilme momenti noktasındaki hızdır. Ancak bu yöntemin temel amacı asenkron motorun huzunu değil, hızlanmasını kontrol etmektir. Durma halindeki motorun, stator geriliminin genliği, oto transformatör veya alternatif gerilim kıyıcısı ile yavaş yavaş yükseltilerek, motorun yumuşak yol alması sağlanır. Taşıyıcı(konveyör) bant, bobin sarma ve dokuma makinası gibi, yumuşak yol alması gerekli yüklerin tahriğinde kullanılır.

Yukarıda sözü geçen ve sakıncaları belirtilen kontrol yöntemlerinin sakıncalarını ortadan kaldıran ve asenkron motorun isteğe en uygun kontrolünü sağlayan yöntem, skaler kontrol yöntemidir. Bu yöntemde, statorda endüklenen gerilimin, statora uygulanan gerilimin frekansına oranı sabit kalacak biçimde, endüklenen gerilim ve frekans, birlikte değiştirilir. Uygulamalarda ise, statorda

endüklenen gerilim yerine, stator uç gerilimi değiştirilir. Stator uç gerilimi, stator sargı direnci ve kaçak reaktansı üzerinde düşen gerilim ihmal edilirse, statorda endüklenen gerilime eşittir. Böylece, statordan rotora geçen hava aralığı akısı Ψ_M sabit tutulur. Akının sabit kalması ile, rotorda endüklenen momentin, stator gerilimi frekansının anma değerinin altındaki değerleri için, devrilme noktası momentinin sabit kalması sağlanır. Bunun fiziksel anlamı şudur: Anma değerinin altındaki farklı stator gerilimi frekansları ve mil hızları için, yüke aktarılan momentin değeri aynı kalır. Ancak, $U_{s(rms)}$ 'in anma değerinin çok altına inildiği noktalarda, I_s sabit olduğundan, R_s üzerinde düşen gerilim artık ihmal edilemez düzeye gelir. Buda endüklenen gerilimin çok küçülmesine ve hava aralığı akısının azalmasına neden olur. Bu nedenle belli bir frekans değerinin altında, U_s / f_s ilkesi uygulanamaz. Bu durumda gerilimin genliği sabit tutulup frekans düşürülür. Buna asenkron motorun skaler kontrolunda IR kompanzasyonu denir.

Bütün bu durumlardan açıkça belli ki, asenkron motorun kontrolu için değişken genlik ve frekanslı, alternatif gerilim kaynağına gereksinim vardır. Günümüzde, güç elektroniğinde son yıllardaki gelişmelerle birlikte böyle bir gerilim kaynağı bulmak, aradevrelili frekans çeviricilerle mümkündür.

Asenkron makinanın bilinen bir özelliği ise, moment-hız özdeşliğinde, lineer çalışma bölgesi içinde kalındığı sürece, yüklendikçe mil hızının çok fazla düşmemesidir. Anma yükü ile yüklendiği durumda, hız, senkron devir hızının %4-%8 altına düşer. Duyarlı hız kontrolun gerektiği kağıt, demir-çelik, dokuma ve cam fabrikaları gibi kuruluşlarda, her çeşit yükleme durumu için, mil hızının sabit kalması istenebilir. Bu durumda asenkron motorun kapalı çevrim kontrol düzenleri ile kontrol edilmesi gerekir. Hıza ilişkin bilgi, motor miline bağlı dairesel kodlayıcı(encoder) veya takogenaratör üzerinden alınır. İstenen(referans) değer ile mil hızı arasındaki fark, hata işareti olarak belirlenir. Hata işareti kontrolörde işlenerek, uygun kontrol işareti elde edilir. Bu kontrol işareti sürücüye uygulanıp, çeşitli yüklenme durumları için, asenkron motorun mil hızının istenen değerde sabit kalması sağlanır.

Günümüz piyasa uygulamalarında, kapalı çevrim konum, hız ve akım kontrolunda, kontrolör olarak PI(Oransal + İntegral) veya PID(Oransal + İntegral + Türev) tipi kontrolörler kullanılır. Uzun yıllar boyunca bu tip kontrolörler analog

olarak üretilmiştir. Günümüzde gelişen bilgisayar ve mikroişlemci teknolojisi ile, bu tip kontrolörler dijital olarak gerçekleştirilmektedir. Dijital kontrolör kartları, analog-dijital ve dijital - analog dönüştürücüleri, silinip-yazılabilir bellekleri ve mikroişlemcisi ile birlikte tek bir kart halinde üretilebilmektedir. Böylece pratik kullanıma son derece yatkın hale gelmiştir.

Günümüz piyasa uygulamalarında, PID kontrolörler için en uygun parametrelerin belirlenmesi, genellikle deneme yanılma yöntemi ile yapılmaktadır. Bu yüksek lisans tezinde yapılan çalışma, asenkron motor ve sürücüsünden oluşan sistemin önünde bulunan PID kontrolörün parametrelerinin optimum değerlerinin, bilimsel bir yöntemle bulunmasını içermektedir.

Bu bağlamda ilk önce, asenkron makinanın doğru ve sağlıklı bir şekilde modellenmesi amaç edilmiştir. Bu amacın temelleri olan bilgiler Bölüm 2’de verilmiştir.

Bölüm 3’te asenkron makinanın değişik davranışlarının incelenmesi ve kontrol algoritması geliştirmeye uygun, çeşitli koordinat sistemlerine göre modellenmesi yapılmıştır.

Bölüm 4’te tezin amacını gerçekleştirmek için, pratikte bir asenkron makinanın, bu tezde PID katsayılarını hesaplamak için gerilim aradevrelili frekans çeviriciden beslenen asenkron makinanın MATLAB simulink programında kurulmuş modeli için gerekli, parametrelerin ölçüm yöntemi verilmiştir.

Bölüm 5’de, sürücünün ana devresi olan eviriciler hakkında teorik bilgi verilmiş, gerilim aradevrelili frekans çeviriciden beslenen asenkron makinanın MATLAB simulink programında modeli kurulmuş, yine MATLAB kullanılarak, bir tür sistem tanıma yöntemi olan birim basamak giriş yöntemi bu modele uygulanarak, istenilen davranışı veren PID katsayılarını analitik ve geometrik hesaplamak için lineer bir model bulunmuştur. Bu model üzerinde, % 4.2 aşım ve 0.26 s’de % 5’lik hata bandı içine girme kriterleri için hesaplanan katsayılar model ve lineer sisteme uygulanıp sonuçları verilmiştir.

Bölüm 6’da ise, yine hesaplanan bu katsayılar kullanılarak, asenkron motorun yüksüz ve çeşitli yükte davranışı incelenmiş ve öneriler verilmiştir.

BÖLÜM 2

ASENKRON MAKİNANIN GENEL MATEMATİKSEL MODELİNİN ELDE EDİLMESİ

Fiziksel bir sistemin incelenebilmesi için öncelikle sistemin yapısı ve çalışma prensibinin bilinmesi, daha sonra sistemi olabildiğince gerçek sisteme yakın, yani gerçek sistemdeki parametre ilişkilerini yansıtacak matematiksel modelin elde edilmesi gerekmektedir.

Burada incelenecek sistem asenkron makina olduğu için, matematiksel modelin elde edilmesi aşamasında ilk önce asenkron makinanın yapısı verilecektir.

2.1 Asenkron Makinanın Yapısı

Endüstride kullanılan elektrik makinalarından, en sağlam olanı, en az arıza yapanı, en ucuz olanı ve en çok kullanılanı asenkron makinalardır. Çalışma ilkesi bakımından bu makinalara '*indüksiyon makinaları*' da denir. Bu makinalar endüstride genellikle motor olarak çalıştırılırlar.

Asenkron makinanın çalışma teorisi ve yapım ilkeleri 1820-1831 yılları arasında ortaya atılmıştır. 1825 yılında Amper Kanunu ve 1831'de Faraday Kanunu bulunmuştur. Fakat Endüstri tipi bir asenkron motor 1890'lardan önce yapılamamıştır. İlk Endüstri tipi asenkron motor 1890 yılında Nikola Tesla tarafından Westinghouse firmasında yapılmıştır [1].

Yapısı bakımından incelendiğinde asenkron makinaların rotor ve stator olarak iki temel kısma sahip olduğu görülür ve bunlar saç paketlerden imal edilirler.

Stator, sabit duran ve üzerinde bir, iki, üç ya da çok fazlı sargı bulunan kısımdır. Stator sargılarına alternatif gerilim uygulanır.

Rotor ise asenkron makinanın döner kısmıdır. Makinalar, rotor ve rotor sargılarının yapılışına göre rotoru sincap kafesli olan motorlar, rotoru bilezikli ve

sargılı olan motorlar olmak üzere iki gruba ayrılır. Sincap kafesli motorlarda, rotor üzerine açılmış oluklara yerleştirilmiş yalıtımsız çubuklar ve bu çubukları her iki baştan kısa devre eden halkalar vardır. Rotor oluklarına yerleştirilen çubuklarda 10 Volt'un altında gerilim endüklenmesinden ötürü, bu çubukların rotor oluklarından yalıtılmasına gerek görülmez [1]. Rotor faz sayısını sincap kafesli asenkron makinalarda, bu çubukların sayısı belirler ve genellikle rotor $m \gg 3$ olmak üzere m fazlıdır [2], [3]. Bilezikli motorlarda ise, rotorda, yalıtılmış çok fazlı sargı vardır ve bu sargıların uçları bilezik-fırça sistemi ile dış devreye alınmıştır.

2.2 Asenkron Makinanın Çalışma Prensibi

Üç fazlı sincap kafesli bir asenkron motor göz önüne alalım. Asenkron motorun statorundaki üç fazlı sargı, bir alternatif akım şebekesinden beslendiğinde, sargıların iletken kesiti ve sarım uzunlukları aynı olan bu sargılardan dengeli üç fazlı akımlar geçer. Bu akımlar, stator sargısında bir döner alan meydana getirirler. Bu döner alan şebeke frekansı f_s ve motorun çift kutup sayısı p ise,

$$n_s[d/d] = f_s[Hz]60 / p \quad (2.1)$$

hızı ile döner. Bu döner alan çizgisel hızı rotora göre v ise, l uzunluğundaki rotor iletkenlerinde

$$e = (v \wedge B) \cdot l \quad v \perp B \perp l \quad (2.2)$$

olduğundan $e = v \cdot B \cdot l$ e.m.k'ini endükler. Kapalı bir devre oluşturan rotor iletkenlerinden akımlar akar. Bu içinden akım akan iletkenler bir alan içinde olduklarından Biot-Savart Kanununa göre bunlara kuvvet etkir ve rotor dönmeye başlar. Rotor döner alan yönünde dönmeye başlayınca, rotor hızı n ise,

$$v = \frac{2 \cdot \pi \cdot n_2}{60} = \frac{2 \cdot \pi \cdot (n_s - n)}{60} \quad (2.3)$$

olduğundan rotor hızı hiç bir zaman stator döner alanı hızına çıkamaz. Herhangi bir şekilde teorik olarak çıkacağı düşünülürse, $v = 0$ olacağından, rotorda endüklenen e.m.k ve de rotor akımları sıfır olur. Bu nedenle rotor döner alana göre daima bir kayma ile döner, yani döner alanın peşinde döner. Bu nedenle bunlara asenkron motorlar denir.

Motorun miline büyük bir fren momenti uygulandığında, rotor yavaşlayacaktır. Yani kayma büyür. Kayma büyüyünce, rölatif olarak rotorun yavaşlaması ile döner alan hızı rotora göre artar, yani v büyür. Dolaylı olarak rotor iletkenlerinde endüklenen e.m.k büyür. Rotorda endüklenen döndürme momenti büyür. Bu ancak belirli bir değere kadar devam eder. Daha fazla fren momenti büyürse motor durur. Bu sınır döndürme momentine ' *devrilme momenti* ' denir [4].

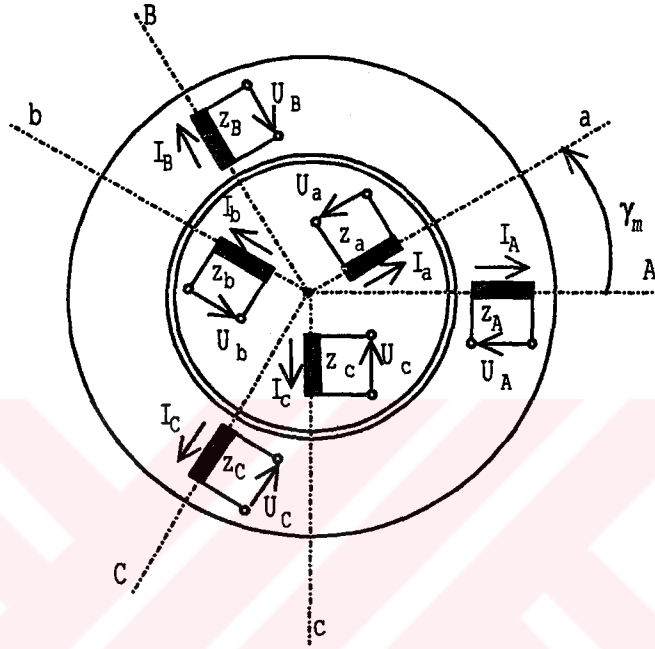
2.3 Gerilim ve Akı-Akım Eşitlikleri

Aşağıdaki varsayımlar altında asenkron makinayı temsil eden eşitlikleri elde etmek mümkündür.

- Rotorda ve statorda simetrik üç fazlı sargılar vardır.
- Rotor sargı yada çubukları rotor çevresine düzgün, simetrik yayılmıştır.
- Doyma, dış ve oluk etkileri ihmal edilmiştir.
- Manyetik kısımların geçirgenliği (permeabilitesi) sonsuzdur.
- Histerisiz ve fuko kayıpları ihmal edilmiştir.
- Direnç ve endüktans değerleri sıcaklıktan bağımsızdır.
- Alternatif akımda elektronların ileri-geri hareketlerinden ötürü, frekans yükseldikçe akımın kullandığı faydalı kesidin azalıp elektronların çepere doğru yığılması ve bu durumda iletkenlerin direncinin artması, makina performansının düşmesi demek olan akım yığılması (deri olayı) ihmal edilmiştir.

- Hava aralığı rotor çevresi boyunca sabittir.

Böyle bir ideal motor Şekil 2.1'de gösterilmiştir.



Şekil 2.1 Üç fazlı asenkron makina için bir model

Burada anlık stator faz gerilim değerleri şöyle yazılabilir.

$$U_A = I_A \cdot R_s + \frac{d\Psi_A}{dt} \quad (2.4a)$$

$$U_B = I_B \cdot R_s + \frac{d\Psi_B}{dt} \quad (2.4b)$$

$$U_C = I_C \cdot R_s + \frac{d\Psi_C}{dt} \quad (2.4c)$$

Burada U_A , U_B , U_C stator gerilimlerinin anlık değerleri, I_A , I_B , I_C stator akımlarının anlık değerleri, $R_s = R_A = R_B = R_C$ stator sargılarının direnci ve Ψ_A , Ψ_B , Ψ_C stator sargılarının manyetik akılarıdır.

Akı - akım eşitliğini kurmak için detaylı olarak stator A fazına ilişkin akı ifadesini yazalım.

$$\Psi_A = \Psi_{AA} + \Psi_{BA} + \Psi_{CA} + \Psi_{aA} + \Psi_{bA} + \Psi_{cA} \quad (2.5)$$

Burada,

Ψ_{AA} : I_A akımı tarafından stator A sargısında yaratılan akı

Ψ_{BA} : I_B akımı tarafından stator A sargısında yaratılan akı

Ψ_{CA} : I_C akımı tarafından stator A sargısında yaratılan akı

Ψ_{aA} : I_a akımı tarafından stator A sargısında yaratılan akı

Ψ_{bA} : I_b akımı tarafından stator A sargısında yaratılan akı

Ψ_{cA} : I_c akımı tarafından stator A sargısında yaratılan akı

dır. Ve akı bileşenleri aşağıdaki gibi ifade edilirler.

$$\begin{aligned} \Psi_{AA} &= L_A \cdot I_A & \Psi_{aA} &= M_{aA} \cdot I_a \\ \Psi_{BA} &= M_{BA} \cdot I_B & \Psi_{bA} &= M_{bA} \cdot I_b \\ \Psi_{CA} &= M_{CA} \cdot I_C & \Psi_{cA} &= M_{cA} \cdot I_c \end{aligned} \quad (2.6)$$

Self endüktans aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$L_A = \frac{z_A \cdot \Phi_{AA}}{I_A} = \frac{z_A \cdot (\Phi_{MA} + \Phi_{\sigma A})}{I_A} = L_{MA} + L_{\sigma A} \quad (2.7)$$

$L_{\sigma A}$, A stator sargısının kaçak endüktansı, z_A , A sargısının sarım sayısı ve Φ_{AA} da bir sarımda oluşan akıdır. Diğer taraftan karşılıklı endüktans,

$$M_{AB} = M_{BA} = -\frac{1}{2} \cdot L_{MA} \quad (2.8)$$

Çünkü,

$$\Phi_{AB} = \Phi_{MA} \cdot \cos \angle(\Phi_A, \Phi_B) = \Phi_{MA} \cdot \cos(2\pi/3) = -\frac{1}{2} \Phi_{MA} \quad (2.9)$$

$z_A = z_B$ varsayımı altında (2.7) ve (2.9) eşitliklerinden,

$$M_{AB} = \frac{z_B \cdot \Phi_{AB}}{I_A} = \frac{z_B \cdot \Phi_{MA} (-\frac{1}{2})}{I_A} = -\frac{1}{2} L_{MA} \quad (2.10)$$

yazmak mümkündür.

Benzer şekilde,

$$\Phi_{AC} = \Phi_{MA} \cdot \cos(4\pi/3) = -\frac{1}{2} \Phi_{MA} \quad (2.11)$$

yine $z_A = z_C$ olduğu gözönünde bulundurularak,

$$M_{CA} = M_{AC} = \frac{z_C \cdot \Phi_{AC}}{I_A} = \frac{z_C \cdot \Phi_{MA} (-\frac{1}{2})}{I_A} = -\frac{1}{2} L_{MA} \quad (2.12)$$

şeklinde ifade etmek mümkündür.

Stator ve rotor sargıları arasındaki karşılıklı endüktansı tespit ederken rotorun dönme hareketi de gözönüne alınmalıdır. Rotor faz akımları tarafından stator A fazında endüklenen akı, rotor pozisyonunun yani γ_m açısının bir fonksiyonudur. Buna göre,

$$M_{aA} = M_{Aa} = \frac{z_a \Phi_{Aa}}{I_A} = \frac{z_a \Phi_{MA} \cos \gamma_m}{I_A} = \frac{z_a}{z_A} L_{MA} \cos \gamma_m \quad (2.13)$$

$$M_{bA} = M_{Ab} = \frac{z_b \Phi_{Ab}}{I_A} = \frac{z_b \Phi_{MA} \cos(\gamma_m + \frac{2}{3}\pi)}{I_A} = \frac{z_b}{z_A} L_{MA} \cos(\gamma_m + \frac{2}{3}\pi) \quad (2.14)$$

$$M_{cA} = M_{Ac} = \frac{z_c \Phi_{Ac}}{I_A} = \frac{z_c \Phi_{MA} \cos(\gamma_m + \frac{4}{3}\pi)}{I_A} = \frac{z_c}{z_A} L_{MA} \cos(\gamma_m + \frac{4}{3}\pi) \quad (2.15)$$

şeklindedir. Rotor sargılarının simetrisi gözönünde bulundurularak ($z_a = z_b = z_c$) ve (2.6), (2.8), (2.12) ve (2.15) eşitlikleri (2.5)'de yerine yazılırsa,

$$\begin{aligned} \Psi_A = & (L_{MA} + L_{\sigma A})I_A - \frac{1}{2}L_{MA} I_B - \frac{1}{2}L_{MA} I_C + \left(\frac{z_a}{z_A}L_{MA}\cos\gamma_m\right)I_a + \\ & \frac{z_a}{z_A}L_{MA}\cos(\gamma_m + \frac{2}{3}\pi)I_b + \frac{z_a}{z_A}L_{MA}\cos(\gamma_m + \frac{4}{3}\pi)I_c \end{aligned} \quad (2.16)$$

elde edilir.

Bilezikli asenkron makina için rotor gerilim eşitlikleri

$$U_a = I_a \cdot R_r + \frac{d\Psi_a}{dt} \quad (2.17a)$$

$$U_b = I_b \cdot R_r + \frac{d\Psi_b}{dt} \quad (2.17b)$$

$$U_c = I_c \cdot R_c + \frac{d\Psi_c}{dt} \quad (2.17c)$$

Aynı mantıkla, rotor a fazına ilişkin akı aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{aligned} \Psi_a &= \Psi_{aa} + \Psi_{ba} + \Psi_{ca} + \Psi_{Aa} + \Psi_{Ba} + \Psi_{Ca} \\ &= L_a \cdot I_a + M_{ba} \cdot I_b + M_{ca} \cdot I_c + M_{Aa} \cdot I_A + M_{Ba} \cdot I_B + M_{Ca} \cdot I_C \end{aligned} \quad (2.18)$$

Burada self endüktans ,

$$L_a = \frac{Z_a (\Phi_{Ma} + \Phi_{\sigma a})}{I_a} = L_{Ma} + L_{\sigma a} \quad (2.19)$$

şeklindedir. Burada $L_{\sigma a}$ rotor a sargısının kaçak endüktansdır. Rotor sargılarının karşılıklı endüktansı da aşağıdaki gibi ifade edilir,

$$M_{ba} = M_{ab} = \frac{z_b \Phi_{Ma} \cos(\frac{2}{3}\pi)}{I_a} = -\frac{1}{2} L_{Ma} \quad (2.20)$$

$$M_{ca} = M_{ac} = \frac{z_c \Phi_{Ma} \cos(\frac{4}{3}\pi)}{I_a} = -\frac{1}{2} L_{Ma} \quad (2.21)$$

Rotor ve stator sargılarının birbirine göre karşılıklı endüktansı ise aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$M_{Aa} = M_{aA} = \frac{z_A \Phi_{Ma} \cos \gamma_m}{I_a} = \frac{z_A}{z_a} L_{Ma} \cos \gamma_m \quad (2.22)$$

$$M_{Ba} = M_{aB} = \frac{z_B \Phi_{Ma} \cos(\gamma_m + \frac{2}{3}\pi)}{I_a} = \frac{z_B}{z_a} L_{Ma} \cos(\gamma_m + \frac{2}{3}\pi) \quad (2.23)$$

$$M_{Ca} = M_{aC} = \frac{z_C \Phi_{Ma} \cos(\gamma_m + \frac{4}{3}\pi)}{I_a} = \frac{z_C}{z_a} L_{Ma} \cos(\gamma_m + \frac{4}{3}\pi) \quad (2.24)$$

Bobinlerin simetrisi gözönünde bulundurularak ($z_A = z_B = z_C$), (2.22), (2.23), (2.24) eşitlikleri (2.13), (2.14) ve (2.15) eşitlikleri ile karşılaştırılırsa,

$$\frac{z_a}{z_A} L_{MA} = \frac{z_A}{z_a} L_{Ma} \quad (2.25)$$

olduğu görülür.

