

TC.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

150145

**ASENKRON MOTORUN KAYMA MOD ALGILAYICISIZ
HIZ KONTROLÜ**

Korhan KAYIŞLI

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK-BİLGİSAYAR ANABİLİM DALI**

ELAZIĞ, 2004

TC.
FIRAT ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

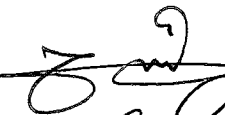
ASENKRON MOTORUN KAYMA MOD ALGILAYICISIZ
HIZ KONTROLÜ

Korhan KAYIŞLI

YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK-BİLGİSAYAR ANABİLİM DALI

Bu tez, 23.08.2004... tarihinde aşağıda belirtilen jüri tarafından oybirliği/oyçokluğu ile başarılı/başarısız olarak değerlendirilmiştir.

Danışman : Doç.Dr.Hanifi GÜLDEMİR 

Üye : Yrd. Doç. Dr. Zafer AYDOĞMUŞ 

Üye : Yrd. Doç. Dr. Mehmet GÖKALP 

Üye :

Bu tezin kabulü, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu' nun 24.08.2004 tarih ve 34/2 sayılı kararıyla onaylanmıştır.

TEŐEKKÖR

Öncelikle, bu tezin hazırlanmasında çok büyük yardımlarını gördüğüm danışman hocam, Sayın Doç. Dr. Hanifi GÖLDEMİR' e sabrından ve anlayışından ötürü, çalışmalarım da yardımlarını benden esirgemeyen değerli hocalarım Cafer Bal ve Beşir DANDİL' a ve bugünlere gelmemde en büyük destekçim olan aileme teşekkürlerimi sunarım.



İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR	
İÇİNDEKİLER.....	I
ŞEKİL LİSTESİ.....	III
TABLO LİSTESİ.....	V
SİMGELER.....	VI
ÖZET.....	VIII
ABSTRACT.....	IX
1. GİRİŞ.....	1
2. ASENKRON MOTORLAR	4
2.1. Asenkron Motorların Sınıflandırılması.....	5
2.1.1. Faz Sayısına Göre ASM' ler.....	5
2.1.2. Kullanım Amaçlarına Göre ASM' ler.....	5
2.1.3. Rotor Oluğu Şekline Göre ASM' ler.....	5
2.1.4. Üç Fazlı ASM' nin Çalışma Prensipleri.....	6
3. ASENKRON MOTORUN DİNAMİK MODELİ VE EKSENLER ARASI DÖNÜŞÜMLER.....	9
3.1. abc- $\alpha\beta$ Eksenleri Arasındaki Dönüşüm.....	10
3.2. $\alpha\beta$ -dq Eksenleri Arasındaki Dönüşüm.....	10
3.3. $\alpha\beta$ Sabit Eksen Takımında Asenkron Motor Modeli.....	11
3.4. dq Döner Eksen Takımında Asenkron Motor Modeli.....	12
4. ASENKRON MOTORLARDA HIZ KONTROL YÖNTEMLERİ.....	13
4.1. Algılayıcısız Asenkron Motor Sürücüleri.....	18
4.1.1. Algılayıcısız Kontrol Yöntemleri.....	19
4.1.1.1. Stator Modeli Tabanlı Rotor Akısı Yönlendirme.....	19
4.1.1.2. Kalman Filtresi Tabanlı Rotor Akı Gözetleyicisi.....	19
4.1.1.3. Zıt EMK (Elektromanyetik Kuvvet) Tabanlı Kestirim.....	19
4.1.1.4. Kayma Mod Kontrol Tabanlı Rotor Akı Gözetleyicisi.....	20
4.1.1.5. Kayma Mod Doğrusal Olmayan Gözetleyici.....	20

4.2.	Asenkron Motorların Kontrolündeki Sorunlar.....	21
5.	KAYMA MOD KONTROL.....	22
5.1.	Kayma Mod Kontrol Yöntemi.....	22
5.1.1.	Kayma Yüzeyi.....	23
5.1.2.	Lyapunov Kararlılık Analizi.....	26
6.	HIZ GÖZETLEYİCİ VE KONTROLÜ.....	28
6.1.	Rotor Hızı ve Rotor Akısı için KM Gözetleyici Yaklaşımı.....	28
6.2.	Rotor Hızı Ve Rotor Akısı İçin Diğer Bir Gözetleyici Yaklaşımı.....	34
6.2.1.	Matris Formda Asenkron Motor Dinamik Modeli ve Kayma Mod Fonksiyonları.....	34
6.2.1.1.	Akım Gözetleyici.....	35
6.2.1.2.	Rotor Hızı ve Rotor Akısı Kestirimi.....	36
7.	ASENKRON MOTORUN KAYMA MOD GÖZETLEYİCİLİ ALGILAYICISIZ HIZ KONTROLÜ.....	44
8.	SONUÇLAR.....	57
	KAYNAKLAR.....	58
	ÖZGEÇMİŞ.....	60

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1 ASM' nin dq Eksen Takımında Eşdeğer Devreleri	7
Şekil 3.1. Eksenler Arası Dönüşüm.....	9
Şekil 5.1. Kayma Doğrusu.....	26
Şekil 6.1. Simulinkte Oluşturulan Gözetleyicinin Açık Çevrim Gösterimi	31
Şekil 6.2. Simulinkte Oluşturulan Gözetleyicinin Yapısı.....	32
Şekil 6.3. Gerçek Hız ve Gözetlenen Hız	33
Şekil 6.4. Gözetleyicide Eşitliğinde Kullanılan s_n Kontrol Yüzeyi.....	33
Şekil 6.5. KM Akı ve Hız Gözetleyici Blok Diyagramı	38
Şekil 6.6. Simulinkte Oluşturulan Gözetleyicinin Açık Çevrim Gösterimi	39
Şekil 6.7. Oluşturulan Gözetleyici Bloğu	39
Şekil 6.8. Oluşturulan Rotor Hızı Kestirimi Bloğu	40
Şekil 6.9. Oluşturulan Akım Gözetleyici ve KM Fonksiyon Bloğu	41
Şekil 6.10. Gerçek ve Gözetlenen Akımlar	42
Şekil 6.11. Akım Kestirim Hatası	42
Şekil 6.12. Gerçek ve Gözetlenen Hız	43
Şekil 7.1. KM Gözetleyicili ASM Hız Kontrol Sistemi Simulink Diyagramı.....	48
Şekil 7.2. Gözetlenen hız ve motor hızı.....	49
Şekil 7.3. a) Gözetlenen stator akımı ve motor stator akımı α -bileşeni.	49
b) 0.6115-0.6125 sn arasında gözetlenen akım ve motor akımı α -bileşeni.....	49
Şekil 7.4. a) Gözetlenen stator akımı ve motor stator akımı β -bileşeni.....	50
b) 0.6115-0.6125 sn arasında gözetlenen akım ve motor akımı β -bileşeni.....	50
Şekil 7.5. a) Gözetlenen rotor akısı ve motor rotor akısı α -bileşeni.....	50
b) 0.246-0.256 sn arasında gözetlenen akı ve motor akısı α -bileşeni.....	50
Şekil 7.6. a) Gözetlenen rotor akısı ve motor rotor akısı β -bileşeni.....	51
b) 0.220-0.229 sn arasında gözetlenen akı ve motor akısı β -bileşeni.....	51
Şekil 7.7. a) +/-50 rad/sn kare dalga referans hıza karşı, gözetleyici hızı ve motor hızı cevabı..	52
b) +/-50 rad/sn kare dalga referans hızda, motorun a,b,c akımları değişimi.....	52
c) +/-50 rad/sn kare dalga referans hızda, motor momenti değişimi.....	52

Şekil 7.8. a) ± 50 rad/sn kare dalga referans hızın bir peryotluk hareketine karşı, gözetleyici hızı ve motor hızı cevabı.....	53
b) ± 50 rad/sn kare dalga referans hızın bir peryotluk hareketinde, motorun a,b,c akımları değişimi.....	53
c) ± 50 rad/sn kare dalga referans hızın bir peryotluk hareketinde, motor momenti değişimi.....	53
Şekil 7.9. a) ± 100 rad/sn kare dalga referans hızı karşı, gözetlenen hız ve motor hızı cevabı.....	54
b) ± 100 rad/sn kare dalga referans hızda, motorun a,b,c akımları değişimi.....	54
c) ± 100 rad/sn kare dalga referans hızda, motor momenti değişimi.....	54
Şekil 7.10. a) ± 100 rad/sn kare dalga referans hızın bir peryotluk hareketine karşı, gözetleyici hızı ve motor hızı cevabı.....	55
b) ± 50 rad/sn kare dalga referans hızın bir peryotluk hareketinde, motorun a,b,c akımları değişimi.....	55
c) ± 50 rad/sn kare dalga referans hızın bir peryotluk hareketinde, motor momenti değişimi.....	55
Şekil 7.11. a) Kademeli olarak artırılan referans hız değerine karşı, gözetleyici hızı ve motor hızı cevabı.....	56
b) Kademeli olarak artırılan referans hız değerinde, motorun akımları değişimi.....	56
c) Kademeli olarak artırılan referans hız değerinde, motor momenti değişimi.....	56
Şekil 7.12. 1 ve 2 sn. arasında motora sabit yük momenti uygulandığında, gözetleyici hızı ve motor hızı.....	57

TABLO LİSTESİ

Tablo	Sayfa
Tablo 2.1. ASM Eşitliklerinde Kullanılan Parametreler ve Açıklamaları	8



SİMGELER

A	: Sistem dinamiklerini ifade eden matris ($n \times n$ boyutlu)
B	: Sistem girişine bağlı dimaikleri ifade eden matris ($n \times m$ boyutlu)
C	: Sistem çıkışlarının durumlarına bağımlı kısmı ifade eden matris ($n \times m$ boyutlu)
e_i	: Kestirilen çıkış ile gerçek değer arasındaki fark (hata)
i_{rd}	: Rotor akımı d bileşeni
i_{rq}	: Rotor akımı q bileşeni
i_{sd}	: Stator akımı d bileşeni
i_{sq}	: Stator akımı q bileşeni
$i_{s\alpha}$	: Stator akımı α bileşeni
$i_{s\beta}$	: Stator akımı β bileşeni
J	: Eylemsizlik momenti
K	: Gözetleyici kazanç matrisi
L_{ir}	: Rotor kazanç endüktansı
L_{is}	: Stator kazanç endüktansı
L_m	: Ortak endüktans
L_r	: $L_{ir} + L_m$
L_s	: $L_{is} + L_m$
N_p	: Motor kutup sayısı
R_r	: Rotor direnci
R_s	: Stator direnci
T_e	: Endüklenen moment
V_{rd}	: Rotor gerilimi d bileşeni
V_{rq}	: Rotor gerilimi q bileşeni
V_{sd}	: Stator gerilimi d bileşeni
V_{sq}	: Stator gerilimi q bileşeni
$V_{s\alpha}$	: Stator gerilimi α bileşeni
$V_{s\beta}$	: Stator gerilimi β bileşeni
u	: Giriş değişkenleri vektörü
$\tilde{x}$	: Gözetleyici çıkışı
y	: Sistem çıkış değişkenleri vektörü
τ	: Alçak geçiren filtre zaman sabiti
ω	: Motor mil hızı (rad/sn)
ω_r	: Rotor hızı (rad/sn)

ω_s	: Stator hızı (rad/sn)
Ψ_{rd}	: Rotor akısı d bileşeni
Ψ_{rq}	: Rotor akısı q bileşeni
Ψ_{sd}	: Stator akısı d bileşeni
Ψ_{sq}	: Stator akısı q bileşeni
Ψ_α	: Rotor akısı α bileşeni
Ψ_β	: Rotor akısı β bileşeni



ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

ASENKRON MOTORUN KAYMA MOD ALGILAYICISIZ HIZ KONTROLÜ

Korhan KAYIŞLI

Fırat Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Anabilim Dalı
Sayfa : 60; 2004

Elektrik sürücülerinin modern endüstriyel uygulamaları özellikle hız ve konum kontrolü içeren uygulamalar, sürücü düzeneğinin istenen referansa çok hızlı ve doğru bir şekilde cevap vermesini gerektirmektedir. Elektrik makinelerinin manyetik zaman sabitinin çok büyük olması yük momentindeki değişiklerin makinedeki manyetik alanı etkilememesini gerekli kılmaktadır. Bu çalışmada kontrol girişleri hata dinamiğinin, durum vektörünü herhangi bir başlangıç değerinden kayma yüzeyine ulaştırdığı ve kayma yüzeyine ulaştıktan sonra hata vektörünün orijine yakınsadığı gösterilmiştir.

Kayma mod kontrol özellikle doğrusal olmayan sistemlere uygulanmaktadır. Bu kontrol yöntemindeki temel amaç, hatayı anahtarlama yüzeyi veya kayma yüzeyine itmek ve bu yüzeyde tutmaktır. Bu durumda sistem kayma modundadır ve dış bozuculardan veya modelleme hatalarından etkilenmez.

Asenkron motorların algılayıcısız hız kontrol yöntemleri araştırılmıştır ve bu yöntemlerin birbirlerine göre avantajları ve dezavantajları incelenmiştir. Asenkron motorların algılayıcısız hız denetimini gerçekleştiren simulasyon programları geliştirilmiştir. Deneysel çalışma için gerekli donanımına sahip olmadığımızdan ve maliyeti yüksek olduğundan simulasyon çalışmalarına ağırlık verilmiştir.

ANAHTAR KELİMELER : Asenkron Motor Hız Kontrolü, Algılayıcısız Hız Kontrolü, Kayma Mod Kontrol, Kayma Mod Hız Gözetleyici

ABSTRACT

MASTER THESIS

SPEED CONTROL OF ASYNCHRONOUS MACHINES WITH SLIDING MODE WITHOUT SENSOR

Korhan KAYISLI

Firat University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical Education

2003, Page: 60.

The modern industrial applications of the electrical driver, especially the applications including the control of speed and position have required the driving mechanism gives response quickly and correctly for the desired reference value. That the magnetic time constant of the electrical machines are very big, has required the variations in the load moment effect the magnetic field in the machine. In this study, it has been shown that the fault dynamics of the control inputs have been reached the state space from any point value to sliding surface and after reaching sliding surface, the fault space converges to the origin.

The sliding mode control especially is applied to nonlinear systems. The main objective in this control method is to push the fault to switching or sliding surface and to hold in this surface. Then the system is sliding mode and don't be effected disturbances or the modeling fault.

The methods of the speed sensorless control of the induction machines have been investigated and the advantages and disadvantages of these methods have been demonstrated. Then the simulation programs which perform the speed sensorless control of the induction machines have been enhanced. Only simulations have been performed because we have not hardware which necessitate for experimental applications and its cost is more expensive.

Keywords : Asynchronous Machine, speed control, speed sensorless control, sliding mod Control, sliding mode speed observer

1. GİRİŞ

Elektrik sürücülerinin modern endüstriyel uygulamaları özellikle hız ve konum kontrolü içeren uygulamalar, sürücü düzeneğinin istenen referansa çok hızlı ve doğru bir şekilde cevap vermesini gerektirmektedir. Elektrik makinelerinin manyetik zaman sabitinin çok büyük olması yük momentindeki değişikliklerin makinedeki manyetik alanı etkilememesini gerekli kılmaktadır. Doğru akım makinelerinin yapıları gereği alan ve moment ayarı birbirinden bağımsız olarak yapılabildiğinden değişken hızlı sürücü düzeneklerinde yaklaşık 15 yıl öncesine kadar doğru akım (DA) motorları kullanılmaktaydı. Ancak güç elektroniği ve yarı iletken teknolojisindeki gelişmeler alternatif akım (AA) motorlarının geniş sınırlar içerisinde hız ayarlarının yapılabilmesini mümkün kılmış ve basitliği, ucuzluğu, kayan kontakların olmaması, sağlamlığı ve bakım gerektirmeme gibi özellikleri nedeniyle değişken hızlı sürücü sistemlerinde AA motorları, DA motorlarına tercih edilmeye başlamıştır.

Elektronik anahtarlama güç dönüştürücülerinin geliştirilmesi, AA motor sürücüleri için yeni bir çağ açmış ve değişken hızlı asenkron motor sürücü sistemlerinin kontrolü için birçok yöntem geliştirilmeye başlamıştır.

Alternatif akım sürücülerinin momentleri sabit olmak şartıyla frekansları değiştirilerek hız kontrolü açık çevrimli olarak yapılabilmektedir. Ancak açık çevrimli kontrolde, yük momentindeki değişimler motor hızında değişimlere sebep olmakta dolayısıyla dinamik performans düşüklüğü ve salınımlar gibi problemler oluşmaktadır.

Sürücü sistemi hızlı dinamik cevap ve hassas hız kontrolü yapılmasını gerektirdiğinden açık çevrimli kontrol yetersiz kalmaktadır. Bu durumda sistemin kapalı çevrimli kontrolünün yapılması gerekmektedir.

Sürücü düzeneğinin yüksek performansa sahip olması için asenkron motorun alan yönlendirmeli kontrolü yapılır. Alan yönlendirmeli kontrol, asenkron motoru sabit uyarımlı bir doğru akım motoruna benzeterek, momentin birbirinden bağımsız olarak denetlenebilen bileşenlerden oluşturulmasını sağlamaktadır. Böylece asenkron motor serbest uyarımlı bir DA motoru gibi kontrol edilmektedir. Alan yönlendirmeli kontrol ile asenkron motor sürücüleri, yüksek performanslı uygulamalarda, DA motorlarıyla yarışmaya başlamıştır.

Kapalı çevrimli kontrolün yapılabilmesi için sürücü düzeneği hız geri beslemesini gerektirmektedir. Bu geri besleme genellikle rotor miline bağlanan mekanik bir hız algılayıcısından sağlanmaktadır. Ancak yüksek hızlı uygulamalarda hız algılayıcısını miline bağlamak mümkün olmamaktadır. Yapılan araştırmalar motorun miline bağlanan bu hız

algılayıcısını çıkartarak kontrol sisteminin performansını artırmayı amaçlamaktadır. Böylece sürücü sisteminin maliyeti düşürülür, bakımı azalır ve sağlamlığı ile güvenilirliği artırılmış olur. Bu tür sisteme algılayıcısız hız kontrol sistemi denilmektedir.

Algılayıcısız sürücü düzeneği ya da algılayıcısız hız kontrol sistemi mekanik sensör ya da algılayıcılardan oluşabilecek problemlerin önüne geçilmesini sağlamış olur. Ancak kapalı çevrimli kontrol için hız bilgisi gerekli olduğundan, araştırmalar mekanik algılayıcıların yerini alabilecek, aynı zamanda dinamik performansı etkilemeyecek hız gözetleyicisi ya da kestiricilerinin geliştirilmesi yönüne kaymıştır.

Algılayıcısız sürücü denetiminin konusu, rotor hızının ölçülmesi yerine, kolaylıkla ölçülebilen motor terminal büyüklükleri, hat akımı ve geriliminden tahmin edilerek hız denetleyicisine geri besleme sinyali olarak kullanılmasını inceler. Bu konuda birçok yeni araştırma yapılmakta ve değişik teknikler geliştirilmektedir. Bu tekniklerden bir tanesi de Kayma Mod Kontrol (KMK) tekniğidir.

KMK' lı kontrol ilk olarak 1960' lı yıllarda Rus bilim adamı Emelyenov tarafından ikinci dereceden bir sisteme uygulanmıştır. Bu çalışmada kontrol girişleri hata dinamiğinin, durum vektörünü herhangi bir başlangıç değerinden kayma yüzeyine ulaştırdığı ve kayma yüzeyine ulaştıktan sonra hata vektörünün orijine yakınsadığı gösterilmiştir. Daha sonra yapılan çalışmalar KMK yönteminin ikinci dereceden daha yüksek dereceli sistemlere de uygulanabileceğini ortaya koymuştur.

KMK özellikle doğrusal olmayan sistemlere uygulanmaktadır. Bu kontrol yöntemindeki temel amaç, hatayı anahtarlama yüzeyi veya kayma yüzeyine itmek ve bu yüzeyde tutmaktır. Bu durumda sistem kayma modundadır ve dış bozucu ve/veya modelleme hatalarından etkilenmez.

KMK yöntemi, hem kararlılığı hem de sistem parametre belirsizliklerine karşı dayanıklılığı sağladığından, parametre belirsizlikleri olan birçok sisteme başarı ile uygulanan bir yöntemdir.

KMK yöntemi doğrusal olmayan, değişen parametrelere sahip veya bozucu girişlerin etkisi altında bulunan sistemlerin kontrolünde etkili bir yöntem olması sebebiyle asenkron motorun algılayıcısız hız kontrolü KMK tekniği ile gerçekleştirilmiştir.

Öncelikle asenkron motorların algılayıcısız hız kontrol yöntemleri araştırılmış ve bu yöntemlerin birbirlerine göre avantajları ve dezavantajları incelemiştir.

Asenkron motorların algılayıcısız hız denetimini gerçekleştiren simulasyon programları geliştirilmiştir. Deneysel çalışma için gerekli donanımına sahip olmadığımızdan ve maliyeti yüksek olup temini uzun zaman alacağından simulasyon çalışmalarına ağırlık verilmiştir.

