

**FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARININ KAYMA MOD
GÖZLEMLEYİCİLİ ALGILAYICISIZ HIZ KONTROLÜ**

Mehmet GEDİKPINAR

123559

**DOKTORA TEZİ
(ELEKTRİK EĞİTİMİ)**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

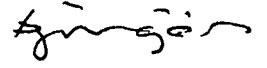
**T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ**

TEMMUZ 2002

ANKARA

123559

Mehmet GEDİKPİNAR tarafından hazırlanan FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARININ KAYMA MOD GÖZLEMLEYİCİLİ ALGILAYICISIZ HIZ KONTROLÜ adlı bu tezin Doktora tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.



Doç. Dr. Güngör BAL

Tez Yöneticisi

Bu çalışma, jürimiz tarafından Elektrik Eğitimi Anabilim Dalında Doktora tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Doç. Dr. İlhami ÇOLAK

Üye : Doç. Dr. Güngör BAL

Üye : Doç. Dr. Muhammed Gökbulut

Üye : Doç. Dr. Hanifi Güldemir

Üye : Yrd. Doç. Dr. İbrahim SEFA

Bu tez, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygundur

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖZET	i
ABSTRACT	ii
TEŞEKKÜR	iii
ÇİZELGELERİN LİSTESİ	iv
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	v
SİMGELER VE KISALTMALAR	viii

1. GİRİŞ	1
2. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARI (FSDAM)	6
2.1. Fırçasız DA Motorlarının Yapısı ve Çalışması	6
2.2. Fırçasız DA Motorların Sınıflandırılması	18
2.2.1. Yapılarına göre sınıflandırma	18
2.2.2. Besleme gerilimlerine göre sınıflandırma	19
2.3. Eviriciler (İnverterler)	21
2.3.1. Üç-fazlı eviriciler	22
2.3.2. Darbe genişlik modülasyonu (PWM) yöntemi	26
2.3.3. Akım kontrollü anahtarlama yöntemleri	27
2.4. FSDAM'larının Modellenmesi	29
2.4.1. Stator referans düzleminde FSDAM modeli	30
2.4.2. Park dönüştürmeleri	34
2.4.3. Rotor referans düzleminde FSDAM modeli	36
2.5. Simulink Kullanılarak FSDAM'un Analizi	37
2.5.1 FSDAM'un stator referans düzleminde simülasyonu	39
2.5.2. FSDAM'un rotor referans düzleminde simülasyonu	42

3.	FSDA MOTORLARIN HIZ/KONUM KONTROLÜ	45
3.1.	FSDAM'ların Algılayıcı Hız/Konum Kontrolü	45
3.1.1.	FSDAM'larda hız kontrolü	46
3.1.2.	FSDAM'larda konum kontrolü	49
3.2.	FSDAM'ların Algılayıcısız Hız/Konum Kontrolü	52
3.2.1.	FSDAM'ların algılayıcısız kontrol yöntemlerinin sınıflandırılması.....	52
3.2.1.1.	Ölçmeleri, motor eşitlikleri ve matematiksel işlemleri kullanarak algılayıcısız kontrol yöntemi	55
3.2.1.2.	Gözlemleyici kullanılarak algılayıcısız kontrol yöntemi	55
3.2.1.3.	Zıt EMK yöntemleri	58
3.2.1.4.	Başlatma yöntemleri	59
3.2.1.5.	Diğer yöntemler	61
3.2.2.	Klasik bir gözlemleyici ile FSDAM'nun hız/konum kontrolü	62
3.2.2.1.	Algılayıcısız FSDAM'un hız kontrolü	66
4.	KAYMA MOD GÖZLEMLEYİCİLER VE ALGILAYICISIZ MOTOR KONTROLÜ	70
4.1.	Kayma Mod Kontrol Teorisi	70
4.2.	Kayma Mod Gözlemleyiciler	74
4.3.	Kayma Mod Gözlemleyicilerle Algılayıcısız Hız/Konum Kontrolü Üzerine yapılan Çalışmalar	78
5.	FSDAM'LARIN ALGILAYICISIZ KONTROLÜ İÇİN YENİ BİR ADAPTİF KMG TASARIMI	82
5.1.	Geliştirilen Adaptif KMG' nin Yapısı	82
5.2.	KMG ile FSDAM'un Hız Tahmini	84
5.3.	Parametre Adaptasyonu	89
5.4.	Simülasyon Sonuçları	92
6.	SONUÇLAR VE TARTIŞMA	108

6.1.	Geliştirilen Yöntemin Değerlendirilmesi	108
6.2.	İlerde Yapılabilecek Çalışmalar	109
KAYNAKLAR		110
ÖZGEÇMİŞ		116



**FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARININ KAYMA MOD
GÖZLEMLEYİCİLİ ALGILAYICISIZ HIZ KONTROLÜ**

(Doktora Tezi)

Mehmet GEDİKPINAR

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

Temmuz 2002

ÖZET

Bu tezde, Fırçasız Doğru Akım Motorları (FSDAM) için yeni bir algılayıcısız hız kontrol algoritması geliştirilmiştir. Algoritma, Kayma Mod Gözlemleyici (KMG) ve bir tanı modelinin kullanılması temeline dayanmaktadır. KMG, rotor hız ve konumunun tahmini için kullanılmaktadır. İdeal kayma mod teknikleri parametre değişimlerine karşı dayanıklı olmasına rağmen, KMG'nın ayrık zaman uygulaması büyük parametre değişimlerine duyarlıdır. Böylece, doğru stator direnç ve indüktans değerlerini tahmin etmek ve bu tahmin edilen parametreleri KMG'de kullanmak üzere, motorun bir tanı modeli kullanılmıştır. Önerilen yöntemin etkinliğini farklı hız ve yük şartlarında gösteren çalışma sonuçları tezde sunulmuştur.

Bilim Kodu : 626.01.01

**Anahtar Kelimeler : Kalıcı mıknatıslı senkron motor, kayma mod
gözlemleyici, parametre tahmini**

Sayfa Adedi : 116

Tez Yöneticisi : Doç. Dr. Güngör BAL

**SENSORLESS SPEED CONTROL OF BLDC MOTORS USING
SLIDING MODE OBSERVER**

(Phd. Thesis)

Mehmet GEDİKPINAR

**GAZİ UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY**

July 2002

ABSTRACT

In this thesis, a new sensorless speed control algorithm for Brushless DC motors has been developed. The algorithm is based on the use of Sliding Mode Observer (SMO) and an identification model. The SMO has been used to estimate both the rotor speed and position. Although the ideal sliding mode techniques are robust in the case of parameter variations, the discrete time implementation of the SMO is sensitive to the large parameter variations. Thus, an identification model of the motor has been employed to estimate the true stator resistance and inductance and to use these estimated parameters in the sliding mode observer. The operation results showing the effectiveness of the proposed method under different speed and load conditions have been presented in the thesis.

Science Code : 626.01.01
Key Words : Permanent magnet synchronous motor, Sliding Mode observer, parameter estimation
Page Number : 116
Adviser : Assoc. Prof. Dr. Güngör BAL

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca yardım ve desteğini esirgemeyen ve beni yönlendiren kıymetli hocam Doç. Dr. Güngör BAL'a, bilgi tecrübeleri ile beni destekleyen Fırat Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik-Bilgisayar Eğitimi Bölümü ile Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümü'nün tüm öğretim elemanlarına ve çalışmalarımda sabır ve hoşgörü ile bana destek olan aileme teşekkürü borç bilirim.



ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1. Şekil 2.6 de verilen ışık kesici diskin konumuna göre saat yönünde dönüş için lojik değerleri	14
Çizelge 5.1. Kontrolör ve Motor Parametreleri	93



ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil	Sayfa
Şekil 2.1.	Çeşitli stator sac tipleri 7
Şekil 2.2.	Çeşitli KM rotor tipleri 8
Şekil 2.3.	Üç-fazlı FSDAM'nun blok diyagramı 9
Şekil 2.4.	Üç-fazlı optik elemanlı FSDAM'un prensip şeması 10
Şekil 2.5.	Anahtarlama sırası ve stator alanının hareketi 12
Şekil 2.6.	Üç-fazlı çift-kutuplu eviriciden sürülen FSDAM 13
Şekil 2.7.	Şekil 2.6'da verilen döner disk konumu için stator manyetik alanı ve oluşturulan momentin yönü 13
Şekil 2.8.	Stator manyetik alanı ve rotorun saat yönünde dönüşü 15
Şekil 2.9.	Hall elemanın bağlantısı ve indüklenen emk' in polaritesi 16
Şekil 2.10.	Hall IC elemanın prensip şeması ve anahtarlama fonksiyonu ... 16
Şekil 2.11.	Hall algılayıcılı dört-fazlı fırçasız DA motor 17
Şekil 2.12.	Güç elemanlarının sürülmesi ve rotor konumları 18
Şekil 2.13.	Çeşitli yapıda FSDAM modelleri 19
Şekil 2.14.	Çeşitli tiplerinde besleme akımı ve gerilimlerin durumu 20
Şekil 2.15.	Çift kaynaklı üç-fazlı evirici devresi 22
Şekil 2.16.	120° iletimli üç-fazlı evirici devresi çıkışları 23
Şekil 2.17.	180° iletimli üç-fazlı inverter devresi çıkışları 24
Şekil 2.18.	Üçgen ve sinüs dalgalarından temel dalganın elde edilmesi 26
Şekil 2.19.	Üç-fazlı sinüsoidal PWM anahtarlama yöntemi 27
Şekil 2.20.	Tolerans bant akım denetleyicinin blok diyagramı 28
Şekil 2.21.	Tolerans bant akım denetimi 29
Şekil 2.22.	FSDAM'nun yıldız-bağlı eşdeğer devresi 30
Şekil 2.23.	Vektörel olarak üç-fazın iki-faza indirgenmesi 34
Şekil 2.24.	FSDAM'nun d-q eksenli eşdeğer devresi 36
Şekil 2.25.	FSDAM'un stator referans düzleminde blok diyagramı 39

Şekil 2.26.	Akım denetimsiz FSDAM'un stator referans düzlemindeki blok diyagramı	40
Şekil 2.27.	FSDAM'un stator referans düzlemindeki simülasyon sonuçları	41
Şekil 2.28.	FSDAM'un rotor referans düzlemindeki blok diyagramı	42
Şekil 2.29	Akım denetimsiz FSDAM'un iki-faz blok diyagramı	43
Şekil 2.30.	FSDAM'un rotor referans düzlemindeki simülasyon sonuçları	44
Şekil 3.1.	FSDAM'ın hız/konum kontrolü blok diyagramı.....	46
Şekil 3.2.	FSDAM'nun hız kontrol sistemi blok diyagramı	47
Şekil 3.3.	FSDAM'un hız kontrol sistemi için Simulink blok diyagramı..	48
Şekil 3.4.	FSDAM'un konum kontrol sistemi simülasyon sonuçları	49
Şekil 3.5.	FSDAM'un konum kontrol sistemi Simulink blok diyagramı	50
Şekil 3.6.	FSDAM'un konum kontrol sisteminin simülasyon sonuçları ..	51
Şekil 3.7.	Motor modelinden yararlanarak hız/konum algılama yöntemi blok diyagramı	53
Şekil 3.8.	Konum gözlemleyicinin Simulink blok diyagramı	66
Şekil 3.9.	Algılayıcısız FSDAM 'un hız kontrolü blok diyagramı	67
Şekil 3.10	Algılayıcısız FSDAM'un ve gözlemleyicinin açık çevrim için (hız kontrolü) hız/konum grafikleri	68
Şekil 3.11.	Algılayıcısız FSDAM 'un ve gözlemleyicinin kapalı çevrim (hız kontrolü) için hız/konum grafikleri	69
Şekil 4.1.	İkinci derece bir sistem için ulaşma ve kayma modları	72
Şekil 5.1.	Geliştirilen KMG'li sistemin genel blok diyagramı	83
Şekil 5.2.	KMG'nin yapısı	84
Şekil 5.3.	FSDAM için tanı modeli.....	90
Şekil 5.4.	Anma motor parametreleri ile alınan simülasyon sonuçları	94

Şekil 5.5.	1 rad/s'lik düşük referans hızda FSDAM'un hız/konum simülasyon sonuçları	95
Şekil 5.6.	250 rad/s'lik yüksek referans hızda FSDAM'un hız/konum simülasyon sonuçları	96
Şekil 5.7.	Parametre adaptasyonu olmadan % 60 arttırılmış stator direnci için alınan FSDAM'un simülasyon sonuçları	98
Şekil 5.8.	Önerilen adaptif yöntem ile %60 arttırılmış stator direnci için alınan simülasyon sonuçları	99
Şekil 5.9.	Adaptasyon süresince kestirilen stator direncinin değişimi	99
Şekil 5.10.	Parametre adaptasyonu olmadan stator direnci %50 ve indüktansı %20 arttırılmış FDAM'un simülasyon sonuçları ...	101
Şekil 5.11.	Önerilen adaptif yöntem kullanılarak stator direnci %50 ve indüktansı %20 arttırılmış FSDAM'un simülasyon sonuçları .	102
Şekil 5.12.	Adaptasyon süresince kestirilen stator direnci ve indüktans değişimi	103
Şekil 5.13.	Parametre adaptasyonu olmadan değişken moment için stator direnci %30 arttırılmış FSDAM'un simülasyon sonuçları	104
Şekil 5.14.	Önerilen adaptif yöntem kullanılarak değişken moment için stator direnci %60 arttırılmış FSDAM'un simülasyon sonuçları	105
Şekil 5.15.	Parametre adaptasyonu olmadan değişken moment için stator direnci %60 arttırılmış FSDAM'un simülasyon sonuçları	107

SİMGELER VE KISALTMALAR,

Bu çalışmada kullanılan bazı simge ve kısaltmalar açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklamalar
i	Stator akımı, amper
R	Stator faz direnci, ohm
v	Stator faz gerilimi, volt
L	Stator faz öz indüktansı, Henry
M	Stator fazlar arası ortak indüktans, Henry
e	Stator sargılarında indüklenen zıt emk, volt
θ_r	Rotor açısal konumu (elektriksel), rad
ω_r	Rotor açısal hızı (elektriksel), rad/s
θ_m	Rotor açısal konumu (mekanik), rad
ω_m	Rotor hızı (mekanik), rad/s
T_L	Yük momenti, Nm
T_e	Elektromanyetik moment, Nm
P_e	Elektromanyetik güç, Watt
P	Kutup sayısı
J	Rotor yük ve atalet momenti, kg-m^2
B	Sürtünme katsayısı, kgm^2/s (Nms)
$d-q$	Rotor referans düzlem eksenleri
$\alpha-\beta$	İki-faz stator sabit düzlem eksenleri
$a-b-c$	Üç-faz stator sabit düzlem eksenleri
T_i	İntegratör zaman sabiti
p	Türev operatörü
K_e	Zıt emk sabiti, vrad/s
Φ	Stator sargıları toplam manyetik akısı, weber

Kısaltmalar	Açıklama
FSDAM	Fırçasız doğru akım motoru
KMSM	Kalıcı mıknatıslı senkron motor
AA	Alternatif akım
DA	Doğru akım
emk	Elektromotor kuvvet
PI	Oransal+integral
PID	Oransal+integral+türev
PWM	Darbe genişlik modülasyonu
KM	Kalıcı mıknatıs
KMG	Kayma Mod gözlemleyici
KMK	Kayma Mod kontrol
MRAS	Model referans adaptif sistem
ARM	Anahtarlama relüktans motor
DSP	Dijital sinyal işleyici
SMO	Sliding Mode Observer

1. GİRİŞ

Klasik (firçalı) doğru akım (DA) motorları, yüksek kalkınma momenti ve yüksek verime sahiptirler. Bu nedenle, değişken hız ve moment istenen servo sistem uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır [1,2]. Ancak, rotor konumuna göre akım iletimi sağlayan fırça-kollektör yapısı, sürtünme ve ark oluşumuna sebep olmakta ve motorun ömrünü olumsuz yönde etkilemektedir. Ayrıca aşınma ve ısınma sonucu arızalar sıklaşmakta ve bakım zorluğu ortaya çıkmaktadır. Fırça-kollektör yapısı, motorun yüksek hızlarda çalışmasını olumsuz etkilediği gibi, patlayıcı ortamlarda çalıştırılmasını da sınırlamaktadır. Sıralanan sakıncalardan dolayı fırçalı DA motorların yerini, fırça-kollektör ve uyarım sargısından kurtarılmış fırçasız tipteki çeşitli motorlar almaya başlamıştır. Bu konuda, özellikle fırçasız DA motorları (FSDAM) önem kazanmaktadır [3,4].

Elektronik malzeme ve beraberinde kontrol teknolojisi alanındaki hızlı gelişmeler, gelişen teknolojiye paralel olarak yeni tip elektrik motorlarının üretimini de hızlandırmıştır. Kalıcı mıknatıslı motorların bakımlarının az, verimlerinin yüksek ve aynı güçteki diğer motorlara göre boyutlarının küçük olması, kalıcı mıknatıs teknolojisini de gelişmeye zorlamıştır. Çeşitli alaşımlardan manyetik akı yoğunluğu oldukça yüksek ve üretim maliyetleri düşük Alnico, Samarium-Cobalt ve Neodymium-Boron-Iron gibi kalıcı mıknatıs çeşitleri üretilmiştir. Bu alaşımların bazılarının kalıcı mıknatıslıyetleri yüksek, bazıları mekanik olarak dayanımlı olurken, bazılarının da mıknatıslama eğrileri oldukça doğrusaldır. Geliştirilen manyetik malzemelere paralel olarak da kalıcı mıknatıslı motor tasarımları geliştirilmiştir [5].

Genel manada, yapısal yönden fırçasız DA motorların fırçalı DA motorlardan fazla bir farkı yoktur. Rotorun tam dönme yapabilmesi için gerekli olan endüvinin akım yönün değiştirilmesi (komütasyon) işlemi, fırça-kollektör

yerine mil konumunu tespit eden algılama elemanları ve bu elemanların süreceği güç devresi yardımı ile gerçekleştirilir. Ancak, rotor yüksek akı yoğunluklu kalıcı mıknatıstan oluşturularak, dönen kısımda yer almaktadır. Bu nedenle bir FSDAM, uyarım sargısı yerine kalıcı mıknatıs kullanılan ve konum algılama elemanları ile anahtarlanan evirici devresiyle stator sargıları beslenen bir senkron motor yapısındadır. Bu yapıdaki bir FSDAM'nun fırçalı DA motorlara göre birçok üstünlükleri vardır [1,3-6]:

- Klasik yapıda komütasyon fırça-kollektör ile sağlanırken, FSDAM'larda fırça-kollektör sisteminin yerini konum algılayıcıları ve sürme devreleri almaktadır. Böylece, fırça-kollektör kaynaklı bir çok problem ortadan kaldırılmış olur.
- Hareketli kısımda bulunan sargıların dinamiğinin arızalara sebep olduğu gerçeği dikkate alınacak olursa, FSDAM'larında stator ve rotorun yer değiştirmesi ile, oluşacak ısı dış ortama daha kolay atılır. Ayrıca, nüvenin çap olarak genişliği, sarılacak sargının yerleştirilmesini ve nüveye sabitlenmesini kolaylaştırır.
- FSDAM'larında fırça sistemi olmadığından, boyut küçülmesi ve ağırlığın azalması fırçasız motorlarda üstünlük olarak kabul edilir. Kazanılan bu özelliklerle motorun atalet momenti azaltılmış olur.
- Yüksek hızlarda klasik motorlarda kollektör dilimleri arasında oluşacak yüksek gerilim ve akım yoğunluğu problemleri bu motorların hızlarını sınırlamıştır. FSDAM'larda kollektör olmadığı için, hız sınırı mekanik dayanımı zorlamayacak şekilde yüksek değerlere kolaylıkla çıkabilir.
- FSDAM'ların, yukarıda sayılan üstünlüklerinin yanında hız kontrollerinin de kolay ve düzgün olması, bir çok uygulama sahasında tercih edilmesini sağlamıştır. Günümüzde servo-motor uygulaması gerektiren yerlerde, büro alet ve cihazlarında, fotokopi makinalarında, su-hava-kimyasal pompa uygulamalarında, tarayıcı-yazıcı vb bilgisayar çevre birimlerinde,

bilgisayar ve teyp sürücülerinde, çeşitli analiz cihazlarında, uzay ve otomobil endüstrisinde, tıp elektroniği ve robotik uygulamaları gibi birçok önemli hizmet alanında FSDAM tipleri başarı ile kullanılmaktadır.

FSDAM 'larının fırçasız tip AA motorlarına göre bazı üstünlükleri vardır. Bu üstünlükler:

- Kontrol kolaylığı,
- Düşük moment salınımı,
- Yüksek verim,
- Yüksek moment/kütle ve düşük atalet momenti olarak sıralanabilir.

FSDAM'larında stator akımları, konum algılayıcılar yardımı ile sürülen, genellikle akım kontrollü eviricilerden sağlanır. Eviricilerin iyi anahtarlanamaması harmonik moment bileşenlerinin artmasına sebep olur. Bu olay FSDAM'ların en önemli sakıncaları sayılır ve mutlaka iyi bir anahtarlama sistemine ihtiyaç gösterirler [5,6].

FSDAM'larının diğer önemli bir sakıncası ise motor sargılarını besleyen eviricilerin motorun konumuna göre anahtarlaması gerektiğinden, hız/konum bilgisi algılayıcılarına ihtiyaç duyulmasıdır. Klasik hız/konum algılayıcıları genellikle, optik yada manyetik elemanlardan oluşurlar. Bu elemanlardan manyetik olanlar stator ayaklarına yerleştirilirler. Böylece hava aralığının artması söz konusu olur ve verimi düşürür. Optik algılayıcılar ise, mil üzerine monte edilen bir disk ve mil konumuna göre ışığı kesilen optik elemanlardan oluşturulurlar. Kullanılan optik algılayıcılar, FSDAM'larına ilave fiziksel boyut kazandırmış olur. FSDAM'larında kullanılan hız/konum algılayıcıları, yukarıda bahsedilen hava aralığının artması sonucu verim kaybı ve fiziksel boyut gibi sakıncalarının yanında, ilave maliyet getirirken, mekanik güvenilirliği de azaltırlar.

FSDAM'larının yapılarında bulunan hız/konum algılayıcılarının yukarıda sıralanan sakıncalarını gidermek amacı ile, son zamanlarda algılayıcısız hız/konum kontrolü üzerine çalışmalar yoğunlaşmıştır [7-14]. FSDAM'larının algılayıcısız kontrolüne yönelik olarak literatürde bir çok yöntem kullanılmıştır. Bu yöntemleri temel olarak aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- Akım ve gerilimleri ölçerek ve motor modelini kullanarak algılayıcısız kontrol.
- Gözlemleyiciler kullanarak algılayıcısız kontrol.
- Zıt emk yöntemlerini kullanarak algılayıcısız kontrol.
- Algılayıcısız başlatma yöntemleri.

Kayma Mod Kontrol (KMK) yöntemi, FSDAM'ların algılayıcısız kontrol yöntemleri içinde yüksek performansı ile öne çıkmıştır [15-18]. KMK yönteminde gerekli olan hız/konum bilgisi, motor modeli ve motor akım/gerilim değerleri kullanılarak, Kayma Mod gözlemleyici (KMG) yardımı ile elde edilir. KMK teorisi, özellikle Kayma Mod kontrolün ayrık zaman gerçekleştirme problemleri yoğun olarak çalışılan aktif araştırma konularıdır [19,20]. Hız/konum algılayıcısız motor kontrol sistemlerinde kullanılan KMG'ler klasik KMK yaklaşımı ile gerçekleştirilmiştir. Yapılan çalışmalarda göze çarpan önemli bir eksiklik, KMG'nin performansını artırmak için yeni KMK yaklaşımlarının kullanılmamasıdır. Ancak, literatürde adı geçen yöntemlerin getirmiş olduğu bazı sakıncalar belirtilmektedir. Özellikle KMG'de titreşim veya çatırdama (chattering) diye bilinen olay bu yöntemin önemli bir problemidir.

KMG'lerle, hız/konum algılayıcısız kontrolde klasik KMK yaklaşımlarının geliştirilmesi ve parametre değişimlerine karşı KMG'nin dayanıklılığının (robust) artırılması halen üzerinde çalışılması gereken önemli bir konudur. Ayrıca, yeni KMG yapılarının, hız/konum algılayıcısız kontrolün en temel

problemi olan çok düşük hızlardaki kontrol performansının iyileştirilmesi yine önemli bir bilimsel çalışma konusu olarak düşünülebilir.

Bu tezde, FSDAM'larının KMG ile algılayıcısız hız/konum kontrolü gerçekleştirilmiştir. Nominal motor modeli kullanılarak KMG tasarlanmış ve motorun elektriksel devresinin tanı modeli çıkarılarak motorun değişen elektriksel parametreleri uyarlanmıştır. Tanı modelinden hesaplanan motorun elektriksel parametreleri, KMG de kullanılarak sistemin parametre değişimine karşı dayanıklılığı artırılmıştır.

Bu tez çalışması 5 bölüm olarak düzenlenmiştir.

Bölüm 2 de, FSDAM'larının yapıları, çalışma prensipleri, modellenmesi ve analizine yer verilmiştir. Bunun yanında FSDAM'ların sürme devreleri açıklanmıştır.

Bölüm 3 de, FSDAM'ların hız/konum algılayıcılı ve algılayıcısız kontrolü yapılmıştır.

Bölüm 4 de, KMK teorisi ve gözlemleyiciler verilmiştir.

Bölüm 5 de, dayanıklı KMG ile FSDAM'nın algılayıcısız kontrolü incelenmiştir.

Bölüm 6 da, simülasyon sonuçları değerlendirilmiştir.

2. FIRÇASIZ DOĞRU AKIM MOTORLARI (FSDAM)

DA motorları kontrol kolaylığı ve karmaşık sürme devrelerine ihtiyaç göstermemesinden dolayı hız/konum kontrolünde sıkça kullanılırlar. Ancak bu motorlarda kullanılan fırça-kollektör düzeneği motora daha çok bakım yapılmasını gerektirmekte ve yanıcı veya patlayıcı ortamlarda kullanılmasını sınırlamaktadır.

Elektriksel uyartımlı senkron motorlar, 3-faz stator sargısı ve DA uyartımlı rotor sargısından oluşturulmuş motorlar olup hızları yük ile değişmemektedir. Hız değişimi besleme frekansına ve kutup sayısına bağlıdır. Rotor uyartımı fırça-kollektörden sağlandığı için fırça-kollektör kaynaklı sakıncalar senkron motorlarda da geçerlidir.

Elektriksel uyartımlı senkron motorlarda rotordaki uyartım sargıları yerine çeşitli formlarda kalıcı mıknatısların kullanılması sonucu, kalıcı mıknatıslı senkron motorlar (KMSM) elde edilmektedir. KMSM’larda stator sargıları dağıtılmış olarak stator oluklarına yerleştirilmekte ve üretilen momentin (tork) düzgün olabilmesi için besleme sinüsoidal olmaktadır. KMSM’larda rotor sargısı olmadığı için bakır kayıpları azalmaktadır. Böylece aynı boyuttaki bir elektriksel uyartımlı senkron motora göre KMSM’ların verimleri daha yüksektir. Fırça-kollektör yapısından kurtarılan KMSM’lar, fırça-kollektör kaynaklı problemlerden kurtarıldığı için elektriksel uyartımlı senkron motorlara göre avantajlı sayılmaktadır. KMSM’ların hız/konum kontrolünde konum bilgisine ve sürme sistemine ihtiyaç göstermeleri önemli sakıncaları sayılmakla beraber, birçok endüstriyel uygulamada kullanılmaktadır.

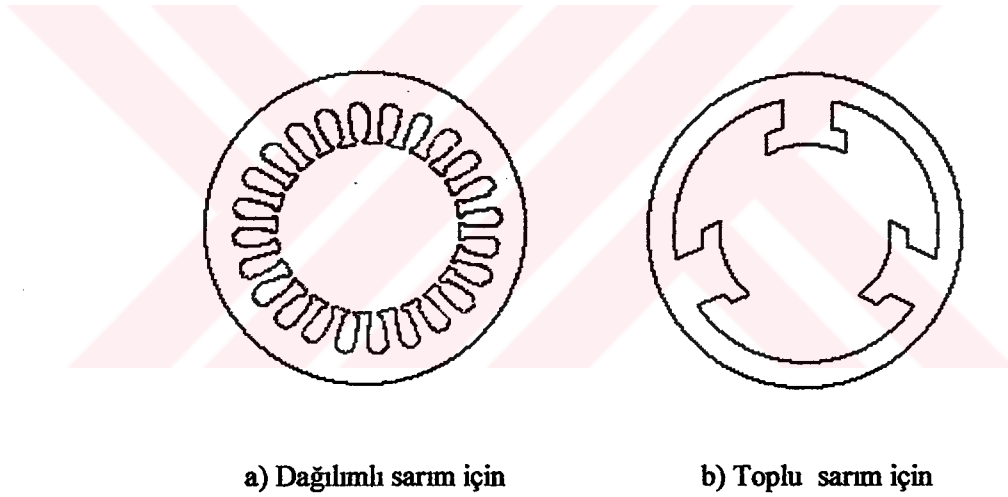
2.1. Fırçasız DA Motorlarının Yapısı ve Çalışması

Klasik kalıcı mıknatıslı DA motorlarında rotor dönen kısımda olup kalıcı mıknatıslar (KM) duran kısma (stator) yerleştirilirler. Bu yapıdaki makinaların

üretim zorluğu dikkate alınarak, kalıcı mıknatıstan oluşturulmuş rotor dönen kısımda ve sargıların yerleştirildiği stator duran kısımda olan modern yapılara geçilmiştir [4]. Üç sargılı bir DA motor, yapı olarak üç-fazlı kalıcı mıknatıslı senkron motor (KMSM) olarak kabul edilebilir ve yapısından dolayı fırçasız doğru akım motoru (FSDAM) olarak da söylenir.

FSDAM'ları stator, rotor ve konum algılayıcıları olmak üzere üç ana kısımdan oluşurlar.

Stator: Sac nüve üzerine sargıların sarıldığı motorun duran kısmıdır. Nüve yapıları, Şekil 2.1'de verildiği gibi toplu sarım için veya dağılımlı sarım için iki sac tipinden oluşturulurlar.

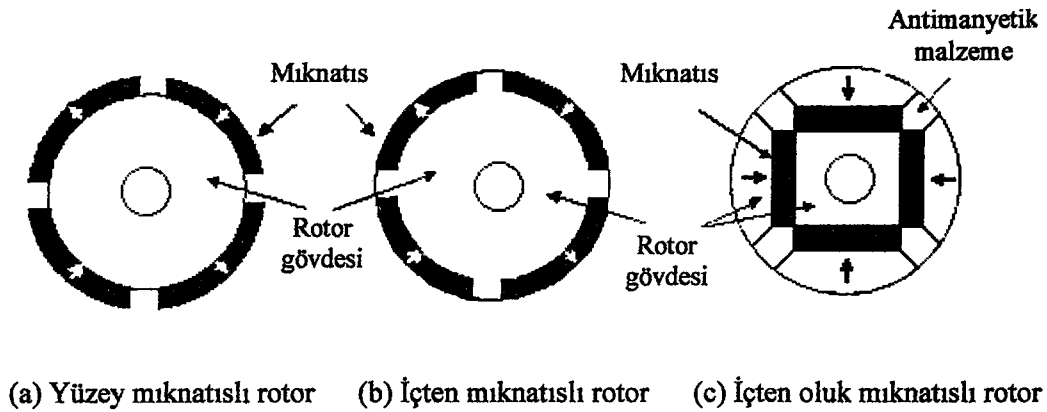


Şekil 2.1. Çeşitli stator sac tipleri

Toplu sarım tipi kullanıldığında, motor yapısı basit fakat üretilen moment dalgalı olur. Dağılımlı sarım da ise, sargılar 120 derece elektriksel açı ile yerleştirilirler. Dağılımlı yapının işçiliği zor olmasına rağmen üretilen moment toplu sarım tipine göre daha düzgündür.

Rotor: Kalıcı mıknatıslardan oluşturulan rotor, uyartım akısını sağlar. Yüksek kalıcı mıknatısiyete sahip olması için alnico veya ferrit tipi mıknatıs

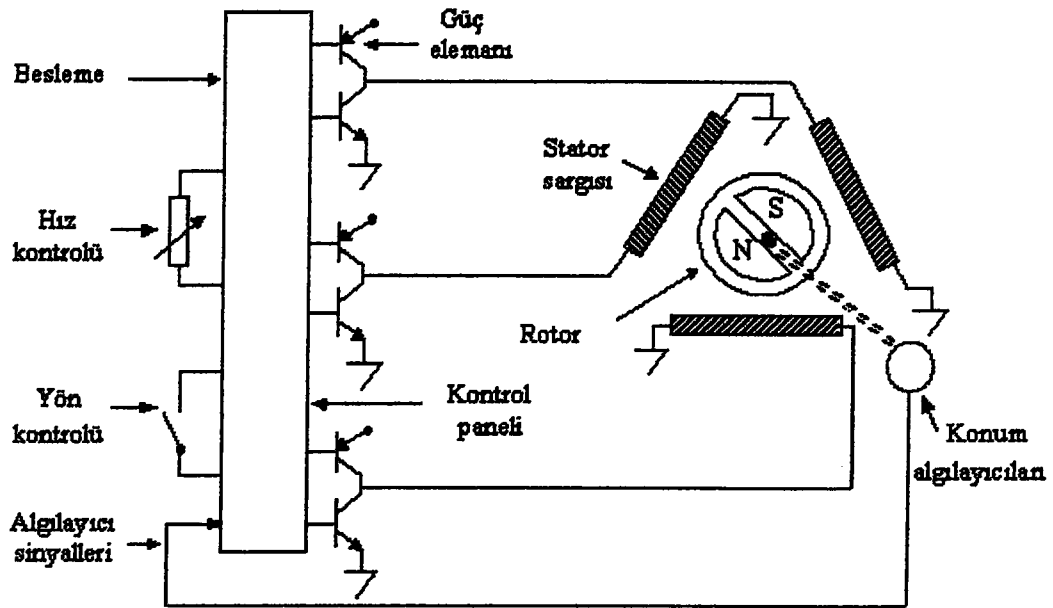
malzemelerden yapılırlar. Rotorlar, Şekil 2.2’de gösterildiği gibi yüzey mıknatıslı veya içten mıknatıslı olarak farklı tiplerde üretilirler [5,6].



Şekil 2.2. Çeşitli KM rotor tipleri

Dış çapları küçük olan motorlarda, eylemsizlik momentleri düşük olduğu için yüzey mıknatıslı rotorlar, büyük çaplılarda ise merkez-kaç etkisi dikkate alınarak içten mıknatıslılar tercih edilir [3]. Mıknatıslar, Şekil 2.2-b’de görüldüğü gibi iç yüzeyde bulunursa, dış yüzeyli tipe göre daha yüksek manyetik alan yoğunluğu elde edilir. Ayrıca, stator ve rotor arasındaki hava aralığının daha dar tutulması mümkün olur [5].

FSDAM’larda stator ve rotor dışında yer alan konum algılayıcıları, klasik DA motorlarındaki fırça ve kollektörün yerini alır. Konum algılayıcılar, fırça ve kollektörden kaynaklanan problemleri ortadan kaldırmasına rağmen, motora ilave boyut ve ek maliyet kazandırır. Ancak, FSDAM rotor konumuna göre sürülen eviriciler ile beslenmesi konum algılayıcıları zorunlu kılar. Bu durumda motor boyutunu küçültmek ve maliyeti azaltmak açısından konum algılayıcıları önem kazanır. Geliştirilmiş FSDAM’ları, konum algılama elemanları ile donatılmış üç-fazlı kalıcı mıknatıslı senkron motorlar (KMSM) gibi üretilirler.



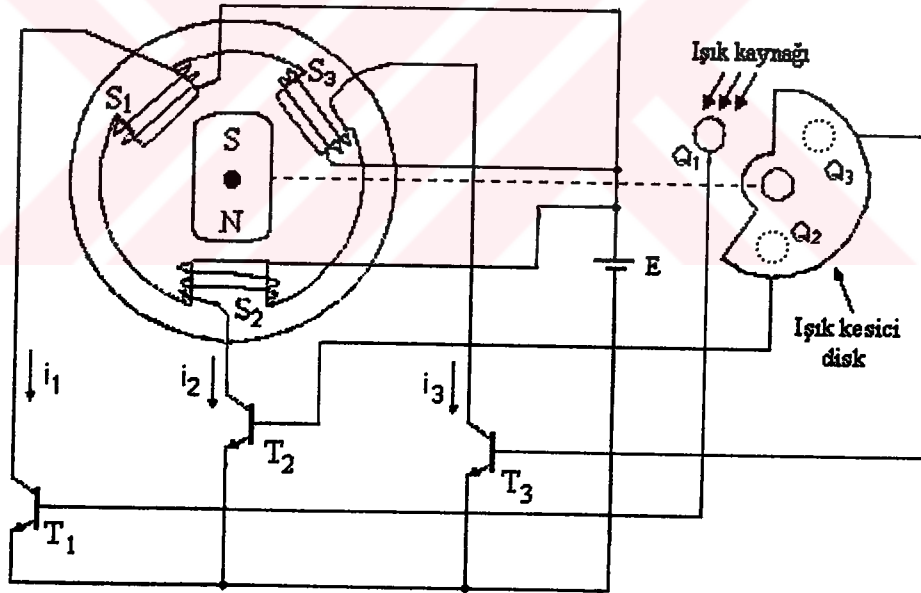
Şekil 2.3. Üç-fazlı FSDAM'nun blok diyagramı

Şekil 2.3'de FSDAM'unun örnek bir blok diyagramı verilmiştir. Stator sargılarına uygulanan üç-fazlı gerilim, konum algılayıcılar ile sürülen, genellikle akım kontrollü eviricilerden elde edilir. İçinden akım geçen stator sargısı (veya sargılar) manyetik alan oluşturarak zıt manyetik kutupların birbirini çekmesi ve aynı manyetik kutupların birbirlerini itmesi prensibine göre KM rotora yeni bir açı kazandırır [4].

