

**DAİMİ MIKNATISLI SENKRON
MOTORLAR İÇİN AKIM GÖZETLEYİCİ
VE HIZ KESTİRİMİ**

Kamil ORMAN

Y.Lisans Tezi

**Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı
Prof. Dr. Adnan DERDİYOK**

2008

Her Hakkı Saklıdır

**ATATÜRK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

Y.LİSANS TEZİ

**DAİMİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR İÇİN AKIM
GÖZETLEYİCİ VE HIZ KESTİRİMİ**

Kamil ORMAN

ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

**ERZURUM
2008**

Her Hakkı Saklıdır

Prof. Dr. Adnan DERDİYOK danışmanlığında, **Kamil ORMAN** tarafından hazırlanan bu çalışma 23/10/2008 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından. Elektrik Makineleri Anabilim Dalı'nda **Yüksek Lisans** tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan: Prof. Dr. Adnan DERDİYOK

İmza: 

Üye : Doç. Dr. Ömer GÜNDOĞDU

İmza: 

Üye : Yrd. Doç. Dr. Köksal ERENTÜRK

İmza: 

Yukarıdaki sonucu onaylarım

Prof. Dr. Ömer AKBULUT

Enstitü Müdürü

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

DAİMİ MIKNATISLI SENKRON MOTORLAR İÇİN AKIM GÖZETLEYİCİ VE HIZ KESTİRİMİ

Kamil ORMAN

Atatürk Üniversitesi
Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman : Prof. Dr. Adnan DERDİYOK

Daimi mıknatıslı senkron (DMS) motorlar, yüksek verim, yüksek kalkış momenti ve sessiz çalışma gibi özelliklerinden dolayı gittikçe geniş bir kullanım alanı bulmaktadır. DMS motorların çalıştırılabilmesi için, bir kontrol sistemine ve rotor pozisyonunu belirleyen sensörlere ihtiyaç duyulmaktadır. Ancak, sensörlerin maliyet, yer ve kararsızlık gibi dezavantajlarından dolayı, son yıllarda sensörsüz hız kontrolü önem kazanmıştır.

Simülasyon çalışmalarında başarıyla yürütülen geleneksel PI denetleyici algoritmaları, aynı zamanda sayısal işaret işlemciye (DSP) yüklenmiş ve DMS motorun kontrolü deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçların, simülasyon çalışmalarından elde edilen sonuçlarla uyum içinde olduğu görülmüştür.

DMS motoru kontrol etmek için rotor pozisyonunun bilinmesi gerekir. Birçok sürücü sitemlerinde rotor pozisyon açısı çözücü ya da pozisyon sensörü tarafından ölçülür. Bununla birlikte sensör kullanımının sürücü maliyeti noktasında ve güvenilirlik gibi dezavantajları vardır. Son yıllarda DMS motorun pozisyon sensörsüz performansını geliştirmek için birçok sensörsüz sürücü yöntemi önerilmiştir.

Yaygın kullanılan sinyal aktarım metodunda rotor pozisyonunu tahmin etmek için rotor pozisyonuna göre değişen endüktans kullanılır. Sinyal aktarım metodunda motor parametrelerine ihtiyaç yoktur. Endüktans değişimini algılamak için ilave sinyal olarak çeviriciden aktarılan yüksek frekanslı akım yada gerilim işareti kullanılır. Diğer yandan model tabanlı metotta herhangi bir test sinyaline ihtiyaç duyulmaz ve rotor pozisyonunu tahmin etmek için stator dan gelen zıt emk'nın temel bileşeni olan akım ve gerilimler kullanılır.

Bu çalışmada akım kestirimi için bir gözlemci önerildi ve akım kestirim hatalarından motorun hızı hesaplandı. Önerilen algoritmanın doğruluğu simülasyon sonuçları ile kanıtlandı.

2008, 45 sayfa

Anahtar Kelimeler: DMSM, Akım Gözetleyici, Hız Kestirimi

ABSTRACT

MS Thesis

CURRENT OBSERVER AND SPEED ESTIMATION FOR PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS

Kamil ORMAN

Atatürk University
Graduate School of Natural and Applied Sciences
Department of Electric and Electronic Engineering

Supervisor : Prof. Dr. Adnan DERDİYOK

Permanent magnet synchronous (PMS) motors are finding more widespread use due to their high efficiency, high starting torque and noiseless operation characteristics. The operation of PMS motors requires a control system and sensors to estimate rotor position. However, owing to some of their drawbacks such as cost, space requirement and instability, sensorless speed control has recently gained importance.

The successful implementations of simulated conventional PI controller algorithms have been programmed into a digital signal processor, and control of PMS motor has been experimentally implemented. The results obtained from the experimental studies have been found to be in compliance with the results obtained from the simulation studies.

To control a PMS motor, it is necessary to know the position of the rotor. In most variable speed drives system, the rotor position angle is measured by a shaft position sensor such as an optical encoder or a resolver. However, the utilization of the sensor causes several disadvantages from standpoint of drive cost and reliability problem. In recent years, many sensorless drive methods have been proposed for improving the performance of PMS motors without a position sensor

In commonly used signal-injection method, the inductance variation depending on the rotor position is used to estimate the rotor position. The signal-injection method does not require the motor parameters. An additional signal such as a high-frequency voltage or current component is injected from the inverter in order to detect the inductance variation. On the other hand, the model-based sensorless method does not need any additional test signal, and the rotor position and speed are estimated from the stator voltages and currents that are the fundamental components of the back electromotive force (EMF)

In this study, an observer for the motor currents is proposed and the speed of the machine is calculated from the currents errors. The proposed algorithm is verified by simulation results.

2008, 45 page

Keywords: PMSM, Current Observer, Speed Estimation

TEŞEKKÜR

Bu alıőmada yardımlarını esirgemeyen tez danıőmanım Sayın Prof. Dr. Adnan DERDİYOK'a, her türlü desteği sağlayan, sabır ve hoőęörü gösteren eőime, oğluma, aileme ve Erzincan Üniversitesi Meslek Yüksekokulu personeline teşekkür ederim.

Kamil ORMAN

Ekim, 2008

İÇİNDEKİLER

ÖZET	i
ABSTRAC	ii
TEŞEKKÜR	iii
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ	v
ŞEKİLLER DİZİNİ	vii
ÇİZELGELER DİZİNİ	viii
1. GİRİŞ.....	1
2. KAYNAK ÖZETLERİ.....	3
3. MATERYAL ve YÖNTEM	6
3.1. Elektrik Motorlarının Çeşitleri.....	6
3.2. Daimi Mıknatıslı Senkron Motorun Yapısı	7
3.2.1. Daimi mıknatıslı senkron motor çeşitleri	9
3.2.2. Daimi mıknatıslı senkron motorların avantajları	10
3.2.3. Daimi mıknatıslı senkron motorların dezavantajları:	11
3.2.4. Daimi mıknatıslı senkron motorların uygulama alanları	11
3.3. Fırçasız Motorlarda Kullanılan Sabit Mıknatıslar.....	12
3.4. Fırçasız Motor Kontrolünde Kullanılan Sensörler	13
3.5. Fırçasız Motor Sürücüleri	14
3.5.1. Fırçasız motorların pozisyon sensörsüz kontrolü.....	15
3.6. İnverterler	17
3.6.1. Gerilim beslemeli inverterler (VSI)	17
3.6.1.a. PWM inverter çeşitleri	18
3.6.1.b. Sinüzoidal PWM inverterler	19
3.6.1.c. Uzay vektör PWM inverterler	20
3.6.2. Akım kontrollü PWM inverterler.....	22
3.7. DSP Deney Seti.....	23
4. ARAŞTIRMA YÖNTEMLERİ ve BULGULAR	25
4.1. PMSM Motorun Matematiksel Modeli	25
4.2. Üç Faz PWM İnverter ve Histeresis Akım Kontrol Modeli.....	27
4.3. PMSM Motorun Hız Kontrolünün Simülasyon Ortamında ve Deneysel Olarak Gerçekleştirilmesi.....	30
4.3.1. PI Kontrol yöntemi	30
4.4. PM Senkron Motorlar İçin Akım ve Hız Kestirimi	35
4.4.1. Gözlemci modeli ve hız kestirimi	35
4.4.1.a. Akım gözlemci	35
4.4.1.b. Hız kestirim algoritması.....	36
5. TARTIŞMA ve SONUÇ	40
KAYNAKLAR.....	41
EKLER	44
EK-1 Deneysel Çalışmada Kullanılan Motorun Parametreleri	44
EK-2 Program akış diyagramı	45
ÖZGEÇMİŞ.....	46

SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

Simgeler

B	Motor sürtünme katsayısı
e_A, e_B, e_C	Anlık zıt-emk gerilimleri
e_α, e_β	Rotor eksenine göre anlık zıt emk gerilimleri
h_b	İnverter histerezis aralığı
h_{iA}, h_{iB}, h_{iC}	Fazlara göre akım hataları
I	Akım
I^*	Referans akım
i_A, i_B, i_C	Faz akımları
i^*_A, i^*_B, i^*_C	Referans faz akımları
I_{dc}	İnverter kaynak akımı
i_α, i_β	Rotor eksenine göre akımlar
$\hat{i}_\alpha, \hat{i}_\beta$	Kestirilen akımlar
J	Motor atalet momenti
k	Motor sabiti
k_e	Zıt emk sabiti
K_{PP}	Oransal kazanç katsayısı
K_i	İntegral katsayısı
K_{pi}	Türev-İntegral katsayısı
L-M	Karşılıklı indüktans
L_s	Motor sargı indüktansı
N	Motor yıldız noktası
P	Motor kutup sayısı
R	Sargı direnci
s	Laplas operatörü
T_e	Elektriksel moment
T_Y	Yük moment
U_α, U_β	Rotor eksenine göre faz gerilimleri
V_A, V_B, V_C	Faz gerilimleri
V_{A0}, V_{B0}, V_{C0}	Kaynağa göre motor gerilimleri
V_{dc}	Kaynak gerilimi
V_{N0}	Kaynağa göre motor yıldız noktası gerilimi
$x_\alpha, x_\beta, \hat{x}_\alpha, \hat{x}_\beta$	Rotor eksenine göre gözlenen ve kestirilen zıt emk'lar
ω^*	Referans hız (rad/sn)
ω_r	Rotor hızı (rad/s)
$\omega_e, \hat{\omega}_e$	Elektriksel hız ve kestirimi
$\varepsilon_\alpha, \varepsilon_\beta$	Gözlemcinin akım hataları
θ	Rotor pozisyonu
λ_s	Bobin akısı
φ	Manyetik akı

Kısaltmalar

Al-Ni-Co	Alüminyum-Nikel-Kobalt
PMSM	Daimi Mıknatıslı Senkron Motor
DC	Doğru Akım
DSP	Sayısal İşaret İşlemci
emk	Elektromotor kuvvet
I	İntegral
Nd-Fe-B	Neodmiyum-İron-Boron
MOSFET	Metal Oksit Silikon Alan Etkili Transistor
OPAMP	İşlemsel yükselteç
P	Oransal
PI	Oransal-İntegral
PWM	Darbe genişlik modülasyonu

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 3.1 Elektrik motorlarının çeşitleri.....	6
Şekil 3.2 PMSM dik kesit konfigürasyonu	7
Şekil 3.3 Yüzey mıknatıs tip dizayn	9
Şekil 3.4 Dahili mıknatıs tip dizayn	10
Şekil 3.5 Pozisyon geri beslemeli tipik bir fırçasız motor sürücü sistemi.....	15
Şekil 3.6 Fırçasız motorların pozisyon sensörsüz kontrolü	16
Şekil 3.7 Üç fazlı gerilim beslemeli PWM inverter	18
Şekil 3.8 Sinüzoidal PWM gerilim dalga şekilleri (Bizot vd., 2003)	19
Şekil 3.9 Üç fazlı inverterin vektör pozisyonları ve referans vektör gerilimi V_{sref} ; T_1 ve T_2 sırasıyla V_1 ve V_2 'nin anahtarlama periyotları.	21
Şekil 3.10 Üç fazlı inverterin anahtarlama pozisyonları.....	21
Şekil 3.11 Akım kontrollü PWM ve Histerisiz bandı.....	22
Şekil 3.12 Akım kontrollü PWM inverter.....	23
Şekil 3.13 DSP seti blok diyagramı	23
Şekil 4.1 Fırçasız motor ve üç faz PWM inverter devresi	27
Şekil 4.2 Oransal-İntegral (PI) kontrol devresi	31
Şekil 4.3 PI Kontrol Yöntemi ile PMSM Motorun Hız Kontrol Devresi.....	32
Şekil 4.4 PMSM motorun simülasyon sonucu step referansa göre hız(a), hız hatası(b) ve I_a akım(c) grafikleri	33
Şekil 4.5 PMSM motorun deneysel olarak step referansa göre hız(a), hız hatası(b) ve I_a akım(c) grafikleri	33
Şekil 4.6 PMSM motorun simülasyon sonucu Trapezoidal referansa göre hız(a), hız hatası(b) ve I_a akım(c) grafikleri	34
Şekil 4.7 PMSM motorun deneysel olarak Trapezoidal referansa göre hız(a), hız hatası(b) ve I_a akım(c) grafikleri	34
Şekil 4.8 (a) Gerçek akım (i_α) ve gözlenen akım (\hat{i}_α), (b) akım kestirim hatası.....	38
Şekil 4.9 (a) Gerçek akım (i_β) ve gözlenen akım (\hat{i}_β), (b) akım kestirim hatası.....	38
Şekil 4.10 (a) Gerçek zıt emk (e_α) ve (b) kestirimi (x_α)	38
Şekil 4.11 (a) Gerçek zıt emk (e_β) ve (b) kestirimi (x_β)	39
Şekil 4.12 Yüksüz durumunda (a) Gerçek hız ve kestirilen hız, (b) Hız kestirim hatası	39
Şekil 4.13 Motor $T_y = 0.3$ Nm'lik yük altında (a) Gerçek hız ve kestirilen hız, (b) Hız kestirim hatası	39

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 3.1 Sabit mıknatısların karakteristikleri

13

1. GİRİŞ

Günümüzde kaynaklarının hızla tükenmesi sonucu enerji fiyatlarının artmasıyla, elektrik motorlarının verimlerinin artırılması ve bu motorların kontrolünde minimum enerji tüketiminin sağlanması öncelikli amaç haline gelmiştir. Endüstriyel uygulamaların çoğunda hassas değişken hız aralıklarına kaçınılmaz olarak gereksinim duyulurken, bunun güvenilir, ucuz, sağlam, hafif ve aynı zamanda az bakım gereksinimi duyulacak şekilde gerçekleşmesi istenmektedir.

Elektrik motorlarının üretiminde kullanılan manyetik malzemelerdeki hızlı gelişmeler, motor sürücü sistemlerinde kullanılan elektronik elemanların yeterli yüksek hızlara ulaşmaları ve maliyetlerinin düşmesi, sabit mıknatıslı elektronik komütasyonlu özel elektrik motorlarının ortaya çıkmasına neden olmuştur. Bu doğrultuda, istenilen uygulamalara yönelik elektrik motorunun seçilmesi, tasarlanması ve kontrol algoritmalarının gerçekleştirilmesi çok önem kazanmaktadır.

Özellikle sürekli mıknatıslı fırçasız doğru akım motorları yüksek moment/akım ve moment/eylemsizlik oranı, sağlam yapı, yüksek verim ve güvenilirlik gibi üstünlüklerinden dolayı otomotiv, uzay teknolojileri, bilgisayar, tıp elektroniği, askeri, robotik ve ev ürünlerinde her geçen gün artan sayılarda kullanılmaktadır. Fırçasız doğru akım motorları, kollektör-fırça düzenini ortadan kaldırması ve doğru akım makinesinin karakteristiğine benzer performans özelliğine sahip olmasına karşılık, komütasyonun gerçekleştirilmesi için rotor konum algılayıcılarına gereksinim duyarlar. Geleneksel olarak bu işlev motor miline ya da statora yerleştirilen optik ya da Hall etkili algılayıcılar ile gerçekleştirilir. Algılayıcıların özellikle sistem güvenliği, performans, çalışma koşullarına bağlı olarak sistem hassasiyetinin artması, bağlantı elemanlarının fazlalığı, seri üretim ve maliyet açısından getirdiği sorunlar tahrik sistemlerinde ve uygulamalarda algılayıcısız denetimi bir ihtiyaç haline getirmiştir.

