

**T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**BİPOLAR UYARTIMLI SEGMENTAL ROTORLU 5-FAZLI BİR
ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTOR İÇİN Pİ DENETİMLİ
SÜRÜCÜ SİSTEMİNİN TASARIMI VE UYGULAMASI**

DOKTORA TEZİ

Erdal BÜYÜKBIÇAKCI

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRONİK VE BİLGİSAYAR EĞİTİMİ
Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK VE BİLGİSAYAR EĞİTİMİ
Tez Danışmanı : Doç. Dr. Ali Fuat BOZ

Aralık 2013

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**BİPOLAR UYARTIMLI SEGMENTAL ROTORLU
5-FAZLI BİR ANAHTARLAMALI RELÜKTANS
MOTOR İÇİN PI DENETİMLİ SÜRÜCÜ
SİSTEMİNİN TASARIMI VE UYGULAMASI**

DOKTORA TEZİ

Erdal BÜYÜKBIÇAKCI

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRONİK VE BİLGİSAYAR EĞETİMİ

Bu tez 19/12/2013 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Oybirliği ile kabul edilmiştir.

Doç. Dr.
Ali Fuat BOZ
Jüri Başkanı



Prof. Dr.
Raşit KÖKER

Üye

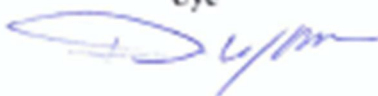

Doç. Dr.
Yılmaz UYAROĞLU
Üye



Doç. Dr.
Mehmet Hakan HOCAOĞLU
Üye



Yrd. Doç. Dr.
Durmuş UYGUN
Üye



TEŞEKKÜR

Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğü Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Anabilim Dalında sorumluluğunu aldığım Doktora tezini olanaklarımın el verdiği çerçevede en iyi şekilde hazırlamaya çalıştım. Amacım, öğrenimim süresince değerli bölüm öğretim üyelerinden ve elemanlarından edindiğim bilgileri branşım ile ilgili bu konu üzerinde yoğunlaştırıp, bilime ve insanlığa faydalı olabilmektir.

Tezimin hazırlanmasında yardımlarını esirgemeyen ve çalışmamın her aşamasında bana destek olan Doktora Tez Danışmanım Doç. Dr. Ali Fuat BOZ hocama öncelikle şükranlarımı sunar, teşekkür ederim.

Ayrıca tezimizin içerik kısmında, her konuda yardımcı olan Karasu Mesleki ve Teknik Eğitim Merkezi Elektrik Bölümü Bölüm Şefi Tek. Öğr. Ali KAYA'ya, Metal Bölümü Bölüm Şefi Yük. Tek. Öğr. Hacı ASLAN hocalarıma teşekkür ederim.

Tezimin deneylerinin yapılması aşamasında bana değerli fikirleri ile yol gösteren Gediz Üniversitesi Mühendislik ve Mimarlık Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü öğretim üyesi Yrd. Doç. Dr. Durmuş UYGUN hocama, Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürlüğü çalışanlarına, meslektaşım ve sevgili eşim Öğr. Gör. Zeynep BÜYÜKBIÇAKCI'ya, değerli Aileme ve burada ismini saymadığım hocalarım ve arkadaşlarıma teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	ii
İÇİNDEKİLER.....	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	vii
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	ix
TABLolar LİSTESİ.....	xiii
ÖZET	xiv
SUMMARY	xv
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ	1
BÖLÜM.2.	
ELEKTRİK MAKİNELERİNDE ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTOR VE ÖNEMİ	7
2.1. Elektrik Makinaları Hakkında	7
2.2. Anahtarlamaalı Relüktans Motora Ait Temel Yapısal ve Operasyonel Özellikler	9
2.2.1. ARM'lerin temel özellikleri	9
2.2.2. ARM'nin çalışma prensibi	10
2.2.3. ARM'de moment üretimi ve momentin rotor konumu ile ilişkisi	14
2.2.4. ARM'lerin kullanım alanları ve diğer motorlarla karşılaştırılması.....	16
2.2.5. Çalışmanın bilime sunacağı hizmet	17

BÖLÜM.3.

SEGMENTAL ROTORLU ARM'YE AİT YAPISAL ÖZELLİKLER VE MATEMATİKSEL MODEL	18
3.1. Segmental ARM'nin Yapısal Özellikleri.....	18
3.2. 5-Fazlı U-Tipi Segmental Rotorlu Bipolar Uyartımlı 10/8 Anahtarlama Relüktans Motorun Modeli	22
3.3. 5-Fazlı Segmental Tip ARM'nin Doğrusal Makine Modeli	24
3.4. Segmental Tip ARM'nin Görünür Endüktans Profillerinin İncelenmesi	28
3.5. Segmental ARM'de Üretilen Momentin Modellenmesi	32

BÖLÜM.4.

ARM'LERDE KULLANILAN DENETİM METOTLARI VE KONVERTÖR TİPLERİ.....	34
4.1. PI Denetleyicinin İşlevi.....	35
4.1.1. Oransal (P) denetim	35
4.1.2. İntegral (I) denetim	37
4.1.3. Oransal - integral (PI) denetim	38
4.2. ARM'lerde Kullanılan Konvertör Konfigürasyonları	39
4.2.1. Ayrık beslemeli konvertör	40
4.2.2. Asimetrik köprü konvertör	41
4.2.3. Bifilar tip konvertör	42
4.2.4. Bağımsız akım denetimli “q” anahtar ve “2q” diyot konfigürasyondaki konvertörler	43
4.2.5. “q+1” Anahtar ve diyot konfigürasyonlu konvertörler	44
4.2.5.1. Ortak anahtarlı konvertörler	44
4.2.5.2. Kondansatör sönümlenmeli (C-Dump) konvertör	46
4.2.5.3. ARM sürücüleri için ayarlanabilir DA bara gerilimli konvertör topolojisi	47
4.2.6. Bipolar ARM sürücüleri için konvertör çözümleri.....	47
4.2.6.1. H-Köprü bipolar konvertör topolojisi	48
4.2.6.2. Asimetrik ve H-Köprü bipolar konvertör tipi.....	49
4.2.6.3. Ortak anahtarlı ve H-Köprü konfigürasyonlu konvertör tipi	49

4.2.6.4. Sarguların yıldız bağlanması ile elde edilen bipolar konvertör topolojisi	50
--	----

BÖLÜM.5.

BİPOLAR SÜRÜLEN ARM'NİN DURUM DENKLEMLERİ VE SÜRÜCÜ SİMÜLASYONLARI.....	52
---	----

5.1. Bipolar Sürülen Segmental ARM Konvertörü	52
---	----

5.2. Bipolar Sürülen Segmental ARM'ye ait Durum Denklemleri ve Dinamik Simülasyonlar	54
--	----

BÖLÜM.6.

BİPOLAR SÜRÜLEN ARM İÇİN PI DENETİM İÇEREN SÜRÜCÜ DEVRENİN TASARIMI.....	64
--	----

6.1. PI Algoritmayı Yürüten Sistem	64
--	----

6.1.1. Tek fazlı sürücü besleme sistemi.....	67
--	----

6.1.2. Programlama ve ölçüm devreleri.....	67
--	----

6.1.3. MOSFET sürücü ve konvertör devresi	70
---	----

6.1.4. PI denetimli ARM sürücü sistemi izleme arayüzü tasarımı....	71
--	----

6.2. ARM Sürücü Sistemi	72
-------------------------------	----

6.2.1. MOSFET sürücü ve konvertör devresi	74
---	----

6.2.2. Mikroişlemci devresi	77
-----------------------------------	----

6.2.3. Transformator ve Besleme Devresi	78
---	----

6.2.4. Akım ölçüm devresi.....	79
--------------------------------	----

6.2.5. Pozisyon geri bildirim sinyalleri ölçüm devresi.....	79
---	----

6.2.6. ARM sürücü denetim arayüzü	82
---	----

BÖLÜM.7.

TASARLANAN PI DENETİMLİ SİSTEM İLE GERÇEKLEŞTİRİLEN DENEYSEL ÇALIŞMALAR	85
---	----

7.1. ARM Yüklü Durumda İken PI Denetleyici Deneyleri.....	87
---	----

7.2. Sabit Yük ve Değişken Hız Durumunda Gerçekleştirilen Deneyler ...	91
--	----

BÖLÜM.8.	
SONUÇ VE TARTIŞMA.....	94
KAYNAKLAR.....	99
EKLER.....	108
ÖZGEÇMİŞ	129

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

A	: Elektriksel yüklem, A/mm
AA	: Alternatif Akım
ARM	: Anahtarlama Relüktans Motor
B	: Manyetik akı yoğunluğu, T
CW	: Saat Yönü
CAD	: Bilgisayar Destekli Tasarım
d	: Görev saykılı
D	: Rotor dış çapı, mm
D	: Diyot
DA	: Doğru Akım
DAM	: Doğru Akım Makinesi
D_o	: Stator dış çapı, mm
D_i	: Stator iç çapı, mm
D_{sh}	: Motor mil çapı, mm
e	: Zıt elektromotor kuvvet, V
EMK	: Elektro Motor Kuvvet
F	: Manyeto motor kuvvet, AmperTur
FEM	: Sonlu Elemanlar Metodu
ϕ	: Akı, Wb
g	: Hava aralığı, mm
<i>i</i>	: Faz akımı, A
I/O	: Giriş/Çıkış
I_{rms}	: Maksimum akım değeri, A
J	: Manyetik akım yoğunluğu, A/mm ²
λ	: Gerçek akı değeri, Wb
L_a	: Çakışık konum faz endüktansı, mH
L_{max}	: Maksimum faz endüktansı, mH

L_{min}	: Minimum faz endüktansı, mH
L_u	: Çakışık olmayan konum faz endüktansı, mH
M	: Ortak endüktans, mH
m	: Faz sayısı
MMK	: Manyeto Motor Kuvvet
μ	: Manyetik geçirgenlik, mH/m
n	: Motor hızı, d/d
N	: Sarım sayısı
N_{cl}	: Bir fazda birbirine seri bağlı sargıların sayısı
PIC	: Programlanabilir Denetleyici Devresi
P_r	: Rotor kutup sayısı
P_s	: Stator kutup sayısı
PWM	: Darbe Genişlik Modülasyonu
RAM	: Rastgele Erişilebilir Bellek
θ	: Rotor konumu, derece
SCR	: Silikon Kontrollü Doğrultucu
T_e	: Üretilen moment, Nm
T	: Tristör
t_{u-a}	: Çakışık olmayan konumdan çakışık konuma geçiş zamanı, ms
VA	: VoltAmper
V_{coil}	: Sargı gerilimi, V
V_s	: Uygulanan gerilim, V
W_f	: Sargıda depolanan enerji, Joule
W_m	: Dönüştürülen enerji, Joule
W_e	: Toplam enerji, Joule
W_c	: Koenerji, Joule

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 2.1. Elektrik motorlarının komütasyon tiplerine göre sınıflandırılması	7
Şekil 2.2. Anahtarlamalı relüktans motorun nüve yapısı esas alınarak basit gösterimi	10
Şekil 2.3. Anahtarlamalı relüktans motorun nüve karakteristiği.....	11
Şekil 2.4. Artan mekanik enerji.....	12
Şekil 2.5. ARM’de çakışık (sol) ve çakışık olmayan (sağ) konumlar.....	13
Şekil 2.6. Faz indüktansının rotor konumuna göre değişimi	14
Şekil 2.7. ARM’nin temel moment üretme ve dönme prensibi	15
Şekil 3.1. Rotorun boyutlandırılmasının ardından modelin son durumu ve sargıların harf-rakam kombinasyonu ile ifade edilmesi	19
Şekil 3.2. Yeni tasarım segmental rotorlu ARM’nin katı görünümü	20
Şekil 3.3. Motorun kapak takılmadan önceki son görünüşü ve dış sargı bağlantıları.....	20
Şekil 3.4. Prototip 5-faz 10/8 konfigürasyonlu bipolar uyarımlı segmental tip ARM.....	21
Şekil 3.5. Sadece A ve B fazları uygun polarite oluşturacak şekilde enerjilendirildiğinde segmental ARM’de oluşan akı yollarının durumu ...	23
Şekil 3.6. Segmental ARM’nin manyetik eşdeğeri	24
Şekil 3.7. İdeal akım kaynakları kullanıldığında segmental ARM’nin eşdeğer devresi	29
Şekil 3.8. Sadece B ve C fazları enerjilendirildiğinde eşdeğer devrenin durumu.....	30
Şekil 3.9. B ve C fazları enerjilendirildiğinde eşdeğer devrenin basitleştirilmiş hali	30
Şekil 4.1. Farklı oransal denetleyicilerde DC motorun sistem tepkileri.....	36
Şekil 4.2. Oransal denetimin olmadığı ($K_p=1$) ve $K_p=300$ durumlarında sistemin tepkisi.....	36
Şekil 4.3. Farklı integral denetleyicilerde DC motorun sistem tepkileri	38

Şekil 4.4. a)Denetleyicisiz, b)Oransal denetleyicili, c)PI denetleyicili sistem basamak cevapları	39
Şekil 4.5. PI denetimli kapalı döngü denetim sisteminin gösterimi	39
Şekil 4.6. Ayırık beslemeli konvertör yapısı.....	41
Şekil 4.7. Asimetrik köprü konvertörün bir faz gösterimi	42
Şekil 4.8. Bifilar sargı kullanan konvertör.....	43
Şekil 4.9. Bağımsız akım denetimli “q” Anahtar ve “2q” diyot konfigürasyondaki konvertör yapısı.....	44
Şekil 4.10. Ortak anahtarlı konvertörler (a) Klasik (q+1) konfigürasyonlu ortak anahtarlı konvertör (b) Topolojisi değiştirilmiş ve q anahtar yapısına sahip ortak anahtarlı konvertör konfigürasyonu	45
Şekil 4.11. C-Dump Konvertör	46
Şekil 4.12. ARM sürücüler için ayarlanabilir DA gerilimli konvertör topolojisi	47
Şekil 4.13. H-köprü bipolar konvertör topolojisi	48
Şekil 4.14. Asimetrik köprü ile H-köprü konvertörün kombinasyonu	49
Şekil 4.15. Ortak anahtarlı ve H-köprü konfigürasyonlu konvertör.....	50
Şekil 4.16. Sargıları yıldız bağlı ARM’lerde kullanılan bipolar konvertör topolojisi	51
Şekil 5.1. Motorun sürülmesinde kullanılan 5-fazlı bipolar topolojiye sahip H-köprü konvertör devresi.....	52
Şekil 5.2. Bir faz için basitleştirilmiş H-köprü konvertör devresi.....	53
Şekil 5.3. Faz akımlarının simülasyonlar sonucu değişimi	60
Şekil 5.4. C ve D fazları enerjili iken (0-18 derece aralığında) faz akımlarının durumları.....	61
Şekil 5.5. A ve E fazları enerjili iken (18-36 derece aralığında) faz akımlarının durumları.....	61
Şekil 5.6. B ve C fazları enerjili iken (36-54 derece aralığında) faz akımlarının durumları.....	62
Şekil 5.7. D ve E fazları enerjili iken (54-72 derece aralığında) faz akımlarının durumları.....	62
Şekil 5.8. A ve B fazları enerjili iken (54-72 derece aralığında) faz akımlarının durumları.....	63
Şekil 6.1. PI algoritmasını gerçekleştiren devre akış şeması	65

Şekil 6.2. (a) PI algoritmasını gerçekleştiren devrenin açık hali (b) PI algoritmasının yürütüldüğü devre şeması	66
Şekil 6.3. Besleme katı	68
Şekil 6.4. Programlama ve ölçüm devreleri.....	69
Şekil 6.5. MOSFET sürücü devresi.....	70
Şekil 6.6. PI denetimli ARM sürücü sistemi izleme arayüzü	71
Şekil 6.7. Sürücü devresi blok diyagramı	73
Şekil 6.8. ARM sürücü sisteminin genel görünümü.....	74
Şekil 6.9. MOSFET sürücü ve konvertör bloğu (a) Mosfet sürücüsü (b) PIC – IR2110 bağlantısı	75
Şekil 6.10. Konvertör ve MOSFET sürücü resmi	76
Şekil 6.11. Mikroişlemci bloğu	77
Şekil 6.12. Transformatör ve besleme katı (a) Devre Şeması (b) Gerçekleştirilen Devre	78
Şekil 6.13. Akım algılama devresi (a)Devre Şeması (b) Gerçekleştirilen Devre	79
Şekil 6.14. Açısal olarak optik sensör çıkışlarının grafiksel ortaya konulması	80
Şekil 6.15. Optik sensörlerin motor üzerine yerleşimi	81
Şekil 6.16. Sensör çıkışlarının rotor konumuna bağlı olarak değişimi ve faz sargılarının anahtarlanma durumları.....	82
Şekil 6.17. ARM denetim ve izleme arayüzü	84
Şekil 7.1. Deney düzeneği.....	85
Şekil 7.2. Kişisel bilgisayarların sürücü kartlarına olan bağlantısı	86
Şekil 7.3. İki kanaldan ölçülen optik sensör çıkışları.....	87
Şekil 7.4. Yüklü durumda 1. Kanaldan ölçülen A fazına ait akımın zamana bağlı olarak değişimi.....	88
Şekil 7.5. Yüklü durumda 2. Kanaldan ölçülen B fazına ait akımın zamana bağlı olarak değişimi.....	89
Şekil 7.6. ARM denetim tarafında elde edilen grafiksel değişimler	89
Şekil 7.7. PI denetim tarafında elde edilen değişime örnek.....	90
Şekil 7.8. Motor yüklü durumda iken C fazı akımının zamana bağlı olarak değişimi.....	91

Şekil 7.9. Motor yüklü durumda iken D fazı akımının zamana bağlı olarak değişimi	92
Şekil 7.10. Denetleyici tarafı zamana bağlı hız ve akım değişimleri	92
Şekil 7.11. PI denetleyici tarafı zamana bağlı bara akımı, hız, tüketilen güç ve moment değişimleri	93

TABLolar LİSTESİ

Tablo 2.1. ARM'lerin diğer motor tipleri ile karşılaştırılması.....	17
Tablo 3.1. Prototip ARM'ye ait yapısal ve fiziksel özellikler	21
Tablo 3.2. Fazların dönme açısına bağlı olarak çalışma durumları.....	29
Tablo 5.1. 90 derecelik dönüş boyunca fazlardaki akım yönlerinin değişimi	53

ÖZET

Anahtar kelimeler: Anahtarlamaalı Relüktans Motor, Segmental Rotor, PI Denetim

Bu çalışmada, 5-fazlı 10/8 kutup konfigürasyonlu olarak tasarlanmış ve literatüre girmiş olan yeni bir segmental anahtarlamaalı relüktans motor için PI denetim içeren bir denetim algoritması geliştirilmiş ve sunulmuştur. Sistem tasarımı esnasında 5 fazlı olarak konfigüre edilmiş olan segmental anahtarlamaalı relüktans motorun durum denklemleri çıkartılmış ve simüle edilmiştir.

PI denetim sistemi ve denetim algoritmalarının ortaya konmasından sonra simülasyonlardan elde edilen sonuçlar daha önceki çalışmalarla karşılaştırılmış ve daha etkili ve gerçeğe uygun simülasyon değerlerine ulaşılmıştır. Elde edilen bu değerler deneysel setin kurulması ile birlikte deneysel sonuçlardan elde edilen çıktılarla karşılaştırılmıştır. Elde edilen bulgular; ilk kez tasarlanmış olan verimli motorun sürülmesinde bir adım daha alındığını ve gelecek çalışmalara ışık tutması açısından ortaya konan sürücü sisteminin önemli bir yere sahip olduğunu göstermektedir.

DESIGN AND APPLICATION OF PI CONTROLLED DRIVE SYSTEM FOR A BIPOLAR EXCITED SEGMENTAL 5-PHASE SWITCHED RELUCTANCE MOTOR

SUMMARY

Key Words: Switched Reluctance Motor, Segment Type Rotor, PI Control

In this study, a control algorithm including PI controller has been developed and presented for a new segment type switched reluctance motor that has already been designed with 5-phase and 10/8 pole configuration and has taken a place in the literature. During system design, the state space equations have been derived and simulated for the switched reluctance motor configured as 5-phase.

Since PI controller system and control algorithms have been introduced, the results derived from simulations have been compared to the ones that had been taken from recent studies and more efficient and more reliable results have been pointed out. Afterwards, these obtained values and results have been compared to the outputs achieved during experimental studies. The findings show that one more step has been taken while this efficient motor is driven and the developed driving system has an important role in terms of leading future works.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Anahtarlamalı relüktans motorlar (ARM); değişen relüktans etkisi ile elektrik enerjisini mekanik enerjiye çeviren ve bu eylemi gerçekleştirirken de çevirici güç elektroniği elemanlarına ihtiyaç duyan basit yapılı fakat üstün özelliklere sahip elektrik makineleridir. ARM'ler ilk olarak 1800'lü yıllarda ortaya atılmasına rağmen, 1960'lı yılların başında güç elektroniğindeki gelişmelere bağlı olarak motorun sürülmesi ancak mümkün hale gelmiştir. Geçmişe eskiye dayanan bir motor tipi olmasına rağmen bu motorların incelenmesi ve araştırılması yenidir. Özellikle bu motor üzerinde yapılan çalışmaların 1980 yılından sonra iyice yoğunlaştığı görülmektedir.

Güç elektroniği devreleri ile kontrol edildiklerinde elektrik makinelerinin döndürme momenti, hız ve ivmelenme gibi parametreleri iyileştirilebilmekte ve verimliliği arttırılabilmektedir. Ancak kullanılacak denetim devresine karşılık elde edilecek üstünlükler; maliyet, boyut ve devre karmaşıklığının artışı nedeniyle her alanda kullanılmaz. Bu nedenle anahtarlamalı relüktans motor gibi elektronik denetimli elektrik motorlarının kullanım alanları sınırlı kalmıştır. Bu tür motorların geniş kullanım alanı bulabilmesi için basit, ucuz ve güvenilir denetim devreleri gerekmektedir. Son yıllarda üzerinde çok durulan Anahtarlamalı Relüktans Motor (ARM), hem yapısının hem de onu sürececek yarı iletken konvertörün basit oluşu sebebiyle bu gereksinime cevap verecek durumdadır.

ARM'lerle ilgili gerçekleştirilmiş ve göze çarpan çalışmalar 1960'lı yılların başında güç elektroniğindeki gelişmelere bağlı olarak ortaya konmaya başlanmıştır. ARM'ler; makinenin yapısından kaynaklanan, hava aralığındaki relüktans değişimi prensibini temel aldıklarından ve faz indüktanslarının değişken olmasından dolayı önceleri relüktans motor ya da değişken relüktanslı motorlar olarak adlandırılmakta idi [1].

Günümüzde, güç elektroniği üzerinde gerçekleştirilen detaylı ve verimli çalışmalar neticesinde ortaya çıkan çalışma prensipleri (faz sargılarının yarı iletken anahtar elemanlar tarafından devreye alınıp çıkarılması) göz önünde bulundurularak Anahtarlama Relüktans Motor adı daha yaygın olarak kullanılmaktadır. Tarihe bakıldığında bu motor tipi ile ilgili birçok çalışmanın gerçekleştirildiği göze çarpmaktadır. Fakat tez konusu kapsamında sadece iki faz yani bipolar enerjilendirme yöntemi üzerinde gerçekleştirilen çalışmalar, segmental motor tasarımları ve sürme teknolojileri ile ilgili literatür özeti göz önünde bulundurulacaktır.

12/10 kutup yapısına ve iki faz enerjilendirme metoduna sahip asimetrik bir anahtarlama relüktans motor 2005 yılında Khor ve Sotudeh tarafından sunulmuştur [2]. Ju Hwan ve Kwon anahtarlama relüktans motorların en büyük problemlerinden biri olan moment dalgalanmasını azaltmak ve buna bağlı olarak çıkış gücünü arttırmak için yeni bir rotor kutup tasarımı geliştirmiştir [3]. Kutup şekillerinde yapılan değişikliklerin motor performansına olan etkilerine ait çalışmalar 2005 yılında Pandey ve Rajagopal tarafından yapılmıştır [4]. 2005 yılında Edrington, Krishnamurthy ve Fahimi tarafından gerçekleştirilen kapsamlı çalışmada otomobil uygulamalarında kullanılan bipolar anahtarlama relüktans motorlar ele alınmış ve kaydadeğer çıktılar elde edilmiştir [5]. Anahtarlama relüktans motorların robot uygulamalarında kullanılması ile ilgili olarak ilk çalışma 2006 yılında Ashok ve Tesar tarafından gerçekleştirilmiştir [6]. [7]'de anahtarlama relüktans motor tasarımında sonlu elemanlar metodunun etkili bir çalışması görülmektedir. Otomotiv sektöründe yer almaya başlayan anahtarlama relüktans motor doğrudan tahrikli dış rotorlu sistemlerde kullanılmaya başlanmıştır [8-10]. 2007 yılında Seok-Gyu Oh ve Krishnan iki fazlı ters-akı mantığına dayanan bir tasarım ile literatürdeki yerini almıştır [11]. Ardından "E" tipi stator yapısına sahip iki fazlı bir anahtarlama relüktans motor tasarlanmış ve deneysel sonuçları elde edilmiştir [12]. Aynı yıllarda anahtarlama relüktans motorlar yavaş yavaş ev aletlerinde de yer edinmeye başlamıştır. 2007'de Ekram, Ravi, Rajagopal ve Mahajan tarafından gerçekleştirilen çalışmada bir çarpıcı uygulaması görülmektedir [13]. 2007-2009 yılları arasında otomotiv sektöründe tahrik mekanizmalarında gerçekleştirilen anahtarlama relüktans uygulamalarına rastlamak mümkündür [14-20].

2009 yılında Franke, Brutscheck ve Schmucker tarafından tekerlek (rolling) rotorlu anahtarlama relüktans motor uygulaması göze çarpmaktadır [21]. 2009 yılında Daldaban ve Ustkoyuncu MagLev etkisi altında çalışan yeni bir doğrusal anahtarlama relüktans motor uygulaması gerçekleştirmişlerdir. Bu uygulama günümüz doğrusal anahtarlama relüktans motor asansör uygulamalarının temelini oluşturmaktadır [22]. Anahtarlama relüktans motora ait ev aletleri ve otomotiv uygulamalarına rastlamak mümkündür [23-28]. 2010'da rotor kutup sayısının stator kutup sayısından büyük olduğu bir anahtarlama relüktans motor uygulaması gerçekleştirilmiş ve önemli sonuçlar elde edilmiştir. Uygulama; anahtarlama relüktans motorun kullanım çeşitliliğini desteklemesi açısından çok büyük bir öneme sahiptir [29]. 2010 yılında Ruba, Bentia ve Szabo gerçekleştirdikleri çalışmada kritik güvenlik katsayısı olan uygulamalarda sürme hassasiyeti çok yüksek olan anahtarlama relüktans motoru kullanarak bu motorun 5 farklı sargısında hata olmasına rağmen çalışmasını sürdürmesini öne sürerek motorun bu tarz uygulamalarda tercih edilme nedenlerini ortaya koymaya çalışmıştır [30]. Labak ve Kar 2010 yılında gerçekleştirdikleri pancake tip anahtarlama relüktans motor uygulamasında motorun hafiflik, sıcaklık adaptasyonu ve hata tolerans kapasitesine bağlı olarak performansına değinmiş ve etkili sonuçlar elde etmiştir [31].

Klasik anahtarlama relüktans motor yapı ve performansında elde edilen başarılı sonuçların yanında çalışmamızın temelini oluşturan segmental (parçalı rotorlu) ve iki faz enerjilendirme esasına dayanan anahtarlama relüktans motorlar üzerinde yapılan çalışmalarda da önemli gelişmeler kaydedilmiştir. Bu konu ile ilgili ilk çalışma literatürde 1964 yılında Lawrenson ve Agu tarafından gerçekleştirilmiştir [32]. 1967 yılında yine Lawrenson ve Gupta tarafından gerçekleştirilen çalışmada [33] ilerleme kaydedilse de anahtarlama relüktans motorun sürülmesinde karşılaşılan zorluklar ile yarı iletken teknolojisinin henüz ilerleme kaydedememesinden dolayı bu alanda yapılan çalışmalar 90'lı yılların başlarına kadar sekteye uğramıştır. 1990'da Toliyat ve Lipo tarafından gerçekleştirilen çalışmada yüksek momentli 5 fazlı anahtarlama relüktans motor tasarlanmıştır [34]. Yine 1990'da Krishnan, Abouzeid ve Mang tarafından gerçekleştirilen çalışmada eksenel alanlı anahtarlama relüktans motorlar için bir tasarım prosedürü geliştirilmiştir [35].

1992 yılında Horst tarafından alınan patentte yalıtılmış segmental anahtarlamaalı relüktans motorun tasarımı sunulmuştur [36].

1996 ile 2004 yılları arasında Mecrow önderliğinde gerçekleştirilen çalışmalarda segmental tip anahtarlamaalı relüktans motorlarla ilgili çok önemli sonuçlar elde edilmiştir [37-40, 43-45]. Aynı şekilde segmental anahtarlamaalı relüktans motorlarla ilgili yaptıkları çalışmalarda ün salan Oyama, Higuchi ve Abe hibrit yapıalı anahtarlamaalı relüktans motor alanında da birçok çalışmaya imza atmıştır [41, 42, 46, 48]. Edrington, Krishnamurthy ve Fahimi ile bipolar anahtarlamaalı relüktans motorlar alanında yapılan çalışmalar hız kazanmıştır. Özellikle otomotiv sektörüne yönelik gerçekleştirdikleri yeni bipolar teknoloji kayda değerdir [47]. 2008 yılında Vattikuti, Rallabandi ve Fernandes tarafından gerçekleştirilen çalışmada yüksek momentli motor hacmine ve ağırlığına göre moment üretme kapasitesi çok yüksek olan yeni bir segmental anahtarlamaalı relüktans motor tanıtılmıştır [49]. Bu alanda en son çalışmalar 2010 yılında Xiaoyuan ve arkadaşları tarafından gerçekleştirilmiştir. Çalışmalarda; parçalı rotoru olan yeni tasarım tiplerine örnekler verilmiştir [50, 51].

Anahtarlamaalı relüktans motorlarla ilgili olarak literatüre bakıldığında sürme sistemleri ile ilgili birçok çalışmanın yapıldığı göze çarpmaktadır. Lawrenson 1989'da gerçekleştirdiği çalışmada yüksek performanslı bir DC sürücü sistemi ortaya koymuştur [52]. 1985'te Egan ve Murphy ise aslında servomotor kontrolünü esas alan çok seviyeli bir anahtarlamaalı relüktans motor sürücüsü geliştirmiştir [53]. Bu konu ile ilgili duayenlerden sayılan Miller ve arkadaşlarının 1987 yılında anahtarlamaalı relüktans motorlarda moment kontrolü başlığı altında gerçekleştirdikleri çalışma çok ilgi çeken bir çalışma olarak karşımıza çıkmaktadır [54]. Sudgen ve arkadaşları 1989 yılında o ana kadar anahtarlamaalı relüktans motor sürücüleri alanında yapılmış olan çalışmalara ışık tutması açısından önemli bir çalışmaya imza atmışlardır [55]. Diğer bir öncü olarak gösterilen Pollock 1997 yılında anahtarlamaalı relüktans motor sürücülerinde akustik gürültüyü gidermeye yönelik bir çalışma gerçekleştirmiştir [56]. Titreşim ve akustik gürültü ile ilgili bir diğer önemli çalışma 1998 yılında Fahimi ve arkadaşları tarafından gerçekleştirilmiştir [57]. Aynı yıl yine Fahimi ve arkadaşları yapay sinir ağları kullanarak anahtarlamaalı relüktans motor sürücüleri ile tüm rejimlerde moment kontrolünün nasıl gerçekleştirildiğine ait bir çalışma ortaya

koymuşlardır [58]. 1994 yılında Kjaer, Nielson, Anderson ve Blaabjerg anahtarlama relüktans motor sürücülerinde enerji ve güç optimizasyonunu sağlayan yeni bir teknik üzerinde durmuştur [59]. Lovatt 1993 yılında gerçekleştirdiği ilginç çalışma ile manyetik devre doyumunu dikkate alan ve anahtarlama relüktans motor performansını artırıcı özelliklere sahip bir akı denetleyicisi ortaya koymuştur [60]. Bae ve Krishnan 1996'da gerçekleştirdikleri çalışmada ARM sürücüler için bir akım denetleyicisi üzerine çalışmışlardır [61]. 1999 yılında Kjaer ve arkadaşları ARM sürücüler için gelişmiş bir sayısal akım denetleyicisi ortaya koymuştur [62]. Anahtarlama relüktans motorlarla ilgili PI denetleyici çalışmaları 1999 yılında kayan kipli mod uygulaması ile Yang ve arkadaşları tarafından gerçekleştirilmiştir [63]. 1997 yılında Panda, Zhu ve Dash tarafından ARM'ler için bulanık mantık yöntemini kullanan bir PI hız denetleyicisi ortaya konmuştur [64]. Anahtarlama relüktans motor sürücüler üzerine gerçekleştirilmiş gerek PI denetleyicinin, gerek PWM denetleyicinin gerekse yapay sinir ağları gibi algoritmaların kullanıldığı kapsamlı çalışmalar 1999-2012 yılları arasında kesintisiz devam etmiştir [65-70].

Gerçekleştirilen çalışma toplam 8 bölümden oluşmaktadır. Tez çalışmasında daha önce geliştirilmiş olan 5-fazlı bipolar 10 stator ve 8 rotor konfigürasyonuna sahip bir ARM'nin denetimi PI denetim yöntemi uygulanarak gerçekleştirilmiştir. Tezin organizasyonuna bakıldığında bölüm 2'de çalışmanın kapsamından, anahtarlama relüktans motorların tarihçesinden, ARM'lerin genel hatlarıyla yapısal özelliklerinden bahsedilmiş ve gerçekleştirilmiş olan tez çalışmasının bilime olan katkısı vurgulanmaya çalışılmıştır.

Bölüm 3'te segmental rotor yapısına sahip olan ARM'nin yapısal özellikleri ile konvansiyonel ARM'lerden farkını ortaya koymak için matematiksel modellemesinden bahsedilmiştir.

Bölüm 4'de anahtarlama relüktans makinelerde kullanılan denetim metotları ile konvertör teknolojilerinden bahsedilmiş ve uygulamamız için seçilmiş olan konvertör tipinin özelliklerine değinilerek anahtarlama relüktans motorun denetiminde uygulanan teknikler ile avantaj ve dezavantajları vurgulanmaya çalışılmıştır.

Bölüm 5'te bipolar olarak tasarlanmış olan ARM'nin durum denklemleri çıkartılmış ve buna bağlı konvertör topolojisinin kullanımı ile simülasyonlar gerçekleştirilmiştir.

Bölüm 6'da sistem için tasarlanmış olan sürücü sisteminin ana denetim kartı ve PI denetim kartının temellerine değinilmiştir. ARM'nin çalıştırılmasında konvertör devrelerinin önemi büyüktür. Motorun çalışması için çok önemli yere sahip olan sürücü devresinden ve tasarımı bu bölümde detaylı olarak verilmiş olup bir önceki bölümde tasarımına göz attığımız konvertör devresi, denetim devresi ve güç devresinin konfigürasyonları üzerinde durulmuştur.

Bölüm 7'de 5-fazlı 10/8 konfigürasyonlu bipolar segmental tip ARM üzerinde yapılan deneysel çalışmalara yer verilmiştir. Motorun benzetim ve deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçları karşılaştırılmış ve sunulmuştur. Ayrıca daha önce gerçekleştirilmiş olan tez çalışmalarında elde edilen değerler ile PI denetimi sonrasında elde edilen sonuçların karşılaştırılmasına da değinilmiştir.

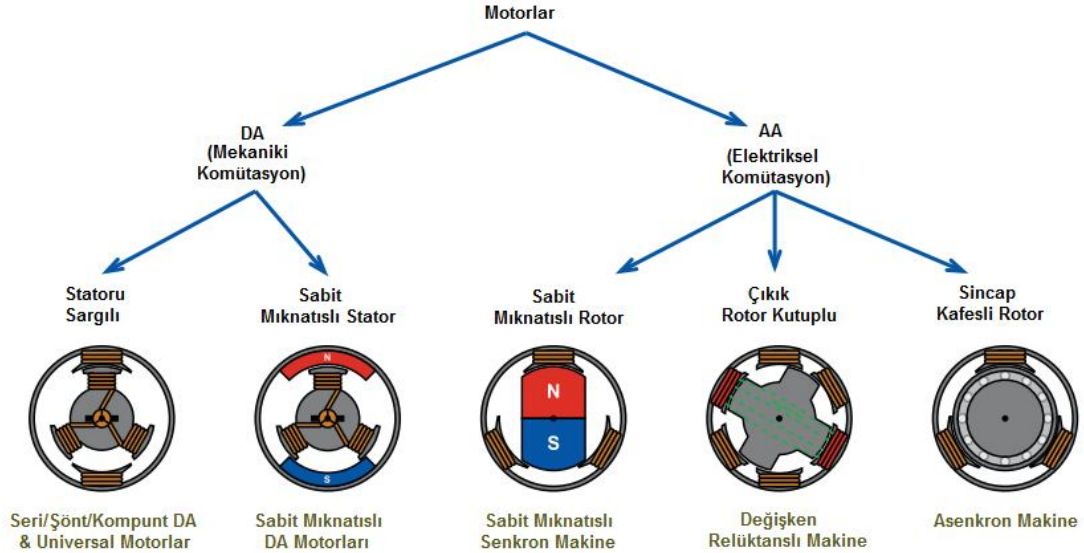
8. ve son bölümde ise çalışmada elde edilen sonuçların değerlendirilmesine ve gelecekte bu konuda yapılabilecek çalışmalara ışık tutması açısından tavsiye edilen noktalara yer verilmiştir.

BÖLÜM 2. ELEKTRİK MAKİNELERİNDE ANAHTARLAMALI RELÜKTANS MOTOR VE ÖNEMİ

Bu bölümde kısaca elektrik makinalarından, anahtarlama relüktans motorlarının tarihçesi ile ARM'lerin genel hatlarıyla yapısal özelliklerinden bahsedilmiş ve gerçekleştirilmiş olan tez çalışmasının bilime olan katkısı özetlenmeye çalışılmıştır.

2.1. Elektrik Makinaları Hakkında

Çalışmanın temelini oluşturan anahtarlama relüktans motorları (ARM) ile ilgili temel ve detaylı bilgileri vermeden önce genel olarak elektrikli motorların sınıflandırılmasından bahsetmekte fayda vardır. Şekil 2.1'de verilen sınıflandırma metodu; motorların komütasyon tipine yani manyetik alanın nasıl oluşturulduğuna göre gerçekleştirilmiş bir çalışmadır.



Şekil 2.1. Elektrik motorlarının komütasyon tiplerine göre sınıflandırılması

Şekil 2.1'de verilen sınıflandırmaya göre bahsi geçen sabit mıknatıslı doğru akım makineleri bilinen en eski elektrik makinalarındandır. Doğru akım makineleri kolay

kontrol edilebilme ve yüksek performansa sahip olma gibi önemli üstünlüklerinin yanında kolektör ve fırçalarından kaynaklanan mekanik arıza ve periyodik bakım gibi bazı istenmeyen zayıf yönlere de sahiptir. Sabit mıknatıslı DA motorlarında klasik doğru akım motorlarında kullanılan alan sargıları yerine sabit mıknatıslar bulunmaktadır. Sabit mıknatıslar, elektrik makinelerine yapı bakımından önemli faydalar sağlamaktadır. Bunların başında, makineye gerekli olan manyetik alanı üretmek için harici bir uyarım kaynağına olan ihtiyaç ve böylece uyarımdan kaynaklanan güç kayıpları ortadan kalkmaktadır. Sabit mıknatıslı makinelerde alan sargıları olmadığı için, serbest uyarımlı emsallerine göre daha yüksek verime sahiptirler ve daha az malzeme kullanıldığı için daha az hacim kaplayarak daha ucuza mal edilebilir.

Bunun yanında alan sargılı tip DA motorlarının klasik mıknatıslı tip DA motorlarından farkı; hem stator hem de rotor manyetik alanının oluşturulabilmesi için elektromıknatısların kullanılmasıdır. Seri, şönt ve kompunt makine olarak üç ana gruba ayrılmaktadır. Başka bir tipi de hem DA hem de AA'da kullanılma özelliğine sahip universal motorlardır. Verimleri sabit mıknatıslı tip DA motorlarına göre sargılarda meydana gelen kayıplardan dolayı biraz daha fazladır. Kullanım alanı en geniş olan makineler grubunda bulunmaktadır. Elektrikli araçlar, ev aletleri gibi birçok alanda uygulama olanağına sahiptirler.

Asenkron motorlar, endüstride en fazla kullanılan elektrik makineleridir. Çalışma ilkesi bakımından asenkron motorlara indüksiyon motorları da denmektedir. Diğer elektrik makinelerine göre daha ucuzlardır ve bakıma daha az ihtiyaç gösterirler. Bu özellikler, asenkron motorların endüstride en çok kullanılan motorlar olmalarına sebep olmuştur. Asenkron makineler endüstride genellikle motor olarak çalıştırılırlar, fakat belirli koşulların sağlanması durumunda generatör olarak da çalıştırılabilirler. Asenkron makineleri senkron makinelerden ayıran en büyük özellik, dönme hızının sabit olmayışıdır. Bu hız motor olarak çalışmada senkron hızdan küçüktür. Makinenin asenkron oluşu bu özelliğinden ileri gelmektedir

2.2. Anahtarlamaalı Relüktans Motora Ait Temel Yapısal ve Operasyonel Özellikler

Bu alt başlıkta anahtarlamaalı relüktans motora ait temel yapısal özellikler ile motorun çalışma prensibi ve anahtarlamaalı relüktans motorlarda konum ve indüktansa bağı olarak üretilen moment ifadesinden bahsedilerek ve anahtarlamaalı relüktans motorun diğere motor tiplerinden farklarına değinilmiştir.

2.2.1. ARM'lerin temel özellikleri

ARM temel olarak senkron makine olan relüktans motorunun yarı iletken anahtarlarla kontrol etmeye elverişli olarak yapılan bir çeşididir. Bu motorun hem statorunda hem de rotorunda çıkık kutuplar var olup sadece statorunda sargı bulunmaktadır. Bu yüzden motor bazen çift çıkıntılı motor olarak ta adlandırılmaktadır. Rotorlarında herhangi bir mıknatıs, sargı ya da kısa devre halkası bulunmayıp sadece masif demir veya sac paketi içermektedir [71]. Anahtarlamaalı relüktans motorun statoru ise basit eş merkezli kutuplardan oluşan bir yapıya sahiptir. ARM'ler stator/rotor kutup oranlarına göre de sınıflandırılmaktadır. 10/8 bir ARM 5-fazlı ARM olarak adlandırılmakta ve motor 10 çıkıntılı stator, 8 çıkıntılı rotor kutbundan oluşmaktadır. ARM'lerde her bir çıkık kutup çifti bir fazı oluşturduğundan yukarıda özellikleri verilen makine 5 fazlı bir makinedir.

ARM'lerde stator kutup sayılarının rotor kutup sayılarından farklı olmasının sebebi; herhangi bir konumda kalkış yapabilme ve sürekli dönme eylemlerinin yerine getirilme gerekliliğinden kaynaklanmaktadır. Aynı eksen üzerinde bulunan karşılıklı iki bobin bir faz sargısını oluşturmak için seri olarak bağlanmaktadır. Sarımlar yapılırken faz sargılarının aynı yönde yapılmasına dikkat etmek gerekmektedir [72].

