

SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MAKİNALARDA

MODERN KONTROL YÖNTEMLERİNİN UYGULANMASI

DOKTORA TEZİ

Yük. Müh. Metin GÖKAŞAN

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih: 11 Temmuz 1989

Tezin Savunulduğu Tarih : 22 Kasım 1989

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Tamer KUTMAN

Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. M.Kemal SARIOĞLU

Prof. Dr. Okyay KAYNAK

Ö N S Ö Z

Bu çalışmayı bana veren ve çalışma boyunca yaptığı katkılarından dolayı değerli hocam Prof. Dr. Tamer Kutman' a teşekkürü bir borç bilirim. Ayrıca değerleri görüşlerinden yararlandığım sayın hocam Prof.Dr. M.Kemal Sarıoğlu ve Doç.Dr. Fuat Gürleyen'e, teze baz olacak çalışmalara birlikte başladığımız değerli arkadaşım Seta Boğosyan' a, pratik katkılarında dolayı Tunç Turalı ve Hasan Akgil'e, şekillerin çizilmesinde Ahmet Tunç' a, tezin yazılmasında ise yardımları için Erkan Gökaşan a, çalışmayı maddi olarak destekleyen Fen Bilimleri Enstitüsü, EKA Elektronik Kontrol Aletleri Şti. ve EM-PA' ya da teşekkür ederim. Yine tez sırasında gösterdikleri her türlü destek ve yardımları ile annem, babam ve kardeşlerime de ayrıca teşekkür etmek isterim

Metin Gökaşan

İÇİNDEKİLER

KULLANILAN SEMBOLLER	v
ÖZET	xi
SUMMARY	xii
BÖLÜM 1. Giriş	1
BÖLÜM 2. SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MAKİNANIN MATEMATİKSEL MODELİ	16
2.1 Matematiksel Modelin Elde Edilmesi	19
2.2 Uygulanan Dönüşümler ve d-q Modelinin Elde Edilmesi	23
2.3 Normalizasyon	35
BÖLÜM 3. SÜRÜCÜLER VE ÖZELLİKLERİ.....	45
3.1 Doğrudan Frekans Çeviriciler	45
3.2 Ara Devreli Frekans Çeviriciler	46
3.2.1 Akım Ara Devreli Frekans Çeviriciler ..	46
3.2.2 Gerilim Ara Devreli Frekans Çeviriciler	47
3.2.2.1 Değişken Gerilim Ara Devreli Frekans Çeviriciler.....	48
3.2.2.2 Sabit Gerilim Ara Devreli Frekans Çeviriciler.....	49
BÖLÜM 4. MODERN KONTROL YÖNTEMLERİ	53
4.1 Asenkron Makinada Kontrol Teknikleri	54
4.2 Asenkron Makinanın Optimum Kontrolü	66
4.3 Asenkron Makinanın Adaptif kontrolü	96
4.3.1 Asenkron Makinanın Model Referans Adaptif Kontrolü	105
BÖLÜM 5. GELİŞTİRİLEN MODERN KONTROL ALGORİTMA- LARININ SAYISAL KONTROLA UYGULANMASI	134
5.1 Sayısal Kontrol Kullanımının önemi	134
5.1.1 Geribesleme işaretlerinin Algılanması .	137
5.1.2 Sayısal Kontrolde Donanım	137
5.1.3 Sayısal Kontrolde Yazılım	139
5.1.4 Sayısal Kontrolde Örneklem Zamanı ve Sözcük Uzunluğu.....	139
5.1.5 Sayısal Kontrolde Karşılaşılan Hatalar	140
5.1.6 Sayısal Kontrolde Skalalandırma	140
5.2 Elde Edilen Optimum Kontrol Algoritma- sının Sayısal Kontrolde Gerçeklenmesi ...	141
5.2.1 Kontrol Organı	142
5.2.2 Akım Geribeslemesi	143
5.2.3 Hız Geribeslemesi	145

5.2.4 Kontrol Algoritmasının Geliştirilmesi	.146
5.2.5 Kontrol işaretlerinin Sisteme Uygulanması	148
5.3 Optimal Kontrol Algoritmasının PI tipi Kontrol Algoritması ile Karşılaştırılması	150
5.3.1 Asenkron Makinanın PI tipi Kontrolörlerle Kontrolu	152
5.3.2 Asenkron Makinaya Optimal Kontrol Algoritmasının Uygulanması	161
BÖLÜM 6. SONUÇ	165
KAYNAKLAR	167
ÖZGEÇMİŞ	177

SEMBOLLER

A_m	Modele ilişkin sistem matrisi
A_p	Gerçek sisteme ilişkin sistem matrisi
$a_{11}, a_{13}, a_{31}, a_{33}$	Parametrelerden oluşan sabitler
$a_{11m}, a_{13m}, a_{31m}, a_{33m}$	Parametrelerden oluşan sabitler
A_m	Bir işaretin alabileceği maksimum değer
B_m	Modele ilişkin kontrol matrisi
B_p	Gerçek sisteme ilişkin kontrol matrisi
b	Bit sayısı
C_1, C_2, C_3, C_4, C_5	Parametrelerden oluşan sabitler
D	P/T_N
$d_{i,j}$	D matrisinin elemanları ($i, j=1...d$)
d	Durum değişkeni sayısı
e	Genelleştirilmiş hata vektörü
e_{sd}	$\hat{\theta}_{sd}$ ' ye ilişkin hata
e_{rd}	$\hat{\theta}_{rd}$ ' ye ilişkin hata
e_{sq}	$\hat{\theta}_{sq}$ ' ya ilişkin hata
e_{rq}	$\hat{\theta}_{rq}$ ' ya ilişkin hata
E	Herhangibir anda referans model ile geribeslemeli kontrol sisteminin parametre farkına ilişkin matrislerden biri
f_s	Stator frekansı
f_r	Rotor frekansı
$\bar{f}_s$	Normalize edilmiş stator frekansı
$\bar{f}_r$	Normalize edilmiş rotor frekansı
$\bar{f}_{rm}$	Normalize edilmiş rotor frekansı maksimum değeri
$\bar{f}_{sR}$	Normalize edilmiş stator gerilimleri frekansı
$\bar{f}_{sRp}$	Adaptif kontrol ile elde edilen normalize edilmiş stator gerilimleri frekansı
G	Herhangibir anda referans model ile geribeslemeli kontrol sisteminin parametre farkına ilişkin matrislerden biri
H	Hamiltonian matrisi
I	Birim Matris
I_{sm}	Stator Akımı Tepe Değeri
I_N	Nominal stator akımı etkin değeri
i_{as}	Stator a fazı akımı
i_{bs}	Stator b fazı akımı
i_{cs}	Stator c fazı akımı
i_{s+}	Stator akımı doğru bileşeni (Simetrikli bileşenler dönüşümünde)

i_s-	Stator akımı ters bileşeni (Simetrikli bileşenler dönüşümünde)
i_{sd}	Stator d- ekseni akımı
i_{sq}	Stator q- ekseni akımı
i_{saR}	Stator a fazı akımına ilişkin referans değer
i_{sbR}	Stator b fazı akımına ilişkin referans değer
i_{scR}	Stator c fazı akımına ilişkin referans değer
$i_{r1...m}$	Rotor akımları (1.....m)
i_{r+}	Rotor akımı doğru bileşeni (Simetrikli bileşenler dönüşümünde)
i_{r-}	Rotor akımı ters bileşeni (Simetrikli bileşenler dönüşümünde)
i_{rd}	Rotor d- ekseni akımı
i_{rq}	Rotor q- ekseni akımı
$\bar{i}_{rd}$	Normalize edilmiş rotor d- ekseni akımı
$\bar{i}_{rq}$	Normalize edilmiş rotor q- ekseni akımı
$\bar{i}_{sd}$	Normalize edilmiş stator d- ekseni akımı
$\bar{i}_{sq}$	Normalize edilmiş stator q- ekseni akımı
i_s	d-q ekseninde tanımlı stator akım vektörü
i_r	d-q ekseninde tanımlı rotor akım vektörü
$\bar{i}_{sdq}$	d-q' ya dönüşmüş stator akım vektörü
$\bar{i}_{rdq}$	d-q' ya dönüşmüş rotor akım vektörü
i'_{rd}	indirgenmiş rotor d-ekseni akım bileşeni
i'_{rq}	indirgenmiş rotor q-ekseni akım bileşeni
i'_{θ}	Mıknatıslanma akımı
$\bar{i}_s$	Normalize edilmiş d-q ekseninde tanımlı stator akım vektörü
$\bar{i}_r$	Normalize edilmiş d-q ekseninde tanımlı rotor akım vektörü
$\bar{i}_{sdm}$	Normalize edilmiş stator maksimum d-ekseni akımı
$\bar{i}_{sqm}$	Normalize edilmiş stator maksimum q-ekseni akımı
$\bar{i}_{s\alpha\beta}$	Duran (α, β) eksenindeki normalize stator akımı gerçek değerinin α - bileşeni
$\bar{i}_{sq\beta}$	Duran (α, β) eksenindeki normalize stator akımı gerçek değerinin β - bileşeni
$\bar{i}_{sdq}$	Normalize stator akımı gerçek değerinin d- bileşeni
$\bar{i}_{sqq}$	Normalize stator akımı gerçek değerinin q- bileşeni
$\bar{i}_{sdm}$	Modele ilişkin d-ekseni normalize stator akımı
$\bar{i}_{sqm}$	Modele ilişkin q-ekseni normalize stator akımı
$\bar{i}_{rdm}$	Modele ilişkin d-ekseni normalize rotor akımı
$\bar{i}_{rqm}$	Modele ilişkin q-ekseni normalize rotor akımı
$iz(0)$	0 matrisinin iz fonksiyonu
J	Eylemsizlik momenti
k	Kontrol büyüklükleri sayısı
k_1	Kuvvetli uyarma sırasında hata işaretlerine uygulanan kazanç katsayısı ($\bar{Q}_{rd}$ ye ilişkin)
k_2	Kuvvetli uyarma sırasında hata işaretlerine uygulanan kazanç katsayısı ($\bar{Q}_{rq}$ ya ilişkin)
k_3	Hız hatasına ilişkin kazanç
k_m	Moment katsayısı
k_{mm}	Modele ilişkin moment sabiti

K_u	ileri yol adaptif kontrolör matrisi
K_p	Durum geribeslemelerine ilişkin adaptif kontrolör matrisi
K_s	Stator sargı kırılganlık faktörü
K_r	Rotor sargı kırılganlık faktörü
L	Endüktans
L_s	Faz başına stator endüktansı
L_r	Faz başına rotor endüktansı
$L_{r'}^{'}$	indirgenmiş rotor endüktansı
$L_{sr}(\theta)$	Stator ve rotor arasındaki karşıt endüklem
$L_{rs}(\theta)$	Rotor ve stator arasındaki karşıt endüklem
L_1	Pozitif ağırlık katsayıları matrisi, durum geribeslemelerine ilişkin adaptif kontrolörün integral katsayısı
L_2	Pozitif ağırlık katsayıları matrisi, durum geribeslemelerine ilişkin adaptif kontrolörün kazanç katsayısı
L_1'	Pozitif ağırlık katsayıları matrisi, ileri yol adaptif kontrolörün integral katsayısı
L_2'	Pozitif ağırlık katsayıları matrisi, ileri yol adaptif kontrolörün kazanç katsayısı
M_{sr}	Stator ve rotor karşıt endüklem katsayısı
M_m	Faydalı endüktans
M_{en}	Endüklenen nominal moment
m_e	Endüklenen moment
m_y	Yük momenti
$\bar{m}_e$	Normalize edilmiş endüklenen moment
$\bar{m}_y$	Normalize edilmiş yük momenti
$\bar{m}_{yh}$	Hesaplanan normalize edilmiş yük momenti
$\bar{m}_{eh}$	Hesaplanan normalize edilmiş endüklenen moment
$\underline{M}$	Pozitif reel matris
m_1, m_2, m_3, m_4	$\underline{M}$ matrisinin elemanları
$\underline{M}_1, \underline{M}_2$	(d.d) Boyutlu kare matrisler
$\underline{M}_3, \underline{M}_4$	Sırası ile (k.d) ve (d.k) boyutlu matrisler
$\underline{N}$	Pozitif reel matris
n_1, n_2, n_3, n_4	$\underline{N}$ matrisinin elemanları
N_s	Stator bir fazındaki toplam sarım sayısı
N_r	Rotor bir fazındaki toplam sarım sayısı
N_{on}	Boştaki nominal hız
$\bar{n}_n$	Normalize edilmiş nominal hız
$\bar{n}_r$	Normalize edilmiş referans hız değeri
$\bar{n}(t_f)$	Normalize edilmiş hız son değeri
$\bar{n}_m$	Normalize edilmiş modele ilişkin hız
$\bar{n}$	Normalize edilmiş sisteme ilişkin hız
$\underline{Q}_1, \underline{Q}_2$	(d.d) Boyutlu köşegenel kesin pozitif matrisler
$\underline{P}$	Yarıkesin pozitif reel simetrik matris
$P_{11}, P_{12}, P_{13}, P_{14}, P_{22}, P_{23}, P_{24}, P_{33}, P_{34}, P_{44}$	$\underline{P}$ matrisinin elemanları

$\bar{P}_N$	Normalize edilmiş nominal güç
P_{mN}	Nominal motor gücü
P_a	Aktif güç
p	Kutup çifti sayısı
Q	$n \times n$ boyutlu köşegen ve kesin pozitif matris
q_i	Q matrisinin elemanları $i=1,2,3,4$
R	Direnç
R_s	Stator faz başına direnci
R_c	Rotor çubuk direnci
R_h	Rotor halka direnci
R_r	Rotor eşdeğer direnci
R'_r	indirgenmiş rotor eşdeğer direnci
r_s	Normalize edilmiş stator direnci
r_r	Normalize edilmiş rotor direnci
$r(t_f)$	Durumların istenen son değerleri
$\text{rank}[]$	herhangibir kare matrisin rankı
R_{sp}	Gerçek sisteme ilişkin stator direnci
R_{rp}	Gerçek sisteme ilişkin rotor direnci
Sk	Skalalandırma katsayısı
s_1, s_2	Ağırlık katsayıları
s	Laplace Operatörü
S	Kayma
S_d	Devrilme kayması
T_N	Zaman sabiti $1/\Omega_{1N}$
T_h	Yol alma zaman sabiti
T_r	Rotor devresi zaman sabiti
t	zaman
t_0	Başlangıç zamanı
t_f	Varış zamanı
I	$n \times m$ boyutlu matris
T_{hm}	Modele ilişkin yol alma zaman sabiti
T_{hp}	Gerçek sisteme ilişkin yol alma zaman sabiti
T_s	örnekleme zamanı
$\ddot{u}$	Rotoru statora indirgeme katsayısı
u^*	Optimum Kontrolişaretleri
$\ddot{u}_p$	Sisteme ilişkin kontrol büyüklükleri
$\ddot{u}_p$	Referans modele ilişkin kontrol büyüklükleri
$\ddot{u}_p$	Adaptif kontrol sonucu sisteme uygulanacak kontrol vektörü
U	$n \times m$ boyutlu matris
u_{sd}	Lineerleştirilen sistemdeki stator d-ekseni gerilimi
u_{sq}	Lineerleştirilen sistemdeki stator q-ekseni gerilimi
u_{rd}	Lineerleştirilen sistemdeki rotor d-ekseni gerilimi
u_{rq}	Lineerleştirilen sistemdeki rotor q-ekseni gerilimi
V	Gerilim

V_N	Nominal stator gerilimi etkin değeri
V_{as}	Stator a fazı gerilimi
V_{bs}	Stator b fazı gerilimi
V_{cs}	Stator c fazı gerilimi
V_{s+}	Stator gerilimdoğru bileşeni (Simetrili bileşenler dönüşümünde)
V_{s-}	Stator gerilimi ters bileşeni (Simetrili bileşenler dönüşümünde)
V_{sd}	Stator d- eksen gerilimi
V_{sq}	Stator q- eksen gerilimi
$\bar{V}_{sd}$	Normalize edilmiş stator d- eksen gerilimi
$\bar{V}_{sq}$	Normalize edilmiş stator q- eksen gerilimi
V_s	d-q ekseninde tanımlı stator gerilim vektörü
$\bar{V}_{sdq}$	d-q' ya dönüşmüş stator gerilim vektörü
$\bar{V}_s$	Normalize edilmiş d-q ekseninde tanımlı stator gerilim vektörü
$\bar{V}_{sdo}$	Normalize edilmiş stator d-eksen gerilimi sürekli rejim değeri
$\bar{V}_{sqo}$	Normalize edilmiş stator q-eksen gerilimi sürekli rejim değeri
V_{sn}	Nominal stator gerilimi
V_{sp}	Adaptif kontrol sonunda oluşan gerilim etkin değeri
$\bar{V}_{sm}$	Stator gerilimi tepe değeri
v	Liapunov fonksiyonu
Z_N	Nominal empedans
Z	(k.k) Boyutlu simetrik pozitif matris
X	reaktans
X_s	Stator reaktansı
X'_r	indirgenmiş rotor reaktansı
X_{sr}	Stator kaçak reaktansı
$X'_{r\sigma}$	indirgenmiş rotor kaçak reaktansı
X_m	faydalı reaktans
x_s	Normalize edilmiş stator reaktansı
x_r	Normalize edilmiş rotor reaktansı
x_m	Normalize edilmiş faydalı reaktans
λ^*	Optimum durumlar, yörüngeler
$\lambda(t_f)$	Durumların gerçek son değerleri
λ_m	Referans modele ilişkin durumlar
X_{sp}	Gerçek sisteme ilişkin stator reaktansı
X_{rp}	Gerçek sisteme ilişkin rotor reaktansı
X_{mp}	Gerçek sisteme ilişkin faydalı reaktans
X_{sm}	Modele ilişkin stator reaktansı
X_{rm}	Modele ilişkin rotor reaktansı
X_{mm}	Modele ilişkin faydalı reaktans
α	Amaç ölçütü
β	Ağırlık faktörleri
Γ_a	Statora ilişkin simetrili bileşenler dönüşüm matrisi
Γ_b	Rotora ilişkin simetrili bileşenler dönüşüm matrisi

$\Gamma_{d\rightarrow q}$	Statora ilişkin simetrili bileşenlerden d-q eksen takımına dönüşüm matrisi
$\Gamma_{r\rightarrow q}$	Rotora ilişkin simetrili bileşenlerden d-q eksen takımına dönüşüm matrisi
Γ_{+-}	D-q eksen takımından simetrili bileşenlere geçiş matrisi
τ	Lagrange sabitleri
σ	Kaçak sabiti
σ_p	Gerçek sisteme ilişkin kaçak sabiti
σ_m	Modele ilişkin kaçak sabiti
θ_L	Gerilim vektörü ile d-ekseni arasındaki açı
θ_{LP}	Adaptif kontrol sonunda oluşan gerilimin d-ekseni ile yaptığı açı
$\hat{I}_{0N}$	Nominal akı
$\hat{I}_{2N}$	Nominal stator akısı etkin değeri
$\hat{I}_{a\hat{a}}$	Stator a fazı akısı
$\hat{I}_{b\hat{a}}$	Stator b fazı akısı
$\hat{I}_{c\hat{a}}$	Stator c fazı akısı
$\hat{I}_{+}$	Stator akısı doğru bileşeni (Simetrili bileşenler dönüşümünde)
$\hat{I}_{-}$	Stator akısı ters bileşeni (Simetrili bileşenler dönüşümünde)
$\hat{I}_{d\hat{a}}$	Stator d- eksen akısı
$\hat{I}_{q\hat{a}}$	Stator q- eksen akısı
$\hat{I}_{11\dots m}$	Rotor akıları (1.....m)
$\hat{I}_{+}$	Rotor akısı doğru bileşeni (Simetrili bileşenler dönüşümünde)
$\hat{I}_{-}$	Rotor akısı ters bileşeni (Simetrili bileşenler dönüşümünde)
$\hat{I}_{d\hat{r}}$	Rotor d- eksen akısı
$\hat{I}_{q\hat{r}}$	Rotor q- eksen akısı
$\hat{I}_{d\hat{r}}^*$	Normalize edilmiş rotor d- eksen akısı
$\hat{I}_{q\hat{r}}^*$	Normalize edilmiş rotor q- eksen akısı
$\hat{I}_{d\hat{a}}^*$	Normalize edilmiş stator d- eksen akısı
$\hat{I}_{q\hat{a}}^*$	Normalize edilmiş stator q- eksen akısı
$\hat{I}_{d\hat{a}}^*$	d-q ekseninde tanımlı stator akı vektörü
$\hat{I}_{q\hat{a}}^*$	d-q ekseninde tanımlı rotor akı vektörü
$\hat{I}_{d\hat{a}}^*$	d-q' ya dönüşmüş stator akı vektörü
$\hat{I}_{q\hat{a}}^*$	d-q' ya dönüşmüş rotor akı vektörü
$\hat{I}_{d\hat{a}}^*$	indirgenmiş rotor d-eksen akı bileşeni
$\hat{I}_{q\hat{a}}^*$	indirgenmiş rotor q-eksen akı bileşeni
$\hat{I}_{d\hat{a}}^*$	Normalize edilmiş d-q ekseninde tanımlı stator akı vektörü
$\hat{I}_{q\hat{a}}^*$	Normalize edilmiş d-q ekseninde tanımlı rotor akı vektörü
$\hat{I}_{d\hat{a}}^*$	Normalize edilmiş stator maksimum d-eksen akısı
$\hat{I}_{q\hat{a}}^*$	Normalize edilmiş stator maksimum q-eksen akısı
$\hat{I}_{d\hat{a}}^*$	faydalı akı d-ekseni bileşeni
$\hat{I}_{q\hat{a}}^*$	faydalı akı q-ekseni bileşeni
$\theta_{\alpha\beta}$	sabit (α,β) eksen takımı ile dönen (d-q) eksen takımı arasındaki konum açısı
Ω_{1N}	Nominal açısal frekans
ω	Motorun açısal hızı
ω_s	Stator açısal frekansı
ω_r	Rotor açısal frekansı

Ö Z E T

Tezde sincap kafesli asenkron makinaya, modern kontrol yöntemleri uygulanmış, sistemin optimum ve adaptif kontrol kurallarına göre davranışı incelenmiştir. Bunun için öncelikle makinanın d-q eksenindeki modeli ele alınıp normalize edilerek daha kullanışlı hale getirilmiştir. Böylece giriş geriliminin sadece genlik ve frekans bilgilerinden yararlanan skalar kontrol yöntemlerine göre daha avantajlı olan vektörel kontrol yöntemi uygulanmıştır. Kontrol işareti olan gerilimin, genliği, fazı ve frekansı bir vektör biçiminde gözönüne alınarak makinanın hem geçici hem de sürekli rejimine ilişkin bir matematiksel model verilmiştir. Bu modelde yer alan denklemler, lineer olmadığından bir takım düzenlemelerle lineerleştirilmiş ve seçilen bir optimal kontrol kurallına göre davranışı, simülasyon ve pratik uygulama ile istenilen sonuçlar alınmıştır. Oldukça basit bir yapıda elde edilen optimal kontrol algortiması pratik uygulamada C ve Assembler dilleri kullanılarak mikrobilgisayar ile gerçekleştirilmiştir. Gerçekleştirilen optimal kontrol algoritması, sistem parametrelerinde çok aşırı olmamak koşulu ile oluşabilecek değişimlerde de amaç ölçütünde istenen davranışı sağlamıştır. Fakat sistem parametrelerinde oluşabilecek değişimlerin birarada oluşması veya parametre ölçümlerinde yapılacak hataların, sistemi, amaç ölçütünde istenen davranıştan uzaklaştırması durumunda ise, sisteme adaptif kontrol kuralları uygulanmıştır.

Optimal kontrolün yanı sıra Model referans adaptif kontrol kuralları ile parametreler daha önceden ölçülen ve değişmeyen bir modele uyumlu hale geldiği simülasyon sonuçları ile doğrulanmıştır. Pratik kontrolde kullanılan mevcut mikrobilgisayar sisteminin yavaş olması nedeni ile geliştirilen adaptif kontrol algoritmasına ilişkin pratik sonuçlar elde edilememiştir.

Ayrıca kontrol sisteminin cevapları, sonuç bölümünde klasik bir kontrol türü olan PI kontrolör cevapları ile karşılaştırılmış ve gerek aşım ve gerekse yerleşme zamanı açısından büyük bir üstünlük sağladığı gösterilmiştir.

S U M M A R Y

The Application of Modern Control Methods in Squirrel Cage Induction Machines

The most commonly used machine in electrical drives is the squirrel cage induction machine. Its better reliability, low maintenance costs and cheaper price are the main reasons why it is preferred in many applications. However, its application was limited by the complexity of its control which arises because of the variable-frequency supply, ac signals processing and complex dynamics of the machine where only stator terminals are available for control.

The recent developments in power electronics have solved the variable-frequency supply problem by adequate frequency converters. On the other hand, the implementation of microprocessor in the digital control circuits has introduced a wide scope of possibilities to overcome the complex dynamics of the machine and ac signal processing.

Many models have been proposed to analyse and develop control algorithms for the induction machine. In general, a model must cover the transient and steady states of the machine. Besides that, it must also be a simple model, as the aim is to obtain an applicable control method. This is the main reason why a model adequate to vector control is considered in this work. A general analysis has been achieved by using this model where the three hidden variables amplitude, frequency and phase in an ac signal can be taken separately into consideration. As the rotor field-oriented vector model is used, a more simple structure is obtained for the control algorithm. In this work, the input signal stator voltage is defined according to the rotor flux. A coordinate transformation is necessary between the real and vector control variables. Therefore the unit vectors $\cos\theta_e$ and $\sin\theta_e$ are needed in the algorithm. There are essentially two general methods to obtain these unit vectors. One of them is the direct method, and the other is indirect method. In the direct vector control method, the rotor flux is measured directly by Hall effect sensors and the unit vectors are calculated according to the results. However, in the direct method these vectors are obtained by speed feedback and produced rotor frequency. This method is preferred in many applications as it is not necessary to use special constructions with Hall effect sensors. Thus the induction machine can be handled like a separately excited dc machine when the rotor flux can be kept constant.

In the control scheme to be discussed here, the flux is kept at its required constant value by overexcitation, so that the proposed model of the machine in the d-q coordinates becomes very similar to the simple model of a separately excited dc machine. In the development of the model it is aimed to apply the modern control methods like optimal and adaptive control to the induction machine. The proposed model can be given by the following equations:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{f}_r \\ \bar{n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -C_1 & -C_2 \\ C_4 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{f}_r \\ \bar{n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} C_3 \\ 0 \end{bmatrix} \bar{v}_{sq} + \begin{bmatrix} 0 \\ -C_5 \end{bmatrix} \bar{m}_v$$

On the other hand, the optimal control of the machine is considered as a minimum time problem in the work. The following performance index causes the actual speed to get the reference value in minimum time without overriding the chosen physical constraints:

$$\alpha = \frac{1}{2} s_1 (\bar{n}(t_f) - \bar{n}_R)^2 + \frac{1}{2} s_2 \int_{t_0}^{t_f} \left(\bar{v}_{sq} - \frac{C_1}{C_3} \bar{f}_{rM} - \frac{C_2}{C_3} \bar{n} \right) dt$$

The integral term in this equation corresponds to the transient state with physical limitations and the other term is for the last value of the speed. The state equations and the performance index establish the Hamiltonian functions of which solutions give the following optimal control laws:

$$\bar{v}_{sq} = \frac{C_1}{C_3} \bar{f}_{rM} + \frac{C_2}{C_3} \bar{n} - k_2 (\bar{\vartheta}_{rd} - \bar{\vartheta}_{rdR})$$

$$\bar{f}_m = \bar{f}_r + \bar{n}$$

$$\bar{v}_{sd} = C_6 - C_7 \cdot \bar{f}_m \cdot \bar{f}_r + k_1 (\bar{\vartheta}_{rdR} - \bar{\vartheta}_{rd})$$

The necessary voltage amplitude and frequency inputs for the drive unit are obtained by the control variables $\bar{v}_{sq}$, $\bar{v}_{sd}$ and $\bar{f}_m$ as follows:

$$\bar{v}_{sM} = \sqrt{\bar{v}_{sd}^2 + \bar{v}_{sq}^2}$$

$$\bar{f}_{sR} = \bar{f}_m + T_N \frac{d}{dt} \left(\arctg \frac{\bar{v}_{sq}}{\bar{v}_{sd}} \right)$$

where $C_1, C_2, C_3, C_4, C_5, C_6, C_7$ are machine parameters and T_N is a constant. $k_1(\bar{\Phi}_{rdR} - \bar{\Phi}_{rd})$ and $-k_2\bar{\Phi}_{rq}$ equations are used for the overexcitation to keep the flux constant. $\bar{\Phi}_{rdR}$ is a required reference value of the flux, $\bar{\Phi}_{rd}$ and $\bar{\Phi}_{rq}$ are the obtained flux components and k_1, k_2 are constants.

The simulation results according to these control laws have been very satisfactory. Afterwards an algorithm has been developed to realize the control scheme in practice. By the implementation of a microcomputer in the drive unit, very close practical results are obtained. However, the speed of the computer has limited the theoretical performance in practice. Both C and assembler languages are used in mixed version for the software to realize the algorithm in the real time control. The square root and arctg functions are solved by a mathematical coprocessor in the hardware. A PWM variable frequency converter is used as the main drive unit which consist of an uncontrolled rectifier and voltage - fed type inverter. The practical measurements are achieved on a 3 phase, 3kW, 50 Hz squirrel cage induction machine. The mechanical load has been a separately excited dc generator with a resistive load.

It is shown that the variations of the system parameters can be compensated in some limits by the calculation of the flux and load torque values from the real current and speed feedbacks. These variations are caused by disturbances like saturation, skin effect and torque of inertia. The measurement errors can also effect the optimal trajectory in practice. Therefore, the control scheme is also adapted by the adaptive control methods. As it is difficult to apply adaptive control in the nonlinear systems, the model is simplified and linearized. In this model, the fluxes are considered as variables, in order to obtain a more useful mathematical structure:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{\Phi}_{ed} \\ \bar{\Phi}_{eq} \\ \bar{\Phi}_{rd} \\ \bar{\Phi}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_{11} & 0 & a_{13} & 0 \\ 0 & -a_{11} & 0 & a_{13} \\ a_{31} & 0 & -a_{33} & 0 \\ 0 & a_{31} & 0 & -a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\Phi}_{ed} \\ \bar{\Phi}_{eq} \\ \bar{\Phi}_{rd} \\ \bar{\Phi}_{rq} \end{bmatrix} + \frac{1}{T_N} \begin{bmatrix} \bar{f}_e \bar{\Phi}_{eq} \\ -\bar{f}_e \bar{\Phi}_{ed} \\ \bar{f}_r \bar{\Phi}_{rq} \\ -\bar{f}_r \bar{\Phi}_{rd} \end{bmatrix} + \frac{1}{T_N} \begin{bmatrix} \bar{V}_{ed} \\ \bar{V}_{eq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\frac{d\bar{n}}{dt} = \frac{1}{T_N} \left[\frac{k_m \times m}{\sigma \cdot x_m \times x_r} \cdot (\bar{\Phi}_{eq} \cdot \bar{\Phi}_{rd} - \bar{\Phi}_{ed} \cdot \bar{\Phi}_{rq}) - \bar{m}_y \right]$$

The nonlinear terms $\bar{f}_s \bar{\delta}_{sq}$, $\bar{f}_s \bar{\delta}_{sd}$, $\bar{f}_r \bar{\delta}_{rq}$, $\bar{f}_r \bar{\delta}_{rd}$ in this model are in voltage dimensions. By the substitutions

$$\bar{u}_{sd} = \bar{v}_{sd} + \bar{f}_s \bar{\delta}_{sq}$$

$$\bar{u}_{sq} = \bar{v}_{sq} - \bar{f}_s \bar{\delta}_{sd}$$

$$\bar{u}_{rd} = \bar{f}_r \bar{\delta}_{rq}$$

$$\bar{u}_{rq} = -\bar{f}_r \bar{\delta}_{rd}$$

The input signals can be defined in such a way that the model becomes linear as follows:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \bar{\delta}_{sd} \\ \bar{\delta}_{sq} \\ \bar{\delta}_{rd} \\ \bar{\delta}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_{11} & 0 & a_{13} & 0 \\ 0 & -a_{11} & 0 & a_{13} \\ a_{31} & 0 & -a_{33} & 0 \\ 0 & a_{31} & 0 & -a_{33} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{\delta}_{sd} \\ \bar{\delta}_{sq} \\ \bar{\delta}_{rd} \\ \bar{\delta}_{rq} \end{bmatrix} + \frac{1}{T_N} \begin{bmatrix} \bar{u}_{sd} \\ \bar{u}_{sq} \\ \bar{u}_{rd} \\ \bar{u}_{rq} \end{bmatrix}$$

There is only one nonlinear term left in the speed equation, but the applied model reference adaptive control algorithm does not contain this equation. The simple structure of the adaptive control system is shown in the following figure

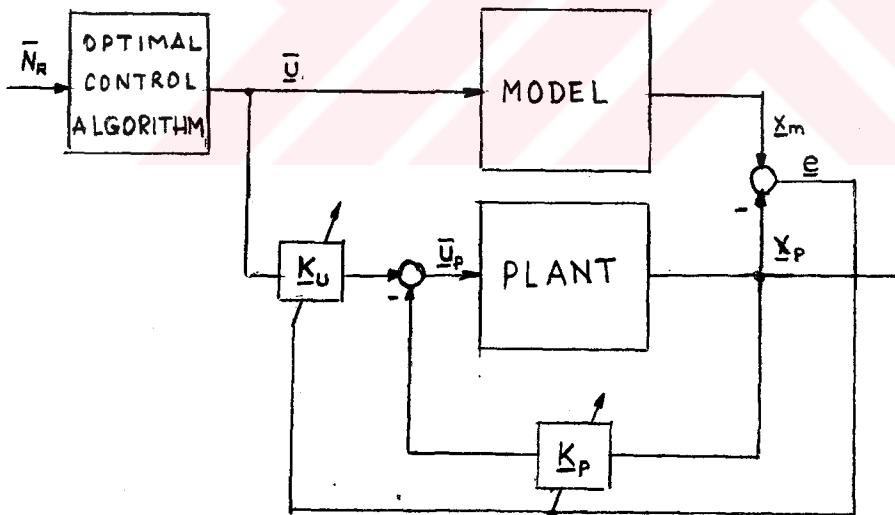


Figure 1

$$\bar{u}_p = -K_p(e, t) \cdot \bar{x}_p + K_u(e, t) \cdot \bar{u}$$

is the control vector applied to the system. The critical point is definition of suitable K_u and K_p matrices. A scalar Liapunov function which contains the state and parameter errors, has been chosen for this definition and stability conditions are taken into consideration. By using this conditions, K_u and K_p matrices are obtained in proportional - integral form

$$\underline{K}_p = - \int_0^t \underline{L}_1 \cdot \underline{D} \cdot \underline{e} \cdot \underline{y}^T \cdot \underline{M} \cdot d\delta + \underline{L}_2 \cdot \underline{D} \cdot \underline{e} \cdot \underline{y}^T \cdot \underline{M}$$

$$\underline{K}_u = \int_0^t \underline{L}'_1 \cdot \underline{D} \cdot \underline{e} \cdot \underline{u}^T \cdot \underline{N} \cdot d\delta + \underline{L}'_2 \cdot \underline{D} \cdot \underline{e} \cdot \underline{u}^T \cdot \underline{N}$$

where $\underline{L}_1$, $\underline{L}'_1$, $\underline{L}_2$, $\underline{L}'_2$, $\underline{M}$ and $\underline{N}$ are positive simmetrical coefficient matrices which do not effect the stability, but simplify the control scheme. $\underline{e}$ is the generalized error defined as

$$\underline{e} = \underline{x}_m - \underline{x}_p$$

The control signal of the machine can be given as

$$\bar{v}_{sdp} = \bar{u}_{sdp} - \bar{f}_{sp} \cdot \bar{\delta}_{sdh}$$

$$\bar{v}_{sqp} = \bar{u}_{sqp} + \bar{f}_{sp} \cdot \bar{\delta}_{sqh}$$

where the $\bar{u}_p$ vector is

$$\bar{u}_p = \begin{pmatrix} \bar{u}_{sdp} \\ \bar{u}_{sdp} \\ \bar{u}_{sdp} \\ \bar{u}_{sdp} \end{pmatrix}$$

$\bar{f}_{sp}$ is a speed dependent variable in these equations. The nonlinear speed equation where the proposed adaptive control methods can not be implied, is considered as an error function and applied to system.

$$\bar{f}_{sp} = \bar{f}_s + k_3 \cdot (\bar{n}_m - \bar{n})$$

Here, k_3 is a coefficient, $\bar{n}_m$ is the speed of the model and $\bar{n}$ is the speed of the motor. $\bar{f}_s$ is calculated by the optimal control algorithm. Thus, the input signals to the drive unit are obtained by the following equations:

$$v_{sp} = \sqrt{\bar{v}_{sdp}^2 + \bar{v}_{sqp}^2}$$

$$\bar{f}_{sRp} = \bar{f}_{sp} + T_N \cdot \arctg\left(\frac{\bar{v}_{sqp}}{\bar{v}_{sdp}}\right)$$

The simulation results have shown that the algorithm is very satisfactory. Especially the speed error which is added as an error function to the frequency equation, has remained in very low limits.

Because of the limited speed of the microcomputer, only the optimal control algorithm is realized in practice. The microcomputer which has been used for the implementation of the control algorithm and the evaluation of the feedback signals, consist of a microprocessor, memory elements, I/O ports, mathematical coprocessor, AD/DA converters and timers. The analog current feedback signals are filtered by special circuits before they are converted into digital signals. A digital rotary encoder is used for speed feedback of which output pulses are evaluated by the counters. The output signals are obtained via DA converters, as the converter unit used requires analog inputs. Most of the mathematical operations are accomplished by the coprocessor in the hardware. The frequency converter unit has two analog control inputs for $\bar{f}_m$ and $\bar{f}_m/\bar{V}_m$. Therefore, the calculated $\bar{V}_m$ value has been converted to the required $\bar{f}_m/\bar{V}_m$ ratio in the microcomputer. Besides that, the control signals have been applied to the converter via some delay circuits which could not be deleted because of some hardware problems. The quantization, rounding and truncation errors of ADC, DAC and microcomputer have also caused some small deviations between the theoretical and practical results.

In the last chapter, a control strategy with classical PI controllers has also been discussed to compare the results of the modern control algorithms. The speed and flux feedbacks have been established for this classical control method using also the vector control model of the machine. Therefore, the coordinate transformation has also been necessary in this application. The simulation results have shown that the performance of the system is lower as compared with the optimal control results. Though the parameter of the PI controllers are optimized, the overshoot and settling time have been worse in comparison with the modern control response.

B Ö L Ü M 1

G i R i Ő

Günümüzde endüstriyel tahrik sistemlerinde oldukça geniş kullanım alanı bulan sincap kafesli ya da rotoru kısa devre edilmiş asenkron makinalar, aynı güçteki diğer elektrik makinalarına göre daha ucuz ve hafiftirler. Fırça ve kollektör sisteminin bulunmaması nedeni ile az bakım gerektirirler ve patlayıcı ortam şartları dahil bir çok kötü ortam koşullarında kullanılabilirler. Ayrıca memleketimizde de üretilen sincap kafesli asenkron makinaların kontrolündeki bir çok zorluk, özellikle mikroelektronikğin son yıllarda göstermiş olduğu gelişmeler sayesinde aşılmıştır. Bu hızlı gelişim sonucunda, kontrol için gereken birim maliyet te oldukça düşmüştür. Bütün bu özellikleri nedeni ile asenkron makinalar, artık hassas kontrol gerektiren yerlerde de çokça kullanılmaya başlanmıştır.

Endüstriyel uygulamaların çoğunda, değişken hızlı tahrik sistemlerine gereksinim vardır. Sincap kafesli bir asenkron makinanın kontrolü;

- a) Stator uç gerilimi,
- b) Stator sargısı kutup çifti sayısı,
- c) Stator frekansı değiştirilerek yapılır.

a) Stator uç gerilimi değiştirilerek, standart bir makina da ancak dar bir aralıkta hız kontrolü yapılabilir. Bu yöntemde endüklenen moment, gerilimin karesi ile değişmektedir. Uygulaması basit ve ucuz bir yöntem olup, hızın karesi ile değişen yük momentli tahrik sistemlerinde uygundur. Bu yöntemle elde edilebilecek hız kon-

trol aralığı $n_0 < n < n_m$ tir. n , makinanın hızı, n_m , makinanın boştaki ya da senkron hızı, n_0 , ise devrilme hızıdır. Sürücü olarak günümüzde alternatif akım kıyıcıları kullanılarak yapılan kontrol, bazı basit uygulamalar bulduğu gibi ([1],[2],[3],[4]) orta ve büyük güçlü makinalarda yol vermede kullanılmaktadır.

b) Kutup sayısını değiştirmek, kademeli bir hız kontrolü sağlar. Kademe değişimlerinde akım sıçramaları oluşur. İstenilen her hız değeri elde edilemez ve her şeyden önemlisi de sadece özel yapıdaki makinalara uygulanabilir.

c) Frekans değiştirilerek hız kontrolü, $n_s = f_s / p$ senkron hız değiştirilerek yapılır. f_s , makinaya uygulanan şebeke frekansı, p , makina kutup çifti sayısıdır. Makinanın hızı arttırılmak istenildiğinde frekans arttırılır. Bu durumda ise makinanın endükleyeceği moment azalmaktadır. Makinanın uç gerilimini, frekans ile birlikte arttırmak söz konusu sakıncayı ortadan kaldırır. Hız kontrol aralığını üstten makinanın mekanik yapısı sınırlar. Hızın alt sınırı ise sıfırdır. Frekans değiştirilerek yapılan hız kontrolü için frekans çeviriciler kullanılır. Frekans çeviriciler iki ana gruba ayrılabilirler.

- Doğrudan frekans çeviriciler (DFÇ)
- Ara devreli frekans çeviriciler (AFÇ)

Doğrudan Frekans Çeviriciler: Çıkış frekansı, şebeke frekansının yaklaşık 1/2 si veya 1/3 üne kadar kontrol edilebilen kaynaklardır. DFÇ'lerin sürücü katında çok sayıda anahtar elemanı kullanılmaktadır. Pahalı ve hız kontrol aralığının dar olması nedeni ile ancak büyük güçlerde kullanılması anlamlıdır. [5],[6],[7].

Aradevrelili Frekans Çeviriciler: Ara devrelili frekans çeviriciler, yapısal olarak, bir doğrultucu, bir ara devre ve bir de eviriciden oluşmaktadır. Ara devrenin yapısına göre iki kısma ayrılırlar:

-Gerilim aradevrelili çevirici: Doğrultucunun tipine göre sabit gerilim aradevrelili çevirici (SGAFÇ) ve değişken gerilim aradevrelili çevirici (DGAFÇ) olmak üzere iki kısma ayrılırlar. Gerilim aradevrelili çeviricilerde, aradevrede yer alan kondansatör, eviriciyi bir doğru gerilim kaynağından besleyecek yapıda olmalıdır. SGAFÇ de frekans ve gerilim evirici üzerinden değiştirilirken DGAFÇ de ise gerilim doğrultucu, frekans ise evirici üzerinden değiştirilir.

-Akım aradevrelili çevirici: Ara devrede yer alan endüktans nedeni ile, evirici bir akım kaynağından beslenmektedir. Frekans, evirici, akım ise sadece kontrollü doğrultucu üzerinden değiştirilebilmektedir. Moment salınımları gerilim aradevreliliye göre daha çoktur. Buna karşılık tristörlü evirici gerçeklenmelerinde komütasyon olayı kolaydır.

Son zamanlarda gelişen güç tranzistörleri, GTO (kapıdan tıkanabilen tristörler) ve güç MOS-fetleri, özellikle küçük güçlerde tristörlerin yerini almışlardır. Bu devreler komütasyon elemanı gerektirmezler. Ayrıca gelişen mikroişlemciler nedeni ile alternatif akım makinaları için oluşturulan vektörel kontrol yöntemleri gerilim aradevrelili çeviricilerin kontroluna da kolaylıkla uygulanabilmektedir. Bütün bu özellikler göz önüne alınarak tezde, gerilim aradevrelili tranzistörlü frekans çevirici tercih edilmiştir. Fakat yine de büyük güçlü motorların beslenmesinde evirici katında tristörler kullanılmaktadır. Yakın bir gelecekte güç kapasiteleri gitgide artan tranzistör ve mos-fet ler gerek sürülme kolaylıkları

gerekse hızları nedeni ile tristörlerin yerini almaya adaydırlar.

Evirici çıkışı en basit olarak 120° lik bir kare dalga şeklinde oluşturulur. Kare dalga eviriciler kontrolü açısından çok basit olması nedeni ile, oluşturduğu harmonik kayıplarına rağmen halen kullanılmaktadır [8], [9], [10], [11]. Kare dalga eviricilerde çıkıştaki gerilim, kontrollü doğrultucular ile değiştirilmektedir. Ara devre geriliminin değişmesi demek olan bu durum, aradevrede büyük zaman sabitli bir kondansatör olması nedeni ile gecikmeli bir gerilim değişimine neden olmaktadır. Aynı zamanda kare dalga biçiminde bir dalga şekli ile yükün beslenmesi, kare dalganın içerdiği harmonikler yüzünden ek kayıplara ve moment salınımlarına neden olur. Sinüs biçiminde bir gerilim ile beslenmeye göre oluşan bu bozucuların, mümkün olduğu kadar ortadan kaldırılması gerekmektedir. Aksi taktirde aşırı boyutlandırılmış bir tahrik sistemi kullanılması zorunluluğu ortaya çıktığı gibi düşük hızlarda, makina hızında salınımlar oluşur. Bu sakıncaları gidermek için çıkış dalga şekli mümkün olduğu kadar sinüse yaklaştırılmalıdır. Bunun için iki yol vardır.

-Darbe genlik modülasyonu, farklı seviyeli doğru gerilim kaynakları gerektirdiği için ekonomik değildir.

-Darbe genişlik modülasyonu, tek bir doğru gerilim kaynağı gerektirdiği için daha çok kullanılan bir yöntemdir [7], [8], [12], [13], [14], [15], [16], [17], [18], [19], [20], [21], [22], [23], [24], [25] [26].

Ayrıca optimum kontrol algoritması kullanılarak, darbe genişlik modülasyonunda yer alan, darbeler ve boşluklar ayarlanabilir. Böylece hem gerilim kontrolü yapılabilir hem de harmonikler elimine edilebilir [7], [12], [14], [16], [17], [19], [20], [21], [22], [23], [24], [25], [26]. [27].

Bu yöntemle frekans ve gerilim, evirici üzerinden değiştirildiğinden SGAFÇ türünde bir frekans çevirici kullanılabilir. Bu şekilde, aradevrede yer alan süzme kondansatörü ve gerilim değişimine aradevrenin getirdiği gecikme küçük olur. Bu gecikme özellikle, hızlı cevap gerektiren kontrol sistemlerinde çok önemlidir. Ayrıca SGAFÇ de şebeke tarafında kontrolsüz doğrultucular kullanıldığı için şebekeden çekilen reaktif güç daha küçüktür.

Gerilim aradevreli eviricilerle sürülen sincap kafesli asenkron makinalarda kontrol edilebilen büyüklükler stator geriliminin etkin değeri, frekansı ve faz farkıdır. Makinada bu kontrol büyüklüklerinin uygun seçilmesi ile hız ve moment kontrolü yapılabilir. Genelde iki tür kontrol yöntemi vardır.

- Skalar kontrol
- Vektörel kontrol

Skalar Kontrol: Skalar kontrolde makina, stator gerilimi etkin değeri V_s ve frekansı f_s ile kontrol edilmektedir. Makina EMK'sı ile frekans arasında E_s/f_s oranı, sabit kalacak şekilde bir değişim uygulanırsa, makina, hız kontrol bölgesi içinde maksimum momentini oluşturabilir. Pratikte E_s yi değiştirmek yerine daha kolay olan stator gerilimi V_s değiştirilmektedir. Fakat hızın düşük değerlerinde kontrol yapılması sırasında stator direnci R_s üzerindeki gerilim düşümü kompanse edilmelidir. Ayrıca hız senkron hızın üstünde bir değere ayarlanmak istendiğinde, stator gerilimi V_s , V_{sn} değerinde sabit kalmalıdır. Bu iki bölge dışında V_s/f_s oranı sabit tutularak makina için hız kontrolü yapılabilir. Makinanın yükü değiştikçe V_s sabit kalmasına rağmen E_s

değişeceği için sabit tutulmak istenen moment te değişecektir. Bu tür kontrolün gerçekleştirilebilmesi için çeşitli uygulamalar yapılmıştır. Skalar kontrol, doğrudan frekans çeviricilerle aradevrelili frekans çeviricilere uygulanabilir. Skalar kontrol yöntemi, sürekli rejimde iyi sonuç vermektedir. Amaç hem sürekli hem de geçici rejimde kontrol olduğundan, bunu sağlayabilecek vektörel kontrol yöntemleri geliştirilmiştir.

Vektörel Kontrol: Asenkron motor kontrol yöntemlerinden amaç, makinanın davranışını kolay kontrol edilebilen doğru akım makinasının davranışına getirebilmektir. Doğru akım makinasında moment ifadesi, $m_e = k_t \cdot \bar{I}_d \cdot I_q$ [28] biçimindedir.

Bu ifadede k_t moment sabiti, $\bar{I}_d$ uyarma akısı, I_q ise endüvi akımıdır. Serbest uyarmalı doğru akım makinasında, uyarma akısı ile endüvi akımı arasında bir kuplaj etkisi yoktur. Uyarma akısı sabit tutulduğunda, moment, endüvi akımı ile lineer değiştirilebilmektedir. Momenti oluşturan iki büyüklüğün birbirini etkilememesi, kontrol da oldukça önemlidir. Serbest uyarmalı doğru akım makinalarında (SUDAM) kolayca sağlanabilen, kuplaj etkisinin ortadan kaldırılma problemini, asenkron makina için çözmek kolay değildir. Asenkron makinada uygulanan en basit kontrol yöntemi olan skalar kontrolde moment ve akı, gerilim ve frekansın fonksiyonudur. Bu nedenle moment ve akı arasında bir kuplaj vardır. Kuplaj etkisini ortadan kaldırmak için vektörel kontrol yöntemleri geliştirilmiştir. Vektörel kontrol yöntemleri makinanın geçici ve sürekli davranışını en iyi biçimde kontrol etmektedir. Asenkron makinanın kontrolü üzerine yapılan çalışmalar makinanın modelindeki moment ifadesi üzerinde yoğunlaşmıştır [28],[29],[30],[31],[32],[33],[34].

Vektörel kontrol metodu, makinanın senkron hızda dönen d-q koordinat sisteminde elde edilmiş modeline dayanmaktadır. Bu modeldeki moment, d-q koordinat sisteminde tanımlı vektörler yardımı ile ,

$$m_e = k_m |\vec{\Phi}_r \times \vec{i}_s| \quad (1.1)$$

biçiminde verilebilir [28],[30],[32],[33] .

Bu ifadede k_m moment sabiti, $\vec{\Phi}_r$ rotor akısı vektörü, $\vec{i}_s$ stator akım vektörüdür. Asenkron makinanın moment ifadesi

$$m_e = k_m |\vec{\Phi}_r \times \vec{i}_s| = k_m \cdot |\vec{\Phi}_r| \cdot |\vec{i}_s| \cdot \sin \theta \quad (1.2)$$

şekline getirilebilir. Yukarıdaki ifadede θ , $\vec{\Phi}_r$ ile $\vec{i}_s$ arasındaki açıdır. Öte yandan [9],[28],[30],[31],[32],

$$i_{sq} = |\vec{i}_s| \cdot \sin \theta, \quad |\vec{\Phi}_r| \sim |\vec{i}_s| \cdot \cos \theta = i_{sd} \quad (1.3)$$

ifadeleri kullanılarak aşağıdaki biçime getirilebilir.

$$m_e = k_m \cdot i_{sd} \cdot i_{sq} \quad (1.4)$$

Elde edilen bu ifade doğru akım makinasının moment ifadesine benzemektedir. i_{sq} ve i_{sd} birbirinden bağımsız değiştirilebilir. Kontrol işaretleri olarak kullanıldığında, i_{sd} ile akı sabit tutularak i_{sq} ile moment doğrusal olarak değiştirilebilir. Elde edilen kontrol büyüklüklerinden makinaya uygulanacak kontrol büyüklükleri olan i_{asR} , i_{bsR} , i_{csR} koordinat dönüşümleri ile elde edilirler. d-q dan a-b-c koordinat sistemine geçebilmek için birim vektörler $\cos \theta_e$ ve $\sin \theta_e$ elde edilmelidir. Birim vektörlerde yer alan θ_e , aşağıdaki biçimde tanımlanabilir [35], [36].

$$\theta_s = \theta_{sr} + \theta \quad (1.5)$$

Bu ifadede, θ_{sr} , akı vektörünün, duran eksen takımı ile yaptığı açıdır. θ ise daha önceden tanımlandığı gibi, akı ve akım vektörleri arasındaki açıdır.

Birim vektörlerin elde ediliş şekline göre vektörel kontrolde iki yöntem vardır [32]. [37].

- a) Doğrudan vektör kontrolü
- b) Dolaylı vektör kontrolü

* Doğrudan Vektör Kontrolü: F. Blaschke tarafından geliştirilmiştir [28],[29],[30],[31],[32], [33], [38].