FSDAM'lara gerilim uygulama işlemi, rotor konumunu tespit etmeye yarayan algılama elemanları yardımı ile gerçekleştirilir. Genellikle yarı iletken malzemelerden yapılmış bu elemanlar rotor konumuna göre anahtarlama elemanlarını sürerek, üç-fazlı besleme çıkışının elde edilmesini sağlarlar.

Konum algılayıcıları: FSDAM'larda rotor konumunu algılamada genellikle hızlı, bozulma riski daha az, bakım gerektirmeyen ve güvenilir olan optik ya da manyetik konum algılayıcıları kullanılır.

Optik konum algılayıcılı FSDAM: Şekil 2.4’de verildiği gibi, motor miline bağlı durumda delikli ışık kesici disk, ışık kaynağı ve optik elemanlarla birlikte tasarlanır. Işık kesici diskin bir yanındaki ışık kaynağı, tam karşısında duran foto elemana dönen diskin deliğinden ışık gönderir. Işık alan optik eleman (foto transistör), bağlı olduğu güç anahtarlama elemanını sürer. Sürülen anahtarlama elemanı da bağlı olduğu stator sargısından akım geçmesini sağlar. Akım geçirilen sargının oluşturacağı manyetik alan ile rotor ve ışık kesen disk birlikte hareket ederler. Böylece rotorla beraber dönen disk yardımı ile rotor konumu tespit edilmiş olur. Her devir için rotor konumu ve devir yönü bilgilerine göre üç stator sargısı da güç anahtarlama elemanları tarafından sırası ile sürülmüş olur [3].



Şekil 2.4. Üç-fazlı optik elemanlı FSDAM'un prensip şeması

Klasik DA motorlarda terminal uçlarının yerlerinin değiştirilmesi, devir yönünün değişmesi için yeterli olurken FSDAM'larında devir yönünü değiştirme işlemi rotor konumuna göre sargıların sürülme sırasına bağlı olarak gerçekleşir.

Rotorun saat yönünün tersine hareket edebilmesi için sırası ile,

$$Q_1- T_1- S_1,$$

$$Q_2- T_2- S_2,$$

$$Q_3- T_3- S_3$$

elemanlarının sürülmesi, rotorun saat yönünde hareket edebilmesi için ise;

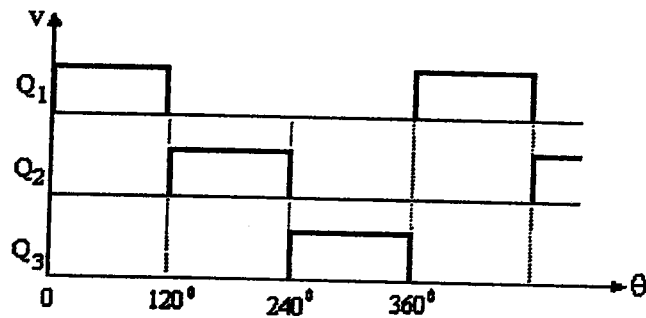
$$Q_1- T_3- S_3,$$

$$Q_3- T_2- S_2,$$

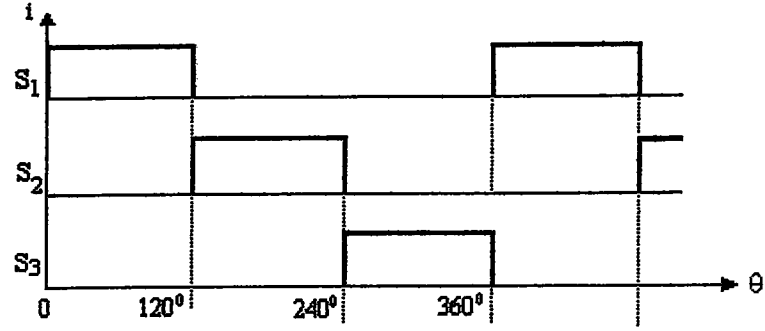
$$Q_2- T_1- S_1$$

elemanlarının sürülmesi gerekir. FSDAM'ların devir yönü değişimi işleminde, mekaniksel bir anahtarlama sistemi veya lojik kapı devreleri kullanılır.

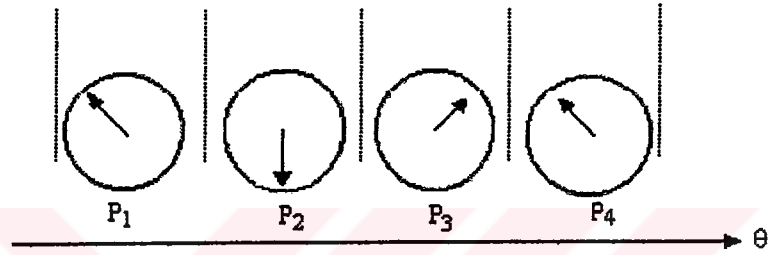
Şekil 2.5-a'da ters saat yönünde dönüş için optik elemanlarının çıkış sinyallerinin durumu verilmiştir. Optik elemanların süreceği güç elemanları ile stator sargılarından Şekil 2.5-b'de verildiği gibi akım geçirilerek manyetik alan üretir. KM rotor, üretilen manyetik alanın etkisi ile ve sürülme sırasına göre konum alır.



(a) Optik elemanlarının çıkış sinyalleri



(b) stator sargı akımları



(c) Rotor konumları

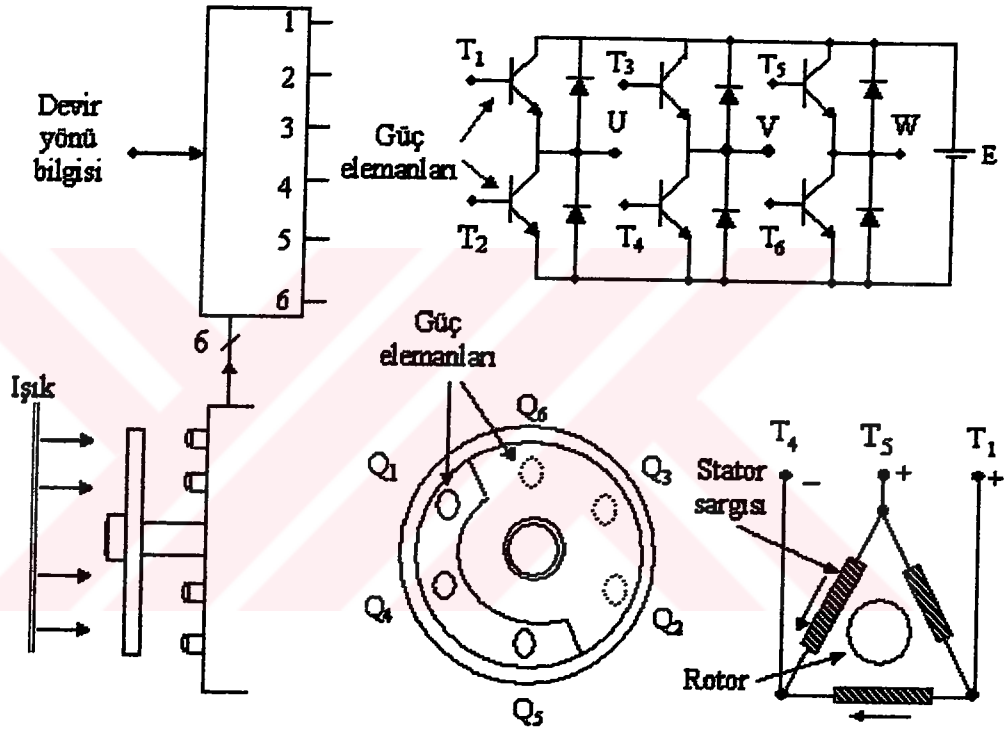
Şekil 2.5. Anahtarlama sırası ve stator alanının hareketi

Şekil 2.4'de verilen FSDAM yarım dalga sürme devresi yerine stator sargıları köprü tipi (çift-kutuplu) bir eviriciden sürülecek olursa, aynı anda aktif sargı sayısı fazla olacağından maksimum verim elde edilir. Tam dalga evirici kullanılarak yapılan sürme işleminde her bir sargıdan üç-fazlı AA akım geçirilmiş olur.

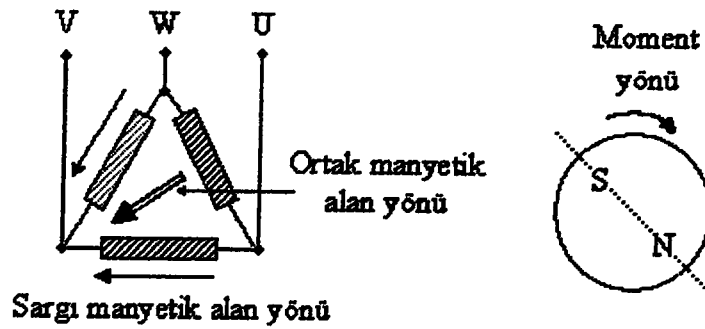
Şekil 2.4'de verilen FSDAM modelinde, stator sargıları köprü tipi (çift-kutuplu) bir eviriciden sürülecek olursa, aynı anda aktif sargı sayısı fazla olacağından maksimum verim elde edilir. Evirici kullanılarak yapılan sürme işleminde Şekil 2.6'da verildiği gibi her bir sargıdan üç-fazlı AC akım geçirilmiş olur.

Şekil 2.6'da verilen devrede, rotor konumunu algılayan optik algılayıcı elemanlar (foto transistörler) kullanılmıştır. Dönmekte olan rotora bağlı durumdaki ışık kesici disk kalıcı olarak üç optik elemanın ışık almasını

sağlayacak şekilde tasarlanmıştır. Böylece, ışık alan optik elemanlardan alınan konum bilgileri lojik sıralayıcıya aktarılır. Lojik-sıralayıcının çıkışlarına bağlı güç elemanları lojik kontrollü olarak ilettime alınarak veya kesimde tutularak, sürülme sırasına göre stator sargılarından akım geçirmiş olur ve rotor anahtarlama yönüne bağlı olarak döner.



Şekil 2.6. Üç-fazlı çift-kutuplu eviriciden sürülen FSDAM



Şekil 2.7. Şekil 2.6'da verilen döner disk konumu için stator manyetik alanı ve oluşturulan momentin yönü

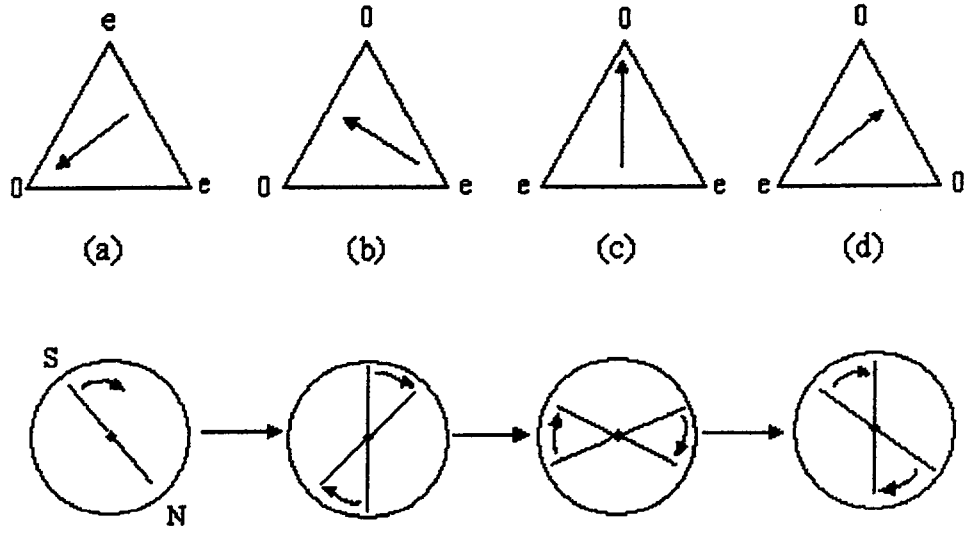
Şekil 2.6'da verilen diskin konumuna göre T_1 , T_4 ve T_5 elemanları lojik sıralayıcı tarafından aktif duruma alınarak, stator V ucu (–) eksi diğer uçlar ise kaynak gerilimine bağlanmış olurlar.

Şekil 2.7'de verilen duruma göre rotorun konumlandırılması, rotor manyetik alan akısı ile stator manyetik alan akısı arasında 90° lik bir açı olacak şekilde olmalıdır. Bu durum dikkate alınır, rotor saat yönünde bir moment üretir. Üretilen moment ile rotor 30° döner. Bu dönüş sonucunda T_5 kesime alınırken, T_6 aktif yapılmış olur. Dönen rotor beraberinde diski döndürür. Diskin hareketi ile foto elemanların aktif veya pasif olma durumları sağlanır. Optik elemanların aktif-pasif durumlarına göre lojik-sıralayıcıya lojik 0-1 kontrol bilgisi gönderilir. Lojik-sıralayıcı, foto transistörlerden aldığı sıralı lojik bilgilerine göre çıkış vererek, ilettime alınması gereken güç elemanlarını ilettime alır. İlettime alınan güç elemanları da ilgili stator sargılarını sürerek sargılarından akım geçmesini ve ortak bir manyetik alanın oluşmasını sağlar. Oluşturulan stator alanı Şekil 2.6'da verildiği gibi zamanla değişken bir alan olduğundan, rotora dönme hareketi kazandırır. Dönme olayının gerçekleşebilmesi için anahtarlama işleminin uygun sırada yapılması gerekir.

Çizelge 2.1. Şekil 2.6 de verilen ışık kesici diskin konumuna göre saat yönünde dönüş için lojik değerleri

Lojik dizisi	1	2	3	4	5	6
T_1	1	1	1	0	0	0
T_2	0	0	0	1	1	1
T_3	0	0	1	1	1	0
T_4	1	1	0	0	0	1
T_5	1	0	0	0	1	1
T_6	0	1	1	1	0	0

Çizelge 2.1'de FSDAM'nun saat yönünde dönüşü için evirici güç elemanlarının (güç transistörlerinin) anahtarlama durumları verilmiştir.



Şekil 2.8. Stator manyetik alanı ve rotorun saat yönünde dönüşü

Şekil 2.8’de, Çizelge 2.1’de verilen güç elemanlarının anahtarlama sırasına göre motorun saat yönünde ilerleyen stator alan hareketi ve rotorun dönüşü verilmiştir.

Manyetik konum algılayıcılı FSDAM: Manyetik konum algılama elemanları ile rotor konumunun tespit edilmesi amaçlanan FSDAM tipleri ile endüstride çok sık karşılaşılır. Manyetik algılama elemanları olarak genellikle Hall elemanları kullanılır.

Yarı-iletkenlerden oluşan Hall elemanlar, manyetik alana dik olacak şekilde yerleştirilir ve içerisinden akım geçirilir ise çıkış uçları arasında emk oluşur. Oluşacak emk’nın polaritesi, yarı-iletken maddenin P veya N tipi olmasına bağlıdır ve değeri Eş. 2.1 ile hesaplanır.

$$V_H = B \cdot i_H \cdot R_H / d \text{ (Volt)} \quad (2.1)$$

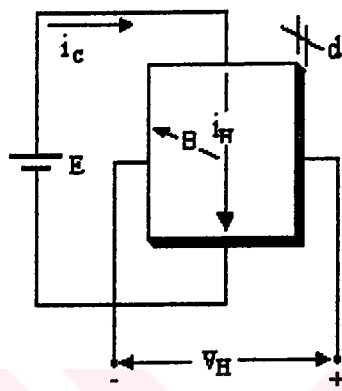
Burada;

R_H , Hall sabitidir, birimi “ m^3C^{-1} ”,

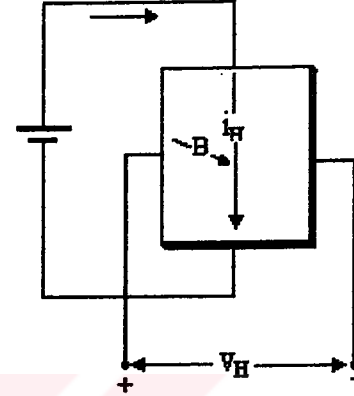
B ; Akı yoğunluğudur, birimi “ T (W/m²)”,

i_H ; Geçirilen akımdır, birimi “A”,

d ; Malzemenin kalınlığıdır, birimi “m”



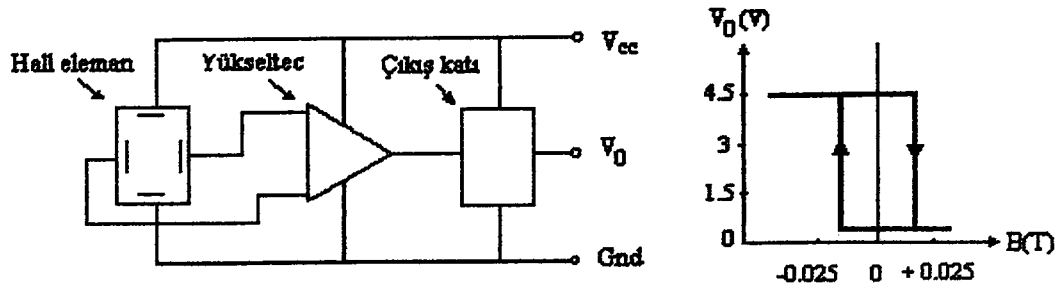
(a) N tipi



(b) P tipi

Şekil 2.9. Hall elemanın bağlantısı ve indüklenen emk' in polaritesi

Hall elemanlarda üretilecek emk değerinin düşük olması dikkate alınırsa, uygun kontrol sinyalinin elde edilebilmesi için yükseltme işlemine gerek duyulur. Bu nedenle geliştirilmiş Hall elemanlar, emk değerini yükseltme işlemini gerçekleştiren yükselteç devreleri ile birlikte entegre halinde üretilirler. Şekil 2.10'de gelişmiş bir Hall entegrenin yapısı verilmiştir.

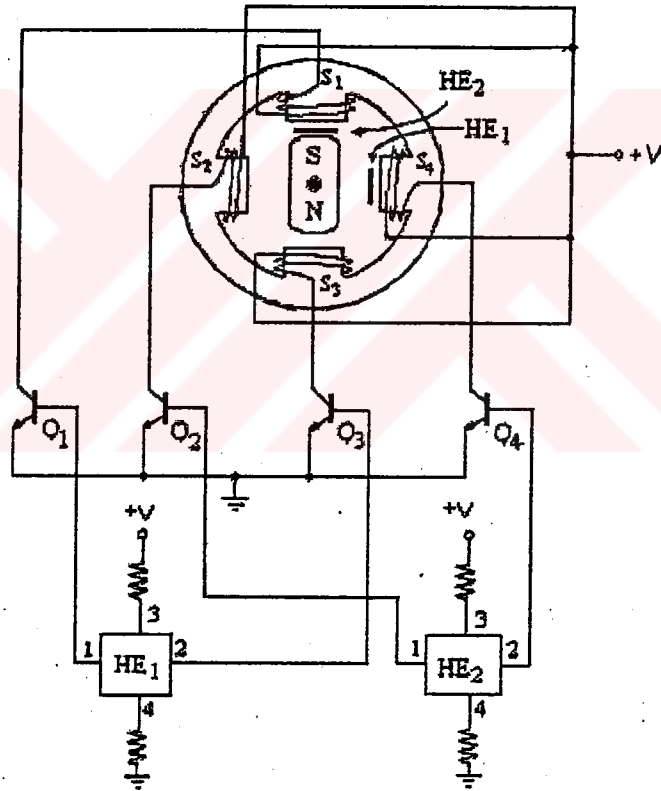


Şekil 2.10. Hall IC elemanın prensip şeması ve anahtarlama fonksiyonu

Hall elemanlı FSDAM'larda, dönen rotorun konum bilgisi genellikle stator kutup ayaklarına yerleştirilen Hall elemanlar yardımı ile belirlenir ve böylece

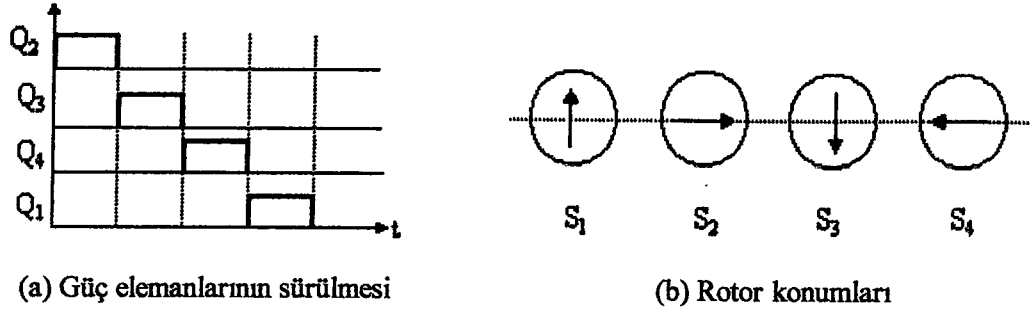
motora hareket yeteneği kazandırılmış olur. KM rotorun dönmesi, Hall elemanlardan rotor konumuna göre farklı çıkış bilgilerinin alınmasını sağlar. FSDAM'un stator kutup ayaklarına yerleştirilen manyetik elemanların rotor-stator hava aralığını artıracak dikkate alınır, verimin bu tip FSDAM'larında hava aralığı dar tutulabilen FSDAM'larına oranla daha düşük olması söz konusu olur.

Şekil 2.11'de stator ayaklarına hall eleman algılayıcılar yerleştirilmiş FSDAM modeli verilmiştir.



Şekil 2.11. Hall algılayıcılı dört-fazlı fırçasız DA motor

Şekil 2.12'de Hall elemanlarda üretilen konum bilgileri yardımı ile sürülmeye çalışılan güç elamanlarının açık-kapalı durumları ve rotorun konumları verilmiştir [3].



Şekil 2.12. Güç elemanlarının sürülmesi ve rotor konumları

2.2. Fırçasız DA Motorların Sınıflandırılması

FSDAM'ları, yapılarına, ve besleme gerilimlerinin durumuna göre çeşitli sınıflarda toplamak mümkündür.

2.2.1. Yapılarına göre sınıflandırma

Fırçasız doğru akım motorları yapı olarak üç farklı tipte üretilirler [3].

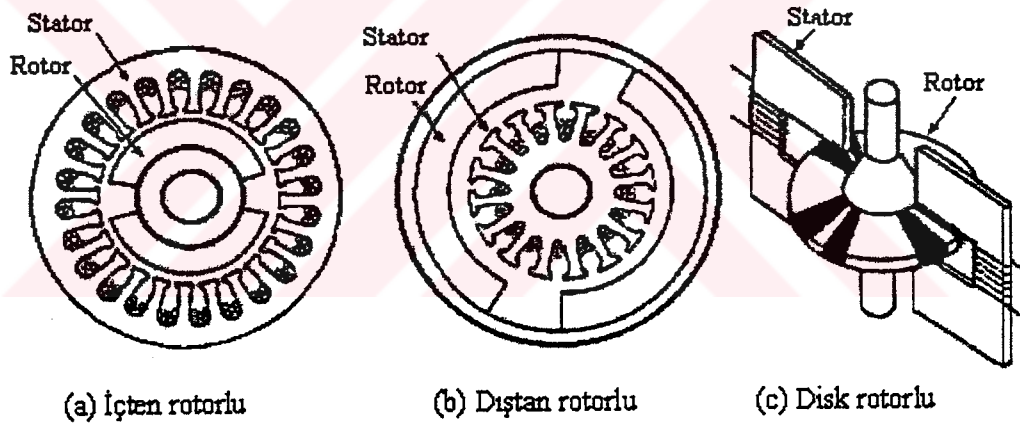
- Rotoru içte fırçasız DA motorlar,
- Rotoru dışta fırçasız DA motorlar,
- Disk tipi fırçasız DA motorlar.

Rotoru içte DA motorlar, en yaygın olarak kullanılan bir yapıdır. Stator sargıları dışta ve duran kısımda bulunan çıkıntılı nüveye yerleştirilmiştir. Kalıcı mıknatıstan yapılan rotor, dönen kısımda bulunduğu için çap olarak oldukça küçüktür. Böylelikle, yukarıda sayılan diğer tiplere göre daha yüksek hız performansı gösterebilir. Yüksek moment ve yüksek hız istenen yerlerde tercih edilirler.

Rotoru dışta fırçasız DA motorlarda, stator sargıları iç kısıma yerleştirilmiştir. Rotor hareketli kısımda olup dış kısımdadır. Bir nüve içerisine yerleştirilen kalıcı mıknatıslar stator sargılarının dışında dönmeye zorlanır. Böylece dönen

ve yüksek atalet momenti bir ağırlık volanı gibi salınım yapmadan ve sabit hızla dönmesini sağlar. Bu yapıyı salınım istenmeyen ve sabit hız gerektiren disket sürücülerinde ve CD çevirme motorlarında görmek mümkündür.

Disk tipi fırçasız DA motorlarda ise rotor mıknatısları çelik bir diskin yüzeyine yapıştırılmıştır. Rotor, üzerine yapıştırılmış çok sayıda mıknatıs parçası sonucu büyük bir çap kazanır. Böylece, salınımı çok düşük moment üretilmektedir. Mıknatıs parçalarının çelik yüzeye monte edilmesi dikkate alınarak, merkez-kaç kuvveti ile fırlama riski bulunduğundan bu motorlar düşük hızlarda çalıştırılırlar. Küçük güçlerde üretilen bu motor tipine, kompakt disk ve videolarda sıkça rastlanır.

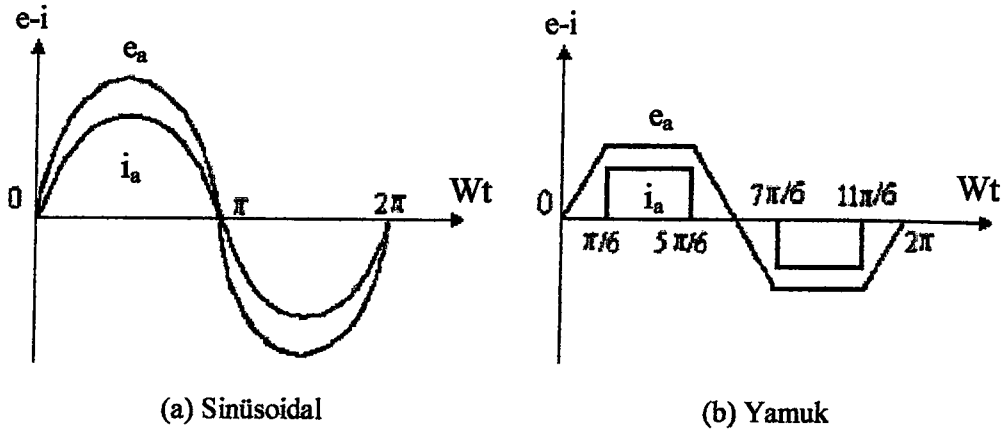


Şekil 2.13. Çeşitli yapıda FSDAM modelleri

2.2.2. Besleme gerilimlerine göre sınıflandırma

FSDAM'larının hava aralığında üretilen zıt emk'in dalga şekline göre, statora besleme gerilimi uygulanır [5,6]. Uygulanan besleme gerilimine göre;

- Sinüsoidal KMSM'lar,
- Yamuk KMSM'lar olarak sınıflandırılırlar.



Şekil 2.14. Çeşitli tiplerinde besleme akımı ve gerilimlerin durumu

Sinüsoidal FSDAM'larda üretilen zıt emk'nin dalga şekli sinüsoidaldır. Bu nedenle sinüsoidal besleme gerilimine ihtiyaç duyulur. Üretilcek zıt emk'in sinüsoidal yapılması için hava aralığında üretilen manyetik akının sinüsoidal olarak dağıtılması veya rotor tarafından üretilen manyetik akının sinüsoidal olması gerekir. Sinüsoidal yapıdaki FSDAM'larında üretilen moment salınımları oldukça düşüktür.

Yamuk FSDAM'larında ise, üretilen zıt emk'nin dalga şekli yamuk olduğundan, stator sargıları besleme gerilimlerinin kare dalga olması gerekir. Bu motorların denetimi için çözünürlüğü düşük konum algılayıcılarına ihtiyaç duyulur. Yamuk tip yapılarda üretilen moment sinüsoidal yapılara göre daha fazla salınımlıdır. Rotor yapısının yamuk olması durumunda beslemenin kare dalga ile yapılması, harmonikleri azaltmak açısından oldukça önemlidir.

FSDAM'lar akım veya gerilim denetimli eviricilerden beslenirler. Eviricilerin çalıştırılabilmesi için konum algılama elemanları tarafından rotor konumuna göre güç elemanlarının anahtarlanması gerekir. Bu işlemler için çözünürlüğü yüksek konum algılama ve akım algılama elemanlarına gereksinim duyulur. Ayrıca, eviricinin uygun şartlarda çalıştırılması harmonik moment bileşenlerini azaltmak açısından oldukça önemlidir.

2.3. Eviriciler (İnverterler)

Eviriciler, Doğru akımı istenilen genlik ve frekansta AA değerlere çeviren devrelerdir. DA-AA eviricilerin kullanışlı olmalarının en önemli sebeplerinden birisi, frekans ve gerilimin ayarlanabilir olmasıdır. Eviricilerin çıkış gerilimleri genellikle basamaklı sinüs biçimindedir. Bu biçimdeki çıkışta, temel dalganın harmonikleri etkili olur. İstenmeyen harmoniklerin önlenmesi için esas devreye ilave elemanlar veya yardımcı devreler eklemek gibi çeşitli tedbirler alınır. Bir eviricinin devresinde, yardımcı elemanların dışında güç elemanları (anahtar) olarak genellikle tristör, MOSFET, IGBT, GTO ve BJT gibi yarı-iletken elemanlar kullanılır. Büyük güç istenen yerlerde GTO'lar, frekansın yüksek gücün düşük olduğu yerlerde de MOSFET'lerden faydalanılır [5,6,21].

Eviricinin çıkışına bağlanacak yükün harmonik akımlara davranışına göre besleme özelliği belirlenir. Yük yüksek empedans gösteriyorsa, gerilim beslemeli sistemler kullanılır. Yük harmonik akımlarına karşı düşük empedans gösterirse, akım beslemeli sistemler tercih edilir [5]. Böylece eviricileri besleme kaynağına göre;

- Akım beslemeli eviriciler,
- Gerilim beslemeli eviriciler

olarak iki grupta toplanırlar [5].

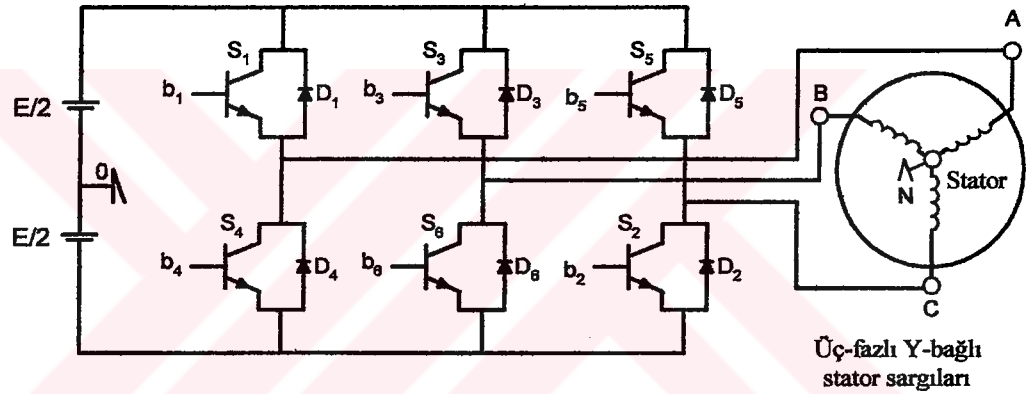
Beslenecek yükün faz sayısına göre eviriciler;

- Bir- fazlı eviriciler,
- Üç- fazlı eviriciler

olarak sınıflandırılabilir.

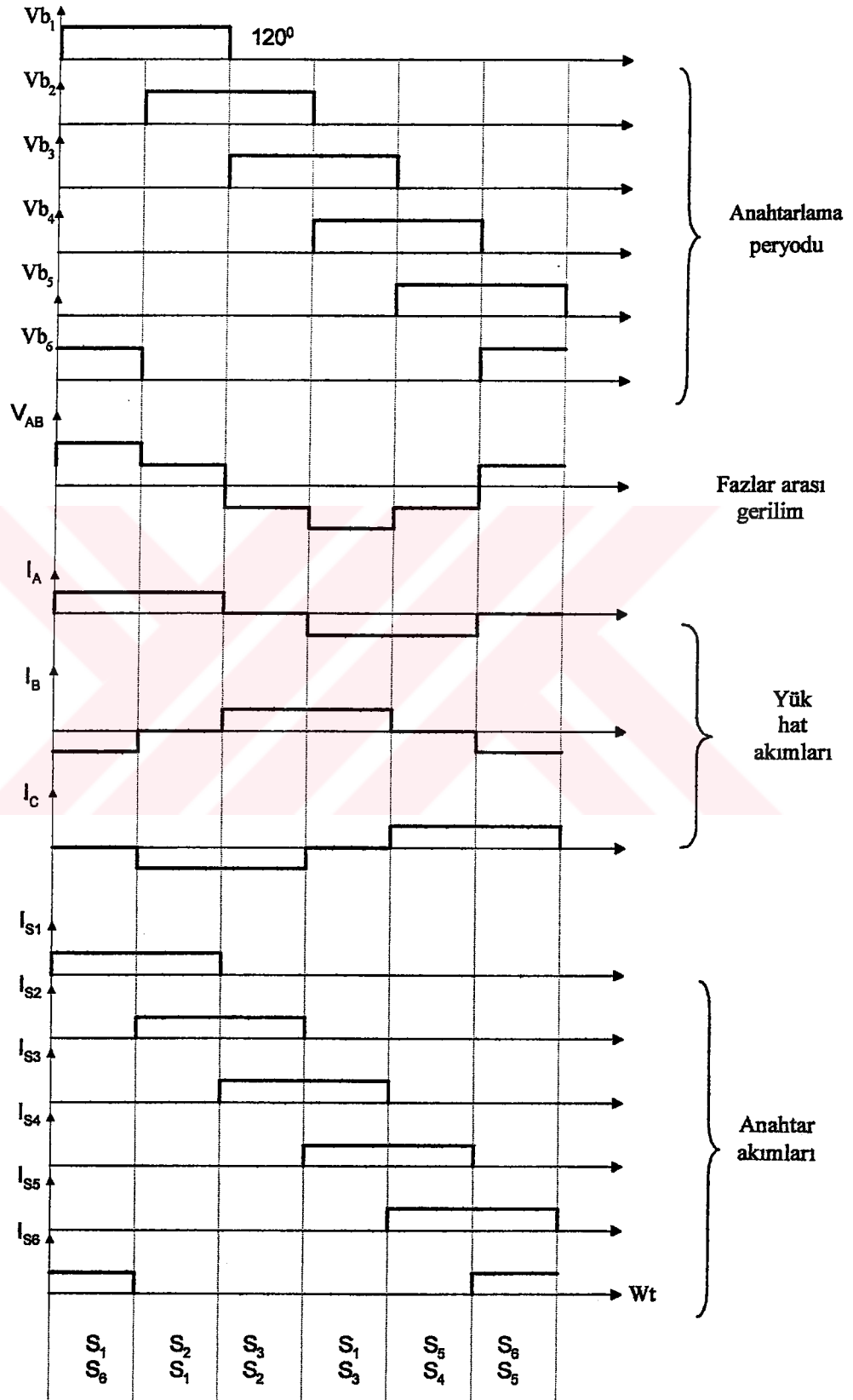
2.3.1. Üç-fazlı eviriciler

Eviriciler, akım/gerilim kapasiteleri, anahtarlama hızları ve güç kayıpları açısından yetenekleri geliştirilmiş güç anahtarları kullanılarak doğru gerilimi, genliği ve frekansı değiştirilebilen alternatif gerilime dönüştüren elektronik devre elemanlarıdır. Mikroişlemcilerle sürülen yüksek nitelikli eviriciler, değişken hızlı motor-evirici sistemleri için kaçınılmaz olmuştur. Eviriciler tek kaynaklı veya iki kaynaklı olarak oluşturulurlar. Şekil 2.17’de üç-fazlı çift kaynaklı bir evirici devresi verilmiştir.