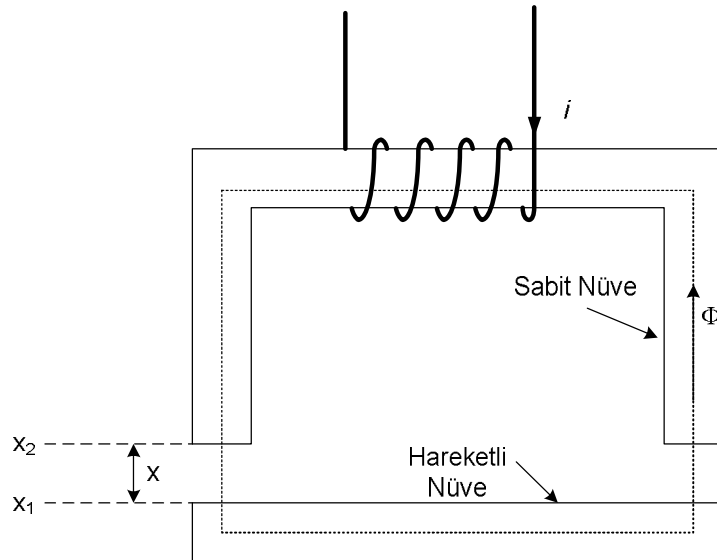
Anahtarlamaalı relüktans motor; temel olarak rotordaki bir çıkık kutbun statordaki sargı ile uyarılan kutup tarafından elektromıknatısta olduğu gibi manyetik relüktansın minimum olacağı konuma çekilmesi ile hareket etmektedir. Stator kutupları sırasıyla uyarılır ve her seferinde başka kutuplar çekilerek dönme devam eder. Bu çekme

işlemi; uyarma akımının her seferinde aynı yönde uygulanması ile yapılabildiğinden ve kullanılacak konvertörde akım yönünün değiştirilmesine gerek olmadığı için konvertördeki yarı iletken anahtar sayısı diğer elektronik denetimli motorlara göre yarı yarıya azalmaktadır.

Tez çalışmasının temelini oluşturan 5-fazlı bipolar segmental ARM'de yukarıda bahsedilen durumun göz ardı edilmesi gerekmektedir. Çünkü motordan geçen akımın yönü her an için değişebildiğinden kullanılacak olan anahtarlama elemanının sayısı da buna bağlı olarak artacaktır. Ayrıca ARM'lerde motor çıkış gücünün yüksek olması, özellikle sistemin yüksek verimi ve maliyet avantajı ile alternatif ve doğru akım motorlarının karşısında güçlü bir seçenek oluşturmaktadır.

2.2.2. ARM'nin çalışma prensibi

Temel elektromanyetik prensibe göre Şekil 2.2'de yer alan selenoid, i akımı ile uyarıldığında bir Φ akısı üretecektir. Sargılardan geçirilen uyarım akımı arttırıldığında, hareketli nüve; sabit olan ve üzerinden akı geçişi meydana gelen hareketsiz nüveye doğru hareket edecektir. Hava aralığının x_1 ve x_2 değerleri için, üretilen manyeto motor kuvvete (mmk) göre akımın değişimi Şekil 2.3'te verilmektedir. x_1 için çizilen $akı-mmk$ değişimi; manyetik yolda hava aralığının relüktans değişimi göz önüne alınarak manyetik devrede akımın daha küçük olması sonucu ortaya çıktığı için doğrusaldır [73].



Şekil 2.2. Anahtarlama relüktans motorunun nüve yapısı esas alınarak basit gösterimi

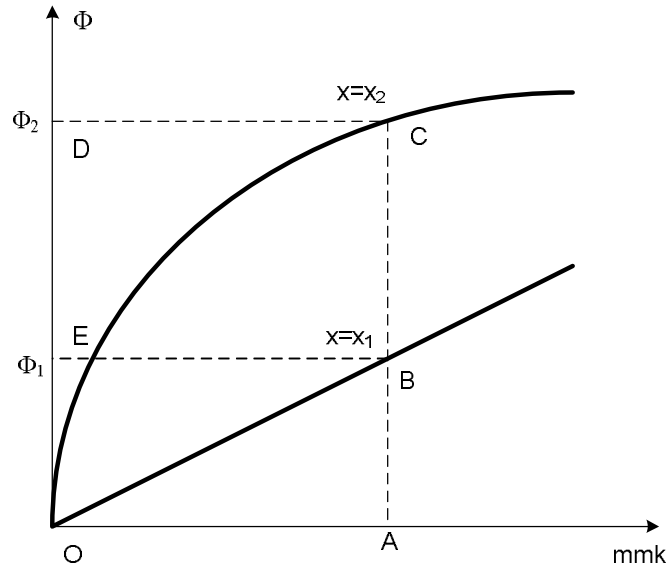
Denklem 2.1’de verilen ifadeyle nüvede indüklenen elektro motor kuvvet (emk) “ e ” ve manyeto motor kuvvet (mmk) “ F ” olarak ifade edilirse motordaki toplam elektrik enerjisi girişi (W_e);

$$W_e = \int e i dt = \int i dt \frac{dN\phi}{dt} = \int N i d\phi = \int F d\phi \quad (2.1)$$

olarak elde edilir.

Sargıda depolanan enerji W_f ve mekanik işe çevrilen enerji W_m toplamı toplam elektrik enerjisine eşittir.

$$W_e = W_f + W_m \quad (2.2)$$



Şekil 2.3. Anahtarlamalı relüktans motorun nüve karakteristiği

x_1 durumu göz önüne alındığında mekanik iş yapılmadığı zaman depolanan alan enerjisi Denklem 2.1’de verilen toplam elektrik enerjisine eşittir. Bu da Şekil 2.3’te verilen OBE üçgensel alanına denk gelmektedir. Alan enerjisinin tamamlayıcı koenerji (W_c) olarak tanımlanır ve matematiksel olarak ile ifade edilir. Bu alan; OBA üçgensel alanına denk gelmektedir. Bu arada gerçekte koenerji diye bir şey olmadığını ve bu ifadenin sadece alan enerjisinin tamamlayıcı olarak kullanıldığını

belirtmekte fayda vardır. Benzer şekilde x_2 durumu göz önüne alındığında alan enerjisi OCD üçgensel alanına denk gelir. Tamamlayıcı ise OCA bölgesidir.

A çalışma noktası göz önüne alındığında, sabit bir F_1 uyarımı için farklı enerjileri şu şekilde ifade etmek mümkündür:

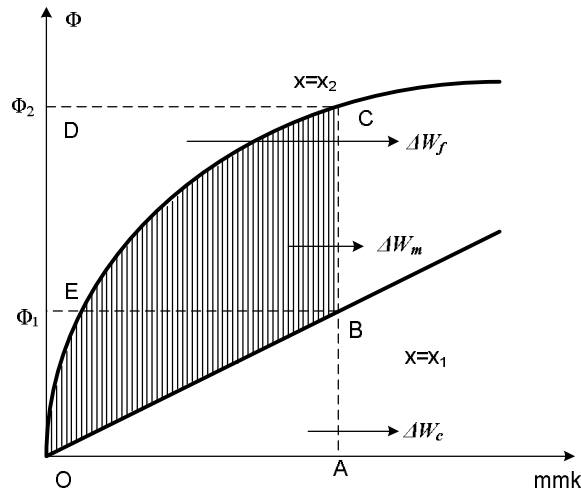
$$\Delta W_e = \int_{\phi_1}^{\phi_2} F_1 d\phi = F_1(\phi_2 - \phi_1) = \text{alan}(BCDE) \quad (2.3)$$

$$\Delta W_f = \Delta W_f \Big|_{x=x_2} - \Delta W_f \Big|_{x=x_1} = \text{alan}(OCD) - \text{alan}(OBE) \quad (2.4)$$

Buna göre Şekil 2.4'te grafiksel olarak ifade edilmiş olan artan mekanik enerji;

$$\Delta W_m = \Delta W_e - \Delta W_f = \text{alan}(OBC) \quad (2.5)$$

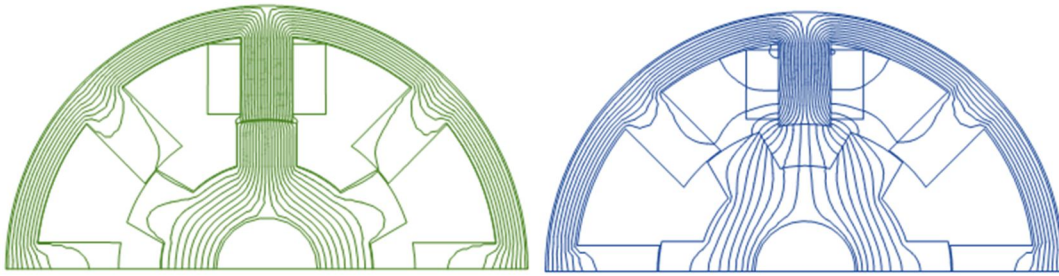
ile ifade edilebilir.



Şekil 2.4. Artan mekanik enerji

Rotor kutuplarından birisi stator kutuplarından birisiyle tam olarak karşı karşıya geldiğinde bu durum ilgili faz için çakışık ya da doğrultulu konum olarak tanımlanmaktadır. Şekil 2.5'te sol tarafta bulunan görselde verildiği üzere rotor bu konumdayken çakışık bulunduğu stator kutup sargılarından akım geçirilmesi halinde bir moment üretilmez.

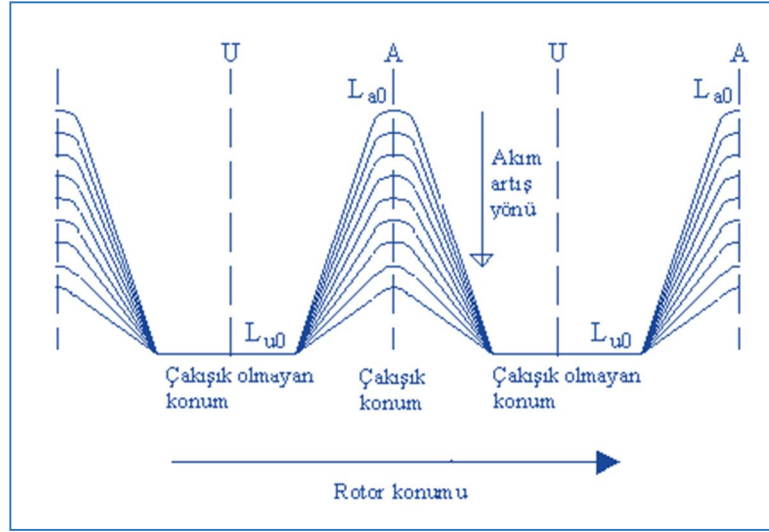
Rotorun çakışık konumda bulunduğu stator kutbunun sargılarından akım geçirilirken rotor döndürülerek çakışık konumdan uzaklaştırılırsa tekrar bu konuma döndürücü yönde bir moment meydana gelecektir. Çakışık konumda manyetik relüktansın en küçük değerinde olması nedeniyle relüktans ile ters orantılı olan faz indüktansı en büyük değerini alır. Düşük akı seviyelerinde relüktansın nerede ise tamamı hava aralığında ortaya çıkar. Ancak karşılıklı iki kutbu birbirine bağlayan stator boyunduruğunun oluşturduğu uzun manyetik yolda da önemli ölçüde manyeto motor kuvvet (mmk) tüketilir bu da çakışık konumdaki indüktansı azaltıcı bir etki yapar.



Şekil 2.5. ARM'de çakışık (sol) ve çakışık olmayan (sağ) konumlar

Sağdaki şekilde görüldüğü gibi bir stator kutbu ile ardı ardına dizilmiş iki rotor kutbunun radyal eksenlerinin açışortaylarının çakıştığı konuma, çakışık olmayan ya da doğrultulu olmayan konum adı verilir. Rotorun bu konumunda da moment üretilmez. Eğer rotor çakışık olmayan konumdan bir miktar uzaklaştırılırsa rotoru çakışık konuma getirmek üzere bir moment meydana gelecektir. Çakışık olmayan konum, rotorun kararsız bir durumudur. Bu konumda faz indüktansı en küçük değerini almaktadır. Bunun sebebi rotor ve stator arasındaki büyük hava aralığından dolayı relüktansın en büyük değerinde olmasıdır.

Rotorun çakışık ve çakışık olmayan konumlar arasındaki konumları için ortaya çıkan mıknatıslanma eğrileri çakışık ve çakışık olmayan konumların mıknatıslanma eğrilerinin arasında yer alır ve bu durumlarda motorda bir moment üretimi meydana gelir. Şekil 2.6'da gösterildiği gibi çakışık konumdaki faz indüktansı değerini L_{a0} , çakışık olmayan konumdaki faz indüktans değerini L_{u0} ifade etmektedir.

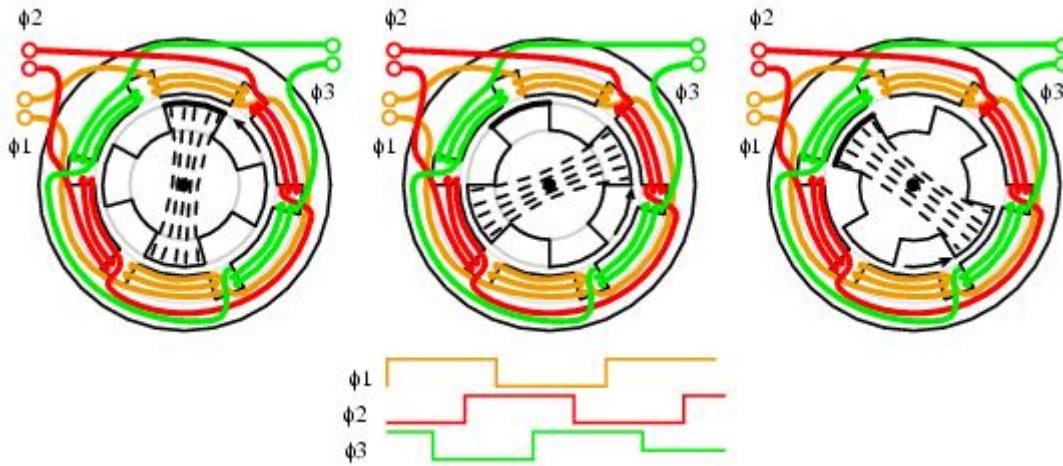


Şekil 2.6. Faz indüktansının rotor konumuna göre değişimi

2.2.3. ARM'de moment üretimi ve momentin rotor konumu ile ilişkisi

Faz sargıları uyarıldığında; o faz ile bir rotor kutbunun çakışık konumda olmaması koşuluyla rotor üzerinde bir moment oluşur. Bu moment; rotoru, relüktansın azaldığı diğer bir deyişle faz indüktansının arttığı yöne doğru döndürmeye çalışır. Hareket, indüktansın en büyük değerini aldığı çakışık konuma kadar devam eder.

Şekil 2.7'de betimlendiği gibi moment, rotoru daima en yakın çakışık konuma doğru hareket ettirecek yöndedir. Pozitif moment (motor çalışma) ancak çakışık olmayan konum ile bir sonraki çakışık konum arasındaki rotor pozisyonlarında üretilebilir. Diğer bir deyişle makine faz indüktansının büyüdüğü yönde pozitif moment üretebilmektedir. Eğer rotor faz indüktansının büyüdüğü yönün aksine dönüyorsa moment işaret (yön) değiştirir. Bu durum ise frenleme veya generatör çalışmaya karşılık düşer.



Şekil 2.7. ARM'nin temel moment üretme ve dönme prensibi

ARM'lerde T_e üretilen elektromanyetik moment ve θ rotor konumundaki değişim olmak üzere artan mekanik enerji Denklem 2.6 ile ifade edilebilir;

$$\Delta W_m = T_e \Delta \theta \quad (2.6)$$

Sabit uyartım durumunda mmk sabit iken artan mekanik enerji koenerjideki değişime eşittir ($\Delta W_m = \Delta W_c$). İfade genişletilirse;

$$W_c = \int \phi dF = \int \phi d(Ni) = \int (N\phi) di = \int \lambda(\theta, i) di = \int L(\theta, i) i di \quad (2.7)$$

Burada ifade edilen L indüktansı ile λ sargı akısı; rotor konumu ile akımın bir fonksiyonudur. Koenerjideki değişim θ_1 ve θ_2 olarak tanımlanabilecek iki konum arasında meydana gelmektedir. Açıklamalara göre rotor konumu ve akımın bir fonksiyonu olarak temsil edilen koenerji ifadesi ile tanımlanan hava aralığı momenti ifadesi aşağıdaki gibi olur;

$$T_e = \frac{\Delta W_m}{\Delta \theta} = \frac{\Delta W_c}{\Delta \theta} = \frac{\Delta W_c(\theta, i)}{\Delta \theta} \Big|_{i=sabit} \quad (2.8)$$

Verilen bir akım değeri için indüktansın rotor konumu ile doğrusal olarak değiştiği ideal olarak düşünüldüğünde hava aralığı momenti;

$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \quad (2.9)$$

olarak ifade edilebilir. Sadece “C” fazı enerjilendirildiğinde motorun moment eşitliğini, Denklem 2.10’daki gibi basitleştirmek te mümkündür:

$$T_e = \frac{1}{2} \frac{dL_{cc}}{d\theta} i_c^2 \quad (2.10)$$

2.2.4. ARM’lerin kullanım alanları ve diğer motorlarla karşılaştırılması

ARM’ler elektrikli otomobil ve motosikletlerden, raylı ulaşım araçları, çamaşır makineleri, elektrikli süpürgeler gibi elektrikli ev cihazları ve yazıcılara kadar hatta endüstride hassas konum gerektiren CNC vb. gibi uygulamalarda son yıllarda sıkça tercih edilmeye başlanmıştır.

Teknolojide kullanılan elektrik motorlarının elektronik devrelerle kontrol edilerek mekanik çıkışları iyileştirilebilir. Doğru akım makinesi denetimi en kolay olan motor olmasına rağmen fırça ve kollektörlerinin zamanla aşınması, bakım gerektirmesi ve boyutunun diğer motorlardan büyük olması, maliyeti ve patlayıcı ortamlarda kullanılamaması nedeniyle gittikçe yerini asenkron ve senkron motora bırakmaktadır. Bu iki motor türüne genel olarak alternatif akım motorları denir. Elektronik denetim devreleriyle asenkron alternatif akım motorlarının çalışmaları iyileştirilebilmesine karşın bu motorların karmaşık yapıda ve pahalı olmasının yanında hız ve moment kontrollerinin zor olması nedeniyle uygulamada problem yaşanmaktadır. Elektronik denetimli motorlar için motor kadar elektronik devrenin de basit olması gerekmektedir. Son yıllarda üzerinde yoğun bir şekilde çalışmalar yapılan anahtarlamalı relüktans motorları, hem yapısının, hem de onu sürececek olan yarıiletken konvertörünün basit oluşu nedeniyle bu gereksinime cevap verebilecek durumdadır. Motorun dezavantajları ekonomik biçimde ortadan kaldırılabildiği takdirde birçok alanda halen kullanılan motorların yerini alabileceği, hatta maliyet ve güvenilirlik açısından daha üstün olabileceği görülmektedir (Bakınız Tablo 2.1).

Tablo 2.1. ARM'lerin diğer motor tipleri ile karşılaştırılması

	Asenkron Motor	Senkron Motor	DA Motoru	Fırçasız DAM	Adım Motoru	ARM
Besleme Şekli	Alternatif Gerilim	Alternatif Gerilim	Doğru Gerilim	Doğru Gerilim	Doğru Gerilim	Doğru Gerilim
Uyarma Durumu	Uyarma Gerekmez	Doğru Gerilimle Uyarma	Doğru Gerilimde Uyarma	Uyarma Gerekmez	Uyarma Gerekmez	Uyarma Gerekmez
Konvertör	Değişken Hız Uygulaması Gerekir	Değişken Hız Uygulaması Gerekir	Değişken Hız Uygulaması Gerekir	Daima Gerekir	Daima Gerekir	Daima Gerekir
İşletme ve Bakım Masraf	Yok Denebilir	Kısmen Bakım Gerekir	Bakım Gerekir	Yok Denebilir	Yok Denebilir	Yok Denebilir
Motor Maliyeti	Ucuz	Pahalı	Pahalı	Pahalı	Orta	Ucuz
Konvertör Maliyeti	Pahalı	Pahalı	Orta	Pahalı	Orta	Pahalı
Verim	Orta	Orta	Orta	İyi	Orta	İyi
Çalışma Ortamı	Her Ortamda Çalışır	Her Ortamda Çalışır	Patlayıcı Ortamlarda Kullanılmaz	Her Ortamda Çalışır	Her Ortamda Çalışır	Her Ortamda Çalışır
Stabilite	İyi	İyi	İyi	İyi	İyi	İyi

2.2.5. Çalışmanın bilime sunacağı hizmet

Literatür çalışmaları kısmında bahsedildiği gibi bipolar sürülen yani sargılardan geçen akım yönünün zamana ve rotordan gelecek olan konum bilgilerine bağlı olarak değişebildiği ve yüksek moment uygulaması gerektiren alanlarda tercih edilen anahtarlamalı relüktans motorlar ile ilgili literatürde çok az çalışma yapıldığı ve çok daha az sürücü devre geliştirme uygulamalarına yer verildiği gözlemlenmiştir.

Gerçekleştirilebilecek verimli bir çalışma ile segmental rotorlu anahtarlamalı relüktans motorun sürülmesinde önemli yol alınacağı düşünülmüş ve yeni ortaya konan 5-fazlı PI denetim içeren sürme konsepti ile ilgili merak uyandırıcı bir noktanın ortaya konulacağı öngörülmüştür.

BÖLÜM 3. SEGMENTAL ROTORLU ARM'YE AİT YAPISAL ÖZELLİKLER VE MATEMATİKSEL MODEL

Bu bölümde kısaca yeni tasarım segmental tip ARM'ye ait motorun yapısal özelliklerinden bahsedilmiş ve matematiksel analizine ait kapsamlı denklemlere yer verilmiştir.

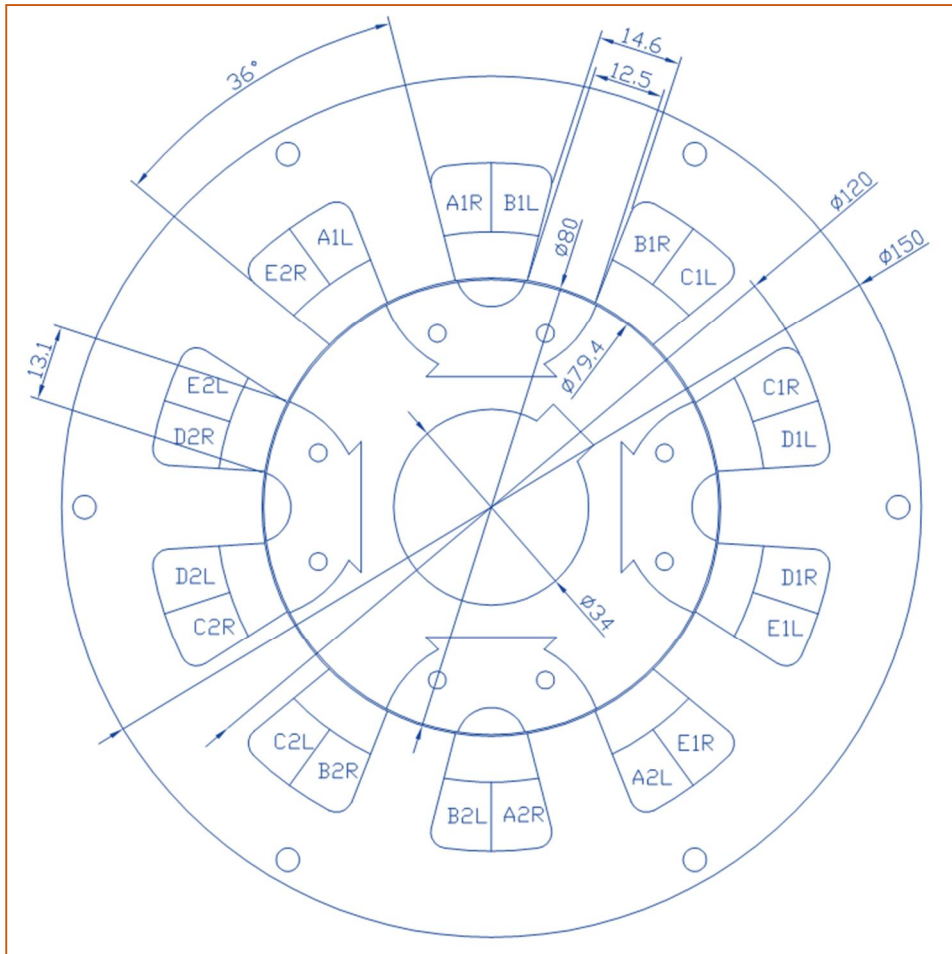
3.1. Segmental ARM'nin Yapısal Özellikleri

Şekil 3.1'de tasarım detayları verilen yeni tasarım 5 fazlı 10/8 stator/rotor konfigürasyonuna sahip anahtarlamalı relüktans motorda elde edilmiş olan yeni gelişimler şu şekilde özetlenebilir [72].

1. 10/8 ARM klasik ARM'den farklı bir rotor yapısına sahiptir. Rotor hem silisli saclardan oluşturulmuş olan paketlerden hem de bu paketlerin yerleştirildiği alüminyum bir bloktan oluşmaktadır. Alüminyum blok kullanmanın nedenleri şu şekilde sıralanabilir:

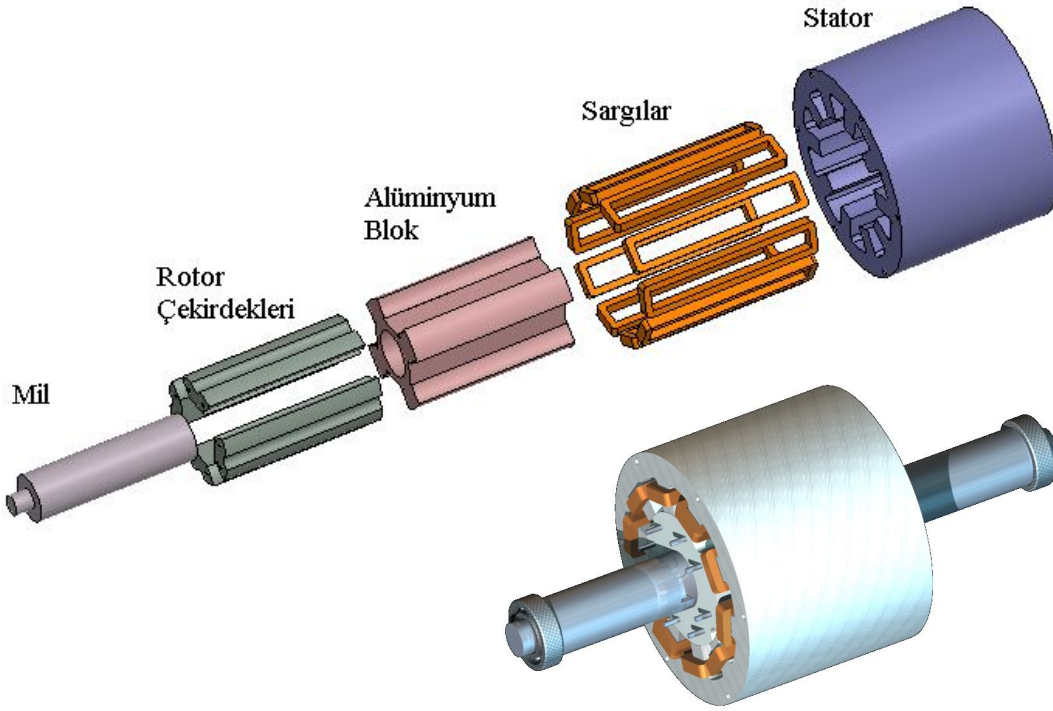
- a. Alüminyum manyetik özelliği olmayan bir metaldir, dolayısı ile oluşan manyetik alanı sınırlama özelliğine sahiptir. Bu özelliği ile klasik anahtarlamalı relüktans makinelerde tercih edilen akı bariyeri görevini başarılı ile yerine getirebilir.
- b. Alüminyum motor yapılarında kullanılan diğer metallere (örneğin paslanmaz çelik vb.) göre çok daha hafif bir metaldir. Böylece motorlarda dikkate alınan Nm/kg ağırlık başına üretilen moment değeri otomatik olarak arttırılmış olacaktır.
- c. Ayrıca alüminyum yine diğer metallere göre çok daha ucuz bir metaldir. Bu durum da prototip üretimi esnasında göz önünde bulundurulabilecek diğer bir kriterdir.

2. Motor klasik ARM'de kullanılan tek faz enerjilendirme yönteminin yerine iki faz enerjilendirme yöntemi kullanılmıştır. Bu tarz bir yöntem kullanmanın sebepleri şunlardır:
 - a. Sargılar uygun şekilde yerleştirildiğinde ve aynı anda ARM iki fazı enerjilendirildiğinde motorun manyetik kutuplarının (tasarlanan makinede) kısa akı yollarını takip ettiği görülmüştür. Bu durum (akı yollarının kısalması) hem sac kayıplarının hem de motor saclarının sıcaklık değerinin azalmasına neden olacaktır.
 - b. İki faz enerjilendirmenin bir sonucu olarak motorda üretilen moment değeri yapılan optimizasyonlar ile 2.10 katına kadar çıkartılmıştır.
3. Ayrıca motorun stator yapısında da küçük değişiklikler yapılmıştır. Tercih edilen kutup şeklinin kullanılması ile manyetik doyumun hava aralığına yakın yerlerde yoğunlaştırılması ve kutuplardaki manyeto motor kuvvet (mmk) düşümünün azaltılması amaçlanmıştır.

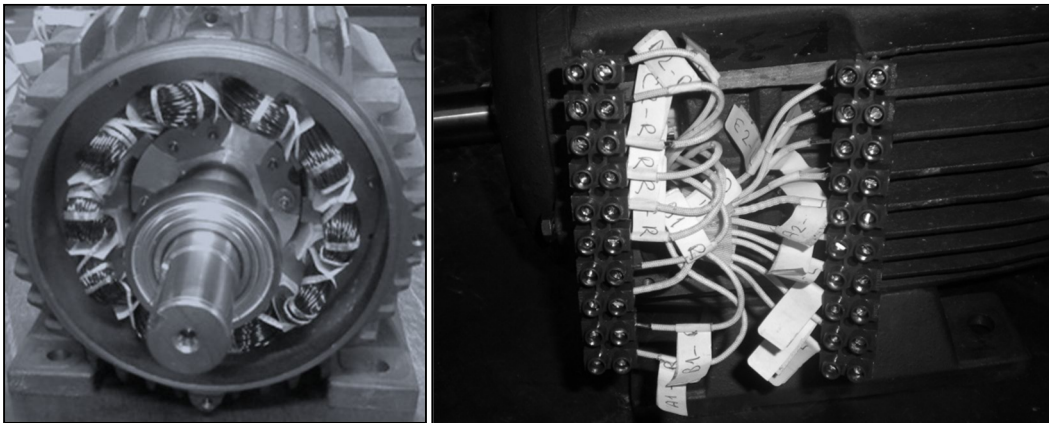


Şekil 3.1. Rotorun boyutlandırılmasının ardından modelin son durumu ve sargıların harf-rakam kombinasyonu ile ifade edilmesi

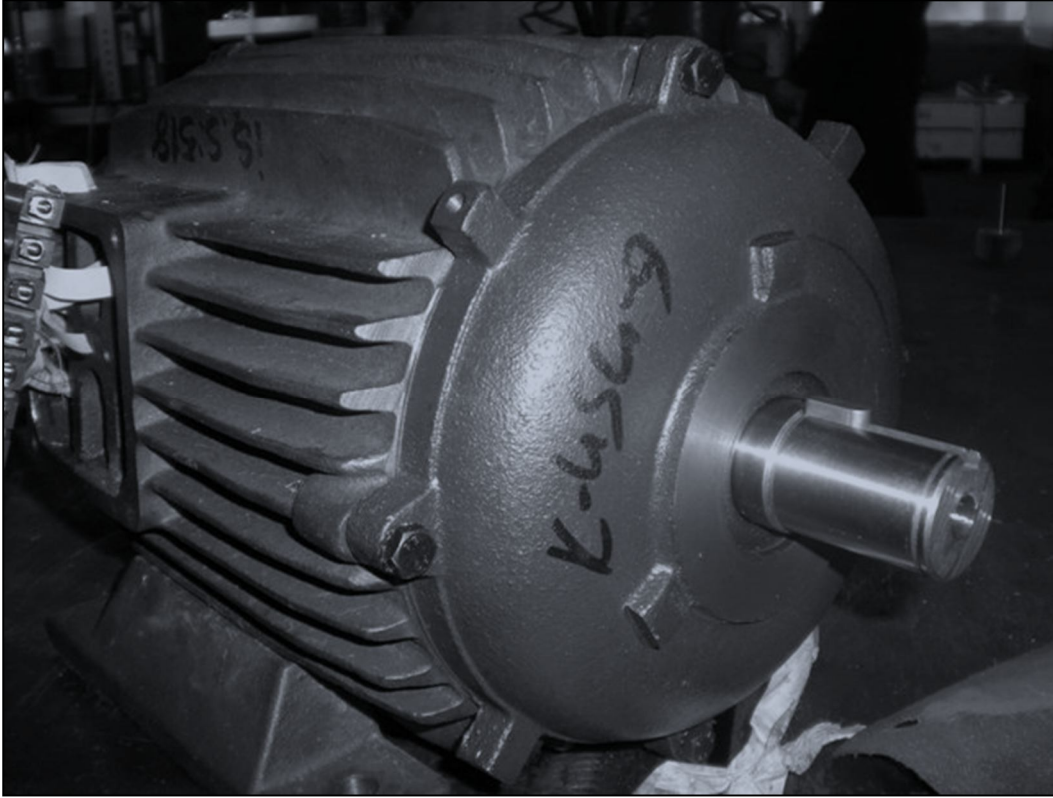
Motorun parçalarına ait katı görünüm Şekil 3.2’de verilmiştir. Motor statorunun gövdeye oturtulması ve dış bağlantıların yapılarak yatak ve kapakların birleştirilmesi ile elde edilmiş olan motorun son görünüşleri Şekil 3.3 ve Şekil 3.4’te verilmektedir. Bununla birlikte tasarım ve analiz parametreleri verilen motora ait detaylı bilgiler Tablo 3.1’de sunulmaktadır.



Şekil 3.2. Yeni tasarım segmental rotorlu ARM'nin katı görünümü



Şekil 3.3. Motorun kapak takılmadan önceki son görünüşü ve dış sargı bağlantıları



Şekil 3.4. Prototip 5-faz 10/8 konfigürasyonlu bipolar uyarımlı segmental tip ARM

Tablo 3.1. Prototip ARM'ye ait yapısal ve fiziksel özellikler

Tasarım Parametresi	Değeri
Faz sayısı	5
Stator/rotor konfigürasyonu	10/8
Stator dış çapı (mm)	150 mm
Rotor dış çapı (mm)	79.4 mm
Motor boyunduruğu (mm)	120 mm
Hava aralığı uzunluğu	0.3 mm
Stator kutup açısı (rad)	0.314 rad
Rotor kutup açısı (rad)	0.331 rad
Faz başına sarım sayısı	100
Stator/rotor materyali	M530-50A silikon çelik (0.5 mm kalınlığında)
Bakır tel çapı (mm)	1.25
Faz başına sargı direnci (Ω)	0.56
Maksimum faz indüktansı (mH)	67.91

3.2. 5-Fazlı U-Tipi Segmental Rotorlu Bipolar Uyarımlı 10/8 Anahtarlama Relüktans Motorun Modeli

Motor ve generatör gibi makinaların çalışmasının çok daha iyi kavranabilmesi için benzetim ve deneysel çalışmalarının gerçekleştirilebilmesi amacıyla matematiksel modellerinin çıkartılması gerekmektedir. Bu bölümde yeni tasarım 5-fazlı segmental anahtarlama relüktans motorun çalışması temel alınarak ve temel motor denklemleri kullanılarak daha önce gerçekleştirilmiş olan sürücüye ait matematiksel model verilmiştir [72].

Yeni 5-fazlı ARM'nin klasik ARM'den farkı rotor yapısının tamamen değiştirilmiş olması ve uyarma yönteminde farklılıklar içermesidir. Aynı kaynağın kullanılması durumunda faz başına her iki motorun sargıları tarafından üretilen akı dağılımları ve buna bağlı üretilen moment miktarları sargıların endüktansları ve fazlar arasında oluşan ortak endüktans değerlerine bağlı olarak değişim göstermektedir.

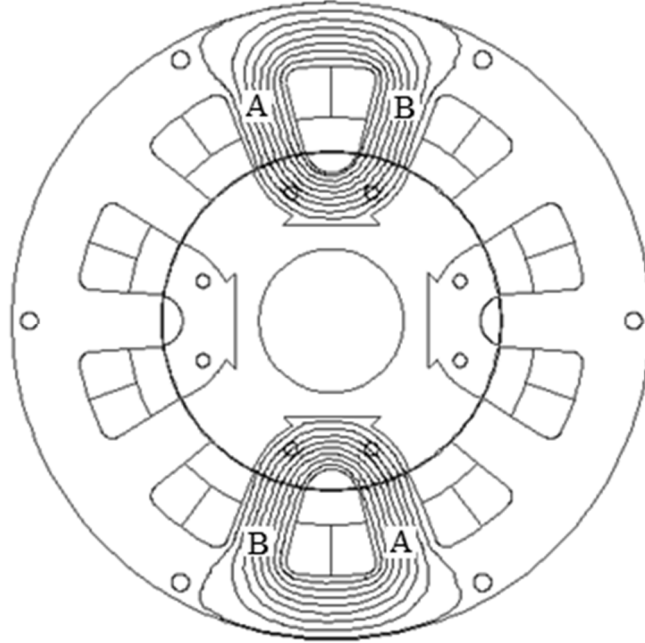
Analize başlangıç noktası olarak bahsi geçen çalışma şartlarının kabul edilmesi gerekmektedir. Aynı motor yapısı kullanılıp sadece motorun sargı şekli değiştirilerek gerçekleştirilen daha önceki çalışmalarda; uzun akı yollarını kullanan klasik ARM ile kısa akı yollarını kullanan ARM karşılaştırılmış, kısa akı yollarını kullanan ARM'nin daha iyi performans gösterdiği gözlemlenmiştir [74, 75].

5-fazlı segmental ARM'nin faz akımları ve endüktanslar cinsinden manyetik akı değişimi Denklem 3.1'deki matris formunda verilebilir.

$$\begin{pmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda_d \\ \lambda_e \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} & M_{ad} & M_{ae} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} & M_{bd} & M_{be} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} & M_{cd} & M_{ce} \\ M_{da} & M_{db} & M_{dc} & L_{dd} & M_{de} \\ M_{ea} & M_{eb} & M_{ec} & M_{ed} & L_{ee} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

Verilen manyetik akı eşitliğinde kullanılan L sembolü fazların kendi endüktanslarını, M sembolü ise ortak endüktansları ifade etmektedir. Endüktans değeri motorun açılma pozisyonuna göre değişim gösterdiği için elde edilen akı değeri hem motor akımına

hem de motor pozisyonuna göre değişmektedir. Bu durumda sadece A ve B fazları uygun polarite sağlayacak şekilde enerjilendirilirse, klasik ARM'den farklı olarak Şekil 3.5'te ince siyah çizgilerle gösterilen akı yolları oluşur.



Şekil 3.5. Sadece A ve B fazları uygun polarite oluşturacak şekilde enerjilendirildiğinde segmental ARM'de oluşan akı yollarının durumu

Şekilden anlaşılacağı gibi segmental ARM klasik ARM'den farklı olarak uzun akı yolları yerine kısa akı yolları kullanarak çalışmaktadır. Her anda iki faz enerjili kaldığı için, fazlar arasında ortak endüktans meydana geldiği ve bu durumun motorun doğrusal olmayan modelinin ortaya çıkartılmasında karmaşıklık oluşturacağı açıktır.

Denklem kullanılarak genel moment denkleminden makinenin ürettiği moment hesaplanırsa;

$$\begin{aligned}
 T = \frac{1}{2} & \left(\frac{dL_{aa}}{d\theta} i_a^2 + \frac{dL_{bb}}{d\theta} i_b^2 + \frac{dL_{cc}}{d\theta} i_c^2 + \frac{dL_{dd}}{d\theta} i_d^2 + \frac{dL_{ee}}{d\theta} i_e^2 + \right) + i_a i_b \frac{dM_{ab}}{d\theta} + i_a i_c \frac{dM_{ac}}{d\theta} + i_a i_d \frac{dM_{ad}}{d\theta} \\
 & + i_a i_e \frac{dM_{ae}}{d\theta} + i_b i_c \frac{dM_{bc}}{d\theta} + i_b i_d \frac{dM_{bd}}{d\theta} + i_b i_e \frac{dM_{be}}{d\theta} + i_c i_d \frac{dM_{cd}}{d\theta} + i_c i_e \frac{dM_{ce}}{d\theta} + i_d i_e \frac{dM_{de}}{d\theta}
 \end{aligned}
 \quad (3.2)$$

elde edilir. Şekil 3.5'teki durum temel alınarak yani sadece A ve B fazlarının enerjili olduğu düşünülürse eşitlik;

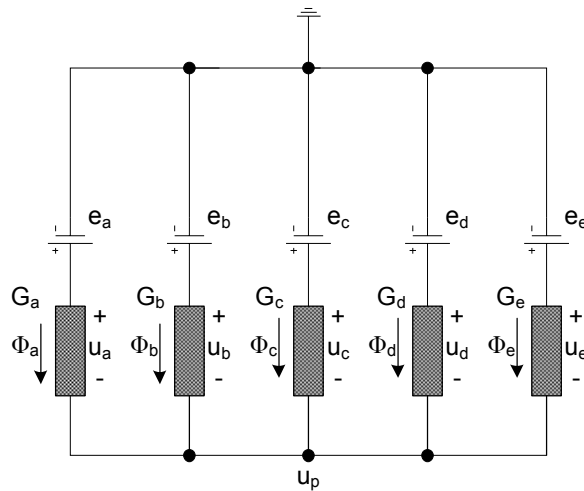
$$T = \frac{1}{2} \left(\frac{dL_{aa}}{d\theta} i_a^2 + \frac{dL_{bb}}{d\theta} i_b^2 + \right) + i_a i_b \frac{dM_{ab}}{d\theta} \quad (3.3)$$

halini alacaktır. Buradan segmental ARM'de üretilen momentin sadece faz akımına bağlı olmadığı fazların kendi endüktanslarının yanında bitişik faz ile arasındaki ortak endüktansa da bağlı olduğu açıkça görülmektedir.

3.3. 5-Fazlı Segmental Tip ARM'nin Doğrusal Makine Modeli

Bu model tasarlanan segmental ARM'nin aynı şartlar altında klasik ARM'den daha fazla moment üretebilme yeteneğine sahip olduğunu kanıtlamak için geliştirilmiştir. Tasarım gerçekleştirilirken farklı polaritede olan fazların herhangi birinin ürettiği akı; hava aralığından geçerek doğrudan diğer faz üzerinden kısa yoldan devresini tamamladığı, kaçak akı durumunun ihmal edildiği, stator ve rotor çeliklerinin manyetik iletkenliğinin (permeance) sonsuz kabul edildiği ve iletkenliğin stator ve rotor kutuplarının çakışık olduğu durumda maksimum olduğu varsayımları üzerinde durulmuştur.

Şekil 3.6'da, 5-fazlı motora ait manyetik eşdeğer devre verilmiştir.