Yapılan tezin, ikinci ve üçüncü bölümünde sırasıyla Asenkron Motorlar hakkında bilgi ile beraber kontrol esnasında kullanılacak olan, Asenkron Motor (ASM) dinamik denklem

takımları ve eksenler arası dönüşümler anlatılmıştır. Dördüncü bölümde ise kullanılmakta olan kontrol yöntemleri incelenmiştir ve bunlar hakkında bilgi verilmiştir. Tezin temelini oluşturan Kayma Mod Kontrol (KMK) yöntemi ise beşinci bölümde anlatılarak sistemlere nasıl uygulandığı gösterilmiştir. ASM' ler, dinamik denklem takımları, dönüşümler, kontrol yöntemleri ve KMK hakkında bilgiler verildikten sonra altıncı bölümde ise KMK yöntemi ile ASM' lerin algılayıcısız hız kontrolünde kullanılabilecek Kayma Mod gözetleyiciler MATLAB-Simulink programı kullanılarak oluşturulmuştur ve simulasyonlar gerçekleştirilerek, sonuçları grafikler halinde belirtilip değerlendirmeleri yapılmıştır. Asenkron motorun, kayma mod gözetleyicili algılayıcısız hız kontrolü ile ilgili simulasyon çalışması yedinci bölümde gerçekleştirilmiştir ve sonuçları grafikler halinde gösterilmiştir.



2. ASENKRON MOTORLAR

Endüstride ve sanayi kuruluşlarında kullanılmakta olan en sağlam, en az arıza veren, en ucuz olan motorlar asenkron motorlardır(ASM). ASM' lere İndüksiyon Makineleri adı da verilmektedir. Senkron makinelerden farklı olmalarının ilk sebebi sabit hızda dönmemeleridir ve bu hız motor olarak çalışmada, senkron hızdan daha azdır. Motora bu ismin verilmesi yani Asenkron Motor denmesinin sebebi budur. ASM' ler bir fazdan başlayarak, çok fazlı olarak imal edilirler. Çoğu mekanda, fabrikalarda, bürolarda bir veya çok fazlı ASM' ler kullanılabilir. ASM' ler başlıca iki kısımdan oluşur;

- 1) Döner kısım olan rotor ve rotor sargıları
- 2) Hareketsiz kısım olan stator ve stator sargıları

ASM' ler, stator sargıları tarafından alınan elektrik enerjisini rotorundan dönme hareketi yaparak mekanik enerjiye dönüştüren, bazı şartlar altında ise, stator sargılarında elektrik enerjisine dönüştüren elektromanyetik makinelerdir. ASM' ler birkaç watt' tan başlayarak 300 MW gücüne kadar üretilmektedirler. Dönme sayıları sabit değildir ama yük bu dönme sayısını az değiştirmektedir.

Makinenin döner kısmı olan rotor sac paketi ile rotor sargılarından oluşur. Bu sac paketi 0.5 mm' lik silisyum saclardan yapılır. Sacların yüzeyleri çok ince bir film tabakası ile yalıtılmıştır. Saclar özel kalıplarla pres altında oluk, dişler ve sıkıştırma cıvata delikleri oluşacak şekilde sac şeritlerinden kesilerek yapılırlar. Saclar bir araya getirilerek pres altında sıkıştırılırlar ve cıvatalar ile bu halde kalması sağlanır.

Makinenin hareketsiz kısmı olan stator, manyetik akıyı ileten stator sac paketi ile stator sargılarından oluşur. Stator paketi iki yükü izole edilmiş 0.5 mm' lik silisyum demir sacların bir araya getirilmesi ve basınç altında sıkıştırılması ile elde edilir. İnce saclar, kalıplar kullanılarak büyük presler yardımı ile işlenip, oluklar ve dişlerle birlikte gereken delikler açılarak üretilirler. Oluklar, uygun kalıplar yardımı ile motorun elektrik karakteristiklerine etkiyen değişik biçimde üretilirler ve bu oluklara, değişik sargı tiplerine göre, bir, iki veya üç fazlı stator sargıları yerleştirilir.

2.1. ASM' lerin Sınıflandırılması

ASM' ler genellikle kullanıldıkları amaca, faz sayısına ve rotor oluğu şekillerine göre üç başlık altında sıralanabilirler.

2.1.1. Faz Sayısına Göre ASM' ler

- 1) Bir fazlı ASM' ler
- 2) İki fazlı ASM' ler
- 3) Üç fazlı ASM' ler

2.1.2. Kullanım Amaçlarına Göre ASM' ler

- 1) Dönme hareketi gerçekleştiren ASM' ler
- 2) Öteleme hareketi gerçekleştiren ASM' ler

2.1.3. Rotor Oluğu Şekline Göre ASM' ler

1) **Rotoru sargılı veya bilezikli ASM' ler** : Rotoru sargılı olan ve sargı uçları dönen bilezik-sabit fırça ile dışarı çıkartılan motorlara Bilezikli ASM adı verilir. Bilezikli ASM' lerin rotorlarında genellikle üç fazlı sargılar mevcuttur. Bu üç fazlı rotor sargıları yıldız şeklinde bağlanır. Yalıtılmış bu sargılar rotor oluklarına yerleştirilir. Üç fazlı rotor sargısının uçları döner mil üzerindeki bileziklere bağlıdır. Bu bileziklerde, yol alma akımını sınırlamak için, yol alma direnci eklenmiştir ve dolayısıyla moment değeri ise artmaktadır. Bu motorun stator faz sayısı üçtür ve rotor faz sayısı da üçtür. Rotor sargı eksenleri arasında 120^0 lik fark ve stator sargı eksenleri arasında 120^0 lik fark mevcuttur. Rotor sargıları, stator sargılarına göre hareket ettiğinden, rotor ve stator faz sargıları arasındaki ortak endüktans, dönme açısı θ ' ya bağlıdır.

2) **Sincap kafesli ASM' ler** : Bu tip motorlara ise sincap kafesli denmesinin sebebi rotorunun kafese benzemesindendir. Bu motorlarda rotorlar bakır veya alüminyumdan imal edilmektedir. Bu tür motorlarda rotordan hiçbir uç çıkmadığı için bu motorun kontrolü sadece statordaki elektrik uçlarından yapılabilir. Motorun özellikle moment karakteristiğine istenilen özelliği vermek için rotorda derin oluklar ve çift oluk kullanılır. Birinci motora derin oluklu ya da derin çubuklu motor ve diğerine de çift kafesli motor adı verilir.

2.2. Üç Fazlı ASM' nin Çalışma Prensibi

Sincap kafesli ve statoru üç fazlı bir ASM' nin statoruna üç fazlı dengeli gerilimler verildiğini düşünelim. Dolayısıyla stator sargılarındaki akımların açısal frekansı ile dönen bir manyetik alan meydana gelecektir. Döner alan rotor sargılarını keser ve sargılarda gerilimler endükler. Endüklenen bu gerilimler her biri bir rotor faz sargısı oluşturan çubuklardan akar. Endüklenen gerilim ve akımların açısal frekansı ω_r ile adlandırılırsa, çok fazlı rotor sargısı, rotora göre ω_r açısal hızı ile dönen bir rotor döner alanı oluşturur. Böylece, ASM' nin hava aralığında açısal dönme hızı ω_s olan bir stator döner alanı ve bir de rotora göre açısal dönme hızı ω_r olan bir rotor döner alanı meydana gelir. Bu bağıntı 2 kutup çiftine göre yazılırsa, aşağıdaki eşitlikler ortaya çıkar.

$$\omega_s = 2\pi f_s = 2\pi \frac{N_p n_s}{60} \quad (2.1)$$

$$\omega_r = 2\pi f_r = 2\pi \frac{N_p n_r}{60} \quad (2.2)$$

$2N_p$ kutuplu makinede θ yerine $N_p\theta$ koymak gerektiğinden ortalama momentin sıfırdan farklı olması için,

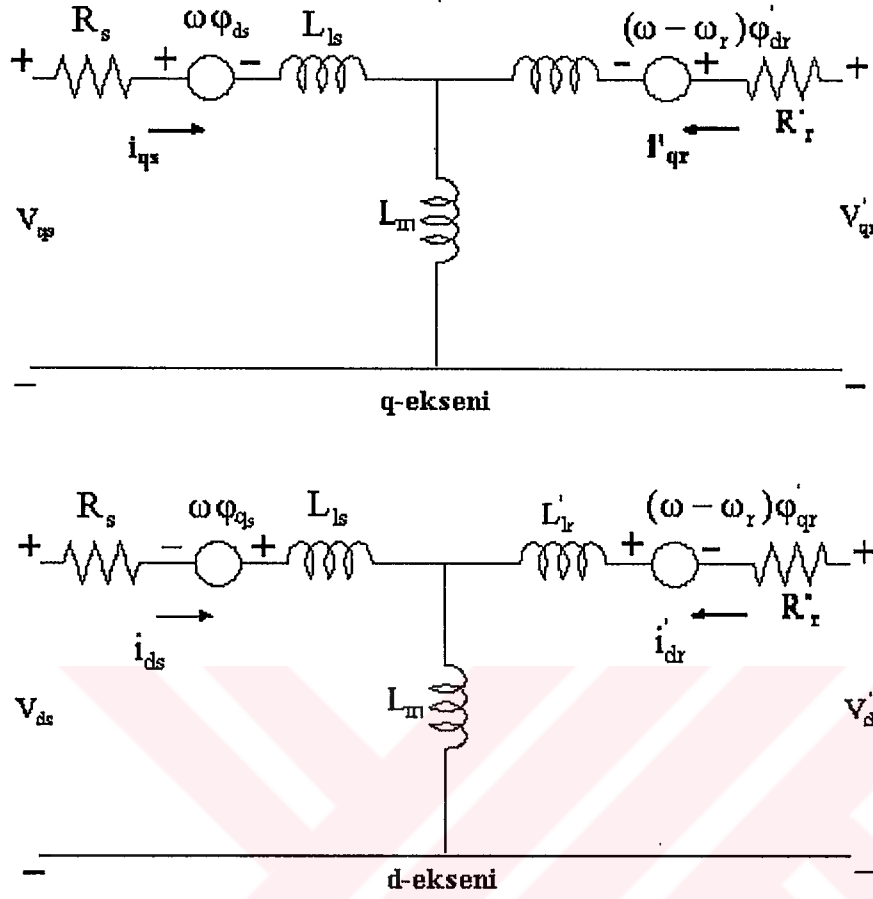
$$\omega = \frac{\omega_s - \omega_r}{N_p} \quad (2.3)$$

şeklinde ifade edilir.

Statorda oluşan döner alan, rotor sargısında gerilimleri endükler. Bunun sonucunda kapalı bir devre oluşturan rotor sargısından akımlar akar. Bu akımlar rotoru döner alan yönünde tahrik ederek rotor devir sayısını döner alan devir sayısına yaklaştırmaya çalışan döndürme momenti meydana gelir. Rotor asla döner alan hızına ulaşamaz çünkü ulaşsa rotor sargısında gerilim endüklenmez. Bu durumda rotoru döner alan yönünde tahrik edecek döndürme momenti endüklenmesine de imkan olmaz. Bu sebepten rotor, döner alana göre daima bir kayma ile döner alanın peşinden gelir. Bu geri kalma olayına kayma adı verilir.

$$n_s - n_r = s \text{ (kayma)} \quad (2.4)$$

ASM eğer senkron hızın üstünde bir dönme hareketi gerçekleştiriyorsa, yani $s < 0$ ise generatör olarak çalışır. $s > 0$ ise döner alana ters yönde döner ve makine frenleme yapar.



Şekil 2.1. ASM' nin dq Eksen Takımında Eşdeğer Devreleri

$$\begin{aligned}
 V_{qs} &= R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega \phi_{ds} \\
 V_{ds} &= R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega \phi_{qs} \\
 V'_{qr} &= R'_r i'_{qr} + \frac{d}{dt} \phi'_{qr} + (\omega - \omega_r) \phi'_{dr} \\
 V'_{dr} &= R'_r i'_{dr} + \frac{d}{dt} \phi'_{dr} - (\omega - \omega_r) \phi'_{qr} \\
 T_e &= 1.5p(\phi_{ds} i_{qs} - \phi_{qs} i_{ds})
 \end{aligned}
 \quad \text{burada} \quad
 \begin{aligned}
 \phi_{qs} &= L_s i_{qs} + L_m i'_{qr} \\
 \phi_{ds} &= L_s i_{ds} + L_m i'_{dr} \\
 \phi'_{qr} &= L'_r i'_{qr} + L_m i_{qs} \\
 \phi'_{dr} &= L'_r i'_{dr} + L_m i_{ds} \\
 L_s &= L_{ls} + L_m \\
 L_r &= L'_{lr} + L_m
 \end{aligned}
 \quad \text{şeklindedir.} \quad (2.5)$$

ASM' nin mekaniksel hareket denklemi ise aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \omega_m &= \frac{1}{2H} (T_e - F\omega_m - T_m) \\ \frac{d}{dt} \theta_m &= \omega_m \end{aligned} \quad (2.6)$$

Tablo 2.1. ASM Eşitliklerinde Kullanılan Parametreler ve Açıklamaları

Parametre	Tanımlama
R_s, L_{ls}	Stator direnci ve sızıntı endüktansı
R'_r, L'_{lr}	Rotor direnci ve sızıntı endüktansı
L_m	Ortak endüktans
L_s, L'_r	Toplam stator ve rotor endüktansları
V_{qs}, i_{qs}	q ekseninde stator gerilimi ve akımı
V'_{qr}, i'_{qr}	q ekseninde rotor gerilimi ve akımı
V_{ds}, i_{ds}	d ekseninde stator gerilimi ve akımı
V'_{dr}, i'_{dr}	d ekseninde rotor gerilimi ve akımı
ϕ_{qs}, ϕ_{ds}	q ve d ekseninde stator akıları
ϕ'_{qr}, ϕ'_{dr}	q ve d ekseninde rotor akıları
ω_m	Rotor açısal hızı
θ_m	Rotor açısal konumu
p	Kutup çifti sayısı
ω_r	Elektriksel açısal hız ($\omega_m \times p$)
θ_r	Elektriksel rotor açısı konumu ($\theta_m \times p$)
T_e	Elektromanyetik moment
T_m	Şaft mekanik momenti
J	Birleştirilmiş rotor ve yük atalet katsayısı
H	Birleştirilmiş rotor ve yük atalet sabiti
F	Birleştirilmiş rotor ve yük sürtünme katsayısı

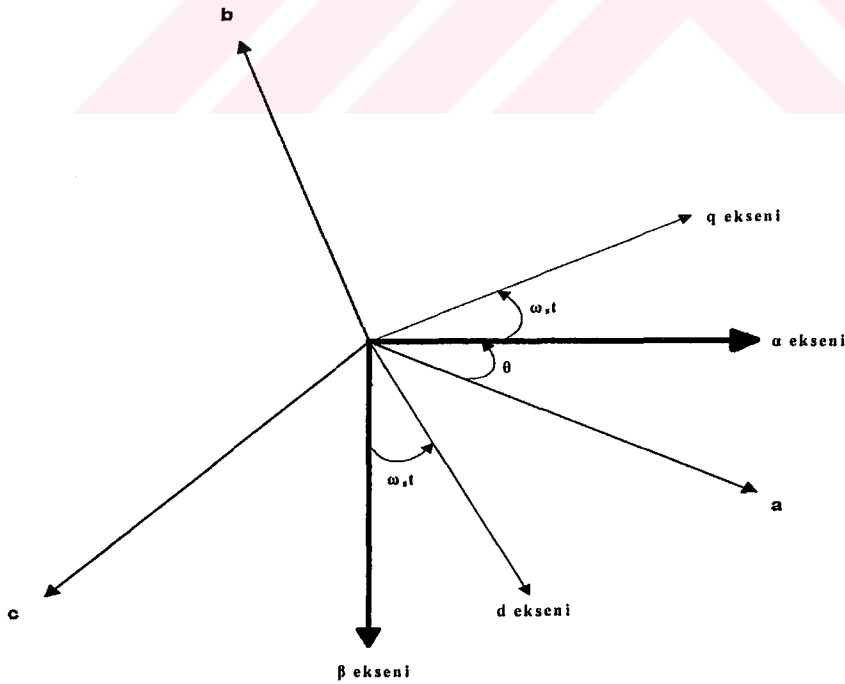
3. ASENKRON MOTORUN DİNAMİK MODELİ VE EKSENLER ARASI DÖNÜŞÜMLER

Sistem davranışını veren matematiksel ifadelerin elde edilmesi işlemine modelleme adı verilir. Böylece istenen belli davranış kriterlerini sağlayabilecek kontrol sistemleri geliştirilebileceği gibi, sistemin çeşitli parametrelere duyarlılığını ve doğrudan ölçülemeyen değişkenlerin davranışlarını belirlemek mümkün olur.

ASM veya İndüksiyon Makinesi olarak adlandırılan sistem, doğrusal olmayan, beşinci dereceden, karmaşık ve dinamik bir yapıya sahiptir. Eğer, güç kaynağı dengeli üç faz ise, modelin oluşturulması için dq teorisi kullanılır. Buna göre, zamanla değişen parametreler elenir, değişken ve parametreler karşılıklı köprülenmiş doğrudan eksen olan (d) ve kuadrattır eksen (q) ile tanımlanır.

Asenkron motorun dq modeli, sabit ya da döner referans çatılarının biriyle açıklanabilir. $\alpha\beta$ referans eksenleri, döner referans çatısında dönerken, sabit referans çatısı da stator üzerine sabitlenmiştir. Döner referans çatısı, senkron hızda hareket ediyor olabilir. Bunun avantajı, sinüsoidal girişe karşılık değişkenlerin DC büyüklükler olarak belirlenmesidir.

abc- $\alpha\beta$ -dq eksen takımları arasındaki dönüşüm Şekil 3.1' de gösterilmektedir.



Şekil 3.1. Eksenler Arası Dönüşüm

3.1. abc-αβ Eksenleri Arasındaki Dönüşüm

Şekil 3.1' in yardımıyla abc eksen takımı ile αβ eksen takımı arasındaki dönüşüm gerçekleştirilir. Gerilim, akım ve akı gibi diğer büyüklüklerde aynı şekilde dönüştürülebilir. Faz gerilimlerini örnek alarak dönüşüm yaparsak, ifademiz matris formda,

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta - 120^\circ) & 1 \\ \cos(\theta + 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 120^\circ) & \cos(\theta + 120^\circ) \\ \sin \theta & \sin(\theta - 120^\circ) & \sin(\theta + 120^\circ) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

şeklinde olur. Burada V_0 sıfır-ardışıl öğedir. Dengeli üç fazlı sistemlerde sıfır-ardışıl öğe yer almaz.

3.2. αβ-dq Eksenleri Arasındaki Dönüşüm

αβ sabit eksenindeki gerilimler Şekil 3.1 yardımıyla, dq senkron hızla dönen eksen takımına dönüştürülürse ifade,

$$V_d^s = V_\alpha \sin \omega_s t + V_\beta \cos \omega_s t \quad (3.3)$$

$$V_q^s = V_\alpha \cos \omega_s t - V_\beta \sin \omega_s t \quad (3.4)$$

$$V_\alpha = V_q^s \cos \omega_s t + V_d^s \sin \omega_s t \quad (3.5)$$

$$V_\beta = -V_q^s \sin \omega_s t + V_d^s \cos \omega_s t \quad (3.6)$$

olarak elde edilir.

3.3. $\alpha\beta$ Sabit Eksen Takımında Asenkron Motor Modeli

$\alpha\beta$ koordinatlarında motor modeli, gözetleyici tasarımı ve kontrol sistemimiz açısından önemlidir ve aşağıdaki gibidir.

$$\frac{di_\alpha}{dt} = \beta\eta\lambda_\alpha + \beta\omega_e\lambda_\beta - \gamma i_\alpha + \frac{1}{\sigma L_s} u_\alpha \quad (3.7)$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = \beta\eta\lambda_\beta + \beta\omega_e\lambda_\alpha - \gamma i_\beta + \frac{1}{\sigma L_s} u_\beta \quad (3.8)$$

$$\frac{d\lambda_\alpha}{dt} = -\eta\lambda_\alpha - \omega_e\lambda_\beta + \eta L_h i_\alpha \quad (3.9)$$

$$\frac{d\lambda_\beta}{dt} = -\eta\lambda_\beta - \omega_e\lambda_\alpha + \eta L_h i_\beta \quad (3.10)$$

$$T_e = \frac{3N_r}{2} \frac{L_h}{L_r} (i_\beta\lambda_\alpha - i_\alpha\lambda_\beta) \quad (3.11)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_L) \quad (3.12)$$

- burada;
- u_α, u_β = $\alpha\beta$ koordinatlarındaki stator voltajları
 - i_α, i_β = $\alpha\beta$ koordinatlarındaki stator akımları
 - $\lambda_\alpha, \lambda_\beta$ = $\alpha\beta$ koordinatlarındaki rotor akı bileşenleri
 - L_r, L_s, L_h = Rotor, stator ve ortak endüktans
 - R_r, R_s = Rotor ve stator dirençleri
 - N_r = Kutup çifti sayısı
 - ω_e = Elektriksel rotor hızı
 - J = Atalet momenti
 - T_e = Motor momenti
 - T_L = Yük momenti

3.4. dq Döner Eksen Takımında Asenkron Motor Modeli

dq koordinatlarında rotor akı vektörünü seçen motor modeli, rotor akı açısı $\sigma = \tan^{-1}(\lambda_\beta / \lambda_\alpha)$ kullanılarak, motor modeli $\alpha\beta$ koordinatlarından, dq koordinatlarına çevrilerek elde edilebilir.

$$\frac{di_d}{dt} = -\gamma i_d + \eta \beta \lambda_d + \omega_e i_q + \eta \frac{L_h i_q^2}{\lambda_d} + \frac{1}{\sigma L_2} u_d \quad (3.13)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\gamma i_q - \omega_e \beta \lambda_d - \omega_e i_d + \eta \frac{L_h i_d i_q}{\lambda_d} + \frac{1}{\sigma L_s} u_q \quad (3.14)$$

$$\frac{d\lambda_d}{dt} = -\eta \lambda_d + \eta L_h i_d \quad (3.15)$$

$$\frac{d\rho}{dt} = \omega_p = \omega_e + \omega_s \quad (3.16)$$

$$\omega_s = \eta \frac{L_h i_q}{\lambda_d} \quad (3.17)$$

$$T_e = \frac{N_r L_h}{L_r} \lambda_d i_q \quad (3.18)$$

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - T_L) \quad (3.19)$$

ki, dq koordinatlarında i_d ve i_q stator akımları, u_d ve u_q birleştirilmiş stator voltajları; λ_d rotor akısının d-bileşenidir (rotor akısının q-bileşeni 0'a eşit, $\lambda_q = 0$).

