

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**HIZ DUYARGASIZ VEKTÖR KONTROL SİSTEMİNİN HIZ
KONTROLÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ**

Ahmet Bedri ÖZER

96325

YÜKSEK LİSANS TEZİ
BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ELAZIĞ

2000



96325

TC YÜCE
DOKÜMANİTASYON

YÜCE
DOKÜMANİTASYON

T.C.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

HIZ DUYARGASIZ VEKTÖR KONTROL SİSTEMİNİN HIZ
KONTROLÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Ahmet Bedri ÖZER

YÜKSEK LİSANS TEZİ
BİLGİSAYAR MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

Bu Tez/...../2000 Tarihinde, Aşağıda Belirtilen Jüri Tarafından Oybirliği/ Oyçokluğu ile Başarılı/ Başarısız Olarak Değerlendirilmiştir.

(İmza)

Danışman

(İmza)

Üye

(İmza)

Üye

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Kurulu'nun/...../2000 tarih vesayılı kararıyla onaylanmıştır.

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

HIZ DUYARGASIZ VEKTÖR KONTROL SİSTEMİNİN HIZ KONTROLÜNÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Ahmet Bedri ÖZER

Fırat Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Bilgisayar Mühendisliği Anabilim Dalı

2000, Sayfa:65

Bu tezde asenkron motorun hızını tahmin eden yeni bir yöntem sunulmuştur. Tahmin edilen hız, tüm hız kontrollerinde ve vektör kontrol için hız geri beslemesi olarak kullanılabilir. Hız duyargasının olmamasının bir çok yönden avantajı vardır: maliyet, sağlamlık ve parametre duyarlılığının azalması.

Hız duyargasız alan yönlendirmeli kontrol, rotor kaçak akı sinyalinin herhangi bir hız duyargası olmadan motorun uç büyüklüklerinden elde edilmesi ilkesine dayanır. Rotor hızı, ölçülen stator akımları ve bulunan stator referans akısı yardımıyla tahmin edilen senkron açısız frekansı ve kayma açısız frekansının farkından bulunur.

Laboratuvar test motorundan alınan deneysel sonuçlar, bahsedilen metodun geçerliliğini gösterir.

ABSTRACT

Master Thesis

THE IMPLEMENTATION OF THE SPEED CONTROL OF SPEED- SENSORLESS VECTOR CONTROL SYSTEM

Ahmet Bedri ÖZER

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

2000, Page:65

In this thesis, a new method for the estimation of speed of induction motor is presented . The estimated speed is used in the speed feedback for vector control and overall speed control. The absence of the speed-sensors is very advantageous in many aspects: cost, robustness and parameter sensitivity.

The general approach of the speed-sensorless field oriented control is to obtain the flux linkage signal from the terminal electrical quantity without any speed sensors. Rotor speed is determined by the difference between the synchronous angular frequency and the slip angular frequency which are estimated by the measured stator currents and detected stator-flux reference.

Experimental results on a laboratory tested motor drive are presented to validate the proposed method.

ÖNSÖZ

Bu çalışma süresince yardımlarını esirgemeyen başta tez hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Erhan AKIN'a, Hayrettin CAN'a, Mehmet KARAKÖSE'ye ve diğer hocalarıma en içten teşekkürlerimi sunarım.



İÇİNDEKİLER

ÖZET	I
ABSTRACT	II
ÖNSÖZ	III
İÇİNDEKİLER	IV
ŞEKİLLER VE TABLOLAR LİSTESİ	VI
SİMGELER LİSTESİ	VIII
KISALTMALAR LİSTESİ	XII
1.GİRİŞ	1
1.1. Genel Bakış.....	1
1.2. Tezin Amacı.....	2
1.3. Tezin Yapısı.....	3
2.ASENKRON MOTORUN HIZ DUYARGASIZ VEKTÖR KONTROLÜ	4
2.1. Motorun Seçimi.....	4
2.2. Eksen Dönüşümleri ve Vektör kontrolü.....	6
2.2.1. Clarke Dönüşümü.....	6
2.2.2. Park Dönüşümü.....	7
2.2.3. Asenkron Makinanın Vektör Kontrolü.....	11
2.3. Hız ve Konum Ölçüler.....	17
2.3.1. Takometre Uygulamaları.....	17
2.3.1.1. Doğru Akım Takometreleri.....	17
2.3.1.2. Alternatif Akım Takometreleri.....	18
2.3.2. Encoder Uygulamaları.....	22
2.3.3. Resolver Uygulamaları.....	23
2.4. Değerlendirme.....	24
3. HIZ DUYARGASIZ VEKTÖR KONTROL SİSTEMLERİ	26
3.1. Özel Tasarlanmış Makinalar.....	26
3.2. Standart Asenkron Makinalar.....	30
3.2.1. Hız Tahmin Edicileri Kullanan Yöntemler.....	31
3.2.2. Rotor Oluklarındaki Dalgacıkları Kullanan Yöntemler.....	34
3.2.3. MRAS (Model Referans Adaptive System) Kullanan Yöntemler.....	35

3.2.4. Gözlemleyiciler (Observer) Kullanan Yöntemler.....	38
3.2.5. Kalman Filtreleme Tekniğini Kullanan Yöntemler.....	40
4. HIZ DUYARGASIZ VEKTÖR KONTROLÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ.....	42
4.1. Hız Duyargasız Sistem için Geliştirilen Algoritma.....	42
4.2. Geliştirilen Yöntemin Bilgisayar Benzetimi ve Sonuçları.....	45
4.3. Deney Setinin Tanıtılması.....	48
4.4. Deneylerin Yapılışı ve Deney Sonuçları.....	50
5. SONUÇLAR VE.TARTIŞMA.....	61
KAYNAKLAR.....	62
EK-A	
EK-B	
EK-C	



ŞEKİLLER VE ÇİZELGELER LİSTESİ

Çizelge 2.1. Aynı devir ve güçteki farklı motor tiplerinin özellikleri.....	4
Şekil 2.1. $\alpha - \beta$ ile abc büyüklükleri arasındaki ilişkiyi gösteren vektör diyagramı.....	7
Şekil 2.2. Park dönüşümünün generatör durumundaki vektörel gösterimi.....	10
Şekil 2.3. Park dönüşümünün motor durumundaki vektörel gösterimi.....	10
Şekil 2.4. Park dönüşümünden farklı bir dönüşümün motor durumundaki vektörel gösterimi	10
Şekil 2.5. Asenkron motor sürücülerinin sınıflandırılması.....	12
Şekil 2.6. Asenkron motorun alan yönlendirmesi için vektör diyagramı.....	14
Şekil 2.7. Asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolünün ilkesel gösterimi.....	16
Şekil 2.8. İki fazlı takometrenin şematik gösterimi.....	19
Şekil 2.9. Tek fazlı asenkron makinanın sürekli durum eşdeğer devresi.....	19
Şekil 2.10. Elektromanyetik Resolverin şematik gösterimi.....	23
Şekil 3.1. Rotor oluk açıklıklarının genişliğindeki periyodik değişim ile manyetik çıkıklık sağlayan rotor.....	28
Şekil 3.2. Dıştaki iletkenlerin direncindeki periyodik değişim ile manyetik çıkıklık sağlayan rotor.....	28
Şekil 3.3. Rotor çubuklarının derinliğindeki periyodik değişim ile manyetik çıkıklık sağlayan rotor.....	29
Şekil 3.4. Oluk açıklıklarındaki iletken derinliklerinin periyodik değişimi ile manyetik çıkıklık sağlayan rotor.....	30
Şekil 3.5. Hız tahmin edicilerin blok diyagramı.....	31
Şekil 3.6. Rotor oluklarındaki dalgacıkları kullanan yöntemlerin blok şeması.....	35
Şekil 3.7. MRAS kullanan yöntemlerin blok diyagramı.....	36
Şekil 3.8. Gözlemleyici kullanan yöntemlerin blok diyagramı.....	38
Şekil 3.9. Kalman filtresi kullanan yöntemlerin blok şeması.....	40
Şekil 4.1. Stator açısal hız algoritmasının blok diyagramı.....	44
Şekil 4.2. Hız duyargasız vektör kontrolün blok şeması.....	44
Şekil 4.3. Hız duyargasız vektör kontrol sisteminin MATLAB-Simulink'deki blok diyagramı.....	45
Şekil 4.4. Şekil 4.3'deki blok diyagramının hız tahmin bloğunun iç yapısı.....	46
Şekil 4.5. Bilgisayar benzetimi kullanarak ± 2000 dev/dak'da tahmin edilen hız.....	47

Şekil 4.6. Bilgisayar benzetimi kullanarak ± 1500 dev/dak'da tahmin edilen hız.....	47
Şekil 4.7. Bilgisayar benzetimi kullanarak ± 1000 dev/dak'da tahmin edilen hız.....	48
Şekil 4.8. Deney düzeneği.....	49
Şekil 4.9. ± 2000 dev/dak'da tahmin edilen ve ölçülen hızın karşılaştırılması ve zoom edilmiş hali ve isq'nun zamana göre değişimi (hız referans girildiğinde).....	51
Şekil 4.10. ± 1500 dev/dak'da tahmin edilen ve ölçülen hızın karşılaştırılması ve zoom edilmiş hali ile isq'nun zamana göre değişimi (hız referans girildiğinde).....	52
Şekil 4.11. ± 1000 dev/dak'da tahmin edilen ve ölçülen hızın karşılaştırılması ve zoom edilmiş hali ile isq'nun zamana göre değişimi (hız referans girildiğinde).....	53
Şekil 4.12. ± 500 dev/dak'da tahmin edilen ve ölçülen hızın karşılaştırılması ve zoom edilmiş hali ile isq'nun zaman göre değişimi (hız referans girildiğinde).....	54
Şekil 4.13. ± 250 dev/dak'da tahmin edilen ve ölçülen hızın karşılaştırılması ve zoom edilmiş hali ile isq'nun zamana göre değişimi (hız referans girildiğinde).....	55
Şekil 4.14. ± 150 dev/dak'da tahmin edilen ve ölçülen hızın karşılaştırılması ve zoom edilmiş hali ile isq'nun zamana göre değişimi (hız referans verildiğinde)...	56
Şekil 4.15. ± 2200 dev/dak'da tahmin edilen ve ölçülen hızın karşılaştırılması ve zoom edilmiş hali (moment referans girildiğinde).....	57
Şekil 4.16. ± 2000 dev/dak'da tahmin edilen ve ölçülen hızın karşılaştırılması ve zoom edilmiş hali (moment referans girildiğinde).....	58
Şekil 4.17. ± 1500 dev/dak'da tahmin edilen ve ölçülen hızın karşılaştırılması ve zoom edilmiş hali (moment referans girildiğinde).....	59
Şekil 4.18. ± 1000 dev/dak'da tahmin edilen ve ölçülen hızın karşılaştırılması ve zoom edilmiş hali (moment referans girildiğinde).....	60

SİMGELER LİSTESİ

B_p	: Hava aralığı akı yoğunluğunun tepe değeri
$\bar{e}_m$	: Zıt e.m.k. sinyali
$[f_{123..N}]$	: N eksenli değişken matrisi
$[f_{\alpha\beta 0}]$	: İki faz eksenli değişken matrisi
$[f_{abc}]$	: Üç faz değişken matrisi
$[f_{xy}]$	: İki eksenli değişken matrisi
$[f_{dq0}]$	: d-q modeli faz değişken matrisi
F_p	: Rotor m.m.k.'sının tepe değeri
f	: Frekans
$g(\vartheta)$	: Hava aralığının uzunluğu
$ \hat{i}_r $	: Rotor akımının tepe değeri
$\dot{i}_{td}$	: İndirgenmiş rotor akımı d bileşeni
$\dot{i}_{tq}$	: İndirgenmiş rotor akımı q bileşeni
i_{sd}	: Stator akımının d bileşeni
i_{sq}	: Stator akımının q bileşeni
$i_{s\beta}$	: Stator akımının β bileşeni
$i_{s\alpha}$	: Stator akımının α bileşeni
i_{sa}	: Stator akımının a fazı bileşeni
i_{sb}	: Stator akımının b fazı bileşeni
i_{sc}	: Stator akımının c fazı bileşeni
I_e	: Uyarma akımı
$K(k)$	: Kazanç matrisi
K_e	: Karşılıklı ortalama hava aralığı uzunluğu
K_r	: Rotor oluklarına göre hava aralığı akısının modülasyonu
$K_p - K_I$	: Adaptasyon mekanizmasının kazancı

l	: Makinanın aksenal uzunluğu
L_t	: İndirgenmiş rotor indüktansı
L_{sr}	: Stator ve rotor fazları arasındaki ortak indüktans
L_m	: Ortak indüktans
L_a	: Uyarma devresinin indüktansı
L_s	: Stator indüktansı
L_r	: Rotor indüktansı
I_m	: Esas sargıdaki fazör akımı
L	: Gözlemleyici kazanç matrisi
N_{RS}	: Kutup başına düşen rotor oluk sayısı
N	: Eksen sayısı
p	: Türev operatörü
P	: Kutup sayısı
R_r'	: İndirgenmiş rotor direnci
r	: Makine yarıçapı
R_a	: Uyarma devresinin direnci
R	: Direnç
R_M	: Esas sargının direnci
R_s	: Stator direnci
R_r	: Rotor direnci
s	: Kayma
$[T_{\alpha\beta 0}]$	: İki fazdan üç faza dönüşüm matrisi
$[T_{dq0}(\theta_d)]$	: d-q modelinden üç faza dönüşüm matrisi (d, q'dan 90° ileride)
$[T(\theta)]$	: Konuma bağılı dönüşüm matrisi
$[T_{qd0}(\theta_q)]$	: d-q modelinden üç faza dönüşüm matrisi (q, d'den 90° ileride)
T_e	: Motor tarafından üretilen moment
U_{mf}	: İleri akı dalgası tarafından esas sargıda indüklenen gerilim
U_{mb}	: Geri akı dalgası tarafından esas sargıda indüklenen gerilim

U_{af}	: İleri akı dalgası tarafından yardımcı sargıda indüklenen gerilim
U_{ab}	: Geri akı dalgası tarafından yardımcı sargıda indüklenen gerilim
U_r	: Referans gerilimi
U_1	: Birinci stator sargısında indüklenen gerilim
U_2	: İkinci stator sargısında indüklenen gerilim
$u(t)$	: Giriş değişkenleri
$v(t)$	: Komut değişkenleri
V_{ds}	: Stator geriliminin d bileşeni
V_{qs}	: Stator geriliminin q bileşeni
ω	: Açısal frekans
ω_s	: Senkron açısal frekans
ω_k	: Kayma açısal frekansı
ω_r	: Rotor açısal frekansı
$w(t)$	: Gürültü değişkenleri
X_{M1}	: Esas sargıdaki halkalama reaktansı
X_r'	: Halkalama reaktansının indirgenmiş değeri
$x(t)$	: Durum değişkenleri
X_M	: Mıknatıslanma reaktansı
$y(t)$	: Çıkış değişkenleri
Z_f	: İleri yönde dönen empedans
Z_b	: Geri yönde dönen empedans
$ \hat{\Psi}_m $	: Kutup başına hava aralığı akısının tepe değeri
Ψ_{mq}	: Hava aralığı akısı q bileşeni
Ψ_{md}	: Hava aralığı akısı d bileşeni
Ψ	: Hava aralığı akısı
Ψ_{rq}	: İndirgenmiş rotor akısı q bileşeni
Ψ_{rd}	: İndirgenmiş rotor akısı d bileşeni
Ψ_{qs}	: Stator akısının q bileşeni

$\dot{\Psi}_{ds}$	: Stator akısının d bileşeninin türevi
Ψ_{ds}	: Stator akısının d bileşeni
$\dot{\Psi}_{qs}$	: Stator akısının q bileşeninin türevi
Ψ_{qr}	: Rotor akısının q bileşeni
Ψ_{dr}	: Rotor akısının d bileşeni
δ	: N eksenli sargılar arasında ardarda iki eksen arasındaki açı
θ	: Eksenler arasındaki açı
$\alpha - \beta$	: İki faz eksenini
γ	: Moment açısı
τ_r	: Rotor zaman sabiti
θ_s	: Sabit eksen takımı ile dönen eksen takımı arasındaki konum açısı
σ	: Kaçak faktörü
$\overline{Q}_m$	: Motorun reaktif gücü
$x_d - x_q$	: Referans model çıkışları
$\tilde{x}_d - \tilde{x}_q$	: Adaptasyon model çıkışları

KISALTMALAR

ADC	: Analog-Dijital Dönüştürücü
e.m.k.	: Elektromotor Kuvvet
m.m.k.	: Manyetomotor Kuvvet
MRAS	: Model Referans Adaptif Sistem
RDC	: Resolver-Dijital Kontrol
SKAM	: Sincap Kafesli Asenkron Motor
AM	: Ayarlanabilir Model
RM	: Referans Model



1.GİRİŞ

1.1. Genel Bakış

Bir elektrikli tahrik sisteminin seçimi hem teknik açıdan hem de maliyet açısından oldukça çaba gerektiren bir iştir. Teknik sistemlerin çözümünün yanı sıra, uygun fiyat ve az işletme masrafları arasında optimum bir çözüm bulmak gerekir. Elektrikli tahrik sistemleri genel olarak; elektrik motorları, çeşitli varyasyonlarda redüktörlü motorlar, hız kontrol cihazları, kontrol üniteleri ve diğer aksesuarlardan oluşmaktadır. Günümüzde gelişen teknoloji ile kontrollü hareketler önem kazanırken, işletme, enerji ve bakım masraflarının da en az düzeyde tutulması amaçlanmaktadır.

Asenkron makinalar, maliyetleri bakımından ve birim hacim başına verdikleri güç bakımından diğer motorlara üstünlük sağlarlar. Özellikle sincap kafesli asenkron makinalar bu üstünlüklerinin yanı sıra, bakım gerektirmeme ve çevresel koşullardan daha az etkilenme gibi özelliklere sahiptirler. Asenkron motorlar, alan zayıflatmalı çalışma durumunda verimli olarak ulaşabildiği yüksek hızlardan dolayı da sürekli mıknatıslı senkron motorlarla baş edebilecek durumdadırlar (Akın, 1994).

Asenkron makinanın dezavantajı; hız ve moment kontrolünün, doğru akım motoruna göre güç olmasıdır. Doğru akım makinalarının momentinin, birbirinden bağımsız iki bileşen olan endüvi akımı ve uyarma akısı ile kontrol edilebileceği bilinmektedir. Benzer bir yöntem asenkron makinalarda doğrudan görülmemektedir.

Değişken hızlı sürücü sistemlere sahip asenkron motorlu düzeneklerde ilk olarak skalar kontrol yöntemleri kullanılmıştır. Skalar kontrol yöntemlerinin kullanıldığı bu tip düzeneklerin performansı, doğru akım motorlu sürücülerden elde edilen performansa ulaşamamaktadır.

Asenkron motorlu düzenekleri, doğru akım motorlu düzeneklerde olduğu gibi kontrol edebilmek için asenkron makinanın moment bileşenlerinin ayrılmış olduğu bir yönteme gereksinim vardır. Alan yönlendirme yöntemi ile asenkron makinanın momenti birbirinden bağımsız akı ve moment bileşenleri üzerinden kontrol edilebilmektedir(Blaschke, 1972; Hasse, 1969). Vektör kontrol veya transvektör kontrol isimlerinin de kullanıldığı bu yöntem, temel olarak tüm döner alanlı makinalara uygulanabilmektedir. Vektör kontrol sayesinde asenkron motorlar doğru akım

motorlarında olduğu gibi kontrol edilebilmektedir. Böylece asenkron makinanın bir dezavantajı ortadan kalkmaktadır.

Vektör kontrol yapabilmek için hız veya konum bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Bunun için kullanılan hız ölçütleri ise sistemin güvenilirliğini azaltıp aynı zamanda ek maliyet getirirler. Motor mili üzerindeki hız duyargası ortadan kaldırılırsa; hız duyarga kablosuna gerek kalmaz ve hız duyargasının mekanik bileşenleri de yok olacağından güvenilirlikte de artış sağlanır. Son yıllarda yüksek performanslı asenkron motor sürücüleri için hız duyargasız konum kontrol yöntemleri üzerine çalışmalar yapılmaktadır.

1.2. Tezin Amacı

Bu tezde, asenkron makinanın hız duyargasız vektör kontrolü gerçekleştirilecektir. Bazı yüksek performans uygulamalarında asenkron makina üzerinde hız duyargası istenmeyebilir. Bu tip bir uygulamada öyle bir algoritma geliştirilmelidir ki; hem standart motor kullanılmalı hem de fazla bir ek maliyet getirmemelidir.

Bu tezde aşağıdaki istekleri karşılayan bir çözüm sağlanması amaçlanmıştır:

- 1- Hız duyargası kullanılmadan vektör kontrolü gerçekleştirilmesi
- 2- En az duyarga (akım, gerilim) ile sistem gerçekleştirilmesi
- 3- Parametre bağımlılığını azaltmak için mümkün olan en az motor parametre bilgisi kullanılması
- 4- Sistemin doğruluğunun parametrelerdeki değişimlerden etkilenmemesi
- 5- Sistemin düşük hızlarda ve sıfır hızda doğru sonuç verebilmesi
- 6- Sistemin frenleme durumunda ve alan zayıflatmalı çalışma durumunda doğru sonuç verebilmesi
- 7- Dinamik yük altındayken beklenmedik hız değişimi olduğunda uyum sağlayabilmesi

1.3. Tezin Yapısı

Temel özellikleri yukarıda belirtilen sistemin gerçekleştirilmesi için ilk olarak bu konuda daha önce yapılmış çalışmalar incelenmiştir. Araştırmalar sonucunda tezin yapısı aşağıdaki gibi oluşturulmuştur.

Tezin ikinci bölümünde, asenkron motorun hız duyargasız vektör kontrolü ile ilgili genel bilgiler sunulmuştur. Bu bölümde ilk olarak motor seçiminden bahsedilerek asenkron makinanın avantajları ve dezavantajları tartışılmıştır. Buradan vektör kontrole niye gereksinim duyulduğundan bahsedilip eksen dönüşümleri ve vektör kontrol hakkında teorik bilgiler sunulmuştur. Vektör kontrol için gerekli olan hız veya konum ölçücüler (encoder, resolver, takometre) hakkında teorik bilgiler sunulmuştur. Bu bölümün son kısmında ise hız duyargasının sisteme getirdiği dezavantajlardan bahsedilip, kullanılmaması durumunda getireceği avantajlar tartışılmıştır.

Tezin üçüncü bölümünde, hız duyargasız sistemlerden ve bu konuda yapılan çalışmalardan bahsedilmiştir. İlk olarak hız ölçücü kullanmayan, özel tasarlanmış makinaların çalışma prensibi ve dezavantajları tartışılmıştır. Daha sonraki kısımda ise standart asenkron motorlar için yapılan hız duyargasız sistemler ile ilgili genel bilgiler verilip, gerekli sınıflandırma yapılmıştır. Bu konuda daha önce yapılan çalışmalar incelenip sonuçlar karşılaştırılmıştır.

Dördüncü bölümde ise geliştirilen uygulama algoritması formülleri verilerek ispatlanmıştır. Daha sonra algoritmanın bilgisayar benzetimi yapılarak sonuçları incelenmiştir. Deney seti tanıtılmış ve deneylerin yapılışı ile deney sonuçları da bu bölümde verilmiştir.

Sonuç ve Tartışma bölümünde ise bütün olarak elde edilen sonuçların değerlendirilmesi yapılmıştır. Sonraki çalışmalara ilişkin önerilerde bu bölümde irdelenmiştir.

2. ASENKRON MOTORUN HIZ DUYARGASIZ VEKTÖR KONTROLÜ

2.1. Motor Seçimi

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

Aşağıda motor seçimi ile ilgili karşılaştırmalı genel bilgiler verilecektir..

Çizelge 2.1. Aynı devir ve güçteki farklı motor tiplerinin özellikleri

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

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

Çizelge 2.1’de motorların ağırlıkları kıyaslandığında senkron motorun diğer motorlara göre hafif olduğu gözlenmektedir. Bu durum senkron motorun veriminin çok yüksek ve rotorunun çok hafif olmasından kaynaklanmaktadır. Özellikle motorunda sistemle beraber hareket etmesi gereken uygulamalarda, motorun hafif olması çok önemlidir.

Sonuç olarak motorların güç ağırlıkları:

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

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

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

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

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

Asenkron makinanın dezavantajlarından biri; diğer iki motor tipine göre verimli olarak ulaşabildiği hızın düşük olmasıdır. Bu dezavantaj yukarıda da bahsedildiği gibi alan zayıflatmalı çalışma durumu ile yok edilmektedir. Asenkron makinanın bir dezavantajı ise hız ve moment kontrolünün kötü olmasıdır. Kullanılan skalar yöntemlerin performansı, doğru akım motorlu sürücülerdeki gibi iyi sonuç vermemektedir. Asenkron makinanın moment ve hız kontrolünü daha iyi yapabilmek

için uygulanan vektör kontrol yöntemi sayesinde asenkron makinanın bu dezavantajı da ortadan kaldırılabilir. Bundan sonraki bölümde eksen dönüşümleri ve vektör kontrol hakkında genel bilgiler verilecektir.

2.2. Eksen Dönüşümleri ve Vektör Kontrol

Güç sistemleri ile çalışırken; tüm değişkenleri ortak bir referans çatıya indirgemek , iç içe değişkenleri birbirinden ayırmak veya zamana bağlı katsayıların olduğu zor denklemlerin çözümünü kolaylaştırmak için matematiksel dönüşümler kullanılmaktadır (Ong, 1998). En fazla kullanılan dönüşümlerden biri çok fazlı sistemi ortogonal iki faz (iki eksen) haline getiren dönüşümdür. N fazı iki faza dönüştürülmek istenirse denklem (2.1) ve (2.2) kullanılır;

$$[f_{xy}] = [T(\theta)][f_{123..N}] \quad (2.1)$$

Burada;

$$[T(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{N}} \begin{bmatrix} \cos \frac{P}{2} \theta & \cos \left(\frac{P}{2} \theta - \delta \right) & \dots \cos \left(\frac{P}{2} \theta - (N-1) \delta \right) \\ \sin \frac{P}{2} \theta & \sin \left(\frac{P}{2} \theta - \delta \right) & \dots \sin \left(\frac{P}{2} \theta - (N-1) \delta \right) \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

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

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

2.2.1. Clarke Dönüşümü:

Clarke dönüşümünde durgun iki faz değişkenleri α ve β indisleri ile gösterilir. Şekil 2.1'de görüldüğü gibi α eksenini a fazı ile çakıştırılmıştır. β eksenini ise α ekseninden $\pi/2$ kadar geridir. Bu yüzden dönüşüm iki yönlüdür. Sıfır sıralı bileşen olarak bilinen üçüncü değişken eklenirse:

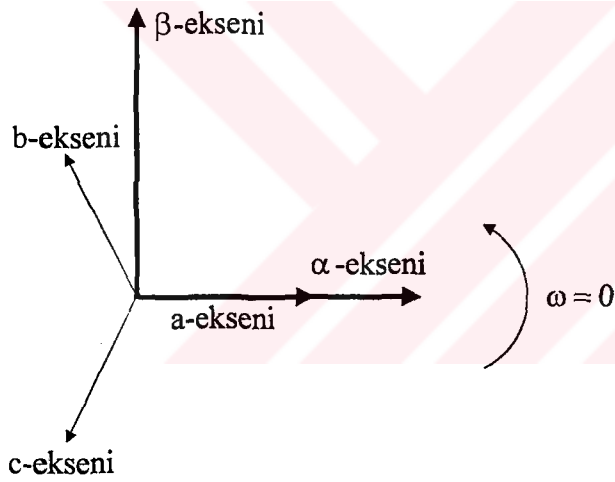
$$[f_{\alpha\beta 0}] = [T_{\alpha\beta 0}][f_{abc}] \quad (2.3)$$

elde edilir.