Şekil 3.6. Segmental ARM'nin manyetik eşdeğeri

Kirşof'un akı kuralına göre şu eşitlik yazılabilir:

$$\phi_a + \phi_b + \phi_c + \phi_d + \phi_e = 0 \quad (3.4)$$

ϕ_x (x=a, b, c, d, e olmak üzere) faz akılarını temsil etmektedir. Manyetik iletkenliğe bağlı olarak her bir faza ait akı değişimi (ϕ_x (x=a, b, c, d, e olmak üzere)) Denklem 3.5'teki gibi ifade edilmektedir:

$$\phi_x = G_x(\theta)u_x \quad (3.5)$$

Burada ifade edilen G_x (x=a, b, c, d, e olmak üzere) fazların manyetik geçirgenliğini temsil ederken u_x (x=a, b, c, d, e olmak üzere) gerilim düşümünü temsil etmektedir. Ayrıca kaynakların değerleri Denklem 3.6'daki gibi hesaplanır:

$$e_x = Ni_x \quad (3.6)$$

e_x (x=a, b, c, d, e olmak üzere) kaynağın değerini, N her faza ait sarım sayısını ve i_x (x=a, b, c, d, e olmak üzere) her faza ait akımı ifade etmektedir. u_p potansiyelinin değeri olarak göz önünde bulundurulursa;

$$u_x = e_x - u_p \quad (3.7)$$

elde edilir. Genişletilmiş ifadeyle faz akıları Denklem 3.8'deki gibi hesaplanabilir;

$$\phi_x = G_x(\theta)(e_x - u_p) \quad (3.8)$$

Her bir faza ait akı bağıntıları şu şekilde ifade edilebilir;

$$\lambda_x = N\phi_x \quad (3.9)$$

Denklem 3.4 akı bağıntısı için kullanılırsa;

$$\lambda_a + \lambda_b + \lambda_c + \lambda_d + \lambda_e = 0 \quad (3.10)$$

olarak yazılır. Fazların manyetik geçirgenlikleri faz endüktanslarının bir fonksiyonu olarak ifade edilirse ($x=a, b, c, d, e$ olmak üzere);

$$G_x = \frac{L_x}{N^2} \quad (3.11)$$

elde edilir. Fazlara ait akı bağıntıları bu ifadeye bağlı olarak genişletildiğinde ($x=a, b, c, d, e$ olmak üzere);

$$\lambda_x = L_x(\theta) \left(\frac{e_x - u_p}{N} \right) \quad (3.12)$$

olur. $i_p = \frac{u_p}{N}$ olmak üzere keyfi bir akım tanımlanırsa ($x=a, b, c, d, e$ olmak üzere);

$$\lambda_x = L_x(\theta)(i_x - i_p) \quad (3.13)$$

elde edilir. Elde edilen bu eşitlik Denklem 3.10'da yerine konursa;

$$\begin{aligned} L_a(\theta)(i_a - i_p) + L_b(\theta)(i_b - i_p) + L_x(\theta)(i_x - i_p) + L_c(\theta)(i_c - i_p) \\ + L_d(\theta)(i_d - i_p) + L_e(\theta)(i_e - i_p) = 0 \end{aligned} \quad (3.14)$$

olur. Bu eşitlikten i_p değeri alınırsa;

$$i_p = \frac{L_a(\theta)i_a + L_b(\theta)i_b + L_c(\theta)i_c + L_d(\theta)i_d + L_e(\theta)i_e}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \quad (3.15)$$

elde edilir. Denklem 3.11; Denklem 3.13'ye göre tekrar düzenlenirse A fazı için Denklem 3.16 elde edilebilir:

$$\lambda_a = \left(L_a(\theta) - \frac{L_a^2(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \right) i_a \quad (3.16)$$

$$- \left(\frac{L_a(\theta)L_b(\theta)i_b + L_a(\theta)L_c(\theta)i_c + L_a(\theta)L_d(\theta)i_d + L_a(\theta)L_e(\theta)i_e}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \right)$$

Bu ifade diğer fazlar için de aynı şekilde yazılabilir. İfadeden rahatlıkla anlaşılacağı gibi A fazına ait öz-endüktans değeri;

$$L_{aa} = L_a(\theta) - \frac{L_a^2(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \quad (3.17)$$

olarak görülmektedir. Aynı şekilde ortak endüktans değerleri ise;

$$M_{ab} = - \frac{L_a(\theta)L_b(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \quad (3.18)$$

$$M_{ac} = - \frac{L_a(\theta)L_c(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \quad (3.19)$$

$$M_{ad} = - \frac{L_a(\theta)L_d(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \quad (3.20)$$

$$M_{ae} = - \frac{L_a(\theta)L_e(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \quad (3.21)$$

$$M_{bc} = - \frac{L_b(\theta)L_c(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \quad (3.22)$$

$$M_{bd} = - \frac{L_b(\theta)L_d(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \quad (3.23)$$

$$M_{be} = -\frac{L_b(\theta)L_e(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \quad (3.24)$$

$$M_{cd} = -\frac{L_c(\theta)L_d(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \quad (3.25)$$

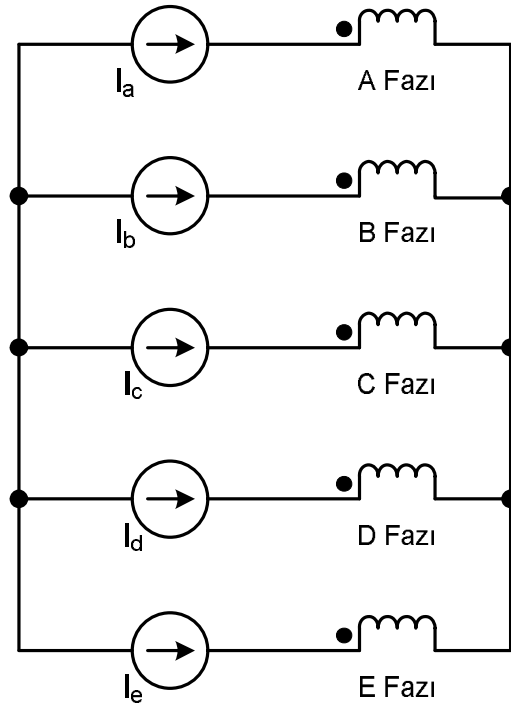
$$M_{ce} = -\frac{L_c(\theta)L_e(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \quad (3.26)$$

$$M_{de} = -\frac{L_d(\theta)L_e(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \quad (3.27)$$

olarak bulunur. Bu değerler matematiksel olarak ifade edilmelerine rağmen pratik çalışmada sadece bitişik fazlar dikkate alınacağı için örneğin A fazı ile D fazı ya da B fazı ile E fazı arasında herhangi bir ortak endüktans olmasının imkânı yoktur.

3.4. Segmental Tip ARM'nin Görünür Endüktans Profillerinin İncelenmesi

Segmental ARM'nin çalışmasının daha açık şekilde kavranabilmesi için görünür endüktans profillerinin incelenmesi gerekmektedir. Bu yöntemde segmental ARM'nin fazlarının ideal akım kaynağı ile sürüldüğü düşünülerek her anda farklı fazların durumları ortaya konarak endüktansların değerleri hesaplanacaktır. Bu hesaplama yönteminde faz dirençleri ihmal edilmiş ve fazlar Şekil 3.7'deki gibi yıldız olarak bağlanmıştır.

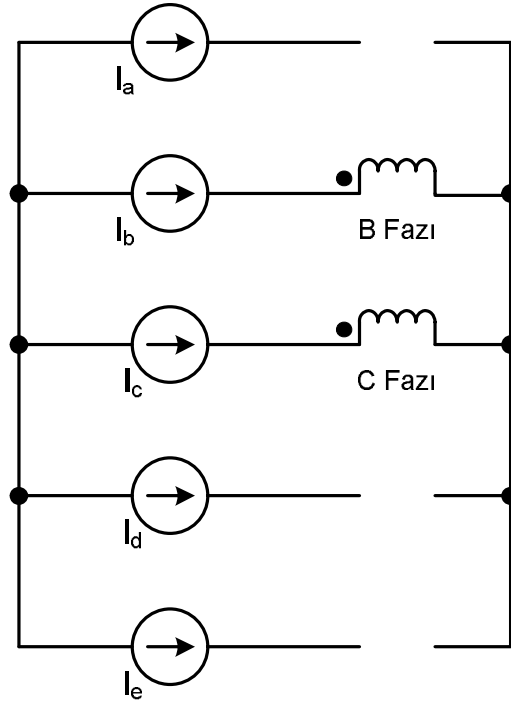


Şekil 3.7. İdeal akım kaynakları kullanıldığında segmental ARM'nin eşdeğer devresi

Tasarlanan motorun herhangi bir çalışma anında Tablo 3.2'de verilen fazları birlikte çalışacaktır. Buna göre ilk anda sadece B ve C fazlarının enerjilendirildiği düşünülürse Şekil 3.8'deki devre elde edilecektir.

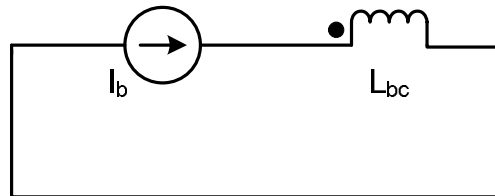
Tablo 3.2. Fazların dönme açısına bağlı olarak çalışma durumları

	0-18	18-36	36-54	54-72	72-90
A Fazı	0	+	0	0	-
B Fazı	0	0	-	0	+
C Fazı	-	0	+	0	0
D Fazı	+	0	0	-	0
E Fazı	0	-	0	+	0



Şekil 3.8. Sadece B ve C fazları enerjilendirildiğinde eşdeğer devrenin durumu

Hatta en basit hali ile eşdeğer devre Şekil 3.9'daki devreye de dönüştürülebilir.



Şekil 3.9. B ve C fazları enerjilendirildiğinde eşdeğer devrenin basitleştirilmiş hali

B ve C fazları enerjilendirilirse;

$$i_b = -i_c$$

$$i_a = 0$$

$$i_d = 0$$

$$i_e = 0$$

(3.28)

eşitlik grubu elde edilebilir. Akı bağıntıları tekrar bu enerjilendirme durumu için yazılırsa;

$$\lambda_b = \left(\frac{L_b(\theta) - \frac{L_b^2(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} + \frac{L_b(\theta)L_c(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)}}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \right) i_b \quad (3.29)$$

$$\lambda_c = \left(\frac{L_c(\theta) - \frac{L_c^2(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} + \frac{L_b(\theta)L_c(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)}}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \right) i_b \quad (3.30)$$

olur. A fazından hava aralığı aracılığı ile B fazına akan akının değeri $\lambda_{ab} = \lambda_a - \lambda_b$ olduğu için Denklem 3.29 ve Denklem 3.30 tekrar derlenirse;

$$\lambda_{bc} = \left(\frac{L_b(\theta) + L_c(\theta) - \frac{L_b^2(\theta) + L_c^2(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} + \frac{2L_b(\theta)L_c(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)}}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \right) i_b \quad (3.31)$$

elde edilebilir. Yukarıda ifade edilen akı ifadesi kullanılarak L_{bc} olarak adlandırılan “görünür” endüktans değeri $L = \lambda/i$ eşitliği kullanılarak hesaplanabilir. Bu değer; b ve c fazları arasındaki ortak endüktans eşitliği olup;

$$L_{bc} = L_b(\theta) + L_c(\theta) - \frac{L_b^2(\theta) + L_c^2(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} + \frac{2L_b(\theta)L_c(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \quad (3.32)$$

İfadesi ile hesaplanmaktadır. Aynı işlem $i_a = -i_e$, $i_d = -i_c$, $i_b = -i_a$ ve $i_e = -i_d$ olacak şekilde tekrarlanırsa görünür tüm endüktans değerleri hesaplanabilir.

Buna göre;

$$L_{ae} = L_a(\theta) + L_e(\theta) - \frac{L_a^2(\theta) + L_e^2(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} + \frac{2L_a(\theta)L_e(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \quad (3.33)$$

$$L_{dc} = L_d(\theta) + L_c(\theta) - \frac{L_d^2(\theta) + L_c^2(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} + \frac{2L_d(\theta)L_c(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \quad (3.34)$$

$$L_{ba} = L_b(\theta) + L_a(\theta) - \frac{L_b^2(\theta) + L_a^2(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} + \frac{2L_b(\theta)L_a(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \quad (3.35)$$

$$L_{ed} = L_e(\theta) + L_d(\theta) - \frac{L_e^2(\theta) + L_d^2(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} + \frac{2L_e(\theta)L_d(\theta)}{L_a(\theta) + L_b(\theta) + L_c(\theta) + L_d(\theta) + L_e(\theta)} \quad (3.36)$$

elde edilir.

3.5. Segmental ARM'de Üretilen Momentin Modellenmesi

Aynı şekilde sadece B ve C fazlarının enerjilendirildiği düşünülür ve $i_b = -i_c$ durumu göz önünde bulundurulursa moment ifadesi her iki faz için şu eşitlikleri alır;

$$T = \frac{1}{2} \left(\frac{dL_{bb}}{d\theta} i_b^2 + \frac{dL_{cc}}{d\theta} i_c^2 \right) + i_b i_c \frac{dM_{bc}}{d\theta} \quad (3.37)$$

$$T = \frac{1}{2} \left(\frac{dL_{bb}}{d\theta} i_b^2 + \frac{dL_{cc}}{d\theta} i_b^2 \right) - i_b i_b \frac{dM_{bc}}{d\theta} \quad (3.38)$$

$$T_{bc} = \left(\frac{1}{2} \left(\frac{dL_{bb}}{d\theta} + \frac{dL_{cc}}{d\theta} \right) - \frac{dM_{bc}}{d\theta} \right) i_b^2 \quad (3.39)$$

B ve C fazları için verilen görünür endüktans eşitliği kullanılırsa;

$$L_{bc}(\theta) = L_{bb}(\theta) + L_{cc}(\theta) - 2M_{bc}(\theta) \quad (3.40)$$

elde edilir. Bu eşdeğer endüktans ile elde edilen moment değeri aşağıdaki gibi olur:

$$T_{bc} = \frac{1}{2} \frac{dL_{bc}}{d\theta} i_b^2 \quad (3.41)$$

$$T_{bc} = \frac{1}{2} \frac{d(L_{bb}(\theta) + L_{cc}(\theta) - 2M_{bc}(\theta))}{d\theta} i_b^2 \quad (3.42)$$

$$T_{bc} = \left(\frac{1}{2} \left(\frac{dL_{bb}}{d\theta} + \frac{dL_{cc}}{d\theta} \right) - \frac{dM_{bc}}{d\theta} \right) i_b^2 \quad (3.43)$$

BÖLÜM 4. ARM'LERDE KULLANILAN DENETİM METOTLARI VE KONVERTÖR TİPLERİ

Anahtarlamalı relüktans motorlar unipolar ya da bipolar tip sürülen tip olmalarının dışında genel olarak denetim mekanizmalarında akım denetimi esastır. Temelde kontrol edilmesi gereken büyüklük moment olduğu ve üretilen momentin de doğrudan pozisyon ve akım değişimi ile ilgili olduğu düşünüldüğünde ARM'ler için gerçekleştirilen denetim stratejileri akım değişimini denetleyecek yönde geliştirilmiştir. Bununla birlikte üretilen momentin dalga şeklinin akımın dalga şekliyle orantılı olmasının yanında sürücü sistemi için gereksinim duyulan ya da sınır şartı olarak kabul edilen moment dalgalanmasında da önemli bir yer tutmaktadır.

Bu durum temel alınarak ARM'ler için birçok denetim yöntemi geliştirilmiş olup en çok uygulanan yöntemler aşağıda özetlenmiştir:

1. Histerezis akım denetimi
2. PWM denetimi
3. Akım profilinin denetimi

Yukarıda kullanılan yöntemlerle geliştirilen tüm konvertörlerde ARM'de üretilen moment uyartım akımının polaritesinden bağımsız olduğundan, ARM sürücüleri birkaç motor tipi hariç genelde her faz sargısı için sadece bir adet anahtarlama elemanına ihtiyaç duymaktadır. ARM'de kullanılan konvertör teknolojisi ve standardı makine tasarımında elde edilen gelişmelere paralel olarak ilerleme kaydetmektedir. ARM'ler için şu ana kadar birçok konvertör topolojisi geliştirilmiş olmasına rağmen henüz tam olarak bir standartlaşma sağlanamamıştır.

İdeal bir ARM konvertörü güvenilir, kararlı, faz başına anahtar sayısı az, yüksek verimli, gürültü ve moment titreşimi düşük, VA oranı düşük, aynı zamanda akımı doğru ve çok hızlı kontrol edebilme özelliklerine sahip olmalıdır [76].

Gerçekleştirilen uygulamada ARM hızını belirli bir aralıkta tutmaya çalışan PWM denetimli PI denetleyici sistemi ortaya konduğu için sürücü tasarımından bahsetmeden önce PI denetleyicinin nasıl tepki verdiği ve bu durumun grafiksel olarak nasıl ifade edildiğine göz atmakta fayda vardır.

4.1. PI Denetleyicinin İşlevi

PI denetleyici ile gerçekleştirilen denetim algoritması sistem hatasının iki ayrı matematiksel işlemden geçirilip toplanması ile denetim çıktısını oluşturur. Buna bağlı olarak sistem üzerindeki etkisi aşağıda verildiği şekilde ayrıştırılmaktadır:

1. **Oransal Etki:** Denetleyici çıkışına hatanın belirli bir “Kazanç” değeri ile çarpımı kadar etki gösterir.
2. **İntegral Etki:** Denetleyici çıktısında, denetim işlemi başladığı andan etkinin hesaplandığı ana kadar geçen tüm anlardaki hatanın toplamı ile orantılı olarak etkisini gösterir. Bu integral etkisi, sistemin geçmişteki yaptığı hataların toplamını ifade eder.

4.1.1. Oransal (P) denetim

Oransal denetim algoritması en basit denetim etkisini temsil etmektedir. Denetleyici çıktısı o andaki hata değeri ile bir kazanç değerinin çarpımıyla hesaplanır. Bu kazanç denetleyici çıktısının sistem hatasına olan hassasiyetini gösterir. Kazanç büyüdükçe denetleyici reaksiyonu artar. Denetleyici hata azaldıkça daha düşük bir denetim etkisi gösterip çıktının referansa yumuşak bir şekilde yaklaşmasını sağlar.

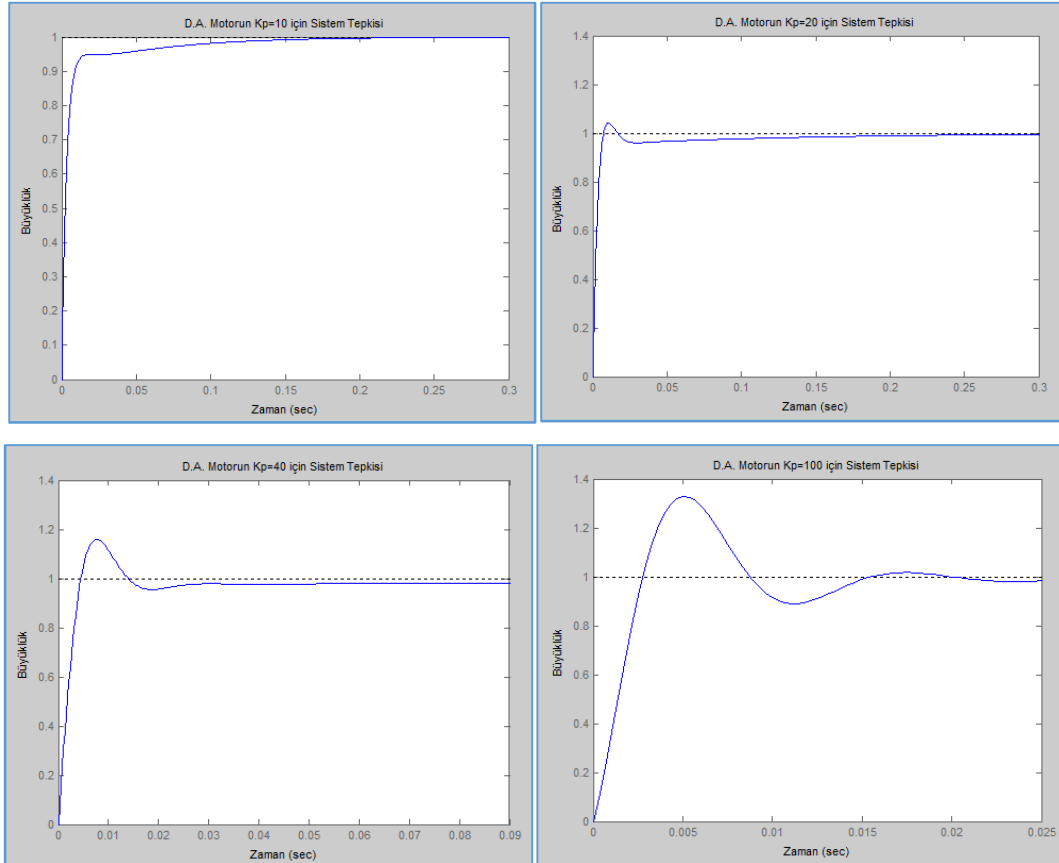
$$u(t) = K_p e(t) \quad (4.1)$$

Buna karşılık hata küçüldükçe denetim etkisi çok zayıflayacak, belirli bir değer altında denetim sinyalinin bağlandığı tahrik sisteminin sisteme etkisi çok

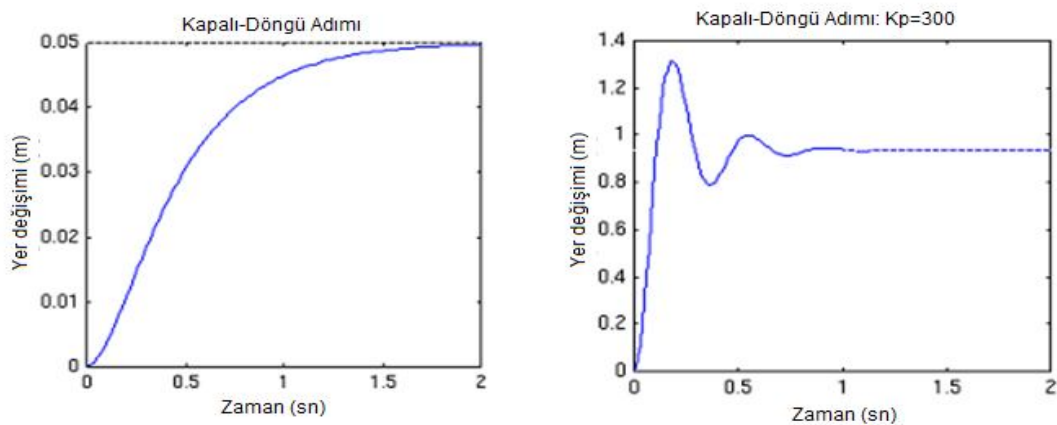
zayıflayacak ve sistem çıktısı referansa asla tam olarak ulaşamayacaktır. Bu hatanın ortaya çıkmasını engellemek için denetleyici çıkışına bir sabit değer eklenir.

$$u(t) = K_p e(t) + u_0 \quad (4.2)$$

Farklı oransal değer durumlarında sistemin verdiği tepkiyi daha açık bir şekilde gözlemlmek için Şekil 4.1 ve Şekil 4.2'ye bakmak faydalı olacaktır.



Şekil 4.1. Farklı oransal denetleyicilerde DC motorun sistem tepkileri



Şekil 4.2. Oransal denetimin olmadığı ($K_p=1$) ve $K_p=300$ durumlarında sistemin tepkisi

Verilen grafiklerden de anlaşılacağı gibi oransal denetim yardımıyla;

1. Kalkış zamanı (yükselme zamanı - rising time) kısaltılmakta (sistem tepkisi hızlandırılmakta),
2. Düzenli rejim (kararlı durum) hatası azaltılmakta,
3. Kararlı duruma geçiş süresi azaltılmakta
4. Aşım değeri arttırılmaktadır.

4.1.2. İntegral (I) denetim

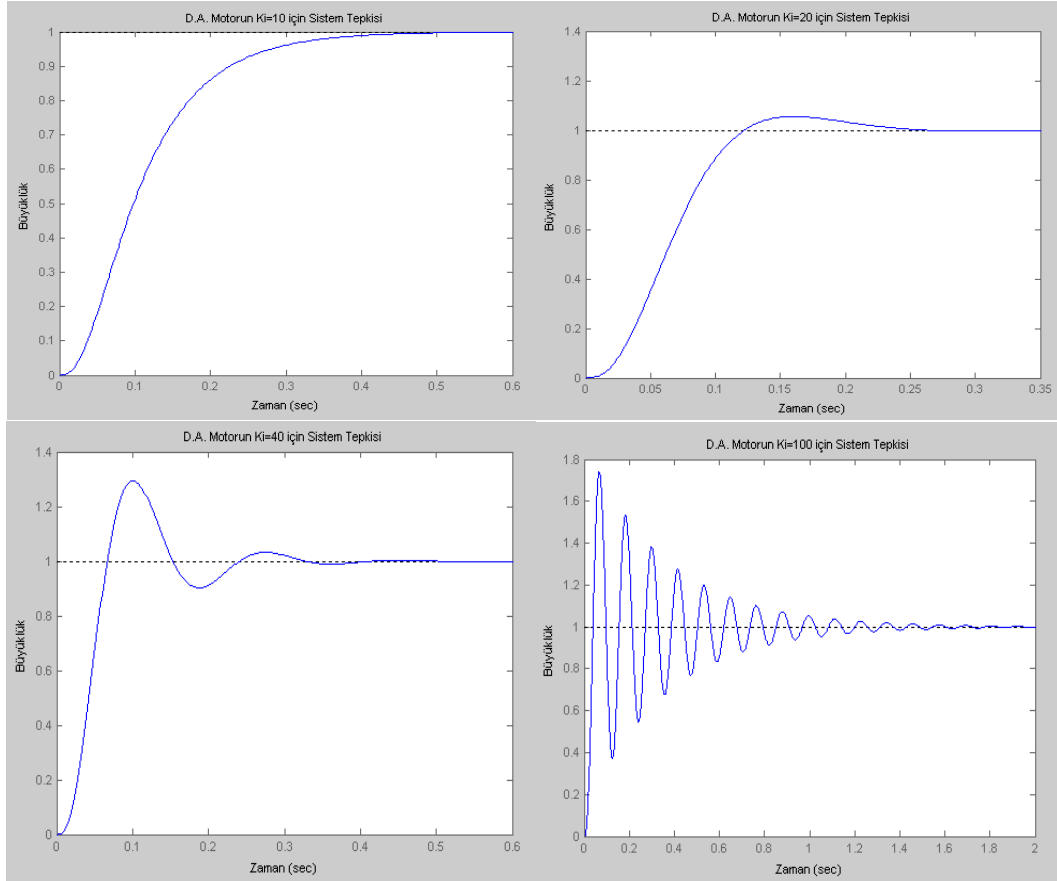
İntegral denetim etkisi oransal denetim etkisine benzer şekilde hesaplanmaktadır. Fakat burada anlık hata değeri yerine, sistem çalışmaya başladığı andan itibaren olan tüm anlardaki hataların toplamı bir kazanç ile çarpılır (Denklem 4.3).

$$u(k) = K_i \sum_1^k e(k) \quad (4.3)$$

Bahsi geçen toplam; sürekli sistemler için hatanın integralini ifade etmektedir (Denklem 4.4).

$$u(t) = K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (4.4)$$

Sistem cevabının referans değerine ulaşması geciktikçe integral denetim etkisi de artacaktır (Şekil 4.3.). Genel olarak integral denetleyicisi kararlı durum hatasını sıfırlamak amacı ile kullanılır.



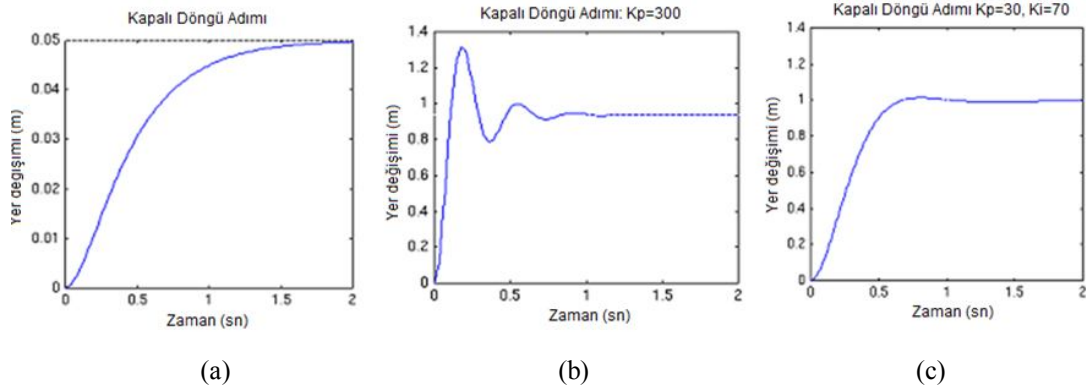
Şekil 4.3. Farklı integral denetleyicilerde DC motorun sistem tepkileri

4.1.3. Oransal - integral (PI) denetim

İntegral denetleyicinin etkisi oransal denetim etkisi ile beraber kullanıldığında daha etkin bir biçimde belirgin olmaktadır. İntegral etkisi denetleyicinin devreye girmesinden belirli bir süre sonra etkin hale gelmektedir. Yine oransal denetim etkisinin hata küçüldükçe zayıfladığı bilindiğine göre bu iki etkinin tamamlayıcı olarak kullanılabilmesi kolaylıkla öngörülebilir.

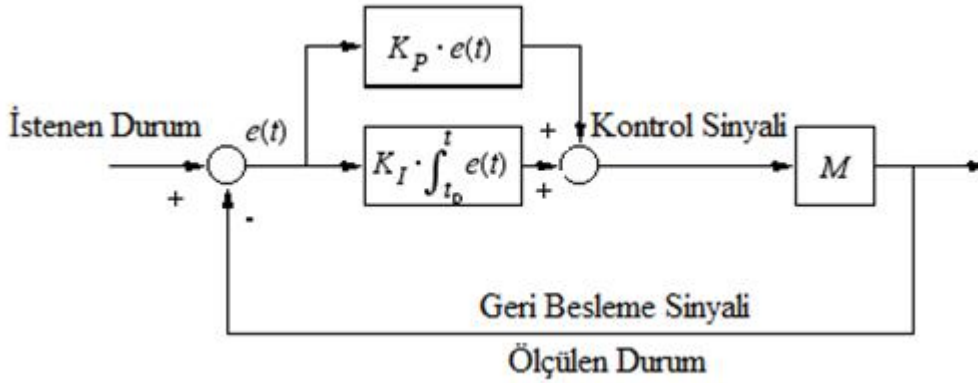
$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad (4.5)$$

Oransal etki hızlı bir şekilde sistem cevabını girdi değerine yaklaştırdıktan sonra etkisi kaybolacak, bu noktadan sonra integral etki devreye girip kalıcı hatayı yok edecek ve sistemi yavaşta olsa tam referans değerine taşıyacaktır. Aşağıdaki şekilde denetleyicisiz sistem ile birlikte, sadece oransal denetleyici ve PI denetleyicisi ile birlikte kullanıldığında basamak cevapları ayrı ayrı verilmiştir.



Şekil 4.4. a) Denetleyicisiz, b) Oransal denetleyicili, c) PI denetleyicili sistem basamak cevapları

Yukarıdaki şekilde PI denetleyicisinde kazanç katsayısının 300'den 30'a düşürülmesinin sebebi integral etkinin de oransal etki gibi kalkış zamanını azaltma ve aşma değerini arttırma etkisinin olmasıdır. Cevap incelendiğinde düzenli rejim hatasının sıfırlandığı ve düzenli rejime geçiş zamanının bir miktar uzadığı gözlemlenmektedir. Bir denetim sisteminde iki denetleyicinin birlikte kullanıldığı düşünüldüğünde Şekil 4.5'teki bir kapalı döngü sistemi elde edilmektedir.



Şekil 4.5. PI denetimli kapalı döngü denetim sisteminin gösterimi

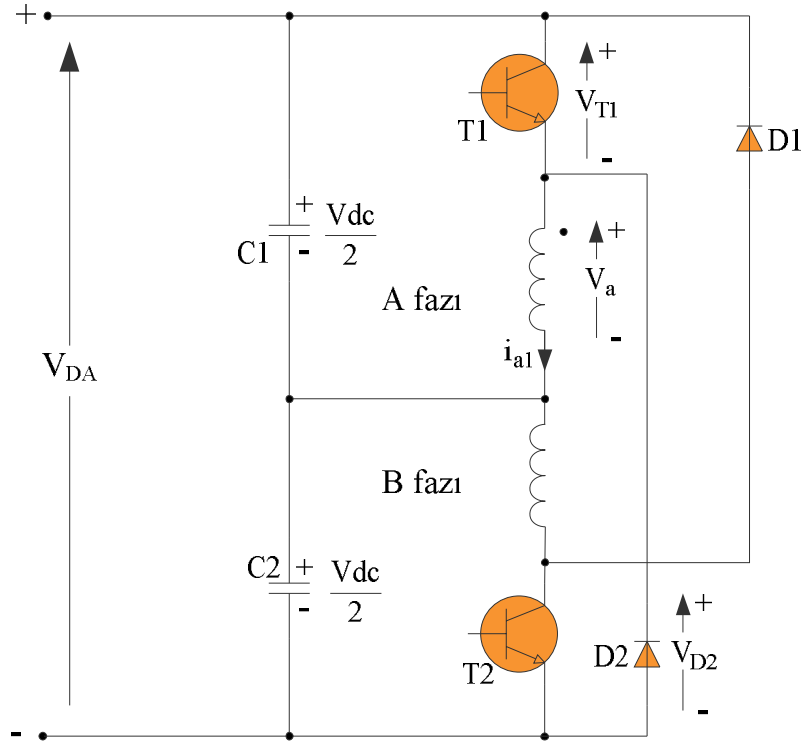
4.2. ARM'lerde Kullanılan Konvertör Konfigürasyonları

ARM fazları birbirinden bağımsızdır. Bu yüzden bir fazda hata ya da arıza meydana gelmesi durumunda, motor sürücüsünün çalışmayı kesmeden tetikleme sinyallerini göndermesi olasıdır. Bu durumda daha düşük bir çıkış gücü elde edilir. Bu kısımda ARM'de kullanılan bazı konvertör topolojileri sunulmuş ve tartışılmıştır.

ARM'lerde sargılar arasındaki ortak manyetik bağ ihmal edilebilir özelliktedir. Çünkü farklı sargı gruplarının aralarında herhangi bir manyetik bağının olması söz konusu değildir. Bu durum; denetim ve moment üretiminde her bir faz sargısının bağımsız olarak denetim edilmesine olanak sağlamaktadır. Fakat bu durum bir avantaj olarak ortaya çıkarken sargılar üzerinde meydana gelen manyetik alan enerjisinin bir şekilde çalışma esnasında ortadan kaldırılması gerekmektedir. Yoksa sargılar üzerinde gerilim yükselmeleri meydana gelecek ve elektronik tetikleme elemanlarının zarar görmesi durumu ortaya çıkabilecektir. Bu enerjinin harcanmasının ya da yok edilmesinin birkaç yolu vardır. Enerji kısmi olarak mekanik/elektriksel enerjiye dönüştürülebilir ve motor sargılarında harcanabilir ya da bir şekilde kaynağa geri gönderilebilir [72]. Bunu gerçekleştirmek için genellikle uygulamalarda dönüştürücü adı verilen devrelerde snubber adı verilen alt-devreler tercih edilmektedir. Aşağıda bahsi geçen ve detaylı olarak açıklanmış olan devrelerde bu işlemin nasıl gerçekleştirildiğine değinilmektedir.

4.2.1. Ayrık beslemeli konvertör

Şekil 4.6'da gösterildiği gibi bu konvertörün DA bara gerilimini ikiye bölerek sargıları besleyen bir yapısı vardır. Konvertör yapısında her faz için sadece bir anahtara ihtiyaç duyulmaktadır. Bara geriliminin yarısı kullanıldığı için tam bara gerilimi ile çalışan ARM fazının yaklaşık iki katı kadar akım çekmesi durumu ortaya çıkar ki bu durum ısı ve güç kaybına neden olarak kayıpların artması sonucunu doğurur.

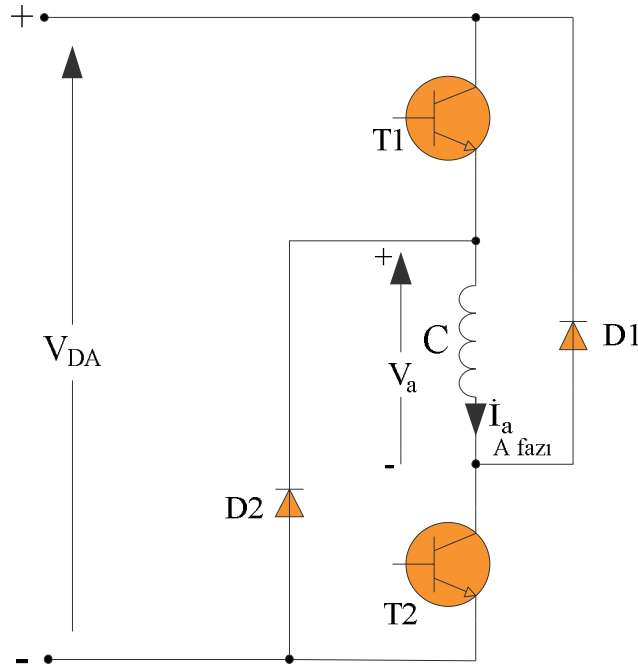


Şekil 4.6. Ayrık beslemeli konvertör yapısı

A-fazı T_1 anahtarı tetiklenerek enerjilendirildiğinde, akım T_1 içersinden A fazı ve C_1 kondansatörü yolu izleyerek akar. T_1 açıldığında, akım A fazı- C_2 kapasitörü ve D_2 diyotu üzerinden akmaya devam eder. Bu işlemde, C_2 şarj olarak A fazındaki enerji hızlı bir şekilde harcanır.

4.2.2. Asimetrik köprü konvertör

Bu konvertör modeli 6-darbeleri konvansiyonel AA konvertöre benzemektedir [76]. Bu konvertör yapısında motor sargıları birbirinden bağımsız olarak kontrol edilmekte olup fazları iletime sokmak amacıyla her faz için farklı polaritelere sahip kaynak gerilimi uygulanabilmektedir. Şekil 4.7'de asimetrik köprü konvertörün bir faz gösterimi yer almaktadır. Diğer fazlar da benzer şekilde bağlanacaktır.



Şekil 4.7. Asimetrik köprü konvertörün bir faz gösterimi

A fazı üzerinden akımın akışı T_1 ve T_2 transistörleri aracılığı ile gerçekleştirilmektedir. Akım verilen sınır değerine çıktığında T_1 ve T_2 kapalı konuma geçer. Motor sargılarında depolanan enerji tükenene kadar akımı aynı yönde tutulmaya çalışılacaktır. Bundan dolayı, D_1 ve D_2 diyotları kaynağı şarj etmek ya da enerjiyi kaynağa göndermek için aktif hale gelerek akımın istenen değer altına düşmesine yardımcı olacaktır. Asimetrik köprü konvertörünün yapısında faz başına kullanılan anahtar sayısının fazla olması bir dezavantaj olarak karşımıza çıkmaktadır.

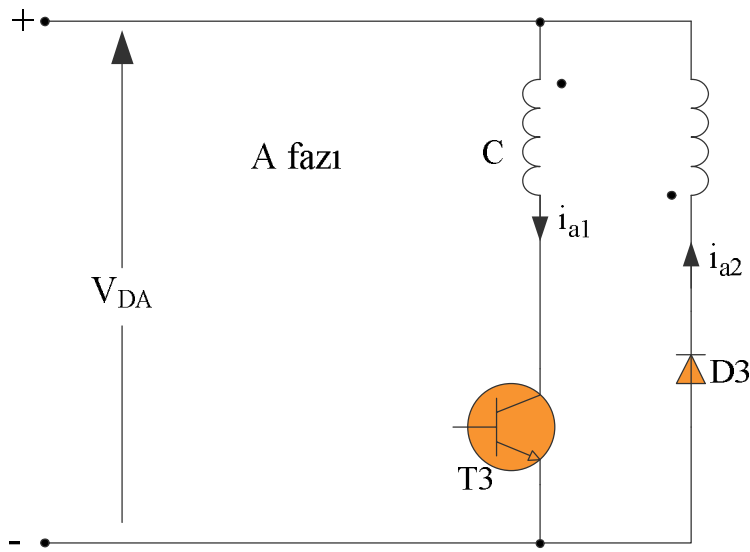
Asimetrik köprü konvertörde kullanılan güç elemanlarından (transistor, MOSFET, IGBT vb.) yararlanma, görev saykılarının (duty cycle) kısa olmasından dolayı zayıftır. Eleman sayısını düşürerek bu durumu ortadan kaldırmak ve güç elemanlarından daha fazla istifade etmek için SCR gibi faz denetim elemanlarını kullanmakta yarar vardır [77].

4.2.3. Bifilar tip konvertör

Bifilar sargı; yardımcı sargı anlamına gelmektedir. Şekil 4.8'de gösterilen bu sarım yönteminde yardımcı sargının 2/3'lük miktarı bir yönde ve geri kalan 1/3'lük miktarı

ise aksi yönde sarılır. Bifilar yardımcı sargı içinde manyetik etkinin bir kısmı yok olur, ancak sargının etkin direnci değişmez.

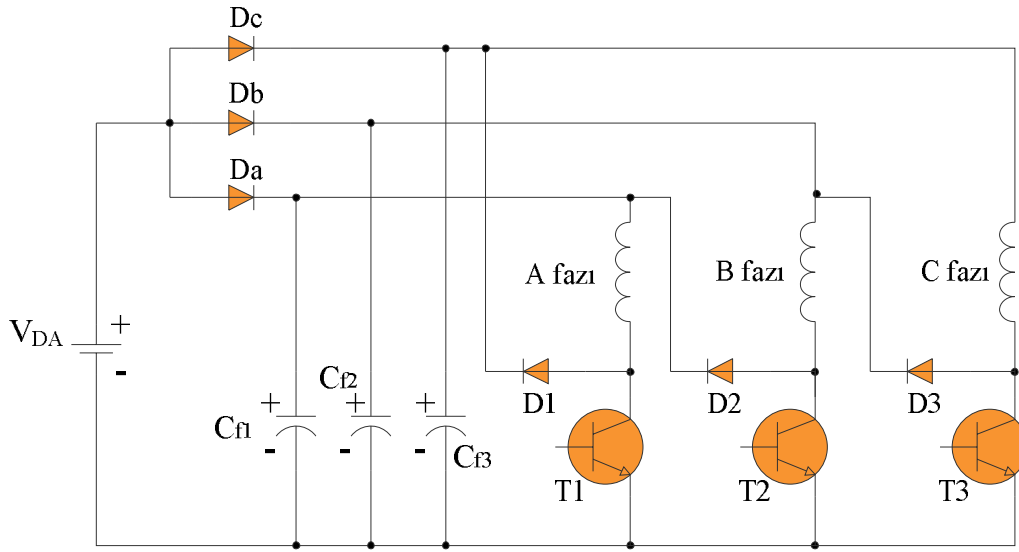
Bu tip bir sargı yönetimini kullanan konvertör en eski konvertör yapısına sahiptir. Düşük gerilimli uygulamalar için uygun iken, sargı endüktansının yol açtığı yüksek gerilimler ve bu yüksek gerilimlerin zaman zaman DA bara geriliminin 4 katına kadar ulaşması bu tip konvertörleri yüksek gerilimli uygulamalar için kullanışsız hale getirmiştir.



Şekil 4.8. Bifilar sargı kullanan konvertör

4.2.4. Bağımsız akım denetimli “q” anahtar ve “2q” diyot konfigürasyondaki konvertörler

Yukarıda değinildiği gibi, bifilar tip konvertörler yüksek gerilimli uygulamalar için kullanışsızdırlar, yine ayrık gerilimli konvertörler, sistemlerde bara geriliminin yarısını kullanmaları dolayısı ile, tam bara gerilimi ile çalışan ARM fazının yaklaşık iki katı kadar akım çektikleri için verimsizdirler. Bu dezavantajları yok eden ve tüm bu gereksinimleri sağlayan yeni bir konvertör tipi geliştirilmiştir [78]. Şekil 4.9’da verilen konvertör; faz sayısı kadar diyot ve DA bara kapasitörü gerektirmektedir. D_a , D_b ve D_c diyotları yavaş diyot olarak adlandırılan diyotlardır. Bu diyotların işlevi her faz için ayrık DA bara gerilimi sağlamaktır.