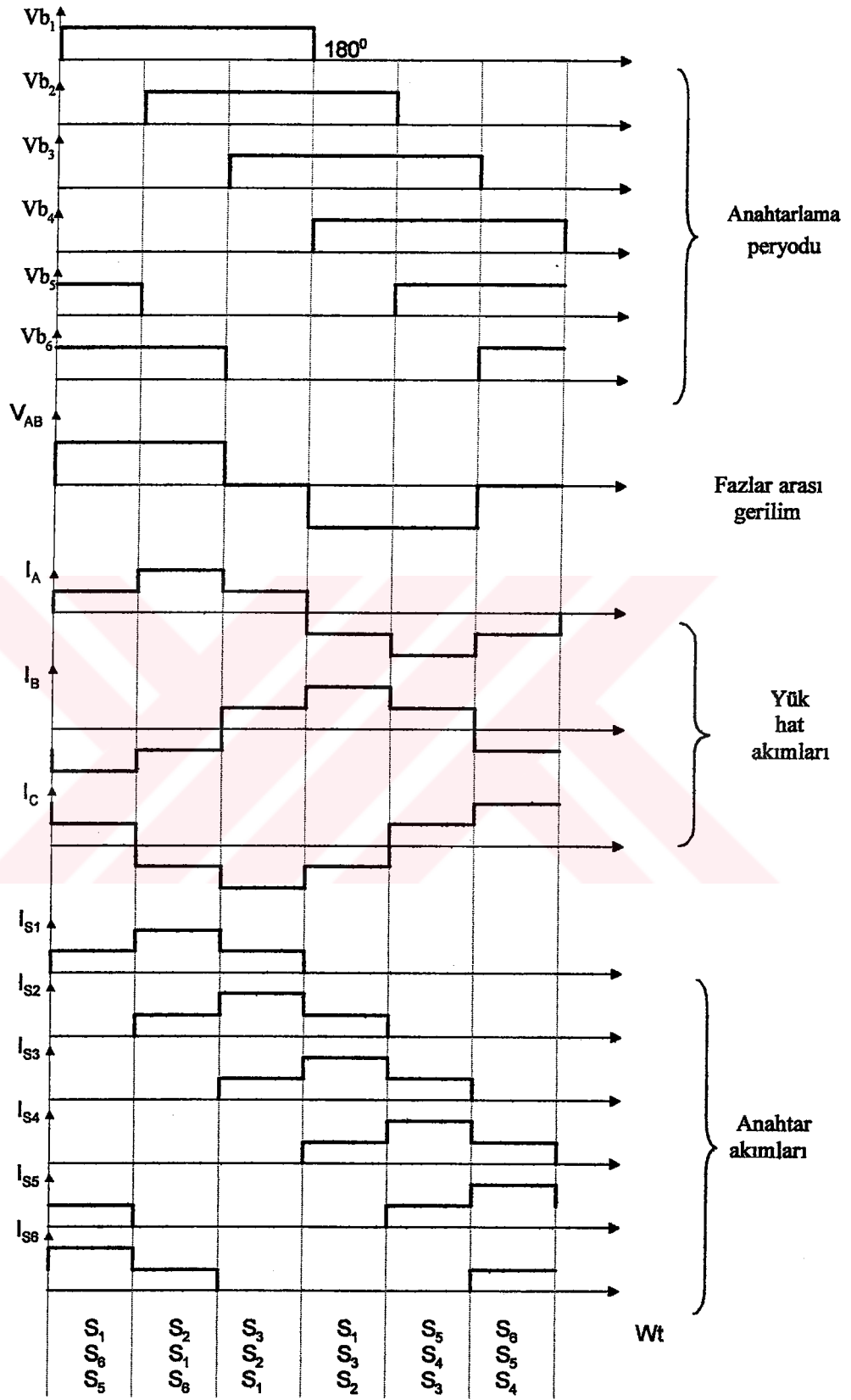


Şekil 2.15. Çift kaynaklı üç-fazlı evirici devresi

Üç-fazlı eviriciler iletim açılarına göre 120° iletimli ve 180° iletimli olarak iki ayrı grupta incelenirler. Her bir anahtarlama elemanı 120° veya 180° iletimde olacak şekilde DA kaynaktan beslenerek, altı adımlı üç-fazlı çıkış elde edilir. İstenirse kare dalga zaman aralığı değiştirilerek, çıkış frekansı değiştirilebilir. Anahtarlama elemanları 120° iletimde tutulduğu durumlarda fazların kısa devre riski azaltılmış olur. Şekil 2.15’de verildiği gibi, her durumda aynı anda iki anahtarlama elemanı aktif durumdadır. Böylece sürekli olarak iki stator faz sargısından akım akarken, bir faz sargısı enerjisiz durumda kalır ve böylece bu sargıda zıt emk’nın oluşmasına fırsat verilmiş olur. Enerjisiz faz sargısında oluşan zıt emk’dan faydalanılarak rotor konumunun tespit edilmesi mümkündür.



Şekil 2.16. 120° iletimli üç-fazlı evirici devresi çıkışları



Şekil 2.17. 180° iletimli üç-fazlı inverter devresi çıkışları

Şekil 2.16 ve 2.17'deki çıkışlar, eviriciden beslenmekte olan omik bir yük için hazırlanmıştır. Eviricilerde kullanılan güç elemanlarının anahtarlanmaları genellikle darbe genişlik modülasyonu (PWM) modunda ve 180° aralıklarla yapılmasına rağmen, özellikle yamuk tip beslemeli FSDAM'larda 120° aralıklar ile yapılır.

Yıldız bağlı bir yük için ,

V_{AN} , V_{BN} , V_{CN} faz gerilimleri,

V_{AO} , V_{BO} , V_{CO} kutup gerilimi ise,

$$V_{AN} = V_{AO} - V_{NO} \quad (2.2)$$

olur. Dengeli üç-fazlı sistemler için faz akımları ve faz gerilimlerinin toplamı sıfırdır. Bu kurala göre,

$$V_{AN} = - (V_{BN} + V_{CN}) \quad (2.3)$$

yazılabilir. Eş.2.2'deki yaklaşım ile Eş.2.3 düzenlenir ve gerekli matematiksel işlemler yapılırsa, Eş.2.4 elde edilir [21].

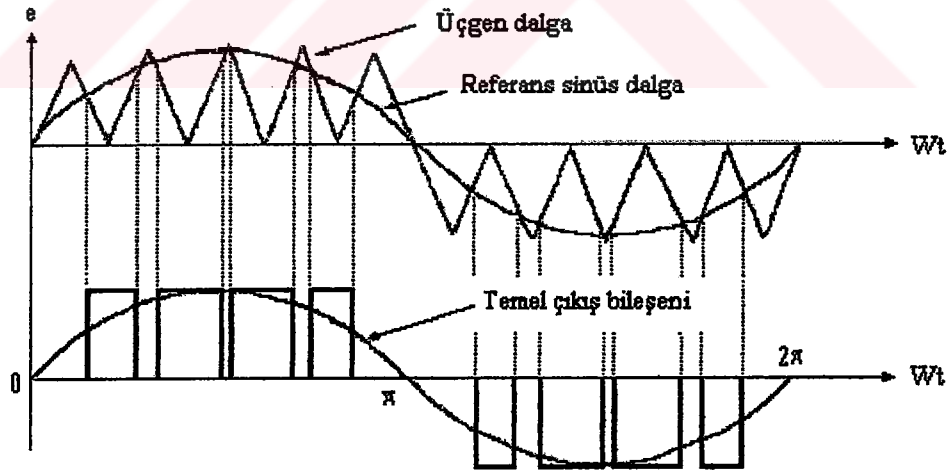
$$\begin{aligned} V_{AN} &= 2/3 V_{AO} - 1/3 V_{BO} - 1/3 V_{CO} \\ V_{BN} &= -1/3 V_{AO} + 2/3 V_{BO} - 1/3 V_{CO} \\ V_{CN} &= -1/3 V_{AO} - 1/3 V_{BO} + 2/3 V_{CO} \end{aligned} \quad (2.4)$$

Eviriciler önceki kısımlarda, DA besleme kaynağına göre akım kaynaklı eviriciler veya gerilim kaynaklı eviriciler olarak sınıflandırılmıştı. Akım kaynaklı beslemeli eviriciler kısa devre akımlara karşı ve düşük anahtarlama hızlarında verimli çalışırlar. Genellikle büyük akımlı sürme devrelerinde tercih edilirler. Gerilim beslemeli eviriciler ise, güç faktörleri yüksek ve motorun ürettiği moment dalgalanmalarının düşük olması, açık devre durumunda gerilim yükselmesine karşı koruma sağlaması ve boyutlarının küçük olması nedeni ile hız kontrol devrelerinde sıkça kullanılırlar [5]. Bir

evirici güç elemanlarının oluşturacağı güç devresi, bu elemanlarının anahtarlmasını sağlayan kontrol devresi ve güç elemanlarını yüksek akım ve gerilimden koruyacak koruma devrelerinden oluşur. Endüktif devrelerde akım gerilimden geride kalır ve akım aniden yükselmez. Akımı kesilen sargıda depolanan enerjiden dolayı akım akmaya devam etmek ister. Güç elemanlarına ters paralel bağlı hızlı diyotlar omik yük için pasif kalırken, endüktif yüklerde güç elemanlarının anahtarlması sırasında akımın kolayca yön değiştirmesini ve böylelikle sistemin zarar görmemesini sağlarlar [6].

2.3.2. Darbe genişlik modülasyonu (PWM) yöntemi

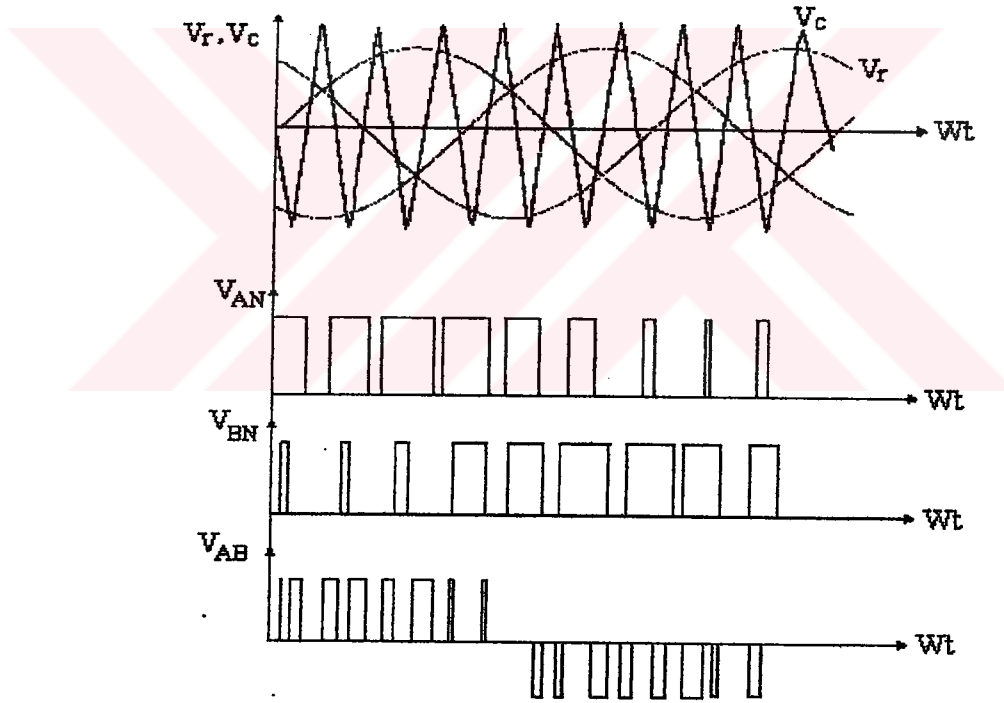
Üç-fazlı evirici çıkışlarının sinüsoidal olması için güç elemanları belirli modlarda anahtarlılır. Bu modlardan PWM mod sık kullanılanlardan birisidir. Şekil 2.18’de görüldüğü gibi, evirici çıkışlarındaki pozitif ve negatif bölgeleri parçalara ayırmak bu sistemin temelini oluşturur.



Şekil 2.18. Üçgen ve sinüs dalgalarından temel dalganın elde edilmesi

Her alternansta etkin bölgeler oluşturularak, çıkışın etkin değeri istenen büyüklüğe ayarlanabilir. Bu işlem için anahtarlama elemanlarının iletim ve kesim zamanları kontrol edilir [5,6,21].

Evirici çıkışı tam sinüs olmadığı için harmonikler çok etkili olurlar. Sinüsoidal sinyale benzetilme amacı ile anahtarlama elemanlarının iletim ve kesim süreleri kontrol edilir. Bir referans sinyal ile üçgen dalgadan oluşan iki farklı sinyal karşılaştırılır. Karşılaştırılan sinyallerin kesim noktaları baz alınarak, anahtarlama zamanlarının kontrolü bu noktalardan yapılır. Şekil 2.19’da, bir üçgen dalga ile üç-fazlı sinüsoidal dalgaların karşılaştırılması sonucu elde edilen anahtarlama sinyalleri ve evirici çıkış gerilimi verilmiştir. Karşılaştırma sonucu kesişme noktaları elde edilir. Elde edilen kesişme noktaları da evirici güç elemanlarının anahtarlama zamanlarını belirler.



Şekil 2.19. Üç-fazlı sinüsoidal PWM anahtarlama yöntemi

2.3.3. Akım kontrollü anahtarlama yöntemleri

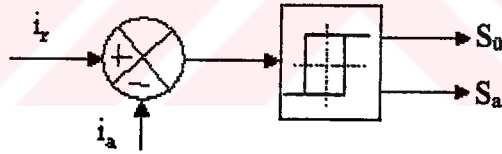
Konum algılayıcısız kontrol yöntemlerinde, tahmin edilen hız/konum değerleri akım bilgisi kullanılarak hesaplanır. Akım bilgisindeki hata, sistemin kararsızlığa girmesine sebep olur. İstenmeyen kararsız çalışmaları önlemek amacı ile AA motorların hız/konum kontrolünde, motor akımlarının

hız/konum denetleyiciler tarafından belirlenen referans akımları izlemesini sağlayan bir akım denetleyicisi kullanılır. PWM modlu eviricilerde kullanılan akım kontrol yöntemlerinden bazıları aşağıda gibi sıralanabilir [5,6].

- Tolerans band (Histerezis band) akım denetimi,
- Doğrusal akım denetimi,
- Tahmini akım denetimi.

Tolerans bant akım denetleyici

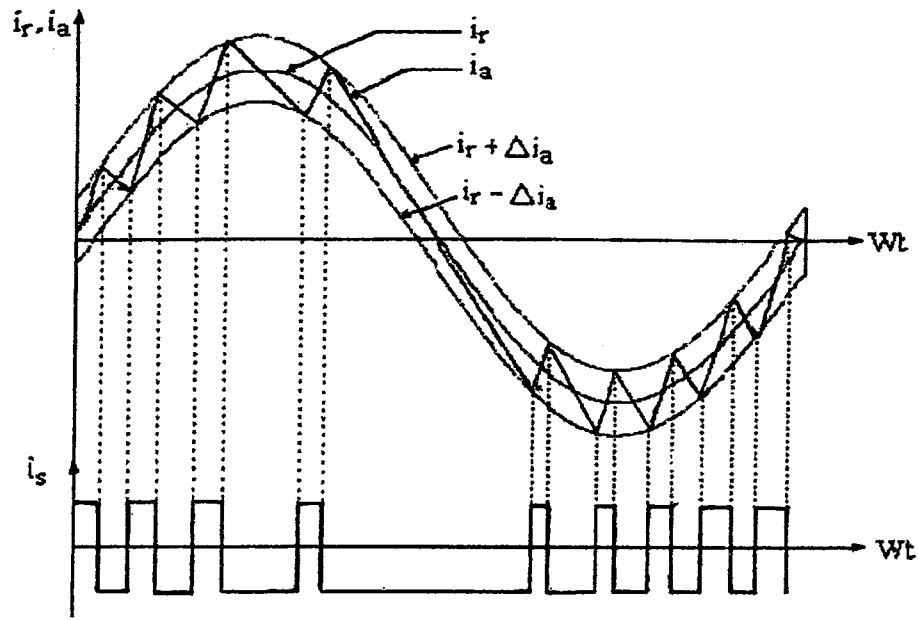
Bu denetleyici tipinde motor akımlarının referans akımları bir tolerans bandı içerisinde izlemesini sağlayacak şekilde “PWM” darbeleri elde edilir. Ölçülen motor akımları, referans akımlarla karşılaştırılır. Akım hataları tolerans bandının dışına taşarsa karşılaştırmacı çıkışları konum değiştirerek güç elemanları uygun şekilde anahtarlanır. Böylece motor akımlarının referans akımları izlemesi sağlanmış olur.



Şekil 2.20. Tolerans bant akım denetleyicinin blok diyagramı

Statordan alınan i_a akımının verilen tolerans değerleri içinde ($\pm \Delta i_a$) i_r referans akımını izlemesini gerçekleştirmek için Şekil 2.20’deki blok diyagramdan faydalanılır. Band genişliğinin daraltılması daha yüksek anahtarlama hızıyla gerçekleştirilir. Bu durumda, i_a akımının referans akımını daha yakından izlemesi ve böylece akım hatasının küçülmesi sağlanmış olur.

Şekil 2.20’de verilen blok diyagramı ile kontrol edilmeye çalışılan i_a akımı, i_r referans akımını, S_a ve S_u anahtarları yardımı ile tolerans band aralığında Şekil 2.21’de görüldüğü gibi $\pm \Delta i_a$ ile takip etmeye zorlanır.



Şekil 2.21. Tolerans bant akım denetimi

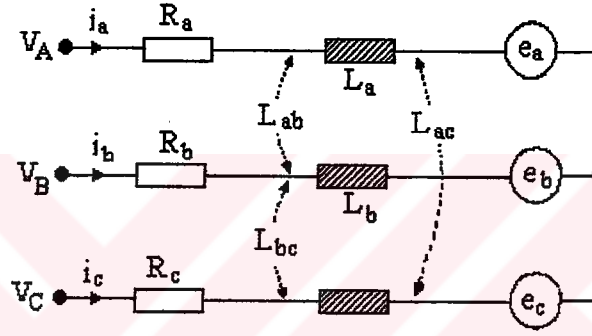
Tolerans bant akım denetleyicilerinin diğerlerine göre geçici rejime cevapları oldukça iyidir. Sistem her faz için bir karşılaştırıcıdan oluşur. En önemli sakıncası, fazlar arası etkileşimlerden dolayı akım dalgalanmalarının oluşması ve harmoniklerin kontrol edilememesidir.

2.4. FSDAM'larının Modellenmesi

Elektrik motorlarının hız/moment kontrolünde, motorun dinamik modelinin bilinmesi gerekir. Hız/konum algılayıcısı kullanılmayan kontrol yöntemlerinde motor modeli, tahmin edilen parametrelerin doğruluğu için önemlidir. Elektrik makinalarının endüktansları genelde rotor hızının bir fonksiyonudur. Bu nedenle makinaların dinamik davranışlarını veren eşitlikler, zamanla değişen ve karmaşık diferansiyel denklemlerdir. Stator büyüklükleri, bir referans düzlemine dönüştürülerek eşitlikler sadeleştirilebilir ve motorların vektör denetimi yapılabilir [5]. Modellemede, FSDAM'nun üç-fazlı silindirik rotorlu stator sargılarının yıldız-bağlı olduğu ve sinüsoidal gerilimle beslenen dengeli üç-faz stator sargısı bulunduğu kabul edilmiştir.

2.4.1. Stator referans düzleminde FSDAM modeli

FSDAM'ları, sargıları 120° açı farklı yerleştirilmiş üç sargıdan oluşan bir stator ve genellikle silindirik KM yapıda rotora sahip motorlardır. Sargı besleme gerilimleri, üç-fazlı alternatif gerilimdir. Ancak bu gerilim, algılama elemanlarının rotor konumuna göre sürdükleri evirici yardımı ile bir DA kaynaktan elde edilir.



Şekil 2.22. FSDAM'nun yıldız-bağlı eşdeğer devresi

Stator düzleminde bir fazın gerilim eşitliği, Şekil 2.21'den yararlanılarak Eş.2.5' deki gibi yazılabilir [22-24].

$$V_a = R_a i_a + e_a, \quad (2.5)$$

$$e_a = N \frac{d\Phi}{dt}$$

Burada;

N =spir sayısı, Φ = Nüve akısı olup, birimi Weber'dır. Sinüsoidal manyetik akı dağılımlı üç-fazlı bir FSDAM'nun gerilim genel eşitliği Eş.2.6'daki gibi durum uzayı formunda yazılabilir.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Motorun stator sargılarının öz endüktanslarının eşdeğer olduğunu ve rotor dönme açısına bağlı olmadığını dikkate alarak, düzgün manyetik alan etkisinde bulunan FSDAM'nun stator sargıları toplam manyetik akısı, Eş.2.7'de verilmiştir.

$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_a & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$L_a = L_b = L_c = L \text{ ve } L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} = M,$$

olacak şekilde kabul edilir ve Eş.2.7 yeniden düzenlenecek olursa, stator sargıları toplam manyetik akısı Eş.2.8 elde edilir.

$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

Eşitlik 2.8'deki son sütun, rotor kutuplarının stator sargılarında oluşturduğu akıyı vermektedir. Bu akının türevi, stator sargılarında indüklenen zıt emk'yı verir. Stator sargılarında oluşan zıt emk'nın dalga şekli sinüsoidal olup rotor hızı ile konumuna bağlı bir değişkendir ve Eş.2.9'daki gibi tanımlanabilir.

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = \omega_r \cdot \phi \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r - 2\pi/3) \\ \sin(\theta_r + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Dengeli üç-fazlı sistemlerde,

$$R_a = R_b = R_c = R$$

olduğu kabul edilir ve Eş.2.8, Eş.2.6'da yerine yazılırsa, Eş.2.10 elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Dengeli üç-fazlı sistemlerde üç-fazın akım ve gerilimin vektörel toplamı sıfıra eşittir. Böylece, $i_a + i_b + i_c = 0$ olur ve $i_a = -(i_b + i_c)$ yaklaşımından faydalanılarak, Eş.2.10'da gerekli düzenlemeler yapılırsa, Eş.2.11 elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

FSDAM'larında üretilen elektromanyetik moment, açısal hıza bağlı bir büyüklük olup Eş.2.12'deki gibi yazılabilir.

$$T_e = \frac{P_e}{\omega_r} \quad (2.12)$$

Eş.2.12'de verilen elektro-manyetik moment zıt emk cinsinden yeniden düzenlenecek olursa, Eş.2.13 elde edilir.

$$T_e = \frac{e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c}{\omega_r} \quad (2.13)$$

Motorun kutup sayısı da dikkate alınarak, stator devresi büyüklüklerine göre döner sistemin dinamik eşitliği, Eş.2.14'deki gibi yazılır [7].

$$T_e = \frac{2}{P} J \frac{d}{dt} \omega_r + \frac{2}{P} B \omega_r + T_L \quad (2.14)$$

“B” küçük bir değer olduğundan ihmal edilebilir. Bu durumda Eş.2.14, Eş.2.15 gibi düzenlenebilir.

$$T_e = \frac{2}{P} J \frac{d}{dt} \omega_r + T_L \quad (2.15)$$

Rotor konumu,

$$\theta_r = \int_0^t \omega_r \cdot dt \quad \text{ve mekanik açısı } \theta_m = \frac{2}{P} \theta_r \quad (2.16)$$

olur. Eş. 2.15'den açısal hız çekilecek olursa, Eş. 2.17 elde edilir.

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{P}{2J} (T_e - T_L) \quad (2.17)$$

Eş.2.17'de verilen eşitlikte $T_e - T_L$ yerine mekanik moment (T_m) yazılabilir. Yukarıda verilen eşitliklerden faydalanılarak FSDAM'nun durum uzay modeli, Eş.2.18'deki gibi hazırlanabilir.

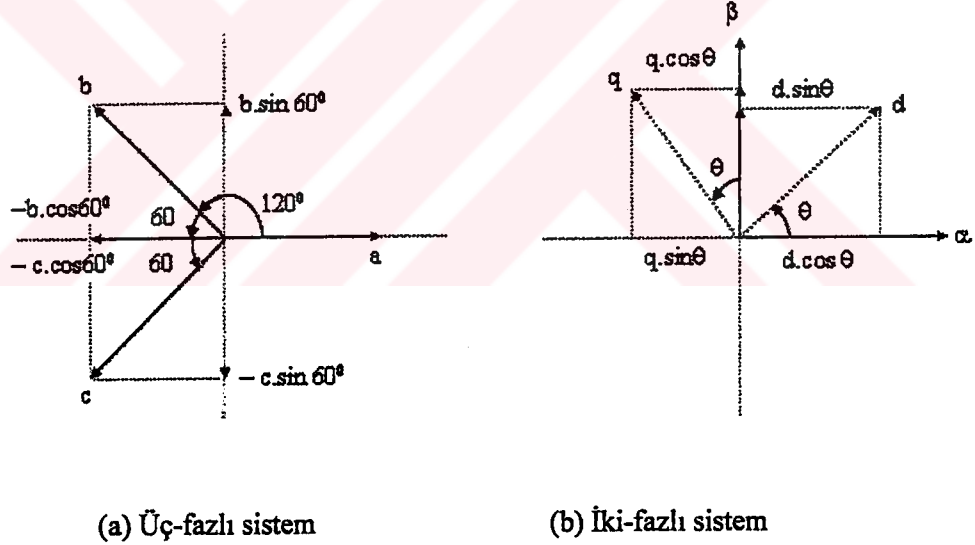
$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_r \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \frac{R}{L-M} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L-M} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{P}{2J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ T_m \end{bmatrix} \\ &+ \begin{bmatrix} \frac{1}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L-M} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.18)$$

FSDAM'nun stator referans düzlemine göre analizi, yukarıda verilen Eş.2.18 ile yapılır. Yamuk zıt emk dalga şekline sahip olan FSDAM motorlarda stator ve rotor arasındaki karşılıklı endüktanslar sinüs yapıda değişmediğinden, bu

motorların analizini referans düzlemine dönüştürerek yapmak oldukça zordur. Dolayısı ile stator eşitlikleri ile incelenmeye çalışılır.

2.4.2. Park dönüşümleri

Dönüşümde esas, stator büyüklüklerini herhangi bir açısal hız ile dönen başka bir referans düzlemi büyüklüklerine çevirmektir. Bu durum, referans düzlemi hızının bilinmesi ile mümkündür. Şekil 2.23-a'da dengeli stator sargıları için faz genlikleri, Şekil 2.23-b'de ise, rotor için üç-faza karşılık gelen iki-faz vektörü verilmiştir. “ α/β ” eksenli duran düzlem referans eksenini (iki-faz düzlemi) ifade ederken, “ d/q ” eksenli bir açı kazanmış dönen düzlem referans eksenini (rotor referans düzlemi) ifade etmektedir.



(a) Üç-fazlı sistem

(b) İki-fazlı sistem

Şekil 2.23. Vektörel olarak üç-fazın iki-faza indirgenmesi

Duran eksen ile dönen eksen arasındaki dönüşüm eşitliği,

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Üç-fazlı sistemden, iki-fazlı sisteme dönüşüm (Park dönüşümü), Eş.2.20'deki gibi çıkarılır.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\cos 60 & -\cos 60 \\ 0 & \sin 60 & -\sin 60 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

Eş. 2.20 düzenlenirse, Eş.2.21 elde edilir.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{3}{2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Eş.2.21’de bulunmaya çalışılan akımlar, stator akımlarının iki-faz karşılığıdır. Bu akımları, stator üç-faz referans akımlarına dönüştürmek gerekirse, Eş.2.22’de verilen ters Park dönüşümünden faydalanılır.

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

Her iki sistemin üreteceği gücün aynı olacağı dikkate alınır, iki-fazlı sistemin güç/moment ifadelerinin $2/3$ ile çarpılması gerekir. Ayrıca iki-fazlı sistemin tepe değerleri önemli olurken elde edilen üç-fazlı sistemin genliğinin etkin değer olduğu göz önüne alınacak olursa, akım/gerilim ifadelerinin $1/\sqrt{2}$ ile çarpılması gerekir. Bu katsayılar dönüşüm katsayıları denir ve “K” ile gösterilir.

Dönen bir sistem düşünüldüğünde “d” vektörünün yatay eksenle yapacağı açı “ θ ” olup gerekli düzenlemeler yapılırsa, genel Park dönüşüm eşitliği aşağıdaki gibi elde edilir.

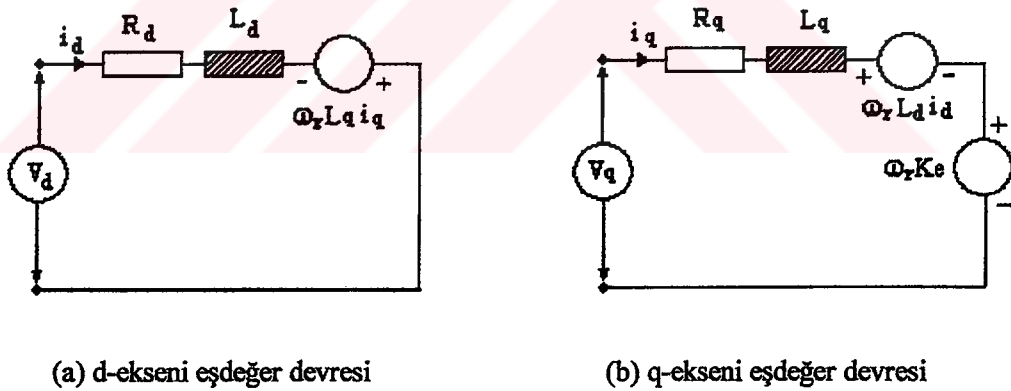
$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = K \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

İstenildiğinde, referans düzleminde tekrar stator büyüklüklerine dönmek, Eş.2.24 ile mümkündür (ters Park dönüşümü).

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = K^{-1} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

2.4.3. Rotor referans düzleminde FSDAM modeli

Rotor referans düzlemine göre bir FSDAM'nun eşdeğer devresi Şekil 2.24'deki gibi çizilebilir [25].



Şekil 2.24. FSDAM'nun d-q eksenli eşdeğer devresi

Şekil 2.24' de verilen eşdeğer devrelerden yararlanarak, Eş.2.25 yazılabilir.

$$\left. \begin{aligned} v_d &= R_d i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q \\ v_q &= R_q i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r K_E \end{aligned} \right\} \quad (2.25)$$

Motorda üretilen elektromanyetik moment;

$$T_e = \left[\frac{3}{2} \frac{P}{2} \right] [\varphi i_q + (L_d - L_q) i_q i_d] \text{ olarak yazılır.} \quad (2.26)$$

i_d sıfır kabul edilirse, Eş.2.26, Eş.2.27'deki gibi yazılabilir.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \varphi i_q \quad (2.27)$$

Elektromekanik moment eşitliğinden (Eş.2.15) açısal hız çekilerek T_e yerine Eş.2.27 yazılacak olursa, Eş.2.28 elde edilir.

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{3}{2} \frac{P^2 \varphi}{8J} i_q - \frac{B}{J} \omega_r - \frac{P}{2J} T_L \quad (2.28)$$

Eş. 2.25 ve Eş. 2.28'den FSDAM'nu rotor referans düzlemi modeli, durum uzayında Eş.2.29'daki gibi elde edilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_q} & -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{\varphi}{L_q} & 0 \\ \omega_r \frac{L_q}{L_d} & -\frac{R}{L_d} & 0 & 0 \\ \frac{3P^2 \varphi}{8J} & 0 & -\frac{B}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{P}{2J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_q \\ v_d \\ T_L \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

2.5. Simulink Kullanılarak FSDAM'un Analizi

Eviriciden kare dalga ya da PWM modda akım kontrollü veya akım kontrolsüz olarak anahtarlanma yöntemi ile beslenen FSDAM'un hız, moment, akım ve gerilim değişimlerinin incelenmesi, FSDAM'un analizi olarak değerlendirilir.

Akım kontrolü olmadan gerçekleştirilen analizlerde, stator gerilimi ve beraberinde motor akımlarındaki harmonik bileşenlerinden dolayı üretilen

moment ve hızda dalgalanmalar oluşur. Dalgalanmaların giderilmesi için gerilimin temel dalgası ile analiz yapmak gereklidir.

Yapılacak simülasyonlarda, kullanılacak FSDAM'un verilen parametreler doğrultusunda dinamik davranışının incelenerek alınan simülasyon sonuçlarının, etiket değerleri ile karşılaştırılmasının yapılması amaçlanmıştır. Bu amaçla, Eş.2.18 ve Eş. 2.29'da verilen durum uzay modellerinden faydalanılarak, stator ve rotor düzlemlerinde algılayıcı FSDAM'un Simulink 5.3 paket programı yardımı ile analizi yapılmış ve simülasyon sonuçları incelenmiştir.

Analizi yapılan FSDAM'un parametreleri:

$$R=11.05 \, \Omega$$

$$L=0.0215 \, H$$

$$P=6$$

$$J=0.0001 \, \text{kgm}^2$$

$$V_B=300 \, V$$

$$n_m=3000 \, \text{d/d}$$

$$i_n=1,7 \, A$$

$$i_p=6,8 \, A$$

$$T_n=0,9 \, \text{Nm}$$

$$T_p=3,6 \, \text{Nm}$$

$$K_e=0,21 \, V \, \text{rad/s}$$

$$B=0.001 \, \text{kgm}^2/\text{s}$$

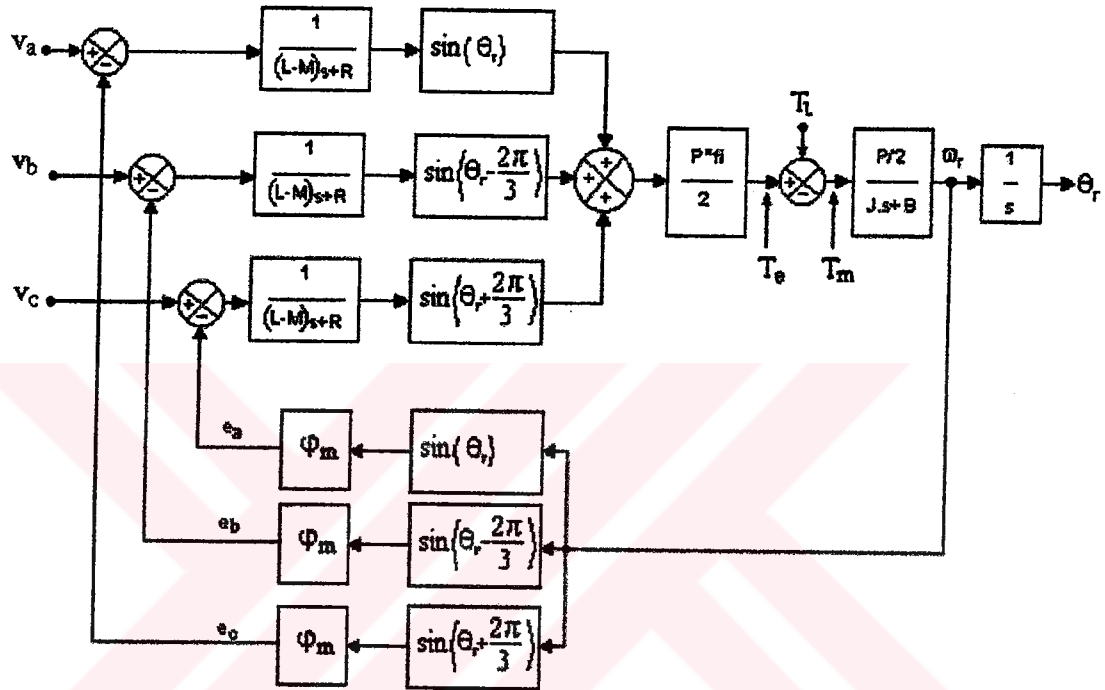
$$\phi=0.21 \, \text{Wb}$$

$$M=0.002 \, H$$

$$e=39 \, \text{V}/1000 \, \text{d/d} \, (\text{fazlar arası})$$

2.5.1 FSDAM'nun stator referans düzleminde simülasyonu

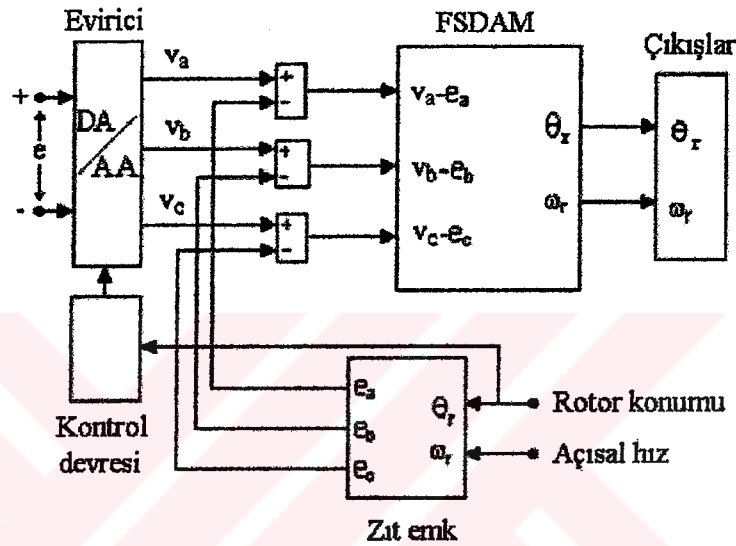
Bölüm 4'de verilen stator referans düzleminde FSDAM'nun durum uzay modelinden (Eş.2.18) faydalanılarak, Şekil 2.25'de verilen blok diyagramı çizilmiştir.



Şekil 2.25. FSDAM'nun stator referans düzleminde blok diyagramı

FSDAM'nun stator referans düzlemine göre analizinin yapılması için Şekil 2.26'daki devre modeli hazırlanmış ve simülasyon gerçekleştirilmiştir. Hazırlanan model; FSDAM, evirici, kontrol devresi ve zıt emk bloklarından oluşmaktadır. Konum algılayıcılardan alınan konum bilgileri yardımı ile üç-faz referans gerilimleri elde edilir ve taşıyıcı üçgen dalda sinyal ile karşılaştırılarak anahtarlama devresi sinyalleri oluşturulur. PWM modlu eviriciye uygulanan anahtarlama sinyalleri ile güç elemanlarının anahtarlama zamanları belirlenir. Belirlenen zaman dilimlerinde anahtarlanan güç elemanları ile de DA kaynaktan üç-faz stator gerilimleri v_a - v_b - v_c elde edilir. Elde edilen evirici gerilimleri, Bölüm 2.3' de açıklandığı gibi farklı

genişliklerde kare dalgalardan oluşmakta ve çıkışların etkin değerleri stator sargıları için önemli olmaktadır. Bu durum, stator gerilimlerinin harmonik bileşenler içereceği ve stator akımlarının da dalgalı olacağı gerçeğini ortaya çıkarır.

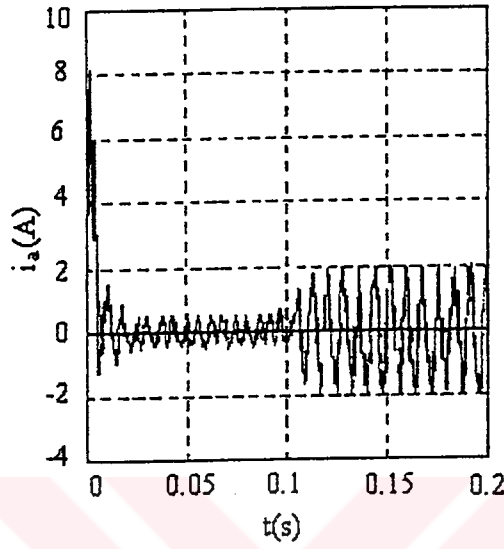


Şekil 2.26. Akım denetimsiz FSDAM'nun stator referans düzlemindeki blok diyagramı

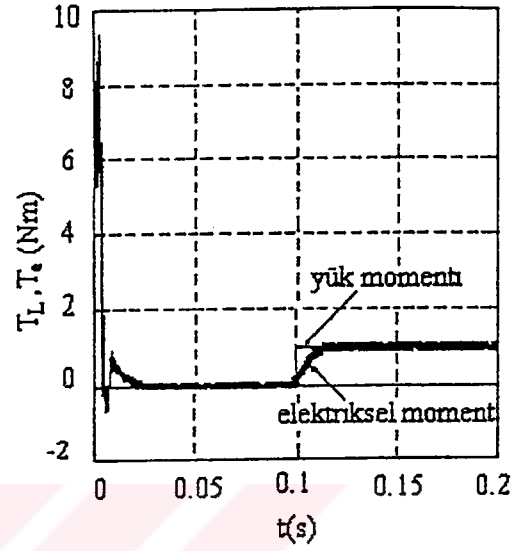
Şekil 2.26'daki motor modelinin analizi için simülasyon çalışması yapılmış ve elde edilen sonuçlar Şekil 2.27'de verilmiştir. Simülasyon için FSDAM, yüksüz başlatılmış ve daha sonraki bir zaman dilimi için nominal moment yüklenmiştir. Motora yüklenen momentten dolayı FSDAM'un stator faz akımlarının arttığı, rotor açısal hızın düştüğü ve açısal hıza bağımlı olan rotor konumunun da değiştiği gözlenmiştir.