Birim vektörler $\cos\theta_s$ ve $\sin\theta_s$, hava aralığı akısı yardımı ile elde edilebilir. Hava aralığı akısının $\bar{\Phi}_{ma}$ ve $\bar{\Phi}_{ms}$ bileşenleri makinada yapılacak özel konstrüksiyonlarla (Hall sondaları veya sezici bobinler) ölçülebildiği gibi stator akım ve geriliminden de hesaplanabilir. Ölçülen hava aralığı akısından, moment ifadesinde yer alan rotor akısına geçmek gereklidir. Aradaki fark rotor kaçak akısı eklenerek kompanze edilir. Rotor akı bileşenlerinden, akı vektörünün d-q eksenine göre olan faz farkı θ_{sr} hesaplanabilir. Ayrıca kontrol akım bileşenlerinden (i_{sq} ve i_{sd}) i_s akımının, $\bar{\Phi}_r$ akısı ile yaptığı θ açısı elde edilebilir. Dönüşüm için gerekli olan $\theta_s = \theta_{sr} + \theta$ bulunur. θ_s ' in eldesinden sonra sin ve cos generatörleri kullanılarak birim vektörelere gelinir. Belirli bir açının sin ve cos' ünü bulmak için EPROM belleğe yerleştirilmiş tablolardan yararlanılabilir [9], [32].

Kontrol işaretlerinin akım olması nedeni ile bu tür kontrol akım aradevrelilere uygun gibi görünüyorsa da akım kontrollü SBAFÇ de uygulanabilir.

Ayrıca elde edilen akım kontrol büyüklükleri olan i_{asR} , i_{bsR} , i_{csR} ile gerçek akım büyüklükleri i_{as} , i_{bs} , i_{cs} karşılaştırılarak elde edilen hata işaretlerinin, PI tipi kontrolörlerden geçirilmesi ile gerilim aradevrelili eviriciler için gerekli gerilim kontrol işaretleri üretilmiş olur [9], [28], [32], [33]. Doğrudan vektör kontrolunda, akının düşük hızlarda sentezi zor olduğu için, bu yöntemle hız, senkron hızın ancak %10 'na kadar inebilir [32].

* Dolaylı Vektör Kontrolu: Doğrudan vektör kontrolunda, birim vektörlerin eldesi, makinanın akı, akım ve gerilim gibi gerçek değerlerinin ölçülmesine dayanır. Bu nedenle birim vektörlerin oluşturulmasında bir takım zorluklar ortaya çıkmaktadır [32]. Dolaylı vektör kontrolunda, birim vektörler, ya kontrol büyüklüklerinde elde edilir veya kendileri bir kontrol büyüklüğü olarak sisteme verilir. Asenkron makinada rotor akısı, tüm kontrol aralığı boyunca sabit tutulabilirse makinanın d-q eksen takımındaki modeli oldukça basitleşecektir. Kontrol işaretleri olarak i_{sq} ve i_{sd} alındığında, rotor frekansı i_{sq} ' nun bir fonksiyonu olur. Bu şekilde elde edilen rotor frekansı f_r ile makinanın geribesleme ile alınan gerçek hızından birim vektörlerin oluşturulması için gerekli olan f_m frekansı oluşturulur. i_{sq} , f_r ile i_{sd} ise $\bar{\omega}_r$ ile orantılı [28], [33] olduklarından, bu bağıntılar moment ifadesinde kullanılarak aşağıdaki ifadeye gelinir [28], [33].

$$m_e = k_m \cdot f_r \cdot \bar{\omega}_r / r_r \quad (1.6)$$

Makina denklemleri ve hız geribeslemesi kullanılarak, gerilimin etkin değeri, frekansı ve fazına ilişkin

kontrol işaretleri teşkil edilir. Bu yöntem, sabit akıda rotor frekansı üzerinden moment kontrolüdür [1], [32],[33]. Görüldüğü gibi SGAÇ' ye de uygulanabilen bu yöntem tezde de kullanılmıştır. Bu kontrol yöntemi ile çok geniş bir aralıkta hassas bir hız kontrolu yapılabilmektedir [28]. Vektörel kontrol yöntemlerinde birim vektörler ve $\bar{\theta}_{rd}$ akısının hesaplanmasında mikroişlemcilerin kullanımı büyük kolaylık sağlar.

Tahrik Sistemlerinde Mikroişlemcilerin Kullanımı:

Mikroişlemciler tahrik sistemlerinde çeşitli şekillerde kullanılabilirler.

- a) Gerçek akım ve gerilim değerlerinin algılanması, işlenmesi ve sınırlandırılması
 - b) Motorda yol alma ve frenleme için gerekli işaretlerin gönderilmesi
 - c) Sürücü katında yer alan anahtar elemanlara istenilen çıkış işaretlerinin üretilebilmesi için gerekli kontrol işaretlerinin gönderilmesi
 - d) Makina için istenen kontrol algoritmalarının gerçekleştirilmesi
 - e) Elde edilmesi ve ölçülmesi zor olan işaretlerin elde edilebilen veya ölçülebilen işaretler yardımı ile oluşturulması
 - f) Uygulaması analog olarak çok zor hatta bazen imkansız olan modern kontrol algoritmalarının gerçekleştirilebilmesi
 - g) Kontrol sistemlerinde yapılmak istenen değişikliklerin basit program değişikliği ile yapılabilmesidir.
- Bütün bu sayılan özellikleri nedeni ile, mikroişlemciler bugün, endüstriyel uygulamalarda oldukça yaygın bir biçimde kullanılmaktadırlar.

Kontrol işaretlerinin Üretilmesi: SGAÇ ile sürülen sin-cap kafesli asenkron makinada kontrol işaretleri olan gerilim etkin değeri, frekans ve faz farkı çeşitli yollardan üretilebilir. Amacımız makinayı en uygun ve yüksek performanslı bir biçimde kontrol edebilmektir. Bu işlem için öncelikle makinanın bu işe en uygun bir biçimde modellenmesidir. Bu model daha öncede sıkça bahsedildiği gibi, makinanın senkron hızla dönen d-q eksen takımında yer almaktadır.

Hız kontrolü yapılmak istenen bir makinada, verilen bir hız referansına sistemin en kısa zamanda ve fiziksel kısıtlamalar çerçevesinde ulaşması istenir. Bu amaçla, verilen hız referansı değerinden makinarya uygulanacak olan gerilimin genliği, frekansı ve fazı elde edilir. Bu kontrol işaretleri, analog veya sayısal olarak, klasik kontrol yöntemleri ile gerçekleştirilebildiği gibi, bir modern kontrol algoritmasının uygulanması sonucunda ortaya çıkabilir. Görüldüğü gibi bu işaretlerin elde edilmesinde iki yöntem söz konusudur.

- Klasik kontrol yöntemleri
- Modern kontrol yöntemleri

Klasik Kontrol Yöntemleri:

Analog ve sayısal devrelerle gerçekleştirilebilir. Genelde verilen bir referans işaret ile karşılaştırılan gerçek değer arasındaki hata işaretini sıfır yapacak kontrolörler sisteme eklenir. Analog devrelerde kontrolörler genellikle işlemsel kuvvetlendiriciler tarafından oluşturulurlar. Sayısal devrelerde ise aynı görevi yapacak bir kontrol algoritması yer alır. Kontrolör tipi olarak, PI ve PID çok kullanılır. Bu kontrolörler hız referans değeri ve geribeslemelerden hareketle motorun giriş büyüklükleri olan akım veya gerilimin etkin

değeri, frekansı ve fazını üretirler. Klasik kontrol yöntemlerinde kullanılacak kontrolör tiplerinin sınırlı olması nedeni ile üretilen kontrol işaretlerinde bir takım kısıtlamalar oluşur. Ayrıca bu tür kontrolörler kullanılarak, kontrol edilmek istenen büyüklüğe ilişkin aşım, yerleşme zamanı ve yükselme zamanı gibi sınırlı sayıda davranış kriteri değiştirilebilir. Bu ise istenen hassaslıkta bir kontrolün uygulanmasında en büyük engeldir. Kontrolör parametrelerinin seçimi ve ayarlanması da başlıbaşına bir zorluk teşkil eder. Bu nedenlerden dolayı sistemin geçici rejimde istenen bir yörüngeyi izlemesi de oldukça güçtür. Ayrıca kontrolörlerin zaman sabitleri de, sistemin cevabı üzerinde olumsuz etki yapmaktadır.

Modern Kontrol Yöntemleri:

Modern kontrol yöntemlerinde, kontrol işaretleri bir amaca yönelik olarak oluşturulur. Bu amaç ya bir takım hataların sıfır yapılabilmesi veya istenilen yörüngele-
rin izlenmesi biçiminde olabildiği gibi başka amaçlara da yönelik düzenlemeler yapılabilir. Optimal ve adaptif kontrol kuralları, kontrol sistemlerine uygulanması açısından önemli yer tutarlar.

-Optimal Kontrol Yöntemleri:

Optimal kontrol yöntemlerinin amacı, gerekli fiziksel sınırlamaları sağlayacak ve aynı zamanda da bazı davranış kriterlerini minimum veya maksimum yapacak kontrol işaretlerini elde etmektir.

Bir optimal davranış kriterinden

- * Minimum zaman,
- * Minimum enerji,
- * Minimum izleme hatası,

gibi özellikler istenebilir. Bunun için bir amaç ölçütü belirlenerek, amaç ölçütünü minimum ya da maksimum yapacak kontrol ve durumlar bulunur. Bu şekilde elde edilen kontrol işaretlerine optimal kontrol işaretleri, durumlara da optimum durumlar denir. Bir hız kontrol sisteminden istenen, sistemin verilen referans hız yörüngesini mümkün olduğu kadar minimum zamanda ve doğru olarak izlemesi ve bu arada da fiziksel sınırlamaları aşmamasıdır. Amaç ölçütünün seçimi ve optimum kontrol işaretlerinin bulunması optimal kontrolde önemli bir yer tutar. Önemli olan, bulunacak optimum kontrol işaretlerinin, gerçek zamanda kontrole uygulanabilmesi için mümkün olduğu kadar basit olmasıdır. Bu amaçla çeşitli çalışmalar yapılmış ve istenilen değişimlere ilişkin optimum kontrol işaretleri üretilmiştir. Bunların bir kısmı sadece simülasyona yönelik sonuçlardır [39]. Optimum kontrol kurallarının bulunması oldukça önemli bir konu olup, modeli daha kolay olan serbest uyarmalı doğru akım makinası için, gerçek zamanda kontrole yönelik bazı algoritmalar geliştirilmiştir [40],[41],[42]. Modeli daha karmaşık olan asenkron makina için teorik düzeyde bazı çalışmalarda vardır [43].

- Adaptif Kontrol Yöntemleri:

Optimal kontrol algoritmalarının çoğunluğu makina parametrelerine bağlı kurallar vermektedir. Bu nedenle makina parametrelerinin değişimlerinden etkilenmektedirler. Söz konusu etkiyi ortadan kaldırabilmek için adaptif kontrol kuralları kullanılmaktadır. Parametrelerin bu değişimleri sincap kafesli asenkron makinalarda, doyma, ısınma, deri olayı ve bunun gibi sebeplerden dolayı oluşmaktadır. Sincap kafesli asenkron makinalarda özellikle rotor direnci, deri olayı ile değişmektedir.

Çeşitli adaptif kontrol yöntemleri içinde model referans adaptif kontrol yöntemi çokça kullanılmaktadır [42],[44],[45],[46],[47],[48],[49],[50],[51],[52],[53].

Optimal ve adaptif kontrol algoritmalarının uygulanabilmesi için mikroişlemci bazlı kontrol sistemlerine ihtiyaç vardır.

Tezde Uygulanan Yöntem:

Tezde amaç, makinaya uygulanacak modern kontrol algoritmalarını geliştirmek ve bu algoritmaları simülasyon ile inceledikten sonra gerçek zamanda bir kontrol için mikroişlemci bazlı kontrol sistemleri vasıtası ile makinaya uygulamak ve makinanın istenilen performansı sağlayıp sağlamadığını incelemektir. Bunun için ilk olarak makinanın kontrole yönelik olan modeli ele alınmıştır. Daha sonra bu model amaca uygun olarak düzenlenmiştir. Bu şekilde düzenlenen modele, gerçek zamanda modern bir kontrol yöntemi olan optimum kontrol yöntemi uygulanmıştır. Amaç makinayı, fiziksel kısıtlamalar altında minimum zamanda istenen referans değerine ulaştırmaktır. Bunun için öncelikle bir amaç ölçütü seçilmiş ve bu amaç ölçütü sonucunda ortaya çıkan optimum kontrol işaretleri, simülasyonda incelenmiştir. Elde edilen olumlu sonuçlardan sonra, makina parametrelerinde oluşabilecek değişimlerin optimum yörüngeler üzerine etkisi araştırılmış, gerçek değerlerden yapılan geribeslerin yardımı ile sistemin optimum yörüngelerden, fazla uzaklaşmadığı saptanmıştır. Buna karşılık parametrelerde oluşacak aşırı değişimler sonucunda sistemin istenilen davranışı göstermediği simülasyon sonuçları

ile ortaya konmuştur. Pratikte bu aşırı değişimlere pek rastlanmasa bile ölçme sonucu elde edilen parametrelerdeki ölçme hataları da bu bozulmaya neden olabilmektedir. Bu nedenle sisteme bu parametre değişimlerine de cevap verebilmesi açısından adaptif kontrol kuralları uygulanmıştır. Yine simülasyon sonuçlarında sisteme uygulanan işaretler ve buna karşılık sistem cevabı incelenmiş ve parametrelerde oluşan büyük değişikliklere rağmen sistemin yine verilen referans modeli izlediği görülmüştür. Elde edilen algoritmalar hızlı mikroişlemci bazlı sistemlerle motora uygulandığı takdirde iyi sonuç alınacağı açıktır. Eldeki mevcut imkanlarla gerçek zamanda kontrol için ancak optimum kontrol algoritması geliştirilmiş, sistemin adaptif kontrole ilişkin gerçek cevabı ise alınamamıştır.

Tezde daha önce avantajları söylenen SGAÇ kullanılmıştır. Evirici darbe genişlik modülasyonlu kontrol işaretleri ile sürülmüştür. Makinaya uygulanacak kontrol işaretlerinin elde edilmesinde modern kontrol yöntemleri uygulanmış, oluşturulan algoritma ise mikroişlemci bazlı bir kontrol sistemi yardımı ile sisteme uygulanmıştır. Uygulama 8MHz te çalışan 8088 li bir sistem üzerinden gerçekleştirilmiştir. ayrıca yine 5.1MHz hızında çalışan bir aritmetik işlemci (arithmetic coprocessor) yardımı ile işlemler kayan nokta aritmetiği kullanılarak yapılmıştır.

B Ö L Ü M 2

SİNCAP KAFESLİ ASENKRON MAKİNANIN MATEMATİKSEL MODELİ

Sincap kafesli asenkron makinada diğer bütün elektrik makinalarında olduğu gibi bir duran (stator) bir de dönen kısım (rotor) vardır. Sincap kafesli makinalarda genellikle stator bir veya üç fazlı, rotor ise 'm' fazlıdır ($m \gg 3$). Statoru bir fazlı asenkron makinalar genelde küçük güçlü tahrik sistemlerinde kullanılırlar. Tezde statoru üç fazlı sincap kafesli bir asenkron makina göz önüne alınmıştır. Rotor faz sayısını, sincap kafesli asenkron makinada çubuk sayısı belirler. Genelde fiziksel sistem olarak oldukça karmaşık bir yapıya sahip olan makina, incelemelerde bulunabilmek amacı ile modellenir. Modellemeyi amaç ya makinaya uygulanacak kontrol işaretlerini türetebilmek veya makina bir takım büyüklükler uygulamadan önce söz konusu büyüklüklerin makinayı temsil edebilecek bir yapıya uygulanmasını sağlamaktır. Böylece oluşabilecek aksaklıklar önceden saptanarak gerekli tedbirlerin önceden alınması sağlanmış olur. Bütün bu uygulamalar için makina modeli çok önemlidir. Geliştirilen modellerin fiziksel davranışı iyi yansıtabilmesinin yanısıra mümkün olduğu kadar da basit olması istenir. Uygulanacak kontrol yönteminin, makinanın dinamik performansını arttıracak modern kontrol yöntemlerinin uygulanabileceği bir algoritma olması durumunda, modelin minimum bir varsayımla geliştirilmesi gerekliliği açıktır. Önemli olan bu varsayımların fiziksel davranışı önemli ölçüde etkilememesidir. Öte yandan modelin karmaşıklığı kontrol işlemlerini yavaşlatacak ve performansı düşürecektir. Çalışmamızda

bize gerekli olan model hem geçici hem sürekli rejimde incelemeye imkan verdiği gibi giriş işaretlerinin sinüzoidal olmaması durumunu da kapsıyacak yapıda olmalıdır. Bu yapıyı elde ederken yapılan varsayımlar

a) Stator sargıları stator çevresine düzgün yayılmıştır. Hava aralığında oluşan akı sinüzoidal biçimindedir.

b) Üç fazlı stator sargıları çevreye, 120° lik elektriksel açı ile düzgün bir biçimde yayılmıştır.

c) Doyma, diş ve oluk etkileri ihmal edilmiştir.

d) Magnetik kısımların geçirgenliği sonsuz varsayılmıştır.

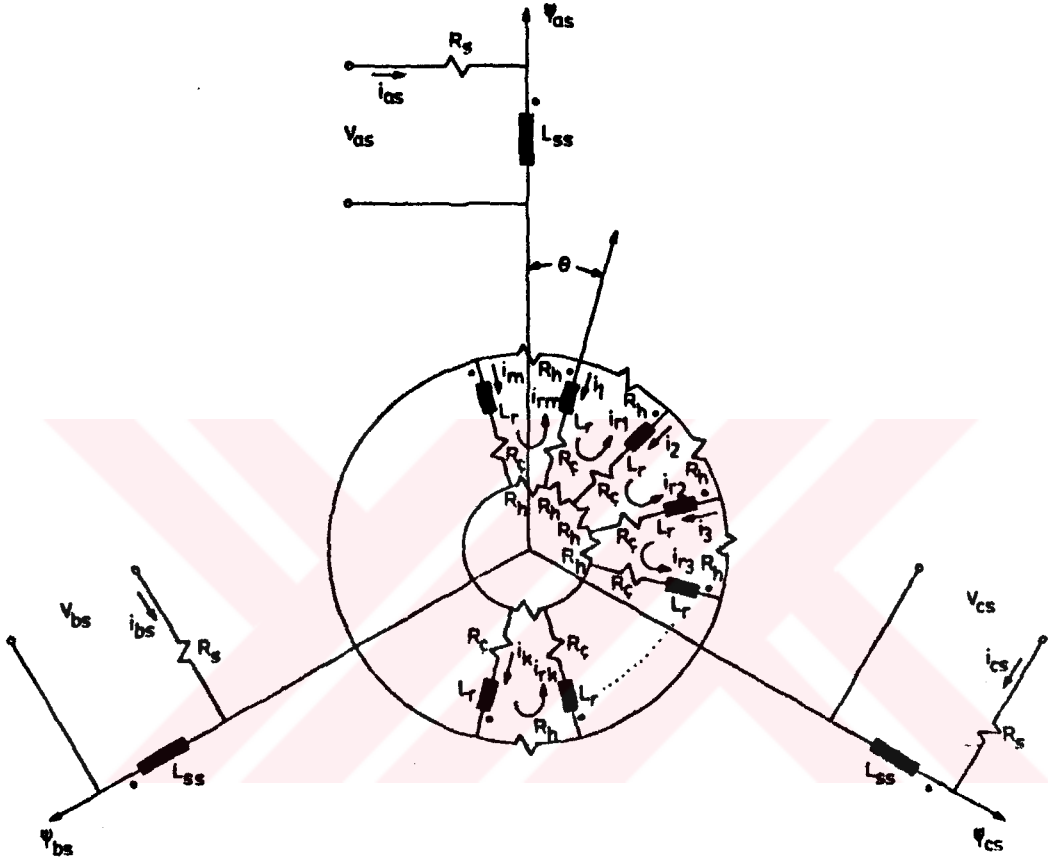
e) Histerisiz ve fuko kayıpları ihmal edilmiştir.

f) Akım yığılması (deri olayı) ihmal edilmiştir.

g) Rotor çubukları eksene simetrik yayılmışlardır.

h) Dirençler ve endüktansların sıcaklıktan bağımsız oldukları varsayılmıştır.

Bu varsayımlar altında statoru üç fazlı, rotoru ise m fazlı sincap kafesli asenkron makinanın bağlantı şeması Şekil 2-1 de verilmiştir.



Şekil 2-1 Statoru üç fazlı sincap kafesli
asenكرون makinanın eşdeğer devresi

2.1. Matematiksel Modelin Elde Edilmesi:

Sincap kafesli asenkron makina $3+m$ sargılı bir makina olduğundan yapılan varsayımlar altında makinanın matematik modelinde, 3 adet stator devresine ilişkin, m adet rotor devresine ilişkin denklem ile mekanik yana ilişkin hareket denklemi yer alır. Toplam $3+m+1$ adet denklem vardır. Söz konusu modelde yer alan statora ve rotora ilişkin direnç ile endüktans ifadeleri [54], [55]

$$\underline{R}_s = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix}, \quad \underline{R}_r = \begin{pmatrix} 2(R_h+R_e) & -R_e & 0 \dots 0 & -R_e \\ -R_e & 2(R_h+R_e) & 0 \dots 0 & 0 \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ -R_e & 0 & 0 \dots -R_e & 2(R_h+R_e) \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

$$\underline{L}_{sr}(\theta) = \begin{pmatrix} \underline{L}_s & \underline{M}_{sr} \\ \underline{M}_{rs} & \underline{L}_r \end{pmatrix}, \quad \underline{M}_{sr} = \underline{M}_{rs} \quad (2.2)$$

şeklindedir. Burada

$$\underline{L}_s = \begin{pmatrix} L_s & M_{ss} & M_{ss} \\ M_{ss} & L_s & M_{ss} \\ M_{ss} & M_{ss} & L_s \end{pmatrix}, \quad \underline{L}_r = \begin{pmatrix} L_r & M_{rr} & \dots & M_{rr} \\ M_{rr} & L_r & M_{rr} & \dots & M_{rr} \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ \cdot & \cdot & \dots & \cdot \\ M_{rr} & M_{rr} & \dots & L_r \end{pmatrix}, \quad (2.3)$$

$$\underline{M}_{sr} = M_{sr} \begin{pmatrix} \cos(p\theta) & \cos(p\theta + \frac{2\pi}{m}) & \dots \cos(p\theta + \frac{2(m-1)\pi}{m}) \\ \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{m}) & \dots \cos(p\theta - \frac{2\pi}{3} + \frac{2(m-1)\pi}{m}) \\ \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3} + \frac{2\pi}{m}) & \dots \cos(p\theta + \frac{2\pi}{3} + \frac{2(m-1)\pi}{m}) \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

dır. Akım ve gerilim ifadeleri

$$\underline{I}_s = \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix}, \quad \underline{V}_s = \begin{pmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{pmatrix}, \quad \underline{V}_r = \begin{pmatrix} 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \quad \underline{I}_r = \begin{pmatrix} i_{r1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ i_{rm} \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

akı ifadeleri ise

$$\underline{\Phi}_s = \begin{pmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{pmatrix}, \quad \underline{\Phi}_r = \begin{pmatrix} \Phi_{r1} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \Phi_{rm} \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

şeklindedir. Makinanın akı akım bağıntıları

$$\underline{\delta}_s = \underline{L}_s \cdot \underline{I}_s + \underline{M}_{sr} \cdot \underline{I}_r \quad (2.7)$$

$$\underline{\delta}_r = \underline{L}_r \cdot \underline{I}_r + \underline{M}_{rs} \cdot \underline{I}_s \quad (2.8)$$

biçiminde verildiğinde makinanın genel matematiksel modeli, statora ilişkin

$$\begin{pmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \delta_{as} \\ \delta_{bs} \\ \delta_{cs} \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

rotora ilişkin

$$\begin{pmatrix} 0 \\ . \\ . \\ . \\ . \\ . \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 2(R_h + R_e) & -R_e & 0 \dots 0 & -R_e \\ -R_e & 2(R_h + R_e) & 0 \dots 0 & 0 \\ . & . & \dots & . \\ . & . & \dots & . \\ . & . & \dots & . \\ . & . & \dots & . \\ -R_e & 0 & 0 \dots -R_e & 2(R_h + R_e) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{r1} \\ . \\ . \\ . \\ . \\ . \\ i_{rm} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \delta_{r1} \\ . \\ . \\ . \\ . \\ . \\ \delta_{rm} \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

momente ilişkin

$$m_s = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \tau & \tau \\ \underline{I}_s & \underline{I}_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & \frac{\delta M_{sr}}{\delta \theta} \\ \frac{\delta M_{rs}}{\delta \theta} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_r \end{pmatrix} = m_v + J \frac{dw}{dt} \quad (2.11)$$

denklemleri ile verilebilir.

Yukarıdaki modelde 's' indisliiler statora, 'r' indisliiler ise rotora ilişkin büyüklüklerdir.

R_h : iki çubuğu birbirine bağlayan bir kısa devre halka parçasının direnci

R_r : Rotor çubuk direnci

L_r : Rotorda iki çubuk ve bir kısa devre halka parçasından oluşan bir çevrenin endüktansi

a,b,c : Stator fazları

1,2,...,m : Rotor fazları ve çubuk sayıları

L_{ss} : Stator faz sargısı özendükleme

M_{ss} : iki stator faz sargısı arasındaki karşıt endükleme

M_{rr} : iki rotor çubuğu arasındaki karşıt endükleme

θ : Stator 'a' fazi ile '1' nolu rotor fazi arasındaki konuma ilişkin geometrik açı

p : Makina çift kutup sayısı

J : Motor miline indirgenmiş toplam eylemsizlik momenti

w : Rotorun açısal hızı

M_{sr} : Rotor ve stator arasındaki karşıt endükleme

Elde edilen $3+m+1$ adet denklem hem sayı hem de karmaşıklık açısından modelin bu hali ile kullanımını elverişsiz kılar. Ayrıca rotor ve stator arasındaki karşıt endüklemenin rotorun konum geometrik açısı ile bağlı olması parametreleri değişken bir model ortaya çıkarır. Bütün bu sakıncaları ortadan kaldırabilmek amacı ile bir takım dönüşümler geliştirilmiştir. Bunlar sayesinde karmaşık olan denklem sisteminden kurtulmak ve katsayıları sabit hale getirebilmek mümkün olur. Bu dönüşümler

içinde en uygun olanı, denklem sistemini dönen koordinat sisteminde oluşturan dönüşümdür. Böylece denklem sisteminde yer alan değişken parametreler sabit kaldığı gibi elde edilen durum büyüklükleri doğru akım büyüklüklerine dönüşür. Ayrıca, modeli temsil eden denklem takımı oldukça basitleşmektedir. Bu yapı kontrole oldukça uygun bir yapı olup, vektörel kontrol metodu da bu yapı üzerinde geliştirilmiştir. Bizim sistemimizde rotor devresi 'm' fazlı olduğu için dönen eksen takımına geçebilmek için öncelikle simetrik bileşenler dönüşümü uygulanacaktır. Daha sonra uygulanacak diğer dönüşümler yardımı ile senkron hızla dönen eksen takımı olan d-q eksen takımındaki model elde edilecektir.

2.2. Uygulanan Dönüşümler ve d-q Modeli:

Uygulanacak dönüşüm matrislerinin aşağıdaki özellikleri sağlaması gereklidir [55], [56], [57].

- a) Güç, dönüşüm sonunda değişmemelidir.
- b) Direnç ve endüktans matrisleri simetriktir ve öyle kalmalıdır.

Simetrik bileşenler dönüşümünde kullanılacak matrisler:

$$\Gamma_A = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix}, \quad \Gamma_B = \frac{1}{\sqrt{m}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & b & \dots & b^{m-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & b^{m-1} & \dots & b^{(m-1)^2} \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$a = e^{j2\pi/3}, \quad b = e^{j2\pi/m}, \quad \Gamma^T = \Gamma^{-1} \quad (2.13)$$

Dönüşüm uygulandığında ,

$$\underline{V}_s = \underline{\Gamma}_A \underline{V}_r , \quad \underline{I}_s = \underline{\Gamma}_A \underline{I}_r , \quad \underline{V}_r = \underline{\Gamma}_B \underline{V}_s , \quad (2.14)$$

$$\underline{\Phi}_s = \underline{\Gamma}_A \underline{\Phi}_r , \quad \underline{\Phi}_r = \underline{\Gamma}_A \underline{\Phi}_s , \quad \underline{V}_r = \underline{\Gamma}_B \underline{V}_s , \quad (2.15)$$

$$\underline{\Phi}_s = \underline{\Gamma}_A^{-1} \underline{\Phi}_r , \quad \underline{\Phi}_r = \underline{\Gamma}_B^{-1} \underline{\Phi}_s , \quad \underline{I}_r = \underline{\Gamma}_B \underline{I}_s \quad (2.16)$$

$$\underline{V}_s = \underline{R}_s \underline{I}_s + \frac{d\underline{\Phi}_s}{dt} \quad (2.17)$$

$$0 = \underline{R}_r \underline{I}_r + \frac{d\underline{\Phi}_r}{dt} \quad (2.18)$$

$$\begin{bmatrix} \underline{\Gamma}_A \underline{V}_s \\ \underline{\Gamma}_B \cdot 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{\Gamma}_A \underline{R}_s & 0 \\ 0 & \underline{\Gamma}_B \underline{R}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \underline{\Gamma}_A^{-1} \underline{I}_s \\ \underline{\Gamma}_B^{-1} \underline{I}_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \underline{\Gamma}_A \underline{L}_s & \underline{\Gamma}_A \underline{M}_{sr}(\theta) \\ \underline{\Gamma}_B \underline{M}_{rs}(\theta) & \underline{\Gamma}_B \underline{L}_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \underline{\Gamma}_A^{-1} \underline{I}_s \\ \underline{\Gamma}_B^{-1} \underline{I}_r \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} 0 & \underline{\Gamma}_A \underline{M}_{sr}(\theta) \\ \underline{\Gamma}_B \underline{M}_{rs}(\theta) & 0 \end{bmatrix} \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} \underline{\Gamma}_A^{-1} \underline{I}_s \\ \underline{\Gamma}_B^{-1} \underline{I}_r \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$m_s = m_r + J \frac{dw}{dt} \quad (2.20)$$

$$m_{ee} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & 1 & 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & 1 & 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & 1 & -1 \end{bmatrix}^T \\ \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & 1 & 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & 1 & 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & 1 & -1 \end{bmatrix}^T \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & \frac{\delta M_{er}(\theta)}{\delta\theta} \\ \frac{\delta M_{er}(\theta)}{\delta\theta} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & 1 & 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & 1 & -1 \end{bmatrix}^T \\ \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} & 1 & 1 \\ -\frac{1}{\sqrt{3}} & 1 & -1 \end{bmatrix}^T \end{pmatrix} \quad (2.21)$$

$\underline{I}_s$ ve $\underline{I}_r$: Dönüştürmüş akım vektörleri,

$\underline{V}_s$: dönüştürmüş gerilim vektörü

$\underline{I}_s^*$ ve $\underline{I}_r^*$: Dönüştürmüş akım vektörlerinin eşlenikleri

$\underline{\Gamma}_A^{-1}$ ve $\underline{\Gamma}_B^{-1}$: Dönüşüm matrislerinin tersleri

$\underline{\Phi}_s$ ve $\underline{\Phi}_r$: Dönüştürmüş akı vektörleri

$$\underline{V}_s = \begin{bmatrix} V_{s0} \\ V_{s1} \\ V_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{s0} \\ V_{s+} \\ V_{s-} \end{bmatrix}, \quad \underline{I}_s = \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s1} \\ i_{s2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s+} \\ i_{s-} \end{bmatrix}, \quad \underline{I}_r = \begin{bmatrix} i_{r0} \\ i_{r1} \\ \vdots \\ i_{rm-1} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Gerekli çarpımlar yapıp ifadeler basitleştirildikten sonra

$$M_{er}(-\theta) = \frac{\sqrt{3}m}{2} M_{er} \cdot e^{-j\theta} \quad , \quad M_{er}(\theta) = \frac{\sqrt{3}m}{2} M_{er} \cdot e^{j\theta} \quad (2.23)$$

$$\begin{bmatrix} v_{s0} \\ v_{s1} \\ v_{s2} \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & j\omega M_{sr}(\theta) & \dots & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & \dots & -j\omega M_{sr}(-\theta) \\ \hline 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & -j\omega M_{sr}(-\theta) & 0 & R_r & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & j\omega M_{sr}(\theta) & 0 & 0 & \dots & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{r0} \\ i_{r1} \\ \vdots \\ i_{rm-1} \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} L_0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & L_1 & 0 & 0 & M_{sr}(\theta) & \dots & 0 \\ 0 & 0 & L_2 & 0 & 0 & \dots & M_{sr}(-\theta) \\ \hline 0 & 0 & 0 & L_r & 0 & \dots & 0 \\ 0 & M_{sr}(-\theta) & 0 & 0 & L_r & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & M_{sr}(\theta) & 0 & 0 & \dots & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s0} \\ i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_{r0} \\ i_{r1} \\ \vdots \\ i_{rm-1} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Sistem dengeli olduğundan sıfır bileşenleri oluşmayacaktır. Bu nedenle modelde gösterilmeyecektir.

$$m_e = j.p \frac{\sqrt{3}m}{4} M_{er} \cdot \{ (i_{e1}^* \cdot i_{r1} + i_{rm-1}^* \cdot i_{e2}) \cdot e^{jpe} - (i_{e2}^* \cdot i_{rm-1} + i_{r1}^* \cdot i_{e1}) \cdot e^{-jpe} \} \quad (2.25)$$

$$\frac{dw}{dt} = J \frac{dw}{dt} + m_v \quad (2.26)$$

(2.24) - (2.26) denklemlerinden görüldüğü gibi 3+m+1-5 denklem birbirinden bağımsız olarak çözülmektedir. Diğer 5 adet, eşzamanda çözülecek denklem makinanın modelini vermektedir. Elde edilen model de $i_{e1}=i_{e+}$ ve $i_{r1}=i_{r+}$ pozitif yönde dönen bileşenler, $i_{e2}=i_{e-}$ ve $i_{r2}=i_{r-}$ ters yönde dönen bileşenlerdir. $L_e = L_1 = L_2 = L_{ee} - M_{ee}$ olmak üzere simetrik bileşenler dönüşümü uygulanmış modeli aşağıdaki gibi elde edilebilir.

$$v_{e+} = R_e i_{e+} + L_e \frac{di_{e+}}{dt} + \frac{\sqrt{3}m}{2} M_{er} e^{jpe} \frac{di_{r+}}{dt} + j.p \frac{\sqrt{3}m}{2} M_{er} e^{-jpe} i_{r+} \frac{d\theta}{dt} \quad (2.27)$$

$$v_{e-} = R_e i_{e-} + L_e \frac{di_{e-}}{dt} + \frac{\sqrt{3}m}{2} M_{er} e^{-jpe} \frac{di_{r-}}{dt} + j.p \frac{\sqrt{3}m}{2} M_{er} e^{jpe} i_{r-} \frac{d\theta}{dt} \quad (2.28)$$

$$0 = R_r i_{r+} + L_r \frac{di_{r+}}{dt} + \frac{\sqrt{3}m}{2} M_{er} e^{jpe} \frac{di_{e+}}{dt} + j.p \frac{\sqrt{3}m}{2} M_{er} e^{-jpe} i_{e+} \frac{d\theta}{dt} \quad (2.29)$$

$$0 = R_r i_{r-} + L_r \frac{di_{r-}}{dt} + \frac{\sqrt{3}m}{2} M_{sr} e^{-j p \theta} + j p \frac{\sqrt{3}m}{2} M_{sr} e^{j p \theta} \frac{d\theta}{dt} i_{s-} \quad (2.30)$$

$$m_s = j p \frac{\sqrt{3}m}{4} M_{sr} \{ (i_{s+} + i_{r+} + i_{r-} - i_{s-}) e^{j p \theta} - (i_{s-} - i_{r-} + i_{r+} + i_{s+}) e^{-j p \theta} \} \quad (2.31)$$

$$= J \frac{dw}{dt} + m_y \quad (2.32)$$

Simetrili bileşenler dönüşümü sonucunda elde edilen model statorda senkron hızla dönen eksen takımı d-q eksen takımına dönüştürülecektir. Bu dönüşüm için kullanılan dönüşüm matrisleri aşağıdaki biçimde verilebilir.

$$\Gamma_{sdq} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{-j\theta_s} & e^{-j\theta_s} \\ -je^{j\theta_s} & je^{-j\theta_s} \end{pmatrix}, \quad \Gamma_{rdq} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{-j\theta_r} & e^{-j\theta_r} \\ -je^{j\theta_r} & je^{-j\theta_r} \end{pmatrix} \quad (2.33)$$

$$\theta_s = \theta_r + p \cdot \theta, \quad w_s = \frac{d\theta_s}{dt}, \quad w_r = \frac{d\theta_r}{dt}, \quad (2.34)$$

$$\Gamma_{s+-} = \Gamma_{sdq}^{-1}, \quad w = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.35)$$

$$\Gamma_{r+-} = \Gamma_{rdq}^{-1} \quad (2.36)$$

$$\underline{V}_{sdq} = \underline{\Gamma}_{sdq} \cdot \underline{V}_s, \quad \underline{I}_{sdq} = \underline{\Gamma}_{sdq} \cdot \underline{I}_s, \quad \underline{I}_{rdq} = \underline{\Gamma}_{rdq} \cdot \underline{I}_r \quad (2.37)$$

(2.33) dönüşüm matrisleri, (2.34) - (2.37) daki tanım bağıntıları ve trigonometrik ifadeler kullanılarak dönüşüm tamamlanır.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{\sqrt{3}m}{2} M_{sr} W_s \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} 0 & -W_s \cdot L_s \\ W_s \cdot L_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{\sqrt{3}m}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.38) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{\sqrt{3}m}{2} M_{sr} W_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} 0 & -W_r \cdot L_r \\ W_r \cdot L_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{\sqrt{3}m}{2} M_{sr} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.39) \end{aligned}$$

$$m_s = \frac{\sqrt{3}m}{2} p \cdot M_{sr} \cdot (i_{sq} \cdot i_{rd} - i_{sd} \cdot i_{rq}) \quad (2.40)$$

Elde edilen modeli daha kullanışlı hale getirmek için öncelikle rotor büyüklükleri statora indirgenecektir. $\ddot{u}$ indirgeme katsayısı olmak üzere

$$\ddot{u} = \frac{K_s \cdot N_s}{K_r \cdot N_r} \quad (2.41)$$

şeklde verilebilir [57]. Burada

K_s ve K_r : Stator ve rotor sargı faktörleri

N_s ve N_r : Stator ve rotor bir fazındaki toplam sarım sayısıdır.

indirgeme akımlar ve empedanslar için ayrı ayrı yapılacaktır.

$$i'_{rd} = \frac{1}{\bar{u}} i_{rd}, \quad i'_{rq} = \frac{1}{\bar{u}} i_{rq}, \quad (2.42)$$

$$L'_r = \bar{u}^2 \cdot L_r, \quad R'_r = \bar{u}^2 \cdot R_r, \quad M_m = \bar{u} \frac{\sqrt{3}m}{2} M_{sr} \quad (2.43)$$

Akı akım bağıntıları

$$\bar{\Phi}_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + M_m \cdot i'_{rd} = L_{sr} \cdot i_{sd} + M_m (i'_{rd} + i_{sd}) \quad (2.44)$$

$$\bar{\Phi}'_{rd} = L'_r \cdot i'_{rd} + M_m \cdot i_{sd} = L'_{rs} \cdot i'_{rd} + M_m (i'_{rd} + i_{sd}) \quad (2.45)$$

$$\bar{\Phi}_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + M_m \cdot i'_{rq} = L_{sr} \cdot i_{sq} + M_m (i'_{rq} + i_{sq}) \quad (2.46)$$

$$\bar{\Phi}'_{rq} = L'_r \cdot i'_{rq} + M_m \cdot i_{sq} = L'_{rs} \cdot i'_{rq} + M_m (i'_{rq} + i_{sq}) \quad (2.47)$$

$$\bar{\Phi}_{md} = M_m (i'_{rd} + i_{sd}) \quad (2.48)$$

$$\bar{\Phi}_{mq} = M_m (i'_{rq} + i_{sq}) \quad (2.49)$$

$$\bar{\Phi}_{sd} = L_s \cdot i_{sd} + \bar{\Phi}_{md} \quad (2.50)$$

$$\bar{\Phi}'_{rd} = L'_r \cdot i'_{rd} + \bar{\Phi}_{md} \quad (2.51)$$

$$\delta_{sq} = L_s \cdot i_{sq} + \delta_{mq} \quad (2.52)$$

$$\delta'_{rq} = L'_r \cdot i'_{rq} + \delta_{mq} \quad (2.53)$$

indirgeme katsayısı (2.41) ve indirgenmiş büyüklüklerle (2.42), (2.43) modele ilişkin (2.38), (2.39) ve (2.40) denklemleri yeniden düzenlenerek

$$v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} - w_s \cdot (L_s \cdot i_{sq} + M_m \cdot i'_{rq}) + L_s \frac{di_{sd}}{dt} + M_m \frac{di'_{rd}}{dt} \quad (2.54)$$

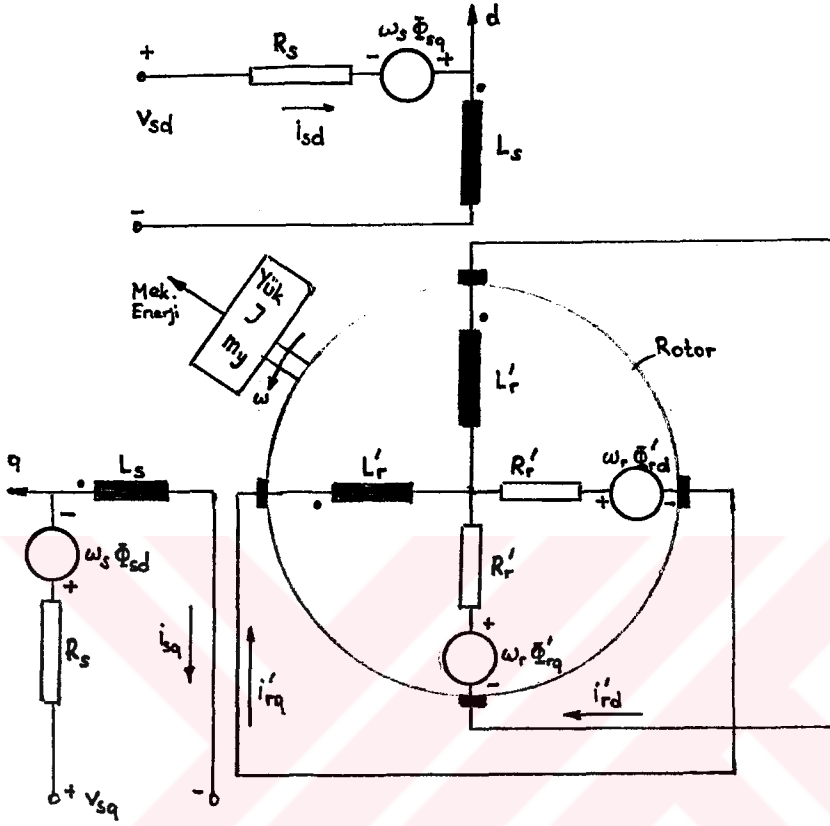
$$v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + w_s \cdot (L_s \cdot i_{sd} + M_m \cdot i'_{rd}) + L_s \frac{di_{sq}}{dt} + M_m \frac{di'_{rq}}{dt} \quad (2.55)$$

$$0 = R'_r \cdot i'_{rd} - w_r \cdot (L'_r \cdot i'_{rq} + M_m \cdot i_{sq}) + L_r \frac{di'_{rd}}{dt} + M_m \frac{di_{sd}}{dt} \quad (2.56)$$

$$0 = R'_r \cdot i'_{rq} + w_r \cdot (L'_r \cdot i'_{rd} + M_m \cdot i_{sd}) + L_r \frac{di'_{rq}}{dt} + M_m \frac{di_{sq}}{dt} \quad (2.57)$$

$$m_e = p \cdot M_m \cdot (i_{sq} \cdot i'_{rd} - i'_{rq} \cdot i_{sd}) \quad (2.58)$$

(2.54)-(2.58) daki modele ilişkin eşdeğer devre şekil 2-2 de verilmiştir.



Şekil 2-2 Sincap kafesli asenkron makinanın d-q eksen takımındaki eşdeğer devresi

(2.44)- (2.58) denklemlerinde yer alan durum ve kontrol büyüklükleri doğru akım ve gerilim biçiminde büyüklüklerdir. d-q eksen takımındaki bu büyüklükleri sürekli sinüzoidal halde vektörel olarak yazabiliriz.

$$\vec{V}_s = V_{sd} + j \cdot V_{sq}, \quad \vec{i}_s = i_{sd} + j \cdot i_{sq}, \quad \vec{i}_r' = i_{rd}' + j \cdot i_{rq}' \quad (2.59)$$

$$\vec{V}_s = R_s \cdot \vec{i}_s + j\omega_s (L_s \cdot \vec{i}_s + M_m \cdot \vec{i}_r') + L_s \frac{d\vec{i}_s}{dt} + M_m \frac{d\vec{i}_r'}{dt} \quad (2.60)$$

$$0 = R_r' \cdot \vec{i}_r' + j\omega_r (L_r \cdot \vec{i}_r' + M_m \cdot \vec{i}_s) + L_r' \frac{d\vec{i}_r'}{dt} + M_m \frac{d\vec{i}_s}{dt} \quad (2.61)$$

Sürekli rejimde, makinanın elektriksel kısmına ilişkin olan (2.60)- (2.61) denklemleri ve aşağıdaki ifadeler kullanılarak makinanın sürekli rejim modeli ve eşdeğer devresi elde edilebilir.

$$\omega_r = s \cdot \omega_s, \quad L_s = L_{s\sigma} + M_m, \quad L_r' = L_{r\sigma}' + M_m \quad (2.62)$$

$$\omega_s \cdot L_s = X_s, \quad \omega_s \cdot L_r' = X_r', \quad (2.63)$$

$$\omega_s \cdot L_{s\sigma} = X_{s\sigma}, \quad \omega_s \cdot L_{r\sigma}' = X_{r\sigma}' \quad (2.64)$$

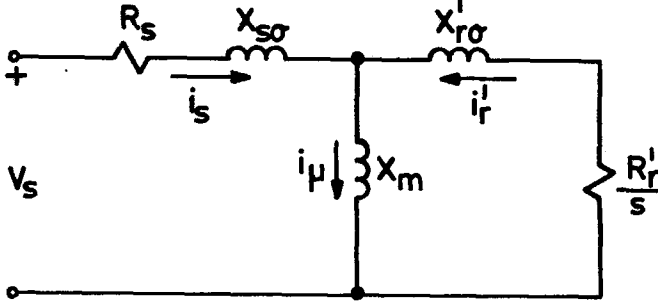
$$\omega_s \cdot M_m = X_m \quad (2.65)$$

$$\text{Mıknatıslanma akımı} \quad \vec{i}_\mu = \vec{i}_s + \vec{i}_r' \quad (2.66)$$

$$\vec{V}_s = R_s \cdot \vec{i}_s + j (X_{s\sigma} \cdot \vec{i}_s + X_m \cdot \vec{i}_\mu) \quad (2.67)$$

$$0 = \frac{R_r'}{s} \cdot \vec{i}_r' + j (X_{r\sigma}' \cdot \vec{i}_r' + X_m \cdot \vec{i}_\mu) \quad (2.68)$$

Eşdeğer devre ise;



Şekil 2-3 Makinanın sürekli rejim eşdeğer devresi

Görüldüğü gibi eşdeğer devrede yer alan parametreler bilinen ölçme yöntemleri kullanılarak kolayca elde edilebilir. (Boşta çalışma ve kısa devre) Böylece makinanın gerçek büyüklükleri ile ölçülebilen büyüklükleri arasında bir ilişki de elde edilmiş olur. Elde edilen model hem basit hem de çok amaçlı olarak kullanılabilir.

Modelin Akılar Kullanılarak Elde Edilmesi:

(2.30) ve (2.31) deki akı akım bağıntıları kullanılarak makinanın matematiksel modeli yeniden düzenlenirse

$$V_{sd} = R_s \cdot i_{sd} - \omega_s \cdot \tilde{\Phi}_{sq} + \frac{d\tilde{\Phi}_{sd}}{dt} \quad (2.69)$$

$$V_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \omega_s \cdot \tilde{\Phi}_{sd} + \frac{d\tilde{\Phi}_{sq}}{dt} \quad (2.70)$$

$$0 = R_r' \cdot i_{rd}' - w_r \cdot \bar{\phi}_{rd}' + \frac{d\bar{\phi}_{rd}'}{dt} \quad (2.71)$$

$$0 = R_r' \cdot i_{rq}' + w_r \cdot \bar{\phi}_{rd}' + \frac{d\bar{\phi}_{rq}'}{dt} \quad (2.72)$$

$$m_e = p \cdot \frac{M_m}{L_r} \cdot (i_{sq} \cdot \bar{\phi}_{rd}' - \bar{\phi}_{rq}' \cdot i_{sd}) \quad (2.73)$$

elde edilir.

2.3 Normalizasyon:

Normalizasyonda aşağıda tanımları yapılacak olan nominal büyüklükler baz olarak alınacaktır. Normalize edilmiş hali ile model daha kullanışlı bir hale gelecektir.

Fiziksel Büyüklikler	Gerçek Büyüklikler	Temel Büyüklikler	Normlu Büyüklikler
Gerilim	v	$V_N \cdot \sqrt{2}$	$\bar{v} = v / V_N \cdot \sqrt{2}$
Akım	i	$I_N \cdot \sqrt{2}$	$\bar{i} = i / I_N \cdot \sqrt{2}$
Reaktans Direnç	$x = w \cdot L, R$	$Z_N = V_N / I_N$	$\bar{x} = x / Z_N, \bar{r} = R / Z_N$
Açısal fre.	$w = 2\pi n$	$\Omega_{1N} = 100 \cdot \pi$	$\bar{f} = w / \Omega_{1N} = f / F_N$
Hız, frekans	n, f	$\Omega_{1N} = \frac{2\pi \cdot p}{N_{0N}}$	$\bar{n} = n / N_{0N}, \bar{f} = f / F_N$

Moment	m_e	$M_{eN} = P_N / 2\pi \cdot N_N$	$\bar{m}_e = \frac{m_e}{M_{eN}}, \quad \bar{m}_y = \frac{m_y}{M_{eN}}$
Güç	p_e	$P_{eN} = 3 \cdot V_N \cdot I_N$	$\bar{p}_e = p_e / P_{eN}$
Ak1	$\bar{\varrho}$	$\bar{\varrho}_{oN} = \frac{V_N \sqrt{2}}{\Omega_{1N}}$	$\bar{\varrho} = \bar{\varrho} / \bar{\varrho}_{oN}$

Normalizasyon sırasında, benzerlik nedeni ile sadece d-ekseni büyüklükleri indirgenecektir q-ekseni büyüklükleri de benzer şekilde indirgenebilir.

$$\frac{v_{ed}}{V_N \sqrt{2}} = \frac{R_e \cdot I_N \sqrt{2}}{V_N \sqrt{2}} \frac{i_{ed}}{I_N \sqrt{2}} + \frac{d}{dt} \left(\frac{\bar{\varrho}_{ed}}{V_N \cdot \sqrt{2}} \frac{\Omega_{1N}}{\Omega_{1N}} \right) - \frac{w_e}{\Omega_{1N}} \frac{\bar{\varrho}_{eq} \cdot \Omega_{1N}}{V_N \sqrt{2}} \quad (2.74)$$

$$0 = \frac{R'_e \cdot I_N \sqrt{2}}{V_N \sqrt{2}} \frac{i'_{ed}}{I_N \cdot \sqrt{2}} + \frac{d}{dt} \left(\frac{\bar{\varrho}'_{ed}}{V_N \cdot \sqrt{2}} \frac{\Omega_{1N}}{\Omega_{1N}} \right) - \frac{w_r}{\Omega_{1N}} \frac{\bar{\varrho}'_{rd} \cdot \Omega_{1N}}{V_N \sqrt{2}} \quad (2.75)$$

Moment ifadesi için

$$\frac{m_e}{M_{eN}} = \frac{M_{m \cdot p}}{M_{eN}} \cdot 2 \cdot I_N \cdot \left(\frac{i'_{rd} \cdot i_{eq}}{I_N \cdot \sqrt{2}} - \frac{i_{ed} \cdot i'_{rq}}{I_N \cdot \sqrt{2}} \right) \quad (2.76)$$

(2.74), (2.75) ve (2.76) ifadelerini düzenler aynı işlemi q-ekseni büyüklükleri için de yaparsak,

$$\bar{v}_{sd} = r_s \cdot \bar{i}_{sd} + T_N \frac{d\bar{\phi}_{sd}}{dt} - \bar{f}_s \cdot \bar{\phi}_{sq} \quad (2.77)$$

$$\bar{v}_{sq} = r_s \cdot \bar{i}_{sq} + T_N \frac{d\bar{\phi}_{sq}}{dt} + \bar{f}_s \cdot \bar{\phi}_{sd} \quad (2.78)$$

$$0 = r_r \cdot \bar{i}_{rd} + T_N \frac{d\bar{\phi}_{rd}}{dt} - \bar{f}_r \cdot \bar{\phi}_{rq} \quad (2.79)$$

$$0 = r_r \cdot \bar{i}_{rq} + T_N \frac{d\bar{\phi}_{rq}}{dt} + \bar{f}_r \cdot \bar{\phi}_{rd} \quad (2.80)$$

$$\bar{m}_e = k_m \cdot x_m \cdot (\bar{i}_{rd} \cdot \bar{i}_{sq} - \bar{i}_{sd} \cdot \bar{i}_{rq}) \quad (2.81)$$

Yukarıdaki ifadelerde kullanılan tanımlar:

$$x_r = \frac{\Omega_{1N} \cdot L'_r}{Z_N}, \quad x_s = \frac{\Omega_{1N} \cdot L_s}{Z_N}, \quad x_m = \frac{\Omega_{1N} \cdot M_m}{Z_N} \quad (2.82)$$

$$k_m = \frac{2}{3} \frac{\bar{n}_N}{\bar{p}_N}, \quad T_N = \frac{1}{\Omega_{1N}} = \frac{1}{100\pi} \quad (2.83)$$

Normalize edilmiş nominal hız ve nominal mekanik güç

$$\bar{n}_N = \frac{n_N}{N_{0N}}, \quad \bar{p}_N = \frac{p_N}{P_{0N}} \quad (2.84)$$

Akı akım bağıntıları normalize edilildiğinde

$$\bar{i}_{sd} = \frac{i_{sd}}{i_{ON}} = \frac{\Omega_{1N} \cdot I_N \cdot \sqrt{2} \cdot (L_s \cdot i_{sd} + M_m \cdot i'_{rd})}{V_N \cdot \sqrt{2}} \quad (2.85)$$

$$\bar{i}'_{rd} = \frac{i'_{rd}}{i_{ON}} = \frac{\Omega_{1N} \cdot I_N \cdot \sqrt{2} \cdot (L'_r \cdot i'_{rd} + M_m \cdot i_{sd})}{V_N \cdot \sqrt{2}} \quad (2.86)$$

$$\bar{i}_{sq} = x_s \cdot \bar{i}_{sq} + x_m \cdot \bar{i}_{rq} \quad (2.87)$$

$$\bar{i}_{rq} = x_r \cdot \bar{i}_{rq} + x_m \cdot \bar{i}_{sq} \quad (2.88)$$

Son olarak hareket denklemi birime indirgenirse

$$\bar{m}_e = \frac{m_y}{M_{eN}} + \frac{2\pi \cdot J \cdot N_{ON}}{M_{eN}} \frac{d}{dt} \cdot \left(\frac{n}{N_{ON}} \right) \quad (2.89)$$

$$\bar{m}_e = \bar{m}_y + T_h \frac{d\bar{n}}{dt} \quad (2.90)$$

bulunur.

$$T_h = \frac{2\pi \cdot J \cdot N_{ON}}{M_{eN}}, \text{ Yol alma zaman sabiti} \quad (2.91)$$

$$\bar{i}_{ed} = \frac{1}{\sigma \cdot X_m} \bar{\phi}_{ed} - \frac{X_m}{\sigma \cdot X_m \cdot X_r} \bar{\phi}_{rd}, \quad (2.92)$$

$$\bar{i}_{eq} = \frac{1}{\sigma \cdot X_m} \bar{\phi}_{eq} - \frac{X_m}{\sigma \cdot X_m \cdot X_r} \bar{\phi}_{rq}, \quad (2.93)$$

$$\bar{i}_{rd} = \frac{1}{\sigma \cdot X_r} \bar{\phi}_{rd} - \frac{X_m}{\sigma \cdot X_m \cdot X_r} \bar{\phi}_{ed} \quad (2.94)$$

$$\bar{i}_{rq} = \frac{1}{\sigma \cdot X_r} \bar{\phi}_{rq} - \frac{X_m}{\sigma \cdot X_m \cdot X_r} \bar{\phi}_{eq} \quad (2.95)$$

Bu ifadelerde

$$\sigma = \frac{X_m^2}{X_m \cdot X_r} \quad (2.96)$$

kaçak faktörüdür.