Elde edilen bu eşitliklerin hepsi, matris formunda üç fazlı doğal koordinatlarda üç fazlı asenkron makina gerilim, akı ve akım eşitliklerini oluşturur. Buna göre,

$$U_s = I_s.R_s + \frac{d\Psi_s}{dt} \quad (2.26a)$$

$$U_r = I_r.R_r + \frac{d\Psi_r}{dt} \quad (2.26b)$$

$$\Psi_s = L_s I_s + M_s I_r \quad (2.27a)$$

$$\Psi_r = L_r I_r + M_r I_s \quad (2.27b)$$

Burada,

$U_s = [U_A, U_B, U_C]^T$ stator gerilim vektörü,

$U_r = [U_a, U_b, U_c]^T$ rotor gerilim vektörü,

$I_s = [I_A, I_B, I_C]^T$ stator akım vektörü,

$I_r = [I_a, I_b, I_c]^T$ rotor akım vektörü,

$\Psi_s = [\Psi_A, \Psi_B, \Psi_C]^T$ stator akı vektörü,

$\Psi_r = [\Psi_a, \Psi_b, \Psi_c]^T$ rotor akı vektörüdür.

Buna göre,

$$L_s = L_{MA} \begin{bmatrix} 1 + \sigma_s & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 + \sigma_s & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 + \sigma_s \end{bmatrix} \quad (2.28a)$$

$$\mathbf{L}_r = L_{Ma} \begin{bmatrix} 1+\sigma_r & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1+\sigma_r & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1+\sigma_r \end{bmatrix} \quad (2.28b)$$

$$\mathbf{M}_s = \frac{z_a}{z_A} L_{MA} \begin{bmatrix} \cos \gamma_m & \cos(\gamma_m + \frac{2}{3}\pi) & \cos(\gamma_m + \frac{4}{3}\pi) \\ \cos(\gamma_m + \frac{4}{3}\pi) & \cos \gamma_m & \cos(\gamma_m + \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\gamma_m + \frac{2}{3}\pi) & \cos(\gamma_m + \frac{4}{3}\pi) & \cos \gamma_m \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

ve

$$\mathbf{M}_r = \mathbf{M}_s^T \quad (2.30)$$

(2.28) matrisinde gözüken stator sargısı kaçak faktörü,

$$\sigma_s = \frac{L_{\sigma A}}{L_{MA}} = \frac{L_A}{L_{MA}} - 1 \quad (2.31a)$$

dir. Rotor sargısı kaçak faktörü ise,

$$\sigma_r = \frac{L_{\sigma a}}{L_{Ma}} = \frac{L_a}{L_{Ma}} - 1 \quad (2.31b)$$

şeklindedir. (2.26) ve (2.27) matrisleri üç fazlı doğal koordinatlardaki rotoru sargılı asenkron motorun gerilim ve akı - akım eşitlikleri kümesini kurar.

2.4 Gerilim ve Akı - Akım Eşitliklerinin Uzak Vektörlere Göre Yazılması

(2.4a), (2.4b), (2.4c) eşitliklerini sırası ile $\frac{2}{3}$, $\frac{2}{3}a$, $\frac{2}{3}a^2$ ile çarpalım,

$$\frac{2}{3}(U_A + aU_B + a^2U_C) = \frac{2}{3}(I_A + aI_B + a^2I_C)R_s + \frac{2}{3}\frac{d}{dt}(\Psi_A + a\Psi_B + a^2\Psi_C) \quad (2.32)$$

Buna göre,

$$U_s = I_s R_s + \frac{d\Psi_s}{dt} \quad (2.33)$$

Burada U_s stator gerilim uzay vektörü, I_s stator akım uzay vektörü, Ψ_s stator akı uzay vektörüdür.

Benzer yolla rotor eşitlikleri içinde bu işlemleri yinelersek,

$$U_r = I_r R_r + \frac{d\Psi_r}{dt} \quad (2.34)$$

Burada da U_r rotor gerilim uzay vektörü, I_r rotor akım uzay vektörü, Ψ_r rotor akı uzay vektörüdür.

Şimdi akı - akım eşitliğini uzay vektörü olarak yazmaya çalışalım. Buna göre (2.27)'yi $\frac{2}{3}A$ ile çarparsak,

$$\frac{2}{3}A\Psi_s = \frac{2}{3}AL_sI_s + \frac{2}{3}AM_sI_r \quad (2.35)$$

$$A = [1, a, a^2] \quad (2.36)$$

olmak üzere, gerekli hesaplamalar ve sadeleştirmeler yapıldıktan sonra,

$$AL_s = L_{MA}\left(\frac{3}{2} + \sigma_s\right)A \quad (2.37)$$

$$AM_s = \frac{3}{2} \frac{z_a}{z_A} L_{MA} A e^{j\gamma_m} \quad (2.38)$$

bulunur. Bu eşitlikleri (2.35) eşitliğinde yerine koyarsak,

$$\Psi_s = L_{MA}\left(\frac{3}{2} + \sigma_s\right)I_s + \frac{3}{2} \frac{z_a}{z_A} L_{MA} I_r e^{j\gamma_m} \quad (2.39)$$

elde edilir. Aynı mantıkla bu işlemleri rotor için yapacak olur isek,

$$\Psi_r = L_{Ma}\left(\frac{3}{2} + \sigma_r\right)I_r + \frac{3}{2} \frac{z_a}{z_A} L_{Ma} I_s e^{j\gamma_m} \quad (2.40)$$

elde edilir. Burada,

$$L_s = L_{MA}\left(\frac{3}{2} + \sigma_s\right) , \quad L_r = L_{Ma}\left(\frac{3}{2} + \sigma_r\right) \quad (2.41a)$$

$$M = \frac{3}{2} \frac{z_a}{z_A} L_{MA} = \frac{3}{2} \frac{z_A}{z_a} L_{Ma} \quad (2.41b)$$

olduğu da düşünülerek, asenkron makinanın gerilim ve akı - akım eşitliklerinin uzay vektördeki formu aşağıdaki gibi elde edilir.

$$U_s = I_s R_s + \frac{d\Psi_s}{dt} \quad (2.42a)$$

$$U_r = I_r R_r + \frac{d\Psi_r}{dt} \quad (2.42b)$$

$$\Psi_s = L_s I_s + M e^{j\gamma_m} I_r \quad (2.43a)$$

$$\Psi_r = L_r I_r + M e^{-j\gamma_m} I_s \quad (2.43b)$$

2.5 Uzay Vektör Eşitliklerinin Dönen Koordinat Sistemine Göre Transformasyonu

(2.42) ve (2.43) eşitliklerini azaltmak için, herhangi bir açısal hız Ω_K ile dönen koordinat sistemine dönüşüm uygulayacağız.

(2.43) eşitliğini (2.42) eşitliğinde yerine yazarsak,

$$U_s = I_s R_s + \frac{d(L_s I_s + M e^{j\gamma_m} I_r)}{dt} \quad (2.44a)$$

$$U_r = I_r R_r + \frac{d(L_r I_r + M e^{-j\gamma_m} I_s)}{dt} \quad (2.44b)$$

elde edilir. Şimdi üstteki stator gerilim eşitliğine transformasyon uygulayacağız. Bunun için, stator gerilim eşitliğindeki uzay vektörler yerine fazörlerini yazacağız. Buna göre,

$$U_{sK} e^{j\gamma_K} = R_s \cdot I_{sK} e^{j\gamma_K} + \frac{d(L_s I_{sK} e^{j\gamma_K} + M I_{rK} e^{j(\gamma_K - \gamma_m + \gamma_m)})}{dt} \quad (2.45)$$

$$\frac{d(L_s I_{sK} e^{j\gamma_K})}{dt} = L_s \left(\frac{dI_{sK}}{dt} e^{j\gamma_K} + I_{sK} j \frac{d\gamma_K}{dt} e^{j\gamma_K} \right) \quad (2.46a)$$

$$\frac{d(M I_{rK} e^{j\gamma_K})}{dt} = M \left(\frac{dI_{rK}}{dt} e^{j\gamma_K} + I_{rK} j \frac{d\gamma_K}{dt} e^{j\gamma_K} \right) \quad (2.46b)$$

$$U_{sK} = I_{sK} \cdot R_s + \frac{d(L_s I_{sK} + M I_{rK})}{dt} + j\Omega_K (L_s I_{sK} + M I_{rK}) \quad (2.47)$$

Burada $d(L_s I_{sK} + M I_{rK})/dt$ transformasyonun elektromotor kuvvetini, $j\Omega_K (L_s I_{sK} + M I_{rK})$ motor hareketinden oluşan elektromotor kuvvetini temsil eder.

Aynı işlemleri rotor için de yapacak olur isek,

$$U_{rK} = I_{rK} \cdot R_r + \frac{d(L_r I_{rK} + M I_{sK})}{dt} + j\Omega_K (L_r I_{rK} + M I_{sK}) \quad (2.48)$$

olduğu görülür.

p kutup çifti sayısını belirtmek üzere, asenkron makinanın Ω_K açısal hızı ile dönen koordinatlara göre toplu transformasyon sonuçları aşağıdaki gibidir.

$$U_{sK} = I_{sK} \cdot R_s + \frac{d\Psi_{sK}}{dt} + j\Omega_K \Psi_{sK} \quad (2.49a)$$

$$U_{rK} = I_{rK} \cdot R_r + \frac{d\Psi_{rK}}{dt} + j(\Omega_K - p\Omega_m)\Psi_{rK} \quad (2.49b)$$

$$\Psi_{sK} = L_s I_{sK} + M I_{rK} \quad (2.50a)$$

$$\Psi_{rK} = L_r I_{rK} + M I_{sK} \quad (2.50b)$$

2.6 Rotor Büyüklüklerini Statora İndirgeme

İndirgenmiş rotor akım vektörü aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$I'_{rK} = \frac{Z_a}{Z_A} I_{rK} \quad (2.51)$$

(2.41) ve (2.51) eşitlikleri gözönüne alınarak (2.50a) eşitliğini yeniden düzenlersek,

$$\begin{aligned} \Psi_{sK} &= L_{MA} \left(\frac{3}{2} + \sigma_s \right) I_{sK} + \frac{3}{2} L_{MA} \frac{Z_a}{Z_A} I_{rK} \\ &= \sigma_s L_{MA} I_{sK} + \frac{Z_A}{Z_a} M (I_{sK} + I'_{rK}) \end{aligned} \quad (2.52)$$

Benzer şekilde rotor akısı için,

$$\begin{aligned} \Psi_{rK} &= L_{Ma} \left(\frac{3}{2} + \sigma_r \right) I_{rK} + \frac{3}{2} L_{Ma} \frac{Z_a}{Z_A} I_{sK} \\ &= \frac{Z_a}{Z_A} \left[\sigma_r L_{Ma} \left(\frac{Z_A}{Z_a} \right)^2 I'_{rK} + \frac{Z_A}{Z_a} M (I_{sK} + I'_{rK}) \right] \end{aligned} \quad (2.53)$$

Aşağıdaki tanımlara göre (2.52) ve (2.53) eşitlikleri,

$$\Psi_{sK} = L_{s\sigma} I_{sK} + L_M I_{MK} = \Psi_{s\sigma K} + \Psi_{MK} \quad (2.54)$$

$$\Psi_{rK} = \frac{z_a}{z_A} (L'_{r\sigma} I'_{rK} + L_M I_{MK}) = \frac{z_a}{z_A} (\Psi'_{r\sigma K} + \Psi_{MK}) \quad (2.55)$$

şeklinde yazılabilir.

$L_{s\sigma} = \sigma_s L_{MA}$: Stator sargısı kaçak endüktansı

$L_{r\sigma} = \sigma_r L_{Ma}$: Rotor sargısı kaçak endüktansı

$L'_{r\sigma} = \left(\frac{z_A}{z_a}\right)^2 L_{r\sigma}$: Statora indirgenmiş rotor sargısı kaçak endüktansı

$L_M = \left(\frac{z_A}{z_a}\right) M = \frac{3}{2} L_{MA} = \frac{3}{2} L_{Ma}$: Ana endüktans

$I_{MK} = I_{sK} + I'_{rK}$: Manyetik akım uzay vektörü

$\Psi_{MK} = L_M I_{MK}$: Ana akı vektörü

$\Psi_{s\sigma K} = L_{s\sigma} I_{sK}$: Stator kaçak akı vektörü

$\Psi'_{r\sigma K} = L'_{r\sigma} I'_{rK}$: Statora indirgenmiş rotor kaçak akı vektörü

(2.53) ve (2.55) eşitlikleri gözönünde bulundurularak rotor gerilim vektör eşitliği (2.49b) aşağıdaki gibi olur.

$$U_{rK} = \frac{z_A}{z_a} R_r I'_{rK} + \frac{z_a}{z_A} \left[\frac{d(\Psi'_{r\sigma K} + \Psi_{MK})}{dt} + j(\Omega_K - p\Omega_m)(\Psi'_{r\sigma K} + \Psi_{MK}) \right] \quad (2.56)$$

eşitliğin her iki tarafını z_A/z_a ile çarparsak ve aynı zamanda aşağıdaki eşitlikleri de

$$R'_r = \left(\frac{Z_A}{Z_a}\right)^2 R_r \quad U'_{rK} = \frac{Z_A}{Z_a} U_{rK} \quad (2.57)$$

olmak üzere gözönüne alırsak, statora indirgenmiş rotor gerilim eşitliği

$$U'_{rK} = R'_r I'_{rK} + \frac{d(\Psi'_{r\sigma K} + \Psi'_{MK})}{dt} + j(\Omega_K - p\Omega_m)(\Psi'_{r\sigma K} + \Psi'_{MK}) \quad (2.58)$$

şekline gelir. Burada,

$$\Psi'_{rK} = \Psi'_{r\sigma K} + \Psi'_{MK} = L'_{r\sigma} I'_{rK} + L_M I_{MK} \quad (2.59)$$

olduğu gözönüne alınırsa,

$$U'_{rK} = R'_r I'_{rK} + \frac{d\Psi'_{rK}}{dt} + j(\Omega_K - p\Omega_m) \Psi'_{rK} \quad (2.60)$$

olur. (2.54) ve (2.59) eşitliklerini gözönünde bulundurursak,

$$\Psi_{sK} = (L_{s\sigma} + L_M) I_{sK} + L_M I'_{rK} \quad (2.61a)$$

$$\Psi'_{rK} = (L'_{r\sigma} + L_M) I'_{rK} + L_M I_{sK} \quad (2.61b)$$

Sargıların self endüktansı, ana endüktans ve sargıların kaçak endüktanslarının toplamına eşittir.

$$L_s = L_{s\sigma} + L_M \quad (2.62a)$$

$$L'_r = L'_{r\sigma} + L_M \quad (2.62b)$$

Tüm bu işlemler sonucunda asenkron motoru, rotor büyüklüklerini statora indirgenmiş bir şekilde temsil eden eşitliklerin toplu gösterilimi aşağıdadır.

$$U_{sK} = I_{sK} \cdot R_s + \frac{d\Psi_{sK}}{dt} + j\Omega_K \Psi_{sK} \quad (2.63a)$$

$$U'_{rK} = R'_r \cdot I'_{rK} + \frac{d\Psi'_{rK}}{dt} + j(\Omega_K - p\Omega_m) \Psi'_{rK} \quad (2.63b)$$

$$\Psi_{sK} = L_s I_{sK} + L_M I'_{rK} \quad (2.64a)$$

$$\Psi'_{rK} = L'_r I'_{rK} + L_M I_{sK} \quad (2.64b)$$

2.7 Anlık Güç ve Elektromanyetik Moment İfadelerinin Çıkarılması

m_s fazlı sargılara sağlanan anlık güç, kompleks uzay vektöre göre aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$P(t) = \frac{1}{2} m_s \operatorname{Re}(U_s I_s^*) \quad (2.65)$$

Burada $I_s^* = I_{s1} - jI_{s2}$, I_s vektörünün konjigesidir. (2.65) ifadesini $m_s = 3$ için açalım.

$$P(t) = \frac{3}{2} R_e \left[\frac{2}{3} (1U_A + aU_B + a^2U_C) \frac{2}{3} (1I_A + a^*I_B + a^{*2}I_C) \right] \quad (2.66)$$

$$a^* = a^{-1} = a^2, \quad a^{*2} = a^{-2} = a, \quad R_e(a) = R_e(a^2) = -\frac{1}{2} \quad (2.67)$$

(2.67) eşitliği gözönünde bulundurularak (2.66) eşitliği yeniden düzenlenecek olursa, aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$P(t) = \frac{2}{3} \left\{ U_A I_A + U_B I_B + U_C I_C - \frac{1}{2} [U_A (I_B + I_C) + U_B (I_A + I_C) + U_C (I_A + I_B)] \right\} \quad (2.68)$$

Akımların simetrik olduğu, yani $I_A + I_B + I_C = 0$ olduğu gözönünde bulundurulursa,

$$I_A + I_B = -I_C, \quad I_A + I_C = -I_B, \quad I_B + I_C = -I_A \quad (2.69)$$

ve (2.68) eşitliği buna göre yeniden düzenlenecek olursa,

$$P(t) = U_A I_A + U_B I_B + U_C I_C \quad (2.70)$$

eşitliği elde edilir.

Simetrik sinüzoidal kaynaktan beslenme şartı altında ve sürekli hal durumunda, aşağıdaki eşitlikler geçerlidir.

$$U_s = U_{s\max} e^{j\Omega_s t} = U_{s\max} e^{j\varphi_u} e^{j\Omega_s t} = \sqrt{2} U_{s(rms)} e^{j\varphi_u} e^{j\Omega_s t} \quad (2.71a)$$

$$I_s^* = \sqrt{2} I_{s(rms)} e^{-j\varphi_i} e^{-j\Omega_s t} \quad (2.71b)$$

Bu eşitlikleri (2.65) eşitliklerinde yerine koyarsak, sabit güç değerini elde ederiz.

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{2} m_s \operatorname{Re} \left[(\sqrt{2} U_{s(rms)} e^{j\varphi_u} e^{j\Omega_s t}) (\sqrt{2} I_{s(rms)} e^{-j\varphi_i} e^{-j\Omega_s t}) \right] \\ &= m_s U_{s(rms)} I_{s(rms)} \cos \varphi \end{aligned} \quad (2.72)$$

Burada,

$U_{s(rms)}$: Stator gerilimi efektif değeri

$I_{s(rms)}$: Stator akımı efektif değeri

$\varphi = \varphi_u - \varphi_i$ ' dir.

Bir motor tarafından üretilen anlık elektromanyetik moment, genel olarak,

$$T = \frac{P_e}{\Omega_m} \quad (2.73)$$

şeklinde tanımlanabilir. Burada P_e elektromanyetik güç, Ω_m mekanik açısal rotor hızıdır.

Elektromanyetik güç, bir motorun elektrik terminalinden sağlanan, ne kaybolan ne de depolanan güçtür. Bu güç rotor sargılarında endüklenen gerilime ve

akan akıma karşı düşer. Elektrik motorunun stator ve rotor sargılarına sağlanan tüm gücü düşünecek olur isek (2.65) eşitliğinden,

$$P(t) = \frac{1}{2} m_s \operatorname{Re}(U_s I_s^*) + \frac{1}{2} m_s \operatorname{Re}(U_r I_r^*) \quad (2.74)$$

Sabit kordinat(referans) sistemine göre ($\Omega_K = 0$) gerilim vektör eşitliği (2.63) yukarıdaki eşitlikte yerine konursa,

$$P(t) = \frac{m_s}{2} \left[\operatorname{Re}(R_s I_s I_s^* + \frac{d\Psi_s}{dt} I_s^*) + \operatorname{Re}(R_r I_r' I_r'^* + \frac{d\Psi_r'}{dt} I_r'^* - j p \Omega_m \Psi_r' I_r'^*) \right] \quad (2.75)$$

$I_s I_s^* = I_s^2$ ve $I_r' I_r'^* = I_r'^2$ olduğu gözönüne alınırsa,

$$P(t) = \frac{m_s}{2} \left[R_s I_s^2 + R_r I_r'^2 + \operatorname{Re}\left(\frac{d\Psi_s}{dt} I_s^*\right) + \operatorname{Re}\left(\frac{d\Psi_r'}{dt} I_r'^*\right) + \operatorname{Re}(-j p \Omega_m \Psi_r' I_r'^*) \right] \quad (2.76)$$

olur. R_s ve R_r dirençleri üzerindeki kayıplar ihmal edilirse, $P(t) = P_{\text{mag}} + P_e$ 'dir. P_{mag} , manyetik alanda depolanan güçtür buna göre elektromanyetik güç,

$$P_e(t) = \frac{1}{2} m_s p \Omega_m \operatorname{Re}(-j \Psi_r' I_r'^*) \quad (2.77)$$

Yukarıdaki eşitlikte (2.64b) yerine koyarak, elektromanyetik güç için aşağıdaki eşitliği elde ederiz.

$$\begin{aligned}
P_e(t) &= \frac{1}{2} m_s p \Omega_m \operatorname{Re} \left[-j(L_r' I_r' + L_M I_s) I_r'^* \right] \\
&= \frac{1}{2} m_s p \Omega_m \operatorname{Re} (-j L_M I_s I_r'^*) \\
&= -\frac{1}{2} m_s p \Omega_m L_M \operatorname{Im}(I_s^* I_r')
\end{aligned} \tag{2.78}$$

Bu eşitlik ve (2.73) eşitliği gözönünde bulundurularak,

$$T = -p \frac{1}{2} m_s L_M \operatorname{Im}(I_s^* I_r') \tag{2.79}$$

şeklinde olur. (2.64a) eşitliğinden I_r' çekilip (2.79)' de yerine konursa,

$$T = p \frac{1}{2} m_s \operatorname{Im}(\Psi_s^* I_s) \tag{2.80}$$

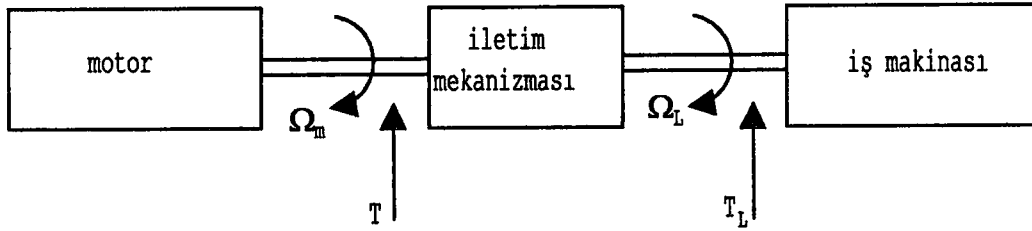
elde edilir.

