

**ASENKRON MAKİNEİNİN DSP TABANLI
MOTOR/GENERATÖR OLARAK ÇALIŞTIRILMASI**

**2016
YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ**

Onur METİN

**ASENKRON MAKİNEİNİN DSP TABANLI MOTOR/GENERATÖR
OLARAK ÇALIŞTIRILMASI**

Onur METİN

Karabük Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında

Yüksek Lisans Tezi

Olarak Hazırlanmıştır

KARABÜK

Mayıs 2016

Onur METİN tarafından hazırlanan “ASENKRON MAKİNENİN DSP TABANLI MOTOR/GENERATÖR OLARAK ÇALIŞTIRILMASI” başlıklı bu tezin Yüksek Lisans Tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.

Doç. Dr. Mustafa AKTAŞ

Tez Danışmanı, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

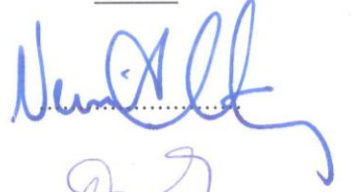


Bu çalışma, jürimiz tarafından oy birliği ile Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir. 30/05/2016


Ünvanı, Adı SOYADI (Kurumu)

İmzası

Başkan : Doç. Dr. Necmi ALTIN (GÜ)



Üye : Doç. Dr. Mustafa AKTAŞ (KBÜ)



Üye : Yrd. Doç. Dr. Selim ÖNCÜ (KBÜ)



...../...../2016

KBÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulu, bu tez ile, Yüksek Lisans derecesini onamıştır.

Prof. Dr. Nevin AYTEMİZ

Fen Bilimleri Enstitüsü Müdürü





“Bu tezdeki tüm bilgilerin akademik kurallara ve etik ilkelere uygun olarak elde edildiğini ve sunulduğunu; ayrıca bu kuralların ve ilkelerin gerektirdiği şekilde, bu çalışmadan kaynaklanmayan bütün atıfları yaptığımı beyan ederim.”

Onur METİN

ÖZET

Yüksek Lisans Tezi

ASENKRON MAKİNEİNİN DSP TABANLI MOTOR/GENERATÖR OLARAK ÇALIŞTIRILMASI

Onur METİN

Karabük Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Tez Danışmanı:

Doç. Dr. Mustafa AKTAŞ

Mayıs 2016, 83 sayfa

Elektrik motorlarında hız denetimi bu makinelerin geliştirildiği ilk yıllardan beri süre gelen bir araştırma konusudur. Zamanla denetim düzenekleri ve makineler verimli çalışacak bir şekilde tasarlanmaya başlanmıştır. Böylece kullanılan tahrik makinesinin ve sürücü düzeneğinin maliyetinin yanı sıra sistemin verimi, dolayısıyla kayıpların göz önüne alınması önem kazanmıştır. Son yıllarda asenkron motorlar üzerinde yapılan çalışmalar, yüksek performanslı denetim sağlayan ve vektör kontrolüne dayalı olan, alan yönlendirmeli kontrol ve doğrudan moment kontrolü yöntemleri üzerinde yoğunlaşmıştır. Uzay vektör teorisi, gerilim beslemeli inverter modeli ve uzay vektör modülasyonu, asenkron motorun matematiksel modeli yüksek performanslı asenkron motor kontrolünün temel konularıdır. Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu tekniği çok iyi harmonik performansı, modülasyon indeksi aralığının genişletilmesi, DA giriş geriliminin optimum kullanımı ve düşük akım dalgalanması gibi avantajlara sahiptir. Doğrudan programlanabildiğinden sayısal

gerçekleştirmeler için uygun olmaktadır. Bu çalışmada asenkron motorun matematiksel modellemesi yapılarak matlab programında vektör kontrolün simülasyonu gerçekleştirilmiştir. Ayrıca DSP (sayısal işaret işleyici) ve tasarlanan sürücü devresiyle asenkron makinenin vektör kontrolü deneysel olarak gerçekleştirilmiştir. Asenkron makine motor modunun yanısıra generatör modunda çalıştırılarak rejeneratif frenleme yaptırılmış ve böylece enerjinin geri kazanımı sağlanmıştır.

Anahtar Sözcükler : Asenkron makine, uzay vektör modülasyonu, doğrudan moment kontrol (DTC), DSP, rejeneratif frenleme.

Bilim Kodu : 905.1.033

ABSTRACT

M. Sc. Thesis

DSP BASED MOTOR/GENERATOR WORKING OF INDUCTION MACHINE

Onur METİN

Karabük University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical-Electronics Engineering

Thesis Advisor:

Assoc. Prof. Dr. Mustafa AKTAŞ

May 2016, 83 pages

The speed control of electric motors is a research subject since these machines have been developed. Over time, the control mechanisms and machines began to be designed in a way to work efficiently. Thus, the efficiency of the system, as a result, the losses taken into consideration have gained importance as well as the cost of the driver mechanism and the used machine. The studies for induction motors have focused field-oriented control and direct torque control methods which high performance control and are based on vector control. The basic subject of high performance induction motor control are space vector theory, voltage source inverter model, space vector modulation and mathematical model of induction motor. Space vector pulse width modulation technique for expanding the range of harmonic performance, very good modulation index, optimum use of the input voltage and low current surge, DA, as it has some advantages. It is suitable for numeric realisations thanks to direct programming. In this project, the simulation of vector control by

matlab program was realized with the mathematical model of induction motor. Also the vector control of induction machine was realized experimentally DSP (digital signal processor) and designed driver circuit. Induction machine was operated in motor mode and generator mode. Regenerative braking was made by generator mode operation of induction machine. Thus, the energy was gained again.

Key Word : Induction machine, space vector modulation, direct torque control (DTC), DSP, regenerative braking.

Science Code : 905.1.033



TEŞEKKÜR

Bu tez alıőmasının planlanmasında, araőtırılmasında, yürütülmesinde ve uygulamaya geçirilmesinde ilgi ve desteğini esirgemeyen, engin bilgi ve tecrübelerinden yararlandığım, sayın hocam Doç. Dr. Mustafa AKTAŞ'a sonsuz teőekkürlerimi sunarım.

Tez çalışmasını bilimsel araştırma projesi kapsamında destekleyen Karabük Üniversitesi Rektörlüğü BAP birimine en içten dileklerle teşekkür ederim.

Sevgili aileme manevi hiçbir yardımı esirgmeden yanımda oldukları için tüm kalbimle teşekkür ederim.

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
KABUL.....	ii
ÖZET.....	iv
ABSTRACT.....	vi
TEŞEKKÜR.....	viii
İÇİNDEKİLER	ix
ŞEKİLLER DİZİNİ.....	xi
ÇİZELGELER DİZİNİ	xiii
SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ	xiv
BÖLÜM 1.	1
GİRİŞ	1
BÖLÜM 2.	6
ASENKRON MAKİNALAR	6
2.1. ASENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELİ.....	6
2.1.1. Asenkron Motorun Matematiksel Modeli	6
2.1.2. Clarke Dönüşümü	9
2.1.3. Park Dönüşümü	9
2.1.4. Ters Park Dönüşümü	10
2.1.5. Ters Clarke Dönüşümü	11
2.2. ASENKRON MOTORUN HIZ DENETİM YÖNTEMLERİ	12
2.2.1. Skaler (V/f) Hız Denetim Yöntemi.....	12
2.2.2. Alan Yönlendirme Kontrolü	13
2.2.2.1. Doğrudan Alan Yönlendirmeli Hız Denetim Yöntemi.....	18
2.2.2.2. Dolaylı Alan Yönlendirmeli Hız Denetim Yöntemi.....	19
2.2.3. Doğrudan Moment Kontrolü	20

	<u>Sayfa</u>
BÖLÜM 3.	26
YAPILAN ÇALIŞMALAR	26
3.1. TMS320F28335 SAYISAL İŞARET İŞLEMCİ.....	26
3.2. SAYISAL HIZ KODLAYICIDAN BİLGİ OKUNMASI	27
3.3. ANALOG DİJİTAL DÖNÜŞTÜRÜCÜ (ADC) İLE SAYISAL BİLGİ ELDE EDİLMESİ	29
3.4. OPTOKUPLÖR İLE YALITIMIN SAĞLANMASI.....	31
3.5. IGBT EVİRİCİ GÜÇ DEVRESİ.....	33
BÖLÜM 4.	36
BULGULAR.....	36
4.1. BENZETİM ÇALIŞMALARI	36
4.2. DENEYSEL SONUÇLAR.....	43
BÖLÜM 5.	51
TARTIŞMA VE SONUÇ	51
KAYNAKLAR.....	53
EK AÇIKLAMALAR A. ASENKRON MOTOR EŞDEĞER DEVRESİ.....	58
EK AÇIKLAMALAR B. ASENKRON MOTOR PARAMETRELERİ.....	60
EK AÇIKLAMALAR C. GİRİŞ VERİLERİ	62
EK AÇIKLAMALAR D. MOTOR DİNAMİK DENKLEM SİMÜLASYONLARI	64
EK AÇIKLAMALAR E. VEKTÖREL KONTROL ALGORİTMASI.....	70
EK AÇIKLAMALAR F. GRAFİKLERİN ÇİZDİRİLMESİ	74
EK AÇIKLAMALAR G. DSP PROGRAM AYARLARI	76
EK AÇIKLAMALAR H. UYGULAMADA KULLANILAN TMS320F28335 PİNLERİN FONKSİYONLARI	81
ÖZGEÇMİŞ	83

ŞEKİLLER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1. Clarke dönüşüm.....	9
Şekil 2.2. Park dönüşüm.....	10
Şekil 2.3. Ters Park dönüşüm	11
Şekil 2.4. Ters Clarke dönüşüm	11
Şekil 2.5. Alan yönlendirme kontrolüne ait blok diyagram	14
Şekil 2.6. Alan yönlendirme kontrolü için koordinat sistemi ve vektörler	15
Şekil 2.7. Stator akımının stator referans yapıya göre bileşenleri.....	16
Şekil 2.8. Doğrudan alan yönlendirmeli hız denetimi sistemi	18
Şekil 2.9. Dolaylı alan yönlendirmeli hız denetimi sistemi.....	19
Şekil 2.10. Doğrudan moment yöntemine ait blok diyagram.....	22
Şekil 2.11. Stator akı bileşenleri $\Psi_{sD}, \Psi_{sQ}, \Psi_{sB}$ ile Ψ_s arasındaki ilişki	24
Şekil 3.1. USB bağlantılı deney kiti	27
Şekil 3.2. TMS320F28335 sayısal işaret işlemci kartı	27
Şekil 3.3. Sayısal konum kodlayıcının çalışma ilkesi	28
Şekil 3.4. Akım ölçme ve analog bindirme için tasarlanan devre şeması	30
Şekil 3.5. Akım ölçme ve analog bindirme için tasarlanan devre	30
Şekil 3.6. Optokuplör ile yalıtım için tasarlanan devre	31
Şekil 3.7. Sürücü devre şeması.....	32
Şekil 3.8. Optokuplör besleme devresi.....	33
Şekil 3.9. IGBT evirici güç anahtarları devre şeması.....	33
Şekil 3.10. IGBT evirici güç anahtarları devresi	34
Şekil 3.11. Tasarlanan güç elektroniği devresi genel görünüşü	34
Şekil 3.12. Yapılan çalışmanın blok diyagramı.....	35
Şekil 4.1. Verilen referans hız (w_{ref}) ile motor milinden ölçülen hız (w_r) değerlerinin zamana bağlı değişimi.....	36
Şekil 4.2. d-q eksenli stator akımlarının zamana bağlı değişimi	37
Şekil 4.3. i_{abc} faz akımlarının zamana bağlı değişimi	38
Şekil 4.4. P_{in} giriş gücünün zamana bağlı değişimi	38

Şekil 4.5. Generatör moduna geçişte verilen referans hız (w_{ref}) ile motor milinden ölçülen hız (w_r) değerlerinin zamana bağlı değişimi.....	39
Şekil 4.6. Generatör moduna geçişte d-q eksenli stator akımlarının zamana bağlı değişimi	40
Şekil 4.7. Generatör moduna geçişte i_{abc} faz akımlarının zamana bağlı değişimi .	41
Şekil 4.8. Generatör moduna geçişte P_{in} giriş gücünün zamana bağlı değişimi	42
Şekil 4.9. Generatör moduna geçişte w_r hız, i_{abc} faz akımları P_{in} giriş gücünün 0,3-0,5 saniyedeki zamana bağlı değişimi	43
Şekil 4.10. a ve b fazlarına ait PWM'ler, b ve c fazlarına ait PWM'ler, a ve c fazlarına ait PWM'ler.....	44
Şekil 4.11. a ve b fazlar arası gerilimin zamana bağlı değişimi	45
Şekil 4.12. Motor milinden ölçülen hız w_r değerlerinin zamana bağlı değişimi	45
Şekil 4.13. a fazına ait akımın zamana bağlı değişimi	46
Şekil 4.14. a fazına ait akımın ve a ve b fazlar arası gerilimin zamana bağlı değişimi	46
Şekil 4.15. P_{in} giriş gücünün zamana bağlı değişimi.....	47
Şekil 4.16. Generatör moduna geçişte motor milinden ölçülen hız w_r değerlerinin zamana bağlı değişimi	48
Şekil 4.17. Generatör moduna geçişte a fazına ait akımın zamana bağlı değişimi ...	48
Şekil 4.18. Generatör moduna geçişte a fazına ait akımın ve a ve b fazlar arası gerilimin zamana bağlı değişimi	49
Şekil 4.19. Generatör moduna geçişte P_{in} giriş gücünün zamana bağlı değişimi.....	50
Şekil EK A.1. Asenkron motor eşdeğer devresi	59
Şekil EK H.1. TMS320F28335 pinlerinin fonksiyonları.....	82

ÇİZELGELER DİZİNİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 2.1. Optimum anahtarlama vektörünün seçimi	23
Çizelge 2.2. Stator akı vektörü sektör seçimi.....	25
Çizelge EK B.1. Asenkron motor parametreleri	61



SİMGELER VE KISALTMALAR DİZİNİ

SİMGELER

F	: Sürtünme kuvveti
I	: Akım vektörü
L_{rr}	: Rotor öz endüktansı
L_{rm}	: Rotor fazlar arasındaki bağıl endüktans
L_{sm}	: Stator fazlar arasındaki bağıl endüktans
L_{ss}	: Stator öz endüktansı
M_e	: Motorda üretilen elektromanyetik moment
M_L	: Yük momenti
M_{sr}	: Stator ve rotor arasındaki bağıl endüktans
P	: Kutup sayısı
P_{in}	: Giriş gücü
P_{out}	: Çıkış gücü
R	: 6x6 boyutlarında direnç matrisi
t	: Zaman
V	: Gerilim vektörü
v_{ra}	: Rotorun A fazı ani gerilimi
v_{rb}	: Rotorun B fazı ani gerilimi
v_{rc}	: Rotorun C fazı ani gerilimi
V_{rm}	: Rotor faz geriliminin maksimum değeri
v_{sa}	: Statorun A fazı ani gerilimi
v_{sb}	: Statorun B fazı ani gerilimi
v_{sc}	: Statorun C fazı ani gerilimi
V_{sm}	: Stator faz geriliminin maksimum değeri
ω_s	: Stator geriliminin açısal hızı
ω_r	: Rotor geriliminin açısal hızı

Ψ : Manyetik akı vektörü
 θ : Stator ve rotor arasındaki elektriki açı

KISALTMALAR

AA : Alternatif Akım
ADC : Analog-Digital Converter (Analog-Sayısal Dönüştürücü)
ASM : Asenkron Motor
AYD : Alan Yönlendirmeli Hız Denetim
DA : Doğru Akım
DRAYHD : Dolaylı Rotor Alanı Yönlendirmeli Hız Denetim
DTC : Direct Torque Control (Doğrudan Moment Kontrol)
DSP : Digital Signal Processor (Dijital Sinyal İşlemci)
eCAP : Enhanced Capture Module (Gelişmiş Yakalama Birimi)
FOC : Field Oriented Control (Alan Yönlendirmeli Kontrol)
IGBT : Insulated Gate Bipolar Transistor (İzole Kapılı Çift Kutuplu Transistör)
MMK : Manyeto Motor Kuvveti
PWM : Pulse Width Modulation (Darbe Genişlik Modülasyonu)
SHD : Skaler Hız Denetim

BÖLÜM 1

GİRİŞ

Hız, pozisyon, ivmelenme ve moment gibi duyarlı parametrelerin hassas kontrolü, alternatif akım (AA) motorların vektör kontrolü ile mümkündür. Vektör kontrollü AA motor sürücüleri yüksek performanslı uygulamalarda kademeli olarak doğru akım (DA) sürücünün yerini almaya başlamıştır. Bu sürücülerin yapısı, moment kontrolü yapılan DA motor kavramına cevap verebilmektedir. Bu nedenle, uzay düzleminde alan akısı ve rotor manyetomotor kuvvet (MMK) arasındaki dikey açı olması için DA makinelerdeki sabit tutturulmuş komütatörlerin çalışma şekli, AA motorlarda akı ve momentin bağımsız kontrolü için, stator akımlarını rotor akısı referans alınarak ayarlanmasına benzemektedir. Bu yenilik, Hasse (1969) ve Blaschke'nin Siemens Laboratuvarlarında (1972) çalışmasıyla başlamıştır [1].

1988'de Krause, senkron hızda dönen referans eksen sistemine göre asenkron motorun bileziklerine bağlı doğrultucu ve besleme kaynağı tarafına bağlı evirici modeli durum denklemlerini sisteme dahil etmiştir. Öngördüğü modelin sayısal çözümünü yaparak, hız-moment eğrileri üzerinde önceki yaklaşımlarla bir değerlendirme yapmıştır [2].

Liu ve diğ. (1989), asenkron motor sürücünün akım ara devreli bir eviriciden beslediği yeni bir yaklaşım önermişlerdir. Sürücü denetiminde dolaylı rotor alanı yönlendirmeli hız denetimini (DRAYHD) kullanarak, düşük hızlarda asenkron motorun denetimini mikroişlemci tabanlı sürücü ile benzetim ortamında gerçekleştirmişlerdir [3].

Bose (1982) ve Sen (1990), skaler hız denetim (SHD) yönteminin temeli statora uygulanan gerilim/frekans (V/f) oranının, bir başka ifadeyle, hava aralığındaki manyetik akının sabit tutulması esasına dayanarak, motorun değişik hızlarda sabit

moment üretmesini sağlamaya çalışmışlardır. Bu denetim yöntemi çok basit ve uygulanabilir. Düşük hızlarda asenkron motorun moment üretiminin iç gerilim düşümü nedeniyle azalması ve bozucu etkilere karşı dinamik performansının düşük olması, araştırmacıların bu denetim yönteminin geliştirilmesi üzerine odaklanmasını sağlamıştır [4,5].

1993'te Tang ve Xu, çift beslemeli (çift uyarımlı) AA motorlar için kayma gücünün geri kazanımına ilişkin rotor akımlarının açık çevrim denetimi ve rotor sargıları üzerinden stator alanı yönlendirme çalışmasını yapmışlardır. Birisi üç fazlı bilezikli asenkron motor ve diğeri çift uyarımlı relüktans motor olmak üzere iki farklı motor üzerinde çalışmalarını yapmışlar ve kayma gücünün geri kazanımında bilezikli asenkron motorun daha verimli olduğunu değerlendirmişlerdir. Ancak model denklemlerinin sayısal çözümünde öz değer incelemesi yaparken, rotor sargıları üzerinden stator alan yönlendirme işleminin, yeterli hesap hızına ulaşamadıkları için kararsız sonuçlara neden olduğunu vurgulamışlardır [6].

Gelişen teknolojiyle birlikte yüksek anahtarlama frekanslarında çalışabilen, çok daha uygun sürücülerle denetlenebilen IGBT'li çeviriciler ve daha gelişmiş denetim yöntemleri mikroişlemci ve sayısal işaret işlemci (DSP) tabanlı yapılmaya başlanmıştır. Tang ve Xu değişken hızlarda güç üreten sistemler için bulanık mantık ve vektör denetimli sürücülerini çift uyarımlı relüktans motorlarda sayısal işaret işlemcilerle başarılı biçimde uygulamışlardır [7,8].

Yongdong ve arkadaşlarının (1997) yapmış olduğu çalışmada, önceki yıllarda yapılmış olan çalışmalarda düşük hızlar için önerilen yöntemlerin işlem karmaşıklığına sebep olduğu ve bu yüzden uygulanmasının zor olduğundan bahsedilmektedir. Kendileri bu problemin çözümü olarak düşündükleri düşük hızlarda asenkron motorun (ASM) moment karakteristiklerini tamamen sayısal kontrol sistemi ile kontrolü üzerine araştırma yapmışlardır [9].

Bose'a (1998) göre doğrudan kontrol yönteminde alan vektörü stator terminal büyüklüklerinden elde edilir. Dolaylı kontrolde ise alan yönlendirmenin sağlanması için makine kayma frekansı kullanılır. Doğrudan vektör kontrolde mevcut kayma

frekansının hesaplanması gerekirken, dolaylı vektör kontrolde kayma hızı sisteme referans kayma hızı olarak verilir. Bunun anlamı, doğrudan vektör kontrolde yönlendirmenin yapıldığı alanının uzaysal durumu kesin olarak bilinmelidir. Dolaylı vektör kontrolde ise yönelimin yapıldığı alanının uzaysal durumu aslında bilinmeyip, alanın istenen uzaysal durumuna göre vektör dönüşümleri yapılır [10].

Holtz'e (2001) göre vektör kontrol için kullanılan asenkron makine dinamik modelini oluşturan durum denklemlerindeki durum değişkenleri stator alan yönlendirme kontrolü için stator akımı ve stator akısı, rotor alan yönlendirme kontrolü için stator akımı ve rotor akısı olarak seçilmelidir. Rotor alanına yönelik vektör kontrolü, makine dinamiklerinden bağımsız olarak, hava aralığında istenilen herhangi bölgede ve yoğunlukta stator mmk dağılımı istenildiğinde uygulanır. Stator alanına yönelik vektör kontrolü ise, hızlı bir stator akım kontrolü yapılmak istenildiğinde uygulanır [11].

Datta 2001'de konum algılayıcısı kullanmadan rotor sargıları üzerinden asenkron generatörün doğrudan PID tabanlı güç denetimini TMS320F240 sayısal işaret işlemcisi ile çalışmış ve başarılı sonuçlar elde etmiştir. Stator ve rotor akımlarını algılayarak, etkin güç bağıntılarını oluşturmuş, istenilen güç faktöründe etkin ve tepkin güç için rotor sargılarına uygulanacak gerilimi, güç histerezis bantlı, uzay vektör modülasyonlu eviricilerle denetlemiştir. Referans akı ve akımlar yerine sisteme dışarıdan girilen etkin ve tepkin güç değerlerine göre denetimi gerçekleştirmiştir [12,13].

2003'te Kim ve Park, TMS320C31 sayısal işaret işlemcisi kullanarak, sincap kafesli ve bilezikli asenkron motorları darbe genişlik modülasyonlu eviricilerle harmonik esaslı inceleyerek, daha düşük güçlü eviricilerle bilezikli asenkron motorların rotor tarafından daha etkin denetlenebildiğini göstermişlerdir [14].

Poddar 2004'te alan yönlendirme ile moment denetimini stator ve rotor sargıları üzerinden aynı anda, besleme kaynağından doğrultulmuş gerilim beslemeli iki adet IGBT evirici ve hızlı bir sayısal işaret işlemci ile stator ve rotor akımlarını

örnekleyerek gerçekleştirmiştir. İkinci çalışmasıyla da doğrudan moment denetimini de aynı motor ve sürücülerle gerçekleştirmiştir [15,16].

Kesler 2006'da yaptığı çalışmada bilezikli asenkron motorun hızını geniş bir aralıkta senkron altı ve senkron üstü çalışma bölgelerinde; üretilen momentte darbelere neden olmadan, en az akım ve gerilim büyüklüğü ölçerek, makine ve yük parametrelerinden mümkün olduğu kadar bağımsız, daha esnek olan bulanık mantık tabanlı bir denetimle stator besleme tarafına dokunmadan, rotor sargıları üzerinden kayma frekansı ve gerilimini izleyerek 150 MHz'lik TMS320F2812 sayısal işaret işlemcisi ile gerçekleştirip makinenin yüklenme veya frenleme durumlarında rotor enerjisinden daha fazla faydalanmak amaçlanmıştır. Yapılan çalışmada öncelikle rotor sargılarına kayma frekanslı gerilimler uygulanması durumunda ortaya çıkan tehlikeli akım ve moment durumları uygulamalı olarak belirlenmiş ve bu etkiler, hız geri beslemeli bulanık mantık denetleyici ve rotor akımları üzerinden alan yönlendirme denetimi ile ortadan kaldırılmaya çalışılmıştır [17].

2008'de Korkmaz asenkron motor ve sabit mıknatıslı senkron motorun doğrudan moment denetimi ile denetlenmesinin, motorların performansları üzerindeki etkileri araştırılarak iki motorun moment ve hız performansları inceleyip motorların verilen referans değerlere ulaşma süreleri ve referans değeri takip etme başarılarını değerlendirmiştir. Yaptığı çalışmada motorların yüksüz ve yüklü olarak sabit ve değişken hız uygulamalarındaki performansları simülasyon yoluyla test etmiştir. Simülasyonda motorların stator direnç değerlerinin değişmediği kabul edilmiştir. Ayrıca sabit hız-değişken yük uygulaması ve düşük hızda çalışması durumları da incelemiş doğrudan moment denetimi yöntemi ile denetlenen motorların performansları bütün olarak incelendiğinde birbirlerine yakın olduğu göstermişlerdir [18].

Özçira ve arkadaşlarının (2012) yaptığı çalışmada stator akı vektörleri sonuçları ayrı ayrı gösterilip, buna göre stator akı vektörlerinin, anahtarlama tablosunun gerçekleştirdiği yörüngeyi takip ettiğini göstermişlerdir. PID gibi kontrol döngüsü geri besleme elamanları kullanılmadan moment cevabının referans değeri ile doğrudan moment kontrol (DTC) kullanılarak motor ve yük parametrelerinin değişimlerinden

etkilenmeden, motorun moment ile akısını etkin bir şekilde ve istenen yörüngede doğrudan kontrolünü gerçekleştirmişlerdir [19].