Moment ve hareket denklemi

$$\bar{m}_m = k_m X_m \cdot (\bar{i}_{eq} \bar{i}_{rd} - \bar{i}_{rq} \bar{i}_{ed}) = \bar{m}_y + T_h \frac{d\bar{n}}{dt} \quad (2.97)$$

Böylece makinanın makinanın d-q dönen koordinat sisteminde rotoru statora indirgenmiş ve normalize edilmiş modelinin elde edilmesi tamamlanmıştır. Elde edilen modelde parametreler zamanla değişmemektedir. Model, 5 adet 1. dereceden diferansiyel denklemden oluşmaktadır. Makina denklemleri durum denklemleri cinsinden verilebilir.

$$\frac{d\bar{i}_{sd}}{dt} = \frac{1}{T_N} (-r_s \bar{i}_{sd} + \bar{f}_s \bar{i}_{sq} + \bar{V}_{sd}) \quad (2.98)$$

$$\frac{d\bar{i}_{sq}}{dt} = \frac{1}{T_N} (-r_s \bar{i}_{sq} - \bar{f}_s \bar{i}_{sd} + \bar{V}_{sq}) \quad (2.99)$$

$$\frac{d\bar{i}_{rd}}{dt} = \frac{1}{T_N} (-r_r \bar{i}_{rd} + \bar{f}_r \bar{i}_{rq}) \quad (2.100)$$

$$\frac{d\bar{i}_{rq}}{dt} = \frac{1}{T_N} (-r_r \bar{i}_{rq} - \bar{f}_r \bar{i}_{rd}) \quad (2.101)$$

$$\frac{d\bar{n}}{dt} = \frac{1}{T_h} [k_m \times_m \cdot (\bar{i}_{sq} \bar{i}_{rd} - \bar{i}_{rq} \bar{i}_{sd}) - \bar{m}_y] \quad (2.102)$$

istenirse akılar cinsinden hız bağıntısı aşağıdaki şekilde verilebilir.

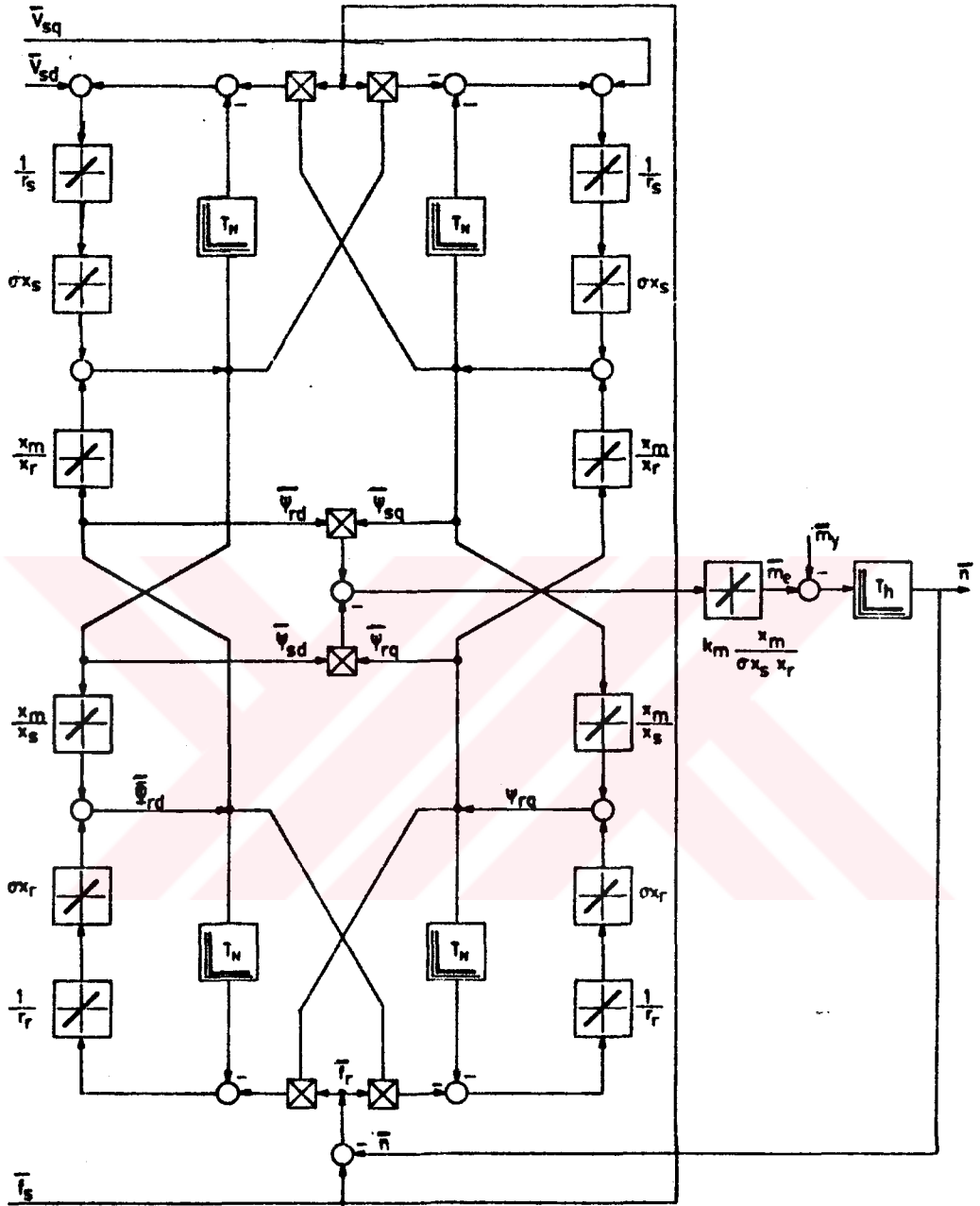
$$\frac{d\bar{n}}{dt} = \frac{1}{T_n} \left[\frac{k_m x_m}{\sigma x_s x_r} (\bar{\bar{\theta}}_{sq} \bar{\bar{\theta}}_{rd} - \bar{\bar{\theta}}_{rq} \bar{\bar{\theta}}_{sd}) - \bar{m}_y \right] \quad (2.103)$$

Elde edilen modele ilişkin sistemin t-domeni blok şeması Şekil 2-4 te verilmiştir.

Makinanın d-q eksen modeli ve akı-akım bağıntıları kullanılarak model çeşitli biçimlerde kullanıma ve amaca yönelik olarak verilebilir. Bu tür uygulamalardan biri olan stator akımları ve rotor akıları cinsinden model elde edilebilir.

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{i}_{sd}}{dt} = & - \frac{1}{\sigma x_s T_n} \left(r_s + \frac{r_r x_m}{x_r} \right) \bar{i}_{sd} + \frac{\bar{f}_s}{T_n} \bar{i}_{sq} + \frac{r_r x_m}{\sigma x_s x_r T_n} \bar{\bar{\theta}}_{rd} \\ & + \frac{x_m \bar{\bar{\theta}}_{rq}}{\sigma x_s x_r T_n} \bar{n} + \frac{1}{\sigma x_s T_n} \bar{v}_{sd} \end{aligned} \quad (2.104)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{i}_{sq}}{dt} = & - \frac{1}{\sigma x_s T_n} \left(r_s + \frac{r_r x_m}{x_r} \right) \bar{i}_{sq} - \frac{\bar{f}_s}{T_n} \bar{i}_{sd} + \frac{r_r x_m}{\sigma x_s x_r T_n} \bar{\bar{\theta}}_{rq} \\ & + \frac{x_m \bar{\bar{\theta}}_{rd}}{\sigma x_s x_r T_n} \bar{n} + \frac{1}{\sigma x_s T_n} \bar{v}_{sq} \end{aligned} \quad (2.105)$$



Şekil 2-4 Sincap Kafesli Asenkron Makinanın
t-domeni Blok Şeması

$$\frac{d\bar{\phi}_{rd}}{dt} = -\frac{r_r}{x_r T_N} \bar{\phi}_{rd} + \frac{\bar{f}_r}{x_r} \bar{\phi}_{rq} + \frac{r_r x_m}{T_N x_r} \bar{i}_{sd} \quad (2.106)$$

$$\frac{d\bar{\phi}_{rq}}{dt} = -\frac{r_r}{x_r T_N} \bar{\phi}_{rq} - \frac{\bar{f}_r}{x_r} \bar{\phi}_{rd} + \frac{r_r x_m}{T_N x_r} \bar{i}_{sq} \quad (2.107)$$

$$\frac{d\bar{n}}{dt} = \frac{1}{T_h} \left[\frac{k_m x_m}{x_r} \cdot (\bar{i}_{sq} \bar{\phi}_{rd} - \bar{\phi}_{rq} \bar{i}_{sd}) - \bar{m}_y \right] \quad (2.108)$$

(2.81) deki moment ifadesi ile (2.92) - (2.95) denklemleri göz önüne alındığında aşağıdaki moment ifadeleri elde edilir.

$$\bar{m}_e = k_m \cdot x_m (\bar{i}_{sq} \cdot \bar{i}_{rd} - \bar{i}_{rq} \cdot \bar{i}_{sd}) \quad (2.109)$$

$$\bar{m}_e = k_m \cdot (\bar{i}_{rq} \cdot \bar{\phi}_{rd} - \bar{\phi}_{rq} \cdot \bar{i}_{rd}) \quad (2.110)$$

$$\bar{m}_e = k_m \frac{x_m}{x_r} \cdot (\bar{i}_{sq} \cdot \bar{\phi}_{rd} - \bar{\phi}_{rq} \cdot \bar{i}_{sd}) \quad (2.111)$$

$$\bar{m}_e = k_m \frac{x_m}{\sigma x_m x_r} \cdot (\bar{\phi}_{sq} \cdot \bar{\phi}_{rd} - \bar{\phi}_{rq} \cdot \bar{\phi}_{sd}) \quad (2.112)$$

$$\bar{m}_e = k_m \cdot (\bar{i}_{sq} \cdot \bar{\phi}_{sd} - \bar{\phi}_{sq} \cdot \bar{i}_{sd}) \quad (2.113)$$

$$\bar{m}_e = k_m \frac{x_m}{x_e} \cdot (\bar{\phi}_{sq} \cdot \bar{i}_{rd} - \bar{i}_{rq} \cdot \bar{\phi}_{sd}) \quad (2.114)$$

Hava aralığı akısı $\bar{\phi}_m$ cinsinden akı-akım bağıntılamı ve moment ifadeleri düzenlenirse

$$\bar{\phi}_{sd} = x_{ss} \cdot \bar{i}_{sd} + \bar{\phi}_{md} \quad \bar{\phi}_{rd} = x_{rs} \cdot \bar{i}_{rd} + \bar{\phi}_{md} \quad (2.115)$$

$$\bar{m}_e = k_m (\bar{i}_{sq} \cdot \bar{\phi}_{md} - \bar{\phi}_{mq} \cdot \bar{i}_{sd}) \quad (2.116)$$

$$\bar{m}_e = k_m \cdot (\bar{i}_{rd} \cdot \bar{\phi}_{mq} - \bar{\phi}_{md} \cdot \bar{i}_{rq}) \quad (2.117)$$

Makinanın modeli incelendiğinde 1. dereceden 5 adet diferansiyel denklem takımından oluştuğu görülür. Bu modelde giriş büyüklükleri $\bar{v}_{sd}$, $\bar{v}_{sq}$, $\bar{f}_s$, durum büyüklükleri; akılar $\bar{\phi}_{sd}$, $\bar{\phi}_{sq}$, $\bar{\phi}_{rd}$, $\bar{\phi}_{rq}$ veya akımlar $\bar{i}_{sd}$, $\bar{i}_{sq}$, $\bar{i}_{rd}$, $\bar{i}_{rq}$ ve hız $\bar{n}$ dir.

B Ö L Ü M 3

SÜRÜCÜLER VE ÖZELLİKLERİ

Sincap kafesli asenkron makinanın kontrolü söz konusu olduğunda sürücü olarak kullanılacak güç elektroniği düzenleri , makinayı geniş bir aralıkta kontrol edebilecek yapıda olmalıdırlar. Bu nedenle giriş bölümünde de belirtildiği gibi makinayı kontrol edebilmek amacı ile çeşitli devreler ve yöntemler mevcuttur. Bunların herbirinin birbirilerine göre üstünlükleri ve sakıncaları vardır. Sincap kafesli asenkron makinanın kontrolü için en uygun olanı stator frekansı ile birlikte stator gerilim veya akımının değiştirilmesidir. Bu durumda makina anma hızına kadar maksimum momenti ile yüklenebilir ve geniş bir aralıkta hız kontrolü söz konusu olur. Bu değişimi bize frekans çeviriciler sağlamaktadır. Bunlar genelde iki türdür.

- a) Doğrudan frekans çeviriciler
- b) Ara devreli frekans çeviriciler

3.1 Doğrudan Frekans Çeviricileri:

Doğrudan frekans çeviriciler, her bir fazda birbirine zıt paralel bağlı kontrollü doğrultuculardan oluşur. Gerilim ve frekans birlikte değiştirilebilir. Hız kontrol aralığı üst sınırı, boştaki anma hızı ile, bunun 1/3 katı mertebesinde dir. Hız aralığının geniş olmaması, çok sayıda eleman gerektirmesi, bu sistemin ancak büyük güçlü ve düşük hızlı tahrik sistemlerine uygulanabilmesine neden olmaktadır.

3.2 Ara Devreli Frekans Çeviricileri:

Ara devreli çeviriciler yapı itibarı ile

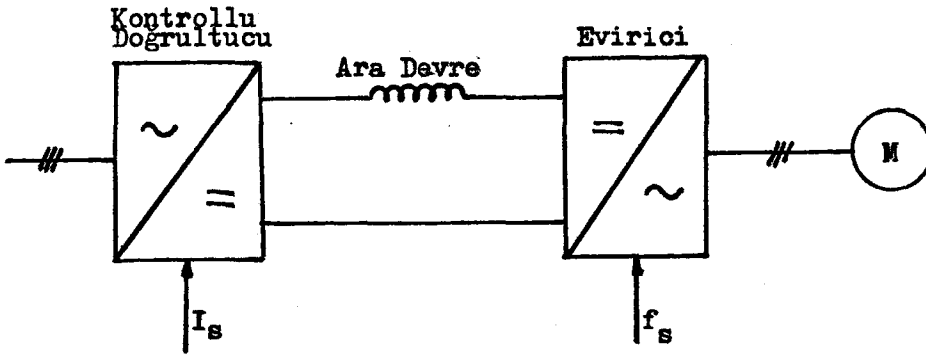
- girişte şebeke gerilimini doğrultan kontrollü veya kontrolsüz bir doğrultucu,
- doğrultucuya bağlı pasif filtre elemanlarından oluşan bir ara devre,
- ara devreden beslenen bir eviriciden oluşur.

Ara devreli frekans çeviriciler, ara devrenin şekline göre genelde iki kısma ayrılırlar

- a) Akım ara devreli çeviriciler AFÇ
- b) Gerilim ara devreli çeviriciler GFÇ

3.2.1 Akım Ara Devreli Frekans Çeviricileri:

Akım ara devreli frekans çeviriciler, akımın genliğini kontrol edebilmek için girişte kontrollü doğrultuculardan oluşmuştur. Ara devrede akımı süzmek için büyükçe bir seri endüktans yer alır. Evirici, özellikle klasik tristörlerden oluşmuş devrelerde komütasyon olayının kolaylıkla gerçekleştirilebildiği için, çok basittir. Eviricide sadece frekans değiştirilmektedir.



Şekil 3-1 Akım ara devreli çevirici

Bütün bu üstünlüklerine karşın, çıkış akımındaki harmonikler, ek kayıplara ve özellikle düşük hızlarda moment salınımlarına neden olmaktadır. Harmonikleri azaltmak için evirici darbe genişlik modülasyonlu çalıştırılabilirse de, akımın gerek kayıp gerekse moment oluşumunda doğrudan etkili olması, GFÇ ye göre önemli bir sakınca getirir. Ayrıca akım ara devreli çeviricinin frekans kontrol bölgesi dardır [9.] ve yüksüz çalışamaz. Ara devre endüktansı ve komütasyon kondansatörleri pahalıdır [9], [32]. Aynı zamanda birden fazla motoru tahrik etmek için kullanılamaz. Komütasyon devresinin basit olmasının getirdiği üstünlük te, gelişen güç tranzistörleri ve güç mosfetleri sayesinde önemsiz kalmıştır. Ara devre zaman sabiti akımın değişim hızını önemli ölçüde sınırlar.

3.2.2 Gerilim Ara Devreli Frekans Çeviriciler:

Gerilim ara devreli frekans çevircilerde ara devrede endüktansa paralel bir kondansatör yer almaktadır. Ara devre gerilimi bu kondansatör yardımı ile süzölmektedir. Çok motorlu çalışmaya uygundur. Ayrıca komütasyon olayı yükten bağımsız olduğundan boşa da çalışabilir. Ara devre geriliminin durumuna göre genelde iki türdür.

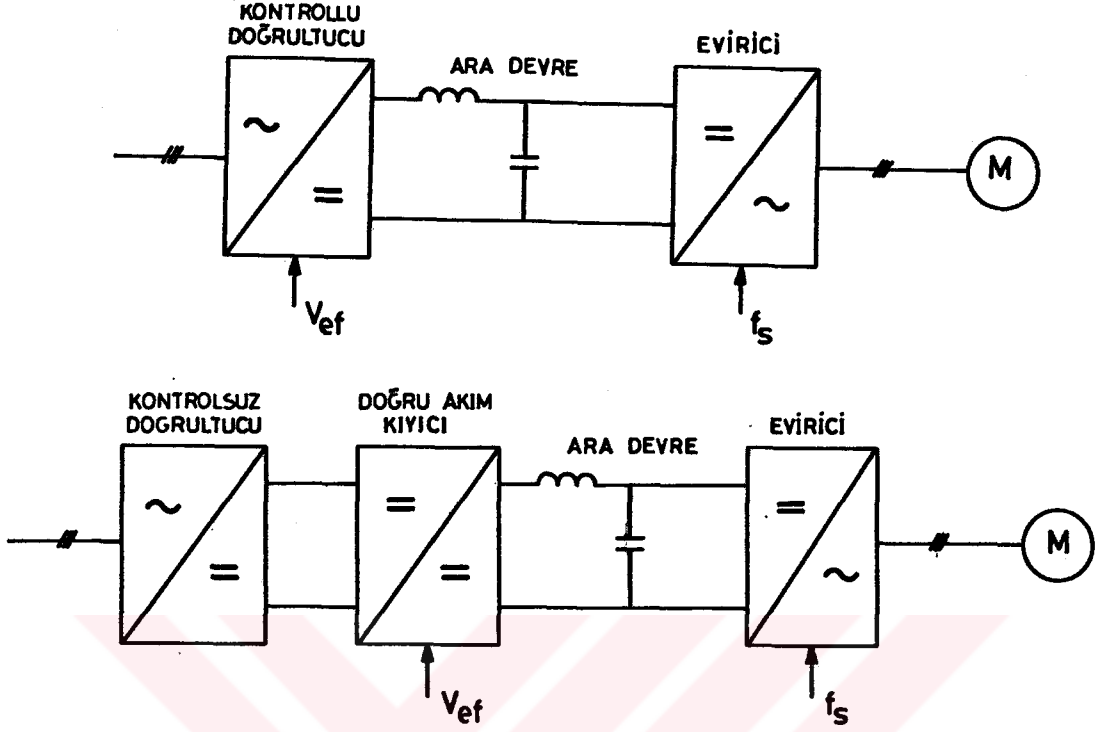
a) Değişken gerilim ara devreli frekans çeviriciler
DGFC

b) Sabit gerilim ara devreli frekans çeviriciler SGFC

3.2.2.1. Değişken Gerilim Ara Devreli Frekans

Çeviriciler (DGFÇ):

Kare dalga frekans çeviriciler olarakta bilinirler. Devre girişi kontrollü bir doğrultucu ya da kontrolsüz doğrultucu ve buna ilave bir doğru akım kıyıcı olabilir. DGFÇ de ara devre gerilimi değişken olduğundan, harmonik distorsiyon geniş bir aralıkta değişir. Maksimum distorsiyonun olduğu ara devre gerilimini de süzebilmek amacı ile ara devrede yer alan kondansatör büyük seçilmelidir. Bu ise büyük zaman sabiti demek olup, istenen gerilim değişimlerine sistemin cevabı yavaştır. Klasik tristörlü eviricilerde komütasyon olayı, akım ara devreliye göre oldukça zordur ve daha fazla elemana ihtiyaç vardır. Bu nedenle kontrol devresi daha karmaşıktır. Motor uçlarına uygulanan 120° lik kare dalga biçimindeki blok, oldukça büyük değerli harmonikler içerir. Bunun sonucu olarak, ısınma kayıpları ve moment salınımları özellikle küçük hız değerlerinde artar. Ayrıca oluşan akım tepeleri nedeni ile de evirici büyük boyutlandırılmalıdır. Kare dalga evirici skalar kontrola oldukça yatkındır. Bu kontrol için gerekli değişim olan V_s/f_s oranının sabitliği oldukça kolay bir biçimde sağlanabilmektedir. Kontrollü doğrultucular kullanıldığında güç faktörü küçüktür. Hız kontrol aralığı 10/1 dir [9]. Yukarıda bahsedilen bu sakıncaları nedeni ile çok uygun bir sürücü türü değildir. Şekil 3-2 de bu tür frekans çeviriciye ilişkin blok şemalar verilmiştir.



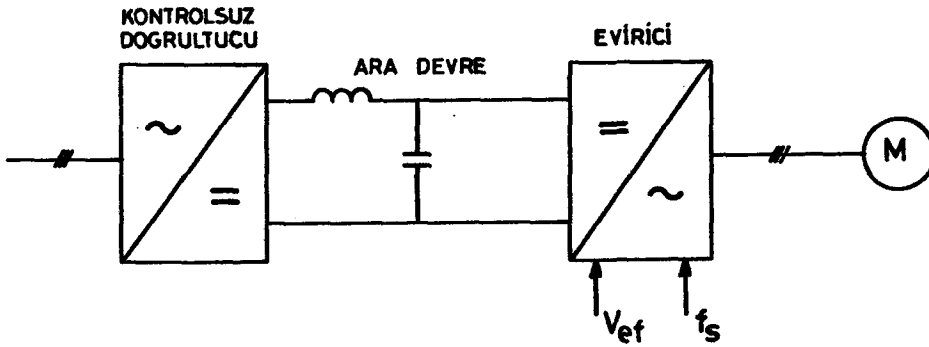
Şekil 3-2 Değişken gerilim ara devreli frekans çevirici

DGFÇ, kontrolsüz doğrultucu ve doğru akım kıyıcı kullanılarak gerçekleştirildiğinde çıkış geriliminin etkin değeri, doğru akım kıyıcı tarafından belirlenir. Bu şekildeki yapı ile devrenin güç faktörü düzeltilmiş olduğu gibi süzme elemanları daha küçük seçilebilir. Böylece sistemin dinamiği iyileştirilmiş olur.

3.2.2.2. Sabit Gerilim Ara Devreli Frekans Çeviriciler (SGFÇ):

Bu tür frekans çeviricilerde ara devre gerilimi sabittir. Şebeke tarafında kontrolsüz doğrultucular yer alır. Böylece hem küçük süzme elemanları kullanılır hem

de devrenin güç faktörü daha iyidir. Gerilim ve frekans, evirici üzerinden değiştirilmektedir. Gerilim değişimi darbe genişlik modülasyonu ile sağlanabilmektedir. Bu tür çalışma, aynı zamanda harmonikleri de azaltmaktadır. Hatta eviricide yer alan anahtar elemanlarının uygun açılıp kapanmaları ile dalga şeklindeki harmonikler kontrol edilebilir. Uygun bir darbe dizisi ve sayısı ile istenilen harmonikler elimine edilebilir. Bunun sonucu olarakta çıkış dalga şekli sinüse yaklaştırmakta, kayıplar ve moment salınımları azalmaktadır. Çıkış dalga şeklini mümkün olduğu kadar sinüse yaklaştırmak, darbe sayısının arttırılması ile mümkündür. Harmonik sayısının azaltılması, darbe sayısına ve darbelerin uygun yerlerde oluşturulmasına bağlıdır. Hızlı anahtarların kullanılması ile bu sorun çözülebilir. Küçük ve orta güçlerde, güç tranzistörleri büyük güçlerde ise tristörler kullanılmaktadır. Klasik tristörlerin komütasyon devreleri ve hızları, güç tranzistörlerine göre en önemli sakıncalarıdır.

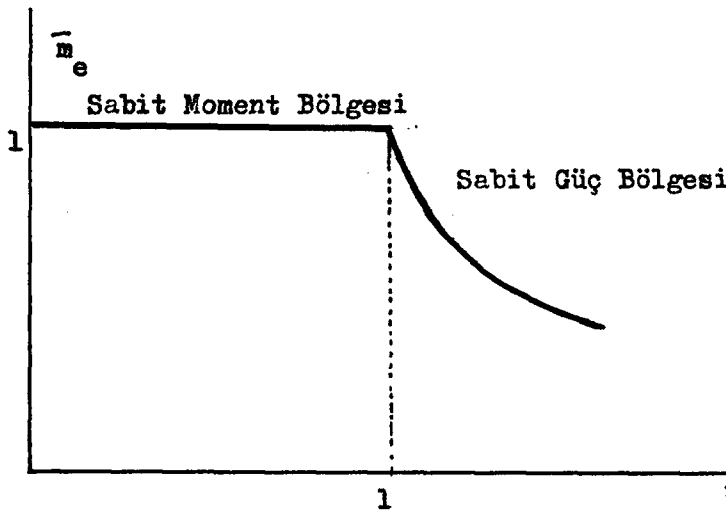


Şekil 3-3 Sabit Gerilim Ara Devreli Frekans Çevirici

Darbe genişlik modülasyonu, harmonik eliminasyonuna dayanan yöntemler ile son zamanlarda çok sık kullanılmaktadır [17], [21], [22]. Bu metotta darbeler arasındaki açılar, optimum kontrol kurallarına göre önceden belirlenir. Açılar hem harmonikleri azaltır hem de gerilimi kontrol edebilir. Bu tür kontrol sistemleri için özellikle mikroişlemci bazlı kontrol sistemleri kullanılır. Sürücüde amaç, makinayı mümkün olduğu kadar sinüzoidal biçimde değişen akımlarla beslemektir. Bunu sağlamanın bir yolu darbe genişlik modülasyonu olduğu gibi bir diğer yolu da eviricide yer alan anahtar elemanların, motor akımı sinüzoidal bir akım referansını izleyecek şekilde açılıp kapanmasıdır [18].

Bu tür anahtarlama sistemlerinde dikkat edilecek husus, artan anahtarlama kayıplarıdır. SGFÇ'nin bir özelliği de ara devre gerilimi sabit olduğu için motor akü + evirici sisteminden beslenebilir.

Bir asenkron makinanın kontrolünde iki bölge söz konusudur. Bunlar sabit moment ve sabit güç bölgeleridir.



Şekil 3-3 Bir asenkron makinada hız kontrol bölgeleri

Genelde asenkron makinada frekans ile gerilim de artmalıdır. Anma hızının üstüne çıkılmak istendiğinde, frekans arttırılır. gerilim ise anma değerinde sabit tutulur. Bu durumda makina sabit güç bölgesinde çalışır. Gerilim/frekans oranı azaldığı için, hava aralığı akısı ve buna bağlı olarak ta moment düşer [21].



B Ö L Ü M 4

MODERN KONTROL YÖNTEMLERİ

Bir kontrol sisteminin, kontrol edilecek sisteme özgü olarak yapısının ve parametrelerinin belirlenmesi istendiğinde, klasik ve modern kontrol yöntemleri kullanılır. Kontrol sistemlerinin yapısının ve parametrelerinin belirlenmesinde klasik kontrol yöntemleri kullanıldığında, önce sistemin giriş ve çıkış arasındaki dinamiğini sağlayan transfer fonksiyonu elde edilir. Transfer fonksiyonu, sistemin sadece giriş ve çıkışı arasında tanımlandığından sistemin tüm durumları hakkında bilgi sahibi olmak mümkün olmadığı gibi lineer olmayan ve parametreleri zamanla değişen sistemlere de uygulanamaz. Ayrıca klasik kontrol yöntemleri ile incelemede sistemin cevabında, aşım, yükselme ve yerleşme zamanı gibi büyüklükler ele alınır ve bunlara etki edilmeye çalışılır.

Klasik kontrol sistemlerinde en çok Laplace dönüşümünün baz alındığı yöntemler uygulanmaktadır (Bir giriş ve bir çıkışlı sistemler). Çok giriş ve çok çıkışlı, lineer veya lineer olmayan veya parametreleri zamanla değişen sistemlerde durum değişkenleri yöntemi uygulanmaktadır. Bu yöntemde aşım, yerleşme ve yükselme zamanları yerine optimal davranış kriterleri, minimum zaman minimum enerji ve maksimum etkinlik yer almaktadır. Karmaşık optimum ve adaptif kontrol kuralları modern kontrol sistemlerinin temelidir. Modern kontrol teorisinin analiz ve sentezinde mikroişlemci bazlı kontrol sistemleri kullanılır. Modern kontrolde durum değişkenleri yapısı kullanılmaktadır.

4.1. ASENKRON MAKİNADA KONTROL TEKNİKLERİ:

Sincap kafesli asenkron makina genel olarak çok giriş çok çıkışlı bir sistemdir. Gerilim veya akım ve frekans giriş (kontrol) büyüklükleridir. Çıkış ise hız, konum, akı, akım büyüklüklerinden biri veya bunların bir kombine-zonu şeklindedir. Asenkron makinanın elde edilen modeline bakıldığında, modelin lineer olmadığı görülür. Durumların birbirileri ile çarpımları yer alır. Ayrıca, doyma, sıcaklık, deri olayı gibi nedenlerden, modelde sabit olan makina parametreleri değişir. Ara devreli frekans çeviricilerle sürülme durumu söz konusu olduğuna göre, bu düzenlerde yer alan evirici ve doğrultucu gecikmeli (ayrık zamanlı) bir yapı oluşturur. Genelde bu ayrık zamanlılık ihmal edilebilecek düzeydedir. En basit kontrol işlemi için kullanılabilecek model, sürekli rejimde bir çalışma noktası etrafında lineerleştirilmiş küçük işaret modelidir. Böylece bir transfer matrisi tanımlanabilir ve klasik kontrol teorileri uygulanabilir. Ancak sistem lineer olmadığından, geçici rejimde kutupları ve sıfırları çalışma noktasına göre değişecektir. Bu nedenle küçük işaret modeli ile, sistemin sürekli rejimde kararlı bir çalışma noktasından yaptığı küçük salınımları incelenebilmektedir.

Amaç makınayı hem geçici hem de sürekli rejimde en uygun bir biçimde kontrol edebilmektir. Bu nedenle makinanın $d-q$ modeli üzerine kurulan vektörel kontrol metodları geliştirilmiştir. Vektörel kontrolde amaç makinanın kontrol büyüklükleri olan gerilimin genliği ve frekansı yanında fazını da gözönüne alarak bir kontrol metodu geliştirmektir. Bu şekilde sadece gerilimin genlik ve frekansını gözönüne alan skalar yöntemlerden da-

ha ileri bir noktaya gelinmiş olur. $d - q$ modelindeki doğru akım ve gerilimlerden oluşan denklemlerde, rotor akısı sabit tutularak doğru akım makinasının davranışına varmak mümkündür. Bu amaçla yapılan çalışmalar özellikle moment ifadesi üzerinde yoğunlaşmıştır. Vektörel kontrolde ilk çalışmalar, moment ifadesi baz alınarak yapılmıştır. Vektörel kontrolde, doğrudan vektör kontrolü ve dolaylı vektör kontrolü olmak üzere iki yöntem vardır. Doğrudan vektör kontrolünde kontrol büyüklüğünün genliği ve fazı referans işaret olarak oluşturulur. Frekans ise, makinada ölçülen akı yardımı ile elde edilir. Akıyı ölçebilmek için özel bir konstrüksiyon gereklidir. Dolaylı vektör kontrolünde ise kontrol işaretlerinin üretilebilmesi için özel bir konstrüksiyona gerek yoktur. Sadece, hız geribeslemesi kullanılarak hesaplanabilirler. Vektörel kontrolde makinanın moment ifadesinin seçimi çok önemlidir. Modele ilişkin olarak verilen (2.109)-(2.117) moment bağıntıları içinde amaca uygun olanlar, stator akımı ile stator akısı veya rotor akısının oluşturduğu moment ifadeleridir. Stator akımı kolayca elde edilebilir ve sadece akı oluşturma problemi vardır. Moment ifadesinde yer alan akı (stator veya rotor akısı) sabit tutulabilirse, moment sadece stator akımının q - eksenine üzerindeki bileşeni ile lineer olarak kontrol edilebilir. Bu kontrol sırasında, tıpkı serbest uyarmalı doğru akım makinasında olduğu gibi, akı değişmemelidir. Bu da ancak rotor akısı üzerine bir kontrol ile gerçekleştirilebilir. Stator akısı sabit tutularak moment kontrolü, stator akımı üzerinden yapıldığında, akı bu kontrolden etkileneceği için, lineer bir kontrol oluşamaz. Rotor akısı sabit tutulduğunda ise q -ekseni stator akımı ile moment arasındaki ilişki lineerdir. Böylece akıyı ve momenti kontrol eden stator akım bileşenleri ayrıdır. Bir kuplaj etkisi yoktur.

Şimdi bu söylediklerimizi model üzerinde inceliyelim.
 1) Stator Akısı d-ekseni Üzerinde Sabit Tutulmakta:
 Stator akısı d-ekseni üzerinde sabit tutulabilirse bu durumda $\bar{\phi}_{sd} = \text{sabit}$, $\bar{\phi}_{sq} = 0$ olur. (2.77) - (2.80) denklemlerini göz önüne alacak olursak aşağıdaki ifadeler elde edilir.

$$\bar{v}_{sd} = r_s \cdot \bar{i}_{sd} \quad (4.1)$$

$$\bar{v}_{sq} = r_s \cdot \bar{i}_{sq} + f_s \cdot \bar{\phi}_{sd} \quad (4.2)$$

$$0 = r_r \cdot \bar{i}_{rd} + T_n \cdot \frac{d\bar{\phi}_{rd}}{dt} - f_r \cdot \bar{\phi}_{rq} \quad (4.3)$$

$$0 = r_r \cdot \bar{i}_{rq} + T_n \cdot \frac{d\bar{\phi}_{rq}}{dt} + f_r \cdot \bar{\phi}_{rd} \quad (4.4)$$

$$\bar{\phi}_{sd} = \text{sabit} = x_s \cdot \bar{i}_{sd} + x_m \cdot \bar{i}_{rd}, \quad \bar{\phi}_{rd} = x_r \cdot \bar{i}_{rd} + x_m \cdot \bar{i}_{sd} \quad (4.5)$$

$$0 = x_s \cdot \bar{i}_{sq} + x_m \cdot \bar{i}_{rq}, \quad \bar{\phi}_{rq} = x_r \cdot \bar{i}_{rq} + x_m \cdot \bar{i}_{sq} \quad (4.6)$$

$$\bar{i}_{sd} = \frac{\bar{\phi}_{sd}}{\sigma x_s} - \bar{\phi}_{rd} \frac{x_m}{\sigma x_s x_r}, \quad \bar{i}_{rd} = \frac{\bar{\phi}_{rd}}{\sigma x_r} - \bar{\phi}_{sd} \frac{x_m}{\sigma x_s x_r} \quad (4.7)$$

$$\bar{i}_{sq} = -\bar{\phi}_{rq} \frac{x_m}{\sigma x_m x_r}, \quad \bar{i}_{rq} = \frac{\bar{\phi}_{rq}}{\sigma x_r} \quad (4.8)$$

Basitleştirmeler ve düzeltmeler sonucunda,

$$\bar{\phi}_{sd} = \sigma x_m \bar{i}_{sd} + \frac{x_m}{x_r} \bar{\phi}_{rd} \quad (4.9)$$

$$\bar{\phi}_{sq} = 0 \quad (4.10)$$

$$\bar{\phi}_{rq} = -\sigma x_m \frac{x_r}{x_m} \bar{i}_{sq} \quad (4.11)$$

elde edilir. Rotor ifadeleri ise

$$T_N \frac{d\bar{\phi}_{rd}}{dt} = -\bar{\phi}_{rd} \frac{r_r}{x_r} + \bar{\phi}_{rq} \bar{f}_r + \frac{r_r x_m}{x_r} \bar{i}_{sd} \quad (4.12)$$

$$T_N \frac{d\bar{\phi}_{rq}}{dt} = -\bar{\phi}_{rq} \frac{r_r}{x_r} - \bar{\phi}_{rd} \bar{f}_r + \frac{r_r x_m}{x_r} \bar{i}_{sq} \quad (4.13)$$

şeklindedir. (4.11), (4.12) denklemleri birlikte düşünülerek

$$T_N \frac{d\bar{\phi}_{rd}}{dt} = -\bar{\phi}_{rd} \frac{r_r}{x_r} - \frac{\sigma x_m x_r}{x_m} \bar{f}_r \bar{i}_{sq} + \frac{r_r x_m}{x_r} \bar{i}_{sd} \quad (4.14)$$

ifadesi oluşturulur. (4.9) denklemi ile (4.14) birlikte düşünülerek

$$\bar{f}_r = \frac{\frac{r_r x_m}{x_m} \bar{i}_{sq} + \frac{\sigma x_m x_r}{x_m} T_N \frac{d\bar{i}_{sq}}{dt}}{\bar{g}_{rd}} \quad (4.15)$$

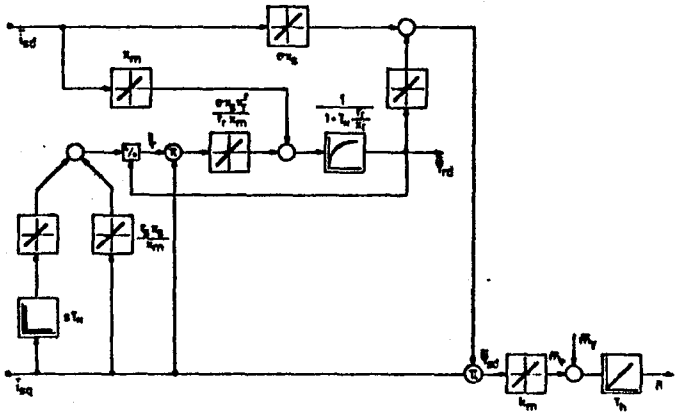
teşkil edilir. (4.14) de hesaplanan $\bar{g}_{rd}$, (4.9)da yerine konarak $\bar{g}_{sd}$ hesaplanır. Buradan $\bar{g}_{sd}$ 'nin, $\bar{g}_{rd}$ 'den dolayı hem $\bar{i}_{sd}$ 'ye hemde $\bar{i}_{sq}$ 'ya bağlı olduğu görülür. Moment ifadesini yazacak olursak

$$\bar{m}_e = k_m \bar{g}_{sd} \cdot \bar{i}_{sq} \quad (4.16)$$

$\bar{g}_{sd} = f(\bar{i}_{sq}, \bar{i}_{sd})$ olduğundan akıyı sabit tutup moment i_{sq} ile değiştirmek istediğimizde, sabit tutmak istediğimiz akıda değişecektir. Bu kuplaj etkisi nedeni ile pek uygun bir kontrol yöntemi değildir. Fakat yine de hava aralığı akısı $\bar{g}_m$ nin ölçülmesinden hareket eden araştırmacılar, özellikle mikroişlemcilerin çok gelişmediği sıralarda kontrol işaretlerinin kolay oluşturulduğu bu yola başvurmuşlardır. Öte yandan (2.115) ifadesinde

$$\bar{g}_{sd} = x_{sr} \bar{i}_{sd} + \bar{g}_{md} \quad \bar{g}_{sq} = x_{sr} \bar{i}_{sq} + \bar{g}_{mq} \quad (4.17)$$

$\bar{g}_{md}$ ve $\bar{g}_{mq}$ yu ölçtükten sonra, yine kolayca ölçülebilen $\bar{i}_{sd}$ ve $\bar{i}_{sq}$ dan $\bar{g}_{sd}$ ve $\bar{g}_{sq}$ yu oluşturmak (4.17)' de de görüldüğü gibi kolaydır.



Şekil 4-1 Stator akısı ile stator akımı kontrol edildiğinde asenkron makina modeli

Şimdi ise kontrol boyunca rotor akısının yalnızca d-bi-leşeni üzerinde tutulduğunu varsayalım. Bu durumda da

$$\vec{\bar{\Phi}}_r = \bar{\Phi}_{rd}, \text{ ve } \bar{\Phi}_{rq} = 0 \text{ olacaktır.} \quad (4.18)$$

Rotor akısına ilişkin bu varsayım ifade, (2.79) ve (2.80) de yer alan rotor denklemlerine yerleştirilmeden önce, bu denklemlerde yer alan $\bar{i}_{rd}$ ve $\bar{i}_{rq}$ akımları yerine (2.94) ve (2.95) de yer alan aki akım bağıntıları kullanılır. Ayrıca yine denklemlerde yer alan $\bar{\Phi}_{md}$ ve $\bar{\Phi}_{mq}$ akılarını elimine etmek amacı ile (2.85) ve (2.87) ifadeleri birlikte kullanılarak aşağıdaki ifadeler elde edilebilir.

$$\bar{\Phi}_{md} = \sigma \cdot x_m \cdot \bar{i}_{md} + \frac{x_m}{x_r} \cdot \bar{\Phi}_{rd} \quad (4.19)$$

$$\bar{\Phi}_{mq} = \sigma \cdot x_m \cdot \bar{i}_{mq} + \frac{x_m}{x_r} \cdot \bar{\Phi}_{rq} \quad (4.20)$$

(4.18), (4.19) ve (4.20) ifadeleri (2.79) ve (2.80)'e yerleştirildiğinde

$$T_N \frac{d\bar{\vartheta}_{rd}}{dt} = -\bar{\vartheta}_{rd} \frac{r_r}{x_r} + \frac{r_r x_m}{x_r} \bar{i}_{sq} \quad (4.21)$$

$$\bar{f}_r = \frac{r_r x_m}{x_r \bar{\vartheta}_{rd}} \bar{i}_{sq} \quad (4.22)$$

elde edilir. (4.21) denkleminde de görüldüğü gibi

$$\bar{\vartheta}_{rd} = f(\bar{i}_{sq}) \quad \text{dir.}$$

Moment ifadesi ise

$$\bar{m}_e = k_m \cdot \frac{x_m}{x_r} \cdot \bar{\vartheta}_{rd} \cdot \bar{i}_{sq} \quad (4.24)$$

olup, momenti $\bar{i}_{sq}$ ile değiştirmek istediğimizde $\bar{\vartheta}_{rd}$ 'de değişiklik olmamaktadır. Böylece momentin iki bileşeni olan akı ve akım arasında kuplaj etkisi oluşmamaktadır. Eğer $\bar{\vartheta}_{rd}$ akısı, $\bar{i}_{sq}$ ile, tüm kontrol aralığı boyunca sabit tutabilirse asenkron makina tıpkı d.a. makinasında olduğu gibi kolayca kontrol edilir. Rotor akısının $t=0$ anından itibaren sabit almanın mümkün olamayacağı (4.21) ifadesinde de açıkça görülebilmektedir. Akı kontrol büyüklüğü $\bar{i}_{sq}$ ile akı arasında 1. dereceden

gecikmeli bir transfer fonksiyonu vardır. Bu gecikme azaltılabilir. Fakat fiziksel sistemler başlangıç anından itibaren gecikmesiz olarak istenen son değerlerine ulaşamazlar. Transfer fonksiyonunu görmek açısından aşağıdaki ifade yazılabilir.

$$\bar{q}_{rd} = \frac{x_m}{1+s.T_N} \bar{i}_{sd} \quad (4.25)$$

Rotor akısı istenen son değerini rotor devresi zaman sabiti

$$T_r = \frac{x_r}{r_r} \quad \text{gecikmesi ile almaktadır.} \quad (4.26)$$

(i_{sd} sabit tutulduğunda)

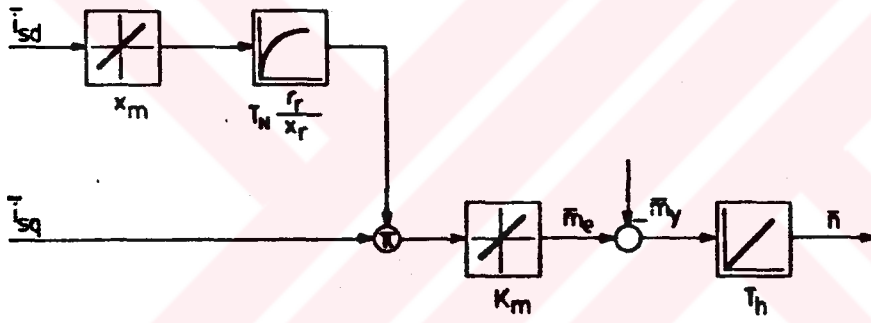
Bu nedenle tezde kuvvetli uyarma uygulanmıştır. Yani $\bar{i}_{sd}$ 'yi hep sabit tutmayıp, akım sınırlamasını da göz önünde bulundurarak başlangıçta akımı büyük vermek ve akıyı son değerine mümkün olduğu kadar çabuk oturtuttuktan sonra sabit değerine indirmek şeklinde olacaktır. Tezde gerilim ara devreli çevirici kullanıldığından $\bar{i}_{sd}$ ye etki edecek gerilim değeri $\bar{v}_{sd}$ başlangıçta büyük tutulur.

Rotor akısı üzerinden moment kontrolü görüldüğü gibi en uygun vektör kontrol yöntemi olarak görülmektedir. Doğrudan vektör kontrolunda, kontrol büyüklükleri $\bar{i}_{sq}$ ve $\bar{i}_{sd}$ 'dir. Dolaylı vektör kontrol metodunda ise $\bar{f}_r$ ve $\bar{q}_{rd}$ olacaktır. Bunlara göre moment, $\bar{f}_r$ 'nin (4.22) ifadesi (4.24)'e yerleştirilerek bulunur.

$$\bar{m}_e = k_m \frac{1}{r_r} \cdot \bar{\varphi}_{rd}^2 \cdot \bar{f}_r \quad (4.27)$$

$\bar{\varphi}_{rd}$ sabit olduğundan moment $\bar{f}_r$ ile doğrusal olarak değiştirilir. $\bar{f}_r$, $\bar{\varphi}_{rd}$ ve motorun hızı $\bar{n}$ yardımı ile $\bar{V}_s$ ve $\bar{f}_s$ üretilir. Doğrudan kontrolde ise $\bar{i}_{sq}$, $\bar{i}_{sd}$ ve $\bar{\varphi}_{rd}$ 'nin hesaplanması ile $\bar{I}_s$ ve $\bar{f}_s$ oluşturulur.

Rotor akısı göz önüne alınarak yapılan kontrolde makinenin şeması şekil 4-2'de verilmiştir.