2.8 Mekanik Yana İlişkin Denklemlerin Elde Edilmesi

Rotor hareket dinamiği eşitliği bir tahrik sisteminin mekanik dengesini tanımlar. Eylemsizlik momentini (J), sürtünme ve elastik momenti sabit alırsak,

$$T = T_{Lm} + T_d \tag{2.81}$$

yazılabilir. Burada T_{Lm} motor milindeki yük momentini, T_d dinamik momenti temsil eder. Eğer iş makinası ile motor arasında bir dişli varsa (Şekil 2.2) bu gözönüne alınmak zorundadır.



Şekil 2.2 Motor - iletim mekanizması - iş makinası tahrik sistemi

$$T_{Lm} = \frac{1}{\eta_p} \frac{\Omega_L}{\Omega_m} T_L = \frac{1}{\eta_p} \frac{1}{u} T_L \quad (2.82)$$

Burada η_p dişlinin verimi, T_L işmakinası momenti, yani yük momentini ve u dişlinin çevirme oranıdır. Dinamik moment ise,

$$T_d = J \frac{d\Omega_m}{dt} \quad (2.83)$$

şeklindedir. Burada J tahrik eylemsizliği momenti ve Ω_m rotorun açısal hızıdır.

Genelde, bir tahrik sistemi için,

$$J = J_M + J_p + J_s + \frac{1}{\ddot{u}^2} J_L \quad (2.84)$$

yazılabilir. Burada da, J_M motor, J_p mekanik dişli, J_s kavrama, J_L ise iş makinası eylesizlik momentidir.

(2.81) ve (2.83) eşitliklerinden,

$$\frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{1}{J} (T - T_{Lm}) \quad (2.85)$$

elde edilir. (2.79) ' da gözönüne alırsa,

$$\frac{d\Omega_m}{dt} = \frac{1}{J} \left[-p \left(\frac{m_s}{2} \right) L_M \operatorname{Im}(\mathbf{I}_s^* \mathbf{I}_r') - T_{Lm} \right] \quad (2.86)$$

eşitliğine ulaşılır [5].

BÖLÜM 3

ASENKRON MAKİNANIN KONTROL ALGORİTMASI GELİŞTİRMEYE UYGUN MATEMATİKSEL MODELİNİN VE BLOK DİYAGRAMLARININ ELDE EDİLMESİ

3.1 Vektörel Eşitliklerin Birim Değere İndirgenmesi

Birim değere indirmek için, ilk önce temel(baz) olarak alacağımız büyüklükleri tanımlayalım.

Faz gerilimleri için,

$$U_b = |U_{sN}| = U_{sNmax} = \sqrt{2}U_{s(rms)N} [V] \quad (3.1a)$$

Faz akımları için,

$$I_b = |I_{sN}| = I_{sNmax} = \sqrt{2}I_{s(rms)N} [A] \quad (3.1b)$$

Açısal hız için,

$$\Omega_b = \Omega_{sN} \left[\frac{1}{s} \right] = 2.\pi.F_{sN} [Hz] \quad (3.1c)$$

Burada $|U_{sN}|$ ve $|I_{sN}|$ stator gerilim ve akım uzay vektör modülünü, U_{sNmax} ve I_{sNmax} stator faz gerilim ve akım genliklerini, $U_{s(rms)N}$ ve $I_{s(rms)N}$ stator faz gerilim ve akım efektif değerini, N nominal değerleri, Ω_{sN} ve F_{sN} stator nominal açısal hızını ve frekansını temsil etmektedir.

Empedanslar ve dirençler için,

$$Z_b = \frac{U_b}{I_b} = \frac{U_{sN \max}}{I_{sN \max}} \quad (3.2a)$$

Akılar için,

$$\Psi_b = \frac{U_b}{\Omega_b} = \frac{U_{sN \max}}{\Omega_{sN \max}} \quad (3.2b)$$

Endüktanslar için,

$$L_b = \frac{\Psi_b}{I_b} = \frac{U_{sN \max}}{I_{sN \max} \Omega_{sN}} \quad (3.2c)$$

Güçler için,

$$S_b = \frac{3}{2} U_b I_b = \frac{3}{2} U_{sN \max} I_{sN \max} = 3 U_{s(rms)N} I_{s(rms)N} \quad (3.2d)$$

Mekanik açısal hız için,

$$\Omega_{mb} = \frac{\Omega_b}{p} = \frac{\Omega_{sN}}{p} \quad (3.2e)$$

Moment için,

$$T_b = \frac{S_b}{\Omega_{mb}} = \frac{3}{2} p U_{sN \max} \frac{I_{sN \max}}{\Omega_{sN}} \quad (3.2f)$$

Ayrıca burada belirtmelidir ki, birim değere indirgenmiş endüktans, birim değere indirgenmiş reaktansa eşittir ($l = x$).

$$1 = \frac{L[H]}{L_b[H]} = L[H]\Omega_b \frac{I_b}{U_b} = \Omega_b \frac{L[H]}{Z_b[\Omega]} = \frac{X[\Omega]}{Z_b[\Omega]} = x \quad (3.3)$$

(2.63a) eşitliğini birim değere indirgemek için, eşitliğin her iki tarafını U_b ' ye bölersek,

$$\frac{U_{sK}}{U_b} = \frac{R_s I_{sK} I_b}{U_b I_b} + \frac{d\Psi_{sK}}{dt} \frac{1}{U_b} + \frac{j\Omega_K \Psi_{sK}}{U_b} \quad (3.4)$$

(3.2) eşitlikleri de gözönünde bulundurularak,

$$u_{sK} = r_s i_{sK} + T_N \frac{d\psi_{sK}}{dt} + j\omega_K \psi_{sK} \quad (3.5)$$

elde edilir. Burada $T_N = 1 / \Omega_{sN}$ nominal zaman sabitidir. Aynı işlemleri (2.63b) eşitliğine uygular isek,

$$u'_{rK} = r'_r i'_{rK} + T_N \frac{d\psi'_{rK}}{dt} + j(\omega_K - \omega_m) \psi'_{rK} \quad (3.6)$$

elde edilir.

Akı eşitliklerini birim değere indirgemek için, akı eşitliklerinin her iki tarafını Ψ_b ' ye bölersek, ve de (3.2c) eşitliğini de gözönünde bulundurursak,

$$\Psi_{sK} = l_s i_{sK} + l_M i'_{rK} \quad (3.7a)$$

$$\Psi'_{rK} = l'_r i'_{rK} + l_M i_{sK} \quad (3.7b)$$

eşitlikleri elde edilir. Birim değere indirgenmiş endüktans ve reaktans birbirine eşit olduğu için,

$$\Psi_{sK} = x_s i_{sK} + x_M i'_{rK} \quad (3.8a)$$

$$\Psi'_{rK} = x'_r i'_{rK} + x_M i_{sK} \quad (3.8b)$$

şeklinde yazılabilir.

Elektromanyetik moment eşitliğini birim değere indirgemek için eşitliğin her iki tarafı T_b' ye bölünür.

$$t = \frac{T}{T_b} = \frac{p \frac{1}{2} m_s \text{Im}(\Psi_s^* I_s)}{S_b / \Omega_{mb}} \quad (3.9)$$

$m_s = 3$ için (3.2b) ve (3.2f) eşitlikleri de gözönünde bulundurulursa,

$$t = \frac{p \frac{1}{2} m_s \text{Im}(\Psi_s^* I_s)}{\frac{3}{2} p \Psi_b I_b} = \text{Im}(\psi_s^* i_s) \quad (3.10)$$

bulunur.

Mekanik yana ilişkin eşitliği birim değere indirmek için, eşitliğin her iki tarafını yine T_b' ye bölersek,

$$\frac{J\Omega_{mb}}{T_b} \frac{d(\Omega_m / \Omega_{mb})}{dt} = \frac{T}{T_b} - \frac{T_L}{T_b} \quad (3.11)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{T_M} (t - t_L) \quad (3.12)$$

elde edilir. Burada $T_M = \frac{J\Omega_{mb}}{T_b}$ mekanik zaman sabitidir. Burada not edilmelidir ki,

Motorla yük arasında dişli mekanizması yoktur. Yani $T_{LM} = T_L$ 'dir.

Sonuç olarak, üç fazlı bir asenkron makineyi birim değerler cinsinden tanımlayan toplam eşitlikler aşağıdaki gibidir.

$$u_{sK} = r_s i_{sK} + T_N \frac{d\psi_{sK}}{dt} + j\omega_K \psi_{sK} \quad (3.13a)$$

$$u'_{rK} = r'_r i'_{rK} + T_N \frac{d\psi'_{rK}}{dt} + j(\omega_K - \omega_m) \psi'_{rK} \quad (3.13b)$$

$$\psi_{sK} = x_s i_{sK} + x_M i'_{rK} \quad (3.14a)$$

$$\psi'_{rK} = x'_r i'_{rK} + x_M i_{sK} \quad (3.14b)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{T_M} [\text{Im}(\psi_{sK}^* i_{sK}) - t_L] \quad (3.15)$$

3.2 Statorda Sabit (α , β , 0) Koordinatlara Göre Matematiksel Eşitlikler Ve Blok Diyagramı

Koordinatlar statorda sabit olduğu için $\omega_K = 0$ olarak alınır. Buna göre (3.13) ve (3.15) eşitlikleri yeniden düzenlenirse,

$$u_s = r_s i_s + T_N \frac{d\psi_s}{dt} \quad (3.16a)$$

$$u_r' = r_r' i_r' + T_N \frac{d\psi_r'}{dt} - j\omega_m \psi_r' \quad (3.16b)$$

$$\psi_s = x_s i_s + x_M i_r' \quad (3.17a)$$

$$\psi_r' = x_r' i_r' + x_M i_s \quad (3.17b)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{T_M} \left[\text{Im}(\psi_s^* i_{sK}) - t_L \right] \quad (3.18)$$

(3.17) eşitliklerinden akımlar çekilirse,

$$i_s = \frac{x_r'}{w} \psi_s - \frac{x_M}{w} \psi_r' \quad (3.19a)$$

$$i_r' = \frac{x_s}{w} \psi_r' - \frac{x_M}{w} \psi_s \quad (3.19b)$$

elde edilir. Burada $w = x_s x_r' - x_M^2$ ' dir. Ayrıca makinanın toplam kaçak faktörü (σ),

$$\sigma = 1 - \frac{x_M^2}{x_s x_r'} = \frac{w}{x_s x_r'} \quad (3.20)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Kompleks uzay vektörleri Şekil (3.1) ' de gösterilen α ve β bileşenlerine göre yazacak olur isek,

$$u_s = u_{s\alpha} + j u_{s\beta} \quad u_r' = u_{r\alpha}' + j u_{r\beta}' \quad (3.21a)$$

$$i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad i_r' = i_{r\alpha}' + j i_{r\beta}' \quad (3.21b)$$

$$\psi_s = \psi_{s\alpha} + j \psi_{s\beta} \quad \psi_r' = \psi_{r\alpha}' + j \psi_{r\beta}' \quad (3.21c)$$

şeklinde elde ederiz. Bu eşitlikler gözönünde bulundurularak (3.16) - (3.18) eşitlikleri aşağıdaki gibi olur.

$$u_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + T_N \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \quad (3.22a)$$

$$u_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + T_N \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \quad (3.22b)$$

$$u_{r\alpha}' = r_r' i_{r\alpha}' + T_N \frac{d\psi_{r\alpha}'}{dt} + \omega_m \psi_{r\beta}' \quad (3.22c)$$

$$u_{r\beta}' = r_r' i_{r\beta}' + T_N \frac{d\psi_{r\beta}'}{dt} - \omega_m \psi_{r\alpha}' \quad (3.22d)$$

$$\psi_{s\alpha} = x_s i_{s\alpha} + x_M i_{r\alpha}' \quad (3.23a)$$

$$\psi_{s\beta} = x_s i_{s\beta} + x_M i'_{r\beta} \quad (3.23b)$$

$$\psi'_{r\alpha} = x'_r i'_{r\alpha} + x_M i_{s\alpha} \quad (3.23c)$$

$$\psi'_{r\beta} = x'_r i'_{r\beta} + x_M i_{s\beta} \quad (3.23d)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{T_M} (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha} - t_L) \quad (3.24)$$

(3.19a) ve (3.19b) eşitlikleri ile birlikte yukarıdaki eşitlikler bir asenkron makinanın Şekil 3.1b' de görülen blok diagramını kurmak için temel teşkil ederler.

Sincap kafesli asenkron makina için $u_r = 0$ 'dır. Yani $u_{r\alpha}$ ve $u_{r\beta}$ sıfıra eşittir.

3.3 Rotorda Sabit (d , q , 0) Koordinatlara Göre Matematiksel Eşitlikler Ve Blok Diyagramı

Koordinatlar rotorda sabit olduğu için, koordinat sistemi de rotorun açısal hızı olan $\omega_k = \omega_m$ açısal hızı ile döner. Buna göre (3.13) - (3.15) eşitlikleri yeniden düzenlenirse,

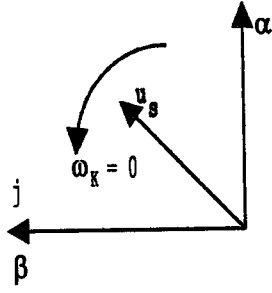
$$u_s = r_s i_s + T_N \frac{d\psi_s}{dt} + j\omega_m \psi_s \quad (3.25a)$$

$$u'_r = r'_r i'_r + T_N \frac{d\psi'_r}{dt} \quad (3.25b)$$

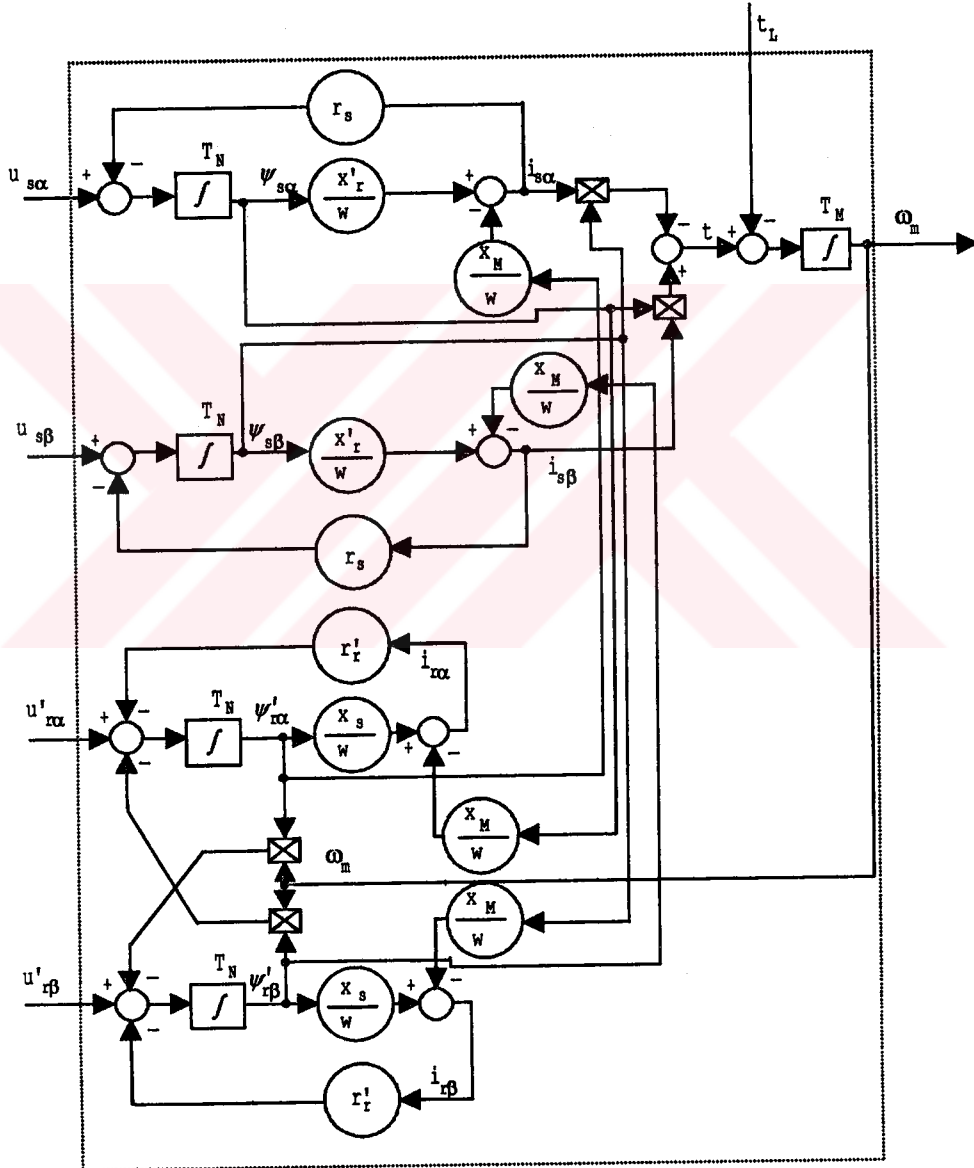
elde edilir. (3.17) ve (3.18) eşitlikleri burada da aynıdır. Kompleks uzay vektörlerin d , q koordinatlarındaki bileşenleri aşağıdaki gibidir.

$$u_s = u_{sq} + ju_{sd} \quad u'_r = u'_{rq} + ju'_{rd} \quad (3.26a)$$

(a)



(b)



Şekil 3.1 (a) Statorda sabit α , β koordinatları (b) (3.19), (3.22)-(3.24) eşitliklerine karşı düşen bir asenkron makinanın α , β koordinatlarındaki blok diagramı

$$\mathbf{i}_s = \mathbf{i}_{sq} + j\mathbf{i}_{sd} \quad \mathbf{i}'_r = \mathbf{i}'_{rq} + j\mathbf{i}'_{rd} \quad (3.26b)$$

$$\Psi_s = \Psi_{sq} + j\Psi_{sd} \quad \Psi'_r = \Psi'_{rq} + j\Psi'_{rd} \quad (3.26c)$$

(3.25) , (3.17) , (3.18) eşitlikleri yukarıdaki eşitlikler gözönüne alınarak yeniden düzenlenirse,

$$u_{sq} = r_s i_{sq} + T_N \frac{d\Psi_{sq}}{dt} - \omega_m \Psi_{sd} \quad (3.27a)$$

$$u_{sd} = r_s i_{sd} + T_N \frac{d\Psi_{sd}}{dt} + \omega_m \Psi_{sq} \quad (3.27b)$$

$$u'_{rq} = r'_r i'_{rq} + T_N \frac{d\Psi'_{rq}}{dt} \quad (3.27c)$$

$$u'_{rd} = r'_r i'_{rd} + T_N \frac{d\Psi'_{rd}}{dt} \quad (3.27d)$$

$$\Psi_{sq} = x_s i_{sq} + x_M i'_{rq} \quad (3.28a)$$

$$\Psi_{sd} = x_s i_{sd} + x_M i'_{rd} \quad (3.28b)$$

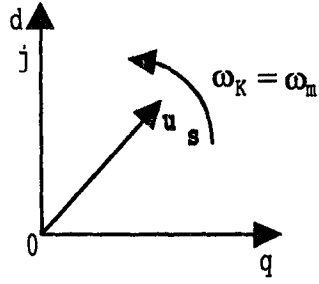
$$\Psi'_{rq} = x'_r i'_{rq} + x_M i_{sq} \quad (3.28c)$$

$$\Psi'_{rd} = x'_r i'_{rd} + x_M i_{sd} \quad (3.28d)$$

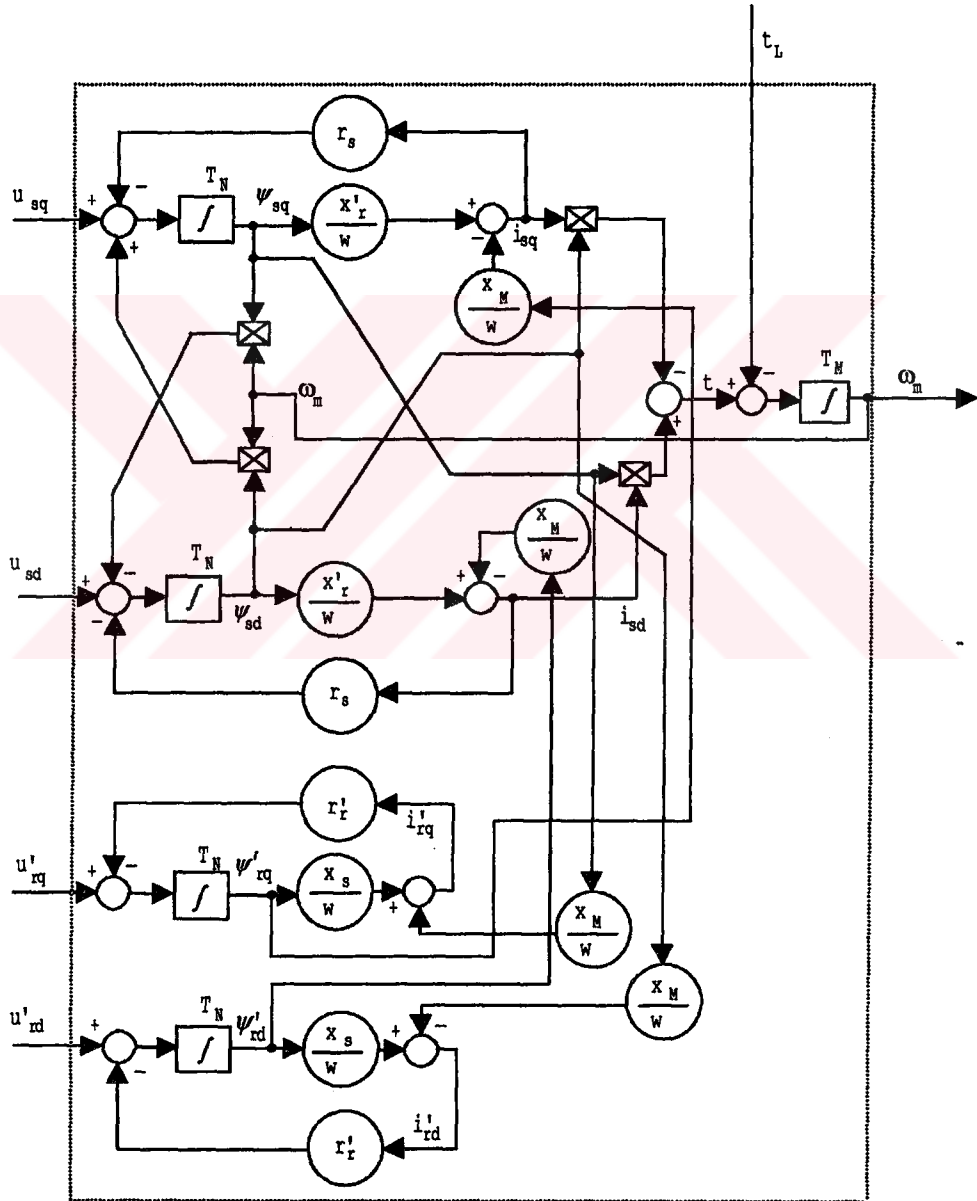
$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{T_M} (\Psi_{sq} i_{sd} - \Psi_{sd} i_{sq} - t_L) \quad (3.29)$$

eşitlikleri elde edilir. Bu eşitliklerden ve (3.19) eşitliklerinden yararlanarak Şekil 3.2'de gösterilen, asenkron makinanın d , q koordinatlarındaki blok diagramı, oluşturulabilir.