Algılayıcısız denetimin temel ilkesi, algılayıcı kullanılarak yapılan denetimde elde edilen konum bilgisinin, motorda rotor hızına ve konumuna bağı olarak indüklenen gerilim dalga şeklinden çıkarılmasına dayanmaktadır.

Literatürde, konum algılayıcılarından kaynaklanan olumsuzlukların giderilmesi, 1970'li yıllarda General Electric firmasının fikirsel temelleri atmasıyla başlamış ve günümüze kadar rotor konumunun mekanik konum algılayıcısız kontrolüne ilişkin birçok yöntem geliştirilmiştir. Motorda indüklenen hareket gerilimi ölçümüne dayanan algılayıcısız kontrol yöntemleri, sıfır geçiş noktasının algılanması ve ötelenmesi yaklaşımı (Lizuka vd. 1985; Shao vd. 2003; Cheng vd. 2003), faz-kilitleme döngüsü tekniği (Microlinear 1990), dolaylı indüklenen gerilim ölçümü, stator üçüncü harmonik gerilim bileşeni kullanılarak pozisyon algılama (Moreira 1996; Shen vd. 2004), akı kestirim yöntemi (Ertuğrul ve Acarnley 1994), hızdan bağımsız pozisyon fonksiyonunu temel alan yöntem (Kim 2003), motor parametreleri, uç gerilimleri ve akımları yardımıyla pozisyon algılama, stator sargılarına yüksek frekanslı düşük enerjili ek işaret verilmesi, motora ek sargı yerleşimi, gözlemleyici yöntemler daha önce geliştirilen algılayıcısız kontrol algoritmalarının başlıcalarıdır.

Bütün bu algılayıcısız denetimlere ilişkin araştırmalarda, kalkış anında ve düşük hızlarda indüklenen gerilimin yetersiz olması dolayısı ile hızın doğru algılanamaması temel sorun olarak belirtilmektedir. Literatürdeki çalışmalar incelendiğinde, fırçasız doğru akım motorunun kalkış ve düşük hızlardaki denetimine ilişkin çalışmaların yoğunlukta olduğu görülmektedir.

Bu çalışmada PI kontrol yöntemi kullanılarak DMS motorun hız kontrolü yapılmış ve DMSM için bir hız kestirim algoritması önerilmiş ve bu algoritma simülasyon ortamında test edilmiştir.

2. KAYNAK ÖZETLERİ

1930'lu yıllarda Al-Ni-Co alaşımlı daimi mıknatısların bulunması daimi mıknatıslarla uyarılmış büyük makinelerin yapımına imkan sağlamıştır. Bu makineler üzerindeki çalışmalar da yoğunluk kazanmış ve günümüzdeki gelişimine bu temel buluş sayesinde başlanmıştır.

1950'li yıllarda baryum, stronsiyum veya kurşunun demir oksitle oluşturduğu ferrit mıknatısların bulunması ve geliştirilmesi bu mıknatısların elektrik makinelerinde kullanılmasına yol açmıştır.

1953 yılında F.W. Merrill, Al-Ni-Co mıknatıslar ile uyarılmış bir senkron motor geliştirmiştir. Standart bir asenkron motorun rotoruna, Al-Ni-Co mıknatıs blokları yerleştirilmiştir. Stator yapısı ve dış ölçüleri değişmediğinden bu motorun kullanılması kolay olmuştur.

Pillay ve Krishan (1989), daimi mıknatıslı motorları inceleyerek, çektikleri akımlar ve ürettikleri zıt e.m.k.'lerine göre bu motorları sınıflandırmışlardır. Araştırmalar sonucunda zıt e.m.k.'i yamuk biçiminde olan motorlara fırçasız doğru akım motorları, zıt e.m.k.'i sinüzoidal olan motorlara ise sürekli mıknatıslı senkron motorlar adını vermişlerdir.

Matsui ve Shigyo (1992), fırçasız DC motorların çalıştırılması ve moment kontrolü için, neden rotor pozisyon sensörüne ihtiyaç duyulduğunu açıklamışlardır.

Matsui (1993), genel olarak motor kontrol uygulamalarında sensör kullanmanın dezavantajlarını belirtmiş ve özellikle de fırçasız DC motor sürücülerinde sensör elemanının niçin elimine edilmesi gerektiğini irdelemiştir.

Luk ve Lee (1994), fırçasız DC motor ve sürücü sistemi için MATLAB ortamında yeni bir simülasyon modeli önermişlerdir. Önerilen model sayesinde, tasarım aşamasında maliyetin azaldığı ve MATLAB ortamında hazırlandığı için kullanımının oldukça kolay olduğu belirtilmiştir.

Rahman ve Zhou (1996), sabit mıknatıslı fırçasız doğru akım motorunun analizini yaparak, motorun matematiksel modelinde “d-q” eksenlerini tanımlamış ve böylelikle modellemenin daha kolay yapılmasını sağlamışlardır.

Toliyat ve Gopalarathnam (2002), tarafından güç elektroniği el kitabı için hazırlanan bölümde; fırçasız DC motorların yapıları, sabit mıknatısları, stator sargıları, motor karakteristikleri, matematiksel modelleri, güç elektroniği dönüştürücüleri, motorun sensörlü ve sensörsüz pozisyon ölçümleri, hız-moment karakteristikleri ve değişik uygulamaları verilmiştir.

Kim ve Youn (2002), yüksek hız bölgelerinde fırçasız DC motorların kontrolünde, akım ve gerilim kontrol işlemleriyle beraber PWM sinyallerinin üretilmesinin, işlemci hızı açısından bir problem olarak karşımıza çıktığını belirtmişlerdir. Bu problemi çözmek için, PWM sinyallerinin üretilmesi ve komütasyon işlemlerinin bağımsız olarak yapılması önerilmiştir.

Lee ve Ehsani (2003), fırçasız DC motor sürücülerin ileri simülasyon modelleri geliştirilmiştir. Geliştirilen modelde, PWM inverter elemanlarının akım ve gerilimleri gibi, hız ve momentin dinamik karakteristikleri analiz edilmiştir.

Singh ve Jain (2003), kalıcı mıknatıslı fırçasız DC motorlar için DSP tabanlı sayısal hız denetleyici sürücü sistemin performans analizi için, sürücü sistemin matematiksel analizini yapmışlardır. Fırçasız DC motor sürücü sistemini, mümkün olan en az sayıda eleman ile gerçekleştirmişlerdir.

Kim (2003), sıfıra yakın hızlardan nominal hıza kadar olan çalışma aralığında fırçasız DC motorların sensörsüz kontrolü isimli doktora çalışmasında; fırçasız DC motorlar için yeni bir sensörsüz kontrol yöntemi sunmuştur. Fırçasız DC motor sürücülerin çalışma prensibini inceleyerek, daha önce yapılan sensörsüz kontrol yöntemlerini irdelemiş ve önerilen sensörsüz kontrol yöntemi, motor hızından bağımsız ve akı dağılımına bağımlı olarak verilmiştir. Önerilen yöntem simülasyon ve deneysel uygulama ile doğrulanmıştır.

Su ve McKeever (2004), fırçasız DC motorlar için düşük maliyetli bir pozisyon sensörsüz kontrol yöntemi sunmuşlardır. Üç fazlı bir motor için, motor faz gerilimlerinden sadece birinden dolayı alınan zıt emk yoluyla, rotor pozisyon bilgisini elde etmişlerdir.

Aydoğdu ve Akkaya (2005), trapezoidal zıt emk gerilimlerinden motor pozisyonunu belirlemiş ve hız kontrolü için kullanmışlardır.

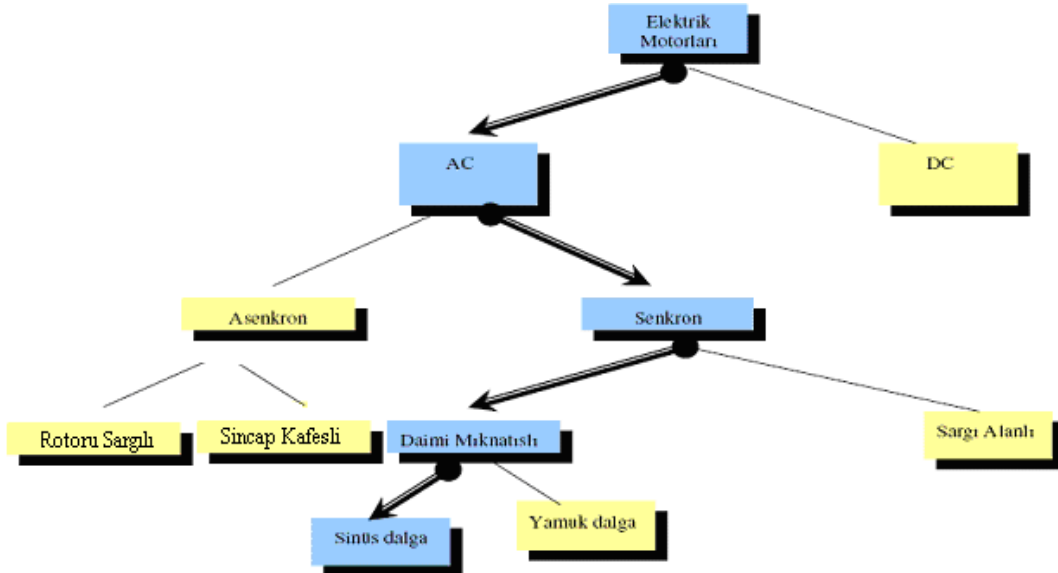
Literatürden de görüldüğü gibi fırçasız DC motorların kullanımı, kontrolünde elektronik komütasyon işlemine ihtiyaç duyması nedeniyle elektronik devre elemanlarının gelişimine paralel olarak yaygınlaşmaktadır.

3. MATERYAL ve YÖNTEM

3.1. Elektrik Motorlarının Çeşitleri

Elektrik motorlarını, kontrol sistemlerinde kullanılan motorlar açısından genel olarak iki ana sınıfta inceleyebiliriz. Bunlardan birincisi doğru akım (DC) motorları diğeri, senkron ve asenkron olarak adlandırılan alternatif akım (AC) motorlarıdır. Bu motorların hepsi eğer uygun bir biçimde kontrol edilebilirlerse çok az moment dalgalanmasıyla, sabit ani moment üretirler ve tam doğru akım ya da alternatif akım kaynaklarından çalışırlar. Aşağıdaki şekilde elektrik motorlarının çeşitleri genel olarak gösterilmiştir.

Hızı direkt olarak stator frekansı ve kutup sayısı tarafından belirlenen senkron motorlar (SM) bu çalışmada incelenecektir.



Şekil 3.1 Elektrik motorlarının çeşitleri

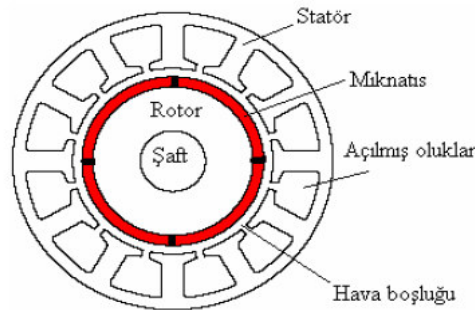
3.2. Daimi Mıknatıslı Senkron Motorun Yapısı

Burada incelenen senkron motor iki ana bölüme sahiptir. Hareketsiz sabit kısım stator ve hareketli kısım rotor olarak adlandırılır. Senkron motorlar (SM) farklı yapılarda olabilirler.

Motoru döndürebilmek için, biri statordan diğeri rotordan olmak üzere iki akıya ihtiyaç vardır. Bu düşünce de beraberinde yeni yöntemler ile farklı motor biçimleri elde etmeyi mümkün hale getirir.

Stator bakımından, üç fazlı motorlar en uygun olanıdır. Rotor akısını üretmek için çoğunlukla iki yol vardır. Bunlardan biri stator ve rotoru besleyerek akı üretmek, diğeri ise; rotoru daimi mıknatıstan yapılmış ve kendiliğinden sabit akı üretmektir. Rotor akısı üretmek için ilk yöntem kullanılacaksa rotorda fırça bağlantısı gerekecektir. Bu bağlantılar; şayet bileziklerden yapılmış ve komütatör kısmına sahip değilse, fırça ve motorun yaşam süresi eşit olabilir. Bu yapının dezavantajları; bakım gerektirmesi ve düşük güvenilirliktir.

Şekil 3.2’de gösterildiği gibi rotor alan sargıları ve kutup yapıları, daimi mıknatıslar ile değiştirildiğinde, bu motor fırçasız motorlar kategorisinde yer almaktadır.



Şekil 3.2. DMSM dik kesit konfigürasyonu

Belirli bir sayıda mıknatıs kutupları ile fırçasız daimi mıknatıslı senkron motor (DMSM) yapmak mümkündür. Motorlar ikiden elliyeye kadar ya da daha fazla mıknatıs kutupları ile yapılmışlardır. Aynı miktardaki akım için, daha büyük sayıdaki kutup genellikle daha büyük moment ortaya çıkarır. Mıknatıslar arasında bir aralığa ihtiyaç duyulması nedeniyle belli bir noktanın üzerinde, moment daha fazla artış göstermez.

Mıknatısların kullanılması; rotor sargılarının değiştirilmesine ve radyal aralıkta verimli kullanılmasına olanak sağlar, bu yüzden bakır kayıpları bastırılmış olur. İleri mıknatıs malzemeleri samarium-cobalt (SmCo_5 , $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$) veya neodmium-demir-boron (NdFeB) çok yüksek güç yoğunluğunu devam ettirirken, motor boyutlarında önemli bir azaltmaya izin verir (Vas 1990).

Daimi mıknatıslı motor, yapı olarak DC kollektörlü motora yakındır. Tek farkı elektrik sargıları yerine daimi mıknatısların kullanılmasıdır. Daimi mıknatıslı motorlarda, mıknatıslar rotor içerisine yerleştirilmişlerdir. Bu motorlarda komütatör ve fırça bulunmadığından karmaşık olmayan basit yapıdadır ve bunun sonucu olarak da sorunsuz kabul edilmektedir. Daimi mıknatıslı motorları iki ana başlıkta incelenebilir. Bunlar; trapezoidal tip ve sinüzoidal tiptir. Trapezoidal daimi mıknatıslı motorları aynı zamanda fırçasız doğru akım (BLDC) motor adını alırken, sinüzoidal daimi mıknatıslı motor ise, daimi mıknatıslı senkron motor (PMSM) olarak adlandırılır (Adnanes 1991).

Temel farklılıkları ters elektromotor kuvvetin, birinde trapezoidal diğesinde sinüzoidal gerilim dalga şekline sahip olmasıdır. Uyarma akımı dalga şekli, biri trepezoidal dalga, diğeri sinüs dalga biçimine sahiptir. Trapezoidal makine kontrol yapısı basit olması nedeniyle ilk geliştirilendir, fakat moment dalgalarının varlığı bu makinenin yüksek performans hareket kontrol uygulamalarında kullanılmasına izin vermemektedir. Daha sonra AC makinelerde vektör kontrol yöntemlerinin kullanılması gibi, yüksek performans olanakları nedeniyle sinüzoidal makine geliştirildi. Sinüzoidal makine, pek çok uygulamada asenkron makine ile yarışabilecek en uygun PM motor olarak görünmektedir. PM motorların son yıllarda daha fazla ilgi görmelerinin sebebi bu nedenledir (Bizot vd. 2003).