Şekil 2.27-a'da verilen simülasyon sonuçlarından i_a faz akımının, parametreleri verilen FSDAM'un anma momentte etiket akımına yakın olduğu görülmüştür. Ancak, harmoniklerin etkili olması sonucunda akımda dalgalanmalar olmuş ve üretilen elektriksel hızı ve momenti etkilediği görülmüştür. Simülasyon modelinde hız kontrolü olmadığı için 0,1. saniyede

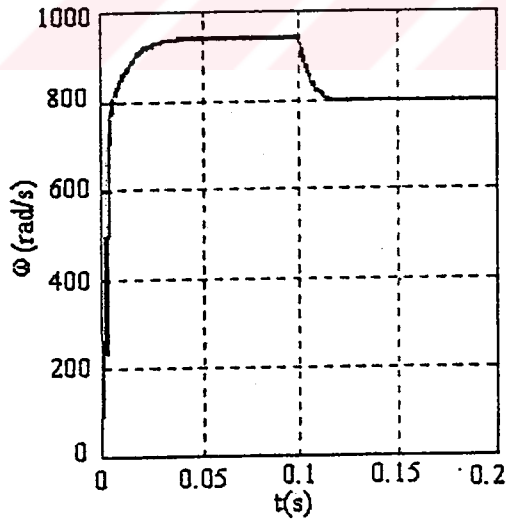
motora yüklenen 0.9 Nm'lik moment, açısal hızın düşmesine sebep olmuştur.



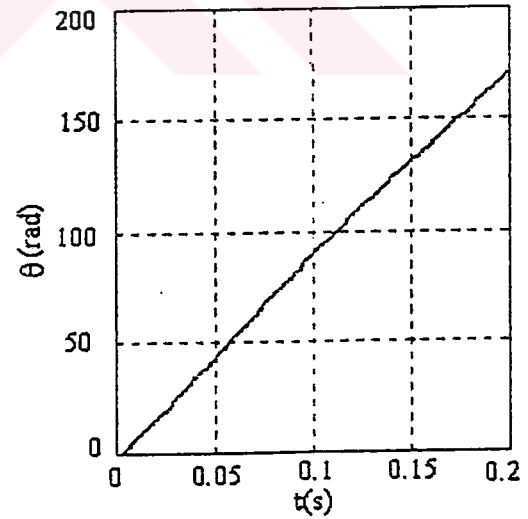
(a) Stator faz akımı



(b) Yük momentı ve elektriksel moment



(b) Açısal hız



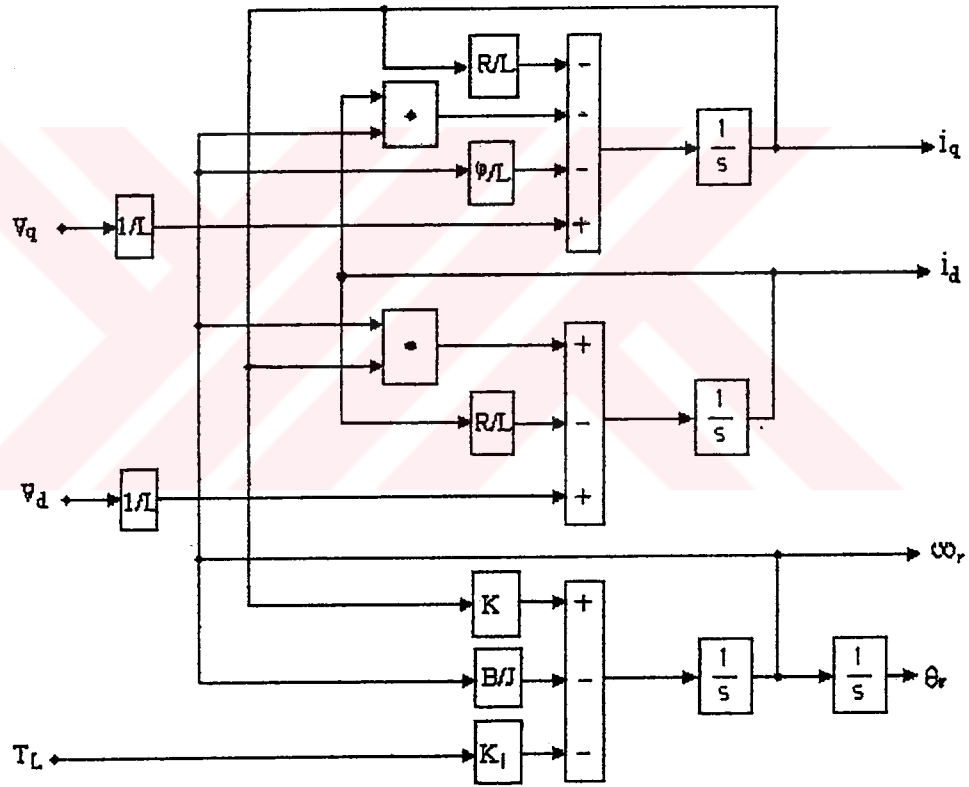
(c) Rotor konumu

Şekil 2.27. FSDAM'un stator referans düzlemindeki simülasyon sonuçları

Anma besleme gerilimi uygulanarak yüksüz başlatılmış FSDAM'a 0,1'inci saniyede 0,9 Nm'lik bir yük momenti yüklenmiştir. Çekilen stator yük akımının, 1.7 A'lik etiket akımı ile örtüştüğü grlmştir.

2.5.2. FSDAM'un rotor referans düzleminde simülasyonu

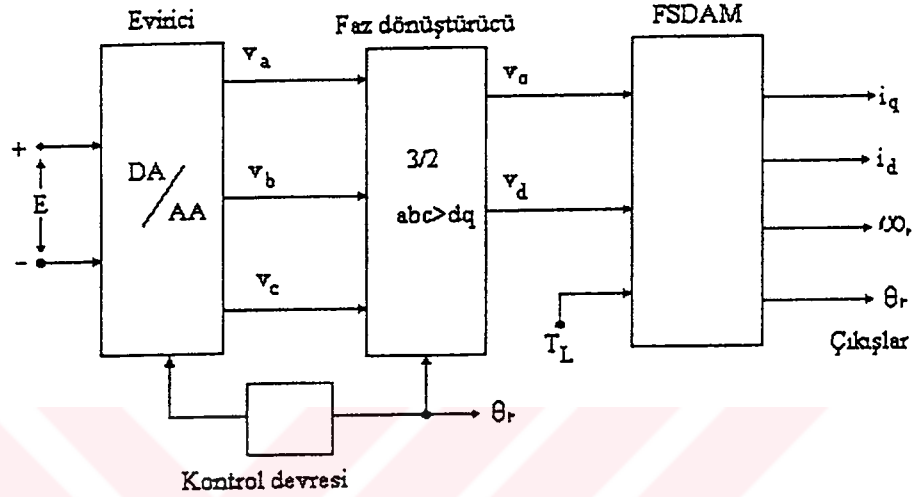
Bölüm 4'de verilen rotor referans düzleminde FSDAM'un durum uzay modelinden (Eř.2.29) faydalanılarak, şekil 2.28'de verilen blok diyagramı çizilmiştir.



şekil 2.28. FSDAM'un rotor referans düzlemindeki blok diyagramı

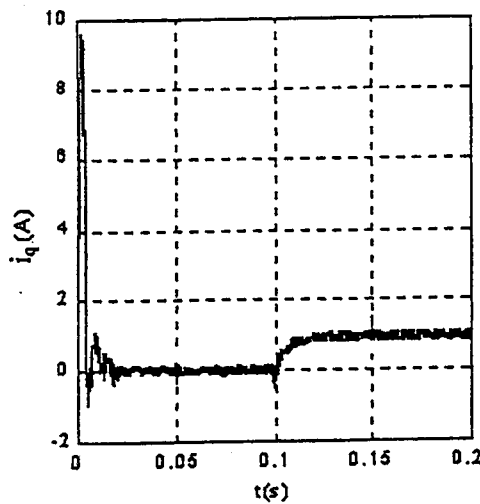
Stator büyüklükleri, rotor referans düzlemine aktararak serbest uyarımlı DA motor modeline benzetilir. Böylelikle FSDAM, serbest uyarımlı DA motor gibi kontrol edilir. Rotor referans düzleminde eşitliğin derecesi indirgendieğinden işlemler daha hızlı olur.

Rotor referans düzleminde FSDAM'un analizi için Şekil 2.29 hazırlanmış ve simülasyonu yapılmıştır. Simülasyon FSDAM yüksüz başlatılarak, 0,1'inci saniyede 0,9 Nm'lik yük uygulanmıştır. Alınan simülasyon sonuçlarından (Şekil 2.30) rotor konumu, açısal hız ve d-q eksen akımları incelenmiştir.

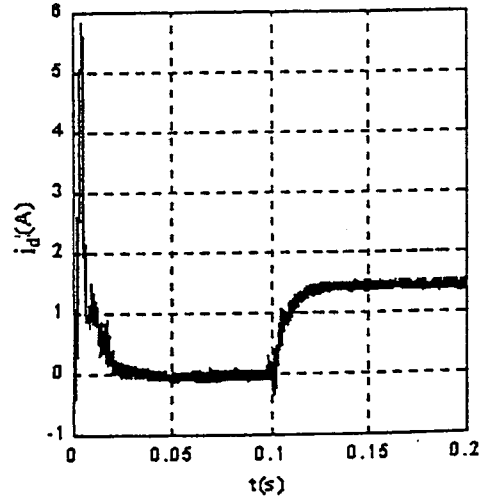


Şekil 2.29 Akım denetimsiz FSDAM'un iki-faz blok diyagramı

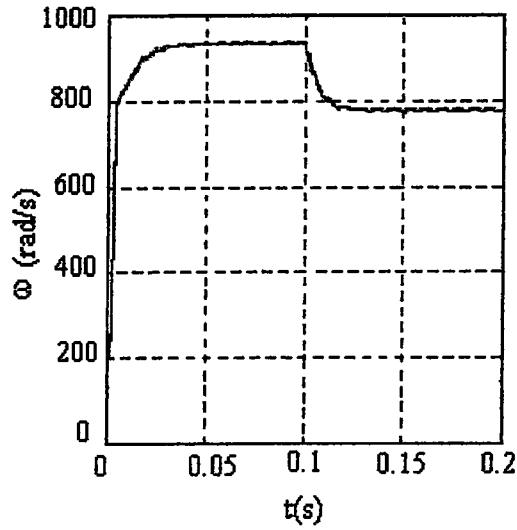
Nominal besleme gerilimi uygulanarak yüksüz olarak yol verilen FSDAM'a 0,1'inci saniyede 0,9 Nm'lik bir yük momenti uygulanarak alınan simülasyon sonuçları Şekil 2.30'de verilmiştir.



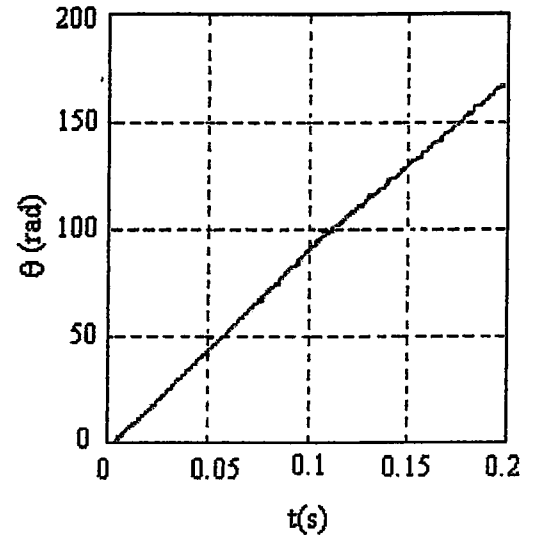
(a) i_q akımı



(b) i_d akımı



(c) Açısal hız



(d) Rotor konumu

Şekil 2.30. FSDAM'un rotor referans düzlemindeki simülasyon sonuçları

Her iki modelin simülasyon sonuçları (Şekil 2.27- 2.30) incelenmiş ve evirici beslemeli FSDAM'larının stator akımlarının, temel dalganın çeşitli harmoniklerinden dolayı salınımlı olması, açısal hızda ve doğal olarak rotor konumunda dalgalanmalara sebep olmuştur. Buna rağmen her iki modelin, açısal hız ve rotor konumu açısından karşılaştırıldığında, benzeştikleri görülmüştür.

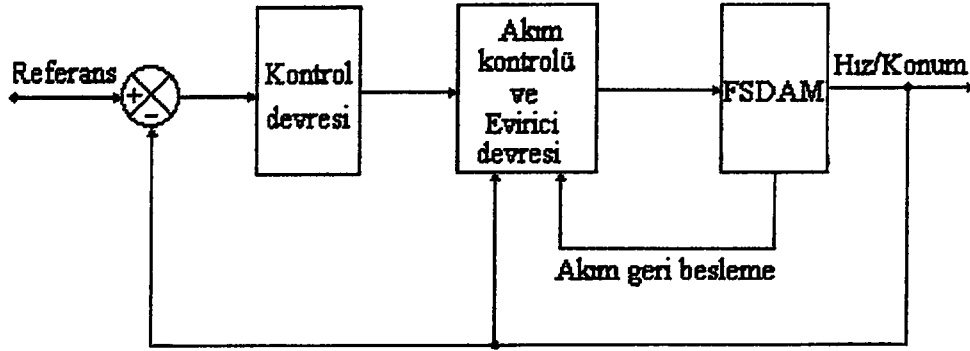
3. FSDA MOTORLARIN HIZ/KONUM KONTROLÜ

Bir çok endüstriyel uygulamada, hız/konum ve moment kontrolü için küçük boyutlu fakat nitelikli sürme sistemlerine sahip motorlara ihtiyaç duyulur. Yüksek nitelikli sürme sistemleri, rotor konumu veya hızının referans değerlerini sürekli olarak çok iyi izleyen sistem anlamında tanımlanır. FSDAM'lar, DA motorların denetim yapılarına sahip olmaları, yüksek güç/kütle oranı, düşük eylemsizlik ve yüksek hız yetenekleri nedeni ile bir çok endüstriyel otomasyon uygulamalarında öne çıkmış ve diğer klasik DA ve AA motorlara nazaran tercih edilir olmuştur. Bu nedenle, FSDAM'ların özellikle nitelikli sürme sistemlerinde kontrollerinin çok iyi yapılması gerekmektedir. Nitelikli bir sürme sisteminde sakınca sayılan sistem parametrelerindeki değişimler, eylemsizlik ve yük momentinin değişimleri gibi istenmeyen durumlar açısından FSDAM iyi bir kontrolör tarafından kontrol edilmelidir.

FSDAM'ların kontrolünde, genellikle doğrusal sistemlere uygulanan oransal+integral+türev (PID) denilen klasik yöntem, basitliği ve gerçekleştirme kolaylığı nedeni ile tercih edilen bir kontrol yöntemidir. Ancak, gürültü, faz kayması, eylemsizlik, doyum ve belirsiz girişlerin etkili olduğu doğrusal olmayan sistemlerde kullanılan FSDAM'ların kontrolünde ise, yüksek ve izleme performansı gerektiren uygulamalarda PID kontrolör yerine uyarlamalı kontrol yöntemlerinden, değişken yapılı, model referans, kayma modu, yapay sinir ağları, bulanık mantık veya öz uyarlamalı kontrol yöntemleri gibi yöntemler kullanılır [26].

3.1. FSDAM'ların Algılayıcı Hız/Konum Kontrolü

Genel olarak bir FSDAM'nun algılayıcı kontrol sistemi blok diyagramı, Şekil 3.1'de verildiği gibi üç ana bloktan oluşur [26,27].

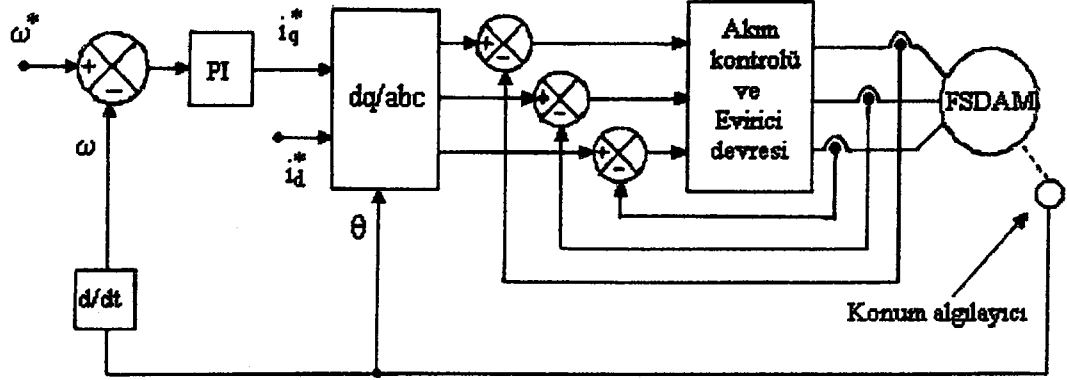


Şekil 3.1. FSDAM'nun hız/konum kontrolü blok diyagramı

Birinci blok, eviriciyi sürececek kontrol devresidir. Kontrol edilecek hız/konum büyüklüğü için girişten uygulanan referans değer ve FSDAM'ın çıkışından alınan model (gerçek) değer bir karşılaştırıcı ile karşılaştırılır. Karşılaştırmanın sonucunda hata sinyali (fark değer) elde edilir. Elde edilen hata sinyali kontrol devresinden geçirilir. İkinci blokta, kontrol devresi çıkışındaki dalgalanmaları azaltmak amacı ile, kontrol devresi çıkışı bir akım kontrol devresinden geçirilir. Akım kontrolörü ile dalgalanmaları azaltılmış kontrollü akımlarla da genellikle PWM modda çalıştırılan inverter devresi sürülür. Üçüncü blok ise, kontrol edilebilen evirici çıkışının uygulandığı FSDAM'u ifade etmektedir.

3.1.1. FSDAM'larda hız kontrolü

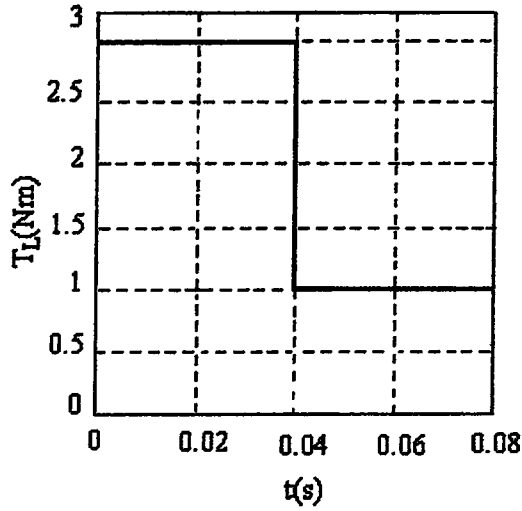
FSDAM'lar, düşük ataletli ve yüksek hız kabiliyetleri olan bir motor tipidir. Bu motorların fırçalarının olmayışı, motora yüksek verim kazandırmış ve bakım kolaylığı sağlamıştır. Sayılan bu özelliklerden dolayı FSDAM'lar, hassas hız kontrolü gerektiren birçok endüstriyel uygulamada gittikçe artan kullanım sahası bulmuştur. Çünkü kontrolleri, klasik DA motor kontrol tekniklerine benzerlik göstermektedir.



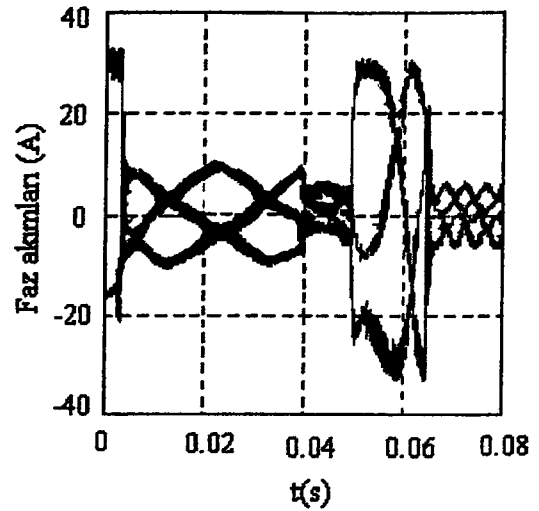
Şekil 3.2. FSDAM'nun hız kontrol sistemi blok diyagramı

Şekil 3.2'de blok diyagramında verilen hız kontrol sisteminde, referans açısal hız (ω^*) ile model açısal hız (ω) karşılaştırılarak, iki büyüklük arasındaki farktan hata sinyali elde edilir. Elde edilen hata sinyali bir denetleyiciden oransal+integral (PI) geçirilerek referans akım i_q^* elde edilir. Kontrol edilecek FSDAM'u rotoru kalıcı mıknatıslı olduğundan mıknatıslama akım bileşeni i_d^* sıfır olarak seçilir. PI denetleyiciden sonraki blokta referans akımları (i_q^* , i_d^*), ters Park dönüşümü ile referans üç faz akımlarına (i_a^* , i_b^* , i_c^*) dönüştürülür. Elde edilen referans akımları ile model akımlar tolerans bant tipi bir akım denetleyiciden geçirilerek, akımların istenilen bant aralığında sınırlandırılması gerçekleştirilir (Tolerans bant tipi akım denetleyiciler Bölüm 2'de açıklanmıştır). Akım denetleyiciden alınan çıkış sinyalleri inverterin sürülmesinde kullanılır. Böylece stator faz akımlarının, referans faz akımlarını izlemesi sağlanmış olur. Kontrollü olarak sürülen inverterin vereceği çıkışlar, FSDAM'un stator faz sargılarını kontrollü bir şekilde besleyerek hız kontrolünü gerçekleştirir.

Şekil 3.2'de hız kontrol blok diyagramı verilen FSDAM'un simülasyonu, Matlab-Simulink paket programı ile Şekil 3.3'de verildiği gibi hazırlanmış ve simülasyon gerçekleştirilmiştir.



(c) Yük momenti



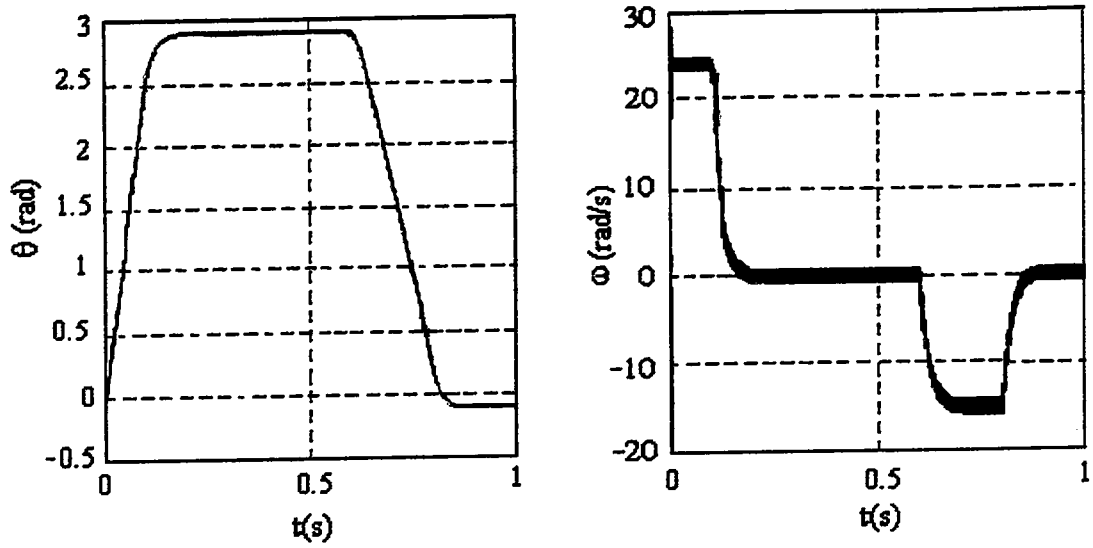
(d) Faz akımları

Şekil 3.4. FSDAM'un konum kontrol sistemi simülasyon sonuçları

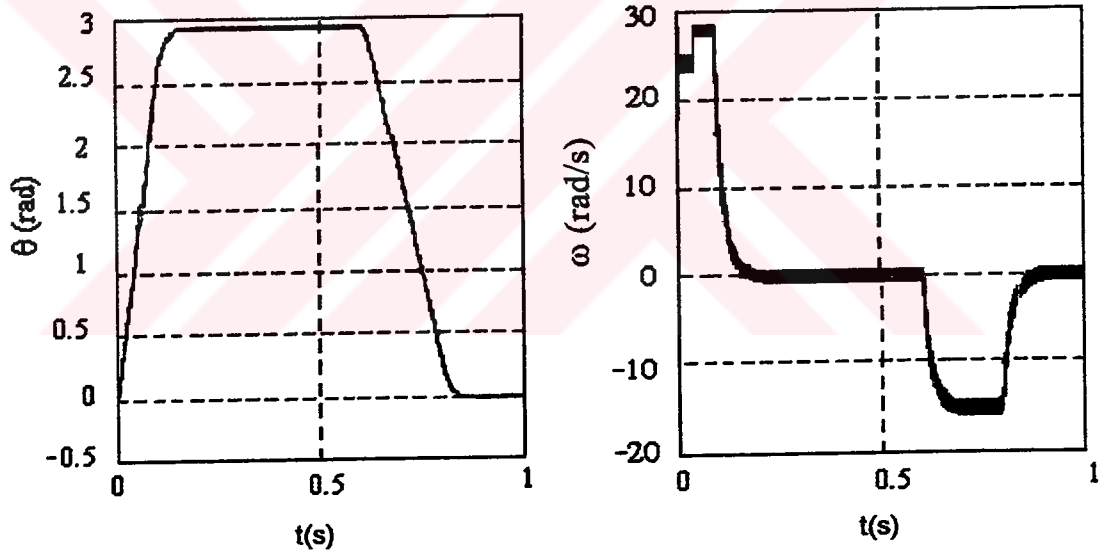
Simülasyonu yapılan FSDAM'a başlangıç anında 100 r/s'lik hız referansı ve 3 Nm'lik yük momenti uygulanmıştır. 0.05'inci saniyeye kadar rotor referans hızı ve 0.04'üncü saniyeye kadar da motora bindirilen yük momenti sabit tutulmuştur. 0.04'üncü saniyede yük momenti 1Nm'ye azaltılarak, akımdaki değişimler incelenmiştir. Ayrıca 0.05'inci saniyede hız referansı -500 r/s olarak değiştirilmiştir. Alınan simülasyon sonuçlarından rotor hızı, konum ve akım değişimi incelenmiştir.

3.1.2. FSDAM'larda konum kontrolü

FSDM'ları, yapılarından dolayı dinamik davranışlarının basit ve kolay bir şekilde kontrol edilebilmesinden dolayı hareket kontrolü gerektiren servo sistem uygulamalarında yaygın olarak kullanılmaktadır. Şekil 3.3'de verilen algılayıcı hız kontrol sistemi blok diyagramında küçük değişikliklerle Şekil 3.5'de verilen algılayıcı konum kontrolü blok diyagramı elde edilir.



(b) 3 Nm'lik sabit yükte konum/ hız grafikleri



(c) Değişken yükte konum/ hız grafikleri

Şekil 3.6. FSDAM'un konum kontrol sisteminin simülasyon sonuçları

Şekil 3.6-c'de verilen grafikler için, motor 3 Nm'lik yük ile başlatılmış ve 0.04. saniyede 1 Nm'ye düşürülerek kalan simülasyon süresince sabit tutulmuştur.

3.2. FSDAM'ların Algılayıcısız Hız/Konum Kontrolü

Bir kontrol sisteminde, çıkışı istenilen değerde tutmak için sisteme uygulanacak girişe karar vermek gerekir. Girişi belirleyen istenilen çıkış (referans) ile sistem çıkışı arasındaki hatadır. Yani çıkış ile referans arasındaki hatayı minimize edebilecek (küçültecek) giriş sinyalini üretmek, çıkışın durumunu referansla karşılaştırmaktan geçer. Bu durumda gerekli olan çıkış bilgisini elde etmek için algılama elemanlarına gereksinim duyulur.

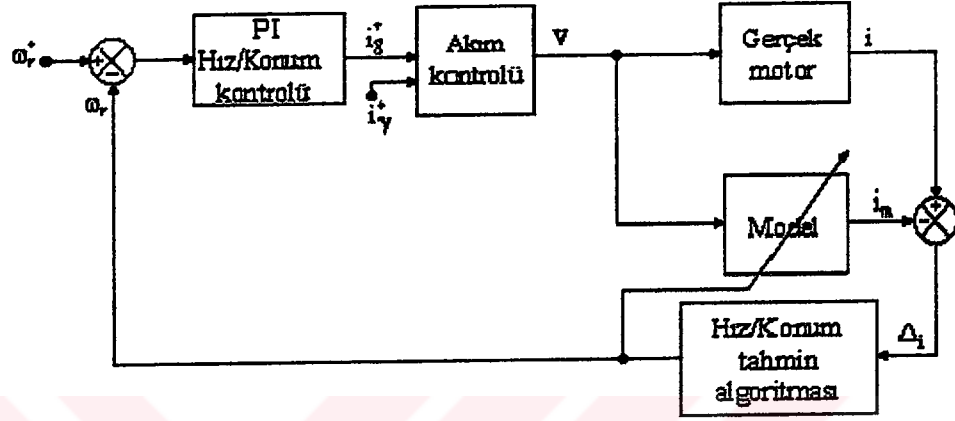
FSDAM'ların hız/konum bilgilerinin algılanması için algılama elemanları kullanılır [1-4]. Kullanılan algılama elemanları mekanik elemanlar olup, makinanın duran kısmına monte edilirler. Bu elemanların varlığı makinaya fiziksel boyut kazandırmasının yanı sıra, ekonomik olarak da maliyeti arttırmaktadır. Bu gerçek, algılayıcısız FSDAM'lara geçişi zorlamış ve bu konuda çalışmalar hızlandırılmıştır. Yapılan literatür taramalarında çeşitli yöntemler denendiği görülmüştür.

3.2.1. FSDAM'ların algılayıcısız kontrol yöntemlerinin sınıflandırılması

FSDAM' ları, akı dağılımları açısından yamuk ve sinüsoidal akı dağılımlı olarak üretildiğinden, hız/konum algılama yöntemleri de motorun akı dağılımına göre farklılıklar göstermektedir.

Yamuk tip motorlarda, herhangi bir an için üç-faz sargısından sadece ikisi enerjili olduğu dikkate alınır, enerjisiz kalan diğer sargı üzerinde indüklenen zıt emk değeri ölçülerek, hız/konum algılayıcısı olarak kullanılabilir. Yamuk emk'li motorlarda diğer bir yöntem ise; komütasyon anlarını belirlemek amacı ile evirici güç anahtarlama elemanlarının açık/kapalı konumlarını algılamaktır. Ancak, bu tür algılayıcısız kontrolde aşırı bir moment dalgalanması oluşmakta ve pratikteki kullanım alanını sınırlandırmaktadır [5,13].

Diğer bir grup hız/konum algılama yöntemleri, motorun akım gerilim modelinden yararlanarak, ölçülen durum değişkenleri ile, tahmin edilen durum değişkenleri arasındaki farktan hız/konumun belirlenmesi prensibine dayanmaktadır.



Şekil 3.7. Motor modelinden yararlanarak hız/konum algılama yöntemi blok diyagramı

Bu gruptaki hız/konum algılama yöntemleri arasında gürültü ve parametre değişimlerinin etkisini azaltma ve düşük hızlarda kalkınamama sorunlarına çözüm bulma açısından bazı farklılıklar ve iyileştirmeler olsa da, genel olarak Şekil 3.7’de gösterilen örnek blok şema ile hız/konum algılamaları gerçekleştirilir.

Motorun model rotor konumu (d-q eksen) ile tahmin edilen konumu (γ - δ eksen) arasındaki $\Delta\theta$ açı farkı kullanılarak motorun ayırık zamanda matematiksel modeli çıkarılmıştır. Çıkarılan bu modelden motorun gerçek akımı ile referans modelinin akımı arasındaki fark, motorun hız ve konum farkı cinsinden elde edilmiştir. Sonuçta i_δ akım farkına bağlı olarak motor hızının, i_γ akım farkına bağlı olarak da motor konumunun tahmini yapılmıştır. Ayrıca, parametre değişimlerinin algılanan hız ve konum üzerindeki etkisi incelenmiş ve bu etkileri azaltıcı iyileştirmeler verilmiştir [28].

Kaynak [29]'da, Kaynak [28]'de açıklanan yöntem kullanılarak, hız/konum algılaması gerçekleştirilmiş, ancak farklılık olarak parametre değişimlerinin (özellikle emk katsayısı) etkisini azaltmak için akımların farkından hız ve konumun yanı sıra emk katsayısı da tahmin edilmiştir.

Kaynak [14 ve 30]'da, akımların farkından yararlanarak hız/konum tahminin yanı sıra çıkıntılı kutuplu FSDAM'lar için başlangıç konumunu tahmin etme yöntemi incelenmiştir. Bu tip motorların sargı endüktanslarının, rotor konumunun bir fonksiyonu olduğu açıklanmış ve bu özellikten yararlanılarak motorun ilk kalkınma anındaki konumu algılanmıştır.

Kaynak [31]'de motor modelinden yararlanarak, model durum değişkenleri ile tahmin edilen durum değişkenleri arasındaki farktan sinüsoidal akı dağılımlı FSDAM'nun hız/konum algılama yöntemi incelenmiştir. Motorun modeli gerilim ve akım modeli olarak çıkarılabildiğinden, bu iki modele dayalı olarak iki farklı hız/konum algoritması geliştirilmiş ve algılayıcısız motor kontrollerinde bir zorunluluk olan motoru kalkındırma yöntemleri verilmiştir.

Yukarıda bahsedilen hız/konum yöntemlerinin deneysel sonuçlarında 100 d/d'lık hızların üzerinde %1 gibi küçük bir hata ile hız algılaması elde edilmiştir. Ancak, 100 d/d'nın altındaki değerler için akımdaki dalgalanmanın fazla olması nedeni ile algılanan hızda da dalgalanma gözlemlenmiştir. Ayrıca düşük hızlarda v gerilimi de düşük olduğu için evirici güç anahtarlama elemanlarındaki gerilim düşümü, gecikme gibi etkenler de önemli bir rol oynamıştır.

Kaynak [32]'de, MRAS (model referans adaptive system) olarak isimlendirilen bu yöntemde özellikle düşük hızlarda ve kalkınma anında hız algılanması gerçekleştirilmiştir. AA akım enjekte etme yöntemi olarak da

söylenen bu yöntemde, konum algılamak için motor sargılarına enjekte edilen akımların oluşturduğu indüklemeye gerilimleri kullanıldığından algılamanın doğruluğunun motor parametrelerinin değişimlerinden etkilenmediği görülmüştür.

Literatürde algılayıcısız kontrol ile ilgili çalışmalar aşağıda sıralandığı gibi beş ana grupta toplanabilir.

- Akım ve gerilimleri ölçerek ve motor eşitlikleri ve cebirsel işlemleri kullanarak kontrol
- Gözlemleyiciler kullanılarak algılayıcısız kontrol
- Zıt emk yöntemlerini kullanarak algılayıcısız kontrol
- Algılayıcısız başlatma yöntemleri
- Yukarıda sıralanan dört gruba girmeyen yeni kontrol yöntemleri

3.2.1.1. Ölçmeleri, motor eşitlikleri ve matematiksel işlemleri kullanarak algılayıcısız kontrol yöntemi

Bu grup, üç alt gruba ayrılır.

- Motor akısını hesaplamak için ölçülen akım ve gerilimi kullanmak
- Motorun model akımı ya da gerilimi ile tahmini akım ya da gerilim arasındaki farkı kullanmak
- Motor eşitliklerini, ölçmeleri, bilinen motor parametrelerini ve cebirsel işlemleri kullanarak motor hızını/konumunu hesaplamak

Birinci alt grupta temel prensip, aşağıda verilen Eş.3.1 ile özetlenebilir. "v" motorun terminal gerilimi olmak kaydı ile akı,

$$\phi = \int_0^t (v - Ri) dt \quad (3.1)$$

olur. Başlangıç konumu, motor parametreleri ve akı ile konum arasındaki eşitlikler belirlenmek koşulu ile, bu eşitliklerden yararlanarak motor konumu belirlenebilir. Bu grubun bir avantajı, akıyı belirlemek için hat gerilimi kullanıldığından motorun nötr hattına ihtiyaç duyulmamasıdır.

İkinci alt grupta, motorun d-q modelinden yararlanarak, gerçek d-q eksen akım ve gerilimleri ile varsayılan γ - δ hayali eksen akım ve gerilimleri arasındaki farktan (Δi , Δv) yararlanarak, $\Delta\theta$ konum farkı ile Δv yada $\Delta\delta$ arasında bir ilişki elde edilmiştir.

Üçüncü alt grupta, temel olarak öncelikle ölçülen akım ve gerilimler, rotor ve stator d-q düzlemine dönüştürülür. Böylece stator düzlemi büyüklükleri, rotor referans düzlemi büyüklüklerine dönüştürülür. Dönüşümden elde edilen eşitlikler, çeşitli matematiksel işlemlerden geçirilerek motor hızı/konumu elde edilir.