(a)



(b)



Şekil 3.2 (a) Rotorda sabit d , q kordinatları (b) (3.19) , (3.27) ve (3.29) eşitliklerine karşı düşen bir asenkron makinanın d , q koordinatlarındaki blok diagramı

3.4 Senkron Hızla Dönen (x , y , 0) Koordinatlara Göre Matematiksel Eşitlikler Ve Blok Diyagramı

Çoğu durumlarda, özellikle de motor hızının frekansla kontrol edildiği durumlarda, (3.13) - (3.15) eşitliklerini analiz etmek için, asenkron makineyi senkron hızla dönen koordinatlarda tanımlamak uygundur, yani $\omega_K = \omega_s$ olacak şekilde. Buna göre gerilim eşitlikleri aşağıdaki gibi olur.

$$u_s = r_s i_s + T_N \frac{d\psi_s}{dt} + j\omega_s \psi_s \quad (3.30a)$$

$$u'_r = r'_r i'_r + T_N \frac{d\psi'_r}{dt} + j(\omega_s - \omega_m) \psi'_r \quad (3.30b)$$

(3.17) ve (3.18) eşitlikleri burada da aynıdır. Kompleks uzay vektörlerinin x , y koordinatlarındaki bileşenlere ayrılmış şekli aşağıdaki gibidir.

$$u_s = u_{sx} + ju_{sy} \quad u'_r = u'_{rx} + ju'_{ry} \quad (3.31a)$$

$$i_s = i_{sx} + ji_{sy} \quad i'_r = i'_{rx} + ji'_{ry} \quad (3.31b)$$

$$\psi_s = \psi_{sx} + j\psi_{sy} \quad \psi'_r = \psi'_{rx} + j\psi'_{ry} \quad (3.31c)$$

Bu eşitliklere göre (3.30) , (3.17) ve (3.18) eşitlikleri aşağıdaki gibi düzenlenir.

$$u_{sx} = r_s i_{sx} + T_N \frac{d\psi_{sx}}{dt} - \omega_s \psi_{sy} \quad (3.32a)$$

$$u_{sy} = r_s i_{sy} + T_N \frac{d\psi_{sy}}{dt} + \omega_s \psi_{sx} \quad (3.32b)$$

$$u'_{rx} = r'_r i'_{rx} + T_N \frac{d\psi'_{rx}}{dt} - (\omega_s - \omega_m) \psi'_{ry} \quad (3.32c)$$

$$u'_{ry} = r'_r i'_{ry} + T_N \frac{d\psi'_{ry}}{dt} + (\omega_s - \omega_m) \psi'_{rx} \quad (3.32d)$$

$$\psi_{sx} = x_s i_{sx} + x_M i'_{rx} \quad (3.33a)$$

$$\psi_{sy} = x_s i_{sy} + x_M i'_{ry} \quad (3.33b)$$

$$\psi'_{rx} = x'_r i'_{rx} + x_M i_{sx} \quad (3.33c)$$

$$\psi'_{ry} = x'_r i'_{ry} + x_M i_{sy} \quad (3.33d)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{T_M} (\psi_{sx} i_{sy} - \psi_{sy} i_{sx} - t_L) \quad (3.34)$$

Burada koordinat sisteminin pozisyonu çok önemlidir. Koordinat sisteminin pozisyonuna göre matematiksel eşitlikler değişir.

3.4.1 Stator Akım Vektörüne Göre Düzenlenmiş Senkron Hızda Dönen Koordinatlara Göre Matematiksel Eşitlikler ve Blok Diyagramı

Burada, koordinat sistemini,

$$i_s = i_{sx} \quad (3.35)$$

olacak şekilde stator akımına göre düzenleyelim ($\omega_K = \omega_{si}$). Bu durumda $i_{sy} = 0$ 'dır. Bu şartlar altında bir asenkron makinanın matematiksel eşitlikleri aşağıdaki gibi, blok diagramı da Şekil (3.3) ' deki gibidir.

$$u_{sx} = r_s i_{sx} + T_N \frac{d\psi_{sx}}{dt} - \omega_{si} \psi_{sy} \quad (3.36a)$$

$$u_{sy} = T_N \frac{d\psi_{sy}}{dt} + \omega_{si} \psi_{sx} \quad (3.36b)$$

$$u'_{rx} = r'_r i'_{rx} + T_N \frac{d\psi'_{rx}}{dt} - (\omega_{si} - \omega_m) \psi'_{ry} \quad (3.36c)$$

$$u'_{ry} = r'_r i'_{ry} + T_N \frac{d\psi'_{ry}}{dt} + (\omega_{si} - \omega_m) \psi'_{rx} \quad (3.36d)$$

$$\psi_{sx} = x_s i_{sx} + x_M i'_{rx} \quad (3.37a)$$

$$\psi_{sy} = x_M i'_{ry} \quad (3.37b)$$

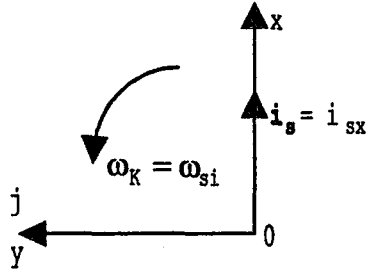
$$\psi'_{rx} = x'_r i'_{rx} + x_M i_{sx} \quad (3.37c)$$

$$\psi'_{ry} = x'_r i'_{ry} \quad (3.37d)$$

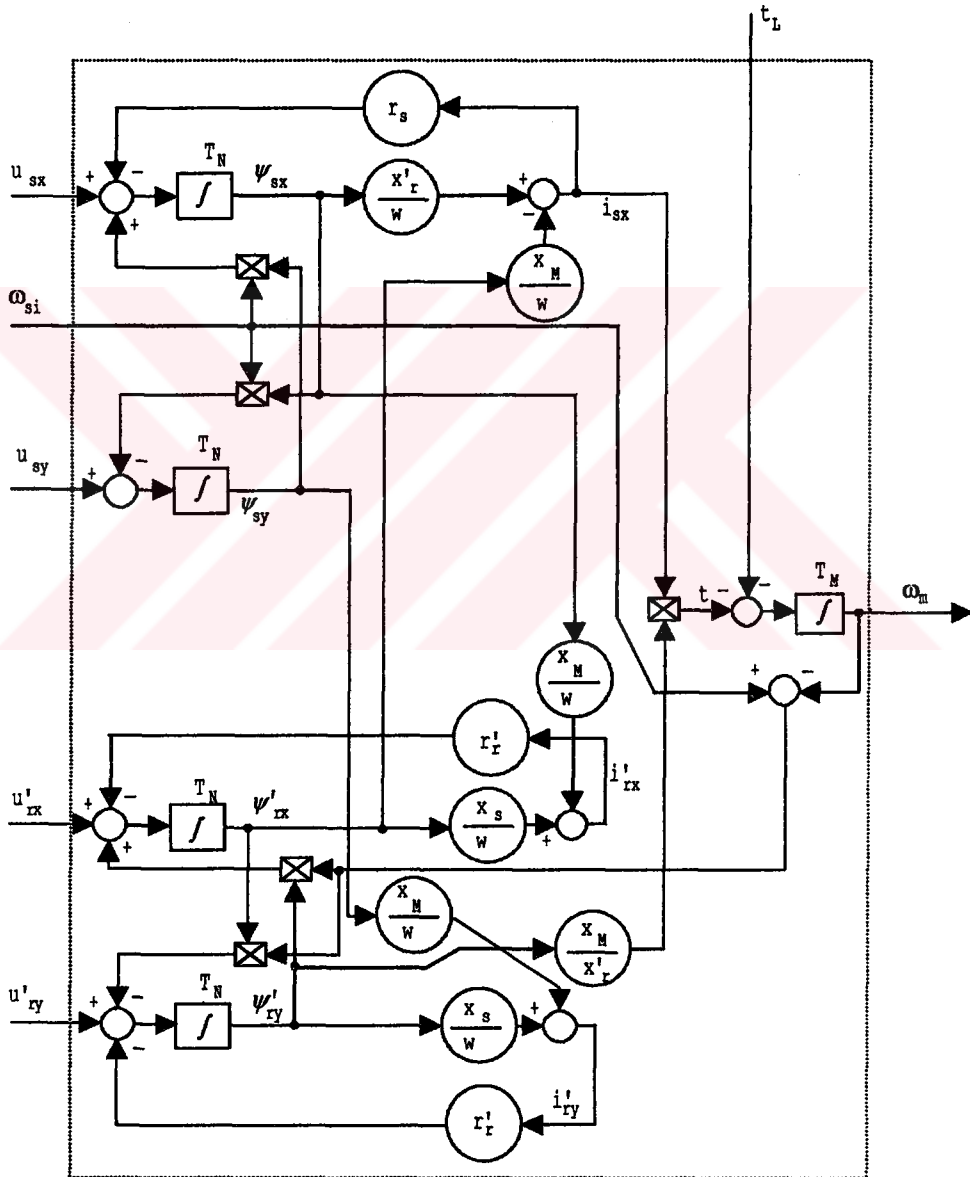
$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{T_M} (-\psi_{sy} i_{sx} - t_L) \quad (3.38)$$

Bu koordinat sistemini, stator gerilim vektörü, rotor akı vektörü gibi vektörlere göre de düzenleyebiliriz.

(a)



(b)



Şekil 3.3 (a) Stator akım vektörüne göre düzenlenmiş senkron hızla dönen x, y koordinat sistemi (b) (3.36) - (3.38) eşitliklerine karşı düşen, bir asenkron makinanın x, y koordinatlarındaki blok diagramı

3.4.2 Rotor Akı Vektörüne Göre Düzenlenmiş Senkron Hızda Dönen Koordinatlara Göre Matematiksel Eşitlikler ve Blok Diyagramı

Senkron hızla dönen $x, y, 0$ koordinatlarını bu kez $\omega_K = \omega_{sy}$ olacak şekilde düzenleyelim. Bu durumda,

$$\psi'_r = \psi'_{rx} = \psi'_r \quad (3.39)$$

dir. Yani $\psi_{ry} = 0$ olur. Makinanın sincap kafesli asenkron makina olması durumunda $u_{rx} = u_{ry} = 0$ olur. Ve akım kontrollu olduğu düşünülürse ki, bu pratikte bu pratikte asenkron motor akım aradevrelili frekans çeviriciden beslendiği durumda olur, basitleştirmek amacıyla stator gerilim eşitliğini ihmal edersek ve (3.30b), (3.15) ve (3.14) eşitliklerini bu varsayımlar altında düzenlersek, asenkron makinanın blok diyagramını kurann eşitlikler aşağıdaki gibi olur.

$$0 = r'_r i'_r + T_N \frac{d\psi'_r}{dt} + j(\omega_{sy} - \omega_m) \psi'_r \quad (3.40)$$

$$\psi_s = x_s i_s + x_M i'_r \quad (3.41a)$$

$$\psi'_r = x'_r i'_r + x_M i_s \quad (3.41b)$$

$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{T_M} \left[\text{Im}(\psi_s^* i_s) - t_L \right] \quad (3.42)$$

(3.40)'tan rotor akımını elimine edecek olur isek, bu amaçla i'_r (3.41b)'den çekilirse,

$$i_r' = \frac{1}{x_r'} \psi_r' - \frac{x_M}{x_r'} i_s \quad (3.43)$$

elde edilir. Bu eşitlikte (3.40) eşitliğinde yerine konursa, aşağıdaki eşitlik elde edilir.

$$0 = -\frac{r_r' x_M}{x_r'} i_s + \frac{r_r'}{x_r'} \psi_r' + T_N \frac{d\psi_r'}{dt} + j(\omega_{s\psi} - \omega_m) \psi_r' \quad (3.44)$$

(3.43) eşitliği (3.41a) ' da yerine konursa ve elde edilen eşitlikte elektromanyetik moment ifadesinde kullanılacak olunur ise,

$$\begin{aligned} t = \text{Im}(\psi_s^* i_s) &= \text{Im} \left[\left(\frac{x_s - x_M^2}{x_r} i_s^* + \frac{x_M}{x_r} \psi_r'^* \right) i_s \right] \\ &= \text{Im} \left(\frac{x_M}{x_r} \psi_r'^* i_s \right) \end{aligned} \quad (3.45)$$

sonucuna varılır. Burada kompleks vektörlerden oluşan eşitlikler bileşenlerine ayrılarak yazılırsa, sincap kafesli asenkron motor matematiksel eşitlikler kümesi aşağıdaki gibi olur. Blok diyagramı Şekil (3.4) ' de gösterilmiştir.

$$0 = -\frac{r_r' x_M}{x_r'} i_{sx} + \frac{r_r'}{x_r'} \psi_r' + T_N \frac{d\psi_r'}{dt} \quad (3.46a)$$

$$0 = -\frac{r_r' x_M}{x_r'} i_{sy} + \omega_r \psi_r' \quad (3.46b)$$

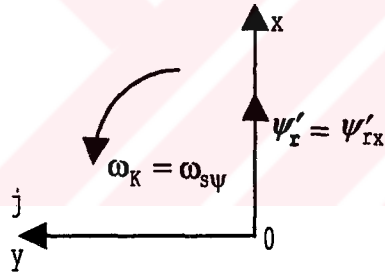
$$\frac{d\omega_m}{dt} = \frac{1}{T_M} \left[\left(\frac{x_M}{x_r} \right) \psi'_r i_{sy} - t_L \right] \quad (3.47)$$

Ayrıca burada not edilmelidir ki, ω_r rotor büyüklüklerinin (akımlar, endüklenen gerilimler, akı) olmak üzere,

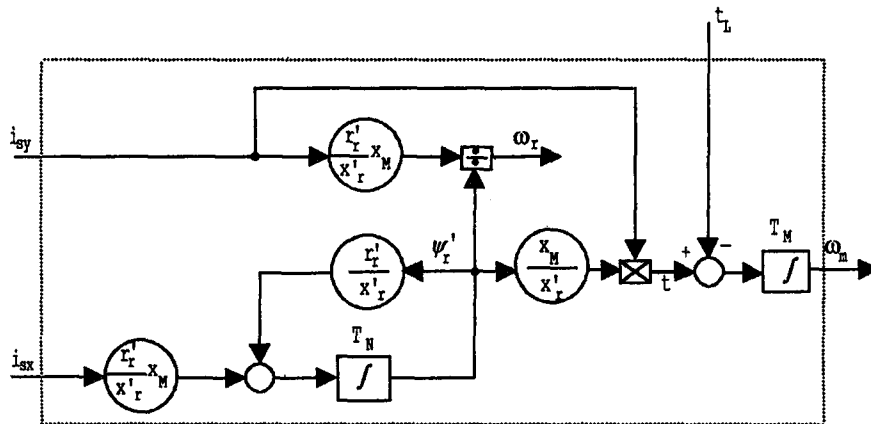
$$\omega_{s\psi} - \omega_m = \omega_r \quad (3.47)$$

şeklinde dir. ω_r aynı zamanda kayma frekansı olarakta bilinir [5, 6].

(a)



(b)



Şekil 3.4 (a) Rotor akı vektörüne göre düzenlenmiş senkron hızla dönen x, y koordinat sistemi (b) (3.46), (3.47) eşitliklerine karşı düşen, akım kontrollü, sincap kafesli asenkron motorun x, y koordinatlarındaki blok diyagramı

BÖLÜM 4

ASENKRON MAKİNA PARAMETRELERİNİN ÖLÇÜMÜ

Bu bölümde, simetrik üç fazlı asenkron makinanın elektriksel parametrelerini elde etmek için iki test tanımlanacaktır. Bunlar rotoru bloke edilerek ve yüksüz çalıştırılarak yapılan testlerdir. Bu testlerin uygulanması ile bir asenkron makina sürekli hal eşdeğer devresinde temsil eden parametreleri bulmak mümkündür.

4.1 Simetrik Üç Fazlı Asenkron Makinanın Bloke Edilmiş Rotor Testi

Bloke edilmiş rotor testi (kısa devre testi) rotorun bloke edilmesi yani dönmesinin engellenmesi suretiyle gerçekleştirilir. Simetrik üç fazlı stator sargılarına simetrik üç fazlı gerilim uygulanır. Bu gerilim nominal frekansta fakat nominal gerilimden daha düşük bir gerilimdir. Makina bilezikli asenkron makina ise bilezikleri kısa devre edilir. Eğer nominal hat gerilimi uygulanırsa, makinanın giriş empedansı çok küçük olduğu için çok büyük stator akımı akacaktır. Bu da stator sargılarında aşırı ısınma sonucunu doğuracaktır. Burada ölçülecek büyüklükler, stator hat gerilimi, akımı ve giriş gücü P_g ' dir.

Simetrik üç fazlı asenkron makinanın sürekli hal eşdeğer devresi Şekil (4.1)'de gösterilmiştir.

Şekil 4.1 ' de,

R_s : Stator direnci

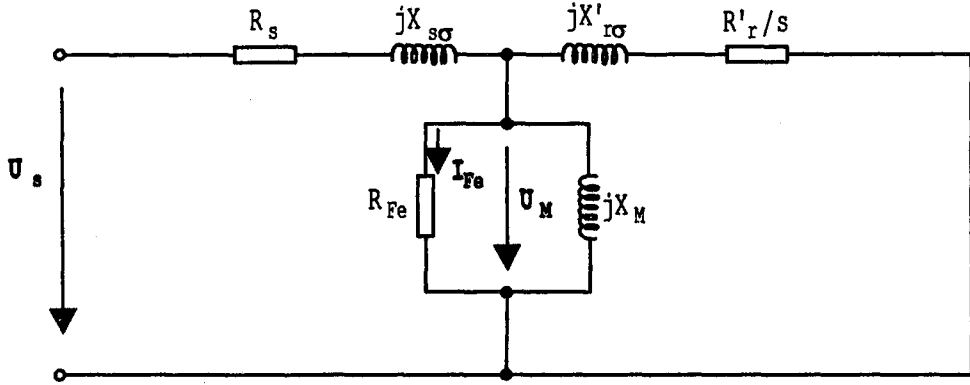
R'_r : Statora indirgenmiş rotor direnci

X_M : Ana reaktans

$X_{s\sigma}$: Stator kaçak reaktansı

$X'_{r\sigma}$: Statora indirgenmiş rotor kaçak reaktansı

R_{Fe} : Demir kayıplarını temsil eden direnç'tir.



Şekil 4.1 Simetrik üç fazlı bir asenkron makinanın sürekli hal eşdeğer devresi

Rotor hızı sıfır olduğu ($s=1$) için manyetik kolu ihmal edersek yıldız bağlı bir asenkron makina için giriş gücü aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$P_g = 3 I_{sk}^2 R_e = 3 I_{sk}^2 (R_s + R'_r) \quad (4.1)$$

Burada R_e , efektif eşdeğer direnç ve I_{sk} ise rotor bloke edildiğinde stator sargılarından geçen kısa devre akımıdır.

$$R_e = R_s + R'_r = \frac{P_g}{3 I_{sk}^2} \quad (4.2)$$

Şekil 4.1 ' de düşük gerilimde çekirdek kayıpları ve manyetik akım çok küçük olduğu için, manyetik kol ihmal edilebilir. Basit bir doğru akım testi kullanarak stator direncini ölçme vasıtası ile (Bu durumda yıldız bağlı stator sargı direnci ölçülen direncin yarısıdır) (4.2) bağıntısından ,

$$R'_r = \frac{P_g}{3 I_{sk}^2} - R_s \quad (4.3)$$

elde edilir.

Asenkron makinanın kısa devre empedansı aşağıdaki bağıntıdan elde edilir.

$$Z_{sk} = \frac{U_{sk}}{I_{sk}} \quad (4.4)$$

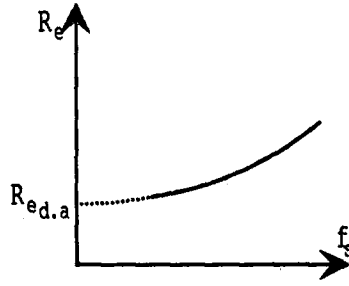
Burada da Z_{sk} ve U_{sk} sırasıyla, kısa devre empedansı ve rotor bloke edildiğinde statora uygulanan gerilimdir. Stator kaçak rektansı ve statora indirgenmiş rotor kaçak reaktansı Şekil 4.1 ' de gösterilen eşdeğer devre gözönünde bulundurularak,

$$X = X_{s\sigma} + X'_{r\sigma} = \left[Z_{sk}^2 - (R_s + R'_r)^2 \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\left(\frac{U_{sk}}{I_{sk}} \right)^2 - (R_s + R'_r)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.5)$$

Eğer stator sargıları arasındaki hat gerilimi U_{sh} bilinirse, U_{sk} için $U_{sk} = \frac{U_{sh}}{\sqrt{3}}$

olacağı unutulmamalıdır. $X_{s\sigma} = X'_{r\sigma}$ ise,

$$X_{s\sigma} = X'_{r\sigma} = \frac{1}{2} \left[Z_{sk}^2 - (R_s + R'_r)^2 \right]^{\frac{1}{2}} \quad (4.6)$$



Şekil 4.2 Efektif eşdeğer direncin stator gerilimi frekansı ile değişimi

IEEE Test Code for Induction Motors and Generators(1964), üç fazlı asenkron motor için stator ve rotor kaçak reaktansları arasındaki oranı verir. Buna göre A ve D sınıfı asenkron makinalarda ve aynı zamanda bilezikli asenkron makinalarda $X_{s\sigma} = X'_{r\sigma} = \frac{X}{2}$ B sınıfı makinalarda, $X_{s\sigma} = 0.4X$, $X'_{r\sigma} = 0.6X$ ve C sınıfı makinalarda, $X_{s\sigma} = 0.3X$, $X'_{r\sigma} = 0.7X$.

Eğer rotoru bloke etme testi düşük stator geriliminde çeşitli stator frekansları için yapılırsa, stator frekansı ile efektif eşdeğer direncin değişimi Şekil 4.2 ' de görülebilir.