4. ASENKRON MOTORLARDA HIZ KONTROL YÖNTEMLERİ

ASM' ler, diğer motorlara göre ucuz olmaları, ortam şartları her nasıl olursa olsun kullanılabilmesi ve bakım gerektirmemeleri gibi üstün özelliklerinden ötürü endüstriyel uygulamalarda ve değişken hızlı tahrik sistemlerinde kullanılırlar. Bu sebeplerden, motorun değişken hızda çalışma şartlarının incelenmesi gerekmektedir.

ASM dinamik modelindeki denklemlere bakıldığında, durum değişkenleri olan akı bileşenleri ile hız çarpımları doğrusal olmayan bir yapı ortaya çıkarmaktadır. Bu sebepten bu denklemlerin çözümleri bilinen analitik çözümleme yöntemleri ile elde edilememektedir. Aynı zamanda her bir durum değişkeninin değerinin, kendisi dahil tüm durum değişkenlerine bağlı olduğu görülmektedir. Bu bağımlılık, sistem çözümlemelerinin oldukça kompleks bir hal almasına neden olmaktadır.

Hızın, sıfırdan başlayarak nominal değerinin iki katına veya üç katına kadar çıkan değerlerinin gerektiği uygulamalarda, sistemimizin dinamikleri oldukça farklı karakterler kazanmaktadır. Motor hızının sıfıra yakın değerlerinde diğer durum değişkenleri olan akım ve akı bileşenleri hızdan bağımsız hale gelmektedir.

Dinamik denklem takımı bileşenleri arasındaki bağımlılık, hızın sıfıra yakın olduğu durumlarda ortadan kalkmaktadır. Dolayısıyla akım ve akı bileşenleri hızdan bağımsız hale gelmektedir.

ASM kontrolü esnasında, genelde akı genliği referans değeri sabit tutulur. Ancak motorun kalkışı esnasında akı genliği de, hız gibi sıfırdan başlayarak nominal değerine kadar yükseltilmektedir. Bu anda, motorun ürettiği momentte ve tüm elektriksel işaretlerde büyük değerli ve hızlı değişimler ortaya çıkmakta ve motorun kontrolü güçleşmektedir.

Rotor akısının doyma değerini aşması sistem parametrelerinin çok büyük miktarlarda değişimlerine sebep olmaktadır. Motorun sürme frekansı ve hızının değişimleri de etkin sargı dirençleri ve endüktanslarını değiştirmektedir. Özellikle rotor parametreleri tüm bu değişimlerden büyük ölçüde etkilenmektedir.

Son yıllarda gündeme gelen, vektör kontrol yöntemlerini kullanan ve algılayıcısız kontrol de sağlayabilen sürücülerde, parametre bağımlılığı istenen ölçüde giderilememiştir. Parametre bağımlılığı sorununa çözüm getirebilecek Kayma Mod Kontrol (KMK) yöntemi incelenmeden önce diğer kontrol yöntemleri incelenmiştir. ASM' nin değişken hızlarda çalışabilmesi için,

- 1) Stator geriliminin,
- 2) Stator sargısı kutup çiftinin,
- 3) Stator frekansının,

değiştirilmesi gerekmektedir.

1) Stator Geriliminin Değiştirilmesi İle Hız Kontrolü

Bu yöntemde endüklenen moment, gerilimin karesi ile değişmektedir. Stator geriliminin değişimine dayanan bu yöntemde hız, makinenin sabit nominal yük ile yüklenmesi durumunda gerilimin frekansı ile belirlenen senkron hız değeri ile devrilme momentine karşı gelen hız değeri arasında değiştirilebilir. Gerilimin genliğinin değiştirilmesi ne makinenin maksimum momentinin oluşturduğu devrilme kayması değerini, ne de senkron hız değerini etkilemektedir. Bu nedenle hız kontrol aralığı sabit yük momenti durumunda oldukça dardır. Makine ancak üretebileceği maksimum momentine kadar yüklenebilir.

Stator geriliminin değiştirilmesi ile yapılan hız kontrolü, hız kontrol aralığının dar olması nedeniyle sabit yük momenti karakteristiğine sahip yüklerin değişken hızlı tahrikine uygun değildir. Ancak hızın karesi ile orantılı yük momenti üreten fan tipi yüklerin yer aldığı kısıtlı bir uygulama için elverişlidir.

2) Stator Sargısı Kutup Çiftinin Değiştirilmesi İle Hız Kontrolü

ASM' de kutup sayısını değiştirmek, senkron hızı doğrudan etkilemektedir. $n_s = \frac{60f}{N_p}$ ifadesinde, N_p burada kutup çifti sayısıdır ve eşitliğin karşısındaki n_s ise senkron hızdır. Eşitlikten de bu bağıntı açıkça görülmektedir. Kutup çifti sayısının artırılması motorun hızındaki değişimlerde yer alan kademeleri arttırmakla beraber genelde bir sargıdan ikiden fazla kutup sayısının elde edilmek için kullanımı, gerekli anahtarların karışıklığı nedeniyle çok uygun değildir. Bu nedenle farklı sargı kullanılmasını gerektirir. Dolayısıyla da bu sebepten maliyet artar. Bu ise istenilen bir durum değildir. Burada stator sargısı kutup çifti sayısı arttıkça, motorun senkron hızı düşecektir ve kademeli bir hız kontrolü sağlanacaktır. Kademe değişimleri esnasında ise, ani akım değişimleri oluşur ki, istenilen her hız değerleri elde edilemez ve sadece özel yapılardaki motorlara bu yöntem uygulanabilir.

3) Stator Frekansının Değiştirilmesi İle Hız Kontrolü

$n_s = 60f / N_p$ ifadesinde stator frekansı f kullanılarak, senkron hız değiştirilir. Eşitlikten

de anlaşılacağı gibi, hızı artırmak için frekansı artırmak gerekir. Bu durumda ise, makineden endüklenecek moment değeri düşecektir. Makinenin stator gerilimini, frekans ile beraber artırmak bu sorunu ortadan kaldıracaktır. Bu yöntem için frekans çeviriciler kullanılır.

ASM kontrol sistemlerinin her biri, gerçekleştirilmek istenen uygulama için özellikle önemli olan belirli sorunlara çözüm getirmek üzere geliştirilmiştir. Böylece, çalışmaların başlangıcından bu yana birçok kontrol yöntemi önerilmiştir. Bunlar çeşitli açılardan birbirlerinden ayrı ele alınmaktadırlar;

- *Besleme kaynağı açısından:* Gerilim ara devreli eviriciler veya akım ara devreli eviriciler.
- *Vektör kontrol yaklaşımı açısından:* Doğrudan veya dolaylı vektör kontrolü
- *Akı bilgisi elde etme açısından:* Modelden hesap (kestirim), akı gözetleyicisi
- *Yönlendirme açısından:* Stator akısı, hava aralığı akısı veya rotor akısı
- *Model tanıma yöntemleri açısından:* Tüm model tanıma veya bazı parametrelerin kestirimi

4) Rotor Direnci Değerinin Değiştirilmesi İle Hız Kontrolü

Rotor sargısına direnç ekleyerek yapılan hız kontrolü ancak bilezikli ASM' lerde uygulanabilir. Fakat düşük hızlarda direnç üzerindeki ısı kayıplarının ve ek kayıpların çok artmasından dolayı büyük güçlü ASM' lerde pek kullanılmaz.

Görülüyor ki, ASM' nin hız kontrolü için kullanılabilirliği fazla olan yöntem, stator frekansı ve genliğinin beraber değiştirildiğidir. Bu değerlerin kontrol edilebilmesi için ASM' nin sürülmesi gerekir çünkü az akım ve gerilimli kontrol devreleri, gerektiğinde çok güçlü ASM' leri ara elemanlar olmadan süremezler. Bu sebeple farklı yapılara sahip gerilim, frekans çeviriciler ve eviriciler kullanılmaktadır.

5) Skaler Kontrol Yöntemleri

Motorun hız kontrolünde, stator geriliminin genlik ve frekansının değiştirilmesi en uygun yöntemdir. Motorun sürekli rejimde geçerli olan, $R_s = 0$ olması koşulu altında gerilim/frekans oranının sabit tutulması ile düşük hızlar dışında motorun hızının geniş bir

aralıkta kontrol edilebilir. Ancak bu yöntemde, stator geriliminin genliğinin az olduğu düşük hız bölgelerinde stator direnci önemli hale gelir. Motora nominal yükünün uygulanması durumunda, bu çalışma bölgesinde gerekli moment değerinin sağlanması için motora uygulanan gerilime oranla oldukça büyük değerlerde olan $R_s I_s$ gerilim düşümünün de karşılanması gerekmektedir. Bu değer yol alma sırasında da önemli olup motorun başlangıçta üretmesi gereken yol alma momentinin değerini etkilemektedir. Bu nedenle özellikle düşük hız bölgelerinde gerilimin genliği, bahsedilen gerilim düşümünü kompanze edebilecek şekilde gerilim/frekans oranının belirlendiği değerden daha yüksek seçilmelidir. I.R kompanzasyonu olarak adlandırılan bu yöntem ASM' ler için sürücü imal eden firmalar tarafından yaygın olarak kullanılmaktadır.

Endüstride ASM' lerin hız kontrolünde sıkça kullanılan stator geriliminin genlik ve frekansının değiştirilmesinin söz konusu olduğu yöntemin gerçekleştirilebilmesi için motorun beslediği güç katının, değişken genlik ve frekansta gerilimler üretebilecek özellikte olması gerekir. Motoru besleyen şebeke sabit genlik ve frekansta sinüzoidal gerilimler sağlamaktadır. Bu kaynaktan motorun hız kontrolü için gerekli değişken genlik ve frekanslı sinüzoidal işaretler üreten güç elektroniği devrelerinden oluşmuş sistemlere genel olarak frekans çeviriciler adı verilmektedir. Bu çeviriciler genel olarak iki çeşittir:

- a) Doğrudan frekans çeviriciler
- b) Ara devreli frekans çeviriciler
 - Gerilim ara devreli frekans çeviriciler
 - Akım ara devreli frekans çeviriciler

AA motorları sargılarından akan sinüzoidal akımlara ve sargı gerilimlerine göre boyutlandırılırlar. Değişken hızlı tahrik sistemlerinin endüstriyel uygulamalarında, güç katı olarak, büyük bir çoğunlukla değişken genlik ve frekansın elde edilmesi için eviriciler kullanılmaktadır. Eviriciler sabit doğru gerilim veya akımdan beslenirler. Bu kaynaktan motor sargılarına uygulanmak üzere sinüzoidal akımlar elde edilmesi için en ekonomik ve uygulanması en kolay yöntem, giriş genliğinin sabit tutulduğu, fakat bu genliğin uygulanma süresinin ya da darbe genişliğinin çıkışta istenilen sinüzoidal işarete göre modüle edilerek, darbe dizisi biçimindeki işaretlerin oluşturulduğu yöntemdir. Bu sebepten darbe genişlik modülasyonu olarak adlandırılır. Bu işaretlerin oluşturulabilmesi için çeşitli yöntemler vardır ki bunlar:

- a) Sinüs-üçgen karşılaştırılması
- b) Histerisiz özellikli orantılı akım kontrolü

6) Vektörel Kontrol Yöntemleri

DA motorları hız kontrollerin kolayca yapılabilmesinden ötürü, endüstride değişken hızlı kontrol sistemlerinde uzun süre rakipsiz kalmışlardır. Fakat bu motorların komütatör ve fırça yapısı, motorun sürekli olarak bakım gereksinimine, hem de fırça kolektör teması nedeniyle patlayıcı, parlayıcı ve tozlu ortamlarda kullanılamamasına, yüksek devirlere ve yüksek gerilimlere çıkılamamasına sebep olmuştur. ASM' ler sağlam yapıları, bakım gerektirmemeleri, yüksek güç/ağırlık oranları ve her türlü ortam koşullarında çalışabilmeleri gibi üstün özellikleri nedeniyle önceden beri kullanılmakta ve endüstrinin ilgisini çekmekteydi. Mikro elektronik alanındaki gelişmeler sayesinde karmaşık kontrol ve dönüşüm algoritmaları daha kolay yapılabilmekte, güç elektroniğindeki gelişmeler sayesinde ise anahtarlama elemanlarının güç ve hızlarının artmasıyla ASM' lerin kontrolleri kolaylaşmaktadır.

DA motorlarında birbirinden bağımsız olarak kontrol edilebilen alan ve armatür akımları bulunmaktadır. ASM' lerde ise üç fazlı akımlar mevcuttur ve bunlar birbirlerine sıkıca bağımlıdır. Bu, akımların hiçbirinin bağımsız olarak kontrol edilemeyeceği anlamına gelir. Bu akımları i_s vektörüyle temsil edersek, DA motorlarının aksine, moment veya akı büyüklükleri ile i_s arasında lineer bir ilişki olmadığını söyleyebiliriz.

Amaç, ASM' yi hem geçici hem de sürekli rejimde kontrol edebilmektir. Bu sebepten motorun dq modeli üzerine kurulan vektör kontrol metotları geliştirilmiştir. Bu kontrol türünde amaç, motorun kontrol girişleri olan stator geriliminin genliği ve frekansı yanında fazını da göz önüne alarak bir kontrol sağlamaktır. Dolayısıyla skaler yöntemlerden daha ileri bir noktada yerini almaktadır. ASM' nin dinamik modeli kullanılarak, rotor akısı sabiti tutulursa DA motorunun davranışına sahip oluruz. Sabit ve döner eksen çatıları arasında dönüşümün sağlanması için $\cos\theta$ ve $\sin\theta$ birim vektörlerinin elde edilmesi gerekmektedir. Bu birim vektörlerin elde edilmiş şekline göre iki tip vektör kontrol mevcuttur ve şunlardır;

- 1) Doğrudan vektör kontrol
- 2) Dolaylı vektör kontrol

- 1) **Doğrudan vektör kontrol :** Bu tip vektör kontrol yönteminde birim vektörler $\cos\theta$ ve $\sin\theta$ değerleri, hava aralığı akısı yardımı ile elde edilir. Hava aralığı akısının α ve β bileşenleri stator akım ve gerilimlerinden hesaplanabilir. Ölçülen hava aralığı akısından, moment denkleminde yer alan rotor akısına geçmek mümkündür. Elde edilen akım kontrol büyüklükleri ile gerçek akım büyüklükleri karşılaştırıldıktan sonra elde edilen hatalar, PI tipi kontrolörden geçirilerek gerilim ara devreli

eviriciler için gerekli gerilim kontrol işaretleri üretilmiş olur. Bu hava aralığı akısı bileşenlerinin ölçülebilmesi için statora Hall sondaları eklenir ki bu da sadece özel motorlara eklenebilmektedir. Bu sebepten yaygın olarak kullanılabilmesi pek mümkün değildir. Bu bileşenlerin ölçülmesine dayalı yöntemlerin anlatılan problemleri nedeni ile, pahalı ve motorun fiziksel yapısına etki etme sonucunu doğuran ölçme yerine daha kolay, ucuz ve fiziksel yapıya etki etmeden ölçülebilen büyüklüklerden hareketle akı bileşenlerinin hesaplanmasına dayalı yöntemler tercih edilmektedir. Gözetleyiciler yardımıyla stator faz akım ve gerilimleri ile motorun hızı gibi ölçülebilen büyüklükler kullanılarak akının genlik ve fazı ile motor momenti gibi ölçülemeyen büyüklüklerin hesaplanması mümkündür.

- 2) **Dolaylı vektör kontrol** : Bu kontrol yönteminde ise birim vektörler, motorun akı, akım ve gerilim gibi gerçek değerlerinin ölçülmesiyle hesaplanır ki bu da zorlukları peşinde getirir. Birim vektörler, ya kontrol büyüklüklerinden elde edilir ya da kendileri bir kontrol büyüklüğü olarak sisteme verilir. ASM' de rotor akısı, tüm kontrol aralığı boyunca sabit tutulabilirse motorun dq eksen takımındaki modeli basitleşecektir. Kontrol işaretleri olarak stator akımı bileşenleri alındığında, rotor frekansı akımın q bileşenin bir fonksiyonu olur ve aynı zamanda stator akımı d bileşeni ise rotor akısı d bileşeni ile orantılı olur. Bu kontrol yönteminde dönüştürme açısının elde edilebilmesi için kullanılan integral alma işlemi bir sorun teşkil eder. Şöyle ki; düşük hızlarda bu işlemin uzun sürmesi nedeniyle problem oluşabilir. Aynı zamanda bu yöntemin gerçekleştirilebilmesi için motorun hız veya konumunun mutlaka ölçülmesi gereklidir.

4.1. Algılayıcısız Asenkron Motor Sürücüler

ASM' lerin algılayıcısız kontrolü, son yıllarda özellikle araştırılan konulardan biridir. Algılayıcısız kontrol yöntemi ise, mekanik hız ölçer kullanılmadan gerçekleştirilen bir kontrol yöntemidir. Bu sistemlerde amaç, motor miline mekanik olarak, hız ya da konum ölçeri bağlamadan, istenen hassasiyet ve başarımları da sağlayarak, kontrol işlevinin yerine getirmektir. Sayısal kontrol sistemlerinin güçlenmesi ve ucuzlaması sonucunda oldukça karmaşık matematiksel ifadeleri çözümlenmek mümkün hale gelmiştir. Bu sebepten motora eklenen her türlü mekanik eleman veya yapılan benzeri işlemler ortadan kaldırılmak istenmektedir.

4.1.1. Algılayıcısız Kontrol Yöntemleri

Yüksek performans gerektiren uygulamalarda, ASM kullanımının yaygınlaşmasıyla beraber algılayıcısız kontrol yöntemlerinin gelişimi de olmuştur. Halen bazı sorunlar ortadan kaldırılamadığı için, vektör kontrolü, algılayıcısız sürme gibi konular üzerinde yoğun çalışmalar mevcuttur. Algılayıcısız kontrol yöntemlerinden bazıları aşağıda verilmiştir.

4.1.1.1. Stator Modeli Tabanlı Rotor Akısı Yönlendirme

Bu yöntemde alan eksen takımında akım referans vektörleri oluşturulur. Bu işaret daha sonra stator eksen takımına dönüştürülerek hızlı bir akım kontrolörüne verilir. Burada hata, q eksenindeki stator akımının gerçek değeri ile ölçülen değer arasındaki farktır. Bu hata sinyali bir PI kontrolörden geçirilerek mekanik hız kestirimi yapılır. Buna, giriş referans değerinden hesaplanarak kestirimi yapılmış rotor frekansı eklenir ve alan açısı hesaplanır.

Bu yöntemde açık bir integrasyon kullanılması sakıncalıdır ki ve ofsetlere sebep olur. Bu sakınca ise bant geçiren filtre sayesinde giderilmeye çalışılır. Fakat bundan ötürü, düşük sürme frekanslarında akı kontrolünün yapılamaması söz konusudur. Kapalı çevrimde hızın yeniden artmasına ve filtrenin alt kesim frekansının belirlediği hız değerinin altına inilememesine sebep olur.

4.1.1.2. Kalman Filtresi Tabanlı Rotor Akı Gözetleyicisi

Tam model esasına dayanan bir yöntemdir. Kestirim sonucu elde edilen stator akımı ile ölçülen arasındaki hata vektörü Kalman matrisinden geçirilerek modele geri beslenir. Parametreler sistem durumlarının değişimine bağlıdır. Stator akımı kestirim hatasını düzelten bu işareti, bir model tanıma bloğu ekleyerek hız kestirimi için kullanmak mümkündür. Kestirimi yapılan hız, modelin rotor modelinde de kullanılabilir.

Bu yöntemde büyük hesap fazlalığı, kayan noktalı hesap yapabilen, işaret işleyici yazılım ve donanımlarının kullanılması gerekir.

4.1.1.3. Zıt EMK (Elektromanyetik Kuvvet) Tabanlı Kestirim

Zıt EMK vektörü kullanıldığı taktirde, bu vektör rotor akı vektörünü belirli bir açısal farkla izler. Dolayısıyla rotor akısının genliği de yavaş değişim gösterir. Stator gerilimi, akımı ve kayma frekansı bilgileri kullanılarak rotor frekansı kestirimi yapılabilir. Açık çevrim kayma frekansı kontrolü tabanlı bir vektör kontrol sisteminde rotor frekansı kestirimi için kullanılabilir.

Rotor frekansı alçak geçiren filtreden geçirilerek, ileri beslemesi yapılan kayma frekansı ile birlikte hız geri besleme işareti olarak da kullanılabilir.