Şekil 4.9. Bağımsız akım denetimli “q” Anahtar ve “2q” diyot konfigürasyondaki konvertör yapısı

A fazının enerjilendirildiği düşünülürse, T_1 anahtarının kapalı olması gerekmektedir. A faz akımı referans akımını geçerse, T_1 anahtarı açılır. A faz akımı; D_1 iyonu-C fazı ile DC kaynak arasına bağlanmış olan C_{f3} kapasitörü aracılığı ile akar. A fazının enerjisi C_{f3} 'e iletilerek V_{DC} gerilimi arttırılmış olur. Bu değer $2V_{DC}$ kadardır. T_1 kapalı iken A fazı üzerindeki gerilim; kaynak gerilimi ile C_{f3} geriliminin farkına eşittir (negatif değerde). A faz akımı referans akımının altına düşerse T_1 anahtarı tekrar kapatılır ve A fazı akımı referans akıma yakın bir değerde tutulmuş olur. bu arada C_{f3} üzerindeki gerilimin C fazı iletimde iken harcandığını unutmamak gerekir.

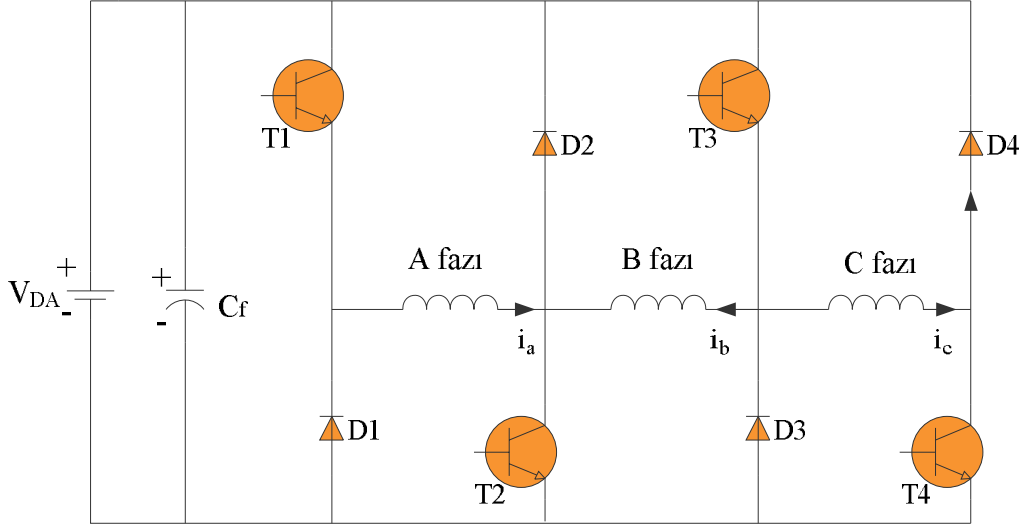
4.2.5. “q+1” anahtar ve diyot konfigürasyonlu konvertörler

Bu tip konvertörler detayları aşağıda verilen temelde 3 başlıkta incelenebilir.

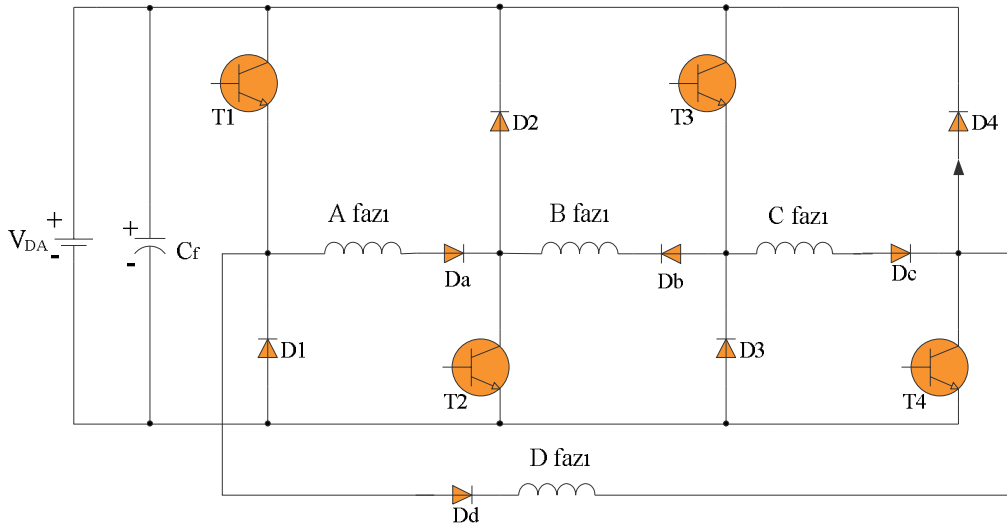
4.2.5.1. Ortak anahtarlı konvertörler

Şekil 4.10 (a)'daki konvertörde kullanılan anahtar ve diyot sayıları faz sayısından bir fazladır ($q+1$) [79]. A-fazının enerjilendirildiği düşünülürse, T_1 ve T_2 anahtarları kapatılacaktır. DA bara gerilimi aynen A-fazı üzerinde görülecektir. Faz akımı referans akım değerini aştığında, T_1 ya da T_2 anahtarlarından birisi açılarak akımın D_1 ve T_2 ya da D_2 ve T_1 üzerinden akması sağlanır.

Aynı zamanda hem T_1 hem de T_2 anahtarları açılarak A fazına $-V_{DA}$ uygulanması sağlanabilir. Bu yöntem diğerine göre çok daha etkilidir. Bu konvertör devresi özellikle faz sayısı dörtten fazla olan ve fazları genellikle overlapping olayına maruz kalan ARM'ler için iyi bir tercih olarak göz önünde bulundurulmaktadır.



(a)



(b)

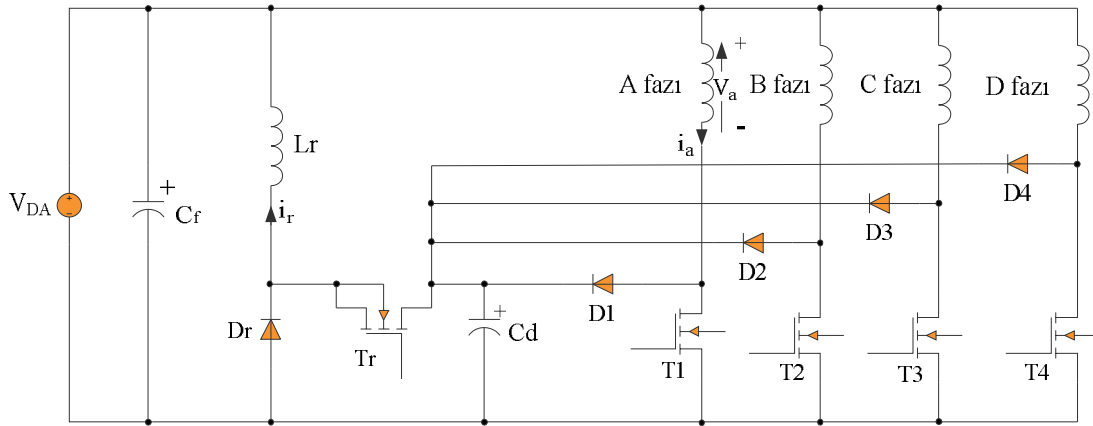
Şekil 4.10. Ortak anahtarlı konvertörler (a) Klasik $(q+1)$ konfigürasyonlu ortak anahtarlı konvertör
(b) Topolojisi değiştirilmiş ve q anahtar yapısına sahip ortak anahtarlı konvertör konfigürasyonu [80]

Şekil 4.10 (b)'deki konvertör faz akımlarının teker teker denetiminde daha iyi bir kısıtlama sağlamak ve daha uzun komütasyon süresi oluşturmaktadır. Konvertörde;

tüm anahtarlar, her biri iki faz akımının toplamını taşıdığı için düzenli akım oranlarına sahiptir. Örneğin; sırasıyla T_2 ve T_4 ilettime geçirilirse, T_1 hem A hem de B fazının akımını taşıyacaktır. Yalnız bu tip konvertör yapısı sadece dört ya da dörtten daha fazla faz sayısı olan ve çift faz sayısına sahip ARM'lerin denetiminde tercih edilebilecek konvertör yapısıdır. Uygun topoloji değişikliği ile bipolar denetim yani fazlardan geçen akım yönünün değiştirilebildiği motorlarda kullanımı için de mümkündür.

4.2.5.2. Kondansatör sönümlmeli (C-Dump) konvertör

Bu konvertörün çalışma şekli faz enerjilerinin depolanması için Şekil 4.11'de gösterilen bir C_d kondansatörünün kullanılmasına dayanmaktadır. [81, 82]'de açıklandığı gibi C_d kapasitörü içerisinde depolanan enerji T_r , L_r ve D_r 'den oluşan bir kıyıcı devresi kullanılarak DA kaynağa geri gönderilir.

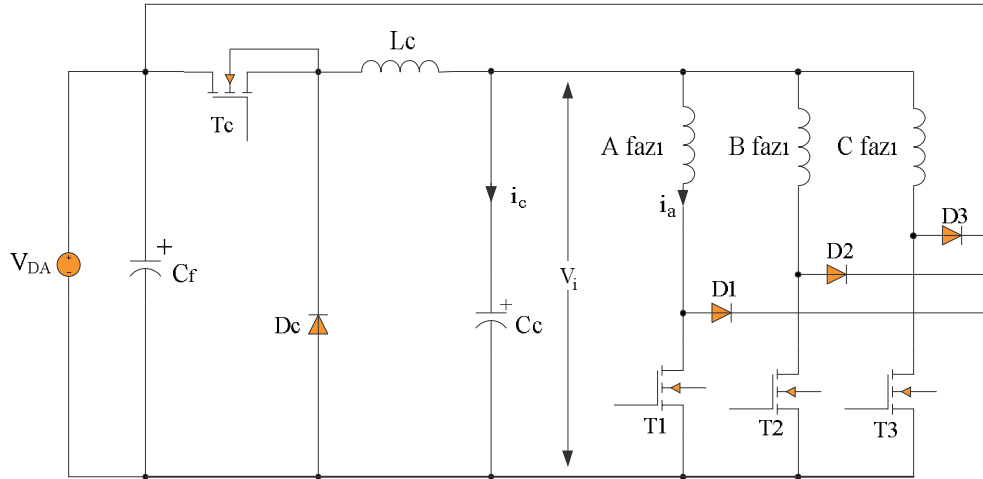


Şekil 4.11. C-Dump Konvertör

$(q+1)$ anahtar topolojisi kullanan bu devrenin en büyük avantajı minimum anahtar sayısı ile tam bağımsız faz akım denetimi kullanıyor olmasıdır. Diğer bir avantajı C_d kondansatörü tepe gerilimine kadar şarj olduğu için herhangi bir snubber devresi gerektirmemekte ve bu durum her faz için bir anahtar kullanan konvertörlere göre avantaj oluşturmaktadır. Temel dezavantajı ise; akım komütasyonunun C_d ve DA bara gerilimi farkı ile sınırlandırılmasıdır. Akımın daha hızlı komüte edilebilmesi için daha yüksek V_0 gerilimine ihtiyaç vardır.

4.2.5.3. ARM sürücüleri için ayarlanabilir DA bara gerilimli konvertör topolojisi

(q+1) anahtar yapısına sahip diğer bir konvertör çeşidi de ayarlanabilir DA bara gerilimli konvertör konfigürasyonudur [83].



Şekil 4.12. ARM sürücüler için ayarlanabilir DA gerilimli konvertör topolojisi

Şekil 4.12’de görülen konvertör yapısında T_1 anahtarının kapatıldığı düşünülürse, V_i giriş gerilimi makinenin A-fazına uygulanacaktır. Sargıdaki akımı düzenlemek için T_1 anahtarı açılır ve akımın D_1 diyotu- V_{DA} kaynağı C_c kapasitörü içerisinde yönlendirilmesi sağlanır. Bu arada kısıyıcı anahtarı olan T_c açık konumdadır. Böylece makinenin fazına V_{DA} ve V_i farkı kadar bir negatif gerilim uygulanacaktır. Gerilim V_i ’ye bağlı olarak ayarlı bir şekilde uygulanmıştır. T_c anahtarı açık konuma geldiği vakit C_c kapasitörü üzerindeki enerji bir sonraki fazın ihtiyacını karşılayacak düzeydedir. Bu şekilde makine fazları arasındaki bağımsız çalışma durumu da korunmuş olur.

4.2.6. Bipolar ARM sürücüleri için konvertör çözümleri

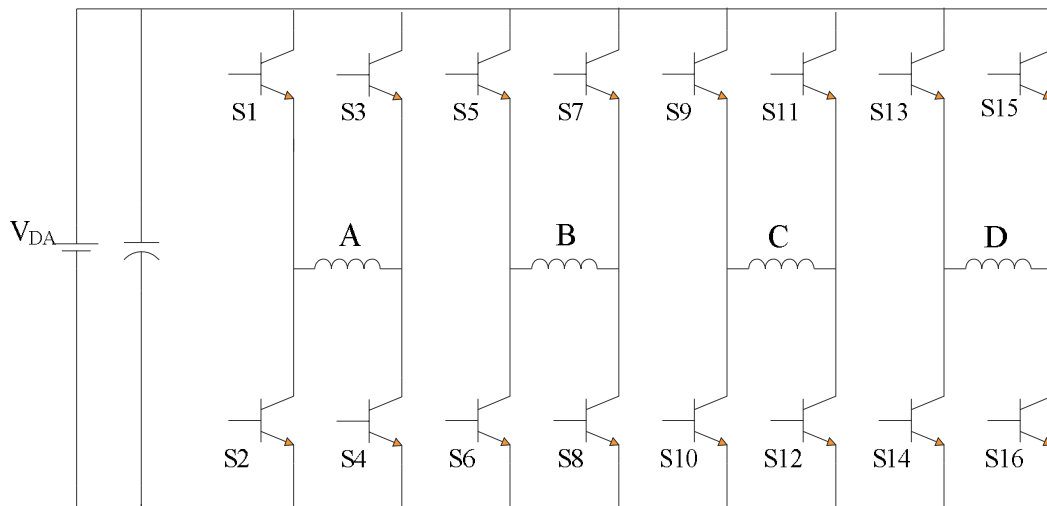
Anahtarlamalı relüktans motor tasarımı ve bunun yanında sürücü teknolojisindeki gelişmeler ve bu alanda yapılan çalışmalar; ARM’lerin tek yönlü akım sağlayan konvertörler kullanılarak sürülmesinin yanında bitişik iki fazın kısa akı yolları

oluşturacak şekilde uyarılması temeline dayanan bipolar sürme tekniği ile verimli bir şekilde çalışabileceğini ortaya koymuştur [72].

Bu bağlamda şu ana kadar incelenen ve ARM fazlarından sadece tek yönlü akım geçişini sağlayan konvertörlerle birlikte çalışmamızın temelini oluşturan bipolar sürme tekniğinde kullanılan konvertör çeşitlerini gözden geçirme zorunluluğu bulunmaktadır.

4.2.6.1. H-Köprü bipolar konvertör topolojisi

Şekil 4.13'te gösterilen konvertör tipi çalışma modlarının izlenmesinde ve üretilmesinde maksimum esneklik sağlayan konvertör topolojisidir [84]. Sürücü hep modüler durumdadır ve fazların herhangi birinde meydana gelen hata otomatik olarak diğer fazlardan izole edilmektedir. Bu hata tolerans topolojisi özelliği ile otomobil uygulamalarında rahatlıkla kullanılabilir özelliğindedir. Asimetrik köprü konvertörüne oranla daha fazla anahtara ihtiyaç duymaktadır. Bu ilk bakışta bir dezavantaj olarak öne çıkarken motorun fazlarından geçen akım yönünün değiştirilmesi göz önünde bulundurulduğunda önemli bir durumdur.

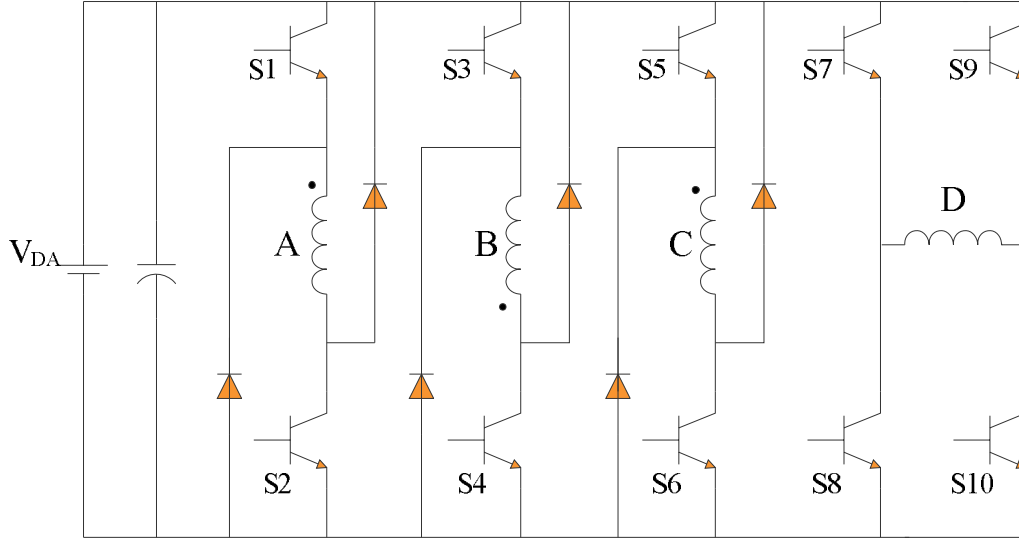


Şekil 4.13. H-köprü bipolar konvertör topolojisi

Sunulan konvertör topolojisi tez çalışmasında kullanılan 5-fazlı sürücü sisteminin temelini oluşturmaktadır. Tasarlanan devrede faz başına 4 adet olmak üzere toplam 20 adet MOSFET kullanılmıştır.

4.2.6.2. Asimetrik ve H-Köprü bipolar konvertör tipi

Şekil 4.14 asimetrik köprü konvertör ile H-köprü konvertörünün bir kombinasyonunu sunmaktadır.

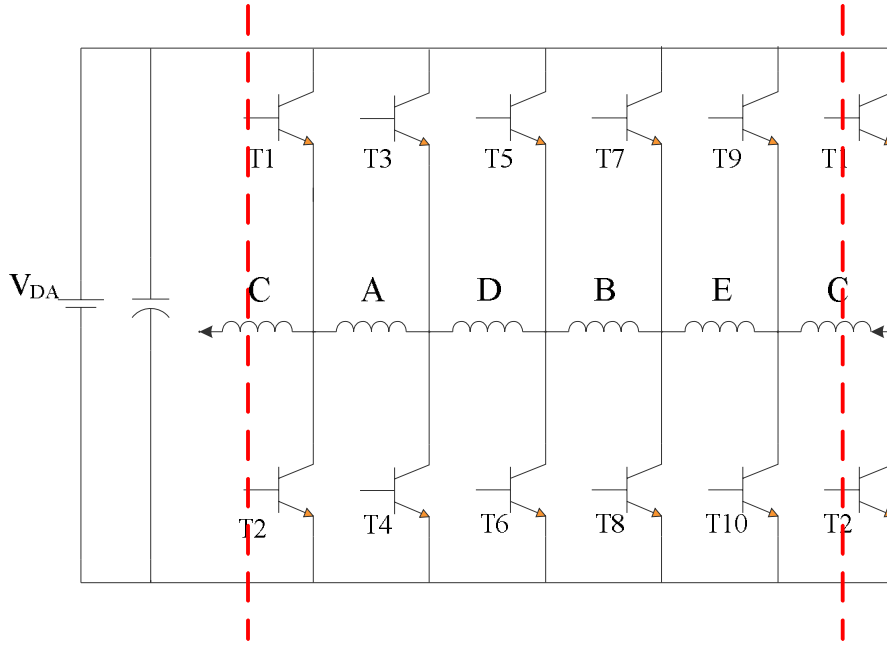


Şekil 4.14. Asimetrik köprü ile H-köprü konvertörünün kombinasyonu

Konvertörde ilk üç fazın sargı yönleri değiştirilerek kısa akı yolları oluşturacak şekilde konfigüre edilmiştir. Sonuncu faz sargısı (D fazı) dört anahtar ile denetim edildiği için polaritesinin H-köprü denetim mantığına dayanarak elektriksel olarak değiştirilmesi gerekmektedir.

4.2.6.3. Ortak anahtarlı ve H-Köprü konfigürasyonlu konvertör tipi

İlk bakışta Şekil 4.13'te verilen H-köprü konvertörü andıran bu konvertör yapısı aynı anda ortak anahtar topolojisini de kullanmaktadır [85].

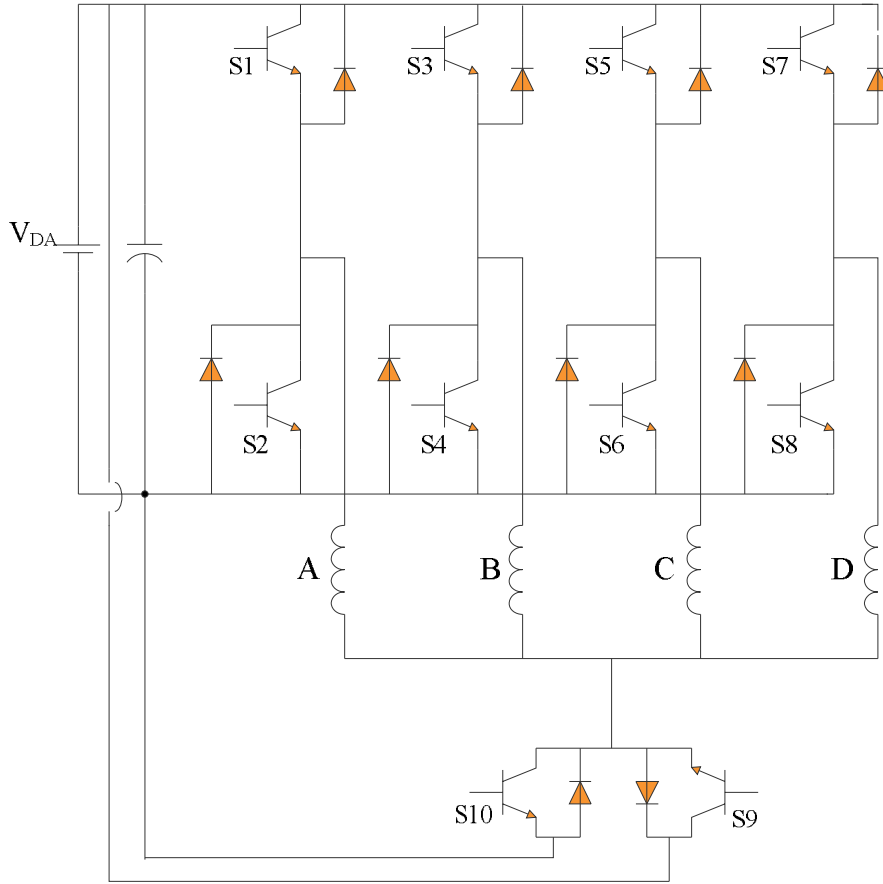


Şekil 4.15. Ortak anahtarlı ve H-köprü konfigürasyonlu konvertör

Konvertör temelde her faz için iki anahtar gerektirmektedir. Verilen bir anda akım herhangi iki faz üzerinden birbirine fazlar aracılığı ile bağlı olan iki anahtar aracılığı ile toprağa ulaşır. Örneğin; aynı anda T1, T4, T6 ve T7 anahtarlarının kapatıldığı düşünülürse, akım A ve B fazlarından geçecektir. Dikkat edilirse, bu durumda D fazının her iki düğüm noktasının potansiyellerinin birbirine eşit olduğu dolayısı ile üzerinden herhangi bir akım geçişi olmayacağı açıktır. Benzer olarak B-E ve C-A arası potansiyeller de birbirine eşit olduğundan E ve C fazlarından da akım geçişi olmayacaktır.

4.2.6.4. Sargıların yıldız bağlanması ile elde edilen bipolar konvertör topolojisi

En yeni bipolar konvertör topolojisi olarak göze çarpmaktadır [84]. Konvertörün kullanılabilmesi için kendi içerisinde faz sayısına bağlı olarak seri olarak bağlanmış olan motor sargılarının diğer sargı grupları ile mutlak suretle yıldız bağlanması gerekmektedir.



Şekil 4.16. Sargıları yıldız bağlı ARM'lerde kullanılan bipolar konvertör topolojisi

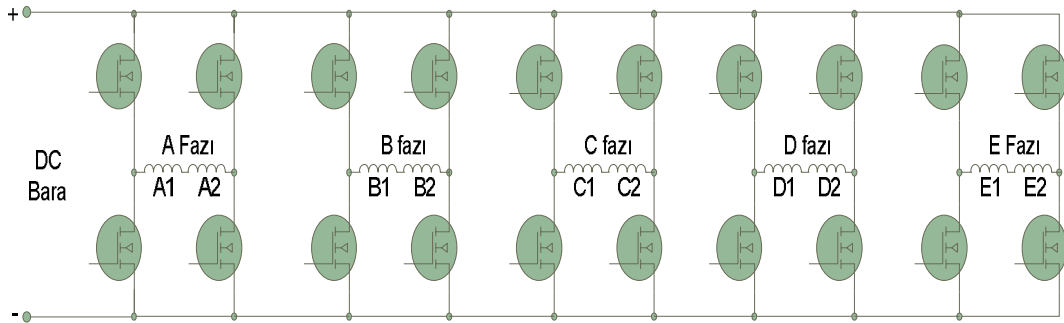
Şekil 4.16'da verilen konvertör topolojisinde, sargıların yıldız bağlanmasına ek olarak yeni topolojide iki adet ek anahtar bulunmaktadır. Bu anahtarlar; tüm fazların akımlarının toplamı sıfıra eşit olmadığı sürece sürekli iletme girip çıkarlar. Topolojide 4 faz için toplam 10 anahtar kullanılmıştır. Kısaca bu topoloji için fazlara göre kullanılabilir anahtar sayısı $(2q+2)$ olarak ifade edilebilir.

BÖLÜM 5. BİPOLAR SÜRÜLEN ARM'İN DURUM DENKLEMLERİ VE SÜRÜCÜ SİMÜLASYONLARI

Bu bölümde bir önceki bölümde sunulan ve genel özellikleri açıklanan bipolar ARM sürücüsü daha detaylı bir şekilde incelenmiş ve motorun durum denklemleri ortaya konarak sürücü simülasyonu gerçekleştirilmiştir.

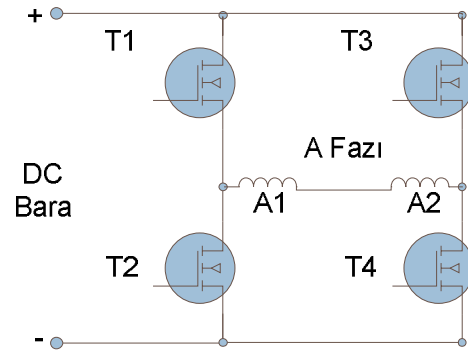
5.1. Bipolar Sürülen Segmental ARM Konvertörü

Yeni tasarım ARM'nin çalıştırılması ve ilgili deneylerin gerçekleştirilmesinde modüler durumda olan ve fazların herhangi birinde meydana gelen hatanın otomatik olarak diğer fazlardan izole edildiği, yani fazları tamamen birbirinden ayırma topolojisini kullanan H-köprü konvertör devresi tercih edilmiştir. Motor denetimi için tasarlanan H-köprü konvertör devresi Şekil 5.1'de görülmektedir. Bu sistem hata tolerans topolojisi özelliği ile birçok uygulamada rahatlıkla kullanılabilir özelliktedir.



Şekil 5.1. Motorun sürülmesinde kullanılan 5-fazlı bipolar topolojiye sahip H-köprü konvertör devresi

Konvertör devresi sadece bir faz için basitleştirilirse Şekil 5.2'deki devre elde edilir.



Şekil 5.2. Bir faz için basitleştirilmiş H-köprü konvertör devresi

Motor 5-fazlı olduğu için kısa akı yolları yaratmak amacıyla bitişik fazların birbirlerine göre ters polarite oluşturacak şekilde tetiklenmesi gerekmektedir.

Tetikleme sinyallerinin frekansı motorun hızına bağlı olup motorun miline bağlanmış olan optik sensörlerden gelen bilgilere göre belirli bir düzen almaktadır. Durumu daha iyi kavrayabilmek için saat yönünde (CW) 90 derecelik dönüş boyunca her 18 derecede bir motor sargularından geçen akımın yönü değiştiği için 5 döngülük tetikleme durumları Tablo 5.1’de verilmiştir.

Tablo 5.1. 90 derecelik dönüş boyunca fazlardaki akım yönlerinin değişimi

	0–18	18–36	36–54	54–72	72–90
A Fazı	0	+	0	0	-
B Fazı	0	0	-	0	+
C Fazı	-	0	+	0	0
D Fazı	+	0	0	-	0
E Fazı	0	-	0	+	0

Daha geniş bir ifade ile sarguların C-fazına ait olduğu düşünüldüğünde bu fazın iletimde kalma aralığı 0–18 derece aralığındadır. Bu durumda şekle göre faz sargısından varsayıma göre “-” yönde akım geçirmek için T1 ve T4 MOSFET’lerinin tetiklenmesi gerekmektedir. C-faz sargısının iletime geçtiği bir sonraki aralık 36–54 derece aralığıdır (“+” yönde). Fakat bu durumda bir öncekinin tersine sargıdan geçen akım yönünün değiştirilmesi gerektiğinden, T2 ile T3 MOSFET’lerinin tetiklenmesi gerekmektedir. Çizelgede “0” olarak adlandırılan durumlar o faza ait sargı ya da

sargı gruplarının iletimde olmadığı anlamını taşımaktadır. Gerçekleştirilecek olan model ve simülasyonlarda bu durum dikkate alınarak kodlama yapılmıştır.

5.2. Bipolar Sürülen Segmental ARM'ye ait Durum Denklemleri ve Dinamik Simülasyonlar

Segmental ARM'nin akı bağıntılarının sadece pozisyonun bir fonksiyonu değil aynı zamanda akıma göre değişim gösteren parametreler olarak dikkate alınması gerekmektedir. Öncelikle akı değişiminin aslında akımın bir fonksiyonu olduğu hatırlanırsa aşağıdaki basit eşitlik elde edilebilir:

$$\lambda_x = f(i_a, i_b, i_c, i_d, i_e, \theta) \quad (5.1)$$

Elektrik makinalarının temellerinde bahsedildiği üzere motorda üretilen zıt emk akımın zamana bağlı değişiminin bir fonksiyonudur. Buna göre herhangi bir faza ait zıt EMK değerleri Denklem 5.2'deki gibi hesaplanmaktadır;

$$e_x = \frac{d\lambda_x(t)}{dt} = \frac{\partial\lambda_x(t)}{\partial i_a} \frac{di_a(t)}{dt} + \frac{\partial\lambda_x(t)}{\partial i_b} \frac{di_b(t)}{dt} + \frac{\partial\lambda_x(t)}{\partial i_c} \frac{di_c(t)}{dt} + \frac{\partial\lambda_x(t)}{\partial i_d} \frac{di_d(t)}{dt} + \frac{\partial\lambda_x(t)}{\partial i_e} \frac{di_e(t)}{dt} + \frac{\partial\lambda_x(t)}{\partial \theta} \frac{d\theta}{dt} \quad (5.2)$$

Yukarıdaki denklemde açısal hızın pozisyonun bir fonksiyonu olduğunu

düşündüğümüzde ($\omega = \frac{d\theta}{dt}$) aşağıdaki denklem elde edilebilir:

$$e_x = \frac{d\lambda_x(t)}{dt} = \frac{\partial\lambda_x(t)}{\partial i_a} \frac{di_a(t)}{dt} + \frac{\partial\lambda_x(t)}{\partial i_b} \frac{di_b(t)}{dt} + \frac{\partial\lambda_x(t)}{\partial i_c} \frac{di_c(t)}{dt} + \frac{\partial\lambda_x(t)}{\partial i_d} \frac{di_d(t)}{dt} + \frac{\partial\lambda_x(t)}{\partial i_e} \frac{di_e(t)}{dt} + \frac{\partial\lambda_x(t)}{\partial \theta} \omega \quad (5.3)$$

Buna göre tüm fazlara ait zıt EMK'lar Denklem 5.4'teki gibi bir matris formuna dönüştürülebilir.

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ e_d \\ e_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial \theta} \omega \\ \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial \theta} \omega \\ \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial \theta} \omega \\ \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial \theta} \omega \\ \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial \theta} \omega \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_e} \\ \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_e} \\ \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_e} \\ \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_e} \\ \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_e} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{dt} \\ \frac{di_b(t)}{dt} \\ \frac{di_c(t)}{dt} \\ \frac{di_d(t)}{dt} \\ \frac{di_e(t)}{dt} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Devrenin çözümü için düğüm gerilimleri metodu kullanıldığında motor faz uçları yıldız bağlı olduğu için, ortak nokta V_{com} olarak değerlendirildiğinde faz gerilimleri şu şekilde ifade edilmektedir.

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \\ e_d \\ e_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_a - V_{com} - i_a R \\ V_b - V_{com} - i_b R \\ V_c - V_{com} - i_c R \\ V_d - V_{com} - i_d R \\ V_e - V_{com} - i_e R \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Denklem 5.4 ve 5.5 birleştirildiğinde;

$$\begin{bmatrix} V_a - V_{com} - i_a R \\ V_b - V_{com} - i_b R \\ V_c - V_{com} - i_c R \\ V_d - V_{com} - i_d R \\ V_e - V_{com} - i_e R \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial \theta} \omega \\ \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial \theta} \omega \\ \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial \theta} \omega \\ \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial \theta} \omega \\ \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial \theta} \omega \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_e} \\ \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_e} \\ \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_e} \\ \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_e} \\ \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_e} \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{dt} \\ \frac{di_b(t)}{dt} \\ \frac{di_c(t)}{dt} \\ \frac{di_d(t)}{dt} \\ \frac{di_e(t)}{dt} \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

elde edilmektedir. Benzer şekilde düğüm akımları yöntemi ile fazlara ait akımların toplamı “0” olacağı için;

$$i_a + i_b + i_c + i_d + i_e = 0 \quad (5.7)$$

elde edilir. Akımların türevi alındığında eşitlik;

$$\frac{di_a}{dt} + \frac{di_b}{dt} + \frac{di_c}{dt} + \frac{di_d}{dt} + \frac{di_e}{dt} = 0 \quad (5.8)$$

olur. Denklem 5.6 ve 5.8 birleştirildiğinde aşağıdaki matris formu elde edilir;

$$\begin{bmatrix} V_a - i_a R \\ V_b - i_b R \\ V_c - i_c R \\ V_d - i_d R \\ V_d - i_e R \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial \theta} \omega \\ \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial \theta} \omega \\ \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial \theta} \omega \\ \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial \theta} \omega \\ \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial \theta} \omega \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_e} & 1 \\ \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_e} & 1 \\ \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_e} & 1 \\ \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_e} & 1 \\ \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_e} & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{dt} \\ \frac{di_b(t)}{dt} \\ \frac{di_c(t)}{dt} \\ \frac{di_d(t)}{dt} \\ \frac{di_e(t)}{dt} \\ V_{com} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Bilinenler ve bilinmeyenler düzenli olacak şekilde denklem tekrar düzenlenir ise;

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{dt} \\ \frac{di_b(t)}{dt} \\ \frac{di_c(t)}{dt} \\ \frac{di_d(t)}{dt} \\ \frac{di_e(t)}{dt} \\ V_{com} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_e} & 1 \\ \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_e} & 1 \\ \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_e} & 1 \\ \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_e} & 1 \\ \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_e} & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_a - i_a R - \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial \theta} \omega \\ V_b - i_b R - \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial \theta} \omega \\ V_c - i_c R - \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial \theta} \omega \\ V_d - i_d R - \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial \theta} \omega \\ V_e - i_e R - \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial \theta} \omega \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

olur. Elde edilen matris formu basitleştirilirse;

$$[x] = [y]^{-1} [z] \quad (5.11)$$

elde edilebilir. Bu matriste;

$$[x] = \begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{dt} \\ \frac{di_b(t)}{dt} \\ \frac{di_c(t)}{dt} \\ \frac{di_d(t)}{dt} \\ \frac{di_e(t)}{dt} \\ V_{com} \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

$$[y] = \begin{pmatrix} \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_e} & 1 \\ \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial i_e} & 1 \\ \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial i_e} & 1 \\ \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial i_e} & 1 \\ \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_a} & \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_b} & \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_c} & \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_d} & \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial i_e} & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}^{-1} \quad (5.13)$$

$$[z] = \begin{bmatrix} V_a - i_a R - \frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial \theta} \omega \\ V_b - i_b R - \frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial \theta} \omega \\ V_c - i_c R - \frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial \theta} \omega \\ V_d - i_d R - \frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial \theta} \omega \\ V_e - i_e R - \frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial \theta} \omega \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

olarak verilebilir. Durum denklemleri geliştirilen iterasyon metodu ile nümerik olarak çözümlendikten sonra elde edilen kısmi türevler aşağıdaki gibi özetlenebilir (Örnek olarak A fazındaki değişim göz önünde bulundurulmuştur. Bu ifadeler diğer fazlar için çoğaltılabilir).

$$\frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_a} \cong \frac{\Delta \lambda_a(t)}{\Delta i_a} = \frac{\lambda_a(i_a + \Delta i, i_b, i_c, i_d, i_e, t) - \lambda_a(i_a, i_b, i_c, i_d, i_e, t)}{\Delta i} \quad (5.15)$$

$$\frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_b} \cong \frac{\Delta \lambda_a(t)}{\Delta i_b} = \frac{\lambda_a(i_a, i_b + \Delta i, i_c, i_d, i_e, t) - \lambda_a(i_a, i_b, i_c, i_d, i_e, t)}{\Delta i} \quad (5.16)$$

$$\frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_c} \cong \frac{\Delta \lambda_a(t)}{\Delta i_c} = \frac{\lambda_a(i_a, i_b, i_c + \Delta i, i_d, i_e, t) - \lambda_a(i_a, i_b, i_c, i_d, i_e, t)}{\Delta i} \quad (5.17)$$

$$\frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_d} \cong \frac{\Delta \lambda_a(t)}{\Delta i_d} = \frac{\lambda_a(i_a, i_b, i_c, i_d + \Delta i, i_e, t) - \lambda_a(i_a, i_b, i_c, i_d, i_e, t)}{\Delta i} \quad (5.18)$$

$$\frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial i_e} \cong \frac{\Delta \lambda_a(t)}{\Delta i_e} = \frac{\lambda_a(i_a, i_b, i_c, i_d, i_e + \Delta i, t) - \lambda_a(i_a, i_b, i_c, i_d, i_e, t)}{\Delta i} \quad (5.19)$$

Sistemdeki küçük pozisyon değişimleri dikkate alındığında ve bu etkilerin motor performansını, indüktans değişimini ve moment üretimini doğrudan etkilediği göz önünde bulundurulduğunda;

$$\frac{\partial \lambda_a(t)}{\partial \theta} \cong \frac{\Delta \lambda_a(t)}{\Delta \theta} = \frac{\lambda_a(i_a, i_b, i_c, i_d, i_e, \theta + \Delta \theta, t) - \lambda_a(i_a, i_b, i_c, i_d, i_e, t)}{\Delta \theta} \quad (5.20)$$

$$\frac{\partial \lambda_b(t)}{\partial \theta} \cong \frac{\Delta \lambda_b(t)}{\Delta \theta} = \frac{\lambda_b(i_a, i_b, i_c, i_d, i_e, \theta + \Delta \theta, t) - \lambda_b(i_a, i_b, i_c, i_d, i_e, t)}{\Delta \theta} \quad (5.21)$$

$$\frac{\partial \lambda_c(t)}{\partial \theta} \cong \frac{\Delta \lambda_c(t)}{\Delta \theta} = \frac{\lambda_c(i_a, i_b, i_c, i_d, i_e, \theta + \Delta \theta, t) - \lambda_c(i_a, i_b, i_c, i_d, i_e, t)}{\Delta \theta} \quad (5.22)$$

$$\frac{\partial \lambda_d(t)}{\partial \theta} \cong \frac{\Delta \lambda_d(t)}{\Delta \theta} = \frac{\lambda_d(i_a, i_b, i_c, i_d, i_e, \theta + \Delta \theta, t) - \lambda_d(i_a, i_b, i_c, i_d, i_e, t)}{\Delta \theta} \quad (5.23)$$

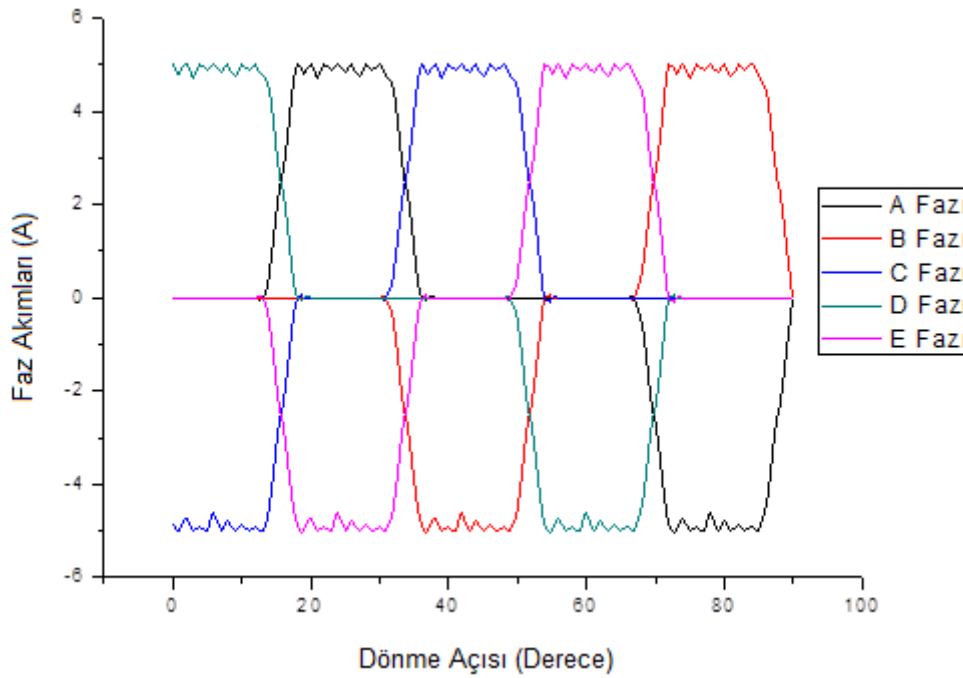
$$\frac{\partial \lambda_e(t)}{\partial \theta} \cong \frac{\Delta \lambda_e(t)}{\Delta \theta} = \frac{\lambda_e(i_a, i_b, i_c, i_d, i_e, \theta + \Delta \theta, t) - \lambda_e(i_a, i_b, i_c, i_d, i_e, t)}{\Delta \theta} \quad (5.24)$$

eşitlikleri elde edilir. Kısmi türevler çözüldükten sonra, $[y]$ matrisi ve $\left[\frac{di(t)}{dt} \right]$

Denklem 5.11'den hesaplanabilir. Euler metodu kullanılarak $t+dt$ zamanındaki yeni akım değerleri aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

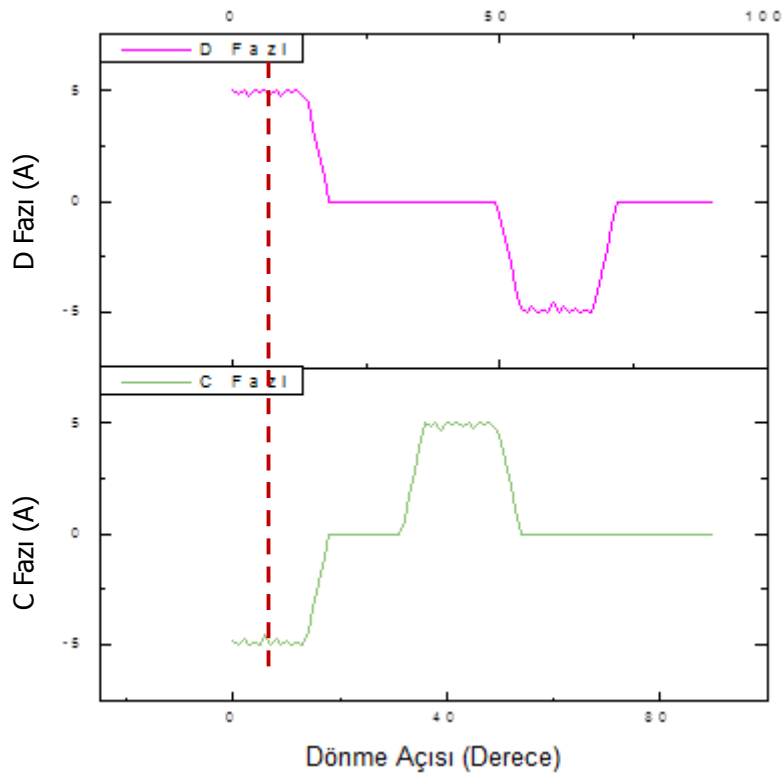
$$\begin{bmatrix} i_a(t+dt) \\ i_b(t+dt) \\ i_c(t+dt) \\ i_d(t+dt) \\ i_e(t+dt) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{di_a(t)}{dt} dt + i_a(t) \\ \frac{di_b(t)}{dt} dt + i_b(t) \\ \frac{di_c(t)}{dt} dt + i_c(t) \\ \frac{di_d(t)}{dt} dt + i_d(t) \\ \frac{di_e(t)}{dt} dt + i_e(t) \end{bmatrix} \quad (5.25)$$

Bu eşitlik kullanılarak yapılan hesaplamalarda $\lambda_a + \lambda_b + \lambda_c + \lambda_d + \lambda_e = 0$ eşitliğinin sürekli olarak sağlanması gerektiği unutulmamalıdır. Gerçekleştirilen analizlerde elde edilen akım değişimleri Tablo 5.1 referans alınarak Şekil 5.3'teki gibi görselleştirilebilir.