Ramesh ve arkadaşlarına (2015) göre vektör kontrol yöntemi tork üreten bileşen ve manyetik akı üreten bileşenini bağımsız olarak kontrolünün sağlanmasına olanak verir ve iyi bir dinamik tepki elde edilir. Tork kontrolü nedeniyle akı etkilenmediğinden doğru akım makinelerinde olduğu gibi geçici durumlara tepkileri hızlıdır. Geniş bir hız kontrolü için yük torku iyi bir şekilde dengelenmekte olduğunu göstermişlerdir [20].

Bu tez çalışmasında; asenkron motor hız kontrol yöntemlerinden doğrudan moment kontrol yöntemi kullanılarak motorun kontrolü sağlanmıştır. Tercih edilen hız kontrol yönteminin teorik analizi, simülasyonu ve uygulaması gerçekleştirilmiştir. Doğrudan moment kontrolü için hazırlanan program Texas Instruments'ın TMS320F28335 işlemcisi için geliştirdiği yazılım geliştirme ortamı olan Code Composer Studio (CCS) ile gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan sürücü devresi ile hazırlanan program uygulamaya geçirilmiştir. Analiz ve simülasyon sonuçları, deney düzeneği üzerinde değişken hız altında alınan ölçümler ile karşılaştırılıp motorun sürekli ve geçici durum performans analizi yapılmıştır. Simülasyon sonuçları ile deneysel sonuçlar birbirini doğrulamaktadır. Daha sonraki akademik çalışmalar için gerçek zamanlı motor kontrolü yapılabilecek bir deneysel düzenek gerçekleştirilmiştir.

BÖLÜM 2

ASENKRON MAKİNALAR

Endüstriyel uygulamalarda asenkron motor (ASM) modellerinden özellikle üç fazlı ve rotoru sincap kafesli olan modelleri daha çok kullanılmaktadır. DA makinelerin dinamik davranış karakteristikleri ASM'lerden daha iyi olmasına rağmen ASM'ler DA makinelerine göre yapı itibarıyla daha basittir. ASM'ler sağlam, güvenilir, maliyeti düşük, az bakım gerektiren, çevresel koşullardan etkilenmeme ve büyük güçte imal edilebilmelerinden dolayı daha çok tercih edilmektedir. Bunun yanında tehlikeli ve kirli ortamlarda da kullanılabilir [21,22].

2.1. ASENKRON MOTORUN MATEMATİKSEL MODELLENMESİ

Asenkron motorların hız kontrol yöntemleri sırasında karmaşık vektör gösterimi ve koordinat sistem dönüşümleri kullanılır. Hız kontrol yöntemlerinin geri kalan kısımlarını anlamak için bu gösterim ve dönüşümler önemli olduğundan bu bölümde anlatılmıştır.

2.1.1. Üç Fazlı Asenkron Motorun Matematiksel Modellenmesi

Asenkron motorların kararlı durum analizleri genellikle bir faz eşdeğer devre üzerinden yapılmaktadır. Ancak geçici durum analizlerini yapmak için motorun üç faz denklemlerine göre modellenip analiz edilmesi gerekmektedir.

Asenkron motorun stator ve rotor sargılarına uygulanan üç faz gerilimleri denklem 2.1 ile ifade edilebilirler [21]. Burada v_{sa} statorun A fazı ani gerilimini, v_{sb} statorun B fazı ani gerilimini, v_{sc} statorun C fazı ani gerilimini, v_{ra} rotorun A fazı ani gerilimini, v_{rb} rotorun B fazı ani gerilimini, v_{rc} rotorun C fazı ani gerilimini, V_{sm} stator faz geriliminin maksimum değerini, V_{rm} rotor faz geriliminin maksimum

değerini, ω_s stator geriliminin açısal hızını, ω_r rotor geriliminin açısal hızını temsil eder.

$$\left. \begin{aligned} v_{sa} &= V_{sm} \sin(\omega_s t) \\ v_{sb} &= V_{sm} \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{sc} &= V_{sm} \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \right\} \left. \begin{aligned} v_{ra} &= V_{rm} \sin(\omega_r t) \\ v_{rb} &= V_{rm} \sin\left(\omega_r t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{rc} &= V_{rm} \sin\left(\omega_r t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

Faz koordinat referans düzlemine göre, asenkron motorların stator ve rotorlarına ait gerilim denklemleri dengeli durum için matris formunda eşitlik 2.2 ile ifade edilir.

$$v = \frac{d\Psi}{dt} + Ri \quad (2.2)$$

Bu gerilim, akım, akı ve direnç vektörlerinin elemanları matris formunda eşitlik 2.3'te verilmiştir.

$$V = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \\ v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} \quad I = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad \Psi = \begin{bmatrix} \Psi_{sa} \\ \Psi_{sb} \\ \Psi_{sc} \\ \Psi_{ra} \\ \Psi_{rb} \\ \Psi_{rc} \end{bmatrix} \quad R = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Asenkron motorun nüvesinde oluşan kayıplar ve doyum ile hava boşluğundaki harmonik etkileri ihmal edilirse, faz akımları ile akıları arasındaki ilişki endüktansa bağlı olarak eşitlik 2.4'de verildiği gibi yazılır.

$$\Psi = iL \quad \text{veya} \quad i = L^{-1} \Psi \quad (2.4)$$

Asenkron motorun endüktans matrisi ise, statora ve rotora ait fazların öz endüktansları, fazlar arası bağıl endüktansları ile stator ile rotor arasındaki bağıl endüktanslardan meydana gelir. Stator ile rotor arasındaki bağıl endüktanslar ise, sabit olmayıp, stator ve rotor arasındaki açıyla fazlar arasındaki elektriki faz farkına

bağlı olarak sinüsel bir değişim gösterirler. Buna göre endüktans matrisi eşitlik 2.5'deki gibi yazılır [23].

$$L_{(\theta)} = \begin{bmatrix} L_{ss} & -\frac{L_{sm}}{2} & -\frac{L_{sm}}{2} & M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{L_{sm}}{2} & L_{ss} & -\frac{L_{sm}}{2} & M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{L_{sm}}{2} & -\frac{L_{sm}}{2} & L_{ss} & M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta) \\ M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_{rr} & -\frac{L_{rm}}{2} & -\frac{L_{rm}}{2} \\ M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{L_{rm}}{2} & L_{rr} & -\frac{L_{rm}}{2} \\ M_{sr} \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & M_{sr} \cos(\theta) & -\frac{L_{rm}}{2} & -\frac{L_{rm}}{2} & L_{rr} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Asenkron motorun komple üç faz modeli elektrik denklemlerini kapsadığı gibi, mekaniki denklemleri de kapsamalıdır. Asenkron motorun rotor hızı mekaniki bir değer olup, genel anlamda stator ve rotor arasındaki pozisyonun türevi ile tanımlanır. Buna göre hız eşitlik 2.6'daki gibi verilir.

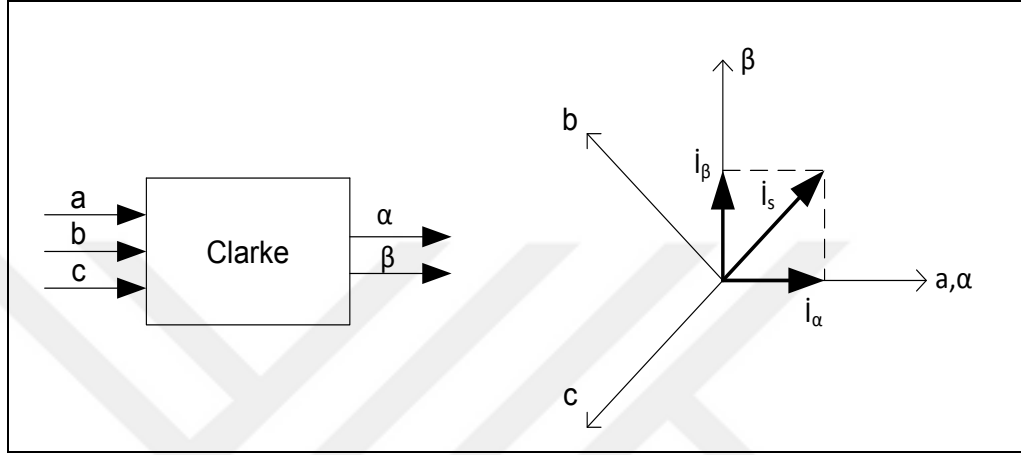
$$\omega_r = \frac{d\theta}{dt} \quad (2.6)$$

Asenkron motorun komple üç faz modeli aşağıdaki eşitlik 2.7'de verilen elektriki ve mekaniki denklemlerin türevleri (uzay durum formunda) ile ifade edilir. Eşitlik 2.7'deki denklemlerde akının (veya akımın) ve rotora ait açısal hızın türev ifadeleri verilmiştir. Ayrıca hız denklemlerinde kullanılan ve motor tarafından üretilen moment ifadesi de verilmiştir. Denklemlerin çözümünde hem akı vektörlerinin türev ifadesi hem de akıma ait türev ifadesi kullanılmamalıdır. Bunlardan ya akım vektörünün türevi alınarak, akım değerleri eşitlik 2.4'e göre hesaplanır yada akım vektörünün türevi bulunarak, akı değerleri yine eşitlik 2.4'ten hesaplanır [17,22].

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\Psi}{dt} &= v - RL^{-1}\Psi & \text{veya} & \quad \frac{di}{dt} = L^{-1}[v - Ri - \omega_r \frac{dL}{d\theta} i] \\ \frac{d\omega_r}{dt} &= \frac{d^2\theta}{dt^2} = \frac{P}{2J} [(M_e - M_L) - F \frac{d\theta}{dt}], & \text{burada} & \quad M_e = \frac{P}{4} i^T \frac{dL}{d\theta} i \end{aligned} \right\} \quad (2.7)$$

2.1.2. Clarke Dönüşümü

İlk koordinat dönüşümü olan clarke dönüşümü stator referanslı üç eksen koordinat sistemini uzay vektörü (α - β) denilen iki eksenli koordinat sisteminde yazılabilir. Şekil 2.1’ de clarke dönüşümü vektör diyagramı verilmiştir [24].



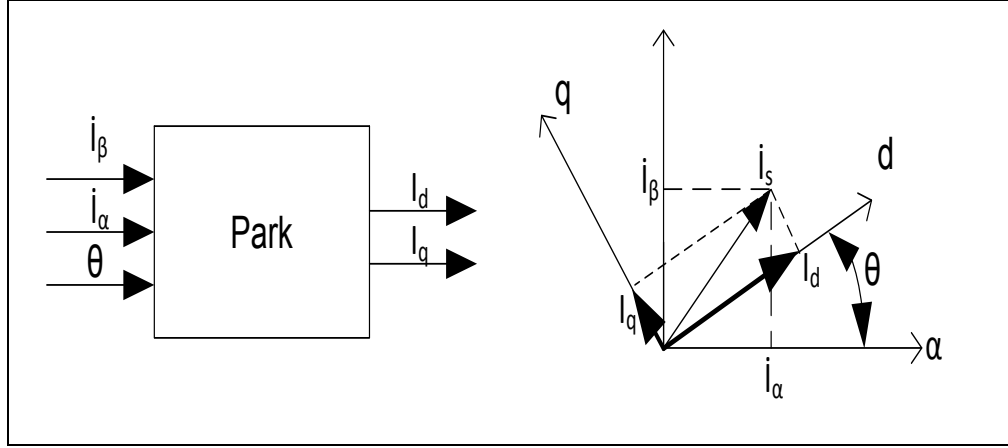
Şekil 2.1. Clarke dönüşüm.

Üç fazlı sistemi iki boyutlu (α - β) sisteme çeviren denklemler 2.8’de verilmiştir.

$$\left. \begin{aligned} i_a + i_b + i_c &= 0 \\ i_\alpha &= i_a \\ i_\beta &= \frac{i_a + 2i_b}{\sqrt{3}} \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

2.1.3. Park Dönüşümü

İlk olarak stator akımının iki eksenli dik sistemde temsil edilmesi α - β eksenli olarak adlandırılır. Daha sonra rotor akı pozisyonuna göre dönen referans düzleminde farklı iki eksenli sisteme dönüştürülür. Bu dönüşüm için park dönüşümü kullanılır [25]. Şekil 2.2’de dönen referans düzlemindeki d-q eksenli gösterilmiştir. Burada θ rotor akı pozisyonunu gösterir.



Şekil 2.2. Park dönüşüm.

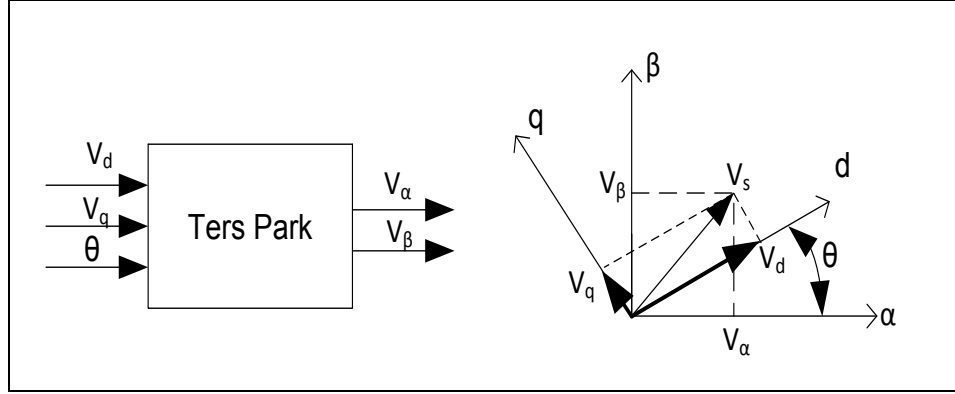
Burada I_d akım vektörünün akı bileşenini ve I_q akım vektörünün moment bileşenini temsil eder. Bu bileşenler akım vektörlerindeki α - β bileşenlerine ve rotor akı pozisyonuna bağlıdır.

Akım vektörünün akı ve moment bileşenleri 2.9'daki denklemler ile ifade edilmiştir. [26,27].

$$\left. \begin{aligned} I_d &= i_\alpha \cos \theta + i_\beta \sin \theta \\ I_q &= -i_\alpha \sin \theta + i_\beta \cos \theta \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

2.1.4. Ters Park Dönüşümü

Kontrol işleminden sonra d, q düzleminde elde edilen iki gerilim bileşeni vardır. 3 fazlı motor gerilimi almak için tamamlayıcı ters dönüşümlerin gerçekleştirilmesi gerekmektedir. İlk olarak iki eksenli döndürülmüş referans düzleminden iki eksenli durağan referans düzlemine geçilmelidir. Şekil 2.3'de bu dönüşüm için kullanılan ters park dönüşümünün vektör diyagramı verilmiştir.



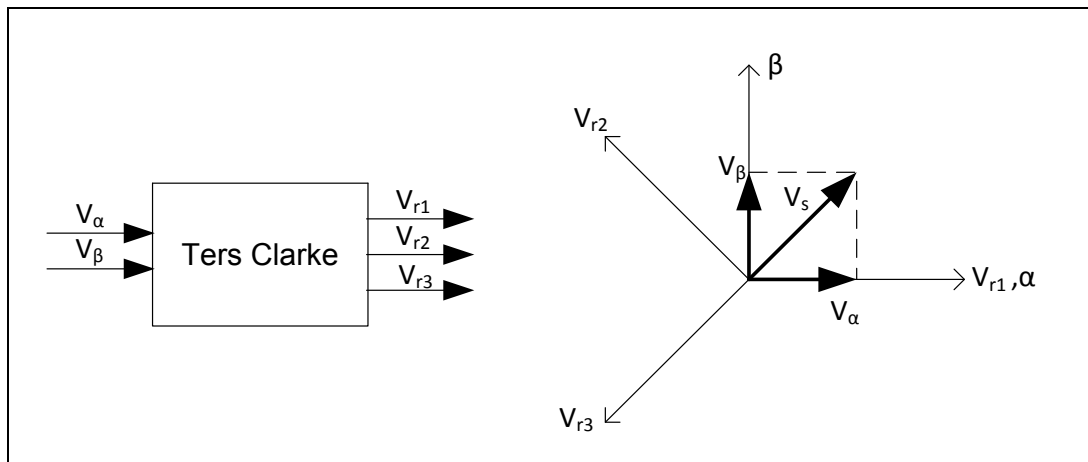
Şekil 2.3. Ters Park dönüşüm.

d-q ekseninde elde edilen gerilim vektörlerinden (V_d, V_q), iki eksenli durağan referans düzlemine (V_α, V_β) geçiş yapmak için 2.10 denklemleri kullanılır [24,28].

$$\left. \begin{aligned} V_\alpha &= V_d \cos \theta - V_q \sin \theta \\ V_\beta &= V_d \sin \theta + V_q \cos \theta \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

2.1.5. Ters Clarke Dönüşümü

İki eksenli durağan α - β referans düzleminden statorun üç faz referans düzlemine geçilir. Bunun için kullanılan Ters Clarke dönüşümünün vektör diyagramı Şekil 2.11’de verilmiştir.



Şekil 2.4. Ters Clarke dönüşüm.

Matematiksel olarak bu dönüşümün denklemleri 2.11’de verilmiştir. Burada V_{r1} A fazına ait gerilimi, V_{r2} B fazına ait gerilimi, V_{r3} C fazına ait gerilimi temsil eder. Bu denklemler sayesinde α , β ekseninden üç fazlı sisteme dönüşüm gerçekleştirilmiş olur [24].

$$\left. \begin{aligned} V_{r1} &= V_{\beta} 0 \\ V_{r2} &= (-V_{\beta} + \sqrt{3} * V_{\alpha})/2 \\ V_{r3} &= (-V_{\beta} - \sqrt{3} * V_{\alpha})/2 \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

2.2. ASENKRON MOTORLARIN HIZ DENETİM YÖNTEMERİ

Asenkron motorların denetiminde genel olarak skaler hız denetim (SHD) yöntemi ve alan yönlendirmeli hız denetim (AYHD) yöntemleri olmak üzere iki yöntem kullanılmaktadır [23]. Bu bölümde, sürekli durum modelinden çıkarılan SHD yöntemi (V/f) ve motorun dinamik modelinden elde edilen AYHD yöntemleri verilmektedir.

2.2.1. Skaler (V/f) Hız Denetim Yöntemi

Asenkron motorun sıfır hız ile etiket değeri arasındaki frekansla hız ayarı ancak sabit θ_{ag} hava aralığı akısında mümkün olmaktadır. θ_{ag} akısının sabit kalması ise statora uygulanan gerilimin stator gerilimi frekansına oranı sabit tutularak sağlanmaktadır. Bu nedenle asenkron motorun frekansla hız ayarına V/f skaler hız denetimi denilmektedir [23,29].

SHD yönteminin temeli statora uygulanan gerilim/frekans (V/f) oranının sabit tutulması esasına dayanır. Asenkron motorda V/f oranının sabit tutulması, hava aralığının akısının sabit tutulması anlamına gelir. Stator akımı hem moment hem de akı ile ilişkili olduğundan bu yöntemde bağımsız olarak moment kontrolü yapmak mümkün değildir [30]. Ayrıca momenti değiştirmek gerektiğinde akı değeri de değişeceğinden moment cevap süresi akının değişim hızına bağlı olarak yavaş olacaktır. Bu denetim yöntemi çok basit ve uygulanabilir. Düşük hızlarda

asenكرون motorun, moment üretiminin iç gerilim düşümü nedeniyle azalması ve bozucu etkilere karşı dinamik performansının düşük olması, araştırmacıların bu denetim yönteminin geliştirilmesi üzerine odaklanmasını sağlamıştır.

2.2.2. Alan Yönlendirme Kontrolü

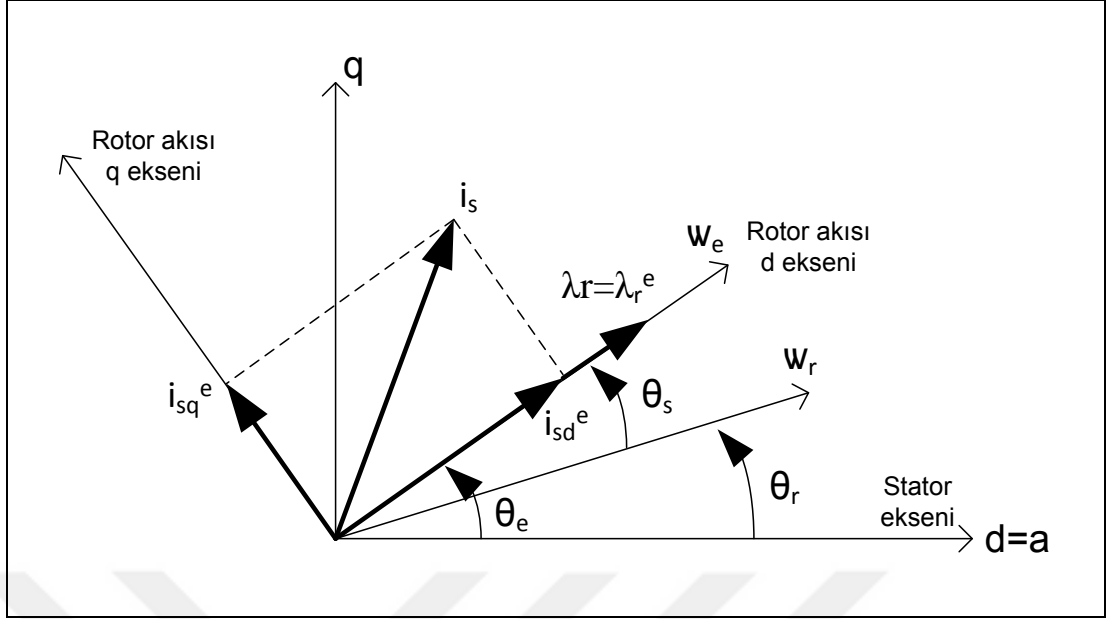
Alan yönlendirme kontrolü asenkron makine için yabancı uyarımlı DC makine yaklaşımıdır. Bu kısımda öncelikle kısaca yabancı uyarımlı DC makinenin kontrolünden bahsedilecek ve aynı tür bir kontrolün asenkron makineye nasıl uygulanacağı açıklanmaya çalışılacaktır.

Bilindiği gibi yabancı uyarımlı DC makinenin hız ve moment kontrolü asenkron makineye göre oldukça basittir [31,33]. Makinenin üretmiş olduğu moment M_e ,

$$M_e = K_t i_a \lambda_f \quad (2.12)$$

şeklinde bulunur. Burada K_t moment sabiti, i_a armatür akımı ve λ_f alan akısıdır. Armatür akımı armatüre bağlı kaynak ile ve alan akısı da alan kaynağı ile doğrudan ve birbirinden bağımsız olarak değiştirilebilir. Böylece, yabancı uyarımlı DC makine istenilen herhangi bir hızda istenilen bir yükü sürebilir. Bunun anlamı, istenilen herhangi bir momentin her hızda üretilmesinin mümkün olacağıdır.

Asenkron makinede üretilen moment ise eşitlik 2.7'den de anlaşılacağı gibi DC makineye benzer şekilde rotor akısı ve stator akımının çarpımı ile orantılıdır. Ancak asenkron makine durumunda bu iki değişkeni birbirinden bağımsız olarak kontrol edebilecek iki ayrı sargı mevcut değildir. Bu durumda, Şekil 2.6'de olduğu gibi, stator akımı, bir tanesi rotor akısı doğrultusunda ve diğeri rotor akısına dik doğrultuda olmak üzere iki bileşene ayrılır. Tarif edilen bu doğrultular senkron referans yapıyı oluşturur ve bu referans yapı sürekli olarak rotor akısı ile birlikte döner. Stator akımının rotor akısı doğrultusundaki bileşenine alan oluşturan bileşen denir ve DC makinede alan sargısı akımına karşılık gelir. Stator akımının diğer bileşenine moment oluşturan bileşen denir ve DC makinede armatür sargısı akımına karşılık gelir [21,24,34].



Şekil 2.6. Alan yönlendirme kontrolü için koordinat sistemleri ve vektörler.

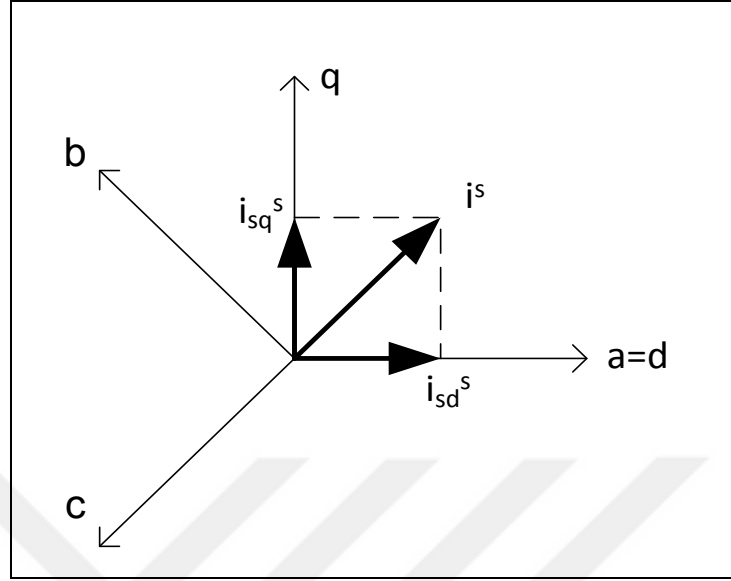
Rotor hızı iki yöntemle belirlenebilir. Birinci yöntem, rotor hızının doğrudan makine milinden ölçülmesidir. Bu yöntemde hız algılayan ek bir eleman gerektiğinden sürücü maliyeti artacaktır. İkinci yöntem, rotor hızının ölçülebilen diğer değişkenler yardımıyla hesaplanması veya kestirilmesidir. Bu durumda ek bir eleman gerekli olmadığından sürücü maliyetinde bu nedenle bir artış olmayacaktır. Ancak birinci yöntemle göre, güvenilirliği daha az olacaktır. Bu proje çalışmasında birinci yöntem kullanılacaktır [37].