Burada dönüşüm matrisi $[T_{\alpha\beta 0}]$ ve bu matrisin tersi aşağıda denklem (2.4) ve (2.5)'teki gibidir:

$$[T_{\alpha\beta 0}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

$$[T_{\alpha\beta 0}]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.5)$$



Şekil 2.1. $\alpha - \beta$ ile abc büyüklükleri arasındaki ilişkiyi gösteren vektör diyagramı

2.2.2. Park Dönüşümü:

Park dönüşümü, asenkron makina analizinde, üç fazdan iki faza dönüşümü sağlamak için kullanılan en yaygın yöntemdir. Dönüşüm denklem (2.6)'da verildiği gibidir. Burada dq0 dönüşüm matrisi ve matrisin tersi denklem (2.7) ve (2.8)'teki gibidir.

$$[f_{dq0}] = [T_{dq0}(\theta_d)][f_{abc}] \quad (2.6)$$

$$[T_{dq0}(\theta_d)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \cos\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta_d & -\sin\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$[T_{dq0}(\theta_d)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_d & -\sin \theta_d & 1 \\ \cos\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Park dönüşümü kullanarak alan sargısının manyetik eksenini ile pozitif d eksenini üst üste çakıştırılarak asenkron makinanın stator büyüklükleri, dq referans çatıdaki rotor büyüklüklerine indirgenmiştir. Pozitif q eksenini orijinal park dönüşümünde pozitif d ekseninden $\pi/2$ kadar ileridedir. Fakat bazı varsayımlarda q eksenini, d ekseninden $\pi/2$ kadar geridedir. Bu şekilde tanımlama yapılırsa q eksenini giriş geriliminin negatifi olan indüklenen gerilim ile çakışır. q ekseninin, d ekseninden geride olduğu dönüşümde, dönüşüm matrisleri denklem (2.9)'da verilmiştir.

$$[T_{dq0}(\theta_d)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_d & \cos\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta_d & \sin\left(\theta_d - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_d + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Diğer bir kullanımda ise q eksenini, d ekseninden ileride ise ve dönüşüm açısı olarak q eksenini ile a eksenini arasındaki açıyı gösteren θ_q kullanılırsa denklem (2.10) elde edilir. Dönüşüm matrisi ve matrisin tersi denklem (2.11) ve (2.12)'de gösterildiği gibidir.

$$[f_{qd0}] = [T_{qd0}(\theta_q)][f_{abc}] \quad (2.10)$$

$$[T_{qd0}(\theta_q)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_q & \cos\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin \theta_q & \sin\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$[T_{qd0}(\theta_q)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_q & \sin \theta_q & 1 \\ \cos\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_q - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_q + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

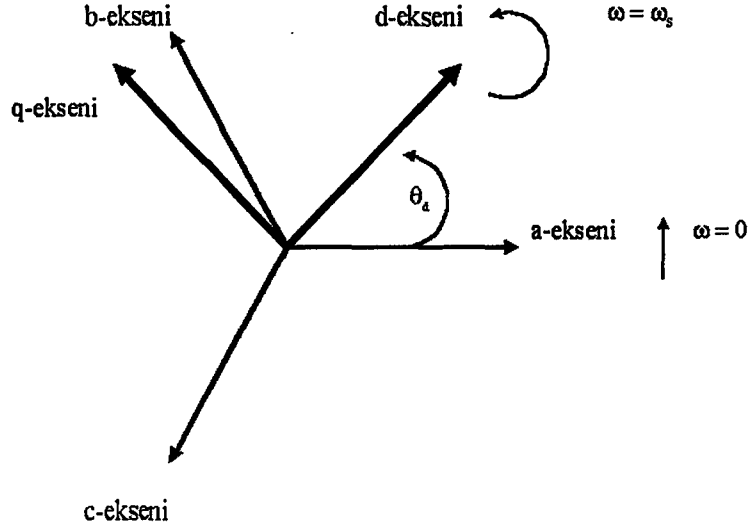
Orijinal park dönüşümünde θ_q ve θ_d arasındaki ilişki denklem (2.13)'de verilmiştir.

$$\theta_q = \theta_d + \frac{\pi}{2} \quad (2.13)$$

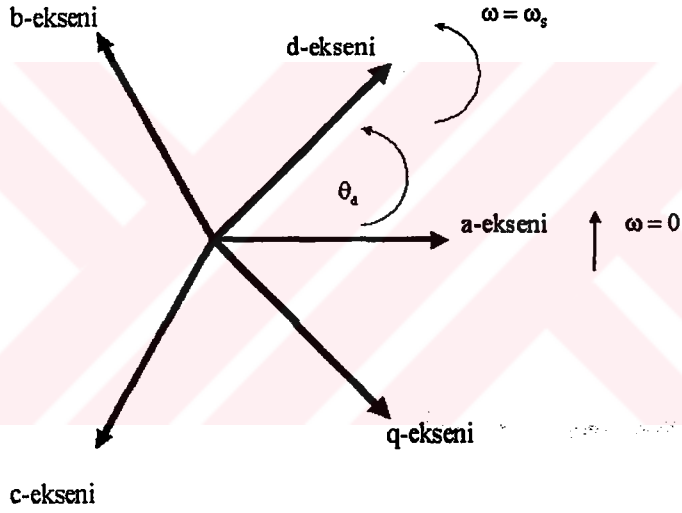
$$\cos\left(\theta_d + \frac{\pi}{2}\right) = -\sin \theta_d \quad (2.14)$$

$$\sin\left(\theta_d + \frac{\pi}{2}\right) = \cos \theta_d \quad (2.15)$$

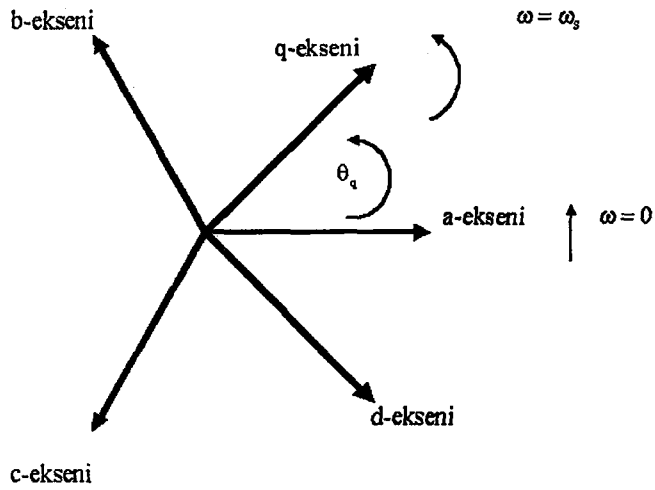
Denklem (2.13), $[T_{qd0}(\theta_q)]$ de yerine konursa ve denklem (2.14) ve (2.15)'de verilen trigonometrik dönüşümleri kullanırsak: $[T_{qd0}(\theta_q)]$ ve $[T_{qd0}(\theta_d)]$ 'in d ve q değişkenlerinin yerleşim sırası hariç bu iki dönüşümün hemen hemen aynı olduğu görülür.



Şekil 2.2 Park dönüşümünün generatör durumundaki vektörel gösterimi



Şekil 2.3 Park dönüşümünün motor durumundaki vektörel gösterimi



Şekil 2.4. Park dönüşümünden farklı bir dönüşümün motor durumundaki vektörel gösterimi

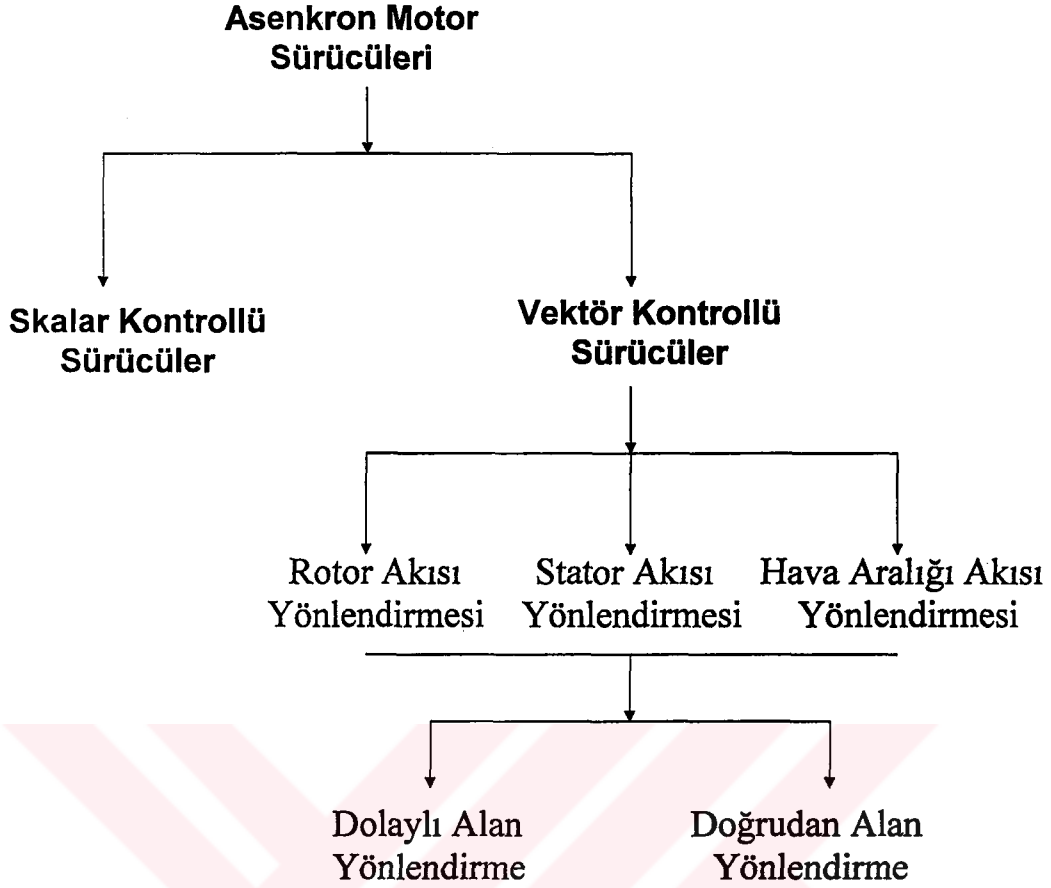
2.2.3. Asenkron Makinanın Vektör Kontrolü

Asenkron makinaların hız veya moment kontrolü, doğrusal olmayan yapılarından dolayı doğru akım motorlarına göre güçtür. Doğru akım motorlarının momenti, bağımsız olarak kontrol edilebilen iki ortogonal bileşenden oluşmaktadır. Bu bileşenler endüvi akımı ve uyarma akısıdır. Böylece kenetlemesiz bir yapı elde edilir. Asenkron makinalarda bu kenetlemesiz yapı doğrudan görülmez. Skalar kontrol yöntemlerini kullanan asenkron motor sürücülerinin performansı, doğru akım motorlu sürücülerden elde edilen performansa ulaşamamaktadır. Böylece ortaya çıkan boşluğun doldurulması için moment bileşenlerinin ayrıştırılmış olduğu bir kontrol yöntemi gereksinimi ortaya çıkmaktadır (Akın, 1994).

Vektör kontrol diye bilinen yöntem ile asenkron motorların momenti birbirinden bağımsız akı ve moment bileşenleri üzerinden kontrol edilebilmektedir. Bu yöntemin, teknolojiye ki (işlemci ve anahtarlama elemanlarının hızının artması, vb.) gelişmeler sayesinde performansının artması ile bu konudaki çalışmalar yoğunlaşmıştır.

Tüm döner alanlı makinalara uygulanabilen bu yöntem, şekil 2.5.'deki sınıflandırmadan görüldüğü gibi doğrudan ve dolaylı olmak üzere iki şekilde uygulanmaktadır. Dolaylı alan yönlendirmeli kontrolde (akı ileri besleme kontrolü), yönlendirme bilgisi stator akımları ve hızını gözleyerek elde edilir. Kayma bilgisi ise stator akımları üzerinden elde edilir. Doğrudan alan yönlendirmeli kontrolde (akı geri besleme kontrolü), yönlendirme bilgisi, hall etkili duyargalar, sezici bobinler, stator geriliminin 3. harmoniği, kademeli stator sargıları veya stator akım-gerilim ve hız ölçümleri kullanan gözlemleyicilerden elde edilir.

Vektör kontrollü sürücüler şekil 2.5'den görüleceği üzere; rotor akısı yönlendirmesi, stator akısı yönlendirmesi ve hava aralığı akısı yönlendirmesi olmak üzere üç şekilde yapılabilmektedir. Hava aralığı ve stator akısının ölçülmesi kolay olmasına rağmen daha fazla hesaplama süresine ihtiyaç göstermesi ve kararlılık sorunları sebebiyle tercih edilmezler. Rotor akısının ölçümü, stator ve hava aralığı akısı ölçümüne göre zor olmasına rağmen moment cevap süresinin iyi olması, kararlılığı ve ayrıştırmanın doğrudan oluşması nedeniyle daha az hesaplama süresi tüketmesinden dolayı mükemmel özelliklere sahiptir. Asenkron motor sürücüler, vektör kontrol yöntemi kullanıldığında doğru akım sürücülerine rakip olmaktadır.



Şekil 2.5. Asenkron motor sürücülerinin sınıflandırılması

Asenkron makinanın üç faz modeli yazıldığında, elde edilen denklem sisteminin doğrusal olmadığı ve denklemdeki katsayıların zamana bağımlı katsayılar olduğu görülmektedir. Bu tip bir denklem sisteminin çözümü zordur ve uzun hesaplama zamanı gerektirir. Denklem takımındaki zamanla değişen katsayılardan kurtulmak için üç faz büyüklükler d-q eksen sistemine dönüştürülür. Zamanla değişen katsayılar, zamandan bağımsız hale gelir. Böylece denklem takımı daha kolay çözülecek bir yapıya kavuşturulur (Akın, 1994).

Asenkron makinada moment, hava aralığı akısı ve rotor m.m.k.'nin bir sonucudur (Fitzgerald, 1983). Moment denklemi denklem (2.16)'da verildiği gibidir.

$$T_e = \pi \left(\frac{P}{2} \right) l r B_p F_p \sin \gamma \quad (2.16)$$

Burada ;

l : makinanın eksenel uzunluğu

r : makina yarıçapı

B_p : hava aralığı akı yoğunluğunun tepe değeri

F_p : rotor m.m.k.'nin tepe değeri

γ : moment açısıdır ($\theta_r + 90$) şeklindedir.

Kutup başına hava aralığı akısının tepe değeri $|\hat{\Psi}_m|$, rotor akımının tepe değeri $|\hat{i}_r|$ olarak alınırsa moment denklemi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) |\hat{\Psi}_m| |\hat{i}_r| \sin \gamma \quad (2.17)$$

Denklem (2.17)'yi d-q bileşenleri cinsinden yazarsak denklem (2.18) elde edilir.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) (\Psi_{md} \dot{i}_q - \Psi_{mq} \dot{i}_d) \quad (2.18)$$

Akılar ve akımlar arasındaki ilişkiler kullanılarak moment ifadesi, ($L_m = (3/2)L_{sr}$ olmak üzere) stator ve rotor akımlarının d-q bileşenleri cinsinden denklem (2.19)'daki gibi yazılabilir.

$$T_e = \left(\frac{3}{2}\right) \left(\frac{P}{2}\right) L_m (\dot{i}_{sq} \dot{i}_{td} - \dot{i}_{sd} \dot{i}_{tq}) \quad (2.19)$$

Asenkron makinalarda alan yönlendirmeli kontrolün amacı, momentin birbirinden bağımsız kontrol edilebilen bileşenlerden oluşturulmasını sağlamaktır. Böyle bir şeye ihtiyaç duyulmasının sebebi, dinamik davranış açısından mükemmel özelliklere sahip doğru akım motorlarındaki moment kontrol özelliklerinin elde edilmesidir. Serbest uyarımlı doğru akım motorlarında moment, uyarma gerilimi ile kontrol edilen hava aralığı akısı ve endüvi gerilimi ile kontrol edilen endüvi akımının çarpımından oluşmaktadır.

$$T_e = K_e \cdot \Psi \cdot I_e \quad (2.20)$$

Denklem (2.20) ile verilen moment ifadesinde, hava aralığı akısı, uyarma devresinin büyük zaman sabitinden dolayı yavaş değişecektir. Uyarma akımının sabit olması durumunda doğru akım motorunda moment, endüvi akımı üzerinden kontrol edilir. Asenkron makinanın moment kontrolünün, serbest uyarımlı doğru akım makinalarındakine benzer bir şekilde olması istenir. Asenkron motorun d-q eksen

Asenkron motora ilişkin vektörel büyüklükler $\alpha - \beta$ (iki faz) ve d-q eksen sisteminde şekil 2.6'daki gibi gösterilir. Vektör diyagramından görüldüğü gibi d-q eksen sistemindeki d-ekseni, rotor akısı ile çakıştırılırsa, bu durumda $\Psi_{rq} = 0$ olur. Bu çakıştırmanın sağlanabilmesi için rotor akı vektörünün konumunun bilinmesi gerekir. Daha sonra d-q eksen sistemi rotor akısı çakışık şekilde döndürülür. Bu çakıştırma şartı sağlandığında moment ifadesi denklem (2.23)'deki biçime dönüşür.

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} \Psi_{rd} i_{sq} \quad (2.23)$$

$$p \Psi_{rq} = 0 \text{ ve } \Psi_{rq} = 0 \quad (2.24)$$

Denklem (2.24)'deki şartlar gerilim denkleminde yerine yazılırsa, stator akımının d bileşeni ile rotor akısının d-bileşeni arasında birinci dereceden gecikmeye sahip bir ilişki olduğu görülür.

$$p \Psi_{rd} + \frac{1}{\tau_r} \Psi_{rd} = L_m \frac{1}{\tau_r} i_{sd} \quad (2.25)$$

Bu ilişkiden yararlanarak, i_{sd} ile rotor akısının sabit tutulduğu durum için moment ifadesi stator akımları cinsinden denklem (2.26)'daki gibi yazılabilir.

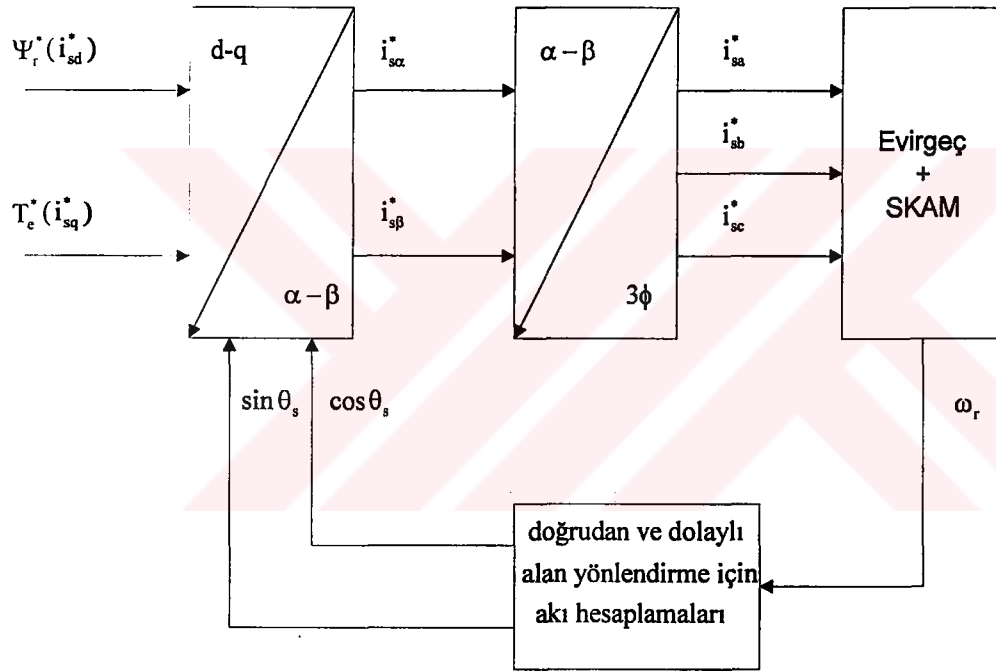
$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd} i_{sq} \quad (2.26)$$

Asenkron makinalara ilişkin parametreleri sabit kabul ettiğimiz durumda motorun üreteceği moment, stator akım bileşenleri ile kontrol edilir. Ancak tüm bu işlemlerin geçerliliği, rotor akısının konumunun tam olarak belirlenmesine bağlıdır. Bu bilginin elde edilip kullanılması durumuna göre alan yönlendirme yöntemi doğrudan alan yönlendirme ve dolaylı alan yönlendirme olarak isimlendirilir. Rotor akısı konum bilgisinin belirlenmesi ile alan yönlendirme için gerekli koşullar sağlanmış olmaktadır. Bu aşamada motor momentini oluşturan i_{sq} ve i_{sd} bileşenlerine ilişkin referans değerleri belirlenir. d-q modelindeki bu değerler önce denklem (2.27) yardımıyla $\alpha - \beta$ (iki faz) büyüklüklerine, daha sonrada denklem (2.28) matrisi aracılığıyla 3 faz büyüklüklerine dönüştürülür.

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.27)$$

$$\begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Bu dönüşümler aynı temele sahip olduklarından akı ve gerilimler içinde yapılabilir. Ayrıca ölçülen 3 faz büyüklüklerden yararlanarak ters dönüşümler aracılığı ile d-q ve $\alpha - \beta$ bileşenleri bulunabilir.



Şekil 2.7. Asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolünün ilkesel gösterimi

2.3. Hız ve Konum Ölçücüler (Takometre, Encoder, Resolver)

Rotor hızı w_r 'nin anlık değeri bir doğru akım takogeneratör veya bir alternatif akım takogeneratör kullanılarak ölçülebilir. Rotor hızı, aynı zamanda herhangi bir takogeneratör kullanımına ihtiyaç göstermeden, encoder örneğinde olduğu gibi, yüksek duyarlılıklı bir metot ile rotor pozisyonu ölçülüp bu ölçülen rotor pozisyonunu kullanarak rotor hızının ($w_r = d\theta_r/dt$) elde edilmesi ile bulunabilir. Rotorun ivmesi rotorun açısal hızının birinci türevi alınarak elde edilir. Benzer bir şekilde elektromanyetik resolverler da özellikle yüksek hız uygulamalarına ihtiyaç göstermeyen uygulamalarda hız ölçümü için kullanılabilirler. Rotor pozisyonu genellikle elektromanyetik resolverler ve optik encoderler kullanılarak ölçülebilir (Vas, 1993).

2.3.1. Takometre Uygulamaları

Rotor hızının anlık değerini bulmak için kullanılan takometreler ikiye ayrılır. Alternatif akım takometreler ve doğru akım takometreler.

2.3.1.1 Doğru Akım Takometreler

Takometreler bir shaftın açısal hızının izlenmesinde kullanılır. Bu amaç için serbest uyarımlı doğru akım makinayı uyaran bir doğru akım takometre kullanılması mümkündür. Serbest uyarımlı doğru akım makina, generatör olarak çalışmaya başladığı zaman eğer alan akımı da belirli kabuller altında sabitse; doğru akım makinasının armatür gerilimi, rotorun açısal hızı ile orantılıdır.

Fırçalar arasındaki gerilim düşümü ve armatür reaksiyonunun mıknatıslanma etkisi ihmal edilirse, genel olarak serbest uyarımlı doğru akım generatörün armatür gerilimi denklem (2.29)'daki biçimdedir.

$$u_a = c\psi \omega - i_a R_a - L_a di_a / dt \quad (2.29)$$

Burada c sabittir. ψ alan sargısı tarafından üretilen yüksüz durumdaki akıdır. i_a ise armatür akımıdır. R_a ile L_a ise sırasıyla armatür sargısının direnci ve indüktansıdır. Eğer armatüre bağlanan yük resistif ise ve $i_a = u_a/R$ ise burada R yükün direncidir. L_a/R

($R \gg R_a$) küçük olduğu zaman denklem (2.29)'un sağ tarafındaki 3. terimi ihmal edilebilir. Böylece denklem (2.30) elde edilir.

$$u_a = c\Psi \omega - u_a R_a / R \quad (2.30)$$

Aynı ifade denklem (2.31)'deki gibi de ifade edilebilir.

$$u_a = c\Psi \omega / (1 + R_a / R) \quad (2.31)$$

Denklem (2.31) incelenirse, u_a 'nın sadece açısall rotor hızı ile orantılı olduğu görülmektedir. Eğer alan sargısı tarafından üretilen akı (Ψ) sabitse, alan sargısının direnci ve yük direnci sabittir. Eğer fırçalar arasındaki gerilim düşümü de hesaba katılırsa denklem (2.31) gerilim düşümünün de $1 + R_a/R$ ile bölüneceği diğer bir terimi içerecektir. u_a ile w 'nin orantılı olmasını sağlamak için gerilim düşümünün de sabit olması gerekecektir. Bu ise fırçaların uygun bakımı ile sağlanabilir. Bununla birlikte uygun sıcaklıkta R_a değişir ve R_a/R oranı azalır. Bu oran yük direnci büyük olduğu zaman küçülür. Yukarıda bahsedilen şartlar, armatür reaksiyonunun mıknatıslanma etkisinin ihmal edilmesi ve yük akımının büyük olması durumunda, belirgin etkisini ispat eder.