4.1.1.4. Kayma Mod Kontrol Tabanlı Rotor Akı Gözetleyicisi

Hız uyarlaması, rotor direnci ve rotor akısı kestirimi için gözetleyici matrisi parametrelerinin kayma mod kontrol ile ayarlanması esasına dayanır. Kayma yüzeyi, stator akım kestirim hatası ile tanımlanmıştır. Kestirim hatası, bu yüksek frekanslı doğrusal olmayan kontrolör tarafından sınırlanır ve sıfıra çekilmeye çalışılır. Bu kontrolör stator model hatasını gidermek için kullanılır. Aynı anahtarlama işaretinin ortalama değeri, parametre ayarı amaçlı, tanıma algoritmasının giriş işareti olarak da kullanılır. Kayma mod kontrolün dayanıklılığı gözetleyicinin genel kararlılığına dayanır.

4.1.1.5. Kayma Mod Doğrusal Olmayan Gözetleyici

Bu gözetleyici doğrusal bir yapı altında ifade edilemez. Gözetleyicide kullanılan kontrol yöntemi olan Kayma Mod Kontrolün yerine doğrusal bir kontrol yaklaşımı kullanılsa da (PID gibi), bu yapı doğrusal değildir. Bu yapının en önemli üstünlüğü, ASM' de en önemli parametreleri olan açısal hız ve rotor zaman sabitinin değişimlerine karşı tamamı ile duyarsız bir gözetleyici kontrolü sağlamasıdır. Gözetleyici çıkış hatası sıfıra ulaştığında, kontrol değişkenlerinin ortalama değerleri doğrudan açısal hız ve rotor zaman sabiti kestiriminde kullanılabilir.

ASM' ler için alan-yönlendirmeli akım kontrolü, Sabit Mıknatıslı Senkron Motorların (SMSM) alan-yönlendirmeli kontrolüne çok benzerdir. Akım ve gerilim dönüşümleri için sadece açıda farklı pozisyonlar, elektriksel rotor açısı θ_e ' nin yerine ise rotor akı açısı ρ kullanılır. Yüksek bir kontrol performansı için ρ açısının elde edilmesi mümkündür. Kayma mod kontrol tasarımı için de ρ açısına ihtiyaç duyulur.

Rotor akı gözetleme problemine, bilinen rotor açısal hızından yola çıkarak yön verilir. Ardından, hız servo kontrolünü, açıkça akım kontrol çevrimlerini olaya karıştırmadan müzakere etmek gerekir. Sonuçta, temel olarak bir ASM' nin algılayıcısız kontrolü ise, rotor akısının ve rotor hızının eş zamanlı olarak gözetlenmesiyle ele alınmış olur.

4.2. Asenkron Motorların Kontrolündeki Sorunlar

ASM dinamik modelindeki denklemlere bakıldığında, durum değişkenleri olan akı bileşenleri ile hız çarpımları doğrusal olmayan bir yapı ortaya çıkarmaktadır. Bu sebepten bu denklemlerin çözümleri bilinen analitik çözümleme yöntemleri ile ele edilememektedir. Aynı zamanda her bir durum değişkeninin değerinin, kendisi dahil tüm durum değişkenlerine bağlı olduğu görülmektedir. Bu bağımlılık, sistem çözümlemelerinin oldukça kompleks bir hal almasına neden olmaktadır.

Hızın, sıfırdan başlayarak nominal değerinin iki katına veya üç katına kadar çıkan değerlerinin gerektiği uygulamalarda, sistemimizin dinamikleri oldukça farklı karakterler kazanmaktadır. Motor hızının sıfıra yakın değerlerinde diğer durum değişkenleri olan akım ve akı bileşenleri hızdan bağımsız hale gelmektedir.

Dinamik denklem takımı bileşenleri arasındaki bağımlılık, hızın sıfıra yakın olduğu durumlarda ortadan kalkmaktadır. Dolayısıyla akım ve akı bileşenleri hızdan bağımsız hale gelmektedir.

Genelde akı genliği referans değeri sabit tutulur. Ancak motorun kalkışı esnasında akı genliği de, hız gibi sıfırdan başlayarak nominal değerine kadar yükseltilmektedir. Bu anda, motorun ürettiği momentte ve tüm elektriksel işaretlerde büyük değerli ve hızlı değişimler ortaya çıkmakta ve makinenin kontrolü zorlaşmaktadır.

Rotor akısının doyma değerini aşması sistem parametrelerinin çok büyük miktarlarda değişimlerine sebep olmaktadır. Motorun sürme frekansı ve hızının değişimleri de etkin sargı dirençleri ve endüktanslarını değiştirmektedir. Özellikle rotor parametreleri tüm bu değişimlerden büyük ölçüde etkilenmektedir.

5. KAYMA MOD KONTROL

Gözetleyici tabanlı algılayıcısız motor hız kontrol yöntemlerinden biri olan Kayma Mod Hız Gözetleyicisi bu tezin temelini oluşturmaktadır. Bu bölümde ise, Kayma Mod (KM) yöntemi ve KM ile gözetleyici tasarımı anlatılmıştır.

5.1. Kayma Mod Kontrol Yöntemi

Doğrusal olmayan, değişen parametrelere sahip yani, sistem dinamiğinin karmaşıklığa bağlı olarak dinamik denklem takımının lineer olmadığı sistemlerin kontrolü zorlaşmaktadır. KMK, bu tür sistemlerin kontrolünde kullanılan etkili bir kontrol yöntemidir. Değişken yapıli kontrol sistemleri olarak ta adlandırılan KMK, dış bozululara karşı kontrol sistemine dayanıklılık sağlayan bir yaklaşımdır.

KMK' nin kapalı çevrim kontrol sistemlerine uygulanmasındaki gaye, hatayı anahtarlama yüzeyi veya diğer adıyla kayma yüzeyine doğru itmek ve bu yüzeyde tutmaktır. Ardından sistem kayma rejimindedir ve dış bozululardan etkilenmez. Kayma yüzeyi, durum değişkenlerinin doğrusal kombinasyonu olan bir fonksiyon olarak tanımlandığı için, durum değişkenleri, bu yüzey üzerinde doğrusal bağımlı hale gelir. Bu durumda sistemin derecesi, bağımsız giriş sayısı kadar indirgenmiş olur ve indirgenmiş bir kontrol kuralı ile kontrol edilebilir.

Durum değişkenleri aşağıdaki gibi verilen doğrusal olmayan bir sistemi göz önüne aldığımızda,

$$\dot{x} = A(x, t) + B(x, t).u(t) \quad (5.1)$$

burada, $x \in \mathbb{R}^n$, $A \in \mathbb{F}^n$, $u \in \mathbb{R}^m$, $\text{rank}(B(x, t)) = m$, $u \in [u_{\min}, u_{\max}]$ ' dır.

Değişken yapıli kontrol tasarımı iki aşamada ele alınabilir:

- $s(x)$ vektör formunda yazılmış, m adet anahtarlama fonksiyonunun seçimi.

$$S = \{x: \Phi(t) - \varphi(x) = s(x, t)\} = 0 \quad (5.2)$$

Burada, $\Phi(t)$ olması istenen durum değerlerinin fonksiyonudur, $\Phi(t) = f(x^r)$. Referans değerler, zamanın fonksiyonu olduğundan $\Phi(t)$ olarak ifade edilmektedir. $\varphi(t)$ ise durum değişkenlerinin fonksiyonudur, $\varphi(t) = g(x)$. Böylece, sistem durum hatasının bir fonksiyonu olan anahtarlama fonksiyonları, zamana ve durumlara bağlı iki parça olarak ifade edilmektedir.

- Kontrol seçimi, Lyapunov fonksiyonunun seçilmesi ile belirlenen, kararlılık kriterini sağlayacak, kontrolün hesaplanması işlemidir. Sonuç olarak, seçilmiş olan anahtarlama yüzeyi $s(x)$ ' in işaretine göre farklı kontrol yapılarının uygulanması ile Değişken yapıli kontrol elde edilmiş olur.

$$u(x, t) = \begin{cases} u^+(x, t) & s(x) > 0 \\ u^-(x, t) & s(x) < 0 \end{cases} \quad (5.3)$$

Değişken yapıli kontrol sistemlerinin özel bir halini oluşturan KMK sistemlerinde bu kontrol, sistemin durumlarının sonlu zamanda seçilen $s(x) = 0$ yüzeyine ulaşmasını sağlayacak şekilde yapılır.

5.1.1. Kayma Yüzeyi

Eşitlik 5.1' de verilen sistem için kayma yüzeyi, Eşitlik 5.2' deki tanımlama ile seçilir ve bu eşitliklerdeki $\Phi(t)$, $\varphi(x)$ ve $s(x)$ fonksiyonları aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır.

$$\Phi(t) = G \cdot x^r \quad \varphi(x) = G \cdot x \quad \Rightarrow \quad s(x, t) = \Phi(t) - \varphi(x) = G \cdot (x^r - x) \quad (5.4)$$

Burada G matrisi kayma yüzeyinin eğimini belirleyen $(m \times n)$ boyutunda katsayı matrisidir. G genelde köşegen matris olarak belirlenir ve elemanları aşağıdaki eşitlik ile izleme hatalarını sıfıra götürmek üzere pozitif katsayılar olarak seçilirler. İzleme hatası, $e_i = x^r - x$ olarak tanımlanmıştır.

$$s_i = \left(\frac{d}{dt} + g_i \right) e_i \quad (5.5)$$

olduğunda, s_i sıfıra gittiği zaman e_i ' de sıfıra gider.

Örnek: Dış bozucuların bulunduğu bir sistemi göz önüne alalım.

$$\dot{x}_1 = x_2 \quad (5.6)$$

$$\dot{x}_2 = -a_2 x_2 - a_1 x_1 + u \quad (5.7)$$

burada,

x_1, x_2 : durum değişkenleri

a_1, a_2 : sabit parametreler

u : kontrol işareti

şeklindedir. Sistemin durum denklemlerinde $[A]$ matrisi ve $\vec{b}$ vektörü,

$$[A] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_1 & -a_2 \end{bmatrix}, \quad \vec{b} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

şeklindedir. Sistemin karakteristik denklemi,

$$|sI - [A]| = \begin{vmatrix} s & -1 \\ a_1 & s + a_2 \end{vmatrix} = s^2 + a_2 s + a_1 = 0 \quad (5.9)$$

olarak elde edilir. Kontrol değişkeninin,

$$u = \psi \cdot x_1 \quad (5.10)$$

şeklinde x_1 ' in bir lineer fonksiyonu olduğunu, ψ katsayısı için $\bar{\alpha} + \alpha$ (α =sabit) şeklinde iki değer alabileceğini varsayalım. Burada $a_1 = 0.09$, $a_2 = -0.6$ olarak verildiğini kabul edersek, karakteristik denklem,

$$s^2 + a_2 s + a_1 = s^2 - 0.6s + 0.09 = 0 \quad (5.11)$$

şeklinde olur ve kökleri $s_1 = s_2 = 0.3$ olarak elde edilir. Eğer sistem yukarıda belirtildiği gibi geri beslenirse,

$$u = -\vec{\psi}^T \vec{x} = \begin{bmatrix} -\alpha & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = -\alpha x_1 \quad (5.12)$$

$$\vec{b}^T \vec{\psi} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\alpha & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -\alpha & 0 \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

olur ve sistemin karakteristik denklemi ise,

$$\left| s[I] - [A] + \vec{b}^T \vec{\psi} \right| = \begin{vmatrix} s & -1 \\ a_1 - \alpha & s + a_2 \end{vmatrix} = s^2 + a_2 s + a_1 - \alpha = 0 \quad (5.14)$$

olarak elde edilir. Bu karakteristik denklem köklerini $\alpha = +0,16$ için hesaplarsak;

$\alpha = 0.16$ için $s_{1,2} = 0.3 \pm 0.4j$ olur ki bu taktirde kararsız odak oluşur.

$\alpha = -0.16$ için $s_1 = -0.1, s_2 = 0.7$ olur ki bu taktirde kararsız odak oluşur.

Bir yapı değişikliği ile sistem asimptotik kararlı yapılabilir. Bu amaçla sistem yapısı,

$$x_1 = 0 \quad s = cx_1 + x_2 = 0 \quad c > 0, (c=\text{sabit}) \quad (5.15)$$

doğrularında değiştirilirse ve sistemde bir modan diğerine geçişi sağlamak için aşağıdaki gibi bir kontrol kuralı uygulanır. Bu taktirde $s = 0$ yüzeyine başlangıç koşullarından bağımsız olarak ulaşılmaktadır.

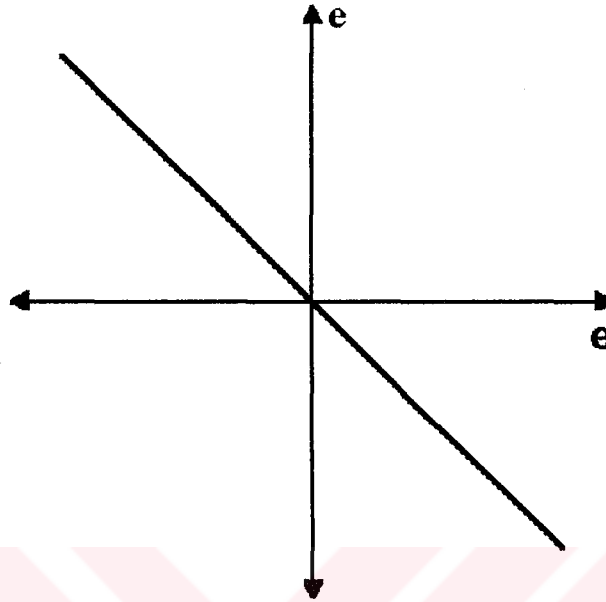
$$\psi = \begin{cases} \alpha & x_1 s > 0 \\ -\alpha & x_1 s < 0 \end{cases} \quad (5.16)$$

$s = 0$ için, sistem denklemlerinden yararlanılarak,

$$cx_1 + x_2 = 0, \dot{x}_1 = x_2 \Rightarrow \dot{x}_1 + cx_1 = 0 \quad (5.17)$$

$$x_1(t) = \dot{x}_1(0)e^{-ct} \quad (5.18)$$

bulunur. Bu çözüm $c > 0$ için kararlıdır. İlginç olan her iki kararsız çözümün kayma yüzeyi boyunca kararlı bir çözüm vermesidir.



Şekil 5.1. Kayma Doğrusu

5.1.2. Lyapunov Kararlılık Analizi

Sistemde (e) olarak tanımladığımız hatayı sıfıra götürmemiz yani $s = 0$ doğrusuna sonlu bir sürede ulaştırmamız gereklidir. Bu kaymayı sağlayacak kontrol girişi u' yu belirlemek için, bir Lyapunov fonksiyonu tanımlamamız şarttır. S' in skaler bir fonksiyonu olan V , birinci dereceden türevleri tanımlı olmak üzere aşağıdaki koşulları sağladığında sistem, $s = 0$ da asimptotik kararlıdır.

- 1) $V(S)$ kesin pozitif tanımlı,
- 2) $\dot{V}(S)$ kesin negatif tanımlı,
- 3) $\|S\| \rightarrow \infty$ olduğunda $V(S) \rightarrow \infty$

Lyapunov fonksiyonunu aşağıdaki gibi kesin pozitif tanımlı olarak seçilir.

$$V(S) = \frac{1}{2} S^T S \quad (5.19)$$

Bu fonksiyonun kesin pozitif tanımlı olduğu açıktır. İkinci aşamada ise Lyapunov fonksiyonunun türevinin kesin negatif tanımlı olmasını sağlamaktır.

$$\dot{V}(S) = -S^T . D . \text{sign}(S) \quad (5.20)$$

Burada D, (mxm) boyutunda, kesin pozitif tanımlı, köşegen bir matristir. Sign(S) ise, her bir S elemanına uygulanan işaret fonksiyonunu ifade eder.

$$\text{sign}(S) = [\text{sign}(S_1) \quad \dots \quad \text{sign}(S_m)]^T \quad (5.21)$$

Eşitlik 5.21 ile belirtilen işaret fonksiyonun işlevi aşağıdaki ifade ile tanımlanmıştır.

$$\text{sign}(S_i) = \begin{cases} +1 & S_i > 0 \\ 0 & S_i = 0 \\ -1 & S_i < 0 \end{cases} \quad (5.22)$$

Eşitlik 5.19' un türevini alıp, Eşitlik 5.20' ye eşitlersek aşağıdaki ifadeyi elde ederiz.

$$S^T . \dot{S} = -S^T . D . \text{sign}(S) \quad (5.23)$$

S(x)' i tanımlayan Eşitlik 5.4' ün türevini alıp burada, sistemi tanımlayan Eşitlik 5.1' i kullanırsak Eşitlik 5.24' ü elde ederiz.

$$\dot{S} = \dot{\varphi}(t) - \frac{\partial S_a}{\partial x} \dot{x} = \dot{\varphi}(t) - G.(A(x) + Bu) \quad (5.24)$$

$\dot{S} = 0$ koşulunu sağlayan kontrol 'eşdeğer kontrol' olarak isimlendirilir. Eşitlik 5.24' ü sıfıra eşitleyip u çekilirse aşağıdaki u_{eq} elde edilir.

$$u_{eq}(t) = -(G.B)^{-1} (G.A(x) - \dot{\varphi}(t)) \quad (5.25)$$

Eşitlik 5.24' teki ifadeyi, eşitlik 5.23' te yerine yazar ve ardından oluşan ifadeden u' yu çekersek kontrol için aşağıdaki eşitliğimiz ortaya çıkar.

$$u(t) = u_{eq}(t) + (G.B)^{-1} . D . \text{sign}(S(x, t)) \quad (5.26)$$

6. HIZ GÖZETLEYİCİSİ VE KONTROLÜ

Bu bölümde ASM' lerin algılayıcısız hız kontrolünde kullanılmak üzere tasarlanmış olan iki tane KM hız ve akı gözetleyicileri anlatılmaktadır. Birinci gözetleyicimiz klasik bir yaklaşım ile oluşturulmuş yapıya sahiptir ve gözetlenen akım, akı büyüklükleri kullanılarak tasarlanan KM fonksiyonunun hatasını sıfıra götürüp hız kestirimi yapılmaktadır. İkinci gözetleyici ise biraz daha farklı yapıya sahiptir. Akım ve akı arasındaki bağımlılığı ortadan kaldırmak için tanımlanan özel fonksiyonlar ve matrisleri içermektedir. Her iki gözetleyicide de s_n aynı şekilde tanımlanmaktadır.

6.1. Rotor Hızı ve Rotor Akısı için Gözetleyici Yaklaşımı

ASM' lerin kontrolünde, rotor akısı ve rotor hızının eşzamanlı gözetlenmesine engel olan problemler mevcuttur. Aşağıdaki hız/akı gözetleyicisi ilk olarak Isozimov(1983) tasarlamıştır ve bu düşünce Utkin ve Shi(1995) tarafından geliştirilmiştir.

Simülasyonu gerçekleştirilen gözetleyicinin dinamik denklem takımı aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned}\frac{d\hat{i}_\alpha}{dt} &= \beta\eta\hat{\lambda}_\alpha + \beta\omega_e\hat{\lambda}_\beta - \gamma\hat{i}_\alpha + \frac{1}{\sigma L_s}u_\alpha \\ \frac{d\hat{i}_\beta}{dt} &= \beta\eta\hat{\lambda}_\beta - \beta\omega_e\hat{\lambda}_\alpha - \gamma\hat{i}_\beta + \frac{1}{\sigma L_s}u_\beta \\ \frac{d\hat{\lambda}_\alpha}{dt} &= -\eta\hat{\lambda}_\alpha - \hat{\omega}_e\hat{\lambda}_\beta + \eta L_h i_\alpha \\ \frac{d\hat{\lambda}_\beta}{dt} &= -\eta\hat{\lambda}_\beta + \hat{\omega}_e\hat{\lambda}_\alpha + \eta L_h i_\beta\end{aligned}\tag{6.1}$$

Denklem takımındaki parametrelerin değerleri ise şöyledir;

$$a_1 = \eta = \frac{R_r}{L_r}\tag{6.2}$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}\tag{6.3}$$

$$\beta = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}\tag{6.4}$$

$$\gamma = \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r) \quad (6.5)$$

burada $\hat{\lambda}_\alpha, \hat{\lambda}_\beta$ değişkenleri, rotor akı bileşenlerinin kestirimleri, $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$ değişkenleri, oluşturulan kayma modunda kullanılan stator akımlarının kestirimleri ve $\hat{\omega}_e$ kestirilen elektriksel rotor hızıdır ve süreksizdir. $\hat{\omega}_e$ eşitliği aşağıdaki gibidir;

$$\hat{\omega}_e = \omega_0 \text{sign}(s_n) \quad (6.6)$$

Burada ω_0 , pozitif kontrol kazancıdır. Eşitlik 6.6' daki, kayma yüzeyi s_n şöyle tanımlanmaktadır;

$$s_n = (\hat{i}_\beta - i_\beta) \hat{\lambda}_\alpha - (\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \hat{\lambda}_\beta \quad (6.7)$$

ω_0 ' ı yeteri kadar büyük seçersek, kayma modu $s_n = 0$ meydana gelir, beraberinde ise kestirilen akımlar $\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$, kendi gerçek değerlerine i_α ve i_β ' ya yakınsarlar. $\hat{\omega}_e$ ' nin eşdeğeri olan $\hat{\omega}_e^{eq}$, $s_n=0$ cebirsel denklemi çözülerek elde edilebilir. Bu, elektriksel rotor hızının düzeltilmiş kestirimi olarak yorumlanabilir. $\hat{\omega}_e^{eq}$ ' nin analitik değeri şöyle elde edilebilir;

$$\hat{\omega}_e^{eq} = \omega_e \frac{\lambda^T \hat{\lambda}}{\|\hat{\lambda}\|^2} + k \frac{(\bar{\lambda}_\beta \hat{\lambda}_\alpha - \bar{\lambda}_\alpha \hat{\lambda}_\beta)}{\|\hat{\lambda}\|^2} \quad (6.8)$$

Burada $\lambda^T \hat{\lambda} = \lambda_\alpha \hat{\lambda}_\alpha + \lambda_\beta \hat{\lambda}_\beta$ ve k motor parametrelerine bağlı olan ifadelerdir. Eğer kestirilen rotor akısı gerçek akıya yakınsar ise ardından $\hat{\omega}_e$ ' nin eşdeğer kontrolü, gerçek rotor hızına eşit olur ki bu, Eşitlik 6.8' de görülmektedir ve örnek gösterimi $\lim_{\varphi \rightarrow \varphi} \hat{\omega}_e^{eq} = \omega_e$ şeklindedir.