Alan yönlendirme kontrolünde daha önce elde edilmiş olan eşitliklerden yararlanabilmek için, üç-faz için ölçülen akım ve gerilimin tek bir vektör ile temsil edilmeleri gereklidir. Şekil 2.6 dikkate alındığında birbirlerinden 120°'lik açılarla ayrılmış “a”, “b” ve “c” doğrultularında yönelmiş olan üç adet stator akım vektörü stator referans yapıda,

$$i_s^s = i_{sa}^s + i_{sb}^s e^{j^{-2\pi/3}} + i_{sc}^s e^{j^{-2\pi/3}} \quad (2.13)$$

biçiminde gösterilebilir [38, 39]. Elde edilen bu stator akım vektörü Şekil 2.7'deki gibi “d” ve “q” bileşenlerine ayrılabilir.

$$i_s^s = i_{sd}^s + j i_{sq}^s \quad (2.14)$$



Şekil 2.7. Stator akımının stator referans yapıya göre bileşenleri.

Bu bileşenler denklem 2.13 ve 2.14 eşitliklerinden elde edilen,

$$\left. \begin{aligned} i_{sd}^s &= i_{sa}^s \\ i_{sq}^s &= (i_{sa}^s + 2i_{sb}^s)/\sqrt{3} \cos \theta \end{aligned} \right\} \quad (2.15)$$

eşitlikleri ile basitçe hesaplanabilir. Sonraki aşamada, elde edilen akım vektörünün rotor alanı yönündeki ve bu alana dik bileşenlerinin bulunmasıdır. Bunu yapmak için stator referans yapıdaki vektör senkron referans yapıya aktarılmalıdır. Senkron referans yapı rotor alanı doğrultusunu yatay eksen kabul eden referans yapı anlamında kullanılmıştır. Belirli bir anda rotor alanı durgun stator referans yapıdan θ_e kadar ilerde ise stator referans yapıdaki akım vektörü senkron referans yapıya,

$$i_s^e = i_s^s e^{j\theta_e} \quad (2.16)$$

eşitliği yardımıyla aktarılabilir. 2.16 eşitliğine Euler formülünün uygulanması ile stator referans yapıdaki akım vektörünün senkron referans yapıdaki “d” ve “q” bileşenleri,

$$\left. \begin{aligned} i_{sd}^e &= i_{sd}^s \cos \theta_e + i_{sq}^s \sin \theta_e \\ i_{sq}^e &= -i_{sd}^s \sin \theta_e + i_{sq}^s \cos \theta_e \end{aligned} \right\} \quad (2.17)$$

eşitlikleri ile bulunabilir. 2.17’deki birinci eşitlik alan üreten bileşeni, ikinci eşitlik moment üreten bileşeni temsil eder. Denklemlerde verilen dönüşümlerin tersleri de mevcuttur. Ayrıca, burada yalnızca akım vektörü için verilen bu eşitlikler gerilim ve akı vektörleri içinde uygulanabilir.

Buraya kadar stator akım vektörünün senkron referans yapıdaki bileşenleri bulunmuş oldu. Bundan sonra, şimdiye kadar yapılanların tersine bir yol izlenecektir. Senkron referans yapı üzerinde, referans bir akıya göre seçilmiş bir stator akımı “d” bileşeni ve referans bir momente göre seçilmiş bir stator akımı “q” bileşeni var ise, öncelikle bu referans moment ve akı için seçilen stator akım bileşenlerinin stator referans yapıya aktarılmaları gereklidir. 2.17 eşitliklerinden bu akımlar,

$$\left. \begin{aligned} i_{sd}^{s*} &= i_{sd}^{e*} \cos \theta_e - i_{sq}^{e*} \sin \theta_e \\ i_{sq}^{s*} &= i_{sd}^{e*} \sin \theta_e + i_{sq}^{e*} \cos \theta_e \end{aligned} \right\} \quad (2.18)$$

biçiminde hesaplanabilir. Burada, üst indis “*” referans büyüklüğü temsil eder. Elde edilen bu referans akımlar, 2.15 eşitlikleri yardımıyla üç-fazlı sisteme,

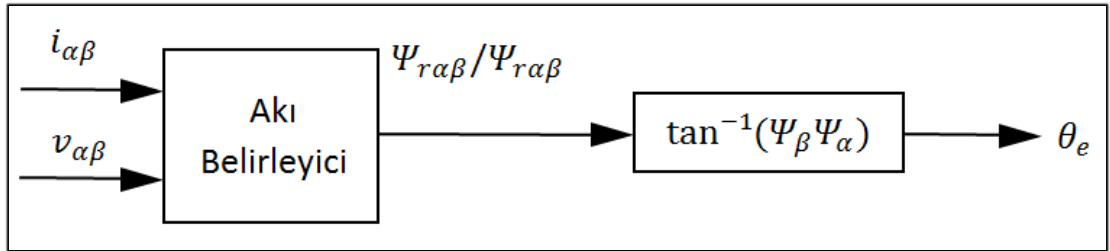
$$\left. \begin{aligned} i_{sa}^{s*} &= i_{sd}^{s*} \\ i_{sb}^{s*} &= (-i_{sd}^{s*} + \sqrt{3}/2 + i_{sq}^{s*}) \\ i_{sc}^{s*} &= -i_{sa}^{s*} - i_{sb}^{s*} \end{aligned} \right\} \quad (2.19)$$

biçiminde aktarılabilir. Böylece, üç-faz için belirlenen referans akımlar, gerçek akımlarla karşılaştırılarak, makineye uygulanması gereken gerilim değeri belirlenebilir [38].

Asenkron motorun vektör kontrolü veya alan yönlendirmeli kontrolü stator akısı yönlendirmeli, rotor akısı yönlendirmeli ve hava aralığı akısı yönlendirme olmak üzere üçe ayrılır [37]. Uygulama şekline göre de vektör kontrol, doğrudan vektör kontrol ve dolaylı vektör kontrol olmak üzere ikiye ayrılır.

2.2.2.1. Doğrudan Alan Yönlendirmeli Hız Denetim Yöntemi

Doğrudan alan yönlendirmeli hız denetim yönteminde motor akısının genlik ve konumu akı vektörünün doğrudan ölçülmesiyle bulunur. Rotor akısı vektörü motorun hava aralığına, stator yapısına özel bir düzenleme ile (birbirine dik olarak) yerleştirilen akı algılayıcılarından (hall etkili alan algılayıcılar) alınan ölçümler veya gözlemleyici model kullanılarak elde edilir. Bu yöntemin en büyük üstünlüğü, denetimde kullanılan endüktans parametre değerlerinin sıcaklık ve doyum etkileri ile çok fazla değişmemesidir. Bununla birlikte, en büyük sakıncası ise akı algılayıcıların pahalı olması, özel bakım ve kurulum gerektirmesidir [24].



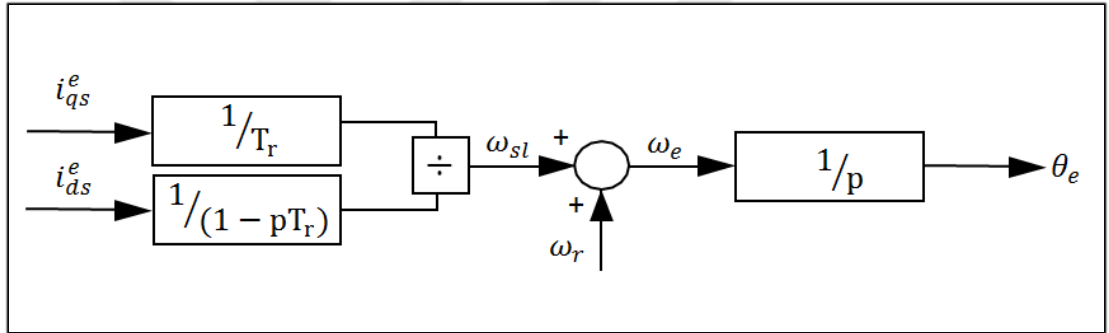
Şekil 2.8. Doğrudan alan yönlendirmeli hız denetim sistemi.

Terminal büyüklüklerinden (stator gerilim ve akımları) rotor akısı tahmin edilerek özel akı sensörlerinden ve bobinlerinden kaçınılmalıdır. Bu teknik stator rotor kaçak endüktans ve mıknatıslanma endüktansı ile stator direnç bilgisini gerektirir. Bu yöntem gerilim modeli akı belirleyicisi olarak da bilinir [40,41].

Akım modeli akı belirleyicisi düşük hızda kaçak endüktans ve stator direnci sorunlarını aşmak için alternatif bir yaklaşımdır. Ayrıca akı belirleyici performansını arttırmak için kapalı döngü rotor akı gözlemcisi stator akım hatası tahmininde kullanılmıştır [38,42].

2.2.2.2. Dolaylı Alan Yönlendirmeli Hız Denetim Yöntemi

Dolaylı alan yönlendirmeli hız denetim yönteminde, hava aralığı aksının hızını ve konumunu belirlemek için akı algılayıcısına ve gözlemleyici model kullanılmasına gerek yoktur. Bunların yerine motor miline yerleştirilen konum veya hız algılayıcısı kullanılır. Motor akısının, doğrudan ölçüm yoluyla değil, ölçülen akım ya da gerilimler yardımı ile dolaylı olarak hesaplanması esasına dayanmaktadır [28].



Şekil 2.9. Dolaylı alan yönlendirmeli hız denetim sistemi.

Doğrudan alan yönlendirmeli hız denetimde akı algılayıcılarını yerleştirmek için ihtiyaç duyulan özel tasarımı motor gereksinimi dolaylı alan yönlendirmeli hız denetim yönteminin geliştirilmesiyle ortadan kalkmıştır. Böylece, herhangi bir asenkron motor ile sorunsuz çalışabilecek türden sürücüler geliştirilmiş, asenkron motorların endüstrideki kullanımı daha da yaygınlaşmıştır. Dolaylı alan yönlendirmeli hız denetim yöntemi asenkron motorun dinamik modelinde yer alan akı alan yönlendirmelerinin seçimine göre üç alt sınıfa ayrılır [25,43]. Bunlar;

- Hava aralığı akısı yönlendirmeli hız denetimi
- Stator akısı yönlendirmeli hız denetimi
- Rotor akısı yönlendirmeli hız denetimi yöntemleridir.

Her üç hız denetim yöntemi de uygulamada kullanılan hız denetim yöntemleri olup, bu üç yöntem arasında temelde bir fark yoktur. Seçilen akı yönlendirmesine göre motorun matematiksel akı ve hız denklemleri vektörel olarak düzenlenir. Hava aralığı akısı yönlendirmeli denetim sistemlerinde, kayma ve akı büyüklükleri arasında çapraz bağlantı olduğundan akının d eksenini tarafından bağımsız bir şekilde denetlenmesini önler. Stator akısı yönlendirmeli denetim sistemlerinde ise, d eksenini ile q eksenini akısının karşılaştırılarak eş zamanlı döndürülmesi esasına dayanır.

Rotor akısı yönlendirmeli hız denetim yöntemi, kayma frekansının doğrudan denetim altında tutularak momentin kontrol edilmesine imkân tanınması, sabit akı koşulu altında devrilme momentinin oluşmaması, ani yük momenti değişikliklerine karşı en iyi dinamik davranışı göstermesi ve güvenilirlik gibi üstünlüklere sahip olması nedeniyle bu tez çalışmasında tercih edilmiştir.

De Doncker yaptığı çalışmalarda genel olarak alan yönlendirme kavramını tanıtmıştır [38]. Rotor akısı yönlendirmeli hız denetimi dolaylı alan yönlendirmeli hız denetimi için esas seçimdir. Ayrıca hava aralığı akısı yönlendirmeli ve stator akısı yönlendirmeli hız denetiminde uygulanabilir. Hava aralığı akısı kayması ve akı ilişkileri denklemleri birleştirildiğinde d eksenini bağımsız olarak kontrol edilemez. Sabit hava aralığı akısı yönlendirme için üretilen maksimum moment diğer iki yöntemle göre %20 daha azdır [42].

Stator akısı yönlendirmeli denetimde geçici reaktans bir bağlantı faktörü ve makinenin çalışma koşullarına göre değişir. Buna ek olarak bu yöntemler arasında rotor akısı yönlendirmeli hız denetimi doğrusal moment eğrisine sahip olduğundan en yaygın olarak kullanılan yöntemdir [42].

2.2.3. Doğrudan Moment Kontrolü

Doğrudan moment kontrolü (DTC) sürücü ilk olarak 1980'lerde Depenbrock , Takahashi ve Noguchi tarafından geliştirildi [31,32]. Son yıllarda asenkron makina sürücülerinde yoğun bir şekilde kullanılmaya başlanmıştır [24]. Doğrudan moment kontrol yöntemi hızlı dinamik moment tepkisi sağlamanın yanında makine

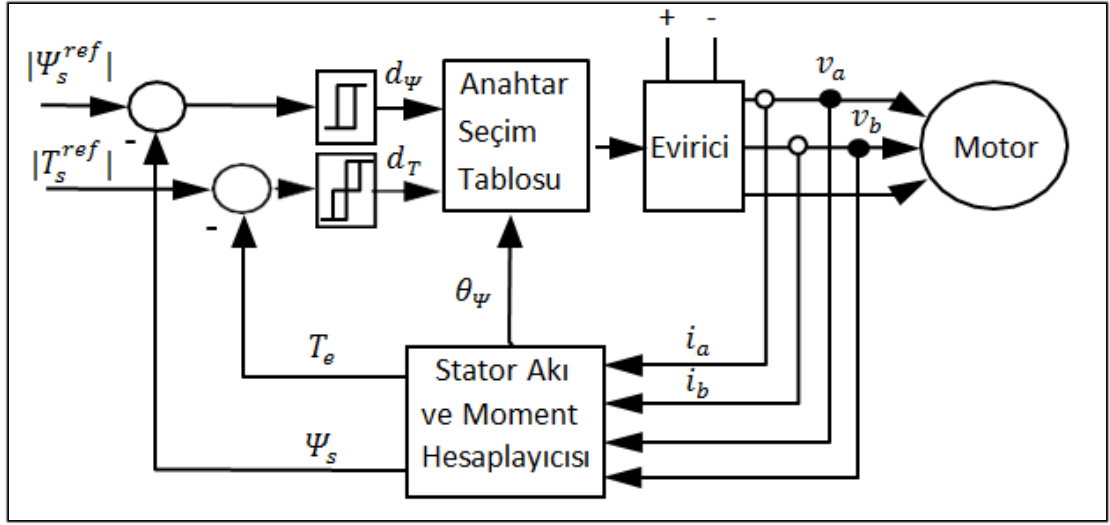
parametrelerinin değişmesine karşı akım düzenleyici kullanmadan bile oldukça uyumludur. Ayrıca DTC sadece iki adet histerezis bant kontrol ve en uygun voltaj vektörlerin seçimi için oluşturulan anahtarlama tablosu kullanılarak kolaylıkla gerçekleştirilebilmektedir.

DTC' de motor akısı ve momentinin temel kontrol değişkenleri olarak kullanılma düşüncesi, DC sürücüde yapılan işlemin prensip olarak aynıdır. Buna karşılık, klasik PWM ve akı vektör kontrollü sürücülerde çıkış gerilim ile frekansı temel kontrol değişkenleri olarak kullanılır ve bu değişkenler modüle edilerek motora uygulanır. Bu modülatör katı, ek bir işaret işleme zamanı oluşturarak mümkün olan moment ve hız cevabını kısıtlar. DTC' de, akı ve momentin her ikisi de histerezis denetleyici ile kontrol edilir ve PWM modülatörü ile ilgili gecikmeler ortadan kalkar. PWM modülatörü yerine optimum anahtarlama mantığı kullanılır[34,44].

Böylece, DC sürücünün sahip olduğu moment kontrol ve doğrudan akı kontrolü ile hızlı cevap verme gibi özellikler elde edilir. Moment cevabı, DC veya akı vektör kontrolü ile mümkün olandan iyidir. Orta seviyeli hız doğruluğu (%0,1 - %10) için hız algılayıcı ihtiyacı ortadan kalkar [25].

Geleneksel alan yönlendirme kontrolü yöntemiyle (FOC), bu yöntem arasındaki fark, DTC'nin önceden belirlenmiş anahtarlama tablolarının olmamasıdır. DTC' de, yükün gereksinimlerine göre inverter anahtarlanır. Sabitlenmiş anahtarlama tablolarının olmaması nedeniyle, ani yük değişimlerine, vektör kontrolü ve Skaler kontrole göre, DTC' nin cevabı son derece hızlıdır. Bu karışık teknoloji yardımıyla hız doğruluğunun % 0,5 oranında yukarı çıkartılmasının sağlanmasıyla, geri besleme elemanlarına gereksinim kalmaz.

Şekil 2.10'da doğrudan moment kontrolüne ait blok diyagram verilmiş olup motordan alınan değerlerin stator akı ve moment hesaplamasında kullanıldığı görülmektedir. Hesaplanan akı ve moment referans akı ve momentle karşılaştırıldıktan sonra histerezis bant kontrolüne gönderilir.



Şekil 2.10. Doğrudan moment yöntemine ait blok diyagram.

Motorun ölçülebilen parametreleri ile stator akısı ve momenti hesaplanabilmektedir. Stator gerilimleri ve stator akıları arasındaki ilişkileri gösteren ifadeler aşağıda verilmiştir [33]. Stator gerilimleri ve akıları aşağıdaki formüller ile hesaplanır;

$$v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\Psi_{s\alpha}}{dt} \quad (2.20)$$

$$\Psi_{s\alpha} = \int (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (2.21)$$

$$v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\Psi_{s\beta}}{dt} \quad (2.22)$$

$$\Psi_{s\beta} = \int (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (2.23)$$

$$|\Psi_{s\beta}| = \sqrt{(\Psi_{s\alpha})^2 + (\Psi_{s\beta})^2} \quad (2.24)$$

Formüllerde; $v_{s\alpha}, v_{s\beta}$ stator gerilimlerinin α, β bileşenlerini, $\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}$ stator akılarının α, β bileşenlerini, $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ stator akımlarının α, β bileşenlerini, R_s stator omik direncini ifade etmektedir.

Moment ise 2.25 deki eşitlik ile ifade edilir.

$$M_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\Psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (2.25)$$

DTC sürücü sisteminde, stator akı hatasının belirlenen histeresiz bant içerisinde kalmasını sağlayacak invertör anahtarlama durumunun seçilmesi sağlanır. Akı denetleyici çıkışı $\Delta\Psi$ moment denetleyici çıkışı ΔT ve stator akı vektörünün bulunduğu bölgeye göre, motora uygulanması gereken gerilim vektörü Çizelge 1’de görülen tablo kullanılarak belirlenir [34,45].

Histerisiz bantların genişliklerinin seçimi de oldukça önemlidir. Bant genişliği çok dar seçilirse, kontrol kaybolur ve stator akısı bandın dışına çıkar. Sıfır vektörünün süresi moment dalgalanmalarında doğrudan etkilidir [46].

Çizelge 2.1. Optimum anahtarlama vektörünün seçimi.

$\Delta\Psi$	ΔT	1. Bölge	2. Bölge	3. Bölge	4. Bölge	5. Bölge	6. Bölge
1	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	0	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	-1	V6	V1	V2	V3	V4	V5
-1	1	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	0	V0	V7	V0	V7	V0	V7
	-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4

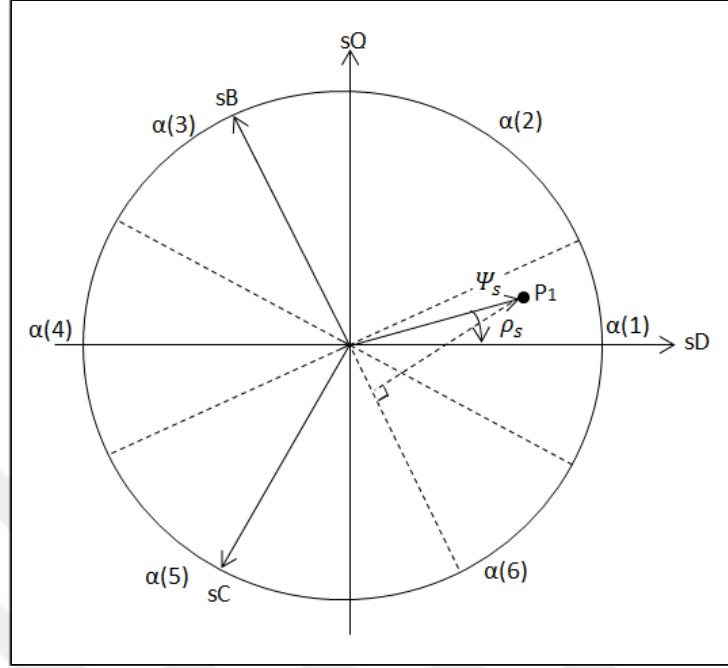
Stator akı vektörünün hangi sektörde olduğunun bilinmesi gerektiğinden anahtarlama tablosu, stator akı vektörünün konum bilgisine ihtiyaç duyar. Bunlar her sektörün numarası ile ifade edilen $\alpha(1)$, $\alpha(2)$, $\alpha(3)$, $\alpha(4)$, $\alpha(5)$, $\alpha(6)$ açılarıdır. $\overline{\Psi}_s = |\overline{\Psi}_s| \exp(j\rho_s) = \Psi_{sD} + j\Psi_{sQ}$ için stator akı açısı (ρ_s) duran referans ekseninde (Ψ_{sD}, Ψ_{sQ}) stator akısının d ve q bileşenleri kestirilen değerleri kullanılarak bulunabilir [47,48].

$$\rho_s = \tan^{-1}(\Psi_{sD}/\Psi_{sQ}) \quad (2.26)$$

$$\rho_s = \cos^{-1}(\Psi_{sD}/|\overline{\Psi}_s|) \quad (2.27)$$

Ayrıca $|\overline{\Psi}_s| = \sqrt{(\Psi_{sD})^2 + (\Psi_{sQ})^2}$ ifadesi kullanılabilir.

$$\rho_s = \sin^{-1}(\Psi_{sQ}/|\overline{\Psi}_s|) \quad (2.28)$$



Şekil 2.11. Stator akı bileşenleri Ψ_{sD} , Ψ_{sQ} , Ψ_{sB} ile Ψ_s arasındaki ilişki.

Stator akı vektörünün pozisyonunun tam olarak bilinmesi gerekmez, sadece vektörün bulunduğu bölgenin bilinmesi gerekmektedir. Sadece stator bileşenlerinin işaretinin bilinmesiyle bu bilgiye ulaşılabilir. Bunun için 1. Bölgede $\Psi_{sD} > 0$ olur fakat Ψ_{sQ} ise hem pozitif hemde negatif değere sahiptir. Bu durumda Ψ_{sQ} 'nin işareti stator akısının pozisyonu hakkında tam bilgi vermeyecektir [30,49].

Ancak Ψ_{sQ} yerine sB (Ψ_{sB}) stator fazında stator akısını kullanmak mümkündür. Ψ_s 1. bölgede ise $\Psi_{sD} < 0$ olduğu şekil 2.11'de görülmektedir. Aynı şekilde Ψ_s 2. bölgede ise, $\Psi_{sD} > 0$, $\Psi_{sQ} > 0$, $\Psi_{sB} > 0$ durumuna gelir.

Çizelge 2.2. Stator akı vektörü sektör seçimi.

	$\alpha(1)$ Bölge 1	$\alpha(2)$ Bölge 2	$\alpha(3)$ Bölge 3	$\alpha(4)$ Bölge 4	$\alpha(5)$ Bölge 5	$\alpha(6)$ Bölge 6
Ψ_{sD} işareti	+	+	-	-	-	+
Ψ_{sQ} işareti	+/-	+	+	+/-	-	-
Ψ_{sB} işareti $\Psi_{sB} = \sqrt{3}\Psi_{sD} - \Psi_{sQ}$	-	+	+	+	-	-

Uygun dilimin belirlenmesi için 2.26, 2.27 veya 2.28 denklemlerinden birisi kullanılabilir. Bu hesaplama işini ortadan kaldırmak için diğer yöntem Ψ_{sD} ve Ψ_{sQ} işaretlerinin belirlenmesidir. Bunlar stator akı vektörünün hangi çeyrek dairede yerleştirildiği bilgisini verir. Her çeyrek bir tam sektör ve diğer sektörün yarısını içerdiği için bir çeyrekte iki sektör olma ihtimali vardır. Fakat Ψ_s 'nin yerleştirildiği kesin dilim Ψ_{sQ}/Ψ_{sD} oranı kullanılarak elde edilir. Ancak hesaplama yükünü azaltan diğer teknikleri de kullanmak mümkündür [47,50].

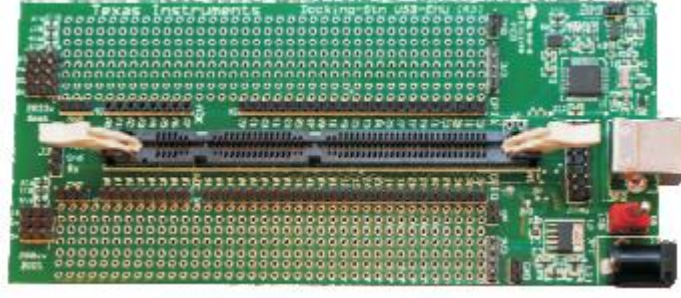
BÖLÜM 3

YAPILAN ÇALIŞMALAR

3.1. TMS320F28335 SAYISAL İŞARET İSLEMCİSİ

Son yıllarda motor/hareket sistemlerin denetiminde daha karmaşık yöntemler geliştirilmiş ve uygulama alanında da buna uyumlu ve hızlı mikroişlemciler geliştirilmiştir. Bunların son sürümlerinden biri de TMS320F28335 sayısal işaret işlemcisidir. Bu işlemcinin en temel özellikleri aşağıdaki gibi sıralanabilir.