3.2.1.2. Gözlemleyici kullanılarak algılayıcısız kontrol yöntemi

Bu grupta gözlemleyiciler kullanılarak motorun hızı/konumu algılanmaktadır. Örneğin, Kalman filtresi Kaynak [33]'de bir konum tahmin edici (hesaplayıcı) olarak kullanılmıştır. Çeşitli yöntemlerle akım ve gerilimler ölçülerek, rotor konumunun kaba bir tahmini yapılmış ve hız/konumun ilk hesaplamalarını daha hassaslaştırmak amacı ile Kalman filtresi eklenmiştir. Diğer gözlemleyici tabanlı algılama yöntemleri;

- Doğrusal olmayan gözlemleyiciler
- Tam dereceli gözlemleyiciler
- Düşük dereceli gözlemleyiciler
- Bozucu gözlemleyiciler
- Kayma modlu gözlemleyici

olmak üzere beş alt sınıfta toplanabilir.

Günümüzde artık gözlemleyici teorileri bilinmektedir. Gözlemleyiciler, genel olarak gerçek sistemin giriş-çıkışlarını giriş olarak alıp, sistemin durumlarını çıkış olarak üreten sistemlerdir. Gözlemleyicilerden elde edilen durum değişkenleri, model durum değişkenleriymiş gibi sistemin geri beslenmesinde kullanılır.

Düşük dereceli gözlemleyiciler, sistem durumlarının doğrusal bir dönüşümü olan bazı sistem çıkışlarına göre tasarlanır. Böylece, bazı sistem durumları ile gözlemleyici çıkışları arasında bir doğrusal ilişki kurulur. Düşük dereceli gözlemleyiciler ile sadece ilgi duyulan durumlar hesaplanabilir. Bu durumda gözlemleyicilerle işlem yoğunluğu azaltılmış olur. Kaynak [34]'de rotor hızı/konumu, doğrusal olmayan ve düşük dereceli bir gözlemleyicinin çıkışı olarak elde edilmiştir. Kaynak [9]'da ise düşük dereceli gözlemleyiciler ile zıt emk ve oradan da rotor hızı/ konumu tahmin edilmeye çalışılmıştır.

Bozucu gözlemleyiciler, hızlı örnekleme ve hesaplama zamanına ihtiyaç duyulan sistem durumları ile kullanılan bir düşük dereceli gözlemleyici olarak tanımlanabilir. Durum değişkenlerinin iki örnekleme periyodu arasındaki küçük değişimler bozucu olarak adlandırılır ve bu küçük değişimlerin gözlemlenmesi ve bağlı olarak da hız/konum algılanması gerçekleştirilebilir.

Kayma modlu gözlemleyiciler durum hesaplama hatasını, faz düzlemi kayma yüzeyinde sıfıra doğru götürebilmek için değişken bir anahtarlama fonksiyonu kullanmayı ihtiva eder. Kaynak [35]'de kayma modlu gözlemleyiciler, d-q eksenine dönüştürülmüş stator akımlarının gözlemlenmesine dayalı olarak tasarlanmıştır. Elde edilen akım tahminlerinden zıt emk elde edilmiş ve dolayısıyla motor hızı/konumu algılanmıştır. Bu tez çalışmasının konusunu

oluşturan Kayma Modlu Gözlemleyiciler ve bu gözlemleyici ile hız/konum algılama yöntemleri Bölüm 4’de açıklanmıştır.

3.2.1.3. Zıt EMK yöntemleri

Genellikle bu yöntemler yamuk akı dağılımlı FSDA motorlarda uygulanır ve aşağıda sıralandığı gibi 4 grupta toplanabilir.

- Terminal gerilimi algılama yöntemi
- Zıt emk’nın 3. harmoniğini kullanma yöntemi
- Komütasyon diyodu iletim süresi yöntemi
- Zıt emk integrasyon yöntemi

Terminal gerilimi algılama yöntemi: FSDAM’larda zıt emk, faz akımlarına göre değişir. İnverterlerin anahtarlama anları, zıt emk’in sıfır geçiş noktalarına ve hıza bağlı bir zaman gecikme periyoduna göre belirlenebilir. Zıt emk dalga şekli yamuktur. Boştaki faz akımı sıfırdır. Sıfır fazın zıt emk’sı da sıfır olur. Böylece sıfır geçiş noktaları tespit edilir. Terminal gerilimi, alçak geçiren bir filtre ile süzülerek sıfır geçiş anları kodlanır ve uygun şekilde geciktirilerek anahtarlama darbeleri elde edilir. Zıt emk başlangıçta sıfır olduğundan ve ayrıca hıza bağımlı olduğundan düşük hızlarda bu yöntem kullanılamaz.

Zıt emk’nın 3. harmoniğini kullanma yöntemi: Yıldız bağlı 120° iletimli eviriciden beslenen FSDAM için zıt emk’nın 3. harmoniği kullanılarak anahtarlama anları belirlenebilir. Bu yöntem, faz gecikmesine duyarlı değildir ve stator sargılarının kutup adımının $2/3$ oranından büyük olmasını gerektirir. Bu durumda, rotor akısının 3. harmoniği zıt emk’nın 3. harmoniğini üretir. Bu harmonik, motorun nötr hattı ile eviricinin negatif terminali arasından algılanabilir. Bu yöntemle geniş bir hız sınırı içerisinde (100-6000 d/d) hız/konum algılanması sağlanabilir ve daha düşük filtreye ihtiyaç duyar.

Komütasyon diyodu iletim süresi yöntemi: Yıldız bağlı 120^0 iletimli eviriciden beslenen FSDAM'larda bir faz sargısı her zaman açık devredir. Bu faz sargısının açık devre olması süresinde komütasyon diyodu iletime geçer ve bu sargının akımı, komütasyon süresinin ortasında sıfır olur. Bu an, zıt emk'nın sıfır olduğu andır. Bu yöntemin en önemli sakıncası, her bir komütasyon diyodu için karşılaştırmalı devresinde altı adet yalıtım transformatörüne ihtiyaç göstermesidir. Bu yöntem sayesinde, düşük hız sayılan 45 d/d ile 2300 d/d hız aralığında hız/konum algılaması mümkün olmaktadır.

Zıt emk integrasyon yöntemi: Bu yöntemde konum bilgisi, boştaki fazın zıt emk'sının integrasyonu ile elde edilir [36]. İntegrasyon, boştaki fazın zıt emk'sının mutlak değerine göre yapılır ve boştaki fazın zıt emk'sı sıfır geçtiği anda integrasyon başlar. Komütasyon anlarında integrasyonu durdurmak amacı ile sabit bir eşik değeri de belirlenir. İntegre edilen değer, eşik değerine vardığında integratör çıkışını sıfır yapan bir reset sinyali de kullanılır. Bu yöntem, anahtarlama gürültülerine daha az duyarlıdır ve düşük hızlarda performansı iyi değildir.

3.2.1.4. Başlatma yöntemleri

İlk kalkınma anında geribesleme bilgisi sıfır olduğundan, FSDAM'ların algılayıcısız kontrol edilebilmesi için bazı ilk yol verme yöntemlerine ihtiyaç duyulur. Yol verme amaçlı yöntemler aşağıda sıralandığı gibi beş grupta incelenebilir.

- Açık çevrim başlatma
- Bilinen ilk konumu kullanarak başlatma yöntemi
- İnterrogation (Direk bilgi alma) yöntemleri
- Kontrol sistemi yöntemi ile başlatma
- Motorun indüktans değişiminden yararlanma yöntemi

Açık çevrim: Açık çevrim başlatmada motor, genliği/frekansı artan bir döner stator alanı sağlayacak şekilde çalıştırılır. Yüksüz bir motorda başlama, rotor alanı stator alanı tarafından çekildikten sonra atalet ve sürtünmeyi yenecek bir çekme kuvveti ile motor kalıcı mıknatıslı bir senkron motor olarak çalışmaya başlar. Bu yöntemin önemli bir sakıncası, başlangıçta rotorun herhangi bir yönde dönmeye başlayabilmesidir. Diğer bir sakıncası ise stator alanı büyük bir hızla dönerken rotor alanını döndürmeye başladığında rotor hızında salınımın oluşmasıdır.

Bilinen ilk konumu kullanarak başlatma yöntemi: Bu yöntemle, motorun serbest durması yerine bir sonraki başlatma için uygun bir ilk konumda rotorun durmasını sağlayan durdurma devresi ile motoru durduran yöntemlerdir. Örneğin, bir faz sargısı enerjilenerek rotorun bir miktar kayması ve belirli bir konumda kilitlenmesi sağlanabilir. Böylelikle rotorun başlatılması kontrollü bir şekilde yapılabilir.

İnterrogation (Direk bilgi alma) yöntemleri: Bu yöntemler, başlatma anında mutlak konum bilgisini gerektiren yerlerde iyi bir çözüm verir. İlk dönüş yönü kontrol edilir. Genellikle, motor terminaline gerilim darbeleri verilerek motor akımındaki değişim gözlemlenir. Kalıcı mıknatısın akısı, gerilim darbelerinin etkisi ile artabilir ya da azalabilir ve akımın değeri bu etkileşimi gösterir. Dolayısı ile akım değerindeki değişimin yönü/işareti, konum bilgisini elde etmek amacı ile kullanılabilir.

Kontrol sistemi yöntemi ile başlatma: Kaynak [37]'de motor akım ve gerilimleri ölçülerek Kalman filtresi ile rotor konumu tahmin edilmiştir. Ancak, başlangıçta rotor konum bilgisine ihtiyaç duyulmaktadır. Bu yöntemde, d-ekseni akımı enjekte edilerek başlangıçtaki rotorun konumu belirlenebilmektedir.

Motorun indüktans değişiminden yararlanma yöntemi: İçten mıknatıslı motorlar, daha küçük hava aralığında tasarlanabilirler ve böylece rotor akısından dolayı statordaki akıda bir artış sağlanabilir. İçten mıknatıslı rotorlarda, mıknatısları çevreleyen ince bir köprü malzeme bulunur ve rotor mıknatıslarını motorun hava aralığından ayırır. Bu malzeme, motorun normal çalışması sırasında genellikle doyuma gider. Bu durum, rotor konumuna bağlı olarak indüktansda bir değişime neden olur. Gerilim darbeleri, akım genlikleri ve akımın değişim oranları kullanılarak anahtarlama relüktans ve senkron relüktans motorların konumları algılandığı gibi bu yöntem, içten mıknatıslı FSDAM'lara da uygulanabilir.

3.2.1.5. Diğer yöntemler

Yukarıda açıklanmaya çalışılan grupların dışında ayrı bir grup içine alınabilecek yeni algılayıcısız kontrol yöntemleri de bulunmaktadır.

Yapay sinir ağları (YSA), ölçülen akım ve gerilimlerden yararlanarak rotor konumuna doğrusal olmayan bir ilişkiyi belirlemek amacı ile eğitilebilir. YSA'ndan elde edilen rotor konumundan motor akısı bulunur ve bu akı, motor modelinden elde edilen akı ile karşılaştırılır. Elde edilen hata sinyali ile YSA eğitilir [38]. Ancak, başlangıçtaki rotor konumu ve motor akısının bilinmesi gerekmektedir.

Diğer bir yöntem, bulanık mantık (BM) ile hız/konum algılamadır [39]. Bu yöntemde, iki adet BM sistemi kullanılır. Birisi rotor konumunu tahmin etmek, diğeri de tahmin edilen rotor konumunu kullanarak referans akımları elde etmek amacı ile sistem tasarlanır.

Kaynak [40]'da motorda yapılan küçük tasarım değişiklikleri ile hız/konum algılanması gerçekleştirilmiştir. Statora ek oyuklar eklenmiş ve bu oyuklara küçük algılama sargıları yerleştirilmiştir. Bu sargılara 20 kHz sinyal enjekte

edilmiş ve sargı uçlarındaki sinyal bozulmaları analiz edilerek konum bilgisini içeren 2. harmonik seçilmiştir. Kaynak [41]'de kalıcı mıknatıs rotor üzerine ince alüminyum parçalar yapıştırılmış ve kısa devre akımların dolaşması sağlanmıştır. Böylece manyetik devrede relüktans değişimi elde edilmiştir.

Bir diğer yöntem de, konum bilgisini elde etmek için motor faz akımları ve DA besleme akımlarının küçük değişimlerini ve doğal özelliklerini incelemektir [42,43].

3.2.2. Klasik bir gözlemleyici ile FSDAM'nun hız/konum kontrolü

Motor akım ve gerilim bilgilerinden yararlanarak gerçekleştirilen bu yöntemde, stator akım ve gerilimleri (α - β) referans eksenine Eş.3.2 ile dönüştürülür.

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Stator akım ve gerilimleri (α - β) referans eksenine dönüştürülmüş FSDAM'nun gerilim eşitlikleri,

$$v_\alpha = (R + pL)i_\alpha - K_e \omega \sin \theta \quad (3.3)$$

$$v_\beta = (R + pL)i_\beta + K_e \omega \cos \theta \quad (3.4)$$

şeklinde yazılabilir. Burada v_α ve v_β değerleri motora uygulanan gerilimin, i_α ve i_β ise model akımın α ve β bileşenleridir. K_e zıt emk sabiti, θ radyan olarak elektriksel rotor açısı, ω rad/s olarak model rotor hızı, R motor faz sargı direnci, L faz sargısı indüktansı ve p türev operatörünü (d/dt) ifade etmektedir.

Algılayıcısız sürücü sisteminde tahmin edilen rotor konumu θ_e kullanılarak Eş. 3.3 ve Eş. 3.4 ile verilen akım ve gerilimlerin tahmin edilen d_e ve q_e referans eksenine dönüştürülmeleri Eş. 3.5 ile gerçekleştirilir.

$$\begin{bmatrix} x_{de} \\ x_{qe} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Eş. 3.5 ile verilen dönüşüm, Eş. 3.3 ve Eş. 3.4 ifadelerine uygulanarak motorun gerilim eşitlikleri,

$$v_{de} = (R + pL)i_{de} - L\omega_e i_{qe} - K_e \omega \sin\Delta\theta \quad (3.6)$$

$$v_{qe} = (R + pL)i_{qe} + L\omega_e i_{de} + K_e \omega \cos\Delta\theta \quad (3.7)$$

olarak elde edilir. Burada,

$$\Delta\theta = \theta - \theta_e \quad (3.8)$$

olup model konum ile tahmin edilen konum arasındaki farkı ifade etmektedir.

Bir başka deyişle d-q referans eksenini ile d_e - q_e referans eksenini arasındaki farktır. $\omega_e = \dot{\theta}_e$ ise tahmin edilen rotor hızıdır.

İdeal şartlarda, $\Delta\theta = 0$ olduğunda $\dot{\theta}_e = \dot{\theta}$ olur. Yani q_e eksenini gerçek q eksenini ile çakıştığında Eş. 3.6 ve Eş. 3.7 ile verilen gerilim eşitlikleri, Eş. 3.9 ve Eş. 3.10'daki gibi olur.

$$v_{di} = (R + pL)i_{de} - L\omega_e i_{qe} \quad (3.9)$$

$$v_{qi} = (R + pL)i_{qe} + L\omega_e i_{de} + K_e \omega_e \quad (3.10)$$

Burada v_{di} ve v_{qi} ideal şartlardaki yani, sıfır konum hatasındaki gerilimlerin d_e ve q_e bileşenleridir.

$\Delta\theta$ 'nın çok küçük olduğu kabul edilerek (3.6) ve (3.9) ile (3.7) ve (3.10) eşitliklerinin farkı alındığında,

$$\Delta v_d = v_{de} - v_{di} = -K_e \omega \sin \Delta\theta \approx -K_e \omega \Delta\theta \quad (3.11)$$

$$\Delta v_q = v_{qe} - v_{qi} = K_e (\omega \cos \Delta\theta - \omega_e) \approx K_e \Delta\omega \quad (3.12)$$

elde edilir. Burada $\Delta\omega = \omega_e - \omega$ olup açısal hız hatasıdır. (3.11) ve (3.12) nolu eşitliklerdeki gerilim farkları kontrol sisteminden kolaylıkla hesaplanabilir. (3.9) ve (3.10) eşitlikleri (3.11) ve (3.12) eşitliklerinde yerlerine konulduğunda,

$$\Delta v_d = v_{de} - (R + pL)i_{de} + L\omega_e i_{qe} \quad (3.13)$$

$$\Delta v_q = v_{qe} - (R + pL)i_{qe} - L\omega_e i_{de} - K_e \omega_e \quad (3.14)$$

olarak elde edilir. Konumun doğru olarak tahmin edilebilmesi için bir başka deyişle d_e ekseninin gerçek d eksenine ile çakışması için hem Δv_d hem de Δv_q değerlerinin sıfıra yakınsaması gerekmektedir. Bu da açıklanmaya çalışılan konum tahmin yönteminin temelini oluşturmaktadır [10,44].

Eş. 3.11 ve Eş. 3.12 incelendiğinde, gerilimin d bileşeninin konum hatası ile, q bileşeninin ise hız hatası ile orantılı olduğu söylenebilir. Ancak, (3.13) ve (3.14) eşitlikleri, hız ya da konumun hesaplanmasında akımın türevini içermesi, bu yöntemin dezavantajını oluşturmaktadır. Çünkü, akımdaki gürültüler türev alındığında çok daha büyük gürültülere sebep olacaktır. Dolayısıyla akımın örneklenmesi işlemi dalga şeklinin gürültüsüz olan kısımlarında gerçekleştirilmesi gerekmekte, bu da pratikte mümkün olmamaktadır. Filtreleme işlemi ile gürültülerin bastırılması düşünülebilir. Ancak filtreleme gürültüyü bastırırken faz farkının oluşmasına, faz farkı da konum hatasına sebep olacaktır [44].

Akımın türevinin oluşturduğu sakıncaların giderilmesi için yeni değişkenler Δy_d ve Δy_q tanımlanarak (3.13) ve (3.14) nolu eşitliklerin her iki kısmı $(1+Tp)$ ye bölünür. Burada $T = L/R$ olup, stator zaman sabitidir. Bu durumda,

$$\Delta y_d = \frac{v_{de} + i_{qe} L \omega_e}{1 + Tp} - i_{de} R \quad (3.15)$$

$$\Delta y_q = \frac{v_{qe} - i_{de} L \omega_e - K_e \omega_e}{1 + Tp} - i_{qe} R \quad (3.16)$$

elde edilir. Diğer taraftan (3.10) ve (3.11) eşitlikleri, (3.17) ve (3.18) deki gibi yazılabilir.

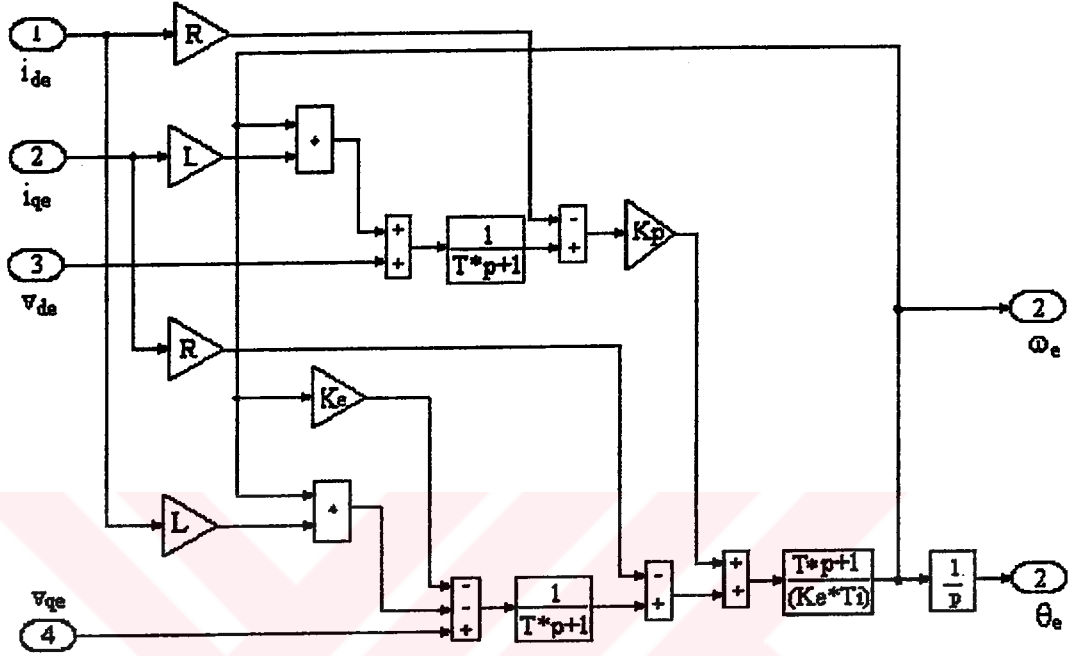
$$\Delta y_d = -\frac{K_e \omega \sin \Delta \theta}{1 + Tp} \approx -\frac{K_e \omega \Delta \theta}{1 + Tp} \quad (3.17)$$

$$\Delta y_q = \frac{K_e (\omega \cos \Delta \theta - \omega_e)}{1 + Tp} \approx \frac{K_e \Delta \omega}{1 + Tp} \quad (3.18)$$

(3.11) ve (3.12) ile (3.16) ve (3.17) nolu eşitlikler arasındaki tek fark paydadaki $(1+Tp)$ terimidir. Bir başka deyişle, Δy_d ve Δy_q değerleri zaman sabiti, stator zaman sabiti T ye eşit olan alçak geçiren bir filtre ile geciktirilmiş konum ve hız hataları olarak tanımlanabilir. Bu sinyaller herhangi bir türev işlemi içermeden Eş. 3.15 ve Eş. 3.16 ve akım/gerilim ölçümleriyle kolaylıkla hesaplanabilir. Filtrenin oluşturduğu gecikme ise konum tahmininden kompanse edilebilir.

Şekil 3.8 de, Eşitlik (3.15), (3.16), (3.17) ve (3.18) kullanılarak elde edilen gözlemleyici blok şeması verilmiştir. Motorun akım/gerilim bilgilerinden faydalanılarak gerçekleştirilen gözlemleyici ile açısal hız tahmin edilmiş ve

açısal hızın integrali alınarak konum bilgisi belirlenmiştir. Blok şemada verilen K_p kazancı, T_i integratör zaman sabitini temsil etmektedir.



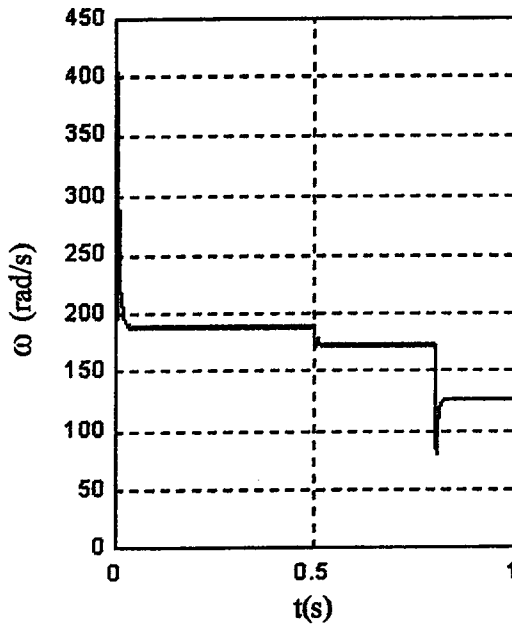
Şekil 3.8. Konum gözlemleyicinin simulink blok diyagramı

Simülasyonu yapılan FSDAM'un parametreleri;

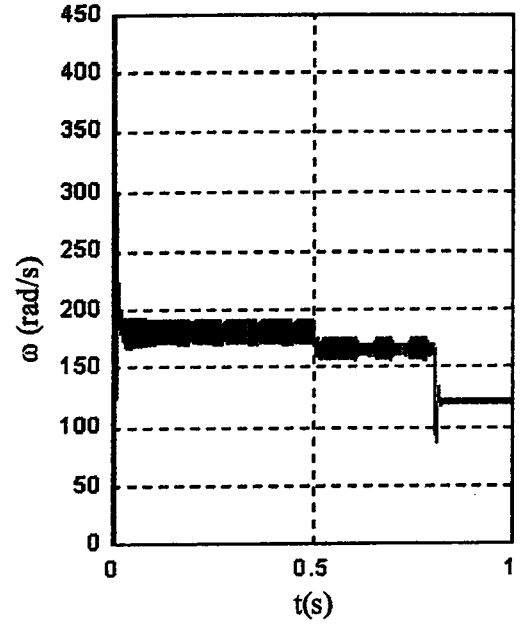
$P = 4$ kutup	$J = 0.8e-3 \text{ kgm}^2$
$\phi = 0.175 \text{ W}$	$L = 8.5e-3 \text{ H}$
$M = 0.02 \text{ H}$	$R = 2.785 \text{ } \Omega$
$B = 0.0001 \text{ Nm.rad/s}$	$K_e = 0.175 \text{ V/ rad/s}$

3.2.2.1. Algılayıcısız FSDAM'un hız kontrolü

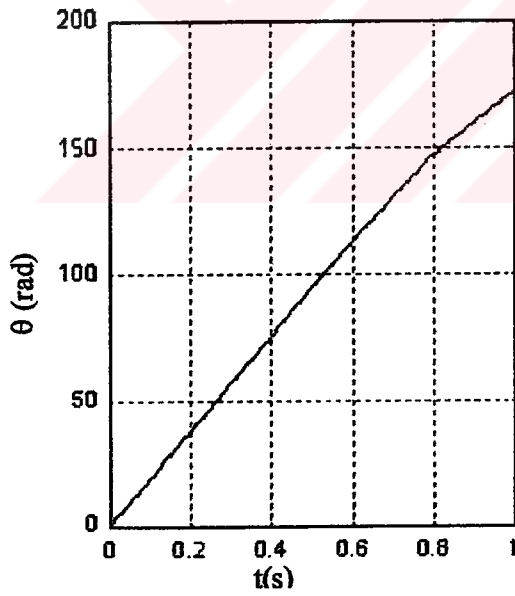
Şekil 3.9'da verilen Simulink blok devre diyagramı ile FSDAM'un açık çevrim simülasyonu MATLAB programında, değişik zamanlarda değişik yük momentleri ve değişik referans hızlar denenerek yapılmıştır.



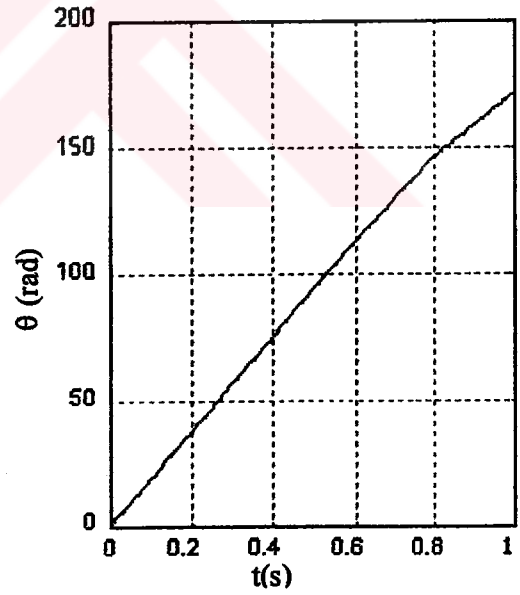
(a) FSDAM'un hız grafiği



(b) Gözlemleyicinin hız grafiği

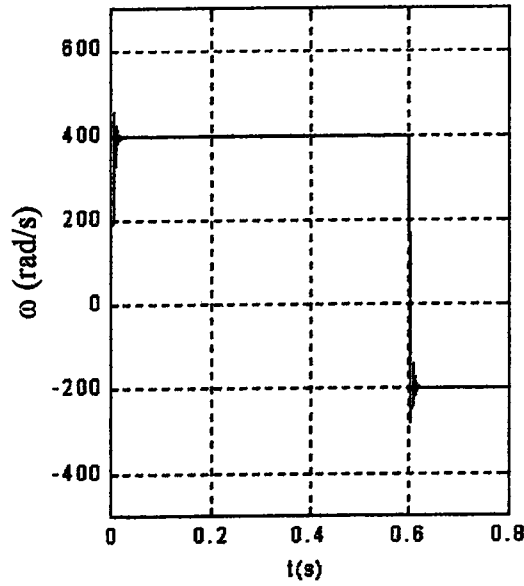


(c) FSDAM'un konum grafiği

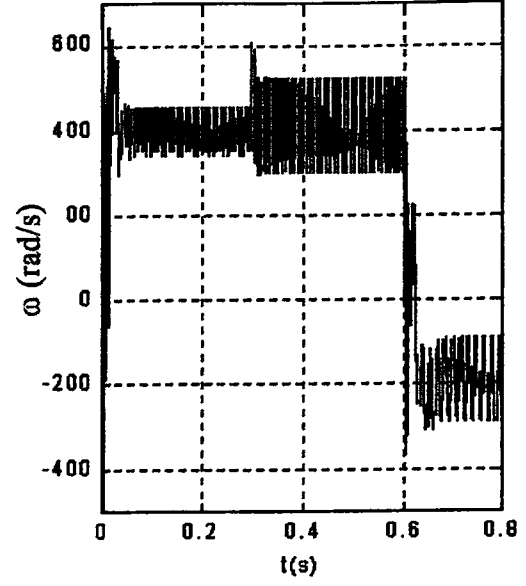


(d) Gözlemleyicinin konum grafiği

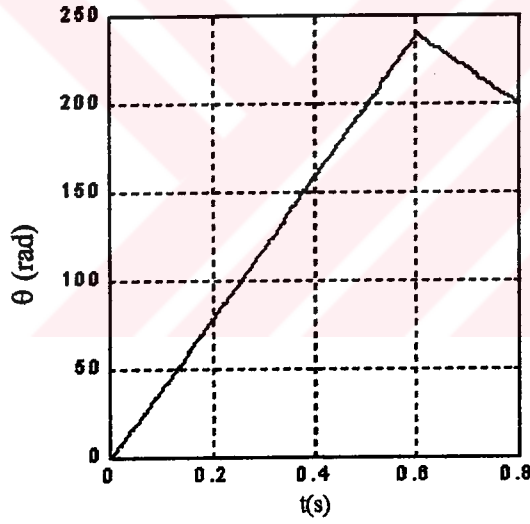
Şekil 3.10 Algılayıcısız FSDAM'un ve gözlemleyicinin açık çevrim için (hız kontrolü) hız/konum grafikleri



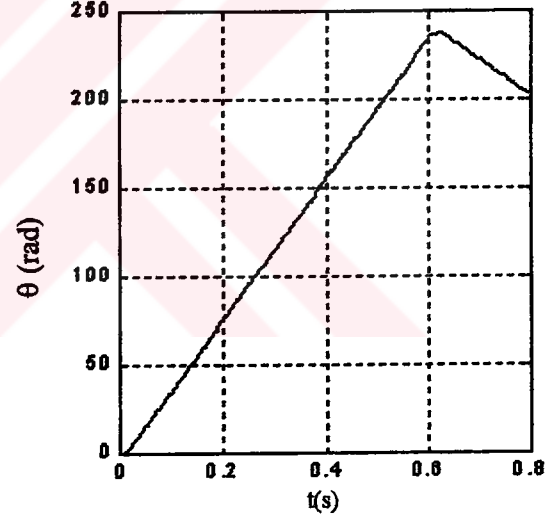
(a) FSDAM'un hız grafiği



(b) Gözlemleyicinin hız grafiği



(c) FSDAM'un konum grafiği



(d) Gözlemleyicinin konum grafiği

Şekil 3.11. Algılayıcısız FSDAM 'un ve gözlemleyicinin kapalı çevrim (hız kontrolü) için hız/konum grafikleri

Şekil 3.9 daki FSDAM'a kapalı çevrim uygulanmıştır. FSDAM'a yüksüz yol verilmiş ve 0.3'üncü saniyede 3 Nm'lik yük uygulanmıştır. Başlangıç hız referansı 400 rad/s olarak verilmiş ve 0.6'ıncı saniyede -200 rad/s olarak değiştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar Şekil 3.11 de gösterilmiştir.

4. KAYMA MOD GÖZLEMLEYİCİLER VE ALGILAYICISIZ MOTOR KONTROLÜ

Bu bölümde, Kayma Mod Teorisi verilmiş ve gözlemleyici kullanılarak FSDAM'na uygulanmıştır.

Gözlemleyicili algılayıcısız motor kontrol yöntemlerinden biri olan KMG, bu tez çalışmasının temelini oluşturmaktadır. Bu nedenle bu bölümde, KM teorisi verilerek KM teorisinin gözlemleyicilere uygulanışı anlatılmış ve KGM'le algılayıcısız motor kontrolü üzerine yapılan çalışmalar özetlenmiştir.

4.1. Kayma Mod Kontrol Teorisi

Kayma Mod Kontrol (KMK) yöntemi doğrusal olmayan, değişen parametrelere sahip veya harici bozucu girişlerin etkisi altında bulunan sistemlerin kontrolünde kullanılan etkili bir kontrol yöntemidir [45,46]. Bu yöntem değişken yapılı kontrol (variable structure control) olarak da bilinir. KMK yöntemi aşağıda ikinci derece, tek girişli parametre belirsizliği ve bozucu girişi bulunan bir sistem için anlatılmıştır. Bu sistemin kanonik formdaki durum eşitliklerinin,

$$\begin{aligned}\dot{x}(t) &= Ax(t) + bu(t) + df(t) \\ &= (A_n + \Delta A)x(t) + (b_n + \Delta b)u(t) + (d_n + \Delta d)f(t)\end{aligned}\quad (4.1)$$

olarak verildiğini varsayalım. Burada $x(t) = [x_1(t), \dot{x}_1(t)]^T$ durum vektörü, $u(t)$ kontrol girişi, A_n , b_n ve d_n nominal sistem parametrelerinden oluşan matris ve vektörler, ΔA , Δb ve Δd bilinmeyen sistem parametrelerinin belirsizliğini temsil eden matris ve vektörler, $f(t)$ ise bozucu girişi temsil etmektedir. ΔA , Δb , Δd ve $f(t)$ tam olarak bilinmemekle beraber, sınırlı oldukları bilindiğinden Eş. (4.1), aşağıdaki gibi olur.

$$\dot{x}(t) = A_n x(t) + b_n (u(t) + L(x, t)) \quad (4.2)$$

burada $L(x, t)$ toplam belirsizliği temsil etmektedir ve $L(x, t) = B_p(\Delta A x(t) + \Delta b u(t) + d f(t))$ dir. Ayrıca $|L(x, t)| \leq L_{\max}$ olarak sınırlıdır ve $B_p = (b_n^T b_n)^{-1} b_n^T$ dir.

Buradaki kontrol problemi, model belirsizlikleri ve bozucu girişler altında, durum vektörü x 'in istenen durum vektörü x^d 'yi takip etmesini sağlayacak u kontrol girişinin ne olması gerektiğini belirlemektir.

İzleme hatasını,

$$e = x - x^d = [e, \dot{e}]^T \quad (4.3)$$

olarak tanımlayalım (t zaman parametresi gösterim kolaylığı açısından kullanılmayacaktır). Anahtarlama fonksiyonu S 'yi

$$S = \lambda e + \dot{e} = C e \quad (4.4)$$

olarak tanımlayalım. Böylece kontrol problemi (x 'in x^d 'yi izlemesi), e hata vektörünün $S=0$ doğrusuna sonlu bir sürede ulaşarak, $1/\lambda$ zaman sabiti ile $e(0)$ orijinine kayarak ulaşması şeklinde tanımlanabilir. Bu kaymayı sağlayacak kontrol girişi u 'yu belirlemek için, bir Lyapunov fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (4.5)$$

burada $V(0)=0$ dir. İstenen kontrolün sağlanması için gerek ve yeter şart [46],

$$\dot{V} = \frac{1}{2} \frac{d}{dt} (S^2) \leq -\eta |S| \quad (4.6)$$

dir. (η pozitif bir sayıdır). (4.6) nolu eşitlikten,

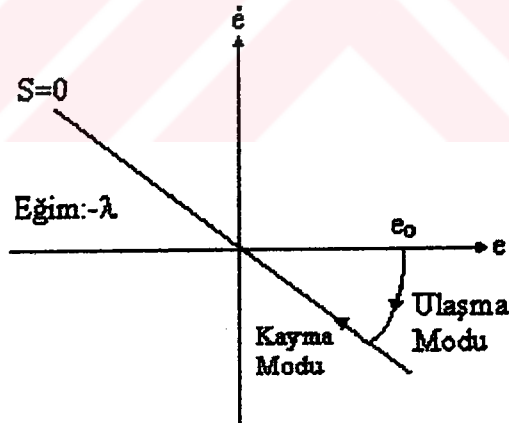
$$\dot{S} \text{sgn}(S) \leq -\eta \quad (4.7)$$

elde edilir. Burada,

$$\text{sgn}(S) = \begin{cases} +1 & S > 0 \\ -1 & S < 0 \end{cases}$$

dir. Eş. 4.7, “Ulaşma Şartı” veya “Kayma Modunun var olma şartı” olarak bilinir ve eğer bu eşitlik sağlanacak şekilde bir u seçilirse sistem “Kayma Moduna” ulaşır. Hata vektörü e , kayma doğrusu $S=0$ 'a ulaşınca, sistem parametre değişiklikleri ve bozucu girişlerden etkilenmeksizin, bu doğru üzerinden kayarak orijine ulaşır. Bu olaya kayma modu denir. Ulaşma modu ise, $S=0$ kayma doğrusuna ulaşma hareketi olarak tanımlanır.

Şekil 4.1, ikinci derece bir sistem için ulaşma ve kayma modlarını göstermektedir ($e(0)=[e_0, 0]^T$).