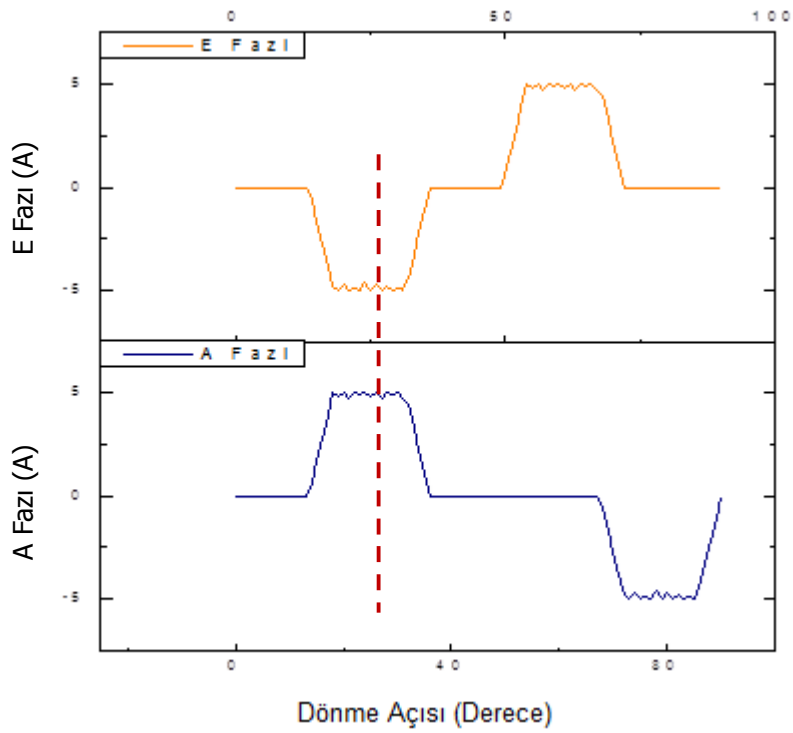


Şekil 5.3. Faz akımlarının simülasyonlar sonucu değişimi

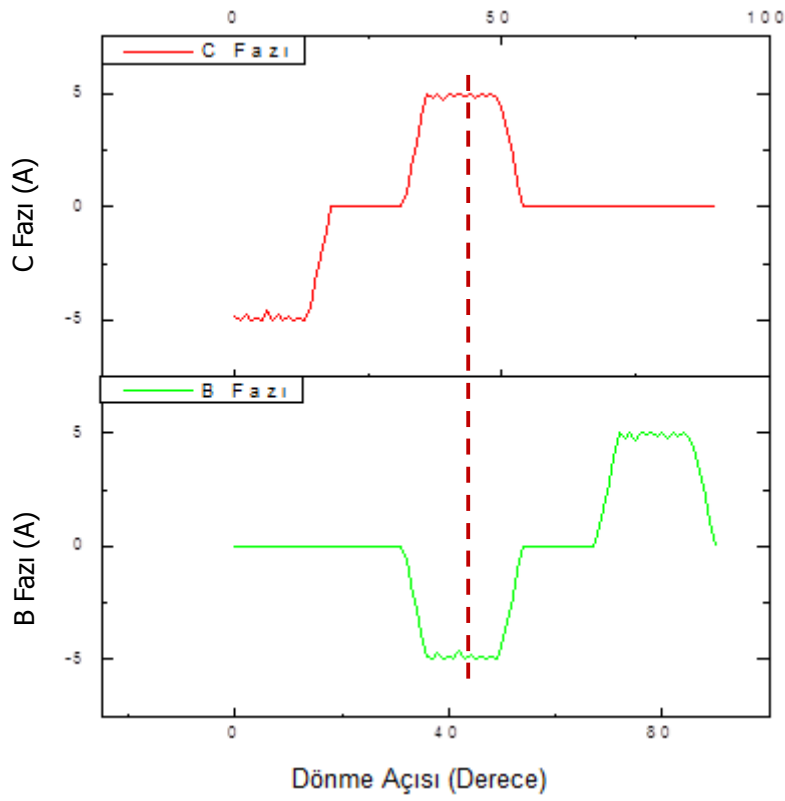
Tablo 5.1 tekrar incelendiğinde 90 derecelik bir dönme periyodunda 0-18 derece aralığında D ile C, 18-36 derece aralığında A ile E, 36-54 derece aralığında C ile B, 54-72 derece aralığında E ile D ve 72-90 derece aralığında ise B ile A fazlarının birlikte enerjilendirildiği ve aşağıdaki grafik gruplarında bu durumların teker teker gözden geçirildiği görülmektedir.



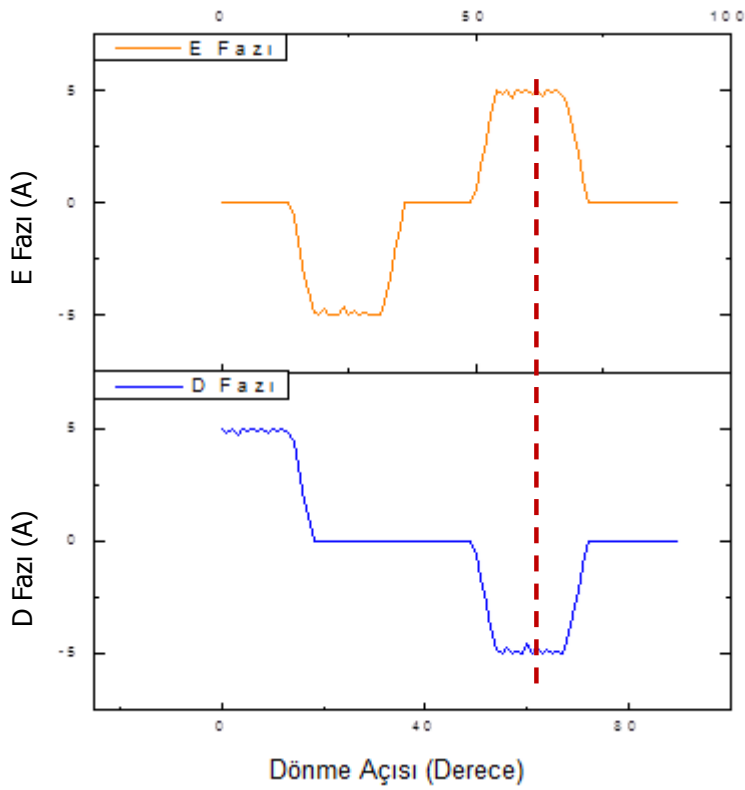
Şekil 5.4. C ve D fazları enerjili iken (0-18 derece aralığında) faz akımlarının durumları



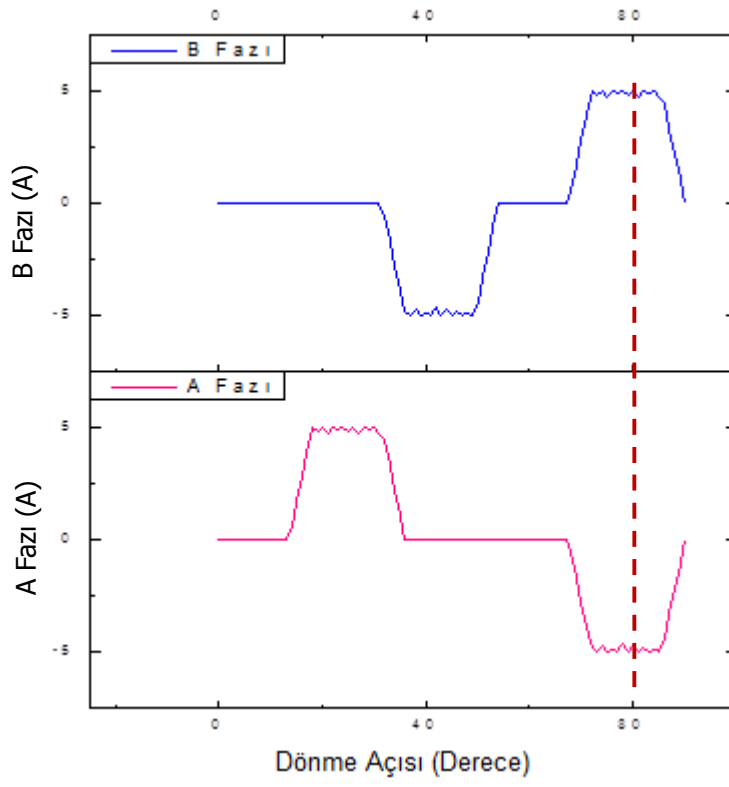
Şekil 5.5. A ve E fazları enerjili iken (18-36 derece aralığında) faz akımlarının durumları



Şekil 5.6. B ve C fazları enerjili iken (36-54 derece aralığında) faz akımlarının durumları



Şekil 5.7. D ve E fazları enerjili iken (54-72 derece aralığında) faz akımlarının durumları



Şekil 5.8. A ve B fazları enerjili iken (54-72 derece aralığında) faz akımlarının durumları

BÖLÜM 6. BİPOLAR SÜRÜLEN ARM İÇİN PI DENETİMİ İÇEREN SÜRÜCÜ DEVRESİ TASARIMI

Bu bölümde bipolar sürülen segmental rotorlu ARM'yi denetlemek için geliştirilmiş olan PI denetim seçeneğini içeren yeni bir sürücü devresinden bahsedilecektir. Motorun çalışması için çok önemli yere sahip olan sürücü devresi tasarımının detaylı olarak ifade edileceği bu bölümde, bir önceki bölümde bahsedilen konvertör devresi, denetim devresi ve güç devresi üzerinde durulacaktır.

Devre temel olarak iki kısımdan oluşacaktır. Birinci kısım sadece 5-fazlı olarak tasarlanmış olan faz sargılarını sürerken, ikinci kısım da sistemin PI algoritmasını çalıştırıp ve sürekli denetim edip akım ihtiyacına göre kaynak gerilimini sürekli değiştiren kısımdır. Bu sebeple devrede iki adet mikroişlemci alt sistemi kullanılmıştır. Böyle bir çalışma şekli bipolar sürülen devrelerde farklı bir algoritmanın daha sağlıklı bir çerçevede işlemesi açısından önemlidir.

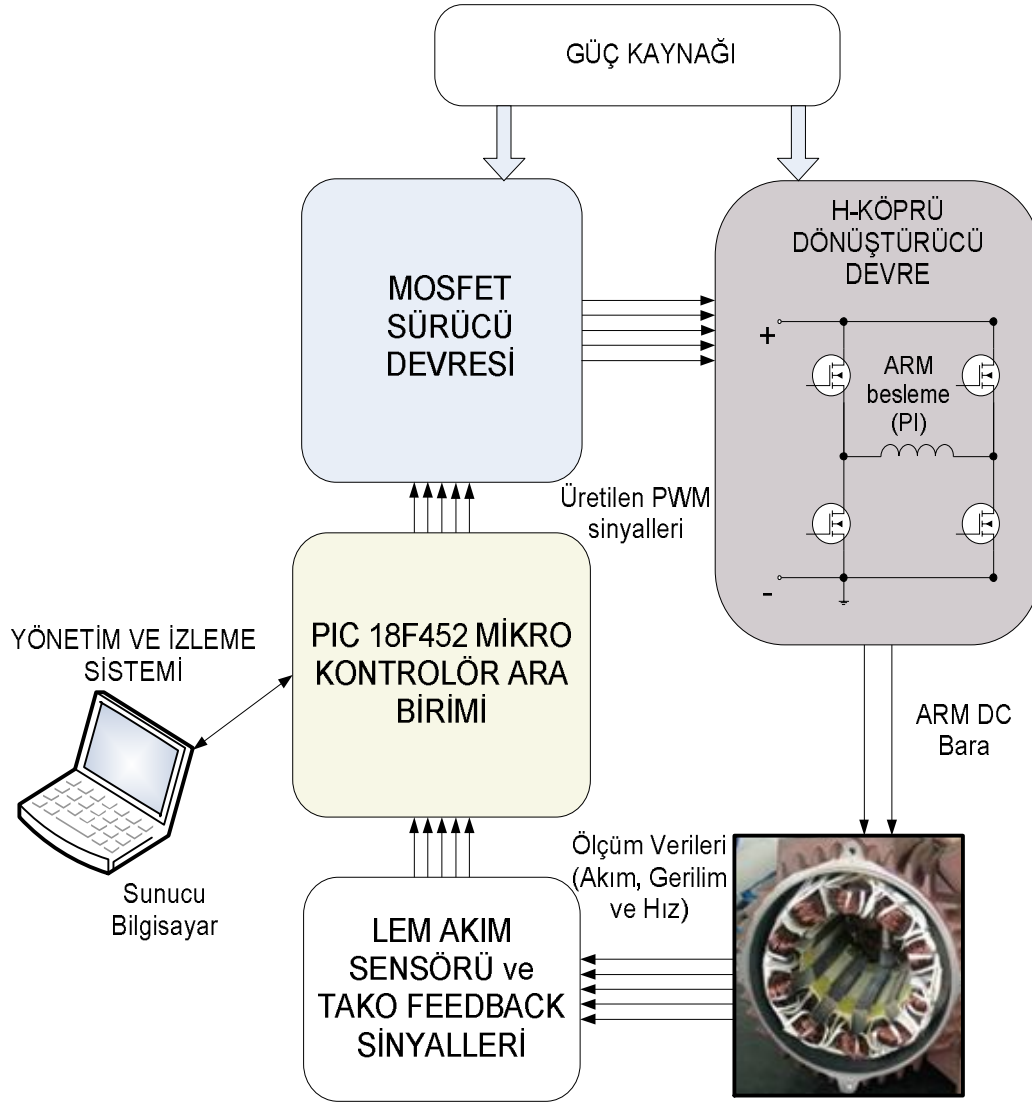
6.1. PI Algoritmasını Yürüten Sistem

Bu sürücü devresinde sürülen segmental yapıları ARM'nin uçlarından optik sensörler aracılığı ile okunan hız bilgisine bağlı olarak ortaya çıkan akım ihtiyacına göre, bara gerilimini arttırıp azaltan bir sistem geliştirilmiştir.

Sistem temel olarak üç katmandan oluşmaktadır:

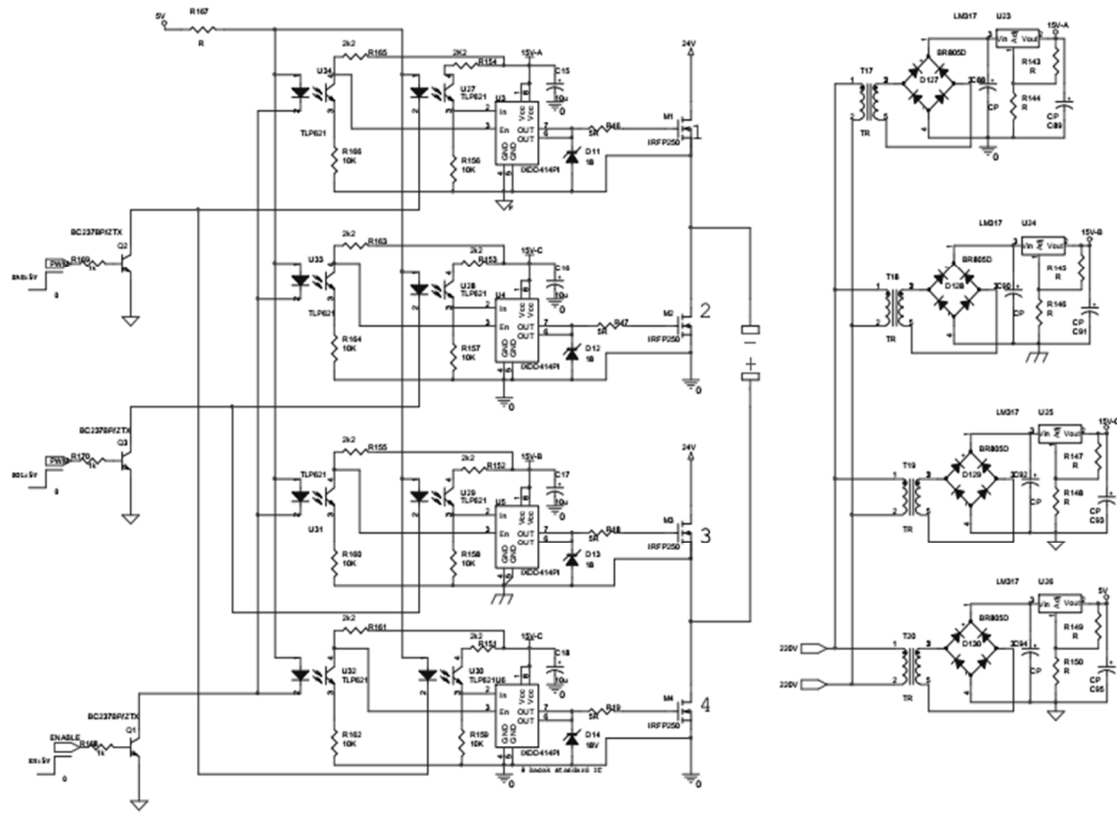
1. Besleme devresi
2. PIC denetim devresi
3. MOSFET sürücü katı

PI algoritmasının işlenebilmesi için gerekli olan adımları açıklamadan önce sistemin akış şemasına bakmakta fayda vardır (Şekil 6.1).

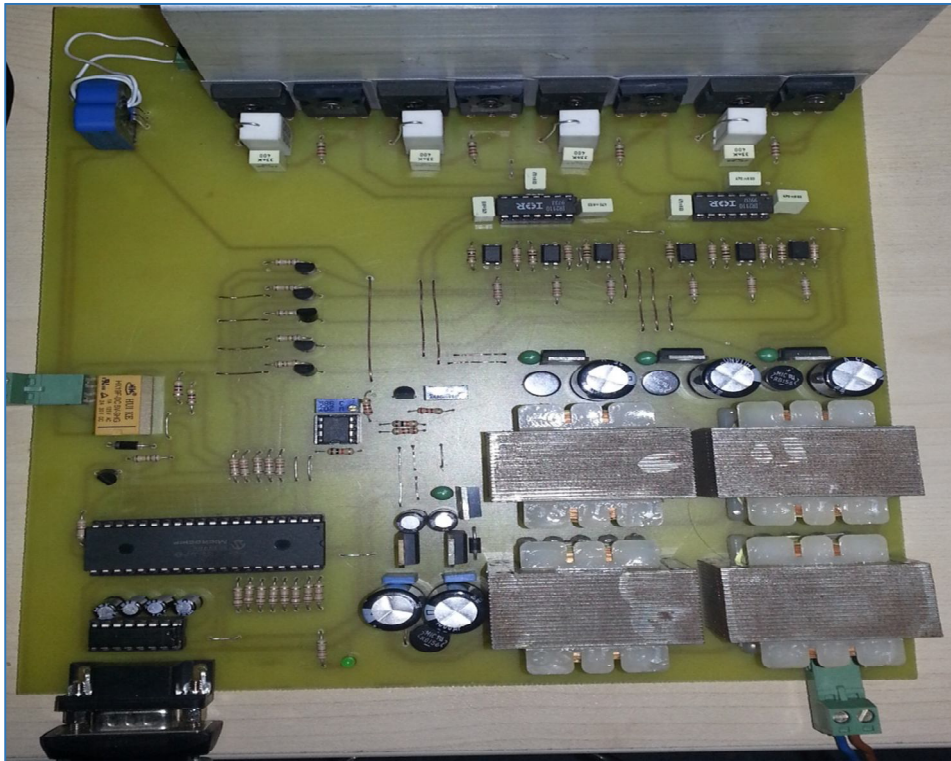


Şekil 6.1. PI algoritmasını gerçekleştiren devre akış şeması

Şekil 6.1’de sunumu gerçekleştirilen devre tasarlanmış ve Şekil 6.2’deki PI kontrollü sürücü devresi elde edilmiştir.



(a)



(b)

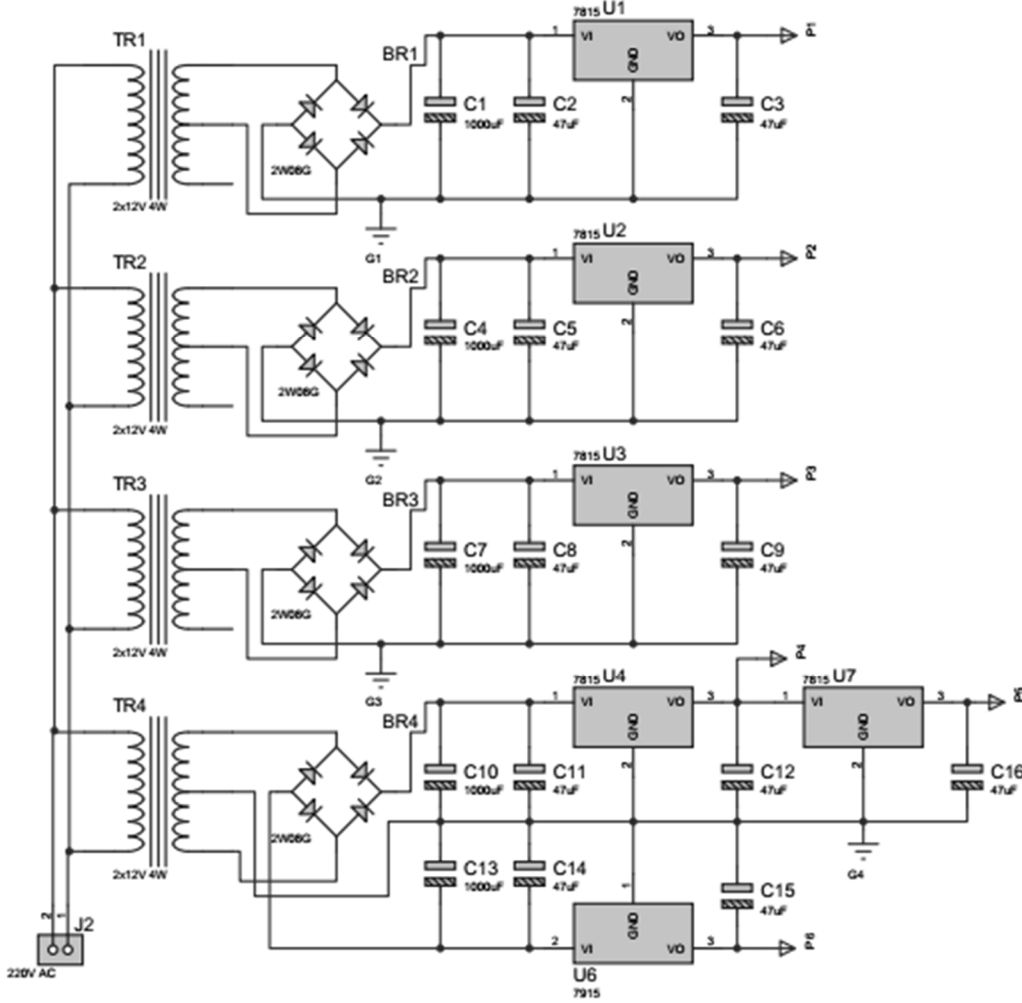
Şekil 6.2. (a) PI algoritmasını gerçekleştiren devrenin açık halı (b) PI algoritmasının yürütüldüğü devre şeması

Şekil 6.1’de verilen genel blok diyagramına göre ARM’nin PI denetiminde kullanılan temel donanımları şu şekilde sıralamak mümkündür:

1. Besleme devresi (220 V, 10 A’lik güç kaynağı ile tasarlanan +5V-15V’luk 4 trafolu güç kaynağı devreleri)
2. Programlama ve denetim devresi (PIC18F452 ile gerçekleştirilmiştir)
3. Yönetim ve izleme (monitoring) sistemi
4. RS232 iletişim protokolü
5. MOSFET sürücü devresi (IR2110 mosfet sürücü entegreleri ile gerçekleştirilmiştir)
6. H-köprü denetim devresi (IRFP250 tipi 200V, 33A’lik MOSFET ile gerçekleştirilmiştir)

6.1.1. Tek fazlı sürücü besleme sistemi

PI sürücü devre tasarımında kullanılan ekipmanların beslemesi genelde 5V-15V aralığındadır. Bu donanımların beslemesi aşağıdaki Şekil 6.3’te görüldüğü gibi tasarlanan 4 katlı bir besleme devresi sayesinde gerçekleştirilmiştir.



Şekil 6.3. Besleme katı

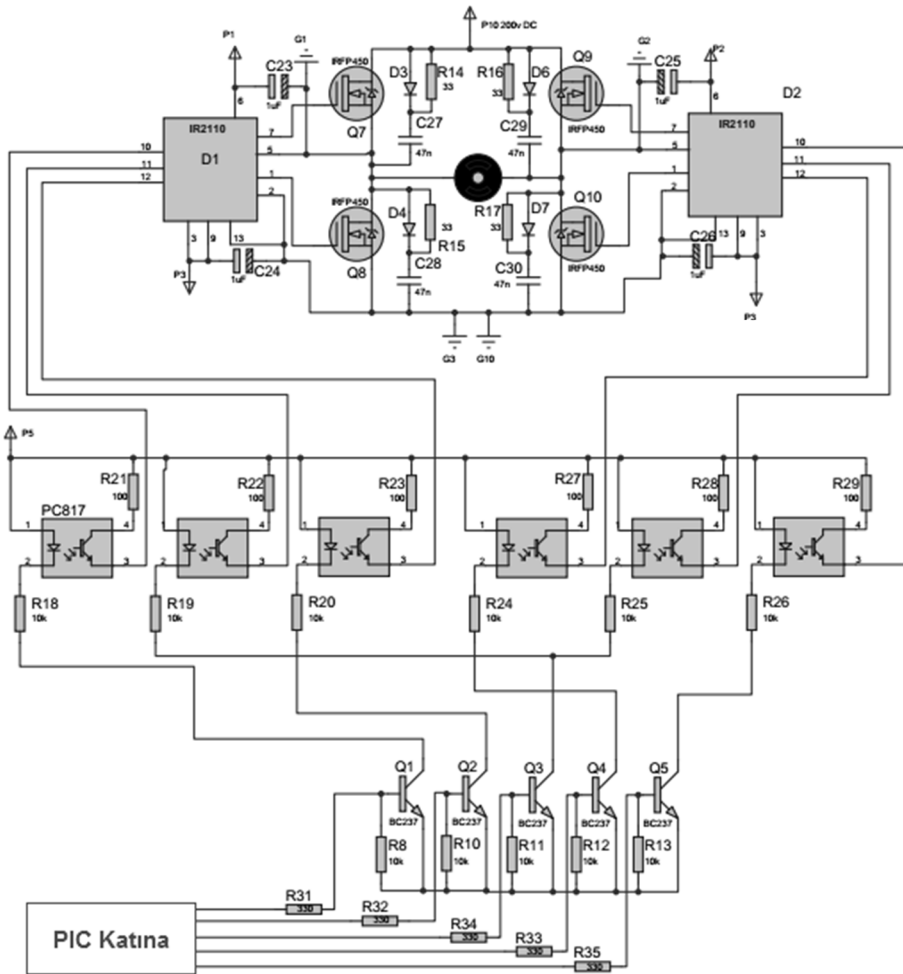
6.1.2. Programlama ve ölçüm devreleri

PIC18F452 mikroişlemci yardımı ile tasarlanmış Şekil 6.4'te gösterilen devre programlama ve ölçüm devrelerini göstermektedir. Sistemin çalışması esnasında elde edilen akım, güç, hız gibi değişkenlerin RS232 portu aracılığı ile bilgisayarlar tarafından izlenebilmesi, MOSFET sürücülerin bilgisayardan gönderilen komutlar aracılığı ile IRFP250 tipi mosfetleri sürme şekilleri gibi birçok fonksiyon

programlanan mikroişlemci aracılığı ile gerçekleştirilmektedir. Bunun yanında ölçüm devreleri olarak nitelendirilen devreler; LEM akım sensörü ile ARM miline bağlı ve motor hızına bağlı olarak 1000 d/dk'a karşılık 2,5 V gerilim üreten takogeneratör sinyallerini algılayan devredir.

6.1.3. MOSFET sürücü ve konvertör devresi

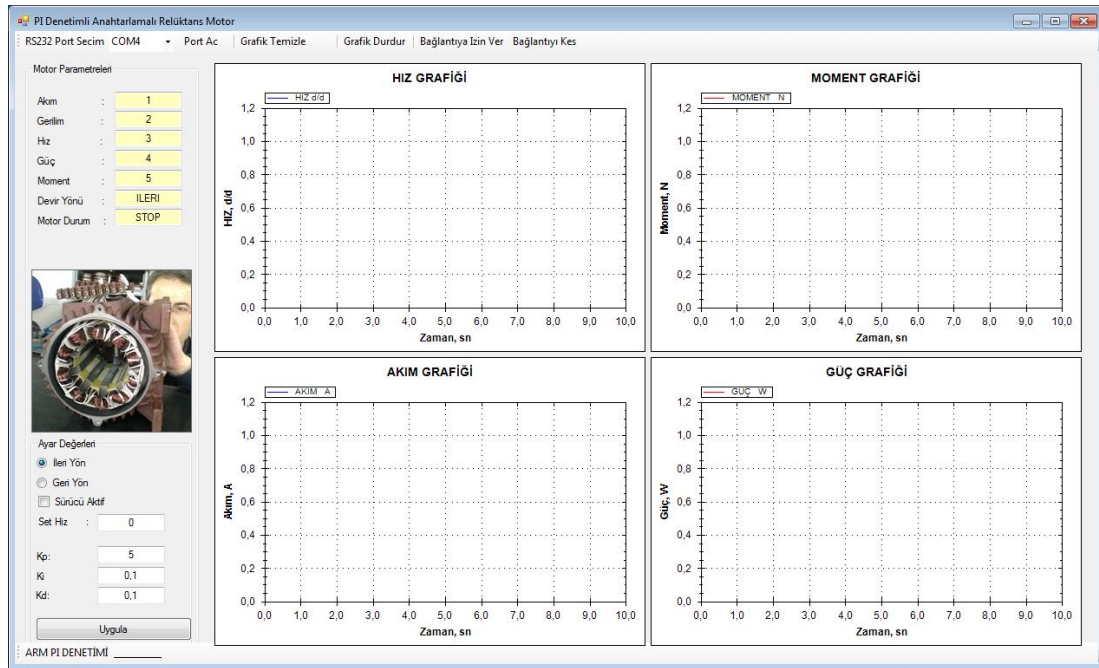
Optik transistörler ve IR2110 tipi MOSFET sürücülerini aracılığı ile gerçekleştirilmiş, PIC18F452 mikroişlemcisinden gelen DGM sürme sinyallerini işleyerek bağlı buldukları IRFP250 tipi MOSFET'leri iletime geçiren ve akım ihtiyacına göre PI algoritmasını çalıştırıp ARM'nin bağlı bulunduğu DC bara gerilimini değiştiren devredir (Şekil 6.5). Şekilde verilen devrenin H köprü şeklinde gerçekleştirilmesinin bir sebebi de herhangi bir motor için kullanma durumunu yaratmak içindir. Böylelikle çok yönlü bir konvertör devresi ortaya konulmuştur.



Şekil 6.5. MOSFET sürücü devresi

6.1.4. PI denetimli ARM sürücü sistemi izleme arayüzü tasarımı

PI denetimli ARM sürücü sisteminin çalışması esnasında elde edilen verilerin izlenebilmesi (monitoring) ve gerek duyulduğunda mikroişlemciye veri gönderme işlemlerinin yapılabilmesi amacıyla Visual Studio 2012 C# paket programı aracılığıyla etkin ve gerçek zamanlı RS232 portu kullanarak veri alıp gönderebilen bir arayüz yazılımı gerçekleştirilmiştir (Şekil 6.6).



Şekil 6.6. PI denetimli ARM sürücü sistemi izleme arayüzü

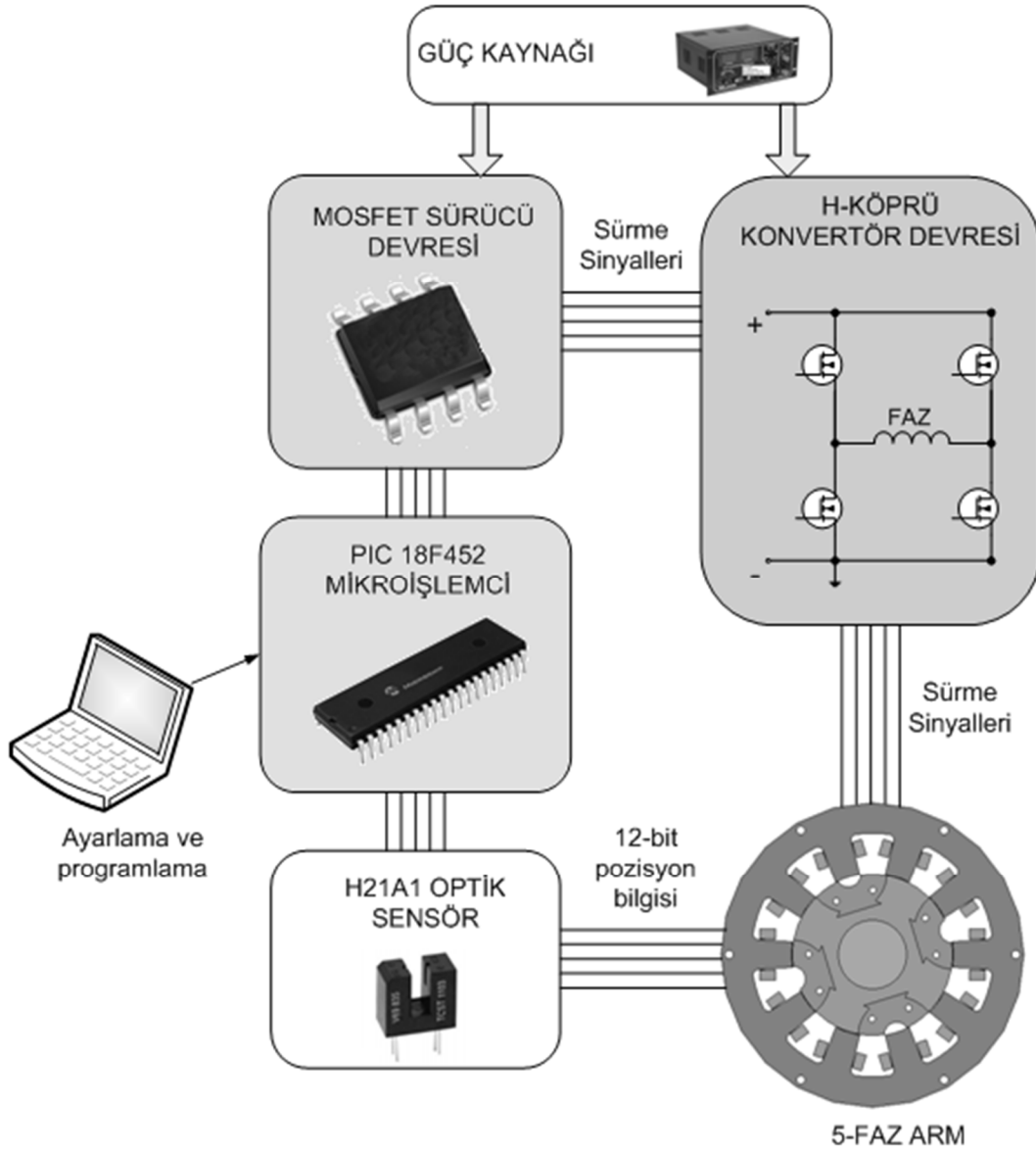
Yazılım görseli 4 ana pencereden oluşmaktadır.

- 1. Bağlantı ve ayar çubuğu:** En üstte bar olarak yer alan bu alan, sistem bağlantı ve port ayarlarının yapıldığı kısımdır. Bilgisayar seri port aracılığı ile sürücü sistemine ilk bağlandığında, öncelikle seri porta hangi USB portundan bağlantı yapıldığı (COM1....., COM7) belirtilmelidir. Bağlantının doğru yapıp yapılmadığı motor parametreleri alanında bulunan değerlerin değişiminden kolaylıkla anlaşılabilir.
- 2. Motor Parametreleri:** Bara akımı ve gerilimi ile sistemin harcadığı giriş gücü, takogeneratör hızı, ARM'ye ait doğrusal moment değeri gibi motor durumu ile ilgili parametrelerin görüntülediği kısımdır. Bu veriler bu alandan izlenebildiği gibi ana izleme pencerelerinden de görüntülenebilir.

3. **Ayar Değerleri:** Ayarlanan motor çalışma değerlerinin görüntülediği kısımdır. Motora dönme komutunun verildiği ve hız değerinin ayarlandığı değer ile sürücü devrenin aktif olup olmadığını gösteren işaret bu kısımdan kontrol edilebilir.
4. **İzleme (Monitoring) pencereleri:** Bara akımı, gerilimi ile sistemin harcadığı giriş gücü, takogeneratör hızı, ARM'ye ait doğrusal moment değeri gibi motor durumu ile ilgili parametrelerin çevrimiçi izlenebildiği alandır.

6.2. ARM Sürücü Sistemi

Bu kısımda tasarlanan anahtarlamalı relüktans motor sürücü sisteminde; diğer ARM ile ilgili gerçekleştirilmiş olan tüm denetim ya da sürücü sistemlerinde olduğu gibi kapalı çevrim denetim sistemi uygulanmıştır. Hemen hemen tüm sürücülerde motorun hangi fazlarının ne zaman tetikleneceği motor miline bağlanmış olan optik sensörler, sargılara akuple edilmiş olan manyetik sensörler ya da akımın algılanmasına bağlı olarak uygulanan sensörsüz denetim algoritmalarının içeriğine bağlı olarak belirlenmektedir. Gerçekleştirilen geniş çaplı sürücü sisteminde Şekil 6.7'de verilen blok diyagramda görüldüğü gibi sistem; denetim ve konvertör devresini besleyen bir güç katı, denetim devresi ve konvertör devresi olmak üzere üç kısımdan oluşmaktadır. Devre kartlarının tasarımında kolaylık sağlaması açısından tasarlanan MOSFET sürücü devresi konvertör devresi ile birlikte verilmiştir.



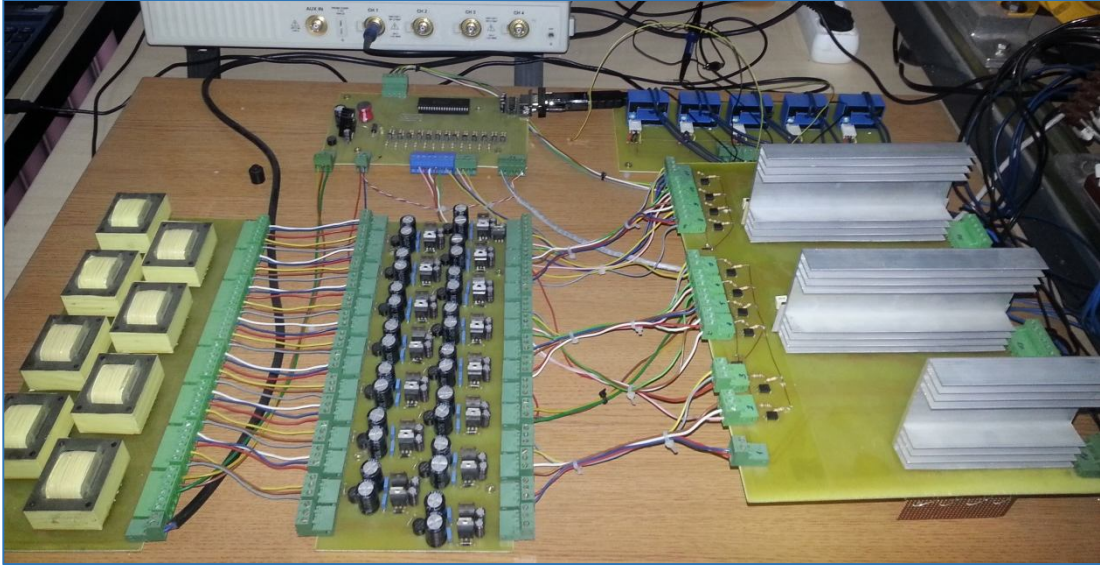
Şekil 6.7. Sürücü devresi blok diyagramı

Gerçekleştirilen sistem 4 farklı kısımdan meydana gelmektedir:

- 1. H-köprü sürücü ve dönüştürücü devresi:** Bu devre 10 adet IR2110 sürücü entegreleri ile bu sürücü entegrelerin kontrol ettiği 20 adet IRFP250 tipi MOSFETlerden oluşmaktadır.
- 2. Besleme devresi:** Mikroişlemci devresi ile optokuplör devrelerin beslemesi için bir adet 0-5V ve IR2110 beslemeleri için ayrı ayrı 12 adet 0-15 V'luk besleme sağlayan devredir. Farklı kullanım amaçları için devreye -15V besleme seçeneği de konulmuştur.

3. **Transformatör devresi:** 8 adet transformatörden oluşan ve 220/+18V (orta uçlu) çıkış sağlayan devredir.
4. **Denetim devresi:** PIC18F452 mikroişlemcisi ve transistörler ile gerçekleştirilmiş denetim devresidir.

Bahsi geçen sürücü devresine ait resim Şekil 6.8’de verilmektedir.