Uygulama da $\hat{\omega}_e^{eq}$ 'nin , bir alçak geçiren filtre sayesinde (alçak geçiren filtrenin girişi de sùreksiz değer $\hat{\omega}_e$ olursa) elde edilebildiği gòr÷lm÷şt÷r ki bu, Eşitlik 6.9' da gòsterilmektedir.

$$\hat{\omega}_e^{eq} = \frac{1}{1 + \tau s} \hat{\omega}_e \quad (6.9)$$

τ : filtre zaman sabiti

s : laplas deęiřkeni

Bu simulasasyonda kullanılan motor parametreleri aşağıdaki gibidir;

$$L_{lr} = 9.54 \times 10^{-3} \text{ mH}$$

$$L_{ls} = 12.2 \times 10^{-3} \text{ mH}$$

$$L_m = 187.8 \times 10^{-3} \text{ mH}$$

$$R_s = 1.45 \text{ ohm}$$

$$R_r = 1.93 \text{ ohm}$$

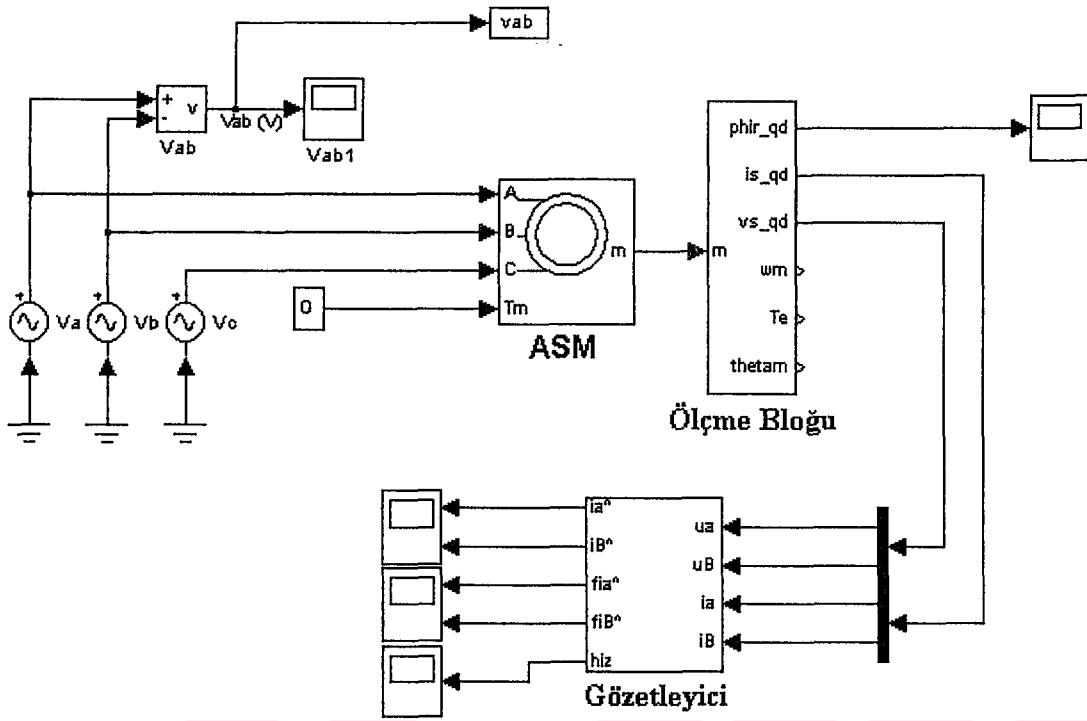
$$p = 2 \text{ kutup çifti}$$

$$a_1 = \eta = \frac{R_r}{L_r} \quad (6.10)$$

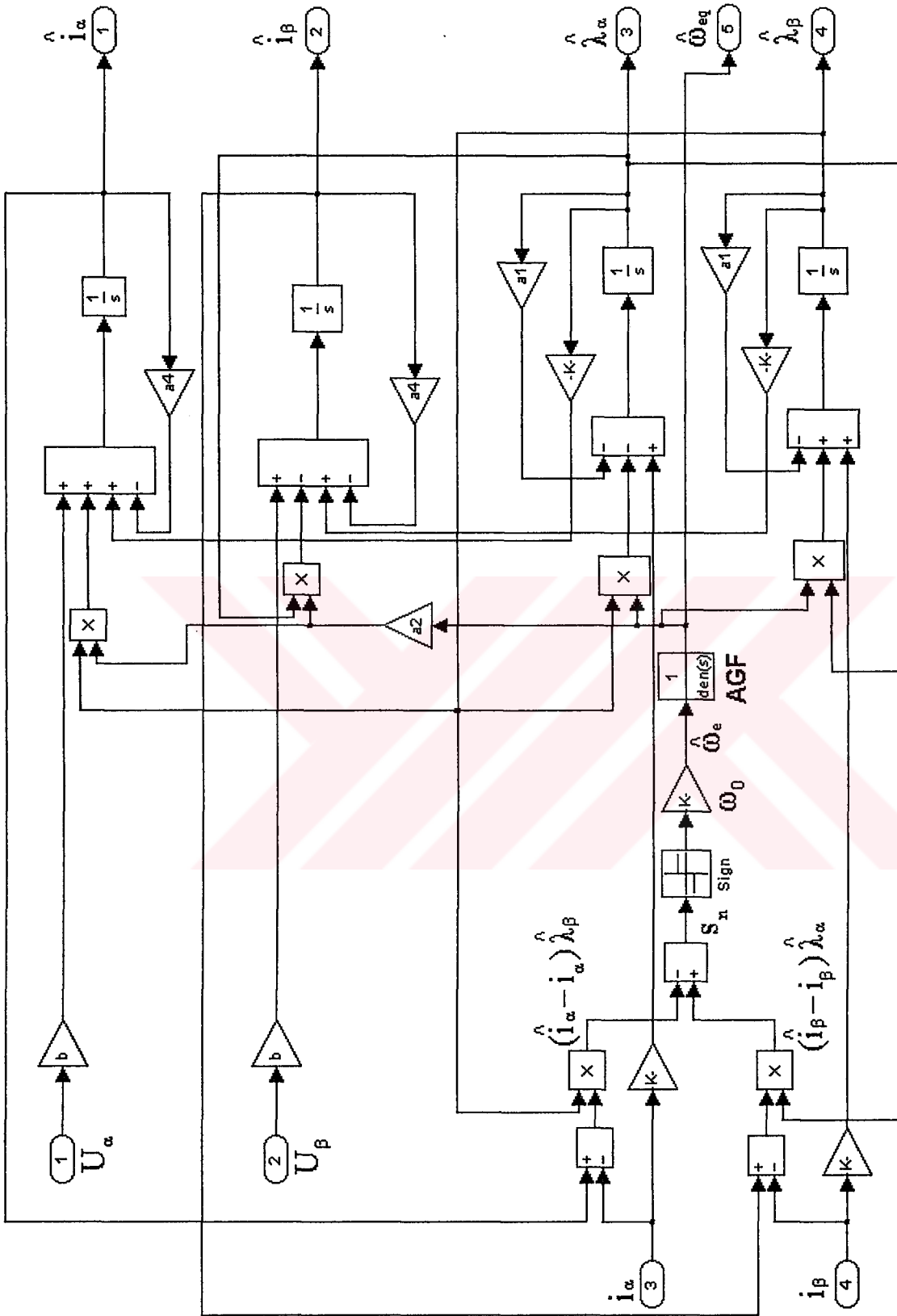
$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (6.11)$$

$$a_2 = \beta = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \quad (6.12)$$

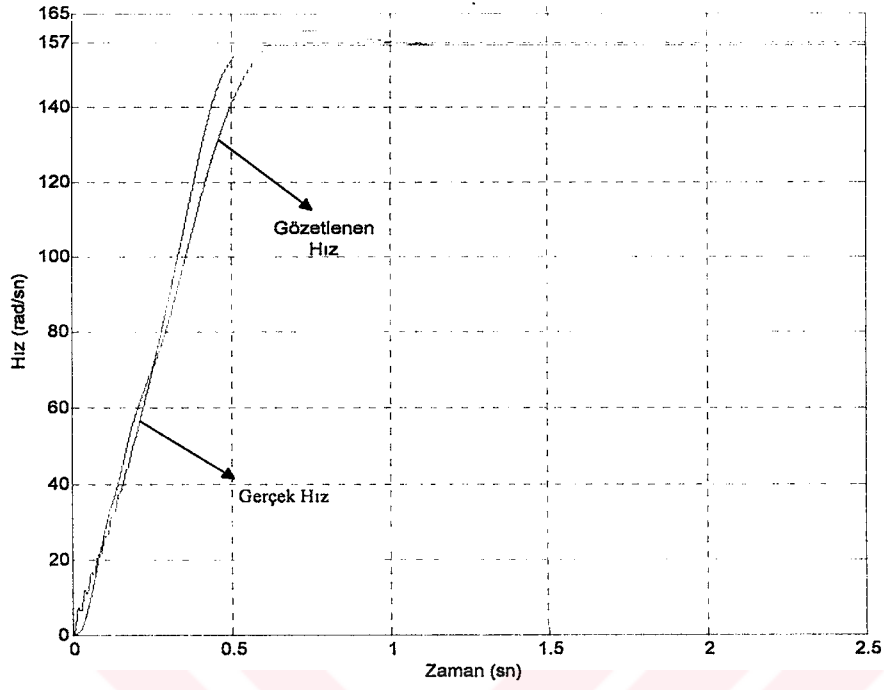
$$a_4 = \gamma = \frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) \quad (6.13)$$



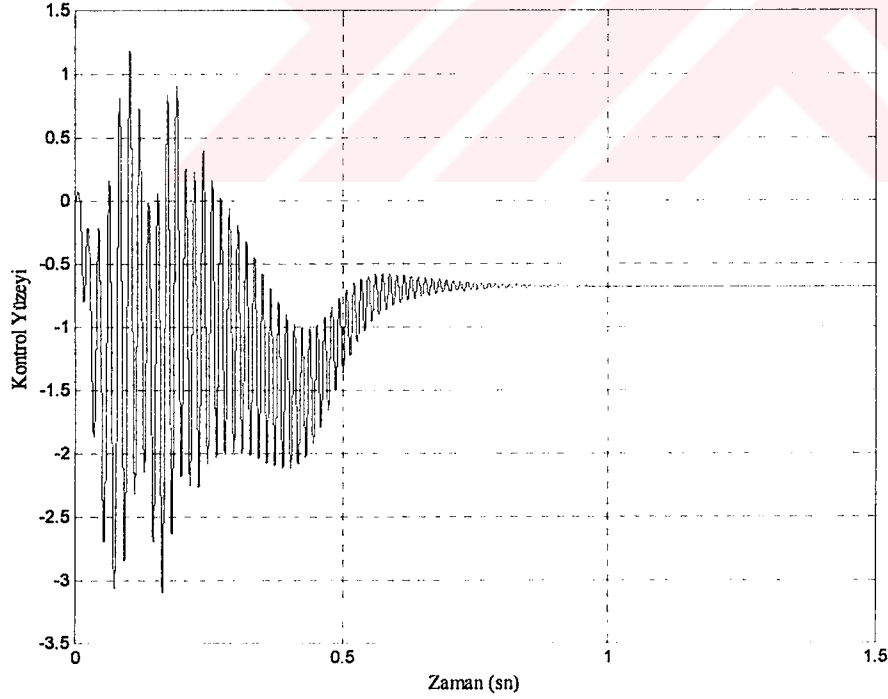
Şekil 6.1. Simulinkte oluşturulan gözetleyicinin açık çevrim gösterimi



Şekil 6.2. Simulinkte oluşturulan gözetleyicinin yapısı



Şekil 6.3. Gerçek hız ve gözetlenen hız



Şekil 6.4. Gözetleyici dinamik eşitliğinde kullanılan s_n kontrol yüzeyi

6.2. Rotor Hızı Ve Rotor Akısı İçin Diğer Bir Gözetleyici Yaklaşımı

Bu gözetleyici de, motorun matris formundaki dinamik denklem takımını kullanılmaktadır. Denklem takımlarını inceleyecek olursak, bir önceki gözetleyici için kullanılan ile bu denklem takımı arasındaki fark akım parametrelerinin iki parçaya ayrılmış olmasıdır. Buradaki öncelikli amaç akım ve akı eşitlikleri arasındaki bağımlılığı ortadan kaldırmak ve her iki eşitliği de birbirlerine benzeterek ortak olan ifadeyi, kayma mod kontrolde kullanılacak olan hata yüzeyi olarak tanımlamaktır. Dolayısıyla akım ve akı arasındaki bağımlılığı, motorun rotor zaman sabitine ve rotor hızına olan ihtiyacı ortadan kaldırmış olmaktadır. Rotor zaman sabitindeki ve kestirilen rotor hızında ki hatalar, geri besleme olmadığı için hız kestiriminde kullanılan, akım veya akı gözetleyicilerini etkilememektedir. Dolayısıyla dış bozuculardan etkilenmeyen ve geniş hız aralıklarında kullanılabilen bir gözetleyici yapısına sahip olmaktadır.

6.2.1. Matris Formda Asenkron Motor Dinamik Modeli ve Kayma Mod Fonksiyonları

Bölüm 6.1' de verilen gözetleyici denklem takımını aşağıdaki formda matris biçiminde yazarsak,

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{as} \\ \dot{I}_{\beta s} \end{bmatrix} = k_1 \left(\begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{\beta r} \end{bmatrix} - \eta L_m \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} \right) - k_2 \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} + k_3 \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (6.14)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{ar} \\ \dot{\lambda}_{\beta r} \end{bmatrix} = - \left(\begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{\beta r} \end{bmatrix} - \eta L_m \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{\beta s} \end{bmatrix} \right) \quad (6.15)$$

akı ve akım gözetleyici ifadeleri bu şekilde olur. Matris formunda yazılan gözetleyici denklemleri parametreleri ise aşağıdaki gibidir.

$$k_1 = \frac{k_3 L_m}{L_r} \quad (6.16)$$

$$k_2 = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (6.17)$$

$$k_3 = \frac{1}{\sigma L_s} \quad (6.18)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \quad (6.19)$$

$$\eta = \frac{1}{T_r} = \frac{R_r}{L_r} \quad (6.20)$$

6.2.1.1. Akım Gözetleyici

Gözetleyici denklemlerinde ortak olan, rotor zaman sabiti, rotor hızı, stator akımları ve rotor akılarına bağlı matris ifadesini S olarak tanımlarsak;

$$S = \left(\begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{br} \end{bmatrix} - \eta L_m \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \end{bmatrix} \right) \quad (6.21)$$

şeklinde olur. Eşitlik 6.14 ve Eşitlik 6.15' in sahip olduğu avantaj, yapılarındaki α ve β bileşenlerinin bağımlılıklarından ötürü, akımın α ve β bileşenleri ile akının α ve β bileşenleri birbirlerinin aynısıdır. S matrisini yerine kendisiyle aynı olan kayma fonksiyonu $\psi_{a\beta r}$ ' yi yazabiliriz.

$$\begin{bmatrix} \psi_{ar} \\ \psi_{br} \end{bmatrix} = \hat{S} = \left(\begin{bmatrix} \eta & \omega_r \\ -\omega_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{br} \end{bmatrix} - \eta L_m \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \end{bmatrix} \right) \quad (6.22)$$

Bu terim, hata sıfıra yaklaştığı zaman S matrisinin kestirilmiş bir değeri olarak ortaya çıkar ve akım ve akı eşitlikleri aşağıdaki şekli alır;

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{I}}_{as} \\ \dot{\hat{I}}_{bs} \end{bmatrix} = k_1 \begin{bmatrix} \psi_{ar} \\ \psi_{br} \end{bmatrix} - k_2 \begin{bmatrix} \hat{I}_{as} \\ \hat{I}_{bs} \end{bmatrix} + k_3 \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \end{bmatrix} \quad (6.23)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_{\alpha r} \\ \dot{\lambda}_{\beta r} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \psi_{\alpha r} \\ \psi_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (6.24)$$

Tasarlanan kayma mod fonksiyonları $\psi_{\alpha r}$ ve $\psi_{\beta r}$, sırasıyla stator akımının α ve β bileşenlerinin gerçek ve kestirilen değerleri arasındaki hatayı sıfıra götürecek şekilde kayma mod fonksiyonları olarak yazıldığı takdirde,

$$\psi_{\alpha r} = -u_0 \text{sign}(s_{\alpha s}) \quad (6.25)$$

$$\psi_{\beta r} = -u_0 \text{sign}(s_{\beta s}) \quad (6.26)$$

olur. Kayma yüzeyi fonksiyonları $s_{\alpha s}$ ve $s_{\beta s}$ sırasıyla stator akımının α ve β bileşenleri gözetleme hatalarıdır ve Eşitlik 6.27 ve Eşitlik 6.28' deki gibidir.

$$s_{\alpha s} = I_{\alpha s}^- = \hat{I}_{\alpha s} - I_{\alpha s} \quad (6.27)$$

$$s_{\beta s} = I_{\beta s}^- = \hat{I}_{\beta s} - I_{\beta s} \quad (6.28)$$

$s_n = [s_{\alpha s} \ s_{\beta s}]^T$ kayma yüzeyidir. Gözetleme hataları sıfıra ulaştığında yani ($s_n = 0$)

olduğunda, gözetlenen akım değerleri, gerçek değerlerine eşit olur. u_0 parametresini Lyapunov kararlılık analizine uygun olarak, yeterli miktarda büyük seçtiğimiz takdirde akım kestirimi garanti altına alınmış olur. Akım ve akı gözetleyicileri burada birbirlerinden bağımsız hale gelmişlerdir çünkü ne rotor zaman sabiti ne de rotor hızı parametreleri gözetleyici eşitliklerinde yer almamaktadır. Sonuçta akım ve akı gözetleyicilerinin her ikisinde de ortak olarak kullanılan Kayma mod fonksiyonudur ki, bu da akım kestirim hatalarının sıfıra götürülmesini garanti edecek şekilde belirtilmiştir. Kapalı çevrim akım gözetleyicisinde, gözetlenen değerler geri besleme olarak sisteme geri dönmektedir. Sonuç olarak sapma (offset) veya sürüklenme görülmemektedir.