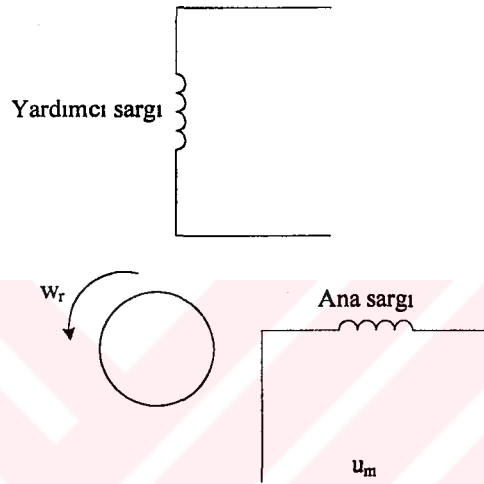
Alan akısı, doğru akım makinanın alan akımının kararlı hale getirilmesi ile sabitlenir. Bunu başarmanın bir yolu özel dizayn edilmiş bir manyetik devre kullanmaktır. Bununla birlikte eğer alan akısı sürekli mıknatıs tarafından üretiliyorsa o zaman alan akısı sabittir. Sonuç olarak komütatörler ve fırçalar sayesinde, armatürün uçları arasındaki gerilimde istenmeyen dalgalıklar oluşur. Tüm bunlardan sonra komütatörsüz ve fırçasız bir takogeneratör kullanmanın birçok avantajı olduğu görülmektedir. Ayrıca doğru akım takogeneratör kullanılıyorsa ve komütatör parçalarının sayısı fazla ise gürültü frekansı ile hız sinyal frekansı birbirleriyle karşılaştırılır. Böylece hız sinyalinin alçak geçiren filtre tarafından filtrelenmesi gerekmektedir.

2.3.1.2. Alternatif Akım Takometreler

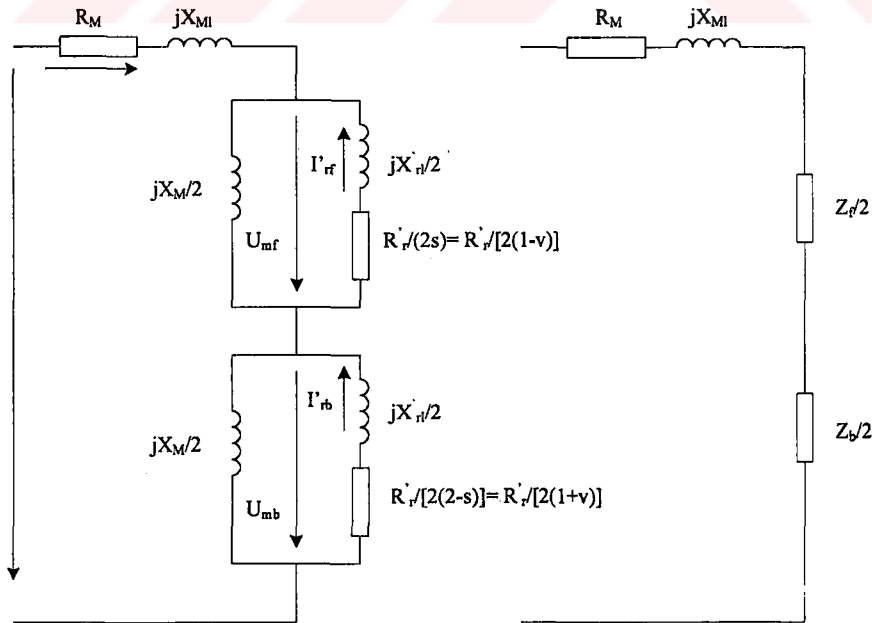
İki fazlı asenkron servo motoru, bir alternatif akım takometre olarak kullanmak mümkündür. Statoru 4 bölgeye uzay üzerinde bulunan iki fazlı küçük asenkron makina

kullanılabilir. Rotor sincap kafesli türde olabilir. İki fazlı alternatif akım takometrenin şematik gösterimi şekil 2.8’de verilmiştir.

Makinanın ana sargısı sabit büyüklükte ve f frekansındaki bir alternatif akım gerilim tarafından beslenir. Rotor hızının ölçümü için makinanın rotoru belirli bir açısal hızda dönerken ana sargıdan dolayı yardımcı sargıda (çıkış sargısı), frekansı f olan fakat genliği rotorun hızıyla orantılı olan bir gerilim indüklenir. Şayet rotor durgun konumda ise yardımcı sargılarda herhangi bir gerilim üretilmez.



Şekil 2.8. İki fazlı takometrenin şematik gösterimi



Şekil 2.9. Tek fazlı asenkron makinanın sürekli durum eşdeğer devresi

Alternatif akım takometreler referans sargıdan bakıldığı zaman sürekli çalışma eşdeğer devresi şekil 2.9'da gösterilen tek fazlı asenkron makinaya benzer şekilde bir davranış gösterir. Şekil 2.9'daki R_M ve X_{M1} sırasıyla esas sargının direnci ve halkalama indüktansıdır. R_r ve X_r ise sırasıyla rotor direnci ve halkalama reaktansının indirgenmiş değeridir. X_M ise mıknatıslanma reaktansıdır. s ise kaymadır. Basitleştirme yapabilmek için nüve kayıplarının etkileri ihmal edilecektir.

Alternatif akım takometresi ile hız ölçümünün nasıl yapılacağına ilişkin ilk olarak fiziksel bir analiz verilmiştir. Çift dönen alan teorisi ile uyum için; sinüsoidal bir alternatif akım kaynak tarafından beslenen, sinüsoidal dağılmış bir tek fazlı sargı tarafından üretilen stator m.m.k. dalgası, senkron hızda ters dönen yarı büyüklükteki iki m.m.k. dalgasına ayrılır (ileri ve geri yönde dönen m.m.k.). Şekil 2.9'da gösterilen ileri ve geri dönen empedanslar ($Z_f/2$, $Z_b/2$) arasındaki gerilimler (U_{mf} , U_{mb}), ileri ve geri akı dalgaları tarafından esas sargıda indüklenen gerilimlerdir. Bu akı dalgaları, gerilimi yardımcı sargıda indükler. Eğer rotor duruyorsa ($s=1$) ileri ve geri empedanslar eşittir. Aynı zamanda ileri ve geri akılarda eşit olur ve yardımcı sargılarda herhangi bir gerilim üretilmez. Bunun yanı sıra eğer rotor dönüyorsa ($s<1$) ileri empedans artar rotor direncide $R_r/2$ 'den $R_r/2s$ 'e kadar artar ve geri empedans $R_r/2$ 'den $R_r/[2(2-s)]$ 'e kadar azalır. Rotorun hızı ileri dönen alanda s ile orantılıdır. Geri dönen alanda ise $2-s$ ile orantılıdır. Yardımcı sargıda üretilen gerilimin büyüklüğü Z_f ile Z_b arasındaki farkla orantılıdır. Bu da rotor hızının bir fonksiyonudur. Eğer dönmenin yönü ters çevrilirse yardımcı sargıda indüklenen gerilimin fazı da ters çevrilir. Şekil 2.9'da gösterilen hız oranı faktörü v gerçek rotor hızı ile senkron hız oranına eşittir ve bu da $v=1-s$ 'dir.

Eğer yardımcı sargının gerçek sarım oranının, esas sargıdaki gerçek sarım oranına a dersek, yardımcı sargıda indüklenen gerilim esas sargıda indüklenen gerilimin a katıdır. U_{af} ileri akı tarafından yardımcı sargılarda indüklenen gerilimin fazörünü gösterir. U_{mf} ise aynı akı tarafından esas sargıda indüklenen gerilimin fazörüdür. $U_{mf} = I_m Z_f / 2$ ve $U_{mb} = I_m Z_b / 2$ 'dir. Eğer dönmenin yönü, ileri dönen akı, esas sargıyı geçmeden önce yardımcı sargının bir çeyrek periyot gerisinde ise U_{af} , U_{mf} 'nin 90 derece ilerisindedir. Bunu fazör şeklinde denklem (2.32)'deki gibi gösterebiliriz.

$$\bar{U}_{af} = -ja\bar{U}_{mf} = ja\bar{I}_m Z_f / 2 \quad (2.32)$$

Denklem (2.32)'deki I_m esas sargıdaki fazör akımıdır ve şekil 2.9'da gösterilmiştir. Benzer bir şekilde geri akı tarafından yardımcı sargıda üretilen gerilim denklem (2.33)'deki gibi ifade edilir.

$$\bar{U}_{ab} = -ja\bar{U}_{mb} = ja\bar{I}_m Z_b / 2 \quad (2.33)$$

Bundan sonra ise yardımcı sargının çok yüksek bir empedansı olan bir devreyle bağlı olduğu farz edilir (örneğin bir yükselticinin çok yüksek empedanslı giriş devresi), ve yardımcı sargının açık devre olduğu düşünülürse, yardımcı sargıda üretilen toplam gerilim, denklem (2.32) ve (2.33) göz önüne alınarak denklem (2.34)'deki gibi elde edilir.

$$\bar{U}_a = \bar{U}_{af} + \bar{U}_{ab} = j(a\bar{I}_m / 2)(Z_f - Z_b) \quad (2.34)$$

Beklendiği gibi $Z_f = Z_b$ ve $U=0$ olduğu zaman rotorun durgun durumda olduğunu ve $Z_f \neq Z_b$ ve $U \neq 0$ olduğu sürece $w_r \neq 0$ olduğu görülür. Denklem (2.34) rotor hızı (veya kayma) ve makina parametreleri terimleri ile genişletildiği zaman $\bar{U}_a$ 'nın faz açısı ve büyüklüğü üzerinde bunların etkisi görülür. Bu yüzden şekil 2.9'dan elde edilen Z_f ve Z_b ifadeleri denklem (2.34)'de yerine koyulursa ve şekil 2.9'dan elde edilen I_m 'nin ifadesi de aynı zamanda denklem (2.34)'da yerine koyulur. Şekil 2.9'da gösterilen eşdeğer devreden denklem (2.35) elde edilir.

$$\begin{aligned} \bar{I}_m &= \bar{U}_m / (R_m + jX_M + Z_f / 2 + Z_b / 2) \\ Z_f &= jX_M [jX'_{r1} + R'_r / (1 - v)] / [R'_r / (1 - v) + j(X'_{r1} + X_m)] \\ Z_b &= jX_M [jX'_{r1} + R'_r / (1 + v)] / [R'_r / (1 + v) + j(X'_{r1} + X_m)] \end{aligned} \quad (2.35)$$

Denklem (2.35), denklem (2.34)'de yerlerine koyulursa sonuç olarak denklem (2.36) elde edilir.

$$\bar{U}_a = a\bar{U}_m v / [a + bv^2 j(c - dv^2)] \quad (2.36)$$

elde edilir. Burada a,b,c,d makine parametrelerine bağlıdır. Uygun terimler v^2 ile çarpılır. U_a ve U_m arasında doğrusal olmayan bir ilişki vardır. U_a 'nın hem faz açısı hem de büyüklüğü v 'ye bağımlıdır. Bunun yanı sıra çok küçük hızlarda makinanın çalışmasından dolayı b ve d yüksek değerler almadığı zaman, örneğin $v < 0.1$ ise hıza uygun bir ilişki meydana gelir. Esas sargıyı besleyen gerilimin frekansı çok yüksek seçilirse örneğin 500 hz, iki kutuplu makina için açısız senkron hız 30000dev/dak olur

ve eğer v 'nin maksimum değeri 0.1 seçilirse hız 3000dev/dak'dan büyük olan bir takometre kullanımı mümkündür.

Eğer takometre dizayn edilmişse ve bu yüzden b ve d küçükse o zaman U_a ve U_m arasında yaklaşık doğrusal bir ilişki olması da tabi ki mümkündür. Bunu şöyle gösterebiliriz. Eğer rotorun kendi reaktansının $(X'_{r1} + X_M)$, indirgenmiş rotor direncine oranı 0.1'den küçükse veya 10'dan büyükse U_a ile hız arasında hemen hemen doğrusal bir ilişki vardır. U_a 'nın faz açısı daima sabittir. Sonuç olarak söylenebilir ki rotor imal edilirken ince rotor kullanılırsa, uzun hava aralığından dolayı bu oran düşük olacaktır.

2.3.2. Encoder Uygulamaları

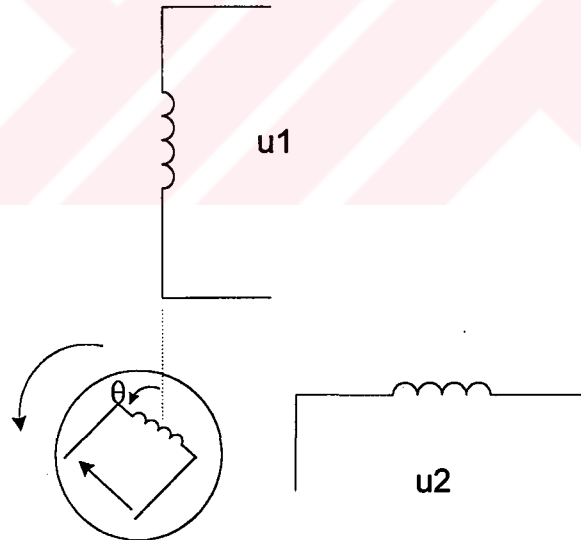
Optik encoderler en fazla kullanılan pozisyon duyargalarından biridir. Bir encoder şu kısımlardan oluşmuştur: düşük ataletli bir disk veya saydam levha, bir LED devresinin etrafında dönen saydam parçacıklar (örneğin fototransistör, fotodiyot vb.) ve ışık darbesi üretmek için ışık verici. Encoderler ikiye ayrılırlar; artan (incremental) ve tam (absolute) encoderler. Tam encoderlerde tüm diskler encoder milinin pozisyonunu gösteren bir sayısal sözcük çıkışı veren birçok detektörün birlikteliğiyle çalışır. Bunlar çok pahalıdır. Artan encoderlerde ise detektör darbelerini üretmek için disk düzgün şekilde eşit olarak bölünmüş yarıklara sahiptir. Bunlar milin pozisyonu ile orantılı bir referansla karşılaştırılarak sayılır. Artan tip encoderin çıkış dalga biçimi sinüs, kare veya seri ve eşit aralıklı darbeler olabilir. Çoğu encoder her birinin çıkışı farklı olan (a,b) iki ışık sistemine sahiptir. İkinci çıkış dalgasının şekli, birinciye göre 90 derece faz farkına sahiptir. Bu tarzın amacı bir ışık diğerinden ileri veya geri ise diğeri milin dönme yönünün belirlenmesini sağlar. Artan tip encoderde her bir devir sayısı için 20000 artışa (kare veya darbe) kadar çıkılabilir. Bununla birlikte özel imal edilmiş lazerli dönen encoderler her devirde 81000 artışa kadar çıkmaktadır.

Senkron motorlar için dönme yönü daima güç akışı ile aynı yönde olacağından tam tip encoderler kullanılmalıdır.

2.3.3. Resolver Uygulamaları

Elektromanyetik resolverler son yıllarda rotor pozisyon ölçümü için gittikçe popüler hale gelmiştir. Bunun nedenleri ise encoderle kıyaslandığı zaman daha sağlam bir yapıya sahip olması ve daha yüksek sıcaklıklarda çalışmaya uygun olmasıdır. Aynı zamanda kullanımının gittikçe artmasının sebeplerinden biride Resolver-Dijital Dönüştürücülerin (RDC) fiyatlarının gittikçe azalmasıdır. Resolverler doğal olarak tam doğrulukta pozisyon açısını sağlarlar. Resolverler bir rotor sargısı ile 4 bölgeye uzaya sahip iki stator sargısına (cosinüs ve sinüs) sahiptirler. Sıklıkla kullanılan resolverlerde hava aralığı silindirikdir. Bu tip bir elektromanyetik resolverin şeması şekil 2.10'da gösterilmiştir. Genelde kullanılan bu resolverlerde sargılı bir rotor vardır. Rotorun sargıları dönen bir dönüştürücüden veya slip-ring ve fırçalardan geçen sinüs şeklindeki bir referans gerilimi ile beslenir. Referans gerilim denklem (2.37)'deki gibi tanımlanabilir.

$$U_r(t) = U_m \sin(\omega_1 t) \quad (2.37)$$



Şekil 2.10. Elektromanyetik Resolverin şematik gösterimi

Bir Dijital-Analog Çevirici ve sinüs fonksiyonu ile programlanabilen bir ROM ile bir sayıcı kullanarak referans sinüs gerilimini dijital olarak ta elde etmek mümkündür. İdeal şartlar olduğu farz edilirse iki stator sargısında indüklenen gerilim denklem (2.38)'deki gibi ifade edilebilir.

$$u_1(t) = c U_m \cos \theta \sin(\omega_1 t) = U_1 \sin(\omega_1 t)$$

$$u_2(t)=cU_m\sin\theta\sin(w_1t)=U_2\sin(w_1t) \quad (2.38)$$

Burada c sabittir (stator ve rotor sargılarının sarım sayısına bağlıdır). θ ise şekil 2.10'da gösterilen rotor açısıdır. İndüklenen gerilimlerin genlikleri rotor pozisyonuna bağlıdır.

$$U_1=cU_m\cos\theta$$

$$U_2=cU_m\sin\theta \quad (2.39)$$

Birçok uygulamada denklem (2.38) ile verilen resolverin çıkış sinyalleri RDC'nin girişleridir. RDC devrelerinin çalışma zamanları birkaç milisaniyedir. Bu yüzden bunlar yüksek performanslı servo-drive uygulamalarda kullanılmazlar. Resolverin iki çıkış sinyali örneklenir ve bir ADC kullanılarak dijital sinyallere dönüştürülür. Daha sonra denklem (2.38) 'deki bu iki sinyal bölünürse denklem (2.39) elde edilir.

$$U_2(t)/U_1(t)=\tan\theta \quad (2.39)$$

Bölünen bu iki değer bir look-up tablosu ile bir arctan fonksiyonu üreterek rotor pozisyon açısı (θ) elde edilir. DAC'nin kullanılması sonucunda analog biçime dönüştürülür.

Pratikte resolver yukarıda anlatılan durumdan farklı olarak ideal olmayan bir sinyal üretir ve bunun sonucunda bir pozisyon hatası meydana gelir. Bir resolverin ideal olmayan karakteristiğe sahip olma nedenlerinden en önemlileri: voltaj genliğinin asimetrik olması, statorun asimetrik olması, uzay harmonikleri, rotor uyarım gerilimindeki zaman harmonikleri ve aynı zamanda bozukluk sinyalleridir (Vas, 1993).

2.4. Değerlendirme

Bu bölümde, yapılan çalışmanın amacında bir bakıma ortaya çıkarıldı. Çalışmada neden asenkron makina kullanıldığı avantajları ile beraber motor seçimi kısmında anlatıldı. Daha sonraki kısımda ise asenkron makinanın hız ve moment kontrolündeki dezavantajlarını yok etmek için kullanılan eksen dönüşümleri ve vektör kontrol yönteminden vektör kontrol kısmında bahsedildi. Vektör kontrol için hız veya konum bilgisine ihtiyaç duyulduğu belirtildi. Hız ölçücüler kısmında ise hız ve konum bilgisinin elde etmek için kullanılan ölçü aletlerinden bahsedildi.

Asenkron makinanın hız ve konum bilgisini ölçmek için kullanılan bu ölçü aletleri sisteme ek maliyet getirmektedir. Bazen bu hız ölçücülerin fiyatı, motorun ve sürücünün fiyatından fazla olabilmektedir. Buda optimum bir çözümde istenmeyen bir durumdur. Ayrıca ölçü aletlerinin mekanik bileşenlerinden dolayı sistemin kararlılığı bozulabilir. Yukarıdaki bölümde bahsedildiği gibi her tip hız ölçücünün tam olarak hassas çalıştığı bölgeler olduğu gibi hatalı sonuçlar verdiği aralıklarda olmaktadır. Tüm bunlardan dolayı özellikle son yıllarda hız duyargasız kontrol yöntemi üzerinde çalışmalar yoğunlaşmıştır.

Tezin üçüncü bölümünde literatür araştırması olarak hız duyargasız sistemler ile ilgili yapılan çalışmalardan bahsedilecek ve hız duyargasız sistemlerde kendi aralarında sınıflandırılacaktır.



3. HIZ DUYARGASIZ VEKTÖR KONTROL SİSTEMLERİ

Bu bölümde, “Hız Duyargasız Vektör Kontrol Sisteminin Hız Kontrolünün Gerçekleştirilmesi” tez çalışmasının temelini oluşturan, literatür çalışmalarının sonuçları değerlendirilmiştir. Bölüm iki kısımdan oluşturulmuştur. İlk kısımda hız duyargasına ihtiyaç kalmayacak şekilde özel tasarlanmış makinalardan bahsedilmiştir. İkinci kısımda ise standart asenkron makinalar için hız duyargasız kontrol yöntemleri ile bu yöntemlerin sınıflandırılmasından bahsedilmiştir.

3.1. Özel Tasarlanmış Makinalar

Yüksek performanslı asenkron motor sürücüler için hız duyargasız konum kontrolü yöntemi, son yıllarda geliştirilmiştir. Motor mili üzerindeki hız duyargasını ortadan kaldırmak; maliyet avantajı, mekanik bileşenlerden dolayı güvenilirlikteki artış ve duyarga kablosunun ortadan kalkması gibi avantajlar getirmektedir. Bu yüzden hız duyargasına gerek duymayan özel dizayn edilmiş makinalar üretilmiştir (Holtz, 1998).

Özel dizayn edilmiş makinalarda, rotor konum sezinlenmesinde, çıkıklık etkileri kullanılarak sezme işlemi gerçekleştirilmiştir. Eğer manyetik olarak uyarılmazlarsa, standart asenkron makinalar çıkıklık sergileyemezler. Bu yüzden özel tasarlanmış makineler özel rotor dizaynı gerektirirler.

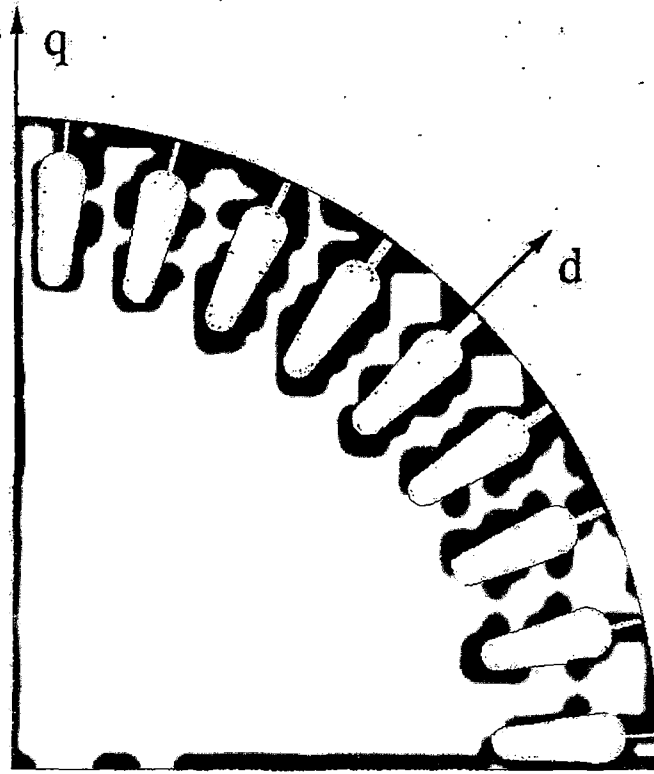
Sincap kafesli asenkron motorun çıkıklık etkisini görmek için bir yöntem, şekil 3.1’de gösterilen dört kutuplu sincap kafesli rotorda yapıldığı gibi rotor oluk açıklıklarının genişliğinin periyodik olarak değişimi ile elde edilmiştir (Jansen ve Lorenz, 1995). Geniş oluk açıklıkları, yüksek manyetik relüktanslı akı yolları oluştururlar, dolayısıyla düşük endüktansa sahiptirler. Rotor açıklıkları tam olarak kapalı olursa ilk başta relüktansdaki değişimlerin genişliği artar. Fakat manyetik olarak doyuma gider bu da istenmeyen bir durumdur.

Manyetik çıkıklığa ek olarak derin oluk etkisi de rotor dizaynı için kullanılabilir. Keyfi olarak girilmiş yüksek frekanslı akı dalgası rotor sezinmesinde kullanıldığı zaman bu yapının etkisi ortaya çıkmaktadır. Derin çubuklu rotor kafesinin dış kısmı genellikle iç kısımdan daha yüksek bir dirence sahiptir. Ayrıca rotor oluklarının geometrik dizaynı, içteki iletkenlerin kaçak indüktansının dıştaki iletkenlerin kaçak indüktansından

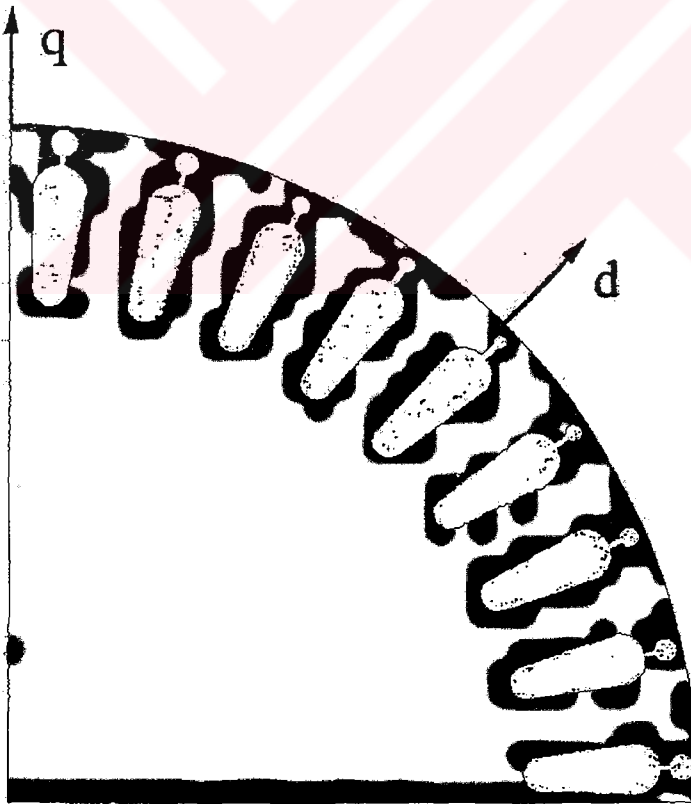
daha büyük olmasını sağlayacak şekildedir. Test akı dalgasının yüksek frekansında, içteki kısmın reaktansı büyük olur. Yüksek frekanslı akımlar böylece prensip olarak dış kısımdan akmaktadırlar. Eğer dıştaki iletkenlerin empedansı rotorun çevresine göre modüle edilirse; dış kısım akımları, stator sargısındaki akımlara bağımlı olarak rotor pozisyonunu da kapsayacak şekilde değişecektir.