Şekil 4.1. İkinci derece bir sistem için ulaşma ve kayma modları

Kayma modundaki dinamik, $\dot{S} = 0$ olarak ifade edilir. Bu dinamik eşitlikten elde edilen u “eşdeğer kontrol kuralı”, parametreler tam olarak bilindiğinde, $\dot{S} = 0$ eşitliğini sürekli sağlayan bir kontrol kuralıdır. Buna göre, parametre değişiklikleri ve bozucu girişlerin olmadığını varsayarak Eş. 4.1 ile ifade edilen sistem,

$$\dot{x} = A_n x + b_n u \quad (4.8)$$

ile temsil edilir. Eş. 4.4'den $\dot{S} = 0$ elde edilir ve bu eşitliklerde (4.3) ve (4.8) yerine yazılırsa, eşdeğer kontrol kuralı u_{eq} ,

$$u_{eq} = (Cb_n)^{-1} C(\dot{x}^d - A_n x) \quad (4.9)$$

olarak elde edilir. Kayma mod kontrolünde bir kontrol kuralı genellikle, nominal kısım (u_{eq}) ve belirsizliklerin (parametre değişiklikleri ve bozucu giriş) etkisini bastıracak olan $U_{max} \operatorname{sgn}(S)$ terimlerinden oluşur. Buna göre KMK kuralı,

$$U = U_{eq} - U_{max} \operatorname{sgn}(S) \quad (4.10)$$

olarak yazılabilir. Böylece problem, parametre değişiklikleri ve bozucu girişler altında, Eş. 4.7 ile verilen ulaşma şartını sağlayacak şekilde u_{max} 'ın belirlenmesine indirgenmiş olur.

Eş. 4.10, Eş. 4.2'de yerine yazılarak, Eş. 4.3 ve Eş. 4.4 eşitliklerinden de faydalanarak S 'in dinamiğini belirleyen,

$$\dot{S} = Cb_n (-U_{max} \operatorname{sgn}(S) + L) \quad (4.11)$$

eşitliği elde edilir. Eğer, Eş. 4.11, Eş. 4.7'de yerine yazılırsa,

$$Cb_n U_{max} \geq Cb_n L \operatorname{sgn}(S) + \eta \quad (4.12)$$

olur. Bu eşitlik, en kötü koşullara göre dayanıklılığın sağlanması için,

$$U_{max} \geq L_{max} + (Cb_n)^{-1} \eta \quad \text{if } Cb_n > 0 \quad (4.13)$$

$$U_{max} \leq -L_{max} + (Cb_n)^{-1} \eta \quad \text{if } Cb_n < 0$$

olmasını gerektirir ($|L| \leq L_{\max} \Rightarrow -L_{\max} \leq L \leq L_{\max}$ olduğunu unutmayınız). Böylece, $U_{\max}$ Eş. 4.13'e göre seçilirse ve Eş. 4.10'da verilen kontrol kuralı kullanılırsa, ulaşma şartı Eş. 4.7, Eş. 4.1 ile ifade edilen sistem için sağlanmış olur. Sonuç olarak, parametre değişiklikleri ve bozucu girişler altında iyi çıkış cevabı sağlayan dayanıklı bir kontrolör sağlanmış olur.

4.2. Kayma Mod Gözlemleyiciler

Modern kontrolde, durum değişkenlerinin kısmen veya tamamen ölçülemez olduğu durumlarda gözlemleyici veya tahmin edici tasarımı gerekli olur [51,52]. Bu bölümde Kayma Mod Gözlemleyiciler hakkında bilgi verilmeden önce doğrusal asimtotik gözlemleyicilerin tasarımını hatırlayalım [16]:

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (4.14)$$

olan ve çıkışı,

$$y = Cx, y \in \mathbb{R}^{\ell}, \quad (4.15)$$

C: sabit matris, $\text{rank}(C) = \ell$ olarak ifade edilen bir doğrusal zamanla değişmeyen sistemin gözetlenebilir [51,52] olduğunu varsayalım. Doğrusal asimtotik bir gözlemleyici Eş. 4.14 ile temsil edilen orijinal sistemin formunda tasarlanır. Ancak gözlemleyici eşitliğine, çıkışın model değeri ile tahmin edilen değeri arasındaki farka (hataya) bağlı bir terim giriş olarak ilave edilir.

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + Bu + L(C\hat{x} - y) \quad (4.16)$$

burada $\hat{x}$ tahmin edilen durum vektörünü temsil eder ve $L \in \mathbb{R}^{n \times \ell}$ bir matristir. Model durum vektörü ile tahmin edilen durum vektörü arasındaki hatanın ($\bar{x} = \hat{x} - x$) dinamiği,

$$\dot{\bar{x}} = (A + LC)\bar{x} \quad (4.17)$$

olarak kolayca yazılabilir. Hatanın dinamik davranışı $A+LC$ matrisinin özdeğerleri ile belirlenecektir. Böylece L matrisi uygun seçilerek $A+LC$ matrisinin özdeğerlerin, yani hatanın dinamiği rahatlıkla kontrol edilebilir. Dolayısıyla, model durum vektörü x ile tahmin edilen durum vektörü $\hat{x}$ arasındaki hata istenen hızda sıfıra çekilebileceğinden, $\hat{x}$ kullanılarak kontrol algoritmaları gerçekleştirilebilir.

Gözlemleyicinin derecesi $\text{rank}(C) = \ell$ gerçeği kullanılarak düşürülebilir. Böylece çıkış,

$$y = C_1 x + C_2 \bar{x},$$

$$x^T = [x_1^T \ x_2^T],$$

$$x_1 \in \mathbb{R}^{n-\ell},$$

$$x_2 \in \mathbb{R}^{\ell},$$

$$\det(C_2) \neq 0$$

olarak ifade edilebilir. Bu noktada gözlemleyici sadece x_1 vektörü için tasarlamak yeterlidir ve x_2 vektörü,

$$x_2 = C_2^{-1}(y - C_1 x_1) \quad (4.18)$$

olarak kolayca bulunur. Eş. 4.14 ve Eş. 4.15 ile belirlenen sistem (x_1, y) uzayında,

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= A_{11}x_1 + A_{12}y + B_1u \\ \dot{y} &= A_{21}x_1 + A_{22}y + B_2u \end{aligned} \quad (4.19)$$

olarak temsil edilebilir.

Burada,

$$TAT^{-1} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}$$

$$TB = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix}$$

$$T = \begin{bmatrix} I_{n-1} & 0 \\ C_1 & C_2 \end{bmatrix}$$

tanımlanır (koordinat dönüşümü tekil değildir, yani $\det(T) \neq 0$).

İndirgenmiş dereceli gözlemleyici,

$$x^l = x_1 + L_1 y \quad (4.20)$$

koordinat dönüşümü yapılarak tasarlanabilir ve sistem davranışı (x^l, y) uzayında incelenir. Elbette koordinat dönüşümü herhangi bir L_1 için tekil değildir.

Eş. 4.18 – 4.20 kullanılarak x^l 'e göre durum eşitlikleri,

$$\begin{aligned} \dot{x}' &= (A_{11} + L_1 A_{21})x' + A'_{12}y + (B_1 + L_1 B_2)u \\ A'_{12} &= A_{12} + L_1 A_{22} - (A_{11} + L_1 A_{21})L_1 \end{aligned}$$

olarak yazılır. Böylece gözlemleyici $(n-\ell)$ inci dereceye indirgenerek tasarlanır ve gözlemleyicinin eşitliği,

$$\dot{\hat{x}}' = (A_{11} + L_1 A_{21})\hat{x}' + A'_{12}y + (B_1 + L_1 B_2)u \quad (4.21)$$

olarak yazılabilir. Burada $\hat{x}'$ durum vektörü x' 'nin tahmi değeridir. Hata $\bar{x}' = \hat{x}' - x'$ için dinamik eşitliği,

$$\dot{\bar{x}}' = (A_{11} + L_1 A_{21}) \bar{x}' \quad (4.22)$$

şeklinde kolayca elde edilebilir. Benzer şekilde, eğer orijinal sistem gözetlenebilir ise, $A_{11} + L_1 A_{21}$ matrisinin özdeğerleri istenilen şekilde atanabilir ve böylece $\bar{x}'$ istenen hızda sıfıra yakınsar. Sistemin orijinal durum değişken vektörleri x_1 ve x_2 Eş. 4.18 ve Eş. 4.20 yardımı ile bulunabilir.

Kayma Mod Gözlemleyici için benzer şekilde eşitlikleri türetilebilir. KMG'lerde durum eşitliği modeline ilave edilen $\hat{x}$ ile x arasındaki hatanın süreksiz bir fonksiyonu kullanılır ve KMG'nin eşitlikleri,

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_1 &= A_{11} \hat{x}_1 + A_{12} \hat{y} + B_1 u + L_1 v \\ \dot{\hat{y}} &= A_{21} \hat{x}_1 + A_{22} \hat{y} + B_2 u - v \end{aligned} \quad (4.23)$$

$$v = M \operatorname{sgn}(\hat{y} - y), \quad M > 0, \quad M = \text{sabit}$$

olarak yazılabilir. Burada $\hat{x}_1$ ve $\hat{y}$ sistem durum eşitliklerinin tahminini göstermektedir.

Süreksiz fonksiyon $v \in \mathbb{R}^l$ sistemi $\bar{y} = \hat{y} - y = 0$ olmaya zorlayacak ve kayma modunun $\bar{y} = \hat{y} - y = 0$ üzerinde oluşmasını sağlayacak şekilde seçilir. Böylece y ve $\hat{y}$ arasındaki hata (uyumsuzluk) sıfıra indirgenecektir. Burada L_1 matrisi, $\bar{x}_1 = \hat{x}_1 - x_1$ arasındaki hata istenen hızda azalacak şekilde seçilmelidir. Hata eşitlikleri Eş. 4.19 ve Eş. 4.23 kullanılarak,

$$\begin{aligned} \dot{\bar{x}}_1 &= A_{11} \bar{x}_1 + A_{12} \bar{y} + L_1 v \\ \dot{\bar{y}} &= A_{21} \bar{x}_1 + A_{22} \bar{y} - v \end{aligned} \quad (4.24)$$

$$v = M \operatorname{sgn}(\bar{y})$$

şeklinde yazılabilir. Eğer Eş. 4.24 de ikinci eşitlikte v ile çarpılan matris kesin negatif ise ve M yüksek ve sonlu bir değere sahip ise kayma modu $\bar{y} = 0$ üzerinde oluşacaktır [16]. Bu şartlar sağlandığından kayma modu $\bar{y} = 0$ üzerinde oluşur ve böylece gözlemleyici tasarımı gerçekleşmiş olur.

Eşdeğer kontrol metoduna göre [16], $\bar{y} = 0$ ve $\dot{\bar{y}} = 0$ çözülerek süreksiz fonksiyon için eşdeğer bileşen,

$$v_{eq} = A_{21} \bar{x}_1 \quad (4.25)$$

olarak belirlenir. Bu durumda hata eşitliği,

$$\dot{\bar{x}}_1 = (A_{11} + L_1 A_{21}) \bar{x}_1 \quad (4.26)$$

biçiminde yazılabilir. Dikkat edilecek olursa Eş. 4.26, Eş. 4.22 ile örtüşmektedir. Böylece eğer L_1 uygun seçilirse, $\hat{x}_1$ durum vektörü x_1 vektörüne yakınsayacaktır. Böylelikle Eş. 4.14 kullanılarak x_2 'de bulunacaktır.

Aslında Eş. 4.24 ile verilen süreksiz fonksiyon, Eş. 4.21 ile verilen derecesi indirgenmiş gözlemleyiciye eşdeğerdir. Ancak, eğer denetlenen sistem ve gözlemleyici sinyallerini elektriksel gürültü etkileyecek olursa, süreksiz fonksiyon içeren doğrusal olmayan KMG, gürültüyü filtreleme özelliğinden dolayı tercih edilebilir [16].

4.3. Kayma Mod Gözlemleyicilerle Algılayıcısız Hız/Konum Kontrolü Üzerine yapılan Çalışmalar

Kayma Mod Gözlemleyicilerle hız/konum algılama yöntemi, endüstriyel otomasyon sistemlerinde önemli bir kullanım alanı bulan anahtarlamalı relüktans motorlara (ARM), asenkron motorlara ve fırçasız doğru akım motorlarına uygulanmıştır. ARM'lar özellikle otomasyon sistemlerinde sabit

mıknatısların korozyon ve demagnetizasyon problemleri karşısında kalıcı mıknatıslı doğru akım motorlarına göre tercih nedeni olmuştur. Ayrıca yüksek moment-atalet oranı ve sıfır hızlarda da hız algılamasının yapılabilmesi ARM'ların önemli üstünlükleridir. KMG'lerle ARM'ların iletim açılarının kontrolünü gerçekleştirmek amacı ile hız/konum algılaması üzerine simülasyon çalışmaları yapılmıştır [18,47,48]. Kaynak [48]'de, kayar noktalı DSP kullanılarak ARM'ların KMG'lerle algılayıcısız hız kontrolü gerçekleştirilmiş ve kaynak [47]'de, KMG'in ayrık zaman formülasyonu çıkarılarak, tamsayı DSP ve kayar noktalı DSP'lerle KMG gerçeklemenin üstünlükleri ve sakıncaları vurgulanmış ve akı/akım tahmin hatalarının kontrol sistemi üzerindeki etkileri belirlenmiştir.

KMG'lerle asenkron motorların algılayıcısız hız kontrolü üzerine son yıllarda yapılan sınırlı sayıda çalışma bulunmaktadır [49-51]. Kaynak [51]'de iki seviyeli evirici ile sürülen bir asenkron motorun kayma mod denetleyici ile kapalı çevrim hız kontrolü için gerekli olan hız, akı ve moment bilgisi, stator akım ve gerilimleri ölçülerek, yine Kayma Mod bir gözlemleyici ile tahmin edilmiştir. KMG teorisinin geleneksel bir uygulaması olan bu çalışmada ayrıca KMG teorisinde karşılaşılan çatırdama sorunu irdelenmiş ve düşük hızlarda gözlemleyicinin hız, akı ve moment tahmin performansı incelenmiştir. Kaynak [50]'de, direk akı yönlendirmeli asenkron motor sürücü sistemi için Kayma Mod ve Model Referans teorisine dayalı hız gözlemleyici önerilmiş ve ayrıca motorun parametre değişimlerine karşın önerilen gözlemleyicilerin dayanıklılığı karşılaştırılmıştır. Simülasyon sonuçlarına göre stator direncinin ve rotor zaman sabitinin $\pm\%20$ değişimlerinde model referans gözlemleyicinin performansı oldukça kötüleşirken, KMG'nin performansında önemli bir bozulma olmadığı gösterilmiştir. Ayrıca önerilen gözlemleyicilerin DSP kullanılarak deneysel sonuçlarla da performansı verilmiştir. Kaynak [49]'da, Kayma Mod teorisi ile asenkron motorlar için hız ve akı algılayıcı önerilmiş

ve önerilen algılayıcı ile motorun yine Kayma Mod hız ve moment kontrolü tasarlanmıştır. KMK sisteminin ve KMG'nin karahlık koşulları incelenmiş ve algılayıcı/kontrolör sisteminin performansı simülasyon ve deneysel sonuçlarla gösterilmiştir.

Yüksek moment/atalet oranı, verim ve güç yoğunluğu nedeni ile sürücü sistemlerinde önemli bir kullanım yeri bulan kalıcı mıknatıslı senkron motorlar yada FSDAM'lar için de KMG'lerle hız-akı-konum algılama çalışmaları son yıllarda yoğunlaşmıştır [11,35,46,52-55]. Kaynak [35]'in, aynı yazarlar tarafından genişletilmiş olan kaynak [11]'de FSDAM'ın sabit α - β modelinden yararlanarak KMG modeli türetilmiş ve motorun hız/konum algılama algoritmaları ayrı ayrı çıkartılmıştır. Ayrıca parametre değişimlerinin algılanan hız/konuma etkisi belirlenerek KMG'nin kazançlarının sınır değerleri belirlenmiştir. Bu tez çalışmasında kaynak [11]'de verilen KMG ile hız/konum algılama algoritması geliştirilerek, algoritmanın elektriksel parametre değişimlerine karşı dayanıklılığını arttırmak amacı ile motorun tanı modeline göre KMG'nin parametreleri uyarlanmıştır. Tez çalışması ile ilgili ayrıntılı teorik analiz bölüm 5'de verilmiştir.

Kaynak [52]'de kalıcı mıknatıslı senkron motorun (KMSM) α - β modelinden yararlanılarak, KMG ile motorun stator sargılarında indüklenen zıt emk tahmin edilmiştir. KMSM'nin zıt emk değeri motorun hız ve konumlarının bir bağıntısı olduğundan matematiksel işlemlerle, KMG'den tahmin edilen zıt emk değerleri kullanılarak motorun konumunu ve konumun türevi alınarak da hız elde edilmiştir. Ayrıca KMG çıkışları olan zıt emk'lar filtreden geçirilmiş ve filtrenin faz gecikme etkisi kompanze edilmiştir. Çalışmanın simülasyon ve deneysel sonuçlarına göre tahmin edilen zıt emk'lardaki dalgalanmalar nedeni ile motor konumundaki hatalar sakınca olarak vurgulanmakla birlikte,

gürültülü ölçümlerde algoritmanın ek sakıncalarının ortaya çıkacağı söylenebilir.

Kaynak [52]'nin aynı yazarlar tarafından geliştirilmiş olan kaynak [53]'de, zıt emk esaslı KMG gözlemleyicisine ek olarak, KMG'nin çıkışındaki zıt emk'nın temel dalgasını ve rotor hızını belirlemek amacı ile Kalman Filtre kullanılmıştır.

Kaynak [54]'de, KMG teorisinin KMSM'lara geleneksel bir uygulaması verilmiştir. Motorun α - β modelinden yaralanarak modellenen KMG'nin simülasyon sonuçlarına göre performansı incelenmiştir.

Kaynak [46]'da, KMSM'nin α - β modelinden yaralanarak bir KMG verilmekle birlikte, önceki çalışmalara göre önemli bir yenilik olarak motor hızının ve stator direncinin uyarlanması için Lyapunov algoritması kullanılmıştır. Böylece, stator direncindeki değişime KMG'nin dayanıklılığı sağlanmış ve KMG'nin performansı deneysel sonuçlarla belirlenmiştir.

Kaynak [55]'de, FSDAM'ın doğrusal modelinden yaralanılarak adaptif bir KMG tasarımı verilmiştir. Motor hızı ile birlikte gözlemleyici parametrelerinin de adaptasyonu yapılarak, KMG'nin parametre değişimlerine dayanıklılığı artırılmıştır. Ayrıca adaptif hız tahmin algoritmasının kararlılığı ve KMG gözlemleyicinin performansı deneysel sonuçlarla gösterilmiştir.

5. FSDAM'LARIN ALGILAYICISIZ KONTROLÜ İÇİN YENİ BİR ADAPTİF KMG TASARIMI

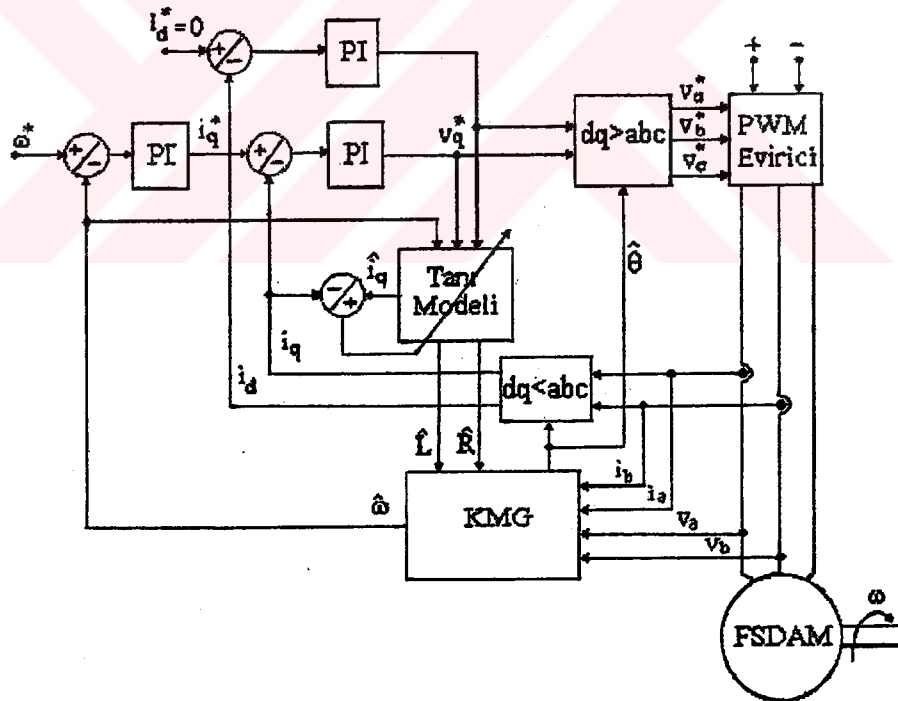
Bölüm 4’de, elektrik motorlarının KMG ile algılayıcısız kontrolü konusunda yapılan bazı çalışmaların kısa değerlendirmeleri yapılmıştı. Bu çalışmalarda genellikle, hız ve konum için farklı tahmin algoritmaları kullanılmıştır. Farklı algoritmaların kullanılmasına neden olarak genellikle iki temel sorun belirtilmektedir: Birincisi, konum tahmin algoritmasından türevle elde edilen hızın gürültülü olması ve bunun hız kontrolünde kullanılmasının uygun olmamasıdır. İkincisi ise, elektriksel parametre değişimlerinden etkilenen hız tahmin algoritmasından integral alarak türetilen konumun hatalı olmasıdır. Hız tahmin algoritmasının parametre değişikliklerinden etkilenmemesi için Bölüm 4’de incelenen bazı çalışmalarda parametre adaptasyon yöntemleri kullanılmıştır. Örneğin kaynak [11]’de konum tahmin algoritmasından türevle elde edilen gürültülü hız bant genişliği çok dar olan bir filtreden geçirilerek, hız tahmin algoritmasından elde edilen hızla arasındaki hataya göre motor direnci adapte edilmektedir. Bu yöntemin en önemli sakıncası, bant genişliği çok dar olan bir filtreden geçirilen hızın, model hızı doğru biçimde temsil edememesidir.

Bu tez çalışmasında, motor parametrelerinin anma değerleri kullanılarak tasarlanan sabit parametrelili KMG hız tahmin algoritması yerine, motorun tanı modelinden hesaplanan model parametreleri (elektriksel) kullanan yeni bir adaptif KMG geliştirilmiştir. Alt bölümlerde, geliştirilen yöntem ayrıntılı olarak anlatılmaktadır.

5.1 Geliştirilen Adaptif KMG’ nin Yapısı

FSDAM tanı modeline dayalı kayma mod gözlemleyicili algılayıcısız hız kontrolüne ait genel blok diyagramı Şekil 5.1’de verilmiştir. Bu çalışmada hız

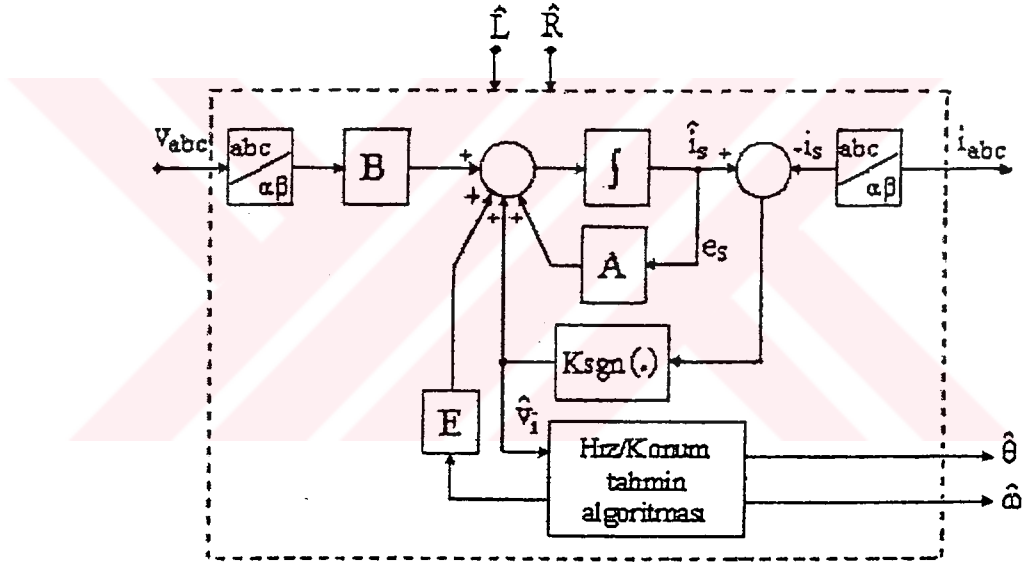
ve akım kontrolörleri olarak klasik PI kontrolörler kullanılmıştır. Hız kontrolü için geri beslenen hız, KMG'den elde edilmektedir. Bölüm 5.2'de belirtildiği gibi, KMG temelli hız kestirim algoritması parametre değişikliklerine duyarlı olduğundan FSDAM'un stator direnci ve endüktansının model değerlerinin hesaplanabilmesi için motorun d-q eksenini tanı modeli kullanılmıştır. Tanı modeli, KMG'den tahmin edilen hız ile akım kontrolörlerinin çıkışları olan v_d ve v_q gerilimlerini giriş olarak almaktadır. Tanı modelinin çıkışı olan $\hat{i}_q$ akım ile motorun ölçülen i_q model akımı arasındaki hataya göre tanı modelinin parametreleri güncellenerek motorun doğru parametreleri hesaplanmaktadır. Bu parametreler KMG'ye gönderilerek daha doğru bir hız kestiriminin yapılması sağlanmaktadır. Tanı modeli ve parametre adaptasyonuna ilişkin matematiksel ifadeler Bölüm 5.3'de verilmiştir.



Şekil 5.1. Geliştirilen KMG'li sistemin genel blok diyagramı

Şekil 5.2 KMG'nin yapısını göstermektedir. KMG'nin girişleri; PWM eviricinin ürettiği statoru besleyen kaynak gerilimleri, stator akımları ve

tahmin edilen stator direnç ve endüktansdır. Ölçülen bu akım ve gerilimler faz dönüşümü kullanılarak üç-fazlı sistemden (a-b-c) iki-fazlı sisteme (α - β) dönüştürülerek i_s ve v_s elde edilir. Gözlemlenen stator akımı $\hat{i}_s = [\hat{i}_\alpha \hat{i}_\beta]^T$, ölçülen model stator akımı $i_s = [i_\alpha i_\beta]^T$ ile karşılaştırılır. Bu akımlar arasındaki fark, $\text{sgn}(\cdot)$ fonksiyonundan geçirilerek geri beslenmekte ve $\hat{\omega}$ 'nın uyarlamalı olarak hesaplanmasında kullanılmaktadır. Tahmin edilen stator direnç ve endüktansı ile KMG bloğundaki A, B ve E katsayı matrisleri güncellenmektedir. FSDAM için Şekil 5.2'deki KMG'nin matematiksel ifadeleri takip eden alt bölümde verilmiştir.



Şekil 5.2. KMG'nin yapısı

5.2. KMG ile FSDAM'un Hız Tahmini

Bölüm 2'de türetilen FSDAM 'un matematiksel modelinden motorun (α - β) eksenlerindeki durum eşitliği,

$$\frac{d}{dt}i_s = Ai_s + Bv_s + Ev_i \quad (5.1)$$

olarak yazılabilir. Burada,

$i_s = (i_\alpha \ i_\beta)^T$: stator akımları,

$v_s = (v_\alpha \ v_\beta)^T$: stator gerilimleri (kaynak gerilimleri),

$v_i = (-\omega \sin\theta \ \omega \cos\theta)^T$: indüklenen gerilimler,

$A = (-R/L)*I$, R: stator sargı direnci, L: stator sargı endüktansı, I: birim matris,

$B = (1/L)*I$,

$E = -(3\phi/2L)$, ϕ : elektromotor kuvvet sabitidir.

Eş. 5.1 yardımıyla, indüklenen gerilimler vektörü v_i , ölçülen (algılanan) i_s ile sargı gerilimi v_s kullanılarak hesaplanabilir ve buradan θ bulunabilir. Ancak Eş. 5.1’de görüldüğü gibi bu hesaplamanın yapılabilmesi için ölçülen i_s ’nin türevini de hesaplamak gerekir ki bu, ölçmeden kaynaklanan i_s üzerindeki gürültüden dolayı (gürültülü bir sinyalin türevi çok daha gürültülü olacağından) uygun olmaz. Dolayısı ile, bir gözetleyicinin kullanılması daha doğru olacaktır.

FSDAM için Kayma Mod Gözlemleyicinin durum eşitliği, Bölüm 4.2’de verilen KMG teorisine dayanarak aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_s = A \hat{i}_s + B v_s + E \hat{v}_i + K \operatorname{sgn}(\hat{i}_s - i_s) \quad (5.2)$$

Burada, “^” işareti gözlemlenen ya da tahmin edilen ilgili değişkenleri göstermek için kullanılmıştır. Gözlemleyicinin denklemindeki ilave terim,

$$\operatorname{sgn}(\hat{i}_s - i_s) = \begin{bmatrix} \operatorname{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) & \operatorname{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix}^T \quad (5.3)$$

olarak tanımlanır.

Şekil 5.2’de KMG’nin yapısı verilmişti. KMG’nin girişleri PWM eviricinin ürettiği statoru besleyen kaynak gerilimleri, stator akımları ve motorun tanı

modelinden tahmin edilen motor parametreleridir. KMG 'nin yapısı Bölüm 5.1'de anlatılmıştır. KMG'de kullanılan anahtarlama fonksiyonu,

$$S = \hat{i}_s - i_s = e_s = 0 \quad (5.4)$$

olarak tanımlanır. Eşitlik (5.2)'den (5.1) çıkartılarak gözlemlenen ile model durum değişkenleri arasındaki hataya ait dinamik eşitlik,

$$\dot{e}_s = Ae_s + E(\hat{v}_i - v_i) + K \operatorname{sgn}(e_s) \quad (5.5)$$

olarak elde edilir. Kayma Mod Kontrol teorisine göre, gözlemlenen stator akımı $\hat{i}_s$ 'nin model stator akımı i_s 'ye eşit olabilmesi için “Kayma Modunun var olma şartı” veya kısaca gözetleyicinin “Kayma Şartı” olan,

$$\frac{1}{2} \frac{d}{dt} S^T S < 0 \quad (5.6)$$

eşitliğinin mutlaka sağlanması gerekir. Böylece, KMG tasarımı, Eş. 5.6'yı sağlayacak uygun bir anahtarlama kazancının (K) seçimi olarak ifade edilebilir.

Buna göre, Eş. 5.6 aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir:

$$\begin{aligned} S^T \dot{S} &= e_s^T \dot{e}_s \\ &= e_s^T [Ae_s + E(\hat{v}_i - v_i) + K \operatorname{sgn}(e_s)] \\ &= (\hat{i}_\alpha - i_\alpha \quad \hat{i}_\beta - i_\beta) \begin{bmatrix} -\frac{R}{L}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) + \varphi(\hat{v}_{i\alpha} - v_{i\alpha}) + K \operatorname{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ -\frac{R}{L}(\hat{i}_\beta - i_\beta) + \varphi(\hat{v}_{i\beta} - v_{i\beta}) + K \operatorname{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} < 0 \end{aligned} \quad (5.7)$$

Eş. 5.7 şartını sağlayacak “K” değeri,

$$K < \min \left(-\frac{R}{L} |\hat{i}_\alpha - i_\alpha| - |\phi| |\hat{v}_{i\alpha} - v_{i\alpha}| - \frac{R}{L} |\hat{i}_\beta - i_\beta| - |\phi| |\hat{v}_{i\beta} - v_{i\beta}| \right) \quad (5.8)$$

olarak belirlenir [12]. Böylece, eğer anahtarlama kazancı K Eş. 5.8'e uygun olarak seçilirse, kayma modu gerçekleşecek, gözlemlenen ve model stator akımları arasındaki hata ve türevi,

$$\dot{e}_s = e_s = 0 \quad (5.9)$$

olacaktır. Eş. 5.9, Eş. 5.5'de yerine yazılırsa,

$$z = -K \operatorname{sgn}(e_s) = E(\hat{v}_i - v_i) \quad (5.10)$$

elde edilecektir. Bu eşitlik "Kayma Şartı" sağlandığında geçerli olan bir eşitliktir. Eş. 5.10'daki z sinyali $\operatorname{sgn}(\cdot)$ fonksiyonlarından dolayı, kayma mod kontrol teorisinde titreşim (chattering) adı verilen yüksek frekanslı terimler içerir. Bu sinyal (z) bir alçak geçiren filtreden geçirilerek aşağıda anlatılan $\hat{\omega}$ 'in uyarlamalı olarak elde edilmesinde kullanılacaktır. Eş. 5.10 yeniden düzenlenirse,

$$-z + E\hat{v}_i = E v_i \quad (5.11)$$

elde edilir. İndüklenen gerilimin gözlemlenen değeri,

$$\hat{v}_i = -\hat{\omega} \begin{pmatrix} \sin \hat{\theta} \\ -\cos \hat{\theta} \end{pmatrix} \quad (5.12)$$

ve model değeri,

$$v_i = -\omega \begin{pmatrix} \sin \theta \\ -\cos \theta \end{pmatrix} \quad (5.13)$$

dir. Eş. 5.12 ve Eş. 5.13'ü, Eş. 5.5'de yerine yazılırsa hata dinamiği,

$$\dot{e}_s = Ae_s - E \begin{pmatrix} \hat{\omega} \sin \hat{\theta} - \omega \sin \theta \\ -\hat{\omega} \cos \hat{\theta} + \omega \cos \theta \end{pmatrix} + K \operatorname{sgn}(e_s) \quad (5.14)$$

olarak elde edilir. Gözlemlenen hızın integrali alınarak elde edilen $\hat{\theta}$ 'in model θ 'ya eşit olduğunu varsayarak, hata eşitliği Eş. 5.14,

$$\dot{e}_s = Ae_s - E(\hat{\omega} - \omega) \begin{pmatrix} \sin \theta \\ -\cos \theta \end{pmatrix} + K \operatorname{sgn}(e_s) \quad (5.15)$$

olarak yazılabilir. Bu sistem için Eş. 5.16'da verilen muhtemel bir Lyapunov fonksiyonu tanımlanırsa,

$$V = \frac{1}{2}(\hat{\omega} - \omega)^2 \quad (5.16)$$

ve $\hat{\omega}$ 'daki değişim,

$$\dot{\hat{\omega}} = -gz^T \begin{pmatrix} \sin \theta \\ -\cos \theta \end{pmatrix} \quad (5.17)$$

şeklinde alınırsa (g pozitif bir sabit), gözlemlenen hız $\hat{\omega}$ 'nın model hız ω 'ya asimtotik olarak yaklaşacağı (başka bir deyişle asimtotik kararlılık) matematiksel olarak aşağıdaki gibi ispatlanabilir:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= (\hat{\omega} - \omega)\dot{\hat{\omega}} \\ &= -(\hat{\omega} - \omega)gz^T \begin{pmatrix} \sin \theta \\ -\cos \theta \end{pmatrix} \\ &= gE(\hat{\omega} - \omega)^2 \leq 0 \end{aligned} \quad (5.18)$$

Burada, $\hat{\omega}$ 'nın ω 'ya hızla yaklaştığı varsayıldığından, $\dot{\omega} = 0$ alınmıştır. Sonuç olarak, Eş. 5.17'de verilen $\hat{\omega}$ 'nın integrali alınarak, istenen $\hat{\omega}$ değeri bulunur. Yukarıda anlatılan hız tahmin algoritması kullanılarak FSDAM'un algılayıcısız hız kontrolünün simülasyonu yapılmıştır. Algoritmanın, sabit motor parametreleri ile iyi sonuç verdiği belirlenmiştir, Şekil (5.7, 5.10). Ancak, motor parametrelerinden stator direnci R ve endüktansı L 'nin değişimlerine algoritmanın duyarlı olduğu gözlemlenmiştir. Stator direnci ve endüktansının değişimlerinde tahmin edilen akımın, motorun model akımını tam olarak takip etmesine rağmen (yani, KMG görevini yapmasına rağmen), model hız referans hızı takip edememektedir. Bu nedenle, stator direnci ve endüktansının doğru değerlerinin tahmin edilerek yukarıda verilen hız tahmin algoritmasında kullanılması gerektiği kanaatine varılmıştır. Bu düşünceden hareketle, takip eden alt bölümde verilen parametre adaptasyonu, hız tahmini algoritmasına ilave edilmiştir.

5.3. Parametre Adaptasyonu

Bölüm 2'de verilen FSDAM'un analizinden motorun akım modeli Eş. 5.19'daki gibi yazılabilir.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_q \\ i_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_q \\ v_d \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_q \\ e_d \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

Burada, stator sargılarında indüklenen zıt emk gerilimleri;

$$\begin{aligned} e_d &= -i_d - \frac{\Phi}{L} \omega \\ e_q &= \omega i_q \end{aligned} \quad (5.20)$$

olarak tanımlanır.

Şekil 5.1’de verilen blok şemada i_d akım kontrolörünün ideal olduğunu kabul ederek motorun d-ekseni akımı $i_d=0$ olduğundan FSDAM, yaklaşık olarak q-ekseni denklemi ile modellenebilir. Buna göre yaklaşık FSDAM modeli;

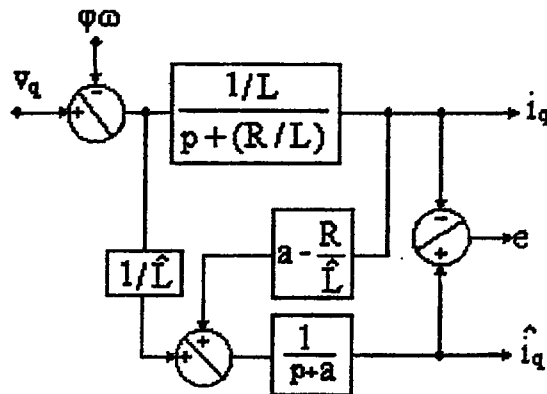
$$\frac{d}{dt}i_q = -\frac{R}{L}i_q + \frac{1}{L}(v_q - \varphi\omega) \quad (5.21)$$

Eş. 5.21’den; i_q akımı çıkış alınmak üzere,

$$i_q(p) = \frac{1/L}{p + (R/L)}(v_q - \varphi\omega) \quad (5.22)$$

elde edilir. Burada $p = \frac{d}{dt}$ türev operatörüdür ve motor değişkenlerinde yazım kolaylığı açısından zaman değişkeni (t) gösterilmemiştir.