Şekil 6.8. ARM sürücü sisteminin genel görünümü

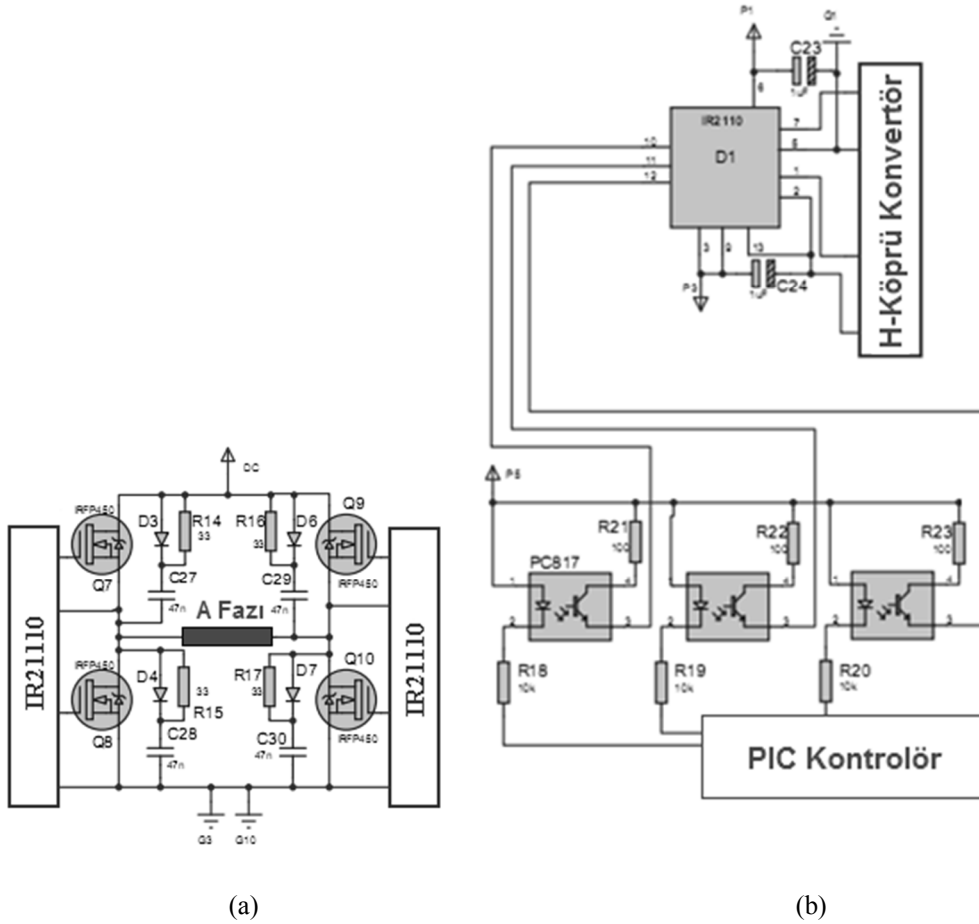
6.2.1. MOSFET sürücü ve konvertör devresi

MOSFET sürücü entegrelerinin görevi; mikrodenetleyiciden gelen komutlara göre MOSFET’leri sürmektir. Tasarlanan devre; optik transistörler ve IR2110 tipi MOSFET sürücüleri aracılığı ile gerçekleştirilmiş, PIC18F452 mikroişlemcisinden gelen sürme sinyallerini işleyerek bağlı buldukları IRFP250 tipi MOSFET’leri iletme geçiren devredir. IR2110 sürücü entegrelerin uygulamada tercih edilmesinin temel sebepleri; az yer kaplamaları, hem alçak taraf (low-side) hem de yüksek taraf (high-side) MOSFET’leri sürebilmeleridir.

Sürücü devresinin en önemli katı aslında konvertör kısmıdır. Motorun verimli ve güvenilir bir şekilde çalışabilmesi için seçilen konvertör devresinin yüksek verim,

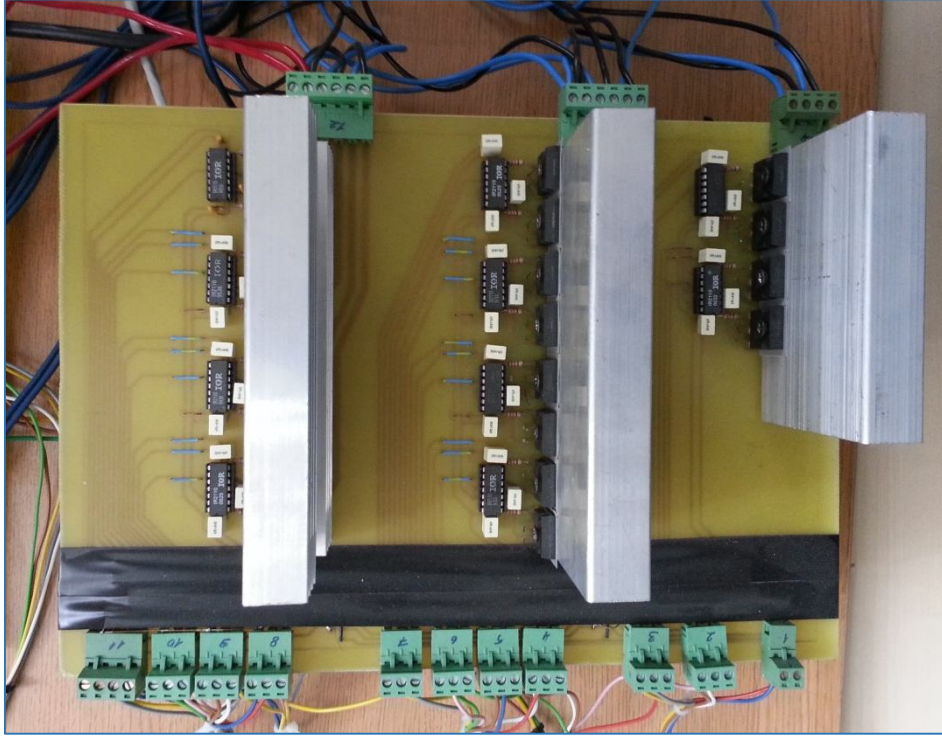
kolay kontrol edilebilirlik ve yüksek hassasiyet gibi özellikleri taşıması gerekmektedir.

Sistemde bulunan MOSFET'leri sürerken (Şekil 6.9 (b)) dikkat edilmesi gereken en önemli nokta; ilgili faz ya da fazlar enerjilendirilirken ya da enerjileri kesilirken hem her faza ait MOSFET gruplarının, hem de farklı fazların aynı anda ilettime geçirilmesi ya da kesime götürülmesi gerektiğidir. Tasarlanan sistemde bunun önüne geçmek için, çapraz sürülen MOSFET'ler aynı IR2110 sürücü entegreye bağlanmış (bu sürücü entegreler hem alçak taraf (low-side) hem de yüksek taraf (high-side) MOSFET'leri sürebildikleri için) ve entegre tetiklendiğinde ya da enerjisi kesildiğinde bu durumun oluşmaması sağlanmıştır [72].



Şekil 6.9. MOSFET sürücü ve konvertör bloğu (a) Mosfet sürücüsü (b) PIC – IR2110 bağlantısı

Dönüştürücü devresinin tasarımı IRFP250 tipi 200V, 33A'lık MOSFET ile gerçekleştirilmiştir (Şekil 6.10).



Şekil 6.10. Konvertör ve MOSFET sürücü resmi

Bir önceki bölümde bahsedildiği gibi, motorun sürülmesinde fazları tamamen birbirinden ayırma topolojisini kullanan H-köprü dönüştürücü devresi tercih edilmiştir (Bölüm 5 Şekil 5.1). Fazların herhangi birinde meydana gelen hata otomatik olarak diğer fazlardan izole edilmektedir. Motor 5-fazlı olduğundan dolayı kısa akı yolları yaratmak için, komşu olan fazların birbirlerine göre ters polarite oluşturacak şekilde tetiklenmesi gerekmekte ve tetikleme sinyallerinin frekansı motorun hızına bağlı olup motorun miline bağlanmış olan optik sensörlerden gelen bilgilere göre belirli bir düzen almaktadır (Bölüm 5 Tablo 5.1).

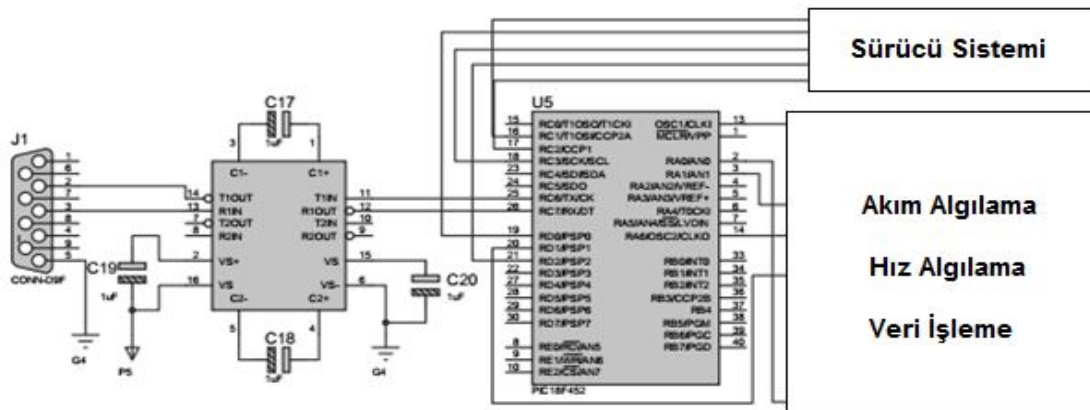
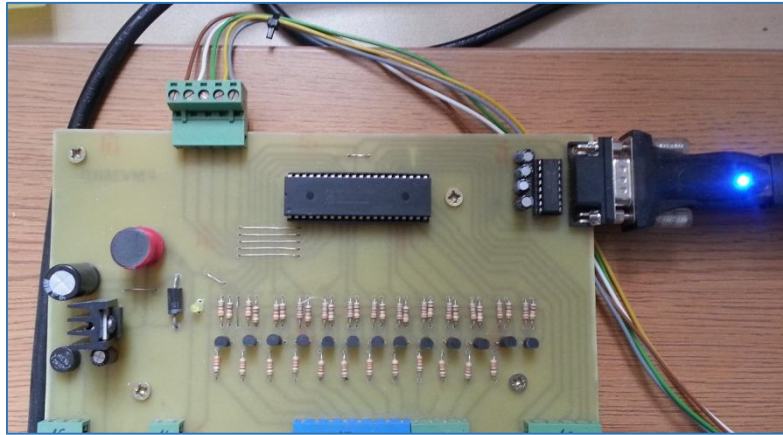
Şekil 6.9 (a) dikkate alındığında motorun o andaki dönüşünü sağlamak için;

1. İlgili fazın iletimde kalma aralığının hangi dereceler arasında olduğu bilinmelidir.
2. Bu durumda şekle göre faz sargısından varsayıma göre “+” yönde akım geçirmek için Q7 ve Q10 MOSFET’lerinin tetiklenmesi gerekmektedir.
3. Faz sargısının iletime geçtiği bir sonraki aralığın hangi derece aralığında olduğu bilinmelidir (“-” yönde). Fakat bu durumda bir öncekinin tersine

sargıdan geçen akım yönünün değiştirilmesi gerektiğinden Q8 ile Q9 MOSFET'lerinin tetiklenmesi gerekmektedir.

6.2.2. Mikroişlemci devresi

Şekil 6.11'de verilen mikroişlemci devresi sistemin beyni olarak ta göz önünde bulundurulabilir. Motorun çalışması esnasında elde edilen akım, hız gibi değişkenlerin RS232 arayüzü aracılığı ile bilgisayarlar tarafından izlenebilmesi, motorun miline bağlanan 5 adet optik sensörden gelen komutların işlenmesi ve MOSFET sürücülerin (IR2110) optik sensör bilgilerine bağlı kalınarak bilgisayardan gönderilen komutlar aracılığı ile IRFP250 tipi MOSFET'leri sürme şekilleri gibi birçok fonksiyon, programlanan mikrodenetleyici aracılığı ile gerçekleştirilmektedir.

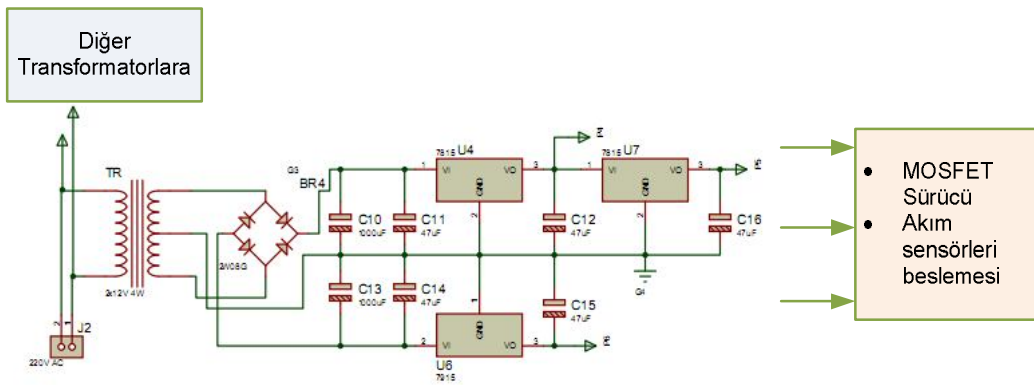


Şekil 6.11. Mikroişlemci bloğu

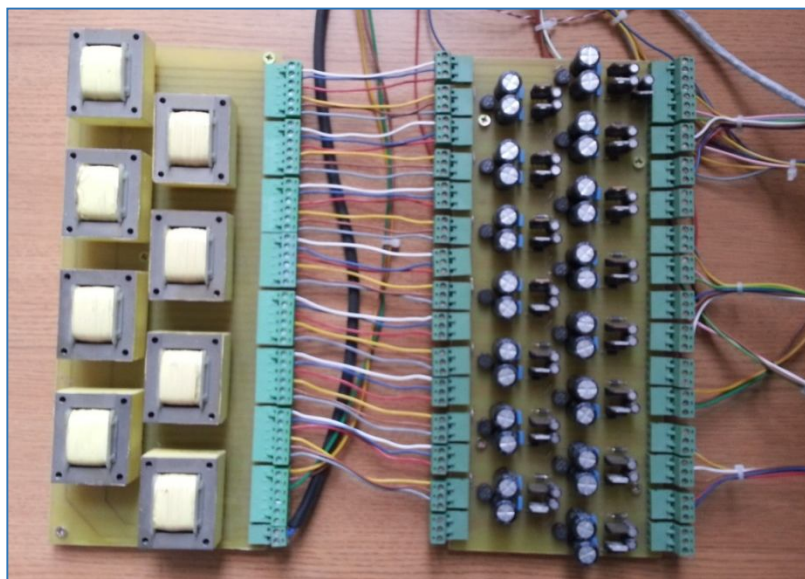
Denetim ve programlama devresi bir adet PIC18F452, RS232 seri port ara yüzü ve mikroişlemci sinyallerini sürücü devreye ulaştırın transistör devrelerinden oluşmaktadır.

6.2.3. Transformatör ve Besleme Devresi

Şekil 6.12’de verilen bu sürücü katında, her transformatör grubunun 2x220/18 V AA çıkışı bulunmaktadır. Maksimum gerilimi 19,6 V olan çıkış; köprü tipi doğrultucular, 35V 1000 μ F’lık kondansatörler ve 7915 (-15V gerilim sağlama amaçlı) ve 7815 (+15V gerilim sağlama amaçlı) entegreleri sayesinde -15V/0/+15 katına dönüştürülmüştür.



(a)

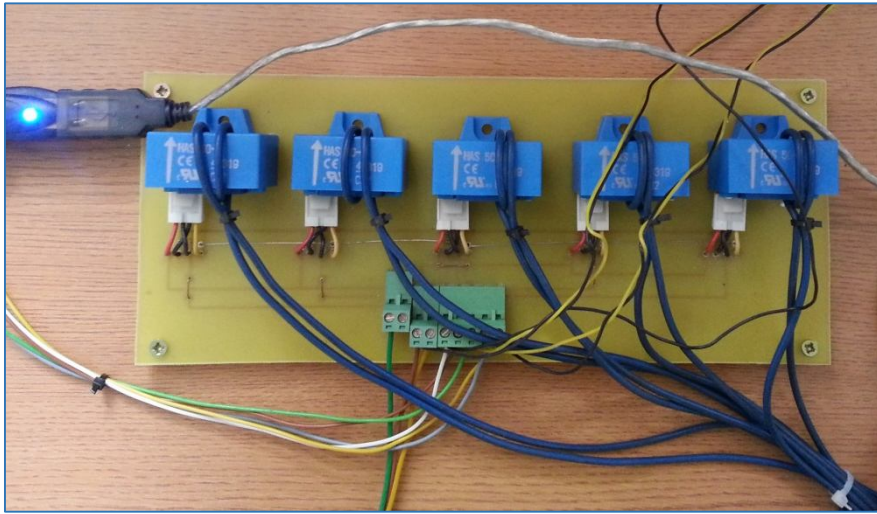
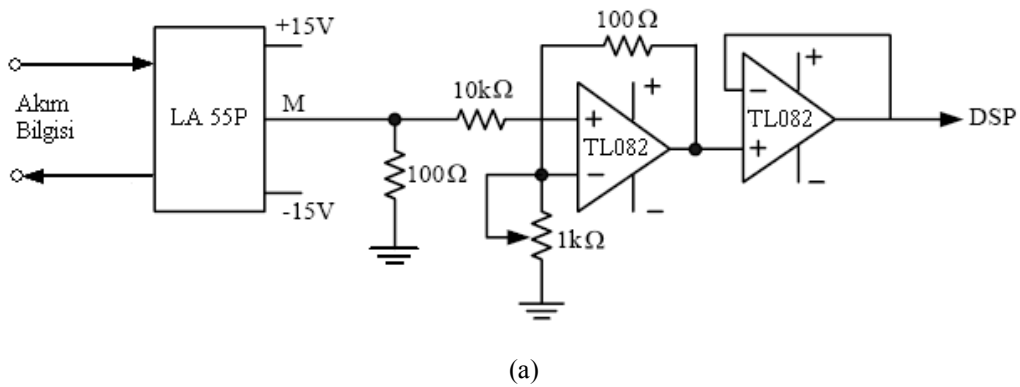


(b)

Şekil 6.12. Transformatör ve besleme katı a) Devre şeması b) Gerçekleştirilen devre

6.2.4. Akım ölçüm devresi

Şekil 6.13'te gösterilmekte olan tasarlanmış bu devre; motor faz akımlarının izlenmesi, motorda oluşabilecek hatalara anında algılanarak müdahale edilebilmesi ve faz akımlarının aynı anda geliştirilen arayüz aracılığı ile görselleştirilebilmesi için kurulmuş olan devredir. Akım algılayıcı olarak devrede LEM firması tarafından geliştirilmiş olan ve 0-50 A aralığında akım okuma kapasitesine sahip HAS 50S akım sensörü kullanılmıştır.



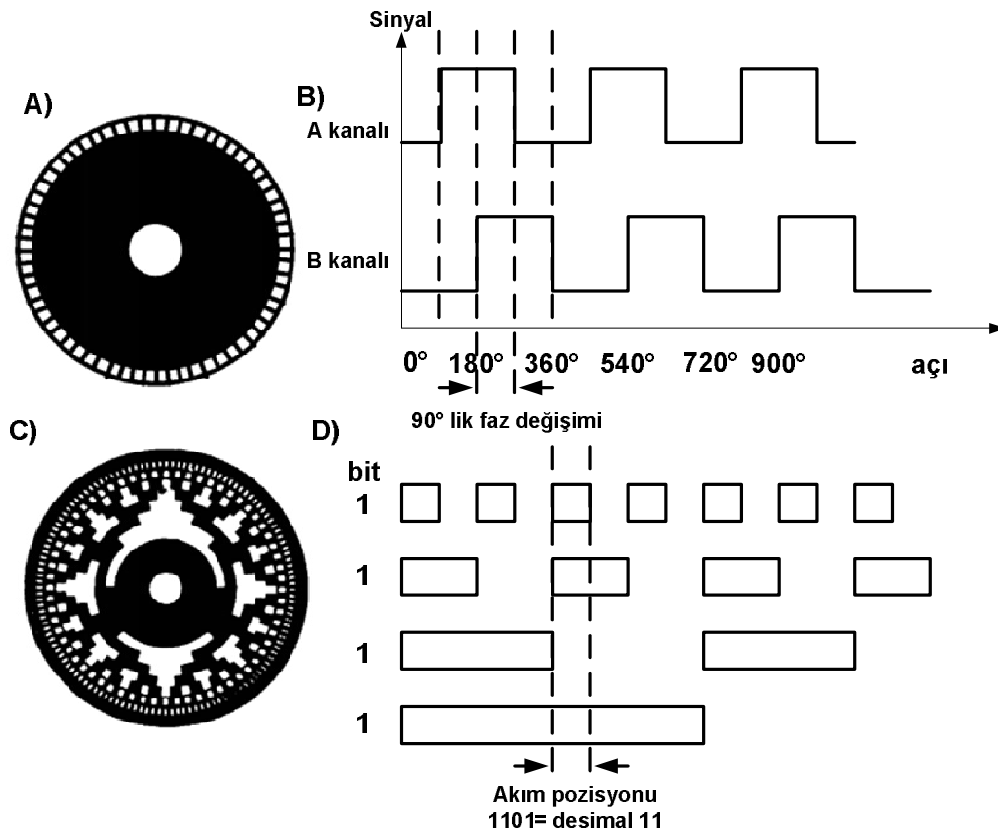
Şekil 6.13. Akım algılama devresi a) Devre şeması b) Gerçekleştirilen devre

Kullanılan akım sensörünün en büyük özelliği; çıkışına herhangi bir yükseleç bağlamaya gerek kalmadan, okuduğu akıma bağlı olarak 0-5V aralığında çıkış gerilimi üretebilmesidir. Hem DA hem de AA devrelerde rahatlıkla kullanılabilir. Özellikle tasarlanan ARM fazlarında her anda akımın yönü değişebildiği için hassas

ayar yapıldığında faz akımlarını hem pozitif hem de negatif yönde %2'lik hata ile okumak mümkün olmaktadır.

6.2.5. Pozisyon geri bildirim sinyalleri ölçüm devresi

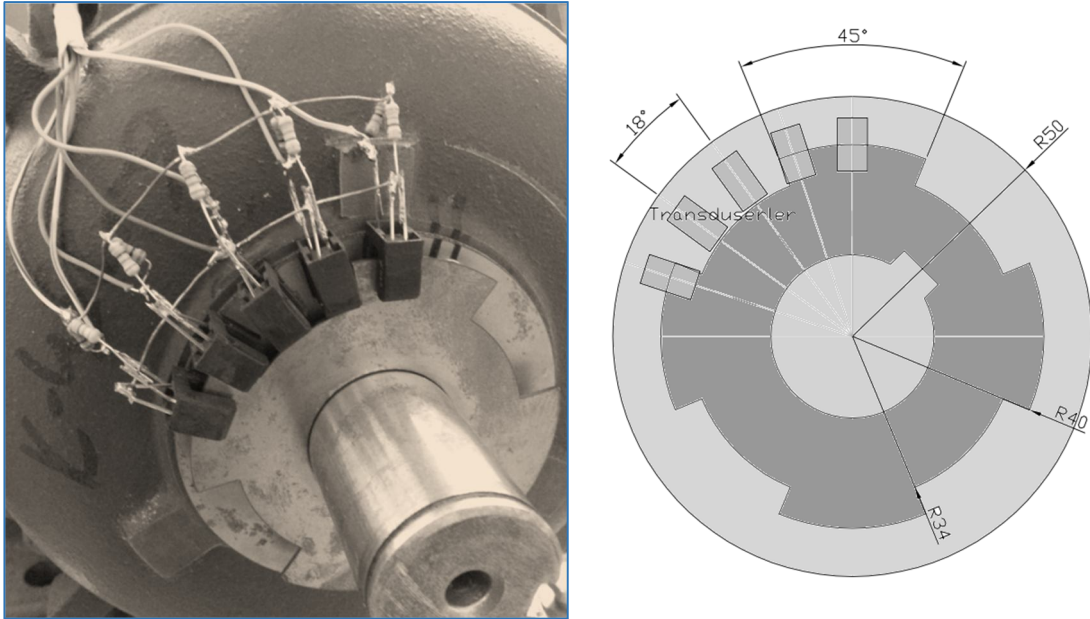
ARM sistem tasarımı ve nihayetinde ortaya konan sürücü ile sistem denetiminde yaşanan en büyük problemlerden birisi, pozisyonun anlık takip edilip edilmemesi ve ortaya çıkan düzensiz ve gürültülü çalışma ya da performans sonucudur. ARM denetiminde kullanılan pozisyon transdüserlerinin görevi rotorun konumunu doğru olarak algılamak ve bu bilgiyi mikrodenetleyiciye zaman kaybı yaşatmadan ulaştırmaktır. Motor pozisyonunun doğru bir şekilde algılanması performans açısından çok önemlidir. Denetim sistemlerinde birçok pozisyon algılama yöntemi bulunmaktadır. Bunlardan birkaçı enkoder ile algılama, optik sensörler ile algılama, manyetik sensörler ile algılama ya da sensörsüz algılama olarak verilebilir. Şekil 6.14'te gösterildiği gibi sistemin optik ya da hall effect sensörü kullandığına bakılmaksızın üretilen geri bildirim sinyalleri değerlendirilir.



Şekil 6.14. Açısal olarak optik sensör çıkışlarının grafiksel ortaya konulması

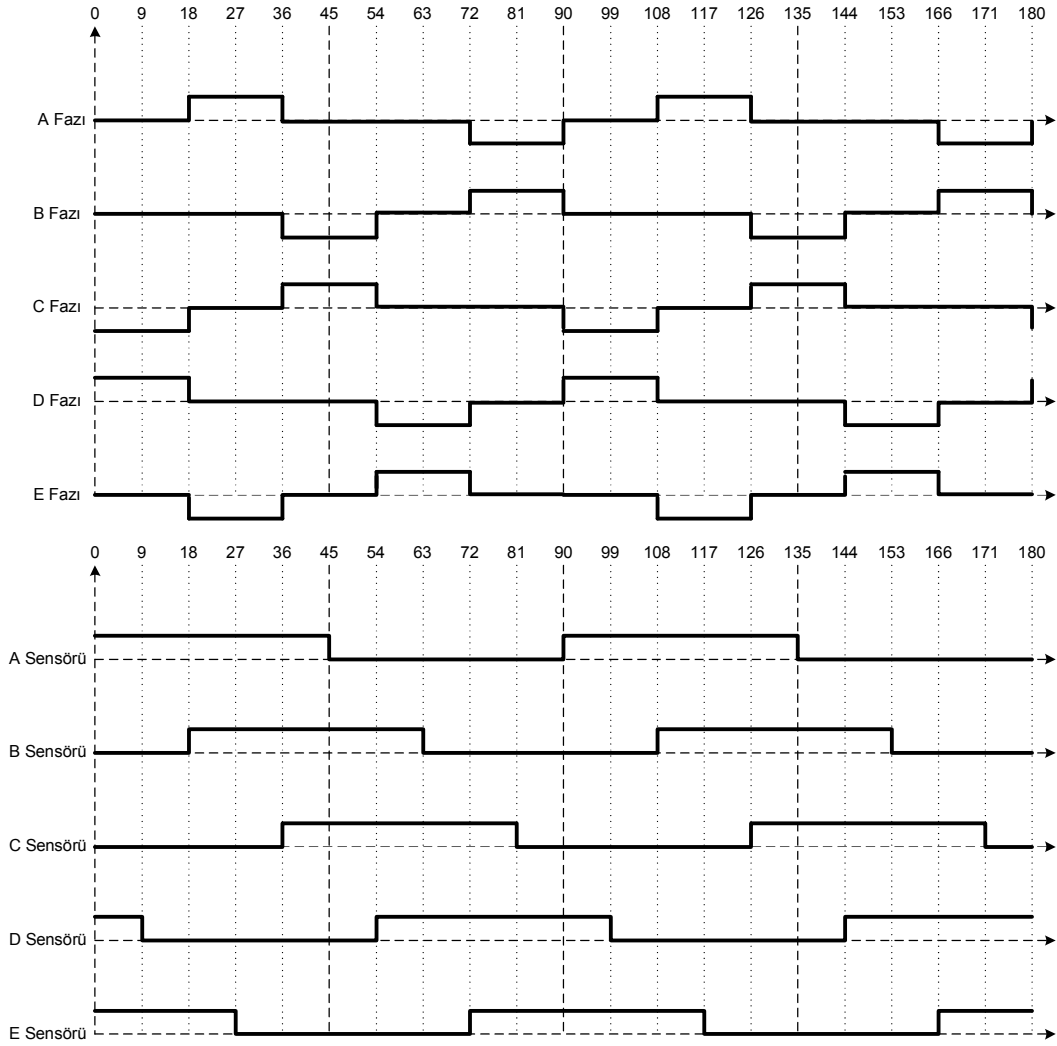
Kontrol edilecek segmental ARM için ortaya konmuş olan ve Şekil 6.15'te gösterimi verilen optik sensörlerden (H21A tipi) oluşan geri bildirim sisteminin çalışması şu şekilde gerçekleştirilmektedir:

1. Referans olarak alınan fazın statorları ile aynı hizada yerleştirilen ilk sensörden sonra diğer sensörler 18'er derece ara ile yerleştirilmiştir.
2. Sensörler tarafından üretilen gerilim tamamen kare dalga olduğu için, mikrodenetleyicinin analog girişine gerek kalmadan kolaylıkla işlenebilir durumdadır ve sensörlerden gelen +5V ve 0V veriler motorun çalışmasında yani fazlarının uyarılmasında çok büyük önem teşkil etmektedir.
3. Böylece Bölüm 5 Tablo 5.1'de verilen sürme durumları göz önünde bulundurularak motorun çakışık pozisyona gelmeden 4,5 derece önce bir fazının enerjisi kesilip diğer fazının enerjilendirilmesi sağlanmıştır.
4. Çakışık pozisyonda çok fazla akım çeken motorun performansı otomatik olarak artırılmıştır.



Şekil 6.15. Optik sensörlerin motor üzerine yerleşimi

Motorun yarım dönüşü (180 derece) için elde edilmiş olan sensör çıkışları ve buna bağlı olarak motor fazlarının durumları Şekil 6.16'da özetlenmiştir.



Şekil 6.16. Sensör çıkışlarının rotor konumuna bağlı olarak değişimi ve faz sargılarının anahtarlanma durumları

6.2.6. ARM sürücü denetim arayüzü

Şekil 6.17’de ekran görüntüsü verilen ara yüzün amacı çalışan motor fazlarında herhangi bir hata olup olmadığını zamana bağlı olarak izleyebilmek ve motor hızının an ve an takibini sağlayabilmektir. ARM çalışma prensibinden hatırlanacağı gibi motor faz akımları yön değiştirdiği ve negatif olabildiği halde ara yüzden okunan değerlerin yazılım yardımı ile sürekli pozitif değerde olacak şekilde sağlanmış olması, hata takibini kolaylaştırmıştır. Motorun her anda hangi fazının ne kadar akım çektiği, sol tarafta bulunan alanlardan takip edilebilmektedir.

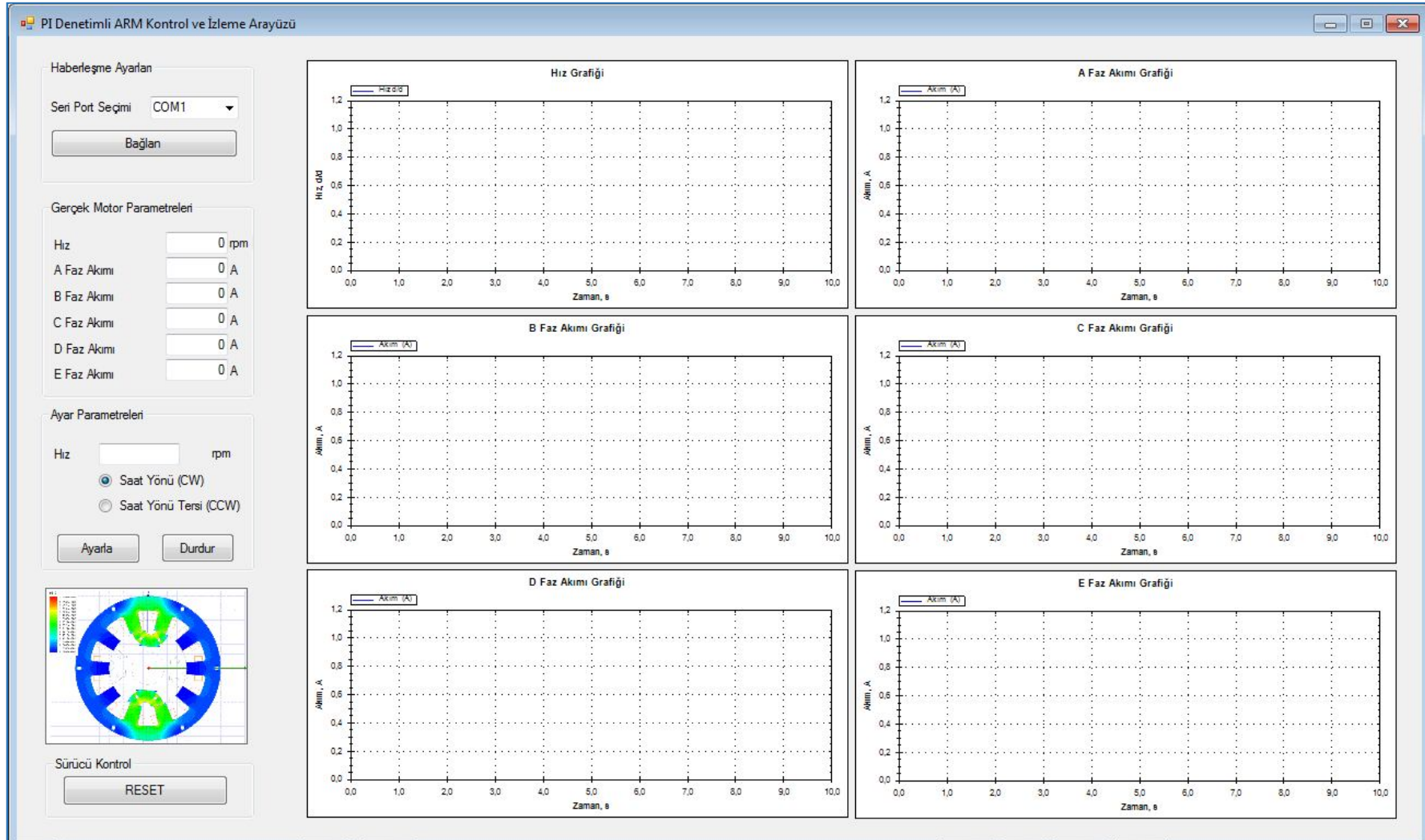
Örneğin, herhangi bir anda motorda meydana gelen bir hatadan dolayı, hızın aniden düşmesi gibi grafiksel değişimler, anlık olarak arayüz üzerinden kolaylıkla takip edilebilir.

Buna ek olarak kalkış anında, sadece belirli fazların enerjilendirildiği ve bu fazların diğer fazlara göre daha fazla akım çektiğinden rahatlıkla anlaşılabilir.

Yazılım görseli 4 ana pencereden oluşmaktadır.

1. **Haberleşme Ayarları:** En üstte bar olarak konumlandırılan bu alan, sistem bağlantı ve port ayarlarının yapıldığı kısımdır. Bilgisayar seri port aracılığı ile sürücü sistemine ilk bağlandığında, öncelikle seri porta hangi USB portundan bağlantı yapıldığı (COM1.....,COM7) belirtilmelidir. Bağlantının doğru yapıp yapılmadığı, motor parametreleri alanında bulunan değerlerin değişiminden kolaylıkla anlaşılabilir.
2. **Gerçek Motor Parametreleri:** Motor faz akımlarının görüntülediği kısımdır. Bu veriler bu alandan izlenebildiği gibi ana izleme pencerelerinden de görüntülenebilir.
3. **Ayar Değerleri:** Ayarlanan motor çalışma değerlerinin görüntülediği kısımdır. Motora dönme komutunun verildiği ve hız seviyesinin ayarlandığı değer ile sürücü devrenin aktif olup olmadığını gösteren işaret bu kısımdan kontrol edilebilir. Ayrıca motorun devir yönünün değiştirilmesi seçeneği de mevcuttur.
4. **İzleme (Monitoring) pencereleri:** Anahtarlamalı relüktans motorun hızı ve fazlara ait akımların değişimi ile ilgili parametrelerin çevrimiçi izlenebildiği alandır.

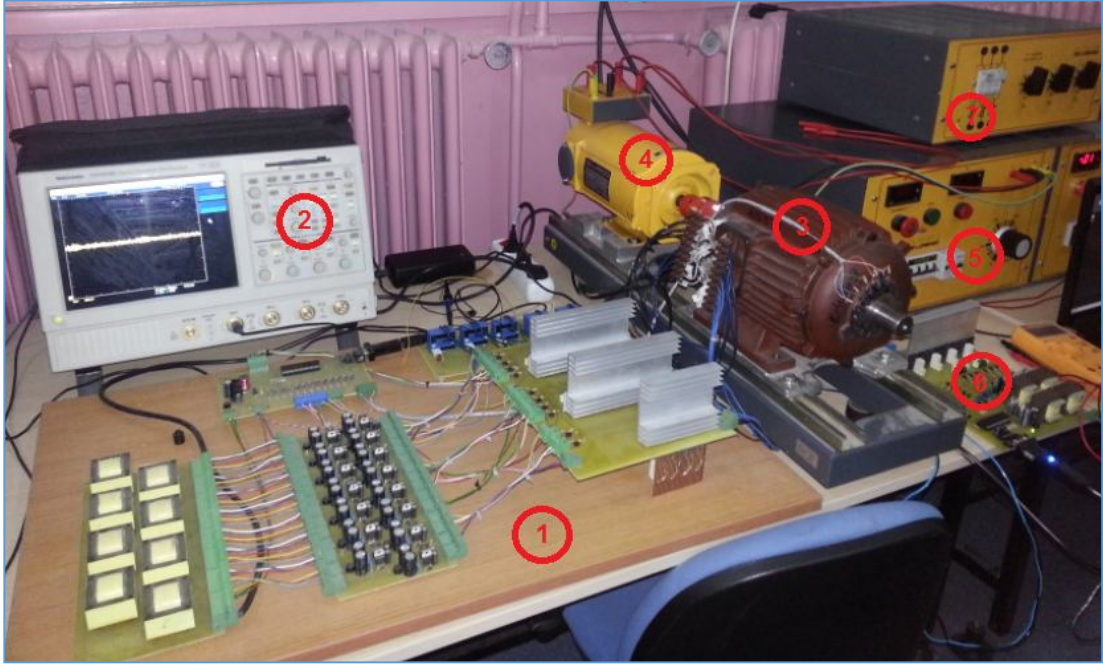
Bu arayüz ile ilgili detaylı açıklamalara deneysel çalışmalar kısmından rahatlıkla ulaşılabilir



Şekil 6.17. ARM denetim ve izleme arayüzü

BÖLÜM 7. TASARLANAN PI DENETİMLİ SİSTEM İLE GERÇEKLEŞTİRİLEN DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Bu bölümde PI denetimli segmental ARM üzerinde gerçekleştirilmiş olan deneysel çalışmalardan bahsedilecektir. Yapılan deneyler, elde edilen sonuçlar ve sonuçlar arasındaki farklılıklara değinmeden önce, deney düzeneğini gözden geçirmekte fayda vardır. Deneylerde; bir önceki bölümde bahsedilen sürücü devre ve yazılımı yönetmede kullanılan kişisel bilgisayarlar hariç birkaç harici donanım da kullanılmıştır. Bunları Şekil 7.1'de verilmiş olan deney düzeneği üzerindeki numaralar aracılığı ile şu şekilde açıklayabiliriz.



Şekil 7.1. Deney düzeneği

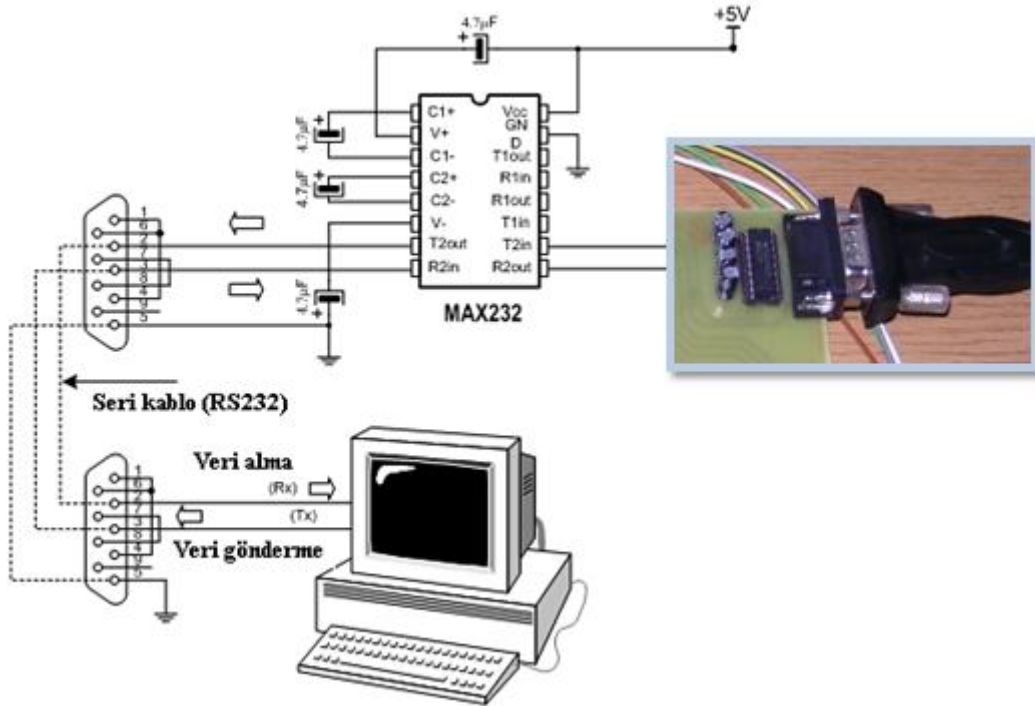
1. Segmental ARM 5-fazlı sürücü sistemi,
2. 4 kanallı osiloskop,
3. 10/8 5-fazlı bipolar uyartımlı segmental ARM,
4. Motora akuple olarak bağlı olan DA generatör (120V, 0.55A uyartımlı),

5. 2 Adet güç kaynağı (Maksimum: 240V, 8A),
6. PI denetim işlevini gerçekleştiren sürücü kartı,
7. 1 kW'lık ayarlı rezistif yük grubu.

Deney düzeneğinden farklı olarak hem PI sürücü kartı hem de ARM sürücü sistemini kontrol eden ve izleyen, grafiksel olarak değerlerin an ve an takip edilebildiği iki adet kişisel bilgisayar grubu da bulunmaktadır.

Sistemin çalışmasına genel olarak bakılacak olursa şu akışın ilerlediği düşünülebilir:

1. Devre güç kaynakları tarafından beslenmeye başladıktan sonra öncelikle bilgisayarlar Şekil 7.2'de görüldüğü gibi seri port aracılığı ile sürücü kartlarına bağlanmaktadır.

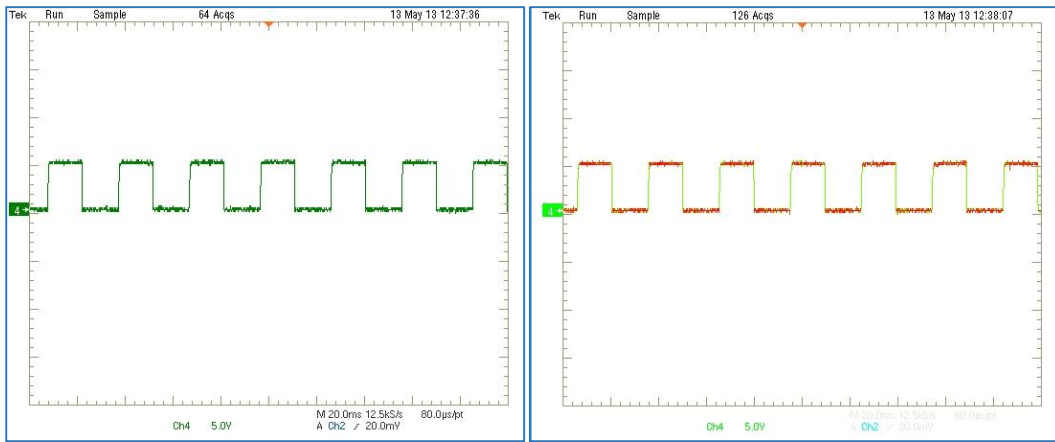


Şekil 7.2. Kişisel bilgisayarların sürücü kartlarına olan bağlantısı

2. Ardından anahtarlamalı relüktans motoru süren sürücü kartı, arayüz aracılığı ile aktif hale getirilerek veri akışının sağlanıp sağlanmadığı ekrandan kontrol edilir.

3. Takiben aynı şekilde PI denetim kartının bağlantısı gerçekleştirilir.
4. Ayarlı güç kaynağı gerilimi arttıkça motorun hızlanmaya başladığı görülür. Bu durumun oluşmadığı hallerde bağlantı kartlarında herhangi bir hatanın meydana gelmiş olabileceği göz önünde bulundurulmalıdır.