Şekil 3.2’de gösterilen rotor geometrisi bir kutup adımı için tasarlanmıştır. Burada esas özellik dıştaki iletkenlerin direnç değişimidir (Cilia ve diğ., 1997). Şekil 3.3’te gösterilen özel dizayn edilmiş rotorda ise rotor çubuklarının, rotor yüzeyinin altına yaklaştıkları derinliklerin değişimlerini gösterir. Şekil 3.4’de ise rotor oluk izometrisinin düzgün olduğu alternatif bir yaklaşımdır. Uzaysal değişim oluk açıklıklarındaki iletkenlerin değişik yükseklikleri ile sağlanır (Jansen ve Lorenz, 1995).

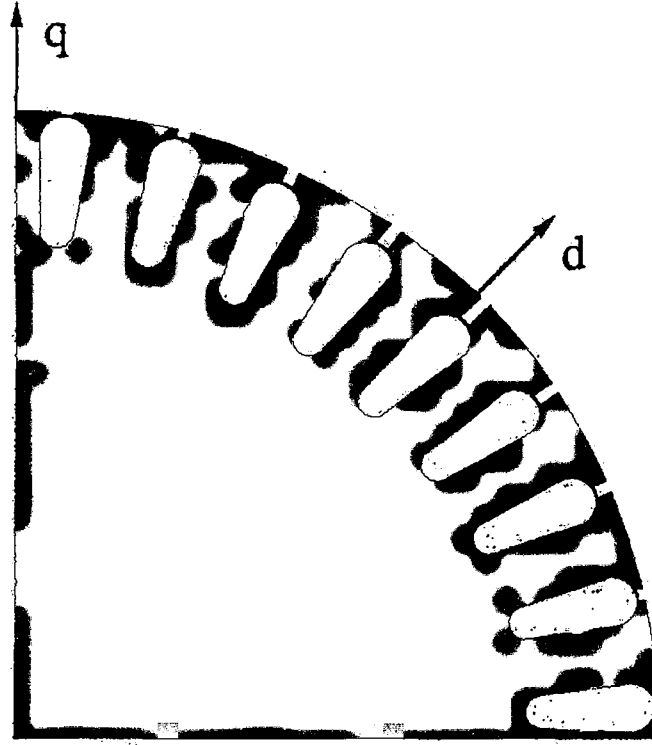
Simetrik olmayan rotor yapısı dq eksenlerine göre rotor koordinat sistemine uygulanırsa: buna göre en doğru yöntem d eksenini, maksimum yüksek frekans zaman sabitini sağlayan yere oturtmaktır. Yani d ekseni, maksimum kaçak indüktans veya dıştaki iletkenlerin minimum direnci ile ilişkili olacaktır. Eğer şekil 3.2’deki gibi direnç değişimi söz konusu ise yüksek frekanslı akım ve akı dalgaları, d ekseninin yan tarafındaki rotor çevresine doğru zorlanacaktır. Rotor çubukları, şekil 3.3’deki gibi değişken derinliklerde veya şekil 3.4’deki gibi oluk açıklıklarındaki iletkenlerin değişken yüksekliklerinde, d ekseninde uygun bir kaçak akıyı sağlarlar. Buradaki yüksek frekanslarda görülen d ekseni kaçak indüktansı q ekseni indüktansından önemli ölçüde daha büyük olacaktır. Buna karşılık düşük frekanslı kaçak indüktans, rotor iletkenlerinin yüksekliklerinden daha ziyade rotor oluklarının şekline bağlıdır. Rotor oluklarının şekillerinin değişmediği uygulamalarda, rotor, esas akı dalgası ile etkileştiğinde bir çıkıklık etkisi göstermez. Tüm bunlardan faydalananarak rotor konumu belirlenebilmektedir.



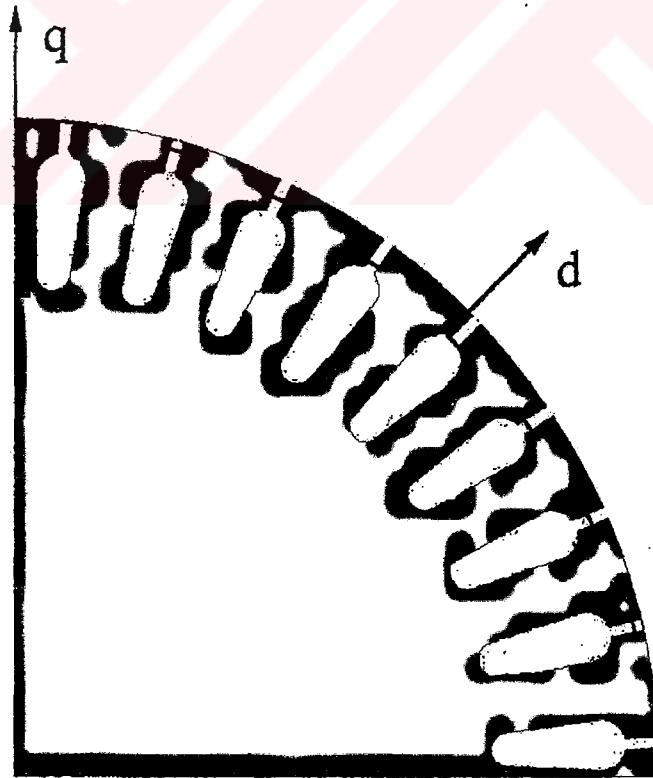
Şekil 3.1. Rotor oluk açıklıklarının genişliğindeki peryodik değişim ile manyetik çıkıklık sağlayan rotor



Şekil 3.2. Dıştaki iletkenlerin direncindeki peryodik değişim ile manyetik çıkıklık sağlayan rotor



Şekil 3.3. Rotor çubuklarının derinliğindeki peryodik değişim ile manyetik çıkıklık sağlayan rotor



Şekil 3.4. Oluk açıklıklarındaki iletken derinliklerinin peryodik değişimi ile manyetik çıkıklık sağlayan rotor

3.2. Standart Asenkron Makinalar

Özel tasarlanmış makinalar kullanılarak, hız duyargasına olan gereksinimin kaldırılabileceği bölüm 3.1.'de görüldü. Ancak bizim istediğimiz, endüstrinin aradığı genel bir çözümdür. Önemli olan endüstride yaygın olarak kullanılan standart asenkron makinalarda hız duyargasız vektör kontrolün gerçekleştirilmesidir.

Hız duyargasız asenkron makinanın, alan yönlendirmeli kontrolü ile ilgili bir çok farklı yöntem geliştirilmiştir. Alan yönlendirme tekniği ile kontrol edilen asenkron motor sürücüler, yüksek performanslı endüstriyel uygulamalarda sıklıkla kullanılmaktadır. Bu uygulamalarda kapalı çevrim hız kontrolüne gereksinim duyulmaktadır. Bu gereksinimi karşılamak için hız duyargası kullanmak en yaygın yoldur. Fakat hız duyargası sisteme ek bir maliyet getirir. Aynı zamanda sistemin güvenilirliğini ve sağlamlığını azaltır. Bu yüzden istenen çözüm, hız duyargasına ihtiyaç duymayan alan yönlendirmeli kontroldür. Son on yılda bu konu ile ilgili bir çok çalışma yapılmıştır. Bu çalışmaların bir çoğunda, motor düşük hızlarda çalışırken yapılan hız tahmininde problemler vardır. Bu problemler sürücünün performansını azaltır. Tüm bunlardan dolayı düşük hızlarda ve sıfır hızda doğru bir şekilde sonuç veren bir yöntem bulmak gerekir. Hız tahmin algoritması elektriksel ve mekaniksel denklemlerin çözümüne ihtiyaç duyarsa bu defada parametrelere olan bağımlılık artar.

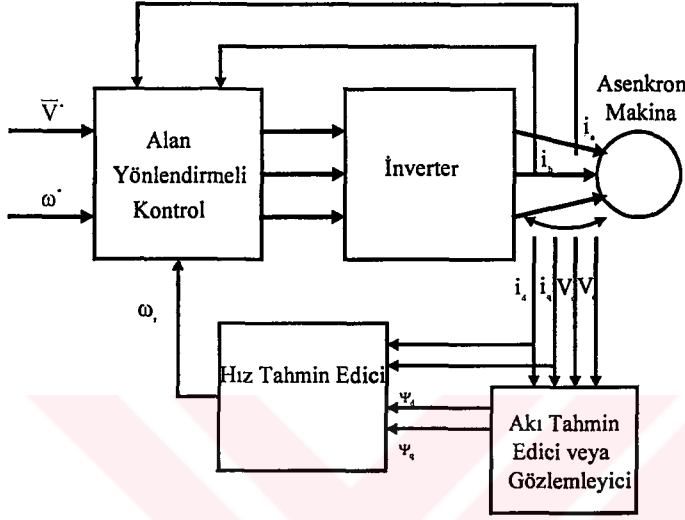
Geçmiş yıllarda, motorun ölçülebilen büyüklüklerinden hızını tahmin eden bir çok yöntem bulunmuştur. Bu yöntemleri uygulandığı benzerlikler açısından beş gruba ayırabiliriz (İlas ve diğ., 1994);

- 1) Hız tahmin edicileri kullanan yöntemler
- 2) Rotor oluklarındaki dalgacıklardan faydalanan yöntemler
- 3) MRAC (Model Reference Adaptive Systems) kullanan yöntemler
- 4) Gözlemleyiciler (Observer) kullanan yöntemler
- 5) Kalman filtreleme tekniği kullanan yöntemler

Bu bölümde, yukarıda sınıflandırılan yöntemlerin, temel çalışma prensipleri ile bu yöntemlerle yapılan diğer çalışmalar hakkında kısa bilgiler verildi.

3.2.1. Hız Tahmin Edicileri Kullanan Yöntemler

Bu yöntemlerde, rotor hız bilgisi, akımlardan ve tahmin edilen (veya gözlemlenen) stator (veya rotor) akısından türetilir. Bu gruba ilişkin genel bir blok diyagramı şekil 3.5’de verildiği gibidir.



Şekil 3.5. Hız tahmin edicilerin blok diyagramı

Çoğu uygulamada rotor hızı, senkron açısal hız (ω_s) ile kayma açısal hızı (ω_k)'nin farkından hesaplanır. Senkron açısal hız denklem (3.1)'deki gibi hesaplanabilir.

$$\omega_s = \frac{\dot{\Psi}_{qs} \Psi_{ds} - \dot{\Psi}_{ds} \Psi_{qs}}{\Psi_{ds}^2 + \Psi_{qs}^2} \quad (3.1)$$

Durgun referans çatıdaki büyüklükler kullanılarak kayma açısal hızı hesaplanırsa denklem (3.2) elde edilir.

$$\omega_k = \frac{L_h}{\tau_r} \frac{(\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds})}{\Psi_{ds}^2 + \Psi_{qs}^2} \quad (3.2)$$

Ψ_{ds} ve Ψ_{qs} stator akısının d ve q eksen bileşenlerini gösterir, $\dot{\Psi}_{ds}$ ve $\dot{\Psi}_{qs}$ ise bu bileşenlerin türevini gösterir, i_{ds} ve i_{qs} stator akımının d ve q eksen bileşenlerini gösterir, L_h mıknatıslanma indüktansıdır ve τ_r rotor zaman sabitidir. $\Psi_{ds} i_{qs} - \Psi_{qs} i_{ds}$ terimi makina momenti ile orantılıdır. Bu terim aynı zamanda rotor akı bileşenleri ve

stator akım bileşenleri cinsinden veya rotor akı bileşenleri ve stator akı bileşenleri cinsinden yazılabilir.

Diğer bir metoda göre ise rotor hızı, doğrudan makina gerilimleri (denklem (3.3)-(3.6)) ve durgun referans çatıdaki akı denklemleri (denklem (3.7)-(3.10)) cinsinden hesaplanabilir.

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Psi_{ds} \quad (3.3)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Psi_{qs} \quad (3.4)$$

$$0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Psi_{dr} + \omega_r \Psi_{qr} \quad (3.5)$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Psi_{qr} + \omega_r \Psi_{dr} \quad (3.6)$$

$$\Psi_{ds} = L_s i_{ds} + L_h i_{dr} \quad (3.7)$$

$$\Psi_{qs} = L_s i_{qs} + L_h i_{qr} \quad (3.8)$$

$$\Psi_{dr} = L_h i_{ds} + L_r i_{dr} \quad (3.9)$$

$$\Psi_{qr} = L_h i_{qs} + L_r i_{qr} \quad (3.10)$$

V_{ds} ve V_{qs} , stator geriliminin d ve q eksen bileşenlerini gösterir, Ψ_{dr} ve Ψ_{qr} , rotor akısının d ve q eksen bileşenlerini gösterir, i_{dr} ve i_{qr} , rotor akımının d ve q eksen bileşenlerini gösterir, R_s stator direnci, L_s stator indüktansını, R_r rotor direncini ve L_r rotor indüktansını gösterir.

Rotor akım bileşenleri stator akısının fonksiyonu olarak ifade edilirse denklem (3.11) ve (3.12) elde edilir.

$$i_{dr} = \frac{1}{pL_h} (V_{ds} - R_s i_{ds}) - \frac{L_s}{L_h} i_{ds} = \frac{1}{L_h} (\Psi_{ds} - L_s i_{ds}) \quad (3.11)$$

$$i_{qr} = \frac{1}{pL_h} (V_{qs} - R_s i_{qs}) - \frac{L_s}{L_h} i_{qs} = \frac{1}{L_h} (\Psi_{qs} - L_s i_{qs}) \quad (3.12)$$

Denklem (3.11) ve (3.12)'de rotor direnci R_r yok edilirse, rotor hızı denklem (3.13)'teki gibi elde edilir.

$$\omega_r = \frac{\dot{\bar{i}}_r \wedge \bar{\Psi}_r}{\bar{i}_r \cdot \bar{\Psi}_r} \quad (3.13)$$

Sonuç olarak denklem (3.11) ve (3.12), denklem (3.13)'de yerine koyulursa ve oluşacak denklemi çözülürse rotor hızı denklem (3.14)'deki gibi elde edilir.

$$\omega_r = \frac{(\Psi_{ds} - L_s i_{ds})\dot{\Psi}_{qr} - (\Psi_{qs} - L_s i_{qs})\dot{\Psi}_{dr}}{(\Psi_{ds} - L_s i_{ds})\Psi_{dr} + (\Psi_{qs} - L_s i_{qs})\Psi_{qr}} \quad (3.14)$$

Hız tahmin edicileri kullanarak rotor hızını hesaplayan yöntemlerle ilgili daha önce yapılan çalışmalar hakkında kısa bilgiler aşağıda verilmiştir.

Umanand ve Bhat (1995), asenkron makinanın hızının doğru bir şekilde tahmin edilebilmesi için motordaki akıların doğru tahmin edilmesi gerektiğinden yola çıkmışlardır. Akı, stator bileşenlerinden elde edildiği zaman stator direncine bağımlı hale gelir. Bunun bir sonucu olarak özellikle düşük hızlarda stator direncindeki değişimlerden dolayı önemli hatalar meydana gelir. Bu çalışmada, hızı doğru tahmin etmek için ilk olarak parametreler her adımda ölçülüp ayarlanmıştır. Sonra bu parametreler kullanılarak akı hesabı, daha düşük hızlarda da doğru sonuç verecek şekilde hesaplanmıştır. Sonuçta bulunan akılardan faydalanarak hız tahmini yapılmıştır.

Bausch ve arkadaşları ise, düşük hız çalışma aralığında geleneksel gerilim-akı modelinin doğru sonuç vermediğini belirtip, gelişmiş bir akı modeli geliştirmiştir. Yeni modelde kaçak akıların, terminal büyüklüklerinden faydalanarak, düşük stator frekanslarından, 0 hıza kadar doğru bir şekilde hesap edildiğini göstermişlerdir.

Ohtani ve arkadaşları (1992), stator gerilim ve akımlarından elde edilen rotor akısı ve moment üreten akımı kullanarak hız ölçümü gerçekleştirmişlerdir. Bu yöntemde stator direncinin düşük hızlardaki etkisini azaltmak için yeni bir rotor akı tahmin edici geliştirilmiştir.

Lee ve arkadaşları (1997), ölçülen stator akımı, stator akı referansı tarafından tahmin edilen, senkron açısız frekansı ile kayma açısız frekansı arasındaki farkla rotor hızını tahmin etmişlerdir. Sürücünün düşük hızdaki performansı, dijital kontrolördeki yuvarlatma hatalarını azaltmak için uygulanan gerilimin, belirli şartlar altında hesaplanması ile artırılmıştır.

Wolbank, sürücünün dinamik davranışını bozmadan, tahmin edilen akıyı düşük frekanslarda filtreleyerek yeni bir yöntem geliştirmiştir. Bu yöntemi gerçekleştirmek

için bilinen gerilim akı modeli, rotor akısının büyüklüğü ve rotor açısal hızının referans değeri ile parametre adaptasyon algoritmasını geri besleme olarak kullanmıştır.

Bose ve arkadaşları (1997), yaptıkları çalışmada, diğerlerinden farklı olarak hız duyargasına ihtiyaç duymayan bir başlangıç algoritması gerçekleştirmişlerdir. Bu algoritma motor ilk yol aldığı anda veya çalışırken birden durup çalışması gereken uygulamalarda kullanılmaktadır. Motor duruyorken sistem blaschke denklemlerini kullanarak yol alıyor. Motor belirli bir hıza ulaştınca, sistem tekrar vektör kontrole geçiyor.

3.2.2. Rotor Oluklarındaki Dalgacıkları Kullanan Yöntemler

Bu yöntemlerin esas prensibi, rotor olukları tarafından oluşturulan relüktans modülasyonunun değişiminden dolayı stator akım ve gerilimlerinde oluşacak dalgacıklar sayesinde rotor hızı elde edilir. Asenkron makina modellenirken hava aralığı uzunluğunun değişimi göz önüne alınır.

$$g^{-1}(\vartheta) = K_e + K_r \cos(N_{RS}(\vartheta - \omega_r t)) \quad (3.15)$$

$g(\vartheta)$ hava aralığının uzunluğu, K_e karşılıklı ortalama hava aralığı uzunluğunu gösterir, K_r rotor oluklarına göre hava aralığı akısının modülasyonu ve N_{RS} de her kutup başına düşen rotor oluk sayısıdır.

Denklemden gösterilen hava aralığı modülasyonunda stator akım ve gerilimi, iki harmonik bileşen için uygundur. Bu harmoniklerin bileşenleri denklem (3.16)'daki gibidir.

$$\omega_{sl,2} = N_{RS}\omega_r \pm \omega_s \quad (3.16)$$

ω_s senkron hızdır, ω_r rotor hızıdır.

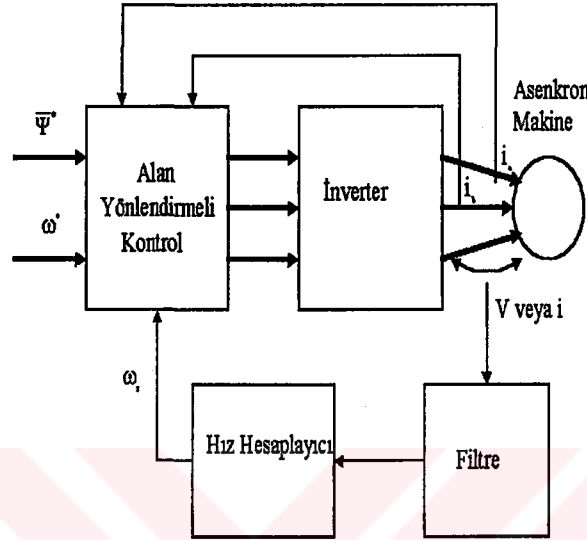
Stator akımlarından ve gerilimlerinden ölçülen, rotor oluk harmoniklerinin frekansı ile hız bulunur. Bu yöntemle ilişkin blok şeması şekil 3.8'de verilmiştir.

Bu yöntemi kullanarak, rotor hızını hesaplayan yöntemlerle ilgili daha önce yapılan çalışmalar hakkında kısa bilgiler aşağıda verilmiştir.

Degner ve Lorenz (1998), alternatif akım makinalarındaki uzaysal çıkılıkların pozisyonunu izleyerek rotorun pozisyonu, hızı ve akı açısını tahmin eden bir yöntem geliştirmiştir. Alternatif akım makinasının özelliklerini koruyarak farklı uzaysal

harmonik çıkıklıklarına sahip modeller üzerinde çalışmıştır. Farklı uzaysal harmonik çıkıklıkların, hız, pozisyon ve akı tahmini üzerindeki etkisini araştırmıştır.

Holtz (1998), ise statora yüksek frekanslı akı dalgası enjekte ederek, bu dalganın rotordaki etkisinden faydalanarak düşük hızlarda da iyi sonuç veren bir yöntem geliştirmiştir.



Şekil 3.6. Rotor oluklarındaki dalgacıkları kullanan yöntemlerin blok şeması

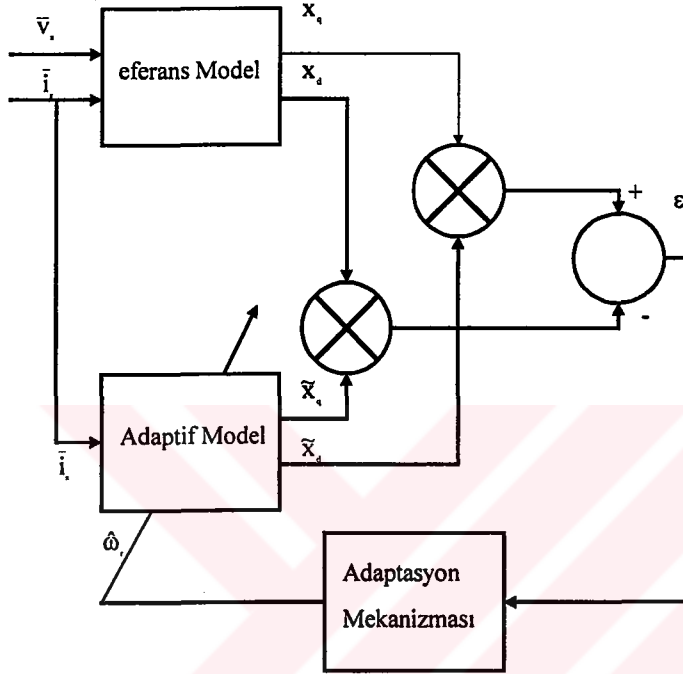
Hurst ve Habetler (1996), rotorun oluklarından ve ayırık yapısından kaynaklanan hızla alakalı harmoniklerden faydalanarak sistemin hızını tahmin etmişlerdir. Bu yöntem 0 hızda doğru sonuç vermektedir. Aynı zamanda stator direnci gibi zamana bağımlı parametrelerden bağımsızdır.

Ferrah ve arkadaşları (1998), adaptif bir dijital filtre kullanarak rotor harmonik bileşenlerini hesaplayan ve bu temelden yola çıkarak hızı hesaplayan bir yöntem geliştirmişlerdir.

3.2.3. MRAS (Model Referans Adaptive System) Kullanan Yöntemler

Bu gruptaki yöntemler, iki tahmin edicinin çıkışlarının karşılaştırılması ilkesine dayanır. Hesaplanan büyüklüğü (rotor hızı) içermeyen tahmin edici Referans Model (RM) olarak tanımlanır, diğer tahmin edici Ayarlanabilir Model (AM) olarak bilinir. İki model tarafından elde edilen tahmin büyüklükleri arasındaki hata ayarlanabilir model için tahmin edilen rotor hızını üreten uygun bir adaptasyon mekanizmasını oluşturmada kullanılır. Bu metodun blok diyagramı şekil 3.7’de verildiği gibidir.

Referans Model (RM) olarak tanımlanır, diğer tahmin edici Ayarlanabilir Model (AM) olarak bilinir. İki model tarafından elde edilen tahmin büyüklükleri arasındaki hata ayarlanabilir model için tahmin edilen rotor hızını üreten uygun bir adaptasyon mekanizmasını oluşturmada kullanılır. Bu metodun blok diyagramı şekil 3.7’de verildiği gibidir.



Şekil 3.7. MRAS kullanan yöntemlerin blok diyagramı

RM ve AM denklemleri ((3.3)-(3.6) ve (3.7)-(3.10))’da tanımlanan sırasıyla stator ve rotor denklemleridir. Bazı şemalar rotor akılarını karşılaştırarak, rotor hızını hesaplamak için kullanılan hata sinyalini elde ederler. Bu şemalarda saf integratörden kaynaklanan hataları azaltmak için alçak geçiren filtreler kullanılır. Karşılaştırılacak rotor akı sinyalleri sırasıyla RM ve AM’den aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\bar{\Psi}_r = \int_0^T \frac{L_r}{L_{ll}} (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt + \frac{(L_{ll}^2 - L_r L_s)}{L_{ll}} \bar{I}_s \quad (3.17)$$

$$\hat{\Psi}_r = \frac{1}{\tau_r} \int_0^T (j\omega_r \tau_r - 1) \hat{\Psi}_r dt + L_{ll} \bar{I}_s \quad (3.18)$$

~ AM çıkışı göstermektedir. Herhangi bir integratör kullanmayan zıt e.m.k.’ları karşılaştıran şemalarda vardır. Zıt e.m.k. sinyali RM ve AM’den aşağıdaki gibi elde edilir.

burada σ kaçak faktörü, $\bar{e}_m$ zıt e.m.k. vektörüdür. Aynı yöntemle motorun reaktif gücünde hesaplanabilir.

$$\bar{Q}_m = \bar{i}_s \wedge \bar{e}_m \quad (3.21)$$

$$\tilde{Q}_m = \tilde{i}_s \wedge \tilde{e}_m \quad (3.22)$$

çünkü $\tilde{i}_s \wedge \tilde{i}_s = 0$:

$$\bar{Q}_m = \bar{i}_s \wedge \bar{V}_s - \bar{i}_s \wedge \sigma L_s \frac{d(\bar{i}_s)}{dt} \quad (3.23)$$

$$\tilde{Q}_m = \tilde{i}_s \wedge \frac{L_h^2}{L_r} [j\omega_r (\tilde{i}_s + \frac{L_r}{L_h} \tilde{i}_r) - \frac{R_r}{L_h} \tilde{i}_r] \quad (3.24)$$

burada Q_m motorun reaktif gücüdür. Ve bu denklemde stator direnci bulunmaz.

Sonuç olarak hesaplanan rotor hızı denklem (3.25)'deki gibidir.

$$\hat{\omega}_r = K_p (x_q \tilde{x}_d - x_d \tilde{x}_q) + K_i \int_0^T (x_q \tilde{x}_d - x_d \tilde{x}_q) dt \quad (3.25)$$

burada K_p ve K_i adaptasyon mekanizmasının kazancı, x_d ve x_q RM çıkışlarıdır. $\tilde{x}_d$ ve $\tilde{x}_q$ AM çıkışlarıdır.