Şekil 4-2 Rotor akısından kontrol ile asenkron makinenin yapısı

Kontrol büyüklükleri $\bar{\varphi}_r$ ve $\bar{i}_s$ olarak belirlenmiş olur. Doğrudan vektör kontrolünde kontrol büyüklükleri $\bar{i}_{sd}$ ve $\bar{i}_{sq}$, dolaylı vektör kontrolünde ise $\bar{\varphi}_{rd}$ ve $\bar{f}_r$ 'dir. Makinenin gerçek kontrol büyüklükleri ise $\bar{V}_s$, $\bar{f}_s$ 'dir. Doğrudan vektör kontrolünde $\bar{i}_{sd}$ ile akı kontrol edilirken, $\bar{i}_{sq}$ ve akı ile de moment kontrol edilmektedir. Ayrıca dönüşüm için gerekli birim vektörler de ölçme veya hesaplama yoluyla elde edilmektedir. Amaç, hız kontrolü olduğuna göre kontrol sistemine ilk verilecek referans değer hız referans değeridir. Hız referans değeri hız

gerçek değeri ile karşılaştırılıp oluşan hata işaretinin PI tipi kontrolden geçirilmesi ile doğrudan vektör kontrolde $\bar{i}_{sq}$, dolaylı vektör kontrolunda ise $\bar{f}_r$ elde edilir. Buna hız geribeslemesi eklenerek makinanın kontrol büyüklüklerinden $\bar{f}_s$ oluşmaktadır. Ayrıca $\bar{\theta}_{rd}$ referans değeri ile de $\bar{V}_s$ kolayca makina denklemlerinden oluşturulur. Doğrudan vektör kontrolunda ise buna ek olarak akının ya ölçülmesi ya da hesaplanması gerekmektedir. Elde edilen akı yardımı ile de birim vektörler $\cos\theta_s$ ve $\sin\theta_s$ elde edilecektir. Ayrıca dönüşüm sonunda elde edilen büyüklükler akım referans değerleri olup gerilim ara devreli çeviriciye uygulandığında yine gerilim referans değer büyüklüklerine geçmek gerekir. Giriş bölümünde de bahsedildiği gibi ya PI' lar kullanılmalı veya makina modelinden hareket ile $\bar{f}_s$ ve $\bar{V}_s$ oluşturulmalıdır. Dolaylı vektör kontrolu hem daha kolay hem de daha az hesaplama gerektirdiği için doğruluğu yüksek ve basit bir kontrol algoritması sağlar. Bütün hesaplamalarda mikroişlemciler kullanılacaktır. Şimdi dolaylı vektör kontroluna ilişkin makina modelini yeniden düzenleyecek olursak;

$$\bar{\theta}_r = \bar{\theta}_{rdR} = st, \quad \bar{\theta}_{rq} = 0 \quad (4.28)$$

$$\bar{V}_{sd} = r_s \bar{i}_{sd} + T_N \frac{d\bar{\theta}_{sd}}{dt} - \bar{f}_s \cdot \bar{\theta}_{sq} \quad (4.29)$$

$$\bar{V}_{sq} = r_s \bar{i}_{sq} + T_N \frac{d\bar{\theta}_{sq}}{dt} + \bar{f}_s \cdot \bar{\theta}_{sd} \quad (4.30)$$

$$0 = r_r \bar{i}_{rd} \longrightarrow \bar{i}_{rd} = 0 \quad (4.31)$$

$$0 = r_r \bar{i}_{rq} + \bar{f}_r \bar{\vartheta}_{rdR} \longrightarrow \bar{i}_{rq} = -\bar{f}_r \bar{\vartheta}_{rdR} / r_r \quad (4.32)$$

$$\bar{\vartheta}_{sd} = x_m \bar{i}_{sd} \quad (4.33)$$

$$\bar{\vartheta}_{rdR} = x_m \bar{i}_{sd} = st \longrightarrow \bar{i}_{sd} = \bar{\vartheta}_{rdR} / x_m \quad (4.34)$$

(4.20) ve (4.21)'den

$$\bar{\vartheta}_{sd} = \frac{x_m}{x_m} \bar{\vartheta}_{rdR} = st \quad (4.35)$$

$$\bar{\vartheta}_{sq} = \sigma x_m \bar{i}_{sq} \quad (4.36)$$

elde edilir. (4.22) ifadesi $\bar{i}_{sq} = f(\bar{f}_r)$ biçiminde düzenlenir ve (4.36)'da yerine konursa,

$$\bar{\vartheta}_{sq} = \frac{\sigma x_m x_r}{r_r x_m} \bar{\vartheta}_{rdR} \bar{f}_r \quad (4.37)$$

şekline gelir. (4.34), (4.35) ve (4.37) ifadeleri ile $\bar{f}_s = \bar{f}_r + \bar{n}$ ifadesi, (2.77) ve (2.78) de yerine konup düzenlendiğinde aşağıdaki denklem elde edilir.

$$\frac{d\bar{f}_r}{dt} = - \frac{1}{\sigma T_N} \left(\frac{r_s}{x_m} + \frac{r_r}{x_r} \right) \bar{f}_r - \frac{r_r}{\sigma x_r T_N} \bar{n} + \frac{r_r x_m}{\sigma x_m x_r \bar{\vartheta}_{rdR} T_N} \bar{v}_{sq} \quad (4.38)$$

(4.27)'deki moment denklemi (2.90)'daki hareket denklemi içine yazılıp düzenlenir ve (4.38)'deki ifade ile kullanılırsa asenkron makinanın, sabit akıda dolaylı vektör kontrolünün rotor akısına göre düzenlenmiş modeli elde edilebilir.

$$\frac{d\bar{f}_r}{dt} = -\frac{1}{\sigma T_N} \left(\frac{r_m}{x_m} + \frac{r_r}{x_r} \right) \bar{f}_r - \frac{r_r}{\sigma x_r T_N} \bar{n} + \frac{r_r x_m}{\sigma x_m x_r T_N \bar{\sigma}_{rdR}} \bar{v}_{sq} \quad (4.39)$$

$$\frac{d\bar{n}}{dt} = \frac{1}{T_h} \left(\frac{k_m \cdot \bar{\sigma}_{rdR}^2}{r_r} \cdot \bar{f}_r - \bar{m}_y \right) \quad (4.40)$$

$$C_1 = \frac{1}{T_N} \left(\frac{r_m}{x_m} + \frac{r_r}{x_r} \right), \quad C_2 = \frac{r_r}{\sigma x_r T_N}, \quad C_3 = \frac{x_r x_m}{\sigma x_m x_r T_N \bar{\sigma}_{rdR}} \quad (4.41)$$

$$C_4 = \frac{k_m \cdot \bar{\sigma}_{rdR}^2}{r_r \cdot T_h}, \quad C_5 = \frac{1}{T_h} \quad (4.42)$$

tanımları yapıлып (4.39) ve (4.40) denklemleri matris-
yel formda verilebilir.

$$\begin{pmatrix} \frac{d}{dt} \bar{f}_r \\ \frac{d}{dt} \bar{n} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -C_1 & -C_2 \\ C_4 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{f}_r \\ \bar{n} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} C_3 \\ 0 \end{pmatrix} \bar{v}_{sq} + \begin{pmatrix} 0 \\ -C_5 \end{pmatrix} \bar{m}_y \quad (4.43)$$

Elde edilen denklem takımı, rotor akısı, d-ekseni üzerinde sabit tutulabilirse tüm kontrol aralığı boyunca geçerlidir. Elde edilen yapı lineer, katsayıları sabit bir yapıdır. Böylece denklemler hem lineer hale gelmiş hem de sayısı azalarak basitleştirilmiştir. Bu sisteme kontrol kuralları uygulanacaktır. Daha önceden de bahsedildiği gibi klasik kontrol, bir giriş-bir çıkış ve başlangıç koşulları sıfır olan sistemlere uygulanmakta ve girişe verilen basamak ve rampa biçiminde işarete, sistemin cevabı olan yükselme ve yerleşme zamanı ile aşım incelenmektedir. Yine klasik kontrolde frekans cevabı olarak, faz payı ve bant genişliği de incelenebilmektedir. Elde edilen yapı basitleşmiş bile olsa, çok giriş ve çok çıkışlı bir sistemdir. Bu nedenle modern kontrol yöntemleri uygulanacaktır. Çok giriş ve çok çıkışlı, karmaşık yapıllı sistemlere ilişkin kontrol sentezlerinde, optimal kontrol yöntemleri kullanılabilir. Bu yöntemler mikroişlemci bazlı kontrolörler yardımı ile ucuz ve kolay bir şekilde uygulanabilirler.

4.2 ASENKRON MAKİNANIN OPTİMUM KONTROLU:

Optimum kontrol teorisinin amacı, kontrol edilen sistemin gerekli fiziksel sınırlamalar içinde bazı davranış ölçütlerini minimum veya maksimum yapmayı sağlayacak kontrol işaretlerini elde etmektir [58].

Bir optimal kontrol probleminin düzenlenmesinde,

- a) kontrol edilen sistemi tanımlayan bir matematik model
- b) fiziksel sınırlamaları gösteren ifadeler
- c) uygun bir davranış kriteri oluşturmak esastır.

a) Matematik model : Herhangibir kontrol probleminin en önemli aşaması sistemin modellenmesidir. Amaç, girişlere uygulanması muhtemel tüm işaretlere göre fiziksel sistemin davranışını veren en basit modeli elde etmektir. Bu işlem için makinanın d-q modeli oluşturulmuştur.

b) Fiziksel sınırlamalar : Matematik model belirlendikten sonra ikinci adım durum ve kontrol büyüklüklerindeki sınırlamaları tanımlamaktır.

c) Davranış ölçütü : Optimal kontrol probleminde amaç, sistemin x^* optimum yörüngesini takip ettirebilecek bir u^* optimum kontrol büyüklüğünü bulmaktır. Optimal yörüngenin izlenebilmesi, α amaç ölçütünü minimum yapacaktır. x^* 'a optimum yörünge, u^* 'a ise optimum kontrol adı verilir.

$$u^* = f[x(t),t] \quad (4.44)$$

ifadesinde $f[x(t),t]$ 'ye optimum kontrol kuralı denir.

Davranış ölçütü bazı fiziksel motivasyonları sağlamak üzere aşağıdaki biçimlerde seçilebilir: [58]

Minimum Zaman Problemi:

$$\alpha = \int_{t_0}^{t_f} dt = t_f - t_0 \quad (4.45)$$

Burada t_0 başlangıç, t_f ise varış zamanıdır.

Varış Kontrol Problemi:

$$\alpha = \sum_{i=1}^d [x_i(t_f) - r_i(t_f)]^2 \quad (4.46)$$

$r_i(t_f)$ durumların istenen son değerleri

$x_i(t_f)$ durumların gerçek son değerleri

d durum değişkeni sayısı

O_1 : ($d \times d$) boyutlu köşegenel ve kesin pozitif matris

Minimum Çaba Problemi:

$$\alpha = \int_{t_0}^{t_f} \left[\sum_{i=1}^k \beta_i |u_i(t)| \right] dt \quad (4.47)$$

$\beta_i \geq 0$ ağırlık faktörleridir.

u_i kontrol büyüklükleri

k kontrol büyüklükleri sayısı

Yörünge izleme Problemi:

$$\alpha = \int_{t_0}^{t_f} |x(t) - r(t)|^2 dt \quad (4.48)$$

$x(t)$, $r(t)$ 'yi $[t_0 - t_f]$ aralığında mümkün olduğu kadar yakın izlemelidir. Burada $O_2(dx dx)$ simetrik yarı kesin pozitif matristir.

Regülatör Problemi:

$r(t) = 0$ olan özel yörünge izleme problemidir.

Şimdiye kadar bahsedilen davranış ölçütleri bir sistemde tek başlarına veya birkaçı bir arada bulunabilirler.

Bir optimal kontrol problemi, bir fonksiyonel olan belirli bir amaç ölçütünü minimum yapacak, fonksiyonu elde etmektir. Fonksiyonel, bir fonksiyonu gerçel bir sayıya karşı düşürür. Fonksiyonun fonksiyonu olarak adlandırılır. Bir fonksiyonelin varyasyonu, fonksiyonun türevi ile aynı anlama gelmektedir. Seçilen bir amaç ölçütünü minimum yapmak için varyasyonu hesaplanıp sıfıra eşitlenmelidir [58].

Bu çalışmada, önce sistemin matematik modeli elde edilmiştir. Şimdi bu matematik modelden hareketle optimal kontrol kuralları elde edilecektir. (4.43) modelinde yer alan büyüklüklerden $\bar{V}_{eq}$, kontrol büyüklüğü; $\bar{f}_r$ ve $\bar{n}$ ise durumlardır. $\bar{m}_y$ bozucu olarak sisteme etki etmektedir. Bu model için gereken kısıtlamalar $\bar{f}_r$ ve $\bar{n}$ üzerinde olacaktır. $\bar{V}_{eq}$ ise $\bar{n}$ ve $\bar{m}_y$ ye bağlı olarak sınırlanacaktır.

Asenkron makinada asıl sınırlandırılması gereken büyüklükler faz akım büyüklükleridir. Bu nedenle modelde yer alan akım bileşenleri $\bar{i}_{eq}$ ve $\bar{i}_{ed}$ sınırlandırılmaktadır. (4.34) ifadesinden $\bar{g}_r = \bar{g}_{rdR} = st$ tutulacağından

$$\bar{i}_{ed} = \frac{\bar{Q}_{rdR}}{x_m} = \bar{i}_{edM} \quad (4.49)$$

olacak yani $\bar{i}_{ed}$ dolaylı olarak sınırlanacaktır. Geriye $\bar{i}_{eq}$ 'nin sınırlanması kalmaktadır. (4.22) ifadesini

$$\bar{i}_{eqM} = \frac{x_r \bar{Q}_{rdR}}{r_r x_m} \bar{f}_{rM} \quad (4.50)$$

biçiminde yazarsak

$$\bar{f}_r \leq \bar{f}_{rM} \quad (4.51)$$

sınırlanması ile $\bar{i}_{eq}$ 'nin sınırlanacağı görülür. Böylece $\bar{Q}_{rd}$ akısının $\bar{Q}_{rdR}$ değerinde sabit tutulması ve $\bar{f}_r$ nin de sınırlanması ile faz akımlarında sınırlı kalacaktır. Hız sınırlaması, verilen referans hızdeğeri $\bar{N}_R$ ile belirlenecektir.

$$-\bar{N}_R \leq \bar{n} \leq \bar{N}_R \quad (4.52)$$

Sınırlar ve model belirlendikten sonra amaca uygun bir amaç ölçütü seçilmiştir. Amaç ölçütünde, sistem durumlarının izlemesi gereken yörüngeler, fiziksel kısıtlamalar ve kaynak fonksiyonuna ilişkin ifadeler yer alabilir. Minimum zaman, minimum enerji harcaması, verilen yörüngeden minimum ayrılma ve sınırlamaları içerebilecek bir amaç ölçütü seçilebilir. Bütün büyüklüklerin amaç ölçütünde açık olarak yer alması ve yine (2.77)-(2.81) makina modelinin kullanılması ile istenenleri sağlayacak optimum kontrol büyüklükleri elde edi-

lebilir. Elde edilen optimum kurallarının gerçek zamanlı kontrole yönelik olması önemlidir. Aksi taktirde yapılan çalışma, daha çok simülasyona yönelik olacaktır. Örneğin, sistem verilen referans değerlere ilişkin olarak hep aynı yörüngeyi izleyecek ise, bu durumda amaç ölçütünün çok geniş olması nedeniyle oluşacak karmaşık ifadeler, bilgisayar ile önceden çözülür ve elde edilen optimum yörüngeler gerçek zamanda kontrolü gerçekleştirecek olan bilgisayarın belleğine yerleştirilir. Sistem kendisi için gerekli yörüngeye karar verip uygun yörüngeyi sağlayacak bilgileri bellekten okuyarak kontrol işaretlerini üretir. Fakat fiziksel sistemlerde genelde rastgele değişimler ve bozucular oluşur. Önceden kestirilemeyen bu durum nedeni ile bellekte saklanan yörüngeler izlenemez ve sistem optimum davranışta bulunamaz. Buna ilişkin çalışmalar [38], [43]'da yapılmış olup simülasyona yönelik çalışmalardır. Özellikle elektrik makinalarında bir bozucu olan yük momenti sisteme rastgele etkimektedir. Öyleyse amacımıza yönelik olarak belirlediğimiz amaç ölçütü hem istediklerimizi ve sınırlamaları içermeli ve hem de gerçek zamanlı kontrole yönelik çözümler verebilecek kadar basit yapılı olmalıdır. Tezde, gerçek zamanlı bir kontrol düşünüldüğünden bu söylenenlere özen gösterilmiştir.

Bir makinede genellikle, hız kontrolü söz konusudur. Makinanın verilen bir hız referans değerini fiziksel sınırlamaları aşmadan izlemesi istenir. Bütün bunları sağlayacak tek bir kontrol büyüklüğü ($\sqrt{v_{\omega q}}$) vardır. Bu büyüklük sistemi hem istenen referans hız değerine karşılık hızlı cevap verecek ve gerçek değerlerden az sapmayı sağlayacak özellikte seçilmiştir.

Bu koşulları sağlamak üzere aşağıdaki gibi bir amaç ölçütü seçilmiştir :

$$\alpha = \frac{1}{2} \cdot s_1 (\bar{n}(t_f) - \bar{N}_R) + \frac{1}{2} \cdot s_2 \int_{t_0}^{t_f} \left[\bar{V}_{eq}(t) - \frac{C_1}{C_3} \cdot \bar{f}_{rM} - \frac{C_2}{C_3} \cdot \bar{n}(t) \right]^2 dt \quad (4.53)$$

Burada s_1 ve s_2 ağırlık katsayılarıdır. Amaç ölçütündeki ifade iki kısımdan oluşmuştur.

$$\frac{1}{2} s_1 \cdot (\bar{n}(t_f) - \bar{N}_R) \quad (4.54)$$

$$\frac{1}{2} \cdot s_2 \int_{t_0}^{t_f} \left[\bar{V}_{eq}(t) - \frac{C_1}{C_3} \cdot \bar{f}_{rM} - \frac{C_2}{C_3} \cdot \bar{n}(t) \right]^2 dt \quad (4.55)$$

(4.54)' deki ifade hızın son değerinin verilen hız referansına eşit olmasını amaçlar.

(4.55)' deki ifade ise belirli bir t_0 başlangıç anından, varış anı t_f 'ye kadar geçerli olan yörüngeyi verir. Yörünge, hem bahsedilen fiziksel sınırlamaları gerçekleştirmekte hem de söz konusu $[t_0, t_f]$ aralığında $\bar{f}_r$ ve

dolayısıyla $\bar{I}_{eq}$ 'yu maksimum değerinde tutarak, amaçlanan hedefe minimum zamanda ulaşmayı sağlamaktadır. Böyle bir ifade kullanılmasıyla daha sonra da gösterileceği gibi, gerçek zamanlı kontrole yönelik basit bir algoritma elde edilecektir.

Şimdi (4.53)'deki amaç ölçütünü minimum yapacak optimal yörüngeleri sağlayan optimal kontrol kuralını elde edelim. Bunun için (4.43) de elde edilen model ve (4.53) deki amaç ölçütü gözönüne alınacaktır. Bu ifadelerden optimum kontrol işareti olarak $\bar{V}_{eq}$ bulunacaktır. Diğer kontrol büyüklüğü $\bar{V}_{ed}$ ise (4.29), (4.30), (4.35) ve (4.37) denklemleri ile aşağıdaki biçimde gözönüne alınacaktır.

$$\bar{f}_e = \bar{f}_r + \bar{n} \quad (4.56)$$

$$\bar{V}_{ed} = \frac{r_e}{x_m} \bar{g}_{ed} - \bar{f}_e \frac{\sigma x_e x_r \bar{g}_{rdR}}{r_r x_m} \bar{f}_r \quad (4.57)$$

Amaç ölçütünden hareketle yazılan Hamiltonian fonksiyonu

$$H = \frac{1}{2} s_2 \left[\bar{V}_{eq} - \frac{C_1}{C_3} \bar{f}_{rM} - \frac{C_2}{C_3} \bar{n} \right]^2 + \tau_1 (-C_1 \bar{f}_r - B \bar{n} + C_3 \bar{V}_{eq}) + \tau_2 (C_4 \bar{f}_r - C_5 \bar{m}_y) \quad (4.58)$$

şeklinde olup bu ifade de

H: Hamiltonion fonksiyonunu,

τ_1 ve τ_2 ise Lagrange çarpanlarını göstermektedir [58].

Elde edilen Hamiltonion fonksiyonundan

$$\frac{d\tau_1}{dt} = - \frac{\delta H}{\delta \bar{f}_r} = \tau_1 \cdot C_1 - \tau_2 \cdot C_4 \quad (4.59)$$

$$\frac{d\tau_2}{dt} = - \frac{\delta H}{\delta \bar{n}} = \frac{C_2}{C_3} s_2 [\bar{v}_{sq} - \frac{C_1}{C_3} \bar{f}_{rm} - \frac{C_2}{C_3} \bar{n}] + \tau_1 \cdot C_2 \quad (4.60)$$

$$\frac{\delta H}{\delta \bar{v}_{sq}} = s_2 [\bar{v}_{sq} - \frac{C_1}{C_3} \bar{f}_{rm} - \frac{C_2}{C_3} \bar{n}] + \tau_1 \cdot C_3 = 0 \quad (4.61)$$

bağıntıları elde edilir. (4.61) denklemi düzenlenerek

$$\bar{v}_{sq} = \frac{C_1}{C_3} \bar{f}_{rm} + \frac{C_2}{C_3} \bar{n} - \tau_1 \frac{C_3}{s_2} \quad (4.62)$$

biçimine sokulabilir. (4.62) ifadesi (4.60)'da yerine konarak

$$\frac{d\tau_2}{dt} = 0 \longrightarrow \tau_2(t) = st \quad (4.63)$$

olduğu görülür. Öte yandan sınır koşullarından [54]

$$\tau_1(t_f) = 0 \quad (4.64)$$

$$\tau_2(t_f) = s_1 (\bar{n}(t_f) - \bar{N}_R) \quad (4.65)$$

olacaktır. $\bar{n}(t_f) \approx \bar{N}_R$ varsayımı ile bir basitleştirme yapılırsa

$$\tau_2(t_f) = 0 \longrightarrow \tau_2(t) = 0 \quad (4.66)$$

çıkar ve bu değer (4.59)'da yerine konarak

$$\frac{d\tau_1}{dt} = C_1 \cdot \tau_1 \quad (4.67)$$

elde edilir. τ_1 'in t_f anındaki son koşulunu göz önüne alarak

$$\tau_1(t) = \tau_1(t_f) e^{C_1(t-t_f)} \quad (4.68)$$

bulunur. Buradan (4.64) ve (4.66) yardımı ile

$$\tau_1(t) = 0 \quad (4.69)$$

çıkacağı görülür. Bu değer (4.62)'de yerine konursa

$$\bar{V}_{eq} = \frac{C_1}{C_3} \bar{f}_{rm} + \frac{C_2}{C_3} \bar{n} \quad (4.70)$$

optimum değeri elde edilir. Bu optimum $\bar{v}_{sa}$ 'ya göre (4.43) ile verilen durum değişkenleri $\bar{f}_r$ ve $\bar{n}$ optimum yörüngeler çizerler. Diğer kontrol büyüklükleri $\bar{f}_s$ ve $\bar{v}_{sd}$ ise (4.56) ve (4.57) denklemlerinden, bu optimal durum değişkenleri yardımı ile bulunabilir. Elde edilen optimal matematiksel model oldukça basit olup, gerçek zamanda kontrole uygundur. Doğruluğu simülasyon ile araştırılmış ve istenen sonuçlar alınmıştır. Modelin elde edilmesinde bir takım basitleştirmeler yapılmıştır. Bunların en önemlisi akının geçici rejimde de sabit kabul edilmesidir. Daha öncede bahsedildiği gibi akının $t=0$ anından itibaren sabit olmayacağı açıktır. Çözümü optimum yörüngelerden uzaklaştıran bu sakınca durum geribeslemeleri ve aşırı uyarma ile akıyı kısa zamanda sabit değerine oturtarak giderilmiştir.

Buradan görüldüğü gibi, bu yapılan yaklaşıklık kontrol işlevine büyük kolaylık sağlamakta ve ayrıca durum geri beslemeleri ile telafi edilebilmektedir. Üstelik akı bir kere sabit değerine ulaştıktan sonra oluşabilecek diğer geçici olaylar, ani yük değişimi, basamak biçimindeki referans hız değişimi, hatta hızın yön değiştirmesi gibi olaylarda akının sabit değerinden çok az sapması, elde edilen kontrol algoritmasının sistem için ne kadar kullanışlı olduğunu göstermiştir. Böyle azımsanmayacak avantajları yanında yapılan ihmallerin sistemin istenen değere ulaşmasında fazla etkin olmadığı, ancak akının başlangıçtan itibaren sabit olmaması nedeni ile istenen maksimum momentin hemen oluşmadığı ve böylece hedefe minimum zamanda ulaşmanın bir miktar geciktiği gözlenmiştir. Akım sınırlaması, akımdan herhangi bir geribesleme alınmadan sağlanmıştır. Gerçekten de alınan simülasyon sonuçları da bunu göstermiştir.

Şimdi hem kontrol büyüklüklerinin sınır değerlerinin elde edilmesi, hem de daha önce sözü edilen durum geri-beslemesi ele alınacaktır. $\bar{V}_{sd}$ ' nun sınır değeri sürekli rejimde söz konusudur. Dolayısı ile $\bar{n}=\bar{N}_R$ ve (4.27) ifadesinde $\bar{m}_e=\bar{m}_y$ alarak bulunan

$$\bar{f}_r = \frac{r_r}{k_m \cdot \bar{\sigma}_{rdR}^2} \bar{m}_y \quad (4.71)$$

f_{rM} olarak (4.70) denkleminde yerine konursa bu sınır değeri

$$V_{sqe} = \frac{C_1}{C_3} \cdot \frac{r_r}{k_m \cdot \bar{\sigma}_{rdR}} \cdot m_{yh} + \frac{C_2}{C_3} \cdot N_R \quad (4.72)$$

Şeklinde bulunur. Burada

$\bar{m}_{yh}$ (doğrudan ölçülemediği için) hesaplanan yük momenti, $\bar{N}_R$ referans hız değeridir.

Şimdi $\bar{V}_{sd}$ kontrol büyüklüğünü ele alalım. Akıyı minimum zamanda istenen değerine çıkartabilmek için (4.57) denklemi ile verilen akı ile aynı eksenide olan gerilim bileşeni $\bar{V}_{sd}$ ' ye akı ile orantılı bir büyüklük eklenecek olursa

$$\bar{V}_{sdR} = \bar{V}_{sd} + k_1 \cdot (\bar{\sigma}_{rdR} - \bar{\sigma}_{rdh}) \quad (4.73)$$

biçiminde verilebilir. Burada $k_1 > 0$ herhangi bir sabit olup, fiziksel sınırlamaları etkilediğinden birden küçük seçilmelidir. Değeri simülasyon ile belirlenmiştir. $\bar{\sigma}_{rdh}$, $\bar{\sigma}_{rd}$ ' nin ölçümlerden yararlanılarak hesaplanan değeridir.

Ayrıca akının, d-ekseni üzerinde kalmasını sağlayabilmek amacı ile $\bar{E}_{rq} = 0$ yapılmalıdır. Bu ise kendi eksenindeki $\bar{V}_{sq}$ ' ya uygulanacak durum geribeslemesi ile, yani

$$\bar{V}_{sqr} = \bar{V}_{sq} + k_2 \cdot (0 - \bar{E}_{rqh}) \quad (4.74)$$

eşitliği kullanılarak hızlı bir şekilde sağlanabilir. Yukarıdaki ifadede k_2 sabit bir değer olup $0 < k_2 < 1$ seçilmelidir.

$\bar{E}_{rqh}$, $\bar{E}_{rq}$ ' nun ölçülebilen değerler yardımı ile hesaplanan değeridir.

Bu iki durum geribeslemesiyle akı mümkün olan en kısa sürede son değerine ulaşabilir ve böylece sistemin istenilen optimum yörüngelerini izlemesi sağlanabilir. Ayrıca bu durum geribeslemelerinin parametrelerde oluşabilecek sınırlı değişimleri sezerek kompanze ettiği de yine simülasyon sonuçlarında gözlenmiştir. Makinanın kontrol büyüklükleri olarak kullanılan $\bar{V}_{sr}$ ve $\bar{f}_{sr}$ 'nin elde edilmesinde $\bar{V}_{sqr}$, $\bar{V}_{sdr}$ ve $\bar{f}_s$ 'den yararlanılmıştır. Bu amaçla $\bar{V}_{sdr}$ ve $\bar{V}_{sqr}$ 'den hareketle

$$\bar{V}_{sr} = \frac{\sqrt{\bar{V}_{sqr}^2 + \bar{V}_{sdr}^2}}{2} \quad (4.75)$$

elde edilmiştir.

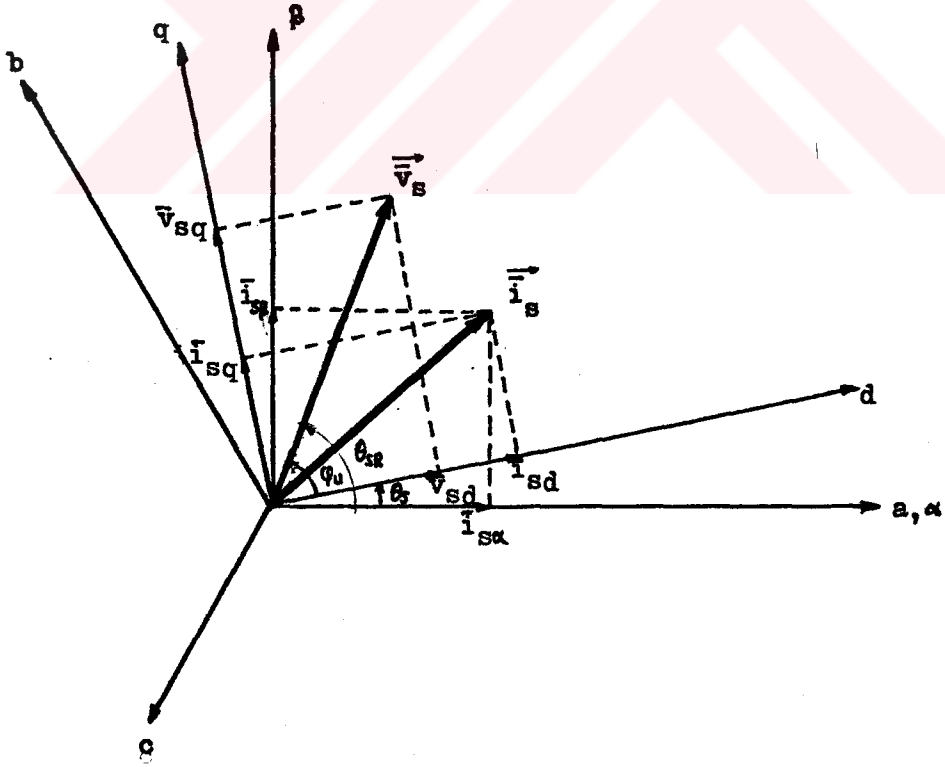
Şekil 4-3 teki vektör diyagramından da görüldüğü gibi rotor akısının frekansı olan $\bar{f}_s$ ile gerilimin frekansı olan $\bar{f}_{sr}$ arasında θ_u kadar faz farkı vardır. Sisteme uygulanacak $\bar{f}_{sr}$ frekansı aşağıdaki biçimde elde edilebilir.

$$\bar{f}_{sR} = \bar{f}_s + T_N \cdot \frac{d\theta_L}{dt} \quad (4.76)$$

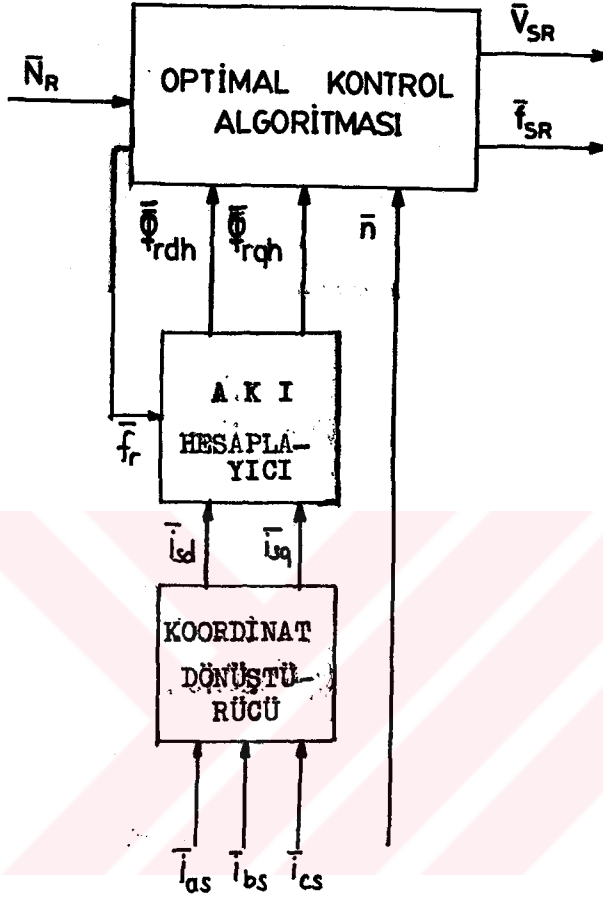
θ_L ise yine vektör diyagramından aşağıdaki biçimde tanımlanabilir.

$$\theta_L = \arctan \left(\frac{\bar{V}_{sqR}}{\bar{V}_{sdR}} \right) \quad (4.77)$$

Böylece elde edilen $\bar{V}_{sR}$ ve $\bar{f}_{sR}$ sürücüye uygulanan gerçek referans değerleridir. Geliştirilen optimum kontrol algoritması sonucunda, belli bir $\bar{N}_R$ hız referansı için, istenilen özellikleri sağlayan $\bar{V}_{sR}$ ve $\bar{f}_{sR}$ oluşturulmuştur.



Şekil 4-3 Vektör diyagramı



Şekil 4-4 Optimal kontrol algoritması, giriş $\bar{N}_R$, $\bar{\Phi}_{rdh}$, $\bar{\Phi}_{rqh}$, $\bar{n}$, çıkış $\bar{V}_{SR}$ ve $\bar{I}_{SR}$

Algoritmada kullanılan $\bar{\Phi}_{rdh}$, $\bar{\Phi}_{rqh}$, $\bar{m}_n$ değerleri geribeslemeden elde edilen büyüklükler yardımı ile hesaplanır. Hesaplama için makina faz akımları ve hızı kullanılır. $\bar{\Phi}_{rdh}$ ve $\bar{\Phi}_{rqh}$ 'nin oluşturulması için öncelikle $\bar{I}_{as}$, $\bar{I}_{bs}$, $\bar{I}_{cs}$ gerçek motor akımları alınarak koordinat dönüşümü ile d- q bileşenlerindeki akımlarına geçilir.

Bunun için önce vektör diyagramından görüldüğü gibi,

$$\bar{i}_{\alpha\alpha} = \bar{i}_{as} \quad (4.78)$$

$$\bar{i}_{\alpha\alpha} = \frac{1}{\sqrt{3}} (\bar{i}_{bs} - \bar{i}_{cs}) \quad (4.79)$$

denklemleri ile gerçek faz akımlarının $(\alpha-\beta)$ bileşenleri bulunur. Buradan vektör diyagramı yardımı ile θ_s açısı kullanılarak d-q eksen takımına geçilir.

$$\bar{i}_{sdq} = \bar{i}_{\alpha\alpha} \cos\theta_s + \bar{i}_{\beta\beta} \sin\theta_s \quad (4.80)$$

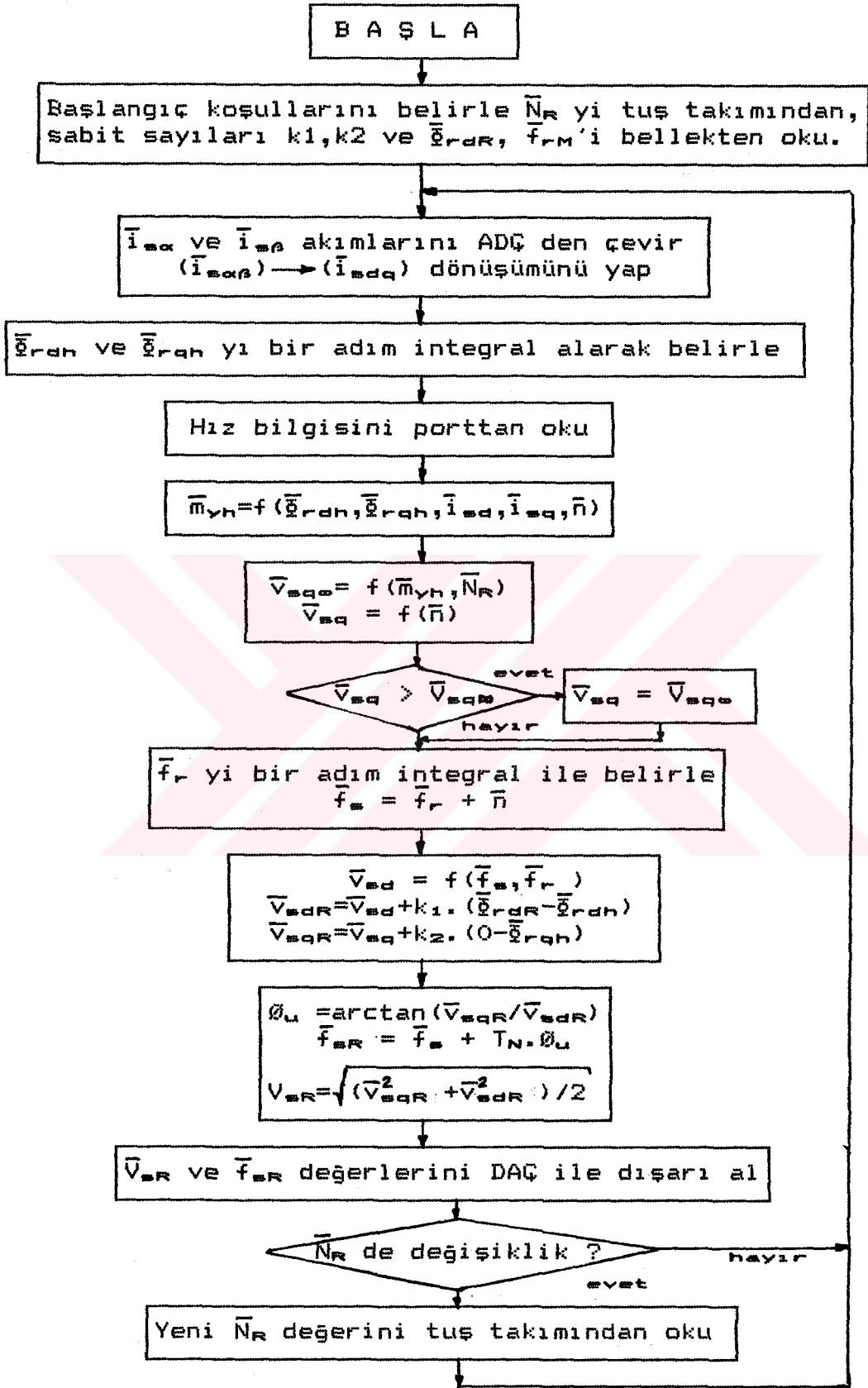
$$\bar{i}_{sqd} = -\bar{i}_{\alpha\alpha} \sin\theta_s + \bar{i}_{\beta\beta} \cos\theta_s \quad (4.81)$$

elde edilen bu akımlar ve gerçek hız geribeslemesi yardımı ile algoritmada gerekli $\bar{\phi}_{rdh}$, $\bar{\phi}_{rqh}$ ve $\bar{m}_{yh}$

$$\frac{d\bar{\phi}_{rdh}}{dt} = -\frac{r_r}{x_r T_N} \bar{\phi}_{rdh} + \frac{x_m \cdot r_r}{x_r \cdot T_N} \bar{i}_{sdq} + \frac{1}{T_N} \bar{f}_r \cdot \bar{\phi}_{rqh} \quad (4.82)$$

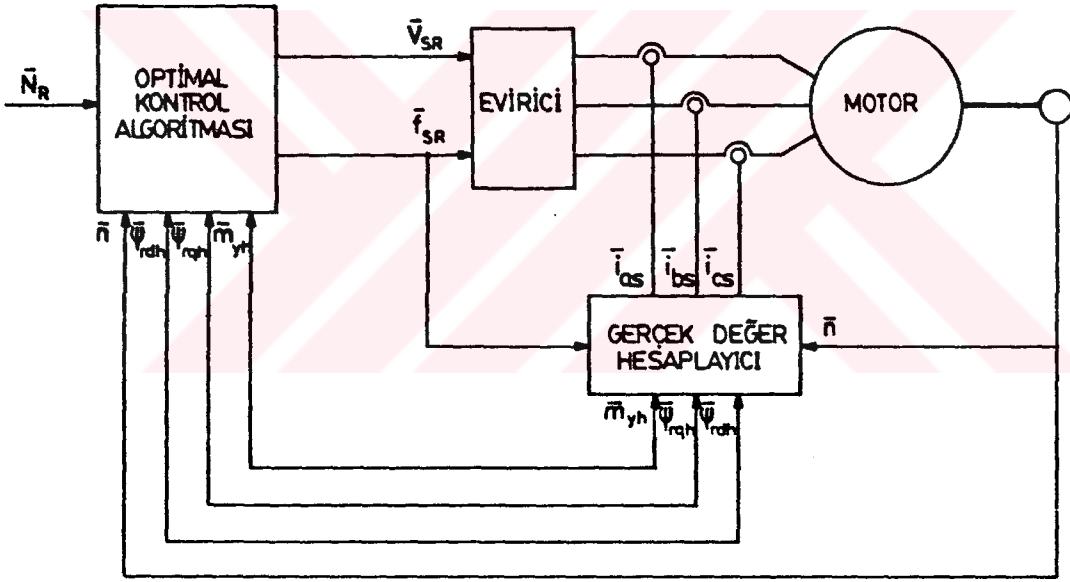
$$\frac{d\bar{\phi}_{rqh}}{dt} = -\frac{r_r}{x_r T_N} \bar{\phi}_{rqh} + \frac{x_m \cdot r_r}{x_r \cdot T_N} \bar{i}_{sqd} - \frac{1}{T_N} \bar{f}_r \cdot \bar{\phi}_{rdh} \quad (4.83)$$

$$\bar{m}_{yh} = k_m \cdot \frac{x_m}{x_r} (\bar{\phi}_{rdh} \cdot \bar{i}_{sqd} - \bar{\phi}_{rqh} \cdot \bar{i}_{sdq}) - T_h \cdot \frac{d\bar{n}}{dt} \quad (4.84)$$



Şekil 4-5 Optimum Kontrol Algoritması

denklemlerinden hesaplanır. (4.82), (4.83) ve (4.84) ifadeleri d-q ekseninde (2.104)–(2.108) ile verilen makina modeli yardımı ile elde edilmiştir. $\bar{n}$, $\bar{m}_{yh}$, $\bar{\omega}_{rgh}$ ve $\bar{\omega}_{rdh}$ optimal kontrol algoritmasında gerekli büyüklüklerdir. Hız, motor gerçek değeri olup, diğerleri hesaplanarak elde edilmişlerdir. Algoritmada durum değişkenlerinin başlangıç koşulları sıfır alınmaktadır. Elde edilen optimal kontrol algoritması ve hesaplama devrelerine ilişkin genel yapı şekil 4-6'da verilmiştir.



Şekil 4-6 Elde edilen optimal kontrol algoritması ve gerçek değer hesaplama ile ilişkin genel model

Gerek elde edilen optimal kontrol algoritması, gerekse gerçek değer hesaplama işlemi mikrobilgisayar tarafından gerçekleştirilmiştir. Elde edilen kontrol algoritması ve tüm sistemin genel blok şeması şekil 4-7'de verilmiştir. Elde edilen algoritma parametreleri önceden belirlenmiş bir asenkron motora uygulanmıştır. Motorun nominal değerleri ve parametreleri aşağıdaki gibidir.

$P_{mek} = 3 \text{ kW}$	$N_{ON} = 1500 \text{ dev/dak}$
$V_{en} = 220 \text{ V}$	$M_{en} = 20 \text{ N.m}$
$I_{en} = 6.7 \text{ A}$	$J = 0.0118 \text{ kgm}^2$
$N_n = 1430 \text{ dev/dak}$	$T_n = 0.0925 \text{ s}$
$R_s = 1.45 \text{ } \Omega$	$X_{ms} = 3 \text{ } \Omega$
$R_r = 1.93 \text{ } \Omega$	$X_{rr} = 3.8 \text{ } \Omega$
$X_m = 59 \text{ } \Omega$	$k_m = 1.32$
$\sigma = 0.105$	$f_{eN} = 50 \text{ Hz}$

Geliştirilen matematiksel model yardımı ile simüle edilen motorda referans değerler olarak

$$\begin{aligned} \bar{f}_{rm} &= 0.06, & \bar{\bar{q}}_{rdR} &= 0.8 \\ k_1 &= 0.15, & k_2 &= 0.5 \end{aligned}$$

seçilmiştir. k_1 ve k_2 katsayıları, sınırlamalar ve akının son değerine çabuk oturması arasında her ikisini de uygun olarak sağlayacak değerler olarak bulunmuştur.

$\bar{f}_{rm} = 0.06 = S_d$ (devrilme kayması) olarak seçilmiştir.

Yine de $\bar{\bar{q}}_{rdR}$ için çeşitli değerler seçmek mümkündür.

$\bar{\bar{q}}_{rdmin} < \bar{\bar{q}}_{rdR} < 1$ Elde edilen algoritmaya ilaveten yapılan akı geribeslemesinden amaç, akının son değerine çabuk oturmasını sağlamaktır. Geribeslemeler yardımı ile akı, son durumuna sınırlamalar elverdiği ölçüde çabuk oturmuştur. Ayrıca durum geribeslemesi sayesinde parametrelerde olabilecek küçük değişimlerin

Şekil 4-8 sistemin boşa yol aldıktan sonra $t=300$ ms'de ani olarak yüklenmesine ilişkindir. Simülasyon sonucu olarak verilen eğrilerde faz akımı $\bar{i}_{as}$, faz gerilimi $\bar{v}_{as}$ gerilimin tepe değeri $\bar{v}_{am}$, uygulanan frekans $\bar{f}_s$, sabit tutulmak istenen $\bar{q}_{rd}$ akısı ile sıfır yapılmak istenen $\bar{q}_{rq}$ akısı, stator akım d-q bileşenleri $\bar{i}_{sd}$, $\bar{i}_{sq}$ ' nun değişimleri verilmiştir. Dikkat edilirse, $\bar{i}_{sq}$ ' nün $\bar{m}_e$ ile orantılı olduğu görülebilir ve son olarak moment ve hız $\bar{m}_e$, $\bar{n}$ gösterilmiştir. Bu eğride akımın tepe değeri $\bar{I}_{sm} \approx 1.33$ olmuştur. Akı istenen son değerine yaklaşık 100 ms'de oturmuştur. $t \approx 300$ ms'de $\bar{m}_y = 1$ yükü ile makinanın ani yüklenmesi durumunda istenen sabit değerindeki akının çok az değiştiği simülasyon sonucu eğrilerde görülmektedir. Bu sırada moment bileşeni olan akım ani olarak artmakta, akı bileşeni olan akım $\bar{i}_{sd}$ ise yaklaşık sabit kalmaktadır. $t=600$ ms'de ani olarak yük kaldırılmıştır. ($\bar{m}_y = 0$) Bu durumda oluşacak hız yükselmesi momentin ve ona ilişkin akım bileşeninin negatife geçmesi ile dengelenmiştir. Yine akı ve onun bileşeni olan akımda değişim çok azdır. Yaklaşık % 0.5 kadardır.

Şekil 4-9' da sistem $\bar{m}_y = 1$ yükü ile yüklü durumda 0 başlangıç anından $\bar{N}_R$ hızına kadar olan süre içinde $\bar{i}_{as}$, $\bar{v}_{as}$, $\bar{v}_{mak}$, $\bar{f}_s$, $\bar{m}_e$, $\bar{n}$, $\bar{i}_{sq}$, $\bar{i}_{sd}$, $\bar{q}_{rd}$, $\bar{q}_{rq}$ ' nün zamana göre değişimleri görülmektedir. Akımın tepe değeri yine $\bar{I}_{sm} = 1.33$ dür. Akı son değerine yine yaklaşık 100ms'de oturmuştur. Hızın son değerine oturması ise yaklaşık 580 ms' dir. Moment, sınırlanan değere kadar yükselmiş ve orada sabit kalmıştır. Bu ise sistemin konulan sınırlamalar altında minimum zamanda sürekli rejime oturduğunu göstermektedir. Şekil 4-8'da görüldüğü gibi akım, gerek yük değişimleri gerekse şekil 4-9'daki

gibi nominal yükü ile kalkış durumlarda sınırlanan değerinin üzerine çıkmamıştır. Akı ise son değerine bir kere oturduktan sonra değişmemektedir. Bu andan itibaren artık sincap kafesli asenkron makina sabit uyarmalı bir doğru akım makinası gibi kontrol edilmektedir.

Şekil 4-10'da sistem boşa yol almakta, ($\bar{N}_R = 1$) t ≈ 307 ms'de $\bar{N}_R = -1$ yapılarak makinanın ters yönde boştaki nominal hızı ile dönmesi istenmiştir. $\bar{i}_{as}$, $\bar{v}_{as}$, $\bar{v}_{mak}$, $\bar{f}_s$, $\bar{i}_{qs}$, $\bar{i}_{ds}$, $\bar{\theta}_{rd}$, $\bar{\theta}_{rq}$, $\bar{m}_e$, $\bar{n}$ eğrileri söz konusu değişimler için istenmiştir. Yine akı ≈ 100 ms'de son değerine oturmakta ve bu andan sonra oluşan tüm geçici rejimlerde de yaklaşık sabit kalmaktadır. Bu da makinanın, yukarıda da belirtildiği gibi, 100 ms'den sonra sabit uyarmalı d.a. makinası gibi davrandığını göstermektedir. Yine gelen yön değişikliği komutu ile moment ve dolayısıyla ona ait akım bileşeni yön değiştirirken akı ve ona ait akım bileşeni yaklaşık sabit kalmıştır.

Şekil 4-11, 4-12 ve 4-13 ise makina parametrelerinde oluşabilecek küçük değişimlerde optimal kontrol algoritması ve durum geri beslemesinin nasıl davrandığını göstermektedir.

Şekil 4-11 doyma etkisi incelenmiş ve endüktans parametrelerinde oluşabilecek azalma nedeni ile optimum yörüngelerden ne kadar saptığı gözlenmiştir.

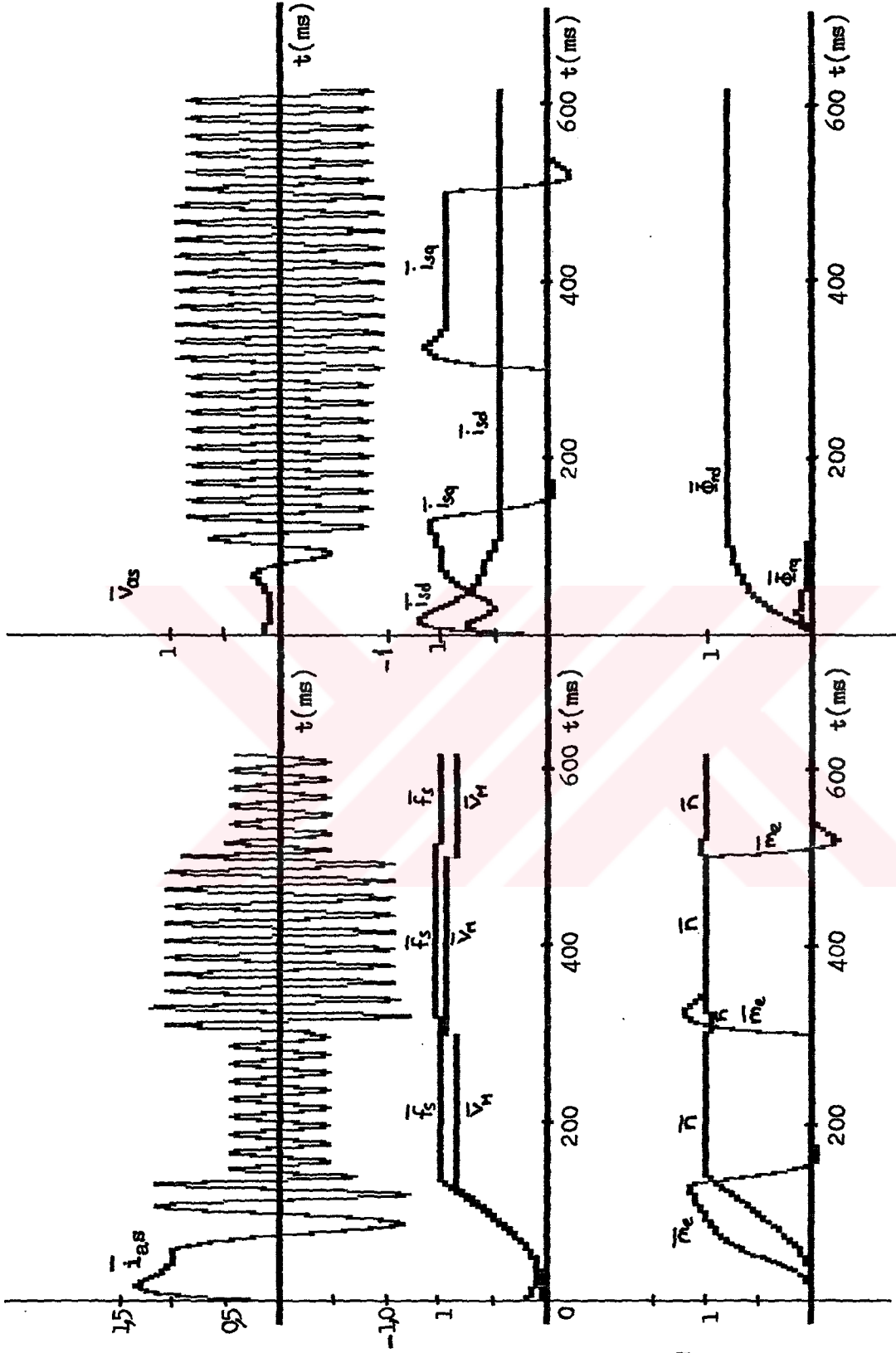
$X_s = 58.8\Omega (62\Omega)$, $X_r = 59.5\Omega (62.8\Omega)$, $X_m = 56\Omega (59\Omega)$ olup, diğer parametreler, sınırlar ve referans değerler değişmemiştir. burada azalan reaktanslar nedeni ile akım tepe değeri artmakta, akı istenen değerine ≈ 130 ms'de oturmaktadır. Kontrol edilen değerler referans değerlerle tam olarak oturmuştur.

Şekil 4-12'de ise rotor direncinde oluşacak deri olayı incelenmiştir $R_r = 3\Omega$ (1.45Ω). Verilen değişim oldukça büyüktür. Bu da akımın tepe değerinin düşmesine $\bar{I}_m = 0.924$, akımın ve hızın geç oturmasına neden olmuştur. Yine sistemin referans değerine oturduğu gözlenmiştir. Bu simülasyon $\bar{m}_y=0$ alınmış ve $\bar{m}_y=1$ durumunda sistemin gerekli kalkış momentini üretemediği gözlenmiştir.

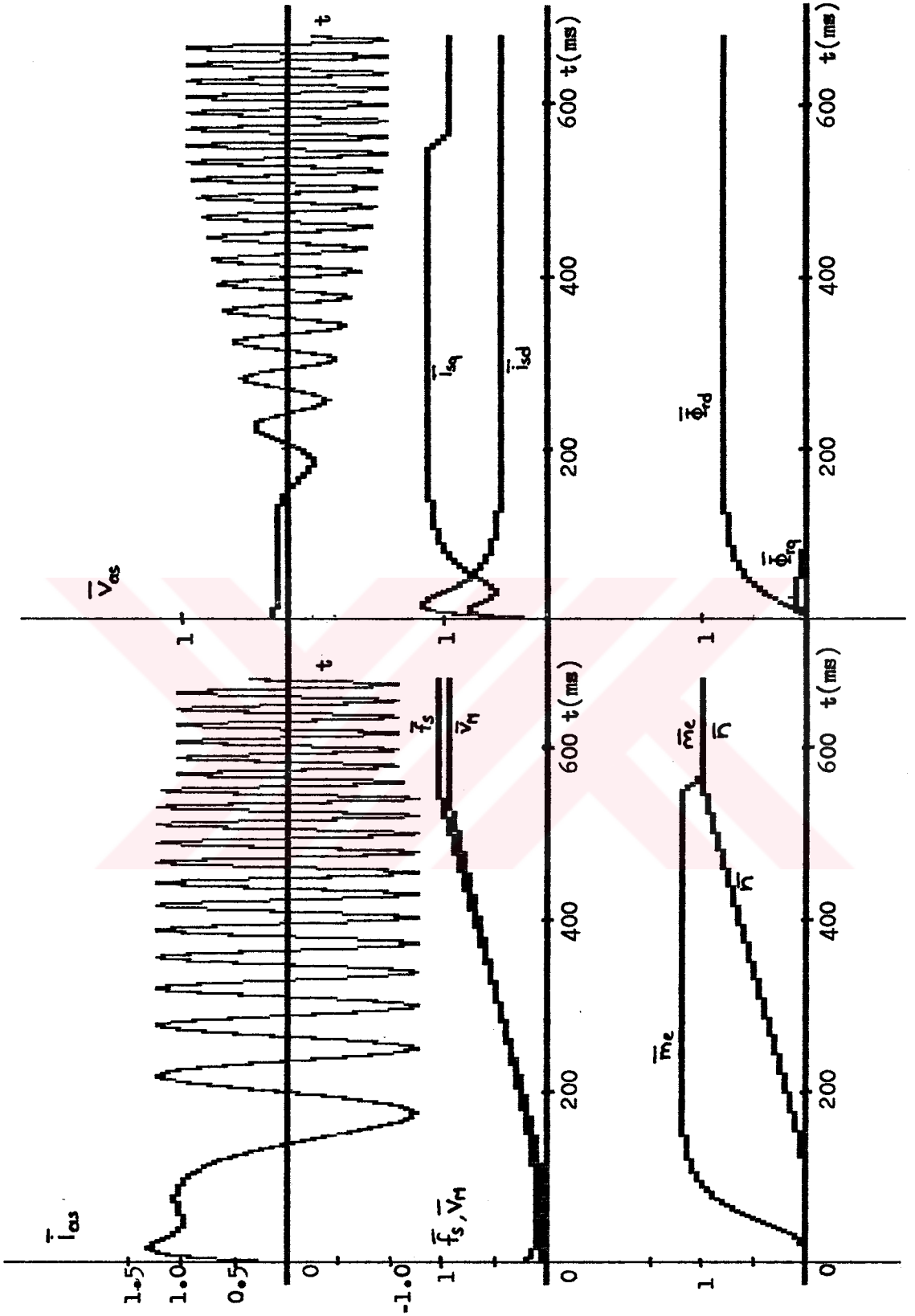
Şekil 4-13, makinanın eylemsizliği yaklaşık 2 kat daha arttırılmıştır. $T_n = 0.2s$ ($0.0925s$) Bu durumda akı $\approx 130ms$ 'de son durumuna oturmakta, hız ise $\approx 250ms$ 'de son durumuna ulaşmaktadır. Yine durumlar verilen referans değerlere sürekli rejimde ulaşmışlardır.