- Yüksek performans 32-bit DSP
- 32x32 bit veya çift 16x16 bit MAC
- IEEE tek hassas kayan nokta birimi
- Atomik oku-değiştir-yaz komutları
- Hızlı kesme cevap yöneticisi
- 256K word on-chip flaş hafıza
- Kod güvenlik modu (CSM)
- Kontrol Çevreselleri
- 12-bit ADC Modülü
- 88 paylaşımlı GPIO pinleri
- Bekçi köpeği zamanlayıcı
- Haberleşme çevreselleri



Şekil 3.1. USB bağlantılı deney kiti.



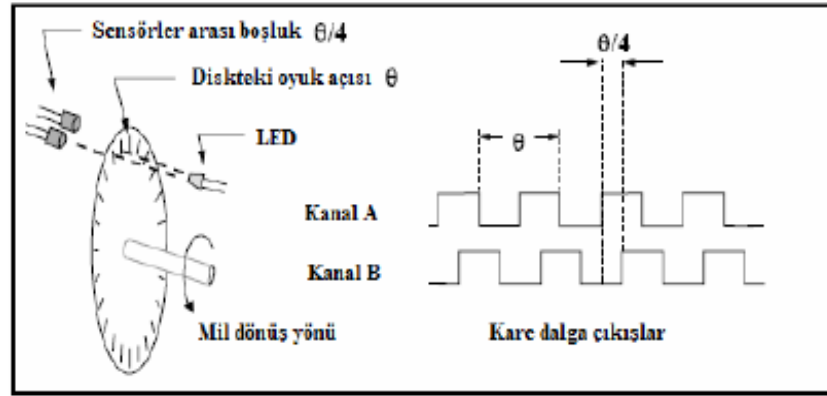
Şekil 3.2. TMS320F28335 sayısal işaret işlemci kartı.

USB bağlantısı üzerinden bilgisayar ile haberleşen TMS320F28335 işlemcisine ilişkin deney kiti ve işlemci kartın genel bir görünüşü şekil 3.1 ve 3.2’de verilmiştir. Sayısal işaret işlemcide PWM çıkışları için öncelikle ConfigCpuTimer zamanlayıcı periyodu ayarlanmış olup bu zamanlayıcıya bağlı 160 μ s’lik zaman kesmesi elde edilmiştir. ADC de bu zaman kesmesiyle okunmuştur.

İşlemci 150MHz’e ADC ise 25MHz’ e ayarlanmıştır. Rotor ve stator akımlarının okunmasında ConfigCpuTimer zamanlayıcı kesmesinden yararlanılmıştır. Rotor hızını algılamak için rotor miline sayısal hız kodlayıcı bağlanmış ve bunun beslemesi 5V olarak F28335 kartından aynı toprak seviyesi ile alınmıştır. F28335 işlemcisinin gelişmiş yakalama birimi kullanılarak (eCAP) rotor hız bilgisi okunmuştur. PI denetim ile bütün programın gerçekleştirilmesi 150 μ s sürmüştür.

3.2. SAYISAL HIZ KODLAYICIDAN BİLGİ OKUNMASI

Bu tez çalışmasında asenkron makinenin hız bilgisinin okunması için sayısal konum kodlayıcı kullanılmıştır. Kodlayıcının beslemesi işlemciden alınarak, kodlayıcı çıkış işaretlerinin GND seviyesi F28335 ile eşitlenmiştir. Kullanılan sayısal hız kodlayıcı, Quantum Devices firmasına ait Model-3138A001-2048-0 kodlu enkoderdir ve birbirinden 90° faz farklı iki kare dalga işaret üretmektedir.



Şekil 3.3. Sayısal konum kodlayıcının çalışma ilkesi.

Hız bilgisinin okunması için TMS320F28335 sayısal işaret işlemcisinin eCAP birimi kullanılmıştır. eCAP biriminin tipik kullanım şekilleri; darbe sinyallerinin görev döngüsü ve period ölçümleri, döner makinaların düşük hız ölçümleridir. Düşük işletim hızlarında zayıf çözünürlükteki darbe sayım konumu yerine “zaman yakalama”(32-bit çözünürlük) kullanıldığında, düşük hız tahmini için potansiyel bir avantaj sağlanır. Konum sensör darbeleri arasında geçen zaman ölçümleridir.

Kare dalga işaretlerden biri eCAP1, diğeri de eCAP2 adlı işlemci bacağına bağlanmıştır. eCAP1 ve eCAP2'den gelen işaretlerin bir periyodu boyunca gerçekleşen yükselen ve düşen kenarların eCAP kontrol kayıtları ile yakalanması sonucu, 1 periyotluk süre hesaplanır. Kullanılan sayısal hız kodlayıcı, motor 1 tur döndüğünde 1024 kare dalga ürettiğinden, motorun 1 devri boyunca geçen süre hesaplanır ve motorun hızı devir/dakika cinsinden hesaplanır. Ayrıca üretilen 2 kare dalga işaretin lojik durumlarına bakılarak motorun dönüş yönü bulunur. Öncelikle GPIO24 ve GPIO25 eCAP girişi için yetkilendirilir.

```
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO24= 1;
```

```
GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO25= 1;
```

3.3. ANALOG DİJİTAL DÖNÜŞTÜRÜCÜ (ADC) İLE SAYISAL BİLGİ ELDE EDİLMESİ

Asenkron motor kontrolünde faz akımlarını okumak üzere iki adet ADC kullanılmıştır. İki faz akımının bilinmesiyle, üçüncü faz akımı hesaplanabilir. F28335 işlemcisi kullanarak gerçekleştirilen ADC uygulamasında, analog giriş gerilimi ($V_{giriş}$) ile elde edilecek sayısal bilgi (D) arasındaki ilişki eşitlik 3.1'de verilmektedir.

$$V_{giriş} = \frac{D*(V_{REF+}-V_{REF-})}{2^n-1} + V_{REF-} \quad (3.1)$$

F28335 işlemcisinde eşitlik 3.1'de verilen V_{REF-} 0V'a ve V_{REF+} ise 3V'a bağlanmıştır. F28335 işlemcisinde 12 bitlik ADC mevcuttur. Dolayısıyla analog sinyalin dönüştürüldüğü değer olan sayısal bilgi için basitleştirilen ifade eşitlik 3.2'de verilmektedir.

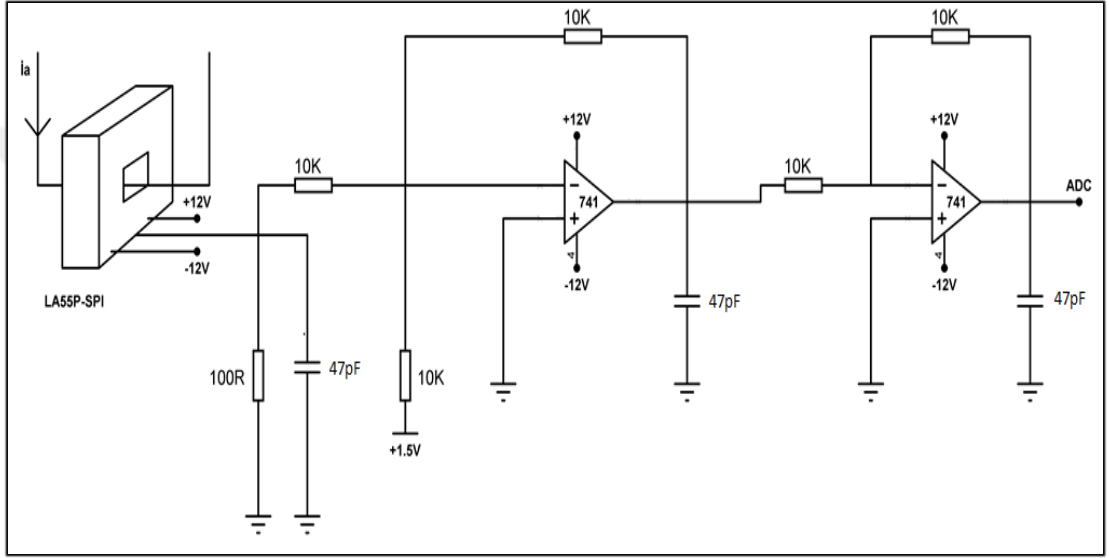
$$V_{giriş} = \frac{D*3}{4095} \quad (3.2)$$

Çoğu uygulama dijital bir değere dönüştürülmesi için sadece bir analog giriş sinyali gerekirken kontrol döngüsünün birkaç farklı sensör ile giriş sinyallerine ihtiyacı vardır. F28335 işlemcisinde analog voltaj ölçmek için ayrılmış 16 bacak mevcuttur. Bu 16 sinyal dahili çoğulları yani sırayla işlenirler. Bir dönüşüm gerçekleştirmek için, ADC dönüşüm işlemi sırasında analog giriş gerilimi V_{in} 'de değişim olmamalıdır aksi halde dijital sayı hatalı olur. Buna ek olarak, F28335 işlemci ADC 16 aşamada "otomatik- sıralayıcı" özelliğine sahiptir. Bunun anlamı ADC otomatik olarak bir önceki kanalları tamamladıktan sonra takip eden giriş kanallarının dönüşümünü devam ettirir. Bu iyileştirme sayesinde, bir ölçümün ortasında dijital sonuçlar alınmasına gerek kalmaz, görev sırası tek bir kesme hizmet yordamı tarafından yürütülmektedir.

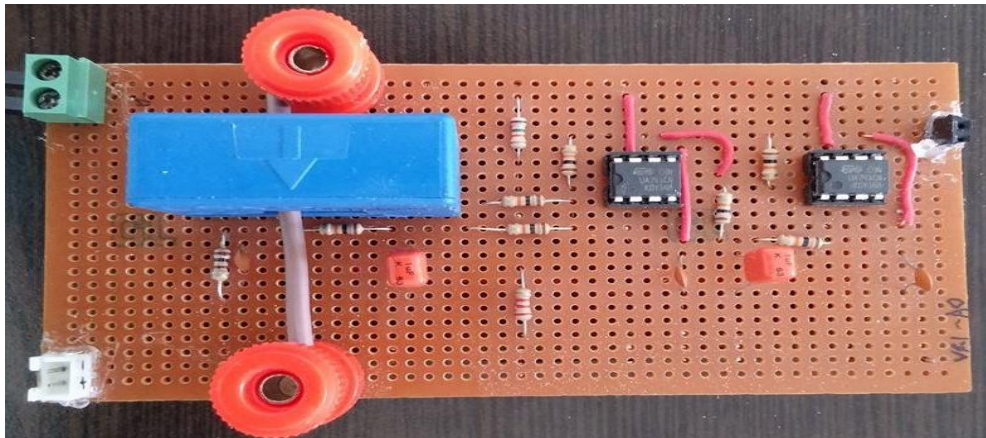
Kontrol döngüdeki faz akım bilgilerini okuyabilmek için F28335 işlemcisinin ADCINA0 ve ADCINA1 ADC girişleri yetkilendirilir.

AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 1;

İnverter devresinde kullanılan LA55P akım sensörleri -1.5V ile +1.5V arasında gerilim üretmektedirler. Dolayısıyla bu değerleri +1.5V öteleyerek, VREF- 0V ve VREF+ ise 3V'a çekilmesi gerekmektedir. Şekil 3.4'de fazlardan çekilen akımları okumak için opamplarla yapılan öteleme devresi görülmektedir.



Şekil 3.4. Akım ölçme ve analog bindirme için tasarlanan devre şeması.



Şekil 3.5. Akım ölçme ve analog bindirme için tasarlanan devre.

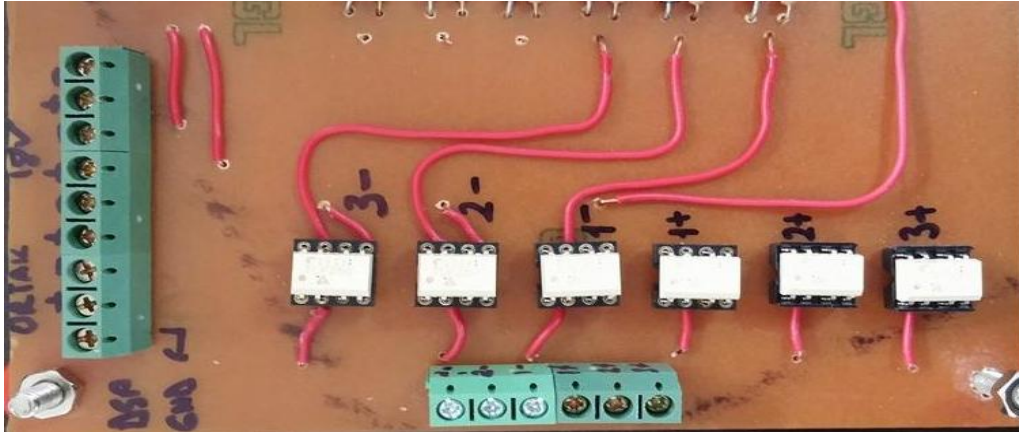
Asenkron motorun fazlarından akım geçmezken, +1.5V'luk öteleme devresinden ötürü faz akımlarında sayısal değerler oluşmaktadır ve bu değerler offset değerleridir.

Dolayısıyla yapılan programlamada, okunan gerçek faz akımı değerlerinin sayısal değerleri hesaplanması için offset değerlerinin çıkarılması gerekir. LA55P akım sensöründe, elde edilen sayısal değer in amper cinsinden ifade edilmesi için gerekli dönüşüm oranı 0.04801'dir. Örneğin i_a faz akımının okunması için kullanılan ifade eşitlik 3.3'te verilmektedir.

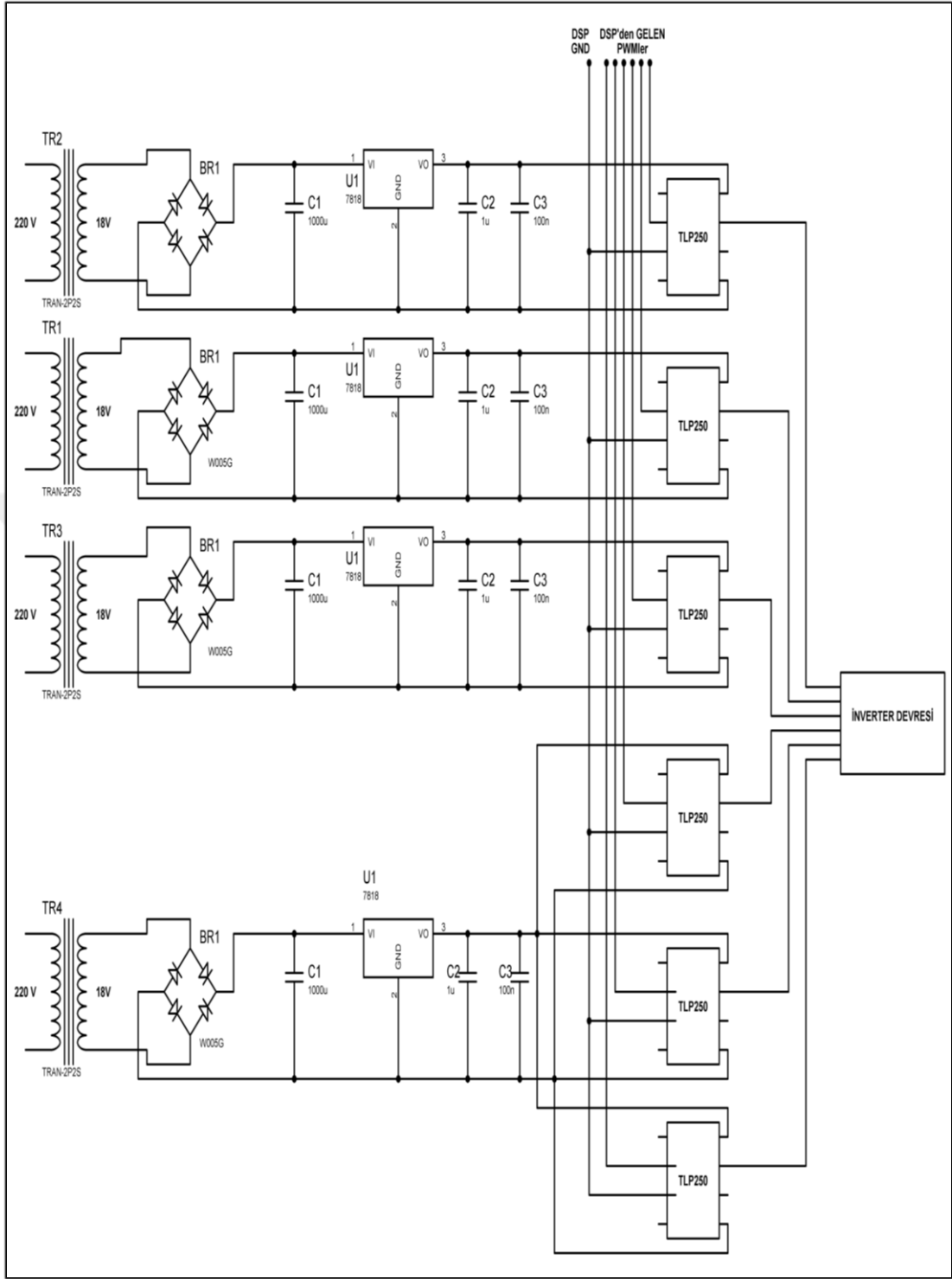
$$i_a = (D - offset) * 0.04801 \quad (3.3)$$

3.4. OPTOKUPLÖR İLE YALITIMIN SALANMASI

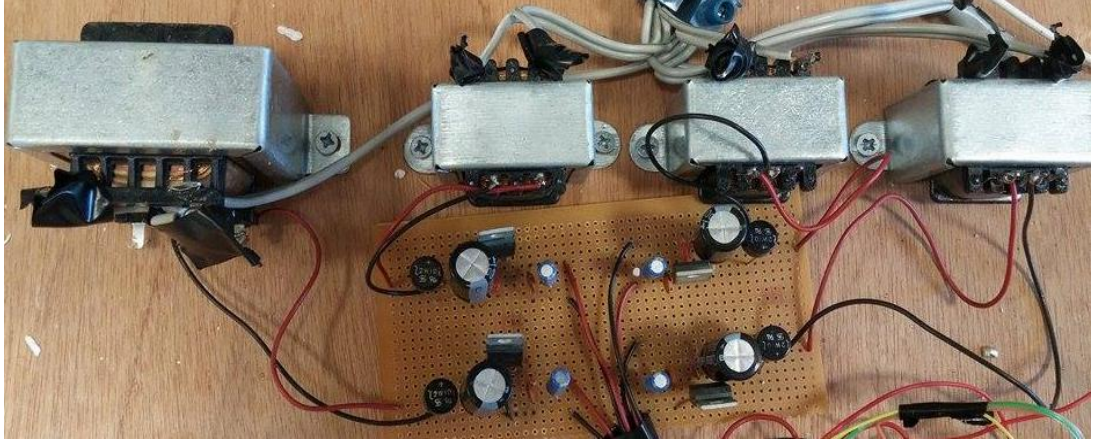
İnverter devresiyle F28335'in yalıtılması için TLP250, optokuplör (ing. optocoupler) kullanılmıştır. İçyapısında bir adet LED (ing. lightemitting diode) ve ışık algılayıcısı olması sayesinde, iki farklı elektriksel katı ışık yoluyla birbirine bağlanır, tüm devreye bu nedenle optokuplör denilebilir. Çıkış katının yüksek akım kapasitesine sahip olması nedeniyle izolasyonlu IGBT sürücü devrelerinde kullanılır. Şekil 3.7'de sürücü devre şeması ve Şekil 3.6 ve 3.8'de devremizi yalıtım için kullandığımız optokuplör devresi görülmektedir.



Şekil 3.6. Optokuplör ile yalıtım için tasarlanan devre.



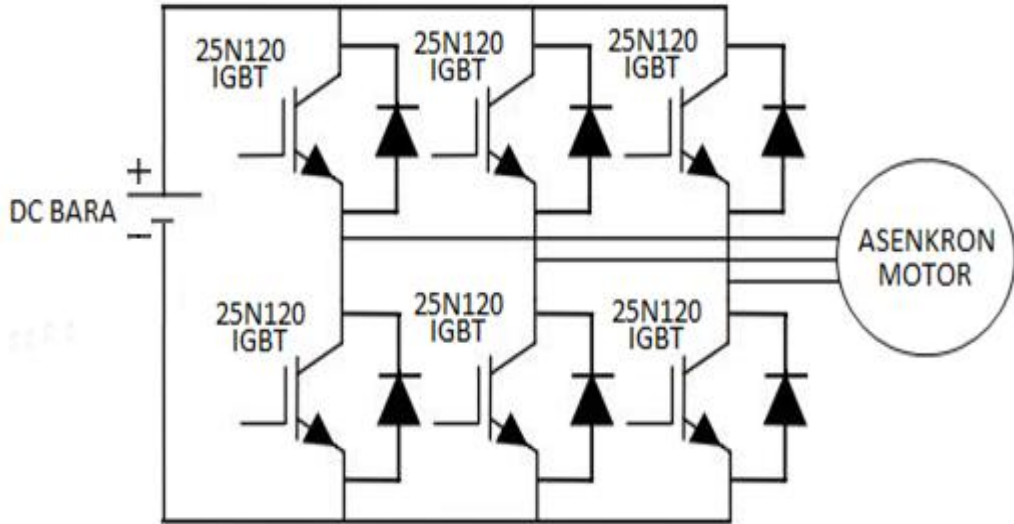
Şekil 3.7. Sürücü devre şeması.



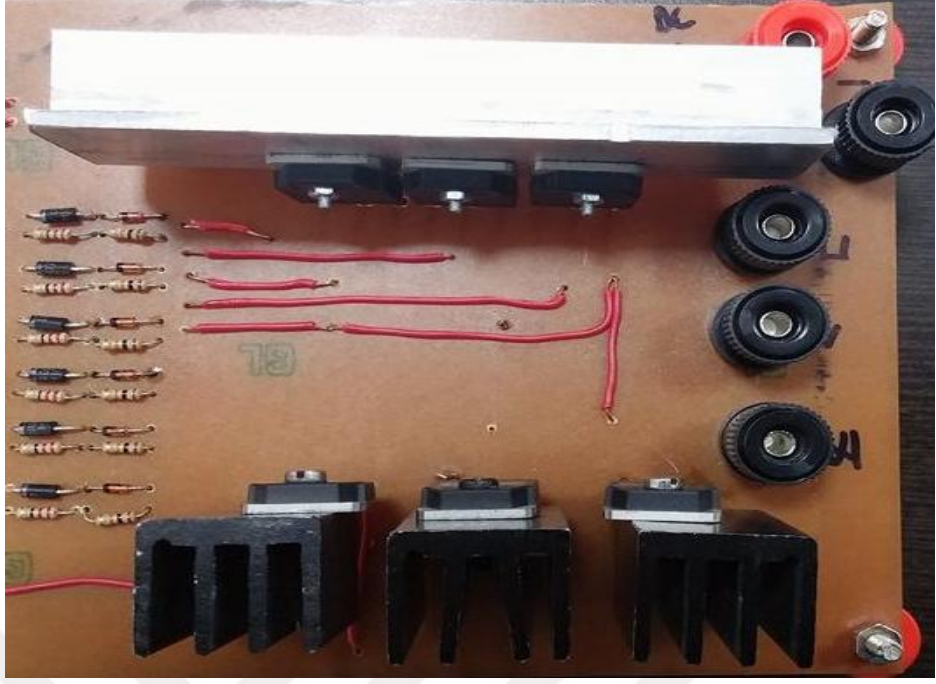
Şekil 3.8. Optokuplör besleme devresi.

3.5. IGBT EVİRİCİ GÜÇ DEVRESİ

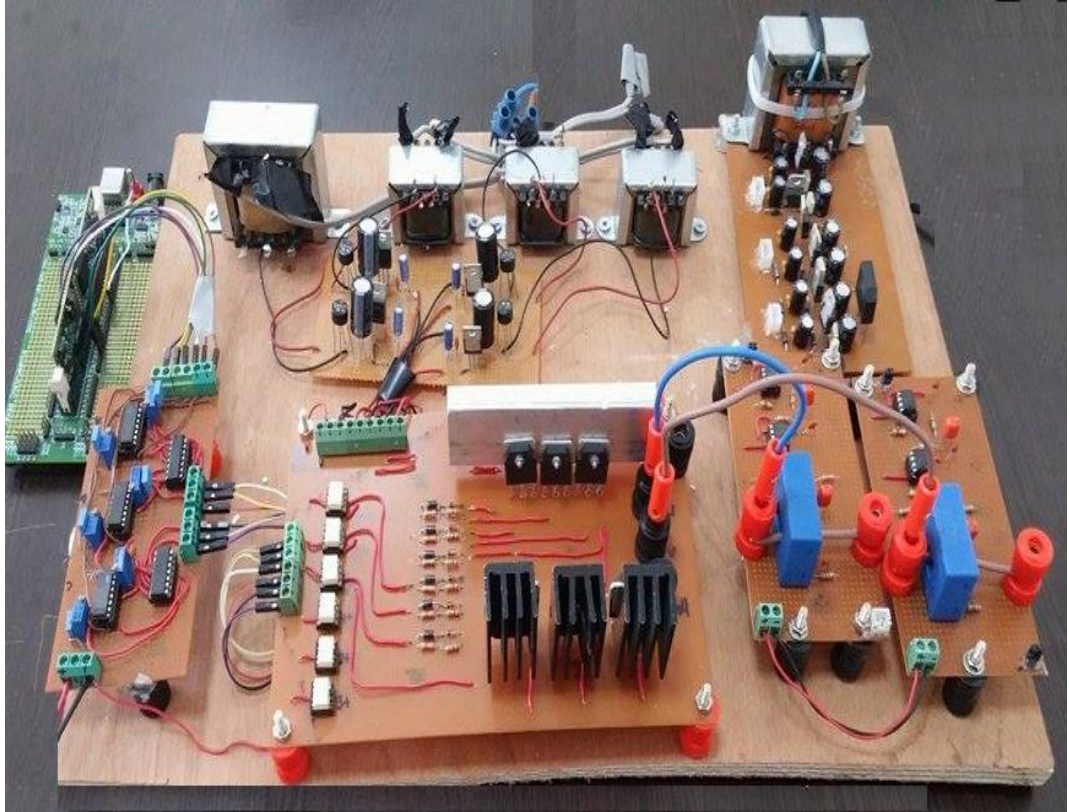
Tasarlanan sistemde doğrultulmuş bir gerilim, IGBT eviriciye uygulanmıştır. Hız denetimi çalışmaları için 25A 1200V IGBT bloklar seçilmiş olup üç faz gerilim beslemeli evirici güç anahtarları devresi şekil 3.9’da gösterilmiştir.