Ribeiro ve arkadaşları (1997), MRAS'taki d ve q eksenli gerilimleri ile reaktif güç modelinin parametre duyarlılığını, dolaylı alan yönlendirme için geliştirmişlerdir. Dolaylı alan yönlendirmeli kontrol şartları geçerliyen belirli koşullar altında makinanın dinamik modelinden referans model elde edilmiştir. Değişik yük ve hızlarda doğru sonuçlar alınmıştır.

Schauder (1992), ölçülen terminal gerilim ve akımlarından asenkron makinanın hızını tahmin eden bir MRAS geliştirmiştir. Tahmin edilen hız, vektör kontrol sistemine geri besleme olarak verilmiştir.

Lorenz ve Lawson (1990), asenkron makine rotor modeli ve alan yönlendirmeli makina modelini birleştirerek, MRAS'ın referans modelini oluşturmuşlardır. Ve bu referans modelden faydalanarak rotor hızını elde etmişlerdir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_s \\ \hat{\Psi}_r \end{bmatrix} = \hat{\mathbf{A}} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{i}}_s \\ \hat{\Psi}_r \end{bmatrix} + \mathbf{B} \bar{\mathbf{V}}_s + \mathbf{L} (\hat{\mathbf{i}}_s - \bar{\mathbf{i}}_s) \quad (3.28)$$

burada $\mathbf{L}$ gözlemleyici kazanç matrisidir.

Motor hız aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$\hat{\omega}_r = K_p (\Sigma i_{ds} \hat{\Psi}_{qr} - \Sigma i_{qs} \hat{\Psi}_{dr}) + K_I \int_0^T (\Sigma i_{ds} \hat{\Psi}_{qr} - \Sigma i_{qs} \hat{\Psi}_{dr}) dt = \omega_{rp} + \omega_{rI} \quad (3.29)$$

burada $\Sigma i_{ds} = (i_{ds} - \hat{i}_{ds})$ ve $\Sigma i_{qs} = (i_{qs} - \hat{i}_{qs})$ ölçülen ve tahmin edilen akımlar arasındaki farka eşit olan akım hatalarıdır. Rotor hızının ve yük momentinin de durum değişkenleri olarak kabul edildiği genişletilmiş Luenberger gözlemleyicileri de ayrı bir çözüm verir. Zamanla değişen ve doğrusal olmayan sistemlerin çözümünden kaçınmak için rotor hızı ve yük momenti sabit kabul edilir. Bu şekilde Luenberger gözlemleyici kullanarak rotor hızı, momentten bağımsız olarak bulunabilir.

Ben-Brahim ve Kawamura (1992), herhangi bir gerilim ve hız duyargası kullanmadan asenkron makinanın dijital akım regülasyonu ile önceden bildiren bir gözlemleyici kullanarak rotor hızını tahmin edildiğini göstermişlerdir. Ölçülen stator akımları ile tahmin edilen rotor hızı ile rotor akısı önceden bildiren gözlemleyicinin değişkenleridir. Bu yöntemde stator akımları tüm örnekleme aralıklarında referans değere eşitlenmektedir.

Marchesoni ve arkadaşları (1997), stator akısını, tüm hız aralıklarında doğru bir şekilde tahmin eden bir gözlemleyici gerçekleştirmişlerdir. Bu yöntemde 0 hıza kadar doğru hız tahmini yapılabildiği gösterilmiştir.

Lee ve Chen (1998), rotor hızını, referans çatıda adaptif bir akı gözlemleyici ile tahmin etmişlerdir. Bu gözlemleyici diğer sıradan gözlemleyicilerle kıyaslandığında özellikle ağır yükler altında daha doğru sonuç verdiği görülmüştür.

Hofmann ve Sanders (1998), düzgün hava aralıklı asenkron makinanın gözlenebilirlik şartlarını ve bu yöntemde dayanan hız duyargasız gözlemleyiciden bahsetmişlerdir.

3.2.5. Kalman Filtreleme Tekniğini Kullanan Yöntemler

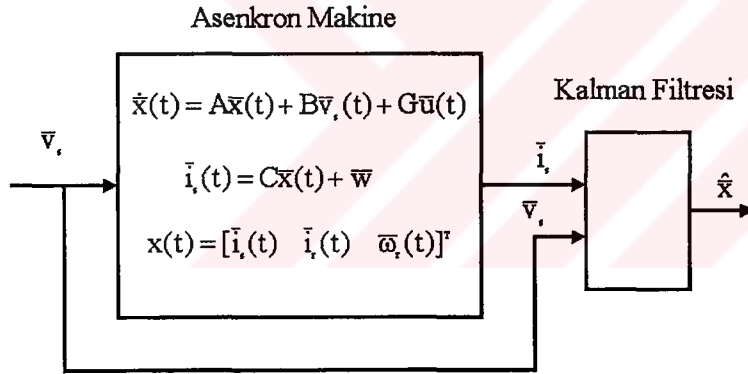
Kalman filtreler liner sistemler için basitçe gözlemleyicilerle aynı yapıdadır. Fakat giriş ve çıkışlar gürültü tarafından bozulduğu zaman optimum filtreleme sağlayacak şekilde kazanç matrisleri seçilir. Sistemin gürültü etkisi denklem (3.30) (3.31)'de verildiği gibidir:

$$\frac{dx(t)}{dt} = A(t)x(t) + B(t)v(t) + G(t)u(t) \quad (3.30)$$

$$y(t) = C(t)x(t) + w(t) \quad (3.31)$$

$x(t)$ durum değişkenleridir(stator ve rotor akımları), $v(t)$ komut değişkenidir(stator gerilimi), $y(t)$ çıkış değişkenleridir(stator akım bileşenleri), $u(t)$ ve $w(t)$ giriş ve çıkış gürültüleridir.

Genellikle $u(t)$ ve $w(t)$ beyaz gürültü olarak kabul edilir. Ve bu gerekli bir sınırlama değildir. Bunların koverjans matrisleri sırasıyla $Q(t)$ ve $R(t)$ 'dir ve diagonallerdir. Şekil 3.9'da bu metodun blok diyagramı gösterilmiştir.



Şekil 3.9. Kalman filtresi kullanan yöntemlerin blok şeması

Kalman filtreleri hem sürekli durumda hem de ayrık durumda gerçekleştirilebilir. Çoğu durumda ayrık form kullanılır çünkü kontrol dijitaldir.

Asenkron makina gibi doğrusal olmayan sistemler için, rotor hızı zamanla değişen bir parametredir. Genişletilmiş kalman filtresi diye bilinen algoritma ile sistem doğrusal hale getirilir. Tahmin edilen parametre (rotor hızı) yeni bir durum değişkeni olarak tanımlanır. Sistem doğrusallaştırılırken hız, örnekleme süresince sabit kabul edilir.

Ayrık zaman domenindeki sistem denklemleri denklem (3.32) ve (3.33)'deki gibidir.

$$x(k+1) = A_d x(k) + B_d v(k) + G_d u(k) \quad (3.32)$$

$$y(k) = C_d x(k) + w(k) \quad (3.33)$$

A_d , B_d , C_d ve D_d A , B , C ve D 'ye karşılık gelen ayrık eşdeğer matrisleridir. Genişletilmiş kalman filtre tekniğinde; stator ve rotor akımları ile aynı zamanda rotor hızı tahmini için kullanılan denklemler (3.34)-(3.36)'da verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} x(k+1) \\ \omega_r(k+1) \end{bmatrix} = A_{de}(k) \begin{bmatrix} x(k) \\ \omega_r(k) \end{bmatrix} + B_{de}(k) v(k+1) + K(k)(y(k+1) - Cx(k)) \quad (3.34)$$

burada

$$A_{de}(k) = \begin{bmatrix} A_d(k) & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

$$B_{de}(k) = \begin{bmatrix} B_d(k) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.36)$$

$K(k)$ kazanç matrisi, gürültü konverjans matrisinin her adımına göre hesaplanır. Algoritma, durum değişkenleri için ilk adımın ilk değerine ($x(0)$) ihtiyaç duyar. Aynı zamanda diğer değişkenlerin ilk değerlerine, kazanç matrisinin hesaplanması için gerek vardır.

Lee ve Chen (1998), asenkron makinanın rotor hızını tahmin etmek için yeni bir metot geliştirmişlerdir. Bu metot adaptif bir akı gözlemleyicisi kullanımı ile sağlanmıştır. Rotor akısını tahmin etmek için ikinci dereceden Kalman filtresi kullanılmıştır.

Kim ve arkadaşları (1994), Kalman filtresi kullanarak vektör kontrollü asenkron makinanın hız tahminini gerçekleştirmişlerdir. Bu metotta değişkenler, rotor akısı ile stator akımlarıdır. Rotor hızı bir parametre olarak kabul edilmiştir. Geliştirilmiş Kalman filtresi, stator akımları ve dc link gerilimi ölçülerek asenkron makinanın hızını tahmin etmektedir.

Soto ve arkadaşları (1999), bu çalışmada geliştirilmiş Kalman filtresi kullanarak akı gözlemlenmesi, rotor hız tahmini ve parametre tahmini gerçekleştirilmiştir.

4. HIZ DUYARGASIZ VEKTÖR KONTROLÜN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

Vektör kontrol sistemleri, rotor hızını ölçmek için motor miline bağlı elektro-mekanik hız dönüştürücüler kullanırlar. Kullanılan bu dönüştürücüler mekaniksel sürücüye engel olur. Ayrıca asenkron motorun, mekaniksel basitliğini ve sağlamlığını olumsuz yönde etkiler. Bu sebeplerden dolayı hız duyargasız sistemler tercih edilir.

4.1. Hız Duyargasız Sistem için Geliştirilen Algoritma

Hızı basit bir şekilde hesaplamak ve parametre bağımlılığını azaltmak için rotor akısı yerine stator akısı kullanılmıştır. Bunun yanında stator gerilimleri ölçülmek yerine inverterin anahtarlama konumuna göre tahmin edilmiştir. Bu yüzden gerçekleştirilen algoritmada sadece akım duyargaları kullanılmıştır.

Algoritmanın temeli, akı büyüklüklerinden hesaplanan senkron açısız hızdan, kayma açısız hızının çıkarılarak rotor hızının elde edilmesi ilkesine dayanır. Geliştirilen algoritmanın matematiksel ifadeleri adım adım aşağıda verilmiştir (Özer ve diğ., 2000):

İlk olarak stator akısı, denklem (4.1)'de verildiği gibi hesaplanır.

$$\hat{\Psi}_s = \int (V_s - R_s i_s) dt \quad (4.1)$$

Burada $\hat{\Psi}_s = [\hat{\Psi}_{ds}, \hat{\Psi}_{qs}]^T$ dır.

İkinci olarak stator açısı, denklem (4.1)'deki gibi hesaplanır.

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\hat{\Psi}_{qs}}{\hat{\Psi}_{ds}} \right) \quad (4.2)$$

Üçüncü olarak stator açısının türevi alınarak senkron hız hesaplanırsa denklem (4.3) elde edilir.

$$\omega_s = \dot{\theta} = \frac{\hat{\Psi}_{ds} \dot{\hat{\Psi}}_{qs} - \hat{\Psi}_{qs} \dot{\hat{\Psi}}_{ds}}{\hat{\Psi}_{ds}^2 + \hat{\Psi}_{qs}^2} \quad (4.3)$$

Son olarak denklem (4.3), birinci dereceden ileri yönlü fark denklemi kullanılarak örneklenmiş data modeline dönüştürülürse denklem (4.4) elde edilir. Denklem (4.4)'ün çözümüne devam edilirse sırasıyla denklem (4.5) ve (4.6) elde edilir.

$$\hat{w}_s(k) = \frac{\hat{\Psi}_{ds}(\hat{\Psi}_{qs}(k) - \hat{\Psi}_{qs}(k-1)) - \hat{\Psi}_{qs}(\hat{\Psi}_{ds}(k) - \hat{\Psi}_{ds}(k-1))}{T(\hat{\Psi}_{ds}^2 + \hat{\Psi}_{qs}^2)} \quad (4.4)$$

$$\hat{w}_s(k) = \frac{\hat{\Psi}_{ds} \hat{\Psi}_{qs}(k) - \hat{\Psi}_{ds} \hat{\Psi}_{qs}(k-1) - \hat{\Psi}_{qs} \hat{\Psi}_{ds}(k) + \hat{\Psi}_{qs} \hat{\Psi}_{ds}(k-1)}{T(\hat{\Psi}_{ds}^2 + \hat{\Psi}_{qs}^2)} \quad (4.5)$$

$$\hat{w}_s(k) = \frac{\hat{\Psi}_{ds}(k-1)\hat{\Psi}_{qs}(k) - \hat{\Psi}_{qs}(k-1)\hat{\Psi}_{ds}(k)}{T(\hat{\Psi}_{ds}^2 + \hat{\Psi}_{qs}^2)} \quad (4.6)$$

Burada T örnekleme zamanıdır. Bu denklemi sağlayan blok diyagramı şekil 4.1'de gösterilmiştir.

Kayma hızı denklem (4.7)'de verildiği gibidir.

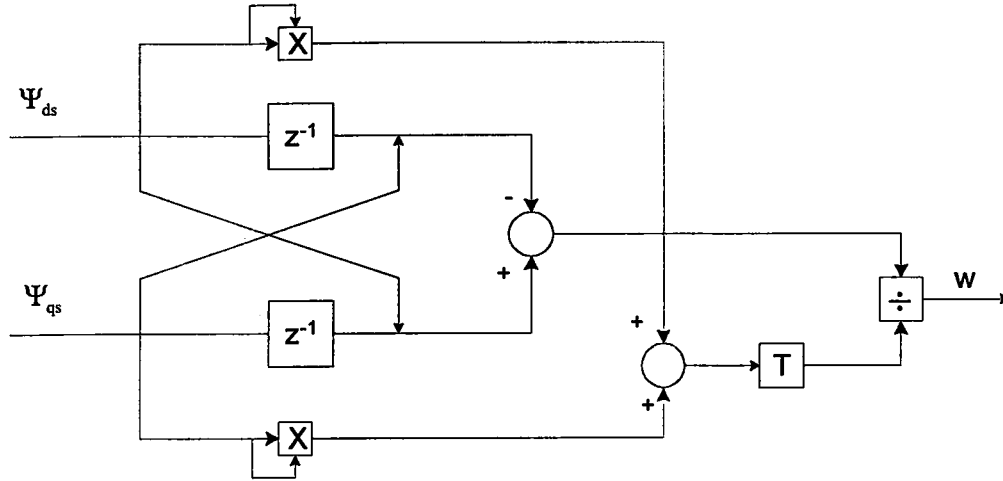
$$w_k = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \quad (4.7)$$

Rotor hızı $w_r(k)$ denklem (4.8)'de verildiği gibi, senkron açısal hızdan kayma açısal hızının çıkarılmasıyla bulunabilir.

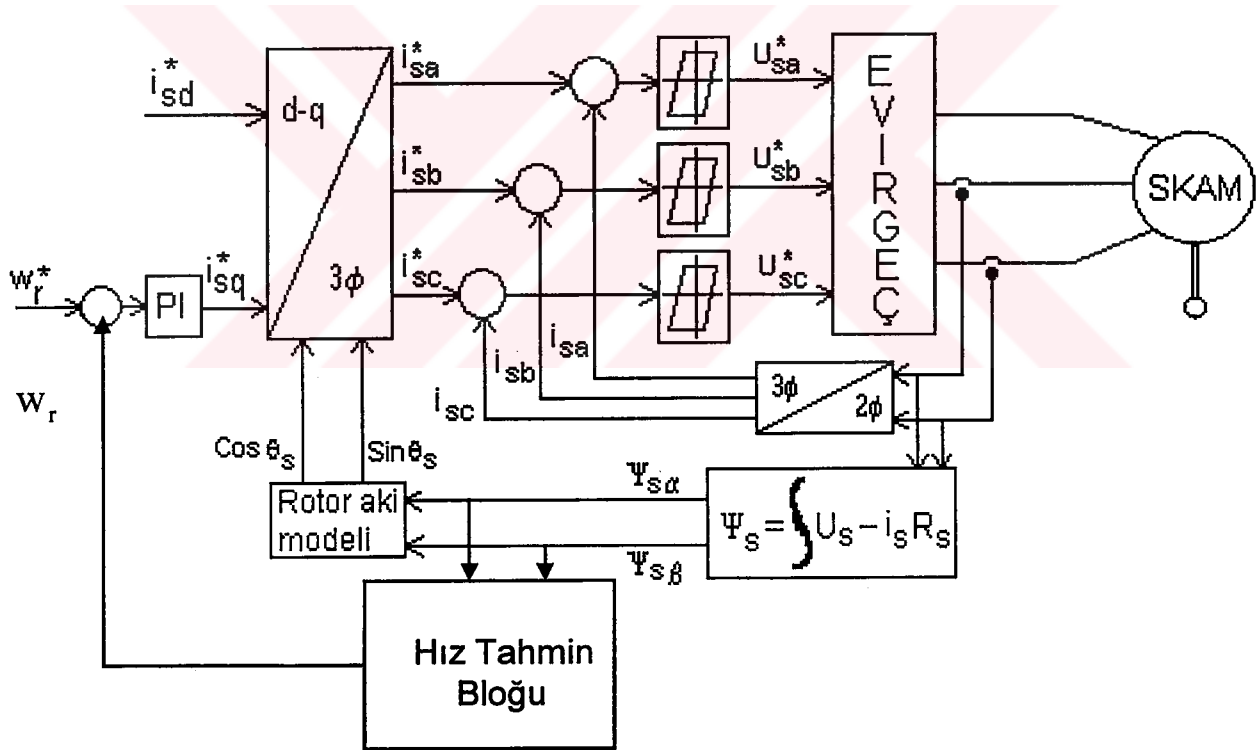
$$\hat{w}_r(k) = \hat{w}_s(k) - w_k \quad (4.8)$$

Rotor hızı hesaplanırken gerekli olan, stator açısal hızının blok diyagramı şekil 4.1'de verilmiştir. Şekilden de görüldüğü üzere, senkron açısal hızın elde edilmesi için d ve q eksenı akıları ile bu akıların bir önceki örneklemedeki değerleri kullanılmıştır. Aynı zamanda örnekleme zamanına da (T) ihtiyaç duyulur.

Şekil 4.2'de ise hız duyargasız vektör kontrol sisteminin blok diyagramı verilmiştir. Blok diyagramında, vektör kontrol için gerekli olan hız bilgisinin, yapılan hız tahmin bloğuyla sağlandığı görülmüştür. Hız tahmin bloğundan çıkan hızla, referans hız karşılaştırılmıştır. Bu iki değer farkı bir PI kontrolörden geçerek sisteme etki etmiştir. PI kontrolörün katsayıları deneme yanılma yoluyla belirlenmiştir. Belirlenen katsayıların sistemde kararlılık gösterdiği ve doğru sonuç verdiği görülmüştür.



Şekil 4.1. Stator açısal hız algoritmasının blok diyagramı

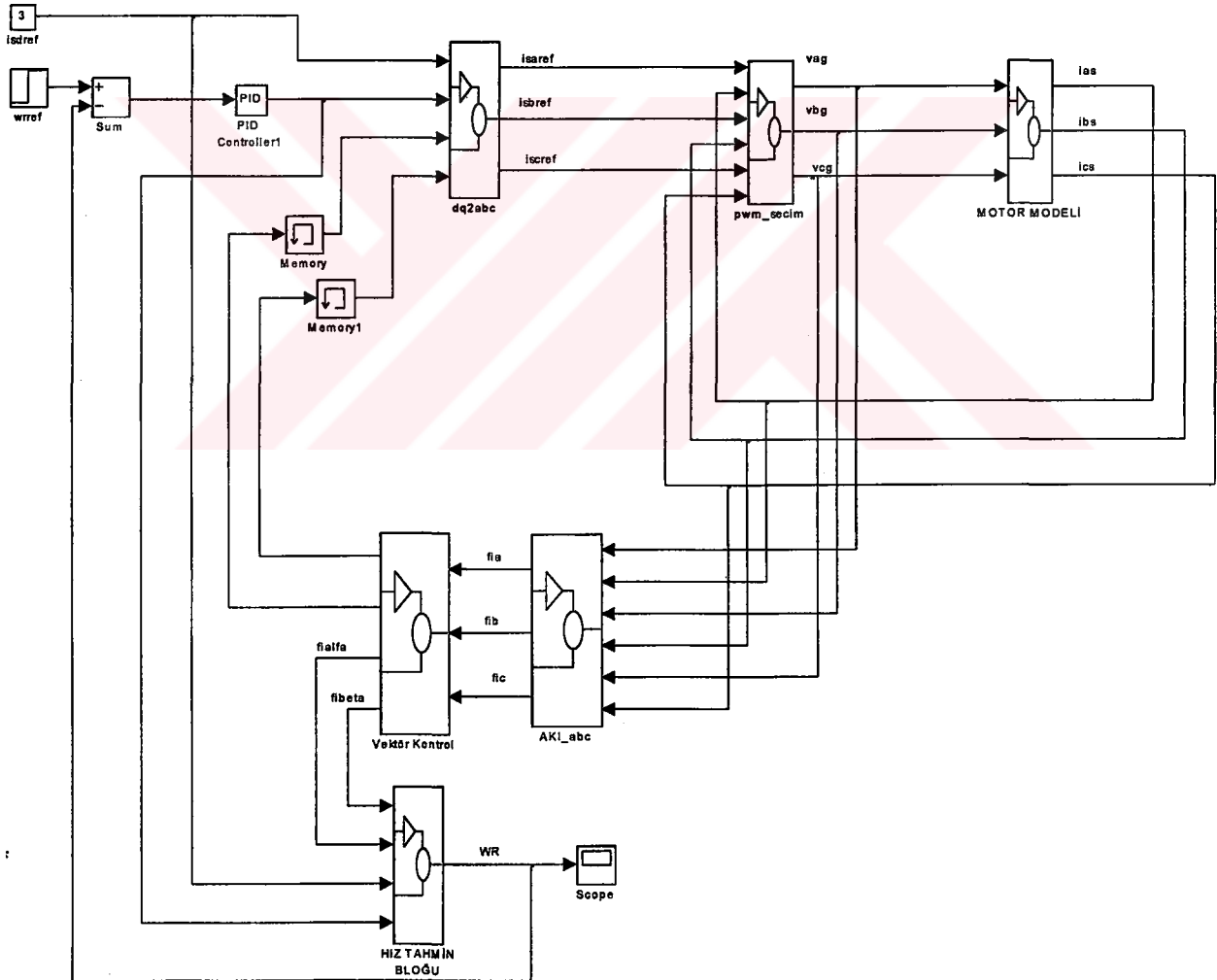


Şekil 4.2. Hız duyargasız vektör kontrolün blok şeması

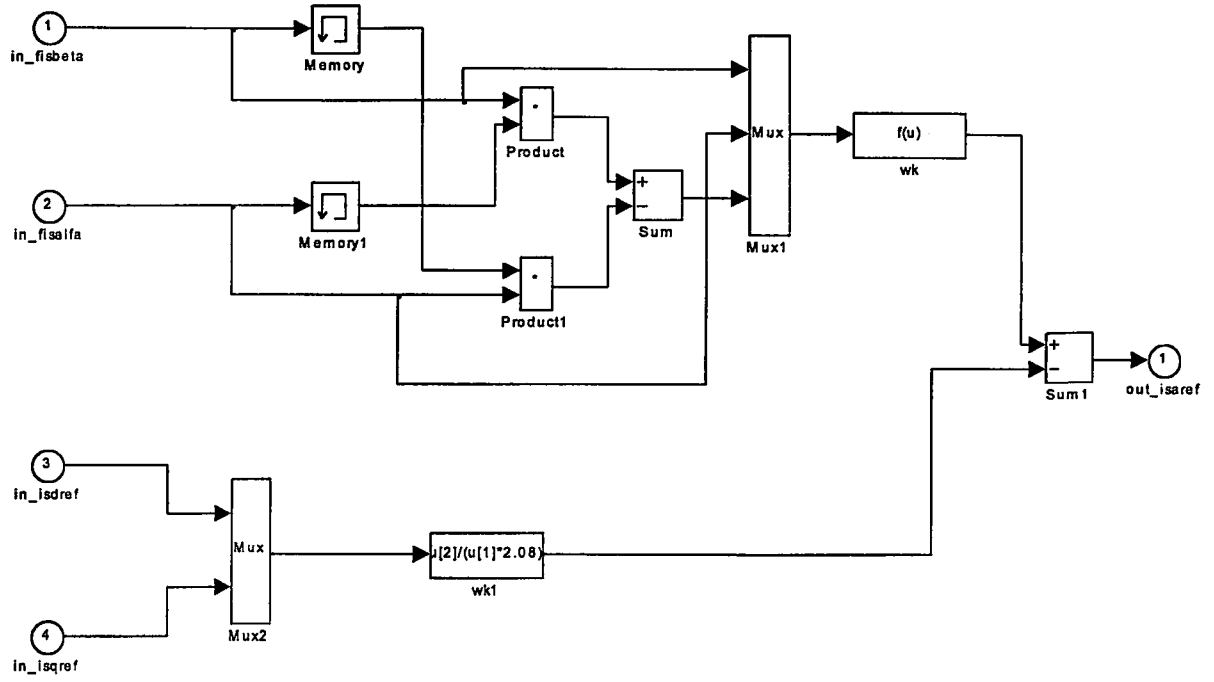
4.2. Geliştirilen Yöntemin Bilgisayar Benzetimi ve Sonuçları

Elektrik makinalarının analizinde önemli aşamalardan biri bilgisayar benzetimidir. Bilgisayar benzetiminde amaç, elde edilen modelin dinamik davranışlarının araştırılmasıdır. Benzetimde önemli olan, gerçek fiziksel sistemin davranışlarının olabildiğince araştırılmasıdır.

Bu bölümde sistemin, MATLAB 5.0 programının Simulink toolbox'ı kullanılarak bilgisayar benzetimi yapılmıştır. Şekil 4.3'de sistemin, MATLAB/Simulink'deki modeli gösterilmiştir. Şekil 4.4'de ise modelde bulunan hız tahmin bloğunun iç yapısı gösterilmiştir.