Şekil 4-14' de durum geribeslemesi olmama durumu gösterilmiştir.

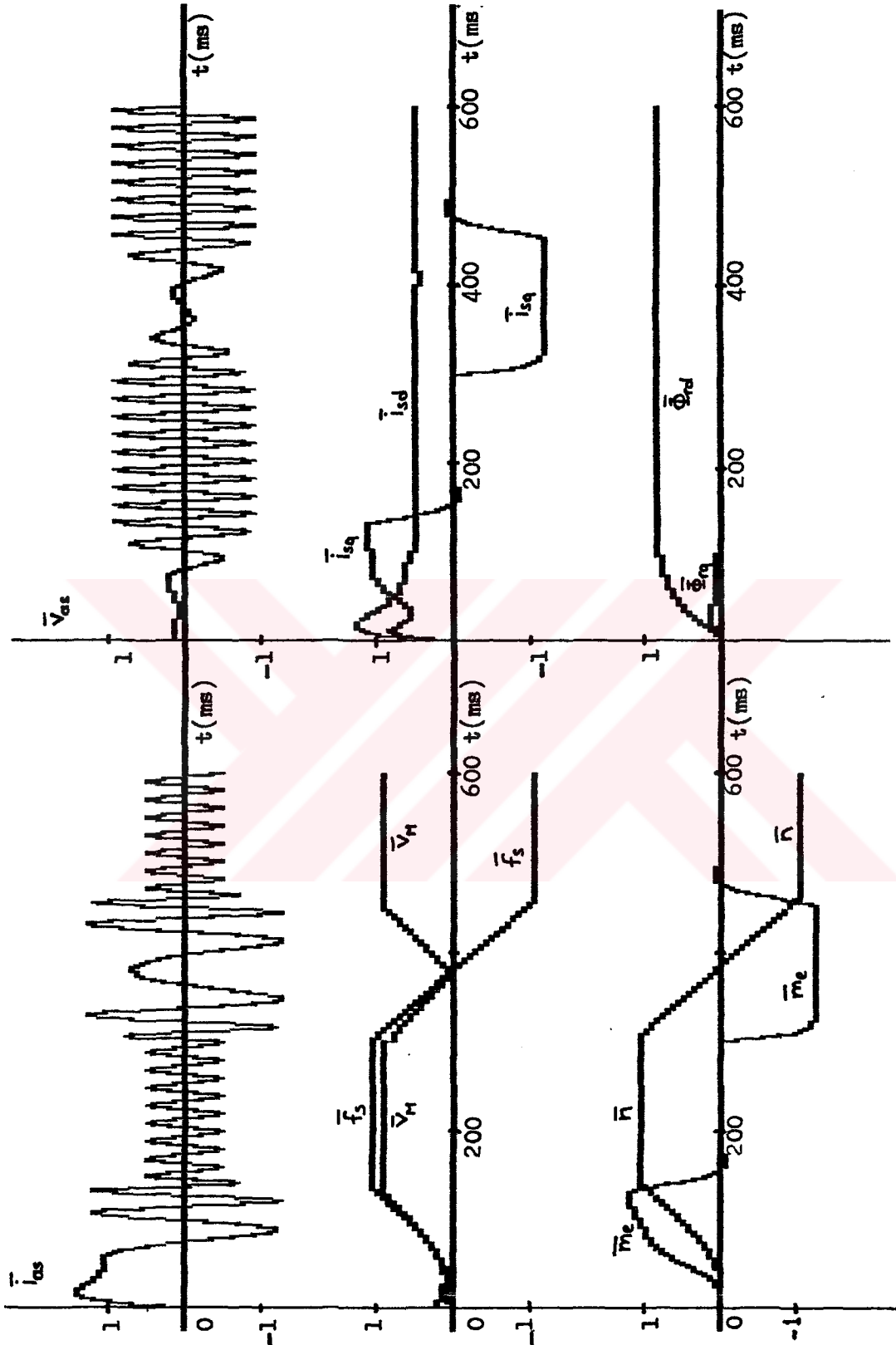
Şekillerden de görüldüğü gibi olası parametre değişimlerine sistem kendisini bir dereceye kadar kompanze edilmektedir. Yine de sistemde oluşabilecek tüm kötü durumlar ve basamak değişimlere karşı sistem kendini elde edilen optimal kontrol algoritmasına uyarlamaktadır. Şekil 4-12'de bahsedilen tüm parametre değişimlerinin bir arada oluşması durumunda makina nominal yükü ile yüklü durumda kalkış yapamamaktadır. Simülasyon sonucu yapılan değişimlerden daha büyük değişimler oluşabilir. Ayrıca buna ilaveten parametrelerin belirlenmesinde de hatalar yapılabilir. Bütün bu parametre farklılıkları gözönüne alındığında sistemin istenen optimum yörüngeyi izleyebilmesi için ilave bir kontrol kuralı daha geliştirilmelidir. Bu kural yardımı ile sistem optimum yörüngeyi, izlemek üzere kendini optimal matematiksel modele uyarlamaya çalışır. Bu işlevi sağlayacak adaptif kontrol kuralları geliştirilmiştir.



Sekil 4-8 Verilen parametrelerle $\bar{N}_R=1$,
 $0 < t < 300$ ms $\bar{m}_v=0$, $300 < t < 600$ ms $\bar{m}_v=1$, $t > 600$ ms $\bar{m}_v=0$

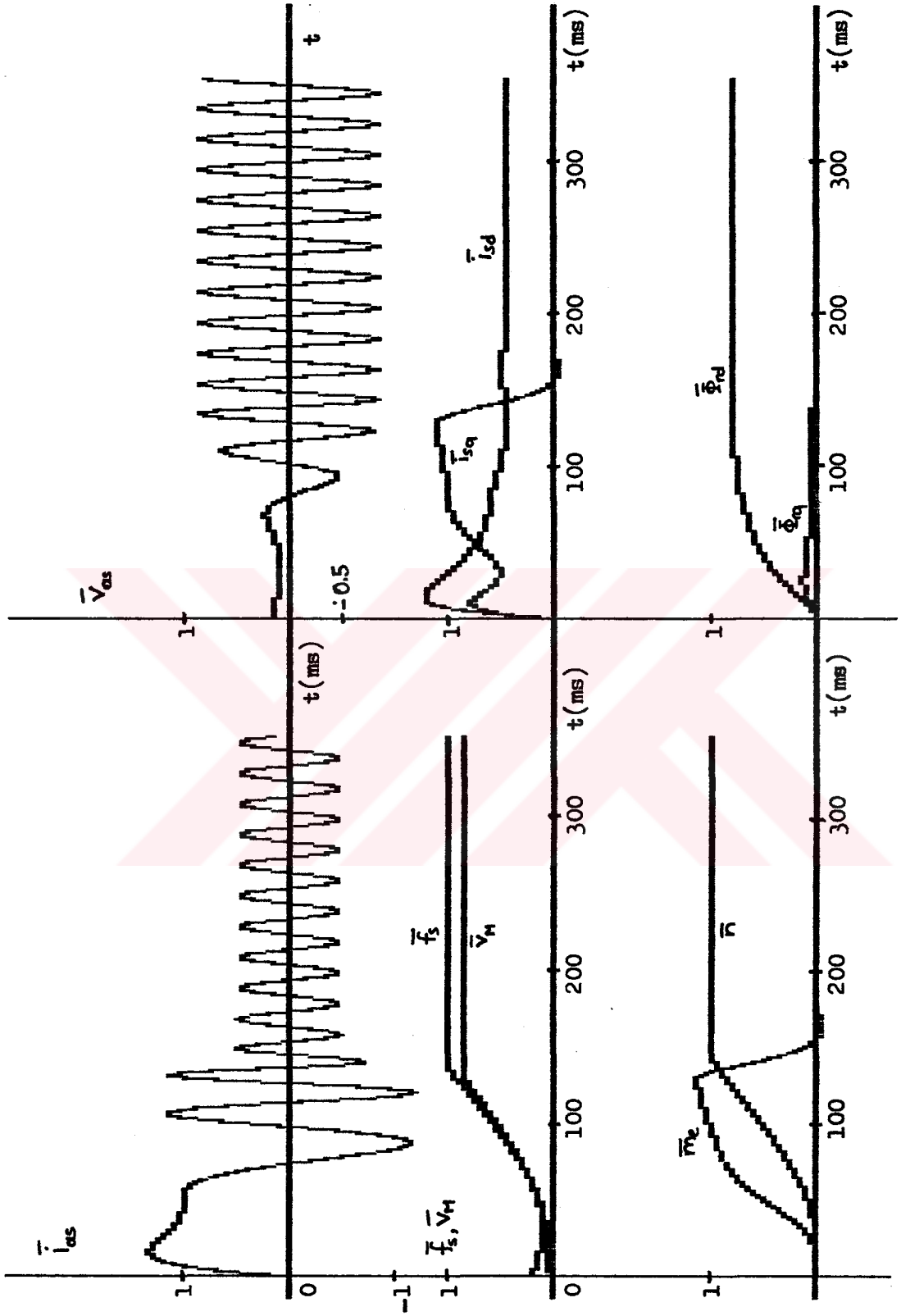


Şekil 4-9 $\bar{N}_R=1$, $\bar{m}_Y=1$ durumunda değişim

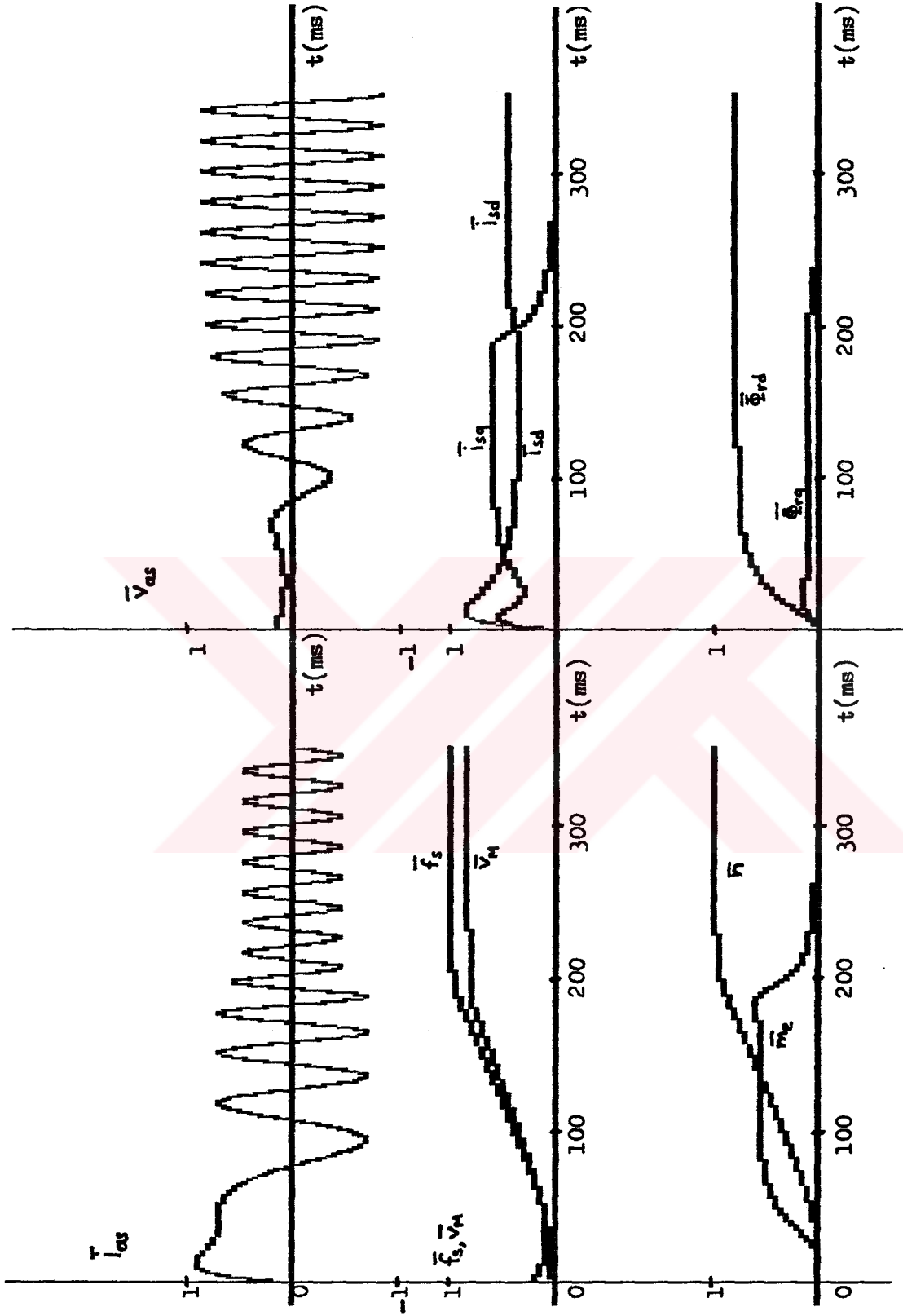


Şekil 4-10 $m_v=0$ $0 < t < 300$ ms $N_R=1$, $t > 300$ ms $N_R=-1$

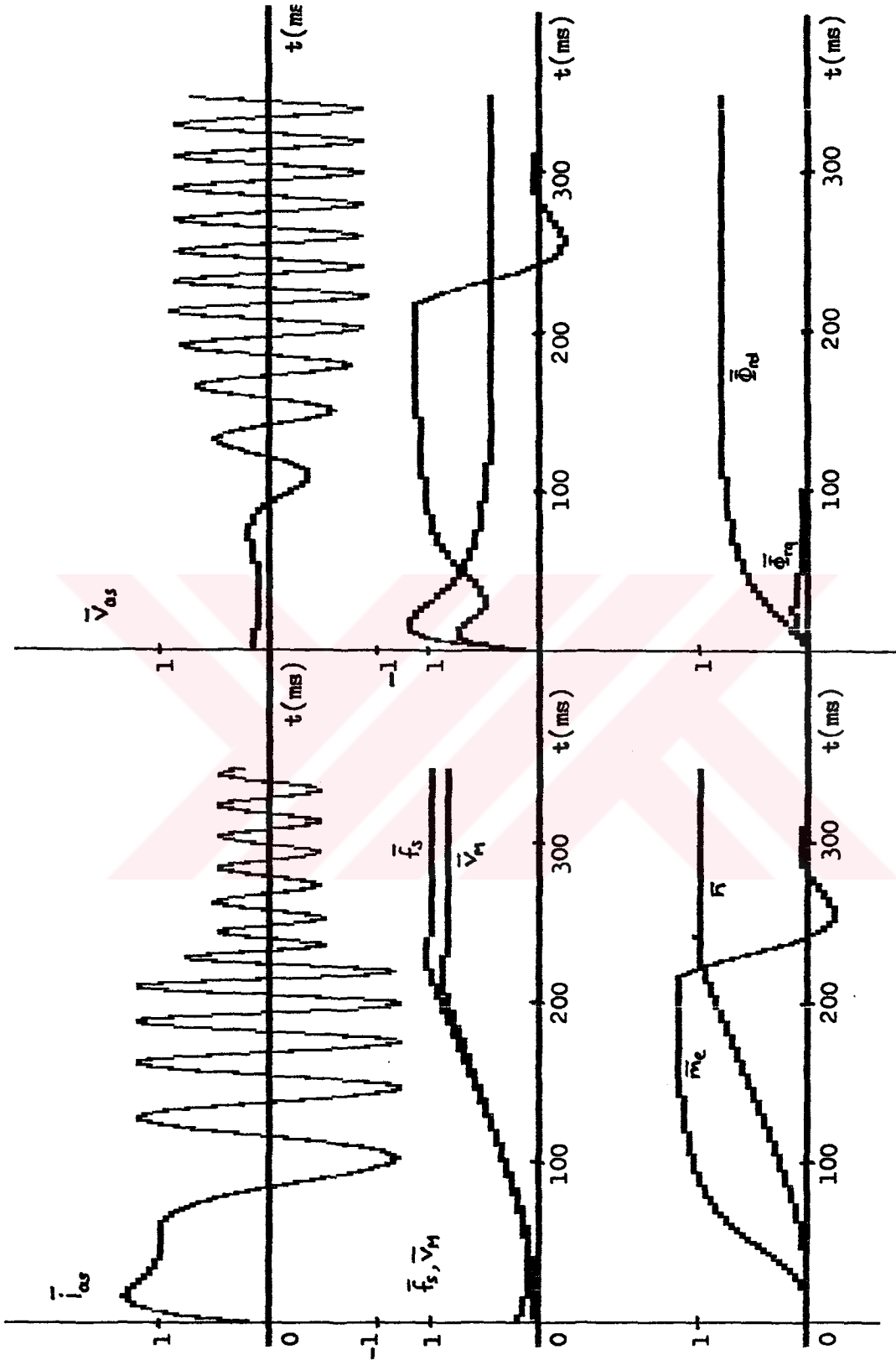
Yön değiştirme



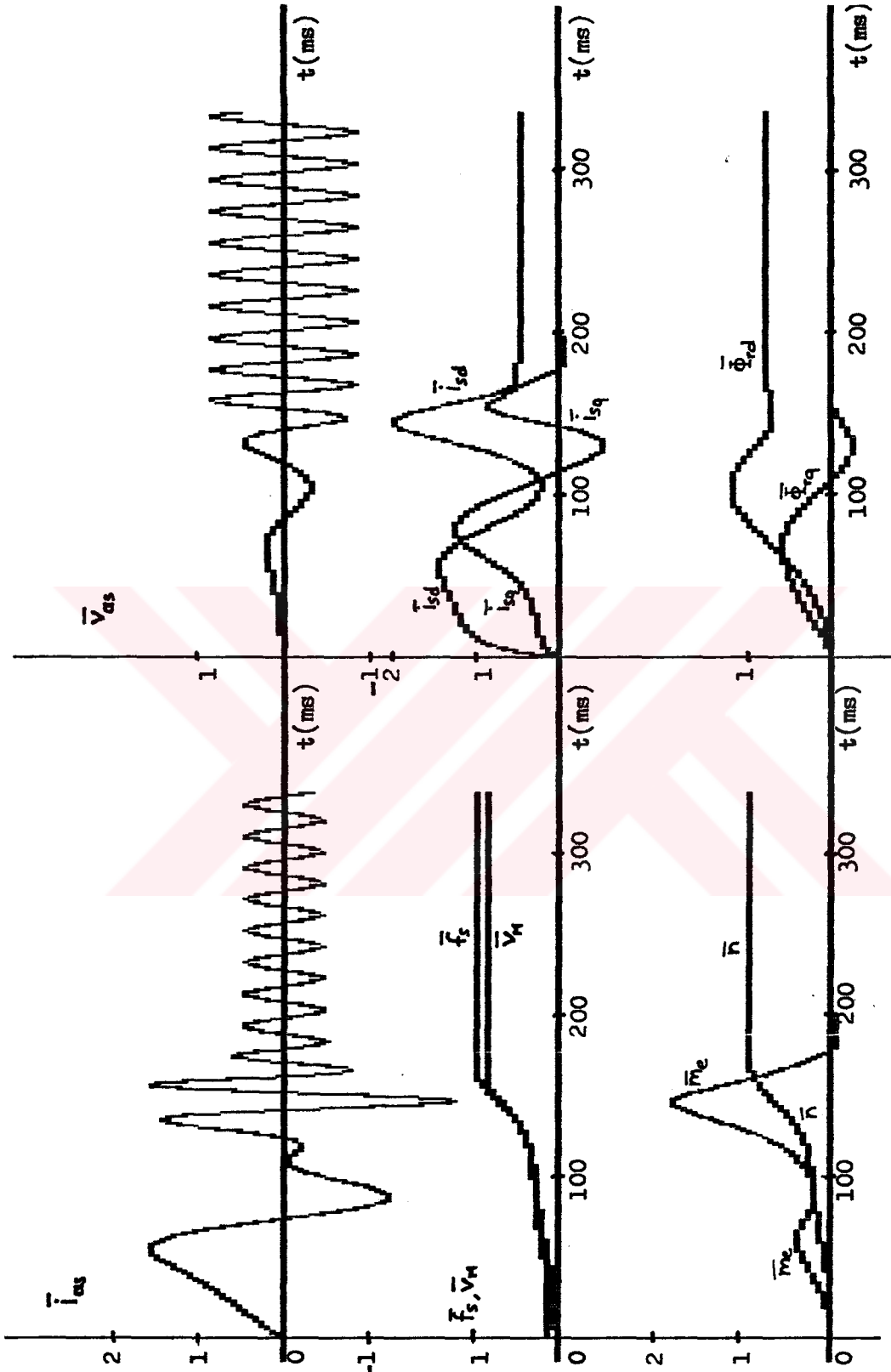
Sekil 4-11 $\bar{m}_y=0$, $\bar{N}_R=1$ Yol alma durumuna doyma etkisi



Şekil 4-12 $\bar{m}_v=0$ $\bar{N}_R=1$, Deri olayı etkisi



Şekil 4-13 $\bar{m}_y=0$ $N_R=1$ Eylemsizlik momentinin büyümesinin etkisi



Şekil 4-14 $\bar{m}_y=0$ $\bar{N}_x=1$ Aşırı uyarma bulunmaması hali

4.3. ASENKRON MAKİNANIN ADAPTİF KONTROLU:

Bir kontrol sisteminde, ortam koşullarının değişmesi, sisteme etkiyen bozucular, sistem parametrelerinin zamanla veya durumlara bağlı olarak değişmesi pratikte oldukça sık rastlanan olaylardır. Parametrelerde oluşan bu sapmaların önceden belirlenemeyen ve rastgele olaylar olması nedeni ile genelde bu parametreler baz alınarak gerçekleştirilen optimal ve benzeri kontrol algoritmaları tam olarak uygulanamaz. Sistemin parametreleri tam olarak belirlenemiyorsa ya da kontrol edilen sistem durumları dinamiğinin istenilen bir yörüngeye tam olarak oturması isteniyorsa bu gibi problemlerin çözümünde adaptif kontrol yöntemleri kullanmak gereklidir. Kapalı çevrimli adaptif kontrol sistemlerinin gerçekleştirilmesinde üç ana işlev söz konusudur.

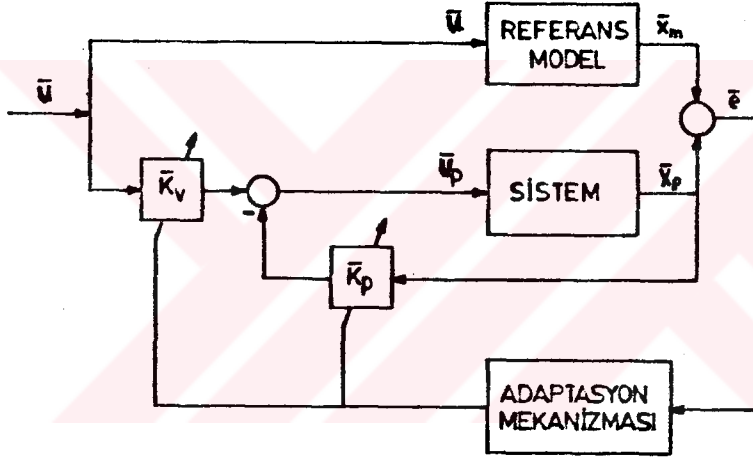
- a) Kontrol edilen sistem dinamiğinin tanınması
- b) Uygun kontrol stratejisinin saptanması
- c) Kontrol organının parametrelerinin belirlenmesi

Adaptif kontrolde amaç tüm sistemi Liapunov anlamında kararlı kılan kontrolör parametrelerinin değiştirilmesi kuralını elde etmektir. Adaptif kontrolör, sistem yapısındaki tüm parametre değişimleri dahil, tüm bozucu etkilerin sistem durumlarına yansımalarını etkisiz hale getiren ve sistem durumlarının belirlenen bir optimum yörüngeyi izlemesini sağlayan bir parametre ayarlama organıdır.

Adaptif kontrol sistemlerinden açıkça tanımlanmamış ve kestirilmemiş sistemlerin kontrolü anlaşılır. Sistem içinde yer alan kontrolör, sistem yapısında bilinmeyen

veya herhangi bir nedenle değişen parametrelerin değerini anında (sistem içinde) belirleyebilen bir alt sistemle, bu belirlenen parametrelere göre uygun kontrol işaretleri üreten diğer bir alt sistemden oluşur.

Model Referans Adaptif Kontrol: Çok sayıda adaptif kontrol teknikleri içinde Model Referans Adaptif Sistemler (MRAS), uygulaması kolay ve adaptasyon hızlarının fazla olması nedeni ile önemlidir. [47] MRAS'ı gösteren bir şema şekil 4-15'de verilmiştir.



Şekil 4-15 Model referans adaptif kontrol sistemi

Referans Model: Kontrol edilecek sistemin davranışını belirleyen bir modeldir. Mertebesi genellikle kontrol edilen sistemin mertebesi ile aynı seçilir. Parametreleri belirli bir sistemdir. Genellikle sistemin nominal parametreleri baz alınır.

Adaptasyon Mekanizması ve K_u, K_p : MRAS'in tasariminda tutulacak yol, sistemin durum hatasının belli koşullar altında sifıra gitmesini veya minimum olmasını sağlayan K_p, K_u matrislerini elde etmektir. Bu matrisleri, durum hatalarına bağlı olarak ayarlayan fiziksel düzene adaptasyon mekanizması denir.

Sistem: Kontrol edilen fiziksel yapıdır. MRAS'de sistem durumlarının herhangi bir nedenle referans model durumlarından farklılığı, sistem girişine uygulanan kontrol işareti ile giderilmeye çalışılır. Böylece sistemin model olarak seçilen referans modeli izlemesi sağlanmış olur.

Model Referans Adaptif Kontrolün Matematiksel ifadesi:

$\underline{x}_m$: Referans modele ilişkin durum vektörü

$\underline{u}$: Referans modele uygulanan kontrol vektörü

$\underline{x}_p$: Sisteme ilişkin durum vektörü

$\underline{u}_p$: Sisteme uygulanan kontrol vektörü

$\underline{A}_m, \underline{B}_m$: Model matrisleri

$\underline{A}_p, \underline{B}_p$: Sistem matrisleri,

$$\dot{\underline{x}}_m = \frac{d\underline{x}_m}{dt}, \quad \dot{\underline{x}}_p = \frac{d\underline{x}_p}{dt} \quad (4.84)$$

$$\dot{\underline{x}}_m = \underline{A}_m \cdot \underline{x}_m + \underline{B}_m \cdot \underline{u} \quad (4.85)$$

$$\dot{\underline{x}}_p = \underline{A}_p \cdot \underline{x}_p + \underline{B}_p \cdot \underline{u}_p \quad (4.86)$$

(4.85) ve (4.86) ifadeleri model ve sistemin durum uzay

modelini vermektedir. Adaptif kontrol kuralı bu model üzerine inşa edilecektir. Literatürde MRAS'in dizaynında iki temel yaklaşım söz konusudur.

- 1) Optimizasyon tekniğinin kullanılması
- 2) Kararlılık teorisinin kullanılması

Burada Liapunov'un doğrudan kararlılık kuralı uygulanacaktır.

$$\underline{e} = \underline{x}_m - \underline{x}_p \quad (4.87)$$

e: Genelleştirilmiş hata vektörü

Sisteme uygulanacak kontrol vektörü $\underline{u}_p$ adaptif kontrol teorisi yardımı ile aşağıdaki biçimde elde edilir.

$$\underline{u}_p = - \underline{K}_p(\underline{e}, t) \cdot \underline{x}_p + \underline{K}_u(\underline{e}, t) \cdot \underline{u} \quad (4.88)$$

$\underline{A}_m$ ve $\underline{B}_m$; parametreleri bilinen matrisler (Modele ilişkin)

$\underline{A}_p$ ve $\underline{B}_p$; parametreleri önceden kestirilemeyen veya birtakım nedenlerle parametreleri bilinen $\underline{A}_m$, $\underline{B}_m$ matrislerinden uzaklaşan sisteme ilişkin matrislerdir. (Sistem matrisleri)

$\underline{A}_p$ ve $\underline{B}_p$ 'nin boyutları ve nominal değerleri bilinmektedir. Amacımız belli sınırlar içinde parametreleri farklı (bilinmeyen) veya önceden hesaplanan değerlerinden uzaklaşmış olan sistem durumlarını, belli bir optimal kontrol kuralına göre kontrol edilen ve optimal yörüngelere sahip model durumlarına sıfır veya çok küçük bir hata ile yaklaşımdır. Adaptif kontrol, işte bu anda bize yardım edecektir. Burada sistemin tüm durumlarına ulaşabilmek gereklidir. Ulaşılamayan durumlar ise ulaşılabilen durumlar yardımı ile sentez edilmelidir.

(4.88) denkleminde görüldüğü gibi $\underline{K}_p(\underline{e},t)$, $\underline{K}_u(\underline{e},t)$, (4.87) ile tanımlanan durum hatalarının fonksiyonudur. MRAS'in tasarımıdaki ilk amaç durum hatasının adaptif kontrol yardımı ile sifıra gitmesini sağlamaktır. Bu amaçla $\underline{K}_p$ ve $\underline{K}_u$ 'nun değişim kuralları belirlenirken öncelikle model referans adaptif kontrol sisteminin kararlılığının güvence altına alınması gereklidir. Bunun için kullanılacak yöntem daha önce bahsedildiği gibi Liapunov'un ikinci yöntemi olacaktır. Kararlılık için skaler bir fonksiyon olan $v(\underline{x})$ Liapunov fonksiyonu, aşağıdaki koşulları sağlamaktadır [47].

$$v(\underline{x}) > 0, \quad \dot{v}(\underline{x}) < 0 \quad (4.89)$$

Model referans adaptif kontrol sistemlerinin kararlılığını güvence altına alacak biçimde kontrolörlerin ayarlanabilmesi için uygun bir aday Liapunov fonksiyonunun seçilmesi gereklidir. Durum hatası ve parametre hatalarını içeren kesin pozitif karesel fonksiyonlar uygun aday Liapunov fonksiyonlarıdır. Liapunov'un 2. yöntemi kullanabilmek için $\underline{e}(t)$ hatasına ilişkin dinamik denklemlerin elde edilmesi gerekmektedir. Bunun için (4.85) ve (4.86) denklemleri birbirinden çıkarılır ve (4.87) tanımı ile (4.88) ifadesi kullanılırsa (4.90)'daki ifade elde edilir.

$$\underline{\dot{e}} = \underline{A}_m \cdot \underline{e} + (\underline{A}_m - [\underline{A}_p - \underline{B}_p \cdot \underline{K}_p(\underline{e},t)]) \cdot \underline{x}_p + [\underline{B}_m - \underline{B}_p \cdot \underline{K}_u(\underline{e},t)] \cdot \underline{u} \quad (4.90)$$

$$\underline{F} = \underline{A}_m - [\underline{A}_p - \underline{B}_p \cdot \underline{K}_p(\underline{e},t)] \quad (4.91)$$

$$\underline{G} = \underline{B}_m - \underline{B}_p \cdot \underline{K}_u(\underline{e},t) \quad (4.92)$$

(4.91) ve (4.92) tanımları (4.90)'a yerleştirilerek

$$\dot{\underline{e}} = \underline{A}_m \cdot \underline{e} + \underline{F} \cdot \underline{x}_p + \underline{G} \cdot \underline{u} \quad (4.93)$$

elde edilir.

$\underline{F}$ ve $\underline{G}$ herhangi bir t anında referans model ve geribeslemeli kontrol sisteminin parametre farkını ya da parametre hatalarını gösteren elemanlarından oluşan matrislerdir.

Şimdi bir aday Liapunov fonksiyonu tanımlayalım. Bu fonksiyon durum ve parametre hatalarının bir fonksiyonu olacaktır. Aday Liapunov fonksiyonunun bir Liapunov fonksiyonu olabilmesi için ilk koşul $v(\underline{x}) > 0$ 'ı sağlamalıdır. Bunun için fonksiyonda yer alan durum ve parametrelere ilişkin hatalar karesel yapıda gösterilecektir. Ayrıca pozitif, köşegen $\underline{M}$ ve $\underline{N}$ matrisleri ile çarparak $v(\underline{x})$ 'in pozitifliği sağlanırlştırılır. Seçilen pozitif aday Liapunov fonksiyonu aşağıdaki biçimde verilebilir [47].

$$v = \underline{e}^T \cdot \underline{P} \cdot \underline{e} + \text{iz}(\underline{F} \cdot \underline{M}^{-1} \cdot \underline{F}^T) + \text{iz}(\underline{G} \cdot \underline{N}^{-1} \cdot \underline{G}^T) \quad (4.94)$$

Burada $\underline{P}$ yarıkesin pozitif reel simetrik bir matristir.

$\text{iz}(\)$; Bir matrisin iz fonksiyonunu tanımlar.

$$\text{iz}(\underline{Q}) = \sum_{i=1}^d o_{ii} \quad (4.95)$$

iz fonksiyonlarına ilişkin bazı özellikler aşağıdaki biçimdedir.

$\underline{M}_1$ ve $\underline{M}_2$ ($d \times d$) boyutlu kare matrisler olmak üzere,

$$\text{iz} (\underline{M}_1 + \underline{M}_2) = \text{iz} (\underline{M}_1) + \text{iz} (\underline{M}_2) \quad (4.96)$$

$\underline{M}_3$ ve $\underline{M}_4$ sırası ile $k \times d$ ve $d \times k$ boyutlu matrisler olmak üzere,

$$\text{iz} (\underline{M}_3 * \underline{M}_4) = \text{iz} (\underline{M}_4 * \underline{M}_3) \quad (4.97)$$

şeklinde yazılabilirler. Ayrıca ,

$$\text{iz} (\underline{M}_1) = \text{iz} (\underline{M}_1^T) \quad (4.98)$$

dır. iz fonksiyonlarının aday Liapunov'da kullanılması-
nın nedeni, Liapunov fonksiyonu skaler bir fonksiyon
olduğundan matrisin skaler bir sayıya denk yazılmasının
sağlanmasıdır. Elde edilen aday Liapunov fonksiyonunun
bir Liapunov fonksiyonu olabilmesi için 2.koşulu, yani
 $\dot{V} < 0$ koşulunu da sağlaması gereklidir. Bu nedenle (4.94)
ifadesinin türevi alınır ve türev sonucunda ortaya çı-
kacak $\dot{e}$ yerine (4.93)'deki ifadesi konularak $\dot{V}$ ifadesi
elde edilir.

$$\begin{aligned} \dot{V} = & \underline{e}^T (\underline{A}_m \underline{P} + \underline{P} \underline{A}_m) \underline{e} + 2 \underline{e}^T \underline{P} \underline{F} \underline{x}_p + 2 \underline{e}^T \underline{P} \underline{G} \underline{u} + 2 \text{iz} (\underline{G} \underline{N}^{-1} \dot{\underline{G}}^T) \\ & + 2 \text{iz} (\underline{F} \underline{M}^{-1} \dot{\underline{F}}^T) \end{aligned} \quad (4.99)$$

Burada $\underline{P}$, yarıkesin pozitif simetrik bir matristir.

'iz'fonksiyonları altında olduğundan matrislerin trans-
pozelerinin iz'leri kendilerine eşittir.

$$\text{iz} (\underline{G} \underline{N}^{-1} \dot{\underline{G}}^T) = \text{iz} (\dot{\underline{G}} \underline{N}^{-1} \underline{G}^T) \quad (4.100)$$

$\dot{V}$ 'nin Liapunov fonksiyonu olması için $\dot{V} < 0$ olması gerektiği söylenmişti. O halde aşağıdaki ifadenin negatif olması gereklidir.

$$\underline{e}^T (\underline{A}_m^T \underline{P} + \underline{P} \underline{A}_m) \underline{e} < 0 \quad (4.101)$$

$$\underline{A}_m \underline{P} + \underline{P} \underline{A}_m = -\underline{Q} \quad (4.102)$$

$\underline{Q}$, kesin pozitif köşegen matris olmak üzere ilk terimi negatif, geri kalan terimler sıfır yapılarak $\dot{V} < 0$ koşulu sağlanabilir. Bunun için diğer ifadelerde iz fonksiyonlarının içindeki matris çarpımlarının sıfır yapılması gerekmektedir. (4.99) ifadesi (4.102) ve önceden verilen iz fonksiyonlarına ilişkin özellikler kullanılarak yeniden düzenlenirse,

$$\dot{V} = -\underline{e}^T \underline{Q} \underline{e} + 2 \cdot \text{iz} [\underline{F} (\underline{x}_p \underline{e}^T \underline{P} + \underline{M}^{-1} \dot{\underline{F}}^T)] + 2 \cdot \text{iz} [\underline{G} (\underline{u} \underline{e}^T \underline{P} + \underline{N}^{-1} \dot{\underline{G}}^T)] \quad (4.103)$$

şekline gelir. ilk terimin negatifliğinden sonra diğer terimler de sıfır yapılarak, (4.103) ifadesinden

$$\dot{\underline{F}} = -\underline{P} \underline{e} \underline{x}_p \underline{M} \quad (4.104)$$

$$\dot{\underline{G}} = -\underline{P} \underline{e} \underline{u}^T \underline{N} \quad (4.105)$$

elde edilir. $\underline{F}$ ve $\underline{G}$ 'nin (4.91) ve (4.92) tanımından bilinmeyen $\underline{A}_p$ ve $\underline{B}_p$ matrisleri zamanla çok yavaş değıştiklerinden ve $\underline{A}_m$ sabit bir matris olduğundan aşağıdaki biçimde düzenlenebilir:

$$\underline{B}_p \cdot \underline{\dot{K}}_p = -\underline{P} \cdot \underline{e} \cdot \underline{x}_p^T \cdot \underline{M} \quad (4.106)$$

$$\underline{B}_p \cdot \underline{\dot{K}}_u = \underline{P} \cdot \underline{e} \cdot \underline{u}^T \cdot \underline{N} \quad (4.107)$$

$\underline{B}_p$ tam sütun ranklı bir sütun matris olabilir. Tersini alabilmek amacıyla transpozesi ile soldan çarpılır ve (4.106) ve (4.107) denklemleri düzenlenirse aşağıdaki ifadeye gelinir.

$$\underline{\dot{K}}_p = -(\underline{B}_p^T \cdot \underline{B}_p)^{-1} \cdot \underline{B}_p^T \cdot \underline{P} \cdot \underline{e} \cdot \underline{x}_p^T \cdot \underline{M} \quad (4.108)$$

$$\underline{\dot{K}}_u = -(\underline{B}_p^T \cdot \underline{B}_p)^{-1} \cdot \underline{B}_p^T \cdot \underline{P} \cdot \underline{e} \cdot \underline{u}^T \cdot \underline{N} \quad (4.109)$$

Diğer taraftan $\underline{B}_p$, nominal değeri olan $\underline{B}_m$ ' den $\underline{Z}$ katı kadar farklı olabilir.

$$\underline{B}_p = \underline{B}_m \cdot \underline{Z}, \quad \underline{Z} > 0, \quad \underline{B}_p^T = \underline{Z} \cdot \underline{B}_m^T \quad (4.110)$$

$\underline{Z}$; Simetrik pozitif matris

(4.110) ifadesi, (4.108) ve (4.109) da yerine konur ve $\underline{L}_1$ ve $\underline{L}'_1$, sabitler olmak üzere yeniden düzenlenerek, aşağıdaki biçimde yazılır.

$$\underline{L} = (\underline{Z} \cdot \underline{B}_m^T \cdot \underline{B}_m \cdot \underline{R})^{-1} \cdot \underline{R} \quad \underline{D} = \underline{B}_m^T \cdot \underline{P} \quad (4.111)$$

$$\underline{\dot{K}}_p = -\underline{L}_1 \cdot \underline{D} \cdot \underline{e} \cdot \underline{x}_p^T \cdot \underline{M} \quad (4.112)$$

$$\underline{\dot{K}}_u = \underline{L}'_1 \cdot \underline{D} \cdot \underline{e} \cdot \underline{u}^T \cdot \underline{N} \quad (4.113)$$

(4.112) ve (4.113) integral tipi kontrolör tanımlar ve bu sayede genelleştirilmiş hata sürekli rejimde sıfır olacaktır. Hatanın sıfır olmasını hızlandırmak için bir orantı terimi ilave edilmelidir. Böylece kontrolörler aşağıdaki gibi ifade edilebilirler.

$$\underline{K}_p = - \int_0^t \underline{L}_1 \cdot \underline{D} \cdot \underline{e} \cdot \underline{x}_p^T \cdot \underline{M} \cdot d\delta + \underline{L}_2 \cdot \underline{D} \cdot \underline{e} \cdot \underline{x}_p^T \cdot \underline{M} \quad (4.114)$$

$$\underline{K}_u = \int_0^t \underline{L}'_1 \cdot \underline{D} \cdot \underline{e} \cdot \underline{u}^T \cdot \underline{N} \cdot d\delta + \underline{L}'_2 \cdot \underline{D} \cdot \underline{e} \cdot \underline{u}^T \cdot \underline{N} \quad (4.115)$$

$\underline{L}_1$, $\underline{L}'_1$, $\underline{L}_2$, $\underline{L}'_2$ pozitif ağırlık faktörleridir. (4.114) ve (4.115) ifadelerini sağlandığında v bir Liapunov fonksiyonu olup sistem kararlıdır. Böylece hem sistemi kararlı kılan hem de hata fonksiyonunu sıfıra getiren $\underline{K}_p(\underline{e}, t)$ ve $\underline{K}_u(\underline{e}, t)$ kontrolör fonksiyonları elde edilmiş olur. Bu fonksiyonlar nonlinear fonksiyonlardır.

4.3.1 Asenkron Makinanın Model referans Adaptif Kontrolü

Bölüm 4.3'de elde edilen $\underline{K}_p(\underline{e}, t)$ ve $\underline{K}_u(\underline{e}, t)$ matrisleri asenkron makina için elde edilecektir. Asenkron makinanın d-q eksenindeki durum uzay modeline baktığımızda 5.

dereceden lineer olmayan bir model oluşturduğu görülür. Bu hali ile adaptif kontrol kurallarının uygulanması zordur. Bu nedenle herhangi bir yolla lineerleştirmek gerekmektedir. Bunlardan en çok kullanılanı makinanın küçük işaret modelini elde etmektir. Model makina durumlarının sürekli rejim çalışma noktalarından herhangi bir nedenle küçük sapmalar yapmasına ilişkin geliştirilmiş model olup geçici rejim sırasında oluşabilecek değişimlere cevap verememektedir. Bu nedenle tezde başka bir yol tutulmuştur. öncelikle elde edilen makina modelinde lineer ve lineer olmayan kısımlar ayrılmıştır. Bunun için en basit yapı olan, makinanın d-q eksenindeki modeli akıllara göre düzenlenmiştir. Buna göre giriş büyüklükleri $\bar{V}_{sd}$, $\bar{V}_{sq}$, $\bar{f}_s$ ve durum büyüklükleri $\bar{\delta}_{sd}$, $\bar{\delta}_{sq}$, $\bar{\delta}_{rd}$, $\bar{\delta}_{rq}$ olarak alınmıştır. Bu modeli elde etmek için makinanın (2.98) - (2.101) ve (2.92) - (2.95) denklemleri bir arada düşünülmüştür.

$$\begin{pmatrix} \dot{\bar{\delta}}_{sd} \\ \dot{\bar{\delta}}_{sq} \\ \dot{\bar{\delta}}_{rd} \\ \dot{\bar{\delta}}_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -a_{11} & 0 & a_{13} & 0 \\ 0 & -a_{11} & 0 & a_{13} \\ a_{31} & 0 & -a_{33} & 0 \\ 0 & a_{31} & 0 & -a_{33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \bar{\delta}_{sd} \\ \bar{\delta}_{sq} \\ \bar{\delta}_{rd} \\ \bar{\delta}_{rq} \end{pmatrix} + \frac{1}{T_N} \cdot \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \bar{V}_{sd} \\ \bar{V}_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \\
 + \frac{1}{T_N} \begin{pmatrix} -\bar{f}_s \cdot \bar{\delta}_{sd} \\ \bar{f}_s \cdot \bar{\delta}_{sq} \\ \bar{f}_r \cdot \bar{\delta}_{rd} \\ -\bar{f}_r \cdot \bar{\delta}_{rq} \end{pmatrix} \quad (4.116)$$

(2.112) den

$$\frac{d\bar{n}}{dt} = \frac{1}{T_h} \left\{ \frac{k_m x_m}{\sigma \cdot x_m x_r} (\bar{\xi}_{sq} \cdot \bar{\xi}_{rd} - \bar{\xi}_{rq} \cdot \bar{\xi}_{sd}) - \bar{m}_y \right\} \quad (4.117)$$

(4.116) 'daki sistemde parametreler aşağıdaki biçimdedir.

$$a_{11} = \frac{r_s}{T_h \cdot \sigma \cdot x_m}, \quad a_{13} = \frac{x_m \cdot r_s}{T_h \sigma x_m x_r} \quad (4.118)$$

$$a_{31} = \frac{x_m \cdot r_r}{T_h \sigma x_m x_r}, \quad a_{33} = \frac{r_r}{T_h \cdot \sigma \cdot x_r} \quad (4.119)$$

Elde edilen modelde; $\bar{f}_s \cdot \bar{\xi}_{sd}$, $\bar{f}_s \cdot \bar{\xi}_{sq}$, $\bar{f}_r \cdot \bar{\xi}_{rd}$, $\bar{f}_r \cdot \bar{\xi}_{rq}$ gerilim boyutunda büyüklüklerdir. Bu büyüklüklerin bu özelliklerinden yararlanarak, sisteme uygulanacak kontrol büyüklükleri olarak, $\bar{u}_{sd}$, $\bar{u}_{sq}$, $\bar{u}_{rd}$, $\bar{u}_{rq}$ elde edilir. Buna göre,

$$\bar{u}_{sd} = \bar{v}_{sd} - \bar{f}_s \cdot \bar{\xi}_{sq} \quad (4.120)$$

$$\bar{u}_{sq} = \bar{v}_{sq} + \bar{f}_s \cdot \bar{\xi}_{sd} \quad (4.121)$$

$$\bar{u}_{rd} = \bar{f}_r \cdot \bar{\xi}_{rq} \quad (4.122)$$

$$\bar{u}_{rq} = -\bar{f}_r \cdot \bar{\xi}_{rd} \quad (4.123)$$

tanımlanır. Yeni model tanımlanan kaynak fonksiyonları cinsinden aşağıdaki gibi verilebilir.

$$\begin{pmatrix} \dot{\bar{\theta}}_{sd} \\ \dot{\bar{\theta}}_{sq} \\ \dot{\bar{\theta}}_{rd} \\ \dot{\bar{\theta}}_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -a_{11} & 0 & a_{13} & 0 \\ 0 & -a_{11} & 0 & a_{13} \\ a_{31} & 0 & -a_{33} & 0 \\ 0 & a_{31} & 0 & -a_{33} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \bar{\theta}_{sd} \\ \bar{\theta}_{sq} \\ \bar{\theta}_{rd} \\ \bar{\theta}_{rq} \end{pmatrix} + \frac{1}{T_N} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \bar{u}_{sd} \\ \bar{u}_{sq} \\ \bar{u}_{rd} \\ \bar{u}_{rq} \end{pmatrix} \quad (4.124)$$

$$\frac{d\bar{n}}{dt} = \frac{1}{T_N} \left\{ \frac{k_m \times m}{\sigma \cdot x_m \times r} (\bar{\theta}_{sq} \cdot \bar{\theta}_{rd} - \bar{\theta}_{rq} \cdot \bar{\theta}_{sd}) - \bar{m}_y \right\} \quad (4.125)$$

Tanımlanan kontrol büyüklükleri ile sistem lineer bir yapı kazanmış olur. Bu lineer yapıdaki $\underline{A}_p$ ve $\underline{B}_p$ matrisleri aşağıdaki biçimde düzenlenebilir.

$$\underline{A}_p = \begin{pmatrix} -a_{11} & 0 & a_{13} & 0 \\ 0 & -a_{11} & 0 & a_{13} \\ a_{31} & 0 & -a_{33} & 0 \\ 0 & a_{31} & 0 & -a_{33} \end{pmatrix}, \quad \underline{B}_p = \frac{1}{T_N} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.126)$$

Asenkron makinaya, model referans adaptif kontrol uygulanacaktır. Bu amaçla makinanın izlemesi gereken bir modele ihtiyaç vardır. Bu model (4.124) ve (4.125) ile verilen denklemlerle tanımlanacaktır. Bu modelde yer alan $\underline{A}_m$ ve $\underline{B}_m$ matrisleri, önceden tesbit edilmiş makina parametrelerinden aşağıdaki biçimde oluşacaktır.

$$\underline{A}_m = \begin{bmatrix} -a_{11m} & 0 & a_{13m} & 0 \\ 0 & -a_{11m} & 0 & a_{13m} \\ a_{31m} & 0 & -a_{33m} & 0 \\ 0 & a_{31m} & 0 & a_{33m} \end{bmatrix}, \quad \underline{B}_m = \underline{B}_p \quad (4.127)$$

a_{11m} , a_{13m} , a_{31m} , a_{33m} ; ölçülen parametrelere ilişkin büyüklüklerdir.

Simülasyon yapılırken gerçek sistem olarak (4.124) ve (4.125) de yer alan denklemler gözönüne alınacaktır. Fakat burada $\underline{A}_p$ ve $\underline{B}_p$ matrislerinde yer alan parametreler önceden saptanamayan ve kontrol edilemeyen değişimlere uğradıkları gibi, gerçek sistemde yapılan ölçme hataları nedeni ile de farklı olabilir. Gerçek sistem parametrelerinin, ideal bir model olarak kurulan sistemdeki farklılıkları, ısınma, doyma, deri olayı ve yük yük eylemsizliğinin değişmesi olabilir. Bu değişmelerden biri veya bir kaçı oluştuğunda, daha önce elde edilen ve yine makina parametrelerine bağlı optimum kontrolörler, sisteme optimum yörüngeler izletemez. Bu durumda, adaptif kontrol sistemleri ve özellikle model referans adaptif kontrol sistemleri uygundur. Model referans adaptif kontrolün uygulanabilmesi için,

$$\text{rank } [\underline{B}_p] = \text{rank } [\underline{A}_m - \underline{A}_p \mid \underline{B}_p] \quad (4.128)$$

koşulunun sağlanması gereklidir. Bu ifadede m indisi ile gösterilen büyüklükler modele, indissiz büyüklükler ise gerçek sisteme ilişkin büyüklüklerdir.