Şekil 3.9. IGBT inverter güç anahtarları devre şeması.



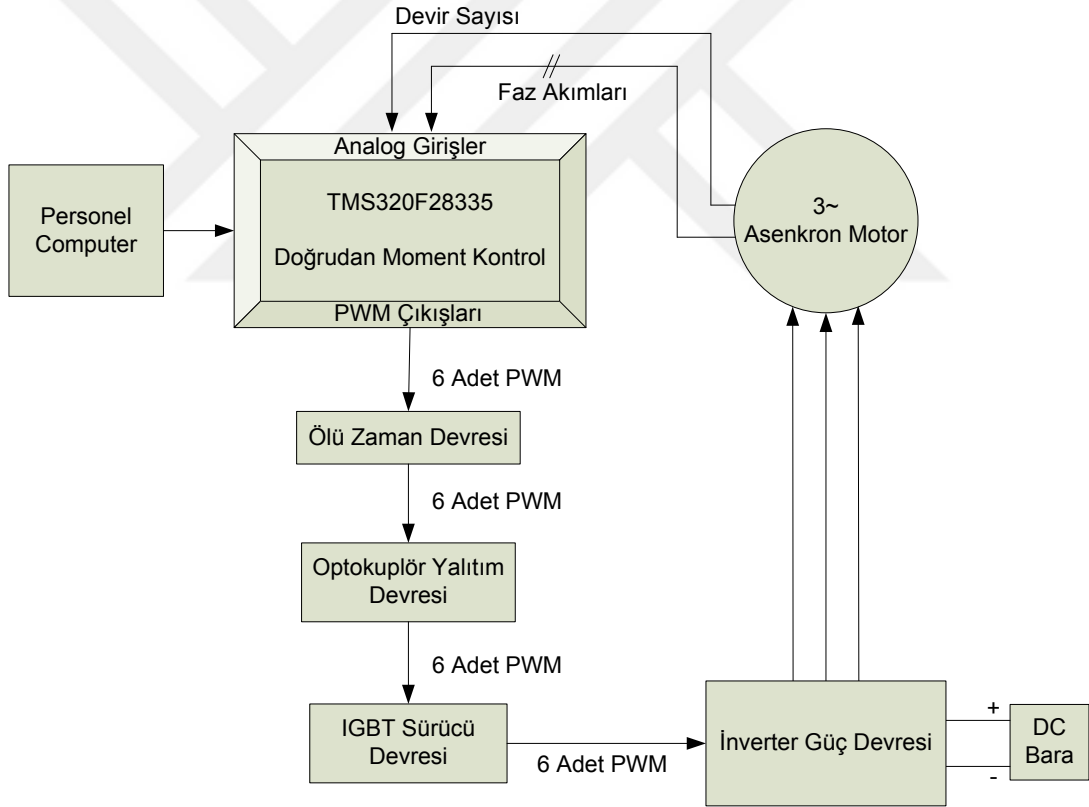
Şekil 3.10. IGBT evirici güç anahtarları devresi.



Şekil 3.11. Tasarlanan güç elektroniği devresi genel görünüşü.

Şekil 3.11’de tasarlanan güç elektroniği devresi verilmiştir. Devrenin farklı referans hızlarda test edilebilmesi için Ek Açıklamalar A’da parametreleri verilen asenkron motor kullanılmıştır.

Code Composer Studio arayüzünde yazılmış olup program F28335’e yüklenip elde edilen 6 adet PWM ölü zaman devresine gönderilmiştir. Ölü devresinden gelen 6 adet PWM optokuplör yalıtım devresi yardımıyla IGBT sürücü devresine buradanda inverter devresinde DC bara gerilimi uygulanarak 3 faz besleme elde edilmiştir. Asenkron motordan enkoder ve akım sensörü yardımıyla alınan devir sayısı bilgisi ile 2 adet faz akımı bilgisi ADC girişlerinden DSP’ye aktarılmaktadır. Şekil 3.12’de yapılan çalışma blok diyagramı şeklinde gösterilmiştir.



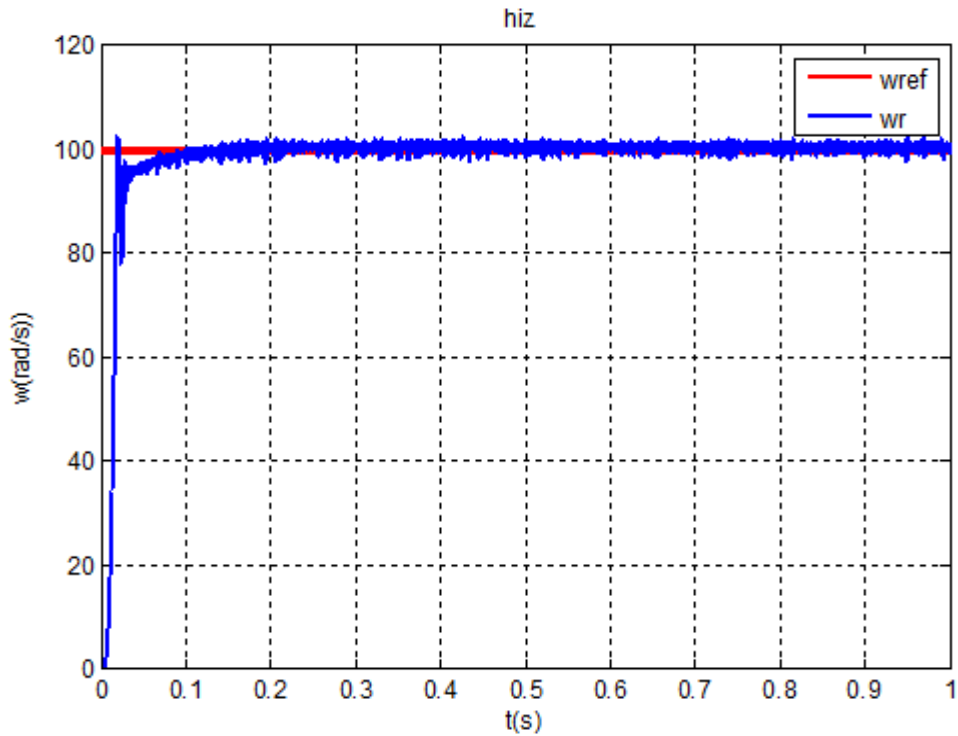
Şekil 3.12. Yapılan çalışmanın blok diyagramı.

BÖLÜM 4

BULGULAR

4.1. BENZETİM ÇALIŞMALARI

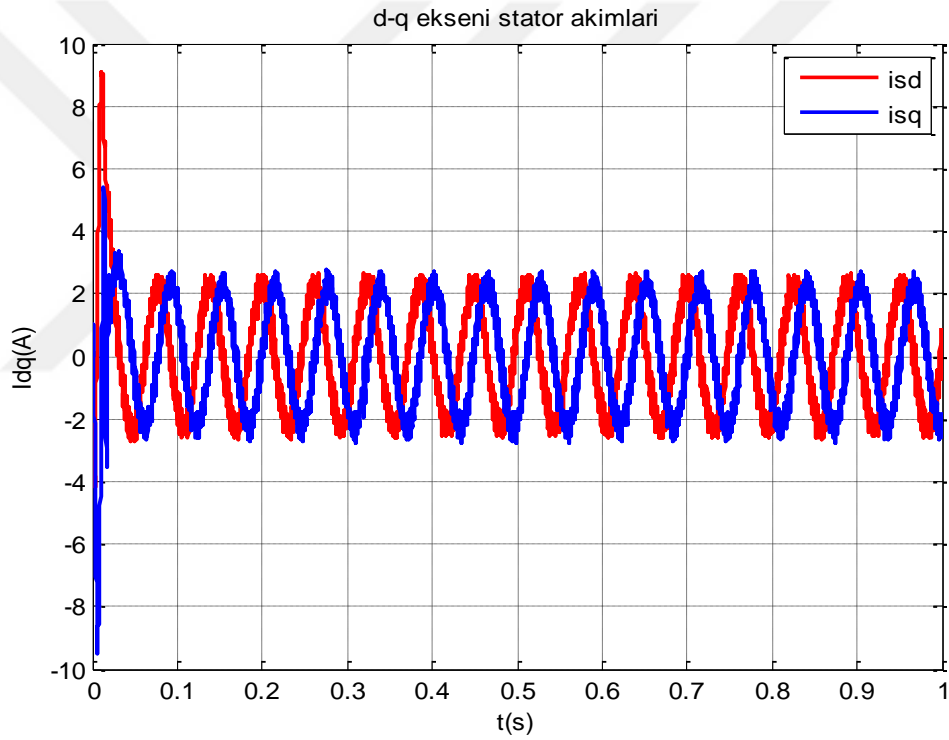
Bu bölümde, Matlab programında yazılan program ile yapılan hız denetimi benzetim sonuçları verilmektedir. Yapılan benzetim çalışmalarında verilen referans hız değeri (w_{ref}) ve motor milinden ölçülen ve geri besleme olarak alınan gerçek hız değeri (w_r), yük momenti (M_L), ve motor momentinin (M_e), yük momenti ve i_q akımının zamana bağlı olarak karşılaştırmalı değişimleri ile motorun i_q, i_d stator faz akımlarının ve gerilimlerinin zamana bağlı değişimleri incelenmiştir.



Şekil 4.1. Verilen referans hız (w_{ref}) ile motor milinden ölçülen hız (w_r) değerlerinin zamana bağlı değişimi.

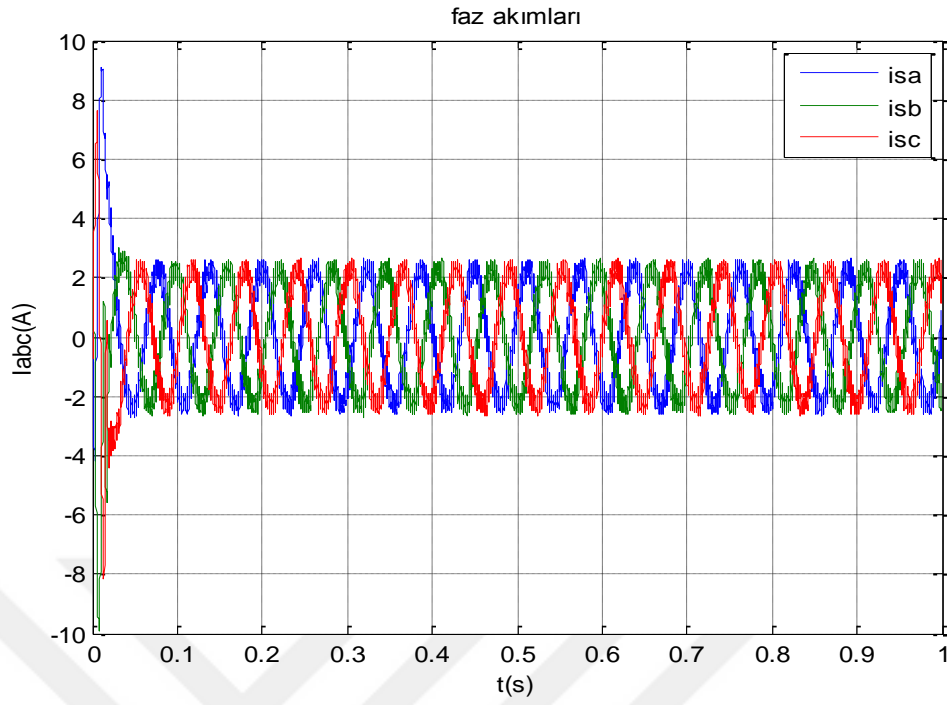
Asenkron motora, $t=0-0.1$ s aralığında 100 rad/s referans hız uygulanmıştır ve $t=0.15-0.20$ s aralığında generatör moduna geçildiğinde hızı yavaş yavaş düşürülmüş $t=0.15-0.25$ s aralığında generatör olarak -100 rad/s sabit bir referans hıza ulaşmış ve $t=0.25-0.35$ s arasında hızının azalmasındaki güç ve akımın zamana bağlı değişimleri incelenmiştir. Şekil 4.1’de, verilen referans hız ve motor milinden ölçülen hız değerlerinin zamana bağlı değişimleri verilmektedir.

Şekil 4.2’de, asenkron motorun d ve q eksenlerindeki stator akımları olan i_{sq} ve i_{sd} stator akımlarının zamana bağlı değişimi gösterilmiştir.



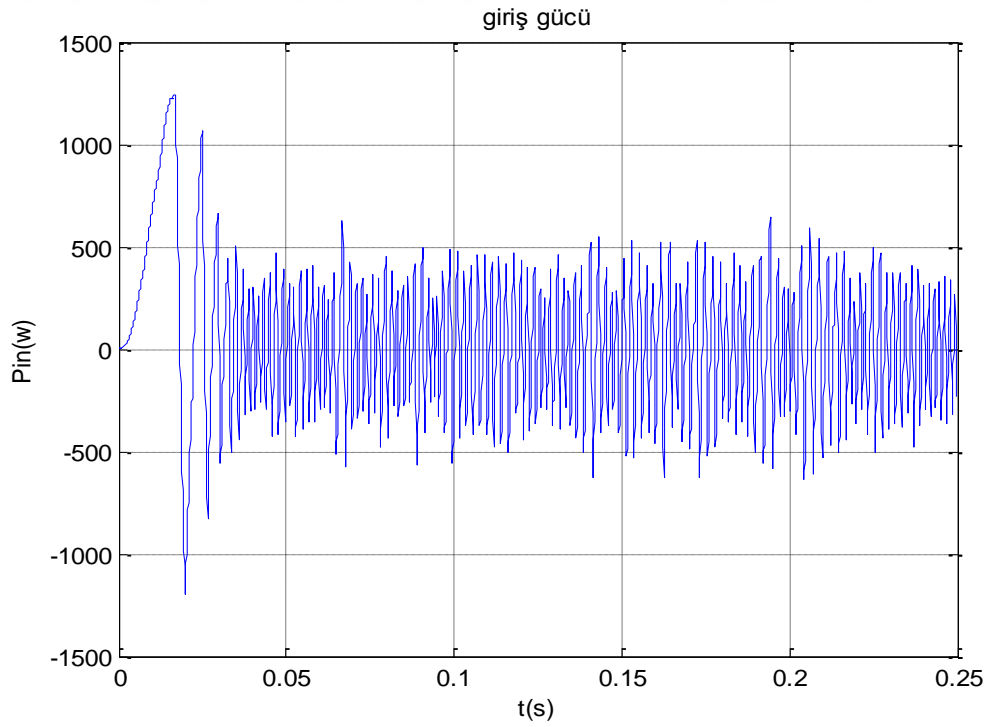
Şekil 4.2. d-q eksenli stator akımlarının zamana bağlı değişimi.

Şekil 4.3’te, asenkron motor ilk kalkınma anında 9 A akım çekmekte ve referans hız değerlerine ulaştığında 2.5 A’e düştüğü gözlemlenmiştir.

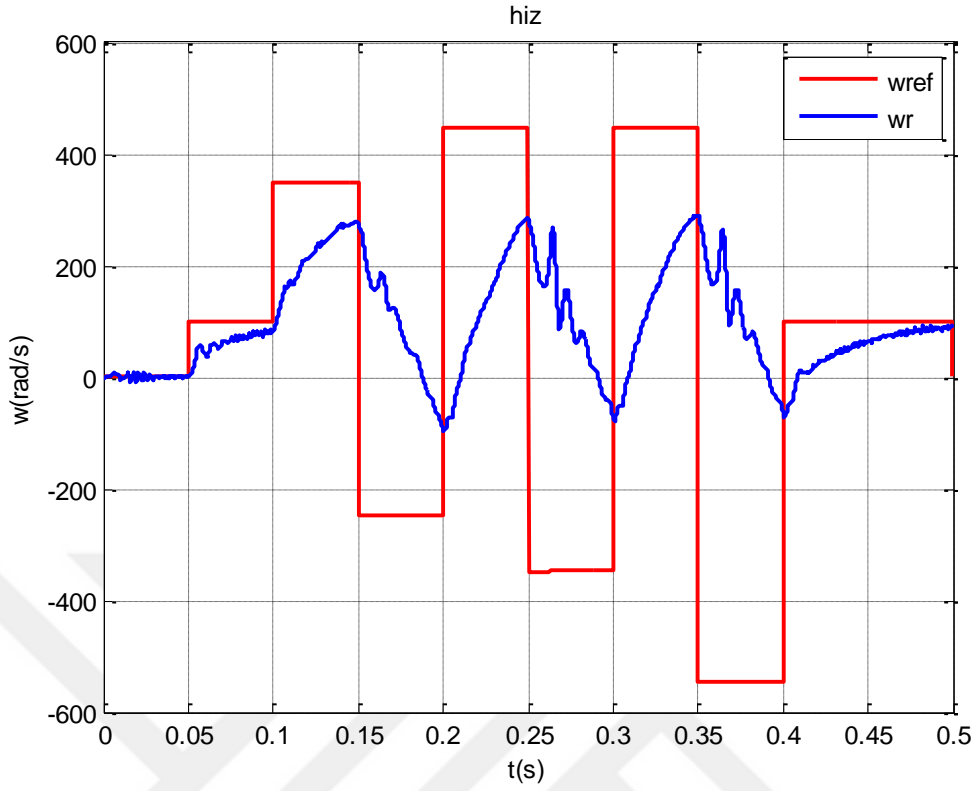


Şekil 4.3. i_{abc} faz akımlarının zamana bağlı değişimi.

Şekil 4.4'de, asenkron motorun P_{in} giriş gücünün zamana bağlı değişimi gösterilmiştir.



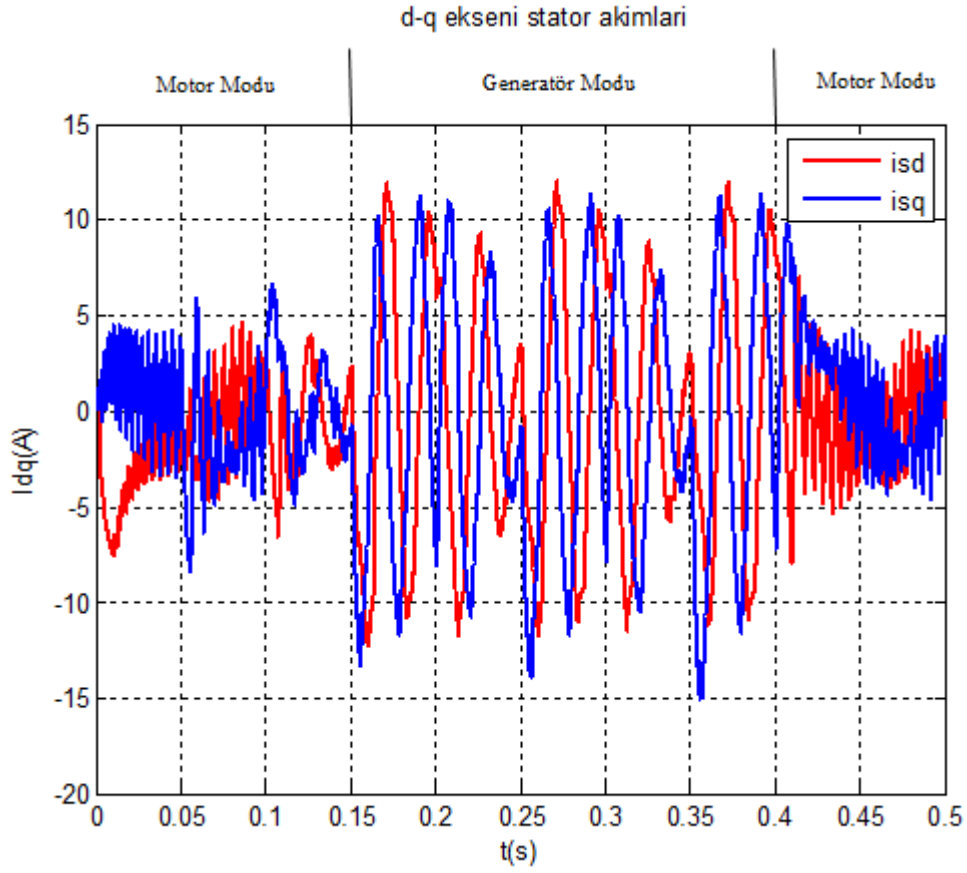
Şekil 4.4. P_{in} giriş gücünün zamana bağlı değişimi.



Şekil 4.5. Generatör moduna geçişte verilen referans hız (w_{ref}) ile motor milinden ölçülen hız (w_r) değerlerinin zamana bağlı değişimi.

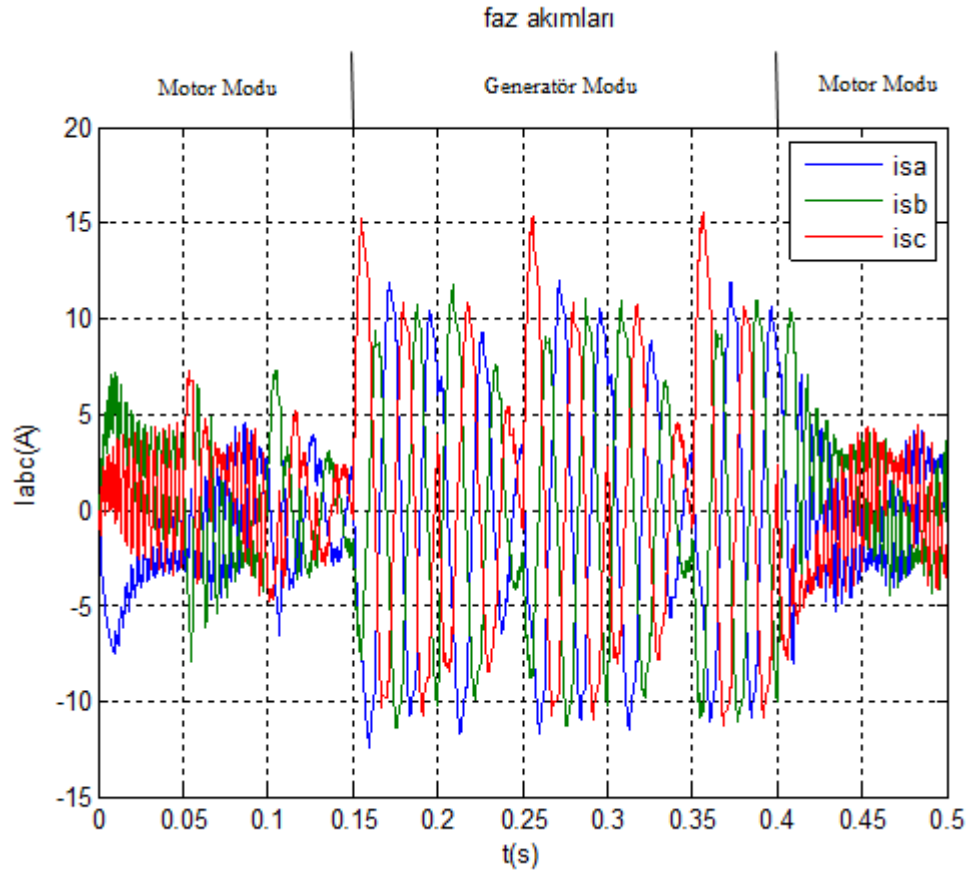
Asenkron motora, $t=0-0.1$ s aralığında 100 rad/s referans hız uygulanmıştır ve $t=0.15-0.20$ s aralığında generatör moduna geçişte hızı yavaş yavaş düşürülmüş olup Şekil 4.5’de generatör moduna geçişte verilen referans hız (w_{ref}) ile motor milinden ölçülen hız (w_r) değerlerinin zamana bağlı değişimi gösterilmiştir.

Şekil 4.6’da generatör moduna geçişteki i_{sq} ve i_{sd} stator akımlarının zamana bağlı değişimleri gösterilmiştir olup d ve q eksenindeki bu akımların 0.15. saniyedeki yön değişimleri incelenmiştir.



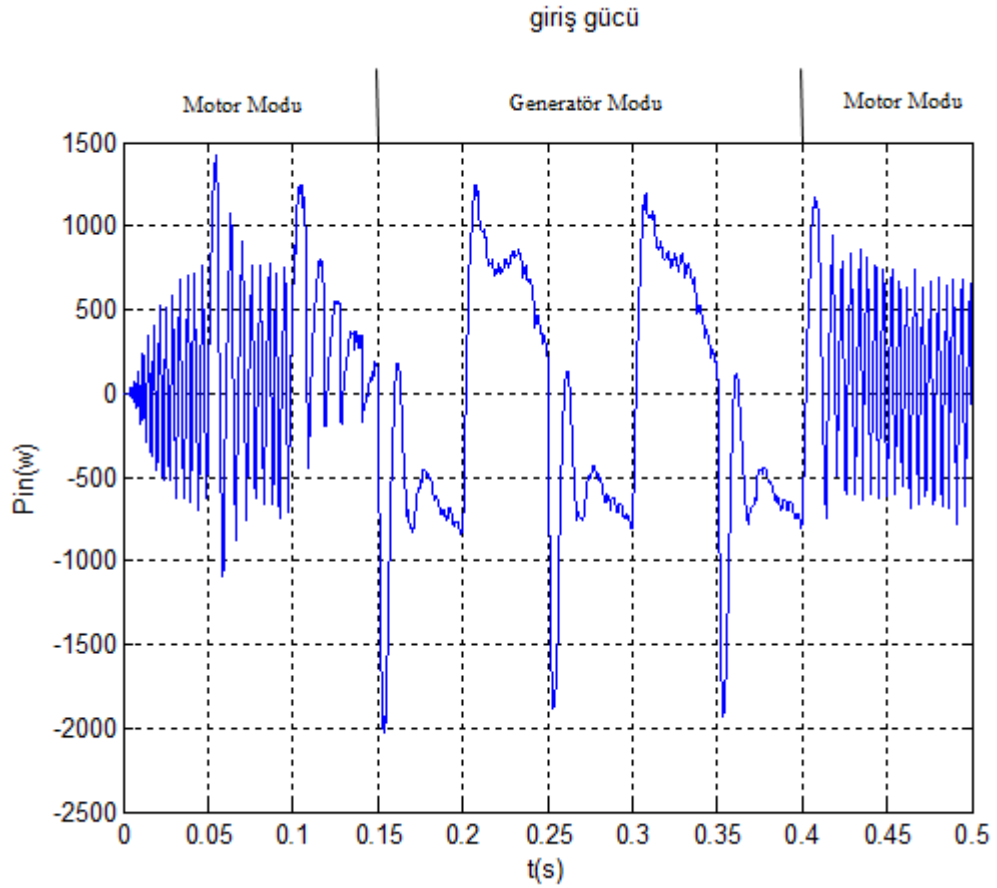
Şekil 4.6. Generatör moduna geçişte d-q eksenli stator akımlarının zamana bağlı değişimi.