6.2.1.2. Rotor Hızı ve Rotor Akısı Kestirimi

Eşitlik 6.27 ve Eşitlik 6.28' de tanımlanmış olan kayma mod fonksiyonları ile akı değerleri direkt bir integrasyon işlemiyle elde edilebilir. Fakat $\psi_{\alpha r}$ ve $\psi_{\beta r}$, u_0 ve $-u_0$ büyüklüklerinin aşırı

değerlerini alırlar ve gerçek değerler etrafında büyük salınımlar yaparlar. KMK' yi gerçekleştiren ve KM hareketini sağlayan kontrol olan Eşdeğer Kontrol Kuramı burada, bu büyük salınımları ortadan kaldırmak için kullanılabilir. $\dot{s}_n = 0$ ifadesini çözdüğümüz taktirde eşdeğer kontrolü bulmuş oluruz. Süreksiz kontrol, eşdeğer kontrolün bir kombinasyonunu ve yüksek frekanstaki tetikleme terimlerini içeren durumdadır. Bu sebepten eşdeğer kontrol terimi, sürekli bileşenleri bir alçak geçiren filtre ile izole edilerek bulunabilir ve aşağıdaki eşitlikteki gibi ifade edilebilir.

$$\Psi_{\alpha\beta r}^{eq} = \frac{1}{\tau s + 1} \Psi_{\alpha\beta r} \quad (6.29)$$

Eşitlik 6.29'da τ , filtrenin zaman sabitidir ve değeri yüksek frekans bileşenlerini ortadan kaldıracak ve aynı zamanda düşük frekans bileşenlerini bozmayacak şekilde belirlenir. Hızdaki ufak dalgalanmalar, τ değeri büyütülerek azaltılabilir. Diğer bir alçak geçiren filtre ise kapalı çevrim hız kontrolünde, geri beslenen rotor hızını iyice düzgünleştirmek için kullanılabilir. Sistem trajektörleri kayma yüzeyinde sıfır değerine ulaştığında kestirilen akımlar gerçek değerlerini alırlar. Eşitlikler 6.22 ve 6.29 kullanılarak, Eşitlik 6.30 elde edilir;

$$\begin{bmatrix} \Psi_{\alpha r}^{eq} \\ \Psi_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} \eta & \hat{\omega}_r \\ -\hat{\omega}_r & \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{\alpha r} \\ \hat{\lambda}_{\beta r} \end{bmatrix} - \eta L_m \begin{bmatrix} \hat{I}_{\alpha s} \\ \hat{I}_{\beta s} \end{bmatrix} \right) \quad (6.30)$$

Eşitlikler 6.24 ve 6.30 kullanılarak ta rotor akıları kestirilmiş değerleri aşağıdaki gibi bulunur;

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{\lambda}}_{\alpha r} \\ \dot{\hat{\lambda}}_{\beta r} \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha r}^{eq} \\ \Psi_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} \quad (6.31)$$

Eşitlik 6.30' u matris formdan, normal denklem takımı haline dönüştürdüğümüzde birbirlerine benzetilebilecek ve ardından kestirilen rotor hızını $(\hat{\omega}_r)$ çekebilmemizi kolaylaştıracak, $\eta \hat{\lambda}_{\alpha r} \hat{\lambda}_{\beta r}$ ifadesini görebiliriz ve bunun ifadenin değerini üst kolonda bulduktan sonra elde

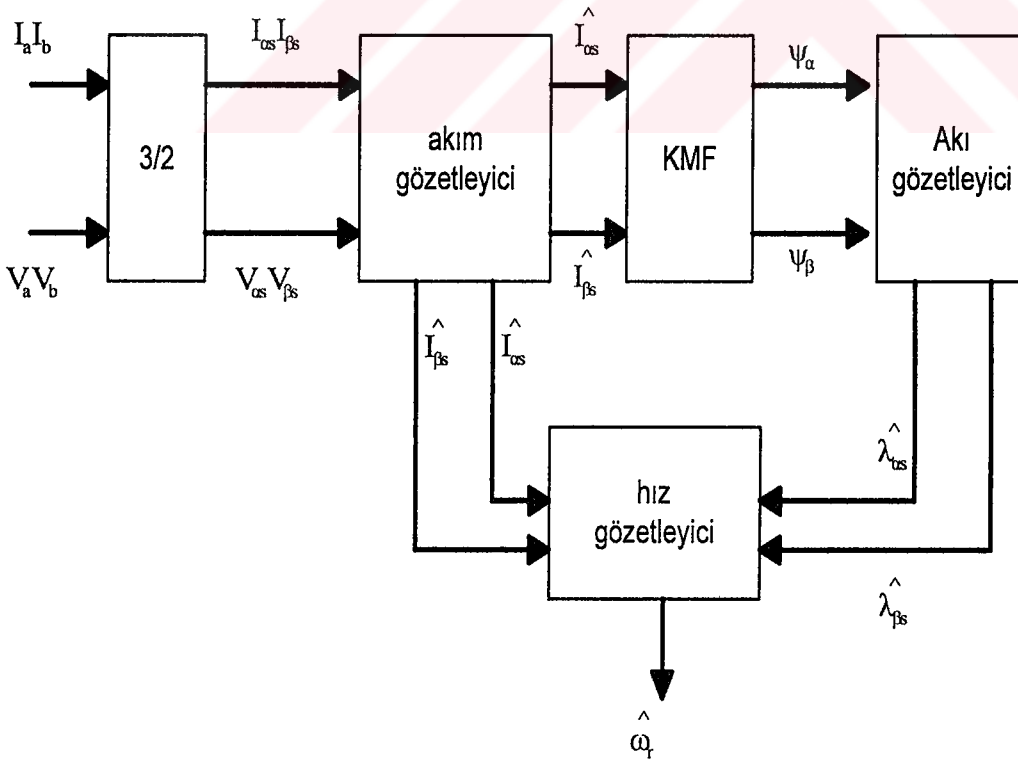
ettiğimiz değeri, alt kolondaki yerine yazabiliriz. Bunun için üst kolonu $\hat{\lambda}_{\beta r}$ ile, alt kolonunu $\hat{\lambda}_{\alpha r}$ ile çarparsak,

$$\begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{\beta r} \psi_{\alpha r}^{eq} \\ \hat{\lambda}_{\alpha r} \psi_{\beta r}^{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{\beta r} \eta & \hat{\lambda}_{\beta r} \hat{\omega}_r \\ -\hat{\lambda}_{\alpha r} \hat{\omega}_r & \hat{\lambda}_{\alpha r} \eta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{\alpha r} \\ \hat{\lambda}_{\beta r} \end{bmatrix} - \eta L_m \begin{bmatrix} \hat{\lambda}_{\beta r} I_{\alpha s} \\ \hat{\lambda}_{\alpha r} I_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (6.32)$$

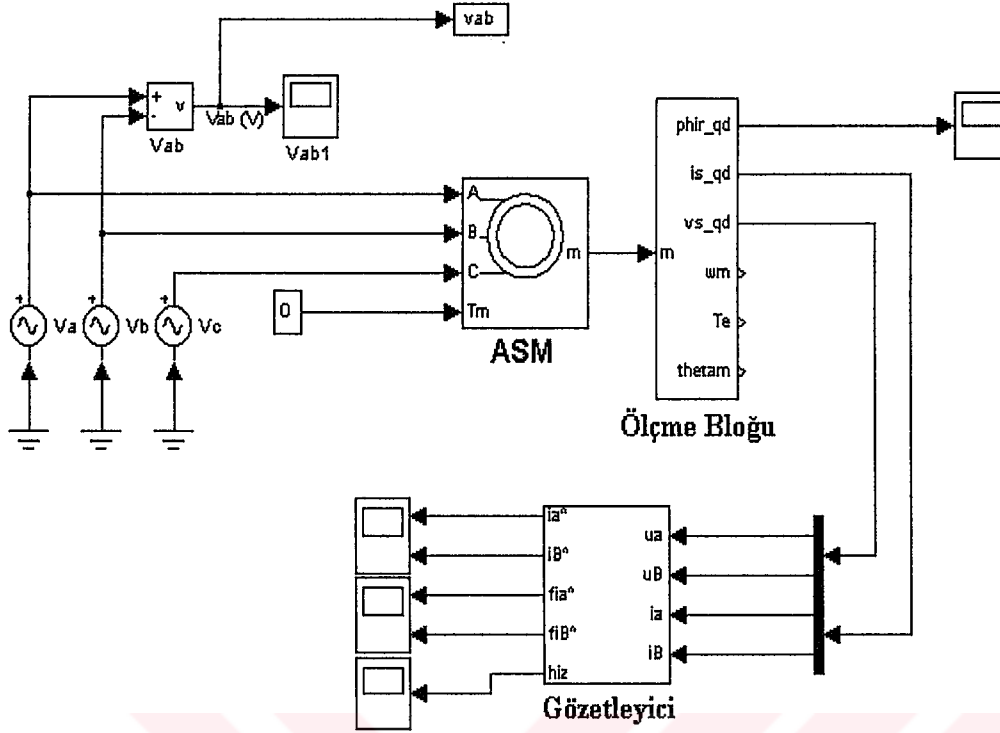
eşitliğini elde ederiz. Ardından Eşitlik 6.32' den de $\hat{\omega}_r$ yi çekersek, kestirilen hız değerini,

$$\hat{\omega}_r = \frac{\hat{\lambda}_{\beta r} \psi_{\alpha r}^{eq} - \hat{\lambda}_{\alpha r} \psi_{\beta r}^{eq} - \eta L_m (I_{\beta s} \hat{\lambda}_{\alpha r} - I_{\alpha s} \hat{\lambda}_{\beta r})}{\hat{\lambda}_{\alpha r}^2 + \hat{\lambda}_{\beta r}^2} \quad (6.33)$$

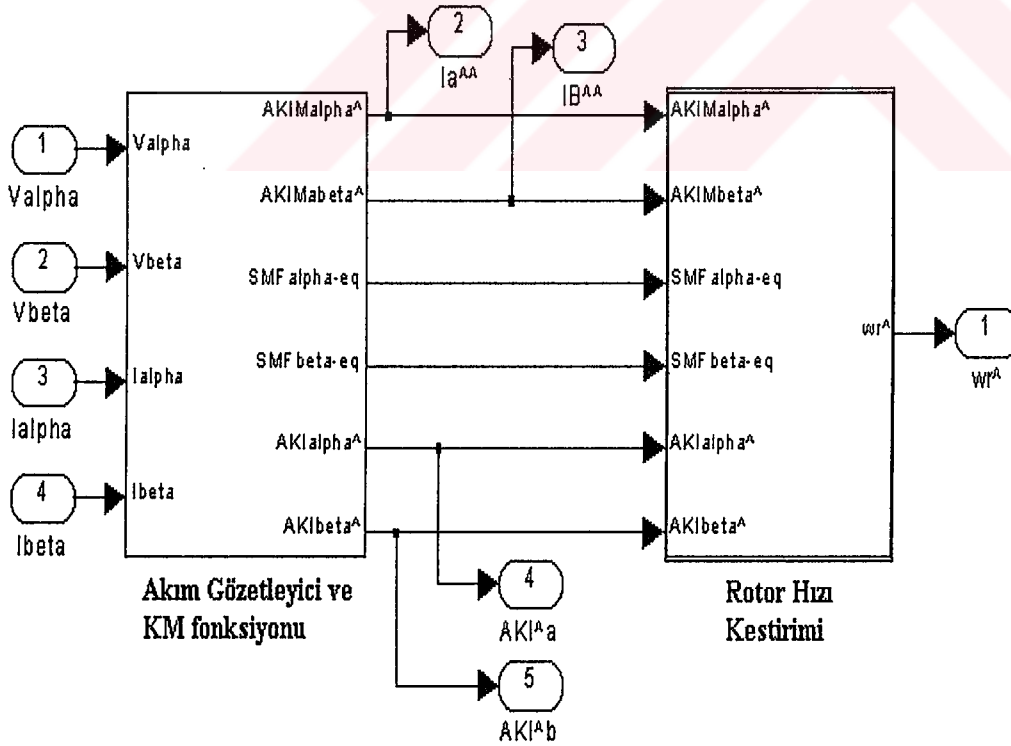
elde ederiz. Eşitlik 6.33' ü kullanarak gözetlenen rotor hızını bulabiliriz. Aşağıdaki blok diyagramda KM gözetleyicimizin yapısı gösterilmektedir.



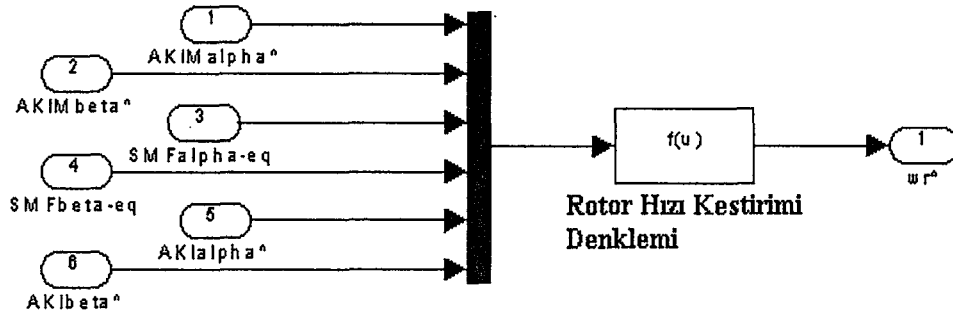
Şekil 6.5. KM akı ve hız gözetleyici blok diyagramı



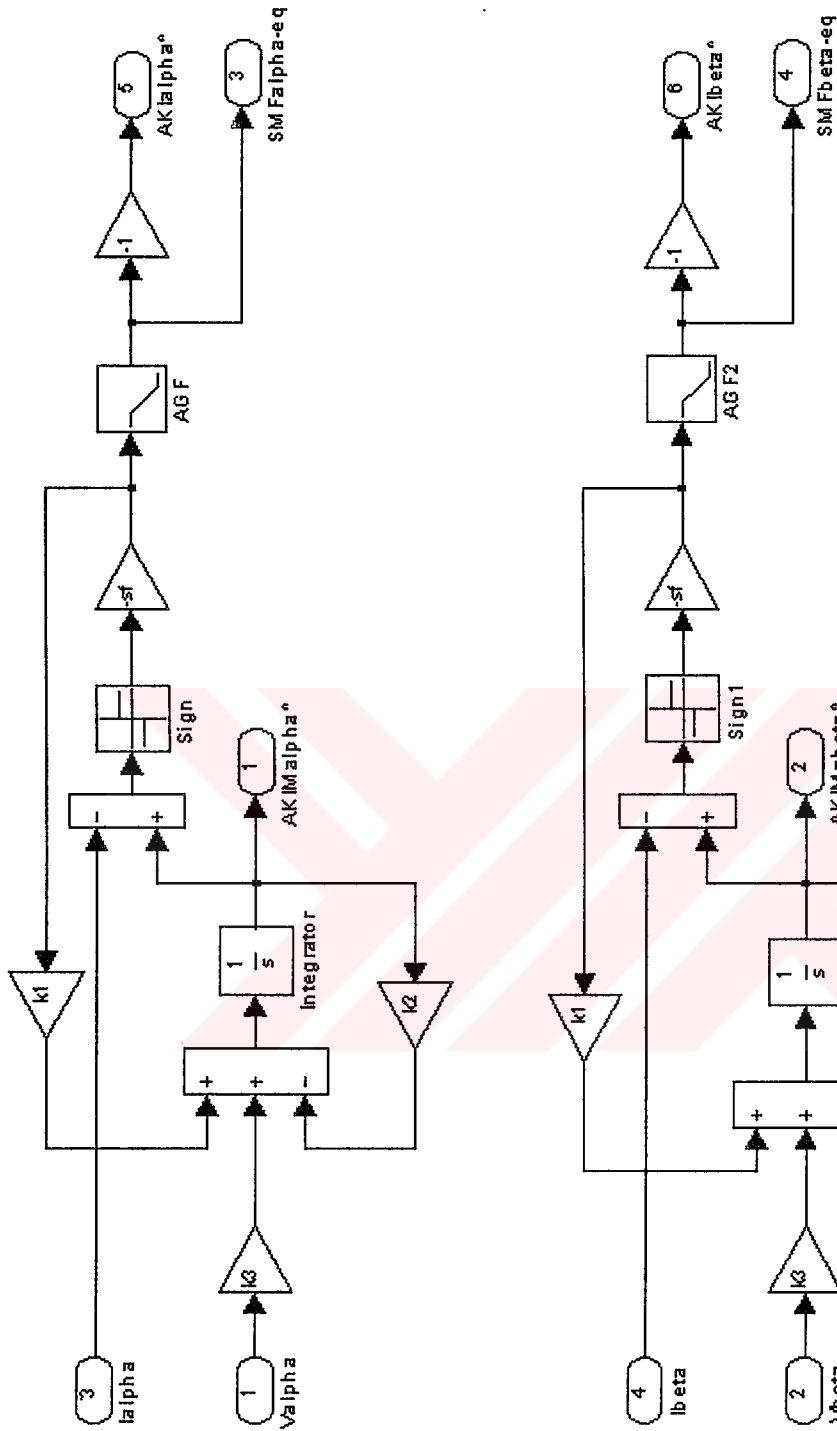
Şekil 6.6. Simulinkte oluşturulan gözetleyicinin açık çevrim gösterimi



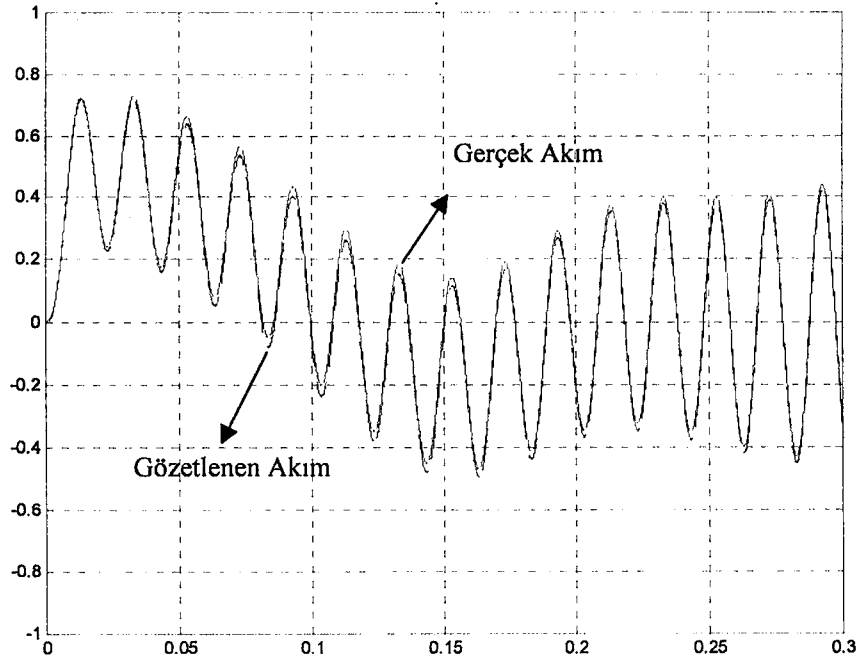
Şekil 6.7. Oluşturulan gözetleyici bloğu



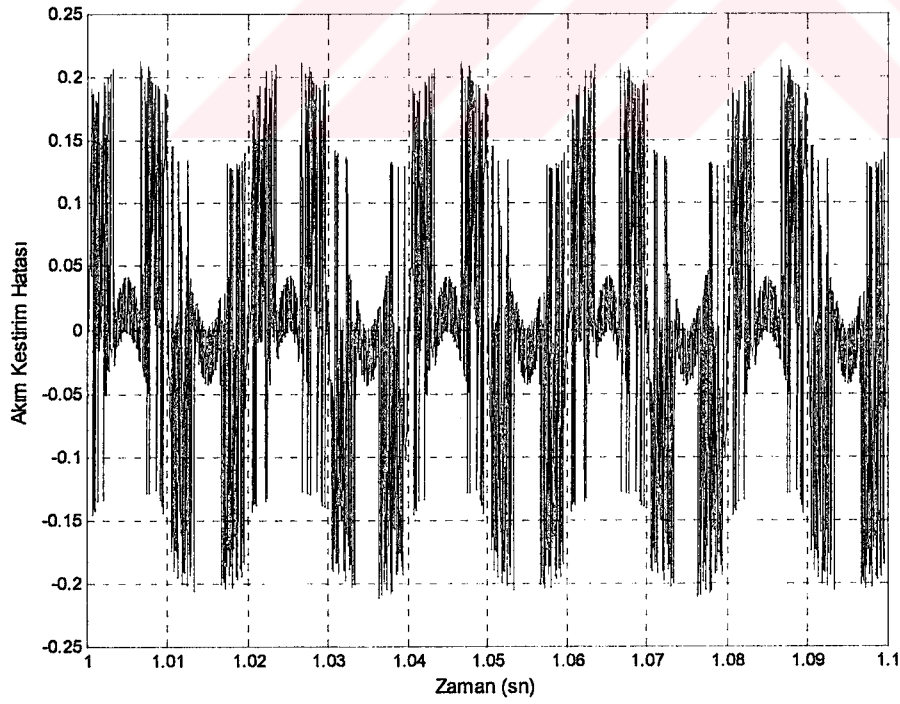
Şekil 6.8. Oluşturulan rotor hızı kestirimi bloğu



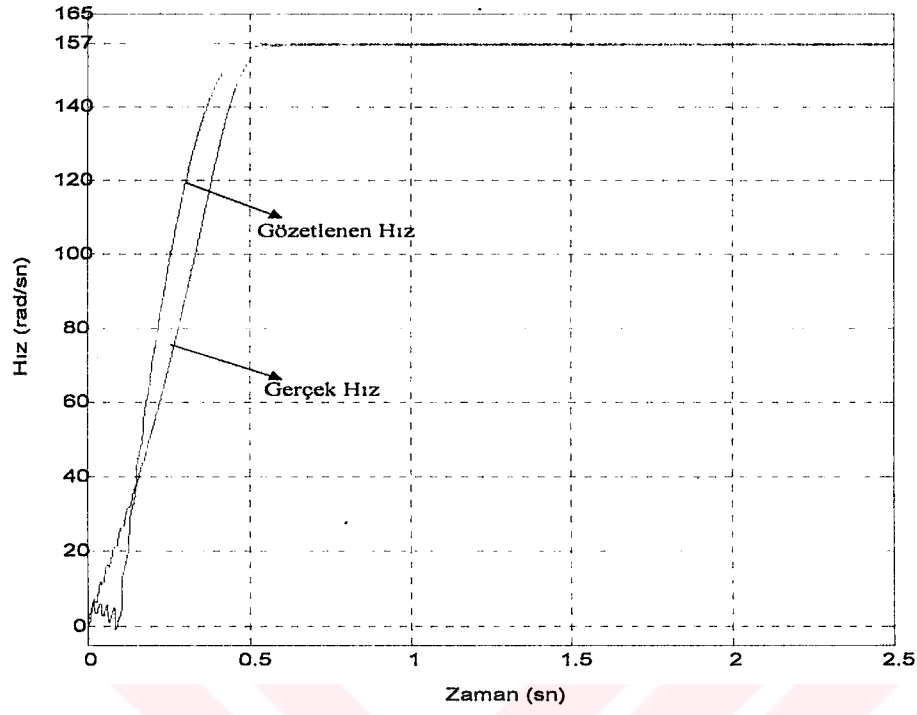
Şekil 6.9. Oluşturulan akım gözetleyici ve KM fonksiyon bloğu



Şekil 6.10. Gerçek ve gözetlenen akımların α bileşeni



Şekil 6.11. Akım kestirim hatası



Şekil 6.12. Gerçek ve gözetlenen hız

7. ASENKRON MOTORUN KAYMA MOD GÖZETLEYİCİLİ ALGILAYICISIZ HIZ KONTROLÜ

ASM'lerin hız kontrolü 2 farklı yöntem ile gerçekleştirilebilir. Birinci metotta, dahili bir çevrim içinde akım kontrolü ile beraber harici bir çevrim için hız ve akı kontrolörü kullanılır ki dahili çevrim için referans akımları i_d^r ve i_q^r 'nin bunu sağlaması şartı vardır. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorlardan (SMSM) farklı olarak, referans akımı i_d^r akı kontrolörünün çıkışı olarak tasarlanır ki, arzu edilen motor momentini garanti etmek için, rotor akı genliğini bazı sabit değerlerde korumak gerekebilir. SMSM' deki gibi, referans akımı i_q^r hız kontrolörünün çıkışıdır ve bunun değeri direkt olarak motor momentinin benzeridir. Harici çevrim hız/akı kontrolörleri için, PI gibi geleneksel kontrol teknikleri kullanılır. Hız/akı kontrolü için ikinci yöntemde doğrudan doğruya, tasarlanan süreksiz kontrolde, akım kontrolünü işe karıştırmadan kayma modu yöntemini kullanmaktır. Bu yaklaşımın avantajı, mekanik parametreler işin içine girdiğinde dayanıklılığıdır. $\omega_r^*(t)$ referans rotor hızı ve λ_0 ise rotor akısı genliğinin referans değeri olarak alınır.