Bundan sonra, adaptif kontrolörler $\underline{K}_u$ ve $\underline{K}_p$ bulunacaktır. Bunun için seçilen aday Liapunov fonksiyonunu gerçek Liapunov fonksiyonu olmasını sağlayacak koşullardan yararlanılacaktır. (4.102) koşulunu sağlayan kesin negatif $\underline{Q}$ matrisi,

$$\underline{Q} = \begin{pmatrix} q_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & q_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & q_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & q_4 \end{pmatrix} \quad (4.129)$$

dir. Söz konusu koşulu sağlamak üzere q_1, q_2, q_3, q_4 pozitif olarak seçilir ve yarı simetrik pozitif $\underline{P}$ matrisi (4.102) denkleminde hesaplanır.

$$\underline{P} = \begin{pmatrix} p_{11} & p_{12} & p_{13} & p_{14} \\ p_{12} & p_{13} & p_{23} & p_{24} \\ p_{13} & p_{23} & p_{33} & p_{34} \\ p_{14} & p_{24} & p_{34} & p_{44} \end{pmatrix} \quad (4.130)$$

$$p_{44} = \frac{a_{13m}^2 \cdot q_2 + q_4 \cdot (-a_{13m} \cdot a_{31m} + a_{11m}^2 + a_{11m} \cdot a_{33m})}{2 \cdot (a_{11m} + a_{33m}) \cdot (a_{11m} \cdot a_{33m} - a_{13m} \cdot a_{31m})} \quad (4.131)$$

$$p_{34} = 0, \quad p_{23} = 0, \quad p_{14} = 0, \quad p_{12} = 0 \quad (4.132)$$

$$p_{33} = \frac{a_{13m}^2 \cdot q_1 + q_3 \cdot (-a_{13m} \cdot a_{31m} + a_{11m}^2 + a_{11m} \cdot a_{33m})}{2 \cdot (a_{11m} + a_{33m}) \cdot (a_{11m} \cdot a_{33m} - a_{13m} \cdot a_{31m})} \quad (4.133)$$

$$p_{24} = \frac{a_{13m} \cdot q_2 + 2 \cdot a_{11m} \cdot a_{31m} \cdot p_{44}}{2 \cdot (-a_{13m} \cdot a_{31m} + a_{11m}^2 + a_{11m} \cdot a_{33m})} \quad (4.134)$$

$$p_{22} = \frac{a_{31m}}{a_{11m}} p_{24} + \frac{q_2}{2 \cdot a_{11m}} \quad (4.135)$$

$$p_{13} = \frac{a_{13m} \cdot q_1 + 2 \cdot a_{11m} \cdot a_{33m} \cdot p_{33}}{2 \cdot (-a_{13m} \cdot a_{31m} + a_{11m}^2 + a_{11m} \cdot a_{33m})} \quad (4.136)$$

$$p_{11} = \frac{-a_{31m} \cdot p_{33} + (a_{11m} + a_{33m}) \cdot p_{13}}{a_{13m}} \quad (4.137)$$

$\underline{P}$ 'nin simetrik ve yarı kesin pozitif olabilmesi için $p_{11} \geq 0$ olmalıdır. a_{11m} , a_{13m} , a_{31m} , a_{33m} , q_1 , q_2 , q_3 , $q_4 > 0$ olduklarından, $p_{44} > 0$, $p_{33} > 0$, $p_{24} > 0$, $p_{22} > 0$, $p_{13} > 0$, $p_{11} > 0$ ve $p_{34} = 0$, $p_{23} = 0$, $p_{14} = 0$, $p_{12} = 0$ olup $\underline{P}$, yarı kesin pozitif-tir.

Elde edilen ifadelerden yararlanarak, $\underline{K}_p$ ve $\underline{K}_u$, kontrolör ifadeleri elde edilir.

$$\underline{D} = \underline{B}_p^T \cdot \underline{P} \quad , \quad \underline{B}_p^T = \underline{B}_p = \frac{1}{T_N} \underline{I}, \quad (\underline{I}: \text{birim matris}) \quad (4.138)$$

$$\underline{D} = \underline{P} \cdot \frac{1}{T_N} \quad (4.139)$$

olarak

$$\underline{e} = \begin{pmatrix} e_{eed} \\ e_{eeg} \\ e_{erd} \\ e_{erg} \end{pmatrix}, \quad \underline{x}_p = \begin{pmatrix} x_{edh} \\ x_{egh} \\ x_{rdh} \\ x_{rgh} \end{pmatrix}, \quad \underline{x}_m = \begin{pmatrix} x_{edm} \\ x_{egm} \\ x_{rdm} \\ x_{rgm} \end{pmatrix} \quad (4.140)$$

Bu ifadelerde 'h' indisli büyüklükler gerçek değerleri temsilen hesaplanan, 'm' indisliler ise modele ilişkin büyüklüklerdir.

$$e_{eed} = \bar{x}_{edm} - \bar{x}_{edh} \quad e_{erd} = \bar{x}_{rdm} - \bar{x}_{rdh} \quad (4.141)$$

$$e_{eeg} = \bar{x}_{egm} - \bar{x}_{egh} \quad e_{erg} = \bar{x}_{rgm} - \bar{x}_{rgh} \quad (4.142)$$

$$\underline{K}_p = -\underline{L}_1 \begin{pmatrix} d_{11} d_{12} d_{13} d_{14} \\ d_{21} d_{22} d_{23} d_{24} \\ d_{31} d_{32} d_{33} d_{34} \\ d_{41} d_{42} d_{43} d_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_{eed} \\ e_{eeg} \\ e_{erd} \\ e_{erg} \end{pmatrix} \left(\begin{pmatrix} \bar{x}_{edh} \bar{x}_{egh} \bar{x}_{rdh} \bar{x}_{rgh} \end{pmatrix} \right) \begin{pmatrix} m_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & m_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & m_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & m_4 \end{pmatrix} \quad (4.143)$$

$$\underline{K}_u = \underline{L}'_1 \cdot \begin{pmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} & d_{14} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} & d_{24} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} & d_{34} \\ d_{41} & d_{42} & d_{43} & d_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} e_{2sd} \\ e_{2sq} \\ e_{3rd} \\ e_{3rq} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{u}_{sdh} \bar{u}_{sqh} \bar{u}_{rdh} \bar{u}_{rgh} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} n_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & n_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & n_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & n_4 \end{pmatrix} \quad (4.144)$$

$\underline{M}$ ve $\underline{N}$ matrisleri yarıkesin pozitif simetrik olarak seçilen matrislerdir. $\underline{L}_1$ ve $\underline{L}'_1 > 0$ ağırlık katsayıları matrisleridir.

(4.143) ve (4.144) entegre edildiğinde (4.114) ve (4.115) ifadeleri elde edilir. Bu şekilde elde edilen adaptif kontrolörler sisteme hatanın ve durumların (veya kaynakların) fonksiyonu olarak etki ederler.

Parametrelerde oluşan değişimleri kompanze etmek ve elde edilen optimal yörüngelere sistemi adapte edebilmek amacı ile adaptif kontrolörler elde edilmiştir. Parametrelerde oluşan değişimlerden en fazla rotor direnci ve reaktanslar etkilenir. Özellikle eviricilerden beslenen asenkron makinalarda eviricide oluşan harmonikler ve rotor frekansının değişken olması bu etkileri artırmaktadır. Bu etkilerin sezinlenmesi ve kompanze edilmesi için bir takım çalışmalar yapılmıştır [50],[52] [59],[60],[61],[62]. Fakat bu etkileşim sadece rotor direnci ile sınırlı kalmaktadır. Doyma etkisi de özellikle geçici rejimde çok etkindir. Bu durumu göz önüne alan karmaşık eşdeğer devreler ve fonksiyonlar geliştirilmiştir [63],[64],[65],[66],[67]. Bu devreler, hem karmaşıklığı hem de sadece tek etkiyi göz önüne aldıklarından sınırlı bir kompanzasyon yaparlar. Bu arada,

eylemsizlik momentinin değişimi en önemli etkindir. Gözönüne alınması, moment ifadesinin lineer olmaması nedeni ile oldukça zordur. Sistemin eylemsizliğinin değişimi pratikte en çok karşılaşılan olaylardan biridir. Makinaya yük momenti aynı, eylemsizlik momenti farklı yükler bağlanabilir. Motor, eylemsizliği değişen sarma makinalarını tahrik edebilir veya eylemsizliği rastgele değişim gösterebilen asansör sisteminde de kullanılabilir. Eylemsizlik momentinde oluşan bu sezilenemeyen değişimler, sistemin optimum yörüngelerden kolayca ayrılmasına sebep olur. Moment ifadesinin lineerleştirimemesi nedeni ile sistem matrisleri kurulurken hıza ilişkin ifade göz önüne alınamamıştır. Bu nedenle adaptif kontrolörler, hız hatasını minimum yapacak şekilde çalışmamaktadır. Hız hatasını minimum yapmak için tezde iki yol tutulmuştur.

1)Yük momenti $\bar{m}_{yn}$ 'yı hesaplayarak etkisini referans modele yansıtmak. (Optimal kontrolde da bu hesaplama kullanılıyordu.)

2)Hız hatasını ayrıca bir kazanç ile kontrol büyüklüğü olan $\bar{f}_{\omega n}$ frekansına eklemek.

Bu iki yöntemin birden uygulanması simülasyon uygulamalarında da görüldüğü gibi oldukça iyi etki yapmıştır. Bu sayede hız değişimi, en iyi izlenen değişim olmuştur. Bunu yine elde edilen simülasyon sonucunda çizilen hız hata eğrisinden kolayca görmek mümkündür.

Elde edilen K_p ve K_u 'lar yardımı ile u_p 'ler hesaplanmaktadır. u_p 'ler, elde edilen K_p ve K_u değerlerinin (4.88) denkleminde yerine konulması ile elde edilirler.

$$\underline{u}_p = \begin{bmatrix} \bar{u}_{sdp} \\ \bar{u}_{sqp} \\ \bar{u}_{rdp} \\ \bar{u}_{rqp} \end{bmatrix} \quad \underline{u} = \begin{bmatrix} \bar{u}_{sd} \\ \bar{u}_{sq} \\ \bar{u}_{rd} \\ \bar{u}_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.145)$$

p indisli ler adaptif kontrolörleri göstermektedir. Bu şekilde elde edilen $\underline{u}_p$ 'lerden motor kontrol büyüklükleri olan $\bar{v}_{sdp}$, $\bar{v}_{sqp}$ ve $\bar{f}_{sRp}$ 'lere geçmek için ilave edilen değerler çıkarılır.

$$\bar{v}_{sdp} = \bar{u}_{sdp} + \bar{f}_{sp} \cdot \bar{\delta}_{sdh} \quad (4.146)$$

$$\bar{v}_{sqp} = \bar{u}_{sqp} - \bar{f}_{sp} \cdot \bar{\delta}_{sqh} \quad (4.147)$$

$\bar{f}_{sRp}$ için yukarıda söylendiği gibi elde edilen optimal $\bar{f}_{sR}$ 'e hız hatasının belli bir kazanç katı eklenmiştir. Adaptif kontrol sonunda elde edilen $\bar{u}_{rdp}$ ve $\bar{u}_{rqp}$ 'den yararlanılarak elde edilen $\bar{f}_{sRp}$ ve $\bar{f}_{sp}$ iyi sonuç vermemiştir. Bu nedenle frekans için adaptif kontrol uygulanmamış sadece hız hatasını sıfır yapacak bir yapı oluşturulmuştur.

$$\bar{f}_{sp} = \bar{f}_s + k_3 \cdot (\bar{n}_m - \bar{n}) \quad (4.148)$$

$$\bar{f}_{sRp} = \bar{f}_{sR} + k_3 \cdot (\bar{n}_m - \bar{n}) \quad (4.149)$$

Burada, $\bar{n}_m$:model hızı, $\bar{n}$ gerçek sistem hızı, k_3 belli bir kazanç $k_3 > 0$, $\bar{f}_s$ optimum frekans, $\bar{f}_{sR}$ ise gerilimin frekansdır.

Bu şekilde elde edilen kontrol fonksiyonlarıyla sistemden istenen sonuçlar alınmıştır. Elde edilen üç kontrol işaretinden, makineye uygulanacak gerilimin etkin değeri ve frekansı aşağıdaki gibi verilebilir.

$$V_{sp} = \sqrt{(\bar{V}_{sdp}^2 + \bar{V}_{sqp}^2)/2} \quad (4.150)$$

$$\theta_{up} = \arctan \left[\frac{\bar{V}_{sqp}}{\bar{V}_{sdp}} \right] \quad (4.151)$$

Burada $\bar{V}_{sp}$ adaptif kontrol sonucunda oluşan gerilim etkin değeri,

θ_{up} adaptif kontrol sonucunda oluşan gerilim vektörünün senkron hızla dönen eksen takımıyla yaptığı açıdır. Bu açı geçici rejimde değişken, sürekli rejimde ise sabit ve yüke bağlı bir büyüklüktür.

K_u ve K_p 'lerin hesaplanmasında yer alan e hata fonksiyonlarındaki ve $\underline{x}_p$ vektöründeki $\bar{\theta}_{sdh}$, ve $\bar{\theta}_{sqh}$ yine hesaplanan değerler olarak elde edilmelidir. Yine daha önce elde edilen $\bar{\theta}_{rdh}$ ve $\bar{\theta}_{rqh}$ makinanın ölçülebilen büyüklükleri $\bar{i}_{as}$, $\bar{i}_{bs}$, $\bar{i}_{cs}$ ve $\bar{n}$ ile ölçülen makina parametreleri r_{sm} , x_{sm} , r_{rm} , x_{rm} , x_{mm} , σ_m , T_{hm} , k_{mm} yardımı ile oluşturulabilir.

$$\frac{d\bar{\theta}_{rdh}}{dt} = - \frac{r_{rm}}{x_{rm}} \cdot \frac{\bar{\theta}_{rdh}}{T_N} + \frac{r_{rm} \cdot x_{mm}}{T_N x_{rm}} \bar{i}_{sd} + \frac{\bar{\theta}_{rqh}}{T_N} \cdot \bar{f}_r \quad (4.152)$$

$$\frac{d\bar{\theta}_{rqh}}{dt} = - \frac{r_{rm}}{x_{rm}} \cdot \frac{\bar{\theta}_{rqh}}{T_N} + \frac{r_{rm} \cdot x_{mm}}{T_N x_{rm}} \bar{i}_{sq} - \frac{\bar{\theta}_{rdh}}{T_N} \cdot \bar{f}_r \quad (4.153)$$

$$\bar{\theta}_{sdh} = \frac{x_{mm}}{x_{rm}} \cdot \bar{\theta}_{rdh} + \sigma_m x_{sm} \bar{i}_{sd} \quad (4.154)$$

$$\bar{\bar{q}}_{sqh} = \frac{x_{mm}}{x_{rm}} \bar{\bar{q}}_{rqh} + \sigma_m x_{sm} \bar{i}_{sq} \quad (4.155)$$

Moment geri beslemesi için aşağıdaki ifade kullanılır.

$$\bar{m}_{eh} = k_{mm} \frac{x_{mm}}{x_{rm}} (\bar{\bar{q}}_{rdh} \bar{i}_{sq} - \bar{\bar{q}}_{rqh} \bar{i}_{sd}) \quad (4.156)$$

$$\bar{m}_{yh} = \bar{m}_{eh} - T_{hm} \frac{d\bar{n}}{dt} \quad (4.157)$$

d-q bileşenlerindeki büyüklükleri gösteren d, q indisleri yanında yer alan 'h' indisli büyüklükler gerçek değerleri hesaplanan büyüklüklerdir. $\bar{i}_{sd}$, $\bar{i}_{sq}$ ve $\bar{n}$ gerçek motor büyüklükleri olup geri besleme ile elde edilebilirler. Bu arada izlenmesi gereken modelde yine ölçülen makina parametrelerinden oluşan modeldir. ideal asenkron makina modeli olarak, $\bar{f}_{sR}$, $\bar{v}_{sd}$ ve $\bar{v}_{sq}$ optimum kontrol algoritmasından elde edilen büyüklükler ve $\bar{\bar{q}}_{sdm}(0)=0$, $\bar{\bar{q}}_{sqm}(0)=0$, $\bar{n}(0)=0$ olmak üzere aşağıdaki biçimde yazılabilir.

$$\frac{d\bar{\bar{q}}_{sdm}}{dt} = \frac{1}{T_N} (\bar{v}_{sd} + f_{sR} \bar{\bar{q}}_{sqm} - r_{sm} \bar{i}_{sdm}) \quad (4.158)$$

$$\frac{d\bar{\bar{q}}_{sqm}}{dt} = \frac{1}{T_N} (\bar{v}_{sq} - \bar{f}_{sR} \bar{\bar{q}}_{sdm} - r_{sm} \bar{i}_{sqm}) \quad (4.159)$$

$$\frac{d\bar{\bar{q}}_{rdm}}{dt} = \frac{1}{T_N} (-r_{rm} \bar{i}_{rdm} + \bar{f}_r \bar{\bar{q}}_{rqm}) \quad (4.160)$$

$$\frac{d\bar{\sigma}_{rqm}}{dt} = - \frac{1}{T_N} (r_{rm} \cdot \bar{i}_{rqm} + f_r \cdot \bar{\sigma}_{rdm}) \quad (4.161)$$

$$\bar{m}_{em} = \frac{k_{mm} x_{mm}}{\sigma_m \cdot x_{sm} \cdot x_{rm}} \cdot (\bar{\sigma}_{sqm} \cdot \bar{\sigma}_{rdm} - \bar{\sigma}_{sdm} \cdot \bar{\sigma}_{rqm}) \quad (4.162)$$

$$\frac{d\bar{n}_m}{dt} = (\bar{m}_{em} - \bar{m}_{yh}) \frac{1}{T_{nm}} \quad (4.163)$$

$$\bar{i}_{sdm} = \frac{\bar{\sigma}_{sdm}}{\sigma_m \cdot x_{sm}} - \frac{x_{mm}}{\sigma_m \cdot x_{sm} \cdot x_{rm}} \bar{\sigma}_{rdm} \quad (4.164)$$

$$\bar{i}_{sqm} = \frac{\bar{\sigma}_{sqm}}{\sigma_m \cdot x_{sm}} - \frac{x_{mm}}{\sigma_m \cdot x_{sm} \cdot x_{rm}} \bar{\sigma}_{rqm} \quad (4.165)$$

$$\bar{i}_{rdm} = \frac{\bar{\sigma}_{rdm}}{\sigma_m \cdot x_{rm}} - \frac{x_{mm}}{\sigma_m \cdot x_{sm} \cdot x_{rm}} \bar{\sigma}_{sdm} \quad (4.166)$$

$$\bar{i}_{rqm} = \frac{\bar{\sigma}_{rqm}}{\sigma_m \cdot x_{rm}} - \frac{x_{mm}}{\sigma_m \cdot x_{sm} \cdot x_{rm}} \bar{\sigma}_{sqm} \quad (4.167)$$

(4.158) - (4.167) 'e kadar olan denklemler eş zamanlı çözümlere adaptif kontrolde hata için gerekli $\bar{\sigma}_{sdm}$, $\bar{\sigma}_{sqm}$, $\bar{\sigma}_{rdm}$, $\bar{\sigma}_{rqm}$ ve $\bar{n}_m$ büyüklükleri elde edilir.

K_u ve K_p lerde yer alan $l_1, l'_1, l_2, l'_2, m_1, m_2, m_3, m_4, n_1, n_2, n_3, n_4$ pozitif ağırlık katsayıları olup, bu katsayılar için herhangi bir optimizasyon yapılmamış, uygun sonuçları verecek şekilde seçilmiştir.

Adaptif kontrol uygulanan tüm sistemin blok şeması şekil 4-16 'da ayrıntılı olarak verilmiştir. Söz konusu şekilde yer alan bazı blokların yaptıkları işlevler yukarıda denklemler halinde verilmiştir.

Bu bloklardan,

- a) Optimum kontrol algoritması, daha önce verilmiştir.
- b) Makina modeli, (4.158) - (4.167) denklemleri gerçekleştirilmektedir.
- c) Adaptif modeli lineerleştirmek için yukarıda da bahsedildiği gibi kaynak fonksiyonları tanımlanmıştır. (4.120) den - (4.123)'e kadar olan ifadeler.
- d) Gerçek kontrol büyüklüklerinin elde edilmesi, c şık-
kında yapılan işlemin tersi bir işlemdir. [(4.146) - (4.147) denklemleri.]
- e) Akı + Moment hesaplayıcı: [(4.152) - (4.157) denklemleri.] Bu denklemlerde yer alan f_r , optimal kontrol algoritması sırasında elde edilmektedir.

Şekil 4-17'de verilen yapıya uygun olarak makinaya uygulanan adaptif optimum kontrol kuralları sonucunda elde edilen simülasyon sonuçları şekillerle verilmiştir.

Elde edilen optimal kontrol algoritması, makina parametrelerine oldukça bağlıdır. Çalışma sırasında oluşacak parametre değişimleri, sistemin optimum kontrolden uzaklaşmasına neden olmaktadır.

Deneyde kullanılan makinarya ait veriler aşağıdaki biçimdedir.

$P_n = 3 \text{ kW}$	$n_n = 1430 \text{ dev/d}$	$2p = 4$
$M_{en} = 20 \text{ Nm}$	$I_n = 6,7 \text{ A}$	$U_n = 380 \text{ V}$
$X_s = 62 \Omega$	$R_s = 1,93 \Omega$	$R_r = 1,45 \Omega$
$X_r = 62.8 \Omega$	$X_m = 59 \Omega$	$\sigma = 0,105$
$k_m = 1,32$	$J = 0,018 \text{ kgm}^2$	$T_n = 0,0926 \text{ s}$

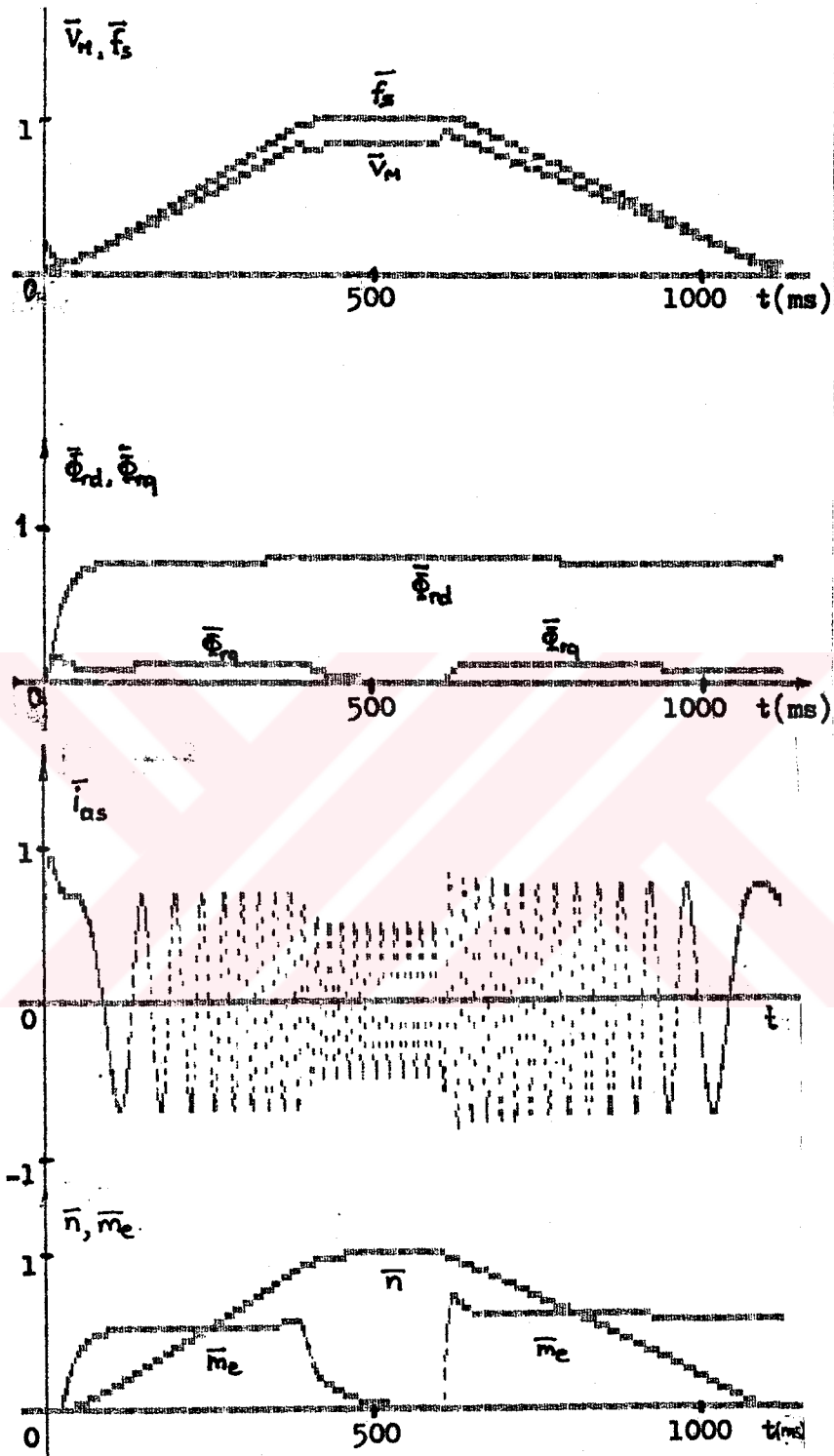
Makina parametrelerinde oluşabilecek değişimler olarak R_s ve R_r 'nün sıcaklıkla ve yine R_r 'nün deri olayı nedeni ile büyümesi ve X_s , X_r , X_m 'in doyma nedeni ile küçülmeleri ve eylemsizlik momentinin yine iş makinasına ve çalışma şekline göre büyümesi söz konusudur. Bir makinadaki parametre değişimleri genellikle çok büyük boyutlarda olmaz. Simülasyon için varsayılan parametre değişimleri aşağıdaki gibi öngörülmüştür.

$R_{sp} = 2 \Omega$	$R_{rp} = 3 \Omega$	(Isınma ve deri olayı)
$X_{sp} = 58.8 \Omega$	$X_{rp} = 59.5 \Omega$	
$T_{hp} = 2 \text{ s}$	$X_{mp} = 56 \Omega$	(doyma)

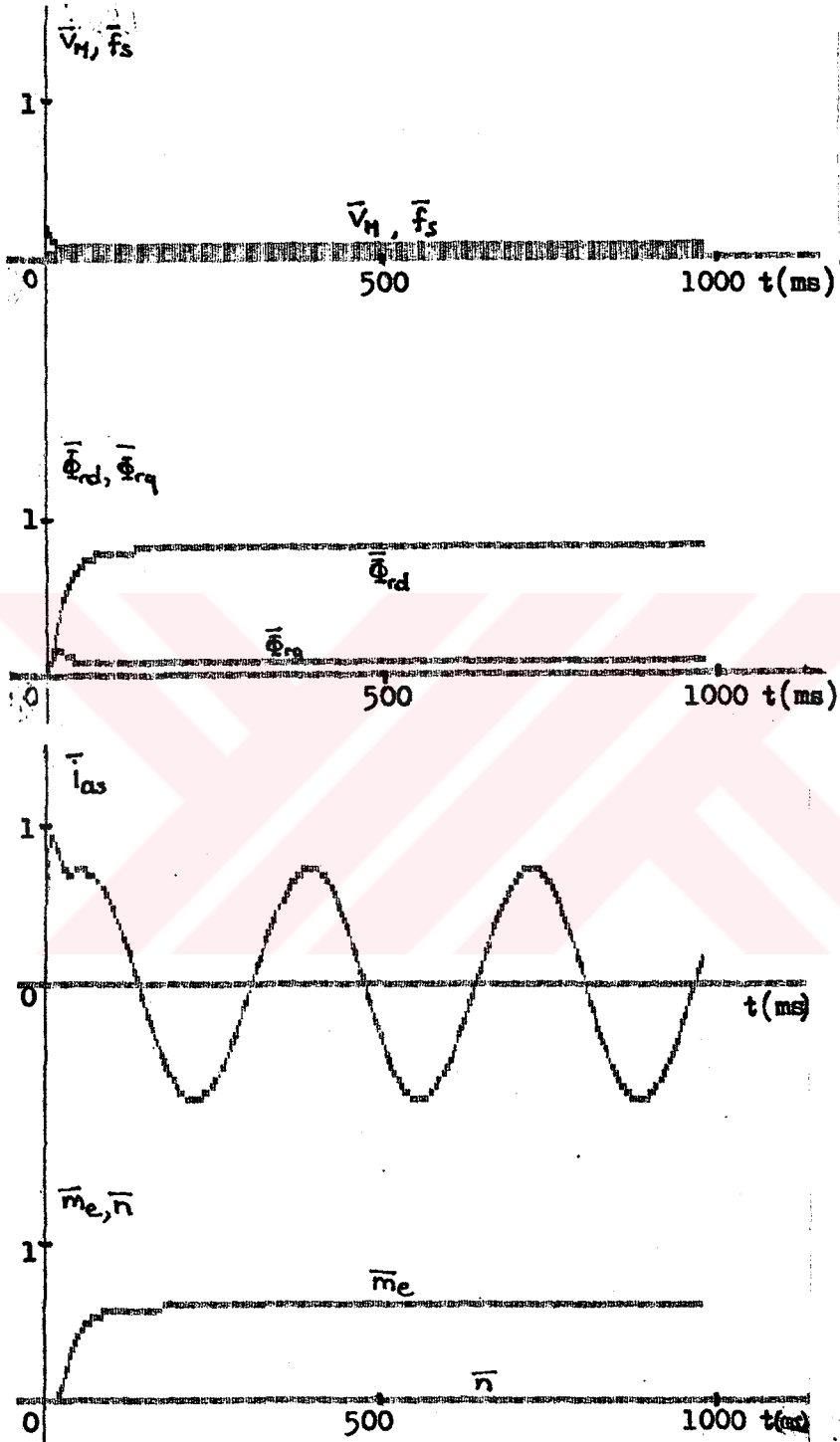
Öncelikle sadece optimal kontrol kullanıldığında ve söz konusu tüm değişimler sonucunda makinanın boşa istenilen değerlere oturduğu, nominal yükü ile yüklendiğinde ise bu yükü kaldıramadığı veya baştan bu yükü yüklü ise hiç kalkmadığı Şekil 4-17 ve 4-18'de elde edilmiştir. Bu durum adaptif kontrol kullanımının önemini gösterir.

Şekil 4-20 - 4-27 adaptif kontrolün etkisini göstermektedir. Bu şekillerdeki ortak nokta, özellikle hız hatasının maksimum 4.10^{-3} 'ü geçmemesidir. Diğer hatalar da

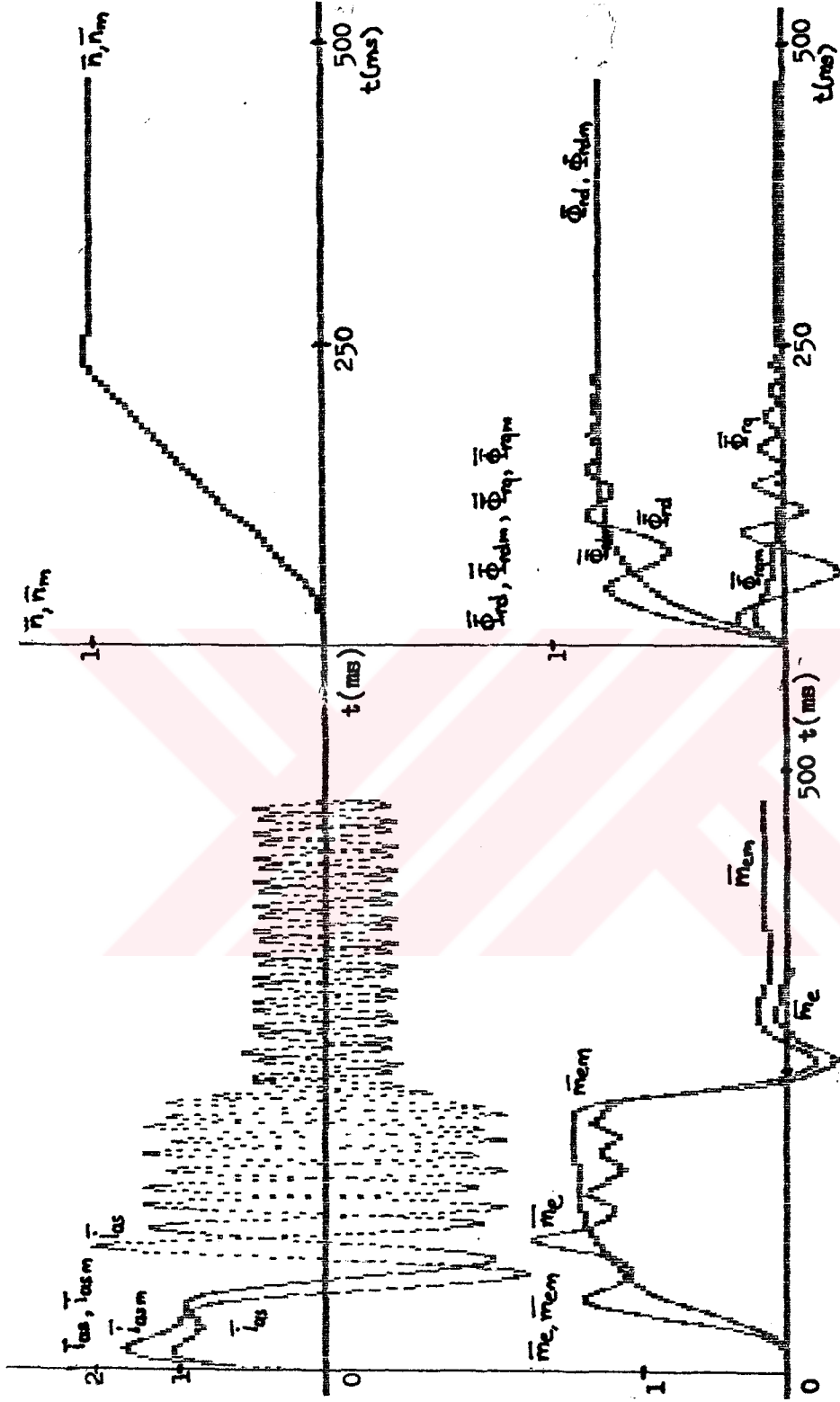
oldukça kısa bir zamanda sifıra yaklaşılmaktadır. Hız hatasının küçük olmasında frekans üzerine yapılan etki dışında yük momentinin hesaplanan değeri oldukça etkin olmuştur. Özellikle şekil 4-18'de de görüldüğü gibi model hızı, eylemsizliği küçük olduğundan çok kısa bir zamanda son değerine yükselecek ve bunu izlemeye çalışan gerçek sisteme ilişkin sınırlamalar da aşma noktasına gelecekti. $\bar{m}_{yn}$ 'ın uygulanması ile model çok hızlı cevap vermemiş, dolayısı ile model gerçek sistemi ve gerçek sistem de modeli izlemiştir. Model ve gerçek sistem akımları arasında geçici rejim sırasında oluşan faz farkı azalarak sürekli rejimde de devam etmiştir. Gerçek sistem ve model arasındaki akılar arasındaki hata gittikçe küçülerek sıfır civarına yaklaşılmıştır. d-q akım bileşenleri karşılaştırıldığında oluşan hatanın çok küçük olduğu görülmektedir. Şekil 4-20 ve 4-21 boşta $\bar{m}_y = 0$ ve nominal yükte $\bar{m}_y = 1$ için model ve sistem davranışları verilmiştir. Şekil 4-22'de ise $t \leq 400$ ms'ye kadar boşta yol alan motor bu zamandan sonra ani olarak yüklenmiştir. Bu duruma ilişkin kontrol işaretleri optimum $\bar{v}_{dq} = f(t)$, $\bar{v}_{ed} = f(t)$, $\bar{f}_{ep} = f(t)$ ve adaptif $\bar{u}_{dq} = f(t)$, $\bar{u}_{ed} = f(t)$, $\bar{f}_{ep} = f(t)$ ile $\bar{i}_{eqm} = f(t)$, $\bar{i}_{eq} = f(t)$, $\bar{i}_{edm} = f(t)$, $\bar{i}_{ed} = f(t)$ fonksiyonları verilmiştir. Şekil 4-23 te boşta yol alan sistem, 400 ms sonunda ani olarak yüklenmiş ve 800 ms sonunda ise yükü kaldırılmıştır. Bu geçici rejimler sırasında en uzun süreni ve en büyük hataların olduğu durum yol alma sırasında olanıdır. Şekil 4-24'de ise $\bar{m}_y = 0$ ve $\bar{N}_R = 1$ ile yol alan sistem 350 ms sonunda $\bar{N}_R = -1$ referansını izlemeye başlamıştır. Bu durumda da oluşan hatalara baktığımızda yine en büyük hataların yol alma sırasında olduğunu görmekteyiz. Şekil 4-25'de ise 4-24'deki işlemin kontrol büyüklükleri ve akımların d - q bileşenleri açısından oluştur-



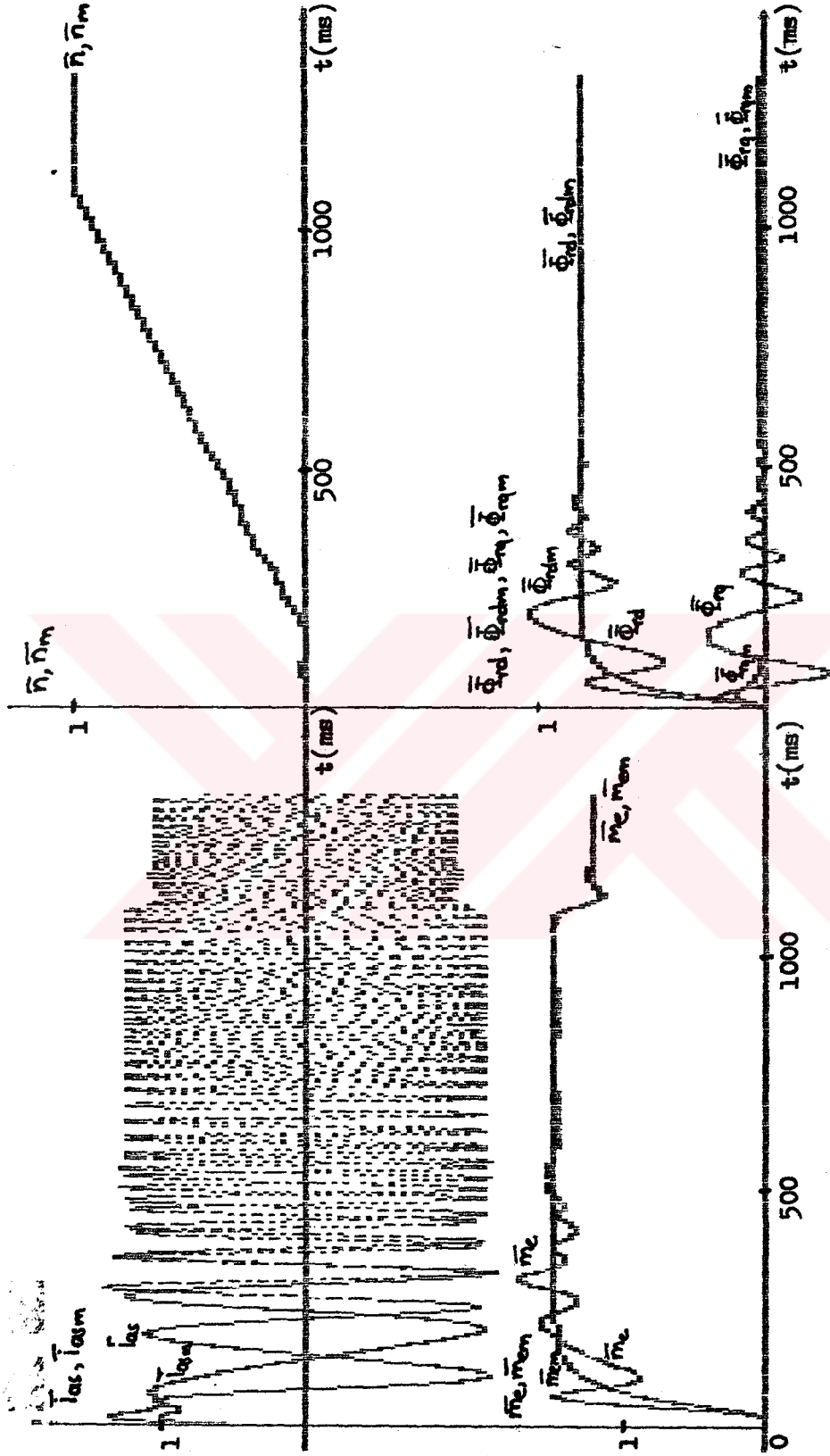
Şekil 4-18 Optimum kontrol algoritması ile kontrol edilen makinanın parametreleri değiştiğinde ani yükleme durumu



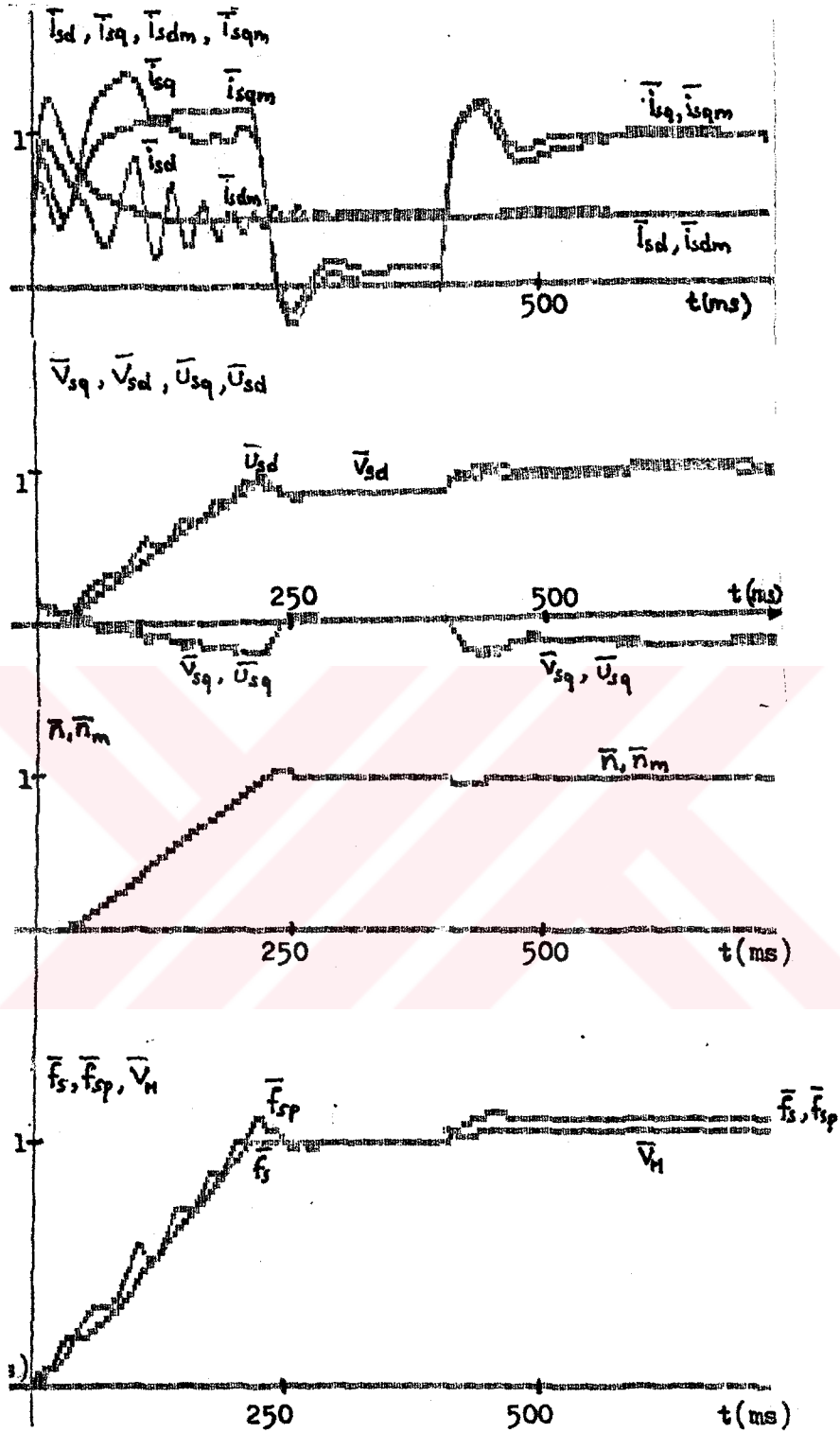
Şekil 4-19 Aynı makinanın $t=0$ anından itibaren $\bar{m}_y=1$ ile yüklü olması durumu



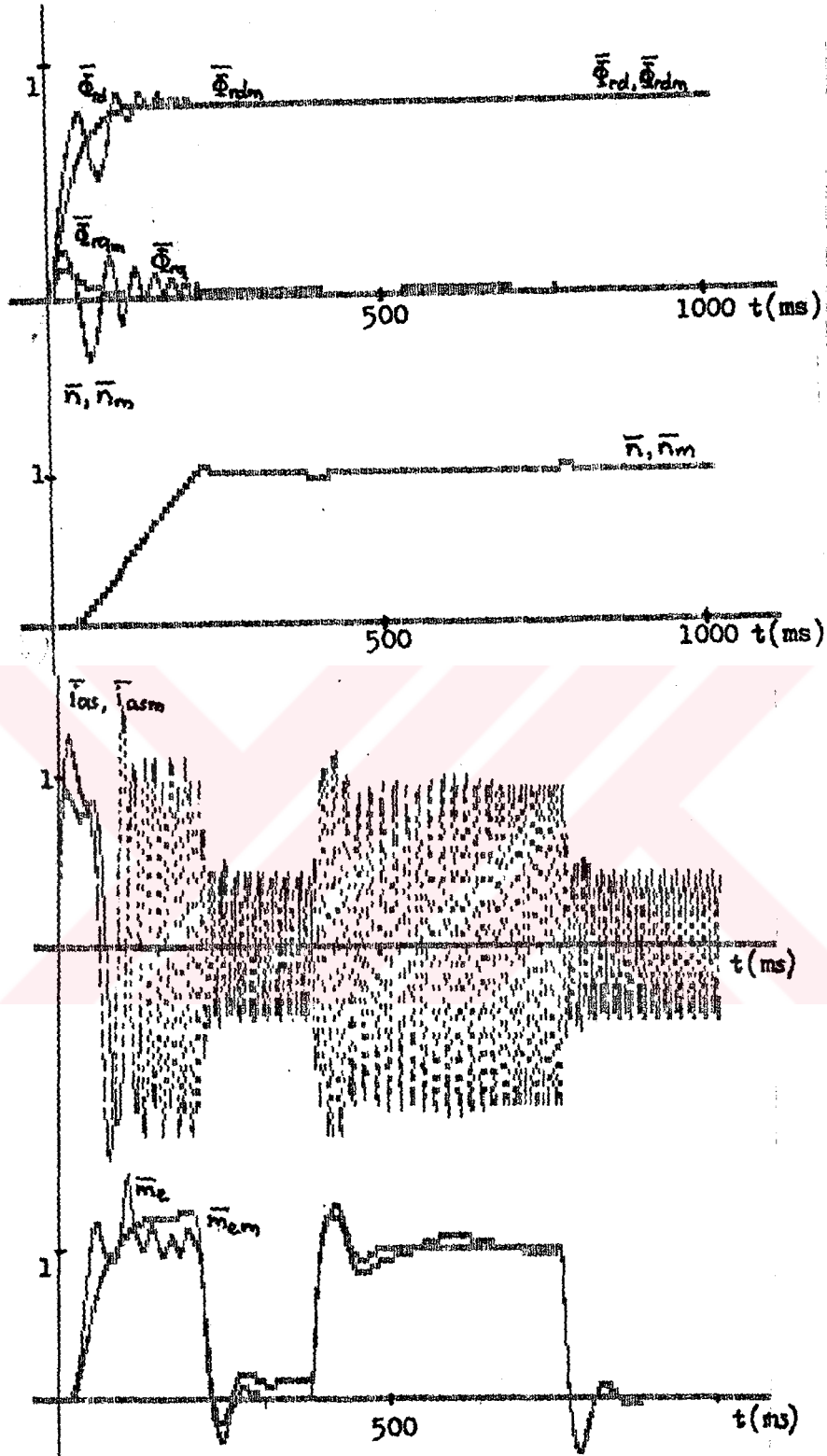
Sekil 4-20 Katsayılar farklı değerlerde $\bar{m}_y=0, \bar{N}_2=1$, için adaptif kontrolün etkisi



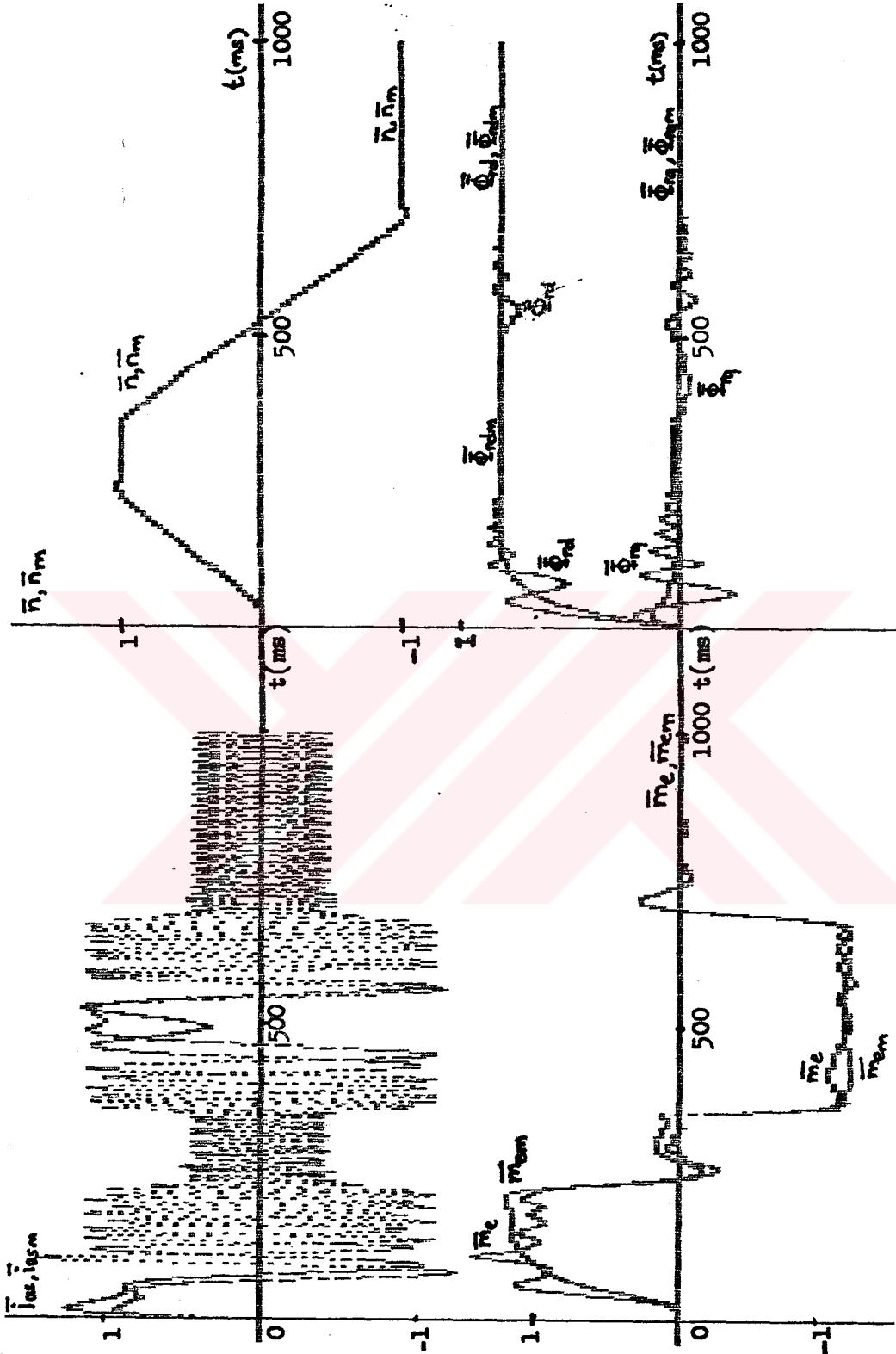
Şekil 4-21 Katsayılar farklı $t=0$ anından itibaren $\bar{m}_y=1$ adaptif kontrolün etkisi



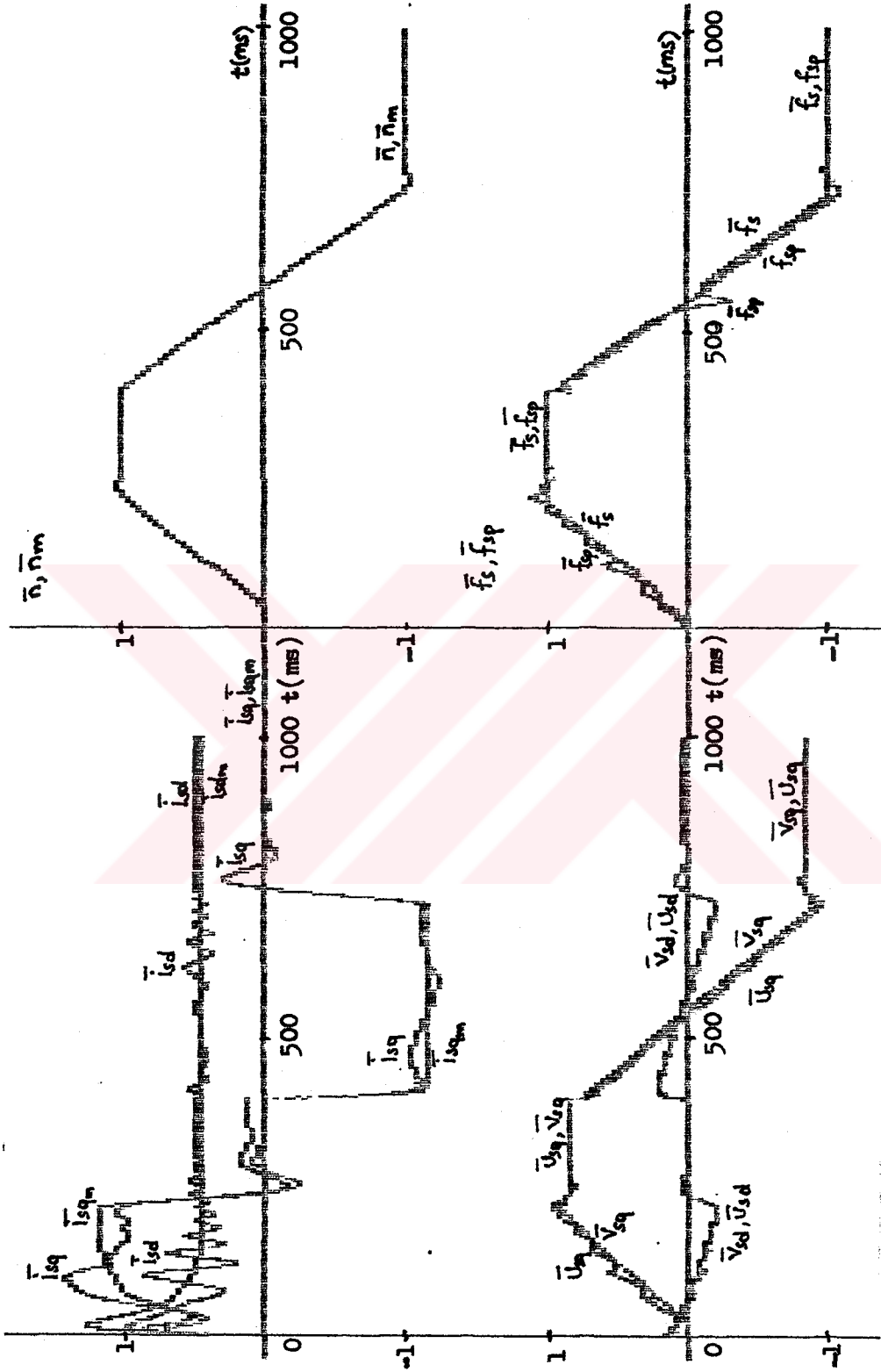
Şekil 4-22 Katsayılar farklı adaptif kontrol uygulanmış $\bar{N}_R=1$, $0 < t < 400$ ms $\bar{m}_v=0$, $t > 400$ ms $\bar{m}_v=1$ durumu