Şekil 4.7’de, asenkron motor çalışması sırasında yaklaşık 4 A çekmektedir. 0,15-0,25 saniye arasında generatör moduna geçişte akımların yön değiştirip şebekeye geri yükleme yaptığı gözlemlenmiştir. 0,15 saniyede generatör moduna geçişin ilk anında motorun ani frenlemesi gerçekleşip (rejeneratif frenleme) bu esnada akım değerinin yaklaşık 14 A değerlerine ulaştığı gözlemlenmiştir. 0,20-0,25 saniyede ise motora verilen referans hızı (w_{ref}) takip etmek için motor milinden ölçülen hız (w_r) artmaya başlamış ve bu esnada akım motorun normal çalışmadaki değeri olan 4A değerine ulaştığı gözlemlenmiştir.



Şekil 4.7. Generatör moduna geçişte i_{abc} faz akımlarının zamana bağlı değişimi.

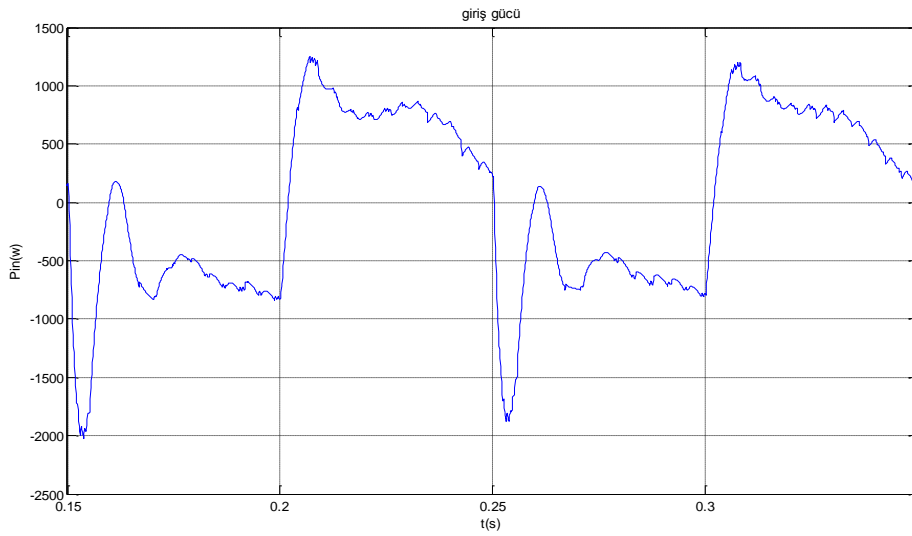
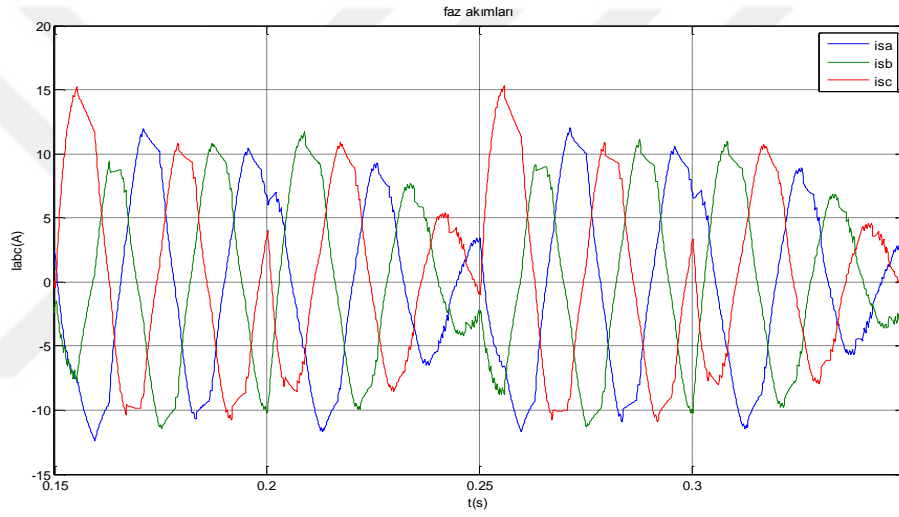
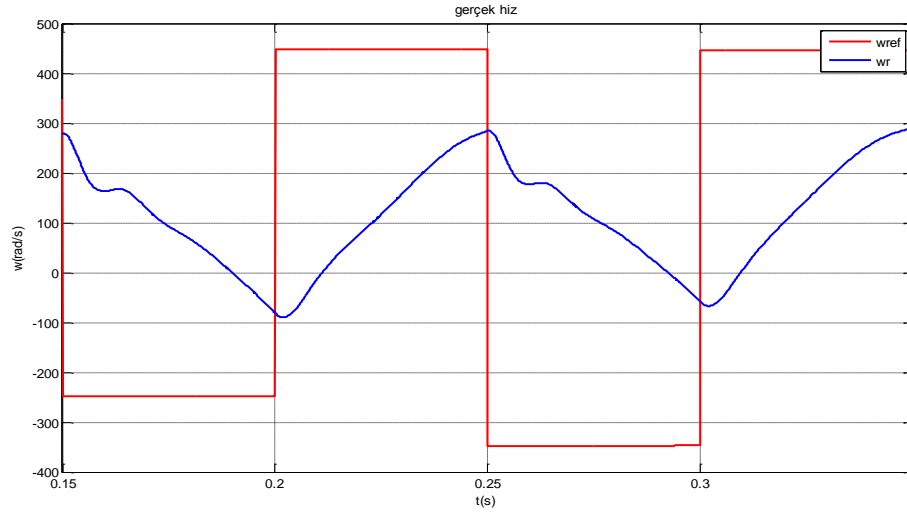
Şekil 4.8’de ise generatör moduna geçişteki P_{in} giriş gücünün zamana bağlı değişimleri gösterilmiştir. Şekil 4.8’de asenkron makine motor olarak çalışırken, 0-0.15 saniyeleri arasında hız artarken şebekeden güç çekiyor, rejeneratif frenlemede yani generatör moduna geçişte 0.15-0.25 saniyelerinde hız azalırken şebekeden güç çekmiyor, aksine şebekeye güç veriyor.



Şekil 4.8. Generatör moduna geçişte P_{in} giriş gücünün zamana bağlı değişimi.

Şekil 4.9'da generatör moduna geçişte 0,15-0,35 saniyedeki ω_r hız, i_{abc} faz akımları P_{in} giriş gücü bir arada verilmiştir. Burada 0,25 saniyede motor normal çalışmada ve hızı yaklaşık 250 rad/s, çekilen faz akımları 4A değerindedir.

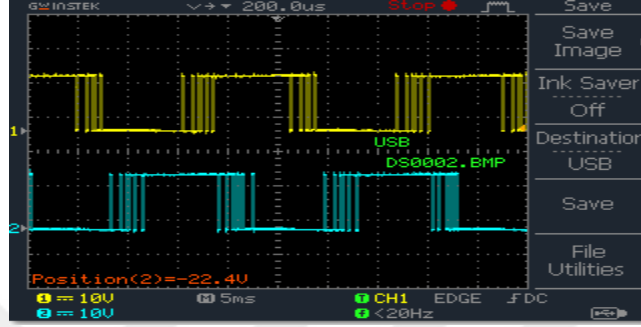
0,25. saniyede motora ani bir frenleme yaptırılıp (rejeneratif frenleme) hızı ani şekilde düşürülüyor ve makine generatör moduna geçiyor. Bu esnada akımların yön değiştirip akım değeri yaklaşık 14 A değerlerine, aynı zamanda P_{in} giriş gücünün de maksimum eksi değerine ulaştığı gözlemlenmiştir. Buradan da 0,15-0,35 saniye arasında asenkron makinenin, hız artarken şebekeden güç çektiği, hız azalırken rejeneratif frenlemede yani generatör moduna geçişte hız azalırken şebekeden güç çekmediği, aksine şebekeye güç verdiği anlaşılmaktadır.



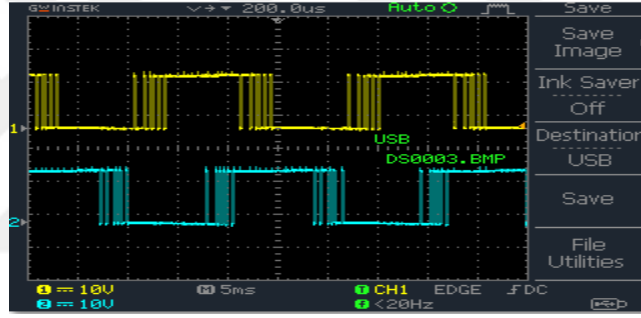
Şekil 4.9. Generatör moduna geçişte w_r hız, i_{abc} faz akımları P_{in} giriş gücünün 0,15-0,35 saniyedeki zamana bağlı değişimi.

4.2. DENEYSEL SONUÇLAR

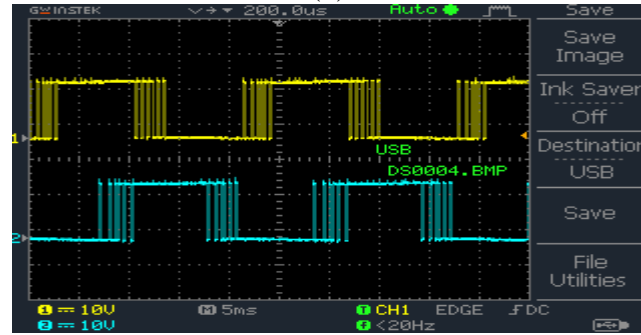
USB bağlantısı üzerinden bilgisayar ile haberleşen TMS320F28335 sayısal işaret işlemcisinde üretilen PWM çıkışları invertere gönderilmektedir. Şekil 4.10'da her bir faza ait PWM'ler gösterilmiştir. PWM şekillerinden anlaşılacağı üzere fazlara ait PWM'ler arasında 120° faz farkı vardır.



(a)



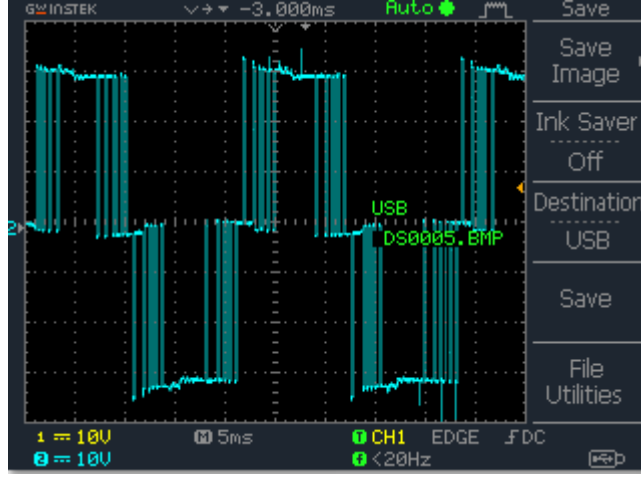
(b)



(c)

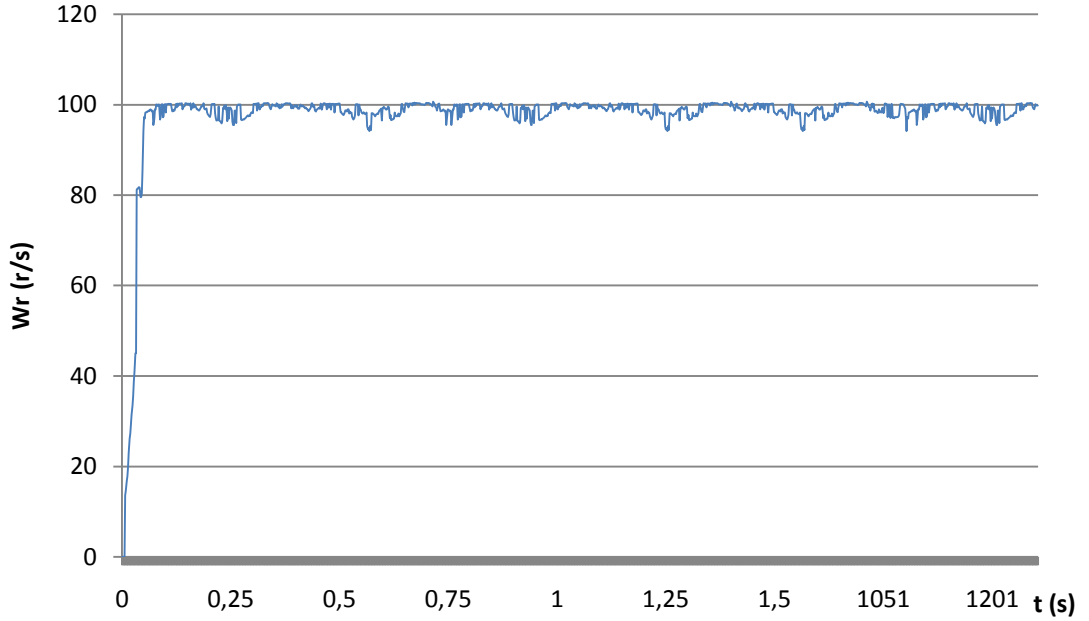
Şekil 4.10 a) a ve b fazlarına ait PWM'ler. b) b ve c fazlarına ait PWM'ler. c) a ve c fazlarına ait PWM'ler.

a ve b fazlarına ait PWM'ler arasındaki faz farkı 120° olduğundan, a veya b fazlarından birisi lojik 1 iken, diğeri lojik 0 olabildiği gibi, ikisi de aynı anda aynı lojik değerde olabildiğinden fazlar arası gerilim şekil 4.11'deki gibi elde edilmiştir.



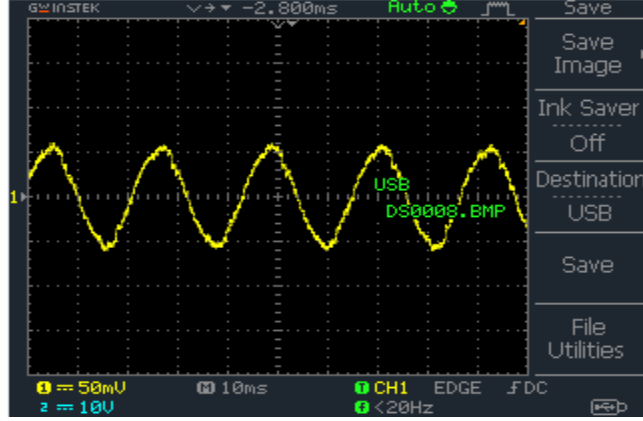
Şekil 4.11. a ve b fazlar arası gerilimin zamana bağlı değişimi (prop çarpanı; x10).

Çalışmada asenkron motorun ulaşması gereken referans hız 100 rad/sn olarak belirlenmiştir. Şekil 4.12’de motor milinden ölçülen hız değerlerinin zamana bağlı değişimleri verilmektedir.

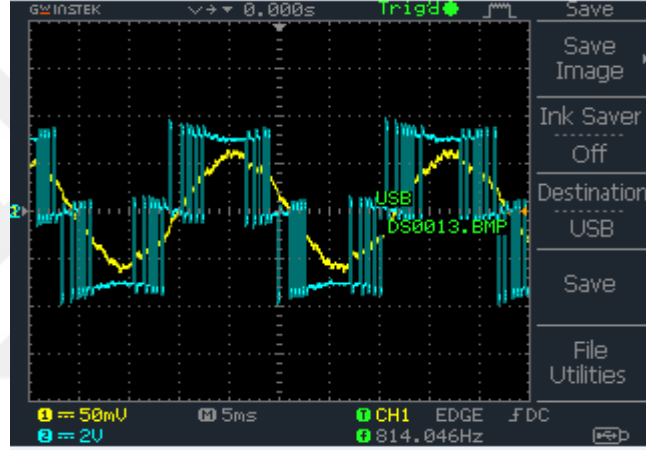


Şekil 4.12. Motor milinden ölçülen hız (w_r) değerlerinin zamana bağlı değişimi.

Şekil 4.13’te, asenkron motorun referans hız değerine ulaştıktan sonraki a fazına ait akımın zamana bağlı değişimi görülmekte şekil 4.14’te ise asenkron motorun referans hız değerine ulaştıktan sonraki a fazına ait akımın ve a-b fazları arasındaki gerilimin zamana bağlı değişimleri birlikte görülmektedir.

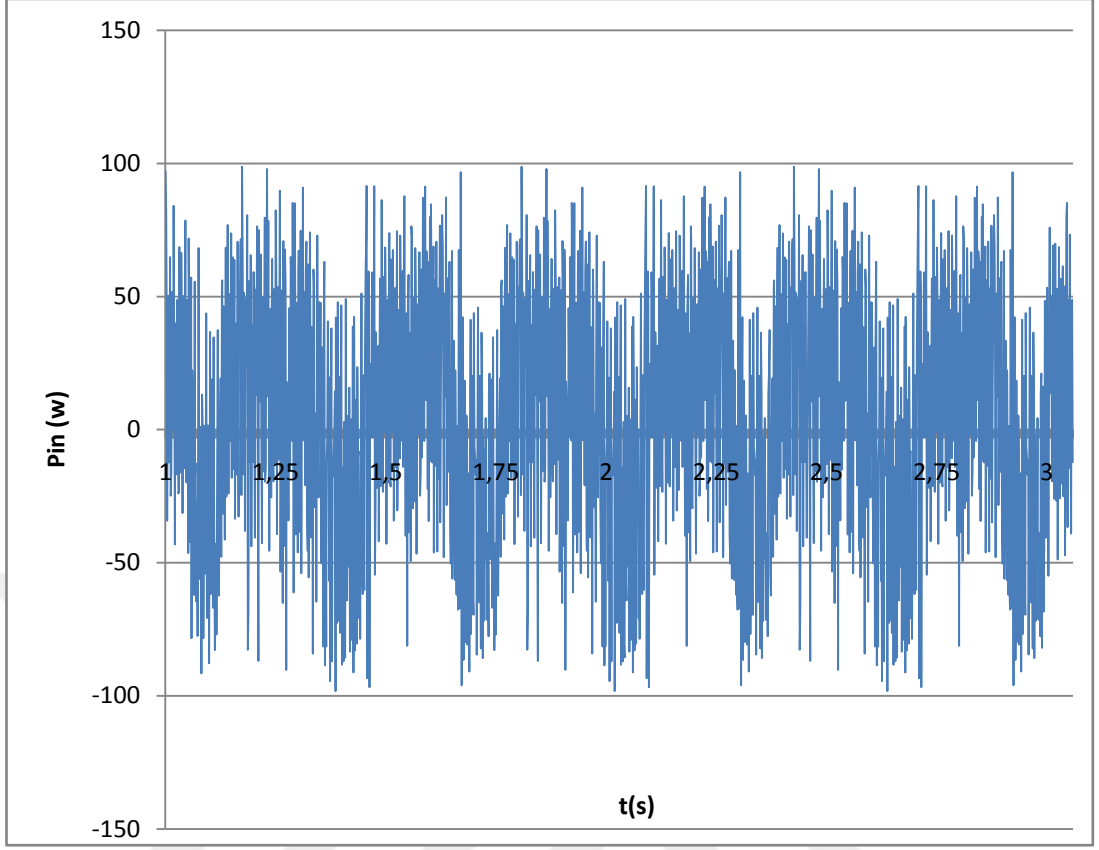


Şekil 4.13. a fazına ait akımın zamana bağlı değişimi (akım prop çarpanı; 100mV 1A).



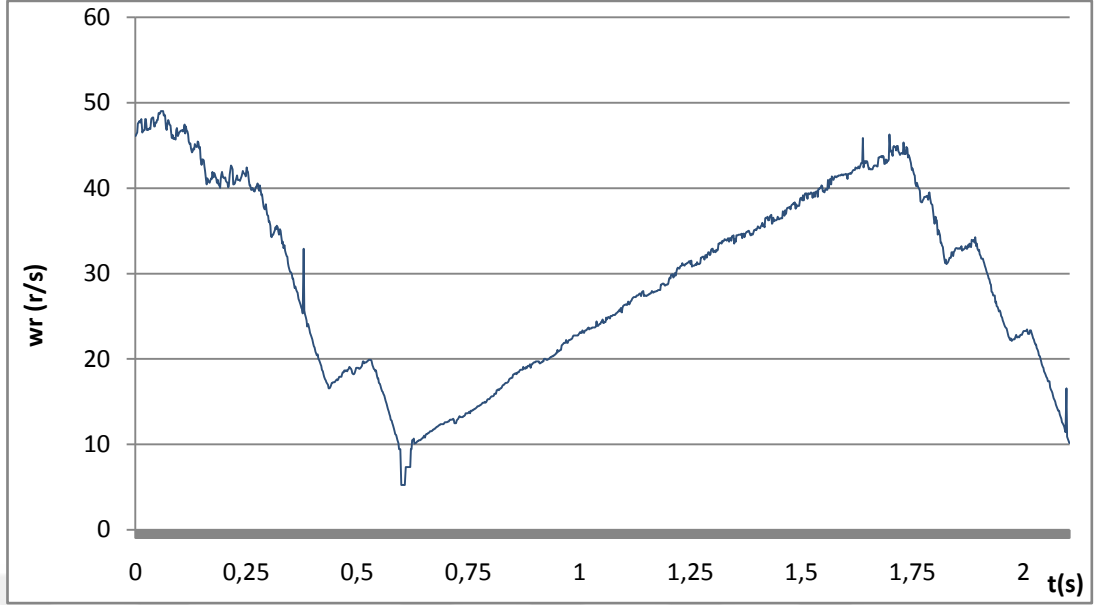
Şekil 4.14. a fazına ait akımın ve a ve b fazlar arası gerilimin zamana bağlı değişim (akım prop çarpanı; 100mV 1A, gerilim prop çarpanı; x10).

Tasarlanan devre üzerinden yapılan uygulama Şekil 4.15'te, asenkron motorun referans hız değerine ulaştıktan sonraki P_{in} giriş gücünün zamana bağlı değişimi gösterilmiştir.



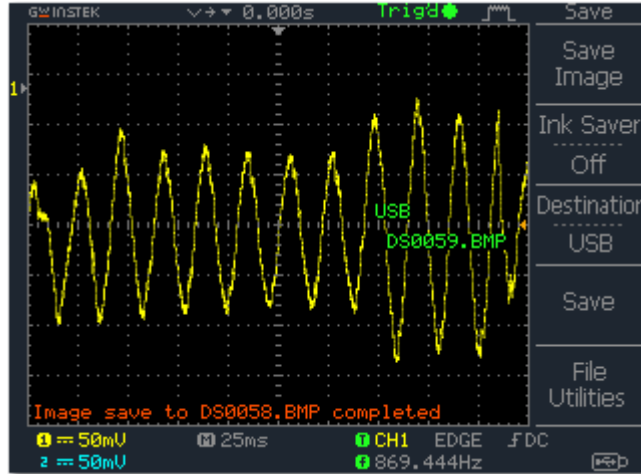
Şekil 4.15. P_{in} giriş gücünün zamana bağlı değişimi.

Asenkron motorun generatör modunda geçişte hızımız 50 rad/sn değerine çıkıp 5 rad/sn değerine inmiştir. Asenkron motorumuz bu değerlere ulaşması için 1,5 saniyelik bir süreye ihtiyaç duymuştur. Şekil 4.16. Generatör moduna geçişte motor milinden ölçülen hız (w_r) değerlerinin zamana bağlı değişimi gösterilmiştir.



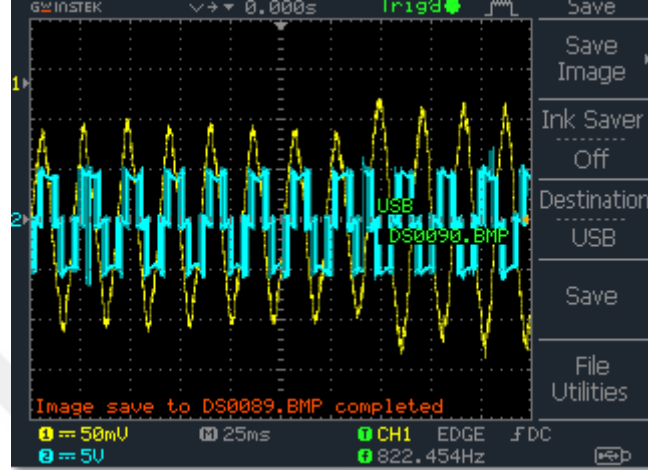
Şekil 4.16. Generatör moduna geçişte motor milinden ölçülen hız (w_r) değerlerin zamana bağlı değişimi.

Asenkron motor çalışması sırasında nominal akım çekerken generatör moduna geçişte akımın şebekeye geri yükleme yaptığı gözlemlenmiştir. Generatör moduna geçişin ilk anında motorun ani frenlemesi gerçekleşip (rejeneratif frenleme) bu esnada akım değerinin nominal akım değerine göre arttığı görülmüştür. Şekil 4.17'de generatör moduna geçişte a fazına ait akımın zamana bağlı değişimi görülmektedir.