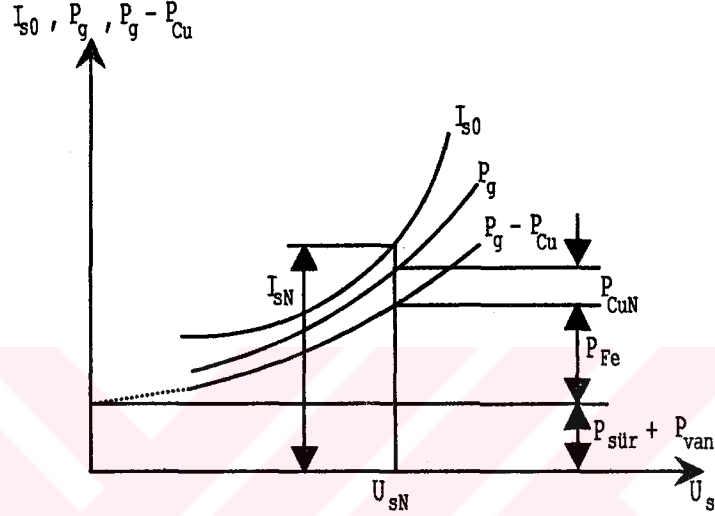
Şekil 4.2 ' den görüldüğü üzere düşük stator frekanslarında R_e ' nin değeri azalır. Extra çizim ile d.a eşdeğer direnç $R_{e,d.a}$ elde edilir. Buna göre de statora indirgenmiş d.a rotor direnci $R'_{r,d.a} = R_{e,d.a} - R_s$ olarak elde edilir.

4.2 Üç Fazlı Asenkron Makinanın Yüksüz Testi

Yüksüz test için, simetrik üç fazlı gerilim sisteminden beslenir ve makina yükünden ayrılır. Bunun için makinanın hızı senkron hıza çok yakındır ve kayma çok küçüktür($s \approx 0$). Bu durumda rotor akımının olmadığı farz edilir. Nominal kaynak frekansında ve değişken giriş gerilimlerinde giriş gücü ve stator akımı ölçülür.

Giriş gücü (P_g), demir kayıpları (P_{Fe}), sürtünme ve vantilasyon kayıpları ($P_{sfr} + P_{van}$) ve yüksüz stator omik kayıplarının ($I_{s0}^2 R_s$) toplamına eşittir. Demir kayıpları statordaki demir kayıplarını temsil eder. Çünkü rotor yaklaşık olarak

senkron hızda döndüğü zaman, rotor frekansı çok düşüktür, fakat yine de küçük rotor omik kayıpları mevcuttur. Giriş gücünün ölçülen değerleri ve stator akımı giriş gerilimlerine karşı çizildiği zaman, sürtünme ve vantilasyon kayıplarını tespit etmek mümkündür.



Şekil 4.3 Yüksüz durumdaki kayıplar ve stator gerilimi ile giriş gücü ve stator akımının değişimi

Bu amaç için, $P_{Cu} = I_{s0}^2 R_s$, giriş gücü eğrisinden çıkarılır. Elde edilen yeni güç eğrisi ($P_g - P_{Cu}$) sıfır stator gerilimine kadar çizilir. Sürtünme ve vantilasyon kayıplarının toplamı Şekil 4.3 ' den görüldüğü gibi elde edilir. Burada hemen belirtilmelidir ki normal hızlardan daha yüksek hızlarda bu değer sürtünme ve vantilasyon kayıplarını iyi bir şekilde temsil etmez. Demir kayıpları P_{Fe} ve yüksüz durumdaki akım I_{s0} , nominal stator gerilimi gözönünde bulundurularak Şekil 4.3 den okunabilir.

Şekil 4.1 ' deki eşdeğer devreden $s \approx 0$ olduğu zaman, $P_{Fe} = U_M I_{Fe}$ faz başına demir kayıplarıdır. Eşdeğer devreden manyetik gerilim,

$$U_M = U_s - I_{s0} X_{s\sigma} \quad (4.7)$$

Ve demir kayıplarını oluşturan akım,

$$I_{Fe} = \frac{P_{Fe}}{U_M} \quad (4.8)$$

olarak elde edilir. Demir kayıpları direnci ise,

$$R_{Fe} = \frac{U_M}{I_{Fe}} \quad (4.9)$$

şeklinde elde edilir. Manyetik reaktans ise,

$$X_M = \frac{U_M}{I_M} = \frac{U_s}{I_M} - \frac{I_{s0} X_{s\sigma}}{I_M} \approx \frac{U_s}{I_{s0}} - X_{s\sigma} \quad (4.10)$$

şeklinde bulunur.

$I_M \approx I_{s0}$ alındığı için belirtilmelidir ki, asenkron makinanın manyetik eğrisi yüksüz testen elde edilebilir. Eğer stator geriliminin her bir okunması için U_M ve I_M tespit edilirlerse I_M ' in bir fonksiyonu olarak U_M çizilir. Bu eğri $X_M = \frac{U_M}{I_M}$ kullanılarak I_M ile X_M ' in değişimini vermede kullanılır [5, 7].

4.3 Elde Edilen Parametrelerin Asenkron Makinanın Üç fazlı ve α , β Statorda Sabit Duran Koordinatlardaki Modelinde Kullanımı

Bu bölümde, bloke edilmiş rotor testi ve yüksüz testen elde edilen parametrelerin, bir asenkron makinanın matris modelinde nasıl kullanılacağı gösterilecektir. Bu amaç için (2.26)-(2.27) eşitlikleri ile verilen üç fazlı model burada açıkça verilecektir. Fakat burada, tüm rotor parametreleri, bölüm 5'teki simülasyonda statora indirgenmiş şekilde kullanıldığı için, statora indirgenmiştir.

Üç fazlı asenkron makinanın stator ve rotor gerilim eşitlikleri aşağıdaki gibidir.

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \\ U'_a \\ U'_b \\ U'_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_A & sM_{BA} & sM_{CA} & sM_{aA} & sM_{bA} & sM_{cA} \\ sM_{AB} & R_s + sL_B & sM_{CB} & sM_{aB} & sM_{bB} & sM_{cB} \\ sM_{AC} & sM_{BC} & R_s + sL_C & sM_{aC} & sM_{bC} & sM_{cC} \\ sM_{Aa} & sM_{Ba} & sM_{Ca} & R'_r + sL'_a & sM_{ba} & sM_{ca} \\ sM_{Ab} & sM_{Bb} & sM_{Cb} & sM_{ab} & R'_r + sL'_b & sM_{cb} \\ sM_{Ac} & sM_{Bc} & sM_{Cc} & sM_{ac} & sM_{bc} & R'_r + sL'_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \\ I'_a \\ I'_b \\ I'_c \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Burada,

$s = \frac{d}{dt}$ diferansiyel operatördür. Testlerden elde edilen endüktanslar $L_{s\sigma}$, L_M , $L'_{r\sigma}$ idi.

Bunlar, stator kaçak endüktansı, indirgenmiş ana endüktans, rotor kaçak endüktansıdır. Rotoru bloke etme testinden R'_r ve d.a testen R_s bulunmuştu. (4.11) eşitliğindeki endüktanslar bu bilinenlere göre şöyle bulunur.

$$\begin{aligned} L_A &= L_{s\sigma} + \frac{2}{3}L_M \\ L'_a &= L'_{r\sigma} + \frac{2}{3}L_M \\ M_{BA} &= M_{CA} = M_{AB} = M_{AC} = M_{CB} = M_{BC} = -\frac{1}{3}L_M = M_s \\ M_{ba} &= M_{ca} = M_{ab} = M_{ac} = M_{cb} = M_{bc} = -\frac{1}{3}L_M = M'_r \end{aligned} \quad (4.12)$$

(2.22)-(2.24) eşitliklerine bakılırsa,

$$\begin{aligned} M_{Aa} &= M_{aA} = M'_{sr} \cos \gamma_m \\ M_{Ba} &= M_{aB} = M'_{sr} \cos(\gamma_m + \frac{2}{3}\pi) \\ M_{Ca} &= M_{aC} = M'_{sr} \cos(\gamma_m - \frac{2}{3}\pi) \end{aligned} \quad (4.13)$$

olduğu görülür. Burada da,

$$M'_{sr} = \frac{2}{3} L_M \quad (4.14)$$

dir. (3.22)-(3.23) eşitlikleriyle temsil edilen asenkron makina matrissel modelini, birim değerler cinsinden olmayacak şekilde açıkça,

$$\begin{bmatrix} U_{s\alpha} \\ U_{s\beta} \\ U'_{r\alpha} \\ U'_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_s & 0 & sL_M & 0 \\ 0 & R_s + sL_s & 0 & sL_M \\ sL_M & \omega_m L_M & R'_r + sL'_r & \omega_m L'_r \\ -\omega_m L_M & sL_M & -\omega_m L'_r & R'_r + sL'_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ I'_{r\alpha} \\ I'_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

gibi elde edilir. Burada,

$$\begin{aligned} L_s &= L_A - M_s = L_{s\sigma} + L_M \\ L'_r &= L'_a - M'_r = L'_{r\sigma} + L_M \end{aligned} \quad (4.16)$$

dir. Burada unutulmamalı ki, $L_A = L_B = L_C$, $L_a = L_b = L_c$ ' dir [5, 7].

BÖLÜM 5

ASENKRON MAKİNANIN HIZ KONTROLÜNDE KULLANILAN PID KATSAYILARININ HESAPLANMASI

Bu bölümde, gerilim aradevrelili frekans çeviriciden beslenen asenkron makinanın hız kontrolünde kullanılan, PID kontrolörün katsayıları hesaplanacaktır. Bunun için, frekans çevirici ile birlikte asenkron makinanın Matlab simulink programında modeli kurulacaktır. İlk önce, gerilim ara devrelili frekans çeviricinin ana güç elektroniği devresi olan gerilim beslemeli eviriciler hakkında bilgi verilecektir.

5.1 Gerilim Beslemeli Kare Dalga Eviriciler

D.a gücünü, a.a gücüne çeviren çeviricilere evirici denir. Genel olarak gerilim beslemeli ve akım beslemeli olmak üzere iki tip evirici vardır. Gerilim beslemeli evirici, girişinde ideal bir doğru gerilim kaynağı ile karakterize edilir. Eviriciler makinanın hızı ayarlanabilir olması açısından a.a sürücüler, gerilim ve frekansı ayarlanabilir güç kaynakları, indüksiyon ısıtma gibi uygulamalarda kullanılır.

Güç yarıletkeni olarak tristör kullanılmış üç fazlı köprü eviricinin güç devresi Şekil 5.1 ' de verilmiştir. Burada basitleştirmek açısından komütasyon ve snubber devreleri ihmal edilmiştir. Çıkış gerilim dalga şekli Şekil 5.2 ' de verilmiştir. Burada evirici, her bir birimin üst ve alt tristörleri 180° lik aralıklarla sırasıyla iletim ve kesimde olacak şekilde anahtarlandığı üç yarım köprü biriminden ibarettir. Üç yarım köprü birbirlerine göre 120° faz kaymalıdır. D.a kaynak gerilimi, çıkış dalga şeklinin anlaşılabilir olması açısından Şekil 5.1 'de gösterildiği gibi düşünülmüştür. Çıkış gerilimi dalga şekli, devre konfigürasyonu ve anahtarlama durumu ile tespit edilir, yük şartlarından etkilenmez. Çıkış gerilim dalgası harmonik bakımından zengindir fakat akım dalgası bazen yükün filtre etkisinden dolayı daha yumuşak olabilir. Eviricinin kısa devre diyodları reaktif güç akışı ve rejenerasyon boyunca akımın ters yönde akmasını sağlarlar ayrıca zorlanmış komütasyonda da görev yaparlar.

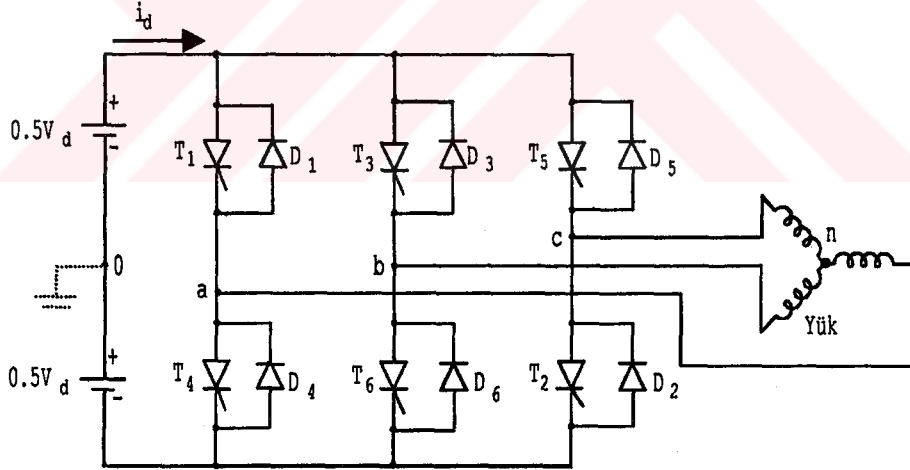
D.a kaynağa göre faz gerilimleri fourier serisi yardımıyla aşağıdaki gibi tanımlanır.

$$U_{a0} = \frac{4V}{\pi} \left(\cos \omega t + \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t + \dots \right) \quad (5.1a)$$

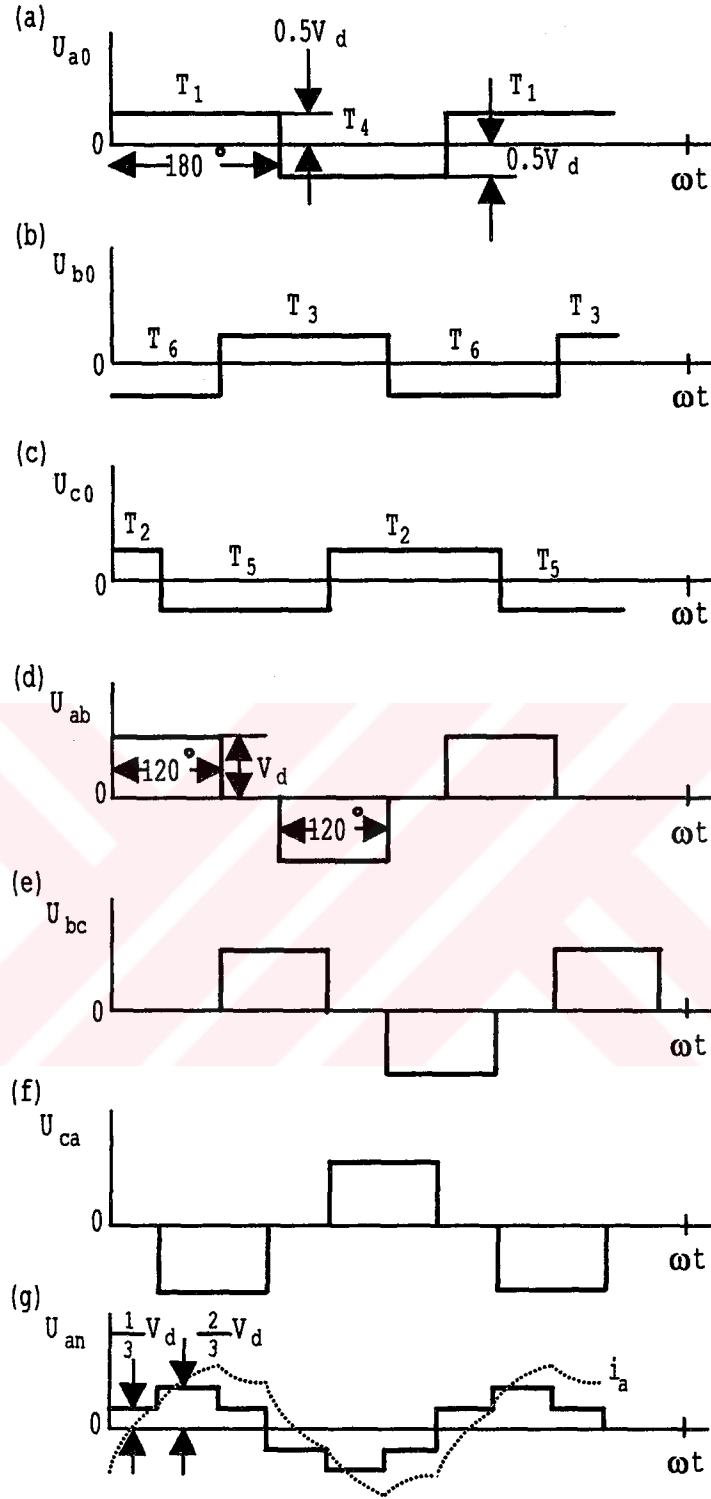
$$U_{b0} = \frac{4V}{\pi} \left(\cos(\omega t - 120^\circ) + \frac{1}{3} \cos 3(\omega t - 120^\circ) + \frac{1}{5} \cos 5(\omega t - 120^\circ) + \dots \right) \quad (5.1b)$$

$$U_{c0} = \frac{4V}{\pi} \left(\cos(\omega t + 120^\circ) + \frac{1}{3} \cos 3(\omega t + 120^\circ) + \frac{1}{5} \cos 5(\omega t + 120^\circ) + \dots \right) \quad (5.1c)$$

Burada $V = 0.5V_d$ ' dir.



Şekil 5.1 Üç fazlı köprü evirici



Şekil 5.2 Üç fazlı köprü eviricide gerilim dalgası sentezi

Hat gerilimleri ise aşağıdaki gibi oluşturulur.

$$U_{ab} = U_{a0} - U_{b0} \quad (5.2a)$$

$$U_{bc} = U_{b0} - U_{c0} \quad (5.2b)$$

$$U_{ca} = U_{c0} - U_{a0} \quad (5.2c)$$

Buna göre üstteki (5.2) eşitlikleri (5.1) eşitliklerinde yerine konursa,

$$U_{ab} = \sqrt{3} \frac{4V}{\pi} \left(\cos(\omega t + 30^\circ) + 0 - \frac{1}{5} \cos 5(\omega t + 30^\circ) - \frac{1}{7} \cos 7(\omega t + 30^\circ) + \dots \right) \quad (5.3a)$$

$$U_{bc} = \sqrt{3} \frac{4V}{\pi} \left(\cos(\omega t - 90^\circ) + 0 - \frac{1}{5} \cos 5(\omega t - 90^\circ) - \frac{1}{7} \cos 7(\omega t - 90^\circ) + \dots \right) \quad (5.3b)$$

$$U_{ca} = \sqrt{3} \frac{4V}{\pi} \left(\cos(\omega t + 150^\circ) + 0 - \frac{1}{5} \cos 5(\omega t + 150^\circ) - \frac{1}{7} \cos 7(\omega t + 150^\circ) + \dots \right) \quad (5.3c)$$

eşitlikleri elde edilir. Burada görüldüğü üzere, üst tristörleri kendi aralarında 120° lik açı olacak şekilde ateşlersek, 3 ve 3'ün katı harmonikler oluşmamaktadır. Ayrıca çift harmoniklerde oluşmamaktadır, buna göre n tamsayı olmak üzere sadece $6n \pm 1$ harmonikleri oluşmaktadır. Eğer yük üçgen bağlı ise faz ve hat gerilimleri birbirinin aynıdır ve sirkülasyon akımı problemi, 3 ve 3'ün katı harmonikler olmamasından dolayı yoktur.

Şekil 5.1 'de nötrü yalıtılmış yıldız bağlı yük için aşağıdaki eşitlikleri yazabiliriz.

$$U_{a0} = U_{an} + U_{n0} \quad (5.4a)$$

$$U_{b0} = U_{bn} + U_{n0} \quad (5.4b)$$

$$U_{c0} = U_{cn} + U_{n0} \quad (5.4c)$$

Dengeli üç fazlı kaynakta $U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0$ olduğu için, yukarıdaki eşitlikler toplanırsa,

$$U_{n0} = \frac{1}{3}(U_{a0} + U_{b0} + U_{c0}) \quad (5.5)$$

eşitliği bulunur. Bu eşitlik (5.4) eşitliklerinde yerine konursa, faz gerilimleri aşağıdaki gibi elde edilir.

$$U_{an} = U_{a0} - U_{n0} = \frac{2}{3}U_{a0} - \frac{1}{3}(U_{b0} + U_{c0}) \quad (5.6a)$$

$$U_{bn} = U_{b0} - U_{n0} = \frac{2}{3}U_{b0} - \frac{1}{3}(U_{a0} + U_{c0}) \quad (5.6b)$$

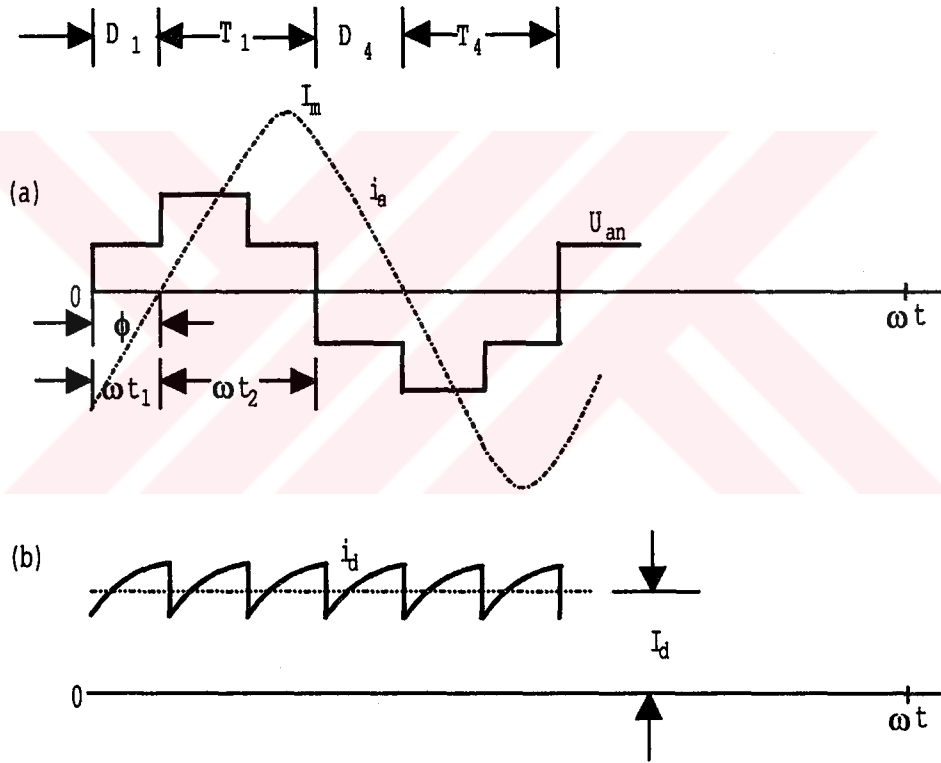
$$U_{cn} = U_{c0} - U_{n0} = \frac{2}{3}U_{c0} - \frac{1}{3}(U_{a0} + U_{b0}) \quad (5.6c)$$

Faz gerilimleri grafiksel olarak Şekil 5.2g' deki gibi kurulabilir. Hat geriliminden 30° faz farkı vardır.

Lineer ve dengeli üç fazlı yük için, hat akımı bileşenleri, gerilimin fourier serisindeki her bir bileşeni için çözülebilir ve sonuç süperpozisyon ilkesi kullanılarak bulunur. Şekil 5.2g ' de U_{an} dalgası üzerinde endüktif yükün tipik hat akımı dalgası gösterilmiştir.