Motorun parametrelerinin anma değerlerine göre tasarlanan KMG motor parametrelerine duyarlı olduğundan, bu tez çalışmasında değişen motor parametrelerinin adaptasyonunun yapılması ve adaptasyon sürecinde bulunan parametrelerin KM gözlemleyicide kullanılması önerilmiştir. Buna göre Eş. 5.22 ile verilen FSDAM’un tanı modeli çıkarılarak model parametrelerinin adaptasyon algoritması türetilmiştir.



Şekil 5.3. FSDAM için tanı modeli

Eş. 5.22'deki motor için $\hat{R}$ ve $\hat{L}$; motorun model stator direnç ve endüktansının tahmin edilen değerleri olmak üzere FSDAM için Şekil 5.3'deki model yapısı seçilebilir.

Buna göre motorun tanı modeli,

$$\frac{d}{dt} \hat{i}_q = -a \hat{i}_q + \left(a - \frac{\hat{R}}{\hat{L}} \right) i_q + \frac{1}{\hat{L}} (v_q - \phi \omega) \quad (5.23)$$

olarak yazılır. Burada a , modelin kararlı olabilmesi için seçilen pozitif bir sayıdır. Buradan, model çıkışı olarak $\hat{i}_q$,

$$\hat{i}_q(p) = \frac{\left(a - \frac{\hat{R}}{\hat{L}} \right) i_q + \frac{1}{\hat{L}} (v_q - \phi \omega)}{p + a} \quad (5.24)$$

bulunur.

FSDAM için belirlenen tanı modelinin bilinmeyen $\hat{R}$ ve $\hat{L}$ parametrelerinin adaptasyonu için eğim düşme yöntemi kullanılabilir [56].

Şekil 5.3'deki modelden tanılama hatası,

$$e = \hat{i}_q - i_q \quad (5.25)$$

ve bilinmeyen parametrelere göre minimizasyonu (en küçük değere indirilmesi) yapılacak olan performans kriteri J ,

$$J = \frac{1}{2} e^2$$

olarak tanımlanırsa performans kriterini minimize eden model parametreleri eğim düşme yöntemine göre,

$$\frac{d}{dt} \hat{R} = -\frac{\partial J}{\partial \hat{R}} \quad (5.26)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{L} = -\frac{\partial J}{\partial \hat{L}}$$

eşitliklerinden yararlanarak adapte edilebilir. Eş. 5.24'den;

$$\frac{\partial \hat{i}_q}{\partial \hat{R}} = -\frac{1}{\hat{L}a} \frac{a}{p+a} i_q \quad (5.27)$$

$$\frac{\partial \hat{i}_q}{\partial \hat{L}} = -\frac{\hat{R}}{\hat{L}^2 a} \frac{a}{p+a} i_q - \frac{1}{\hat{L}^2 a} \frac{a}{p+a} (v_q - \varphi \omega) \quad (5.28)$$

elde edilir.

Eş. 5.27 ve Eş. 5.28'de filtreler birim kazançlı hale getirilmiş olup sabit a değeri ile birlikte $\hat{R}$ ve $\hat{L}$ yerine bunların anma değerleri, adaptasyon katsayılarına (α ve β) dahil edilerek parametre adaptasyon eşitlikleri,

$$\frac{d}{dt} \hat{R} = -\alpha e \frac{a}{p+a} i_q \quad (5.29)$$

$$\frac{d}{dt} \hat{L} = -\alpha e \frac{a}{p+a} i_q - \beta e \frac{a}{p+a} (v_q - \varphi \omega) \quad (5.30)$$

elde edilir.

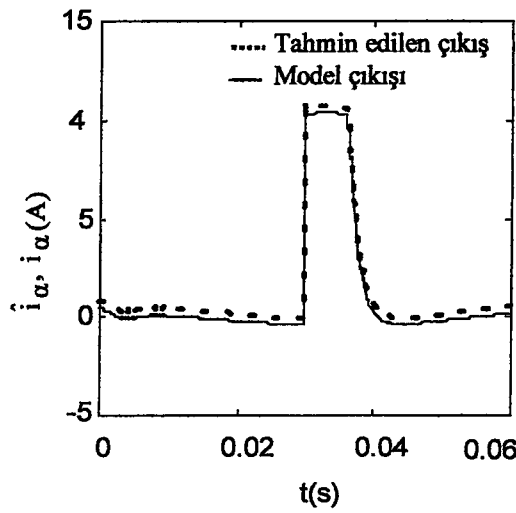
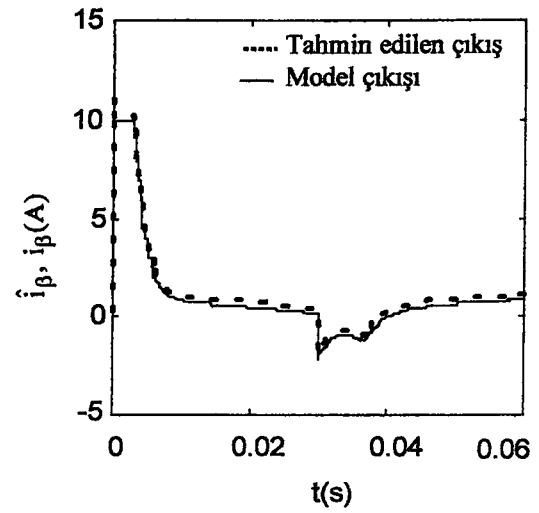
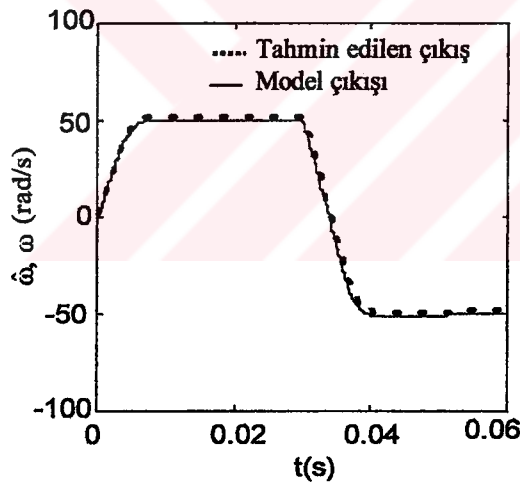
5.4. Simülasyon Sonuçları

Bu tez çalışmasında, simülasyonda kullanılan kontrol ve motor parametreleri Çizelge 5.1'de verilmiştir. Simülasyonda akım kontrolü ve gözlemleyici için örnekleme periyodu $T=25\mu s$, hız kontrolü için ise $T_s=250\mu s$ alınmıştır.

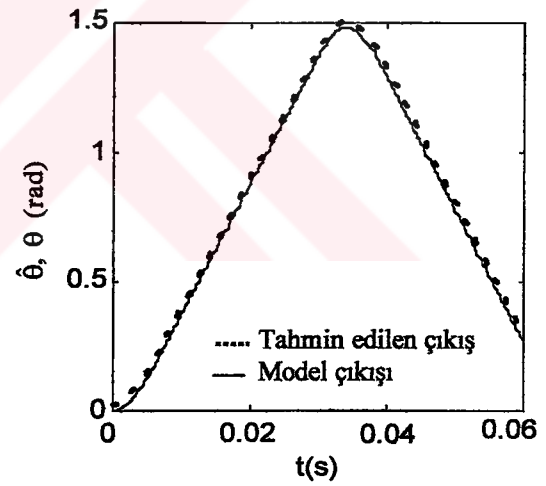
Çizelge 5.1. Kontrolör ve Motor Parametreler

Hız Kontrolörü	
Oransal Kazancı (K_p)	0.5
İntegral Kazancı (K_i)	50
Akım Kontrolörü	
Oransal Kazancı (K_p)	220
İntegral Kazancı (K_i)	100
Kayma Mod Gözlemleyici	
Hız Tahmini Kazancı (g)	300
Anahtarlama Kazancı (K)	-15000
Motor Parametreleri	
Stator Direnci (R)	1 ohm
Stator İndüktansı (L)	0.005 H
EMK Sabiti (ϕ)	0.2
Atalet Momenti (J)	0.001 kgm ²
Sürtünme Katsayısı (B)	0.0001Nms
Kutup Sayısı (P)	4
Kaynak Gerilimi	300 V

Şekil 5.4, 50 rad/s'lik bir referans hıza göre anma değerleri için motorun model ve tahmin edilen α - β akımlarını, rotor hızını ve konumunu göstermektedir. Şekilde görüldüğü gibi, tahmin edilen değişkenler model değişkenleri çok iyi bir şekilde takip etmektedir. Dolayısıyla, motor parametreleri anma değerlerine sahip olduğunda gözlemleyici görevini tam olarak yapmakta ve iyi bir hız kontrolü elde edilmektedir. Şekil 5.4'de verilen sonuç grafiklerinde, koyu kesik çizgiler tahmin edilen, ince sürekli çizgiler model değerleri ifade etmektedir.

(a) α -ekseni akımları(b) β -ekseni akımları

(c) Motor hızı

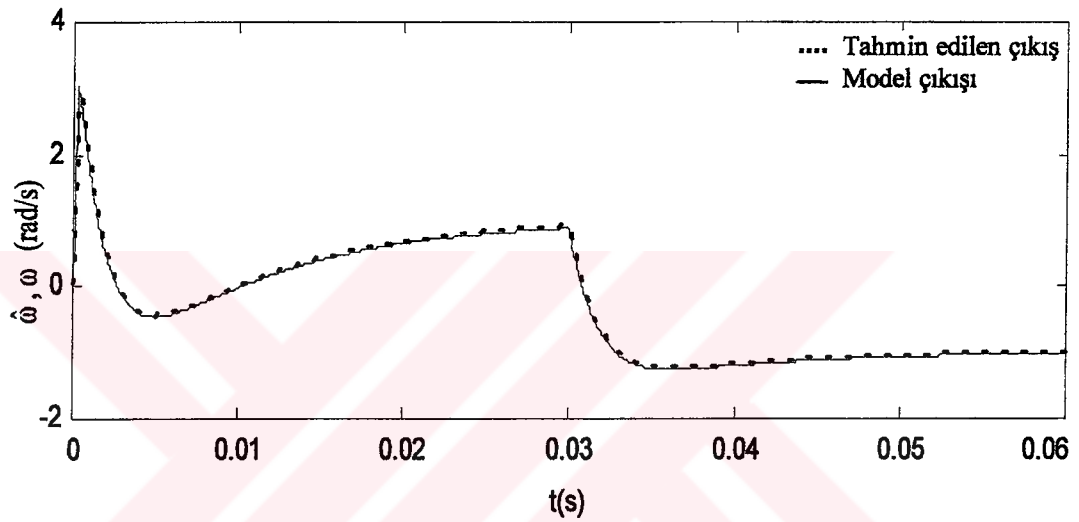


(d) Rotor açısı (konum)

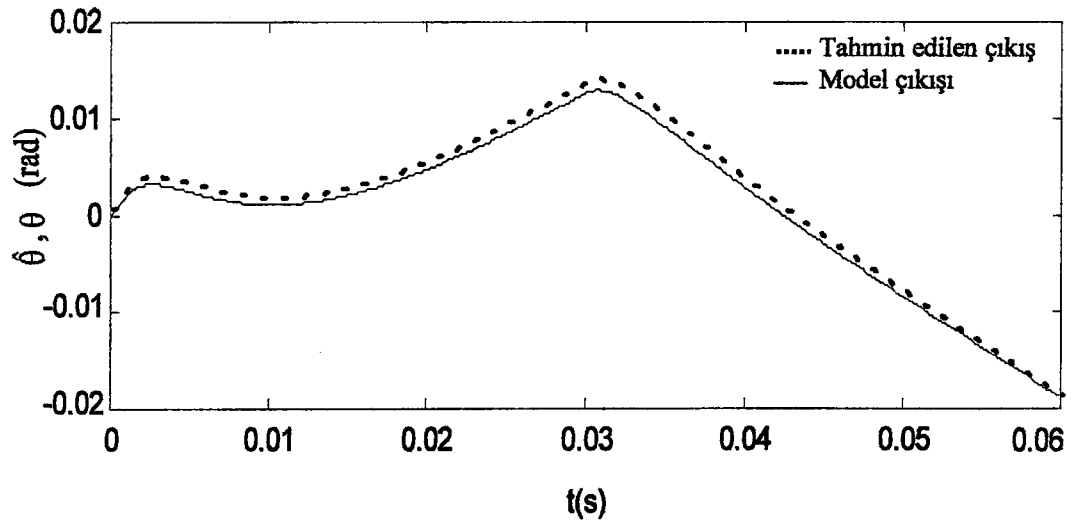
Şekil 5.4. Anma motor parametreleri ile alınan FSDAM'un simülasyon sonuçları

Anma motor parametreleri kullanılarak, Şekil 5.5'de düşük, Şekil 5.6'da ise yüksek bir hız referansı için hız ve konumun tahmin edilen ve model eğrileri verilmiştir. Yüksek hızlarda hız tahmininde doğal olarak herhangi bir sorun

olmamaktadır. Düşük hızlarda ise gözlemleyicinin performansının bozulmadığı görülmektedir. Başlangıçta hızda görülen sıçrama gözlemleyiciden kaynaklanmayıp hız kontrolöründen meydana gelmektedir. Bu sıçramalar, hız kontrolör parametreleri ayarlanarak kolaylıkla düzeltilebilir.

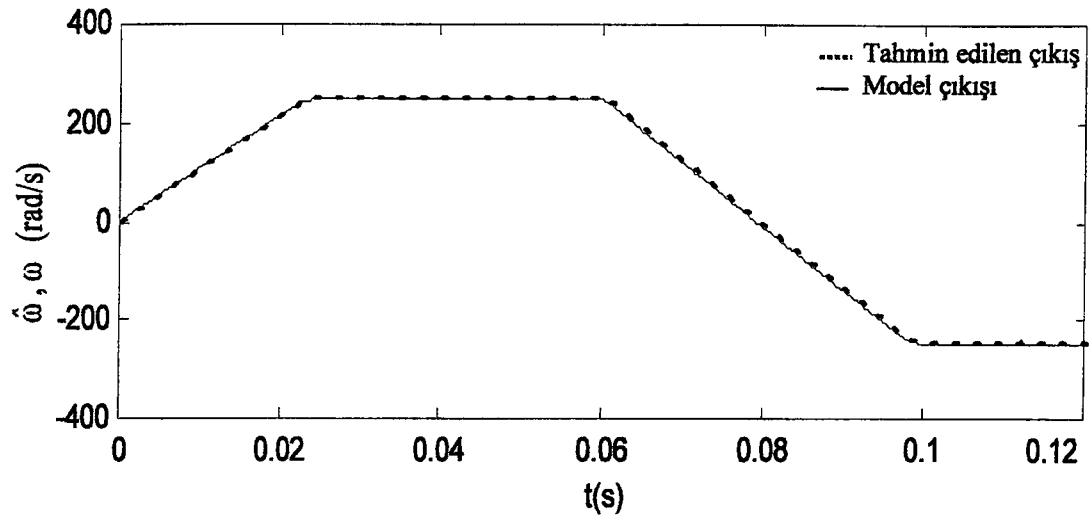


(a) Motor hızı

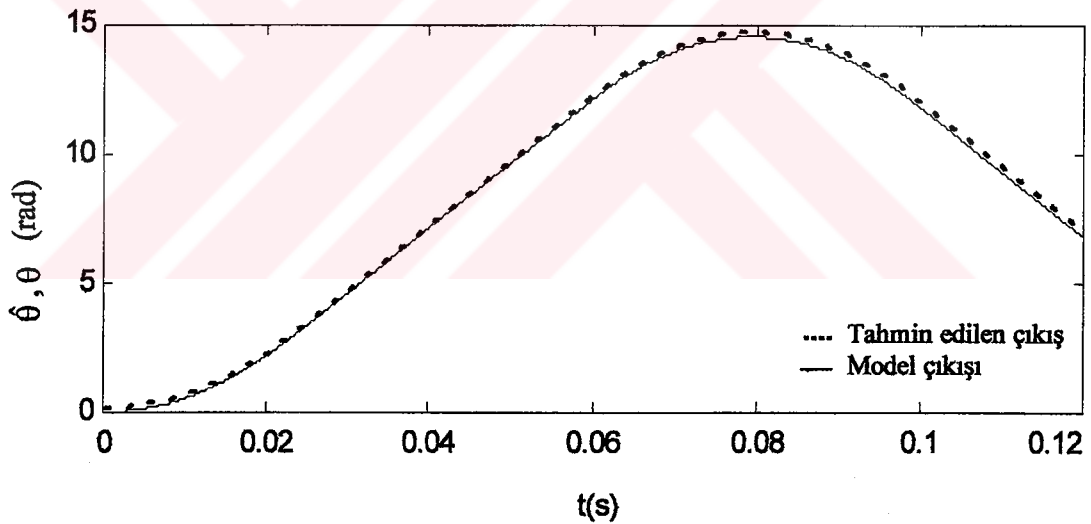


(b) Rotor açısı (konum)

Şekil 5.5. 1 rad/s'lik düşük referans hızda FSDAM'un hız/konum simülasyon sonuçları



(a) Motor hızı

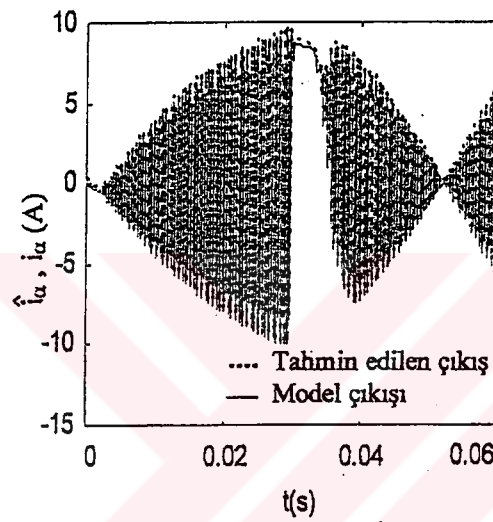
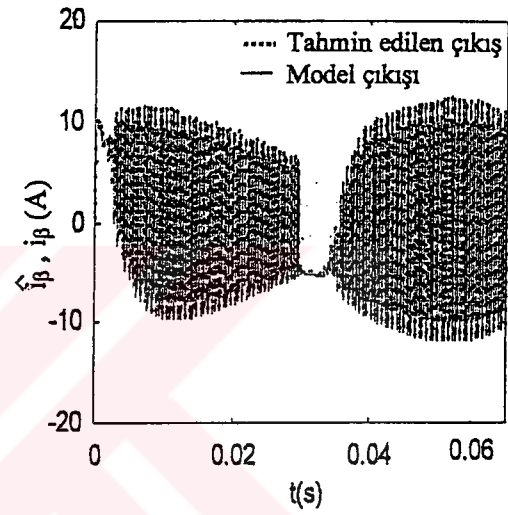
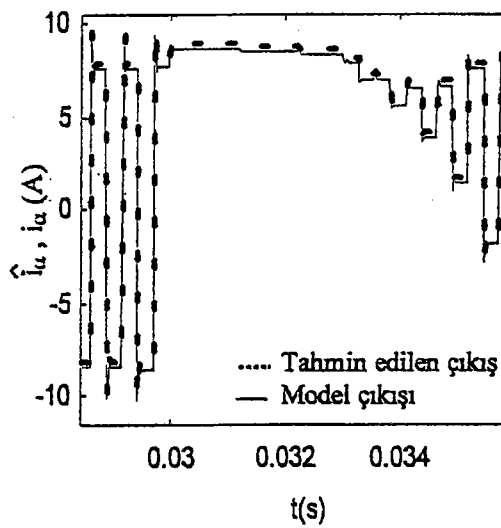
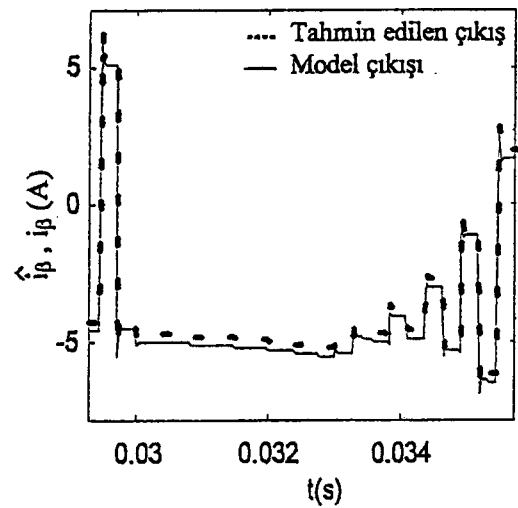


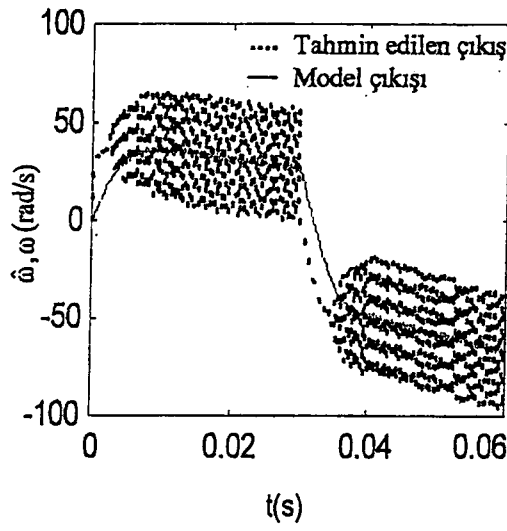
(b) Rotor açısı (konum)

Şekil 5.6. 250 rad/s'lik yüksek referans hızda hız/konum simülasyon sonuçları

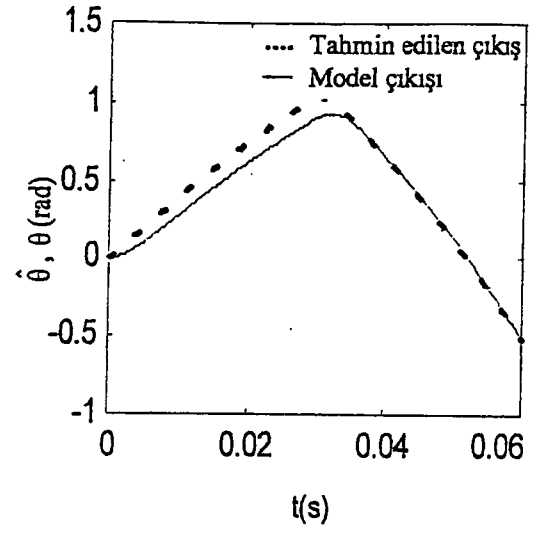
Şekil 5.7'de stator direnci %60 artırılarak hız kontrol sistemi için model ve tahmin edilen α - β eksenli akımları, rotor hızı ve konumu verilmiştir. Görüldüğü üzere, stator direnci değişimi KMG'nin performansını oldukça

kötüleştirmektedir. Şekil 5.8 ise önerilen adaptif yapı sayesinde yukarıda bahsedilen stator direnci değişimine karşı sistem performansının iyi bir şekilde düzeldiğini göstermektedir. Şekil 5.9'da adapte edilen stator direncinin değişimi verilmiştir. Stator direncinin kademeli olarak model değerine yaklaşmasının nedeni, kalıcı durum anlarında $i_q = 0$ olduğundan adaptasyonun durması ve geçici durum anlarında devam etmesidir.

(a) α -ekseni akımları(b) β -ekseni akımları(c) α -ekseni akımları (yakınlaştırılmış)(d) β -ekseni akımları (yakınlaştırılmış)

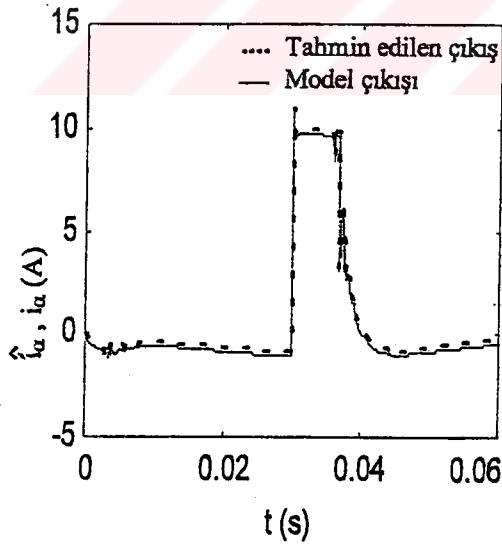
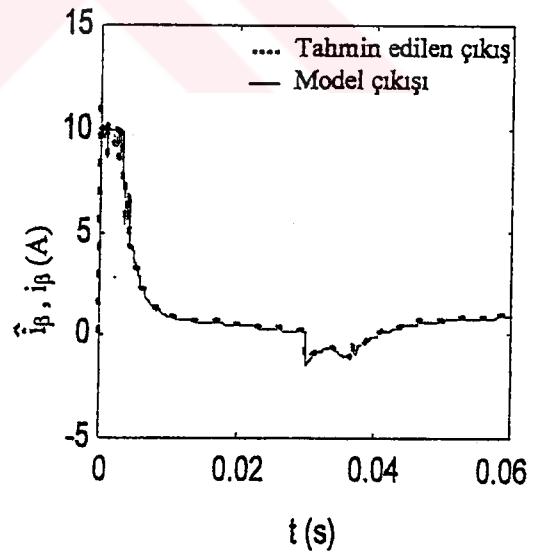


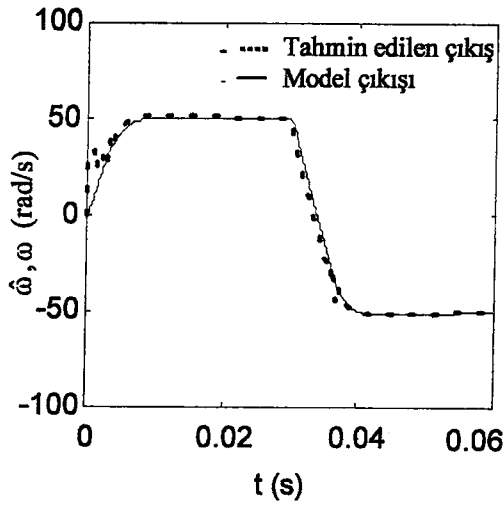
(e) Motor hızı



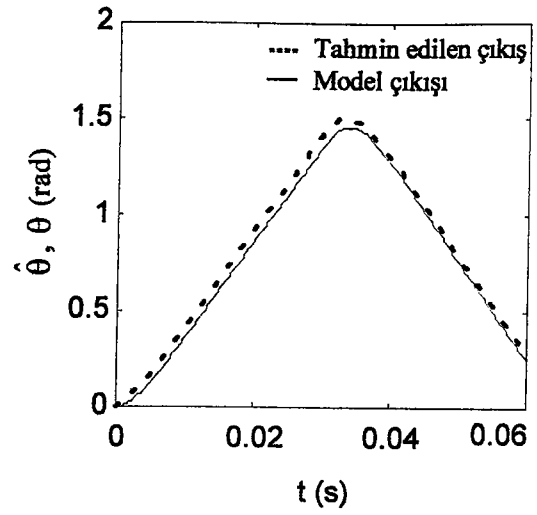
(f) Rotor açısı (konumu)

Şekil 5.7. Parametre adaptasyonu olmadan % 60 arttırılmış stator direnci için alınan FSDAM'un simülasyon sonuçları

(a) α -ekseni akımları(b) β -ekseni akımları

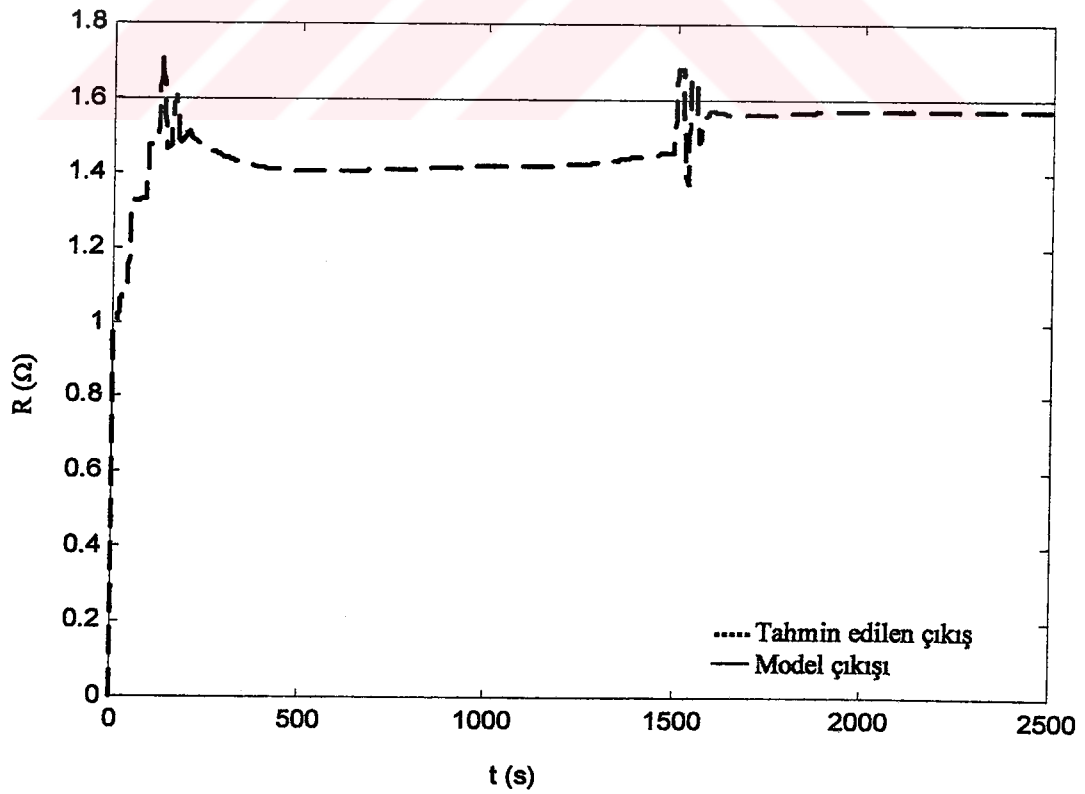


(c) Motor hızı



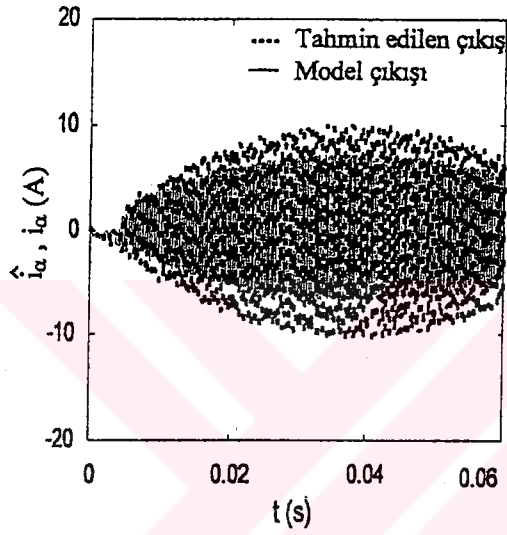
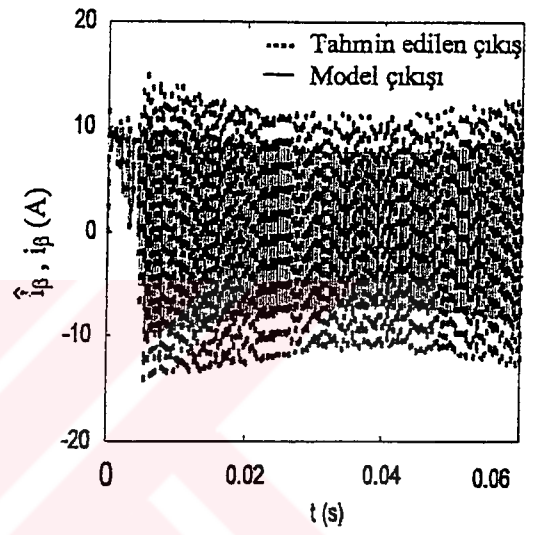
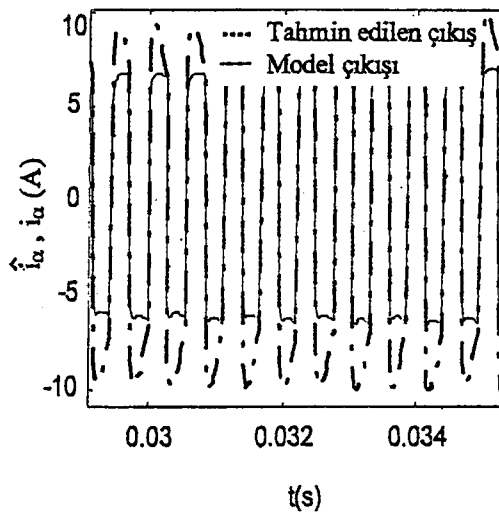
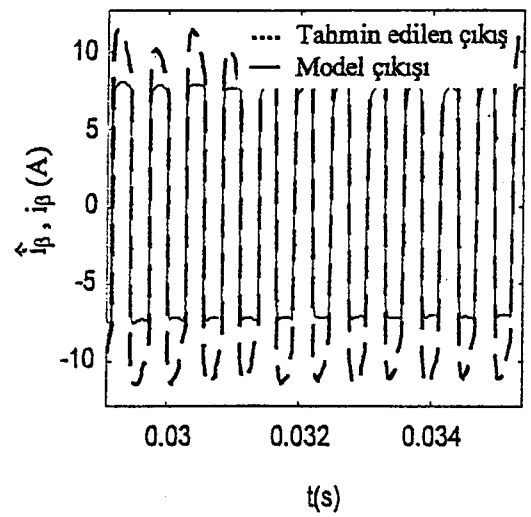
(d) Rotor açısı (konumu)

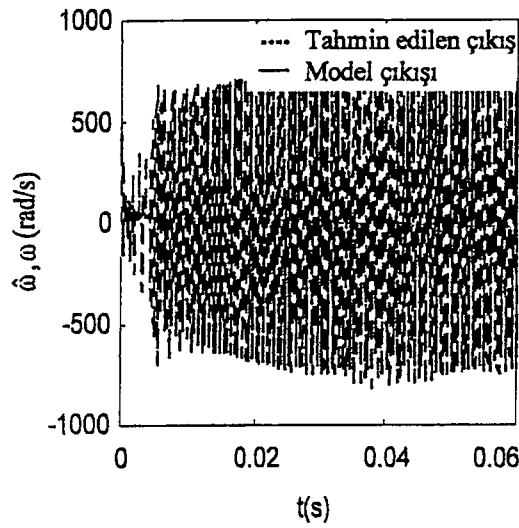
Şekil 5.8. Önerilen adaptif yöntem ile %60 arttırılmış stator direnci için alınan FSDAM'un simülasyon sonuçları



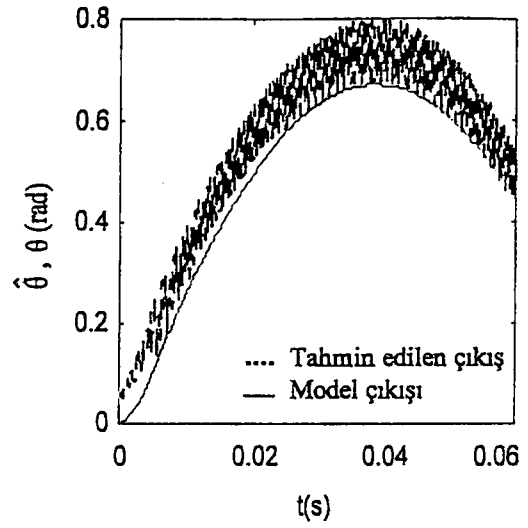
Şekil 5.9. Adaptasyon süresince tahmin edilen stator direncinin değişimi

Şekil 5.10'da, stator direnci %50, endüktansı ise %20 değiştirilerek α - β akımları, hız ve konum değişimleri verilmiştir. Şekilde görüldüğü gibi parametre değişimleri algılayıcısız kontrol sisteminin performansını oldukça kötüleştirmiştir.