Bunun yanında optik sensörlerden gelen geri bildirim sinyallerinin mutlak suretle Şekil 7.3'teki gibi olması gerektiği de unutulmamalıdır. Sensörlerde problem var ise mutlaka değiştirilmeli ya da ölçümleri yapılarak hatanın düzeltilmesi sağlanmalıdır.



Şekil 7.3. İki kanaldan ölçülen optik sensör çıkışları

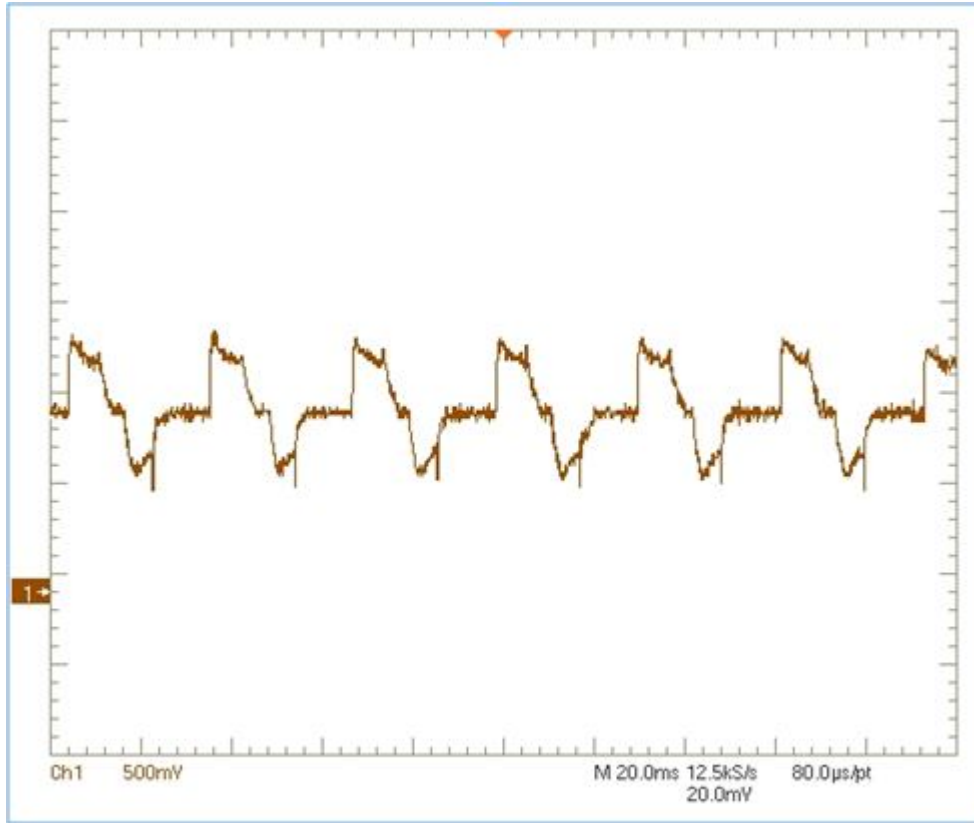
Gerçekleştirilen deneyler iki kısımdan oluşmaktadır. Birinci kısımda PI denetleyicinin yük değişimlerine olan tepkisini ölçmek amacıyla yük 50 W aralıklarla arttırılmış ve gerçek zamanlı olarak elde edilmiş olan ekran görüntüleri kaydedilmiştir.

İkinci kısımda ise yük sabit iken motorun hızı, ara yüz aracılığı ile değiştirilerek PI denetleyicinin hız değişimlerine karşı toparlanma ve tepki eğilimleri gözlemlenmiştir.

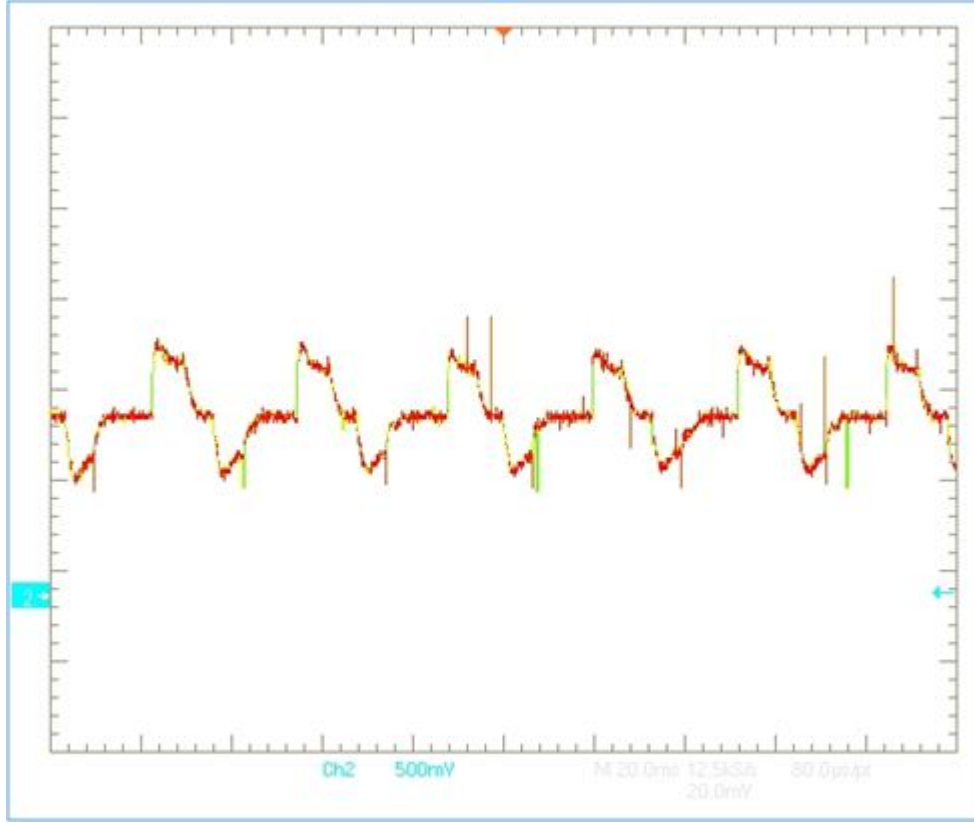
7.1. ARM Yüklü Durumda İken PI Denetleyici Deneyleri

Anahtarlamalı relüktans motorların çalışma rejimlerini takip etmenin en kritik noktalarından birisi, zamana göre değişen akımı takip edebilmektir. Şekil 7.3 ve Şekil 7.4'te verilen akım eğrileri incelendiğinde gerçek zamanlı olarak elde edilen

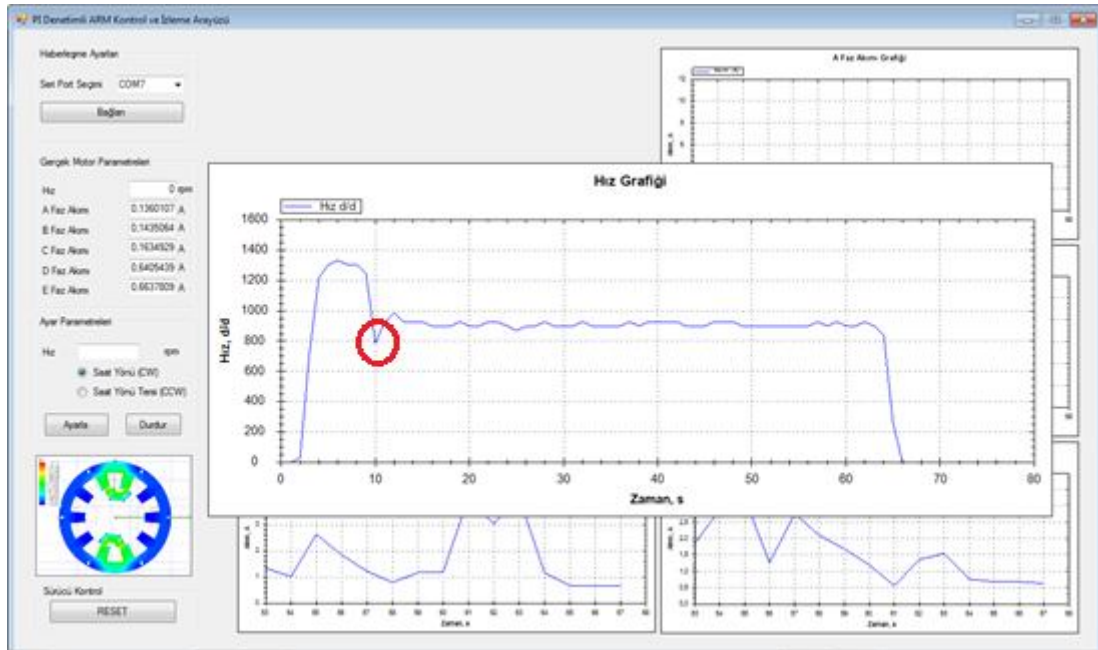
akım eğrilerinin, simülasyonlarda elde edilen akım eğrilerine çok yakın olduğu ve özellikle motorun yüklenmesi durumlarında açık bir şekilde görülen dalgalanmaların sürücü devrenin verimliliğinin gözlemlenmesinde çok önemli yer teşkil ettiği vurgulanabilir. Bunun yanında 6. Bölümde tanıtılan ve PI denetim ve sürücü denetim devreleri için gerçekleştirilmiş olan ara yüzlerde ARM çalışma rejimi ile ilgili Şekil 7.4 ile Şekil 7.11 arasında görülen değerler elde edilmiştir.



Şekil 7.4. Yüklü durumda 1. Kanaldan ölçülen A fazına ait akımın zamana bağlı olarak değişimi



Şekil 7.5. Yüklü durumda 2. Kanaldan ölçülen B fazına ait akımın zamana bağlı olarak değişimi

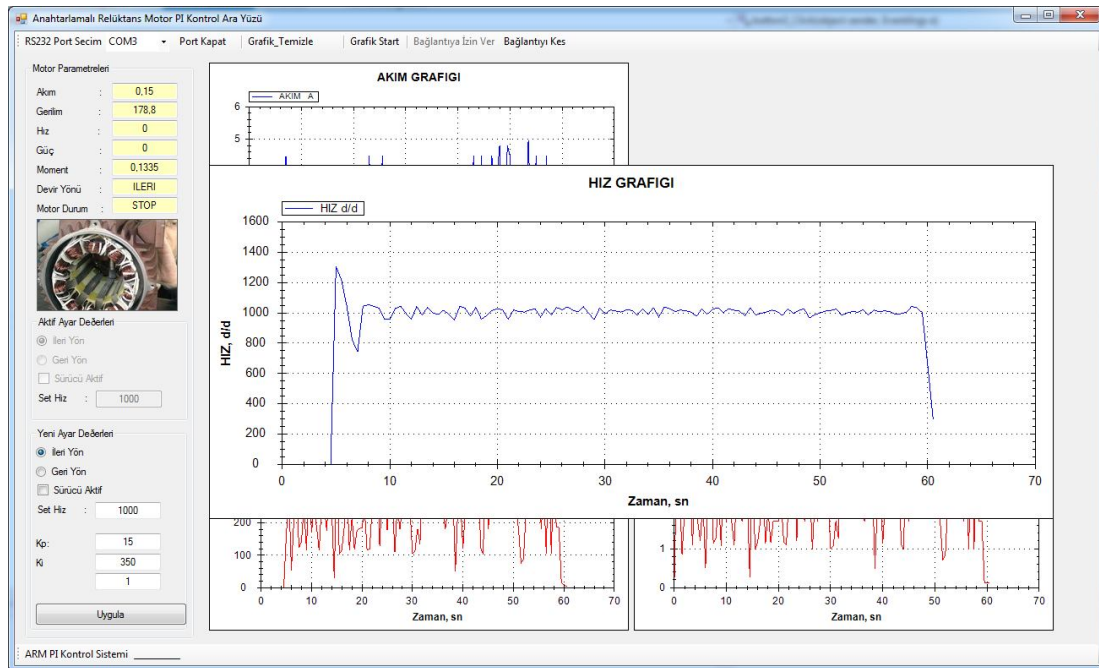


Şekil 7.6. ARM denetim tarafında elde edilen grafiksel değişimler

Şekil 7.6'da görülen çalışma durumunda ARM ilk başta boşa çalıştırılmış (dönme hızı yaklaşık 1300 d/d olacak şekilde) ve 10. Sn'de PI denetleyici devreye alınmıştır.

Bu durumda denetleyicinin gerçek zamanlı tepkisi ($K_p=15$, $K_i=350$ durumunda) kırmızı boyalı alandan rahatlıkla anlaşılabilir. Gerçekleştirilen testte amaç motorun hızını sürekli 900 d/d'da tutmaktır. Bu durumda motor hızının PI denetleyici ile 900 d/d'da tutulmaya çalışıldığı açıkça görülmektedir.

Akım değişimleri ile ilgili olarak şu ifade edilebilir: Sürücü devre tasarımında PIC kullanıldığı için ve ara yüz verileri alınırken seri port denetimi tercih edildiğinden dolayı gerçek zamanlı olarak akım verilerinin osilaskopta olduğu gibi takip etmek mümkün değildir. Akım verileri her sn.de bir alınmakta olduğu için düzensiz bir dağılım gözlemlenebilir. Kısaca geliştirilmiş olan bu ara yüzün amacı çalışan motor fazlarında herhangi bir hata olup olmadığını zamana bağlı olarak izleyebilmektir. Bu yüzden motor faz akımları yön değiştirdiği ve negatif olabildiği halde ara yüzden okunan değerlerin, yazılım yardımı ile sürekli pozitif değerde olması sağlanmış ve hata takibi kolaylaştırılmıştır. Motorun her anda hangi fazının ne kadar akım çektiği sol tarafta bulunan alanlardan gerçek zamanlı olarak takip edilebilmektedir.



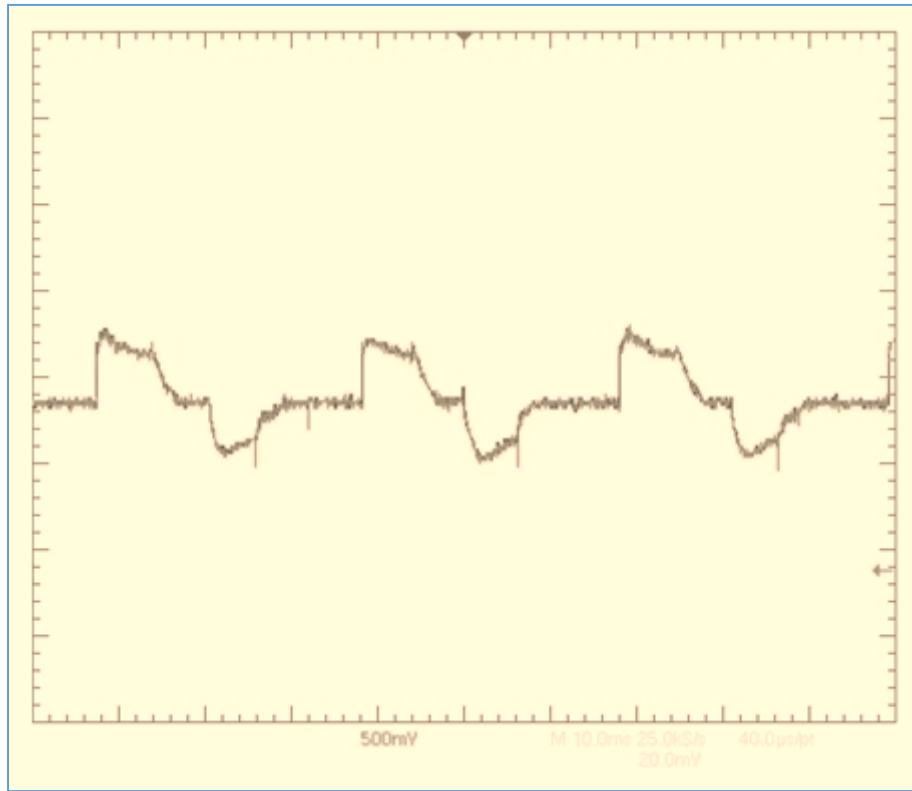
Şekil 7.7. PI denetim tarafında elde edilen değişime örnek

Bu deneyde motor hızı (SET HIZ=1000 değerinden anlaşılacağı gibi) 1000 d/d'da tutulmaya çalışılmıştır. Şekil 7.7'de verilen arayüz motor parametrelerine göz atılacak olursa motor gerilim değeri ile ilgili olarak 178 V gibi bir gerilim değerinden

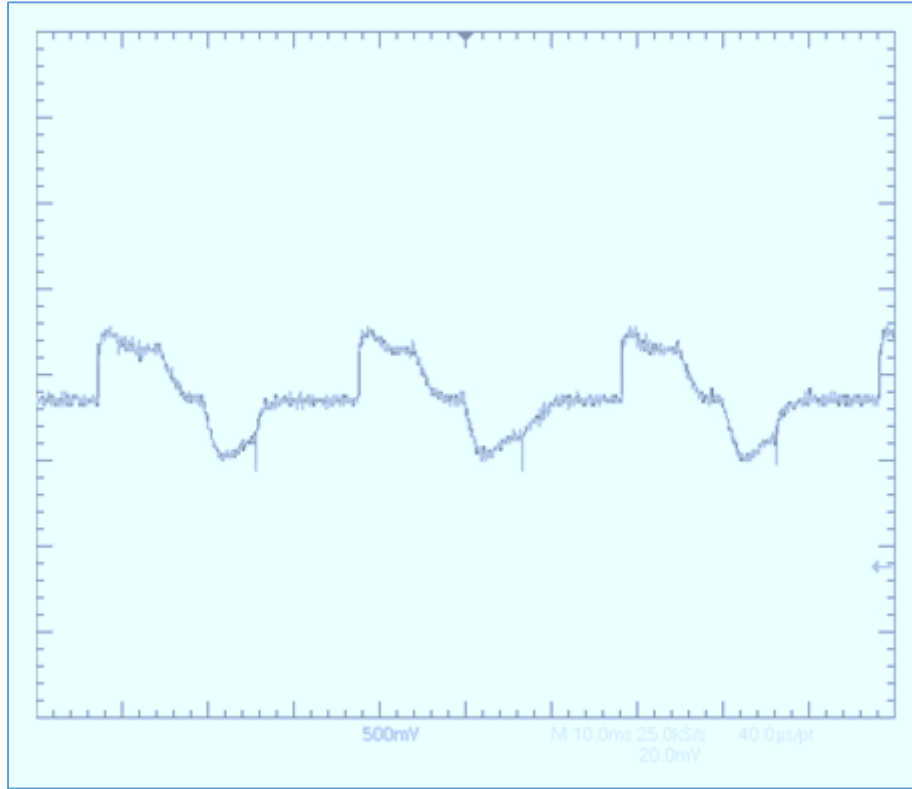
bahsedilemez ki burada alınan değer PWM artışını ve PWM'in ne kadarının motor uçlarına uygulandığı ile ilgili bir parametreyi ifade etmektedir.

7.2. Sabit Yük ve Değişken Hız Durumunda Gerçekleştirilen Deneyler

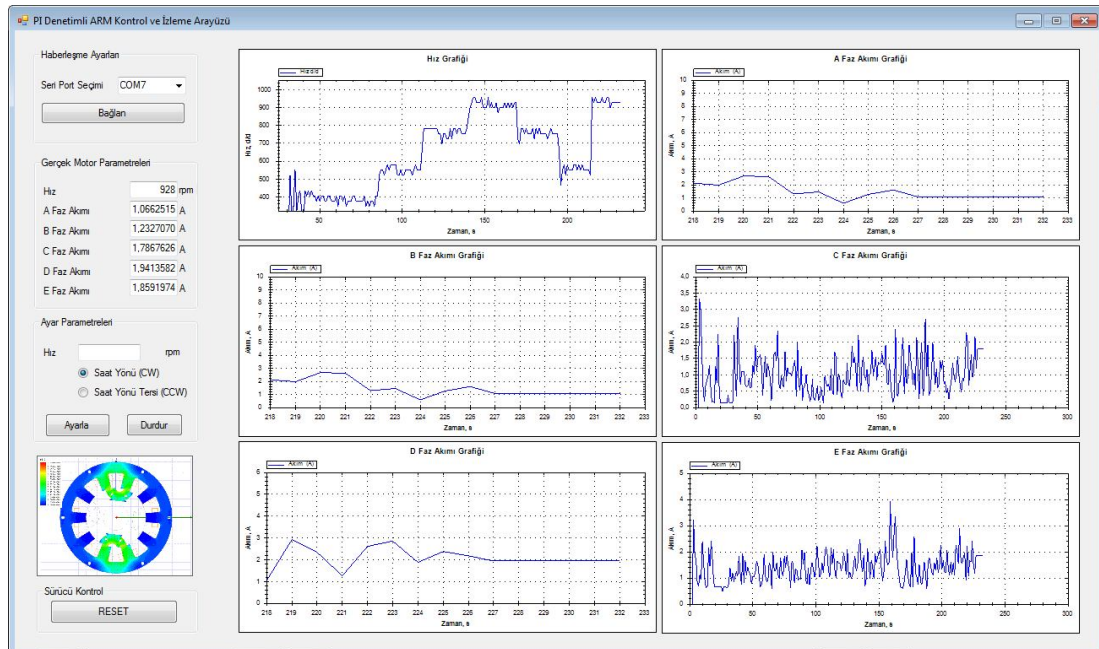
Bu durumda motor yükü sabit tutulmuş ve motor gerilimi 40 V olacak şekilde sabitlenerek PWM sinyalinin genliği değiştirilmiş ve Şekil 7.8 ve Şekil 7.9'da gösterildiği gibi motor akımlarının zamana göre değişimleri gözlemlenmiştir. Ardından motorun denetleyici ve PI denetim tarafındaki değişimleri Şekil 7.10 ve Şekil 7.11'de verilmiştir.



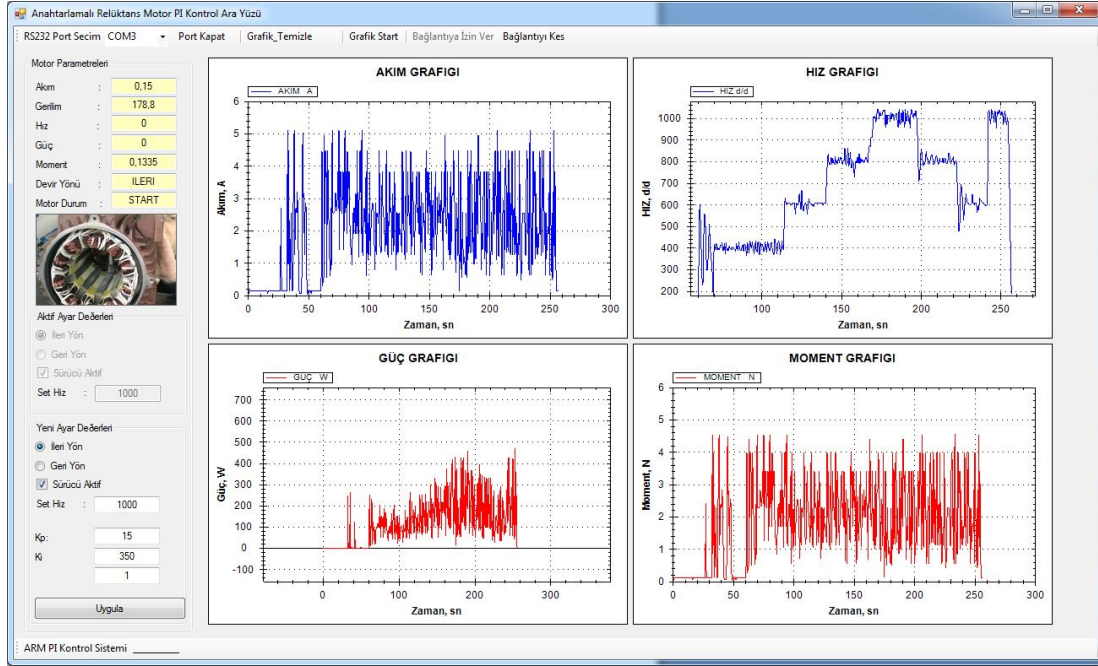
Şekil 7.8. Motor yüklü durumda iken C fazı akımının zamana bağlı olarak değişimi



Şekil 7.9. Motor yüklü durumda iken D fazı akımının zamana bağlı olarak değişimi



Şekil 7.10. Denetleyici tarafı zamana bağlı hız ve akım değişimleri



Şekil 7.11. PI denetleyici tarafı zamana bağlı bara akımı, hız, tüketilen güç ve moment değişimleri

Grafikler dikkatli bir şekilde incelendiğinde motor yükü sabit olmak koşuluyla PWM değişimine bağlı olarak hızın 400 d/d, 600 d/d, 800 d/d, 1000 d/d, 800 d/d, 600 d/d ve 1000 d/d devirlerine çıkılarak değiştirildiği açık bir şekilde gözlemlenmektedir. Bu durumda PI denetleyicinin tepkileri hız grafiğinde görüldüğü gibidir. Gerçek zamanlı olarak elde edilen grafiksel değişimlerin tatmin edici olduğu rahatlıkla söylenebilir.

BÖLÜM 8. SONUÇ VE TARTIŞMA

Son yıllarda anahtarlamalı relüktans motorların uygulamasına, özellikle de sürme yöntemlerine yönelik birçok araştırma ve çalışma gerçekleştirildiği tespit edilmiştir. Gerçekleştirilen bu kapsamlı araştırma ve geliştirme çalışmasında endüstride kullanım alanı günden güne artan anahtarlamalı relüktans motorun hız denetimini amaçlayan PI denetimli bir sürücü ve izleme sistemi gerçekleştirilmiştir. Deneylerin gerçekleştirildiği bahsi geçen anahtarlamalı relüktans motor 5-fazlı 10 stator ve 8 rotor kutbuna sahip bipolar sürülen yeni bir segmental tip motordur.

Bu çalışmada kullanılan ve literatüre yeni tip bir segmental ARM olarak girmiş olan motorun, klasik yapıda kullanılan ARM' ye göre bazı üstünlükleri vardır. Bu üstünlükleri aktaracak olursak,

1. Rotor yapısı tamamen farklıdır. Rotor silisli saçlarla beraber ağırlık başına üretilen moment kazanımının artırılması için özel bir alüminyum bloktan oluşmaktadır.
2. Motorun kayıplarının azaltılması için daha kısa akı yollarını takip etmesi amacıyla iki faz enerjilendirme metodu kullanılmıştır. Bu durum sürücü tasarımında da dikkate alınarak sürücü tasarım gerçekleştirilmiştir.

Yapılan çalışmada aynı zamanda benzetim ve deneysel çalışmaların yapılabilmesi, kaynak kodların doğru yazılabilmesi ve dinamik simülasyonların yapılabilmesi için detaylı bir şekilde ilgili motorun durum denklemleri çıkartılmıştır. Durum denklemleri geliştirilerek iterasyon ve nümerik olarak çözümlenerek motorun her fazı için akım değişimi değerleri simülasyon sonuçları ile beraber verilmiştir. Motorun 0 – 90 derecelik bir dönme periyodunda her bir faz akımının durumları ayrı ayrı incelenmek üzere simülasyon sonuçları sunulmuştur.

Bipolar sürülen yeni tip segmental ARM için PI denetimi içeren sürücü sisteminin tasarımında izlenen yöntemler şu şekilde özetlenebilir:

1. Deneysel prototip üretimi daha önce gerçekleştirilmiş olan yeni tip segmental ARM için durum denklemleri çıkarılmış ve bu denklemler simülasyon çalışmalarında kullanılarak motorun çalışmasında çok önemli bir yere sahip olan faz akımlarına ait grafiksel gösterimler elde edilmiştir.
2. Ardından motorun sürücü devresi çalışmalarına başlanmıştır. Çalışmalar sonucunda denetim ve dönüştürücü devresini besleyen bir güç katı, denetim devresi, dönüştürücü ve PI denetim katı olan ve dört kısımdan oluşan bir sürücü sistemi gerçekleştirilmiştir.
3. Devre kartlarının tasarımında kolaylık sağlaması açısından tasarlanan sürücü devresi dönüştürücü devresi ile birlikte tasarlanmıştır. Ayrıca motora ait faz akımlarının takibini sağlamak için bir algılayıcı sistemi de geliştirilmiştir.
4. PI denetimli ARM sürücü sisteminin çalışmasının izlenebilmesi ve gerek duyulduğunda mikroişlemciye veri gönderme işlemlerinin yapılabilmesi amacıyla Visual Studio 2012 C# paket programı aracılığıyla gerçek zamanlı RS232 portu kullanarak veri alıp gönderebilen bir arayüz yazılımı gerçekleştirilmiştir.

Sürücü devre sisteminin tasarım ve prototipleme çalışmalarının tamamlanmasının ardından deneysel çalışmalara başlanmıştır. Motorun benzetim ve deneysel çalışmalardan elde edilen sonuçları karşılaştırılmış ve sunulmuştur.

PI denetimli segmental ARM üzerinde gerçekleştirilmiş olan deneysel çalışmalar iki bölüm halinde gerçekleştirilmiştir. İlk kısımda PI denetleyicinin yük değişimlerine olan tepkisini ölçmek amacıyla yük 50 W aralıklarla arttırılmış ve gerçek zamanlı olarak elde edilmiş olan ekran görüntüleri kaydedilmiştir. İkinci kısımda ise yük sabit iken motorun hızı, ara yüz aracılığı ile değiştirilerek PI denetleyicinin hız değişimlerine karşı toparlanma ve tepki eğilimleri gözlemlenmiştir.

Öncelikle motor boşa 1300 d/d çalıştırılarak besleme gerilimi kademeli olarak arttırılmış ve buna bağlı olarak motorun devreden çektiği akım ile hızın değişimi gözlemlenmiştir. 9. Saniyeden itibaren yük 50W aralıklar ile arttırmaya

başlanmıştır. 10. Sn'de PI kontrolcü devreye alınmıştır. Bu durumda denetleyicinin gerçek zamanlı tepkisi ($K_p=15$, $K_i=350$ durumunda) bilgisayar ekranındaki ARM kontrol ve izleme arayüzünden izlenmiş ve bu durumda motor hızının PI kontrolcü tarafında ayarlanan ve amaçlanan değer olan 900 d/d'da tutulmaya çalışıldığı görülmüştür.

Ayrıca akım değişimleri ile ilgili olarak, geliştirilen arayüzden çalışan motor fazlarında herhangi bir hata olup olmadığını zamana bağlı olarak izlenerek motor faz akımları yön değiştirdiği ve negatif olabildiği halde ara yüzden okunan değerlerin, yazılım yardımı ile sürekli pozitif değerde olması sağlanmış ve hata takibi kolaylaştırılmıştır. Motorun her anda hangi fazının ne kadar akım çektiği arayüzde bulunan alanlardan gerçek zamanlı olarak takip edilebilmektedir.

İkinci olarak gerçekleştirilen sabit yük değişken hız değerleri deneyinde motor gerilimi 40 V olacak şekilde sabitlenerek PWM sinyalinin genliği değiştirilmiş ve motor akımlarının zamana göre değişimleri gözlemlenmiştir. Alınan sonuçlar incelenmiş ve motor yükü sabit olmak koşuluyla PWM değişimine bağlı olarak hızın 400 d/d, 600 d/d, 800 d/d, 1000 d/d, 800 d/d, 600 d/d ve 1000 d/d devirlerine çıkılarak değiştirilmiş, PI denetleyicinin tepkilerinin hız grafiğinde görülmüştür. Gerçek zamanlı olarak elde edilen grafiksel değişimlerin tatmin edici olduğu rahatlıkla söylenebilmektedir

Mesleki ve teknik eğitim alanında deneysel uygulama çalışmaları temel esastır. Ayrıca günümüzde, dünyada ve ülkemizde internetin yaygınlaşmasıyla beraber web tabanlı uzaktan eğitim çalışmaları da ivme kazanmış durumdadır. Klasik eğitimde uygulamalar laboratuvar ortamında oluşturulmuş deney setleri ve prototiplerde gerçek zamanlı olarak yapılmaktadır. Uzaktan eğitimde ise yapılacak uygulama gerçekleştirilmenin yöntemi; deneyle tümüyle örtüşen bir simülasyon ortamı hazırlamak ve gerçek zamanlı kontrol donanımları ve bunları uyumlu bir şekilde çalıştıracak internet tabanlı yazılımlar kullanarak uzaktan erişimli bir deney düzeneği kullanmaktır.

Tasarımı ve uygulaması gerçekleştirilen PI denetimli segmental ARM deney sistemi, öğrencilerin temel ve basit seviyeli uygulamalarla konuyu kavramaları, ilerleyen aşamalarda matematiksel modeller üzerinde benzetimler gerçekleştirerek, elde edilen sonuçları yorumlayabilmelerini sağlamaktadır. Uygulamada kullanıcılar, PI denetimli segmental ARM' nin hız denetimi için hazırlanan arayüz yazılımı yardımıyla denetleyici parametrelerini ve referans hızı değiştirerek deney seti üzerinde çeşitli ölçümler yapabilmektedirler. Buna ilaveten, yapılan ölçüm değerleri kullanılarak oluşturulmuş hız, faz akımları, güç ve moment grafiklerini inceleyebilmektedirler. Ayrıca durum denklemleri kullanılarak geliştirilen simülasyon programı, motorun her fazı için akım değişimi değerlerini 0 – 90 derecelik bir dönme periyodunda faz akımının durumlarını ayrı ayrı incelenmek mümkündür.

Yapılan çalışmada kullanılan arayüz ve simülasyon ortamlarının kullanışlı bir e – öğrenme platformuna dönüştürülmesi planlanmaktadır. Böylece gerçek zamanlı kontrol donanımları ve bunları uyumlu bir şekilde çalıştırabilecek internet tabanlı yazılımlar kullanarak uzaktan erişimli bir deney düzeneği ile öğrencilerin kazandıkları bilgi birikimini internet üzerinden gerçek zamanlı olarak erişebildikleri bu deney seti üzerinde deneysel çalışmalar yürüterek uygulamaya döneceklerdir. Böylece, anlatım, canlandırma, modelleme, simülasyon ve gerçek zamanlı deneysel çalışmaların bir arada bulunduğu, mesleki ve teknik bilimlere hizmet eden e-öğrenme platformları içerisinde kullanılacak bir çalışma ortamı sunulması hedeflenmektedir.

Bunun yanında çalışmada esnasında eksik olduğu düşünülen ve gelecek çalışmalara ışık tutması açısından önemli olduğu öngörülen noktalara değinmekte fayda vardır:

1. Model olarak kullanılan motorun doğrusal olmayan (non-linear) durumları göz önünde bulundurularak motora ait parametreler geliştirilebilir.
2. Bu özel tasarım model motor için özellikle eddy akım kayıpları, histerezis kayıpları gibi parametrelerin hesabında özel yöntemler geliştirilip bu kayıpları minimize edecek sürücü devrenin iyileştirilmesi gibi başlıklar üzerinde durulabilir ve bahsi geçen kayıpların analitik ve deneysel doğrulamaları gerçekleştirilebilir.

3. Segmental ARM sürücü sistemi için özel bir termal model geliştirilerek modelin sürücü tarafında ısı kayıpları ile veriminin ve performansının arttırılmasına yönelik çalışmalara yön verilebilir.
4. Ayrıca segmental ARM'nin hız denetiminde kullanılan optik sensörler yerine sensörsüz denetim, resolver, manyetik sensör gibi çeşitli materyaller kullanılarak verim ve performans karşılaştırmaları gerçekleştirilerek bu durumun sürücü devresi üzerindeki etkisi karşılaştırmalarla sunulabilir.

KAYNAKLAR

- [1] MUTLU, Ü., Anahtarlmalı Relüktans Motor Sürücü Tasarımı, Yüksek Lisans Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Erciyes Üniversitesi Kayseri, 2006.
- [2] KHOR, MT., SOTUDEH, R., A 3-phase 12/10 asymmetrical switched reluctance motor, European Conference on Power Electronics and Applications, 1-9, 2005.
- [3] JU HWAN OH., BYUNG IL KWON., New rotor shape design of SRM to reduce the torque ripple and improve the output power, Proceedings of the Eighth International Conference on Electrical Machines and Systems, 1: 652 – 654, 2005.
- [4] PANDEY, K., RAJAGOPAL, KR., Novel pole shapes for improved performance of switched reluctance hub motors, INTERMAG IEEE International Magnetics Conference, 749 – 750, 2005.
- [5] EDRINGTON, CS., KRISHNAMURTHY, M., FAHIMI, B., Bipolar Switched Reluctance Machines: A Novel Solution for Automotive Applications, IEEE Transactions on Vehicular Technology, 54: 795 – 808, 2005.
- [6] ASHOK, P., TESAR, D., Computer Aided Design of Switched Reluctance Motors for Use in Robotic Actuators, World Automation Congress, WAC, 1 – 7, 2006.
- [7] OHYAMA, K., NASHED, MNF., ASO, K., FUJII, H., UEHARA, H., Design using Finite Element Analysis of Switched Reluctance Motor for Electric Vehicle, 2nd Information and Communication Technologies - ICTTA '06, 1: 727 – 732, 2006.
- [8] FUJISHIRO, S., ISHIKAWA, K., KIKUCHI, S., NAKAMURA, K., ICHINOKURA, O., Design of outer-rotor-type multipolar switched reluctance motor for electric vehicle, Journal of Applied Physics, 99: 08R324 - 08R324-3, 2006.

- [9] CAKIR, K., SABANOVIC, A., In-wheel motor design for electric vehicles, 9th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, 613 – 618 , 2006.
- [10] KACHAPORNKUL, S., JITKREEYARN, P., SOMSIRI, P., TUNGPIMOLRUT, K., CHIBA, A., FUKAO, T., A design of 15 kW switched reluctance motor for electric vehicle applications, ICEMS International Conference on Electrical Machines and Systems, 1690 – 1693, 2007.
- [11] SEOK-GYU OH., KRISHNAN, R., Two-Phase SRM With Flux-Reversal-Free Stator: Concept, Analysis, Design, and Experimental Verification, IEEE Transactions on Industry Applications, 43: 1247 – 1257, 2007.
- [12] CHEEWOO LEE., KRISHNAN, R., LOBO, NS., Novel Two-phase Switched Reluctance Machine using Common-Pole E-Core Structure: Concept, Analysis, and Experimental Verification, IEEE Industry Applications Conference, 42nd IAS Annual Meeting, 2210 – 2217, 2007.
- [13] EKRAM, S., RAVI, N., RAJAGOPAL, KR., MAHAJAN, D., Design and Development of a High Efficiency Switched Reluctance Motor for a Mixer-Grinder Application, IECON IEEE Industrial Electronics Society, 193 –197, 2007.
- [14] CHUNYAN MA., ZHENMIN WANG., GENGXIN LI., YAN CHEN., XIAHUI LIU., Design of a novel switched reluctance planar motor, ICEMS International Conference on Electrical Machines and Systems, 3370 – 3373, 2008.
- [15] BOLOGNESI, P., Design and manufacturing of an unconventional variable reluctance machine, PEMD 4th IET Conference on Power Electronics, Machines and Drives, 45 – 49, 2008.
- [16] LI WEILI., SHENG MAN., HUO FEI., Optimal design and finite element analysis of switched reluctance motor for electric vehicles, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 1 – 5, 2008.
- [17] JAZDZYNSKI, W., MAJCHROWICZ, M., An approach to find an optimum designed SRM for electric vehicle drive, ICEM 18th International Conference on Electrical Machines, 1-6, 2008.

- [18] CHEEWOO LEE., KRISHNAN, R., New Designs of a Two-Phase E-Core Switched Reluctance Machine by Optimizing the Magnetic Structure for a Specific Application: Concept, Design, and Analysis, IEEE Transactions on Industry Applications, 45: 1804 – 1814, 2009.
- [19] LABAK, A., KAR, NC., A novel five-phase pancake shaped switched reluctance motor for hybrid electric vehicles, IEEE VPPC Vehicle Power and Propulsion Conference, 494 – 499, 2009.
- [20] MARTIS, C., OPREA, C., VIOREL, IA., GYSELINCK, J., Design of a fault-tolerant 6-phase switched reluctance motor for electric power-assisted steering systems, IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC '09, 993 – 998, 2009.
- [21] FRANKE, M., BRUTSCHECK, M., SCHMUCKER, U., Modeling and simulation of a rolling rotor switched reluctance motor, International Spring Seminar on Electronics Technology, 1–6, 2009.
- [22] BRAUER, HJ., KASPER, KA., DE DONCKER, RW., Design and analysis of a pancake switched reluctance machine for use in household applications, International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1050 – 1055, 2009.
- [23] DALDABAN, F., USTKOYUNCU, N., A new linear switched reluctance motor with MagLev effect, ELECO International Conference on Electrical and Electronics Engineering, 420 – 422, 2009.
- [24] LABAK, A., KAR, NC., A novel five-phase pancake shaped switched reluctance motor for hybrid electric vehicles, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, VPPC '09, 494 – 499, 2009.
- [25] JIN-WOO AHN., HUYNH KHAC MINH KHOI., DONG-HEE LEE., Design and analysis of high speed 4/2 SRMs for an air-blower, IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE), 1242 – 1246, 2010.
- [26] YONEOKA, Y., AKATSU, K; A study of high-efficiency Switched Reluctance Motor with single phase input operation, International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 1681 – 1686, 2010.

- [27] YANG, W., QUAN, LI., ZHU, X., CHEN, D., DU, YI., Design and research of a new dual-rotor switched reluctance motor for hybrid electric vehicles, International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS), 829 – 833, 2010.
- [28] KUNZ, J., SIWEI CHENG., YAO DUAN., MAYOR, JR., HARLEY, R., HABETLER, T., Design of a 750,000 rpm switched reluctance motor for micro machining, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 3986 – 3992, 2010.
- [29] DESAI, PC., KRISHNAMURTHY, M., SCHOFIELD, N., EMADI, A., Novel Switched Reluctance Machine Configuration With Higher Number of Rotor Poles Than Stator Poles: Concept to Implementation, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 57: 649 – 659, 2010.
- [30] RUBA, M., BENTIA, I., SZABO, L., Novel modular switched reluctance machine for safety-critical applications, 2010 XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM), 1 – 6, 2010.
- [31] LABAK, A., KAR, NC., Development and analysis of a five-phase pancake shaped switched reluctance motor, XIX International Conference on Electrical Machines (ICEM), 1-6, 2010.
- [32] LAWRENSON, PJ., AGU, LA., Theory and performance of polyphase reluctance machine, Proc. Inst. Elect. Eng., 111 (8): 1435–1445, 1964.
- [33] LAWRENSON, PJ., GUPTA SK., Developments in the performance and theory of segmental-rotor reluctance machines,” Proc. Inst. Elect. Eng., 114(5): 645–653, 1967.
- [34] TOLIYAT, HA., XU, L., LIPO, TA., A five phase reluctance motor, with high specific torque, Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1: 207 – 213, 1990.
- [35] KRISHNAN, R., ABOUZEID, M., MANG, X., A design procedure for axial field switched reluctance motors, Industry Applications Society Annual Meeting, 1: 241 – 246, 1990.
- [36] HORST, GA., Isolated Segmental Switched Reluctance Motor, U.S. Patent no. 5 111 096, May 5, 1992.
- [37] MECROW, BC., New winding configurations for doubly salient reluctance machines, IEEE Trans. Ind. App., 32, 1996.