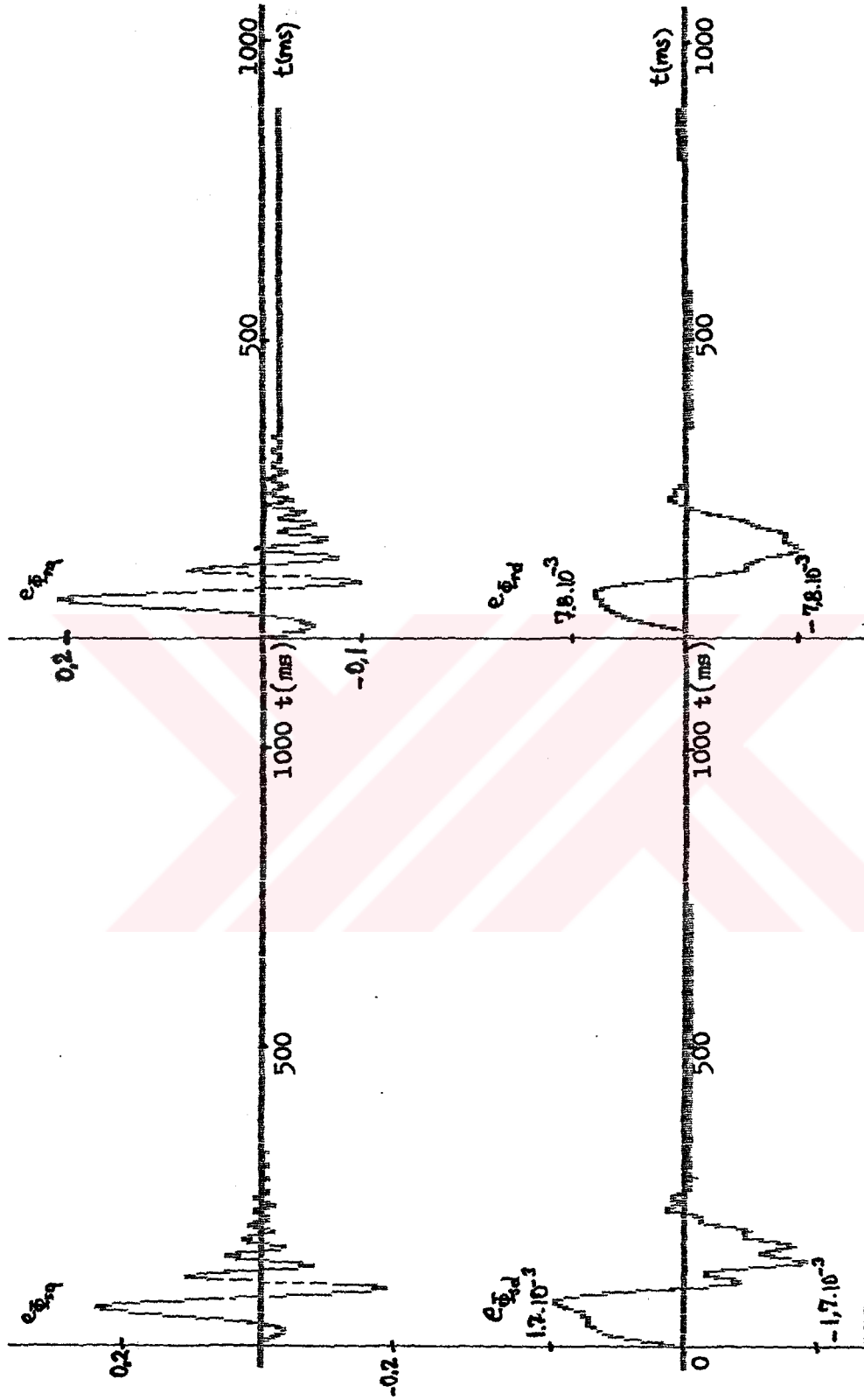
Sekil 4-23 Katsayılar farklı $\bar{N}_R=1$, $0 < t < 400$ ms $\bar{m}_v=0$,
 $400 < t < 800$ ms $\bar{m}_v=1$, $t > 800$ ms $\bar{m}_v=0$ durumu



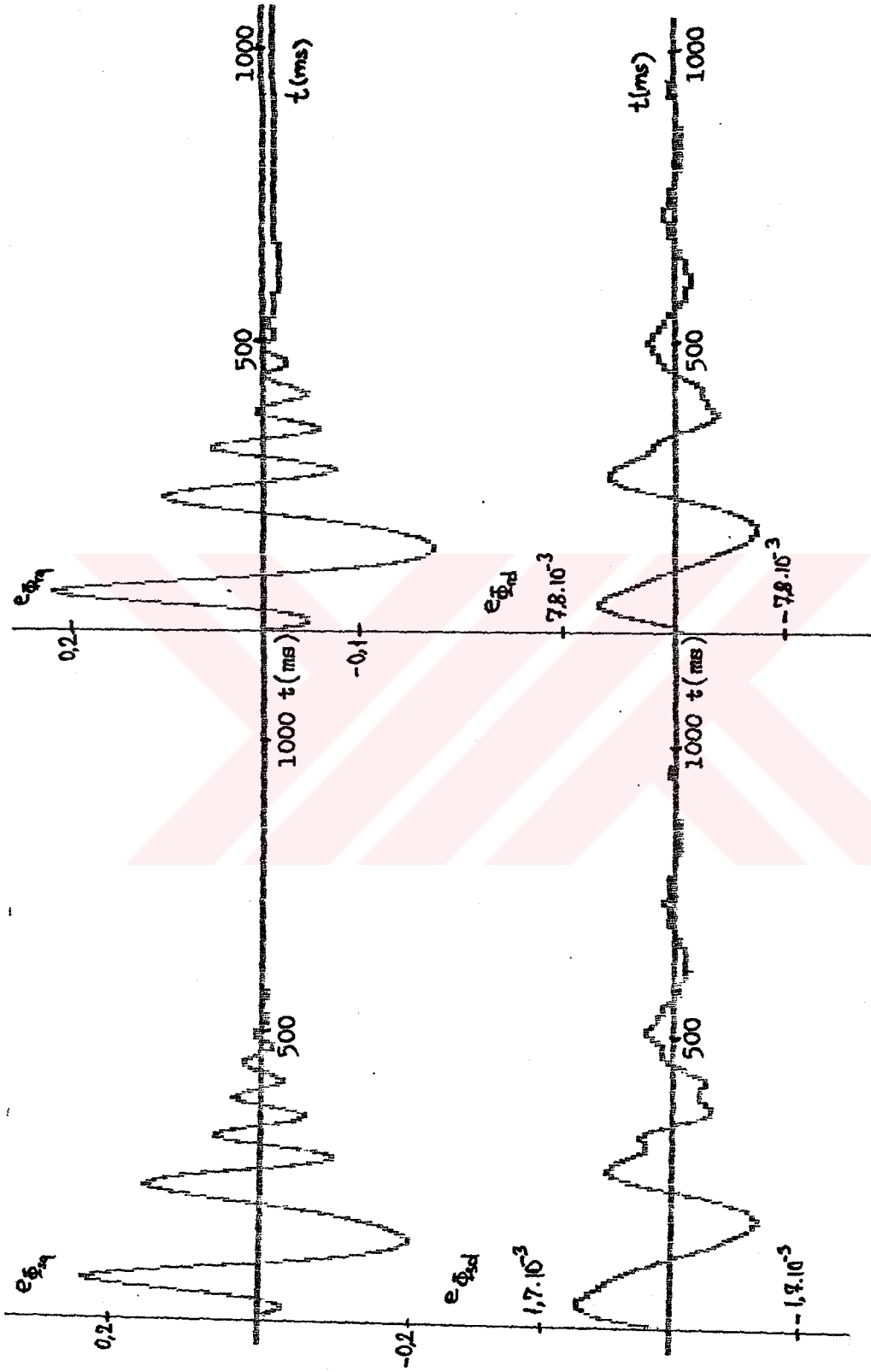
Şekil 4-24 Katsayılar farklı adaptif kontrol uygulanmış $\bar{m}_y=0$, $0 < t < 350$ ms $\bar{N}_R=1$, $t > 350$ ms $\bar{N}_R=-1$ durumu



Sekil 4-25 Yön değiştirme durumunun kontrol büyüklükleri ve d-q akımları cinsinden değerlendirilmesi



Şekil 4-26 Katsayılar farklı adaptif kontrol uygulanmış $\bar{m}_y=0$, $\bar{N}_R=1$ durumunda hata fonksiyonları



Sekil 4-27 Hata fonksiyonlarının $\bar{m}_v=1$ durumundaki değişimleri

B Ö L Ü M 5

GELİŞTİRİLEN MODERN KONTROL ALGORİTMALARININ SAYISAL KONTROLA UYGULANMASI

5.1 SAYISAL KONTROL KULLANMANIN ÖNEMİ

Şimdiye kadar yapılan çalışmalar göstermiştir ki elde edilen algoritmaları analog devrelerle gerçekleştirmek pek mümkün olmamaktadır. Bu nedenle çalışmada doğrudan sayısal kontrol yöntemleri uygulanmıştır. Sayısal ve analog devreleri karşılaştıracak olursak yaptığımız iş açısından sayısal devrelerin önemi kolayca görülür.

-Sayısal devrelerde analog devrelerde olduğu gibi parametre değişimleri yoktur.

-Sayısal devrelerde yapılmak istenen değişimler için analog devrelerdeki gibi yapı ve eleman değiştirilmesi yerine, kolayca değiştirilebilen yazılım paketleri oluşturulabilir, silinebilir veya değişen sistemler için geliştirilebilir.

-Sayısal çalışmada, karmaşık kontrol fonksiyonlarının hesaplanması gibi önemli işler yanında karar verme mekanizmasının da olması oldukça esneklik sağlar.

Sistemin bunun gibi daha bir çok üstünlükleri vardır. Bütün bu avantajları yanında sayısal devrelerde bir takım sınırlamalar da söz konusudur.

-Sayısal hesaplamalar %100 doğru olmasına rağmen kuantalama ve (AD çevirici ve DA çevirici) örnekleme hatasından dolayı hatalar oluşur.

-Sayısal bir kontrolörün cevabı, analog bir kontrolörden daha yavaştır. Analog kontrolörlerde cevap verme süresi ihmal edilebilecek düzeydedir. Sayısal devrelerde

oluşan gecikme ise sistemi kararsızlığa götürebilir. Bu nedenle hızlı sayısal kontrolörler kullanmak veya yapılan işleri paylaşmak çözüm olabilir.

-Sayısal kontrolde değişkenlere hemen ulaşılamaz. Kazanç ve zaman sabiti gibi büyüklükler kolayca düzenlenemez ve çalışma sırasında kolayca değiştirilemez.

Bu işlemleri gerçekleştirecek sayısal kontrolörler mikroişlemci (μI) bazlı sistemler olacaktır. Günümüzde her yere giren mikroişlemciler özellikle motor kontrolunda şu işlevleri gerçekleştirebilirler.

-Şebeke denetimli çeviricilerde tetikleme açılarının kontrolu

-Darbe genişlik modülasyonu veya basamaklı darbelerin üretilmesi

-Geribeslemeli kontrol

-Geribesleme işaretlerinin işlenmesi

-Gözlemlenemiyen durumların üretilmesi

-Test, arıza saptama ve uyarı

-Çeşitli hesaplamalar ve kontrol

Mikroişlemci bazlı devrelerin bu avantajlarına ilave olarak, elde edilen kontrol algoritmalarının kolayca gerçekleştirilmesi eklenebilir. Çarpma, karekök alma, toplama, bölme, kare alma, tg, arctg gibi fonksiyonlar bir sistem tarafından ve sadece yazılım ile gerçekleştirilebilir. Böylece basit bir yapı oluşur. Aksi takdirde ayırık elemanlarla gerçekleştirme hem yapının karmaşık hemde pahalı olmasına neden olur. Genelde fiziksel işaretler sürekli işaretlerdir. Elde edilen algoritmaların μI ile oluşturulması durumunda söz konusu işaretlerin μI tarafından değerlendirilebilmesi için sayısal bilgiler haline dönüştürülmeleri gerekir. Bu

işlem için ADÇ'ler kullanılmaktadır. Yine sürekli işaretler gerektiren dış çevreye μI 'den dışarıya DAÇ yardımı ile ulaşmak mümkündür. Genelde sayısal bir kontrolör olarak kullanılan mikrobilgisayarın yapısında μI , saat, bellekler, portlar ve birtakım giriş çıkış elemanları ve kontrolörler yer alır. Tm kontrol sistemi ele alındığında ise mikrobilgisayar yanında, ADÇ, DAÇ ve geniş çapta tüm devre elemanlarından oluşmuş bir yapı kullanılabilir.

ADÇ'ler sürekli bir işareti örnekleyerek sayısal bir işaret oluştururlar. Bunu yaparlarken kuantalama, yuvarlatma ve kesme hataları olduğu gibi ADC'nin örnekleme periyodu T_s oldukça önemlidir. Genelde sistemin en küçük zaman sabitinin $1/10$ 'u veya daha küçük seçilmelidir [81]. Böylece sistemin ayrık zaman etkisi ihmal edilebilir. Ayrık zaman özelliğini, periyodik örnekleme, sayısal hesaplama ve yarıiletken anahtarların açma kapamaları oluşturur.

Bir mikrobilgisayarın doğruluğunu, onun depolayabildiği ve işlem yapabildiği sözcük uzunluğu belirler. Örneğin 8 bit sözcük uzunluklu bir mikrobilgisayar belleğine 8 bit sözcük uzunluğundaki sayılar depolanır ve işlenir. Buna rağmen işlemler 16 bit veya daha büyük düzeyde yapılabilir. Bir işlemin birkaç adımda yapılması nedeni ile, işlem hızı düşer.

Bir mikrobilgisayarda sayılar, sabit veya kayan nokta aritmetiği ile gösterilebilir.

5.1.1. Geribesleme işaretlerinin Algılanması:

Analog işaretler, doğrudan algılayıcılar vasıtası ile ölçülür ve analog dijital çevirici (ADÇ) ile sayısal işaretlere dönüştürülür. Dorudan ölçülemeyen durumlar ise, ölçülebilenler yardımı ile oluşturulur. Enkoder kullanılarak ölçülen hız değeri de, sayıcılar ile sayısal işarete dönüştürülür.

5.1.2. Sayısal Kontrolde Donanım:

Donanım tasarımımda ilk adım,donanım ve yazılım çerçevesini belirlemek ve sınırlamalara karar vermektir. Örneğin kontrola ilişkin yazılımın yanısıra eviricinin darbe genişlik modülasyonlu işaret üretimini de mikro-bilgisayara yüklemek sistemin hızını düşüreceği için çalışmada ayrı bir donanım oluşturulmuştur. Aynı zamanda hızlı olması gereken koruma işlemleri için de bu donanımdan yararlanılmıştır. Sayısal kontrolde donanımın en önemli elemanlarından biri olan mikrobilgisayarın gerek seçimi ve gerekse kullanımı oldukça önemlidir. Seçimde dikkat edilecek hususlar şunlardır.

- Bit sayısı 8 bit, 16 bit, 32 bit
- Saat hızı ve komut çevrim süresi
- Komut setlerinin zenginliği (Çarpma, bölme)
- Yazıcı düzenlemeleri ve bellek adreslenebilirliği
- Giriş-Çıkış, bellek ve kesme özellikleri
- Tek veya çok kaynakla besleme
- Fiyat
- Çevre birimlerinin çokluğu
- Program kaynakları
- Sistemin gelişebilmesi

Donanımda önemli bir özellik de bellek düzenlemesidir. Kontrol işlemlerinde genellikle ne kadar bellek kullanılacağı bilinmez. Bu nedenle tasarım gelişmeye açık olarak yapılmalıdır. Makina diline en yakın dil olan assembler'de program geliştirildiğinde, yaklaşık 4kB'lık bir bellek alanı gerekir. Daha yüksek düzeyli dil kullanıldığında ise bu alan artar. Bellek ve çevre birimlerine ulaşma süresi mikroişlemcinin hızı ile aynı olmalıdır.

Çevre Birimlerinin Tasarımı: Çevre birimlerinin tasarımında ilk adım, işaretlerin analog veya sayısal niteliklerinin belirlenmesidir. işaretler ve mikrobilgisayar sistemi, genel sistem toprağından yalıtılmalıdır.

Sistem Hızının Arttırılması: Hızlı cevap veren kontrol sistemlerinde, mikrobilgisayarların maksimum hızda çalışması gerekir. Bunun için çeşitli donanım ve yazılım tedbirleri alınabilir. Bu tedbirlerden bazıları

- Daha hızlı ve yüksek bit sayılı, çarpma ve bölme yapabilen mikrobilgisayar kullanmak
- Algoritmanın daha etkin bir hesaplama zamanı için yeniden düzenlenmesi
- Yüksek seviyeli bilgisayar dilleri yerine düşük seviyeli diller, C ve assembler kullanılması
- Donanım olarak yardımcı elemanlar, işaret işleyiciler (signal processor) giriş çıkış elemanları, aritmetik yardımcı işlemciler (kopresesörler) v.b. kullanılması
- Hesaplamaların tablo yardımı ile yapılması
- Büyük alanda veri aktarımı için doğrudan belleğe erişim donanımı (DMA) kullanılması
- Analog ve sayısal yöntemlerin birlikte kullanılması
- Çok mikroişlemcili çalışılması

şeklindedir. Çok mikroişlemcili çalışmada mikroişlemciler arası veri haberleşmesi donanım ve yazılım karmaşıklığını artırır.

5.1.3. Sayısal Kontrolde Yazılımı

Sayısal kontrole yönelik oluşturulan algoritmalar gerçek zamanda ve belli bir sıra ile icra edilirler. Algoritmaların yazıldığı dil, algoritmanın hızı ve kullanımı açısından oldukça önemlidir. Bu özelliklere uygun bir dil seçilmelidir. Makina diline çok yakın olması ve bu nedenlerle de en hızlı dil olan assembler, güç elektroniği uygulamalarında oldukça kullanışlıdır. Makina diline yakın olduğu için kolay icra edilir ve az bellek kullanır. Program geliştirmek çok zordur. Bu nedenle daha yüksek düzeyli diller geliştirilmiştir. Bunlar içinde C oldukça kullanışlıdır. Program kolay geliştirildiği gibi, program içinde assembler komutlarına da yer verilebilir.

5.1.4. Sayısal Kontrolde Örneklemeye

Zamanı ve Sözcük Uzunluğu:

Sayısal kontrol sistemlerinde örneklemeye sözcük uzunluğu çok önemlidir. Sayısal kontrol sistemlerinin hassasiyeti ve doğruluğu, örneklemeye hızı ve bit sayısı arttıkça analog sistemlere yaklaşır. Büyük örneklemeye zamanlı sayısal kontrol sistemlerinde, kontrol çevriminde gecikme ve bozulmalar oluşur. Örneklemeye zamanının pratik olarak, kapalı çevrim zamanının 1/10'u veya daha küçük olması istenen bir özelliktir. Bir kontrol sisteminde

birden fazla geribesleme söz konusudur. Bu da birden fazla örnekleme zamanı demektir. İki geribesleme çevriminden oluşan sistemlerde genellikle dış geribesleme çevrimi, iç geribesleme çevriminden daha yavaştır.

Bir sistemde davranış hassasiyeti işaretin sözcük uzunluğu ile belirlenir. Bit sayısının artması ile işaretin temsil edildiği sayının doğruluğu artar. Bunun dışında ADÇ'nin kuvantalama hatası vardır. Örneklenen analog sayısının en yakın dijital sayıya yuvarlatılması sırasında oluşan bir hatadır. 1 bit kuvantalama hatası vardır.

5.1.5. Sayısal Kontrolde Karşılaşılan Hatalar:

Hatalara büyük ölçüde sözcük uzunluğunun sınırlı olması neden olur. Sayısal hatalar yada gürültüler üç kaynaktan üretilir.

- 1) Kuvantalama gürültüsü, ADÇ'de oluşur.
- 2) Çarpma gürültüsü, Aritmetik işlemler sonucunda özellikle çarpma sonuçları yuvarlatılır. Bu gürültü kaynaklarına beyaz gürültü kaynakları denir. 1 LSB (en az anlamlı bit) genlikli sabit dağılmış fonksiyonlardır.
- 3) Parametre ve sabitlerin saklama hataları, yuvarlatma ve saklama sırasında oluşur.

5.1.6. Sayısal Kontrolde Skalalandırma:

Skalalandırma ile, hesaplama sonucunda oluşacak alt ve üst taşma önlenmiş olur. Sayısal kontrolde skalalandırma analog sistemdekine benzer bir yapıdadır. İşaretin alabileceği maksimum değer A_m , bit sayısı b olmak üzere, skala katsayısı S_k aşağıdaki biçimdedir.

$$S_k = \frac{b}{2 - 1} \quad (5.1)$$

A_m

Bu şekilde örneklenecek işaretler elde edildikten sonra, bu işaretlerden oluşacak diğer büyüklükler de benzer şekilde skalalandırılır.

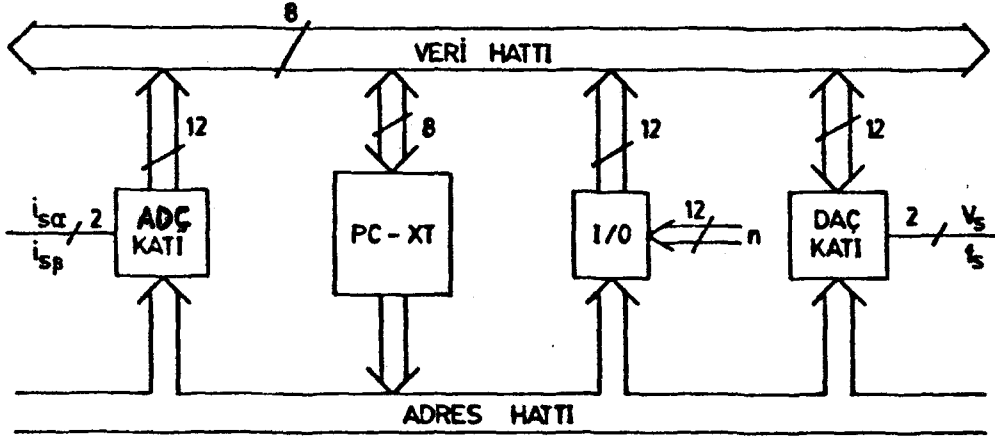
5.2. Elde Edilen Optimum Kontrol Algoritmasının Sayısal Gerçekleştirilmesi:

Sayısal kontrol sistemlerinde gerçekleştirilen algoritmalar basit yapıda olmalıdır. Algoritmada yapılacak işlemler, mümkün olduğu kadar hızlı gerçekleştirilmelidir. İşlemlerin karmaşık olması ve kayan nokta aritmetiğinin kullanılması gibi nedenlerden, makina diline en yakın dil olan assembler'de yazım zorlukları ortaya çıkar. Bu nedenlerden assembler'e en yakın dil olan C, yaygın bir biçimde kullanılmaktadır. Yüksek düzeyli dillere benzer yapıda program yazılabilmesi, hızlı algoritmaların geliştirilebilmesi gibi üstünlükleri vardır. Vektör kontrolunda koordinat dönüşümleri sırasında sin, cos, arctan, karekök gibi fonksiyonların kullanılması, gerçekleştirilecek algoritmaların hızını oldukça yavaşlatmaktadır. Her ne kadar bu fonksiyonlar için tablo yöntemi kullanılırsada, istenilen hassasiyeti elde edebilmek için özellikle arctg için çok fazla bellek kullanımı gerekecektir. Bu nedenle, aritmetik koproşesör kullanılması zorunluluğu ortaya çıkar. Kayan nokta aritmetiği çalışmada, işlemin hem doğruluğu hem de hızlı yapılmasında büyük avantaj sağlar. Buna

rağmen yine de hız nedeni ile daha az bellek gerektiren $\sin$ ve $\cos$ tablolarını kullanmak büyük avantaj sağlar. Elde edilen algoritmada, rotor akısı, yük momenti ve motor hızına ilişkin büyüklükler yer almaktadır. Rotor akısı ve yük momenti hesaplanarak elde edilirken, hız ise motordan sayısal bir algılayıcı vasıtasıyla elde edilmektedir. Akıların hesaplanması için motor akımlarından geribesleme almak gereklidir. Algoritmanın geliştirildiği model için d-q eksen takımı baz alındığından, geribesleme ile elde edilen motor akımlarına öncelikle koordinat dönüşümleri uygulanarak, d-q eksenindeki değerleri elde edilir. Motor akımları analog büyüklükler olduğundan ADÇ'lerin kullanılması gerekmektedir.

5.2.1. Kontrol Organı:

Kontrol organı olarak 4.77-8 MHz hızlarında çalışabilen 8088 mikroişlemci bazlı bir PC - XT kullanılmıştır. Buna ilave olarak kayan nokta aritmetiğinde çalışabilen ve bazı fonksiyonları hızlı gerçekleştirebilen bir aritmetik koprocesör (8087-8 MHz) kullanılmıştır. Ayrıca analog işaretleri algılayabilmek için 8 kanallı 12 bit bir ADÇ ve sayısal elde edilen işaretleri de analog işaretlere dönüştürebilmek için 12 bitlik DAÇ'ler kullanılmıştır. Yine sisteme sayısal gelen hız bilgilerini aktarabilmek amacı ile 64 bit giriş çıkış yapabilen bir I/O kartı da eklenmiştir. Tüm yapı şekil 5-1 de verilmiştir.

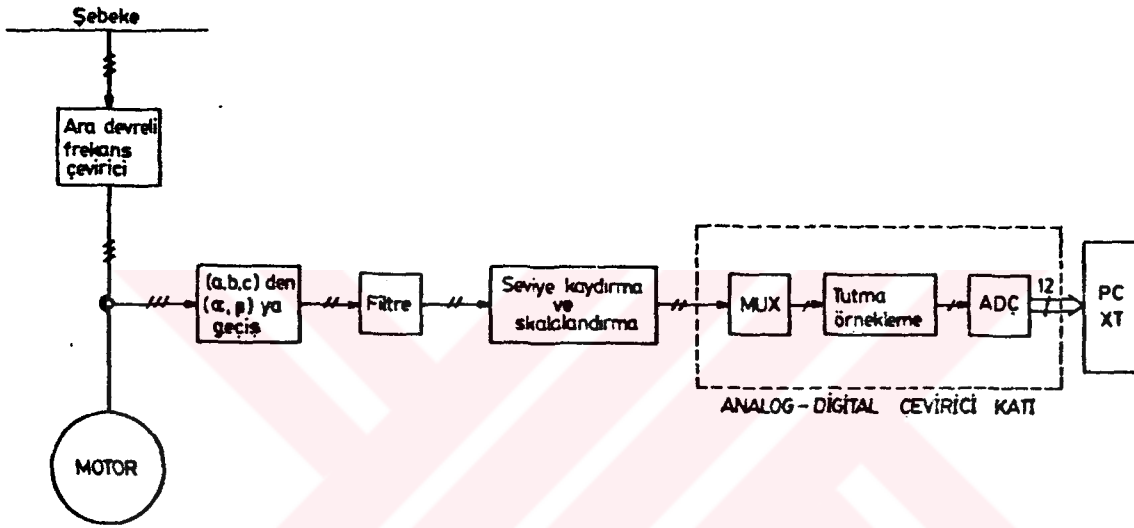


Şekil 5-1 Kontrol organının yapısı

5.2.2. Akım Geribeslemesi:

Tezde gözönüne alınan üç fazlı sincap kafesli asenkron motor, gerilim ara devreli darbe genişlik modülasyonlu bir frekans çevirici üzerinden beslenmektedir. Bu nedenle motor akımları, temel bileşen dışında, bazı yüksek dereceli harmonikleri içerdiğinden tam sinüzoidal değildir. Bu haliyle ADÇ'ye uygulandığında, hatalı bir örnekleme yapılmaması için, örnekleme frekansının çok yüksek seçilmesi gerekmektedir. Bu ise algoritmanın hızlı olmasına, yani algoritmayı icra edecek mikrobilgisayarın hızlı olmasına bağlıdır. Tezde kullanılan sistem yeterince hızlı olmadığı için elde edilen akım,

ADÇ'ye uygulanmadan önce süzölmüştür. Kullanılan ADÇ'ye negatif uygulanmadığından, işaret belli bir pozitif seviye yukarı kaydırılmış, ve zaman kazanmak amacı ile (a,b,c)'den (α,β) koordinat sistemine geçiş ve akımların süzülmesi ADÇ'ye girmeden donanım ile yapılmıştır. Buna ilişkin yapı Şekil 5-2'de verilmiştir.



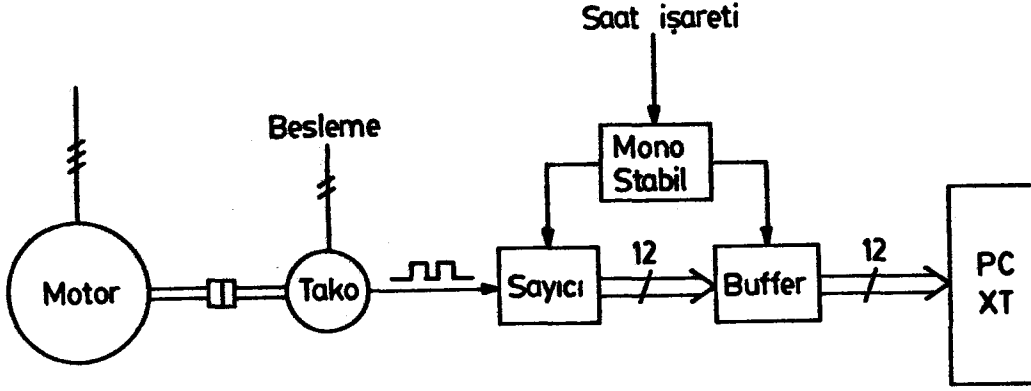
Şekil 5-2 Akım geribesleme sistemi

Akım geribeslemesi için algılayıcı olarak akım transformatorleri kullanılmıştır. Elde edilen motor akımına ilişkin bilgi, dönüştürölüp süzöldükten sonra, algoritma gereği, akımın iki katına izin verilecek şekilde skalalandırılarak ADÇ'ye uygulanmıştır. Çoğullayıcı (MUX), tutma ve örnekleme (S/H) ve ADÇ, birlikte bir sistem olarak yer alır. Genel özelliği, 8 kanal analog giriş, 12 bit ve kanal başına hızı 35 μ s şeklindedir.

Kullanılan filtreler 4. dereceden ve alçak geçiren filtreler olup kesim frekansları ≈ 110 Hz ve faz farkları ≈ 2 ms'dir. Elde edilen akım bilgileri, sadece rotor akılarının oluşturulmasına yönelik olarak kullanılmış, akım sınırlaması amacıyla kullanılmamıştır. Algoritma gereği akımda sınırlama yapmak için akımdan geribesleme almaya gerek yoktur.

5.2.3. Hız Geribeslemesi:

Sistemde, kontrol işaretlerinin üretilmesi açısından önemli yer tutan hız bilgisi motor miline akuple bir sayısal takometre vasıtası ile elde edilmektedir. Sayısal takometre çıkışında hızla orantılı bir darbe dizisi üretilmektedir. Darbe ve boşluk oranları eşit olan bu işaret, sayıcılar vasıtası ile kolayca sayısal bilgiye dönüştürülür. Elde edilen sayısal bilgi ise makineye tampon bellekler üzerinden aktarılır. Darbe şeklindeki hız bilgisini sayısal bir bilgiye dönüştürebilmek için çeşitli yollar vardır. Bunlar içinde en basiti ve hesaplama açısından algoritma süresine yük getirmeyen yöntem uygulanmıştır. Belli bir zaman aralığında takometre çıkışındaki darbelerin sayılması esasına dayanır. Elde edilen bilgilerin kalıcı olması ve bilgisayarın veri hattında karışıklığa neden olmamak amacı ile elde edilen sayısal bilgi bilgisayara tampon bellekler ile aktarılmıştır. Makinanın hızının çıkabileceği değer olarak 3000 dev/d göz önüne alındığından 12 bit'lik bir sayıcı kullanılmıştır.



Şekil 5-3 Hız geribesleme sistemi

Tezde kullanılan takometre devir başına 1000 darbe üretmektedir.

5.2.4. Kontrol Algoritmasının Geliştirilmesi:

Tezde elde edilen kontrol algoritması hakkında daha önceki bölümlerde bilgi verilmişti. Şimdi elde edilen algoritmanın bilgisayarda uygulanabilecek en basit yapıya getirilmesi gereklidir. Algoritma makina parametrelerine oldukça bağlıdır. Bu bağımlılık nedeni ile bu parametrelerin doğru bir şekilde temsil edilebilmesi makinaya uygulanacak algoritmanın doğru sonuç vermesini önemli ölçüde etkiler. Bu nedenle bazı işlemlerde kayan nokta aritmetiğinin kullanılması bir zorunluluk halini almıştır. Ayrıca yine algoritmada yer alan ve daha önce

bahsedildiği gibi arctan ve karekök alma fonksiyonlarının gerçekleştirilmesi zorunluluğu da vardır. Bütün bu zorunluluklar nedeni ile bir aritmetik koprocesör kullanılmıştır. Aritmetik işlemci özellikle kayan nokta aritmetiğinde çalışmada oldukça büyük bir kolaylık getirdiği gibi, arctan ve karekök almaya ilişkin komutlarının bulunması işleri oldukça kolaylaştırmaktadır. Kayan nokta aritmetiğinde çalışmak bir başka zorunluluğu da beraberinde getirir. Bu zorluk algoritmanın en hızlı çalışan dili olan assembler'de oluşturulmasıdır. Bu nedenle yüksek düzeyli bir dilde çalışmanın kolaylığı ve assembler'e yaklaşan hızı ile C dili tercih edilmiştir. Assembler komutları ile birlikte karma bir yapıda oluşturulabilen C dilinin kullanımı bu tür uygulamalarda oldukça elverişlidir. C diline ilişkin bazı avantajlar şu şekilde sıralanabilir.

- Doğrudan aritmetik işlemciyi kullanabilir.
- Assembler komutları yapı içerisinde yer alabilir.
- Yapısı itibarıyla oldukça hızlı çalışır.
- Yine yapısı itibarıyla karmaşık programlar kolayca geliştirilebilir.

11

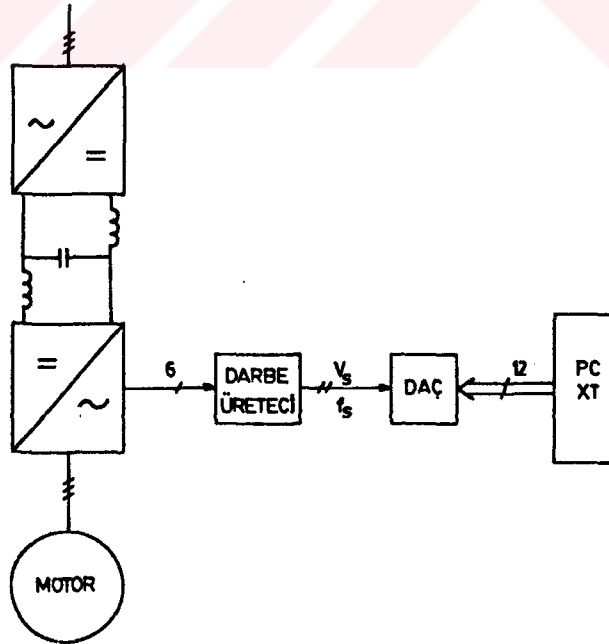
işlemleri kolaylaştırmak açısından $2 - 1 = 2047$ sayısı baz olarak alınmıştır. Bunun nedeni tepe değeri olarak normalize akım değerinin 2 olması ve 12 bit'lik ADÇ'de bu sayının 4095 ile temsil edilmesidir. Bu sayede bazı sayılar yapı itibarı ile basitleşmişlerdir. Yine basitleştirme yapmak, fazla işlemlerden kaçınabilmek amacı ile, bazı değişiklikler iptal edilmiştir. Örneğin m_y (yük momentinin hesabında), endüklenen moment m_e , bir ara işlem olarak gösterilmekten vazgeçilmiştir. Böylece

$\bar{m}_e$ 'yi temsil eden göze bir sayı yükleme, okuma v.b. gibi işlemlerden kaçınılmıştır. Yine bazı işlem sıraları uygun dizilerek tek bir işlem ile bir çok alt işlemden kaçınılmıştır. Örneğin, değişkenlere başlangıç koşulu atanması gibi. En önemlisi ise sin ve cos fonksiyonlarının tablo kullanılarak gerçekleştirilmesidir. Böylece oldukça büyük bir zaman tasarrufu sağlanmıştır. Her ne kadar aritmetik işlemci kullanılmışsa da yine de bu haliyle daha hızlı bir yapı elde edilebilmiştir. Bellek yetersizliği ve sonuçların doğruluğu açısından arctan ve karekök fonksiyonları için aynı uygulama yapılamamıştır. Ayrıca bazı fonksiyonlar en hızlı biçimi olan assembler yapıda gerçeklenmeye çalışılmıştır. Özellikle, giriş, çıkış ve tuş takımı okumaya ilişkin olan yapılar. Bütün bu düzenlemeler sonunda, 8088 ve 8087'li 5 MHz'lik sistemde sadece optimum kontrol için 2.7 ms'lik bir algoritma süresine, ulaşılmıştır. Amaçlanan süre yaklaşık 1.7 ms olduğundan eldeki bilgisayar sistemi ile, elde edilen algoritmalarından ancak optimum kontrol algoritması gerçek zamanda sisteme uygulanabilmiştir. Daha hızlı sistemler kullanılarak adaptif kontrol algoritmasını da buna eklemek mümkündür.

5.2.5. Kontrol işaretlerinin Sisteme Uygulanması:

Elde edilen sayısal kontrol işaretleri, analog işaretler ile sürülen sisteme DAÇ'ler vasıtası ile uygulanmaktadır. Sisteme uygulanan kontrol işaretleri gerilimin etkin değeri $\bar{V}_m$ ve frekans $\bar{f}_m$ 'dir. $\bar{f}_m$ içerisinde gerilimin fazı da yer almaktadır. Bu şekilde elde edilen sayısal değerler nominal değeri 2047 olacak biçimde 12 bit'lik DAÇ'lerden dışarı aktarılmıştır. 12 bit'lik

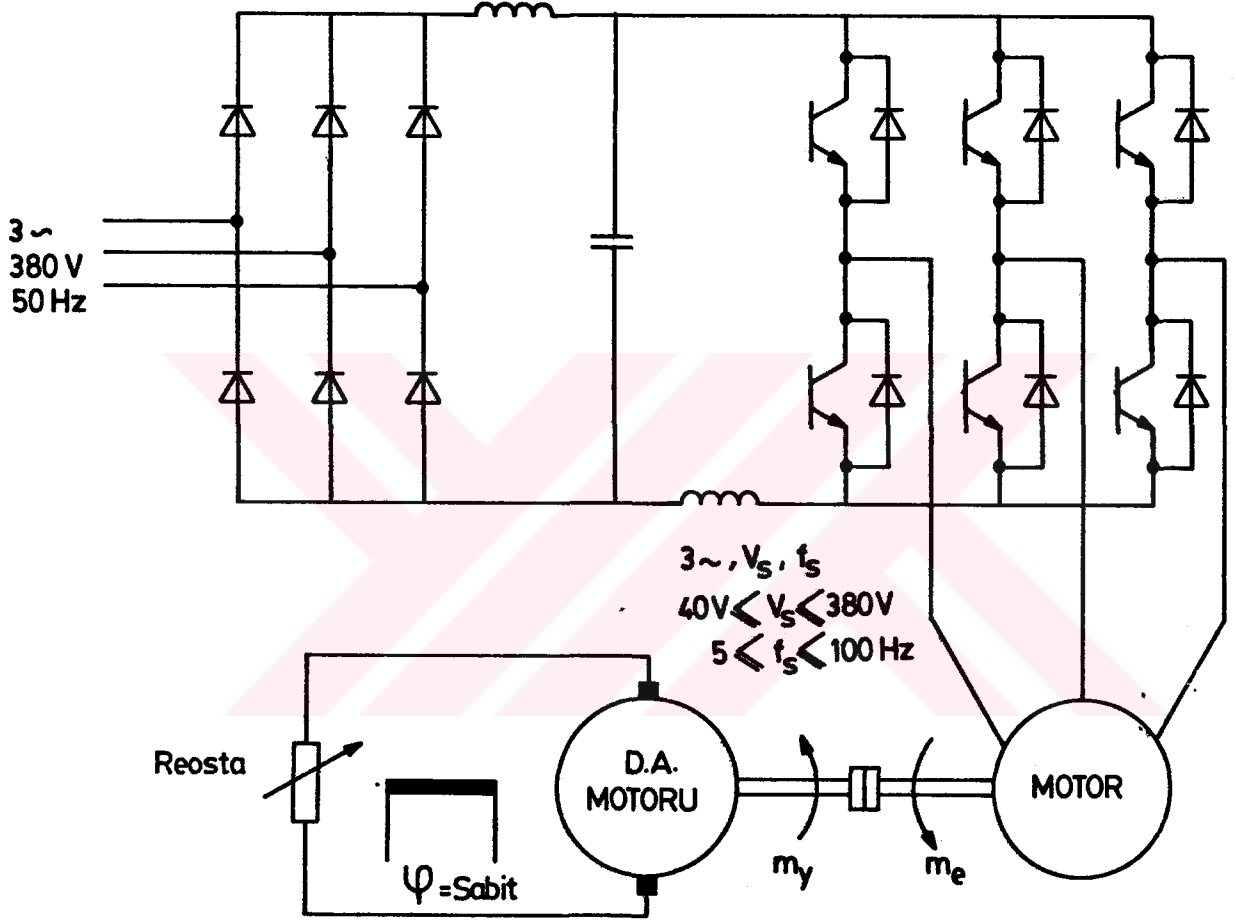
olmaları nedeni ile tam skalaları 4095'tir. Frekans ve hız iki katına çıkabildiğine göre $4095 = 2 \cdot \bar{f}_m$ olacaktır ve 2047'ye göre normolize edildiğinden doğrudan DAÇ'ye uygulanabilir. Evirici darbe genişlik modülasyonlu bir eviricidir. Söz konusu modülasyona ilişkin darbeleri üreten ve üç fazda yer alan anahtarlara uygun darbeleri gönderen büyük çapta tümleşik bir devre (LSI) eviricide yer almaktadır. Bu eleman giriş bilgileri olarak $\bar{f}_m$ ve $\bar{f}_m/\bar{V}_m$ bilgilerine ihtiyaç duymaktadır. Bu nedenle gerilimi değiştirmek istediğimizde $\bar{f}_m/\bar{V}_m$ oranına etki etmek gerekmektedir. Genel amaçlı olan bu tümdevre özellikle skaler kontrolde V/f sabit tutmaya yönelik çalışmalara oldukça uygundur. Tezde kullanılan güç katı böyle bir tümdevre ile sürüldüğünden $\bar{V}_m$ yerine $(\bar{f}_m/\bar{V}_m) \cdot 2047$ sayısı üretilmiştir. Çıkışa da bu sayı gönderilmektedir. Oranın değeri 0-4095 arasında değişebilmektedir. Bu nedenle gerilime ilişkin bilgi de doğrudan DAÇ üzerinden söz konusu tümdevreye uygulanabilmektedir.



Şekil 5-4 Kontrol işaretlerinin sisteme uygulanması

5.3 Optimal Kontrol Algoritmasının PI tipi Kontrolör Algoritması ile Karşılaştırılması

Elde edilen modern kontrol algoritmaları basit olup gerçek zamanda kontrole oldukça uygun bir yapı oluşturmaktadırlar. Buna rağmen eldeki mevcut imkanlarla ancak optimum kontrol algoritmasının uygulanması mümkün olabilmektedir. Burada sınırlama özellikle zaman üzerine olmuştur. Daha hızlı bir sistem kullanılarak adaptif kontrol algoritmasının da uygulanması mümkün olacaktır. Optimum kontrol algoritması, 3kW lık sincap kafesli asenkron makinaya, gerilim aradevreli darbe genişlik modülasyonlu bir frekans çevirici sistemi üzerinden uygulanmıştır. Motoru yüklemek için 3.9 kW lık bir doğru akım generatörü kullanılmıştır. Sisteme ilişkin prensip şema Şekil 5-5 de verilmiştir. Optimal kontrol algoritmasında hedeflenen, hızlı cevabı ve gerçek değerlerden az sapmayı sağlayacak şekilde bir lineer izleme sağlama-sı simülasyon sonuçları ile doğrulanmıştır. Modern kontrol yöntemleri ile elde edilen sonuçlara, klasik kontrol yöntemleri ile ulaşmak için özellikle PI tipi kontrolörler elverişlidir. Bu nedenle PI tipi kontrolörler kullanılarak yapılmış kontrol sistemi, karşılaştırma amacı ile ele alınmıştır. inceleme, yol alma, ani olarak yükleme ve hızda yön değiştirme durumlarını kapsamaktadır. inceleme Şekil 5-5 de verilen sistem üzerinde yapılmıştır. Sistemde yük olarak yer alan doğru akım generatörünün büyük olan eylemsizlik momenti de göz önüne alındığında makina parametrelerinden yol alma zaman sabiti etkilenmiş ve $T_n = 0.6185$ s olmuştur. Diğer parametreler ise daha önce verildiği değerlerindedir.



Şekil 5-5 Uygulamada kullanılan sistem

5.3.1 Asenkron Makinanın PI Tipi Kontrolörlerle Kontrolu:

PI tipi kontrolörler yine makinanın vektörel kontrolu baz alınarak uygulanmıştır. Hedef optimum kontrol algoritmasında varılan noktalara ulaşmaktır. Bu amaçla, biri hız geribeslemesinde, diğeri akı geribeslemesinde ve geri kalan ikisi de akım geribeslemelerinde olmak üzere dört PI tipi kontrolörden oluşmuş bir yapı söz konusudur. Şekil 5-6 da verilen bu yapıda, hız geribeslemesi yanında, akılardan da geribesleme alınmış, d-q eksen takımındaki akım bileşenleri ile akı bilgisi türetilmiştir. Dış çevrimde yer alan, hız ve akım kontrolörleri çıkışları akımlara ilişkin referans değerleri üretmektedir. Gerçek akım değerleri ile karşılaştırılan bu referans akım değerleri yine PI tipi kontrolörlerden geçirilerek d-q eksen takımındaki gerilim büyüklükleri türetilir. Ayrıca, yine referans akım bilgilerinden yararlanılarak rotor frekansına ilişkin bir bilgi elde edilir. Elde edilen rotor frekansı ise hız geribeslemesi yardımı ile stator frekansı üretilir. d-q eksenindeki gerilim büyüklükleri ve stator frekansı yardımı ile koordinat dönüşümü yapılarak, gerilimin etkin değeri ve frekansı üretilerek sürücü katına uygulanır. Sistem lineer olmayan bir yapı gösterdiğinden kontrolör parametreleri deneme yanılma ile bulunmuştur. Seçilen parametrelerle hız aşımı %10 olmuştur. Sistemin birim basamak hız referansına ilişkin yerleşme zamanı yaklaşık 7 s dir. Seçilen parametre değerleri olarak K_n, T_n hız PI, K_{ps}, T_{ps} akı PI, K_d, T_d, K_q ve T_q ise akım PI larına ilişkindir. Parametre değerleri olarak

$K_n = 2, \quad T_n = 1, \quad K_{ps} = 0.2, \quad T_{ps} = 0.2, \quad K_d = 0.2,$
 $T_d = 0.05, \quad K_q = 0.2, \quad T_q = 0.05$ alınmıştır.

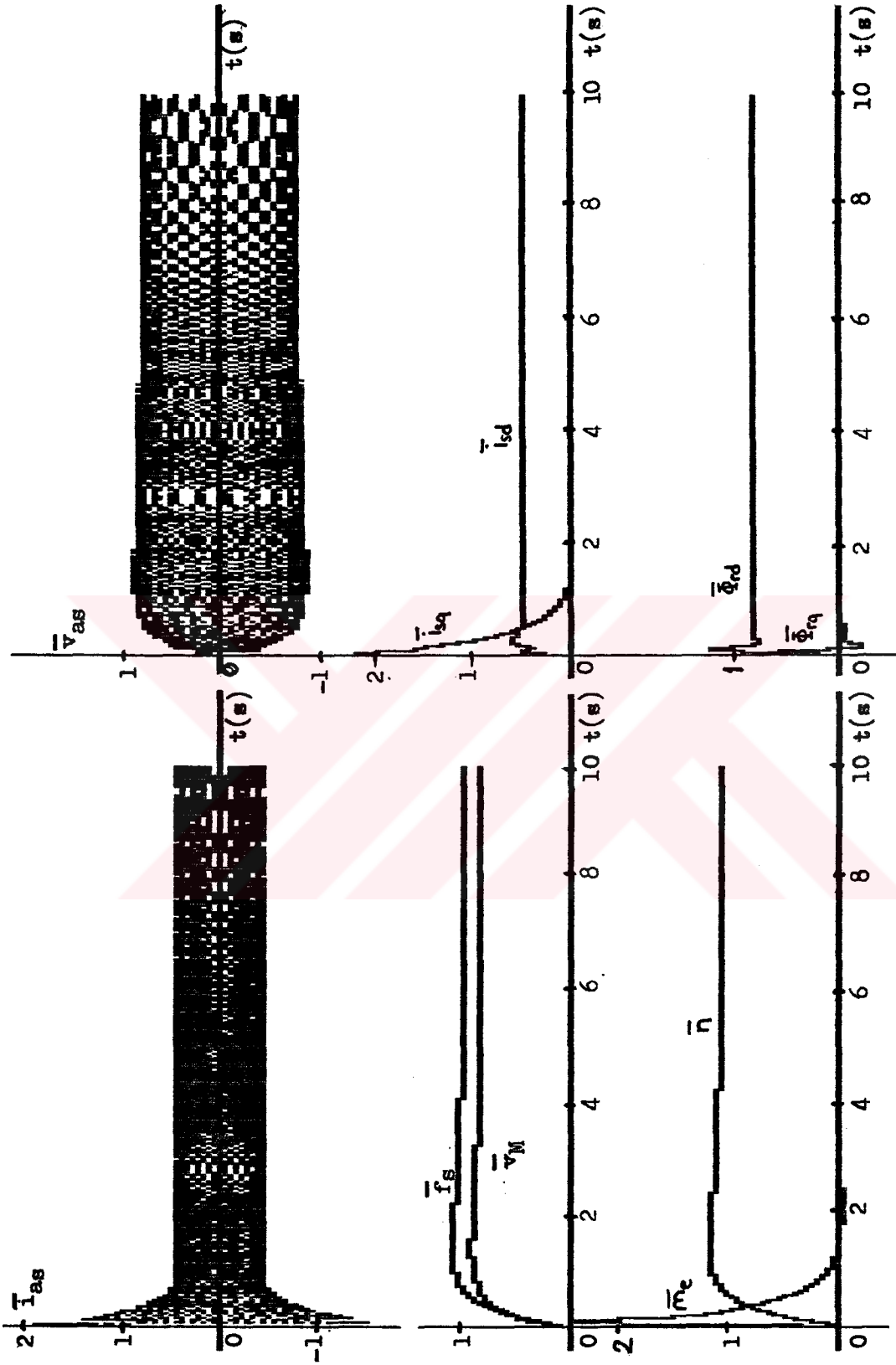
Şekil 5-7 de sistem yukarıda parametreleri verilen PI kontrolörler ile kontroluna ilişkin eğriler yer almaktadır. $\bar{N}_R=1$, $\bar{m}_y=0$, $\bar{x}_r=0.8$ alınmış, hız ve akı referansları sisteme birim basamak biçiminde uygulanmıştır.

Şekil, 5-8 de ise aynı işlem optimal kontrol algoritması uygulanarak yapılmıştır. İki eğri karşılaştırıldığında, ilk göze çarpan farklılıkların hız aşımaları ve yerleşme zamanları olmaktadır. Optimal kontrol algoritması ile sistem 900 ms de yerleşirken PI kontrolörler ile bu süre 7 s ye çıkmıştır. Aynı zamanda PI kontrolörler kullanıldığında %10 olan hız aşımı, optimal kontrol algoritması ile yoktur. Ayrıca yine bu işlemler sırasında akım tepe değeri PI da 1.994 olduğu halde optimalde 1.325 (birime indirgenmiş olarak) değerindedir.