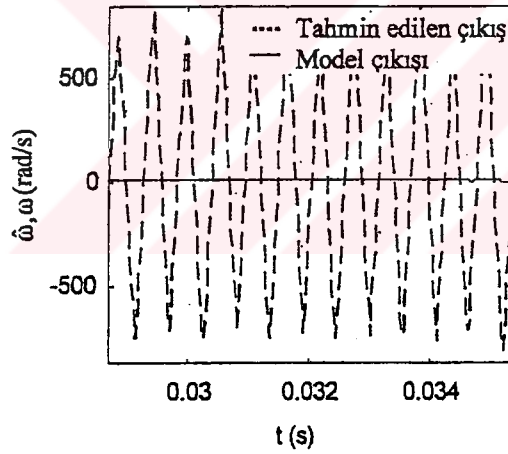
(a) α -ekseni akımları(b) β -ekseni akımları(c) α -ekseni akımları (yakınlaştırılmış)(d) β -ekseni akımları (yakınlaştırılmış)



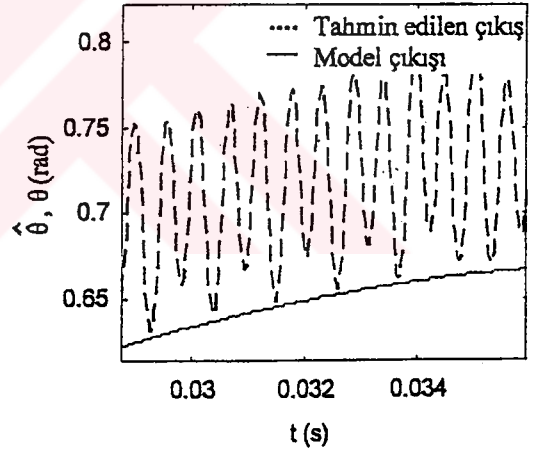
(e) Motor hızı



(f) Rotor açısı (konumu)



(g) Motor hızı (yakınlaştırılmış)

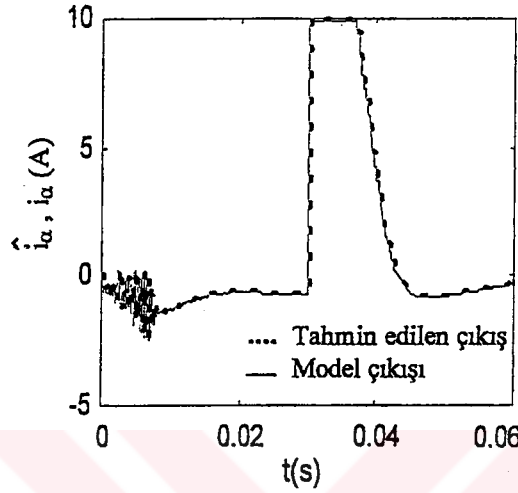
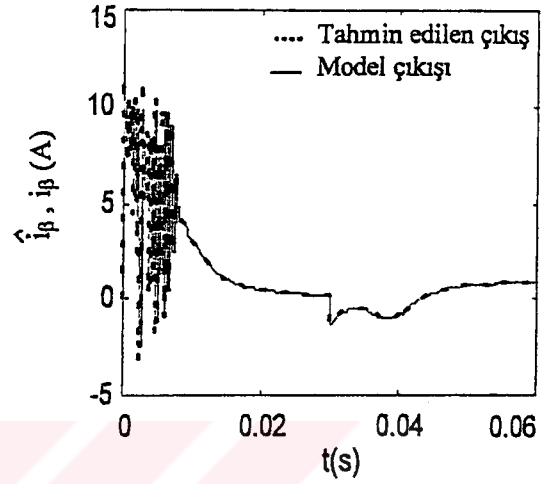
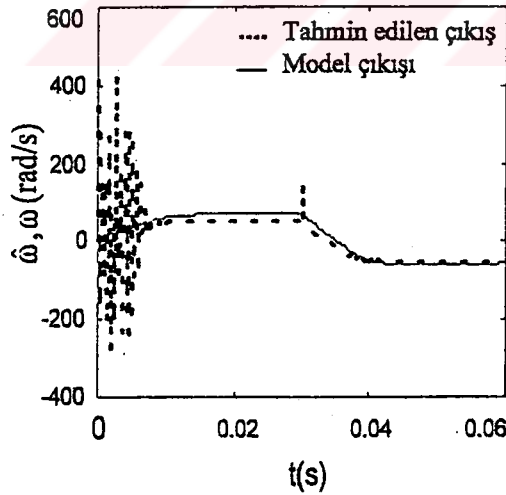


(h) Rotor açısı (yakınlaştırılmış)

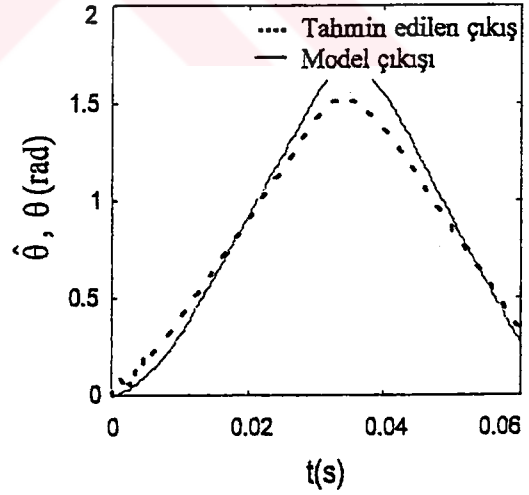
Şekil 5.10. Parametre adaptasyonu olmadan stator direnci %50 ve indüktansı %20 arttırılmış FSDAM'un simülasyon sonuçları

Şekil 5.11'de ise önerilen adaptif yapı kullanılarak yukarıdaki parametre değişikliklerine karşı büyük bir performans iyileşmesi elde edildiği görülmektedir. Başlangıç anındaki akımlar ve hızdaki ani ve yüksek genlikli değişimler, doğal olarak adaptasyonun ilk anlarında tahmin edilen

parametrelerin model parametrelerine yeterince yakın olmamasından kaynaklanmaktadır. Birden fazla parametre değişimi durumunda, daha iyi bir performans elde edebilmek için önerilen adaptif yapının geliştirilmesi gerektiği söylenebilir.

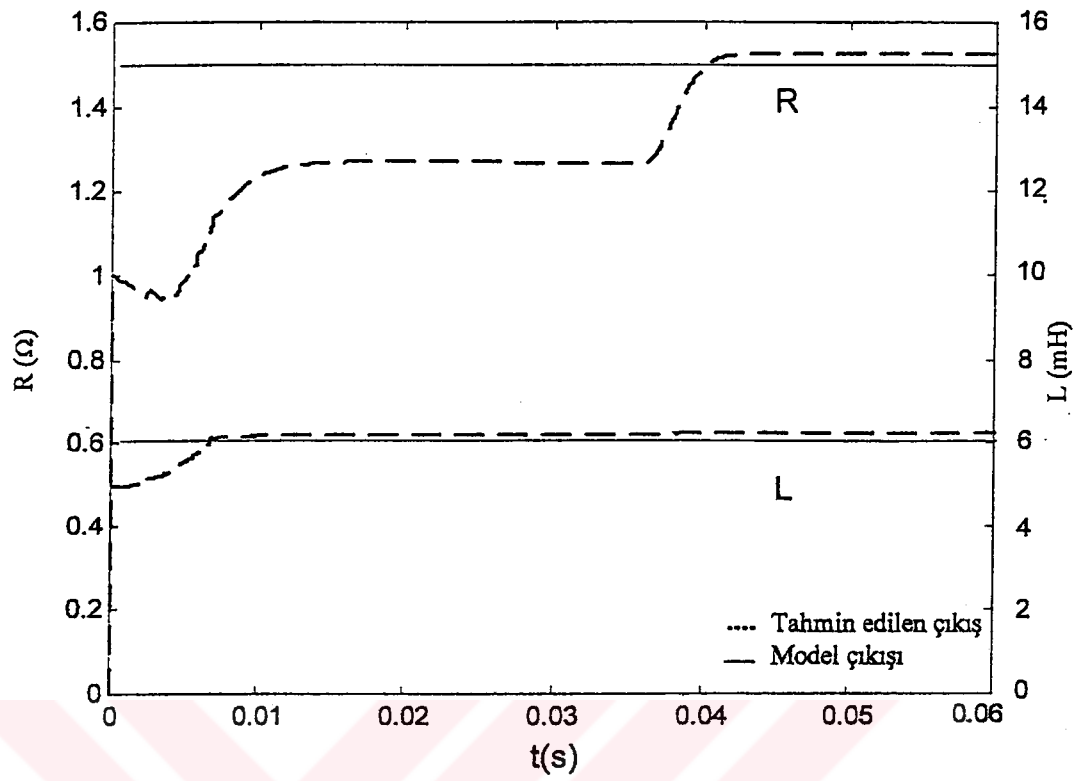
(a) α -ekseni akımları(b) β -ekseni akımları

(c) Motor hızı



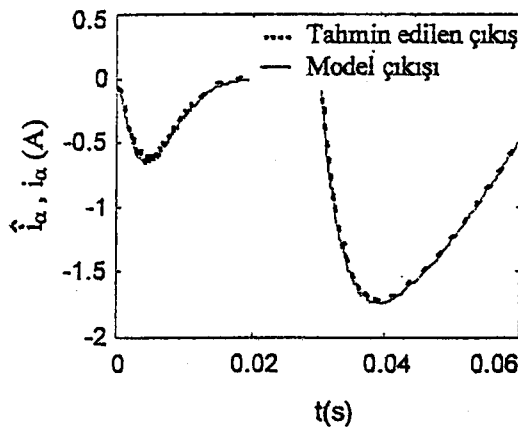
(d) Rotor açısı (konum)

Şekil 5.11. Önerilen adaptif yöntem kullanılarak stator direnci %50 ve endüktansı %20 arttırılmış FSDAM'un simülasyon sonuçları

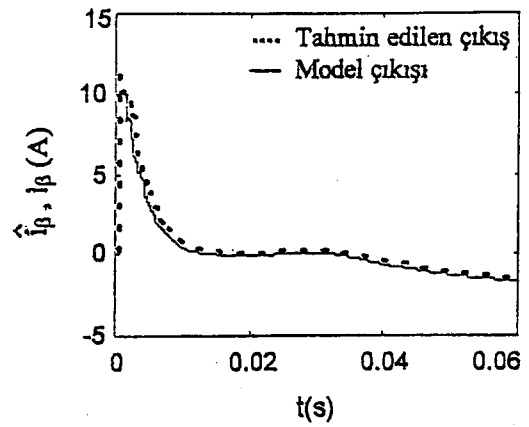


Şekil 5.12. Adaptasyon süresince tahmin edilen stator direnci ve indüktans değişimi

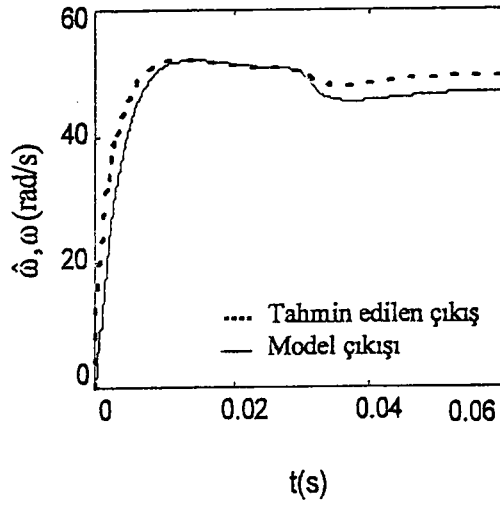
Stator direnç ve endüktansının değiştirildiği durum için önerilen adaptif yapı kullanılarak tahmin edilen direnç ve endüktans değerlerinin zamana göre değişimi Şekil 5.12’de verilmiştir.



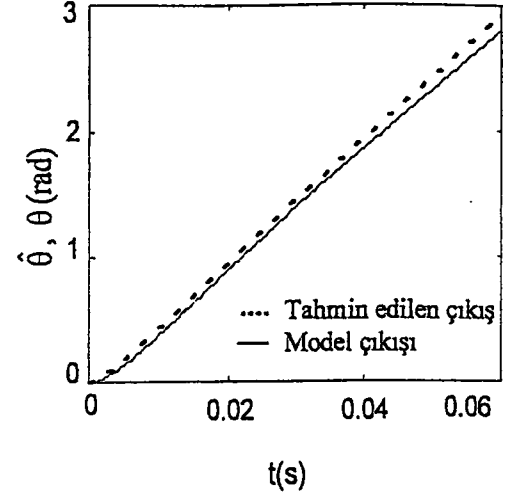
(a) α -ekseni akımları



(b) β -ekseni akımları



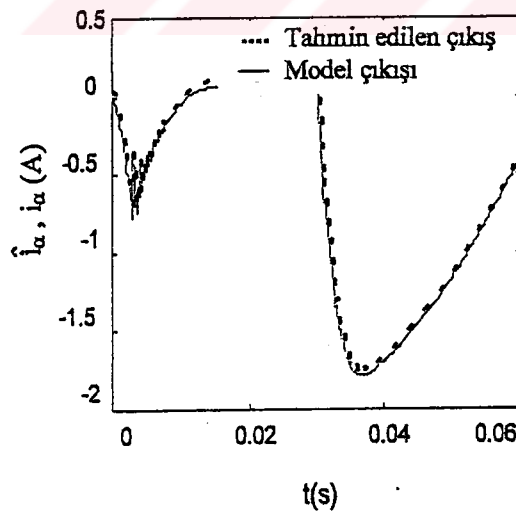
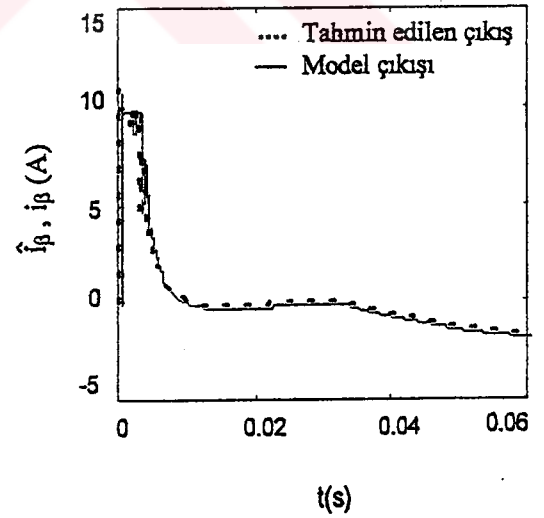
c) Motor hızı

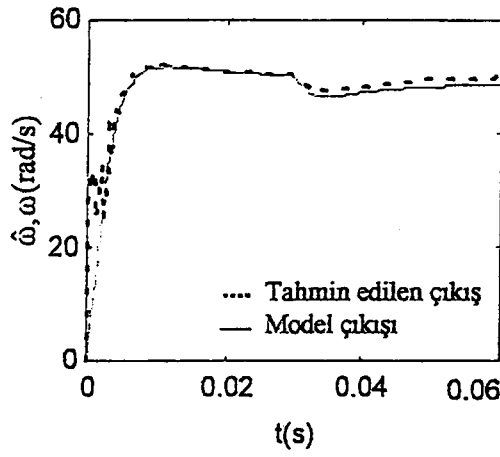


(d) Rotor açısı (konum)

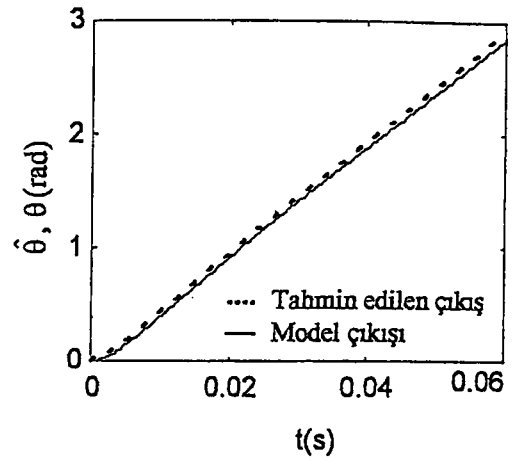
Yüksüz yolverilen motora $t = 0.03$. saniyede 1Nm 'lik yük uygulanıyor.

Şekil 5.13. Parametre adaptasyonu olmadan değişken moment için stator direnci %30 arttırılmış FSDAM'un simülasyon sonuçları

(a) α -ekseni akımları(b) β -ekseni akımları



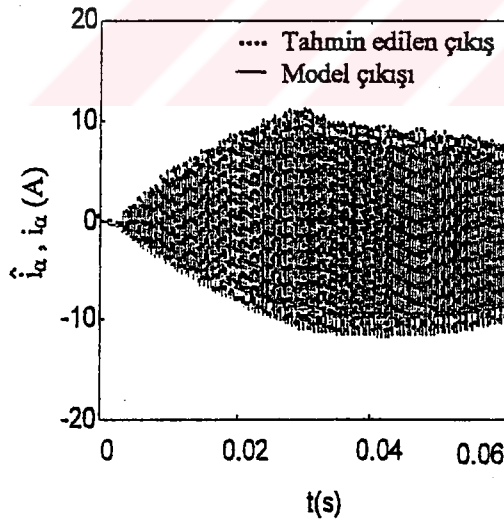
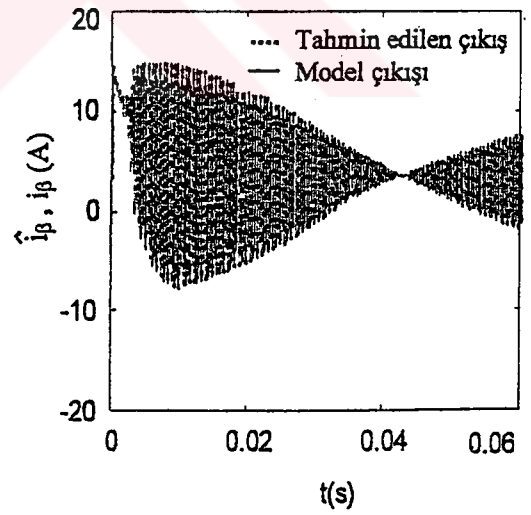
c) Motor hızı

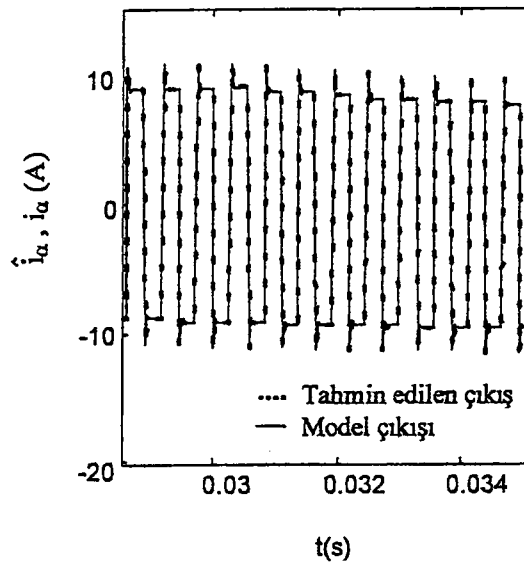
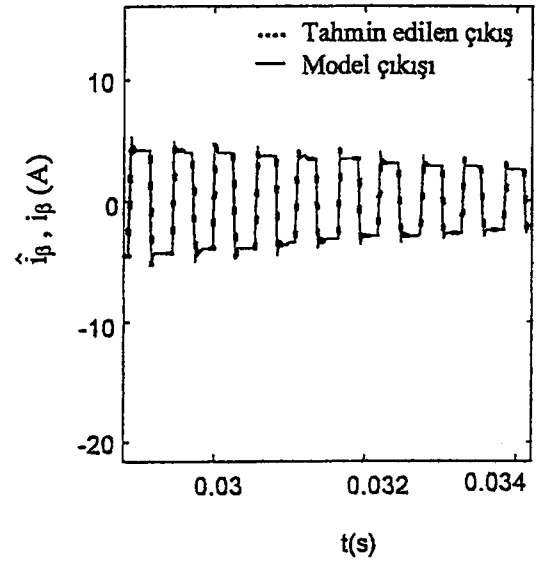
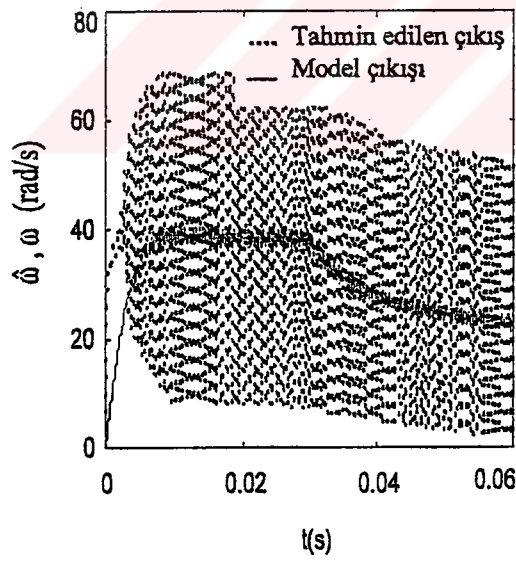


(d) Rotor açısı (konum)

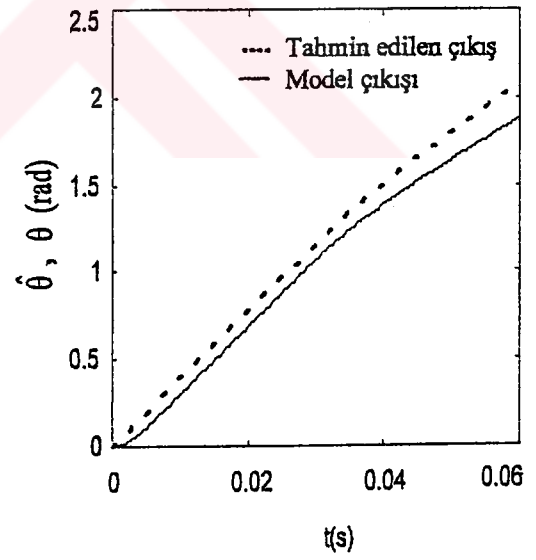
Yüksüz yolverilen motora $t = 0.03$. saniyede 1Nm'lik yük uygulanıyor.

Şekil 5.14. Önerilen adaptif yöntem kullanılarak değişken moment için stator direnci %60 arttırılmış FSDAM'un simülasyon sonuçları

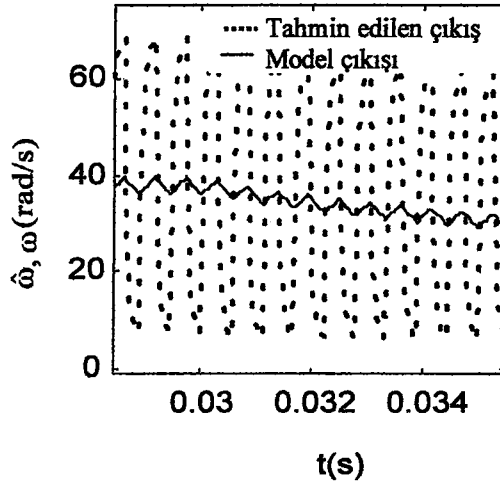
(a) α -ekseni akımları(b) β -ekseni akımları

(c) α -ekseni akımları (yakınlaştırılmış)(d) β -ekseni akımları (yakınlaştırılmış)

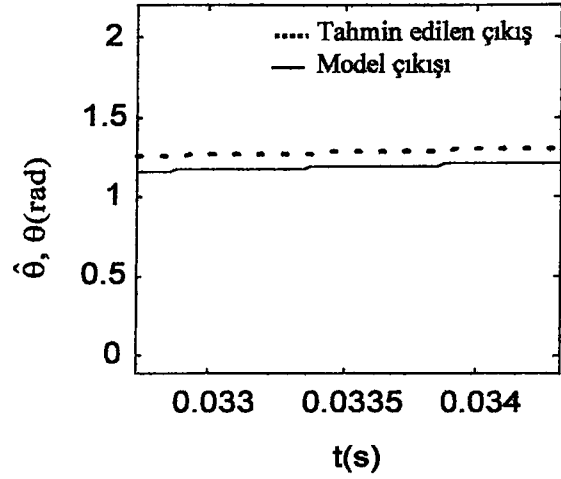
(e) Motor hızı



(f) Rotor açısı (konum)



(g) Motor hızı (yakınlaştırılmış)



(h) Rotor açısı (yakınlaştırılmış)

Yüksüz yolverilen motora $t = 0.03$. saniyede 1Nm 'lik yük uygulanıyor.

Şekil 5.15. Parametre adaptasyonu olmadan değişken moment için stator direnci %60 arttırılmış FSDAM'un simülasyon sonuçları

Şekil 5.10 sabit yükte ve Şekil 5.15 değişken yükte verilen simülasyon sonuçları incelendiğinde, stator direncinin %60 attırıldığı durumda önerilen adaptasyon yöntemi kullanılmadığı için sistemin performansının bozulduğu görülmüştür. Sabit yük ve değişken yük şartlarında %60 arttırılmış stator direnci için önerilen yöntemin kullanıldığı durumlarda (Şekil 5.8, 5.11 ve 5.14) sistem performansının oldukça iyi olduğu gözlenmiştir.

6. SONUÇLAR VE TARTIŞMA

6.1. Geliştirilen Yöntemin Değerlendirilmesi

Bu tez çalışmasında, FSDAM'nun algılayıcısız hız kontrolü için KMG içeren yeni bir yaklaşım önerilmiştir. Öncelikle bu konuda daha önce yapılan çalışmalar detaylı olarak incelenmiş ve çalışmalardaki benzerlik ve farklılıklar tespit edilmiştir.

Algılayıcısız hız kontrolü için önerilen yeni yaklaşım, hız ve konum tahmini için kullanılan KMG'ye ilave olarak bir tanı modeli içermektedir. Motor parametrelerinde önemsenmeyecek derecedeki değişimler için KMG, tanı modeli olmaksızın son derece mükemmel bir hız ve konum tahmini sağlayarak iyi bir hız kontrolünün elde edilmesini sağlamaktadır. Ancak, uygulamada parametre değişimleri, özellikle stator direnç ve indüktansı, sık karşılaşılan problemlerdendir. Bu nedenle, parametre değişikliklerinin yapılacak çalışmalarda mutlaka göz önüne alınması gereklidir. Hız ve konum tahmini yapan KMG'de kullanılan tahmin edilen motor parametrelerinin model parametrelere eşit (veya yakın) olması gözlemleyici ve dolayısıyla hız kontrol performansı açısından son derece önemlidir. KMG'de kullanılan motor parametrelerinin yanlış olması sistemin güvenli çalışmasını olumsuz yönde etkileyebileceği gibi sistemi kararsızlığa da sürükleyebilir. Bu tez çalışmasında, motor parametrelerinden uygulamalarda en çok değişebilecek olan stator direnç ve indüktansının doğru tahmini için bir tanı modeli kullanılmıştır. Bu tanı modeli, motorun d-q eksenindeki modeli kullanılarak oluşturulmuştur. Burada, model i_q ile tanı modelinin ürettiği $\hat{i}_q$ arasındaki hataya göre, tanı modelindeki stator direnç ve indüktansı güncellenerek model direnç ve endüktans değerleri tahmin edilmektedir. Tanı modeli yardımı ile tahmin edilen stator direnç ve indüktansı KMG'de kullanılarak doğru bir hız tahmini gerçekleştirilmektedir.

Önerilen KMG temelli algılayıcısız hız kontrol yaklaşımının simülasyonu yapılmış ve başarılı sonuçlar alınmıştır. Ancak, birden fazla parametrenin değişmesi, başlangıçta tahmin edilen ile model parametreler arasında büyük farklar oluşturmakta ve bu da, hız kestirmede yüksek frekanslı ve genlikli değişimlerin ortaya çıkmasına neden olmaktadır. Parametre adaptasyonu her ne kadar sistem performansını oldukça iyileştirse de, başlangıçtaki hız tahmi hatalarından dolayı integral ile elde edilen konumda oluşan hata sistemin performansını olumsuz etkilemektedir. Bu konunun gelecekteki çalışmalarda daha detaylı olarak ele alınmasının uygun olacağı açıktır.

6.2. İlerde Yapılabilecek Çalışmalar

Bu tez çalışması temel alınarak ilerde yapılabilecek çalışmalardan bazıları aşağıda sıralanmıştır:

- Birden fazla elektriksel parametrenin değişimi durumunda adaptasyon algoritmasının performansını arttıracak önlemler araştırılabilir.
- Mekanik parametrelerin değişimleri de göz önüne alınarak hız tahmin algoritması geliştirilebilir.
- Parametrelerin zamana bağımlı değişimleri karşısında algoritmanın performansı araştırılıp yeni yaklaşımlar yapılabilir.
- Hız tahmin algoritmasından bağımsız bir konum tahmin algoritması geliştirilerek, önerilen yöntemin performansı arttırılabilir.

KAYNAKLAR

1. Kenjo, T.M., 1985, Permanent Magnet and Brushless DC Motor, **Clerandon Press, Oxford.**
2. Pherson, G.M., Laramore, R.D., 1990, Electrical Machines and Transformers, **Jonson Wiley and Sons.**
3. Aydınüz, M. ve Taşçı, S.Z., 1993, Endüstriyel Kontrol, **Kurtiş Matbaacılık, İstanbul.**
4. Bal, G., 1997, Özel Elektrik Makinaları, **Gazi Üniversitesi, Ankara.**
5. Gökbulut, M., 1998, Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Yapay Sinir Ağları İle Uyarlamalı Denetimi, Doktora tezi, **Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.**
6. Demirbaş, Ş., 2001, Sürekli Mıknatıslı Senkron Motorların Pozisyon ve Hız Algılayıcısız Kontrolü, Doktora tezi, **Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.**
7. Consoli, A., Musumeci, A., Raciti, A. and et. al., 1994, Sensorless Vector and Speed Control of Brushless Motor Drives, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 41(1), 91-96
8. Johnson, J.P., Ehsani, M., Güzelgünler, Y., 1999, Review of Sensorless Methods for Brushless DC, **Industry Applications Conference, 1999. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 1999 IEEE**, 1, 143-150
9. Senjyu, T., Tomita, M., Doki, S., Okuma, S., 1995, Sensorless Vector Control of Brushless DC Motors Using Disturbance Observer, **Power Electronics Specialists Conference, PESC '95 Record., 26th Annual IEEE**, 2, 772 -777
10. Abu Sharkh, S.M., Barinberg, V., 1998, A New Approach to Rotor Position Estimation for A PM Brushless Motor Drive, **IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON98)**, 1199-1203

11. Furuhashi, T., Sangwongwanich, S., Okuma, S., 1992, A Position-and Velocity Sensorless Control for Brushless DC Motors Using an Adaptive Sliding Mode Observer, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 39, 89 –95
12. Becerra, R.C., Jahns, T.M., Ehsani, M., 1991, Four- quadrant Sensorless Brushless ECM Drive, **IEEE APEC Conf. Rec.**, 202-209
13. Ogasawara, S., Akagi, H., 1990, An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless DC Motors, **IEEE IAS**, 1990 (4), 443-447
14. Senjyu, T., Uezato, K., 1995, Adjust Speed Control of Brushless DC Motor Without Position and Sensorless, **International Conferance on Industrial Automatical Control**, 160-164
15. Utkin, I. V., 1993, Sliding Mode Control Desing Principles and Applications to Electric Drives, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 40, 23-36
16. Utkin, I. V., Guldner, J., Shi, J., 1999, Sliding Mode Control in Electromechanical Systems, **Taylor & Francis**
17. Hung, J. Y., Hung, J. C., 1993, Variable Structure Control: A Survey, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 40, 2-21
18. Sefa, İ., 1997, Sliding Mod Yaklaşımı İle Anahtarlamaalı Relüktans Motorun Hız Kontrolü, Doktora tezi, **Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**.
19. Bortoszewicz, A., 1998, Discrete-Time Quasi-Sliding-Mode Control Strategies, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 44, 633-637
20. Goa, W., Wang, Y., Hamaifa, A., 1995, Discrete-Time Variable Structure Control Systems, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 42(2), 117-122
21. **JICA**, 1992, Motor Hız Kontrolları (Güç Elektroniği), **Çilt 1, İstanbul-Türkiye**.
22. Krause, P.C., et. al., 1995, Analysis of Electric Machinery, **IEEE Press**

23. Krishnan, R., 2001, **Electric Motor Drives : Modeling, Analysis and Control. Prentice Hall, NJ, 2001.**
24. Bose, Bimal K., **Modern Power Electronics and AC Drives, Prentice Hall, NJ, 2002**
25. Marimoto, S., Tong, Y., Takeda, Y., Hirose, T., 1994, Loss Minimization Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drives, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 41(5), 511-517
26. Ko J.S, Lee J.H. and Youn M.J., 1994, Robust Digital Position Control of Brushless DC Motor with Adaptive Load Torque Observer, **IEE Proc. Elect. Power Appl.**, 141(2), 63-70
27. Demirbaş, Ş., Bal, G., 1997, Fırçasız DA Motorlarında Pozisyon Kontrolü, **Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Dergisi**, 10(4), 455-469
28. Matsui, N., Takeshita, T., 1994, A Novel Starting Method of Sensorless Salient-Pole Brushless Motor, **Industry Applications Society Annual Meeting, Conference Record of the 1994 IEEE**, 1, 386 -392
29. Matsui, N., 1993, Sensorless Operation of Brushless DC Motor Drives, **Industrial Electronics, Control and Instrumentation, Proceedings of the IECON, International Conference**, 2, 739-744
30. Jhanson, J.P., Ehsani, M., 1999, Sensorless Brushless control A Current Waveform Anomaly, **Industry Applications Conference, Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. Conference, IEEE**, 1, 151-158
31. Takeshita, T., Matsui, N., 1994, Sensorless Brushless DC Motor Drive With MF Constant Identifier, **Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON '94, 20th International Conference**, 1, 14-19
32. Kasa, N., Watanabe, H., 1997, For Practical Use Position and Speed Sensorless Salient-Pole Brushless DC Motor Drives, **Power Conversion Conference - Nagaoka, Proceedings of the**, 1, 127-132
33. Bado, S., et al., 1992, Effective Estimation of Speed and Rotor Position of a PM Synchronous Motor Drive by a Kalman Filtering Technique, **PESC 92 Record 23th Annual IEEE Power Electr. Specialist Conf.**, 2, 951-957

34. Solsona, J., Valla, M.L., Muravohik, C., 1996, A Nonlinear Reduced Order Observer for Permanent Magnet Synchronous Motors, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 43, 38-43
35. Furuhashi, T., Sangwongwanich, S., Okuma, S., 1990, A Position and Velocity Sensorless Control of Brushless DC Motors Using an Adaptive Sliding Observer , **Industrial Electronics Society, IECON '90., 16th Annual Conference of IEEE** , 2, 1188-1192
36. Jahns, T.M., Becerra, T.C., Ehsani, M., (1991), Integrated Current Regulation for a Brushless ECM Drive, **IEEE Transaction on Power Electronics**, 6, 118-126
37. Brunsbach, B.J., Henneberger, G., Klepsch, T., 1993, Position Controlled Permanent Magnet Excited Synchronous Motor without Mechanical Sensors, **IEEE Conf. on Power Electronics and Applications**, 6, 38-43
38. Huang, F., Tien, D., 1996, A Neural Network Approach to Position Sensorless Control of Brushless DC Motors, **Proc. of the 1996 IEEE IECON 22th Int'l. Conf. on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation**, 2, 1167-1170
39. Bay, Ö., F., 1996, Anahtarlmalı Relüktans Motorların Bulanık Mantık Tabanlı Modellenmesi, Doktora tezi, **Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü.**
40. Hesmondhalgh, D.E., Tipping, D., Amrani, M., 1990, Performance and Design of an Electromagnetic Sensor for Brushless DC Motors, **IEEE Proc.**, 137, 174-183
41. Tomita, M., Yamaguchi, H., Doki, S., Okuma, S., 1996, A Sensorless Estimation of Rotor Position of Cylindrical Brushless DC Motors Using Eddy Current, **Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1996., Proceedings of the 1996 IEEE IECON 22nd International Conference**, 3, 1723-1728
42. Kulkarni, A.B., Ehsani, M., 1992, A Novel Position Sensor Elimination Technique for the Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive, **IEEE Transaction on Industrial Applications**, 28, 144-150

43. Fredriksen, P.S., Birk, J., Blaabjerg, F., 1994, Comparison of Two Energy Optimizing Techniques for PM-Machines, **IEEE Conf. on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation**, 32-37
44. Abu Sharkh, S.M., Barinberg, V., 1998, Design and Performance of Technique for Sensorless Control of a Downhole Brushless PM Motor, **Power Electronics and Speed Drives, Conference Publication, No: 456 IEEE**
45. Hung, J.Y., Goo, W.B., Hung, J.C., 1993, Variable Structure Control A Survey, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 40(1), 2-22
46. Slotine, J.J.E., 1984, Sliding Controller Design for Nonlinear Systems, **Int. J. Control**, 40(2), 421-434
47. Zhan, Y.J., Chan, C.C., Chau, K.T., 1999, A Novel Sliding-Mode Observer for Indirect Position Sensing of Switched Reluctance Motor Drives, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 46(2), 390-397
48. Mccann, R.A., Islam, M.S., Husain, I., 2001, Application of a Sliding-Mode Observer for Position and Speed Estimation in Switched Reluctance Motor Drives, **IEEE Transactions on Industrial Applications**, 37(1), 51-58
49. Yan, Z., Jin, C., Utkin, V.I., 2000, Sensorless Sliding-Mode Control of Induction Motors, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 47(6), 1286-1297
50. Lin, F.-J., Wai, R.-J., Kuo, R.-H., Liu, D.-C., 1998, A Comparative Study of Sliding Mode and Model Reference Adaptive Speed Observers for Induction Motor Drive, **Electronic Power System Research**, 44, 163-174
51. Arcker-Hissel, A.-M., Ben Ammar, F., Pietrzak-David, M., De Fornel, B., 1998, Speed Sensorless Variable Structure Control of High Power Induction Motor Drives, **Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference Publication**, 456, 335-340
52. Parasiliti, F., Petrella, R., Tursini M., 1997, Sensorless Speed Control of a PM Synchronous Motor by Sliding Mode Observer, **Industrial Electronics. ISIE' 97., Proceedings of the IEEE International Symposium**, 3, 1106-1111

53. Parasiliti, F., Petrella, R., Tursini M., 1999, Rotor Speed and Pozition Detection for PM Synchronous Motors Based on Sliding Mode Observer and Kalman Filter, **EPE'99-Laussanne**, P1-P10
54. Hu, J., Zhu, D., Li, Y., Gao, J., 1994, Aplication of Sliding Observer to Sensorless Permanent Magnet Synchronous Motor Drive System, **IEEE 1994**, 532-536
55. Chen, Z., Tomita, M., Doki, S. OKUMA, S., 2000, New Adaptive Sliding Observers for Position and Velocity-Sensorless Controls of Brushless DC Motors, **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, 47(3), 582-591
56. Narendra, K S., Annaswamy, A. M.,1989, Stable Adaptive Systems, **Prentice Hall, New Jersey**.



ÖZGEÇMİŞ

Mehmet GEDİKPINAR, 1959 yılının Ocak ayında Elazığ'da doğdu. İlk ve orta öğrenimi Elazığ'da tamamladı. Yüksek öğrenim için, 1977 yılında Ankara Y.T.Ö.O Elektrik Bölümüne başladı ve 1981 yılında mezun oldu. 1993 yılına kadar çeşitli okullarda Teknik öğretmen olarak görev yaptı. 1993 yılının Haziran ayında Elazığ Teknik Eğitim Fakültesi Elektronik-Bilgisayar Bölümünde Öğretim görevlisi olarak göreve başladı. Kısa bir dönem için, 2. Dünya Bankası Projesi Kapsamında Amerika'ya gitti. 1998 yılında Yüksek lisansını Fırat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı'nda tamamladı ve aynı yıl Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Eğitimi Anabilim Dalı'nda doktora eğitimi Programına girdi. 20/03/2002 tarihinde doktora eğitimini tamamlamak için Araştırma görevlisi kadrosuna geçirilerek, 2547 sayılı kanunun 35. Maddesi uyarınca kadrosu 22/05/2002 tarihinde Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü'ne aktarıldı. İlgili enstitünün kararı ile Gazi Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Eğitimi Bölümü'ne geçici görevlendirilmesi yapıldı. Halen görevlendirildiği fakültede Araştırma görevlisi olarak görev yapmaktadır.