- [38] MECROW, B.C., FINCH, W.F., EL-KHARASHI, E.A., JACK, A.G., The Design of switched reluctance motors with segmental rotors, Conference Record of ICEM 2002, 336:, 2002.
- [39] MECROW, B.C., FINCH, J.W., EL-KHARASHI, E.A., JACK, A.G., Switched reluctance motors with segmental rotors, IEE Proc., Electr. Power Appl., 149 (4): 245–254, 2002.
- [40] MECROW, B.C., EL-KHARASHI, E.A., FINCH, J.W., JACK, A.G., Segmental rotor switched reluctance machines with single tooth windings, Proc. Inst. Elect. Eng., Electr., Power Appl., 150 (5): 591–599, 2003.
- [41] OYAMA, J., HIGUCHI, T., ABE, T., KOGA, T., Efficiency and power-factor of novel hybrid type switched reluctance motor, Industry Applications Conference, 2002. 37th IAS Annual Meeting. Conference Record, 1: 1 – 5, 2002.
- [42] OYAMA, J., HIGUCHI, T., ABE, T., HARAGUCHI, K., YAMADA, E., ROFUMO, F., Hybrid Type Novel Switched Reluctance Motor, 29th IEEE PESC, 857-863, 1998.
- [43] MECROW, B.C., EL-KHARASHI, E.A., FINCH, J.W., JACK, A.G., Performance evaluation of switched reluctance motors with segmental rotors, IEEE International Electric Machines and Drives Conference, 1: 568 – 574, 2003.
- [44] MECROW, B.C., EL-KHARASHI, E.A., FINCH, J.W., JACK, A.G., Segmental rotor switched reluctance motors with single-tooth windings, Electric Power Applications, IEE Proceedings, 150: 591 – 599, 2003.
- [45] MECROW, B.C., EL-KHARASHI, E.A., FINCH, J.W., JACK, A.G., “Preliminary performance evaluation of switched reluctance motors with segmental rotors”, IEEE Transactions on Energy Conversion, 19: 679 – 686, 2004.
- [46] OYAMA, J., HIGUCHI, T., ABE, T., KIFUJI, N., Fundamental Characteristics of a novel Switched reluctance motor with segmented core embedded in Aluminum rotor, Papers of technical meeting on rotating machinery, IEE Japan, 64: 43–48, 2005.

- [47] CHRIS S., EDRINGTON, T., MAHESH, K., BABAK, F., Bipolar Switched Reluctance Machines: A Novel Solution for Automotive Applications, IEEE Transactions On Vehicular Technology, 54 (3):, 2005.
- [48] OYAMA, J., HIGUCHI, T., ABE, T., KIFUJI, N., Novel Switched reluctance motor with segmented core embedded in Aluminum rotor block, Papers of technical meeting on rotating machinery, IEEJ Trans, 126 (4):, 2006.
- [49] NARESH VATTIKUTI VANDANA RALLABANDI, B., FERNANDES G., A Novel High Torque and Low Weight Segmented Switched Reluctance Motor, IEEE PESC Power Electronics Specialists Conference, 1223 – 1228, 2008.
- [50] CHEN, X., DENG, Z., PENG, J., LI, X., Comparison of two switched reluctance motors with bipolar excitation, 5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 1 – 6, 2010.
- [51] CHEN, X., DENG, Z., WANG, X., PENG, J., LI, X., New designs of switched reluctance motors with segmental rotors, 5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010), 1 – 6, 2010.
- [52] LAWRENSEN, PJ., Design and performance of switched reluctance drives with high performance dc drive characteristics, in Proc. Int. Conf. Power Conversion and Intel. Motion, pp, 1-11, 1989.
- [53] GAN, MG., MURPHY, JMD., KENNEALLY, PF., LAWTON, JV., A high performance variable reluctance drive: Achieving servomotor control, in Proc. MOTORCON, pp. 161-168, 1985.
- [54] ILID-SPONG, M., MILLER, TJE., MACMINN, SR., THORP, JS., Instantaneous torque control of electric motor drives, IEEE Trans. Power Electron, vol. PE-2, no. 1, pp. 55-61, 1987.
- [55] SUDGEN, DM., WEBSTER, PD., STEPHENSON, JM., The control of SR drives: Review and current status, in Proc. European Conf. Power Electron. Appl., pp. 35-40, 1989.
- [56] POLLOCK, C., WU, CY., Acoustic noise cancellation technique for switched reluctance drives, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 33, pp.477-484, 1997.

- [57] FAHIMI, B., SURESH, G., RAHMAN, KM., EHSANI, M., Mitigation of acoustic noise and vibration in switched reluctance motor drive using neural network based current profiling, in Conf Rec. IEEE-IAS Annual Meeting, vol. 1, pp. 715-722, 1998.
- [58] RAHMAN, KM., SURESH, G., FAHIMI, B., RAJARATHNAM, AV., EHSANI, M., Optimized torque control of switched reluctance motor at all operational regimes using neural network, in Conf Rec. IEEE-IAS Ann. Meeting, St. Louis, MO, pp. 701-708, 1998.
- [59] KJAER, PC., NIELSON, P., ANDERSON, L., BLAABJERG, F., A new energy optimizing control strategy for switched reluctance motor, in Proc. IEEE APEC'94, 1994, pp. 48-55., 1994,
- [60] LOVATT, HC., A flux controller that improves drive system performance by accounting for magnetic circuit saturation," in Proc. Fifth European Conf Power Electronics and Applications, vol. 4, pp. 163-167, 1993.
- [61] BAE, HK., KRISHNAN R., A study of current controllers and development of a novel current controller for high performance SRM drives, in Conf Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, vol. 1, pp. 68-75, 1996.
- [62] BLAABJERG, F., KJAER, PC., RASMUSSEN, PO., COSSAR, C., Improved digital current control methods in switched reluctance motor drives, IEEE Trans. Power Electron., vol. 14, pp. 563-572, 1999.
- [63] YANG, H., SANJIB, K., LIANG YUNG, C., Performance Comparison of Sliding Mode Control with PI Control for Four-quadrant Operation of Switched Reluctance Motors, IEEE Trans. Power Electron., vol. 14, pp. 381-387, 1999.
- [64] PANDA, SK., ZHU, XM., DASH, PK., Fuzzy gain scheduled PI speed controller for switched reluctance motor drive, IECON 97. 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control and Instrumentation, vol.3, 989-994, 1997.
- [65] CHOWDHURI, S., BISWAS, S.K., MUKHERJEE, A., Performance Studies of Fuzzy Logic Based PI-like Controller Designed for Speed Control of Switched Reluctance Motor, 1st IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, 1-5, 2006.

- [66] HANNOUN, H., HİLAIRET, M., MARCHAND, C., Gain-scheduling PI current controller for a Switched Reluctance Motor, ISIE IEEE International Symposium on Industrial Electronics, 1177-1182, 2007.
- [67] QIUSHUANG, S., , XING WANG, RG., LINGGUO CHENG, LG., Simulation of sliding mode + PI control for the double Switched Reluctance motors drive system, IPEMC '09, IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2072-2076, 2009.
- [68] CHEN, H., FAN, J., GAO, R., Simulation on double switched reluctance machines parallel drive system with PI & VSS control, 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC), vol.4, 2522-2526, 2012.
- [69] SHUN-CHUNG, W., Yİ-HUA, L., CHİA-CHENG, L., A modified PI-like fuzzy logic controller for switched reluctance motor drive, PEDS 2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1366-1371, 2009.
- [70] XIAOYAN, W., JIH-SHENG, L., Small-signal modeling and control for PWM control of switched reluctance motor drives, IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, vol.2, 546-551, 2002.
- [71] ÖZOĞLU, Y., Anahtarlmalı Relüktans Motorunda Kutup Başlarına Şekil Vererek Moment Dalgalanmasının Azaltılması, Doktora Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, İTÜ, İstanbul, 5–7, 1999.
- [72] UYGUN, D., 5-Fazlı U-Tipi Segmental Rotorlu Bipolar Uyartımlı 10/8 Anahtarlmalı Relüktans Motorun Tasarımı ve Uygulaması, Doktora Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Gazi Üniversitesi, Ankara, 10–15, 2012.
- [73] BAL, G., Özel Elektrik Makinaları, Seçkin Yayıncılık, 4. Baskı, Ankara, , 2011.
- [74] MUTLU, R., Modelling of the Short Flux Path Mutually Coupled Switched Reluctance Machine, Doctorate Thesis, The Graduate Faculty of Rensselaer Polytechnic Institute, USA, 9–18 , 2004.
- [75] KOKERNAK, JM., TORREY, DA., Magnetic Circuit Model for the Mutually Coupled Switched Reluctance Machine, IEEE Transactions on Magnetics, 36: 500–507, 2000.

- [76] ÇALIK, H., Anahtarlamalı Relüktans Motorun Kontrolü, Doktora Tezi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Marmara Üniversitesi, İstanbul, 25–26, 2004.
- [77] VUKOSAVIC, S., STEFANOVIC, VR., SRM inverter topologies: a comparative evaluation, IEEE IAS, 946-958, 1990.
- [78] HARIS, WA., Switched reluctance motor control circuit with energy, recovery capability, U.S. Patent No.5,076,610, Dec. 24, 1991.
- [79] POLLOCK, C., Williams, BW., Power converter circuits for switched reluctance with the minimum number of switches, IEEE Proc., 137 (6): 373-384, 1990.
- [80] KRISHNAN, R., MATERU, P., Analysis and design of a new converter topology for switched reluctance motor drives, IEEE IAS, 1118-1185, 1989.
- [81] EHSANI, M., BASS, JT., MILLER, TJE., STEIGERWALD, RL., Development of a unipolar converter for variable reluctance motor drives, IEEE Trans., Ind. Appl., 23 (3): 545-553, 1987.
- [82] MILLER, TJE., ET, AL., Regenerative unipolar converters for switched reluctance motors using one switching device per phase, U.S. Patent No. 4,684,867, Aug. 4, 1987.
- [83] DAVID IRWIN, J., Switched Reluctance Motor Drives; Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications, Series Editor, Auburn University, 2001.
- [84] KRISHNAMURTHY, M., EDRINGTON, CS., EMADI, A., ASADI, P., EHSANI, M., FAHIMI, B., Making the case for the applicaitons of switched reluctance motor technology in automotive products, IEEE Transactions on Power Electronics, 21 (3): 659-668, 2006.
- [85] KRZYSZTOF, B., BOGDAN, B., ADAM, R., ANDRZEJ, P., Five phase switched reluctance motor with short flux path for low speed applications and mechatronics, Institute of Electrical Machines Warsaw University of Technology, 2006.

EKLER

EK-A Segmental ARM için Yazılan 0-90 Derecelik Dönme Kodları

```

open("yeni_SRM.FEM")
mi_saveas("temp.fem")

pi = 3.141592
Im = 5
step = 1 -- 1 derecelik artışlar halinde dönecek

dofile("MODIFIYE_5_faz_SRM_Akim_dalga_sekilleri.lua"); --
akım dalga şekil fonksiyonlarını yükle

mi_seteditmode("group")
mi_selectgroup(1)
mi_moverotate(0,0, -step )
for donme_acisi= 0, 90, step do -- 0, 360, step do

    fi_A = fn_i_A(donme_acisi);
    fi_B = fn_i_B(donme_acisi);
    fi_C = fn_i_C(donme_acisi);
    fi_D = fn_i_D(donme_acisi);
    fi_E = fn_i_E(donme_acisi);

    i_A = fi_A* Im
    i_B = fi_B* Im
    i_C = fi_C* Im
    i_D = fi_D* Im
    i_E = fi_E* Im

    -- akimi belirle
    mi_modifycircprop("sargi_A",1,i_A)
    mi_modifycircprop("sargi_B",1,i_B)
    mi_modifycircprop("sargi_C",1,i_C)
    mi_modifycircprop("sargi_D",1,i_D)
    mi_modifycircprop("sargi_E",1,i_E)
    -- rotor pozisyonunu belirle
    mi_seteditmode("group")
    mi_selectgroup(1)
    mi_moverotate(0,0,step)
    mi_analyze(1)
    mi_loadsolution()
    --mo_showdensityplot(1,0,1.75,0,"mag")
    --mo_savebitmap(format("srm_%1$d.bmp",donme_acisi))

```


EK-B Segmental ARM İçin Yazılan A-Fazı Akım Kodu

```

-- 0'dan 90 dereceye kadar olan faz akımlarının trapez akım
formudur.

-- acil ve aci2; tork ripple'nı azaltmak amacıyla yazılmış
açı değerleridir.

-- ===== A Fazı Akımı =====

function fn_i_A (angle)

local donme_acisi = angle
local deger = 0
local aci1 = -4.5
local aci2 = 0

  if ((donme_acisi>(18+aci1))and(donme_acisi<(36-aci2)))
    then
      if ( (donme_acisi>(18+aci1)) and
(donme_acisi<(22.5+aci1)))
        then
          deger = -(1/(4.5))*(donme_acisi-18-aci1) + 0

          elseif ( (donme_acisi>(31.5-aci2)) and
(donme_acisi<(36-aci2)) )
            then
              deger = (1/(4.5))*(donme_acisi-31.5+aci2) - 1
            else
              deger = -1
            end

          elseif ((donme_acisi>(72+aci1))and(donme_acisi<(90-aci2)))
            then
              if ( (donme_acisi>(72+aci1)) and
(donme_acisi<(76.5+aci1)))
                then
                  deger = (1/(4.5))*(donme_acisi-72-aci1) + 0

                  elseif ( (donme_acisi>(85.5-aci2)) and
(donme_acisi<(90-aci2)) )
                    then
                      deger = -(1/(4.5))*(donme_acisi-85.5+aci2) + 1
                    else
                      deger = 1
                    end

                end

            end

  end

return deger

end -- function

```

EK-C ARM Sürücü PIC Mikrokontrolör Kaynak Kodu

```

#include<pic18.h>
#include<stdio.h>
#include<delay.c>
#include<stdlib.h>
#include<serial.c>
#define SensA RC1
#define SensB RC2
#define SensC RC3
#define SensD RD0
#define SenseE RD1
#define FazA_P RA3
#define FazA_N RA5
#define FazB_P RE0
#define FazB_N RE1
#define FazC_P RA2
#define FazC_N RA1
#define FazD_P RA0
#define FazD_N RB3
#define FazE_P RB2
#define FazE_N RB1

__CONFIG(1, HS);
__CONFIG(2, PWRTDIS & WDTDIS & BORDIS );
__CONFIG(4, LVPDIS);
unsigned int
Seri_Data_Recive,Seri_Data,Seri_Data_Mask=48,Data_No;
unsigned int MotorHizi,MotorHizi_Sayac,MotorHizi_Set=1;

bit Start_Stop,Yon,EU1,EU2,EU3,EU4,EU5;

void Communication_Error(void)
{
    unsigned char s;
    if(OERR)
    {
        TXEN =0;
        TXEN =1;
        CREN =0;
        CREN =1;
    }
    if(FERR)
    {
        s =RCREG;
        TXEN =0;
        TXEN =1;
    }
}
void interrupt SeriDataReceive(void)
{
    GIE=0;
    while(!RCIF)Communication_Error();
    Seri_Data_Recive= RCREG;
    Seri_Data = Seri_Data_Recive-Seri_Data_Mask;
}

```

```

if (Seri_Data==10)Data_No=1; //Start_Stop
if (Seri_Data==11)Data_No=2; //MOTOR YON
if (Seri_Data==12)Data_No=3; //MOTOR HIZ
if (Data_No==1 & Seri_Data != 10)
{
    Yon                =Seri_Data & 1;
    MotorHizi_Sayac =0;
}
if (Data_No==2 & Seri_Data != 11)
{
    Start_Stop        =Seri_Data & 1;
}
if (Data_No==3 & Seri_Data != 12)
{
    MotorHizi_Sayac++;
    if(MotorHizi_Sayac==1) MotorHizi = Seri_Data *
1000;
    if(MotorHizi_Sayac==2) MotorHizi = MotorHizi +
Seri_Data * 100;
    if(MotorHizi_Sayac==3) MotorHizi = MotorHizi +
Seri_Data * 10;
    if(MotorHizi_Sayac==4)
    {
        MotorHizi        = MotorHizi + Seri_Data;
        MotorHizi_Set    = MotorHizi;
        MotorHizi_Sayac = 0;
    }
}

RCIF =0;
GIE   =1;
}
main(void)
{
    TRISA   =0;
    TRISB=0;
    TRISC=142;
    TRISD=3;
    TRISE=0;
    PEIE  =1;
    RCIE  =1;
    SPBRG=12; // 12=> BaudRate 96.12 Kbaud---> 129=>
    BRGH  =1;
    SYNC  =0;
    SPEN  =1;
    CREN  =1;
    TX9   =0;
    RX9   =0;
    TXEN  =0;
    TXEN  =1;
    RCIF  =1;
    GIE   =1;
}

```

```

ei();
for(;;)
{
    if(Start_Stop==1)
    {
if (SensC==1 && SensD==0 && SensE==0 && EU1==0 ) // C_P-D_N
    {
        EU1=1;
        EU2=0;
        EU3=0;
        EU4=0;
        EU5=0;
        PORTA=0;
        PORTB=0;
        PORTC=0;
        PORTD=0;
        PORTE=0;
        DelayUs(100);
        PORTA=4;
        PORTB=8;
    }
if ( SensB==1 && SensC==0 && SensD==0 && EU2==0) // E_P-A_N
    {
        EU1=0;
        EU2=1;
        EU3=0;
        EU4=0;
        EU5=0;
        PORTA=0;
        PORTB=0;
        PORTC=0;
        PORTD=0;
        PORTE=0;
        DelayUs(100);
        PORTA=32;
        PORTB=4;
    }
if ( SensA==1 && SensB==0 && SensC==0 && EU3==0) // B_P-C_N
    {
        EU1=0;
        EU2=0;
        EU3=1;
        EU4=0;
        EU5=0;
        PORTA=0;
        PORTB=0;
        PORTC=0;
        PORTD=0;
        PORTE=0;
        DelayUs(100);
        PORTA=2;
        PORTE=1;
    }
    }
}

```

```
if ( SensA==0 && SensB==0 && SensE==1 && EU4==0 ) // D_P-E_N
{
    EU1=0;
    EU2=0;
    EU3=0;
    EU4=1;
    EU5=0;
    PORTA=0;
    PORTB=0;
    PORTC=0;
    PORTD=0;
    PORTE=0;
    DelayUs(100);
    PORTA=1;
    PORTB=2;
}

if ( SensA==0 && SensD==1 && SensE==0 && EU5==0 ) // A_P-B_N
{
    EU1=0;
    EU2=0;
    EU3=0;
    EU4=0;
    EU5=1;
    PORTA=0;
    PORTB=0;
    PORTC=0;
    PORTD=0;
    PORTE=0;
    DelayUs(100);
    PORTA=8;
    PORTE=2;
}
else
{
    PORTA=0;
    PORTB=0;
    PORTC=0;
    PORTD=0;
    PORTE=0;
    EU1=0;
    EU2=0;
    EU3=0;
    EU4=0;
    EU5=0;
}
}
```

EK-D PI Algoritmasına Ait Kesme (Interrupt) Kodu

```

void interrupt SeriDataReceive(void)
{
    GIE=0;

    if ( TMR0IF      ==1)
    {

        Motor_Direction=3;
        if (Motor_Direction==3)
        {

            CCPR2L      =0;
            CCP2CON      =12;
            e            =MotorHizi_Set-Tako_Hiz;
            Integral     =Integral + (e*0.01);
            Turev        =(e-e_onceki)/0.01;
            PWM_PID      =(Kp*e) + (Ki*Integral) + (Kd*Turev);
            if ((Integral*Ki) >= 1380 ) Integral = 1380 / Ki;
            if ((Integral*Ki) < -1380 ) Integral = -1380 / Ki;

            if(PWM_PID    >1380)      PWM_PID    =1380;
            if(PWM_PID    <=0)      PWM_PID    =0;
            PWM           =(int)      (PWM_PID*0.741);
            e_onceki     =e;
            CCPR1L       =(PWM>>2);
            CCP1CON      =( (PWM&3)<<4) |12;

        }
        else if (Motor_Direction==4)
        {

            CCPR1L       =0;
            CCP1CON      =12;

```

```

        e                =MotorHizi_Set-Tako_Hiz;
        Integral         =Integral + (e*0.01);
        Turev           =(e-e_onceki)/0.01;
PWM_PID      =(Kp*e) + (Ki*Integral) + (Kd*Turev);
        if ((Integral*Ki) >= 1380 ) Integral = 1380 / Ki;
        if ((Integral*Ki) < -1380 ) Integral = -1380 / Ki;

        if (PWM_PID      >1380)      PWM_PID      =1380;
        if (PWM_PID      <=0) PWM_PID      =0;
        PWM              =(int)      (PWM_PID*0.741);
        e_onceki        =e;
        CCPR2L          =(PWM>>2);
        CCP2CON         =( (PWM&3)<<4) |12;
    }
else
{
        CCPR1L          =0;
        CCP1CON         =12;
        CCPR2L          =0;
        CCP2CON         =12;
        Integral=0;
    }
}

if ( RCIF==1)
{
    while(!RCIF)Communication_Error();
    Seri_Data_Recive= RCREG;
    Seri_Data        = Seri_Data_Recive-Seri_Data_Mask;

    if (Seri_Data==10)Data_No=1; //KONTROL
    if (Seri_Data==12)Data_No=3; //MOTOR HIZ
}

```

```
if (Seri_Data==13)Data_No=4; //Kp
if (Seri_Data==14)Data_No=5; //Ki
if (Seri_Data==15)Data_No=6; //Kd

if (Data_No==1 & Seri_Data != 10)
{
    kontrol_Temp =Seri_Data;

    MotorHizi_Sayac =0;
}

if (Data_No==3 & Seri_Data != 12)
{
    MotorHizi_Sayac++;
if(MotorHizi_Sayac==1) MotorHizi = Seri_Data * 1000;
if(MotorHizi_Sayac==2) MotorHizi = MotorHizi + Seri_Data * 100;
if(MotorHizi_Sayac==3) MotorHizi = MotorHizi + Seri_Data * 10;
    if(MotorHizi_Sayac==4)
    {
        MotorHizi      = MotorHizi + Seri_Data;

        MotorHizi_Sayac = 0;
    }
}

if (Data_No==4 & Seri_Data != 13)
{
    MotorHizi_Sayac++;
if(MotorHizi_Sayac==1) Kp_Temp = Seri_Data * 1000;
if(MotorHizi_Sayac==2) Kp_Temp = Kp_Temp + Seri_Data * 100;
if(MotorHizi_Sayac==3) Kp_Temp = Kp_Temp + Seri_Data * 10;
```



```
        if (MotorHizi_Sayac==4)
        {
            Kp_Temp          = Kp_Temp + Seri_Data;
            Kp                = Kp_Temp*0.01;
            MotorHizi_Sayac = 0;
        }
    }

    if (Data_No==5 & Seri_Data != 14)
    {
        MotorHizi_Sayac++;

        if (MotorHizi_Sayac==1) Ki_Temp = Seri_Data * 1000;
        if (MotorHizi_Sayac==2) Ki_Temp = Ki_Temp + Seri_Data * 100;
        if (MotorHizi_Sayac==3) Ki_Temp = Ki_Temp + Seri_Data * 10;
        if (MotorHizi_Sayac==4)
        {
            Ki_Temp          = Ki_Temp + Seri_Data;
            Ki                = Ki_Temp*0.01;
            MotorHizi_Sayac = 0;
        }
    }

    if (Data_No==6 & Seri_Data != 15)
    {
        MotorHizi_Sayac++;

        if (MotorHizi_Sayac==1) Kd_Temp = Seri_Data * 1000;
        if (MotorHizi_Sayac==2) Kd_Temp = Kd_Temp + Seri_Data * 100;
        if (MotorHizi_Sayac==3) Kd_Temp = Kd_Temp + Seri_Data * 10;
        if (MotorHizi_Sayac==4)
        {
            Kd_Temp          = Kd_Temp + Seri_Data;
            Kd                = Kd_Temp*0.01;
        }
    }
}
```

```
        Kontrol          =kontrol_Temp;
        MotorHizi_Set    = MotorHizi;
        Yon_ChanceCall   =1;
        MotorHizi_Sayac =0;
    }
}
RCIF =0;
}
TMR0 =65135;
TMR0IF =0;
GIE    =1;
}
```

EK-E LEM Akım Sensörü



Current Transducer LTS 15-NP

For the electronic measurement of currents : DC, AC, pulsed, mixed, with a galvanic isolation between the primary circuit (high power) and the secondary circuit (electronic circuit).

 $I_{PN} = 5 - 7.5 - 15 \text{ A}$


Electrical data

I_{PN}	Primary nominal r.m.s. current	15	At
I_p	Primary current, measuring range	0 .. ± 45	At
V_{OUT}	Analogue output voltage @ I_p	$2.5 \pm (0.625 \cdot I_p / I_{PN})$	V
	$I_p = 0$	2.5 ¹⁾	V
N_s	Number of secondary turns (± 0.1 %)	2000	
R_L	Load resistance	≥ 2	kΩ
R_{IM}	Internal measuring resistance (± 0.5 %)	83.33	Ω
TCR_{IM}	Thermal drift of R_{IM}	< 50	ppm/K
V_C	Supply voltage (± 5 %)	5	V
I_C	Current consumption @ $V_C = 5 \text{ V}$	Typ	$23 + I_p^2 + (V_{OUT} / R_L)$ mA
V_i	R.m.s. voltage for AC isolation test, 50/60 Hz, 1 mn	3	kV
V_p	R.m.s. voltage for partial discharge extinction @ 10 pC	> 1.5	kV
V_w	Impulse withstand voltage 1.2/50 μs	> 8	kV

Features

- Closed loop (compensated) multi-range current transducer using the Hall effect
- Unipolar voltage supply
- Compact design for PCB mounting
- Insulated plastic case recognized according to UL 94-V0
- Incorporated measuring resistance
- Extended measuring range.

Advantages

- Excellent accuracy
- Very good linearity
- Very low temperature drift
- Optimized response time
- Wide frequency bandwidth
- No insertion losses
- High immunity to external interference
- Current overload capability.

Applications

- AC variable speed drives and servo motor drives
- Static converters for DC motor drives
- Battery supplied applications
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- Switched Mode Power Supplies (SMPS)
- Power supplies for welding applications.

Accuracy - Dynamic performance data

X	Accuracy @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.2	%
	Accuracy with R_{IM} @ I_{PN} , $T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.7	%
E_L	Linearity	< 0.1	%
TCV_{OUT}	Thermal drift of V_{OUT} @ $I_p = 0$	-10°C .. + 85°C	Typ 100, Max 150 ppm/K
TCD_{IM}	Thermal drift of the gain	-10°C .. + 85°C	Typ 50 ³⁾ , Max 150 ppm/K
V_{OM}	Residual voltage @ $I_p = 0$, after overload of	3 x I_{PN}	± 0.5 mV
		5 x I_{PN}	± 2.0 mV
		10 x I_{PN}	± 2.0 mV
t_{r2}	Reaction time @ 10 % of I_{PN}	< 50	ns
t_r	Response time @ 90 % of I_{PN}	< 400	ns
di/dt	di/dt accurately followed	> 35	A/μs
f	Frequency bandwidth (0 .. - 0.5 dB)	DC .. 100	kHz
	(- 0.5 .. 1 dB)	DC .. 200	kHz

General data

T_A	Ambient operating temperature	- 10 .. + 85	°C
T_S	Ambient storage temperature	- 25 .. + 100	°C
	Insulating material group	III a	
m	Mass	10	g
	Standards	EN 50178	
		EN 60950	

Notes : ¹⁾ Absolute value @ $T_A = 25^\circ\text{C}$, $2.475 < V_{OUT} < 2.525$

²⁾ Please see the operation principle on the other side

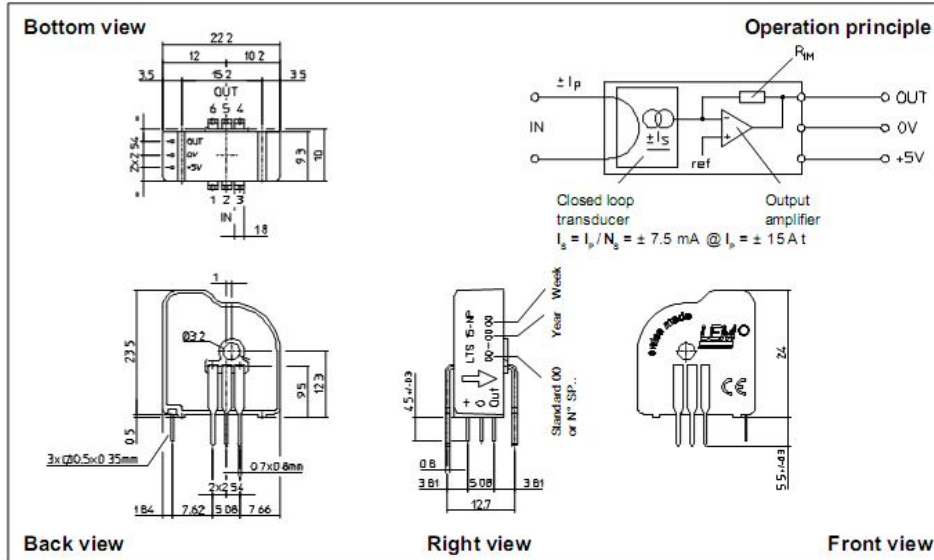
³⁾ Only due to TCR_{IM}

Copyright protected.

001 208/4



Dimensions LTS 15-NP (in mm, 1 mm = 0.0394 inch)



Number of primary turns	Primary nominal r.m.s. current I_{PN} [A]	Nominal output voltage V_{OUT} [V]	Primary resistance R_P [mΩ]	Primary insertion inductance L_P [μH]	Recommended connections
1	± 15	2.5 ± 0.625	0.18	0.013	
2	± 7.5	2.5 ± 0.625	0.81	0.05	
3	± 5	2.5 ± 0.625	1.62	0.12	

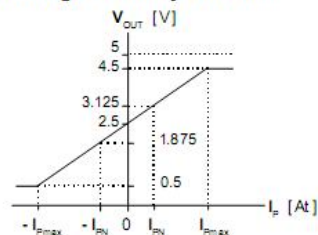
Mechanical characteristics

- General tolerance ± 0.2 mm
- Fastening & connection of primary 6 pins 0.7 x 0.8 mm
Recommended PCB hole 1.3 mm
- Fastening & connection of secondary 3 pins 0.5 x 0.35 mm
Recommended PCB hole 0.8 mm
- Additional primary through-hole ∅ 3.2 mm

Remark

- V_{OUT} is positive when I_P flows from terminals 1, 2, 3 to terminals 6, 5, 4.

Output Voltage - Primary Current

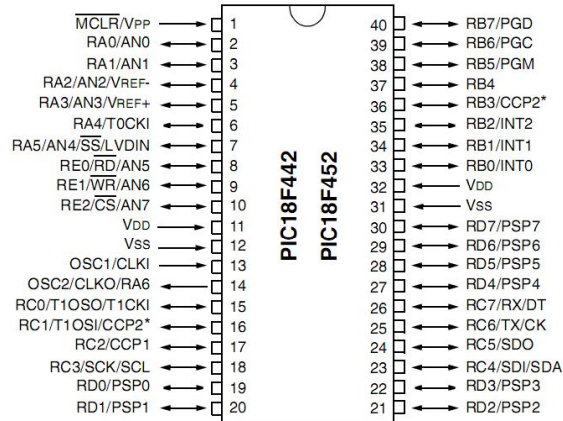


LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without previous notice.

PIC18FXX2

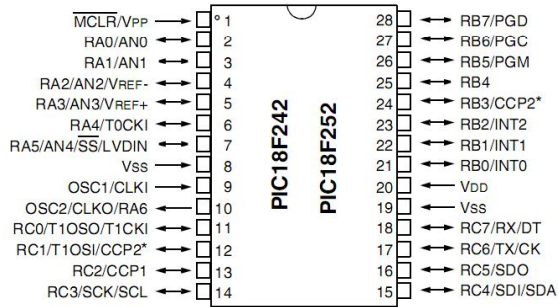
Pin Diagrams (Cont.'d)

DIP



Note: Pin compatible with 40-pin PIC16C7X devices.

DIP, SOIC



* RB3 is the alternate pin for the CCP2 pin multiplexing.

PIC18FXX2

1.0 DEVICE OVERVIEW

This document contains device specific information for the following devices:

- PIC18F242
- PIC18F252
- PIC18F442
- PIC18F452

These devices come in 28-pin and 40/44-pin packages. The 28-pin devices do not have a Parallel Slave Port (PSP) implemented and the number of Analog-to-Digital (A/D) converter input channels is reduced to 5. An overview of features is shown in Table 1-1.

The following two figures are device block diagrams sorted by pin count: 28-pin for Figure 1-1 and 40/44-pin for Figure 1-2. The 28-pin and 40/44-pin pinouts are listed in Table 1-2 and Table 1-3, respectively.

TABLE 1-1: DEVICE FEATURES

Features	PIC18F242	PIC18F252	PIC18F442	PIC18F452
Operating Frequency	DC - 40 MHz	DC - 40 MHz	DC - 40 MHz	DC - 40 MHz
Program Memory (Bytes)	16K	32K	16K	32K
Program Memory (Instructions)	8192	16384	8192	16384
Data Memory (Bytes)	768	1536	768	1536
Data EEPROM Memory (Bytes)	256	256	256	256
Interrupt Sources	17	17	18	18
I/O Ports	Ports A, B, C	Ports A, B, C	Ports A, B, C, D, E	Ports A, B, C, D, E
Timers	4	4	4	4
Capture/Compare/PWM Modules	2	2	2	2
Serial Communications	MSSP, Addressable USART	MSSP, Addressable USART	MSSP, Addressable USART	MSSP, Addressable USART
Parallel Communications	—	—	PSP	PSP
10-bit Analog-to-Digital Module	5 input channels	5 input channels	8 input channels	8 input channels
RESETS (and Delays)	POR, BOR, RESET Instruction, Stack Full, Stack Underflow (PWRT, OST)	POR, BOR, RESET Instruction, Stack Full, Stack Underflow (PWRT, OST)	POR, BOR, RESET Instruction, Stack Full, Stack Underflow (PWRT, OST)	POR, BOR, RESET Instruction, Stack Full, Stack Underflow (PWRT, OST)
Programmable Low Voltage Detect	Yes	Yes	Yes	Yes
Programmable Brown-out Reset	Yes	Yes	Yes	Yes
Instruction Set	75 Instructions	75 Instructions	75 Instructions	75 Instructions
Packages	28-pin DIP 28-pin SOIC	28-pin DIP 28-pin SOIC	40-pin DIP 44-pin PLCC 44-pin TQFP	40-pin DIP 44-pin PLCC 44-pin TQFP

International
IR Rectifier

Data Sheet No. PD60147 Rev.T

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF) HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs
- Also available LEAD-FREE

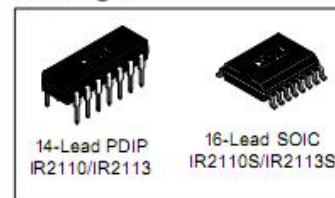
Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

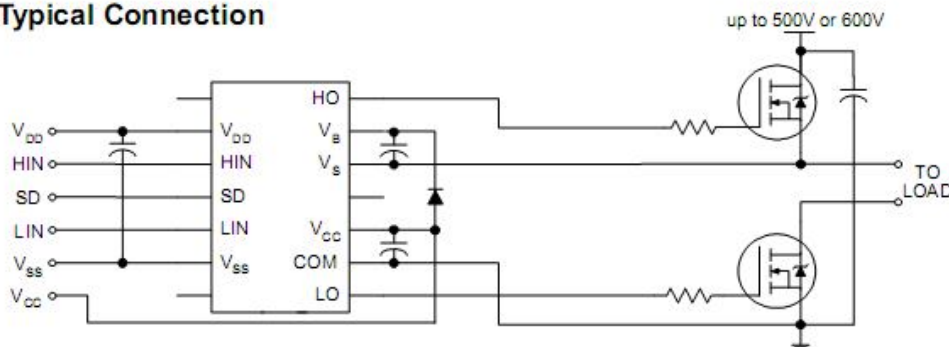
Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{\text{O}+/-}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

Packages



Typical Connection



(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only. Please refer to our Application Notes and DesignTips for proper circuit board layout.

IR2110(S)/IR2113(S) & (PbF)

International
IOR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V _B	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
V _S	High side floating supply offset voltage	V _B - 25	V _B + 0.3		
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3		
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	-0.3	25		
V _{LO}	Low side output voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{DD}	Logic supply voltage	-0.3	V _{SS} + 25		
V _{SS}	Logic supply offset voltage	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3		
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.3	V _{DD} + 0.3		
dV _g /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50		V/ns
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C	(14 lead DIP)	—	1.6	W
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
R _{THJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	°C/W
		(16 lead SOIC)	—	100	
T _J	Junction temperature	—	150	°C	
T _S	Storage temperature	-55	150		
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply absolute voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V _{LO}	Low side output voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic supply voltage	V _{SS} + 3	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	
T _A	Ambient temperature	-40	125	

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to -V_{BS}. (Please refer to the Design Tip, DT97-3 for more details).

Note 2: When V_{DD} < 5V, the minimum V_{SS} offset is limited to -V_{DD}.

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, C_L = 1000 pF, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	
t_{on}	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$	
t_{off}	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		$V_S = 500V/600V$	
t_{sd}	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		$V_S = 500V/600V$	
t_r	Turn-on rise time	10	—	25	35			
t_f	Turn-off fall time	11	—	17	25			
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	(IR2110)	—	—	—		10	
		(IR2113)	—	—	—		20	

Static Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
V_{IL}	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
V_{OH}	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	14	—	—	1.2		$I_O = 0A$
V_{OL}	Low level output voltage, V_O	15	—	—	0.1		$I_O = 0A$
I_{LK}	Offset supply leakage current	16	—	—	50	μA	$V_B = V_S = 500V/600V$
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} supply current	17	—	125	230		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} supply current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QDD}	Quiescent V_{DD} supply current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{IN+}	Logic "1" input bias current	20	—	20	40	V	$V_{IN} = V_{DD}$
I_{IN-}	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0		$V_{IN} = 0V$
V_{BSUV+}	V_{BS} supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7		
V_{BSUV-}	V_{BS} supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4		
V_{CCUV+}	V_{CC} supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6	V	
V_{CCUV-}	V_{CC} supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4		
I_{O+}	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—	A	$V_O = 0V$, $V_{IN} = V_{DD}$ $PW \leq 10 \mu s$
I_{O-}	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—		$V_O = 15V$, $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

EK-H IRFP250 Güç MOSFET'i Kataloğu

FAIRCHILD
SEMICONDUCTOR®

IRFP250

Data Sheet

January 2002

33A, 200V, 0.085 Ohm, N-Channel Power MOSFET

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching convertors, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA9295.

Ordering Information

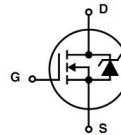
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRFP250	TO-247	IRFP250

NOTE: When ordering, use the entire part number.

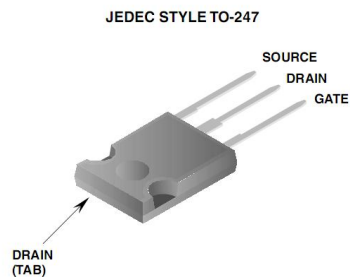
Features

- 33A, 200V
- $r_{DS(ON)} = 0.085\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol



Packaging



IRFP250

Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	I_{SD}	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Rectifier	-	-	33	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	I_{SDM}		-	-	130	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 33\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 13)	-	-	2.0	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 30\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	140	-	630	ns
Reverse Recovery Charge	Q_{RR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 30\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	1.8	-	8.1	μC

NOTES:

2. Pulse test: pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
3. Repetitive rating: pulse width limited by maximum junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
4. $V_{DD} = 50\text{V}$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 1.1\text{mH}$, $R_G = 50\Omega$, peak $I_{AS} = 33\text{A}$.

IRFP250

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

	IRFP250	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1)	V_{DS}	200 V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20k\Omega$) (Note 1)	V_{DGR}	200 V
Continuous Drain Current	I_D	33 A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	I_D	21 A
Pulsed Drain Current (Note 3)	I_{DM}	130 A
Gate to Source Voltage	V_{GS}	± 20 V
Maximum Power Dissipation	P_D	180 W
Linear Derating Factor		1.44 $W/^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	E_{AS}	810 mJ
Operating and Storage Temperature	T_J, T_{STG}	-55 to 150 $^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s.	T_L	300 $^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334	T_{pkg}	260 $^\circ\text{C}$

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

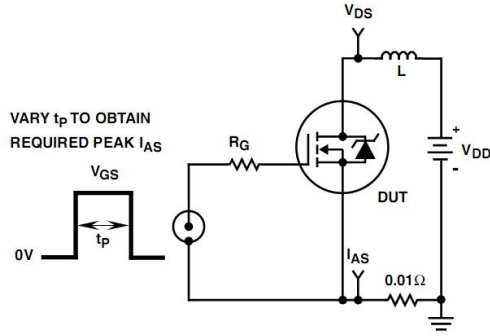
- $T_J = 25^\circ\text{C}$ to 125°C .

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

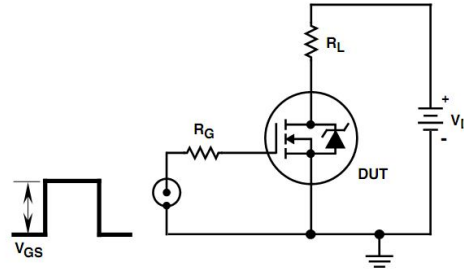
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$I_D = 250\mu\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 10)	200	-	-	V
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 250\mu\text{A}$	2.0	-	4.0	V
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	25	μA
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}, T_C = 125^\circ\text{C}$	-	-	250	μA
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}, V_{GS} = 10\text{V}$	33	-	-	A
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$I_D = 17\text{A}, V_{GS} = 10\text{V}$ (Figures 8, 9)	-	0.07	0.085	Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{DS} \geq 50\text{V}, I_D = 17\text{A}$ (Figure 12)	13	19	-	S
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$V_{DD} = 100\text{V}, I_D = 30\text{A}, R_{GS} = 6.2\Omega, V_{GS} = 10\text{V}, R_L = 3.2\Omega$	-	18	30	ns
Rise Time	t_r	MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature	-	125	180	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	70	100	ns
Fall Time	t_f		-	80	120	ns
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate to Drain)	$Q_g(\text{TOT})$	$V_{GS} = 10\text{V}, I_D = 30\text{A}, V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, I_{G(\text{REF})} = 1.5\text{mA}$ (Figure 14)	-	79	120	nC
Gate to Source Charge	Q_{gs}	Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	12	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}		-	42	-	nC
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{DS} = 25\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}, f = 1\text{MHz}$ (Figure 11)	-	2000	-	pF
Output Capacitance	C_{OSS}		-	800	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	300	-	pF
Internal Drain Inductance	L_D	Measured from the Contact Screw on Header Closer to Source and Gate Pins to Center of Die	-	5.0	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured from the Source Lead, 6.0mm (0.25in) from Header to Source Bonding Pad	-	12.5	-	nH
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	0.70	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free Air Operation	-	-	30	$^\circ\text{C/W}$

IRFP250

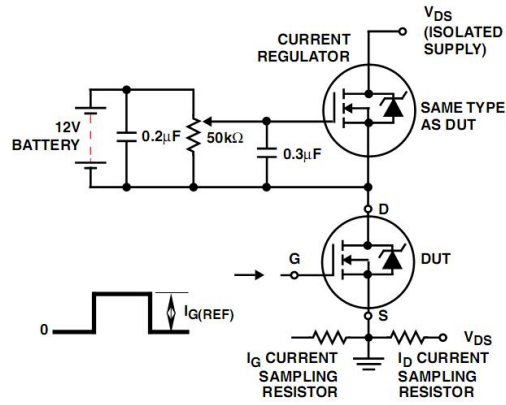
Test Circuits and Waveforms



UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT



SWITCHING TIME TEST CIRCUIT



GATE CHARGE TEST CIRCUIT

ÖZGEÇMİŞ

Erdal BÜYÜKBIÇAKCI, 30.05.1980 yılında Kastamonu'da doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini Kastamonu'da tamamladı. 1998 yılında Marmara Üniversitesi Teknik Eğitim Fakültesi Elektrik Öğretmenliği Bölümüne girmeye hak kazandı. 2002 yılında aynı bölümden iyi derece ile mezun oldu. 2002 yılında Marmara Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Eğitimi Anabilim Dalında Yüksek Lisans öğrenimine girdi ve 2006 yılında mezun oldu. Aynı yıl Sakarya Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Bilgisayar Eğitimi Anabilim Dalında Doktora eğitimine başladı. 2004 yılından bu yana Sakarya Üniversitesi Karasu Meslek Yüksekokulu Bilgisayar Teknolojileri Bölümünde Öğretim Görevlisi olarak görev yapmaktadır. Evli ve iki çocuk sahibidir.