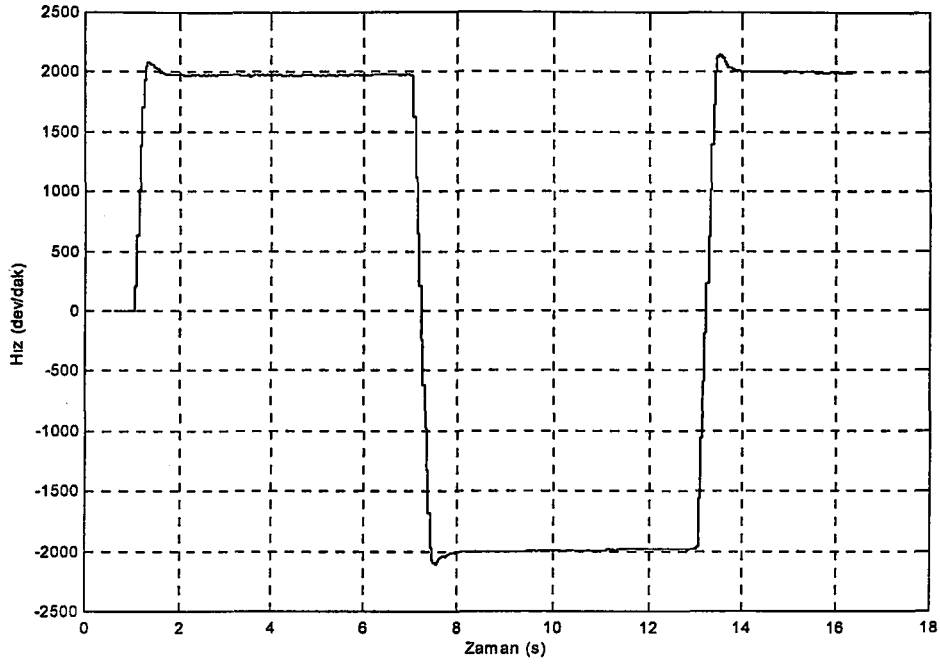
Şekil 4.3. Hız duyargasız vektör kontrol sisteminin matlab-simulink'deki blok diyagramı



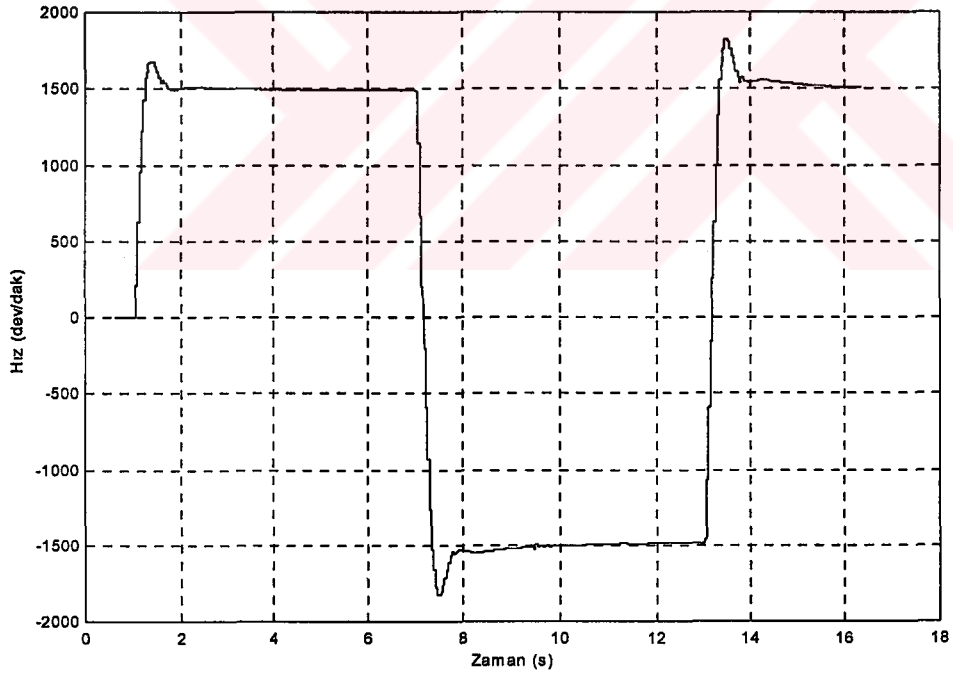
Şekil 4.4. Şekil 4.3'deki blok diyagramının hız tahmin bloğunun iç yapısı

Bilgisayar benzetimi yapılırken ilk olarak 1 ile 7. saniye arasında bir referans hızda motor çalıştırılmıştır. Daha sonra 7 ile 13. saniye arasında ilk verilen referans değerın negatif işaretli hızda motor çalıştırılmıştır. 13. saniyeden sonra motor tekrar pozitif referans değeri verilerek çalıştırılmıştır. Böylece sistemin performansı incelenmiştir. Deney üç değişik referans için tekrarlanmıştır. Bu değerler 2000dev/dak, 1500dev/dak ve 1000dev/dak'dır.

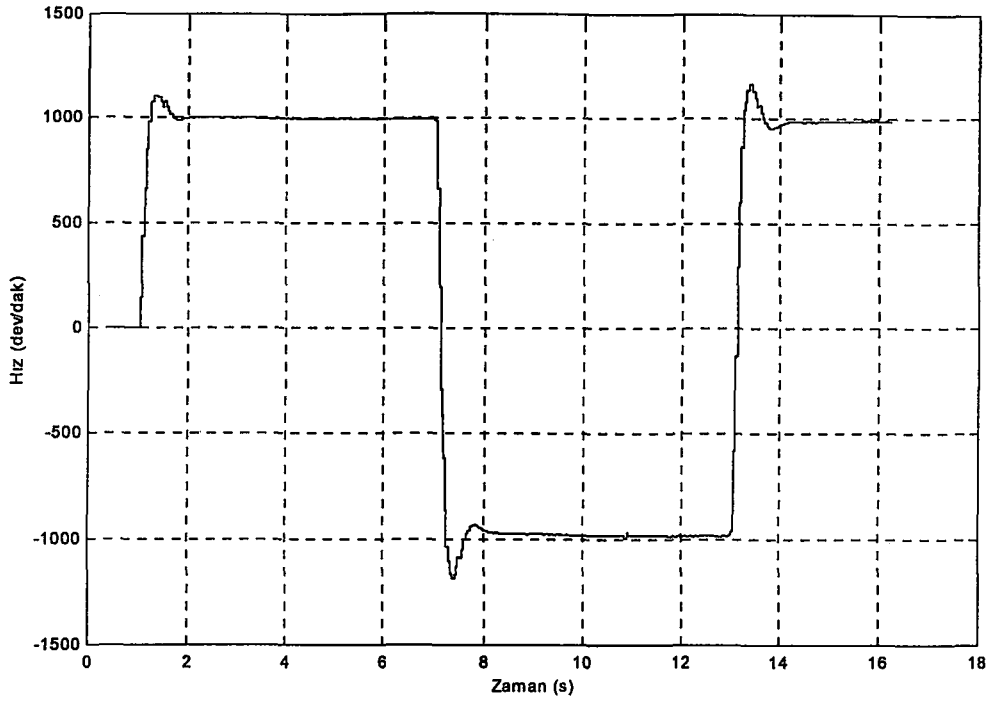
Şekil 4.5-şekil 4.7'de bilgisayar benzetimi kullanılarak yaptığımız hız tahmin bloğunun, üç farklı referans hız için çıkışları verilmiştir. Bu çıkışlardan da görüldüğü üzere sistemimizin çıkışları istenen çıkışları sağlamaktadır. Motor hangi zamanlarda hangi hızda dönüyorsa, benzetim sonuçları da aynı zamanlarda aynı hız çıkışını gösteriyor. Bu da bize yapılan yöntemin geçerliliğini gösterir.



Şekil 4.5. Bilgisayar benzetimi kullanarak ± 2000 dev/dak'da tahmin edilen hız



Şekil 4.6. Bilgisayar benzetimi kullanarak ± 1500 dev/dak'da tahmin edilen hız



Şekil 4.7. Bilgisayar benzetimi kullanarak ± 1000 dev/dak'da tahmin edilen hız

4.3. Deney Setinin Tanıtılması

Hız duyargasız vektör kontrol, gerçek zamanlı bir işaret işleme uygulaması olup deney düzeneğinde TMS320C31 sayısal işaret işlemcisi kullanılmıştır. TMS320C31 sayısal işaret işlemcisi; 32 bit floating point, 60 MHz olup 4 adet yüksek çözünürlüklü ADC ve 4 adet yüksek çözünürlüklü DAC içermektedir. Hız duyargasız vektör kontrol uygulamasında kullanılan deney düzeneğinin blok diyagramı şekil 4.8'de verilmiştir.

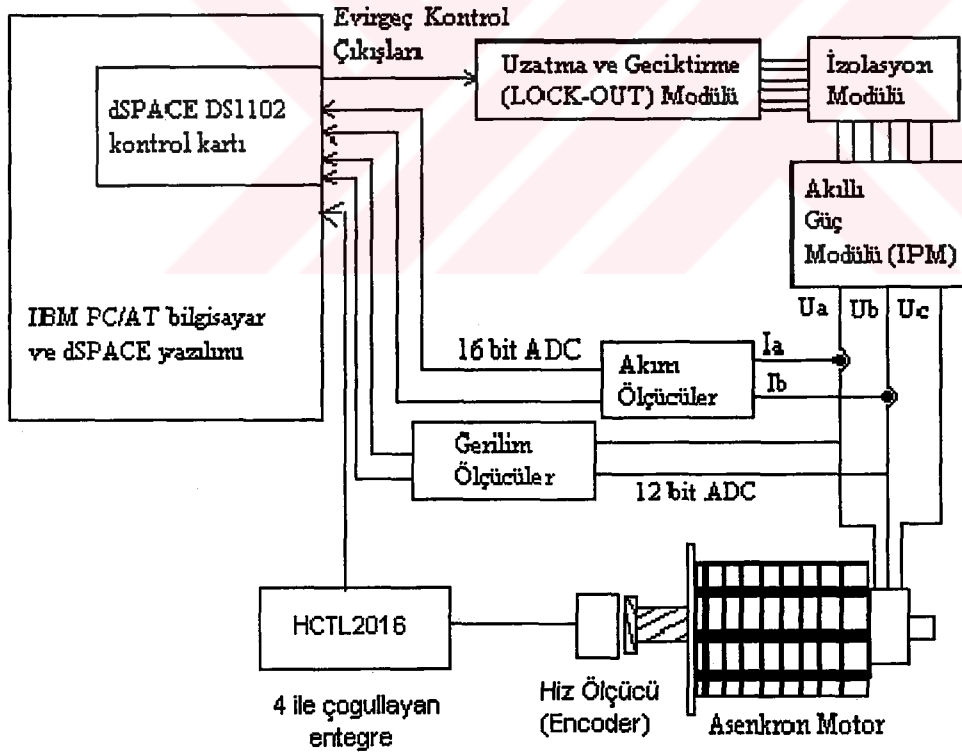
Hız duyargasız vektör kontrol uygulamasında, geliştirilen algoritma ile ölçülen elektriksel büyüklüklerden hız tahmini yapılmıştır. Aynı zamanda hız ölçücü kullanılarak tahmin edilen hızın doğruluğu gözlenmiştir. Burada kullanılan hız ölçücünün hassasiyetini artırmak için ölçücünün dijital çıkışını 4 ile çoğullamaya yarayan devre (EK-A) kullanılmıştır. Bu çalışmada kullanılan hız ölçücü 1 devirde 228 pulse vermektedir. Bu hız ölçücünün çıkışı çoğullama devresine uygulandığında devrenin çıkışı 1 devirde 912 pulse olmaktadır. Böylelikle hız ölçücünün hassasiyeti 4 kat artırılmıştır. Hız duyargasız vektör kontrol yapılabilmesi için motorun stator akım ve gerilim bilgilerine, stator direncine, stator ve rotor kaçak endüktansları ile karşılıklı endüktans değerinin bilinmesi yeterlidir.

Uygulamada vektör kontrol yazılımı C programa dilinde yazılmış ve daha sonra derlenerek TMS320C31 assemblisine çevrilmiştir. Vektör kontrol yazılımının her bir çalışma

döngüsü (execution loop) yaklaşık 30 μ s lik bir zaman almaktadır. Bu süre geçici durumlarda vektör kontrolün performansını ölçme açısından oldukça düşük bir süredir.

Rotor akısını hesaplamak için kullanılan akım bilgileri LEM akım modülleri kullanılarak ölçülmüştür. Devrede kullanılan asenkron motorun etiket değerleri ve motor parametreleri aşağıda verilmiştir.

Motor gücü	: 2.2 KW
Motor Δ/Y gerilimi	: 220/380 Volt
Stator direnci	: 2.75 Ohm
İndirgenmiş rotor direnci	: 2 Ohm
Stator kaçak akısı	: 0.02 H
Rotor kaçak akısı	: 0.02 H
Karşılıklı endüktans	: 0.3264 H
Yük ataleti	: 0.0085 kg-m^2

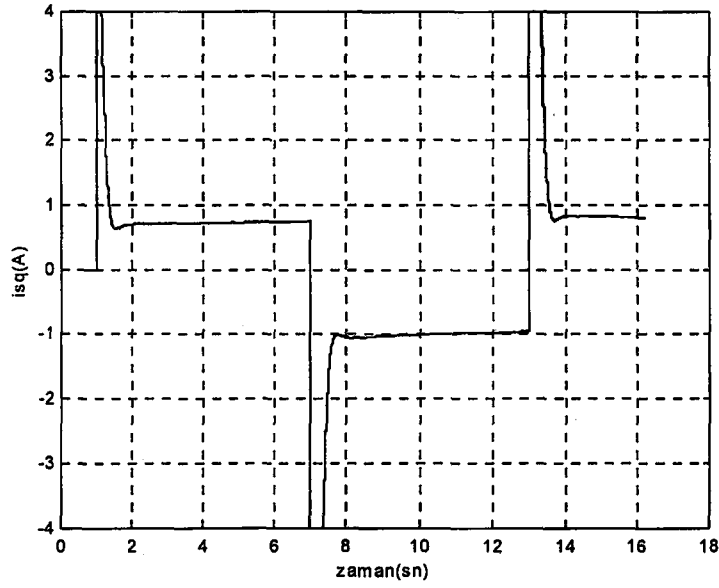
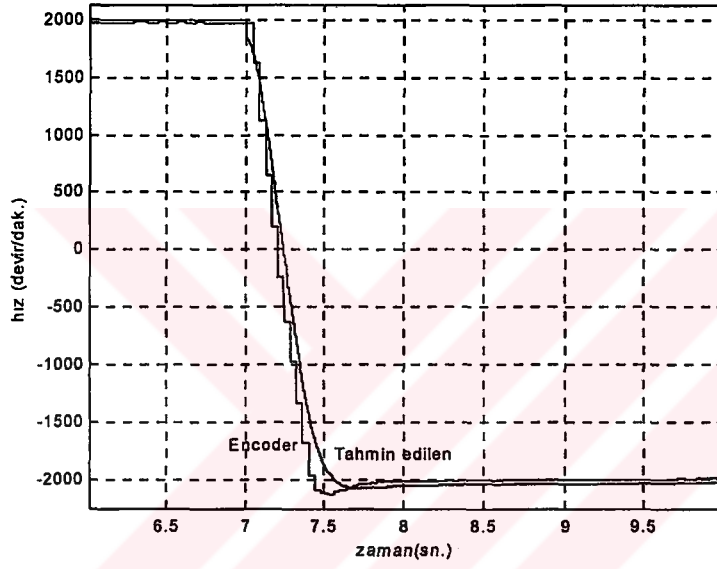
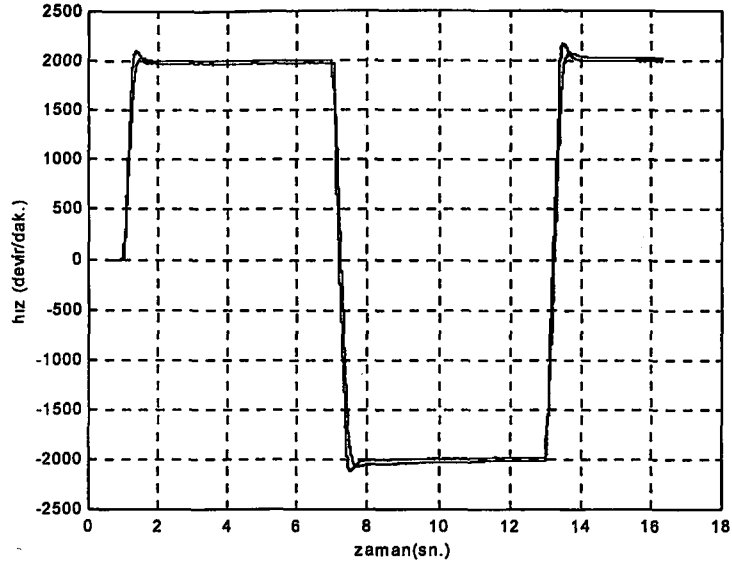


Şekil 4.8. Deney düzeneği

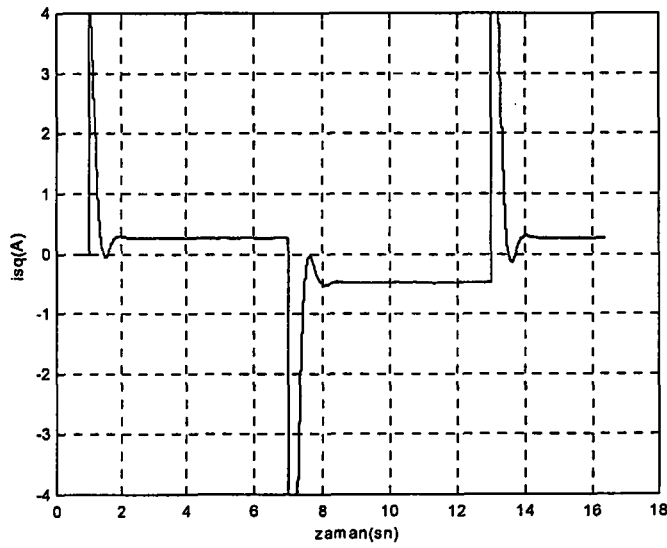
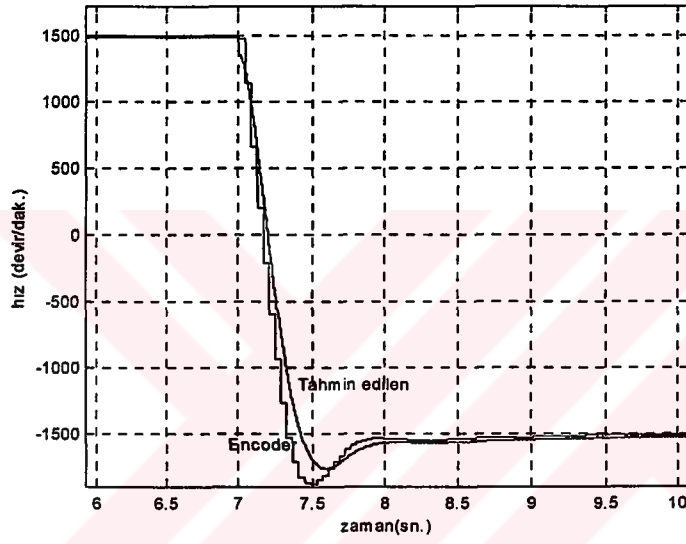
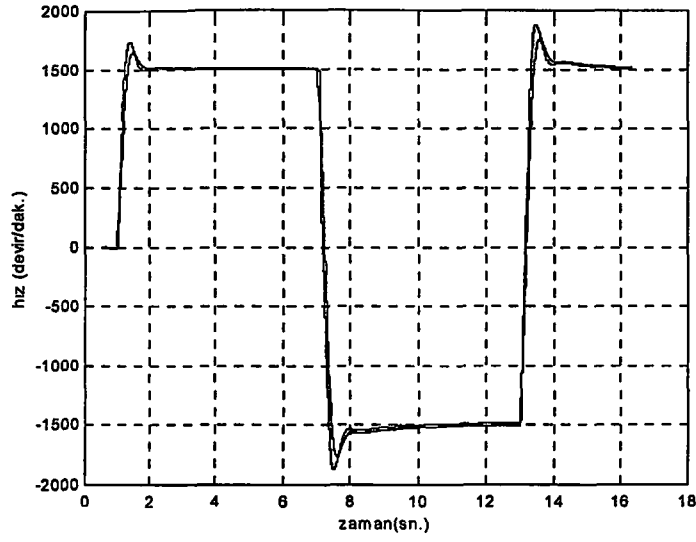
4.4. Deneylerin Yapılışı ve Deney Sonuçları

Bu çalışmanın sonuçlarının görülebilmesi için 2 farklı deney yapıldı. İlk deneyde sürücüye, referans büyüklük olarak hız bilgisi verildi. Deney 6 değişik referans hız bilgisi için tekrarlandı. Bu referans değerler 2000dev/dak, 1500 dev/dak, 1000dev/dak, 500dev/dak, 250dev/dak, 150 dev/dak'dır. Deneyde 1-7. saniye arasında referans hız değeri ile sistem çalıştırıldı. 7-13. saniye arasında bu referans değerinin negatif işaretlisi uygulandı. 13. saniyeden sonra tekrar ilk referans değeri verilerek sistemin performansı incelendi. Deneyde hız ölçücünden (encoder) alınan hız bilgisi ile, hesaplanan (tahmin edilen) hız bilgisi, motor çalışır durumdayken, trace31 yazılım programı kullanılarak MATLAB dosyası olarak kaydedildi. Kaydedilen bu bilgiler şekil 4.9 - şekil 4.14 arasındaki şekillerde çizdirilmiştir. Şekiller üç kısımdan oluşmaktadır. İlk şekiller, hız ölçücü ve hesaplanan hızın karşılaştırma amacıyla aynı grafik üzerine çizilmiş halidir. İkinci şekiller ise ilk şeklin 6-10. saniye arasının büyütülmüş (zoom edilmiş) halidir. Son şekiller ise $\dot{\theta}$ 'nin zaman göre değişimini vermektedir. Deneyi gerçekleştiren C programı EK B.'dedir.

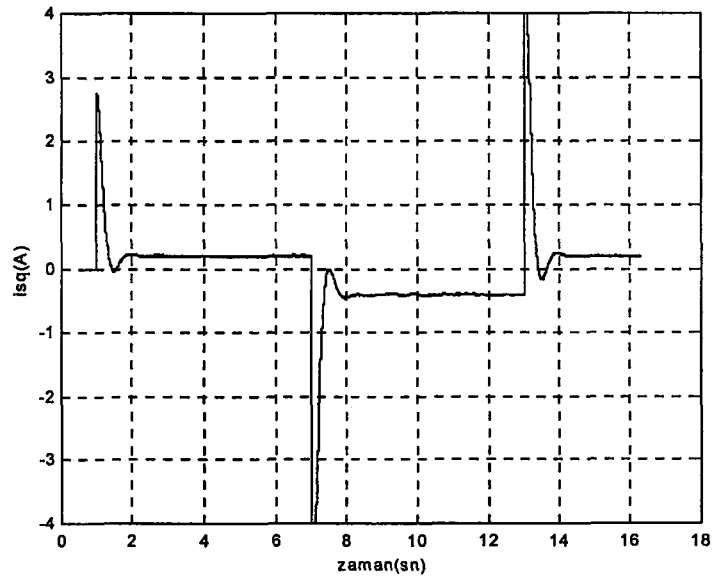
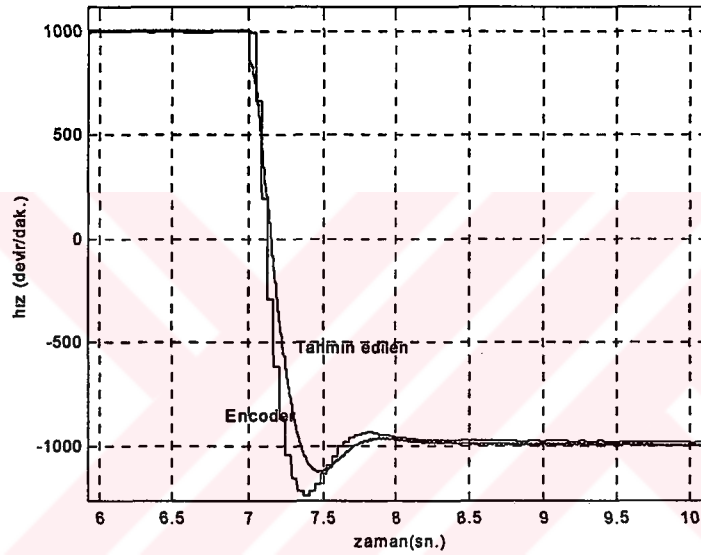
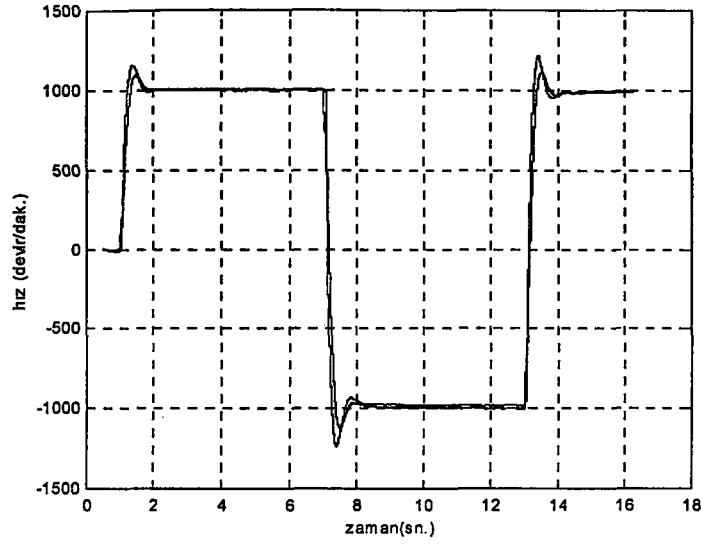
İkinci deneyde ise sürücüye referans büyüklük olarak moment bilgisi verildi. Deney dört değişik moment referans bilgisi için tekrarlandı. Bu moment referans değerlerinde sistemin hızları 2200dev/dak, 2000dev/dak, 1500dev/dak ve 1000dev/dak'dır. Deneyde 1-7. saniye arasında referans moment değeri verildi. 7-13. saniye arasında bu referans değerinin negatif işaretlisi uygulandı. 13. saniyeden sonra ilk referans değeri tekrar verilerek sistemin performansı incelendi. Deneyde hız ölçücünden (encoder) alınan ve hesaplanan hız (tahmin edilen) bilgisi motor çalışır durumdayken Trace31 yazılım programı kullanılarak MATLAB dosyası olarak kaydedildi. Kaydedilen bu bilgiler şekil 4.15 - şekil 4.18 arasındaki şekillerde çizdirilmiştir. Şekiller iki kısımdan oluşmaktadır. İlk şekiller hız ölçücü ve hesaplanan hızın karşılaştırma amacıyla aynı grafik üzerine çizilmiş halidir. İkinci şekiller ise ilk şekillerin 6-10. saniye arasında büyütülmüş (zoom edilmiş) halini göstermiştir. Deneyi gerçekleştiren C programı EK C.'dedir.