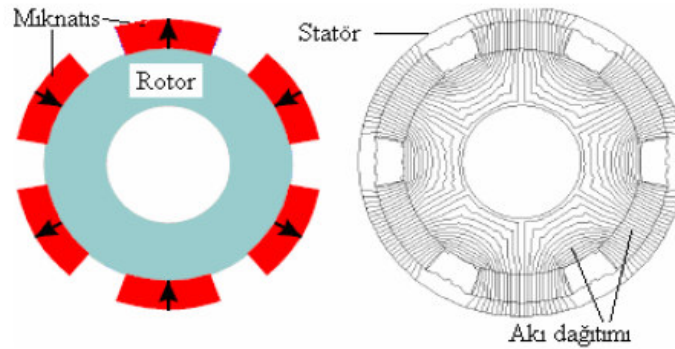
3.2.1. Daimi mıknatıslı senkron motor çeşitleri

Döner alan sabit mıknatıslı motorlar farklı yollarla çok fazla sınıfa ayrılabilir. Bununla birlikte daimi mıknatıslı senkron motorlar genellikle aşağıdaki gibi sınıflandırılabilir:

1. Fırçasız DC motor (BLDC): akım yada gerilim kaynaklı inverterler ile beslenen ve tropezoidal akı dağılımına sahip motorlar.
2. Daimi mıknatıslı senkron motorlar (PMSM): yaklaşık sinüsoidal bir hava aralığı akı dağılımına sahip, sinüsoidal stator akımlarıyla beslenen motorlar.

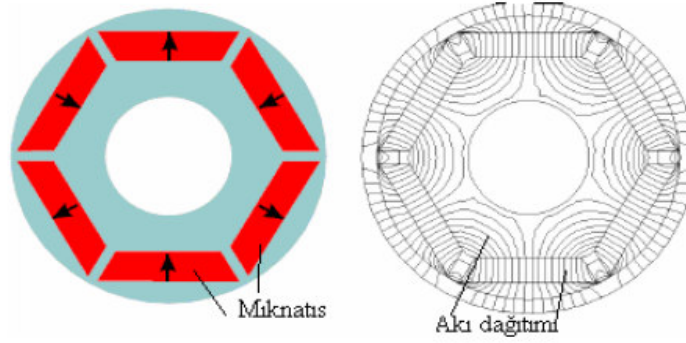
Ayrıca DMSM'lar mıknatısların monte edilmiş pozisyonlarına göre yüzey daimi mıknatıslı senkron motorlar (SPMSM) ve iç daimi mıknatıslı senkron motorlar (IPMSM) olmak üzere ikiye ayrılır. Bunların karakteristikleri aşağıda verilmiştir.

SPMSM (Surface permanent magnet synchronous motor): Şekil 3.3.'te gösterildiği gibi mıknatıslar rotor yüzeyine monte edildiği zaman, özellikle yüksek hızlarda mıknatıs ile rotor arasındaki bağlantıda yüksek bir gerilim vardır. Böyle durumlarda bağlantı, karbon fiber gibi yüksek gerilmeleri tolere edebilen malzemeden yapılmış özel bir bant ile sağlanır. Bu malzeme düzgün bir hava aralığına, çıkık kutupluk ve endüvi reaksiyonunun etkilerinin ihmal edilmesine yol açar.



Şekil 3.3 Yüzey mıknatıs tip dizayn

IPMSM (İnterior permanent magnet synchronous motor): Şekil 3.4.'te gösterilen yapı, mıknatısların rotorun içine gömülü olduğu yüzey daimi mıknatıslı senkron motor yapısına göre yüksek hız uygulamalarında daha fazla pürüzlü bir yapı oluşturur ve sensörsüz kontrolde faydalı bir geometrik çıkıklık meydana getirir. Gömülü mıknatıs tasarımı, yüzeye monte edilmiş tasarımda mümkün olmayan bir akı zayıflatma derecesine de izin verir. Böylece, yüksek yol alma momenti ve yüksek hız üretme IPMSM'nin çoğu alanda cazibeli bir güç dönüşüm çözümü olmasına yol açar.



Şekil 3.4. Dahili mıknatıs tip dizayn

3.2.2. Daimi mıknatıslı senkron motorların avantajları

Senkron makinalarda sargılı rotor yerine sabit mıknatısların kullanımı aşağıdaki avantajları sağlar:

- Bilezik ve fırçaların olmamasından dolayı bakım gereksinimi azalır ve verim artar.
- Rotor bakır kayıpları azalır. Böylece, bakır ve demir kayıpları statorda yoğunlaşır
- Mıknatısların kullanımı çevresel alanın verimli bir şekilde kullanılmasına imkan sağlar.

Bu yüzden herhangi bir çift mıknatıs kutup sayılı DMSM yapmak mümkündür.

Bu motorlar 2'den 50 veya daha fazla mıknatıs kutuplu olarak imal edilirler. Çok fazla kutup sayısı genellikle aynı akımda daha fazla moment üretir. Böylece, Sm₂Co₁₇ ve NdFeB gibi yüksek mıknatıslı malzemeler çok yüksek güçlerde motor boyutlarının azalmasını sağlar (Texas Instruments 1997).

- Aynı büyüklükte makinalar için, makinaların karakteristiği seçilen mıknatıs tipine ve onların düzenlenme şekline bağlı olarak çok değişebilir.

3.2.3. Daimi mıknatıslı senkron motorların dezavantajları:

- Stator alanı ile senkronize edilmesi gerektiğinden, rotor pozisyonunun bilinmesi gerekir. Yani hassas pozisyon bilgisi gerekir.
- Rotor pozisyonu, bir pozisyon sensörü ile belirlenebilir fakat bu, fiyatın artması ve karmaşıklık; ayrıca güvenilirliğin azalması nedeniyle arzu edilmez.
- Harici güç elektroniği devreleri gerektirir.
- Rotor mıknatısları motor maliyetini artırır.

3.2.4. Daimi mıknatıslı senkron motorların uygulama alanları

Yüksek moment, hassas hız kontrolü, yüksek verim ve uzun ömür gibi önemli özellikler daimi mıknatıslı motorları birçok uygulamalar için en iyi seçim durumuna getirmektedir. Bunlar;

- Elektrik güç kontrolü,
- Robot uygulamaları,
- Servo sürücüler,
- Elektrik araçları,
- Buzdolabı, klima, fan vb. ev aletleri,
- Gemi Motorları,
- Pompalama,

- Endüstriyel sürücüler,
- Elektrik jeneratörlerinde

Daimi mıknatıslı motorlar uygulanan gerilime çok hızlı tepki gösterirler. Bu durum rotorun düşük kütlelerinden kaynaklanmaktadır. Uygulama alanları genişledikçe, daha çok sayıda üretim yapılacak ve yüksek olan maliyeti klasik rakipleri ile rekabet edecek seviyeye düşecektir.

3.3. Fırçasız Motorlarda Kullanılan Sabit Mıknatıslar

Sabit mıknatıslar, fırçasız motorların ana malzemeleridir. Fırçasız motorlarda kullanılan sabit mıknatıslar, B-H düzleminde geniş bir histerezis döngüsüne sahiptir. Son yirmi yılda sabit mıknatıs teknolojisi büyük ölçüde gelişmiştir. Günümüzde sabit mıknatıs malzemelerin pek çok tipleri mevcuttur.

Bunlar Al-Ni-Co, ferrit (Seramik), toprak elementi samaryum-kobalt ve neodmiyum-demir-boron (NdFeB)'dir. Son yıllarda geliştirilen NdFeB mıknatıslar, en yüksek güç yoğunluğuna sahiptir. Ferrit mıknatıslar, ucuz maliyetinden dolayı en yaygın kullanılan mıknatıs çeşididir. Her mıknatıs çeşidi, fırçasız DC motorlarda farklı performans seviyelerine ve çeşitli kısıtlamalara yol açan farklı özelliklere sahiptir. Sabit mıknatıs malzemelerin karakteristikleri Çizelge 3.1.'de karşılaştırılmaktadır. Ferrit mıknatıslar ucuzdur ancak çok daha düşük artık mıknatıslanma akı yoğunluğuna, artık mıknatıslık yitirme kuvvetine ve güç üretimine sahiptir. Ayrıca ferrit mıknatısların kırılma bir yapısı vardır. NdFeB mıknatıs en yüksek artık mıknatıslanmaya (B_r) ve artık mıknatıslık yitirme kuvvetine (H_c) sahiptir.

Bir motor için manyetik materyal seçiminde öncelikle dikkat edilecek husus, çalışma sıcaklığı aralığı, hacim başına moment ve mıknatısların çalışma ortam zorluklarıdır (Toliyat ve Gopalarathnam 2002). Yüksek güçlü kutuplar için doğal olarak geniş hacimli mıknatıslar gerekir. Sabit mıknatısların yüksek sıcaklığa maruz kalması, zorlayıcı gücünün ve akı yoğunluğunun bozulmasına neden olur. Bu yüzden yüksek

çalışma sıcaklıklarında mıknatısların seçimi göz önüne alınmalıdır. Mıknatıslar, inverterden kaynaklanan hatalı kısa devre akımlarından dolayı mıknatıslık özelliğini kaybedebilirler. Bu yüzden koruyucu elektronik akım koruma devreleri ile inverter akımı, güvenli sınırlarda tutulmalıdır.

Çizelge 3.1 Sabit mıknatısların karakteristikleri

Al-Ni-Co	Yüksek B_r ve düşük H_c Mükemmel mekanik dayanım, büyük boyutlu sabit mıknatıslar için iyidir
Ferit	Düşük B_r ve orta H_c Nispeten daha ucuz ve kolay kırılabilir
Nadir-toprak elemanı samarium-kobalt	Yüksek B_r ve H_c Çok pahalı, küçük sıcaklık katsayısı
NdFeB	Yüksek B_r ve H_c Mükemmel performans, nispeten pahalı

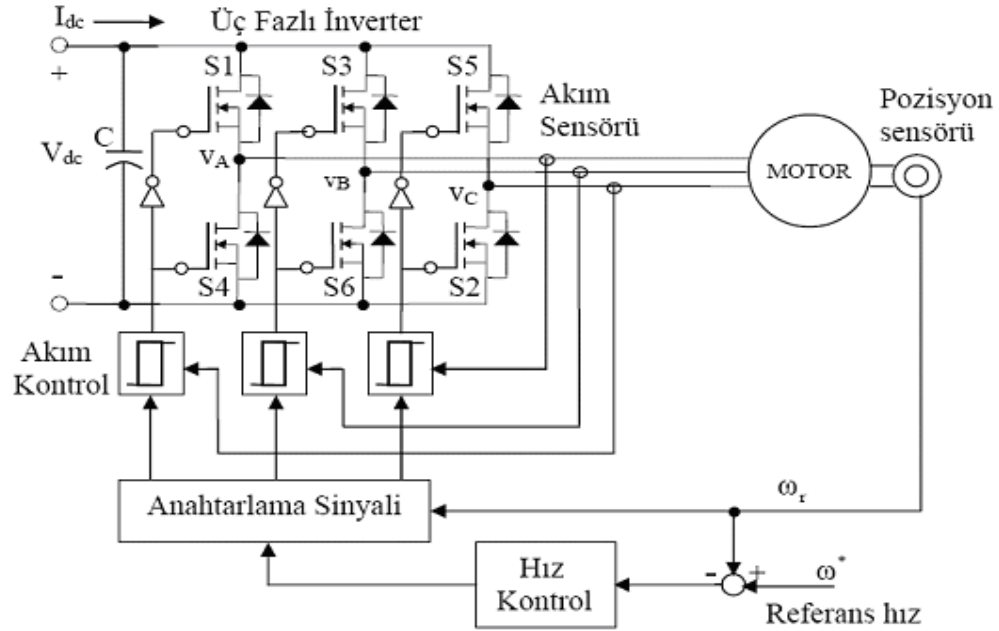
3.4. Fırçasız Motor Kontrolünde Kullanılan Sensörler

Sensörler genel olarak, herhangi bir kaynaktan gelen işaret ya da uyarıyı alan ve bu işaretlere uygun bir sinyal üreten devre elemanlarıdır. Motor kontrolü açısından ise, denetlenen elektriksel ya da mekanik büyüklükten geri besleme almak ve kontrol devrelerinde işlenecek büyüklüğe dönüştürmek amacıyla kullanılan elektromanyetik, elektromekanik ya da optik elemanlardır. Motor kontrol uygulamalarında, rotorun açısal konumunu ve hızını algılamak için çoğunlukla enkoderler, hall sensörleri, resolver ve takogeneratörleri kullanılır. Trapezoidal zıt emk'ya sahip fırçasız motorlarda rotor pozisyonu, genellikle hall sensörleri ile belirlenir. Hall sensörleri, silisyum temelli ve entegre sensör olmak üzere iki gruba ayrılır. Entegre sensörlerde elektronik arabirim devresi, silisyum sensörle aynı tabaka üzerinde imal edilir. Elektronik bir devre, zayıf olan hall sensör çıkışından az kayıplı olarak bozulmadan çıkış alınmasını sağlar ve çıkışı dijital olarak verir. Elektronik devre, bir eşik değeri içerir ve çıkışından iki

durumlu bir sinyal elde edilir. Uygulanan manyetik alan, eşik değerin altında ise çıkış düşük, eşik değerin üstünde ise çıkış yüksek seviyededir.

3.5. Fırçasız Motor Sürücüleri

Tipik bir fırçasız motor sürücü sistemi; fırçasız motor, inverter ve sayısal bir kontrol sisteminden oluşur. İnverter, bir köprü diyot vasıtasıyla şebekeden elde edilen bir DC güç kaynağına veya bir aküye bağlanır. Sayısal kontrolör, inverter vasıtasıyla fırçasız motorun her bir fazını sıra ile enerjilendirir. Sabit moment üretmek için bu enerjilendirme, rotor pozisyonu ile senkron yapılır. Bu nedenle pozisyon geri beslemesi için sistemde genellikle, fırçasız motorun içine yerleştirilen mekanik bir pozisyon sensörü kullanılmaktadır. Şekil 3.5'te pozisyon geri beslemeli tipik bir fırçasız motor sürücü sistemi görülmektedir. Hız kontrol birimi, mekanik pozisyonu okur ve hangi fazın anahtarlanacağına karar verir. İdeal olarak her bir stator fazı, darbeli kare dalga akımla tahrik edilir. Akım darbesinin büyüklüğü ve anahtarlama örneğinin zamanlaması, mekanik parametrelerle birlikte meydana gelen momentin büyüklüğü üzerinde doğrudan bir etkiye sahiptir.