MATLAB-Simulink programı kullanılarak oluşturulan KM gözetleyici, dolaylı vektör kontrol sistemine yerleştirilmiştir ve hız geri beslemesi bu bloktan yapılmıştır. Bu tür kontrol yönteminin en yaygın olanı, rotor akısından yararlanılarak geliştirilen yöntemdir. Bu amaçla rotor akı vektörünün genliğinin ve a-b-c ile dq arasındaki dönüşümleri sağlayacak olan fazının üretilmesine gerek vardır. Bu yöntemde verilen bir λ_d^{ref} , akı referans değerine karşılık Eşitlik 8.1 ifadesinden i_d^{ref} , d-ekseni referans akım değeri elde edilir.

$$\frac{d\lambda_{rd}}{dt} = \frac{R_r}{L_r} \lambda_{rd} - \frac{L_m R_r}{L_r} i_{sd} \quad (8.1)$$

Motorun d eksen akısı ile akım arasındaki ilişki doğrusal olup bir transfer fonksiyonu ile verilebilir. Motorun moment referans değeri, rotor akısı d bileşeni ve rotor akımları açısal hızı arasındaki ilişki aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$T_e = p \frac{\lambda_{rd}^2}{R_r} \omega_r \quad (8.2)$$

Motorun rotor akısının referans değeri verildiğine göre moment ifadesinde rotor akısı yerine $\lambda_{rd} = \lambda_{rd}^{ref}$ ifadesi ile referans değeri alınır ve $\omega_r = \omega_s - p\omega$ tanımı kullanıldığında moment ifadesi ile motorun hızı arasında aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

$$T_e = p \frac{(\lambda_{rd}^{ref})^2}{R_r} (\omega_s - p\omega) = K(\omega_s - p\omega) \quad (8.3)$$

Eşitlik 8.3' te $K = p \frac{(\lambda_{rd}^{ref})^2}{R_r}$, dir. Bu eşitlik kullanılarak momentin referans değeri hız

hatasından elde edilebilir. Hız hatasının sadece bir kazanç ile çarpılması momentin referans değerini elde etmek için yeterli gibi görünse de motorun yüklenmesi nedeniyle oluşacak sabit hız hatasını giderebilmek için kazanç terimine ilave olarak hız hatasının integralinin alındığı bir terim daha gerekli olur. Oran+integral özelliğine sahip PI tipi bir kontrolörün kullanılması ve bu kontrole hız hatasının uygulanması sonunda kontrolörün çıkışı vektör kontrolü oluşturmak için gerekli olan moment referans değerini bize verir.

$$T_e^{ref} = K_p (\omega_{ref} - \omega) + K_i \int (\omega_{ref} - \omega) dt \quad (8.4)$$

Elde edilen bu moment referans değerinden hareketle de i_{sq}^{ref} aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$i_{sq}^{ref} = \frac{L_r}{pL_m \lambda_{rd}^{ref}} T_e^{ref} \quad (8.5)$$

Diğer kontrol girişi olan ve dönüşüm esnasında kullanılan θ_s açısı, rotor akımları açısal hızı ω_r ve motorun açısal hızı ω yardımıyla elde edilebilir. Bundan dolayı öncelikle, akım ve akı referanslarından hareketle rotor akımlarının açısal hızı Eşitlik 8.6' dan elde edilir. stator akımları ve rotor akısı referans değerleri olarak yerine konursa aşağıdaki rotor akımlarının açısal hızı elde edilir.

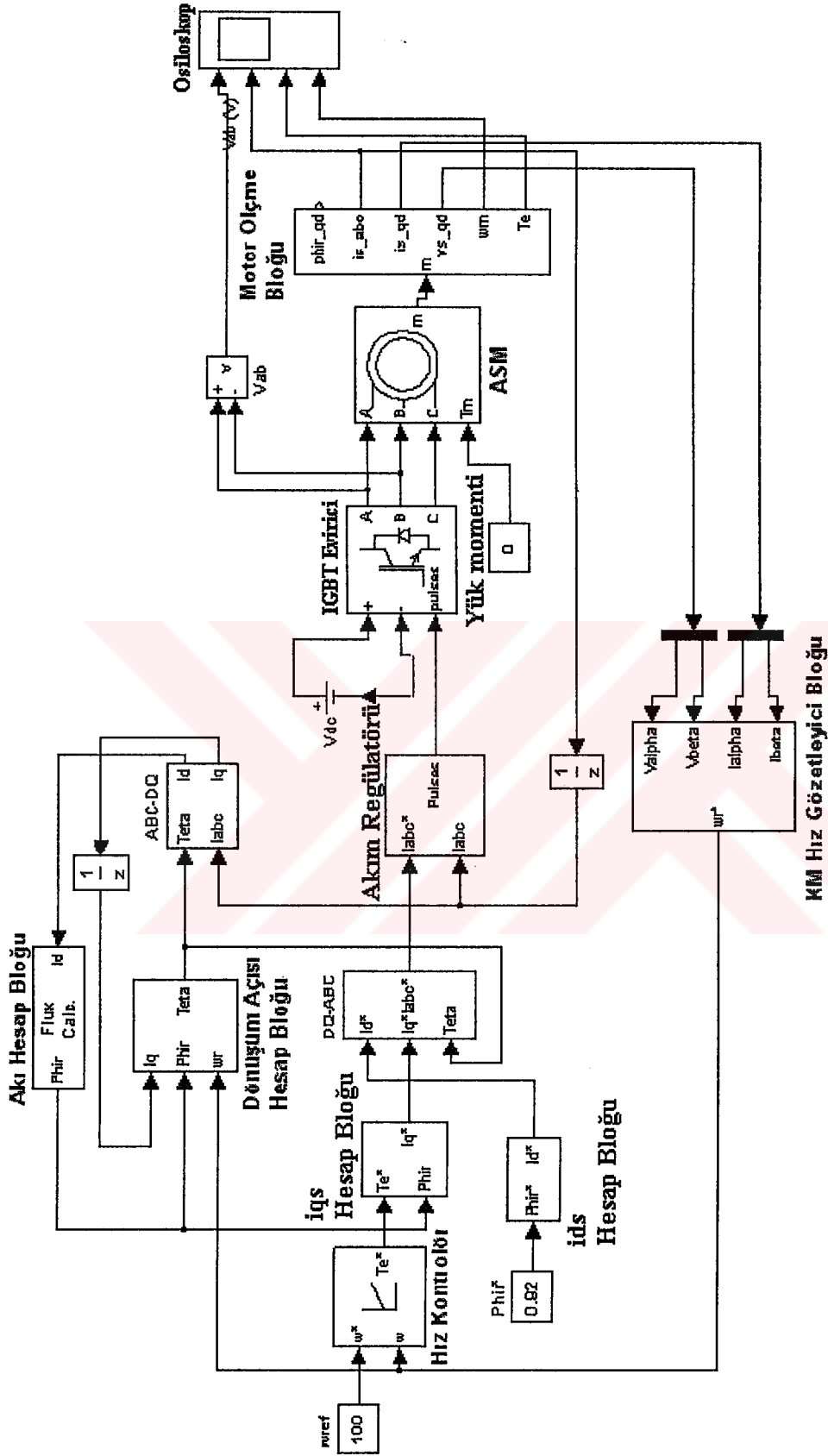
$$\omega_r = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}^{ref}}{\lambda_{rd}^{ref}} \quad (8.6)$$

Motor milinin açısal hızı ise KM gözetleyicimiz yardımıyla ölçülüp aşağıdaki denklemde görüldüğü gibi elektriksel büyüklüğe dönüştürmek üzere p, kutup çifti sayısı ile çarpılarak, rotor akımlarının açısal hızı ile toplanır ve bulduğumuz ifadenin integrali alınarak dönüşüm açısı elde edilir.

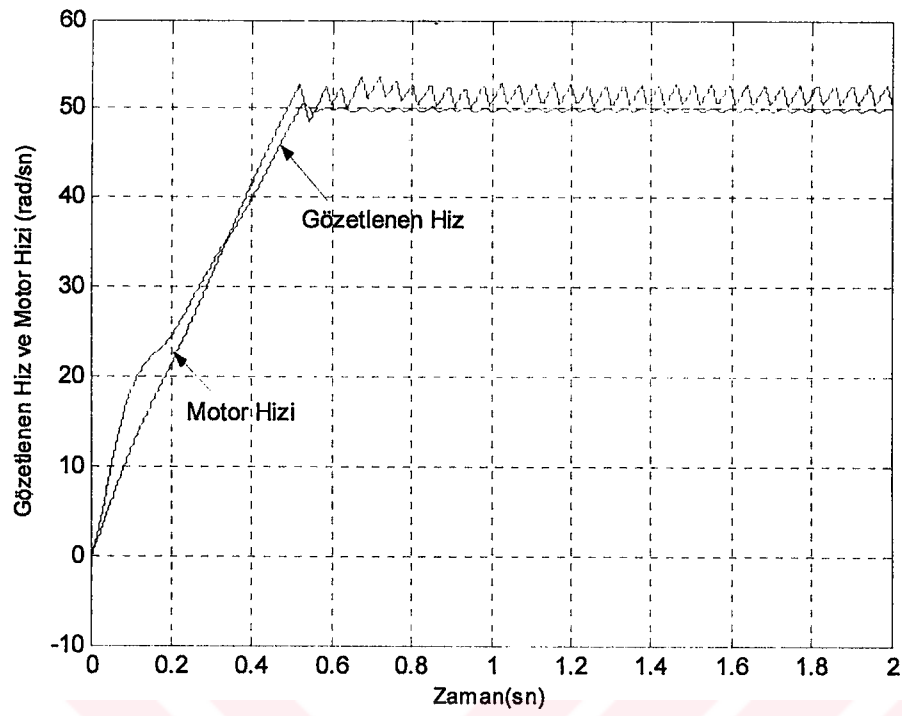
$$\omega_s = \omega_r + p\omega \quad (8.7)$$

$$\theta_s = \int \omega_s dt \quad (8.8)$$

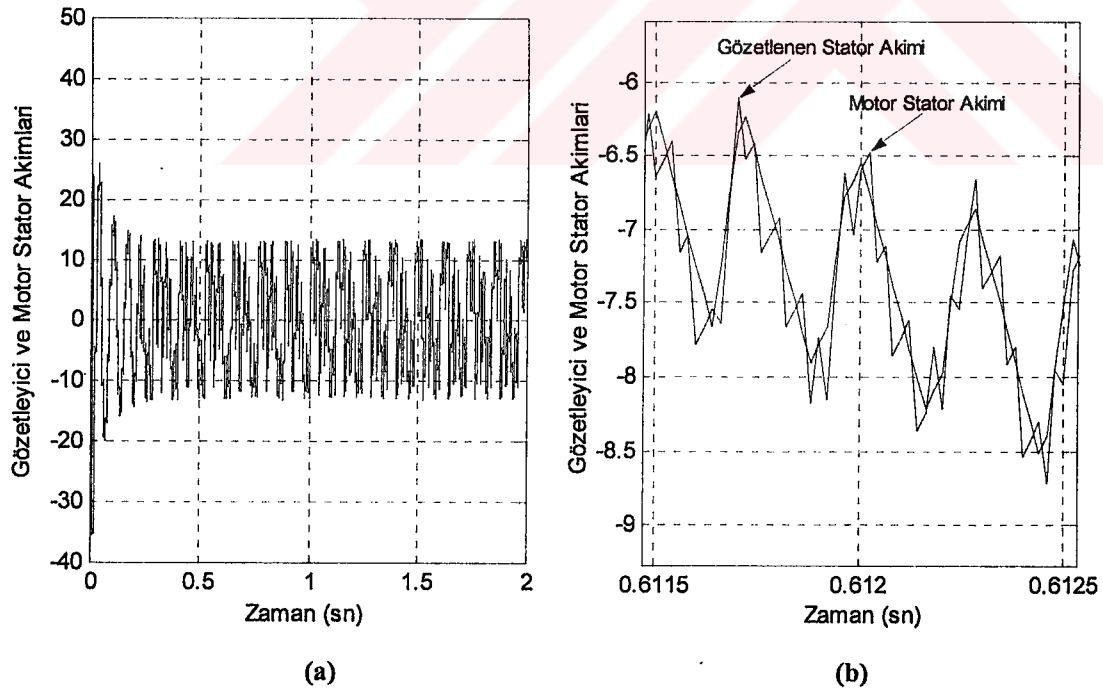
Hız kontrolü için sistemde PI tip kontrolörden yararlanılmıştır. Yukarıda ayrıntılı olarak anlatıldığı gibi hız kontrolörün çıkışı moment referans değerini vermektedir. Akı referans değeri olarak ise, motorun üretebileceği nominal akı değerine yakın bir değer verilmiştir. Bu sayede momenti kontrol eden d ve q eksenindeki akım referans değerleri üretilmektedir. Dq eksenindeki referans akımlar dönüşüm açısı yardımıyla abc eksenindeki akım değerlerine dönüştürülür. Bu akımlarla motorun statorundan akan faz akımları arasındaki farkın histerisizli bir devreye uygulanması ile eviricide yer alan IGBT' ler için DGM darbeleri üretilmiştir.



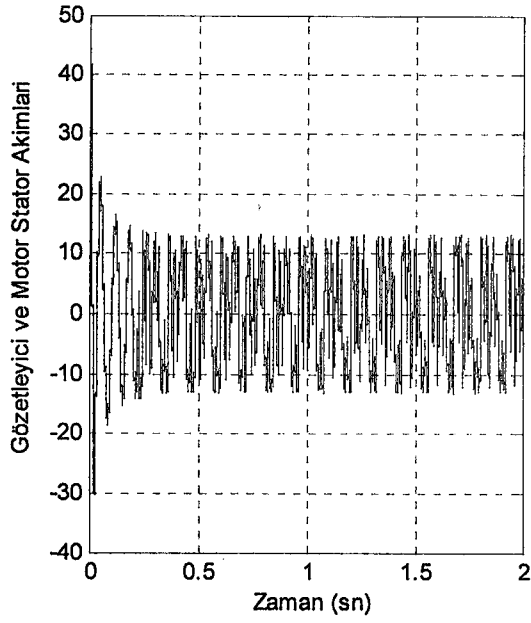
Şekil 7.1 KM gözetleyicili ASM hız kontrol sistemi simulink diyagramı



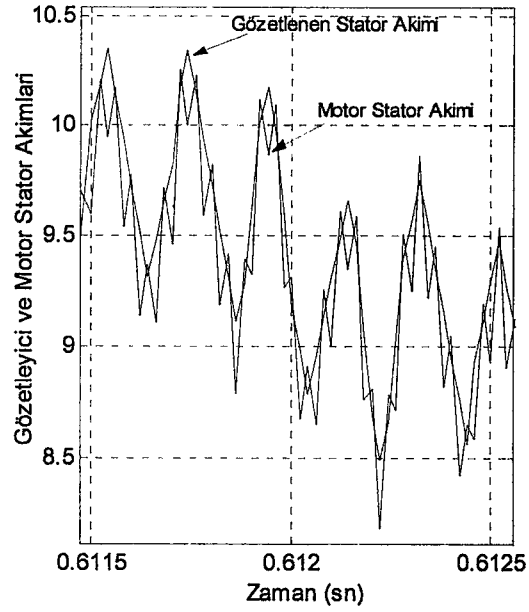
Şekil 7.2. Gözetlenen hız ve motor hızı



Şekil 7.3. a) Gözetlenen stator akımı ve motor stator akımı α -bileşeni, b) 0.6115-0.6125 sn arasında gözetlenen akım ve motor akımı α -bileşeni

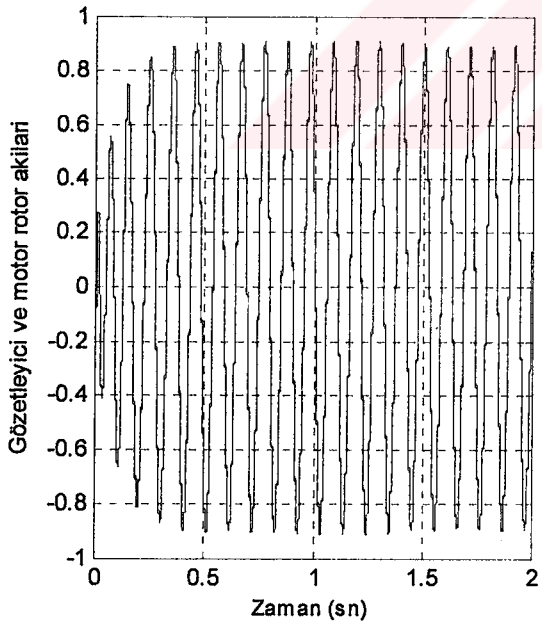


(a)

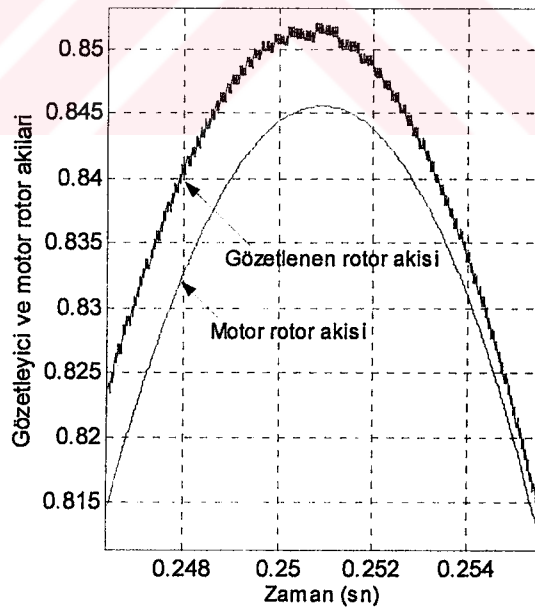


(b)

Şekil 7.4. a) Gözetlenen stator akımı ve motor stator akımı β -bileşeni, b) 0.6115-0.6125 sn arasında gözetlenen akım ve motor akımı β -bileşeni

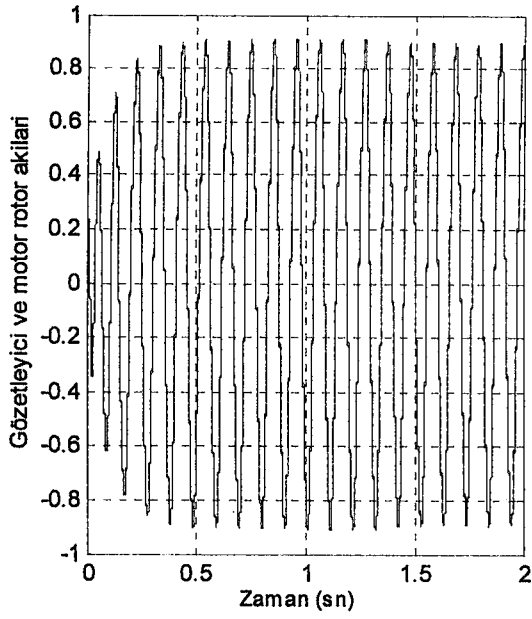


(a)

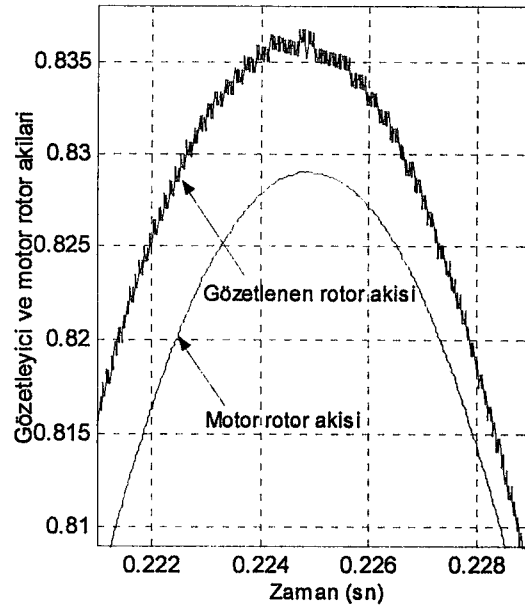


(b)

Şekil 7.5. a) Gözetlenen rotor akısı ve motor rotor akısı α -bileşeni, b) 0.246-0.256 sn arasında gözetlenen akı ve motor akısı α -bileşeni