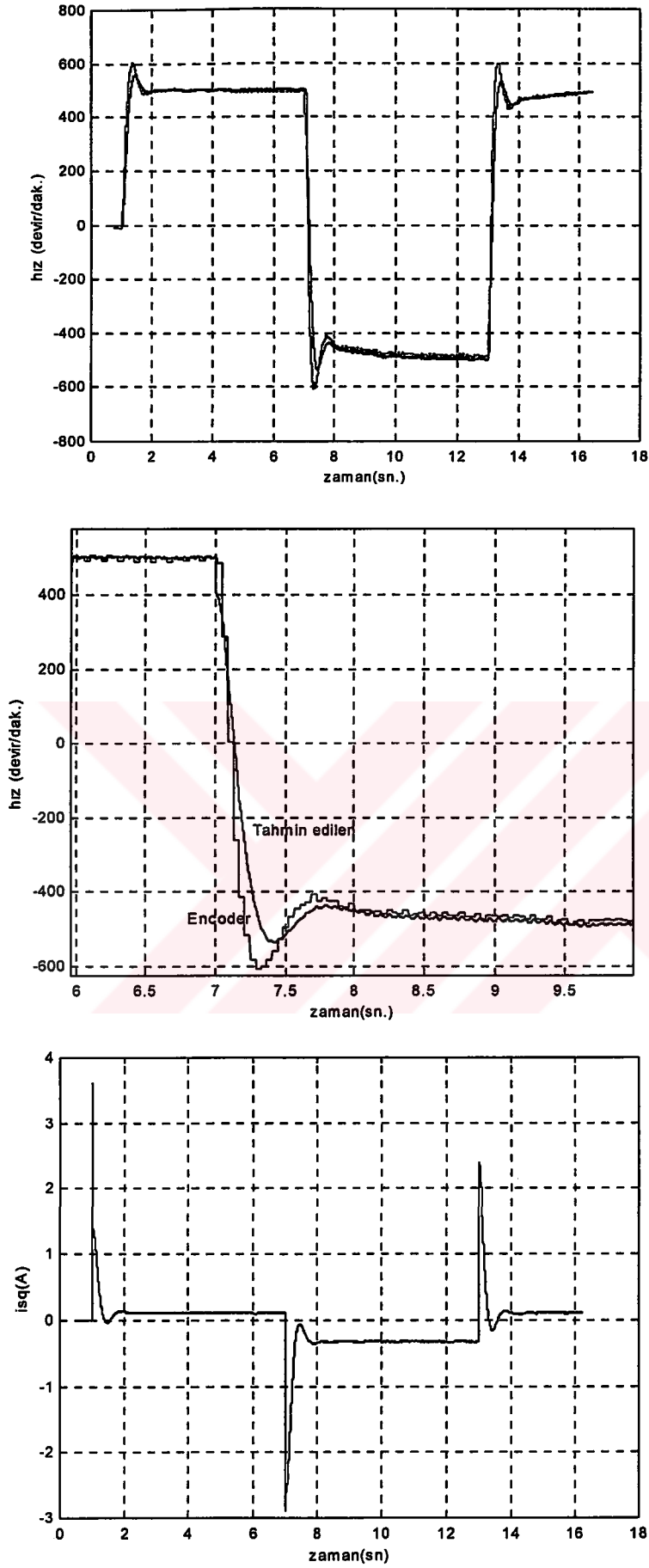
Şekil 4.9. ± 2000 dev/dak'da tahmin edilen ve ölçülen hızın karşılaştırılması ve zoom edilmiş hali ve ısq'nun zamana göre değişimi (hız referans girildiğinde)



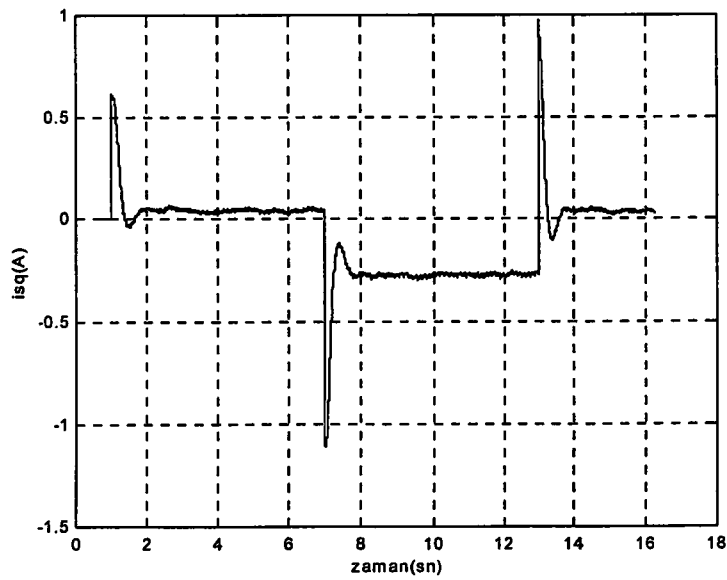
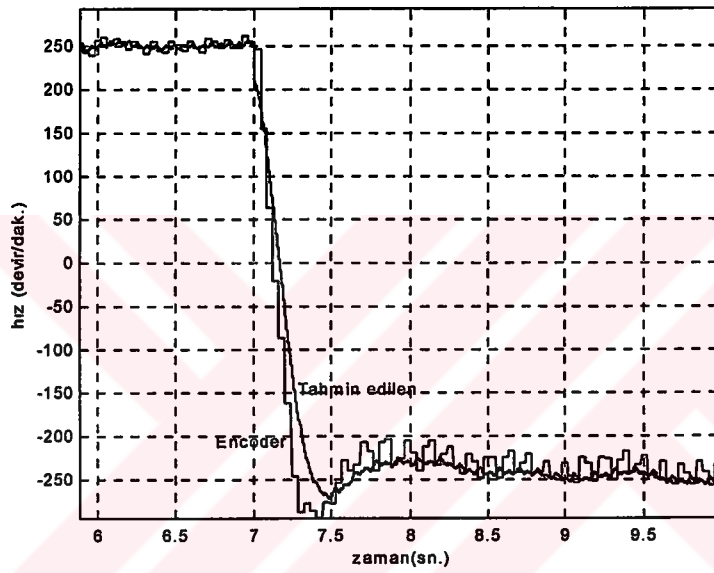
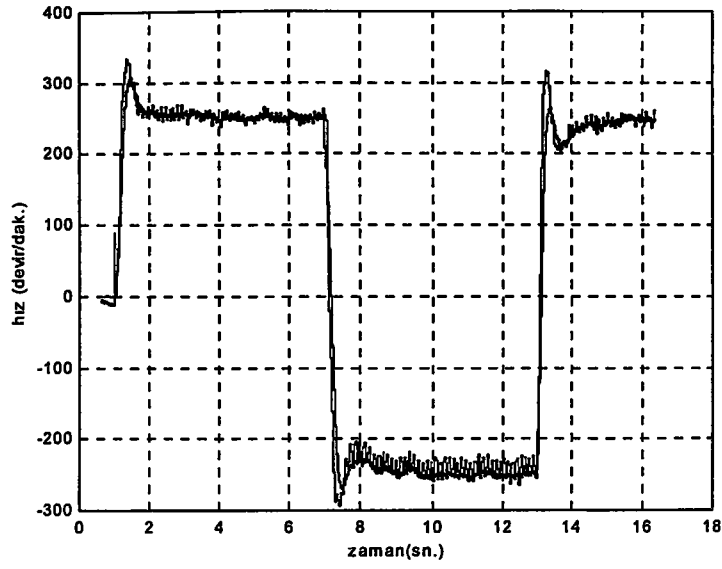
Şekil 4.10. ± 1500 dev/dak'da tahmin edilen ve ölçülen hızın karşılaştırılması ve zoom edilmiş hali ile ısıq'nun zamana göre değişimi (hız referans girildiğinde)



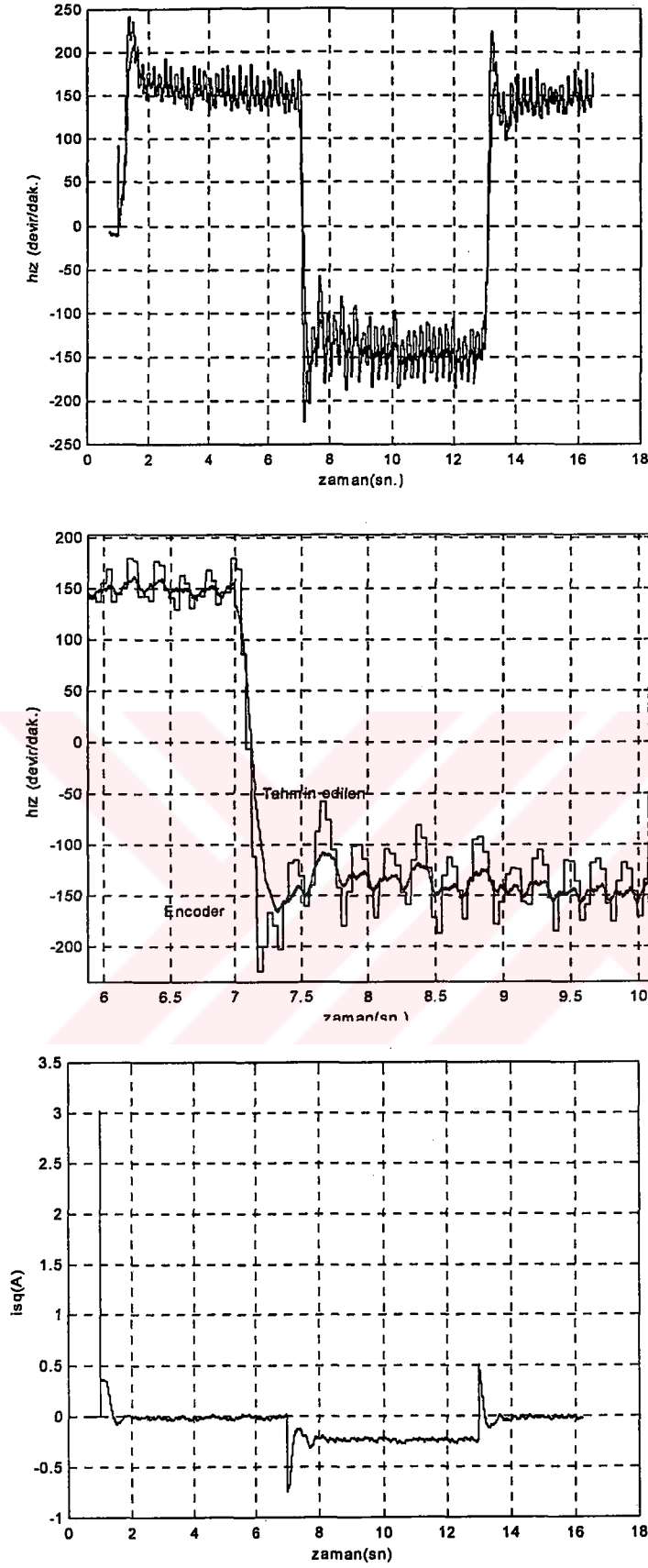
Şekil 4.11. ± 1000 dev/dak'da tahmin edilen ve ölçülen hızın karşılaştırılması ve zoom edilmiş hali ile i_{sq} 'nin zamana göre değişimi (hız referans girildiğinde)



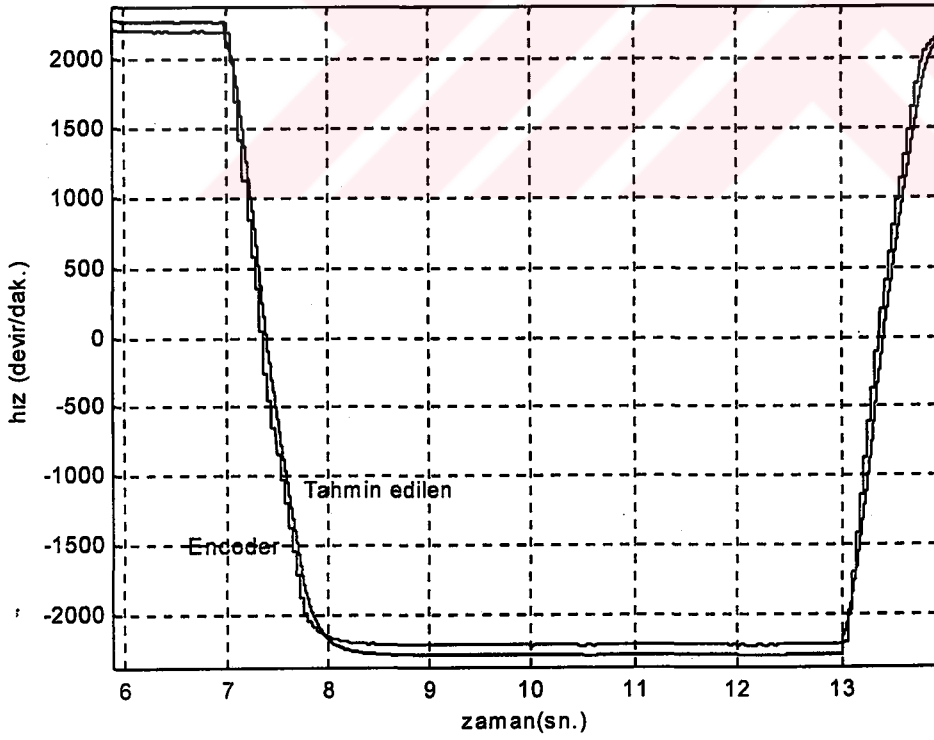
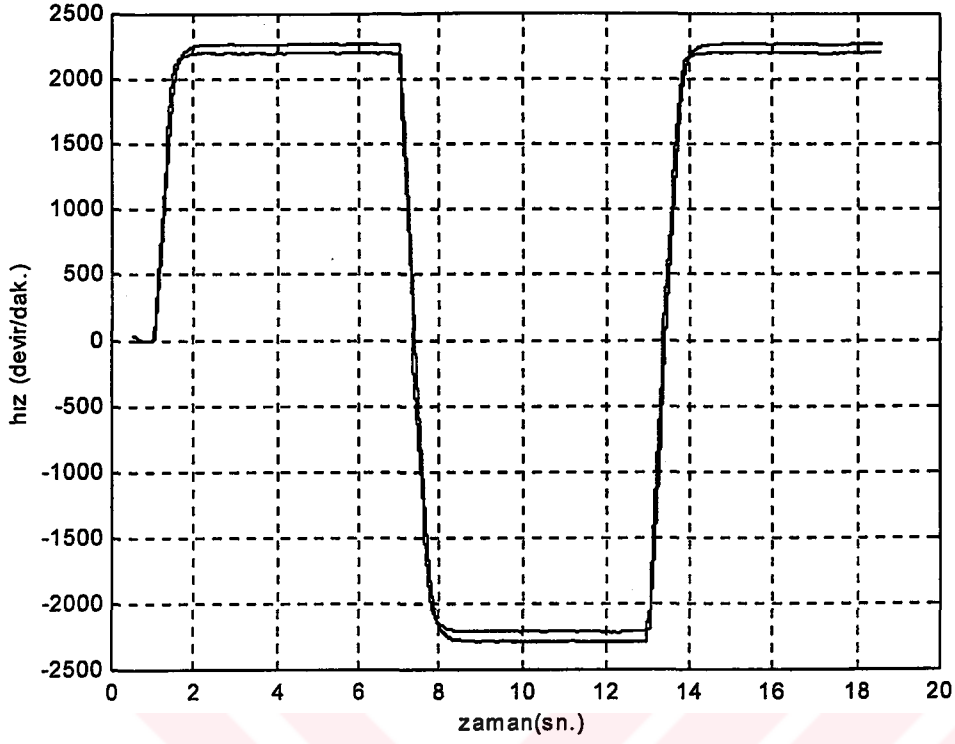
Şekil 4.12. ± 500 dev/dak'da tahmin edilen ve ölçülen hızın karşılaştırılması ve zoom edilmiş hali ile isq'nun zaman göre değişimi (hız referans girildiğinde)



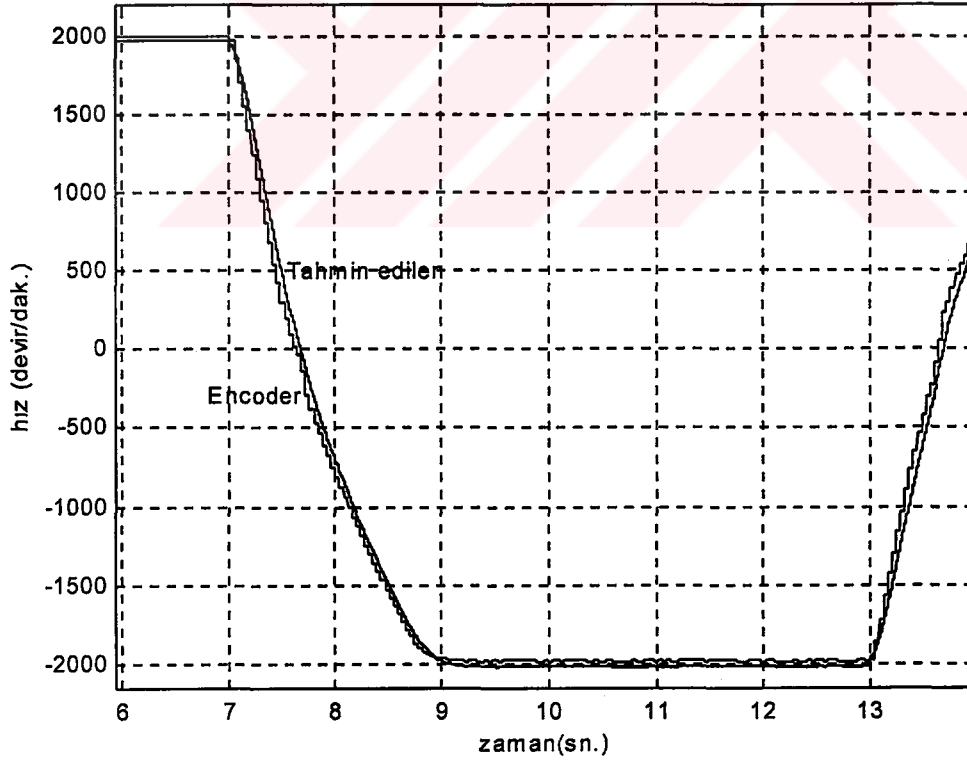
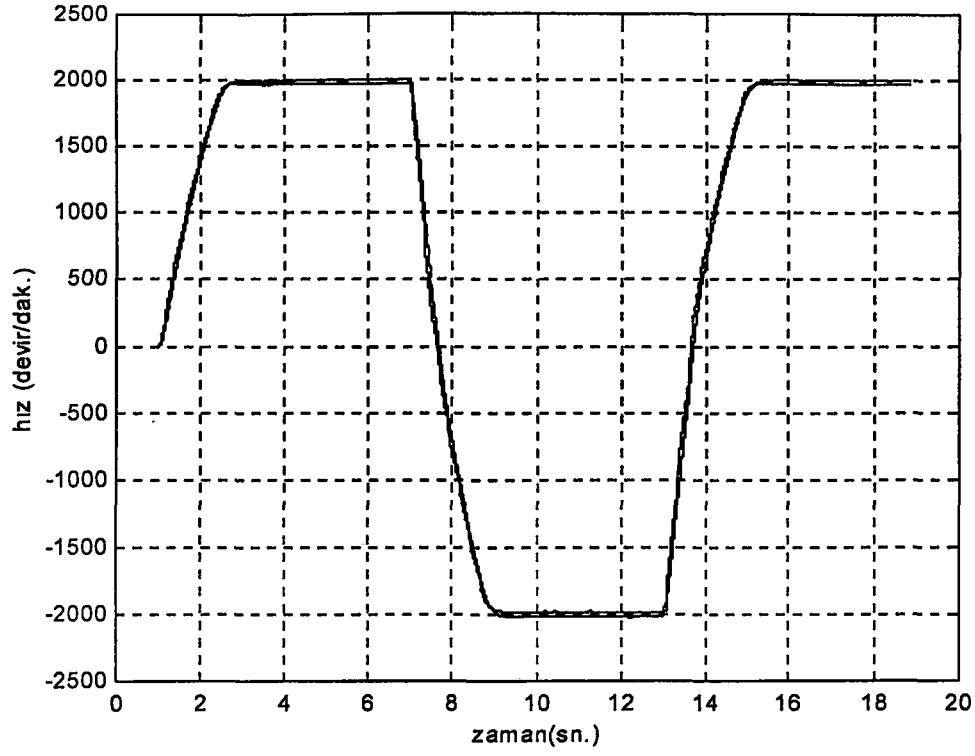
Şekil 4.13. ± 250 dev/dak'da tahmin edilen ve ölçülen hızın karşılaştırılması ve zoom edilmiş hali ile isq'nun zamana göre değişimi (hız referans girildiğinde)



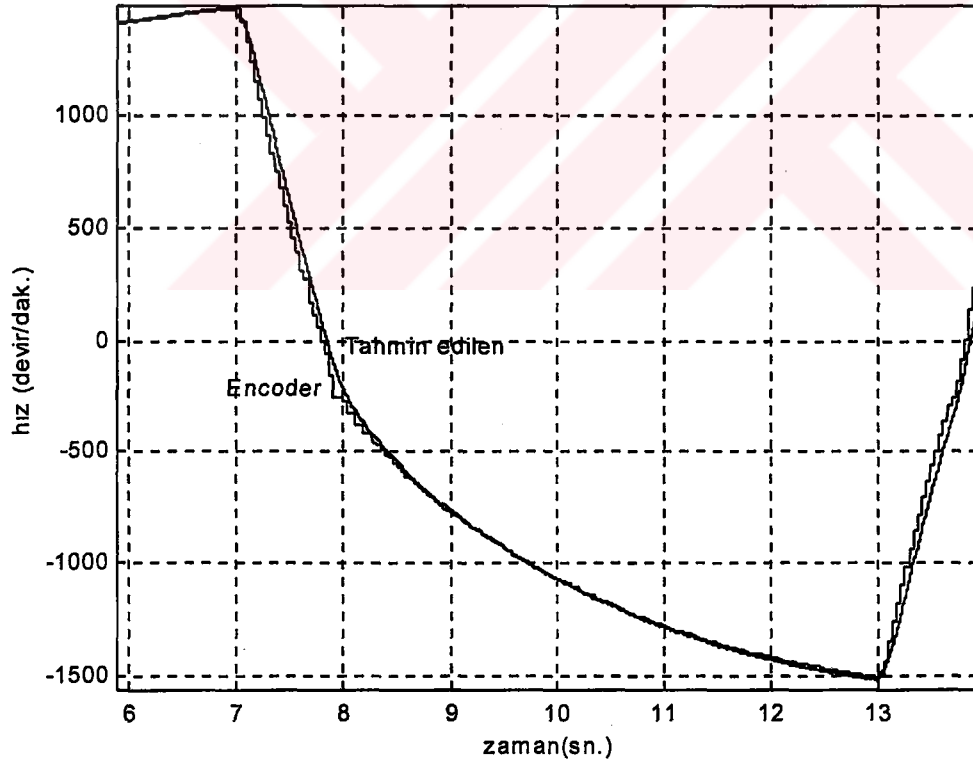
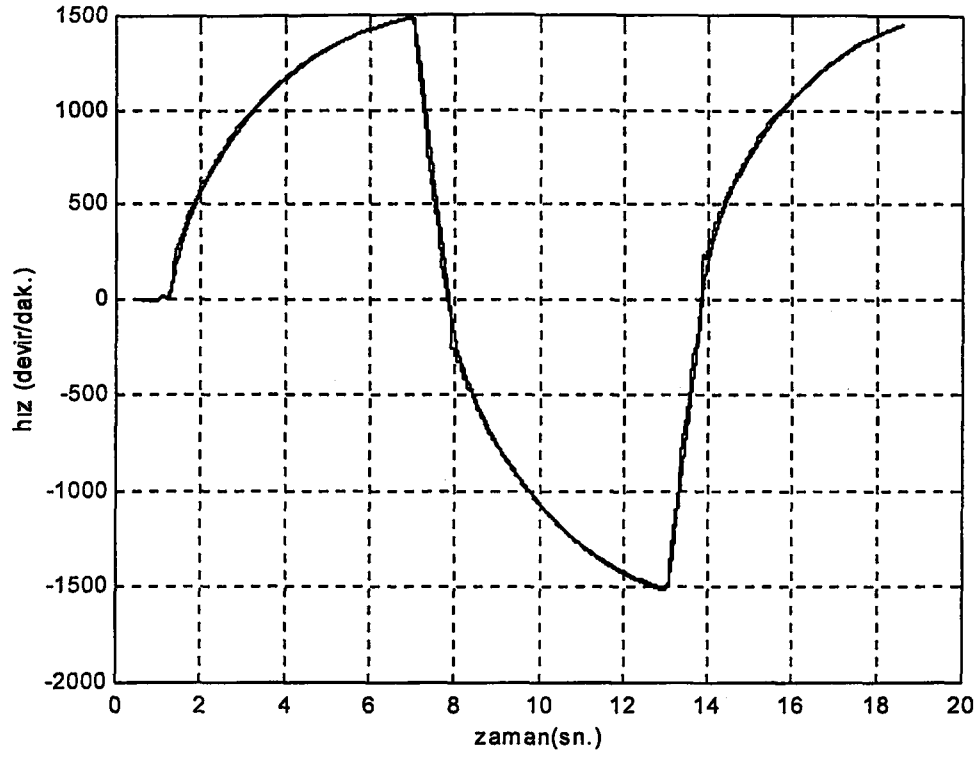
Şekil 4.14. ± 150 dev/dak'da tahmin edilen ve ölçülen hızın karşılaştırılması ve zoom edilmiş hali ile i_{sq} 'nın zamana göre değişimi (hız referans verildiğinde)