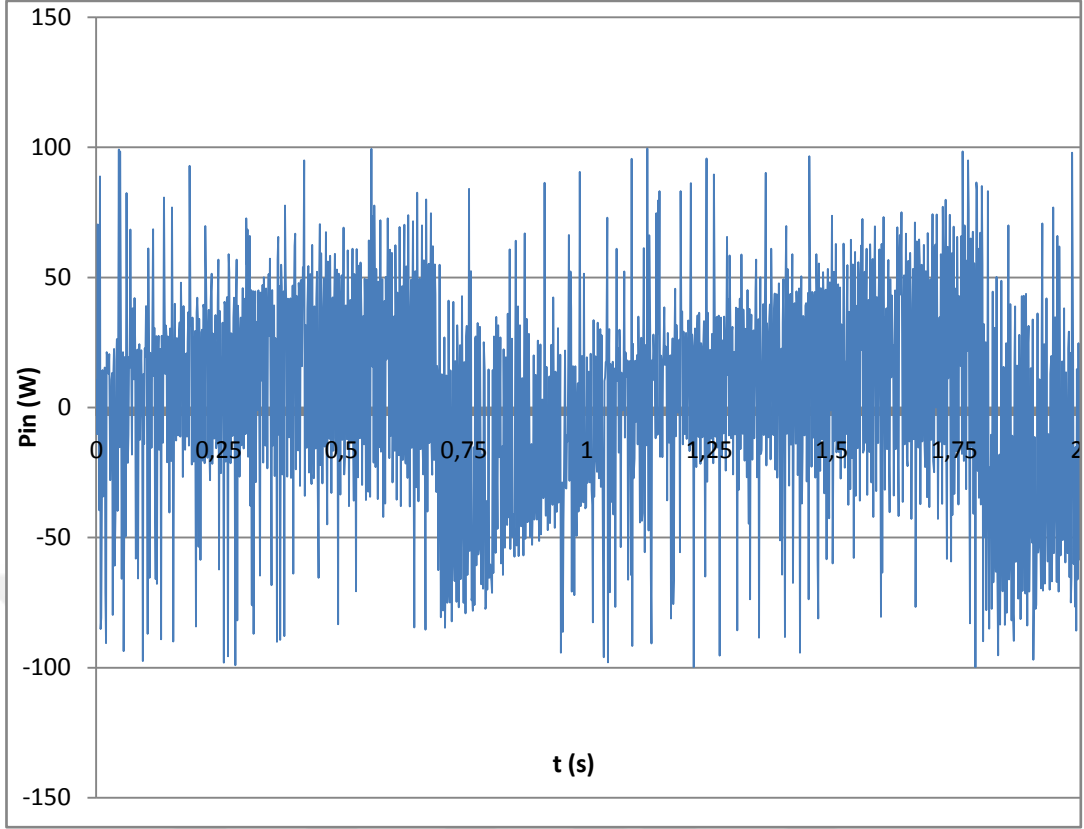
Şekil 4.17. Generatör moduna geçişte a fazına ait akımın zamana bağlı değişimi (akım prop çarpanı;100mV 1A).

Şekil 4.17’de nominal akım değerinden generatör moduna geçiş sırasında daha farklı akım değerine yükselişi gösterilirken şekil 4.18’de ise bu değişime ilaveten fazlar arası gerilimde incelenmiş olup generatör moduna geçişte a fazına ait akımın ve a ve b fazlar arası gerilimin zamana bağlı değişimi gösterilmiştir.



Şekil 4.18. Generatör moduna geçişte a fazına ait akımın ve a ve b fazlar arası gerilimin zamana bağlı değişimi (akım prop çarpanı;100mV 1A, gerilim prop çarpanı; x10).

Asenkron motor, hız artarken şebekeden güç çekiyor rejeneratif frenlemede yani generatör moduna geçişte hız azalırken şebekeden güç çekmiyor, aksine şebekeye güç veriyor. Şekil 4.19’da tasarlanan devre üzerinden yapılan uygulamada generatör moduna geçişte P_{in} giriş gücünün zamana bağlı değişimi gösterilmiştir.



Şekil 4.19. Generatör moduna geçişte P_{in} giriş gücünün zamana bağlı değişimi.

BÖLÜM 5

TARTIŞMA VE SONUÇ

Bu çalışmada sırasında, vektör kontrolü, C ortamında program geliştirme, hız kestirim yöntemleri, inverter modülasyon türleri, simülasyon ortamları gibi incelemeler yapılmış, en uygun olan yöntemlerin seçilmesine dikkat edilmiştir. Sonuç olarak, doğrudan moment kontrol yöntemi ile sürülen bir asenkron motorun hız denetim sisteminin matematiksel modellemesi ve benzetim çalışmaları yapılmış ve değişken hız altında, asenkron motorun sürekli ve geçici durum performansları için, karşılaştırmalı olarak performans analizi yapılmıştır.

Yapılan benzetim çalışmasında verilen hız referans değeri ile motordan elde edilen hız değeri PI hız denetleyicisine uygulanmıştır. Daha sonra, alan yönlendirmeli denetim yöntemi dinamikleri kullanılarak referans d-q akımları bulunmuştur. Değişken yük momentleri altında verilen değişken basamak şeklindeki referans hız değerine karşın rotor hızı grafikleri elde edilmiştir. Ayrıca, d-q eksenleri akımları ve motoru besleyen üç fazlı akımlara ait grafikler de çizdirilmiştir. Bu grafiklerde, referans hızın ve/veya yük momentinin değişiminden kaynaklanan geçici durumlar incelenmiştir. Grafiklerde görüldüğü gibi, vektör kontrolü yönteminin geçici durum davranışlarının yüzde aşma, yükselme ve yerleşme zamanı gibi genel denetim sistemleri performans ölçütleri açısından yüksek performanslı olduğu anlaşılmıştır. Geçici durum anlarındaki motorun hızlanma eğiminin, motorun üretebileceği maksimum moment değerine bağlı olduğu görülmüştür.

Vektör kontrolü yapılan asenkron motor farklı devirlerde çalıştırılmıştır. Asenkron motorun kontrolünde fazlar arası gerilim ve akım değerlerinin hıza bağlı olarak durumları izlenmiş ve ilgili veriler alınmıştır. Kullanılan DSP sayesinde benzetim ile fiziksel motor sürücü arasındaki zaman gecikmesi en aza indirgenerek kontrol işlemi

gerçekleştirilmiştir. Böylece herhangi bir problem DSP ile erken tespit edilmekte ve sistem kendisini kontrol edebilecek tedbirleri alabilmektedir.



KAYNAKLAR

1. Blaschke F., "The principle of field orientation as applied to the new transvektor closed – Loop control system for rotating – Field machines", *IEEE Press*, New York, 217-220 (1981).
2. Krause, P.C., Wasynczuk, O. and Hildebrandt, M.S., "Reference frame analysis of a slip energy recovery system", *1988 IEEE Trans. Energy Conversion*, 3 (2): 404-408 (1988).
3. Liu, C. C., Hwu, C. C. and Feng, Y. F., "Modeling and implementation of a microprocessor-based CSI-fed induction motor drive using field-oriented control", *1989 IEEE Transactions on Industry Applications*, 25 (4): 588-597 (1989).
4. Bose, B. K., "Adjustable speed ac drive-A technology status review", *1982 Proceedings of the IEEE*, 70 (2): 116-135 (1982).
5. Sen, P. C., "Electric motor drives and control past present, and future", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 37 (6): 562-575 (1990).
6. Tang, Y. and Xu, L., "Slip power recovery system stability", *IEEE Industry Application Magazine*, Mayıs 14-20, (1995).
7. Tang, Y. and Xu, L., "Fuzzy logic application for intelligent control of a variable speed drive", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 9 (4):679-685 (1995).
8. Tang, Y. and Xu, L., "Vector control and fuzzy logic control of doubly fed variable speed drives with DSP implementation", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 10 (4): 661-668 (1995).
9. Yongdong, L. I., Jianwen, S. and Baojun, S. I., "Direct torque control of motor for low speed drives considering discrete effects of control and dead-time of inverter", *1997 IEEE Industry Applications Conference*, 781-788 (1997)
10. Bose, B. K. and Patel, N. R., "Quasi fuzzy estimation of stator resistance of induction motor"; *IEEE Transaction on Power Electronics*, 13 (3): 401-409 (1998).
11. Holtz, J., "Sensorless speed and position control of induction motors"; *27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON*, Denver/CO, 29 Kasım – 2 Aralık (2001).
12. Datta, R. and Ranganathan, V. T., "Direct power control of grid connected wound rotor induction machine without rotor position sensor", *IEEE Trans. Power Electronics*, 16 (3): 390-399 (2001).

13. Datta, R. and Ranganathan, V. T., “A simple position sensorless algorithm for rotor-side field-oriented control of wound-rotor induction machine”, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 48 (4): 786-793 (2001).
14. Kim, Y. H., Park, K. S. and Jeong, Y. S., “Comparison of flywheel systems for harmonic compensation based on wound/squirrel-cage rotor type induction motors”, *Electric Power Systems Research*, 64: 189-195 (2003).
15. Poddar, G. and Ranganathan, V. T., “Direct torque and frequency control of doubly inverter fed slip-ring induction motor drive”, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 51 (6): 1329-1337 (2004).
16. Poddar, G. and Ranganathan, V. T., “Sensorless field-oriented control for double inverter fed wound-rotor induction motor drive”, *IEEE Trans. Industrial Electronics*, 51 (5): 1089-1096 (2004).
17. Kesler, S., “Bilezikli asenkron makinaların bilezikleri üzerinden bulanık mantık tabanlı hız denetiminin TMS320F2812 DSP ile gerçekleştirilmesi”, Doktora Tezi, *Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Trabzon, 8-12 (2008).
18. Korkmaz F., ve Korkmaz Y., “Doğrudan moment denetimi yöntemiyle denetlenen asenkron motor ve sabit mıknatıslı senkron motorun performanslarının karşılaştırılması”, *Journal of Polytechnic*, 11 (4): 293-298 (2008).
19. Özçira S., Bekiroğlu N., Şenol İ., ve Ayçiçek E., “Sürekli mıknatıslı senkron motorlarda doğrudan moment kontrolünün incelenmesi ve benzetim çalışmasının gerçekleştirilmesi”, *Emo Bilimsel Dergi*, 2 (3): 1-6 (2012).
20. Ramesh K., Kumar C. İ., and Murali P. B., “Modeling and implementation of vector control for induction motor drive”, *International Journal of Engineering Research and General Science*, 3 (2): 80-91 (2015).
21. Bingöl, O., “Yapay sinir ağı ile modellenen alan yönlendirmeli bir asenkron motorun üç seviyeli evirici ile hız denetimi”, Doktora Tezi, *Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, Ankara (2005).
22. Akın, B., “ State estimation techniques for speed sensorless field oriented control of induction motors”, Yüksek Lisans Tezi, *Orta Doğu Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü*, KKTC (2003).
23. Karabacak, M., Saraçoğlu, B., ve Kesler, M., “Asenkron motorun sinüzoidal darbe genişlik ayarı ile açık çevrim skaler hız denetimi uygulaması”, *Otomatik Kontrol Ulusal Toplantısı*, İstanbul Teknik Üniversitesi, İstanbul, 803-808 (2008).

24. Okumuş H. İ., “Improved direct torque control of induction machine drives”, Doktora Tezi, **Bristol Üniversitesi**, Bristol (2001).
25. Öztürk, M., “Uzay vektör modülasyonu ile asenkron motor kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, **Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, İstanbul, 6-10 (2006).
26. Jansen P. L. and Lorenz R. D., “Observer based direct field orientation: Analysis and comparison of alternative methods”, **IEEE Transactions on Industry Applications**, 30 (4): 945-953 (1994).
27. Chee-Mun., O., “Dynamic simulation of electric machinery”, **Prentice Hall**, New Jersey, 0-13-723785-5. (1998).
28. Peresada, S., Tilli, A., and Tonielli, A., “Theoretical and experimental comparison of indirect field-oriented controllers for induction motors”, **IEEE Transactions on Power Electronics**, 18 (1): 151-163 (2003).
29. Poyraz, G., “Üç fazlı asenkron motorun skaler ve vektörel hız denetimi” , Yüksek Lisans Tezi, **Düzce Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Düzce, (2011).
30. Behera P. K., Behera M. K., and Sahoo K. A., “Comparative analysis of scalar & vector control of Induction motor through Modeling & Simulation”, **International Journal of Innovative Research in Electrical, Electronics, Instrumentation and Control Engineering**, 2 (4): 1340-1344 (2014).
31. Depenbrock M., “Direct self control (DSC) of inverter-fed induction machine”, **IEEE Transactions on Power Electronics**, 3 (4): 420-429 (1992).
32. Takahashi I., and Noguchi T., “A new Quick-Response and High-Efficiency control strategy of an induction motor”, **IEEE Transactions on Industry Applications**, 22 (5): 820-827 (1986).
33. Rahideh, A. Karimi, M. Shakeri, A. and Azadi, M., “High performance direct torque control of a PMSM using fuzzy logic and genetic algorithm”, **Electric Machines & Drives Conference**, Antalya, 932-937 (2007).
34. Çelik, H., “Uzay vektör darbe genişlik modülasyonu ile üç fazlı asenkron motorun hız kontrolü”, Yüksek Lisans Tezi, **Firat Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Elazığ (2004).
35. Bose, B. K., “Modern Power Electronics and AC Drives”, **Prentice-Hall PTR**, Upper Saddle River, NJ (2002).
36. Lorenz, R. D., Lipo, T. A. and Novotny, D. W., “Motion control with induction motor” **Proc. of IEEE**, 82:1215-1240 (1994).

37. Krause P. C., Wasynczuk O. and Sudhoff S. D., "Analysis of electric machinery and drive systems" **Wiley-IEEE Press** (2002).
38. Doncker, R. D. and Novotny, D. W., "The universal field oriented controller", **IEEE Transactions on Industry Applications**, 30 (1): 92-100 (1994).
39. Ertürk, İ., "Asenkron motorun sayısal işaret işleyici tabanlı vektör kontrolü", Yüksek Lisans Tezi, **Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Konya, (2006).
40. Gabriel, R., Leonhard, W. and Nordby, C., "Field oriented control of standard AC motor using microprocessor", **IEEE Transactions on Industry Applications**, 16 (2): 186-192 (1980).
41. Pydiraju, G., and Daivaasirvadam, M., "Sensorless speed control of induction motor using MRAS", **International Journal of Recent Technology and Engineering**, 1 (5): 31-35 (2012).
42. Boldea, I. and Nasar, S. A., "Vector Control of AC Drives", **CRC Press**, (1992).
43. Negadi, K., Abdellah, M., and Kourek, R., "Hardware Implementation of vector control of induction motor drive without speed encoder using an adaptive luenberger based MRAS observer", **Leonardo Electronic Journal of Practices and Technologies**, 20: 99-114 (2012).
44. Jun, H. and Bin, W., "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range" **IEEE Trans. On Industrial Electronic**, 13 (5): 969-977 (1998)
45. Yong, L., and Howe, D., "Direct torque control of brushless dc drives with reduced torque ripple" **IEEE Transactions on Industry Applications**, 41 (2): 599-608 (2005).
46. Kang, J. and Sul, S., "Analysis and prediction of inverter switching frequency in direct torque control of induction machine based on hysteresis bands and machine parameters", **IEEE Trans. On Industrial Electronic**, 48 (3): 545-553 (2001) .
47. Aktaş, M., "TMS320C6711 DSP Tabanlı hız sensörsüz doğrudan moment kontrollü asenkron motor sürücü", Doktora Tezi, **Karadeniz Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü**, Trabzon (2006).
48. Tuncer S., "Çok seviyeli evirici beslemeli asenkron motor için yüksek performanslı vektör denetim stratejisi" **Gazi Üniversitesi Müh. Mim. Fak. Der.**, 30 (1): 119-130 (2015).
49. Chourasia A., Srivastava V., Choudhary A., and Praliya S., "Comparasion study of vector control of induction motor using rotor flux estimation by two different

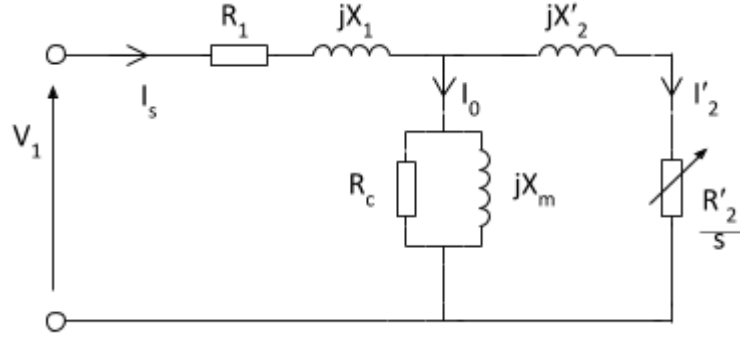
methods”, *International Journal of Electronic and Electrical Engineering*, 7 (3): 201-206 (2014).

50. Korkmaz F., Topaloğlu İ., and Mamur H., “Fuzzy logic based direct torque control of induction motor with space vector modulation”, *International Journal on Soft Computing, Artificial Intelligence and Applications*, 2 (5): 31-40 (2013).



EK AÇIKLAMALAR A.

ASENKRON MOTOR EŞDEĞER DEVRESİ



Şekil EK A.1. Asenkron motor eşdeğer devresi.



EK AÇIKLAMALAR B.

ASENKRON MOTOR PARAMETRELERİ

Çizelge EK B.1. Asenkron motor parametreleri.

Stator direnci	$R_s=10.8 \Omega$
Stator tarafına indirgenmiş rotor direnci	$R_r' = 7.5795 \Omega$
Stator kaçak endüktansı	$L_{sl}=27.9 \text{ mH}$
Stator tarafına indirgenmiş rotor kaçak endüktansı	$L_{rl}' = 41.691 \text{ mH}$
Ortak endüktans	$L_m=317.8 \text{ mH}$
Kutup sayısı	$p=4$
Eylemsizlik momenti	$J=0.001 \text{ kg.m}^2$
Viskos sürtünme katsayısı	$B=0.0001 \text{ N.m.s}$
Güç	180W



EK AÇIKLAMALAR C.

GİRİŞ VERİLERİ

MOTOR PARAMETRELERİ

Rs=10.8; M=0.3187; Ls=0.0279+M; Lr=0.041691+M; Rr=7.5795; np=4; Ji=0.001;

Bf=0.0001; Udc=300; % DC hat voltajı

btu=Lr/(Lr*Ls-M^2); M2_Lr=M^2/Lr; M_Lr=M/Lr; a33=Rr/Lr;

gm1=3*np*M/2/Ji/Lr; gm2=Bf/Ji; gm3=1/Ji;

gm1_M_Ji=gm1*M*Ji; gm1Ji=gm1*Ji;

anahtar_katsayi_matrisi=[1/3 -1/6 -1/6;0 sqrt(3)/6 -sqrt(3)/6];

sigma=1-(M^2/(Ls*Lr)); % kaçak faktörü old_error=0;

% SİMÜLASYON PARAMETRELERİ

dt=0.0001; tf=0.6; dT=10*dt; bir_dt=1/dt; hata_int=0; inte=0;

% KONTROL PARAMETERS

%Kp_hiz=8; Ki_hiz_dt=200*dt; trq_max=300; trq_min=-300;

Kp_hiz=1.5; Ki_hiz_dt=10*dt; err_torque_hys=0.1; err_flux_hys=0.002;

Flux_ref=0.8; tf=tf-1e-5; lngth=ceil(tf/dt)+1;

t=zeros(lngth,1); wr=t; id=t; iq=t; wr1=t; id1=t; iq1=t; Te1=t; psd1=t; psq1=t; Rs1=t;

Pa=t; Pa1=t;

%Rs1(1)=Rs;

pd=t; pq=t; pd1=t; pq1=t; vd=t; vq=t; ws=t;

pd1(1)=0.01;

pq1(1)=0.01;

th=t; TL=t; wg=0;

trq_int=0; im_int=0; it_int=0;

i=1; %j=0;

xa=[id(i);iq(i);pd(i);pq(i);wr(i)];

wer_int=0; trq_ref=0;

psd=t; psq=t;

flux_d=1;

torque_d1=0; torque_d2=0;

Te=t;

vdn=vd(i); vqn=vq(i);



EK AÇIKLAMALAR D.

MOTOR DİNAMİK DENKLEM SİMÜLASYONLARI


```

while t(i)<tf,
wrf(i)=100;
    if t(i)<=0.1
        wrf(i)=100*(t(i)/0.1);
    end
    if t(i)>0.1 && t(i)<=0.2
        wrf(i)=100;
    end
    if t(i)>0.2 && t(i)<=0.3
        wrf(i)=100*((0.3-t(i))/0.1);
    end
    if t(i)>0.3 && t(i)<=0.4
        wrf(i)=100*((0.3-t(i))/0.1);
    end
    if t(i)>0.4 && t(i)<=0.5
        wrf(i)=-100;
    end
    if t(i)>0.5 && t(i)<=0.6
        wrf(i)=100*((t(i)-0.6)/0.1);
    end
    ip=i+1; t(ip)=t(i)+dt;
    TL(ip)=0;%10*sign(sin(10*t(ip)));
    th(ip)=th(i)+(ws(i)-wg)*dt;
    if th(ip)>2*pi, th(ip)=th(ip)-2*pi; end,
    if th(ip)<-2*pi, th(ip)=th(ip)+2*pi; end,
    % Elektromekanik moment tahmini
    Te(i)=1.5*np*(psd(i)*iq(i)-psq(i)*id(i));
    Te1(i)=1.5*np*(psd(i)*iq(i)-psq(i)*id(i));
    % id'nin türev denklem çözümü için Runge Kutta
    id_turev=btu*(vdn-
(Rs+M2_Lr*a33)*id(i)+M_Lr*(a33*pd1(i)+wr(i)*pq1(i))+wg*iq(i);

```

A_id=id_turev*dt; % 1.adım

id_yeni_1=id(i)+A_id/2;

id_turev_yeni_1=btu*(vsn-

(Rs+M2_Lr*a33)*id_yeni_1+M_Lr*(a33*pd1(i)+wr(i)*pq1(i))+wg*iq(i);

B_id=id_turev_yeni_1*dt; % 2.adım

id_yeni_2=id(i)+B_id/2;

id_turev_yeni_2=btu*(vsn-

(Rs+M2_Lr*a33)*id_yeni_2+M_Lr*(a33*pd1(i)+wr(i)*pq1(i))+wg*iq(i);

C_id=id_turev_yeni_2*dt; % 3.adım

id_yeni_3=id(i)+C_id;

id_turev_yeni_3=btu*(vsn-

(Rs+M2_Lr*a33)*id_yeni_3+M_Lr*(a33*pd1(i)+wr(i)*pq1(i))+wg*iq(i);

D_id=id_turev_yeni_3*dt; % 4.adım

id(i+1)=id(i)+(A_id+2*B_id+2*C_id+D_id)/6;

% iq'nın türev denklem çözümü için Runge Kutta

iq_turev=btu*(vsn-(Rs+M2_Lr*a33)*iq(i)+M_Lr*(a33*pq1(i)-wr(i)*pd1(i)))-wg*id(i);

A_iq=iq_turev*dt; % 1.adım

iq_yeni_1=iq(i)+A_iq/2;

iq_turev_yeni_1=btu*(vsn-(Rs+M2_Lr*a33)*iq_yeni_1+M_Lr*(a33*pq1(i)-wr(i)*pd1(i)))-wg*id(i);

B_iq=iq_turev_yeni_1*dt; % 2.adım

iq_yeni_2=iq(i)+B_iq/2;

iq_turev_yeni_2=btu*(vsn-(Rs+M2_Lr*a33)*iq_yeni_2+M_Lr*(a33*pq1(i)-wr(i)*pd1(i)))-wg*id(i);

C_iq=iq_turev_yeni_2*dt; % 3.adım

iq_yeni_3=iq(i)+C_iq;

iq_turev_yeni_3=btu*(vsn-(Rs+M2_Lr*a33)*iq_yeni_3+M_Lr*(a33*pq1(i)-wr(i)*pd1(i)))-wg*id(i);

D_iq=iq_turev_yeni_3*dt; % 4.adım

iq(i+1)=iq(i)+(A_iq+2*B_iq+2*C_iq+D_iq)/6;