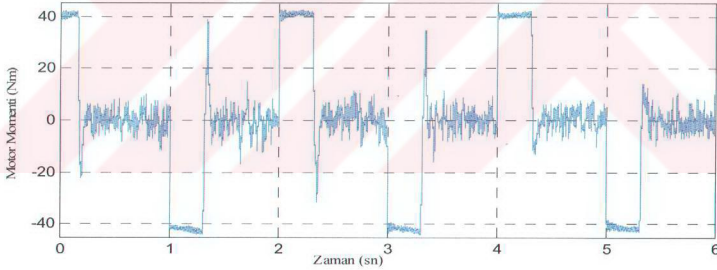
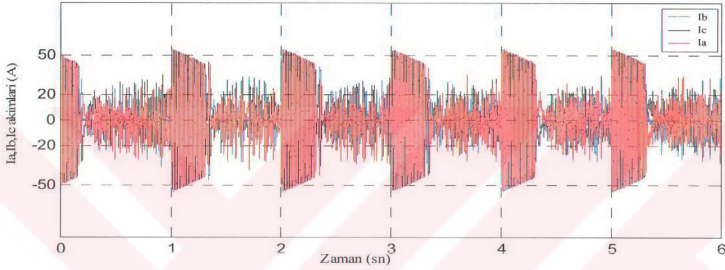
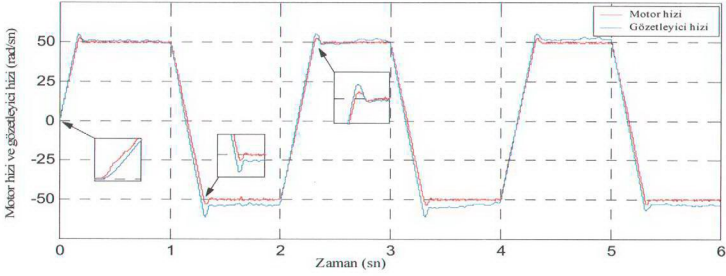


(a)



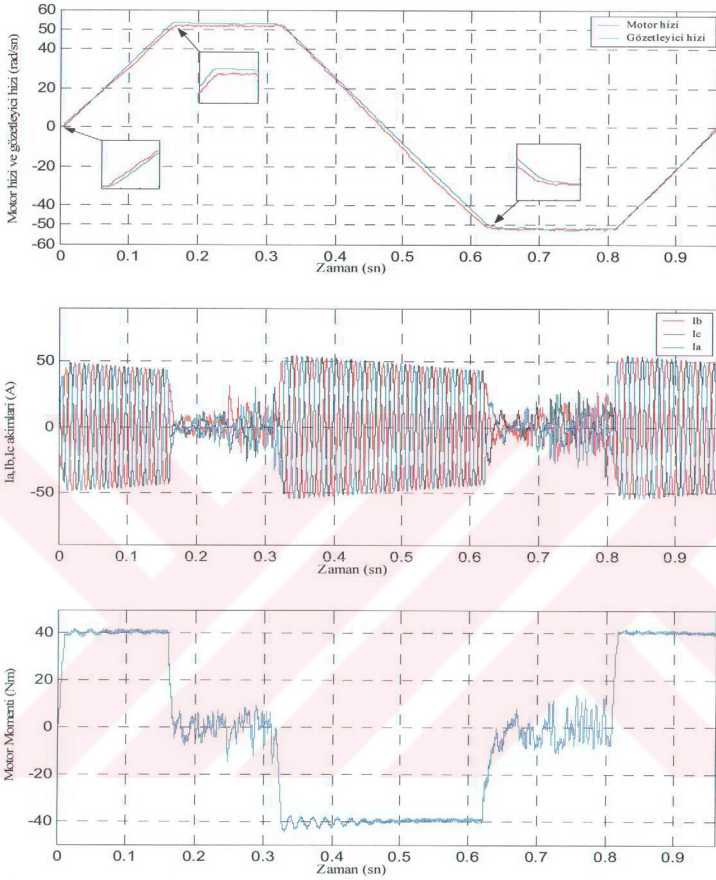
(b)

Şekil 7.6. a) Gözetlenen rotor akısı ve motor rotor akısı β -bileşeni, b) 0.220-0.229 sn arasında gözetlenen akı ve motor akısı β -bileşeni



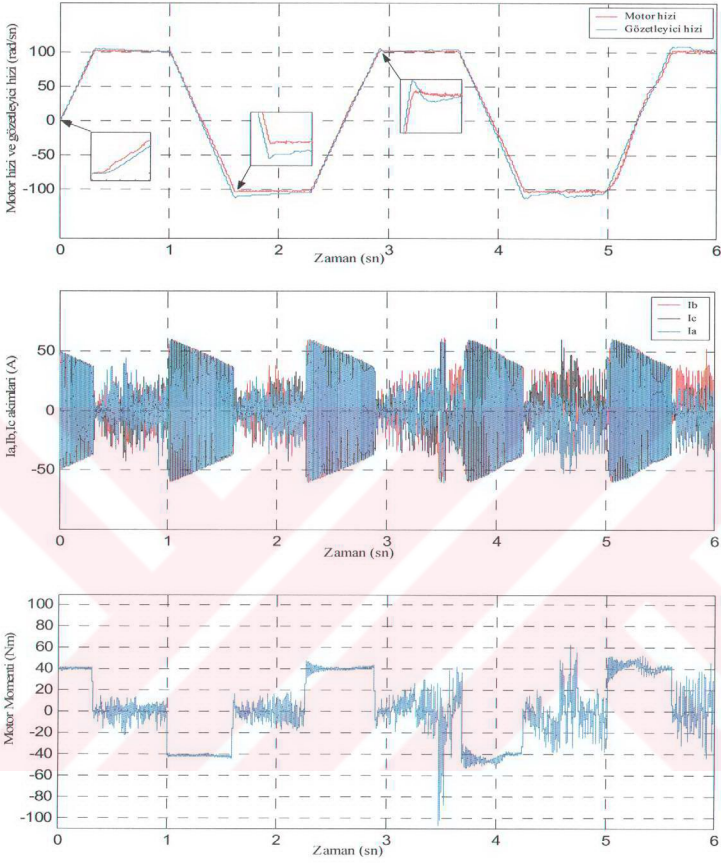
Şekil 7.7. a) ± 50 rad/sn kare dalga referans hızı karşı, gözetleyici hızı ve motor hızı cevabı b) ± 50 rad/sn kare dalga referans hızda, motorun a,b,c akımları değişimi c) ± 50 rad/sn kare dalga referans hızda, motor momenti değişimi

Yukarıdaki grafiklere bakıldığında, hızın negatif değerlerinde gözetlenen hız ile motor hızı arasında, sürekli rejimde hata görülmektedir ki bu hata gözetleyici parametresi u_0 ile düzeltilabilmektedir. Düşük ve değişken yapılu bir hız referansına karşı sistemin ve gözetleyicinin performansı tatminkar düzeydedir. Gözetlenen hızdaki salınımlar, motor hızında ufak genlikli salınımlara sebep olmaktadır.



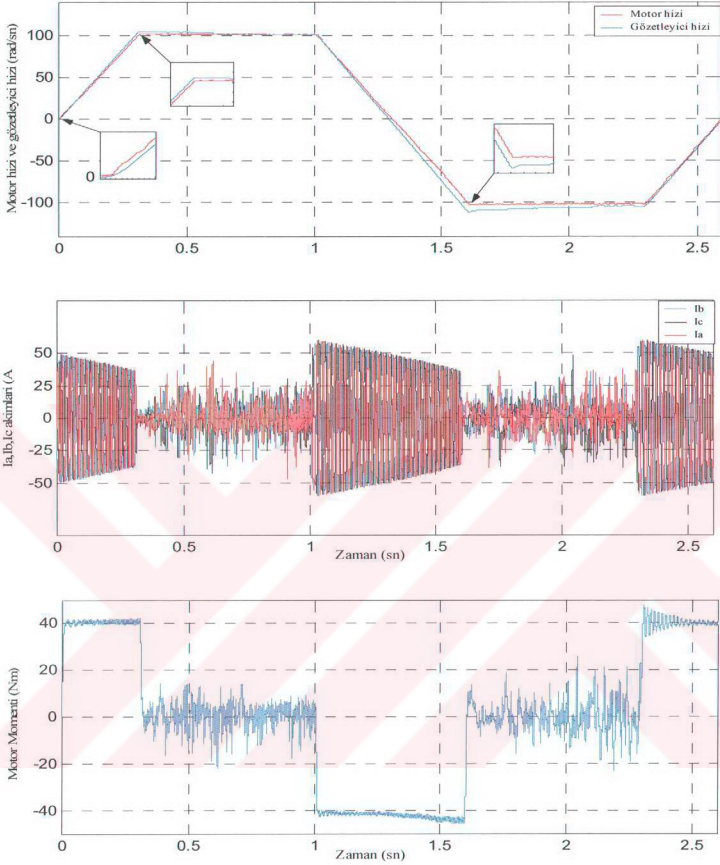
Şekil 7.8. a) ± 50 rad/sn kare dalga referans hızın bir periyotluk hareketine karşı, gözetleyici hızı ve motor hızı cevabı b) ± 50 rad/sn kare dalga referans hızın bir periyotluk hareketinde, motorun a,b,c akımları değişimi c) ± 50 rad/sn kare dalga referans hızın bir periyotluk hareketinde, motor momenti değişimi

Şekil 7.7' deki referans hızın bir periyotluk hareketinde, motor hızı ve gözetlenen hızın zamanla değişimini daha rahat görebilmek için bu grafikler verilmiştir ve belirtilen sürekli rejimdeki hatanın, gözetleyici parametresi u_0 ' ın değişimi ile düzeltilebildiği görülmektedir. Gözetleyicinin performansının, bu grafiklerde daha açık bir şekilde, gayet iyi olduğunu söyleyebiliriz.



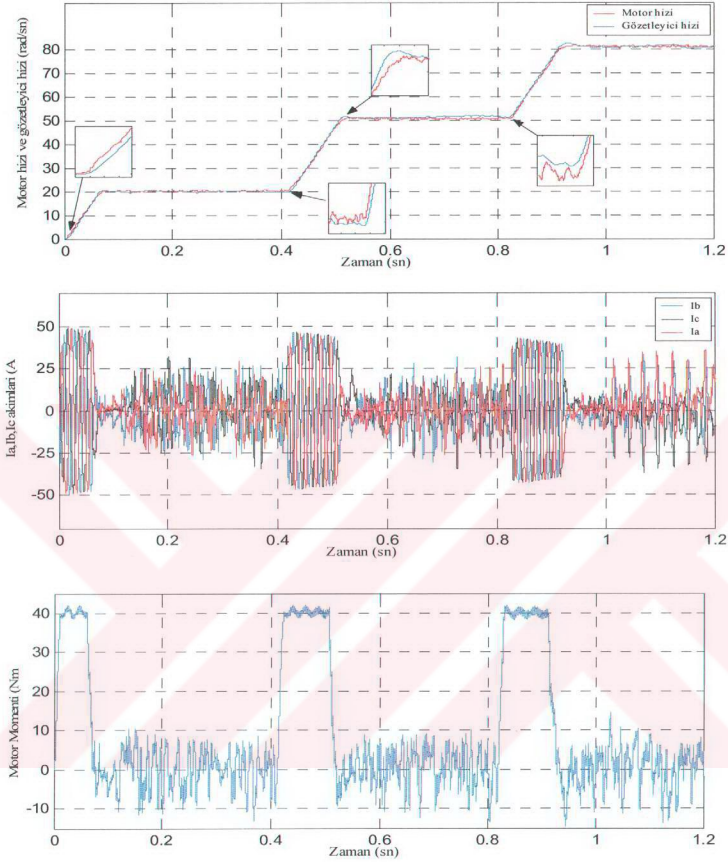
Şekil 7.9. a) ± 100 rad/sn kare dalga referans hızı karşı, gözetlenen hız ve motor hızı cevabı **b)** ± 100 rad/sn kare dalga referans hızda, motorun a,b,c akımları değişimi **c)** ± 100 rad/sn kare dalga referans hızda, motor momenti değişimi

Yukarıdaki grafiklerde motorun ± 100 rad/sn'lik hız referansına karşı, motorun ve gözetleyicinin verdiği hız cevapları ile motor akımları ve motor momenti gösterilmiştir. Daha yüksek referans hızı karşı, motorun ve gözetleyicinin cevabı gösterilmiştir ve gözetlenen hızdaki ve motor hızındaki cevabın düzeltilmesi için, u_0 parametresinin daha iyi bir değere getirilmesi gerekmektedir.



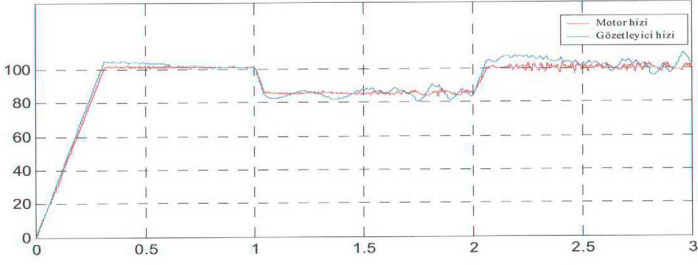
Şekil 7.10. a) ± 100 rad/sn kare dalga referans hızın bir periyotluk hareketine karşı, gözetleyici hızı ve motor hızı cevabı **b)** ± 50 rad/sn kare dalga referans hızın bir periyotluk hareketinde, motorun a,b,c akımları değişimi **c)** ± 50 rad/sn kare dalga referans hızın bir periyotluk hareketinde, motor momenti değişimi

Şekil 7.9.'daki referans hızın bir periyotluk hareketine karşı gözetleyici hızı ve motor hızı cevapları ile motor akımları ve motor momenti üstte verilmiştir. Gözetleyici parametresi u_0 değerinin daha uygun bir değere getirilmesi ile hızlardaki salınımların nasıl azaldığı ve referans cevaplarındaki düzelme açıkça görülmektedir.



Şekil 7.11. a) Kademeli olarak artırılan referans hız değerine karşı, gözetleyici hızı ve motor hızı cevabı **b)** Kademeli olarak artırılan referans hız değerinde, motorun akımları değişimi **c)** Kademeli olarak artırılan referans hız değerinde, motor momentini değişimi

Sırası ile 20-50-80 referans hız değerlerini kademeli olarak uyguladığımızda motorun ve gözetleyicinin hız cevabı ile, motorun a,b,c akımları ve ürettiği momentin değişimi Şekil 7.11.'deki grafiklerde gösterilmektedir. Gözetlenen hız ve motor hızına baktığımız takdirde, referans değerine vermiş olduğu cevabın gayet iyi olduğunu söyleyebiliriz.



Şekil 7.12. 1 ve 2 sn. arasında motora sabit yük momenti uygulandığında, gözetleyici hızı ve motor hızı

8. SONUÇLAR

Bu çalışmada, algılayıcısız kontrol yöntemleri incelenmiştir ve birbirlerine göre avantajları-dezavantajları belirtilmiştir. Asenkron motorun dinamik yapısı incelenerek, dış bozulculara karşı kontrol sisteme dayanıklılık sağlayan bir yaklaşım olan kayma mod kontrol yöntemi ile bilgisayar ortamında MATLAB-Simulink programı kullanılarak, asenkron motorun algılayıcısız hız kontrolü için simülasyonlar geliştirilmiştir. Kayma mod kontrol yöntemi kullanılarak oluşturulan gözetleyiciler ile motorun hız, akı, akım, zaman sabiti gibi değerleri, motorun gerilim ve akım bilgileri kullanılarak kestirilmiştir ve kapalı çevrim bir kontrol sisteminde bu gözetleyicinin performansı gözlenmiştir. Sistemin dış bozulculara ve parametre değişimlerine karşı dayanıklılığı incelenmiştir. Gözetleyici akım ve akı kestirimini gayet iyi bir şekilde gerçekleştirmektedir fakat kapalı çevrim hız kontrol sisteminde bu kestirimlerde oluşan hatalar sebebiyle hız kontrolünün zorlaştığı görülmüştür. Hız kestiriminde kullanılan kayma mod kontrol yönteminin özelliği ve kullanılan kayma yüzeyi denklem takımı sebebiyle, akım ve akı kestirimindeki hatalar ne kadar azaltılırsa hız o kadar iyi takip edilebilmekte, kontrolü o kadar başarılı olmaktadır. KM gözetleyici parametresi olan u_0 ' ın ne kadar doğru seçilirse, gerçek motor hızını o kadar iyi izlediği görülmüştür.

Bir sonraki çalışmada, bu simülasyonların gerçekleşmesi ve performansı iyi olan kontrol algoritmaları geliştirilmesi hedeflenmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] Utkin V., Guldner J. and Shi J., 1999, Sliding Mode Control in Electromechanical Systems, Taylor&Francis, 213-230p
- [2] Slotine J.J. and Liu T.S., 1991, Applied Nonlinear Control, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 40-96p, 277-306p
- [3] Leonhard W., Control of Electrical Drives, 1985, Springer Verlag, Berlin.
- [4] Sarıoğlu M., Kemal, Gökaşan Metin, Boğosyan Sefa, 2003, Asenkron Makinalar ve Kontrolü, Birsen Yayınevi
- [5] Skvarenina Timothy L., 2002, Power Electronics Handbook, CRC Press
- [6] Boldea Ion, Nasar Syed A., 2002, The Induction Machine Handbook, CRC Press
- [7] Jansen Patrick L., 1993, The Integration of State Estimation, Control and Design for Induction Machines, University of Wisconsin-Madison, Doctor of Philosophy
- [8] Gedikpınar M., 2002, Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Kayma Mod Gözlemleyicili Algılayıcı Hız Kontrolü, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora tezi
- [9] Utkin V., 1978, Sliding Modes and Their Application in Variable Structure System, Mir Publishers, Moscow
- [10] Şahin C., 1997, Asenkron Motorlar için Algılayıcı Akı Gözlemleyicisi ve Kontrolü, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora Tezi, İstanbul
- [11] Ayday Ayşegül, 1998, Asenkron Motorun Kayan Kip Kontrolü, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Y.Lisans Tezi, İstanbul
- [12] Yılmaz Bahattin, 1997, Asenkron Motor Sürücülerin İncelenmesi ve Tasarımı, Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Y. Lisans Tezi, İstanbul
- [13] Çalık Hüseyin, 1993, Asenkron Makinaların Hız Kontrolü, Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Y. Lisans Tezi, İstanbul
- [14] Akay V., 1998, Sistemlerin Kayma Mod Kontrolü ve Uygulamaları, İstanbul Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul
- [15] Lin F. J. Chiu L.S., January 1998, Adaptive Fuzzy sliding-mode control for PM synchronous servo motor drives, IEEE Proc.-Control Appl. Vol.145.No.1.
- [16] Zinger P., Profumo F., Lipo TA, Novotny DW, 1988, A Direct Field Oriented Controller of Induction Motor Drives Using Tapped Stator Windings, IEEE Proc.-Power Electronic Specialist Conference, Kyoto, pp.855-861

- [17] Gabriel R., Leonhard W., Nordby C.J., 1980, Field Oriented Control of a Standart AC Motor Using Microprocessors, IEEE Transaction on Industrial Appl., Vol.1A-16, pp.186-192
- [18] Blaschke F, 1972, The principle of Field Orientation as Applied to the New Transvector Closed Loop Control of Rotating Machines, Siemens Revolutions, Vol.35, No.5, pp.217-220
- [19] Schauder C., 1989, Adaptive Speed Identification for Vector Control of Induction Motors without Rotational Transducers, IEEE-IAS Annual meeting, pp.493-499
- [20] Peng F.Z. and Fukao T., 1994, Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors, IEEE Transaction on Industrial Applications, Vol.30, No.5, pp.1234-1240
- [21] Utkin V., 1993, Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives, IEEE Transaction on Industrial Applications, Vol.40, No.1, pp.23-36
- [22] Kaynak O., and Harashima F., 1985, Disturbance Rejection by Means of Sliding Mode, IEEE Transaction on Industrial Applications, Vol.32, pp.85-87
- [23] Habib-ur Rehman, Derdiyok Adnan, Güven Mustafa K., Longya Xu, November 2002, A New Current Model Flux Observer for Wide Speed Range Sensorless Control of an Induction Machine, IEEE Transaction on Power Electronics, Vol.17, No.6
- [24] İnanç Nihat, 2002, A New Sliding Mode Flux and Current Observer for Direct Field Oriented Induction Motor Drives, Electric Power Systems Research, 113-118
- [25] Marcello Montanari, Sergei Peresada, Andrea Tilli, Alberto Tonielli, 2000, Speed Sensorless Control of Induction Motor Based on Indirect Field-Orientation, IEEE
- [26] Güven Mustafa K., Habib-ur Rehman, Derdiyok Adnan, Longya Xu, 2001, A New Robust Flux, Speed and Rotor Time Constant Estimation for Wide Range Sensorless Control of An Induction Machine, IEEE
- [27] Derdiyok Adnan, Zhang Yan, Mustafa Güven, Utkin V., 2001, A Sliding Mode Speed and Rotor Time Constant Observer for Induction Machines, IEEE
- [28] Giri Venkataramanan, 1993, A Sliding Mode Observer for The Induction Motor, IEEE
- [29] Kuo-Kai Shyu and Hsin-Jang Shieh, 1996, A New Switching Surface Sliding-Mode Speed Control for Induction Motor Drive Systems, IEEE
- [30] Karel Jezernik, 2002, Speed Sensorless Torque Control of Induction Motor for EV's, IEEE
- [31] C.C.de Azevedo, C.B. Jacobina, 2002, Indirect Field Orientation for Induction Motors without Speed Sensor, IEEE

ÖZGEÇMİŞ

1979 yılında Malatya’ da doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini bu ilde tamamladıktan sonra 1997 yılında Sakarya Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik öğretmenliği bölümünü kazandı ve 2001 yılında mezun oldu. Aynı yıl Fırat Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik-Bilgisayar anabilim dalında yüksek lisans eğitimine başladı. Aynı zamanda 2002 yılından beri aynı bölümde araştırma görevlisi olarak çalışmaktadır.