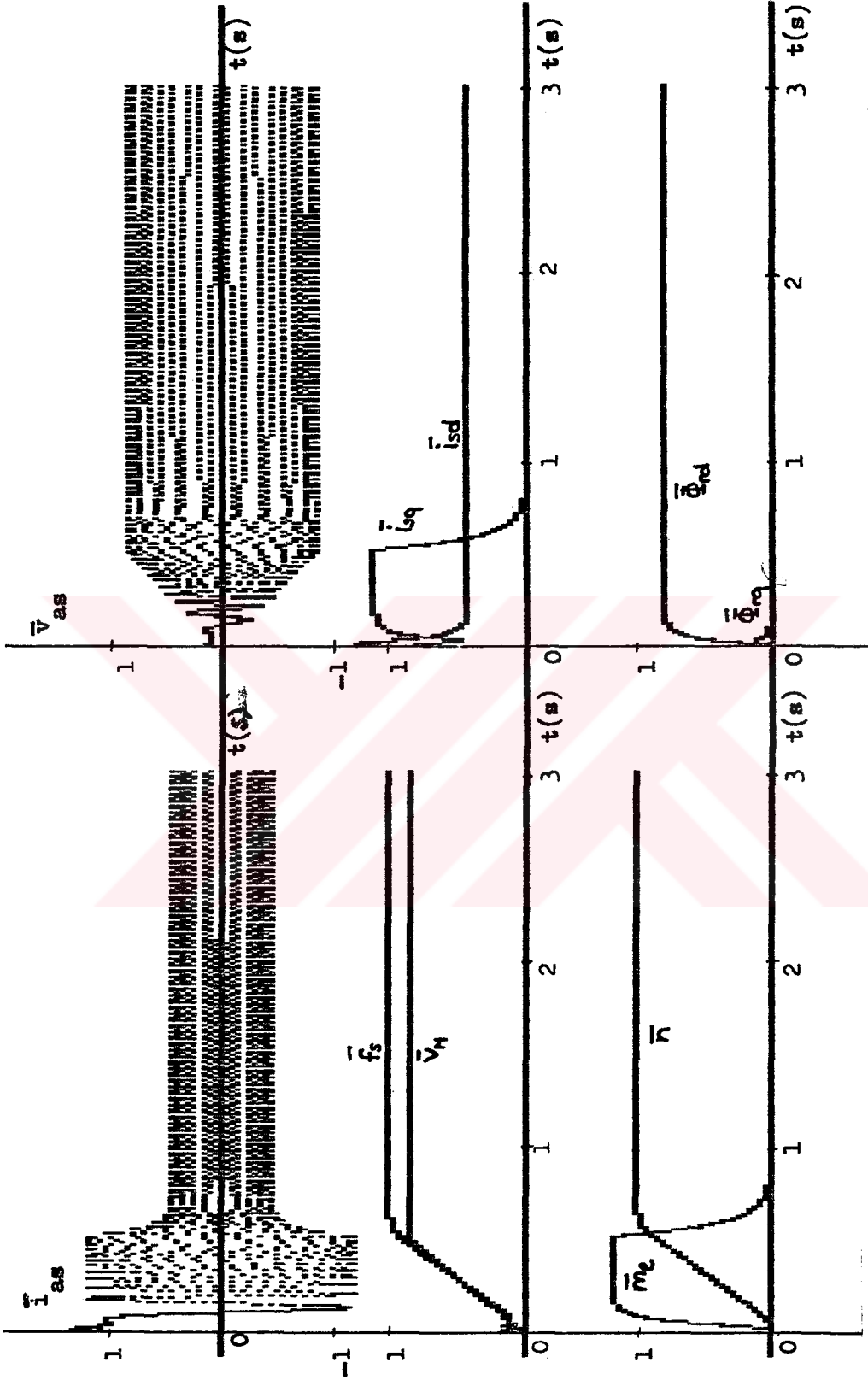
Şekil 5-9 da ise PI tipi kontrolörler kullanılarak kontrol edilen sistem yine birim basamak referans hız ve akı değeri ile boştaki yol almakta, 10 s sonunda ani olarak yüklenmekte ve 20 s sonunda yine yükü ani olarak kaldırılmıştır. Ani olarak yüklemede hızdaki çökme oldukça fazladır. %65 sine kadar düşmektedir. Aynı işlem yük kalktığıda hızın yükselmesi olarak kendini göstermektedir. Makinanın hızı % 135 sine çıkmaktadır.

Şekil 5-10 da ise 5-9 daki yapı optimal kontrol algoritması ile gerçekleştirilmiştir. Makina 2 s de ani olarak nominal yükü ile yüklenmiş, 4 s sonunda ise yükü kaldırılmıştır. Bu durumda hızda oluşan değişim %0.3 tür. Hız ani yüklemede % 99.7 sine düşmüş ani yük kaldırmada ise % 100.3 değerine çıkmıştır.

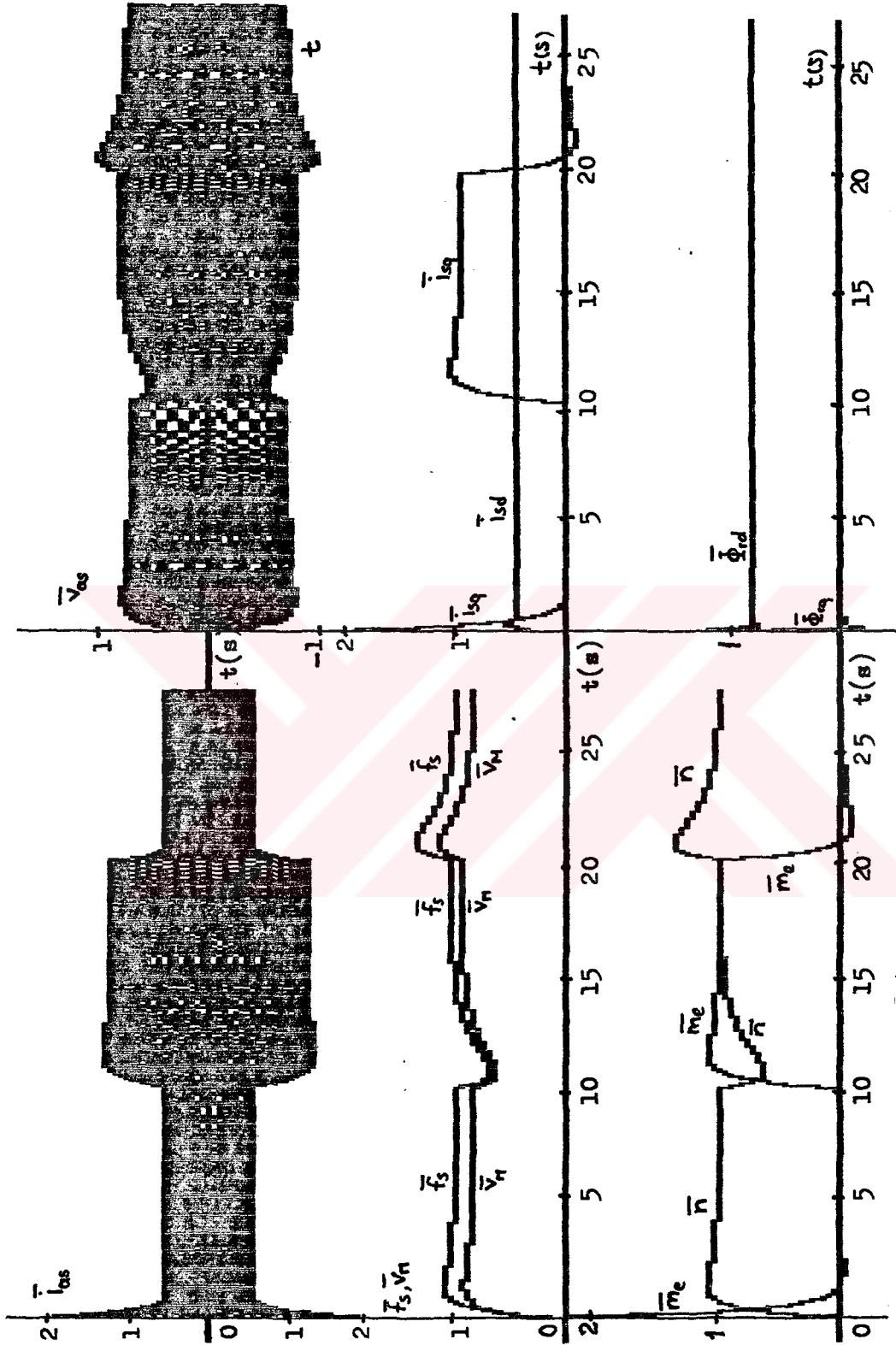
Şekil 5-11 de ise yön değiştirme incelenmiştir. PI tipi kontrolörler ile sistem hızı yaklaşık 7 s de yön değiştirirken Şekil 5-12 deki optimal kontrol ile bu süre yaklaşık 1 s ye sürmüştür.



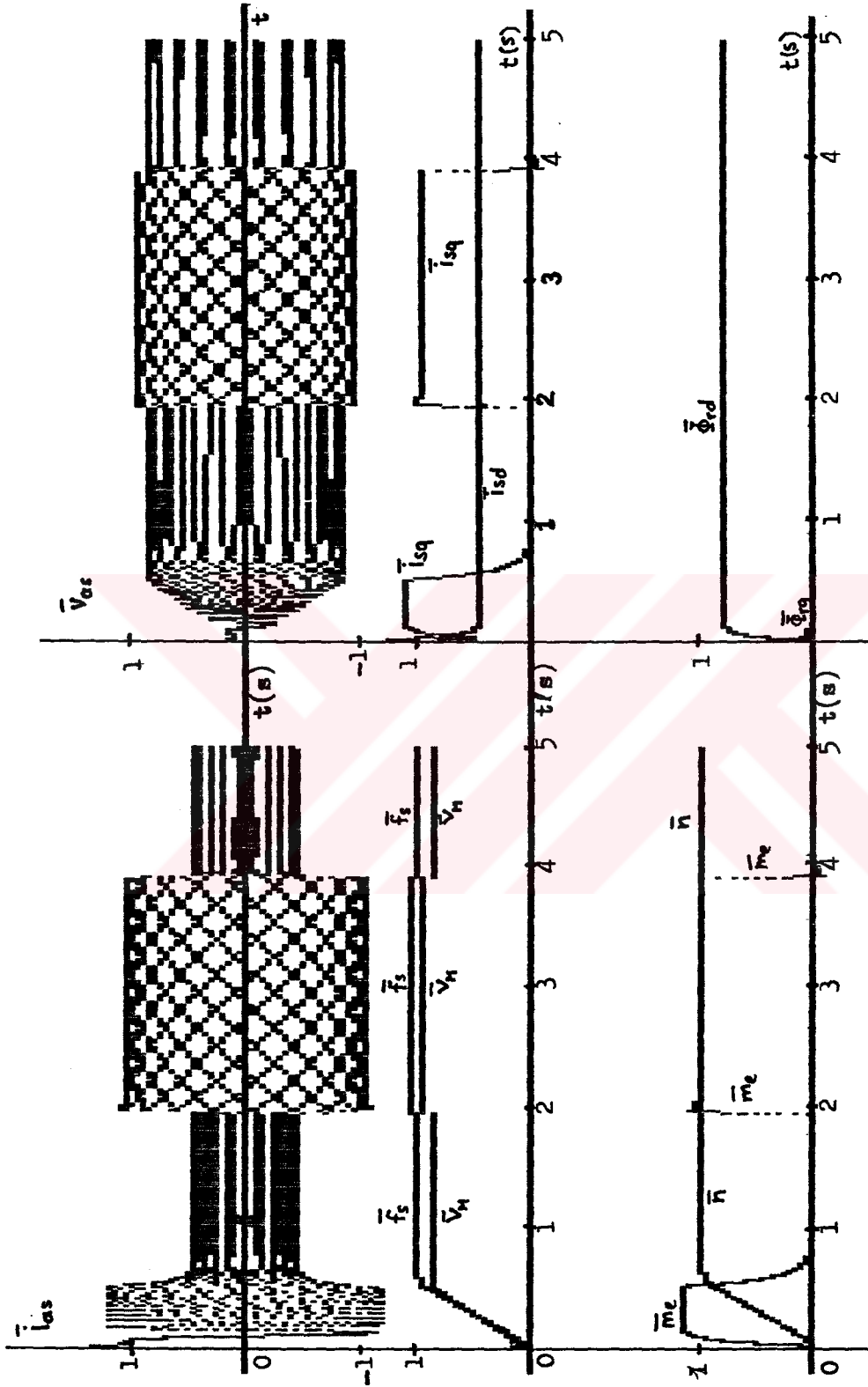
Şekil 5-7 PI tipi kontrolörlerle kontrol edilen makinanın yol alması $N_R=1$, $\bar{m}_v=0$



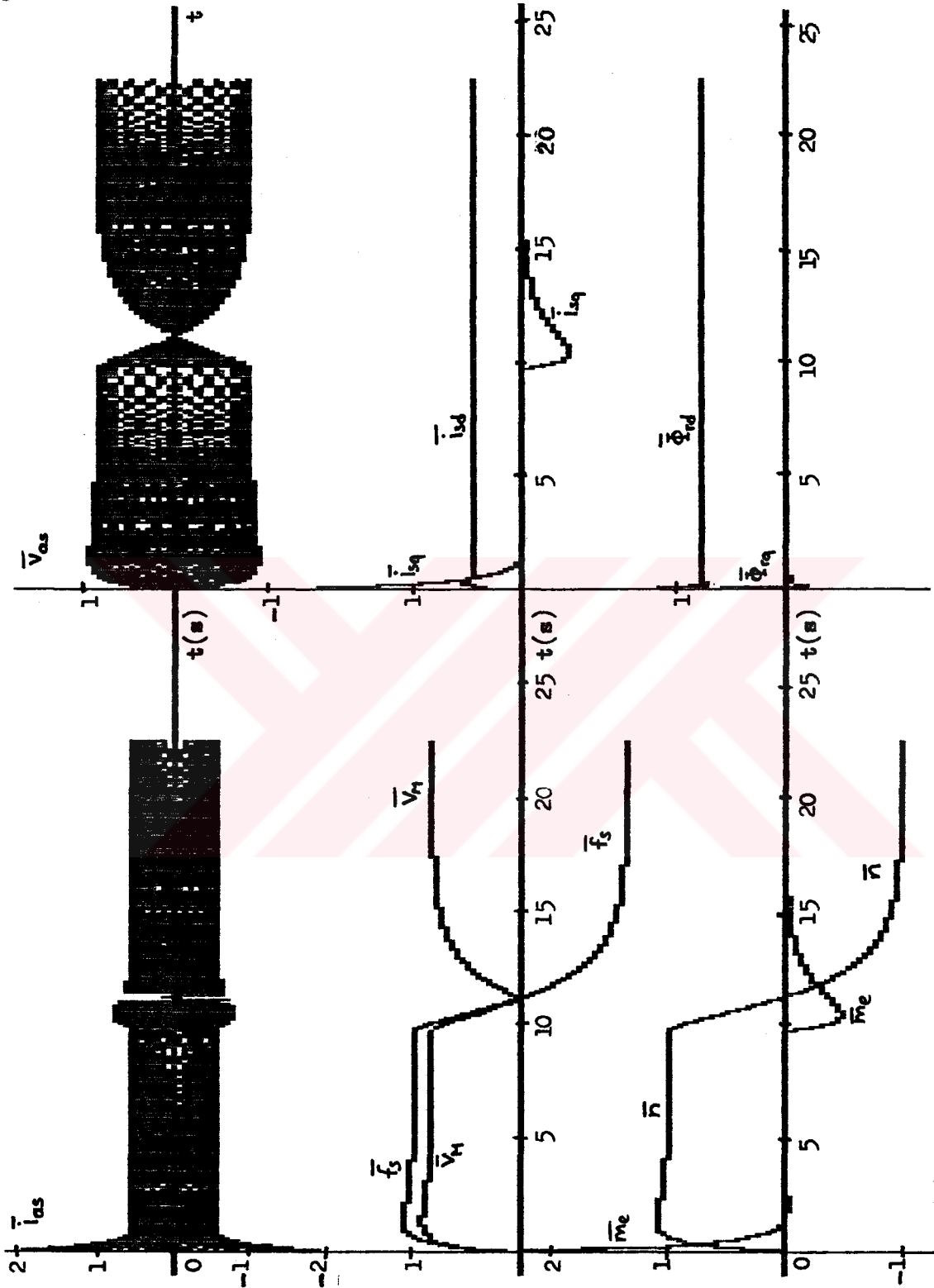
Sekil 5-8) Optimal kontrol ile kontrol edilen makinanın yol alması



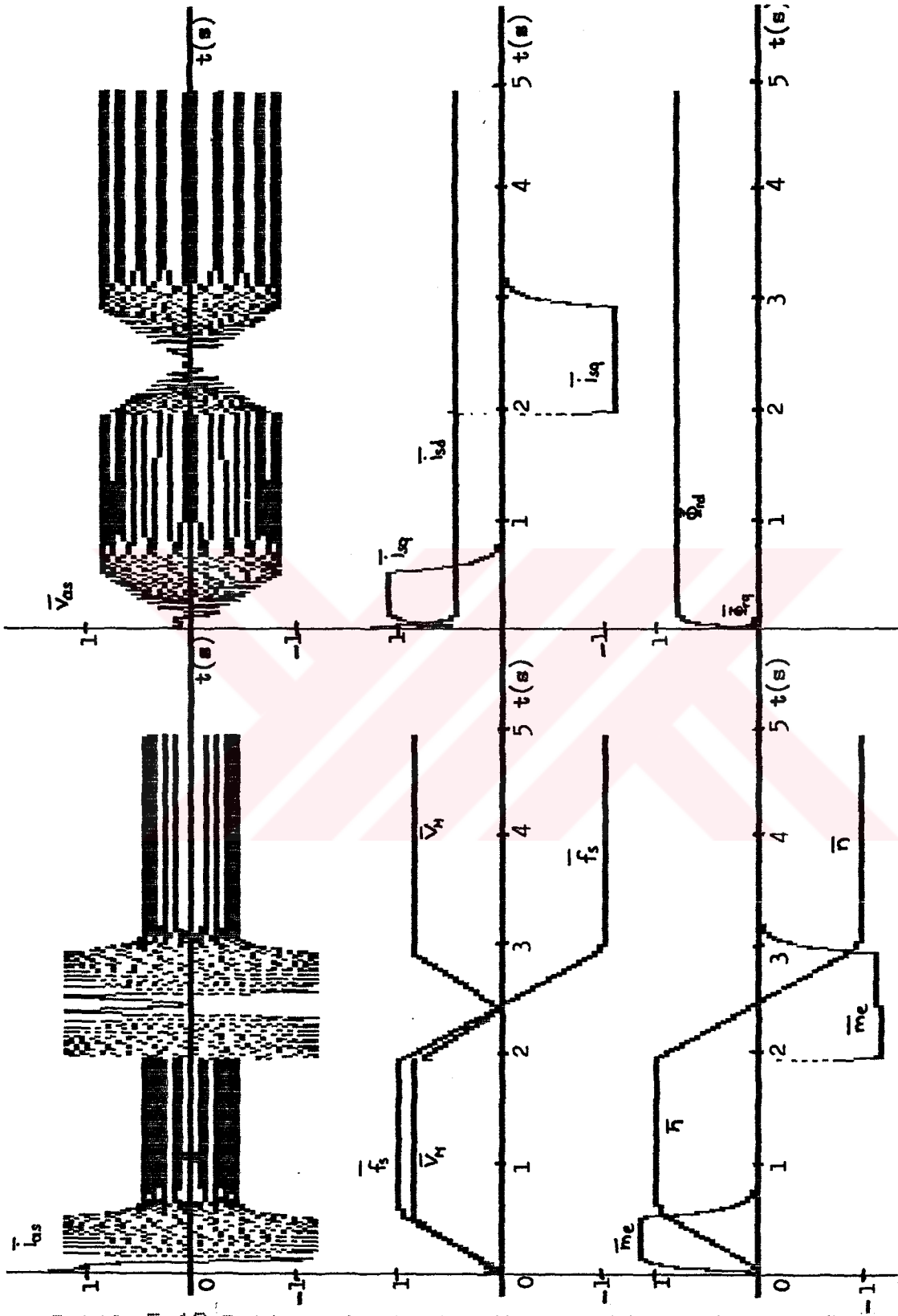
Şekil 5-9 PI kontrolörlerle kontrol edilen makinanın ani olarak yüklenmesi $\bar{m}_R=1, 0 < t < 10s \bar{m}_Y=0, 10 < t < 20s \bar{m}_Y=1, t > 20s \bar{m}_Y=0$



Şekil 5-10. Optimal kontrol edilen makinenin ani olarak yüklenmesi $\bar{N}_R=1$, $0 < t < 2$ s $\bar{m}_v=0$, $2 < t < 4$ s $\bar{m}_v=1$, $t > 4$ s $\bar{m}_v=0$



Şekil 5-11 PI kontrolörlerle kontrol edilen
 makinada hızın yön değiştirmesi $\bar{m}_y=0$,
 $0 < t < 10$ s $\bar{N}_R=1$, $t > 10$ s $\bar{N}_R=-1$



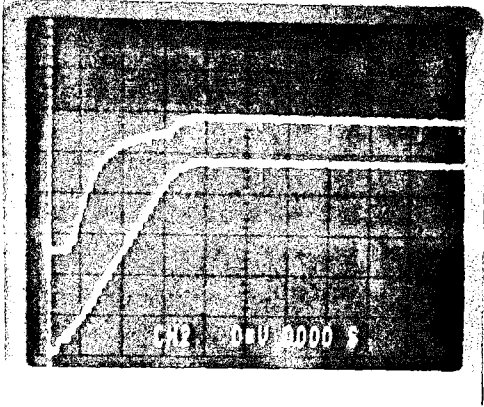
Şekil 5-12 Optimal kontrol edilen makinada hızın yön değiştirmesi $\bar{m}_y=0$, $0 < t < 2$ s $\bar{N}_R=1$, $t > 2$ s $\bar{N}_R=-1$

5.3.2 Asenkron Makinaya Optimal Kontrol

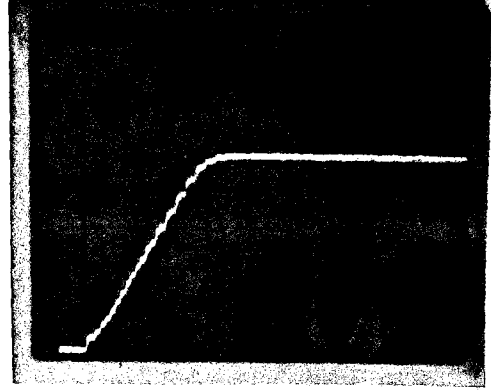
Algoritmasının Uygulanması:

Şekil 5-5 de görüldüğü gibi sistem darbe genişlik modülasyonlu gerilim aradevrelili bir sürücü kat üzerinden beslenmektedir. Evirici katında yer alan güç tranzistörleri 2kHz lik anahtarlama frekansları ile açılıp kapanmaktadır. Söz konusu anahtarlama olayı bir LSI devre tarafından gerçekleştirilmektedir. Söz konusu tümdevre evirici katına darbe genişlik modülasyonlu darbe katarını göndermektedir. Kontrol işaretleri olarak, frekans ve frekans/gerilim bilgilerine ilişkin işaretleri kabul etmektedir. Bu nedenle algoritmada elde edilen gerilime ilişkin büyüklük sisteme doğrudan uygulanmaz. Bu yüzden hem istenen gerilim değerine ilişkin bilgi doğrudan uygulanamamakta, hem de algoritmada ek bir işlem yapma zorunluluğu ortaya çıkmaktadır. Ayrıca daha önce de belirtildiği gibi anahtarlama frekansının küçük olması besleme işaretlerinde oluşacak harmoniklerin büyük olmasına neden olduğu gibi, geribesleme ile alınan akım işaretinin işlenmesinde bir çok zorluk ortaya çıkarmaktadır. Geribeslemeye konan süzme elemanlarının zaman sabitleri oldukça önemlidir. Özellikle sistemde kontrol edilen asenkron makinanın zaman sabitlerinin oldukça küçük olması da bu gecikmelerin sistem davranışı üzerine etkin olmasına neden olmaktadır. Yine algoritmanın gerçekleştirildiği mikrobilgisayar sisteminin yavaş olması da işi oldukça zorlaştırmaktadır. Bu nedenlerden dolayı akım bilgileri ikinci bir bilgisayar sistemi ile değerlendirilmekte ve d-q eksen takımındaki akım bileşenleri elde edilmektedir. Elde edilen akım bileşenleri esas algoritmanın yer aldığı bilgisayar sistemine 8 bit

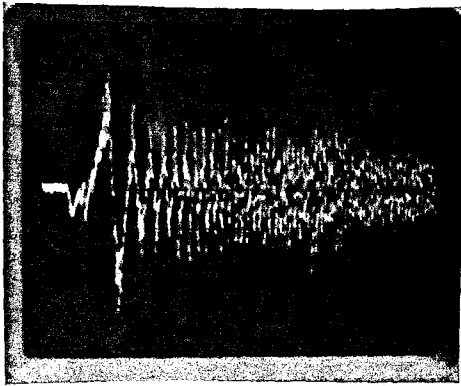
olarak paralel porttan gönderilmektedir. Yol verme ve frenleme işlemleri için gerçek sistemde hız, akım, frekans ve frekans/gerilime ilişkin değişimler aşağıdaki şekillerde verilmiştir. Şekil 5-13 te makinanın boşta yol almasına ilişkin sürücü kata uygulanan frekans ve frekans/ gerilim işaretlerinin değişimi verilmiştir. Şekil 5-14 de ise Şekil 5-13 de verilen kontrol işaretleri ile sürülen makinanın hızı verilmiştir. Yine yol almaya ilişkin olarak makina bir faz akımı Şekil 5-15 de yer almıştır. Şekil 5-16 da makina boşta yol aldıktan yaklaşık 10.5 s sonra frenlenmiştir. Bu durumda kontrol işaretleri frekans ve frekans/ gerilim gösterilmiştir. Şekil 5-17 de ise Şekil 5-16 daki kontrol işaretleri uygulanan makinanın hızı, Şekil 5-18 de ise akımı verilmiştir. Şekil 5-19 da ise makinanın akımı 50 lik frekans için verilmiştir. Tüm eğriler, kontrol işaretleri yol alma zaman sabiti 1.4 s olan bir devre üzerinden uygulanmıştır.



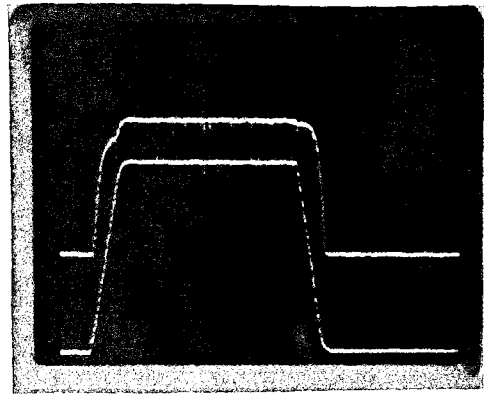
Şekil 5-13 $\bar{N}_R=1$, $\bar{m}_V=0$
durumunda $f_$, $f_/V_$ eğri-
leri time/div.=500 ms



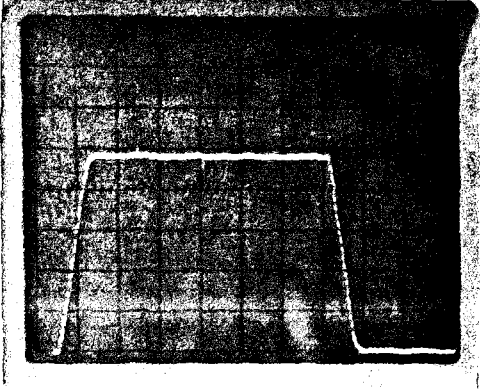
Şekil 5-14 $\bar{N}_R=1$, $\bar{m}_V=0$
durumunda hız eğrisi
time/div.=500 ms



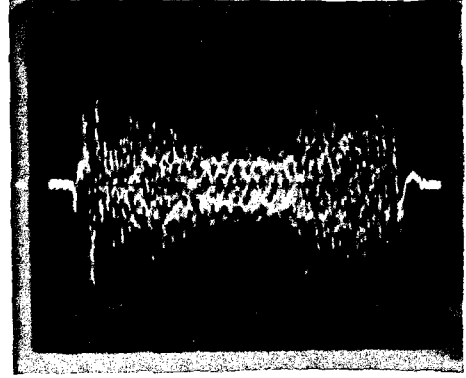
Şekil 5-15 $\bar{N}_R=1$, $\bar{m}_V=0$
durumunda bir faz akım
eğrisi, time/div.=200 ms



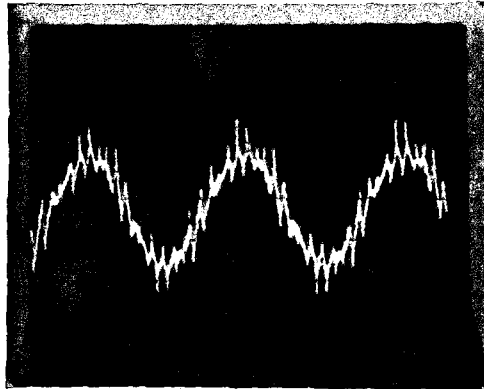
Şekil 5-16 $0 < t < 10.5$ s
 $\bar{N}_R=1$, $t > 10.5$ s, $\bar{N}_R=0$
durumunda $f_$, $f_/V_$
eğrileri time/div.=2 s



Şekil 5-17 $0 < t < 10.5$ s
 $\bar{N}_R = 1$, $t > 10.5$ s, $\bar{N}_R = 0$
 durumunda hız eğrisi
 time/div.=2 s



Şekil 5-18 $0 < t < 10.5$ s
 $\bar{N}_R = 1$, $t > 10.5$ s, $\bar{N}_R = 0$
 durumunda bir faz akım
 eğrisi time/div.=2 s



Şekil 5-19 $\bar{N}_R = 1$ durumuna ilişkin
 çalışmada makina bir fazı akımı

B Ö L Ü M 6

SONUÇ

Yapılan çalışma, teorik ve pratik kısımları içermektedir. Teorik kısımlarda ortaya çıkan, denklemlerin lineer olmama durumu bir takım yaklaşımlarla aşılmıştır. Optimal kontrol incelemesinde lineerliği bozan rotor akısı, durum geribeslemesi ile çok kısa zamanda sabit hale getirilmiş böylece ortaya çok basit bir model çıkmıştır. Ayrıca yazılan amaç ölçütünün tüm istenenleri sağlaması yanında basit olmasına dikkat edilmiştir. Böylece elde edilen optimum kontrol işaretinin ifadeleri de basit ve kolayca uygulanabilecek yapıda olmuştur. Yapılan simülasyon çalışmaları, elde edilen optimum kontrol işaretlerinin, amaç ölçütünden istenen özellikleri en iyi bir biçimde sağladığını göstermiştir. Pratik uygulamada ortaya çıkan örnekleme zamanının uzunluğu problemi, C ve Assembler dilinde yazılan programlarla aşmaya çalışılmıştır. Aynı zamanda kontrol edilen sistemdeki parametrelerin mertebe olarak birbirinden farklı olması işlemlerin 8 bitlik sistemlerde yapılmasını zorlaştırdığı gibi, kayan nokta aritmetiğinde çalışma zorunluluğunu da birlikte getirmiştir. Ayrıca algoritmada yer alan karakök alma ve arctg fonksiyonlarının istenilen doğrulukta yapılabilmesi amacı ile aritmetik koproşesörden yararlanılmıştır. Böylece yapılan işlemlerin hem doğruluğu hem de hızı artmıştır. Doğruluğu arttıran kayan nokta aritmetiğinde çalışmak hızı azaltmaktadır. Yine de bazı durumlarda 16 ve 32 bitlik işlemler yapmak zorunluluğu ortaya çıkmıştır ki bu durumda aritmetik koproşesörü kullanmak en uygun

yolu tablo hacmini geniş tutmaktan geçer. Bu ise geniş bir bellek alanı kullanmak demektir. Bütün hızlandırıcı etkilere rağmen yine de ancak optimum kontrol algoritması pratik olarak uygulanabilmiştir. Geliştirilen algoritmanın eksiksiz uygulanabilmesi için daha hızlı mikrobilgisayar sistemleri veya sayısal işaret işleyiciler (Digital Signal Processor) kullanmak gerekmektedir.

Sürücü olarak yer alan devredeki anahtar elemanlara uygun darbeleri gönderen düzenin f_{BR} ve f_{BR}/V_m kontrol işaretlerini kabul etmesi, doğrudan V_m nin uygulanamaması hem ilave bir işlem getirmekte hem de hataya neden olmaktadır. Ayrıca sürücüde anahtarlama frekansı 1kHz olduğundan motorda akım harmonikleri oluşmakta bu nedenle akım geribesleme işaretinin büyük zaman sabitli bir filtre ile süzülmesi gerekmektedir. Bu da yine gecikmeye neden olmaktadır. Asıl zaman kısıtlamasını oluşturan etken pratik çalışmada kullanılan makinanın zaman sabitlerinin küçük olmasıdır. Büyük zaman sabitli motorlarda bu sorun daha hafifler.

Zaman problemi halledildiği taktirde optimum kontrolün yanısıra, simülasyon sonuçları oldukça iyi görülen adaptif kontrol algoritması da pratikte uygulanabilir.

KAYNAKLAR

- [1] BOSE, B., K., KENLY, L., W., Triac Speed Control of Three Phase Induction Motor with Phase-Locked Loop Regulation, IEEE, Trans. Ind. Appl., IA-12, 492-498 (1976)
- [2] LIPO, A., T., The Analysis of Induction Motors with Voltage Control by Symmetrically Triggered Thyristor, IEEE Trans. on Power Appl. Syst., PAS-90, 515-525 (1971)
- [3] Mc MURREY, W., A Comparative Study of Symmetrical Three Phase Circuits for Phase Controlled AC Motor Drives, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-10, 403-411 (1974)
- [4] PIACE, D., A., Induction Motor Speed Control by Stator Voltage Control, IEEE Trans. on Power App. Syst., PAS-87, 585-590 (1968)
- [5] KRISHNAN, R., DORAN, F., R., A Method of Sensing Line Voltages for Parameter Adaptation of Inverter-Fed Induction Motor Servo Drives, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-23, 617-622 (1987)
- [6] KRISHNAN, R., DORAN, F., R., Study of Parameter Sensitivity in High-Performance Inverter-Fed Induction Motor Drive System, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-23, 623-635 (1987)
- [7] ZUBEK, J., ABBONDANTI, A., NORDBY, J., C., Pulse Width Modulated Inverter Motor Drives with Improved Modulation, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-11, 695-703 (1975)
- [8] BEDFORD, B., HOFT, G., R., Principle of Inverter Circuits, New York J.Willy and Sons, 1964
- [9] BOSE, B., K., Adjustable Speed AC Drives Systems, IEEE Press, USA, 1984
- [10] KRAUSE, C., P., LIPO, A., T., Analysis and Simplified Representations of a Rectifier-Inverter Induction Motor Drive, IEEE Trans. on Power Appl. Syst., PAS-88, 588-596 (1969)

- [111] KRAUSE, C., P., LIPO, A., T., Stability Analysis of a Rectifier-Inverter Induction Motor Drive, IEEE Trans. on Power Appl. Syst., PAS-88, 55-66 (1969)
- [112] ANDRESEN, E., Ch., SCHNIDLER, A., Additional Induction Motor Losses due to Transistor Inverter Supply, ICEM 86, München, 297-300 (1986)
- [113] BOWES, S., R., CLEMENTS, R., R., Digital Control Simulation of Variable-Speed PWM Inverter-Machine Drives, IEE Proc. Part B, No 3, vol 130, 149-160 (1983)
- [114] BOWES, S., R., DAVIES, T., Microprocessor-Based Development System for PWM Variable-Speed Drives, IEE Proc. Part B, No 1, vol 133, 18-45 (1985)
- [115] BUJA, S., BOLOGNANI, S., Control System Design a Current Inverter Induction Motor Drive, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-21, 1145-1153, 1985
- [116] BUJA, S., INDRI, G., Improvement of Pulse Width Modulation Techniques, Arch. für Elektotechnik, 57, 281-289 (1975)
- [117] GÖKAŞAN, M., KUTMAN, T., BOGOSYAN, S., Microprocessor Implementation of Squirrel Cage Induction Machine Speed Control, IFAC Symposium on Micro. Appl. in Process Control, Istanbul, 1986
- [118] GÖKAŞAN, M., KUTMAN, T., BOGOSYAN, S., Analysis of Losses and Torque Ripples in Current Controlled VS-PWM Inverter Drives, ICEM 86, München, 1986
- [119] GREEN, R., M., BOYS, J., T., WALTON, S., J., Transistor AC Drives, ICEM 86, München, 320-323 (1986)
- [120] HENTSCHEL, F., SHEHATA, M., A., Comparative Study of the Losses in Inverter-Fed Standard Squirrel-Cage Induction Motors, ICEM 86 München, 320-323 (1986)
- [121] HOFT, G., R., PATEL, S., H., Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters: Part 1-Harmonic Elimination, IEEE Trans. Ind. Appl., IA-9, 310-317 (1973)

- [22] HOFT, G., R., PATEL, S., H., Generalized Techniques of Harmonic Elimination and Voltage Control in Thyristor Inverters; Part 2- Voltage Control Techniques, IEEE Trans. Ind. Appl., IA-10, 666-673 (1974)
- [23] HOULDSWORTH, J., A., ROSINK, W., B., Introduction to PWM Speed Control System for 3- Phase AC Motors, Electronic Comp. and Appl., vo.2, No.2, 66-79 (1980)
- [24] KLIMAN, B., G., Harmonic Effects in Pulse Width Modulated Inverter Induction Motor Drives, IEEE IAS 1972 Annual Meeting, 783-790 (1972)
- [25] LIFO, A., T., Analysis and Control of Torque Pulsations in Current Fed Induction Motor Drives, IEEE 1978 Power Elec. Spec. Conf., 88-96 (1978)
- [26] ROBERTSON, T., STUART, D., HEBBAR, M., K., Torque Pulsations in Induction Motors with Inverter Drives, IEEE Trans. on Ind. Gen. Appl., Iga-7, 318-323 (1971)
- [27] HARLEY, R., G., ALLAY, P., LEE, R., J., D-Q Reference Frame for the Simulation of Induction Motors, Electric Power System Research, 8, 15-26 (1984/85)
- [28] BRANDENBURG, G., Drehfeld Maschinen, Manuscript zur Lesung, Lehrst. Elektr. Antriebste. TU, München, 1985
- [29] BLASCHKE, F., Das Prinzip der Fieldorientierung, ein neues Verfahren zur Regelung der Asynchronmaschine, Siemens Forschung u. Entwicklungsber. 1, No 2 (1971)
- [30] BLASCHKE, F., Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die TRANSVEKTOR- Regelung von Drehfeldmaschinen, Siemens Z., vol 45, 757-760 (1971)
- [31] BLASCHKE, F., The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed- Loop Control System for Rotating - Field Machines, Siemens Review, vol 34, 217-220 (1972)
- [32] BOSE, B., K., Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall, New Jersey, 1986

- [33] BRANDENBURG, G., Regelung von Drehfeldmaschinen, Manuscript zur Vorlesung, Lehrst. Elektr. Antriebstechnik, TU, München, 1985
- [34] LEONHARD, W., Control of Electrical Drives, Springer Verlag, Heidelberg, 1985
- [35] FLUGEL, W., Drehzahlregelung der Spannungsrichter- gespeisten Asynchronmaschine im Grund- rehzahl- und Feldschwäcbereich, ETZ Archiv, Bd.4, 143-150 (1982)
- [36] FLUGEL, W., WENIGER, R., Control of Inverter- Fed Asynchronous Motors via Decoupling Net- works, IFAC Control in Power Electron. and Electr. Drives, Switzerland, 305-312 (1983)
- [38] BAUSCH, H., HONTHEIM, H., KOLLETSCHEKE, H., D., The Influence of Decoupling Methods on the Dynamic Behaviour of a Field- Oriented Controlled Induction Machine, ICEM 86, München, 648-651 (1986)
- [39] GÖKAŞAN, M., BOGOSYAN, S., Doğru Akım Motorunun Op- timum Kontrolu için Nümerik Bir Yöntem, Elek. Müh. 2. Kongr., Ankara, 1987
- [40] BELLINI A., FIGALLI, G., LA CAVA, M., A Discrete Feedback Suboptimal Control for Inducti- on Motor Drives, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-21, 422-429 (1985)
- [41] GÖKAŞAN, M., KUTMAN, T., BOGOSYAN, S., Optimal Spe- ed Control of a Seperately Excited DC Machine, European Conference on Power Electronics and Appl., EPE 87, France 1987
- [42] GÖKAŞAN, M., BOGOSYAN, S., GURLEYEN, F., Adaptive Optimum Control of a Seperately Excited DC Machine, ICEM 88, Italy, 473-476 (1988)
- [43] MEIER, C., Computation of Optimum Control Functi- onsfor Transients of Induction Motors, 2 nd IFAC Symposium on Control in Power Electronics, 501-509 (1977)
- [44] CONSOLI, A., FORTUNA, L., GALLO, A., Identificatin of an Induction Motor by a Microcomputer Based Structure, IEEE Trans. on Ind. Electr., IE-34, 422-428 (1987)

- [45] EVANS, R., J., COOK, B., J., BETZ, R., E., Nonlinear Adaptive Control of an Inverter- Fed Induction Motor Linear Load Case, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-19, 74-83 (1983)
- [46] GÜRLÜYEN, F., Modele Uyumlu Optimum Kontrol Sistemlerinin Tasarımında Yeni bir Yaklaşım, Doktora Tezi, İTÜ, 1980
- [47] LANDAU, D., Y., Adaptive Control, Marcel Dekker Inc., 1979
- [48] LIAW, C., M., PAN, T., CHEN, Y., C., Design and Implementation of an Adaptive Controller for Current-Fed Induction Motor, IEEE Trans. on Ind. Electr., Vol 35, 393-401 (1988)
- [49] MAGUREANU, R., KREINDLER, L., Off- Line and On-Line Squirrel Cage Induction Motor Parameter Identification, ICEM 88, Pisa, Italy, 309-314 (1988)
- [50] OHNISHI, K., UEDA, Y., MIYACHI, K., Model Reference Adaptive System Against Rotor Resistance Variation in Induction Motor Drive, IEEE Trans. on Ind. Electr., IE-33, 217-223 (1986)
- [51] ORLONSKA-KOWALSKA, T., State and Parameter Estimation of the Induction Motor Drive System, ICEM 88, Pisa, Italy, 319-324 (1988)
- [52] SUGIMOTO, H., TAMAI, S., Secondary Resistance Identification of an Induction Motor Applied Model Reference Adaptive System and Its Characteristics, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-23, 296-303 (1987)
- [53] VERGHESE, G., C., SANDERS, S., R., Observers for Flux Estimation in Induction Machines, IEEE Trans. on Ind. Electr., Vol 35, 85-94 (1988)
- [54] GÖKAŞAN, M., KUTMAN, T., Sincap Kafesli Asenkron Makinanın Vektörel Kontrola Yönelik Modeli, ODTÜ Elektrik ve Elektron. Müh. Blm. 30. Yıl Sempozyumu, Ankara, 1989
- [55] KUTMAN, T., Akım Aradevireli Çevirici ve Bununla Sincap Kafesli Asenkron Makinanın İncelemesi, Doçentlik Tezi, İTÜ, İstanbul, 1980

- [56] SARIOĞLU, M., K., Dynamics of Electrical Machines, Class Notes for EE-497 M.K.S., University Illinois, Urbana, 1981
- [57] SARIOĞLU, M., K., Elekrik Makinalarının Temelleri Cilt III, Asenkron Makinalar, Çağlayan Kitabevi, İstanbul, 1983
- [58] KIRK, D., Optimal Control Theory An Introduction, Prentice Hall, 1970
- [59] ANDRESEN, E., Ch., VETTER, Th., Parameter Identification and On- Line Rotor Temperature Monitoring of AC Squirrel Cage Motors, ICEM 88, Pisa, Italy, 251-256 (1988)
- [60] KOYAMA, M., YANO, M., KAMIYAMA, I., YANO, S., Microprocessor- Based Vector Control System for Induction Motor Drives with Rotor Time Constant Identification Function, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-22, 453-459 (1986)
- [61] SCHMIDT, R., On- Line Identification of the Secondary Resistance of an Induction Motor in the Low- Frequency Range Using a Test Vector, ICEM 88, Pisa, Italy, 221-225 (1988)
- [62] WANG, C., NOVOTNY, D., W., LIPO, T., A., An Automated Rotor Time Constant Measurement System for Indirect Field- Oriented Drives, IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol 24, 151-159 (1988)
- [63] FEAHA, M., KHATER, H., LORENZ, R., D., NOVOTNY, D., W., TANG, K., Selection of Flux Level in Field- Oriented Induction Machine Controllers with Consideration of Magnetic Saturation Effects, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-23, 276-282 (1987)
- [64] HICKIEWICTZ, J., MACEK- KAMINSKA, K., W., Simulation Investigations and Parameter Estimations of Induction Machines Model Considering Saturation of Leakage Inductances, ICEM 88, Pisa, Italy, 271-276 (1988)
- [65] KERKMAN, R., J., Steady- State and Transient Analysis of an Induction Machine with Saturation of Magnetizing Branch, IEEE, Trans. on Ind. Appl., IA-21, No.1, 226-234 (1985)

- [66] LIPO, A., T., CONSOLI, A., Modeling and Simulation of Induction Motors with Saturable Leakage Reactances, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-20, 180-189 (1984)
- [67] MELKEBEEK, J., A., A., NOVOTNY, D., W., The Influence of Saturation on Induction Machine Drive Dynamics, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-19, 671-681 (1983)
- [68] ABBONDANTI, A., Method of Flux Control in Induction Motors Driven by Variable Frequency, Variable Voltage Supplies, IEEE/IAS Intl. Semi. Power Conv. Conf., 177-184 (1977)
- [69] AKAMATSU, M., IKEDA, K., TOMEI, H., YANO, S., High Performance IM Drive by Coordinate Control Using Controlled Current Inverter, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-18, 388-392 (1982)
- [70] ÅSTRÖM, K., J., WITTENMARK, B., Computer Controlled System Theory and Design, Prentice Hall, 1984
- [71] BELLINI A., FIGALLI, G., ULIVI, G., A Microcomputer Based Direct Field Oriented Control of Induction Motors, ICEM 86, München, 652-655 (1986)
- [72] BELLINI A., FIGALLI, G., ULIVI, G., A Microcomputer Based Optimal Control System to Reduce the Effects of the Parametric Variations and Speed Measurement Errors in Induction Motor Drives, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-22, 42-50 (1986)
- [73] BOLOGNANI, S., BUJA, G., S., Parameter Variation and Computation Error Effects in Indirect-Field Oriented Induction Motor Drives, ICEM 88, Pisa, Italy, 545-549 (1988)
- [74] BUJA, S., BOLOGNANI, S., Adaptive Control of a Voltage Inverter Induction Motor Drive, IECON 84, 85-88, 1984
- [75] CAR, S., Mathematical Model for Transient Conditions of the General Induction Machine, ICEM 86, München 488-491 (1986)

- [76] DIANA, G., HARLEY, R., G., Relationship between Real and Complex Form of the Mathematical Model Symmetric Induction Machinery, Electric Power System and Research, 9, 233-242 (1985)
- [77] FLUGEL, W., Steuerung des Flusses von umrichter- gespeisten Asynchronmaschinen über Ent- kopplungsnetzwerke, ETZ Archiv, H-12, 347-350 (1979)
- [78] FLUGEL, W., Drehzahlregelung Umrichtergespeister Asynchronmaschinen bei Steuerung des Flusses durch Entkopplungsnetzwerke, Doc- torate Thesis, Lehrst. Elektr. Antri- ebst. TU, München, 1981
- [79] HARASHIMA, F., KONDO, S., OHNISHI, K., KAJITA, M., SUSONO, M., Multimicroprocessor- Based Control System for Quick Response Induc- tion Motor Drive, IEEE, Trans. on Ind. Appl., IA-21, 602-609 (1985)
- [80] IRISA, T., TAKATA, S., UEDA, R., SONADA, T., Reali- ability of Induction Machines for High Performance Based on Parameter Character- istics, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA- 21, 414-421 (1985)
- [81] KATZ, P., Digital Control Using Microprocessors, Prentice Hall, 1981
- [82] KAYNAK, D., Güç Elektroniği ve Motor Denetiminde Mikroişlemci Uygulamaları, Kaynak Dergi- si, s.31, 11-14 (1985)
- [83] KERNIGHAN, B., W., DENNIS, M., R., The C Program- ming Language, Prentice Hall, second ed., 1988
- [84] KIRSCHEN, D., S., NOVOTNY, D., W., LIPO, T., A., On Line Efficiency Optimization of Variab- le Frequency Induction Motor Drive, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-21, 610-616 (1985)
- [85] KUME, T., IWAKANE, T., High Performance Vector Controlled AC Motor Drives, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-23, 872-880 (1987)
- [86] KUO, C., B., Digital Control Systems, HRW Series in Elec. and Comp. Eng., 1980

- [87] KUTMAN, T., Sincap Kafesli Asenkron Motorlar ve D.G.M. Frekans Çeviricilerle Hız Kontrolü, Kaynak Dergisi, s.31, 17-23 (1985)
- [88] LEONHARD, W., GABRIEL, R., NORDBY, J., C., Field Oriented Control of a Standard AC Motor Using Microprocessors, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-16, 186-192 (1980)
- [89] LIPO, A., T., CORNELL, P., E., State Variable Steady-State Analysis of a Controlled Current Induction Motor Drive, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-11, 704-712 (1975)
- [90] LIPO, A., T., CORNELL, P., E., Modelling and Design Controlled Current Induction Motor Drive System, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-13, 321-330 (1977)
- [91] LIPO, A., T., PLUNKETT, B., A., D'ATRE, J., D., Synchronous Control of a Static AC Induction Motor Drive, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-15, 430-437 (1979)
- [92] MOKRYZTKI, B., The Controlled Slip Static Inverter Drive, IEEE Trans. on Ind. Gen. Appl., IGA-4, 312-317 (1968)
- [93] NOVOTNY, D., W., NORDIN, K., B., ZINGER, D., S., The Influence of Motor Parameter Deviation in Feedforward Field Orientation Drive System, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-21, 1009-1015 (1985)
- [94] PLUNKETT, A., B., A Current-Controlled PWM Transistor Inverter Drive, IEEE IAS 1979 Annual Meeting, 785-792 (1979)
- [95] POLLAC, J., J., Some Guidelines for the Application of Adjustable-Speed AC Drives, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-9 (1973)
- [96] SATHIKUMAR, S., VITHAYATHIL, J., Digital Simulation of Field-Oriented Control of Induction Motor, IEEE Trans. on Ind. Electr., IE-31, 141-148 (1984)
- [97] SATHIKUMAR, S., BISWAS, S., K., VITHAYATHIL, J., Microprocessor-Based Field-Oriented Control of a CSI-Fed Induction Motor Drive, IEEE Trans. on Ind. Electr., IE-33, 39-43 (1986)
- [98] SCHILDT, H., T., Using Turbo C, Borland Osborn, Mc Graw Hill, 1988

- [99] SCHÖRNER, J., Speed Controlled Industrial Drives, ICEM 86, 40-49 (1986)
- [100] SCHROEDL, M., A Robust Contactless Speed Sensor for Inverter-Fed Asynchron Machines, ICEM 88, Pisa, Italy, 187-189 (1988)
- [101] SEN, P., C., Mc DONALD, M., L., Control Loop Study of Induction Motor Drives Using DQ Model, IEEE IAS 1978 Annual Meeting, 897-903 (1978)
- [102] SINHA, N., K., Microprocessor Based Control Systems, D. Treidel Publ. Comp., Holland, 1986
- [103] TADAKUMA, S., NAITOH, H., Microprocessor-Based Adjustable-Speed DC Motor Drives Using Model Reference Adaptive Control, IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-23, 313-328 (1987)
- [104] TAKAKU, K., Application of Space Rotating Vector Presented for Induction Motor, ICEM 86, München, 210-214 (1986)
- [105] WALKER, H., L., ESPELAGA, M., P., A High-Performance Controlled-Current Inverter Drive IEEE Trans. on Ind. Appl., IA-16, 193-202 (1980)
- [106] WENIGER, R., Verfahren zur dynamisch richtigen Steuerung des Flusses bei der Drehzahlregelung von Asynchronmaschinen mit Speisung durch Zwischenkreisumrichter mit eingepreägtem Strom, ETZ Archiv, H-12, 341-345 (1979)
- [107] WU, Z., K., STRANGAS, E., G., Feed Forward Field Orientation Control of an Induction Motor Using a PWM Voltage Source Inverter and Standardized Single-Board Computer, IEEE Trans. on Ind. Electr., Vol 35, 75-79 (1988)
- [108] -----, Turbo C Reference Guide, Borland Int. Inc., 1987
- [109] -----, Turbo C Users Guide, Borland Int. Inc. 1987
- [110] -----, Turbo Basic Owners Guide, Borland Int. Inc. 1987

Ö Z G E Ç M i Ş

Metin Gökasan 1958 yılında İstanbul' da doğdu. İlköğrenimini Beyazıt Deneme ilkokulunda, orta ve lise öğrenimini Vefa Lisesinde tamamladı. 1975 Yılında i.T.Ü. Mühendislik- Mimarlık Fakültesi Elektrik Bölümüne girdi ve aynı bölümden Elektrik mühendisi olarak 1980 yılında mezun oldu. Aynı yıl i.T.Ü. Elektrik Fakültesinde yüksek Lisans Eğitimine başladı. 1982 Yılında i.T.Ü. Elektrik Fakültesinden Yüksek Mühendis olarak mezun oldu. Aynı yıl i.T.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsünde doktora-ya başladı. 1981 Yılında i.T.Ü. Müh. Mim. Fak. Elektrik Bölümünde Elek. Mak. Otomatik Kontrol ve Güç Elektroniği Kürsüsünde teknisyen olarak çalışmaya başladı. Halen i.T.Ü. Elektrik- Elektronik Fakültesi Kontrol ve Bilgisayar Bölümünde çalışmaktadır.