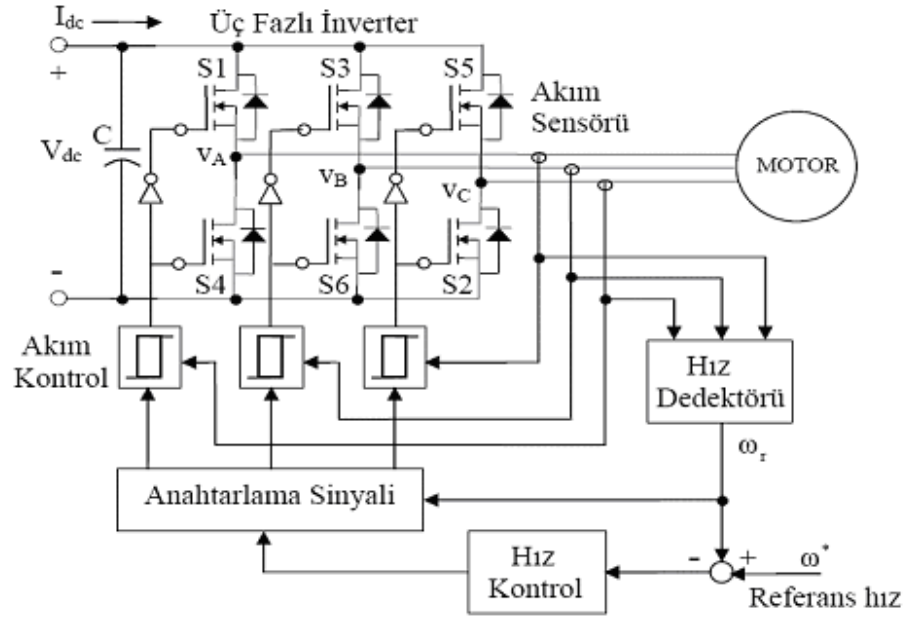
Şekil 3.5. Pozisyon geri beslemeli tipik bir fırçasız motor sürücü sistemi

Stator bobinleri, standart üç fazlı tam adımli olarak yerleştirilir. Böylece fazın trapezoidal zıt emk dalgaları, elektriksel olarak 120° aralıklarla meydana gelir. Meydana gelen akım darbeleri, 120° süresince iletim durumunda, 60° süresince ise kesim durumundadır. Bu, her bir fazdan, elektriksel 360° periyodunun $2/3$ 'ü süresince akım aktığı anlamına gelmektedir. Bu akımın 120° 'si pozitif 120° 'si negatif yönde akmaktadır. Maksimum ve sabit moment/amper'li motoru sürmek için hat akım darbelerinin, her bir fazın hat-nötr zıt emk gerilimleri ile senkron olması istenir.

3.5.1. Fırçasız motorların pozisyon sensörsüz kontrolü

Fırçasız motorun moment üretim prensibinden anlaşılacağı gibi sabit moment üretmek için, stator akımı uyartımlarının, rotor pozisyonu ile senkronize edilmesi gerektiği açıktır. Bu nedenle, fırçasız motorların kontrolü için rotor pozisyon bilgisi temeldir. Fırçasız motorlarda, elektriksel senkronizasyon için anahtarlanması gereken fazın belirlenmesinde, hall etkili pozisyon sensörleri kullanılır. Yüksek performanslı

sürücüler için genellikle, daha yüksek çözünürlüğe sahip optik enkoderler veya resolverler kullanılır. Ancak bu mekanik pozisyon sensörleri, gerçek uygulamalarda bazı problemlere yol açar (Toliyat ve Gopalarathnam 2002). Şekil 3.6'da fırçasız motorların pozisyon sensörsüz kontrolü görülmektedir. Mekanik pozisyon sensörleri ile ilgili ilk problem, sensörlerin pahalı olmasıdır. Rotor pozisyon sensörlerinin yüksek maliyeti, ev aletleri ve toptan üretim endüstrisi gibi maliyete duyarlı uygulamalar için bir sorun teşkil etmektedir.



Şekil 3.6. Fırçasız motorların pozisyon sensörsüz kontrolü

Mekanik pozisyon sensörleri ile ilgili ikinci problem, güvenilirliğin az olmasıdır. Eğer fırçasız motor, özellikle sıcak, soğuk veya nemli bir çevreye yerleştirilirse, pozisyon sensörleri çalışmayabilir veya sensörlerden alınan bilgi kaybolabilir ya da hatalı olabilir (Kim ve Youn 2002). Mekanik pozisyon sensörlerinin üçüncü problemi, elektrik motorunun içinde veya etrafında pozisyon sensörlerinin yerleştirilebileceği bir yere ihtiyaç duyması yani ilave hacme sebep olmalarıdır. Bir örnek olarak klima kompresörlerinde kullanılan fırçasız motorlar, pozisyon sensörlerinin yerleştirilmesinin yapısal zorluğundan dolayı genellikle pozisyon sensörleri içermez. Ayrıca uzay araçları

ve uçaklardaki gibi sınırlı alana sahip uygulamalarda mekanik sensörler, fırçasız motor sürücüsünün boyutunu büyütmede ve uygulamaların gerçekleştirilmesine engel olmaktadır. Ayrıca mekanik pozisyon sensörleri, güç kablolarının yanında çalışırken bozuk veya hatalı sinyal üretebilmektedir. Bu yüzden harici pozisyon sensörlerinin kullanımı sınırlı alana sahip, maliyete duyarlı ve ayrıca güvenilirliğin çok önemli olduğu uygulamalarda tavsiye edilmemektedir. Pozisyon sensörlerinin kullanımının bu problemleri, araştırmacıların ve endüstrinin rotor pozisyon bilgisini elde etmek için alternatif metotları araştırmasına yol açmıştır (Su ve McKeever 2004). Literatürde fırçasız motorlar için pek çok sensörsüz kontrol metodu görülmektedir. Kullanılan sensörsüz kontrol metotları öncelikle üç kategoride sınıflanabilir (Kim 2003);

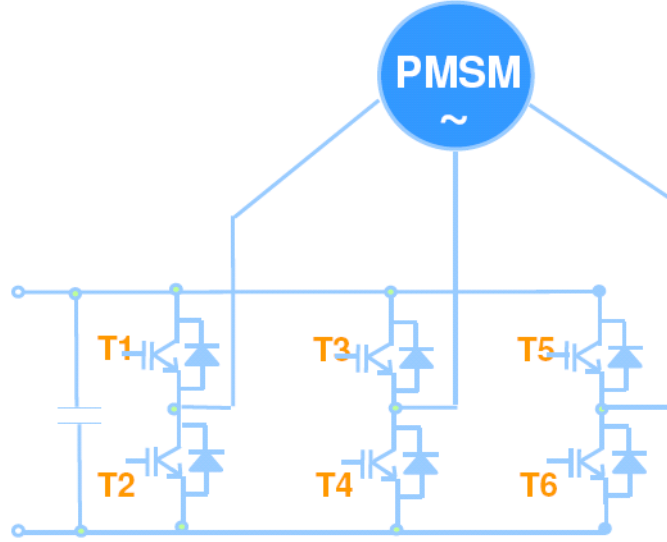
- 1) Zıt emk temelli metotlar
- 2) Akı kestirim metodu
- 3) Önceki iki kategoriye girmeyen diğer özel metotlar.

Kaynaklarda pozisyon sensörsüz kontrol ile ilgili oldukça detaylı bilgiler verilmektedir. Bu çalışmada zıt-emk temelli yöntem kullanılmıştır.

3.6. İnverterler

3.6.1. Gerilim beslemeli inverterler (VSI)

Bir inverterin görevi girişindeki bir DC gerilimi, çıkışında istenen genlik ve frekansta bir AC gerilime dönüştürmektir. Girişindeki DC gerilimin sabit olduğu inverter sistemine VSI adı verilir. Girişindeki akım sabit ise CSI adını alır. Motor kontrol uygulamalarında kullanılan PWM inverterler genellikle anahtarlama gücü yüksek ve iletim kayıpları düşük olan IGBT elemanları ile gerçekleştirilmektedir. Aşağıda üç fazlı PMSM'yi besleyen gerilim beslemeli IGBT inverter devresi gösterilmiştir.



Şekil 3.7. Üç fazlı gerilim beslemeli PWM inverter

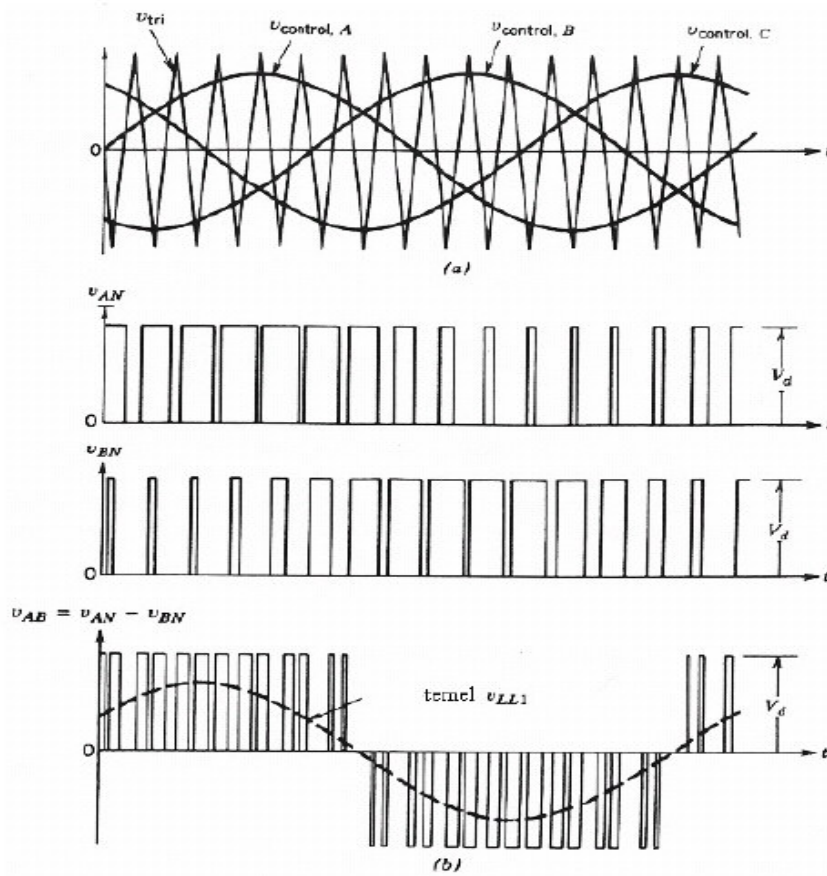
Üç fazlı gerilim beslemeli PWM inverterler, sabit gerilimli bir DC kaynaktan, çıkış gerilimi ve frekansı bağımsız olarak ayarlanabilen ve harmonik içeriği düşük olan üç fazlı AC çıkış gerilimleri üretir. Çıkış geriliminin temel genliği, frekansı ve harmonik içeriğinin kontrolünü bir tek güç devresinde gerçekleştirmesi sebebiyle de kesintisiz güç kaynakları, statik frekans dönüştürücüler, aktif güç filtreleri, reaktif güç kompanzasyonu ve değişken hızlı AC sürücüler gibi pek çok uygulamalarda yaygın olarak kullanılır.

3.6.1.a. PWM inverter çeşitleri

Birçok PWM inverter vardır, bunlardan en yaygın olarak endüstride kullanılanları; sinüzoidal PWM (SPWM), harmonik yok eden PWM, uzay vektör modülasyonlu PWM ve akım kontrollü PWM olarak özetleyebiliriz.

3.6.1.b. Sinüzoidal PWM inverterler

Hemen bütün alıcılar sinüzoidal gerilimle beslenmek üzere planlanmıştır. inverter çıkış geriliminin sinüzoidal dalga sekline mümkün merteye yakın olması için referans gerilimleri de sinüzoidal olmalıdır. Buna sinüzoidal PWM adı verilir. Her inverter fazının veya yarım köprüsünün birer komparatörü vardır. Sekil 3.8 (a)'da görüldüğü gibi bu eleman, o faza ait referans dalgası ile simetrik üçgen taşıyıcı dalgayı karşılaştırır. Çıkış geriliminin kontrolü, sinüs dalga genliğinin değiştirilmesi ile sağlanır. Böylece çıkış gerilimi dalga seklindeki darbe genişlikleri ayarlanmış olur, fakat sinüzoidal dalga örnekleri aynen korunur. Sekil 3.8 (b)'de ise uç gerilimleri ve fazlar arası gerilimler gösterilmiştir.

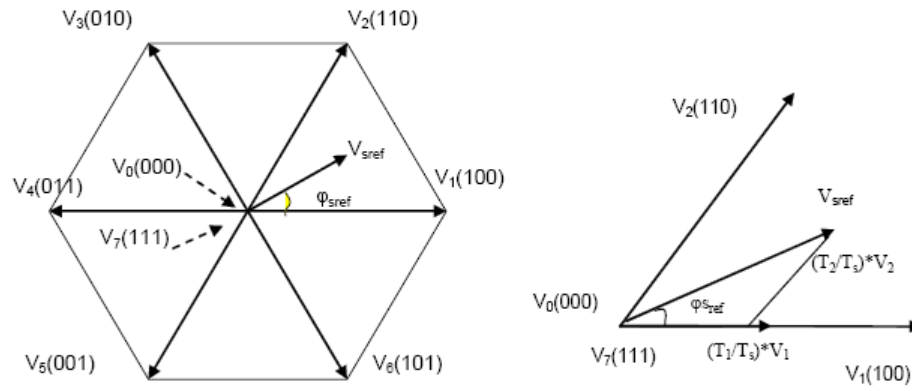


Şekil 3.8. Sinüzoidal PWM gerilim dalga şekilleri (Bizot vd. 2003)

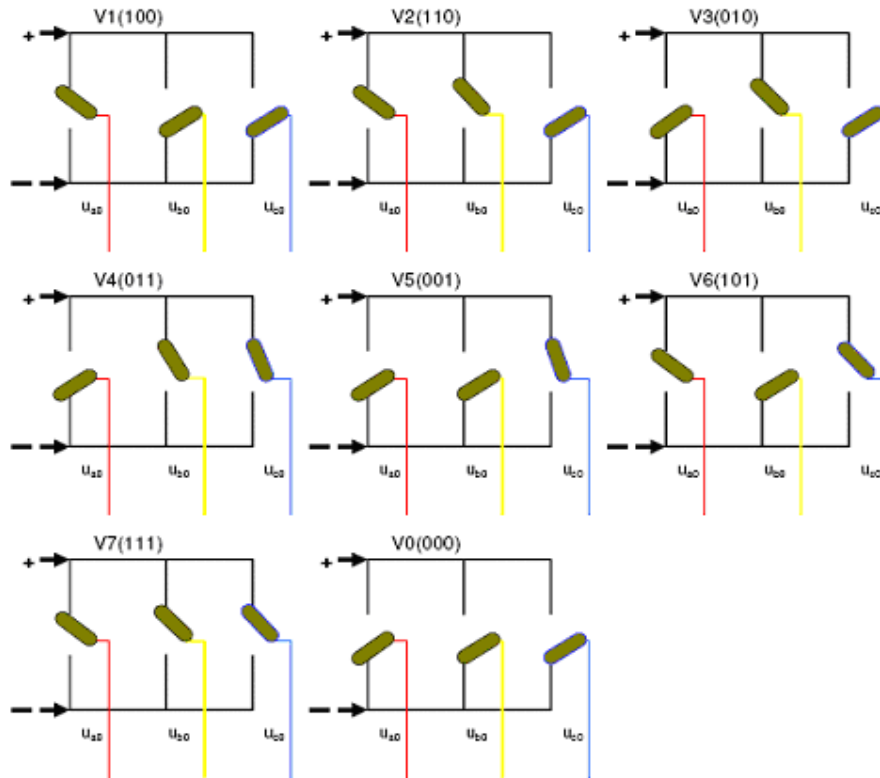
Büyük taşıyıcı oranlarında sinüzoidal PWM inverter, en etkili harmonikleri yüksek mertebeden olan, iyi kaliteli bir çıkış gerilimi dalga şekli verir. Bu harmoniklerin mertebesi, taşıyıcı frekansı ve onun harmonikleri olarak kümelenebilir. Çok düşük hızlarda bile titreşimsiz yumuşak bir motor dönüşü elde edilebilir. Zira istenmeyen düşük mertebeden harmonikler ve rahatsız edici moment salınımları sinüzoidal PWM kaynakla beslemede ortadan kalkar.