Şekil 5.3a ' da faz gerilimi ve hat akımı, yükün ideal bir şekilde filtre ettiği varsayımı altında verilmiştir. ωt_1 aralığında faz gerilimi pozitif fakat hat akımı negatiftir. Yani reaktif akım geribesleme diyodu D_1 sayesinde kaynağa doğru akar.

ωt_2 aralığında T_1 tristörü aktif yük akımını taşır. Negatif dalga için aynı şekilde D_1 diyodu yerine D_4 diyodu, T_1 tristörü yerine T_4 tristörü iletim yapar. Eğer yük saf rezistif ise veya aynı deplasman faktörüne sahip ise ($\phi = 0$) her bir tristör 180° iletimdedir. $-90^\circ < \phi < +90^\circ$ için evirici aktiftir, yani d.a gücü a.a gücüne çevirir. $+90^\circ < \phi < -90^\circ$ için evirici rejenaratiftir, yani güç akışı a.a dan d.a tarafına doğrudur. Kontrollü doğrultma modu bir eviricide mümkündür. Bu da a.a makinasının rejenaratif veya dinamik frenlenmesine olanak sağlar [8].



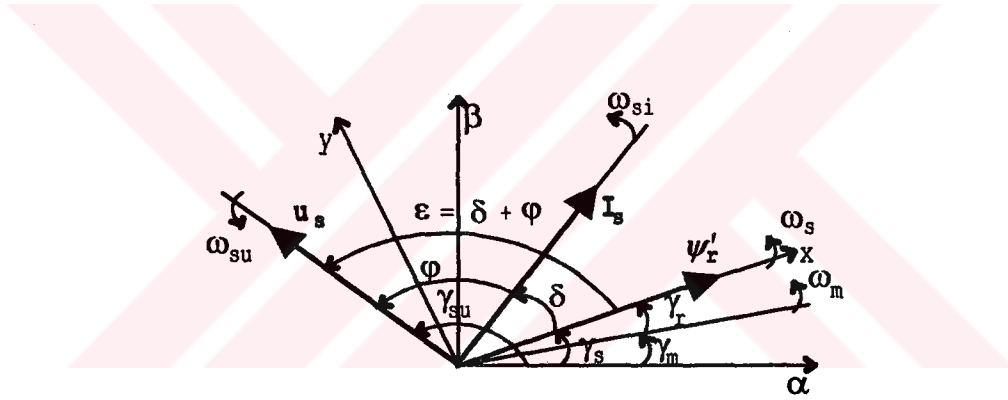
Şekil 5.3 (a) Yükün ideal bir filtre olduğu varsayımı altında çıkış faz gerilim ve akım dalgası (b) Giriş d.a akım dalgası

5.2 Gerilim Kontrollü Frekans Çeviriciden Beslenen Asenkron Motorun Komple Blok Diyagramı

Burada kontrol büyüklükleri olarak stator gerilimini ve frekansını gözönüne alacağız(u_s ve ω_{su}).

(3.5) eşitliğindeki stator gerilim ifadesini gözönüne alırsak ve burada uzay vektörlerindeki K indisini ihmal edersek, stator gerilim eşitliğini aşağıdaki gibi yazabiliriz.

$$u_s = r_s i_s + T_N \frac{d\psi_s}{dt} + j\omega_K \psi_s \quad (5.7)$$



Şekil 5.4 Stator uzay gerilim vektörü u_s , uzay akım vektörü i_s ve rotor akı uzay vektörü ψ'_r ; α , β statorda sabit koordinatlar, x , y rotor akısının üzerinde olduğu senkron hızla dönen koordinatlar.

(3.17a, b) ' den stator akı vektörünü çekersek,

$$\psi_s = \frac{x_M}{x'_r} \psi'_r + x_\sigma i_s \quad (5.8)$$

elde edilir. Burada,

$$x_{\sigma} = \frac{x_s x'_r - x_M^2}{x'_r} \quad (5.9)$$

kaçak reaktanstır. (5.8) eşitliğini (5.7) ' de yerine koyarsak,

$$u_s = r_s i_s + T_N x_{\sigma} \frac{di_s}{dt} + j\omega_K x_{\sigma} i_s + T_N \frac{x_M}{x'_r} \frac{d\psi'_r}{dt} + j\omega_K \frac{x_M}{x'_r} \psi'_r \quad (5.10)$$

elde edilir. Elde ettiğimiz bu eşitliği senkron hızla dönen x, y alan koordinatlarında ($\omega_K = \omega_s$), $\psi_r = \psi_{rx}$, $\psi_{ry} = 0$ kabülü ile yazarsak, iki skaler eşitlik elde ederiz.

$$u_{sx} = r_s i_{sx} + T_N x_{\sigma} \frac{di_{sx}}{dt} - \omega_s x_{\sigma} i_{sy} + T_N \frac{x_M}{x'_r} \frac{d\psi'_r}{dt} \quad (5.11a)$$

$$u_{sy} = r_s i_{sy} + T_N x_{\sigma} \frac{di_{sy}}{dt} + \omega_s x_{\sigma} i_{sx} + \omega_s \frac{x_M}{x'_r} \psi'_r \quad (5.11b)$$

Bu eşitliklerin her iki tarafını r_s ile bölersek ve $T_s = T_N \frac{x_s}{r_s}$ zaman sabiti ve $\sigma = \frac{x_{\sigma}}{x_s}$

olmak üzere,

$$\frac{u_{sx}}{r_s} = i_{sx} + \sigma T_s \frac{di_{sx}}{dt} - \omega_s \sigma T_s \Omega_N i_{sy} + T_s \frac{x_M}{x'_r x_s} \frac{d\psi'_r}{dt} \quad (5.12a)$$

$$\frac{u_{sy}}{r_s} = i_{sy} + \sigma T_s \frac{di_{sy}}{dt} + \omega_s \sigma T_s \Omega_N i_{sx} + \frac{x_M}{x'_r x_s} \Omega_N \psi'_r \quad (5.12b)$$

Bilindiği gibi burada $\Omega_N = \frac{1}{T_N}$ 'dir.

Bir sonraki adımda stator gerilim vektörü u_s nin bileşenleri olan u_{sx} , u_{sy} ile dönüştürücü giriş büyüklüğü olan u_s ve ω_{su} (f_{su}) arasındaki ilişkiyi tespit edeceğiz. Bunu iki durumda başarabiliriz. İlk olarak, gerilim vektörü u_s , alan koordinatlarında polar bileşenleri kullanarak aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$u_s = [u_{sx}, u_{sy}] = [u_s, \varepsilon] \quad (5.13)$$

Burada,

$$u_{sx} = u_s \cos \varepsilon \quad (5.14)$$

$$u_{sy} = u_s \sin \varepsilon \quad (5.15)$$

dır. Ayrıca burada da $\varepsilon = \delta + \varphi$ ' dir. Şekil 5.4 ' teki vektör diyagramına dayanarak α , β referans koordinatlarına göre aşağıdaki ifadeyi yazabiliriz.

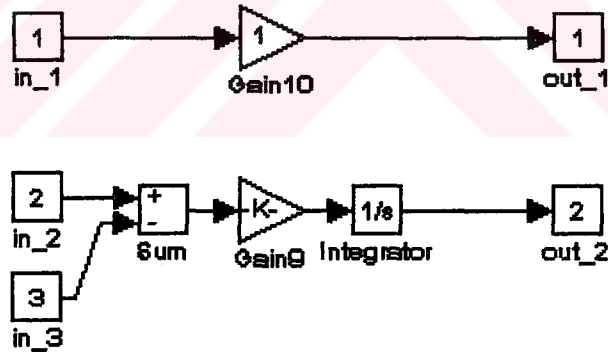
$$\gamma_{su} = \gamma_s + \varepsilon = \gamma_m + \gamma_r + \varepsilon \quad (5.16)$$

Burada diferansiyel alınırsa açısal hızlar arasındaki bağıntı bulunur. Bu açısal hızları birim değere indirgemek için T_N ile çarpılır, yani Ω_N 'e böleriz. Bu durumda,

$$T_N \frac{d\epsilon}{dt} = \omega_{su} - \omega_s = \omega_{su} - (\omega_m + \omega_r) \quad (5.17)$$

bağıntısı elde edilir [5]. Bu elde edilen bağıntılara dayanarak gerilim kontrollü frekans çeviriciden beslenen asenkron makinanın ' Matlab Simulink ' simulasyon programına uygun blok diyagramı Şekil 5.6 ' teki gibidir.

Şekil 5.6 ' da $u_s - \omega_{su}$ 'nun alan koordinatlarına dönüşümünü sağlayan alt sistem aşağıdaki gibidir.

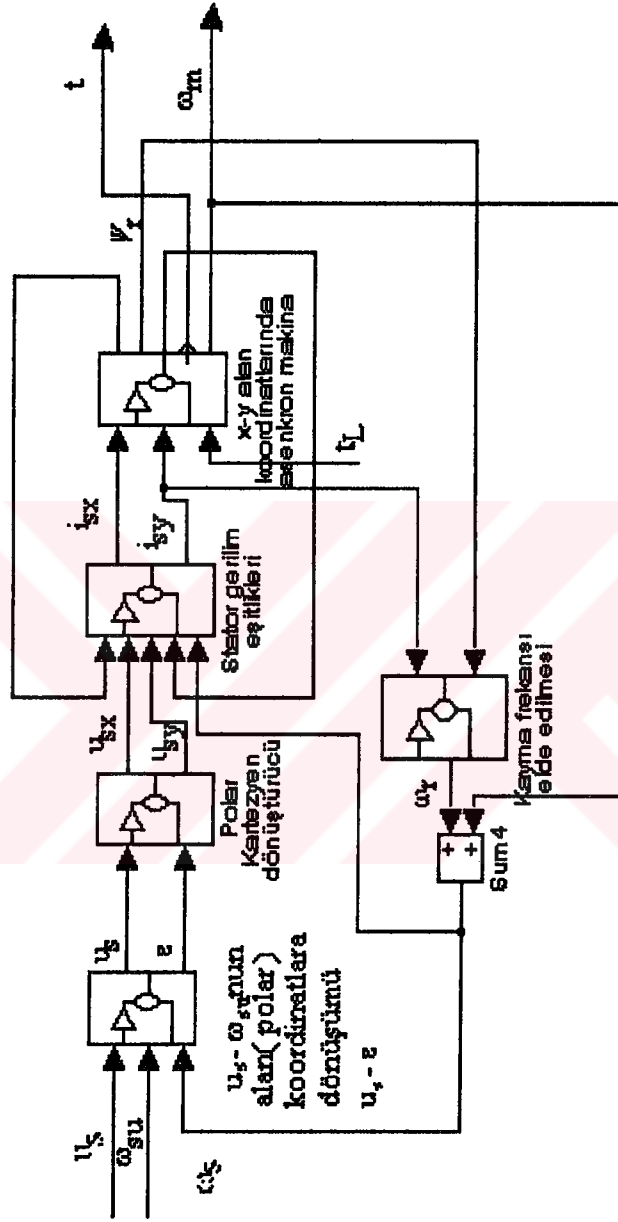


Şekil 5.5 $u_s - \omega_{su}$ 'nun alan koordinatlarına dönüşümü

Burada,

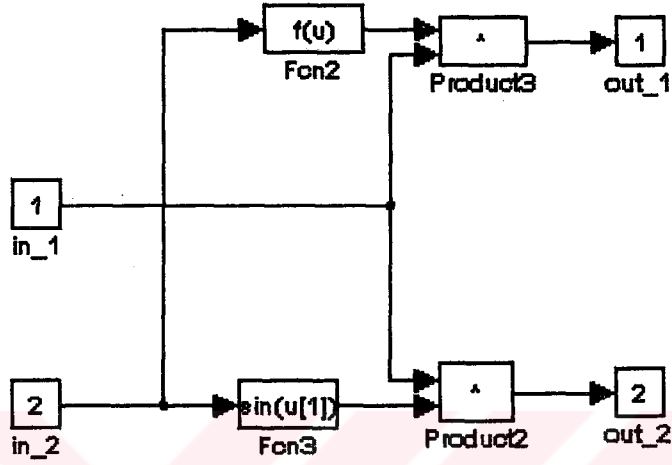
Gain 10 = 1

Gain 9 = $1/T_N$ 'dir.



Şekil 5.6 Gerilim kontrollü frekans çeviriciden beslenen asenkron makinanın komple blok şeması

Polar kartezyen dönüştürücü aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.7 Polar - kartezyen dönüştürücü

Burada,

Fcn2 : $\cos(u)$

Fcn3 : $\sin(u)$ ' dur.

Stator gerilim eşitlikleri ise Şekil 5.8 'deki gibidir.Şekil 5.8 ' de,

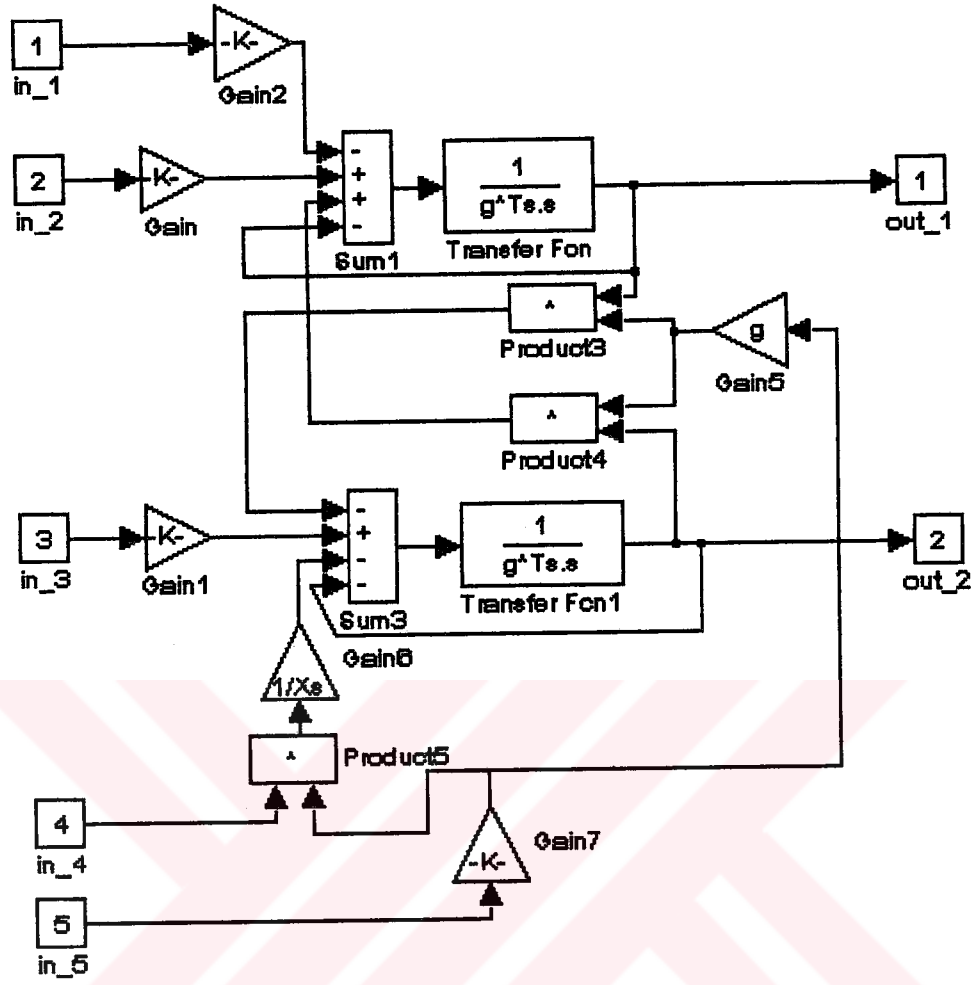
Gain = Gain1 = $1/r_s$

Gain2 = $x_M T_s / (x_s x_r')$

Gain5 = $g(=\sigma)$

Gain6 = $1/x_s$

Gain7 = $\Omega_N T_s$ ' dir.



Şekil 5.8 Stator gerilim eşitlikleri

x , y alan koordinatlarında asekron makina Şekil 5.9 ‘ daki gibidir.

Burada,

$$\text{Gain3} = x_M$$

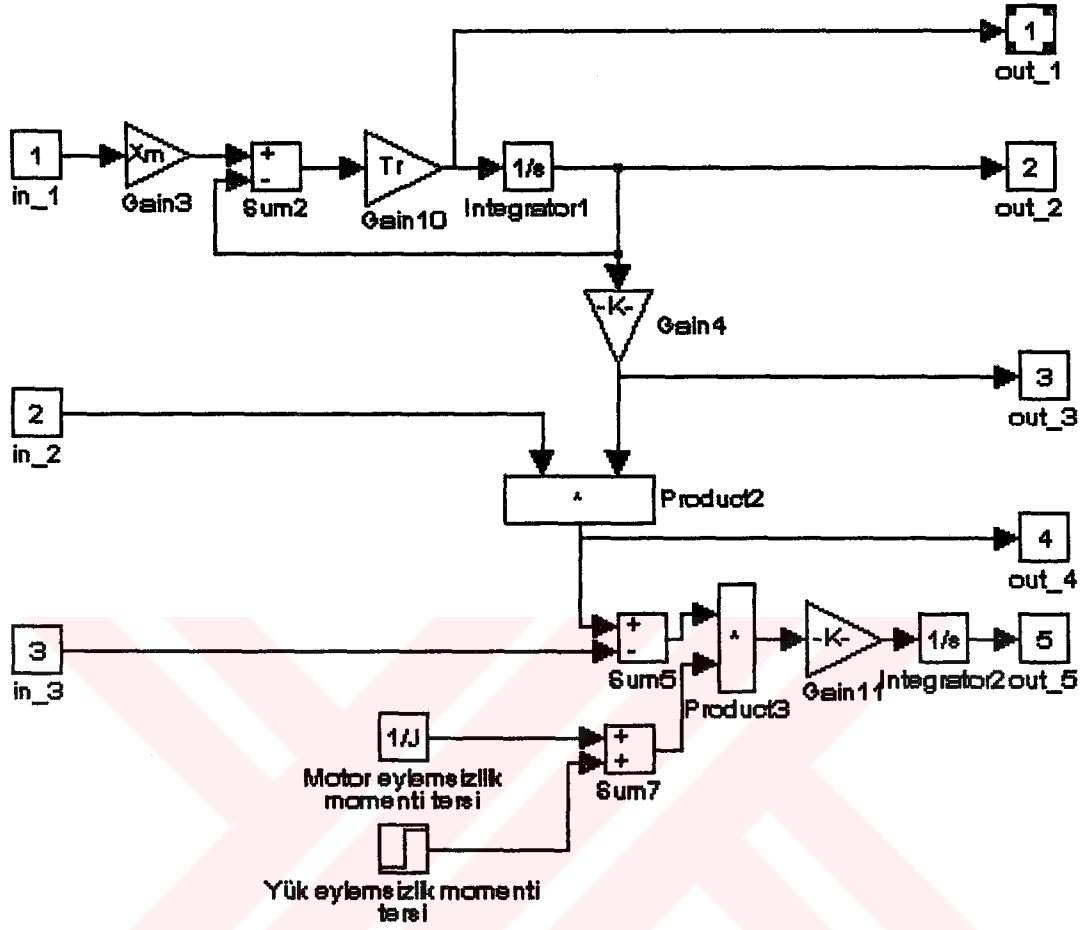
$$\text{Gain4} = x_M/x_r$$

$$\text{Gain10} = T_r = T_{N x_r}/r_r$$

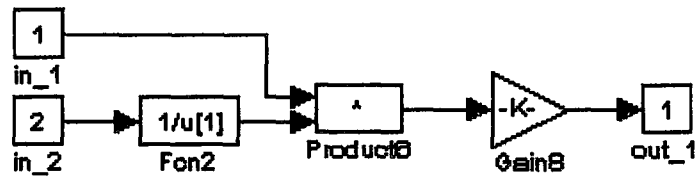
$$\text{Gain11} = 1/T_M = 1/\Omega_N^2/(p_b^2 S_b) \text{ ‘ dir.}$$

Kayma frekansının elde edilmesi Şekil 5.10 ‘ da verilmiştir. Burada,

$$\text{Gain8} = r_r x_M / x_r \text{ ‘ dir.}$$



Şekil 5.9 x, y alan koordinatlarında asenkron makina blok şeması



Şekil 5.10 Kayma frekansı elde edilmesi

5.3 Hız Kontrol Çevriminde PID Katsayılarının Hesaplanması

Asenkron makinanın nonlineer bir yapısı olduğundan, PID katsayıları pratikteki uygulamaların genelinde deneme-yanılma yöntemi ile bulunmaktadır. Bu yöntemle, rastlantısal olarak parametreler belirlenmeye çalışılır. K_P , K_I , K_D katsayıları deneme-yanılma şeklinde, çeşitli değerlere rastlantısal olarak ayarlanıp, sistemin kendinden beklenen kriterlere yakın bir noktada çalışması sağlanmaya çalışılır.

Bu alt bölümde, katsayılar, istenen kriterlere göre analitik olarak bulunacaktır. Yukardaki alt bölümde Matlab programında elde edilen model burada kullanılacaktır.

Güç elektroniğindeki gelişmeler, asenkron motorun besleme geriliminin genliği ile frekansı arasındaki oranı sabit kılmayı başarmıştır. Bu da makinanın doymaya girmesini engeller ve hava aralığı akısı Ψ_M sabit tutulmuş olur, dolayısıyla moment ifadesindeki akı-akım çarpımından gelen nonlineerlik kısmen giderilmiş olur. Ayrıca piyasada bir proses için motor seçimi yapılırken, prosesin tahrik gücünü karşılayabilecek nominal değerlerde motor seçilmesine dikkat edilir. Ve motorun yüksek verimli olması için nominal değerlerinde çalışmasına dikkat edilir. U/f oranının sabit kalması ve motorun belli bir çalışma noktasında kalması gözönünde bulundurularak, motorun lineere yakın bir davranış göstereceği düşünülebilir.

Asenkron makinanın modeline bakıldığında elektrik ve mekanik zaman sabiti olmak üzere iki zaman sabiti vardır. Elektrik zaman sabiti (τ_e), mekanik zaman sabiti (τ_m) yanında küçük olduğu için, burada baskın olan mekanik zaman sabitidir. Dolayısıyla, makinaya ikinci mertebeden bir sistem gibi yaklaşılabilir [9]. Transfer fonksiyonu ise aşağıdaki gibidir.

$$G(s) = \frac{K_s}{(\tau_e s + 1)(\tau_m s + 1)} \quad (5.18)$$

Buradaki zaman sabitlerini ve sistem kazancı olan K_s 'i makina modeline birim basamak verdiğimizde elde ettiğimiz çıkışı, birim basamak girişe aynı çıkışı veren ikinci mertebeden sistemi Matlab programı sayesinde bulup, karşılaştırarak bulabiliriz [10, 11].