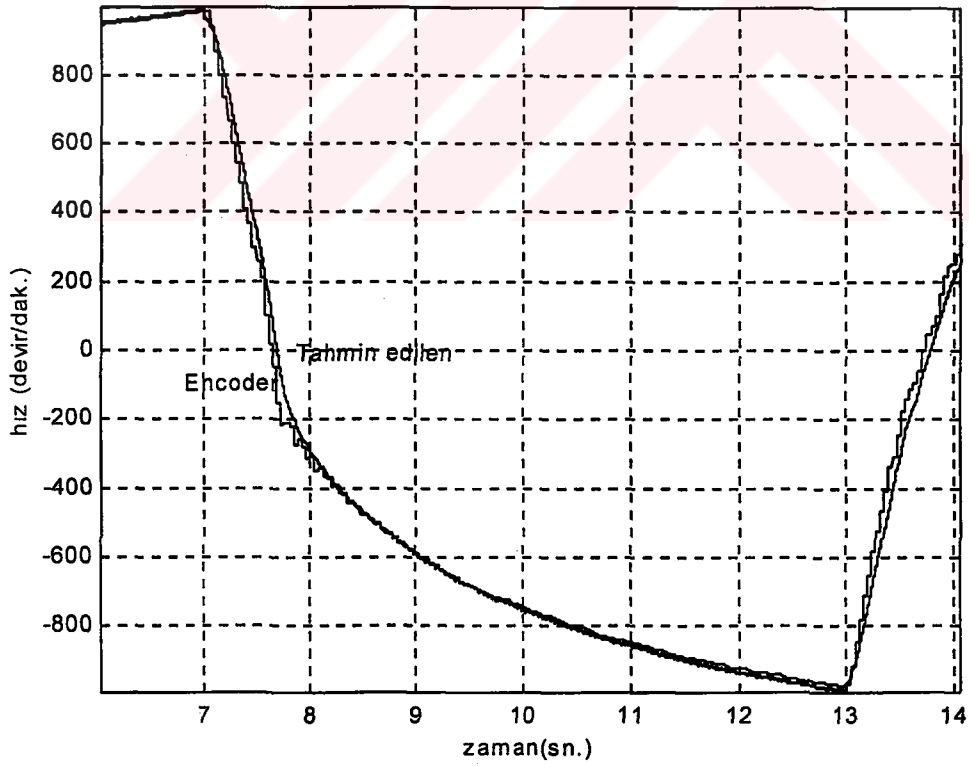
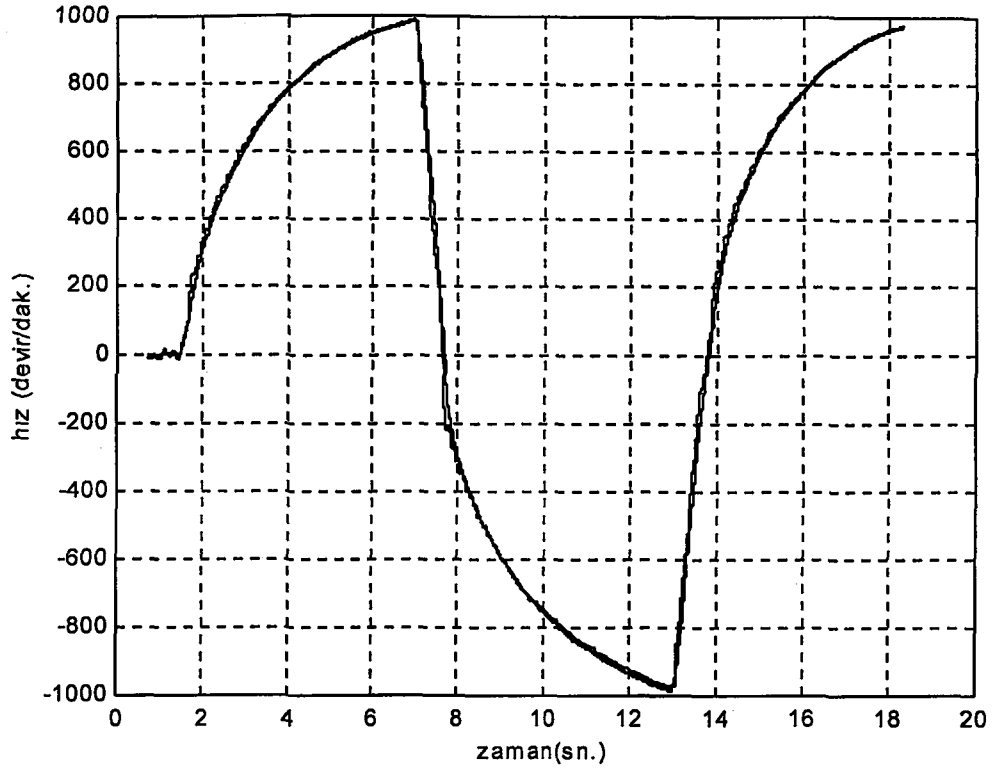
Şekil 4.15. ± 2200 dev/dak'da tahmin edilen ve ölçülen hızın karşılaştırılması ve zoom edilmiş hali (moment referans girildiğinde)



Şekil 4.16. ± 2000 dev/dak'da tahmin edilen ve ölçülen hızın karşılaştırılması ve zoom edilmiş hali (moment referans girildiğinde)



Şekil 4.17. ± 1500 dev/dak'da tahmin edilen ve ölçülen hızın karşılaştırılması ve zoom edilmiş hali (moment referans girildiğinde)



Şekil 4.18. ± 1000 dev/dak'da tahmin edilen ve ölçülen hızın karşılaştırılması ve zoom edilmiş hali (moment referans girildiğinde)

5. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

Bu tez çalışması, hız duyargasız vektör kontrol sisteminin hız kontrolünün gerçekleştirilmesi konusunda teorik, bilgisayar benzetimi ve uygulamalı araştırmaları incelemektedir. Tez çalışması sonucunda, aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir.

Asenkron motorun vektör kontrolü için; motor üzerinde hız ve akı duyargası kullanmayan bir yöntem geliştirilmiştir. Böylece standart asenkron motorlara vektör kontrolün uygulanması kolaylaştırılmıştır. Elde edilen yöntemin pratik uygulanmasından önce bilgisayar benzetimi kullanılarak, yöntemin değişik hızlarda incelenmesi yapılmıştır. Benzetim programının geçerliliği ve hassasiyeti motor üzerinde yapılan ölçümler ile kanıtlanmıştır. Benzetim programının geçerliliğinin ispatından sonra yöntemin bilgisayar benzetimi yardımıyla sonuçları incelenmiştir. Elde edilen sonuçlardan; geliştirilen algoritmanın sistemin hızını doğru bir şekilde izlediği görülmüştür.

Bilgisayar benzetiminin doğru sonuç vermesinden sonra sistemin pratik uygulamasına geçilmiştir. Uygulama setinden elde edilen sonuçla, bilgisayar benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Uygulama setinin sonuçları gürültü ve diğer etkilerden kurtulmak için filtrelendiğinde, bilgisayar benzetimi ile sonuçların uyumlu olduğu gözlenmiştir. Deneysel sonuçlardan; geliştirilen algoritmanın, düşük hızlar hariç diğer hızlarda istenilen performansı sağladığı görülmüştür.

Nominal hızın %5'nin altındaki hızlarda yöntemin performansının iyi olmadığı gözlenmiştir. Bu durum rotor akısı hesaplama yöntemlerinden kaynaklanmaktadır ve literatürdeki sonuçlar ile uyumludur. Rotor akısını elde etmek için kullanılan stator akısı hesabında stator direncinin etkisi düşük hızlarda baskındır. Bu yüzden düşük hızlarda stator direnci değişiminin yöntem üzerinde etkisi fazladır. Düşük hızlarda performansı artırmak için stator direnç bilgisi kısa zaman aralıklarında ölçülüp sisteme gönderilebilmelidir veya stator direncindeki değişimden etkilenmeyecek bir yöntem geliştirilmelidir.

Sonuç olarak geliştirilen yöntem düşük hızlar hariç diğer hızlarda çok iyi sonuçlar vermektedir. Benzeri yöntemlere göre daha kısa hesaplama zamanı gerekmektedir. Ayrıca yük altında ve diğer şartlarda sonucun doğruluğu bozulmamaktadır. Bu tezde en önemli sorun olarak görülen düşük hızlardaki kötü performansı, stator direnç düzeltme algoritması kullanarak veya stator direncindeki değişimden etkilenmeyecek yeni bir yöntem kullanarak düzeltmek bundan sonraki çalışmaların amacı olacaktır. Bundan sonraki çalışmalarımızda düşük hızlarda da iyi bir performans sergileyecek yöntemler üzerinde durulacaktır.

KAYNAKLAR

Akın, E., 1994, Stator Akısı Üzerinden Asenkron Motorun Rotor Akısı Alan Yönlendirmesi için Bir Yöntem. Elektrik-Elektronik Anabilim Dalı Doktora Tezi, . F.Ü. Fen Bilimleri Enstitüsü, Elazığ.

Bausch, H., Kanelis, K., Lange, B., Zeng, W., Torque Control of Synchronous and Asynchronous Drives without Mechanical Sensors. Universitat der Bundeswehr. Munchen, Germany.

Ben-brahim, L., Kawamura, A., 1992, A Fully Digitized Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive Using Only Current Sensors, IEEE Trans. On Ind. Elect., Vol 39, No 3, June.

Blaschke, F., 1972, The Principle of Field Orientation as Applied to The New Transvector Closed Loop Control System for Rotating Field Machines. Siemens Rev.

Bose, B.K., Patel, N.R., Rajashekara, K., 1997, A Start-Up Method for a Speed Sensorless Stator-Flux-Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive. IEEE Trans. on Ind. Electronic, Vol. 44, No. 4 August.

Cilia, J., Asher, D.M., Bradley, K.J., 1997, Sensorless Position Detection for Vector Controlled Induction Motor Drives Using an Asymmetric Outer-Section Cage. IEEE Trans. Ind. Applic., Vol 33. pp. 1162-1169, Sept./Oct..

Degner, M.W., Lorenz, R.D., 1998, Using Multiple Saliencies for the Estimation of Flux, Position and Velocity in AC Machines. IEEE Trans. on Ind. Applic. Vol. 34, No. 5, Sept./Oct..

Ferrah, A., Bradley, K.J., Hogben-Laing, P.J., Woolfson, M.S., Asher, G.M., Sumner, M., Cilia, J., Shuli, J., 1998, A Speed Identifier for Induction Motor Drives Using Real-Time Adaptive Digital Filtering. IEEE Trans. on Ind. Applic., Vol. 34, No. 1 February.

Fitzgerald, A.E., 1983, Electrical Machinery. Mc Graw Hill Company.

Hasse, K., 1969, Zur Dynamik Drehzahl geregelter Antriebe Mit Stromrichtergespeisten Asynchronkürschlufermotoren. Dissertation T.H. Darmstadt.

Holtz, J., 1998, Sensorless Position Control of Induction Motors - An Emerging Technology. IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 45, No. 6 December.

Hofmann, H., Sanders, S.R., 1998, Speed-Sensorless Vector Torque Control of Induction Machines Using a Two-Time-Scale Approach. IEEE Trans. on Ind. Applicat., Vol. 35, No. 1, April.

Hurst, K.D., Habetler, T., 1996, Sensorless Speed Measurement Using Current Harmonic Spectral Estimation in Induction Machine Drives. IEEE Trans. on Power Electr., Vol. 11, No. 1 January.

Ilas, C., Bettini, A., Ferraris, L., Griva, G., Profumo, F., 1994, Comparison of Different Schemes without Shaft Sensors for Field Oriented Control Drives. IEEE.

Jansen, P.L., Lorenz, R.B., 1995, Transducerless Position and Velocity Estimation in Induction and Salient Ac Machines. IEEE Trans. Ind. Applic., Vol. 30, pp. 240-247, Mar./April.

Kim, Y., Sul, S., Park, M., 1994, Speed Sensorless Vector Control of Induction Machines Using Extended Kalman Filter. IEEE Trans. on Ind. Applic., Vol. 30, No. 5 September.

Lee, C., Chen, C., 1998, Speed Sensorless, Vector Control of Induction Motor Using Kalman-Filter-Assisted Adoptive Observer. IEEE Trans. on Ind. Electr., Vol. 45, No. 2 April.

Lee, J., Takaharu, T., Matsui, N., 1997, Stator-Flux-Oriented Sensorless Induction Motor Drive for Optimum Low-Speed Performance. IEEE Trans. on Ind. Applic., Vol. 33, No. 5 Sept./Oct..

Lorenz, R.D., Lawson, D.B., 1990, A Simplified Approach to Continuous On-Line Tuning of Field-Oriented Induction Motor Drives. IEEE Trans. on Ind. Applic., Vol. 26, No. 3 May/June..

Marchesoni, M., Segarich, P., Soressi, E., 1997, A Simple Approach to Flux and Speed Observation in Induction Motor Drives. IEEE Trans. on Ind. Elect. Vol. 44, No. 4, August.

Ohtani, T., Takada, N., Tanaka, K., 1992, Vector Control of Induction Motors without Shaft Encoder. IEEE Trans. on Ind. Applic., Vol. 28, No. 1 February .

Ong, C., 1998, Dynamic Simulation of Electric Machinery (Using MATLAB/Simulink). Prentice Hall PTR.

Özer, A.B., Can, H., Akın, E., 2000, Hız Duyargasız Vektör Kontrol Gerçekleştirilmesi. TOK'2000

Ribeiro, L.A.S., Jacobina, C.B., Lima, A.M.N., Oliveira, A.C., 1997, Parameter Sensitivity of MRAC Models Employed in IFO-Controlled AC Motor Drive. IEEE Trans. on Ind. Electr., Vol. 44, No. 4 August.

Schauder, C., 1992, Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers. IEEE Trans. on Ind. Applic., Vol. 28, No. 5 September.

Soto, G.G., Mendes, E., Razek, A., 1999, Reduced-Order Observers for Rotor Flux, Rotor Resistance and Speed Estimation for Vector Controlled Induction Motor Drives Using the Extended Kalman Filter Technique. IEEE Power Elect. Power Applic., Vol. 146, No. 3 May.

Umanand, L., Bhat, S.R., 1995, Online Estimation of Stator Resistance of an Induction Motor for Speed Control Applications. IEEE Power Elect. Power Appl., Vol. 142, No. 2 March.

Vas, P., 1993, Parameter Estimation, Condition Monitoring and Diagnosis of Electrical Machines. Clarendon Press, Oxford.

Wolbank, M., High Dynamic Low Frequency of the Flux Angle in Field Oriented Control of Induction Motors without Speed and Position Sensor. Thesis, A-1040, University of Technology, Vienna, Austria.

EK A. oęullama Devresi

Bu bölümde ilk olarak elimizde bulunan encoderin hassasiyetini artırmak için kullandığımız çoğullayıcı entegre ve sistemimizde nasıl kullanıldığı hakkında bilgi verilecek.

Quadrature Decoder/Counter Interface Ics (Dört ile oęullayan entegre)
(HCTL-2000,HCTL-2016,HCTL-2020)

zellikleri:

- Encoder ile mikroişlemci arasında arabirimdir.
- 14 MHz ile çalışabilir.
- Dört ile çoęullar.
- Gürültüye karşı yüksek duyarlılığı vardır. Schmitt-Trigger girişli dijital gürültü filtresi vardır.
- 12 veya 16 bitlik ileri/geri sayabilen sayıcısı vardır.
- Mandallı çıkışlara sahiptir.

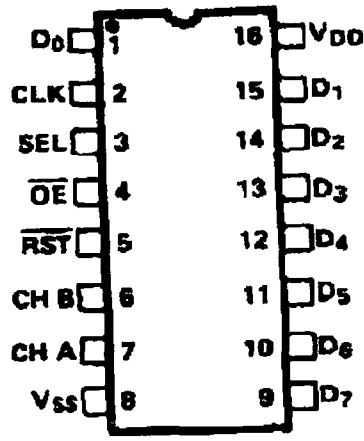
Tanımlanması

HCTL-2016 entegresi dörtleyici decoder, sayıcı ve arabirim yolu fonksiyonlarını yerine getirmek için kullanılır. Bu entegre sistem performansını geliştirmek için dizayn edilmiştir. Dijital kapalı çevrim hareket kontrol sistemlerinde ve dijital bilgi giriş sistemlerinde fazla bir maliyet getirmeden basit bir donanımla bu oğullamayı sağlar. Schmitt-Trigger CMOS girişleri ve giriş gürültü filtresi gürültülü ortamlarda sağlıklı olarak çalışmasını sağlar. 16 bitlik bir sayıcıya sahiptir. 14 MHz frekansa kadar ve –40 ile +85 derece sıcaklıkları arasında çalıştırılabilir.

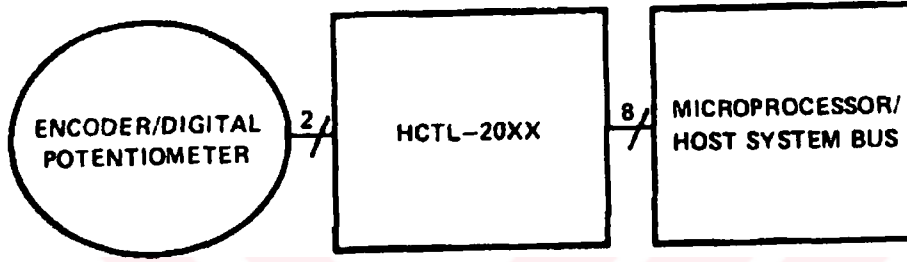
Uygulama Alanları

Encoder ile mikroişlemci arasında arabirim görevi görür.

Dijital data giriş yolları ile dijital potansiyometre arasında arabirimdir.



HCTL-2016 Entegresinin bacak bağlantıları



Çoğullama devresinin blok şeması

Sistemimizin hızını ölçmek için elimizde mevcut bulunan encoder'ın 1 devirde verdiği pulse sayısı 228'dir. Bu yapacağımız çalışmalarda istenilen hassasiyeti vermemektedir. Bu yüzden encoder'dan aldığımız bilginin hassasiyetini artırmak için HCTL-2016 entegresi kullanılmıştır. Bu entegre encoder çıkışını 4 ile çoğullayarak hassasiyetini 4 kat artırmaktadır ve 1 devirde verdiği pulse sayısı 912'ye ulaşmaktadır. Ölçüm yaparken yapacağımız hata oranı 1/228'den 1/912'ye kadar düşürülmüştür. Böylece elimizde yaklaşık olarak 1devirde 1000 pulse veren encoder'e yakın sonuç veren bir sistem oluşturuldu.

Bilindiği gibi encoder'ın A , B ve Z uçları bulunmaktadır. Z ucu her bir devirde bir pulse göndererek bir bakıma reset yapmaktadır. A ve B uçları ise birbiri ile aynı peryotta fakat biri diğerinden 90 derece ileri olan iki pulse şeklindedir. A , B'den 90 derece ileri de ise motor bir yönde dönüyorsa , B ,A'dan 90 derece ileri de ise motorun diğer duruma göre ters yönde döndüğü belirlenir. Kullandığımız HCTL-2016 dört ile çoğullayıcı entegresi ise A ve B'nin tüm yükselen ve düşen kenarlarında bir artan sayıcıya sahiptir. Böylece A'nın bir pulse iki yükselen (A ve B için) ve iki alçalan (A ve B için) kenarı sayarak dört katına çıkar ve böylelikle dört ile çoğullanır . Şayet motorun yönü ters çevrilirse yani B , A'dan 90 derece ileri de olursa bu defa entegredeki sayıcı birer artarak değilde birer azalarak saymaya devam eder.

EK B. Birinci deneyi gerçekleştiren C programı

```
#include "brtenv.h"
#include "math.h"
#define TS 40.0e-6
#define TS1 40.0e-3
float a,b,c,d;
float rs=2.75;
float xss=0.23975;
float sig=0.10826;
float Lm=0.3264;
float isdref,isqref=0,isdsrc,issqr,issar,issbr,isscr,issa,issb,issc;
float sintet=0;
float costet=1;
float t=0;
float ibb=0;
float fia,fib,fialfa,fibeta,fi;
float vsa,vsb,A1,B1;
float e1=0;
float b2=0;
float etop=0;
float btop=0;
float pi=3.141592654;
float kd=14;
float fialfa1,fibeta1,hiz,hiz0,hiz1;
int err = 0;
float udc=556;
float usa,usb;
float akie1=0;
float akib2=0;
float akietop=0;
float akibtop=0;
float akiA1,akiB1,akifia,akifib;
float hata=0;
float n=0;
float max=0,min=0;
float wk,say,rpm=0;
int s=0;
float rpmref=1200,er=0,rpmki=0.003,rpmkp=0.0025;
unsigned long count0;
volatile int *error = (int *) (DP_MEM_BASE + DP_MEM_SIZE - 1);
void isr_t0()
{
    ds1102_ad_start();
    service_trace();
    isdref=3;
    if (t>=1) rpmref=150; /*hız referans değeri altı deney için ayrı ayrı yazılmıştır*/
    if (t>=7) rpmref=-150;
    if (t>=13) rpmref=150;
```

```

isdsr=(-isqref*sintet)+(isdref*costet);
isqsr=(isqref*costet)+(isdref*sintet);
isar=isdsr;
isbr=(-0.5*isdsr)+(0.866025403*isqsr);
iscr=(-0.5*isdsr)+(-0.866025403*isqsr);
isa=5.475*ds1102_ad(1);
isb=5.795*ds1102_ad(2);
vsa=861.6*ds1102_ad(3);
vsb=861.6*ds1102_ad(4);
isc=-(isa+isb);
if (isa<(isar-ibb)) a=1;
if (isa>(isar+ibb)) a=0;
if (isb<(isbr-ibb)) b=1;
if (isb>(isbr+ibb)) b=0;
if (isc<(iscr-ibb)) c=1;
if (isc>(iscr+ibb)) c=0;
d=(4*a+2*b+c)*256;
ds1102_p14_pin_io_write(d);
usa=udc*(0.6666666*a-0.3333333*b-0.3333333*c);
usb=udc*(0.6666666*b-0.3333333*a-0.3333333*c);
akiA1=(usa-isa*rs)-kd*akietop;
akietop=akiel+akiA1*TS;
akiel=akietop;
akifia=akietop-sig*xss*isa;
akiB1=(usb-isb*rs)-kd*akibtop;
akibtop=akib2+akiB1*TS;
akib2=akibtop;
akifib=akibtop-sig*xss*isb;
fialfa1=fialfa;
fibeta1=fibeta;
wk=((.5*isqref)/(0.2397*isdref));
fialfa=akifia;
fibeta=(0.577350269*akifia+1.154700538*akifib);
fi=sqrt(fialfa*fialfa+fibeta*fibeta);
costet=fialfa/fi;
sintet=fibeta/fi;
hiz=((fialfa1*fibeta)-(fibeta1*fialfa))/(fi*fi*TS))-10*hiz0;
hiz0=(hiz0+hiz*TS);
hiz1=48*(hiz0+wk);
if (t<1)
{
costet=1;
sintet=0;
akiel=isdref*Lm;
akib2=-0.5*isdref*Lm;
}
t=t+TS;
s=s+1;
if (s>25 & t>1)
{

```

```

    s=0;
    er=rpmref-hiz1;
    hata=hata+er*TS*25;
    isqref=hata*rpmki+er*rpmkp;
    if (isqref>4) isqref=4;
    if (isqref<-4) isqref=-4;
    }
}

    void isr_t1()
    {
        begin_isr_t1(*error);
        say=ds1102_inc(2);
        rpm=6578947*say;
        ds1102_inc_clear_counter(2);
        end_isr_t1();
    }

void main()
{
    *error = NO_ERROR;
    init();
    start_isr_t0(TS);
    start_isr_t1(TS1);
    ds1102_inc_clear_counter(2);
    ds1102_p14_pin_io_init(11100000000);
    isqref=0;
    while(1)
    {
    }
}

```

EK C. İkinci deneyi gerçekleştiren C programı

```
#include "brtenv.h"
#include "math.h"
#define TS 40.0e-6
#define TS1 40.0e-3
float a,b,c,d;
float rs=2.75;
float xss=0.23975;
float sig=0.10826;
float Lm=0.3264;
float isdref,isqref,idsr,isqsr,isar,isbr,iscr,isa,isb,isc;
float sintet=0;
float costet=1;
float t=0;
float ibb=0;
float fia,fib,fialfa,fibeta,fi;
float vsa,vsb,A1,B1;
float e1=0;
float b2=0;
float etop=0;
float btop=0;
float pi=3.141592654;
float kd=14;
float fialfa1,fibeta1,hiz,hiz0,hiz1;
int err = 0;

float udc=556;
float usa,usb;
float akie1=0;
float akib2=0;
float akietop=0;
float akibtop=0;
float akiA1,akiB1,akifia,akifib;
float hata=0;
float n=0;
float max=0,min=0;
float wk,say,rpm=0;
unsigned long count0;
volatile int *error = (int *) (DP_MEM_BASE + DP_MEM_SIZE - 1);
void isr_t0()
{
    ds1102_ad_start();
    service_trace();
    isdref=3;
    if (t>=1) isqref=2;          /*moment referans değeri dört deney için ayrı ayrı yazılmıştır*/
    if (t>=7) isqref=-2;
    if (t>=13) isqref=2;
    idsr=(-isqref*sintet)+(isdref*costet);
```

```

isqsr=(isqref*costet)+(isdref*sintet);
isar=idsr;
isbr=(-0.5*idsr)+(0.866025403*isqsr);
iscr=(-0.5*idsr)+(-0.866025403*isqsr);
isa=5.475*ds1102_ad(1);
isb=5.795*ds1102_ad(2);
vsa=861.6*ds1102_ad(3);
vsb=861.6*ds1102_ad(4);
isc=-(isa+isb);
if (isa<(isar-ibb)) a=1;
if (isa>(isar+ibb)) a=0;
if (isb<(isbr-ibb)) b=1;
if (isb>(isbr+ibb)) b=0;
if (isc<(iscr-ibb)) c=1;
if (isc>(iscr+ibb)) c=0;
d=(4*a+2*b+c)*256;
ds1102_p14_pin_io_write(d);
usa=udc*(0.6666666*a-0.3333333*b-0.3333333*c);
usb=udc*(0.6666666*b-0.3333333*a-0.3333333*c);
akiA1=(usa-isa*rs)-kd*akietop;
akietop=akiel+akiA1*TS;
akiel=akietop;
akifia=akietop-sig*xss*isa;
akiB1=(usb-isb*rs)-kd*akibtop;
akibtop=akib2+akiB1*TS;
akib2=akibtop;
akifib=akibtop-sig*xss*isb;
fialfa1=fialfa;
fibeta1=fibeta;
wk=((.5*isqref)/(0.2397*isdref));
fialfa=akifia;
fibeta=(0.577350269*akifia+1.154700538*akifib);
fi=sqrt(fialfa*fialfa+fibeta*fibeta);
costet=fialfa/fi;
sintet=fibeta/fi;
hiz=((fialfa1*fibeta)-(fibeta1*fialfa))/(fi*fi*TS))-10*hiz0;
hiz0=(hiz0+hiz*TS);
hiz1=48*(hiz0+wk);
if (t<1)
{
costet=1;
sintet=0;
akiel=isdref*Lm;
akib2=-0.5*isdref*Lm;
}
t=t+TS;
}

void isr_t1()
{
begin_isr_t1(*error);

```

```
    say=ds1102_inc(2);
    rpm=6578947*say;
    ds1102_inc_clear_counter(2);
    end_isr_t1();
}
void main()
{ *error = NO_ERROR;
  init();
  start_isr_t0(TS);
  start_isr_t1(TS1);
  ds1102_inc_clear_counter(2);
  ds1102_p14_pin_io_init(11100000000);
  isqref=0;
  while(1)
  {
  }
}
```