3.6.1.c. Uzay vektör PWM inverterler

Uzay vektör PWM (SVPWM) olarak adlandırılan bu metot, sinüzoidal modülasyona göre daha düşük harmonik distorsiyonlu çıkış akımı ile daha yüksek çıkış gerilimi meydana getirmesi sebebiyle endüstriyel uygulamalarda geniş bir kullanım alanı bulmuştur. Ayrıca inverter anahtarlama kayıpları büyük ölçüde azaltılırken, aynı zamanda yüksek kaliteli bir AC çıkış akımı sağlanabilir. Üç fazlı gerilim beslemeli inverterlerin (VSI) normal çalışması, aynı koldaki iki elemanın aynı anda iletimde olmamasını gerektirir. Bu sebeple üç fazlı inverter, yapı olarak iki durumlu üç mekanik anahtar ile tanımlanır. Her bir inverter faz kolunun anahtarlama durumu ayrı ayrı Sa, Sb ve Sc anahtarlama fonksiyonları tarafından kontrol edilir. Anahtarlama fonksiyonu, inverter fazı kaynak geriliminin pozitif ucuna bağlandığında “1”, negatif ucuna bağlandığında ise “0” değerini alır. Üç fazlı inverter yapı olarak iki durumlu üç mekanik anahtar ile tanımlandığından sekiz farklı anahtar kombinasyonu mümkündür. Bu sekiz anahtar kombinasyonu sekiz adet faz-gerilim kombinasyonunu belirler. Şekil 3.9 ve Şekil 3.10'daki diyagramlar bu anahtarlama pozisyonlarını ve oluşan vektörleri gösterir.



Şekil 3.9. Üç fazlı inverterin vektör pozisyonları ve referans vektör gerilimi V_{sref} ; T_1 ve T_2 sırasıyla V_1 ve V_2 'nin anahtarlama periyotları.



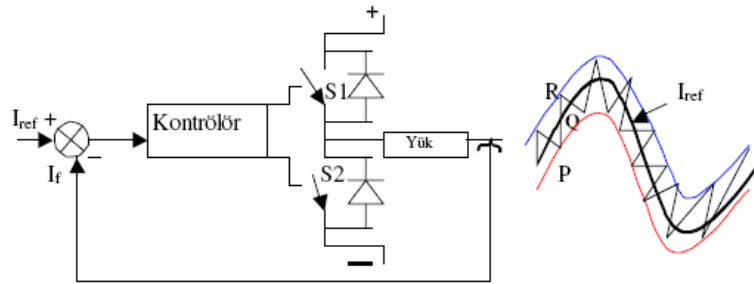
Şekil 3.10. Üç fazlı inverterin anahtarlama pozisyonları

Vektör kontrol yöntemlerinde, sabit eksen takımındaki sekiz farklı gerilim vektörü ile üç fazlı sinüzoidal akımların üretilmesi için modülasyon teknikleri kullanılır. Bu teknikler arasında en uygun olanı uzay vektör modülasyonu (SVM) tekniğidir. SVM tekniği ile gerilim vektörünün genliğini ve fazını istenilen yörüngede kontrol etmek mümkündür.

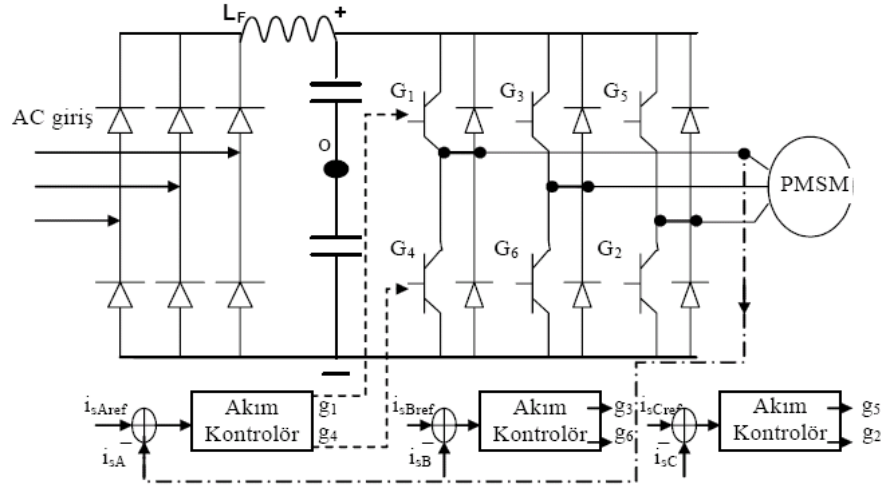
Referans gerilim uzay vektörü gösterilen altı üçgenden herhangi birinde olabilir. Örnek olarak V_1 ve V_2 vektörleri ile belirlenen üçgen içinde olma durumu Şekil 3.9'da gösterilmiştir. Bu durumda anahtarlama sırası $V_0 \rightarrow V_1 \rightarrow V_2 \rightarrow V_7 \rightarrow V_2 \rightarrow V_1 \rightarrow V_0$ şeklindedir.

3.6.2. Akım kontrollü PWM inverterler

Akım kontrollü PWM kullanıldığı zaman, hızlı akım kontrol döngüsüne sahip uygun bir PWM voltaj kaynağı inverteri devreye yerleştirilmelidir. Akım kontrolü yönteminin çok çeşitleri vardır, bunlardan birisi; Histerisiz Kontroldür. Çıkış "histerisiz bandı" içerisinde osilasyona izin verir. Histerisiz bandına dokunulduğu zaman anahtarlama gerçekleşir. Sekil 3.11 'de Akım kontrollü PWM ve histerisiz bandı, Sekil 3.12'de ise Akım kontrollü transistörlü bir PWM inverter devresi verilmiştir.



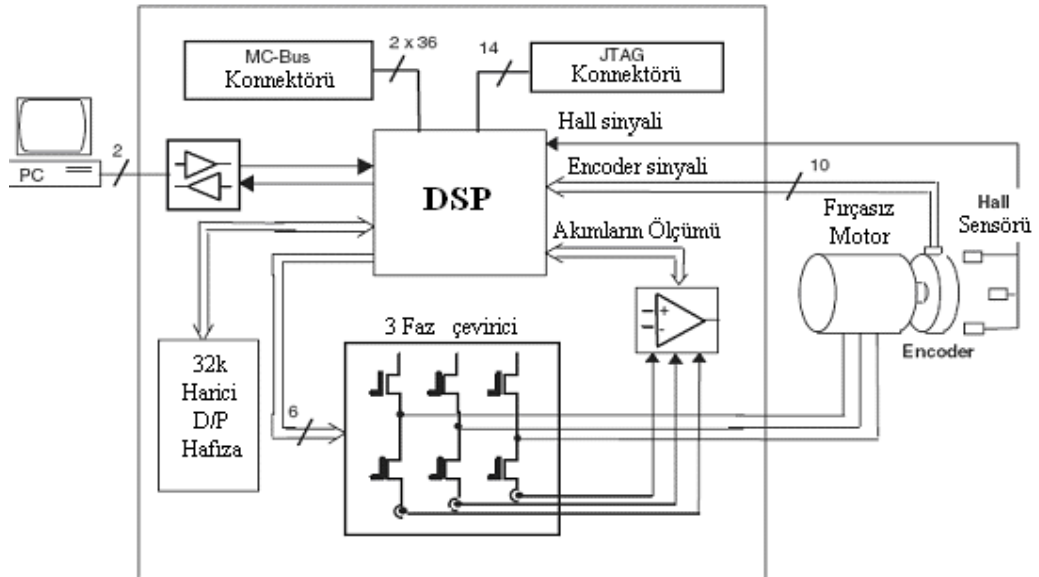
Şekil 3.11. Akım kontrollü PWM ve Histerisiz bandı



Şekil 3.12 Akım kontrollü PWM inverter

3.7. DSP Deney Seti

Deneyisel sonuçlar için kullanılan DSP setinde 1 adet sayısal işaret işlemcisi ,1 adet daimi mıknatıslı senkron motor (PMSM) bulunmaktadır.Aşağıda DSP setinin blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 3.13. DSP seti blok diyagramı

DSP setinde ASM yada C kodlarında hazırlanan program derlendikten sonra DSP'ye yüklenerek PMSM motorunun kontrolü sağlanmaktadır. Motordan alınan veriler bilgisayar ile ekrana grafik olarak iletilmektedir.

Ek-1'de bu çalışmada kontrolü gerçekleştirilen PMSM motorunun mekanik ve teknik özellikleri verilmiştir.

4. ARAŞTIRMA YÖNTEMLERİ ve BULGULAR

4.1. PMSM Motorun Matematiksel Modeli

Fırçasız motor sürücülerin matematiksel analizleri ile ilgili değişik çalışmalar mevcuttur. Bu çalışmalarda fırçasız motor modeli; durum-uzay denklemleri, fourier serileri ve d-q eksen modelleri şeklinde elde edilmiştir (Luk ve Lee 1994, Bonvin ve Perriard 2000, Lee ve Ehsani 2003, Singh ve Jain 2003). Fırçasız motorların zıt emk ve akım dalga şekillerinin sinüzoidal olmayan yapısından dolayı, d-q modelinin kullanımı elverişsiz olmaktadır. Ayrıca, bu parametreleri sinüzoidal kabul ederek model elde etmek anlamsızdır. Modelleme ve simülasyon çalışmalarında, faz değişimi yaklaşımını kullanmak daha kolay olmaktadır (Toliat ve Gopalarathnam 2002). Fırçasız motor sürücülerin matematiksel analizini yapabilmek için aşağıdaki kabullerin yapılması, kolaylık sağlamaktadır (Lee ve Ehsani 2003, Kim 2003).

- Motor doyumda değildir.
- Motor sargıları sabit bir dirence, öz endüktansa ve karşılıklı endüktansa sahiptir. Tüm fazların dirençleri ve endüktansları eşittir.
- Fazların hepsi aynı zıt emk şekline sahiptir.
- İnverterdeki güç yarıiletkenleri idealdir.
- Demir kayıpları ihmal edilebilir düzeydedir.

Yukarıdaki kabuller dikkate alınarak, DMS motorun stator eksenine göre denklemleri aşağıdaki gibidir.

$$\begin{aligned}
 U_{\alpha} &= Ri_{\alpha} + L \frac{di_{\alpha}}{dt} + e_{\alpha} \\
 U_{\beta} &= Ri_{\beta} + L \frac{di_{\beta}}{dt} + e_{\beta}
 \end{aligned}
 \tag{4.1}$$

$$\begin{aligned} e_\alpha &= -\lambda_0 \omega_e \sin \theta_e \\ e_\beta &= -\lambda_0 \omega_e \cos \theta_e \end{aligned} \quad (4.2)$$

$$T_e = \frac{2}{P} \left(B \omega_e + J \frac{d\omega_e}{dt} \right) + T_y \quad (4.3)$$

Bu denklemler yeniden düzenlenirse matematiksel model;

$$\frac{\partial i_\alpha}{\partial t} = -\frac{R}{L} i_\alpha - \frac{1}{L} e_\alpha + \frac{1}{L} U_\alpha$$

$$\frac{\partial i_\beta}{\partial t} = -\frac{R}{L} i_\beta - \frac{1}{L} e_\beta + \frac{1}{L} U_\beta \quad (4.4)$$

$$\frac{\partial \omega_e}{\partial t} = \left(\frac{p}{2J} \right) \left[T_e - B \left(\frac{2}{p} \right) \omega_e - T_y \right] \quad (4.5)$$

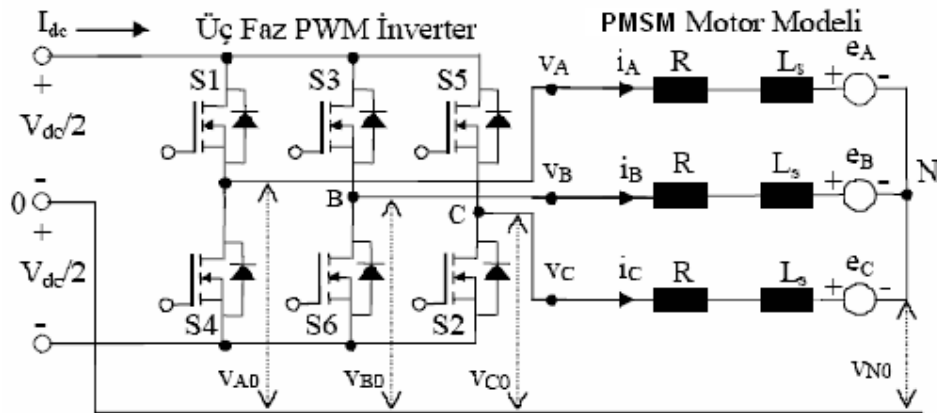
Sayısal integrasyon işleminde dikkat edilmesi gereken önemli bazı noktalar vardır. Bunlardan birincisi; örnekleme periyodunun seçilmesidir. Örnekleme periyodu seçilirken modellenen sistemin tepki hızı dikkate alınmalıdır. Yani, sistemden yeterli sıklıkta örnek alınmalı ve bilgi kaybı olmamalıdır. İkinci önemli nokta; modelleme çalışmaları için mümkün olduğunca az kabullenme yapılmalı ve model elde edilirken tüm fiziksel parametreler dikkate alınmalıdır. Diğer önemli bir nokta ise; nümerik hesaplamalarda hassasiyete ve doğruluğa dikkat etmek gerekmektedir. Bu amaçla uygulamalarda çeşitli nümerik hesaplama yöntemleri kullanılmaktadır.

4.2. Üç Faz PWM İverter ve Histeresis Akım Kontrol Modeli

Histeresis PWM akım kontrol devresinde, referans akım üreticinden gelen anahtarlama sinyalleri ve motor faz gerilimleri üretilmektedir. referans faz akımları ile, motorun gerçek faz akımları karşılaştırılarak akım hata değerleri elde edilmektedir. Bu değerler, bir histeresis bandından geçirilmekte ve anahtarlama durumlarına uygun olarak üç faz PWM inverter anahtarlama sinyalleri ve motor faz gerilimleri üretilmektedir

Akım kontrol döngüsü içerisinde yer alan üç fazlı PWM inverter ve DMS motor sisteminin eşdeğer devre şeması, Şekil 4.1'de verilmiştir. Şekilde verilen inverter sisteminde, yarı iletken MOSFET anahtarlar, anahtarlama durumlarına göre düzenli bir şekilde iletme sokulmaktadır.

Böylece motor sargılarına besleme gerilimi uygulanmaktadır. Şekilde görüldüğü gibi, her bir yarı iletken anahtar, elektriksel olarak 120° iletimde ve 60° kesimde kalmaktadır. Bunun sonucu, herhangi bir anda üç fazlı DMS motorun iki sargısı enerjili iken, üçüncü sargısı boşta kalmaktadır.



Şekil 4.1. Fırçasız motor ve üç faz PWM inverter devresi

Şekil 4.1’de görülen motor eşdeğer devresinde, her bir faz sargısı özdeş kabul edildiği için, üç fazlı sistem dengeli olmaktadır. Dengeli bir sistemde ise denklem (4.6)’da verildiği gibi, faz gerilimleri, faz akımları ve zıt emk’larının toplamı sıfır olmaktadır. Eşdeğer devreden motor faz gerilimleri, denklem (4.7)’deki gibi yazılır.

$$\begin{aligned}i_A + i_B + i_C &= 0 \\V_A + V_B + V_C &= 0 \\e_A + e_B + e_C &= 0\end{aligned}\tag{4.6}$$

$$\begin{aligned}V_A &= Ri_A + L \frac{di_A}{dt} + e_A \\V_B &= Ri_B + L \frac{di_B}{dt} + e_B \\V_C &= Ri_C + L \frac{di_C}{dt} + e_C\end{aligned}\tag{4.7}$$

Benzer şekilde motor yıldız noktasının (N), DC kaynağın sanal orta noktasına göre gerilim farkına V_{NO} denilirse, inverter uç gerilimleri (V_{AO} , V_{BO} , V_{CO}) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}V_{AO} &= Ri_A + L \frac{di_A}{dt} + e_A + V_{NO} \\V_{BO} &= Ri_B + L \frac{di_B}{dt} + e_B + V_{NO} \\V_{CO} &= Ri_C + L \frac{di_C}{dt} + e_C + V_{NO}\end{aligned}\tag{4.8}$$

Fırçasız motorların çalışmasında, iki fazın iletimde ve üçüncü fazın kesimde olduğu düşünülürse; sargı akımlarından biri sıfır, diğerleri ise aynı genlikte fakat birbirlerine zıt yönde olmaktadır. Örneğin faz akımları; $i_A = -i_B$ ve $i_C = 0$ olarak alınabilir. Bu özellik ve

denklem (4.6) ile verilen ifadeler göz önüne alınır ve (4.8)'teki ifadeler alt alta toplanıp düzenlenirse,

$$V_{NO} = \frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad (4.9)$$

olarak elde edilir. (4.8) ve (4.9) denklemlerinden faz gerilimleri aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} V_A &= V_{AO} - V_{NO} \\ V_B &= V_{BO} - V_{NO} \\ V_C &= V_{CO} - V_{NO} \end{aligned} \quad (4.10)$$

Denklem (4.10)'da (4.9) denklemindeki ifade yerine yazılarak faz gerilimleri, DC kaynağın sanal orta nokta gerilimleri cinsinden matris formunda aşağıdaki gibi elde edilir.