Asenkron makina 5.2 bölümünde birim değerler cinsinden modellendiği için birim basamak vermek, fiziksel anlamda gerilim ve frekansı nominal değerlerde vermek anlamına gelmektedir. Parametreleri aşağıdaki gibi olan bir asenkron motor için bütün bu söylediklerimizi yapalım.

$$r_s = 0.029;$$

$$r_r = 0.029;$$

$$x_s = 0.0688;$$

$$x_r = 0.0686;$$

$$x_M = 0.0664;$$

$$\Omega_N = 2\pi 50;$$

$$\sigma = 1 - x_M^2 / (x_s x_r)$$

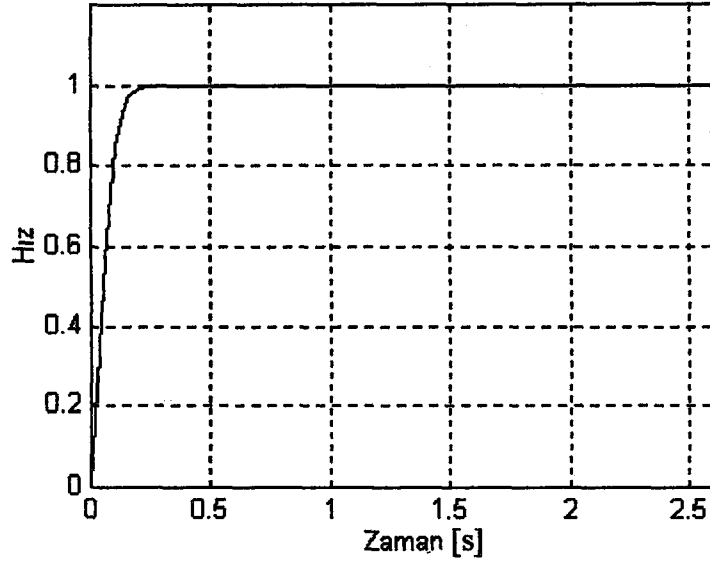
$$J = 0.4;$$

$$p = 2;$$

$$S_b = 3 \times 220 \times 20;$$

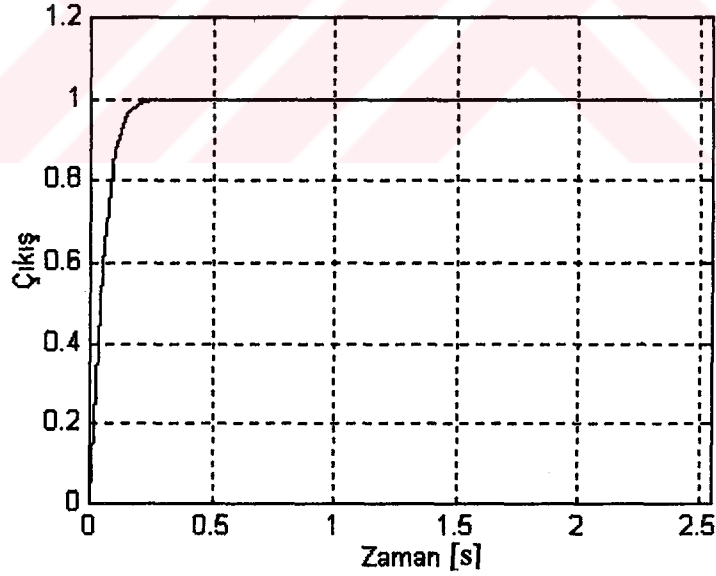
Şekil 5.6 'daki modele, gerilim ve frekans aynı kaynaktan beslenmek üzere birim basamak verelim. Bu durumda çıkış hızı Şekil 5.11'de gösterilmiştir. Bu cevaptan görüldüğü gibi bu çıkış, bir tane baskın kutbu olan ikinci mertebeli bir sistem çıkışına benzemektedir. Şekil 5.11 'de görülen çıkışın yerleşme zamanı ve oturduğu değer göz önüne alınarak, aynı girişe aynı cevabı veren ikinci mertebeli sistem Matlab programı yardımıyla aşağıdaki gibi bulunur.

$$G_s(s) = \frac{2160}{(s + 90)(s + 24)} \quad (5.19)$$



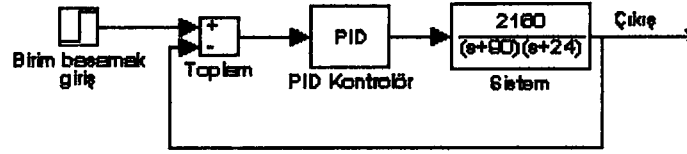
Şekil 5.11 Asenkron makinanın birim basamak girişi karşı hız cevabı

Bu sistemin birim basamak cevabı ise Şekil 5.12’de verilmiştir.



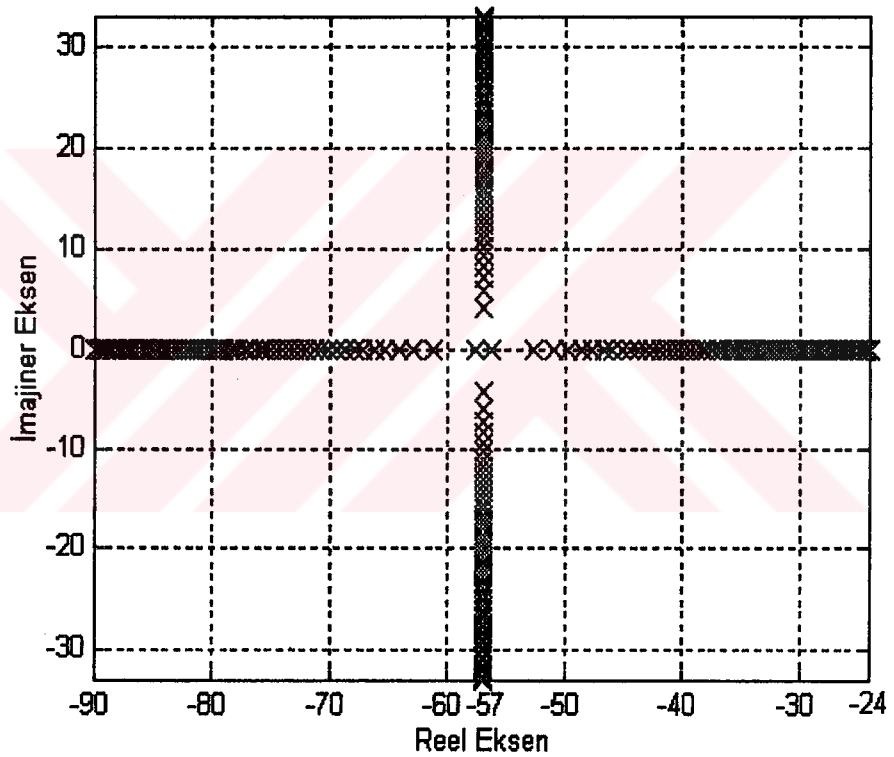
Şekil 5.12 Bulunan ikinci mertebeli sistemin birim basamak girişi karşı cevabı

Bulunan bu lineer sistem için istenilen aşım ve yerleşme zamanını veren PID katsayılarını hesaplamak için ilk önce PID kontrolörle birlikte sistemin kapalı çevrim blok diyagramını oluşturalım.



Şekil 5.13 Lineer sistemin kapalı çevrim kontrol blok şeması

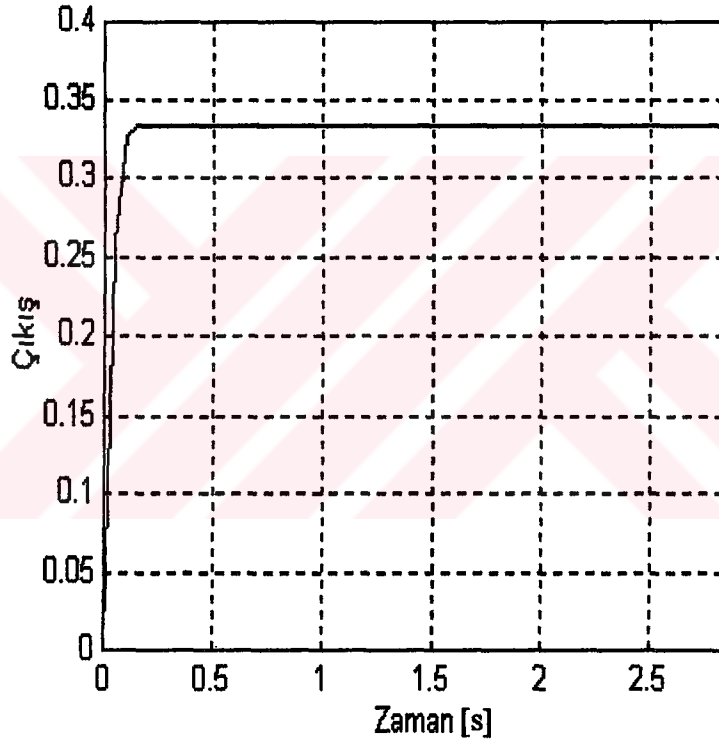
Yine Matlab yardımıyla sistemin açık çevrimin köklerinin yer eğrisine baktığımızda,



Şekil 5.14 Bulunan ikinci mertebeli sistemin köklerinin sadece kazanç(K_p) kontrolöre göre değişimi

olduğu görülür. Yani sadece kazanç kontrolörle, sistemin köklerinin değişim yeri

Şekil 5.14'te gösterilmiştir [10]. Sistemin köklerini kompleks eşlenik yaparak sisteme aşım yaptırabiliriz. Zaten sistemin kökleri orjinden uzak olduğu için sistem oldukça hızlı cevap vermektedir. Fakat orjinde bir kök olmadığı için kapalı çevrim kontrolde sürekli bir hata mevcut olacaktır. Şekil 5.16'da $K_p = 0.5$ için sistemin çıkışı görülmektedir. Sürekli hal hatası diye adlandırılan bu hatayı engellemek için bir integrator terimi kullanmak zorundayız. Böylelikle kullanacağımız kontrolör transfer fonksiyonu aşağıdaki gibi olur [12].

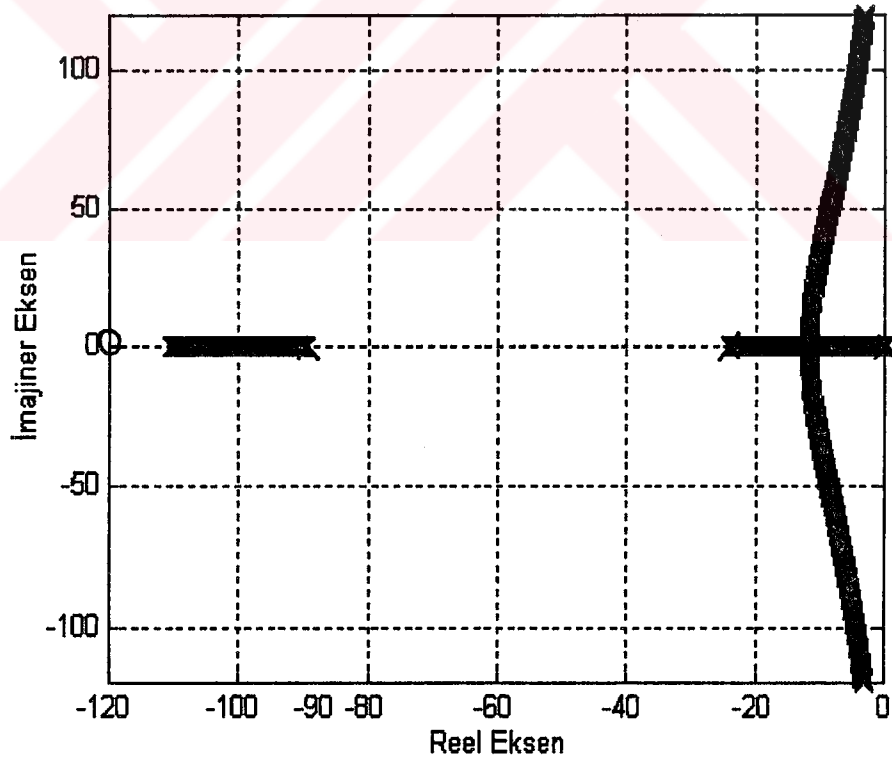


Şekil 5.15 $K_p = 0.5$ için lineer sistem çıkışı

$$G_K(s) = \frac{K_p(s + \frac{K_I}{K_p})}{s} \quad (5.20)$$

Kontrolör transfer fonksiyonundan da görüldüğü üzere kontrolör bir sıfır ve $s = 0$ 'da bir kutup getirmektedir. Biz bu katsayıları sistemin istediğimiz davranışı göstermesi için, köklerin yer eğrisinden yararlanarak hesaplayacağız. Kontrolün getireceği sıfırı baskın olmayan kutbun soluna atarsak, Şekil 5.16 ' dan da görüldüğü gibi, kontrolör ve sistemin kazancının oluşturduğu kazanç sonsuza gittikçe zaten baskın olmayan bu sistem kutbu, daha da zayıflayacaktır ve sistem çıkışına bir etkisi olmayacaktır. Aksi halde, integratörden gelen bir kutupla birlikte sistem üçüncü dereceden bir sistem davranışı gösterecektir. Bahsedilen bu sıfırı -120 değerine atalım, bu durumda kontrolörle birlikte sistemim açık çevrim tranfer fonksiyonu aşağıdaki gibi olur.

$$G(s) = \frac{2160K_p(s+120)}{s^3 + 114s^2 + 2160s} \quad (5.21)$$



Şekil 5.16 PI kontrolörle kontrol edilen lineer sistemin köklerinin yer eğrisi

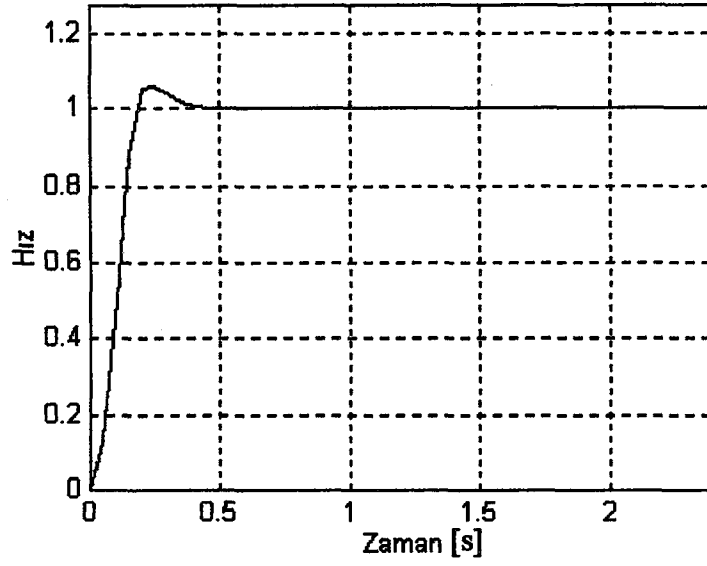
Şekil 5.16 'dan da görüldüğü gibi, kapalı çevrim kontrol sistemin kutuplarının böyle hareket etmesi, sistem cevabı açısından bizim için yeterli olacaktır. Fakat başka bir kutup konfigürasyonu istenirse, sisteme bir sıfır daha ekleyen türev(K_D) kontrolör ilave edilebilir. Örneğin burada Matlab'de 'rlocfind' komutu yardımıyla belirli kökler için kazancı bulalım ve gerekli PI kontrolör katsayılarını hesaplayalım. Bu durumda, -90.9553 , $-11.5223 + 11.4675j$, $-11.5223 - 11.4675j$ kökleri için Kazanç=200.3044 olarak bulunmuştur. Kazancı, kontrolörle birlikte sistemin açık çevrim transfer fonksiyonuna baktığımızda $2160 \times K_p$ oluşturmaktadır. Buradan K_p aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$K_p = \frac{200.3044}{2160} = 0.0927 \quad (5.22)$$

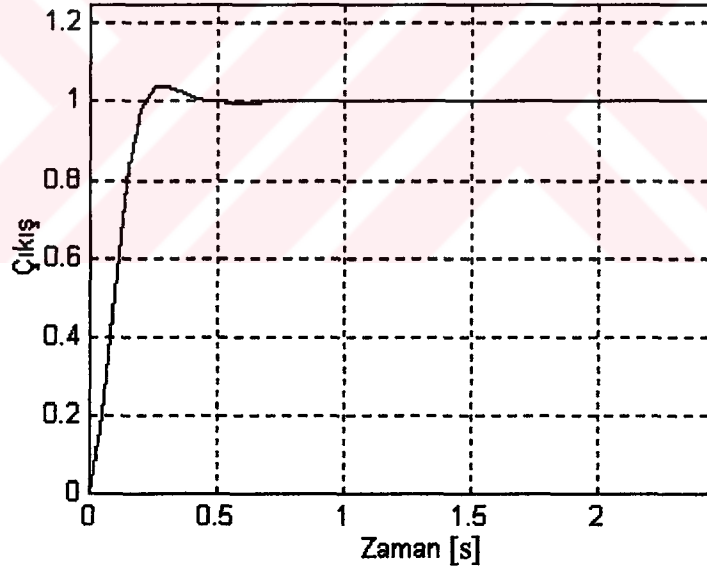
Kontrolörün getirdiği sıfır -120 'de olduğu için K_I ,

$$\frac{K_I}{K_p} = 120 \Rightarrow K_I = 120 \times 0.0927 = 11.124 \quad (5.23)$$

şeklinde hesaplanır. Bu hesapladığımız katsayılarda kökler yukarıda belirtilen yerdedir. Bu kökler için amortisman oranı $\xi = 0.708$, doğal frekans $\omega_n = 16.256$ 'dır. Buna göre aşım % 4.3, %5'lik hata bandı içine girme süresi ise 0.26s'dir. Bu bulmuş olduğumuz PI katsayılarını Şekil 5.13'deki sisteme ve Şekil 5.17'de verilen asenkron motor hız kontrol sistemine uygulayalım ve sonuçları karşılaştıralım.



Şekil 5.18 Hesaplanan PI katsayıları için asenkron motor hız çıkışı



Şekil 5.19 Hesaplanan PI katsayıları için lineer model çıkışı

Şekil 5.18 ve Şekil 5.19 ' dan da görüldüğü gibi, istenilen aşım ve yerleşme zamanı için hesaplanan katsayılar, asenkron motor hız kontrol çevriminde ve elde edilen lineer model için kullanılan kontrol çevriminde iyi sonuçlar vermektedir.

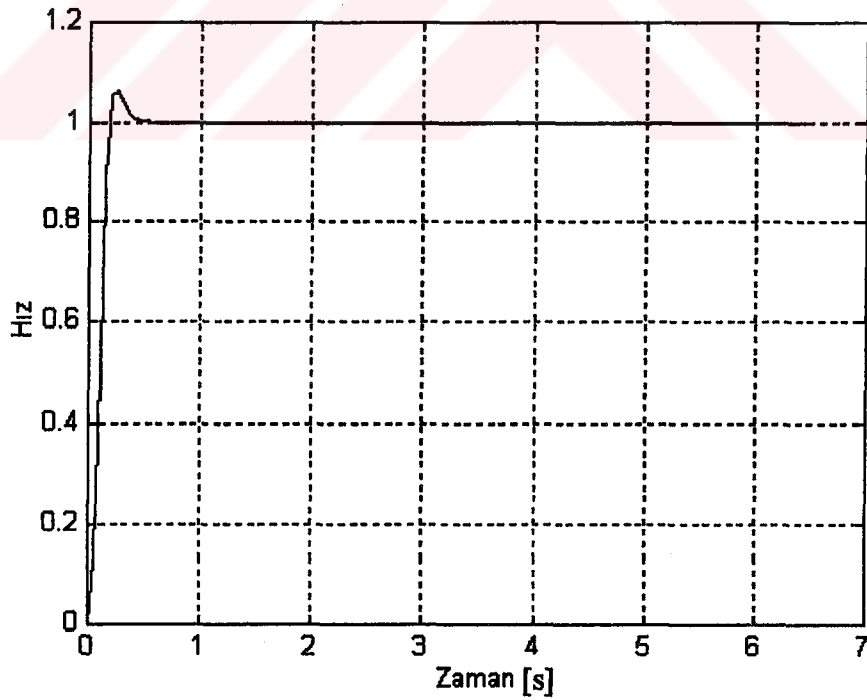
Bundan sonraki sonuçlar ve öneriler bölümünde, bu katsayılarla asenkron motorun yüklenme durumları ile ilgili simülasyon sonuçları verilmiştir.

BÖLÜM 6

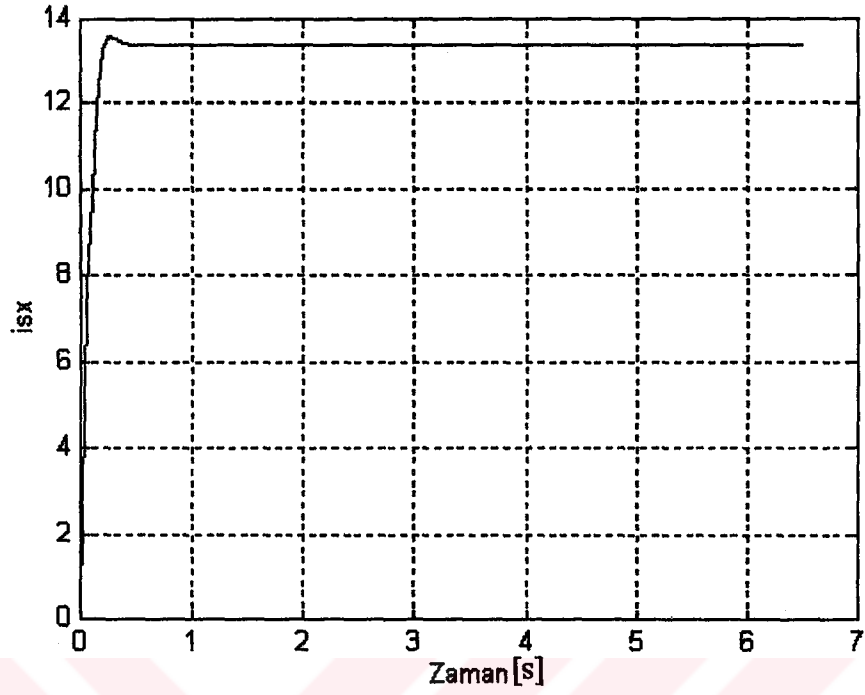
SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu bölümde, tezin beşinci bölümünde kullanılan parametrelerdeki asenkron makina için bulunan PI katsayıları kullanılarak, motorun çeşitli yüklemelerdeki performansı simülasyon sonuçları ile incelenecektir. Bu simülasyon, Şekil 5.18 ' de verilen devre için MATLAB simulink ortamında gerçekleştirilecektir. Daha sonra yorumlar ve öneriler verilecektir.