% id1'nın türev denklem çözümü için Runge Kutta

$id1_turev=btu*(vdn)$
 $(Rs+M2_Lr*a33)*id1(i)+M_Lr*(a33*pd(i)+wr1(i)*pq(i))+wg*iq1(i);$
 $A_id1=id1_turev*dt; \% 1.adım$
 $id1_yeni_1=id1(i)+A_id1/2;$
 $id1_turev_yeni_1=btu*(vdn-$
 $(Rs+M2_Lr*a33)*id1_yeni_1+M_Lr*(a33*pd(i)+wr1(i)*pq(i))+wg*iq1(i);$
 $B_id1=id1_turev_yeni_1*dt; \% 2.adım$
 $id1_yeni_2=id1(i)+B_id1/2;$
 $id1_turev_yeni_2=btu*(vdn-$
 $(Rs+M2_Lr*a33)*id1_yeni_2+M_Lr*(a33*pd(i)+wr1(i)*pq(i))+wg*iq1(i);$
 $C_id1=id1_turev_yeni_2*dt; \% 3.adım$
 $id1_yeni_3=id1(i)+C_id1;$
 $id1_turev_yeni_3=btu*(vdn-$
 $(Rs+M2_Lr*a33)*id1_yeni_3+M_Lr*(a33*pd(i)+wr1(i)*pq(i))+wg*iq1(i);$
 $D_id1=id1_turev_yeni_3*dt; \% 4.adım$
 $id1(i+1)=id1(i)+(A_id1+2*B_id1+2*C_id1+D_id1)/6;$
 % iq'nın türev denklem çözümü için Runge Kutta
 $iq1_turev=btu*(vqn-(Rs+M2_Lr*a33)*iq1(i)+M_Lr*(a33*pq(i)-wr1(i)*pd(i))-$
 $wg*id1(i);$
 $A_iq1=iq1_turev*dt; \% 1.adım$
 $iq1_yeni_1=iq1(i)+A_iq1/2;$
 $iq1_turev_yeni_1=btu*(vqn-(Rs+M2_Lr*a33)*iq1_yeni_1+M_Lr*(a33*pq(i)-$
 $wr1(i)*pd(i))-wg*id1(i);$
 $B_iq1=iq1_turev_yeni_1*dt; \% 2.adım$
 $iq1_yeni_2=iq1(i)+B_iq1/2;$
 $iq1_turev_yeni_2=btu*(vqn-(Rs+M2_Lr*a33)*iq1_yeni_2+M_Lr*(a33*pq(i)-$
 $wr1(i)*pd(i))-wg*id1(i);$
 $C_iq1=iq1_turev_yeni_2*dt; \% 3.adım$
 $iq1_yeni_3=iq1(i)+C_id1;$
 $iq1_turev_yeni_3=btu*(vqn-(Rs+M2_Lr*a33)*iq1_yeni_3+M_Lr*(a33*pq(i)-$
 $wr1(i)*pd(i))-wg*id1(i);$

```

D_iq1=iq1_turev_yeni_3*dt; % 4.adım
iq1(i+1)=iq1(i)+(A_iq1+2*B_iq1+2*C_iq1+D_iq1)/6;
% pd'nin türev denklem çözümü için Runge Kutta
pd_turev=a33*(M*id(i)-pd(i))+(wg-wr(i))*pq(i);
A_pd=pd_turev*dt; % 1.adım
pd_yeni_1=pd(i)+A_pd/2;
pd_turev_yeni_1=a33*(M*id(i)-pd_yeni_1)+(wg-wr(i))*pq(i);
B_pd=pd_turev_yeni_1*dt; % 2.adım
pd_yeni_2=pd(i)+B_pd/2;
pd_turev_yeni_2=a33*(M*id(i)-pd_yeni_2)+(wg-wr(i))*pq(i);
C_pd=pd_turev_yeni_2*dt; % 3.adım
pd_yeni_3=pd(i)+C_pd;
pd_turev_yeni_3=a33*(M*id(i)-pd_yeni_3)+(wg-wr(i))*pq(i);
D_pd=pd_turev_yeni_3*dt; % 4.adım
pd(i+1)=pd(i)+(A_pd+2*B_pd+2*C_pd+D_pd)/6;
% pq'nın türev denklem çözümü için Runge Kutta
pq_turev=a33*(M*iq(i)-pq(i))-(wg-wr(i))*pd(i);
A_pq=pq_turev*dt; % 1.adım
pq_yeni_1=pq(i)+A_pq/2;
pq_turev_yeni_1=a33*(M*iq(i)-pq_yeni_1)-(wg-wr(i))*pd(i);
B_pq=pq_turev_yeni_1*dt; % 2.adım
pq_yeni_2=pq(i)+B_pq/2;
pq_turev_yeni_2=a33*(M*iq(i)-pq_yeni_2)-(wg-wr(i))*pd(i);
C_pq=pq_turev_yeni_2*dt; % 3.adım
pq_yeni_3=pq(i)+C_pq;
pq_turev_yeni_3=a33*(M*iq(i)-pq_yeni_3)-(wg-wr(i))*pd(i);
D_pq=pq_turev_yeni_3*dt; % 4.adım
pq(i+1)=pq(i)+(A_pq+2*B_pq+2*C_pq+D_pq)/6;
% 'nin türev denklem çözümü için Runge Kutta
wr_turev=(Te(i)-TL(i))/Ji-(Bf/Ji)*wr(i);
A_wr=wr_turev*dt; % 1.adım

```

```

wr_yeni_1=wr(i)+A_wr/2;
wr_turev_yeni_1=(Te(i)-TL(i))/Ji-(Bf/Ji)*wr_yeni_1;
B_wr=wr_turev_yeni_1*dt; % 2.adım
wr_yeni_2=wr(i)+B_wr/2;
wr_turev_yeni_2=(Te(i)-TL(i))/Ji-(Bf/Ji)*wr_yeni_2;
C_wr=wr_turev_yeni_2*dt; % 3.adım
wr_yeni_3=wr(i)+C_wr;
wr_turev_yeni_3=(Te(i)-TL(i))/Ji-(Bf/Ji)*wr_yeni_3;
D_wr=wr_turev_yeni_3*dt; % 4.adım
wr(i+1)=wr(i)+(A_wr+2*B_wr+2*C_wr+D_wr)/6;
pd1(i+1)=pd1(i)+(Lr/M)*(vdn-Rs*id(i)-sigma*Lv*((id(i+1)-id(i))/dt))*dt;
pq1(i+1)=pq1(i)+(Lr/M)*(vqn-Rs*iq(i)-sigma*Lv*((iq(i+1)-iq(i))/dt))*dt;
    % VEKTÖR KONTROL
    sn_th=sin(th(i)); cs_th=cos(th(i));TLe=TL(i);
psd(ip)=(Lv-(M^2/Lr))*id(ip)+(M/Lr)*pd(ip);
psq(ip)=(Lv-(M^2/Lr))*iq(ip)+(M/Lr)*pq(ip);
Pa(i)=vd(i)*id(i)+vq(i)*iq(i);
Pa1(i)=Rs1(i)*(id(i)^2+iq(i)^2)+id(i)*(psd(i+1)-psd(i))/dt+iq(i)*(psq(i+1)-psq(i))/dt;
error=Pa(i)-Pa1(i);
ora=0.00251*error;
inte=inte+0.00281*error*dt;
%turev=0.10*(error-old_error)/dt;
Rs1(i)=ora+inte;
psd1(ip)=psd1(i)+(vd(i)-Rs1(i)*id(i))*dt;
psq1(ip)=psq1(i)+(vq(i)-Rs1(i)*iq(i))*dt;
old_error=error;
% HIZ TAHMİNİ
wr1(i+1)=(pd1(i)*(pq1(i+1)-pq1(i))/dt-pq1(i)*(pd1(i+1)-
pd1(i))/dt)/(pd1(i)^2+pq1(i)^2)-((M*Rr)/Lr)*(pd1(i)*iq(i)-
pq1(i)*id(i))/(pd1(i)^2+pq1(i)^2);

```



EK AÇIKLAMALAR E.

VEKTÖREL KONTROL ALGORİTMASI

```

% Sektör bul
sektor=floor( (atan2(psq(i),psd(i))+pi/6 )*3/pi)+1;
if sektor < 1, sektor=sektor+6; end,
if sektor > 6, sektor=sektor-6; end, % 1<=sektor<=6 yaptık
akimsektor=floor( (atan2(iq(i),id(i))+pi/6 )*3/pi)+1;
if akimsektor < 1, akimsektor=akimsektor+6; end,
if akimsektor > 6, akimsektor=akimsektor-6; end, % 1<=akimsektor<=6 yaptık
% Elektromekanik moment tahmini
wer=wrf(i)-wr(i);
wer_int=wer_int+Ki_hiz_dt*wer; oransal=Kp_hiz*wer;
trq_ref=oransal+wer_int;
if trq_ref > trq_max, trq_ref=trq_max; end
if trq_ref < trq_min, trq_ref=trq_min; end
wer_int=trq_ref-oransal;
% moment histerezis kontrolü
trq_er=trq_ref-Te1(i);
if trq_er > err_torque_hys, torque_d1=1; end
if trq_er < 0, torque_d1=0; end
if trq_er > 0, torque_d2=0; end
if trq_er < -err_torque_hys, torque_d2=-1; end
torque_d=torque_d1+torque_d2;
% Flux histerezis kontrolü
Flux_er=Flux_ref-sqrt(psd(i)^2+psq(i)^2);
if Flux_er > err_flux_hys, flux_d=1; end
if Flux_er < -err_flux_hys, flux_d=-1; end
switch sektor,
case 1,
switch torque_d,
case 1, % moment artmalı
sABC = (flux_d==1)*[1;1;-1] + (flux_d==-1)*[-1;1;-1]; % v2 ya da v3
case 0, % moment sabit kaMali

```

```

        sABC = (flux_d==1)*[1;1;1] + (flux_d==-1)*[-1;-1;-1]; % v7 ya da v0
    case -1, % moment azaMali
        sABC = (flux_d==1)*[1;-1;1] + (flux_d==-1)*[-1;-1;1]; % v6 ya da v5
    end
case 2,
switch torque_d,
    case 1, % moment artmali
        sABC = (flux_d==1)*[-1;1;-1] + (flux_d==-1)*[-1;1;1]; % v3 ya da v4
    case 0, % moment sabit kaMali
        sABC = (flux_d==1)*[-1;-1;-1] + (flux_d==-1)*[1;1;1]; % v0 ya da v7
    case -1, % moment azaMali
        sABC = (flux_d==1)*[1;-1;-1] + (flux_d==-1)*[1;-1;1]; % v1 ya da v6
    end
case 3,
switch torque_d,
    case 1, % moment artmali
        sABC = (flux_d==1)*[-1;1;1] + (flux_d==-1)*[-1;-1;1]; % v4 ya da v5
    case 0, % moment sabit kaMali
        sABC = (flux_d==1)*[1;1;1] + (flux_d==-1)*[-1;-1;-1]; % v7 ya da v0
    case -1, % moment azaMali
        sABC = (flux_d==1)*[1;1;-1] + (flux_d==-1)*[1;-1;-1]; % v2 ya da v1
    end
case 4,
switch torque_d,
    case 1, % moment artmali
        sABC = (flux_d==1)*[-1;-1;1] + (flux_d==-1)*[1;-1;1]; % v5 ya da v6
    case 0, % moment sabit kaMali
        sABC = (flux_d==1)*[-1;-1;-1] + (flux_d==-1)*[1;1;1]; % v0 ya da v7
    case -1, % moment azaMali
        sABC = (flux_d==1)*[-1;1;-1] + (flux_d==-1)*[1;1;-1]; % v3 ya da v2
    end

```



```

case 5,
    switch torque_d,
        case 1, % moment artmali
            sABC = (flux_d==1)*[1;-1;1] + (flux_d==-1)*[1;-1;-1]; % v6 ya da v1
        case 0, % moment sabit kaMali
            sABC = (flux_d==1)*[1;1;1] + (flux_d==-1)*[-1;-1;-1]; % v7 ya da v0
        case -1, % moment azaMali
            sABC = (flux_d==1)*[-1;1;1] + (flux_d==-1)*[-1;1;-1]; % v4 ya da v3
    end
case 6,
    switch torque_d,
        case 1, % moment artmali
            sABC = (flux_d==1)*[1;-1;-1] + (flux_d==-1)*[1;1;-1]; % v1 ya da v2
        case 0, % moment sabit kaMali
            sABC = (flux_d==1)*[-1;-1;-1] + (flux_d==-1)*[1;1;1]; % v0 ya da v7
        case -1, % moment azaMali
            sABC = (flux_d==1)*[-1;-1;1] + (flux_d==-1)*[-1;1;1]; % v5 ya da v4
    end
end
vdq = anahtar_katsayi_matrisi*sABC*Udc;
vd(ip)=vdq(1); vq(ip)=vdq(2);
    vdn=vd(ip); vqn=vq(ip);
    wg=0;
    i=ip;
end

```



EK AÇIKLAMALAR F.

GRAFİKLERİN ÇİZDİRİLMESİ

```
figure(1),plot(t,wrf,'r',t,wr,'b','Linewidth',2); grid;
xlabel('t(s)');
ylabel('w(rad/s)');
title('gerçek hiz');
legend('wref','wr');
figure(2),plot(psd,psq,'Linewidth',2); grid;
xlabel('fisD');
ylabel('fisQ');
title('stator aki lokusu');
figure(3),plot(t,id,'r',t,iq,'b','Linewidth',2); grid;
xlabel('t(s)');
ylabel('ldq(A)');
title('d-q ekseni stator akimlari');
legend('isd','isq');
figure(4),plot(t,isa,t,isb,t,isc); grid;
legend('isa','isb','isc');
figure(10),plot(t,pin); grid;
xlabel('t(s)');
ylabel('Pin(w)');
title('giriş gücü');
```



EK AÇIKLAMALAR G.

DSP PROGRAM AYARLARI

```

#include "DSP2833x_Device.h"
#include "IQmathLib.h"
#include <stdio.h>
#include <math.h>
extern void InitSysCtrl(void);
extern void InitPieCtrl(void);
extern void InitPieVectTable(void);
extern void InitCpuTimers(void);
extern void ConfigCpuTimer(struct CPUTIMER_VARS *, float, float);
extern void display_ADC(unsigned int);
void Gpio_select(void);
void Setup_eCAP1(void);
interrupt void cpu_timer0_isr(void);
interrupt void adc_isr(void);
interrupt void eCAP1_isr(void);
interrupt void eCAP2_isr(void);
extern void InitAdc(void);
void delay_loop(long );
void Gpio_select(void);
void Setup_eCAP1(void);
void main(void)
{
    InitSysCtrl();
    EALLOW;
    SysCtrlRegs.WDCR= 0x00AF;
    EDIS;
    DINT;
    hesapla();
    Gpio_select();
    Setup_eCAP1();
    InitPieCtrl();

```

```

InitPieVectTable();
InitAdc();
AdcRegs.ADCTRL1.all = 0;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.ACQ_PS = 7;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.SEQ_CASC = 1;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CPS = 0;
AdcRegs.ADCTRL1.bit.CONT_RUN = 0;
AdcRegs.ADCTRL2.all = 0;
AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_ENA_SEQ1 = 1;
AdcRegs.ADCTRL2.bit.EPWM_SOCA_SEQ1 = 1;
AdcRegs.ADCTRL2.bit.INT_MOD_SEQ1 = 0;
AdcRegs.ADCTRL3.bit.ADCCLKPS = 3;
AdcRegs.ADCMAXCONV.all = 0x0001;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV00 = 0;
AdcRegs.ADCCHSELSEQ1.bit.CONV01 = 1;
EALLOW;
PieVectTable.TINT0 = &cpu_timer0_isr;
PieVectTable.ADCINT = &adc_isr;
PieVectTable.ECAP1_INT = &eCAP1_isr;
PieVectTable.ECAP2_INT = &eCAP2_isr;
EDIS;
InitCpuTimers();
ConfigCpuTimer(&CpuTimer0, 150, 200);
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx7 = 1;
PieCtrlRegs.PIEIER1.bit.INTx6 = 1;
PieCtrlRegs.PIEIER4.bit.INTx1 = 1;
PieCtrlRegs.PIEIER4.bit.INTx2 = 1;
IER |= 0x0009;
EINT;
ERTM;

```

```

void Gpio_select(void)
{
    EALLOW;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX1.all = 0;           // GPIO15 ... GPIO0 = General
Purpose I/O
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.all = 0;           // GPIO31 ... GPIO16 = General
Purpose I/O
    GpioCtrlRegs.GPBMUX1.all = 0;           // GPIO47 ... GPIO32 = General
Purpose I/O
    GpioCtrlRegs.GPBMUX2.all = 0;           // GPIO63 ... GPIO48 = General
Purpose I/O
    GpioCtrlRegs.GPCMUX1.all = 0;           // GPIO79 ... GPIO64 = General
Purpose I/O
    GpioCtrlRegs.GPCMUX2.all = 0;           // GPIO87 ... GPIO80 = General
Purpose I/O
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO20= 1;
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO24= 1;    // eCAP1 active
    GpioCtrlRegs.GPAMUX2.bit.GPIO25= 1;
    GpioCtrlRegs.GPADIR.all = 0;
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO0 = 1; // peripheral explorer: LED LD1 at GPIO9
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO1 = 1; // peripheral explorer: LED LD2 at
GPIO11
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO2 = 1; // ciftler high, tekler low
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO3 = 1;
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO4 = 1;
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO5 = 1;
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO6 = 1;
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO7 = 1;
    GpioCtrlRegs.GPADIR.bit.GPIO9 = 1;
    GpioCtrlRegs.GPBDIR.all = 0;           // GPIO63-32 as inputs
    GpioCtrlRegs.GPCDIR.all = 0;           // GPIO87-64 as inputs

```

```
EDIS;
```

```
void Setup_eCAP1(void)
```

```
{
```

```
    ECap1Regs.ECEINT.all = 0;
```

```
    ECap1Regs.ECCTL1.bit.CAPLDEN = 0;
```

```
    ECap1Regs.ECCTL2.bit.TSCTRSTOP = 0;
```

```
    ECap1Regs.TSCTR = 0;
```

```
    ECap1Regs.CTRPHS = 0;
```

```
    ECap1Regs.ECCTL2.all = 0x0096;
```

```
    ECap2Regs.ECEINT.all = 0;
```

```
    ECap2Regs.ECCTL1.bit.CAPLDEN = 0;
```

```
    ECap2Regs.ECCTL2.bit.TSCTRSTOP = 0;
```

```
    ECap2Regs.TSCTR = 0;
```

```
    ECap2Regs.CTRPHS = 0;
```

```
    ECap2Regs.ECCTL2.all = 0x0096;
```

```
    ECap2Regs.ECEINT.all = 0x0008;
```

```
}
```

```
interrupt void cpu_timer0_isr(void)
```

```
{
```

```
    CpuTimer0.InterruptCount++;
```

```
    EALLOW;
```

```
    SysCtrlRegs.WDKEY = 0xAA;
```

```
    EDIS;
```

```
}
```


EK AÇIKLAMALAR H.

**UYGULAMADA KULLANILAN TMS320F28335 PİNLERİN
FONKSİYONLARI**

GPIO75/XD4	132	GPIO30/CANRX/A18	1
GPIO76/XD5	131	GPIO28/SCITXD/A19	2
GPIO77/XD6	130	VDD1	3
GPIO78/XD7	129	VDD2	4
GPIO79/XD8	128	VDD3	5
GPIO79/XD9	127	GPIO0/EP1/MTA	6
VDD	126	GPIO1/EP2/MTA	7
VDD	125	GPIO2/EP3/MTA	8
GPIO89/XD10	124	VDD4	9
GPIO88/XD11	123	VDD5	10
GPIO87/XD12	122	GPIO3/EP4/MTA	11
VDDIO	121	GPIO4/EP5/MTA	12
GPIO86/XD13	119	GPIO5/EP6/MTA	13
VSS	118	VDD6	14
VDD	117	VDD7	15
GPIO85/XD14	116	GPIO7/EP7/MTA	16
GPIO84/XD15	115	GPIO8/EP8/MTA	17
GPIO83/SCITXD/CXD16	114	GPIO9/EP9/MTA	18
GPIO82/SCITXD/CXD17	113	GPIO10/EP10/MTA	19
GPIO81/EP11/MTA	112	GPIO11/EP11/MTA	20
GPIO80/MCLKRX/D78	111	GPIO12/EP12/MTA	21
GPIO89/MFSR/AXD20	109	VDD8	22
VDD	108	VDD9	23
VSS	107	GPIO13/EP13/MTA	24
VDDIO	106	GPIO14/EP14/MTA	25
VSS	105	GPIO15/EP15/MTA	26
X1	104	GPIO16/EP16/MTA	27
X1	103	GPIO17/EP17/MTA	28
VSS	102	VDD10	29
X2	101	VDD11	30
VDD	100	VDD12	31
GPIO88/ACLKRX/AXD21	99	VSS12	32
GPIO87/EP18/MTA	98	VSS13	33
GPIO86/SPICLK/AXD22	97	VSS14	34
GPIO85/SPICLK/AXD23	96	ADCIN17	35
GPIO84/SPICLK/AXD24	95	ADCIN16	36
GPIO83/SPICLK/AXD25	94	ADCIN15	37
GPIO82/EP19/MTA	93	ADCIN14	38
VDDIO	92	ADCIN13	39
VSS	91	ADCIN12	40
GPIO81/EP20/MTA	90	ADCIN11	41
GPIO80/EP21/MTA	89	ADCIN10	42
GPIO89/EP22/MTA	88	ADCIN9	43
GPIO88/EP23/MTA	87	ADCIN8	44
GPIO87/EP24/MTA	86	VDD13	45
GPIO86/EP25/MTA	85	GPIO48/ECAP5/XD31	88
GPIO85/EP26/MTA	84	TCK	87
GPIO84/EP27/MTA	83	EMU1	86
GPIO83/EP28/MTA	82	EMU0	85
GPIO82/EP29/MTA	81	VDD3WFL	84
GPIO81/EP30/MTA	80	VSS	83
GPIO80/EP31/MTA	79	TEST2	82
GPIO79/EP32/MTA	78	TEST1	81
GPIO78/EP33/MTA	77	XRS	80
GPIO77/EP34/MTA	76	TMS	79
GPIO76/EP35/MTA	75	TRST	78
GPIO75/EP36/MTA	74	TDO	77
GPIO74/EP37/MTA	73	TDI	76
GPIO73/EP38/MTA	72	GPIO33/SCLA/EPWMSYNCO/ADCSOCB0	75
GPIO72/EP39/MTA	71	GPIO32/SDAA/EPWMSYNCO/ADCSOCA0	74
GPIO71/EP40/MTA	70	GPIO27/ECAP4/EOEP28/MFSXB	73
GPIO70/EP41/MTA	69	GPIO26/ECAP3/EOEP29/MCLKXB	72
GPIO69/EP42/MTA	68	VDDIO	71
GPIO68/EP43/MTA	67	VSS	70
GPIO67/EP44/MTA	66	GPIO25/ECAP2/EOEP26/MDRB	69
GPIO66/EP45/MTA	65	GPIO24/ECAP1/EOEP27/MDB	68
GPIO65/EP46/MTA	64	GPIO23/EOEP19/MFSXA/SCIRXDB	67
GPIO64/EP47/MTA	63	GPIO22/EOEP18/MCLKXA/SCITXDB	66
GPIO63/EP48/MTA	62	GPIO21/EOEP17/MDRACANRXB	65
GPIO62/EP49/MTA	61	GPIO20/EOEP16/MDRACANRXA	64
GPIO61/EP50/MTA	60	GPIO19/SPBTEA/SCIRXDB/CANTXA	63
GPIO60/EP51/MTA	59	GPIO18/SPICLK/SCITXDB/CANRXA	62
GPIO59/EP52/MTA	58	VDD	61
GPIO58/EP53/MTA	57	VSS	60
GPIO57/EP54/MTA	56	VDD2A18	59
GPIO56/EP55/MTA	55	VSS2AGND	58
GPIO55/EP56/MTA	54	ADCRESEXT	57
GPIO54/EP57/MTA	53	ADCREFP	56
GPIO53/EP58/MTA	52	ADCREFM	55
GPIO52/EP59/MTA	51	ADCREFIN	54
GPIO51/EP60/MTA	50	ADCINB7	53
GPIO50/EP61/MTA	49	ADCINB6	52
GPIO49/EP62/MTA	48	ADCINB5	51
GPIO48/EP63/MTA	47	ADCINB4	50
GPIO47/EP64/MTA	46	ADCINB3	49
GPIO46/EP65/MTA	45	ADCINB2	48
GPIO45/EP66/MTA	44	ADCINB1	47
GPIO44/EP67/MTA	43	ADCINB0	46
GPIO43/EP68/MTA	42	VDD14	45
GPIO42/EP69/MTA	41		
GPIO41/EP70/MTA	40		
GPIO40/EP71/MTA	39		
GPIO39/EP72/MTA	38		
GPIO38/EP73/MTA	37		
GPIO37/EP74/MTA	36		
GPIO36/EP75/MTA	35		
GPIO35/EP76/MTA	34		
GPIO34/EP77/MTA	33		
GPIO33/EP78/MTA	32		
GPIO32/EP79/MTA	31		
GPIO31/EP80/MTA	30		
GPIO30/EP81/MTA	29		
GPIO29/EP82/MTA	28		
GPIO28/EP83/MTA	27		
GPIO27/EP84/MTA	26		
GPIO26/EP85/MTA	25		
GPIO25/EP86/MTA	24		
GPIO24/EP87/MTA	23		
GPIO23/EP88/MTA	22		
GPIO22/EP89/MTA	21		
GPIO21/EP90/MTA	20		
GPIO20/EP91/MTA	19		
GPIO19/EP92/MTA	18		
GPIO18/EP93/MTA	17		
GPIO17/EP94/MTA	16		
GPIO16/EP95/MTA	15		
GPIO15/EP96/MTA	14		
GPIO14/EP97/MTA	13		
GPIO13/EP98/MTA	12		
GPIO12/EP99/MTA	11		
GPIO11/EP100/MTA	10		
GPIO10/EP101/MTA	9		
GPIO9/EP102/MTA	8		
GPIO8/EP103/MTA	7		
GPIO7/EP104/MTA	6		
GPIO6/EP105/MTA	5		
GPIO5/EP106/MTA	4		
GPIO4/EP107/MTA	3		
GPIO3/EP108/MTA	2		
GPIO2/EP109/MTA	1		

Şekil EK H.1. TMS320F28335 pinlerinin fonksiyonları.

ÖZGEÇMİŞ

Onur METİN 1984 yılında Bursa’da doğdu; ilk, orta ve lise öğrenimini bu şehirde tamamladı. Ali Osman Sönmez Anadolu Teknik Lisesi’nden mezun oldu. 2002 yılında Gazi Üniversitesi Elektrik Öğretmenliği Bölümü’nde öğrenime başlayıp 2006 yılında mezun oldu. 2011 yılında Kastamonu Üniversitesi Taşköprü Meslek Yüksekokulu Elektrik Bölümü’nde Öğretim Görevlisi olarak göreve başladı. 2012-2016 yılları arasında Taşköprü Meslek Yüksekokulu müdür yardımcılığı görevini yaptı. Halen Taşköprü Meslek Yüksekokulunda Elektrik ve Enerji Bölüm Başkanlığı görevi ile çalışmaya devam etmektedir.

ADRES BİLGİLERİ

Adres: Kastamonu Üniversitesi
Taşköprü Meslek Yüksekokulu
Taşköprü / KASTAMONU

Tel: (555) 721 03 38

E-posta: ometin@kastamonu.edu.tr