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Akım kontrol döngüsünde, motor akımı hata değerleri (h_{iA} , h_{iB} , h_{iC}) üretilen referans faz akımlarından (i_A^* , i_B^* , i_C^*) gerçek motor faz akımları (i_A , i_B , i_C) çıkartılarak elde edilmiştir.

$$\begin{aligned} h_{iA} &= i_A^* - i_A \\ h_{iB} &= i_B^* - i_B \\ h_{iC} &= i_C^* - i_C \end{aligned} \quad (4.12)$$

Elde edilen akım hata değerleri, tanımlanan bir histerezis bandından ($\pm h_b$) geçirilir ve DC kaynağın sanal orta noktasına göre faz gerilimleri, V_{dc} besleme gerilimi cinsinden aşağıdaki gibi bulunur.

$$\begin{aligned} h_{ia} \geq h_b \text{ ise } V_{AO} &= \frac{V_{dc}}{2} \\ h_{ia} \leq h_b \text{ ise } V_{AO} &= -\frac{V_{dc}}{2} \end{aligned} \quad (4.13)$$

$$\begin{aligned} h_{ib} \geq h_b \text{ ise } V_{BO} &= \frac{V_{dc}}{2} \\ h_{ib} \leq h_b \text{ ise } V_{BO} &= -\frac{V_{dc}}{2} \end{aligned} \quad (4.14)$$

$$\begin{aligned} h_{ic} \geq h_b \text{ ise } V_{CO} &= \frac{V_{dc}}{2} \\ h_{ic} \leq h_b \text{ ise } V_{CO} &= -\frac{V_{dc}}{2} \end{aligned} \quad (4.15)$$

Denklem (4.13), (4.14) ve (4.15)'te verilen ifadeler denklem (4.11)'de kullanılarak motor faz gerilimleri, DC kaynak gerilimi cinsinden elde edilmiştir.

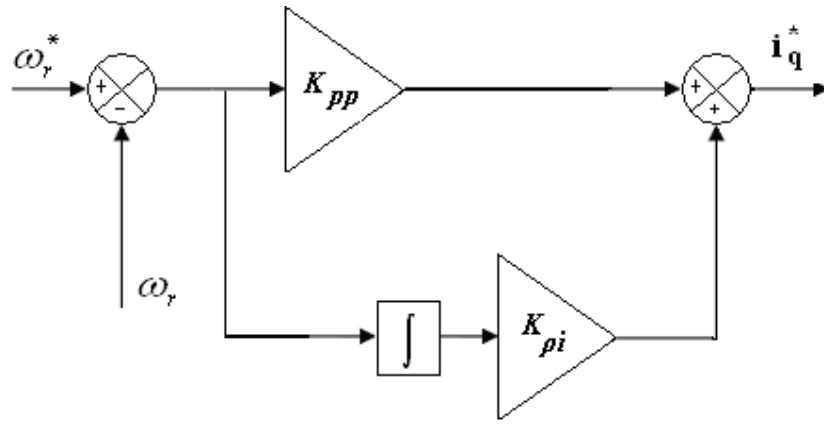
4.3. PMSM Motorun Hız Kontrolünün Simülasyon Ortamında ve Deneysel Olarak Gerçekleştirilmesi

4.3.1. PI Kontrol yöntemi

PI Kontrolü, P (Oransal) ve I (İntegral) kontrollerin birleşiminden oluşur. P kontrol; normal olarak kararlı bir çalışma oluşturur ve sürekli rejim hatası oluşur. Kazanç sabiti (K_{pp}) değeri arttırılarak bu hata küçültülebilir. I kontrol; hatanın integrali alınarak

sürekli rejim hatasını sıfırlanmaya çalışılır. P ve I kontrollerinin birleşiminden oluşan PI kontrolde ise sistemin sürekli rejim hatası sıfırdır.

PI Kontrol sisteminden, kontrol birimi olarak elektronik bir integral alıcı bulunur ve hata sinyalinin zamana göre integrali alınarak sonuç hata sinyaline eklenir. Şekil 4.2’de PI kontrol sisteminin blok şeması verilmiştir.



Şekil 4.2. Oransal-İntegral (PI) kontrol devresi

Şekil 4.2’deki sistemin çıkışı ;

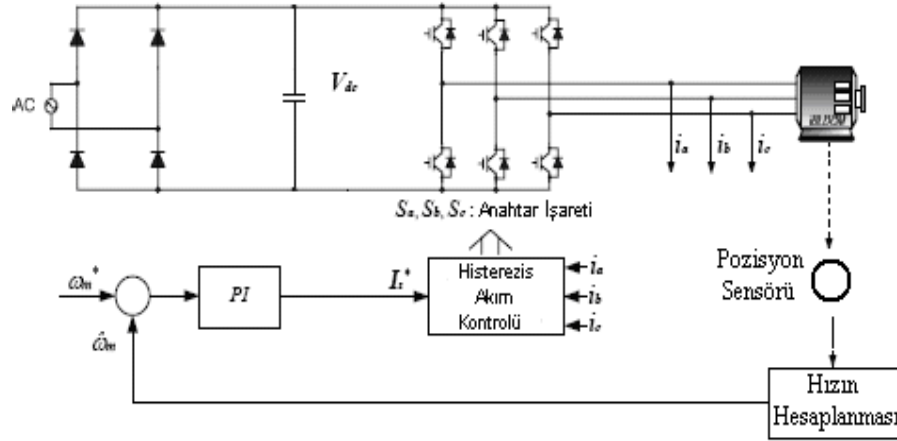
$$i_{qs}^* = K_{pp} (\omega_r^* - \omega_r) + K_{pi} \int_0^t (\omega_r^* - \omega_r) dt \quad (4.16)$$

olur.

MATLAB Programlama dili ile simülasyonu gerçekleştirilen sistemin blok diyagramı şekil 4.3’te verilmiştir.

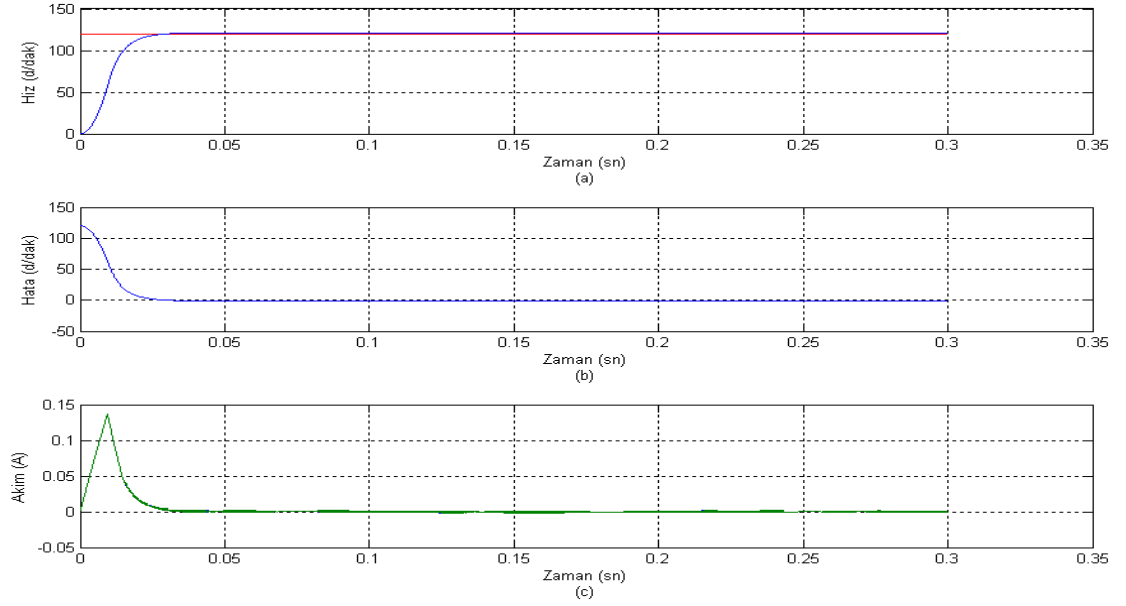
Önceki bölümlerde yapısı ve çalışma şekli anlatılarak matematiksel modeli çıkartılan PMSM motorun simülasyonu için program akış diyagramı Ek-2’de verildiği gibidir. PMSM motorun simülasyonunda $i_{base} = 1$ (A) , $h_b = 0.0001$, $R=7.5$ (Ω),

$L-M=0.00480(H)$, $J = 4.6*10^{-7} (kg/m^2)$, $\lambda_m = 0.0021 (wb)$, $B_m = 1*10^{-4}$, $V_{dc} = 15 (V)$,
 $P = 2$ Parametreleri kullanılmıştır.

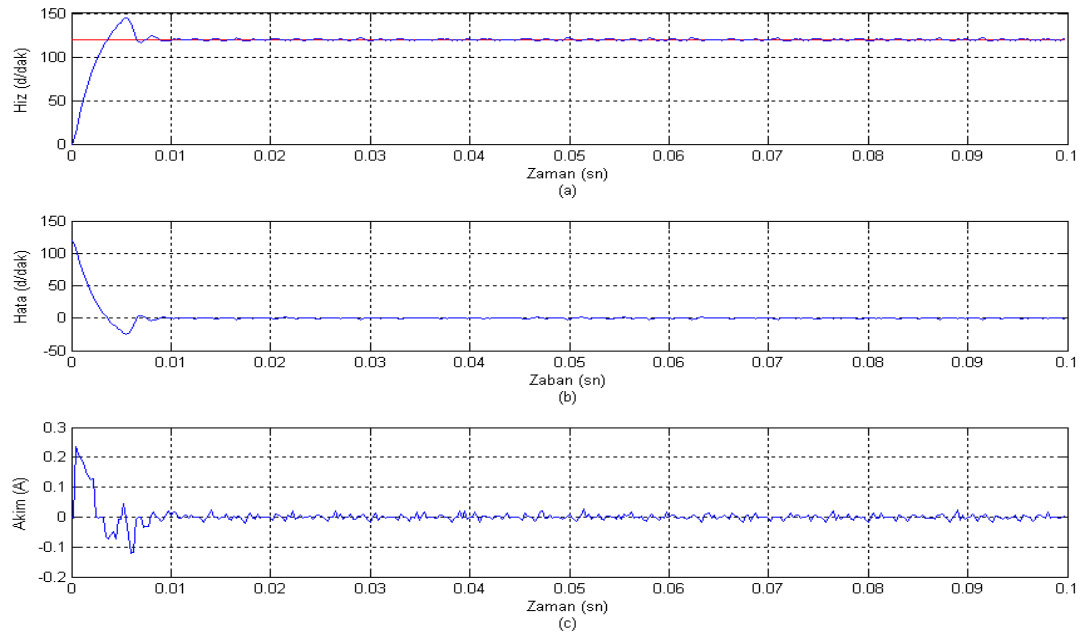


Şekil 4.3. PI Kontrol Yöntemi ile DMS Motorun Hız Kontrol Devresi

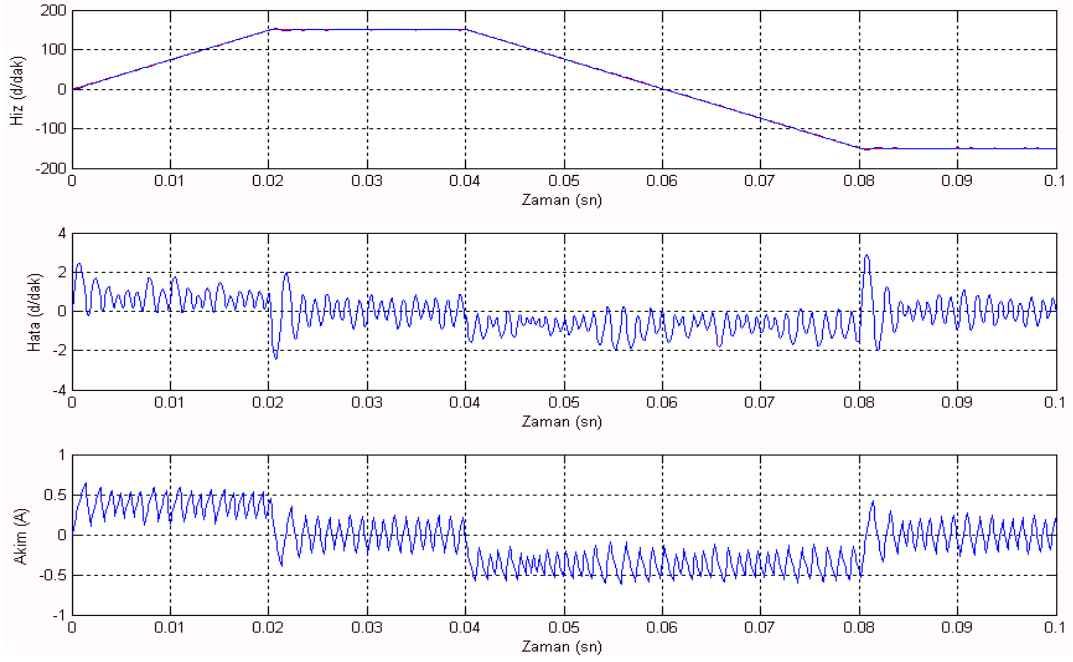
Simülasyonda hız kontrolü yapılan DMS motorun hız karakteristikleri iki ayrı referans hız alınarak gerçekleştirilmiştir. İlk önce sabit (step) referans hız alındı, daha sonra trapezoidal referans hız alınarak yapıldı ve motorun çıkış karakteristikleri (hız, hız hatası ve akım) incelendi. Her iki referans hızda DMS motorun yüksüz durumda karakteristikleri çizildi. Şekil 4.4 - 4.7'de simülasyon sonuçları ve deneysel sonuçlar verilmiştir.