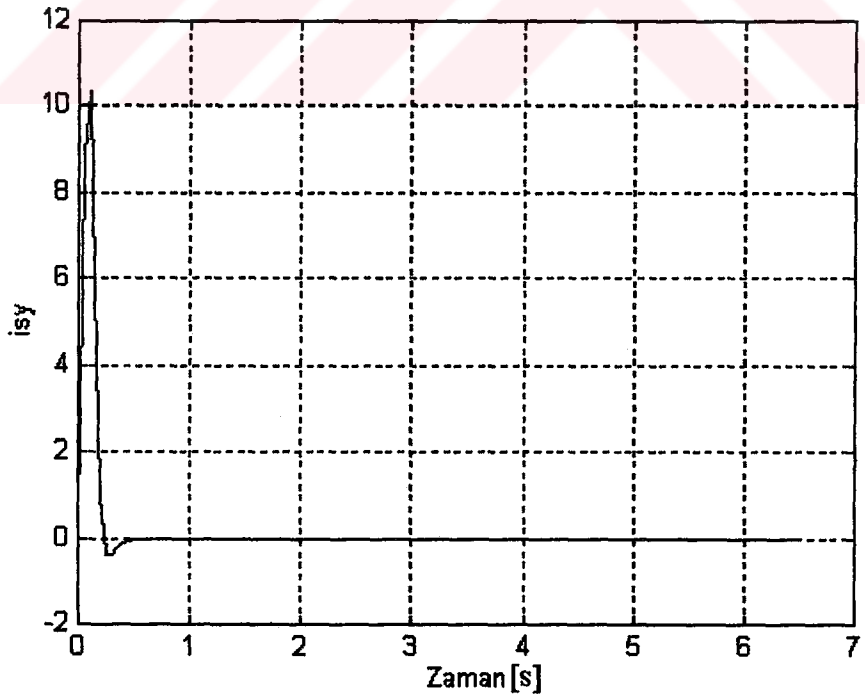
İlk önce referans = 1 için, motor yüksüzken motor hızına, stator akımının x bileşenine, y bileşenine, momentine ve rotor akısına bakalım.



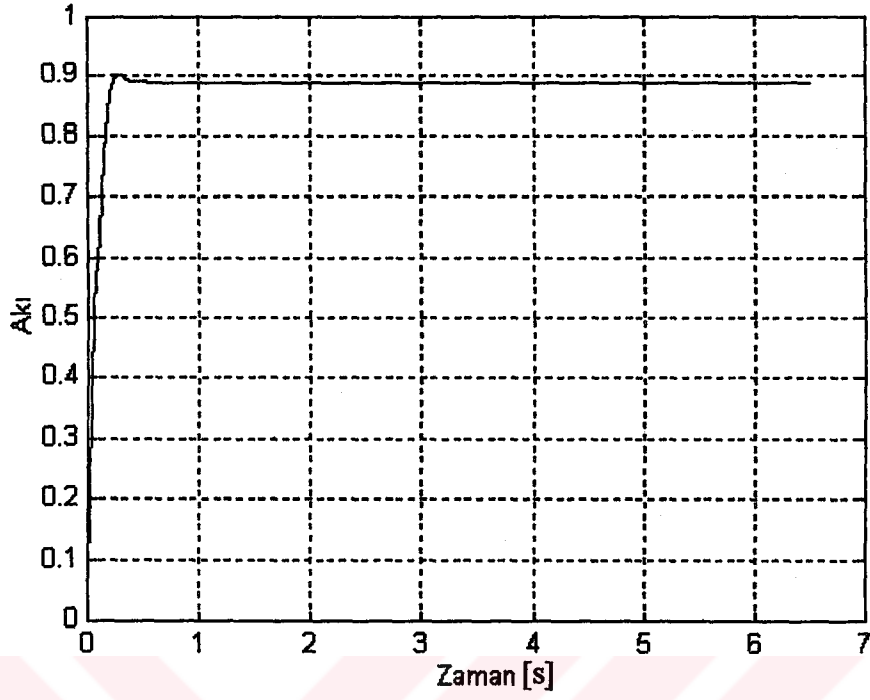
Şekil 6.1 Motor yüksüzken referans=1 için hızın zamanla değişimi



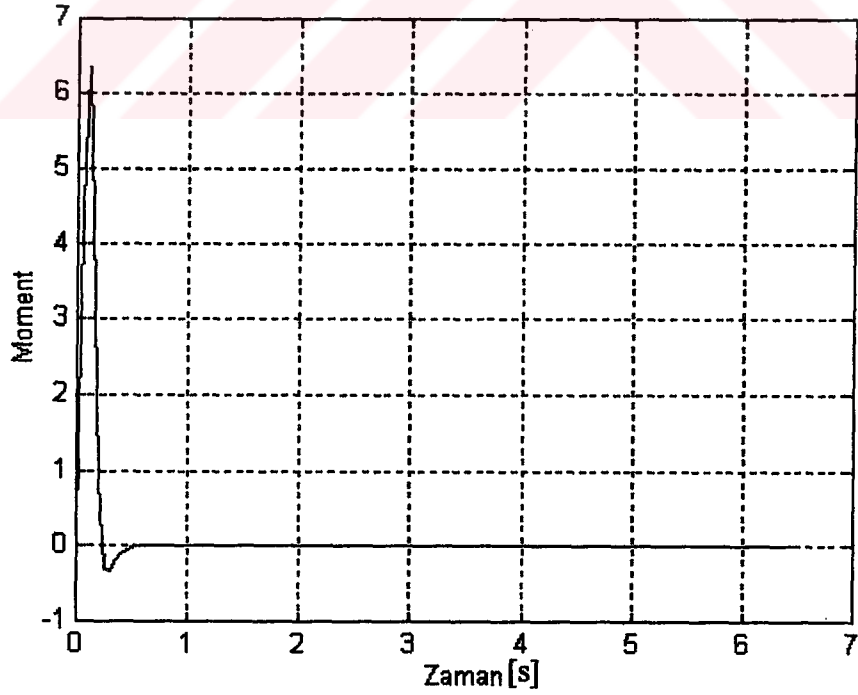
Şekil 6.2 Motor yüksüzken stator akımının x bileşeninin zamanla değişimi



Şekil 6.3 Motor yüksüzken stator akımının y bileşeninin zamanla değişimi

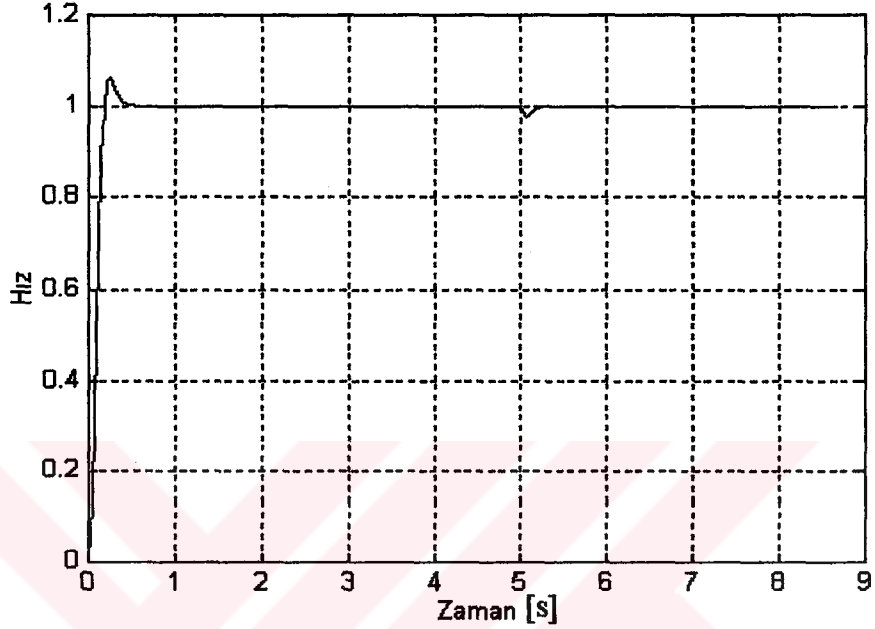


Şekil 6.4 Motor yüksüzken rotor akısının zamanla değişimi

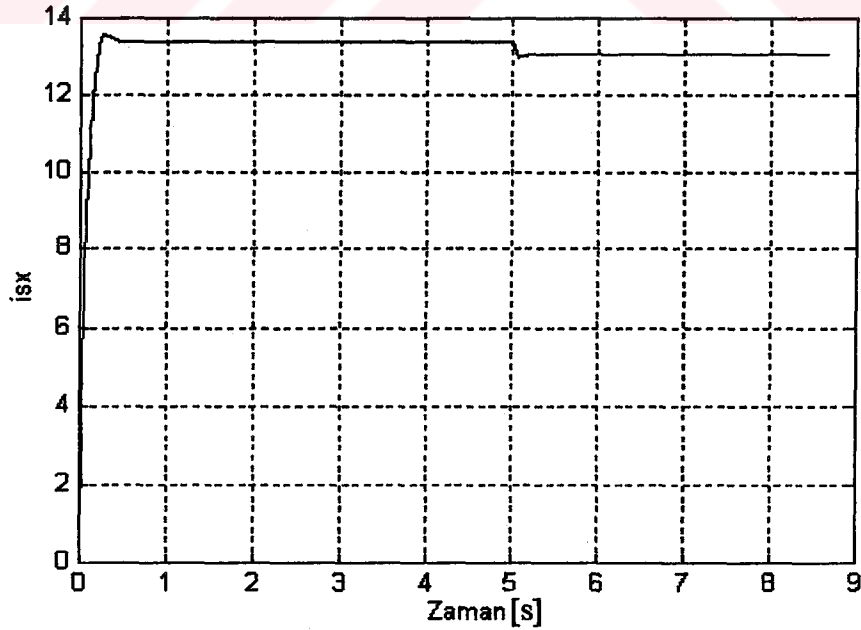


Şekil 6.5 Motor yüksüzken motorun endüklediği momentin zamanla değişimi

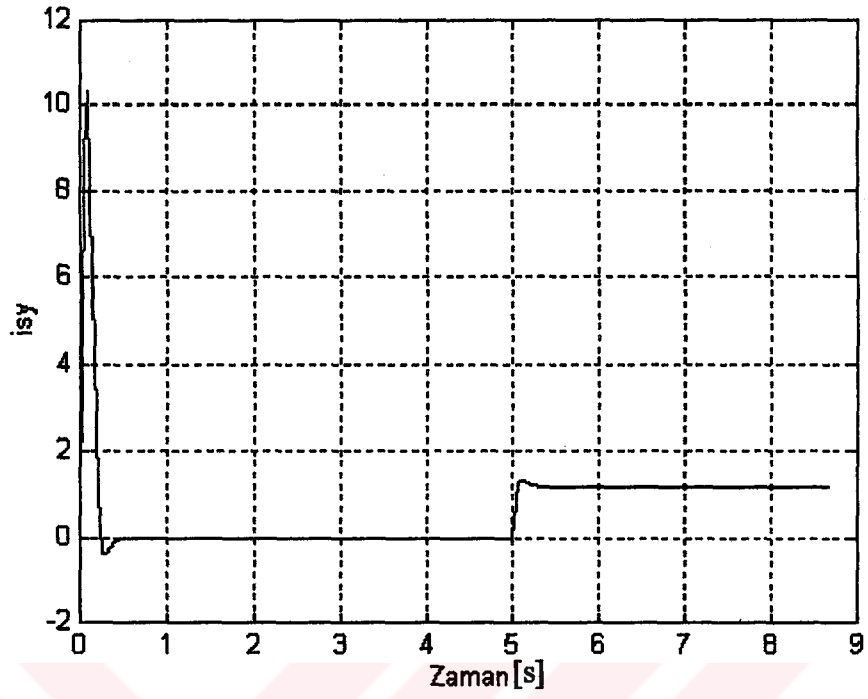
Şimdi motora yüksüz yolverelim ve beşinci saniyede eylemsizliği 0.6 kgm^2 olan temel aldığımız yükü, yani 1 değerinde bir yükü yükleyelim, motorun yine hızına, stator akımının x ve y bileşenlerine, endüklediği momente ve rotor akısına bakalım.



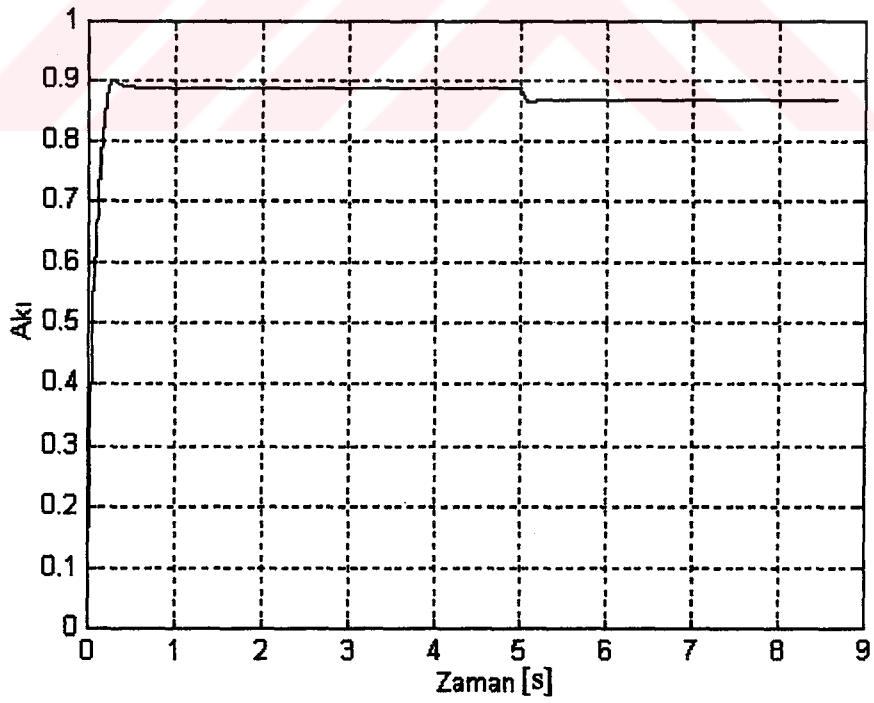
Şekil 6.6 Motor beşinci saniyede temel yükü ile yüklenirken, hızın zamanla değişimi



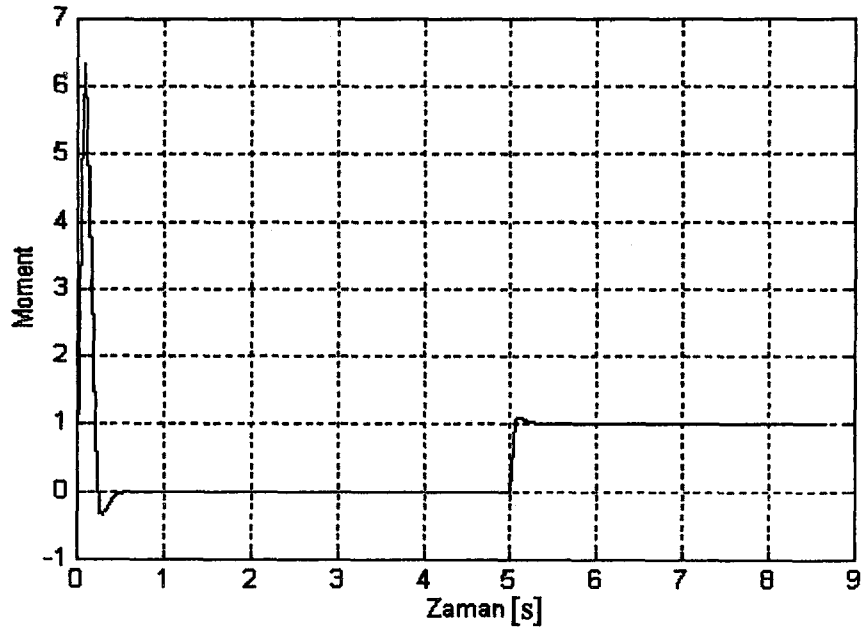
Şekil 6.7 Motor beşinci saniyede temel yükü ile yüklenirken, stator akımının x bileşeninin zamanla değişimi



Şekil 6.8 Motor beşinci saniyede temel yükü ile yüklenirken, stator akımının y bileşeninin zamanla değişimi

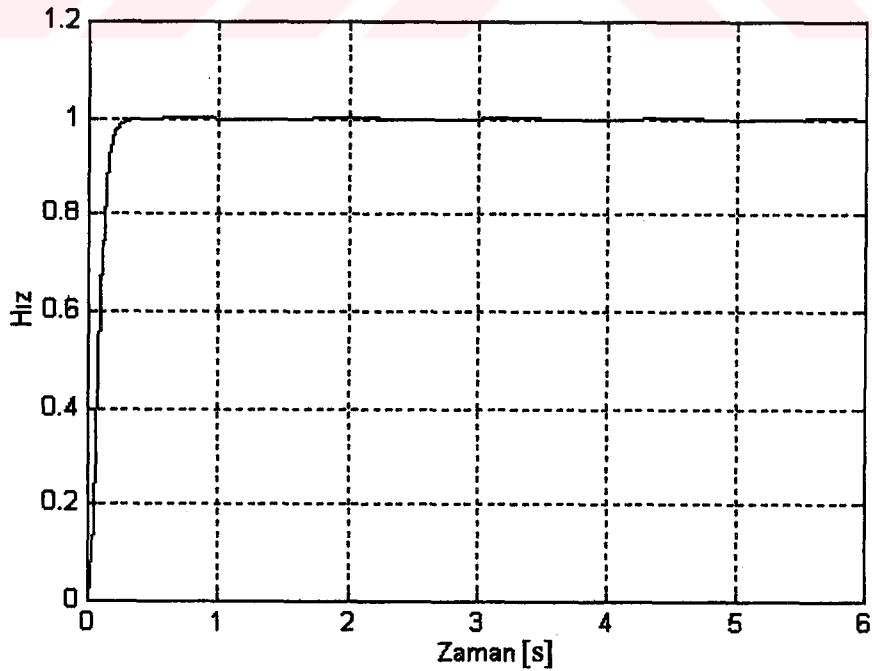


Şekil 6.9 Motor beşinci saniyede temel yükü ile yüklenirken, rotor akısının zamanla değişimi



Şekil 6.10 Motor beşinci saniyede yüklenirken, motorun endüklediği momentin zamanla değişimi

Şimdi ise, temel momentin 0.5 katı ve eylemsizliği yine 0.6 kgm^2 olan bir yükü motora yolverelim. Fakat bu yük momentinin üzerine 5 Hz frekanslı ve temel momentin 0.1 katı genlikli bozucular koyup kontrol sisteminin performansını görelim.



Şekil 6.11 Motorun 0.5 birimlik (üzerinde 5 Hz'lik ve 0.1 birim genlikli sinüs bozucu var) yük momentini ile yol alması

Yukarıdaki simulasyon sonuçlarından da görüldüğü gibi, hesaplanan bu katsayılar, kontrol sistemine iyi performans göstertmektedir. Şekil 6.6 'ya bakıldığında, beşinci saniyede motor yüklenmiş, hızı bir anda düşmüş fakat bu hata, hesaplanan bu katsayıların oluşturduğu PI kontrolörle çok kısa sürede regüle edilmiştir. Ayrıca Şekil 6.11 'de de görüldüğü üzere, değişken yükle yol vermede sistem performansı yine iyi olmuştur.

Bu sonuçlar itibarıyla, katsayıların istenilen davranışa göre geometrik ve analitik hesaplanma yöntemi iyi bir sonuç vermiştir.

Bölüm 4'te verilen asenkron makina parametre ölçümü yöntemi ile bir asenkron makinanın bu simulasyonda kullanılan parametreleri rahatlıkla ölçülüp, makinanın göstermesi istenen davranışı için uygun katsayılar bu tez yardımıyla rahatlıkla hesaplanabilir.

Burada sistem tanıma yapılırken, makinanın simulasyon modeli kurulmuş ve onun üzerinden sistem tanıma yapılmıştır. Fakat analog-dijital ve dijital analog çeviriler kullanılarak, gerçek sistem giriş ve çıkışları yazılan bir algoritma ile bilgisayar ortamına alınıp, MATLAB simulink programında var olan System Identification Toolboxları kullanılarak gerçek sistem daha hassas tanınabilir ve daha sağlıklı katsayılar hesaplanabilir.

KAYNAKLAR

- [1] SARIOĞLU, M.K., “Elektrik Makinalarının Temelleri III (Asenkron Makinalar)”, Çağlayan Basımevi, İstanbul 1983
- [2] GÖKAŞAN, M., “Sincap Kafesli Asenkron Makinalarda Modern Kontrol Yöntemlerinin Uygulanması”, Doktora Tezi, İ.T.Ü Fen Bilimleri Enstitüsü, 1989
- [3] KUTMAN, T., “Asenkron Makinaların Kontrolü”, Ders Notları, İ.T.Ü Fen Bilimleri Enstitüsü, Kontrol ve Bilgisayar Anabilim Dalı, 1996
- [4] GÜZELBEYOĞLU, N., “Elektrik Makinaları I, II”, İ.T.Ü Matbaası, Gümüşsuyu, 1992
- [5] KAZMIERKOWSKI, P.M., TUNIA, H., “Automatic Control Of Converter-Fed Drives”, PWN-Polish Scientific Publishers, Warszawa, 1994
- [6] KAZMIERKOWSKI, P.M., KÖPCKE, H.J., “A Simple Control System For Current Source Inverter-Fed Induction Motor Drives”, IEEE Transaction on Industry Applications, Vol LA-21, No.4, May/June 1985
- [7] VAS, P., “Parameter Estimation, Condition Monitoring, and Diagnosis Of Electrical Machines”, Clarendon Press, Oxford, 1993
- [8] BOSE, B.K., “Power Electronics and A.C Drives”, Prentice-Hall, New-Jersey, 1986
- [9] PALMA, J.P., DENTE J.G., “Induction Motor Drive Positioning With A Simplified Vector Control Strategy”, IEEE 0-7803-1772-6/94/, 1994
- [10] OGOTA, K., “Solving Control Engineering Problems With Matlab”, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1994
- [11] SÖDERSTRÖM, T., STOICA, P., “System Identification”, Prentice-Hall, 1989
- [12] SARIOĞLU, M.K., “Otomatik Kontrol II”, Sistem Yayıncılık, 1996

ÖZGEÇMİŞ

Okan TEKMAN, 11 Haziran 1973 tarihinde Tokat ili Erbaa ilçesinde doğdu. İlk ve ortaokul öğrenimini burada tamamladı. 1990 yılında Ankara Bahçelievler Cumhuriyet Lisesi'nden mezun oldu. Aynı yıl İ.T.Ü Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektrik Mühendisliği Bölümü'ne girdi. 1994 yılında bu bölümden 73.43 derece ile mezun oldu. 1994 yılında, halen devam etmekte olduğu İ.T.Ü Fen Bilimleri Enstitüsü Kontrol ve Bilgisayar Mühendisliği Bölümü'nde Yüksek Lisans eğitimine başladı. 1 Mart 1996 tarihinde bu bölüme Araştırma Görevlisi olarak atandı ve halen bu bölümde Araştırma Görevlisi olarak çalışmaktadır.