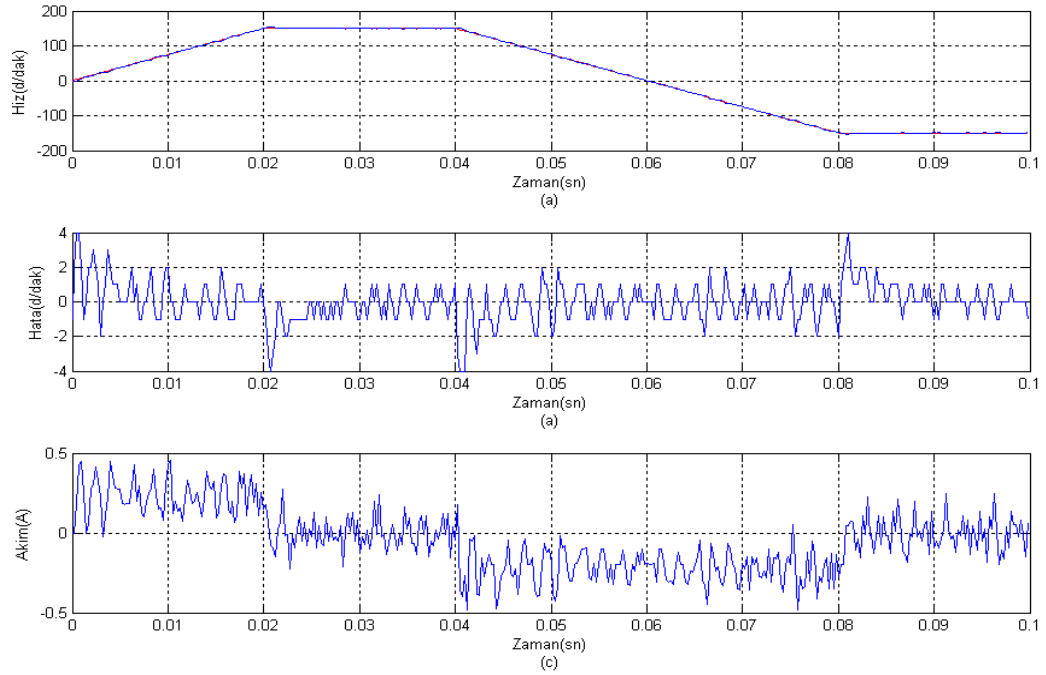
Şekil 4.4. DMS motorun simülasyon sonucu step referansa göre hız(a), hız hatası(b) ve İa akım(c) grafikleri



Şekil 4.5. DMS motorun deneysel olarak step referansa göre hız(a), hız hatası(b) ve İa akım(c) grafikleri



Şekil 4.6. DMS motorun simülasyon sonucu Trapezoidal referansa göre hız(a), hız hatası(b) ve İa akım(c) grafikleri



Şekil 4.7. DMS motorun deneysel olarak Trapezoidal referansa göre hız(a), hız hatası(b) ve İa akım(c) grafikleri

4.4. PM Senkron Motorlar İçin Akım ve Hız Kestirimi

Sinyal enjekte metodunda rotor pozisyonunu kestirmek için rotor pozisyonuna bağlı olarak değişen indüktans kullanılır ve bu yöntemde motor parametrelerine ihtiyaç duyulmaz. İndüktans değişimini algılamak için dönüştürücüden aktarılan yüksek frekanslı gerilim veya akım işareti kullanılır. Diğer taraftan model tabanlı yöntemde ilave bir sinyale ihtiyaç duymaksızın akı ve zıt elektromotor kuvvetinin temel bileşeni olan stator akım ve gerilimlerinden faydalanılarak rotorun hız ve pozisyonunu kestirir.

Bu çalışmada akım kestirimi için bir gözlemci önerildi ve akım hataları kullanılarak motorun açısal hızı hesaplandı. Simülasyon sonuçları önerilen algoritmanın başarılı bir şekilde çalıştığını göstermektedir.

4.4.1. Gözlemci modeli ve hız kestirimi

4.4.1.a. Akım gözlemci

Denklem 4.4 ve 4.5'te verilen PMSM denklemlerini dikkate alarak akım gözlemcisi için aşağıdaki modeli alırsak;

$$\begin{aligned}\frac{\partial \hat{i}_\alpha}{\partial t} &= -\frac{R}{L} \hat{i}_\alpha - \frac{1}{L} \hat{x}_\alpha + \frac{1}{L} U_\alpha \\ \frac{\partial \hat{i}_\beta}{\partial t} &= -\frac{R}{L} \hat{i}_\beta - \frac{1}{L} \hat{x}_\beta + \frac{1}{L} U_\beta\end{aligned}\quad (4.17)$$

Buradan \hat{x}_α ve \hat{x}_β sırasıyla ,

$$\hat{x}_\alpha = K \text{sign}(\varepsilon_\alpha), \quad \hat{x}_\beta = K \text{sign}(\varepsilon_\beta) \quad (4.18)$$

\mathcal{E}_α ve \mathcal{E}_β akım hatası ve $K > 0$ için (Derdiyok vd.,2002)

$$\mathcal{E}_\alpha = \hat{i}_\alpha - i_\alpha, \quad \mathcal{E}_\beta = \hat{i}_\beta - i_\beta \quad (4.19)$$

4.4.1.b. Hız kestirim algoritması

Gözlemlenen akımın gerçek akıma yakınsaması durumunda aşağıdaki denklem yazılabilir.

$$\hat{x}_\alpha \cong e_\alpha, \quad \hat{x}_\beta \cong e_\beta \quad (4.20)$$

Denklem (4.3) ve (4.20) kullanılarak;

$$\hat{\dot{x}}_\alpha \cong -\lambda_0 \omega_e \sin \theta_e, \quad \hat{\dot{x}}_\beta \cong -\lambda_0 \omega_e \cos \theta_e \quad (4.21)$$

yazılabilir. Motor hızının değişiminin elektriksel değişkenlere (akım, gerilim) göre yavaş olduğu kabul edilirse $\dot{\omega}_e \cong 0$ eşitliği yazılabilir. Bu durumda denklem (4.2)'de verilen zıt elektromotor kuvvetlerin türevleri ise;

$$\dot{e}_\alpha = \omega_e e_\beta \quad \text{ve} \quad \dot{e}_\beta = -\omega_e e_\alpha \quad (4.22)$$

şeklinde yazılabilir. Denklem (4.20) ve (4.21) kullanılarak hız kestirimi için aşağıdaki ifadeler yazılabilir;

$$\hat{\dot{x}}_\alpha = \hat{\omega}_e \hat{x}_\beta, \quad \hat{\dot{x}}_\beta = -\hat{\omega}_e \hat{x}_\alpha \quad (4.23)$$

Denklem (4.22) yeniden düzenlenirse hız kestirimi için

$$\hat{\omega}_e = \frac{\hat{x}_\beta \dot{\hat{x}}_\alpha - \hat{x}_\alpha \dot{\hat{x}}_\beta}{\hat{x}_\alpha^2 + \hat{x}_\beta^2} \quad (4.24)$$

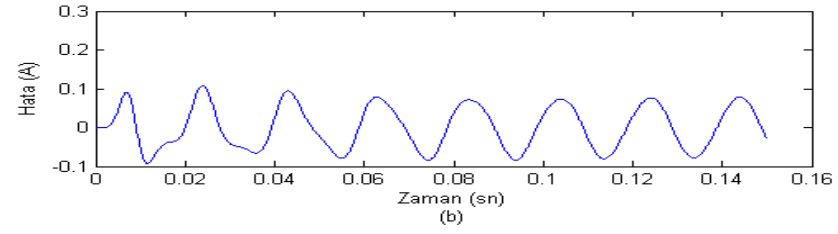
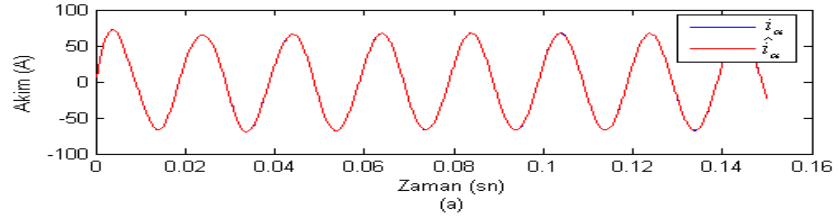
ifadesi elde edilir. Bu eşitlikte \hat{x}_α ve \hat{x}_β süreksiz değişkenlerdir. Alçak geçiren filtre kullanılarak \hat{x}_α ve \hat{x}_β 'nın sürekli değerleri aşağıdaki şekilde elde edilir.

$$z_\alpha = \frac{1}{1 + \mu s} \hat{x}_\alpha, \quad z_\beta = \frac{1}{1 + \mu s} \hat{x}_\beta \quad (4.25)$$

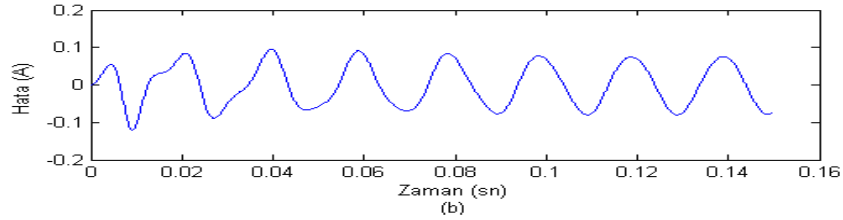
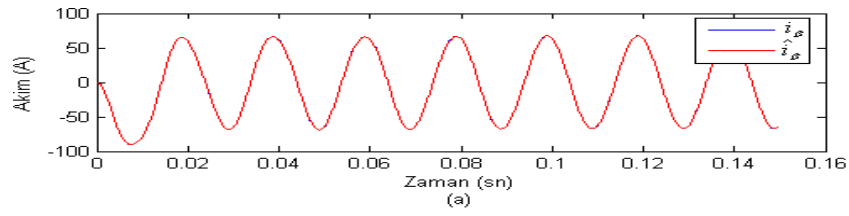
Denklemden kullanılan μ filtrenin zaman sabitidir. Filtrenin zaman sabiti μ sürekli bileşenler içeren ve yüksek frekans bileşenlerini de eleyebilecek şekilde seçilir. Denklem (4.25) dikkate alınarak denklem (4.24) şu şekilde yazılabilir;

$$\hat{\omega}_e = \frac{z_\beta \dot{z}_\alpha - z_\alpha \dot{z}_\beta}{z_\alpha^2 + z_\beta^2} \quad (4.26)$$

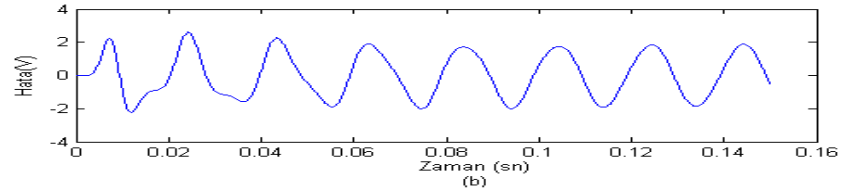
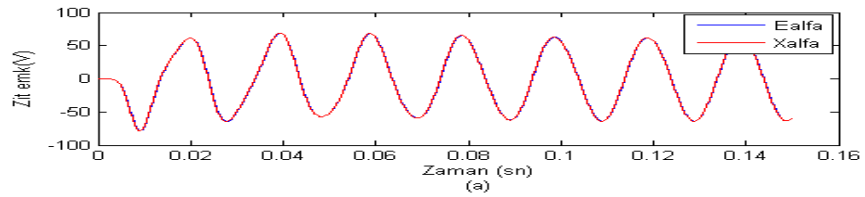
Aşağıda $R=1.0(\Omega)$, $L=0.005(H)$, $\lambda=0.2(wb)$, $B=0.0002$, $J=0.0002(kg/m^2)$, $P=2$, $V=180(V)$, $h=0.0001$ parametreleri kullanılarak yapılan simülasyon sonucunda; gerçek akım, gözlemlenen akım, zıt emk ve hız değişimleri ile bu durumlara ait kestirim sonuçları verilmiştir. Şekil 4.8 ve 4.9'da verilen yüksüz çalışmadaki akım kestirim hatasının yaklaşık %0.1 civarında olduğu ve buna bağlı olarak zıt emk ve hız kestirimlerinin de kabul edilebilir düzeylerde olduğu yine Şekil 4.10 ve 4.12'den görülmektedir. $T_y = 0.3$ Nm yük değeri için motorun hız kestirimi sonucu elde edilen grafik Şekil 4.13'te verilmiştir. Bu değerler akım gözetleyicinin ve hız kestirimin yük altında bile iyi sonuçlar ürettiğini göstermektedir. Yük altında motor çalışmaya başladıktan 20 milisaniye sonra hata kabul edilebilir değerlere düşmektedir (%0.15'in altında) ve giderek azalmaktadır.



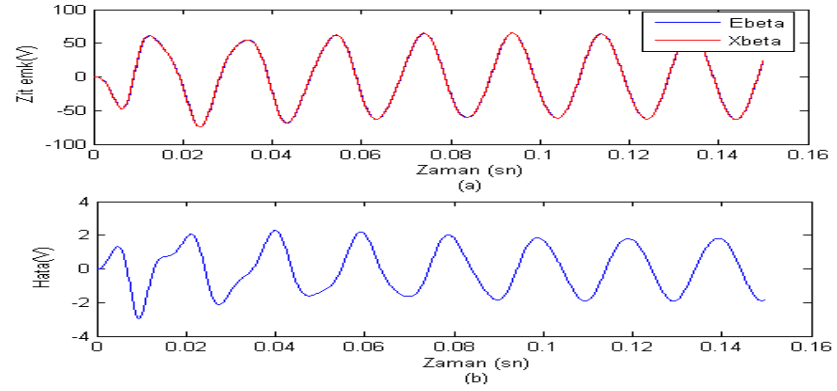
Şekil 4.8. (a) Gerçek akım (i_α) ve gözlenen akım (\hat{i}_α), (b) akım kestirim hatası



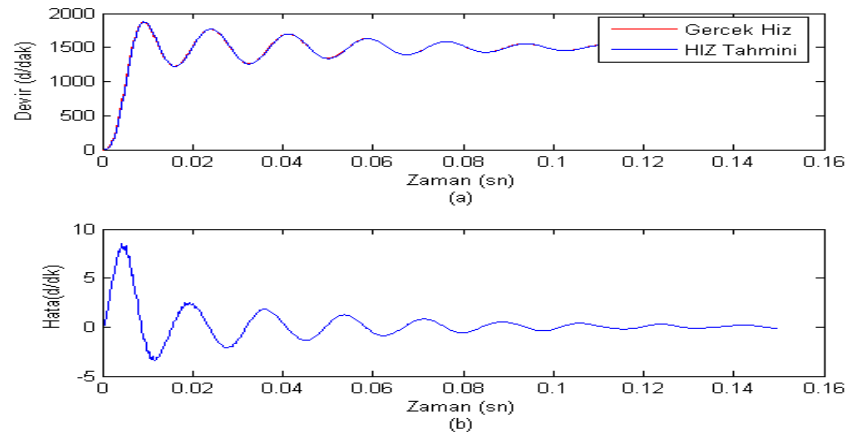
Şekil 4.9. (a) Gerçek akım (i_β) ve gözlenen akım (\hat{i}_β), (b) akım kestirim hatası



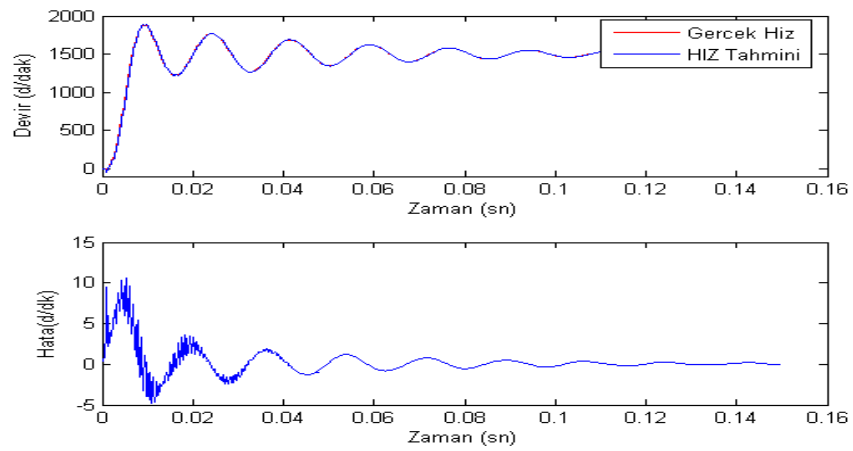
Şekil 4.10. (a) Gerçek zıt emk (e_α) ve kestirilen zıt emk (x_α), (b) zıt emk kestirim hatası



Şekil 4.11. (a) Gerçek zıt emk (e_β) ve kestirilen zıt emk (x_β), (b) zıt emk kestirim hatası



Şekil 4.12. Yüksüz durumunda (a) Gerçek hız ve kestirilen hız, (b) Hız kestirim hatası



Şekil 4.13 . Motor $T_y = 0.3$ Nm'lik yük altında (a) Gerçek hız ve kestirilen hız, (b) Hız kestirim hatası

5. TARTIŞMA VE SONUÇ

Bu çalışmada, kullanımı hızla yaygınlaşan özel elektrik motorlarından PMSM motorların, PI kontrol yöntemi ile kontrolü simüle edilmiş ve bir DSP kullanılarak hız kontrolü uygulamalı olarak gerçekleştirilmiştir.

DMS motorlar için bir hız kestirim algoritması önerilmiş ve bu algoritmanın simülasyon sonuçları alınmıştır. Verilen grafiklerden anlaşılacağı üzere kestirimi yapılan akım ve zıt elektromotor kuvvet gerçek değerlerine çok yakın hassasiyette belirlenmiştir. Uygun filtreleme yapılarak hız kestirimindeki hata en düşük seviyeye getirilmiştir.

DMS motorlar için önerilen akım gözlemci tabanlı hız kestirimi sonuçları açıkça göstermiştir ki hız kestirim hatası oldukça düşüktür ve gözlemci gayet gürbüz çalışmaktadır. Bu sonuçlar önerilen algoritmanın hız kestiriminde gayet başarılı olduğunu göstermektedir. Zaman yetersizliğinden dolayı bu tez aşamasında gözlemci denklemlerini deneysel olarak gerçekleştiremedik. Bundan sonraki çalışmalarımızda önerilen algoritmanın geliştirilmesi ve deneysel olarak gerçekleştirilmesi hedeflenmektedir. Önerilen algoritmada açısal hız değişimi elektriksel değişkenler yanında ihmal edilmiş ve ayrıca süreksiz bir gözlemci yapısı kullanılmıştır. Bundan sonraki çalışmalarda süreksizlik probleminin ortadan kaldırılması ve hız değişimlerinin dikkate alınarak yeni yaklaşımlar geliştirilmesi planlanmaktadır.

KAYNAKLAR

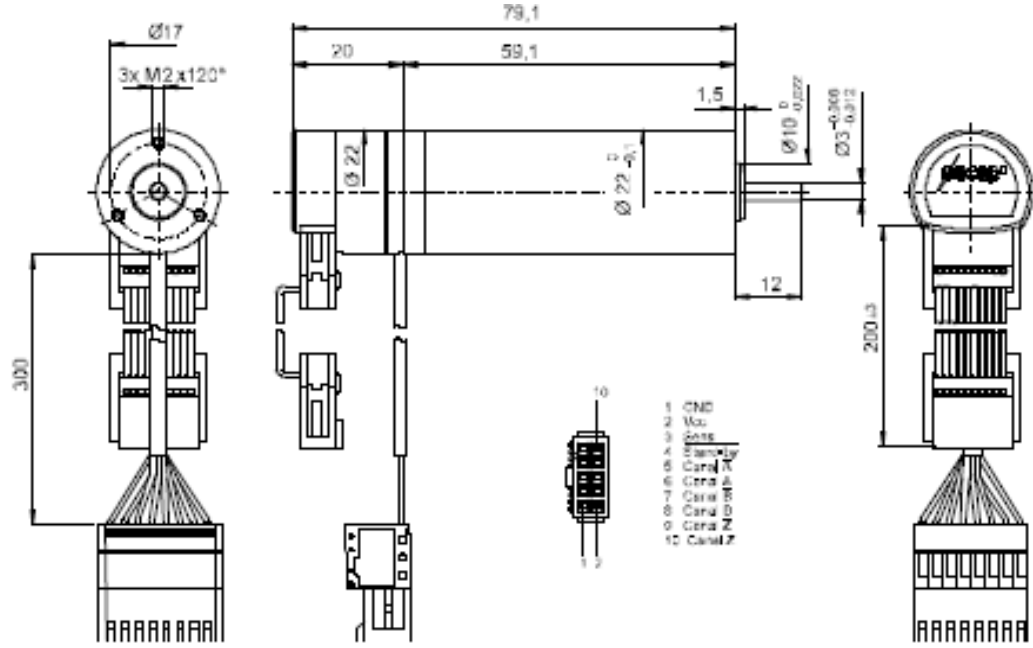
- Adam, A.A., 2007. Sabit Mıknatıslı Senkron Motorda moment Dalgalanması ve Gürültünün Azaltılması. (Doktora Tezi), Yıldız Teknik Üni. Fen Bil. Enst., İstanbul
- Adnanes, A. K., 1991. Torque Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motors. IEEE, in Proc. PESC, 695-701.
- Aydın, S., 1996. Sabit Mıknatıslı Fırçasız Doğru Akım Motorlarının Analizi. (Yüksek Lisans Tezi), Fırat Üni. Fen Bil. Enst., Elazığ
- Aydoğdu, Ö., 2006. Fırçasız Doğru Akım Motorların Genetik Tabanlı Bulanık Denetleyici İle Sensörsüz Kontrolü. (Doktora Tezi), Selçuk Üni. Fen. Bil. Enst., Konya
- Bal, G., 2004. Özel Elektrik makineleri. Seçkin Yayıncılık A.S., Ankara.
- Bizot, C., Brottes, J., Lungeanu, M., Poulsen, B., Séra, D. ve Sørensen, M. B., 2003. Sensorless Control for PMSM. Power Electronics and Drives, Institute of Energy Technology, Aalborg University, Denmark.
- Bolton, W., 2003. Mechatronics Electrical Control Systems in Mechanical and Electrical Engineering. Third Edition, Prentice Hall, UK, pp29-30.
- Buzcu, İ.E., 2005. Daimi Mıknatıslı Senkron Motorun Alan Yönlendirmeli Kontrolü ve Pasif Filtre ile Harmoniklerinin Azaltılması. (Yüksek Lisans Tezi), Yıldız Teknik Üni. Fen Bil. Enst., İstanbul
- Chen, Z., Tomita, M., Doki, S., and Okuma, S., 2000. New Adaptive Sliding Observers for Position and Velocity-Sensorless Controls of Brushless DC Motors. IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 47, No. 3, June 2000
- Chin, Y.K., Souldard, J., 2003. A Permanent Magnet Synchronous Motor for Traction Applications of Electric Vehicles. Royal Institute of Technology (KTH) Department of Electrical Engineering Permanent Magnet Drives (PMD) Research Group, Stockholm/Sweden.
- Dan, S., Zhu, J. G. ve He, Y. K., 2003. A Space Vector Modulation Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Systems. IEEE, Power Electronics and Drive Systems 2003-PEDS2003, 692-697.
- Derdiyok A., Güven M.K., Rehman H., İnanç N., Longya Xu., Design and implementation of a new sliding-mode observer for speed-sensorless control of induction machine, IEEE Transactions on Industrial Applications, Vol. 49 Issue:5, pp.1177-1182, Oct 2002
- Essam, S. H., 1994. Design of Small Electrical Machines, John Wiley & Sons, UK, pp. 167-175.
- French, C. and Acarnley, P., 1996. Direct torque control of permanent magnet drives, IEEE Transactions on Industrial Applications., Vol. 32 Issue: 5, pp.1080-1088, Sept./Oct. 1996.
- Hemati, N., Leu, M.C., 1992. A Complete Model Characterization of Brushless DC Motors. IEEE Transactions on Industry Applications 28.1: 172-180.
- Hendershot, J.R., Miller, T.J.E., 1994. Design of Brushless Permanent-Magnet Motor, Oxford Univ. Pres Inc. New York.

- Kang, K., Kim, J., Hwang, K., and Kim, K., 2004 Sensorless Control of PMSM in High Speed Range with Iterative Sliding Mode Observer. APEC'04 19th Annual Meeting, 2004.
- Kestler, W., 2000. Mixed Signal and DSP Design Techniques. Published by Analog Devices, Inc. USA.
- Kim, K.H., Youn, M.J., 2002. DSP Based High Speed Sensorless Control for a Brushless DC Motor using a DC Link Voltage Control. Electric Power Components and Systems 30: 889-906.
- Kim, U., Lieu, D.K., 1998. Magnetic Field Calculation in Permanent Magnet Motors with Rotor Eccentricity: Without Slotting Effect. IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 34 Issue: 4 Part: 2, pp. 2243 –2252
- Lee B., Ehsani M., 2003. Advanced Simulation Model for Brushless DC Motor Drives. Electric Power Component and Systems 31: 841-868.
- Liu, T.H., Cheng, C.P., 1993. Controller Design for A Sensorless Permanent Magnet Synchronous Drive System. IEE Electric Power Applications 140: 369-378.
- Luk, P.C.K., Lee, C.K., 1994. Efficient Modelling for a Brushless DC Motor Drive. Proc. of the 20th. Int. Conf. on IEEE Industrial Electronics Society, Vol.1, pp.188-191 Bologna, September 5-9.
- Matsui, N., 1993. Sensorless Operation of Brushless DC Motor Drives. Proc. of the 19th. Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, Vol.2, pp.739-744 Hawaii, November 15-19.
- Matsui, N., Shigyo, M., 1992. Brushless DC Motor Control without Position and Speed Sensors. IEEE Transactions on Industry Applications 28.1: 120-127.
- Kang, K., Kim, J., Hwang, K., and Kim, K., 2004. Sensorless Control of PMSM in High Speed Range with Iterative Sliding Mode Observer. APEC'04 19th Annual Meeting, 2004.
- Ohm, D. Y., 1997. Dynamic Model of PM Synchronous Motors. Drivetech, Inc., Blacksburg, Virginia.
- Orman K., Derdiyok A. 2007. Sürekli Miknatıslı Eşzaman Motorlar İçin Akı ve Hız Kestirimi. TOK'07 Sabancı Üniversitesi, İstanbul
- Pfaff, G., et al. 1984. Design and Experimental Results of a Brushless DC Servo-drive. IEEE Trans. Vol. IA-20, 1984, pp.813-821.
- Pilly, P., Krishnan, R., 1989. Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives , Part I: The Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 25, No. 2, Mar./April 1989 pp. 265-273
- Shao, J., 2003. Direct Back EMF Detection Method for Sensorless Brushless DC (BLDC) Motor Drives. M.S. Thesis, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, Virginia.
- Sing B., Jain K., 2003. Implementation of DSP Based Digital Speed Controller for Permanent Magnet Brushless DC Motor. IE(I) Journal-EL. 84: 16-21.
- Su G.J., McKeever J.W., 2004. Low-Cost Sensorless Control of Brushless DC Motors With Improved Speed Range. IEEE Transactions on Power Electronics 19: 296-302.
- Yedamale, P., 2003. Brushless DC (BLDC) Motor Fundamentals, Microchip Technology Inc. App. Note, USA.

Zhong, L., Rahman, M. F., Hu, W.Y. and Lim, K.W., 1997. Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives, IEEE Transactions. on Power Electronics, vol. 12 Issue: 3, pp. 528 –536, May 1997.

EKLER

EK-1 Deneysel Çalışmada Kullanılan Motorun Parametreleri



Winding type		-116
Coil dependent parameters		
1	Phase resistance	ohm 7.5
2	Phase inductance	mH 480
3	Back-EMF constant	V/1000 rpm 2.1
4	Torque constant	mNm/A 20
Dynamic parameters		
5	Rated voltage	V 10
6	Max. voltage	V 36
7	No-load current	mA 60
8	Max. continuous current	mA 850
9	Max. cont. torque (up to 10'000 rpm)	mNm 17
10	Max. recommended speed	rpm 15000
11	Peak current	A 3
12	Peak torque	mNm 60
Mechanical parameters		
13	Rotor Inertia	kgm ² . 10 ⁻⁷ 4.6
14	Mechanical time constant	ms 8.6
15	Thermal resistance rotor-body	°C/W 3
16	Thermal res. body-ambient	°C/W 15

Encoder connector

Pin 1	GND
Pin 2	Vcc
Pin 3	Sense
Pin 4	/Stand-By
Pin 5	A-

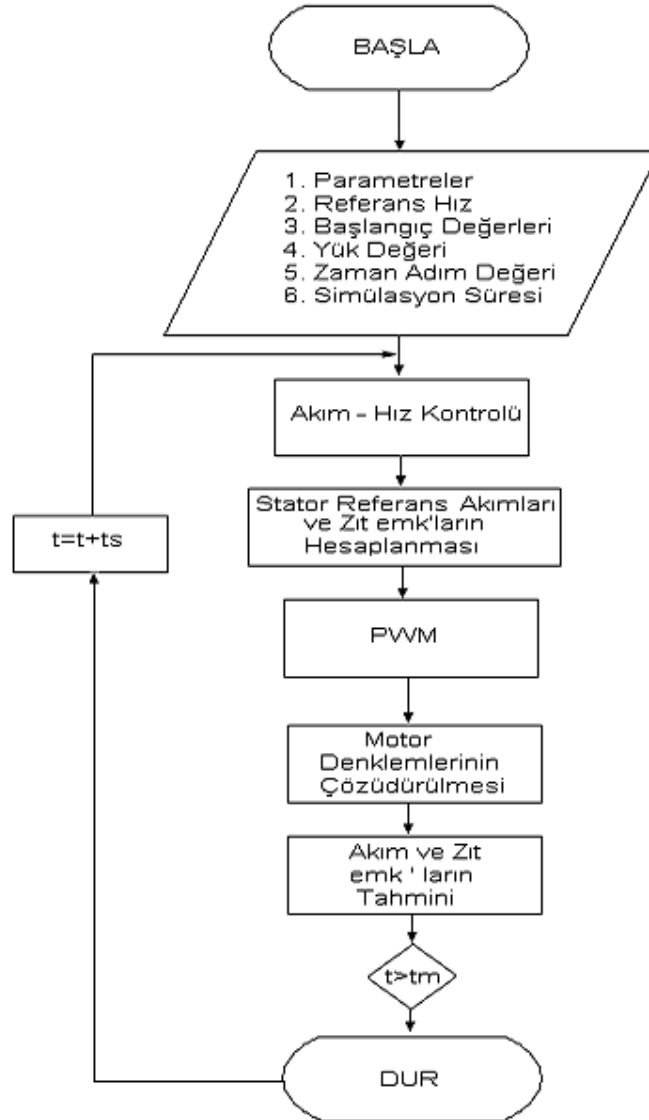
Pin 6	A+
Pin 7	B-
Pin 8	B+
Pin 9	Z-
Pin 10	Z+

Commutation Sequence

	0°	+60°	+120°	+180°	+240°	+360°
Phase A	+	NC	-	-	NC	+
Phase B	NC	+	+	NC	-	-
Phase C	-	-	NC	+	+	NC
Hall 1	1	1	0	0	0	1
Hall 2	0	1	1	1	0	0
Hall 3	0	0	0	1	1	1

Wire colors

Phase A : Violet	Hall 1 : Blue	GND : Yellow
Phase B : Grey	Hall 2 : Green	+5V : Red
Phase C : White	Hall 3 : Brown	

EK-2 Program akış diyagramı

ÖZGEÇMİŞ

1971 Yılında Erzincan'da doğdu ilk, orta ve lise öğrenimini burada tamamladıktan sonra 1996 yılında Selçuk Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik – Elektronik Mühendisliği bölümünü bitirdi. İstanbul'da NETAŞ A.Ş. Telekomünikasyon şirketinde 3 yıl çalıştıktan sonra yedek subay olarak askerlik görevini tamamlayıp Erzincan Üniversitesi Meslek Yüksekokulunda öğretim görevlisi olarak çalışmaya başladı. Halen Erzincan Üniversitesi Meslek Yüksekokulu Elektronik Haberleşme Program koordinatörü olarak görevine devam etmektedir.